



Université de Batna
Faculté de Technologie
Département d'Electrotechnique



MEMOIRE

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de :

MAGISTER En ELECTROTECHNIQUE

Option : Commande Electrique

Présenté par

TOUMI Mohamed

(Licence en Electrotechnique de l'Université de Laghouat)

APPLICATION DES ONDULEURS MULTI NIVEAUX DANS LES SYSTEMES DE CHAUFFAGE PAR INDUCTION.

Analyse, Modélisation et Commande.

Soutenu le : 09/06/2012

Devant le Jury composé de :

Nom	Grade	Université	Qualité.
Dr ABDESSEMED Rachid.	Professeur	Batna	Président.
Dr BENDAAS Mohamed Lokmane.	Professeur	Batna	Rapporteur.
Dr DIB Abderrahmane.	Maître de Conférences-A	O.E.B	Examineur
Dr HARBOUCHE Youcef.	Maître de Conférences-A	Batna	Examineur
Dr ARROUF Mohamed.	Maître de Conférences-A	Batna	Examineur

DEDICACES

A la mémoire de mes parents : mon cher père et ma chère mère ;

A tous mes frères ; Mostapha, Boulerbah, Hadj ;

A tous mes sœurs.

A ma petite fille ; Zohra ;

A mon petit fis ; Ilyes Ahmed.

A tous les enseignants et les éducateurs qui ont contribué à ma formation

durant tout le parcours de mes études jusqu'à ce jour ;

...je dédie ce modeste travail.

Toumi Med

Remerciements

Nous remercions Dieu qui nous a donné la force et la volonté d'accomplir ce modeste travail.

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

Mes sincères remerciements et reconnaissances vont à mon encadreur, Professeur Bendaas Mohamed Lokmane pour son aide, ainsi que pour la confiance qu'il m'a prodiguée durant la réalisation de ce travail.

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

Que tous les enseignants qui ont contribué à ma formation reçoivent ma gratitude et en particulier ceux du département d'électrotechnique de l'université de Batna.

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

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: Variation du sens du champ magnétique.
- Figure I-6: Pièce à chauffer sous forme d'un cylindre.
- Figure I-7: Représentation de la profondeur de peau.
- Figure I-8: Distribution de puissance pour une billette en acier magnétique.
- Figure I-9: L'induction B en fonction de H et de T d'un acier.
- Figure I-10: Déchargement automatique de la pièce pendant le brasage.
- Figure I-11: Inducteurs pour durcissement
- Figure I-12 : Schéma équivalent d'un transformateur.
- Figure I-13: Comparaison du chauffage avec un transformateur.
- Figure I-14: L'installation de chauffage par induction.
- Figure I-15: Représentation de l'inducteur et de la pièce à chauffer par R_{ch} et L_{ch} .
- Figure I-16: Schéma de principe de compensation de chauffage par induction.

Chapitre II :

- Figure II-1 : Les différentes topologies des onduleurs multiniveaux.
- Figure II-2 : Les différentes structures des onduleurs multiniveaux.
- Figure II.3 : Caractéristiques comparatives de la diode et des thyristors.
- Figure II-4 : Structure de l'IGBT.
- Figure II-5: Circuit équivalent (a), symbole et caractéristique de l'IGBT (b).
- Figure II-6 : Onde d'un onduleur 2 niveaux.
- Figure II-7: Onde d'un onduleur 3 niveaux.
- Figure II-8 : 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.
- 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'harmoniques de la tension à deux niveaux.
- Figure II-14: Configurations électriques des cellules d'un onduleur en pont complet à trois niveaux.
- 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 : Mise en série de deux onduleurs en pont complet monophasés.
- Figure II-19 : Configurations électriques des cellules d'onduleur à cinq niveaux.
- Figure II-20: Signal sinusoïdal et tension à la sortie.

Liste des figures.

- Figure II-21 : Séquence de commande des interrupteurs d'un onduleur en H à cinq niveaux.
- Figure II-22: Tension d'un onduleur en cascade à cinq niveaux.
- Figure II-23 : Spectre d'harmoniques de tension à cinq niveaux.
- Figure II-24 : Onduleur NPC à trois niveaux.
- Figure II-25 : Différentes configurations d'un onduleur NPC à trois niveaux.
- Figure II-26: Séquence de commande des interrupteurs à NPC à trois niveaux.
- Figure II-27: Tension de l'onduleur NPC à trois niveaux.
- Figure II-28 : Spectre d'harmoniques de tension à cinq niveaux.
- Figure II-29 : Structure d'un onduleur NPC à cinq niveaux.
- Figure II-30: Différentes configurations électriques d'un onduleur NPC à cinq niveaux.
- Figure II-31 : Les impulsions de commandes d'un onduleur de type NPC à cinq niveaux.
- Figure II-32 : Tension d'un onduleur de type NPC à cinq niveaux.
- Figure II-33 : Spectre d'harmoniques de tension à cinq niveaux.
- Figure II-34: Symbole conversion AC-DC et Forme de tension redressée.
- Figure II-35 : Redresseur à diodes et leur Forme d'onde de la tension redressée.
- Figure II-36 : Symbole d'un hacheur.
- Figure II-37: Montage du hacheur Série.
- Figure II-38 : 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 ω .
- Figure III- 4: Association de source triphasée, filtre et pont de redresseur.
- Figure III-5 : Tensions de source triphasé et tension redressée.
- Figure III-6: Schéma du filtre de sortie de redresseur.
- Figure III-7: Structure du hacheur série.
- Figure III-8: Séquences de fonctionnement d'un hacheur série.
- Figure III-9 : Structure du système, l'onduleur à deux niveaux - hacheur -Pièce.
- Figure III-10 : Tension de sortie de l'onduleur en pont complet à deux niveaux.
- Figure III-11: Spectre d'harmoniques pour la tension de sortie V_s .
- Figure III-12 : Courant de charge.
- Figure III-13: Spectre d'harmoniques du courant de charge.
- Figure III-14: Tension du hacheur(a), tension d'entrée de l'onduleur(b).
- Figure III-15: Tension (a)et courant (b) aux bornes d'un interrupteur.
- Figure III-16: Tension d'un onduleur en pont complet à trois niveaux.
- Figure III-17: Spectre d'harmoniques de tension.
- Figure III-18: Courant de charge.
- Figure III-19: Spectre d'harmoniques du courant de charge.
- Figure III-20: Tension du hacheur(a), tension d'entrée de l'onduleur(b).

Liste des figures.

- Figure III-21: Courant (a) et tension (b) aux bornes de l'interrupteur.
- Figure III-22: Deux ponts complets en cascade (série) alimentés de la pièce.
- Figure III-23: Tension de l'onduleur à cinq niveaux.
- Figure III-24 : Spectre d'harmoniques de tension de l'onduleur.
- Figure III-25: Courant de charge.
- Figure III-26: Spectre de harmoniques de courant.
- Figure III-27: Tension de sortie d'un hacheur et une tension d'entrée d'un onduleur.
- Figure III-28: Courant (a) et tension (b) aux bornes de l'interrupteur Q3.
- Figure III-29: La pièce est alimentée par l'onduleur du type NPC à trois niveaux.
- Figure III-30: Tension de sortie de l'onduleur NPC à trois niveaux.
- Figure III-31: Spectre d'harmoniques de tension de l'onduleur.
- Figure III-32: Courant de charge.
- Figure III-33: Spectres d'harmoniques de courant.
- Figure III-34: Tension d'alimentation de l'onduleur (b) et tension du hacheur (a).
- Figure III-35: Tension (b) et courant (a) d'un interrupteur (Q3).
- Figure III-36: La pièce est alimentée par l'onduleur du type NPC à cinq niveaux.
- Figure III-37: Tension de sortie de l'onduleur NPC à cinq niveaux.
- Figure III-38: Spectre d'harmoniques de tension de l'onduleur.
- Figure III-39: Courant de charge.
- Figure III-40: Spectre d'harmoniques de courant de charge.
- Figure III-41: Tension du hacheur (a) et tension alimentée de l'onduleur.
- Figure III-42: Courant (a) et tension aux bornes d'un interrupteur Q1 (b).

Chapitre IV :

- Figure IV-1 : Structure de contrôle de la 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 3 niveaux.
- Figure IV-15: Tension du hacheur et tension d'alimentation de l'onduleur en H à 3 niveaux.
- Figure IV-16: Courant (a) et tension (b) de l'interrupteur Q3 de l'onduleur à 3Niveaux.

Liste des figures.

- Figure IV-17 : Puissance contrôlée de l'onduleur en H à 5 niveaux.
- Figure IV-18 : Tension de sortie de l'onduleur en H à 5 niveaux.
- Figure IV-19 : Spectre d'harmoniques de tension de sortie de l'onduleur en H à 5 niveaux.
- Figure IV-20: Courant de charge de l'onduleur en H à 5 niveaux.
- Figure IV-21: Spectre d'harmoniques du courant de charge de l'onduleur en H à 5 niveaux.
- Figure IV-22: Tension du hacheur et tension d'alimentation de l'onduleur en H à 5 niveaux.
- Figure IV-23: Courant (a) et tension (b) de l'interrupteur Q3 de l'onduleur à 5 niveaux.
- Figure IV-24 : Puissance contrôlée de l'onduleur NPC à 3 niveaux.
- Figure IV-25 : Tension de sortie de l'onduleur NPC à 3 niveaux.
- Figure IV-26 : Spectre d'harmoniques de tension de sortie de l'onduleur NPC à 3 niveaux.
- Figure IV-27: Courant de charge NPC à 3 niveaux.
- Figure IV-28: Spectre d'harmoniques du courant de charge de l'onduleur NPC à 3 niveaux.
- Figure IV-29: Tension du hacheur (a), tension d'alimentation de l'onduleur (b) NPC à 3 niveaux.
- Figure IV-30: Courant (a) et tension (b) de l'interrupteur Q2 de l'onduleur NPC à 3niveaux.
- Figure IV-31: Puissance contrôlée de l'onduleur NPC à 5 niveaux.
- Figure IV-32: Tension de sortie de l'onduleur NPC à 5 niveaux.
- Figure IV-33: Spectre d'harmoniques de tension de sortie de l'onduleur NPC à 5 niveaux.
- Figure IV-34: Courant de charge NPC à 5 niveaux.
- Figure IV-35: Spectre d'harmoniques du courant de charge de l'onduleur NPC à 5 niveaux.
- Figure IV-36 : Tension du hacheur (a) et tension d'alimentation de l'onduleur (b) NPC à 5 niveaux.
- Figure IV-37: Courant (a) et tension (b) de l'interrupteur (Q1) de l'onduleur NPC à 5 niveaux.
- Figure IV-38 : Structure générale de la PLL.
- Figure IV-39: Structure proposée de la boucle à verrouillage de phase(PLL).
- Figure IV-40: Tension de l'onduleur V_i (V_s), tension de condensateur V_c (Cas d'un onduleur en pont complet à deux niveaux.)
- Figure IV-41: Porte logique ou-exclusif (a) et son tableau de vérité (b).
- Figure IV-42: Fonctionnement du comparateur XOR.
- Figure IV-43 : Changement de signe de la pente.
- Figure IV-44: Représentation de Frenel.
- Figure IV-45: Symbole et signal de VCO.
- Figure IV-46: Principe de fonctionnement de la bande d'hystérésis.
- Figure IV-47: Filtre passe-bas de 1er ordre.
- Figure IV-48 : Le système contrôlé par la PLL.
- Figure IV-49: Structure de la PLL.
- Figure IV-50: Algorithme de contrôle de l'onduleur par la PLL.
- Figure IV-51: Signal de tension de l'onduleur et de condensateur et de XOR.
- Figure IV-52: Tension de l'onduleur et courant de charge.
- Figure IV-53: Contrôle de la puissance active du système avec un onduleur en NPC à 3 niveaux.
- Figure IV-54: La tension de l'onduleur en NPC avec V_c (a), et avec le courant (b).

Liste des figures.

- Figure IV-55: Tension de l'onduleur en H à 2 niveaux.
- Figure IV-56: Spectres d'harmoniques de tension avec l'onduleur en H à 2 niveaux.
- Figure IV-57: Courant de charge de l'onduleur en H à 2 niveaux.
- Figure IV-58: Spectres d'harmoniques du courant de charge avec un onduleur en H à 2niveaux.
- Figure IV-59: Tension du hacheur et tension d'alimentation de l'onduleur en H à 2 Niv.
- Figure IV-60: Réponse transitoire de filtre avant (a) et après (b) la comparaison avec la référence. (Onduleur en H à 2 niv).
- Figure IV-62: Séquences de commande d'un onduleur en H à trois niveaux.
- Figure IV-63: Contrôle de la puissance active du système avec un onduleur en H à 3 niveaux.
- Figure IV-64: La tension de l'onduleur en H (2 niv) en retard avec V_c (a)et en phase avec le courant (b).
- Figure IV-65: Tension de l'onduleur V_i avec un onduleur en H à 3niveaux.
- Figure IV-66: Spectre d'harmoniques de tension de l'onduleur à 3 niveaux.
- Figure IV-67: Courant de charge avec un onduleur en H à 3niveaux.
- Figure IV-68: Spectre d'harmoniques du courant de charge avec un onduleur en H à 3niveaux.
- Figure IV-69: Tension de sortie du hacheur (a)et tension d'entrée de l'onduleur (b) avec un onduleur en H à 3niveaux.
- Figure IV-70 : Réponse transitoire de filtre avant (a) et après (b) la comparaison avec la référence avec un onduleur en H à 3niveaux.
- Figure IV-71: Courant (a) et tension (b) de l'interrupteur Q3 de l'onduleur à 3 niveaux.
- Figure IV-72: Contrôle de la puissance active du système avec un onduleur en H à 3 niveaux.
- Figure IV-73: La tension de l'onduleur en H à 5niveaux avec V_c (a)et avec le courant (b).
- Figure IV-74: Tension de l'onduleur V_i en H à 5 niveaux.
- Figure IV-75: Spectre d'harmoniques de tension de l'onduleur en H à 5 niveaux.
- Figure IV-76: Courant de charge en H à 5 niveaux.
- Figure IV-77: Spectre d'harmoniques du courant de charge d'un onduleur en H à 5 niveaux.
- Figure IV-78: Tension du hacheur et tension d'alimentation de l'onduleur en H à 5 niveaux.
- Figure IV-79: Réponse transitoire du filtre avant (a) et après (b) l'ajustement des erreurs.
- Figure IV-80: Courant (a) et tension (b) de l'interrupteur Q3 de l'onduleur en H à 5niveaux.
- Figure IV-81: Le block produit des signaux de commande pour le NPC à trois niveaux.
- Figure IV-82: Contrôle de la puissance active du système avec un onduleur NPC à 3 niveaux.
- Figure IV-83: Allure de la tension de l'onduleur NPC à 3 niveaux avec V_c (a), et avec le courant i_{ch} (b).
- Figure IV-84: Tension de l'onduleur NPC à 3 niveaux.
- Figure IV-85 Spectre d'harmoniques de tension de l'onduleur NPC à 3 niveaux.
- Figure IV-86: Courant de charge avec un onduleur NPC à 3 niveaux.
- Figure IV-87: Spectre d'harmoniques du courant de charge avec un onduleur NPC à 3 niveaux.
- Figure IV-88 : Tension du hacheur et tension d'entrée à l'onduleur NPC à 3 niveaux.
- Figure IV-89: Réponse transitoire du filtre avant (a) et après (b) ajustement de l'erreur d'un onduleur NPC à 3 niveaux.
- Figure IV-90: Courant (a) et tension (b) d'un interrupteur (Q2) de l'onduleur NPC à 3niveaux.
- Figure IV-91: Contrôle de la puissance active du système avec un onduleur NPC à 3 niveaux.

Liste des figures.

- Figure IV-92: La tension de l'onduleur en NPC à 5 niveaux avec V_c (a), et avec le courant (b).
- Figure IV-93: Tension de l'onduleur V_i en NPC à 5 niveaux.
- Figure IV-94: Spectre d'harmoniques de tension de l'onduleur en NPC à 5 niveaux.
- Figure IV-95: Courant de charge d'un onduleur en NPC à 5 niveaux.
- Figure IV-96: Spectre d'harmoniques du courant de charge d'un onduleur en NPC à 5 niveaux.
- Figure IV-97: Réponse du filtre avant (a) et après (b) l'ajustement.
- Figure IV-98: Tension du hacheur et tension d'alimentation de l'onduleur en NPC à 5 niveaux.
- Figure IV-99: Courant (a) et tension (b) d'un interrupteur (Q2) de l'onduleur NPC à 5niveaux.
- Figure IV-100: Schéma global proposé pour la commande du système.
- Figure IV-101: L'algorithme de commande globale du système.
- Figure IV-102: Contrôle de la puissance active du système avec un onduleur en NPC à 5 niveaux.
- Figure IV-103: Tension de l'onduleur (Onduleur en H à 2 niv) avec V_c (a), et avec le courant(b).
- Figure IV-104: Tension de l'onduleur V_i en H à 2 niveaux.
- Figure IV-105: Spectre d'harmoniques de tension de l'onduleur en H à 2 niveaux.
- Figure IV-106: Courant de charge (Onduleur en H à 2 niveaux).
- Figure IV-107: Spectre d'harmoniques du courant de charge avec l'onduleur en H à 2 niveaux.
- Figure IV-108: Réponse transitoire de filtre avant (a) et après (b) la comparaison avec la référence. . (Onduleur en H à 2 niveaux).
- Figure IV-109: Tension du hacheur et tension d'alimentation de l'onduleur en H à 2 niveaux.
- Figure IV-110: Courant (a) et tension (b) d'un interrupteur (Q3) de l'onduleur en H à 5 niveaux.
- Figure IV-111: Contrôle de la puissance active du système avec un onduleur en H à 3 niveaux.
- Figure IV-112: Tension de l'onduleur (Onduleur en H à 3 niv) avec V_c (a), et avec le courant (b)
- Figure IV-113: Tension de l'onduleur V_i (Onduleur en H à 3 niveaux).
- Figure IV-114: Spectre d'harmoniques de tension de l'onduleur (Onduleur en H à 3 niveaux).
- Figure IV-115: Courant de charge (Onduleur en H à 3 niveaux).
- Figure IV-116: Spectre d'harmoniques du courant de charge. (Onduleur en H à 3niv).
- Figure IV-117: Réponse transitoire de filtre avant (a) et après (b) la comparaison avec la référence. (Onduleur en H à 2 niv).
- Figure IV-118 : Tension du hacheur et tension d'alimentation de l'onduleur en H à 3 niv.
- Figure IV-119: Courant (a) et tension (b) d'un interrupteur (Q3) de l'onduleur en H à 3niveaux.
- Figure IV-120: Contrôle de la puissance active du système avec un onduleur en H à 5 niveaux.
- Figure IV-121: la tension de l'onduleur (Onduleur en H à 5 niv) avec V_c (a), et avec le courant (b)
- Figure IV-122: Tension de l'onduleur V_i (Onduleur en H à 5 niv).
- Figure IV-123: Spectre d'harmoniques de tension de l'onduleur (Onduleur en H à 5 niveaux).
- Figure IV-124: Courant de charge. (Onduleur en H à 5 niv).
- Figure IV-125: Spectre d'harmoniques du courant de charge. (Onduleur en H à 5niv).
- Figure IV-126: Tension de chaque hacheur (Onduleur en H à 5niv).
- Figure IV-127: Réponse transitoire de filtre avant (a) et après (b) la comparaison avec la référence (Onduleur en H à 2 niv).

Liste des figures.

Figure IV-128: Courant (a) et tension (b) d'un interrupteur (Q3) de l'onduleur en H à 5 niveaux.

Figure IV-129: Contrôle de la puissance active du système avec un onduleur en NPC à 3 niv.

Figure IV-130: La tension de l'onduleur(en NPC à 3 niv) avec V_c (a), et avec le courant (b).

Figure IV-131: Tension de l'onduleur V_i (Onduleur en NPC à 3 niv).

Figure IV-132: Spectre d'harmoniques de tension de l'onduleur NPC à 3 niveaux.

Figure IV-133: Courant de charge (Onduleur en NPC à 3 niv).

Figure IV-134: Spectre d'harmoniques du courant de charge avec un onduleur NPC à 3 niveaux.

Figure IV-135: Tension du hacheur et tension d'alimentation de l'onduleur en NPC à 3 niv.

Figure IV-136: Réponse transitoire du filtre avant (a) et après (b) l'ajustement des erreurs.

Figure IV-137: Courant (a) et tension (b) d'un interrupteur (Q2) de l'onduleur NPC à 3 niveaux.

Figure IV-138: Contrôle de la puissance active du système avec un onduleur en NPC à 5 niveaux.

Figure IV-139 : La tension de l'onduleur(en NPC à 5 niv) avec V_c (a), et avec le courant (b).

Figure IV-140: Tension de l'onduleur V_i (Onduleur en NPC à 5niv).

Figure IV-141: Spectre d'harmoniques de tension de sortie de l'onduleur (Onduleur NPC à 5niv).

Figure IV-142: Courant de charge (Onduleur en NPC à 5 niv).

Figure IV-143: Spectre d'harmoniques du courant de charge (Onduleur NPC à 5niv).

Figure IV-144: Tension du hacheur et tension d'alimentation de l'onduleur en NPC à 5 niv.

Figure IV-145: Réponse transitoire du filtre avant (a) et après (b) l'ajustement des erreurs.

Figure IV-146: Courant (a) et tension (b) d'un interrupteur (Q1) de l'onduleur NPC à 5 niveaux.

ANNEXE :

Figure A-1 : Signal de référence.

Figure A-2 : Principe de commande du hacheur.

Figure A-3 : Créneau réglable.

Figure A-4 : Forme d'onde multiniveaux (5niveaux) générée par une commande par paliers et tensions aux bornes de deux cellules en série.

Figure IV-5: Le block produit des signaux de commande de l'onduleur en H à cinq niveaux.

Figure IV-6: Le block produit des signaux de commande de l'onduleur NPC à cinq 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 : Exemples de possibilités de solutions redondantes. (p.u est l'unité relative, avec E_1 comme tension de base).

Tableau II-2 : Facteurs de distorsion de chaque type de l'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: Tableau des excitations relatives des cellules (Onduleur en H à 5niveaux).

Tableau III-5: Paramètres de l'onduleur en H à cinq niveaux.

Tableau III-6 : Excitations relatives des cellules (onduleur NPC à 3 niveaux).

Tableau III-7: Paramètres de l'onduleur NPC à trois niveaux.

Tableau III-8 : Tableau des excitations relatives des cellules (Onduleur NPC à 5niveaux).

Tableau III-9: Paramètres du système avec un onduleur NPC à 5 niveaux.

Chapitre IV:

Tableau IV-1: Paramètres du circuit de la PLL.

Sommaire

Dédicaces.	
Remerciement.	
Liste des figures.	
Introduction générale.....	1
CHAPITRE I : L'état de l'art	
sur le chauffage par induction.	
I-1 Introduction	4
I-2 Relations de base.....	5
I-3 Définitions de base.....	6
- Résistance	6
- Inducteurs.....	6
- Solénoïde.....	6
- Charge.....	6
- Flux magnétique.....	6
- Courant de Foucault.....	7
I-4 Principe du chauffage par induction	7
I-4-1 La loi d'induction électromagnétique.....	8
I-4-2 l'effet joule.....	9
I-5 Caractéristique électriques du chauffage par induction.....	10
I-5-1 Effet de peau.....	10
I-5-2 La nature magnétique du matériau.....	11
I-5-3 La résistivité électrique.....	12
I-5-4 Transfert de chaleur par induction.....	13
I-6 Application industrielles.....	14
I-6-1 Le brasage.....	14
I-6-2 Durcissement de l'acier.....	14
I-6-3 la Fusion.....	15
I-7 Base électrique du chauffage par induction.....	15
I-8 L'installation de chauffage par induction.....	16
I-8-1 Source de fréquence.....	16
I-8-2 Les convertisseurs statiques.....	16
I-9 Rendement du chauffage par induction.....	17

I-10	Facteur de puissance.....	17
I-11	Schéma de principe de compensation.....	18
I-12	Les inconvénients du chauffage par induction.....	18
I-13	Conclusion.....	19

CHAPITRE II : Etude, analyse et simulation des Onduleurs monophasés multiniveaux.

II-1	Etat de l'art sur les convertisseurs.....	20
II-2	Terminologie des convertisseurs statiques.....	20
II-2-1	Les divers types des onduleurs.....	21
II-2-2	Application des onduleurs.....	21
II-2-3	convertisseurs statiques multiniveaux.....	21
II-2-4	Différentes structures de convertisseurs multiniveaux.....	22
II-3	Concepts du modèle de l'interrupteur.....	23
II-3-1	La diode.....	23
II-3-2	L'IGBT.....	23
	- Principe.....	23
	- Structure.....	23
	- Circuit équivalent.....	24
	- Symboles.....	24
II-4	Définitions de base sur les concepts de la modélisation.....	24
II-4-1	Commandabilité des convertisseurs statiques.....	24
II-4-2	Fonction de connexion.....	24
II-4-3	La cellule.....	24
II-4-4	La commande complémentaire.....	25
II-4-5	Fonction de commutation.....	25
II-4-6	Fonction de connexion d'une cellule.....	25
II-4-7	La fonction de conversion.....	25
II-5	Commande des onduleurs multiniveaux.....	25
II-5-1	Différent types de commandes des onduleurs.....	26
II-5-1-1	Commande à onde rectangulaire (tension en deux niveaux).....	26
II-5-1-2	Commande en créneaux de largeur variable (tension en 3 niveaux).....	26
II-5-1-3	Commande à paliers (tension en 5niveaux).....	26
II-6	Les paramètres de performances de l'onduleur.....	27

II-6-1	Facteur de distorsion harmonique (THD).....	27
II-6-2	Facteur courant harmonique (HCF).....	27
II-6-3	Facteur de distorsion (DF).....	27
II-7	Etude, analyse et simulation des onduleurs monophasés multiniveaux.....	27
II-7-1	Onduleur monophasé en pont complet (en H).....	27
II-7-1-1	: Onduleur à deux niveaux.....	28
-	Principe de fonctionnement de l'onduleur à deux niveaux.....	28
-	Tension de sortie.....	29
-	Simulation et interprétation.....	29
II-7-1-2	Onduleur monophasé à trois niveaux en pont complet.....	30
-	Tension de sortie.....	31
-	Simulation et interprétation.....	31
II-7-1-3	Onduleur à cinq niveaux type deux ponts complets en cascade.....	32
-	Structure de l'onduleur à cinq niveaux type deux ponts complets en cascade.....	33
-	Principe de fonctionnement.....	33
-	Tension de sortie.....	35
-	Simulation et interprétation.....	35
II-7-2	Onduleur multiniveaux de type NPC.....	36
-	Hypothèse.....	37
II-7-2-1	Onduleur multiniveaux à trois niveaux de type NPC.....	37
-	Structure.....	37
-	Principe de fonctionnement.....	38
-	Tension de sortie.....	39
-	Simulation et interprétation.....	40
II-7-2-2	Onduleur de type NPC à cinq niveaux.....	41
-	Structure.....	41
-	Principe de fonctionnement.....	42
-	Tension de sortie.....	42
-	Simulation et interprétation.....	44
II-8	Comparaison entre différentes structures de l'onduleur étudiées.....	45
II-9	Convertisseurs statiques AC-DC (le redresseur).....	45
II-9-1	Différents Types de redresseurs.....	45
-	Redresseurs à commutation forcée.....	46
-	Redresseurs à commutation naturelle.....	46

- Grandeurs caractéristiques.....	46
II-10 Convertisseurs statiques DC-DC (le hacheur).....	46
II.10-1 Différents Types des hacheurs.....	47
II-10-2 Hacheur série.....	47
II-11 Conclusion.....	48
CHAPITRE III : Modélisation et simulation du système de chauffage par induction.	
III-1 Introduction.....	49
III-2 Description du système.....	49
III-3 Modélisation de la charge.....	50
III-4 Modélisation du redresseur.....	51
- Calcul des paramètres du filtre de source.....	52
III-5 Modélisation du filtre d'entrée.....	53
- Calcul de la valeur minimale de la capacité C_f	53
- Calcul de la valeur de l'inductance.....	43
III-6 Modélisation du hacheur et son filtre $L_h C_h$	54
III-6-1 Modélisation du hacheur.....	54
III-6-1 Modélisation du filtre $L_h C_h$	55
- Choix de l'inductance L_h	55
- Choix du condensateur C_h	55
III-7 Modélisation de l'onduleur.....	55
III-7-1 Modélisation et simulation de l'onduleur à deux niveaux.....	56
III-7-1-1 Modèle du fonctionnement.....	56
- la commande complémentaire.....	56
- Fonction de connexion des cellules.....	56
- Table d'excitation des interrupteurs.....	57
- Les fonctions de conversion.....	57
- Simulation du système.....	57
III-7-2 Modélisation et simulation de l'onduleur à trois niveaux.....	59
- Table d'excitation des interrupteurs.....	59
- Les fonctions de conversion.....	59
- Simulation du système.....	59
III-7-3 Modélisation et simulation de l'onduleur à cinq niveaux en cascade.....	61

III-7-3-1 Le modèle de fonctionnement.....	61
- La commande complémentaire.....	61
- Fonction de connexion des cellules.....	61
- Table d'excitation des interrupteurs.....	62
- Les fonctions de conversion.....	62
- Simulation du système.....	62
III-7-4 Modélisation et simulation de l'onduleur du type NPC à trois niveaux.....	64
III-7-4-1 La commande complémentaire :.....	64
- La commande complémentaire.....	64
- Fonction de connexion des cellules.....	64
- Table d'excitation des interrupteurs.....	64
- Les fonctions de conversion.....	65
- Simulation du système.....	65
III-7-5 Modélisation et simulation de l'onduleur du type NPC à trois niveaux.....	67
- La commande complémentaire.....	67
- Fonction de connexion des cellules.....	67
- Table d'excitation des interrupteurs.....	68
- Les fonctions de conversion.....	68
- Simulation du système.....	68
III-8 Conclusion.....	70

**CHAPITRE IV : Stratégie de commande du
système du chauffage par induction.**

IV-1 Stratégie de commande du système.....	71
IV-1-1 Introduction.....	71
IV-1-2 Commande du système à fréquence fixée.....	71
IV-1-2-1 Notion sur la puissance.....	72
IV-1-3 Modèle mathématique de la charge.....	72
IV-1-4 Méthodes de synthèse de régulateur PI.....	73
IV-1-4-1 Critères typiques de synthèses.....	73
IV-1-4-2 Réglage de la puissance avec un régulateur PI.....	73
IV-1-5 Simulation à fréquence fixée.....	74
IV-1-5-1 Cas d'un onduleur à deux niveaux.....	74
IV-1-5-2 Cas d'un onduleur à trois niveaux (commande décalée).....	76

IV-1-5-3 Cas d'un onduleur à cinq niveaux de type cascade.....	78
IV-1-5-4 Cas d'un onduleur à trois niveaux de type NPC.....	79
IV-1-5-5 Cas d'un onduleur à cinq niveaux de type NPC.....	81
- Interprétation.....	82
IV-2 La boucle à verrouillage de phase.....	83
IV-2-1 Introduction.....	83
IV-2-2 Structure de la PLL.....	84
IV-2-2-1 Le comparateur de phase.....	85
- Comparateur ou exclusif (XOR).....	85
IV-2-2-2 L'oscillateur contrôlé en tension VCO.....	87
- MLI à bande d'hystérésis.....	87
- Plage de verrouillage.....	87
- Plage de capture.....	87
IV-2-2-3 Le filtre passe-bas.....	87
IV-2-3 Contrôle de fréquence à puissance fixée.....	89
- Principe de fonctionnement de la PLL.....	89
IV-2-3-1 Cas d'un onduleur en H à deux niveaux.....	90
- Model mathématique.....	91
- Simulation du système.....	93
IV-2-3-2 Cas d'un onduleur en H à trois niveaux.....	95
- Simulation du système.....	95
IV-2-3-3 Cas d'un onduleur en H à cinq niveaux.....	97
- Simulation du système.....	97
IV-2-3-4 Cas d'un onduleur NPC à trois niveaux.....	99
- Simulation du système.	99
IV-2-3-5 Cas d'un onduleur NPC à cinq niveaux.....	102
- Simulation du système.	102
- Interprétation.....	104
IV-2-4 Contrôle du système global (Contrôle de fréquence et de puissance).....	104
IV-2-4 -1 Cas d'un onduleur en H à deux niveaux.....	105
- Simulation du système.	105
IV-2-4 -2 Cas d'un onduleur en H à trois niveaux (commande décalée).....	107
- Simulation du système.	107
IV-2-4 -3 Cas d'un onduleur en cascade(H) à cinq niveaux.....	109

Liste des figures

- Simulation du système.	109
IV-2-4 -4 Cas d'un onduleur en NPC à trois niveaux.....	111
- Simulation du système.	111
IV-2-4 -5 Cas d'un onduleur en NPC à cinq niveaux.....	113
- Simulation du système.	113
- Interprétation.....	115
IV-3 Conclusion.....	116
Conclusion générale.....	117
Annexe.	
Références Bibliographiques.	

Principales notations :

ω_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 ⁻¹].
H	Le champ magnétique, en [A.m ⁻¹].
μ	La perméabilité magnétique absolue, en [H. m ⁻¹]
μ_0	Constante, appelée perméabilité magnétique dans le vide, $4\pi.10^{-7}$.
μ_r	Constante, appelée perméabilité magnétique relative.
J_i	La densité volumique de courant en surface. En ampère sur mètre [V.m ⁻²]
D	L'induction électrique [V. s.m ⁻²].
t	Le temps en seconde[s].
R	La résistance, en Ohm [Ω]
ρ	La résistivité de matériau. en ohm mètre [$\Omega.m$].
s	La section (surface), en mètre carré [m ²]
h	La longueur du fil électrique, en mètre [m]
σ	La conductivité électrique.[$\Omega^{-1}.m^{-1}$]
δ	$\delta=1/\sigma$ La conductivité électrique.[$\Omega.m$]
Φ	Le flux magnétique, en Webers [Wb]
ε	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_F	Le courant de Foucault, en Ampère [A].
ϵ	La permittivité diélectrique absolue.
I_{ch}	Le courant traversé dans la charge. En Ampère [A]
P_{ch}	La puissance dissipée dans la charge, En Watt [W]
P_i	La puissance dissipée dans l'inducteur. En Watt [W]
R_{ch}	La résistance de charge. en Ohm [Ω]
L_{ch}	L'inductance de charge. En Henri [H]
C_{ch}	La capacité de compensation en série. En Farad [F]
F	Le facteur de transmission de puissance.
\check{C}	Le facteur de couplage.
x	La distance de la surface, en mètre [m]
T'	La température, en [K] ou [°C]

Principales notations et abréviations

a	La pente initiale de la courbe $B = f(H, T)$.
v	vitesse de l'électron.
e^-	charge de l'électron, en [C]
l_e	Le moyen de l'électron libre parcours.
n	Le nombre des électrons de conductivité.
m	La masse de l'électron,
σ_{SB}	La constante de Stefan-Boltzmann, $\sigma_{SB} = 5.67.10^{-8} \text{ W.m}^{-2} \text{ K}^{-4}$.
ϕ	Le flux de chaleur, en [W]
W	Le travail mécanique, en [J]
C_s	La chaleur spécifique, en [K] ou [°C]
η	Rendement du chauffage par induction.
V_s	La tension d'alimentation de la charge, en [V].
\hat{j}	Le nombre complexe.
Z	L'impédance de la charge, en [Ω]
δ	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.
T	La période, en [s]
F^m	La fonction de connexion de cellule.
E	La tension de source continue d'alimentation.
V_{eff}	La tension efficace.
N	Le nombre de niveaux de l'onduleur.
β	L'angle, en [rad]
p	Nombre total de commutation sur un quart période.
θ_i	Angle de commutation.
S	le nombre des sources secondaires de tension continue
D	les diodes de bouclage.
C	La capacité, en [F]
V_{C1}	La tension aux bornes de condensateur, [F]
U_{moy}	La tension moyenne, en [V].
α	Le rapport cyclique, en [rad].
L_f	L'inductance du filtre de sortie de redresseur, [H]
C_f	La capacité du filtre de sortie de redresseur, [F].
Q_h	L'interrupteur du hacheur.

Principales notations et abréviations

V_d	La tension aux bornes de sortie du redresseur, en [V]
V_m	La tension maximum de source, en [V]
$V_{1,2,3}$	Les tensions simples de source triphasée, en [V].
U_f	La tension aux bornes du filtre f, en [V]
U_h	La tension aux bornes de sortie du hacheur, en [V].
q	La charge instantanée du condensateur, en [C].
Q'	Le facteur de qualité.
G_j	La fonction logique de commutation.
$U_{d moy}$	La tension redressée par le redresseur triphasé, [V].
Δi_{max}	L'ondulation du courant, en[A]
i_{max}	Le courant maximum de source, en [A].
L_S	L'inductance du filtre de source, en [H].
R_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 [Ω].
D_h	La diode du hacheur.
i_{Lh}	Le courant circulant dans L'inductance du filtre du hacheur, en [A].
$\bar{I}_c(\Delta I_c)$	L'intensité moyenne, en [A].
f_c	La fréquence de coupure, en [Hz].
P_{ref}	La puissance référentielle, en [W]
$P_{mesuré}$	La puissance mesurée, en [W].
I_{eff}	Le courant efficace, en [A].
Φ	Le déphasage entre la tension et le courant, en [rad].
ω	La pulsation, en [rad/s]
$G_{PI}(P)$	La fonction de transfert.
K_p	Le gain proportionnel du régulateur PI.
K_i	Le gain d'intégrateur du régulateur PI.
P_0	Le premier pôle.
P_e	La puissance d'entrée.
P_s	La puissance de sortie.
f_s	La fréquence de sortie de VCO.
$V_i(V_s)$	La tension de sortie de l'onduleur.
V_c	La tension aux bornes de condensateur de compensation.
U_X	La tension d'erreur.
\emptyset	Le déphasage entre la tension de condensateur de compensation et la tension d'onduleur.

Principales notations et abréviations

τ_{\emptyset}	L'intervalle de temps entre les passages par zéro et la période T.
XOR	Ou-exclusif.
K_{ce}	Le gain d'intégral.
U_C	La tension de commande.
Φ_c	Le déphasage entre la tension du condensateur de compensation et l'origine.
Φ_i	Le déphasage entre la tension de l'onduleur et l'origine.
Ǻ	La fourchette (ou largeur) d'hystérésis.
R	La résistance du filtre passe-bas de la PLL.
C	La capacité du filtre passe-bas de la PLL.
τ	Le temps d'extraire de la valeur moyenne entrant à la PLL.
U_{co}	La tension continue sortant de la PLL.
k_0	L'inverse du temps d'extraire. $(1/\tau)$.
K_d	La rapport la tension de sortie du filtre sur l'erreur de déphasage.[Volts/radian]
e	L'erreur de phase.
x_f	La valeur moyenne de normalisation de filtre.
T_s	Le temps simple de contrôle.
$\Delta\emptyset$	La différence de phase.
T_0	La période de l'onduleur au point d'opération, en [s].
y	C'est un vecteur de colonne.
A_c	Une matrice.

Liste des abréviations :

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 transfère en boucle ouverte
FTBF	La fonction de transfère en boucle fermée.
PLL	En Anglais : phase-locked loop
CP	Le comparateur de phase
VCO	En Anglais : Voltage Controlled Oscillator

Introduction générale

Auparavant, 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.

L'évolution de l'électronique de puissance et des sciences des matériaux magnétiques a permis au traitement thermique d'étendre ses domaines d'application dans l'industrie et d'accroître ses performances associées.

Le traitement thermique par induction est un procédé utilisé dans l'industrie pour durcir ou changer les caractéristiques de certaines pièces métalliques. L'avantage principal du traitement par induction est qu'aucune flamme directe n'est utilisée comparée à d'autres formes de traitements similaires. En plus, l'énergie est transmise sans aucun contact entre la pièce et l'élément électromagnétique. [11]

Ces moyens de chauffage, pendant leur action, engendrent un échauffement local et toujours rapide du métal, mais c'est au niveau de la vitesse de chauffage et de la profondeur chauffée, que des différences apparaissent [55]:

- Le chauffage à la flamme est le procédé le plus lent.
- Le chauffage par induction a une efficacité qui va dépendre, au premier chef, de la fréquence du courant alternatif utilisé, de la constitution de l'inducteur et de la qualité du couplage magnétique. La fréquence détermine la profondeur chauffée ; la température d'austénitisation est généralement atteinte en quelques secondes.

Le chauffage par induction met en jeu trois phénomènes physiques successifs : [6]

- Le transfert d'énergie de l'inducteur au corps à chauffer par voie électromagnétique
- La transformation en chaleur dans le corps de l'énergie par effet Joule
- Et, la transmission de la chaleur par conduction, convection et rayonnement thermique.

Il est couramment utilisé dans les forges industrielles, notamment dans l'industrie automobile. Et depuis, de nouvelles technologies se sont développées et les applications du chauffage par induction se sont multipliées : traitement thermique, brasage, soudage de tubes, fusion, forge... [50]

Ses caractéristiques essentielles sont : [6]

- La création de la chaleur au sein même du matériau à chauffer

- La faible inertie thermique (souplesse) par rapport au chauffage avec un four électrique classique par exemple
- Et, la densité de puissance élevée (rapidité de chauffage).

Le succès des installations de traitement par induction est dû : [6]

- A l'utilisation d'aciers peu coûteux ;
- Aux faibles déformations après traitement ;
- A l'automatisation possible et à la rapidité de mise en œuvre.

Dans ce contexte, le travail comprend une étude d'un 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 à résonance. Le mémoire est composé de quatre chapitres exposant la démarche présentée ci-dessus.

Le premier chapitre a présenté l'état de l'art du chauffage par induction. Après un rappel sur les lois physiques et le principe de ce type de chauffage, nous avons expliqué les paramètres essentiels qui ont le rôle d'augmenter ou de diminuer l'échauffement dans une pièce comme : la nature des matériaux, la fréquence de commutation et la compensation de l'énergie réactive. Et nous avons aussi parlé des équipements, la gamme de puissances et le rendement du système, sans oublier les applications de ce type de chauffage dans notre vie, ses utilisations industrielles, ses avantages et ses inconvénients.

Dans le deuxième chapitre, on a présenté une étude détaillée des générateurs à induction : conception, analyse et principe de fonctionnement des différentes structures de l'onduleur multiniveaux (pont complet, cascade et NPC), en donnant les caractéristiques de chaque structure.

Le troisième chapitre a permis d'établir 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, pour valider les modèles établis. Les résultats de simulation sont présentés avec une analyse spectrale pour chaque structure topologique étudiée.

Le dernier chapitre a présenté les deux boucles de commande permettant le contrôle et la conduite du système de chauffage par induction, à savoir :

- La boucle de contrôle de la puissance du système de chauffage par induction, réalisée par un régulateur classique (PI).

Introduction générale

- Et, la boucle à verrouillage de phase (en Anglais ; phase locked loop : PLL) qui permet d'assurer l'asservissement et la surveillance de la fréquence de l'onduleur. Ce circuit permet un fonctionnement au voisinage de la fréquence de résonance de la charge et par conséquent une puissance injectée maximale.

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

CHAPITRE I : L'état de l'art sur le chauffage par induction

I-1 Introduction :

Le chauffage par induction est une technique utilisée pour la trempe ou la fusion des aciers. Sa chaleur produite est générée directement par l'induction électromagnétique.

L'idée de l'induction magnétique résulte des séries d'expériences et d'inventions. On résume en ce qui suit les évolutions connues par ces dernières au cours des années:

- Oersted 1819, observe que des fils conducteurs parcourus par un courant électrique créent un champ magnétique.
- Biot et Savart 1820, puis Ampère établissent des relations expérimentales sur le champ magnétique et sa production par des courants électriques.
- Ampère 1820, met en évidence la force magnétique similitude entre aimant et bobine attraction de 2 fils : définition de l'Ampère distinction électrostatique / électrodynamique.
- Faraday 1831, découvre le phénomène d'induction magnétique.
- Maxwell 1870, Théorie classique de l'électromagnétisme.

Les premiers systèmes de chauffage par induction sont apparus au cours des années 1920 avec la mise en place de convertisseurs pouvant fournir la puissance électrique nécessaire. A la fin des années 1960, des équipements de chauffage rapide ont été développés. Or en 1978, Henri Foch a inventé le Thyristor Dual qui, justement, a permis d'accroître les fréquences de fonctionnement des semi-conducteurs à l'époque. L'électrothermie a donc été choisie comme domaine d'application privilégié du thyristor dual. [12]

Aujourd'hui, les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance ont permis une large utilisation de ce système à cause de son efficacité que les autres méthodes traditionnelles. Des années 1980, le recours aux techniques a permis de réaliser une large part des essais.

Donc, ce système d'échauffement présente un certain nombre d'avantages intrinsèques qui explique son développement croissant :

- rapidité de échauffement peut obtenir des densités de puissance très élevées, [2]

- localisation précise de l'effet thermique grâce à une conception d'inducteur et d'une fréquence de fonctionnement adaptée à la pièce à chauffer, [2]
- possibilité de chauffer à des températures très élevées avec un rendement pratiquement indépendant de la température. [2]
- amélioration de la résistance à la fatigue (cisaillement, flexion, torsion). [10]
- 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 (pour l'induction seulement).
- meilleure tenue à l'usure et au matage.
- haute sécurité de fonctionnement. [58]

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

I-2 Relations de base :

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

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

Le champ magnétique, créé par la bobine, engendre dans la charge électroconductrice 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 [50] [1] :

- 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 :

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

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

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

Avec ; B : l'induction magnétique. E : le champ électrique, en volt [V].
 μ : la perméabilité magnétique. J : la densité du courant induit.
 ρ : 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 t .

L'explication et l'établissement de ces équations soulèvent quelques difficultés souvent passées sous silence.

I-3 Définitions de base:

▪ Résistance :

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

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

▪ Inducteurs :

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

$$D = \varepsilon E \quad \text{I-7}$$

$$B = \mu H \quad \text{I-8}$$

Où ; ε 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]

$$B = \mu H \quad \text{I-10}$$

$$J = \sigma E \quad \text{loi d'ohm} \quad \text{I-11}$$

Où ; σ 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 [3].



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 [7] :

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{d}{dt} \iint_{\text{circuit}} \vec{B} \cdot d\vec{s} \tag{I-12}$$

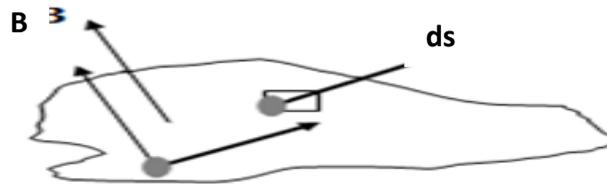


Figure I-2: Le flux magnétique à travers une surface.

L'unité de flux magnétique est le Weber, qui correspond à 1 Tesla x 1m². 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 (la zone à chauffer) 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. [6][63]

$$B = \mu \frac{N'}{L'} i = \mu H \text{ et } i_F = N' \frac{h}{L'} i \tag{I-13}$$

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 :

Lorsqu'un courant alternatif de fréquence élevée passe par une bobine (ou inducteur), il crée un champ magnétique intense. Toute pièce en métal placée dans ce champ est parcourue par des courants électriques induits ou des courants de Foucault qui l'échauffent. Ces courants dissipent de la chaleur par effet Joule dans le matériau où ils ont pris naissance. Figure I-3.

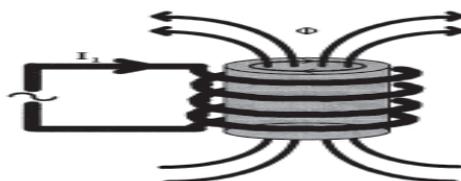


Figure I-3 : Courants de Foucault induits.

Le chauffage par induction est une application directe de deux lois physiques [2] [6]:

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

I-4-1 La loi d'induction électromagnétique :

Cette loi (la loi de Faraday) énonce que [3]:

- si le flux à l'intérieur d'une boucle (ou spire) varie avec le temps, une tension ε est induite entre ses bornes.
- la valeur de cette tension induite est proportionnelle au taux de variation du flux.

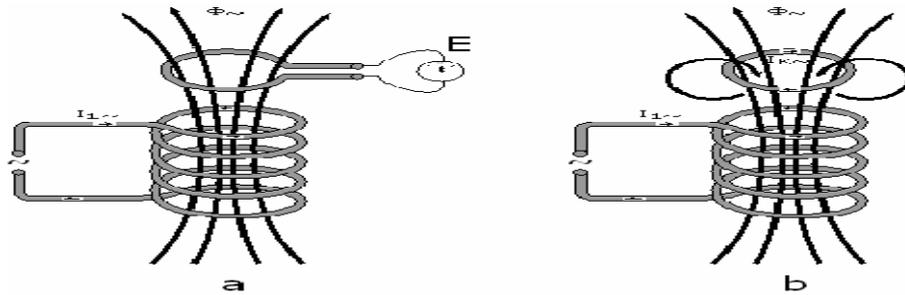


Figure I-4: Loi de Faraday.

La formulation de cette loi est due à Lenz qui indique que, dans un circuit fermé fixe soumis à une induction extérieure variable figure I-4, il apparaît une force électromotrice induite ε donnée par : [1]

$$\varepsilon = \oint_C \vec{E} \cdot d\vec{l} \quad \text{I-14}$$

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

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

$$\oint_C \vec{E} \cdot d\vec{l} = - \int_{(s)} \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{s} \quad \text{I-15}$$

Et à partir des équations I-15, I-14, I-13, on obtient en explicitant le flux Φ : [1] [3]

$$\varepsilon = - \frac{d\phi}{dt} \quad \text{I-16}$$

Si la bobine de détection comprend plusieurs spires, on doit prendre en compte ces N' spires dans la valeur de la f.é.m. (force électromotrice) produite et l'équation I-16 devient : [3]

$$\varepsilon = - N' \frac{d\phi}{dt} \quad \text{I-17}$$

Remarque :

Le signe négatif qui apparaît dans l'équation I-16 a une signification tout à fait générale : le courant produit par la variation de flux produit à son tour un flux magnétique dont la valeur a tendance à s'opposer à la variation de flux qui le produit figure I-5. C'est la loi de Lenz.

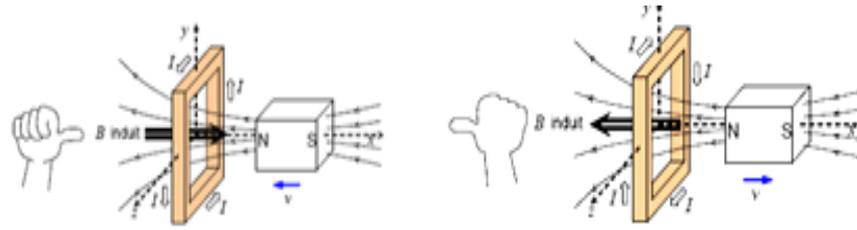


Figure I-5 : Variation du sens du champ magnétique.

I-4-2 l'effet joule :

La formulation simple de la puissance $P = Ri^2$ [62], ne peut pas être facilement utilisée du fait de la non-uniformité de la distribution des courants dans le conducteur.

D'une autre manière, la résistance est déterminée par la résistivité ρ et la perméabilité de la pièce à chauffer μ , le courant est déterminé par l'intensité du champ magnétique[48].

Pour un cylindre, sa résistance est donnée par la relation: $R = \rho \frac{h}{s}$ qui correspond, $h = \pi d$, $s = \delta h$ [63].

Où, h , s , d sont les dimensions du cylindre. (Voir la figure I-6). Et δ est la profondeur de pénétration (voir l'explication I-5-1 Effet de peau).

Avec des calculs simplifiés, on exprime [63]:

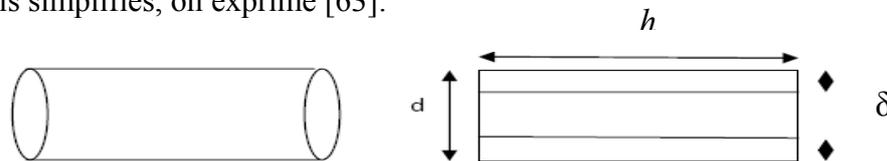


Figure I-6 : Pièce à chauffer sous forme d'un cylindre.

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

$$R = \rho \cdot \frac{\pi \cdot d}{\delta h} = \rho \cdot \frac{\pi \cdot d}{\sqrt{\frac{1}{\pi f_r \sigma \mu}} h} \quad \left(\sigma = \frac{1}{\rho} \right) \tag{I-18}$$

- Donc, la puissance dissipée dans la pièce (la charge) est [63]:

$$P_{ch} = R i_F^2 \tag{I-19}$$

A partir des équations, I-13, I-18 et I-19, on tire :

$$P_{ch} = \pi \cdot d \cdot h \cdot H^2 \cdot \sqrt{\pi \cdot \rho \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot f_r} \text{ [W]} \tag{I-20}$$

$$P_i = H^2 \cdot \sqrt{\pi \cdot \rho \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot f_r} \text{ [W/m}^2\text{]} \tag{I-21}$$

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). [4][5]
- 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] [5].

Alors, on peut écrire les dernières équations de puissance I-20, I-21 en fonction des facteurs de correction par : [4] [5]

$$P_{ch} = \pi \cdot d \cdot h \cdot H^2 \cdot (\sqrt{\pi \cdot \rho \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot f_r}) F \cdot \check{C} \quad [W] \quad I-22$$

$$P_i = H^2 (\sqrt{\pi \cdot \rho \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot f_r}) F \cdot \check{C} \quad [W/m^2] \quad I-23$$

I-5 Caractéristiques électriques du chauffage par induction :

Pour les applications industrielles, 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.

I-5-1 Effet de peau :

Les calculs précédents de puissance sont essentiels pour comprendre le comportement du champ magnétique qui pénètre dans le métal sur une profondeur plus ou moins importante suivant la fréquence du champ électromagnétique et les propriétés du matériau considéré. 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 ou l'effet pelliculaire (en anglais: skin-effect).

La densité de courant J dans le métal décroît exponentiellement comme il est montré dans la figure I-7. [2]

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

$$J_x = \frac{di}{dx} = J_0 e^{-\frac{x}{\delta}} \quad I-24$$

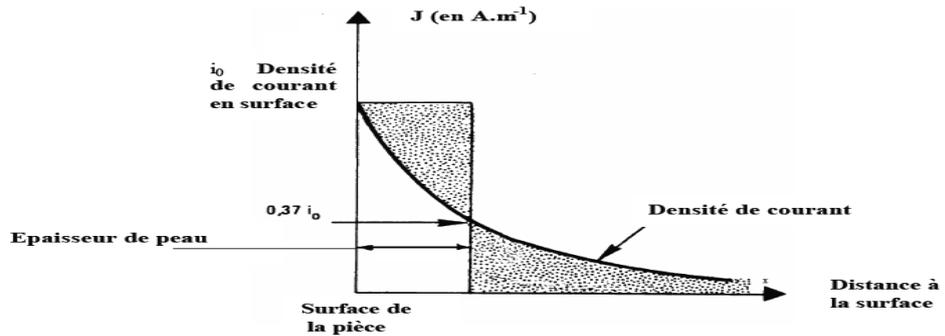


Figure I-7: Représentation de la profondeur de peau.

La formule théorique (I-25) permet de connaître l'ordre de grandeur de l'épaisseur de peau [2] [6][56]:

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f_r \sigma \mu}}, \quad \mu = \mu_0 \mu_r \tag{I-25}$$

- Avec, f_r : la fréquence du courant imposé dans l'inducteur,
- σ : La conductivité électrique de la pièce considérée.
- x : distance de la surface.
- J_0 : Valeur maximale de la densité de courant.
- μ_0 : perméabilité magnétique de vide = $4\pi \cdot 10^{-7}$ [Vs A⁻¹ m⁻¹].
- μ_r : Perméabilité magnétique relative.

Le tableau suivant regroupe des ordres de grandeur de δ en fonction de plusieurs matériaux pour différentes fréquences. [4][5]

δ en [mm]	Acier 20°C	Acier 20°C	Cuivre 20°C	Cuivre 900°C	Graphite 20°C
ρ [μΩ.m] →	0,16	0,16	0,017	0,086	10
μ_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 :

A partir de la dernière relation I-25, on remarque que la profondeur de pénétration dépend de la fréquence qui peut être choisie pour obtenir un échauffement :

- 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, μ_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 μ_r est fonction de la norme de H et de la température T' : [2]

$$\vec{B} = \mu_r(H, T') \mu_0 \vec{H} \tag{I-26}$$

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 [6].

$$B(H, T') = [1 - e^{-\frac{T' - T_c}{C'}}] 2 \frac{B_s}{\pi} \arctg\left(\frac{a \pi}{2 B_s} \mu_0 H\right) + \mu_0 H \tag{I-27}$$

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-8:[2][6]

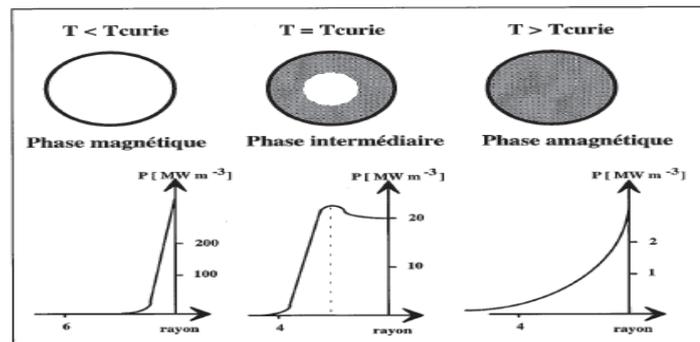


Figure I- 8: Distribution de puissance pour une billette en acier magnétique.

La courbe $B = f(H, T)$ d'un matériau ferromagnétique est de type non – linéaire. La courbe de la figure I-9 est tracée Pour $C=250$, $B = 2.0$, $a = 100$ et différentes températures [2][6].

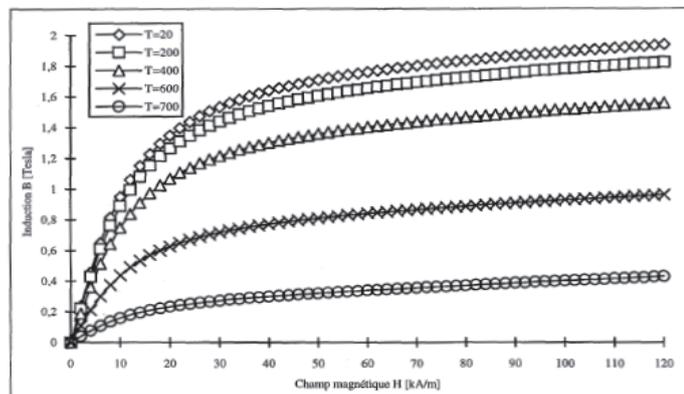


Figure I-9 : L'induction B en fonction de H et de T d'un acier.

I-5-3 La résistivité électrique :

On applique un modèle de l'équation I-28 qui représente le comportement électrique global du matériau pour les températures élevées ($T > 800^{\circ}\text{C}$). [6]

$$\rho(T) = \frac{\rho_0 + \rho_1}{2} - \frac{\rho_0 - \rho_1}{\Pi} \text{Arctg} \left(\frac{T' - T_c}{T_R} \right) \quad \text{I-28}$$

Avec ; ρ_0 : résistivité électrique constante à 20°C ; ρ : Résistivité électrique [Ωm];
 ρ_1 : Résistivité électrique constante ; T' : Température [$^{\circ}\text{C}$]
 T_c : Constante [$^{\circ}\text{C}$] (50CV4 => 550); T_R : Constante [$^{\circ}\text{C}$] (50CV4 => 150);
 C_t : Constante [$^{\circ}\text{C}$] (50CV4 => -480) ;

La conductivité électrique (valeur réciproque de la résistivité électrique) est un phénomène qui s'explique par l'existence des électrons libres, qui se déplacent avec une grande vitesse dans un matériau métallique soumis à une tension électrique. Les électrons, durant leur parcours dans le métal, entrent en collision avec des ions ou des atomes de la grille. La résistivité électrique, étant dépendante de la température du matériau, est d'autant plus importante que, pour libre parcours moyen donné le nombre de collisions est élevé. [6]

Et elle est définie physiquement par [6]:

$$\rho = \frac{m v}{n (e^-)^2 l_e} \quad \text{I-29}$$

D'où ; m : masse de l'électron; v : vitesse de l'électron;
 n : nombre des électrons de conductivité; e^- : charge de l'électron;
 l_e : libre parcours moyen 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 [46][56]:

$$\Phi_{\text{sortant}} = - \vec{\sigma} \cdot \vec{n} = K_3 \sigma_{SB} (T'^4 - T'^4_{\text{ext}}) \quad \text{I-30}$$

Avec;

σ_{SB} : La constante de Stefan-Boltzmann.

K_ϵ : L'émissivité du matériau rayonnant. $\epsilon = 1$ pour les corps, on les considère généralement comme des corps noirs (toutes les fréquences de rayonnement contribuent à l'équilibre thermique) d'émissivité égale à 0.88.

T' : La température.

ϕ : Le flux de chaleur qui a pour origine un transfert thermique.

Elle est gouvernée par les premier et second principes de la thermodynamique qui se traduisent sous la forme de l'équation de la chaleur [46][56]:

$$\rho C_s \frac{dT}{dt} = - \nabla \cdot \vec{\sigma} + W \quad \text{I-31}$$

C_s : Sa chaleur spécifique.

W : Le travail mécanique (ou tout autre terme de couplage source de chaleur interne)

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.
- la fréquence du courant d'induit.

I-6 Applications industrielles :

Généralement les principaux procédés de chauffage industriels sont par : résistance, arc électrique, diélectrique, rayonnement infrarouge, induction. Mais, l'industrie cherche toujours les meilleurs avantages des traitements thermiques, des sécurités,... C'est pourquoi, le procédé de chauffage par induction est couramment utilisé dans l'industrie.

I-6-1 Le brasage :

Le brasage est une technique d'assemblage de deux pièces jointes par action d'un matériau tiers porté à température de fusion. A la zone de connexion, les deux pièces sont portées à une température plus élevée que la température de fusion du troisième matériau [4].

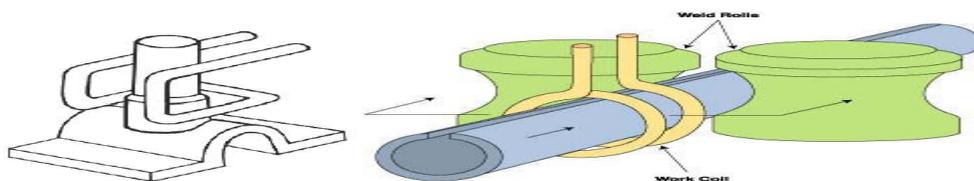


Figure I- 10: Déchargement automatique de la pièce pendant le brasage.

Chaque forme de pièce nécessite un inducteur construit à la demande. Il est établi de façon à faciliter la mise en position rapide et le déchargement automatique de la pièce (figure I- 10). La durée optimale de l'opération de brasage étant de l'ordre d'une vingtaine de secondes, le chauffage par induction se prête particulièrement bien aux cadences industrielles.

I-6-2 Durcissement de l'acier :

Le durcissement par trempe après chauffage superficiel permet de durcir superficiellement l'acier et l'on sait qu'un tel traitement peut apporter [55]. L'aspect le plus important en chauffage par induction est de modifier les propriétés du matériau initial. Il présente les avantages suivants [14] :

- La breveté des cycles thermiques;
- La maîtrise des paramètres de réglage;

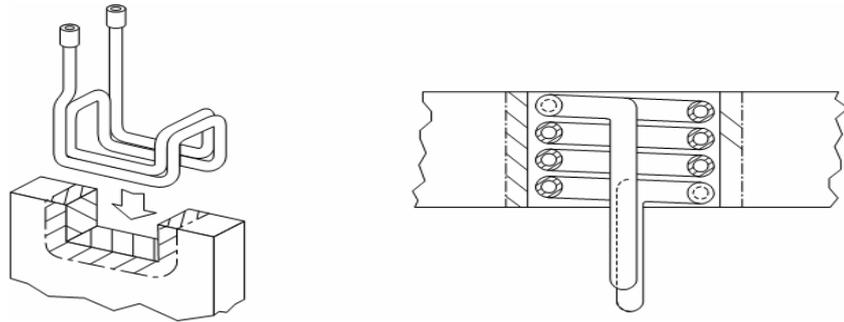


Figure 1-11: Inducteurs pour durcissement

I-6-3 la Fusion :

La surface intérieure du creuset est constituée d'un revêtement réfractaire (brasque), qui contient le matériau à porter à la fusion est entouré par la bobine inductrice. L'inducteur est refroidi par eau et entouré d'un noyau de fer pour améliorer le couplage magnétique [4].

Il existe des applications industrielles:[2]

- Fusion de cristal,
- Fusion de verres spéciaux ou techniques,
- Fusion d'oxydes réfractaires,
- Elaboration de phosphates,
- Vitrification de déchets.

Le chauffage par induction est un système de sécurité : une bonne condition de travail, facilité d'automatisation des équipements, ...et d'autres avantages de santé : l'absence de pollution pendant ou après le traitement, sans combustion, sans fumée... Il a aussi un rendement souvent très élevé : rapidité de mise en œuvre, sa régulation en température est souple et précise. Avec un facteur d'économie peu coûteux pour l'utilisation des aciers...

I-7 Base électrique du chauffage par induction :

Le chauffage par induction comprend trois facteurs de base: l'induction électromagnétique, l'effet de peau, et le transfert de chaleur.

Le principe de l'induction, proche du transformateur, consiste à utiliser un « primaire » (inducteur) fonctionnant à haute fréquence (entre 50Hz et 1 MHz) couplé à une pièce conductrice ». Le primaire induit un courant dans le secondaire, mais il n'y a ni connexion électrique ni contact entre les deux. [12]

La figure I-12 illustre bien le système de base de chauffage par induction [48][62].

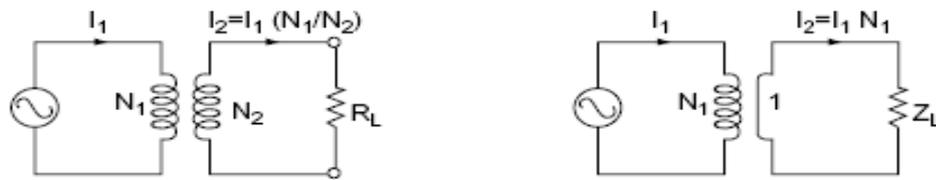


Figure I-12 : Schéma équivalent d'un transformateur.

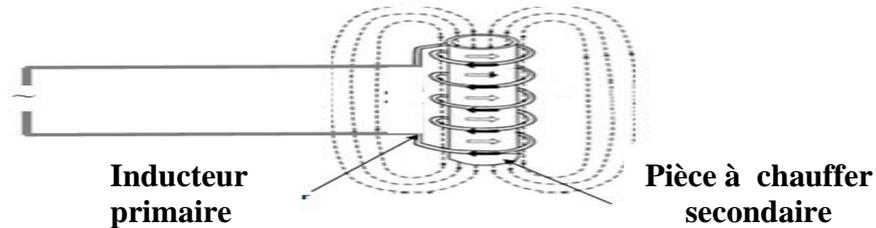


Figure I-13: Comparaison du chauffage avec un transformateur.

I-8 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.

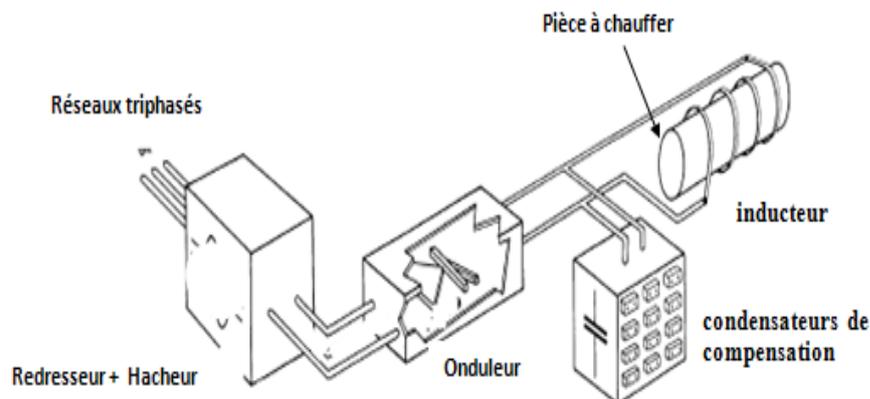


Figure I-14: L'installation de chauffage par induction.

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-8-1 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 : [49]

- 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 [49].

I-8-2 Les convertisseurs statiques :

Le traitement de l'énergie électrique s'effectue soit à l'aide de dispositifs électrotechniques (transformateurs, contacteurs mécaniques...) soit à l'aide de dispositifs électroniques de puissance. Ces derniers, plus modernes, se sont surtout développés à travers des applications de conversion continu-continu ou continu-alternatif [12].

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. [8].

On définit donc quatre classes de convertisseurs transformant directement l'énergie électrique. Ce sont les « fonctions de base » des convertisseurs statiques. Ces fonctions de base peuvent toutes être remplies par des convertisseurs monoétages:[17]

- 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. Il ne permet pas de faire varier la fréquence.

L'étude des types et des différentes structures des convertisseurs seront étudiés dans le chapitre II.

I-9 Rendement du chauffage par induction :

Le rendement est le rapport de la puissance fournie à la pièce à chauffer (la charge) P_{ch} sur la somme de puissance transmise à la charge P_{ch} et la puissance reçue par l'inducteur P_i . Il est [4][5] :

$$\eta = \frac{P_{ch}}{P_{ch} + P_i} \quad \text{ou} \quad \eta = \frac{1}{1 + \frac{P_i}{P_{ch}}} \quad \text{I-32}$$

Le rendement dépend fortement du ratio- diamètre/profondeur de pénétration (dans le cas de charge cylindrique) et de la conception de l'inducteur. Les règles de base à respecter pour un meilleur rendement sont [4] [5]:

- 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 (limitation de l'entrefer, et la taille de l'inducteur suffisamment longue).

I-10 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- 15. Ce caractère inductif est dû, d'une part à l'entrefer (entre l'inducteur et la charge) et d'autre part, au comportement inductif de la charge elle-même selon le rapport d/d (dans le cas d'un cylindre) [4][5].

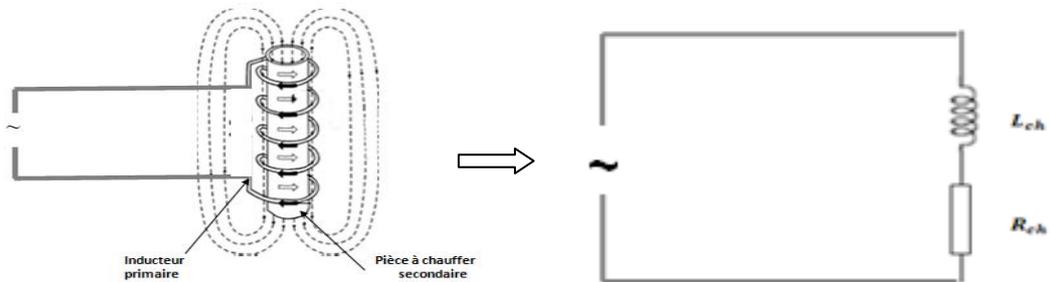


Figure I-15: Représentation de l'inducteur et de la pièce à chauffer par R_{ch} et L_{ch} .

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 [4][5].

I-11 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-16-b) ou en série (la figure I- 16 -a)[5]. Cette dernière compensation est tout autant utilisée dans ce travail [62].

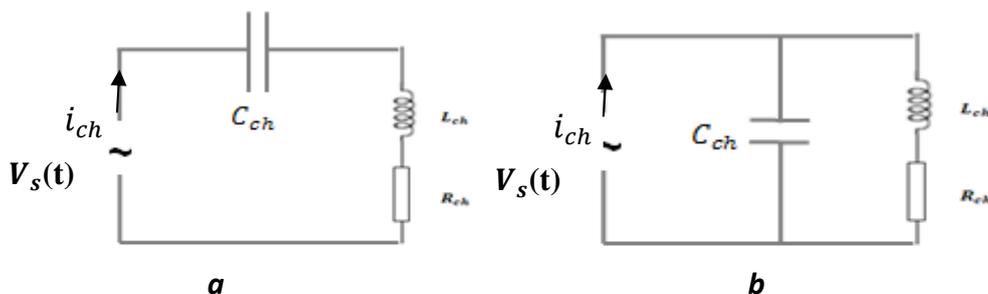


Figure I-16: Schéma de principe de compensation de chauffage par induction.

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

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

Où ; \hat{j} est le nombre complexe, Z est l'impédance de la charge.

I-12 Les inconvénients du chauffage par induction :

Les inconvénients du chauffage par induction qui sont bons à savoir :

- Le plus gros inconvénient du traitement est le coût associé à fabriquer les inducteurs [11]. Des coûts d'acquisition élevés pour les fortes puissances [57];
- 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.[57]
- 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 ; [57]

I-13 Conclusion :

L'usage de l'induction électromagnétique pour chauffer des matériaux conducteurs est de plus en plus développé 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.

En outre, le chauffage par induction est la meilleure technologie disponible qui a un rendement énergétique élevé par rapport au chauffage à flamme ou à la vapeur ou ... Son utilisation permet aussi l'obtention de gains énergétiques substantiels. Il est en concurrence avec le chauffage à flamme (fours oxygaz ou gaz), à la vapeur ou le chauffage par résistances. La pénétration de l'induction dans l'industrie comme mode de chauffage performant n'en est qu'à ses débuts.

Des problèmes de pollution et de salubrité peuvent être engendrés par la présence de chaudières en usine; le chauffage à induction magnétique permet une régulation facile et précise de la température de traitement. En quelques pays, le potentiel d'économie d'énergie grâce à l'induction sur ses marchés actuels est de l'ordre d'une dizaine de T [Wh], évitant ainsi l'émission de plusieurs millions de tonnes de gaz de charbon (CO₂).

CHAPITRE II : Etude, analyse et simulation des onduleurs monophasés multiniveaux

II-1 Etat de l'art sur les convertisseurs :

Depuis la fin du XIXe siècle, on a inventé en électrotechnique des « machines » utilisant les propriétés du magnétisme, et plus particulièrement du ferromagnétisme, pour réaliser les diverses conversions possibles des formes d'énergie électrique. [17]

Avec le développement de l'automatique, de l'électronique et de l'informatique, on peut remplacer les « machines » par des convertisseurs statiques qui sont des montages utilisant des interrupteurs à semi-conducteurs permettant par une commande convenable de ces dernières de régler un transfert d'énergie entre un générateur et un récepteur. Ce transfert pourra être, dans certains cas, réversible. Donc, il joue le rôle d'interface entre source d'énergie électrique et consommateur.

En réalité, les convertisseurs statiques ne peuvent fournir qu'une tension (ou un courant) découpé(e), car « l'électronique de puissance ne peut être qu'une électronique de commutation. Un grand nombre de procédés industriels s'appuient sur des entraînements électriques à vitesse variable. Dans beaucoup de ces applications, l'élément principal est un onduleur de tension qui alimente une machine. Les onduleurs sont des structures en pont constituées le plus souvent d'interrupteurs électroniques tel que les IGBTs ou des transistors de puissance. [21]

Depuis son apparition, l'association des onduleurs avec les machines à courant alternatif est rapidement devenue un standard dans l'industrie car ils ont nombreux avantages : [17]

- contrôle et même régulation électronique possible du transfert de puissance;
- système moins lourd et moins encombrant;
- excellent rendement;
- facilité de mise en œuvre grâce à l'automatisation;
- protections de plus en plus efficaces;
- coût relatif en baisse, grâce aux progrès dans la fabrication et le montage des composants.

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 divers 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. La technologie des onduleurs de tension est la plus maîtrisée et présentée dans la plupart des systèmes industriels, dans toutes les gammes de puissance (quelques Watts à plusieurs MW). [20]

Le classement des onduleurs dépend essentiellement :

- 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 $i_m(t)$. [17].

II-2-2 Application des onduleurs :

Ils sont utilisés en électrotechnique pour : [20]

- 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.

Nous citons 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.

II-2-3 Convertisseurs statiques multiniveaux :

Depuis plusieurs années (20 ans à peu près), nous assistons à un regain d'intérêt pour l'étude des techniques multiniveaux et spécialement « les onduleurs multiniveaux ». Ces techniques modernes qui représentent un domaine important, constituent un secteur de recherche relativement récent, demandent encore beaucoup de développement et d'optimisation du point de vue de la commande. [25].

Ce type d'onduleur présente plusieurs avantages, parmi les plus importants on mentionne [19] :

- 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 est dit « multiniveaux » lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au 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. [15].

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.

Les principaux avantages de cette approche sont récapitulés comme suit [31] [19] :

- la tension des dispositifs existants peut être augmentée plusieurs fois sans complications au niveau des tensions statique et dynamique (connues dans les interrupteurs connectés en série).
- les performances spectrales des formes d'ondes des grandeurs de sortie d'un onduleur multiniveaux sont supérieures à celles d'un onduleur à deux niveaux.
- les formes d'onde des grandeurs de sorties d'un onduleur multiniveaux limitent naturellement les problèmes des surtensions dues aux réflexions sur les câbles, qui peuvent endommager les enroulements du moteur et causer d'autres problèmes.

II-2-4 Différentes structures de convertisseurs multiniveaux :

Le choix de la meilleure topologie d'onduleurs multiniveaux et de la meilleure stratégie de commande, pour chaque application donnée, n'est pas souvent clair, ces derniers font sans cesse l'objet de nombreuses publications. La figure II-1 représente les topologies des onduleurs multiniveaux les plus récentes [19].

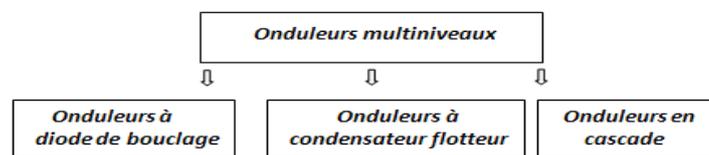


Figure II-1 : Les différentes topologies des onduleurs multiniveaux.

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

- le NPC (Neutral Point Clamped inverter). Figure II-2-a
- les onduleurs multiniveaux à cellules imbriquées. Figure II-2-b
- l'addition des tensions de sortie avec un transformateur. Figure II-2-c
- les onduleurs multiniveaux à cellules en série. Figure II-2-d

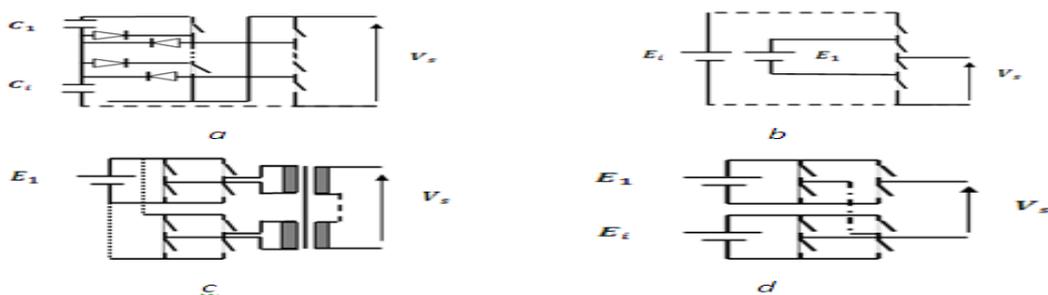


Figure II-2 : Les différentes structures des onduleurs multiniveaux.

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):

- I : 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-3, 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 $i \downarrow = 0$) [17].

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



Figure II.3 : Caractéristiques comparatives de la diode et des thyristors.

II-3-2 L'IGBT :

Le transistor IGBT est à effet de champ (canal N) pour la commande et bipolaire (PNP) pour la puissance [17].

IGBT : Son nom est transistor bipolaire à grille isolée (En Anglais : Insulated Gate Bipolar Transistor) également connu sous le nom de:

- IGT (General Electric).
- COMFET (Conductivity Modulated FET, RCA).
- GEMFET (Gain Enhanced Modulated FET, Motorola).
-

▪ Principe :

L'IGBT combine les avantages du transistor bipolaire et du MOSFET [43]:

- 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-4[43] :

Avec ; D, Drain S, Substrat G, Grille

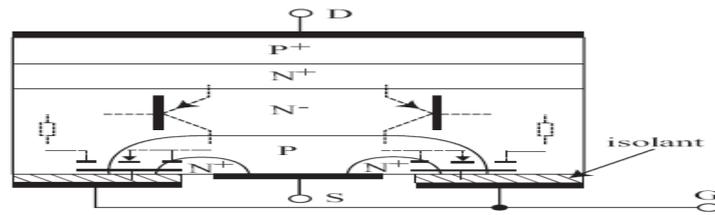


Figure II-4 : Structure de l'IGBT.

- **Circuit équivalent : [43]**

Darlington hybride MOSFET-bipolaire :

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

- **Symboles :**

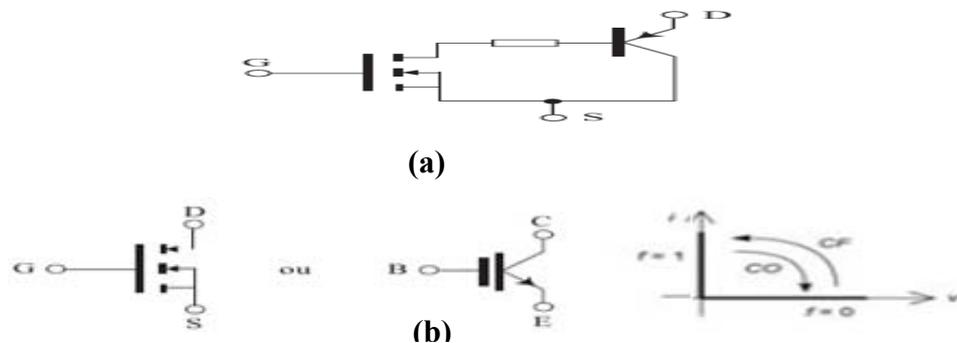


Figure II-5: Circuit équivalent (a), symbole et caractéristique de l'IGBT (b).

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 [39].

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. [33] [15] [59]

$$F_i = \begin{cases} 1 & \text{si } Q_i \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } Q_i \text{ est ouvert} \end{cases} \quad i, \text{ nombre de l'interrupteur} \quad \text{II-1}$$

II-4-3 La cellule :

Chaque cellule est formée de deux interrupteurs ; comme la conduction est considérée toujours continue, figure II-7. [15] [22]

II-4-4 La commande complémentaire :

La commande complémentaire a pour objectifs : [33]

- 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 : [33][59]

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

i, j : numéro de l'interrupteur.

Alors on peut en réduire les relations entre les fonctions de connexion des différents interrupteurs.[33]

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

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 [38] [59] :

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

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 : [33][38][59]

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

- $m = 0$: pour la 1^{ère} cellule.
- $m = 1$: pour la 2^{ème} 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 : [33][59]

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

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:[33][59]

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

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 [39].

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 [64] :

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-6. Avec la valeur efficace de la tension de sortie de l'onduleur n'est pas réglable et dépend de la tension continue d'entrée.[64]

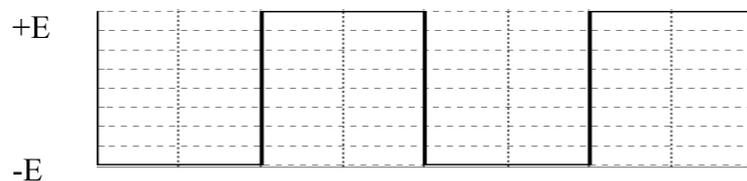


Figure II-6 :Onde d'un onduleur 2 niveaux.

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- 7. Avec la valeur efficace de la tension de sortie de l'onduleur est réglable en agissant sur la durée du créneau.[64]

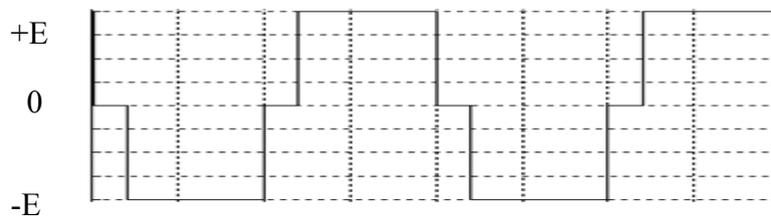


Figure II-7: Onde d'un onduleur 3 niveaux.

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-8. elle se rapproche mieux à la sinusoïde. L'un des problèmes de ce système est le nombre important d'éléments. [64]

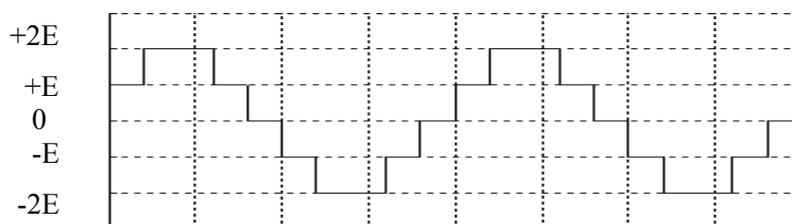


Figure II-8 : Onde d'un onduleur à tension de sortie en marche d'escalier.

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 : [47] [33] [15][64]

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

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

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.[64]

$$HCF (\%) = \frac{100}{C(1)} \sqrt{\sum_{n=5}^{\infty} \left[\frac{C(n)}{n} \right]^2} \quad \text{II-9}$$

$C(n)$: Le coefficient de $n^{\text{ième}}$ harmonique.

II-6-3 Facteur de distorsion (DF) :

Il est défini par l'équation suivante [30] [64]:

$$DF^2 = \frac{100}{V_{eff}} \sqrt{\sum_{n=5}^{\infty} \left[\frac{V_n}{n^2} \right]^2} \quad \text{I-10}$$

II-7 Etude, analyse et simulation des onduleurs monophasés multiniveaux:

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 [35]. Autrement dit :

$$E_2 - E_1 = E_3 - E_2 = \dots \Delta U \quad \text{II-12}$$

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 [35] [22]:

$$E_1 \leq E_2 \leq \dots \leq E_k \quad \text{II-13}$$

$$E_j \leq 1 + 2 \sum_{l=1}^{j-1} E_l \quad \text{II-14}$$

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 [35] [22]:

$$N=1+2 \sum_{j=1}^k E_j \quad \text{II-15}$$

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 [40].

$$N_{min} = 2k + 1 \quad \text{II-16}$$

$$N_{max} = 3^k \quad \text{II-17}$$

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 [35].

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 [15]. La charge est branchée entre les deux bras de l'onduleur aux points milieux.

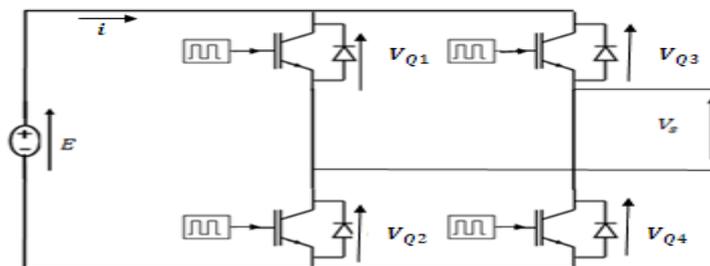


Figure II-9 : Onduleur de tension à deux niveaux en pont complet.

▪ 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 : [34]

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

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 sont 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 ω_r , et V_{Qi} est la tension aux bornes de l'interrupteur Qi .

▪ **Tension de sortie :**

La valeur efficace de la tension de sortie V_S est : [34]

$$V_{eff\ S} = E \tag{II-18}$$

Son fondamental a pour valeur efficace : [34]

$$V_{eff1} = \frac{4}{\pi} E \tag{II-19}$$

Le développement en série de Fourier contient tous les harmoniques impaire (Voir l'annexe III). Et pour une valeur efficace :[34]

$$V'_{eff\ s(2k+1)} = \frac{4}{\pi} \frac{E}{2k+1} \quad (k=1,2,\dots) \tag{II-20}$$

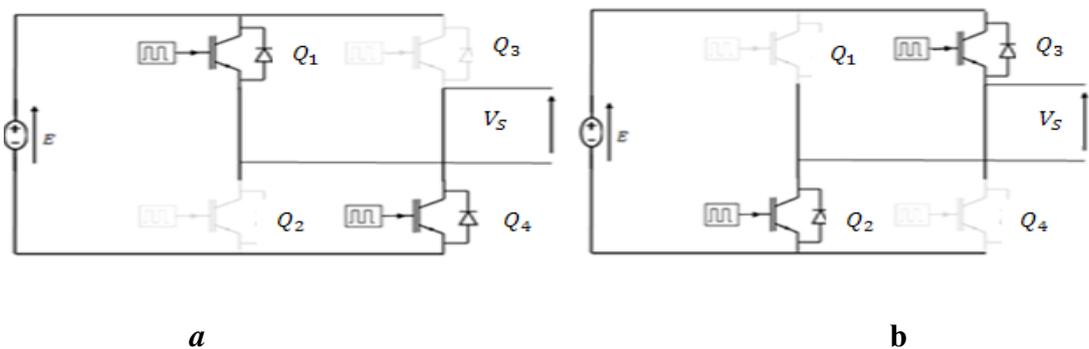


Figure II-10 : Configurations électriques des cellules d'un onduleur à deux niveaux.

Le taux d'harmoniques calculé (par la relation II- 8) égal à 0.483. [34]

• **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 $E=400V$.

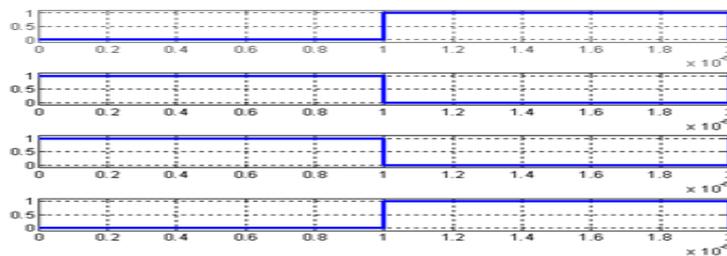


Figure II-11 : Séquence de commande d'un onduleur en pont complet à deux niveaux.

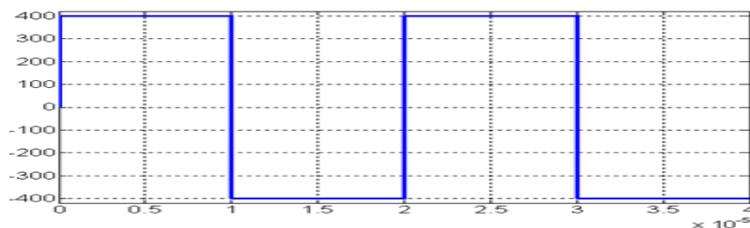


Figure II-12 : Tension de sortie de l'onduleur à deux niveaux.

Total Harmonic Distortion (THD) = 48.34%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 5000000000.00

Frequency (Hz)	Component	Magnitude (%)	Phase (°)
0	(DC)	0.00%	90.0°
50000	(Fnd)	100.00%	180.0°
100000	(h2)	0.00%	0.0°
150000	(h3)	33.33%	180.0°
200000	(h4)	0.00%	-0.0°
250000	(h5)	20.00%	180.0°
300000	(h6)	0.00%	-0.0°
350000	(h7)	14.29%	180.0°
400000	(h8)	0.00%	0.0°
450000	(h9)	11.11%	180.0°

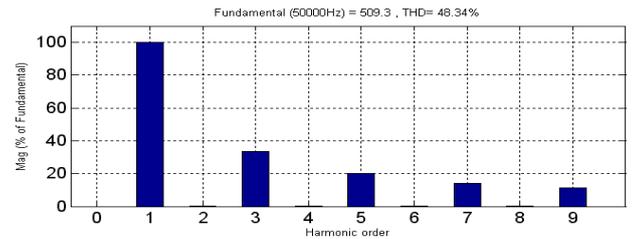


Figure II-13 : Spectre de l'harmoniques de la tension à deux niveaux.

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 $-E$. (voir l'annexe III) 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 β le décalage des commandes des deux demi-points : [34]

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

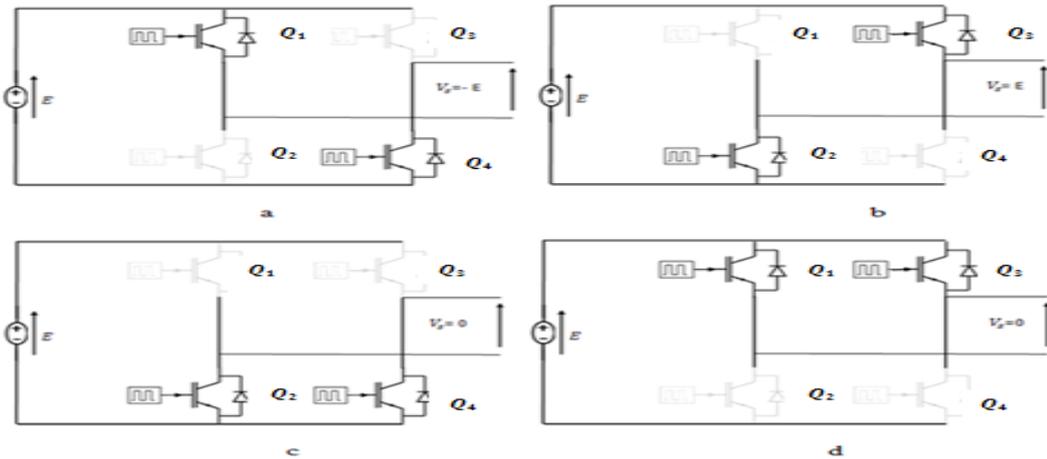


Figure II-14: Configurations électriques des cellules d'un onduleur en H à trois niveaux.

▪ Tension de sortie :

La tension de sortie V_s ne dépend que de l'angle β . Sa valeur efficace est : [34]

$$V_{eff\ s} = E \sqrt{1 - \frac{\beta}{\pi}} \tag{II-21}$$

Son fondamental a pour valeur efficace : [34]

$$V_{eff1} = E \frac{4}{\pi} \cos \frac{\beta}{2} \tag{II-22}$$

Le développement en série de Fourier contient tous les harmoniques impaires. et pour une valeur efficace: [34]

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

Le taux d'harmoniques calculé (par la relation II- 8) est passé par un minimum égal à 0.290, pour β égal à 46.4° . Puis tend vers l'infini quand β tend vers π . [34]

• 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 $T = 2.10^{-5}s$, la tension continue d'alimentation $E= 400V$, $\beta = \pi/5$.

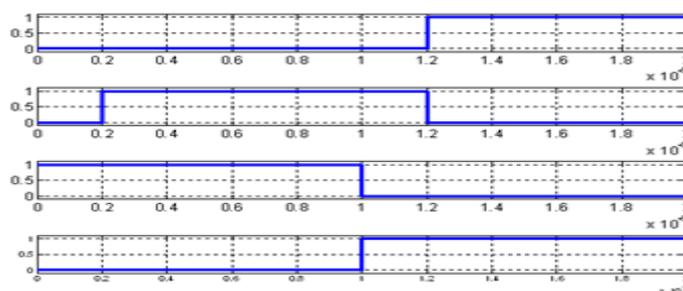


Figure II-15 : Séquence de commande d'un onduleur à trois niveaux.

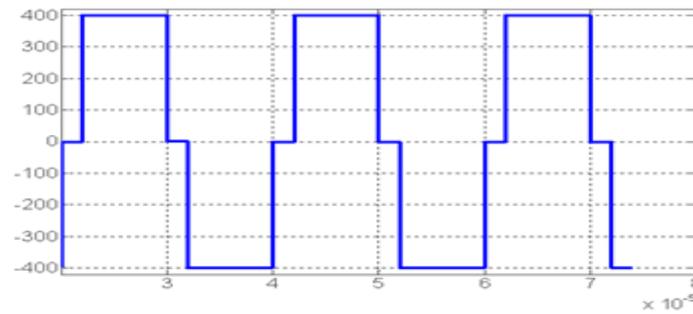


Figure II-16 : Tension de sortie de l'onduleur à trois niveaux.

Total Harmonic Distortion (THD) = 30.34%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 5300000.00 Hz

Frequency (Hz)	Order	Magnitude (%)	Phase (°)
0	(DC)	0.00%	90.0°
50000	(Fnd)	100.00%	161.5°
100000	(h2)	0.00%	-0.1°
150000	(h3)	21.07%	124.5°
200000	(h4)	0.00%	-8.7°
250000	(h5)	0.62%	87.5°
300000	(h6)	0.00%	17.2°
350000	(h7)	8.32%	230.5°
400000	(h8)	0.00%	18.9°
450000	(h9)	10.92%	193.5°

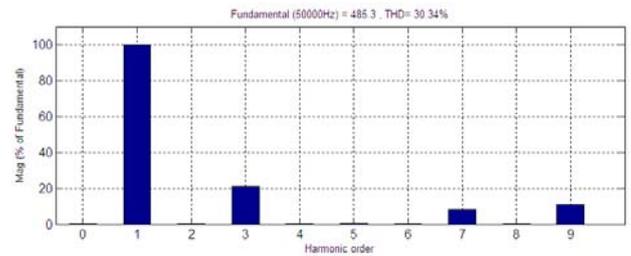


Figure II-17 : Spectre d’harmoniques de tension à trois niveaux.

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- 1-3 Onduleur à cinq niveaux type deux ponts complets en cascade :

Avec $k = 2$, on a une seule possibilité d’alimentation de deux onduleurs montés en série pour obtenir un onduleur multiniveaux à cinq niveaux. Mais pour les autres niveaux, on a plusieurs possibilités présentées dans le tableau II-1. (Les équations II-16 et II-17 devient : $N_{min} = 5$ et $N_{max} = 9$).

$E_1 (p.u)$	$E_2 (p.u)$	N : niveaux
1	1	5
1	2	7
1	3	9

Tableau II-1 : Exemples de possibilités de solutions redondantes.

(Pu est l’unité relative, avec E_1 comme tension de base).

Chaque cellule ne peut générer qu’au plus trois valeurs : $E_1 \in (-1, 0, -1)$ et $E_1 \in (-1, 0, -1)$. Il en résulte une tension de phase ayant cinq valeurs différentes, $V_s = (-2, -1, 0, 1, 2)$. [35]

▪ **Structure de l'onduleur à cinq niveaux type deux ponts complets en cascade :**

Cette topologie introduite par Marchesoni et al, en 1988 [9], devrait être un onduleur multiniveaux symétriques à cellules en série [26]. Elle s'appelle aussi structure cascade.

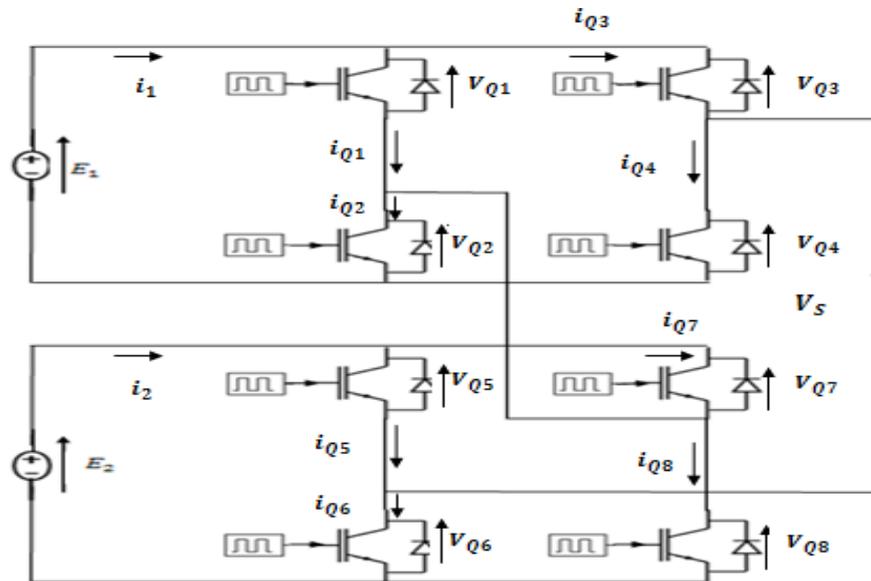


Figure II-18 : Mise en série de deux onduleurs en pont complet monophasés.

▪ **Principe de fonctionnement :**

La figure II-19 illustre des possibilités de commutation permettant d'obtenir la tension V_S . Sur la figure II-20-a, la première cellule génère une tension de 0, et la deuxième une tension de +E qui pourrait aussi s'obtenir en activant les deux interrupteurs inférieurs. La tension résultante est la somme des tensions des cellules partielles. Donc, on le résume sous la forme suivante :

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

Les interrupteurs Q2, Q4, Q5 et Q8 sont fermés, les autres sont ouverts : figure II-19-a

$$V_S = -E_2 = -E \quad ; \quad V_{Q2} = V_{Q4} = V_{Q5} = V_{Q8} = 0 \quad \text{et} \quad V_{Q1} = V_{Q3} = V_{Q6} = V_{Q7} = +E$$

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

Les interrupteurs Q1, Q4, Q5 et Q8 sont fermés, les autres sont ouverts : figure II-19-b

$$V_S = -(E_2 + E_1) = -2E \quad ; \quad V_{Q1} = V_{Q4} = V_{Q5} = V_{Q8} = 0 \quad ; \quad V_{Q2} = V_{Q3} = V_{Q6} = V_{Q7} = +E$$

- $\pi - 2\beta < \omega t < \pi - \beta$: retour vers ; $0 < \omega t < \beta$:

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

Les interrupteurs Q2, Q3, Q5 et Q8 sont fermés, les autres sont ouverts : figure II-19-c

$$V_S = (E_1 - E_2) = 0 \quad ; \quad V_{Q2} = V_{Q3} = V_{Q5} = V_{Q8} = 0 \quad ; \quad V_{Q1} = V_{Q4} = V_{Q6} = V_{Q7} = +E$$

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

Les interrupteurs Q2, Q3, Q5 et Q7 sont fermés, les autres sont ouverts : figure II-19-d

$$V_S = +E_1 = +E \quad ; \quad V_{Q2} = V_{Q3} = V_{Q5} = V_{Q7} = 0 \quad \text{et} \quad V_{Q1} = V_{Q4} = V_{Q6} = V_{Q8} = +E$$

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

Les interrupteurs Q2, Q3, Q6 et Q7 sont fermés, les autres sont ouverts : figure II-19-e

$$V_S = E_2 + E_1 = +2E ; V_{Q2} = V_{Q3} = V_{Q6} = V_{Q7} = 0 ; V_{Q1} = V_{Q4} = V_{Q5} = V_{Q8} = +E$$

- $2\pi - 2\beta < \omega t < 2\pi - \beta$: même avec ; $\pi < \omega t < \pi + \beta$
- $2\pi - \beta < \omega t < 2\pi$: même avec ; $\pi - \beta < \omega t < \pi$

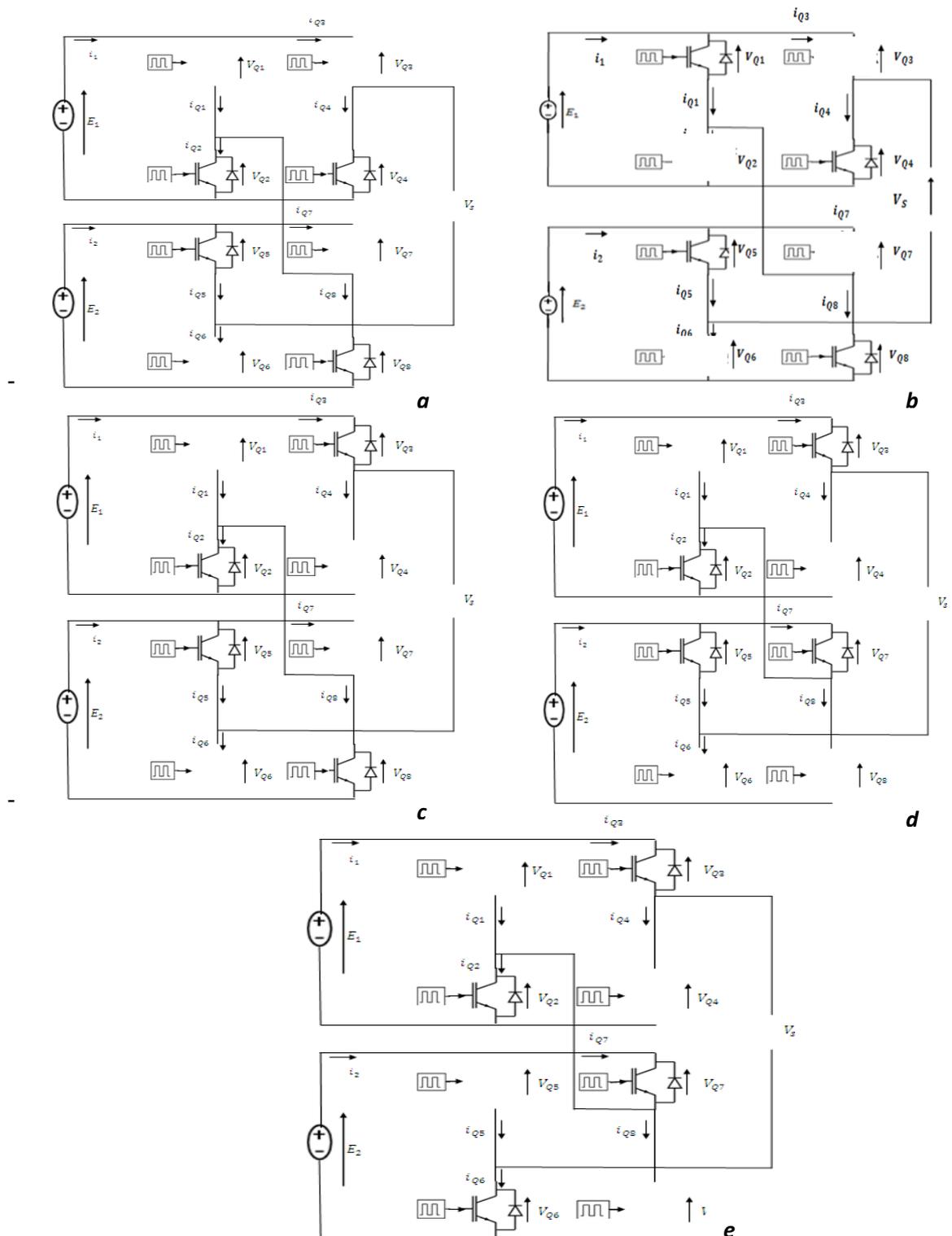


Figure II-19: Configurations électriques des cellules d'onduleur à cinq niveaux.

▪ **Tension de sortie :**

Le principe de calcul est basé sur le développement en série de Fourier de la tension V_S à la sortie du convertisseur [47] (voir l'annexe III).

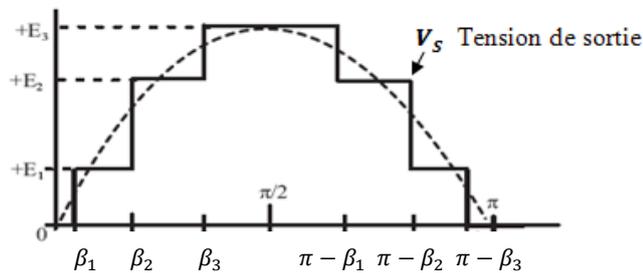


Figure II-20: Signal sinusoïdal et tension à la sortie.

$$\begin{cases} V_{eff S} = \sum_{k=1}^{\infty} V_{Sk} \sin ((2k+1) \omega t). \\ V_{Sk} = \frac{2\sqrt{2}E_i}{\pi} \sum_{i=1}^p \frac{1}{(2k+1)} \cos ((2k+1)\theta_i). \\ \beta_1 \leq \beta_2 \dots \leq \pi/2 \quad p = (N-1)/2 \end{cases} \quad \text{II-24}$$

E_i : Le nombre de source d'alimentation (E_1, E_2, \dots)

$V_{eff S}$: La tension efficace de sortie.

V_n : Amplitude de l'harmonique de range k.

p : Nombre total de commutation sur un quart de période.

β_i : Angle de commutation ; $i=1,2,\dots, p$.

Pour des dix harmoniques avec même valeur de β , le taux (TH) peut atteindre à 20.25%.

• **Simulation et interprétation :**

La figure II-21 présente les signaux de commande des interrupteurs ($Q1, Q2, \dots, Q8$) d'un onduleur à cinq niveaux en H pour une même période ($2 \cdot 10^{-5}s$), et avec une tension d'entrée est toujours $E=400V$ et l'angle de décalage $\beta = \pi/5$.

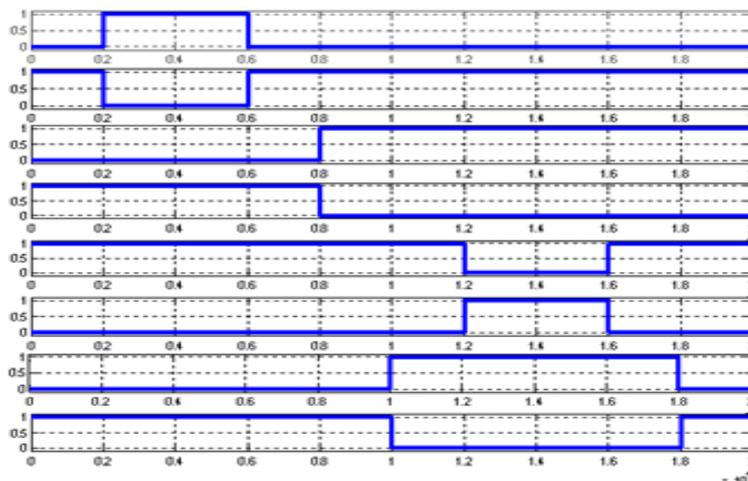


Figure II-21 : Séquence de commande des interrupteurs d'un onduleur en H à cinq niveaux.

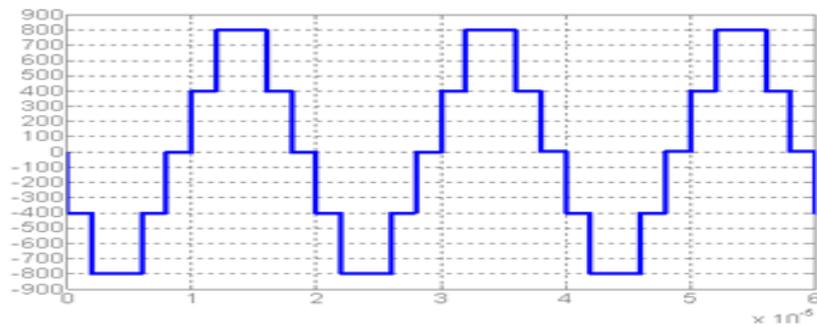


Figure II-22 : Tension d'un onduleur en cascade à cinq niveaux.

Total Harmonic Distortion (THD) = 20.48%

Maximum harmonic frequency
used for THD calculation = 500450000.00 Hz

Frequency (Hz)	Order	Magnitude (%)	Phase (°)
0	(DC)	0.00%	90.0°
50000	(Fnd)	100.00%	18.0°
100000	(h2)	0.00%	148.4°
150000	(h3)	7.87%	234.0°
200000	(h4)	0.00%	188.3°
250000	(h5)	0.00%	180.0°
300000	(h6)	0.00%	171.8°
350000	(h7)	3.37%	125.9°
400000	(h8)	0.00%	211.6°
450000	(h9)	11.11%	-18.1°

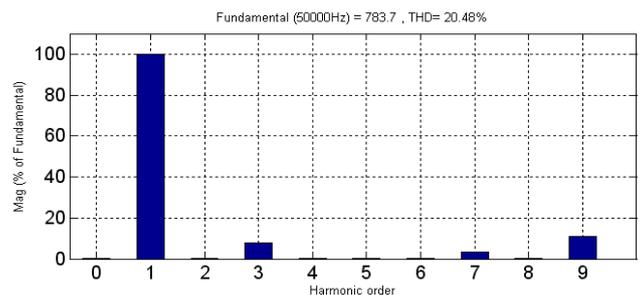


Figure II-23: Spectre d'harmoniques de tension à cinq niveaux.

Avec cette commande, on génère un système de cinq niveaux de tensions dont les fondamentaux constituent un système équilibré. La figure II.22 montre bien les cinq niveaux de tension. La figure II-23, représente toujours l'absence des harmoniques d'ordre $2k$ et $\frac{2k+1}{5}$, et les autres sont plus faibles que ceux d'un onduleur à deux niveaux en H ou à trois niveaux. On remarque aussi que la valeur de la tension de sortie de l'onduleur est devenue double que la valeur de la source d'alimentation ($V_S = 2E$) ce qui explique la possibilité d'augmenter la tension à nE avec cette structure pour les grandes puissances.

II-7-2 Onduleur multiniveaux de type NPC :

L'évolution rapide des techniques de fabrication des dispositifs à semi-conducteurs et l'orientation des concepteurs vers la technologie des composants hybrides tels que l'IGBT ont permis de développer de nouvelles structures d'onduleurs que le NPC (Neutral Point Clamped converter) qui est la première structure d'onduleurs multiniveaux à trois niveaux, proposé par Nabea [33].

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 pair, le point neutre n'existe plus vu le nombre impair 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 [19]

Dans cette étude on 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.

Remarque :

Pour des applications ne nécessitant pas d'apport de puissance active, on peut se passer d'alimentation et se contenter d'éléments stockeurs, comme des condensateurs [26].

II-7-2-1 Onduleur multiniveaux à trois niveaux de type NPC :

- **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 [19] [34]. Figure II-24.

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 $C2$.

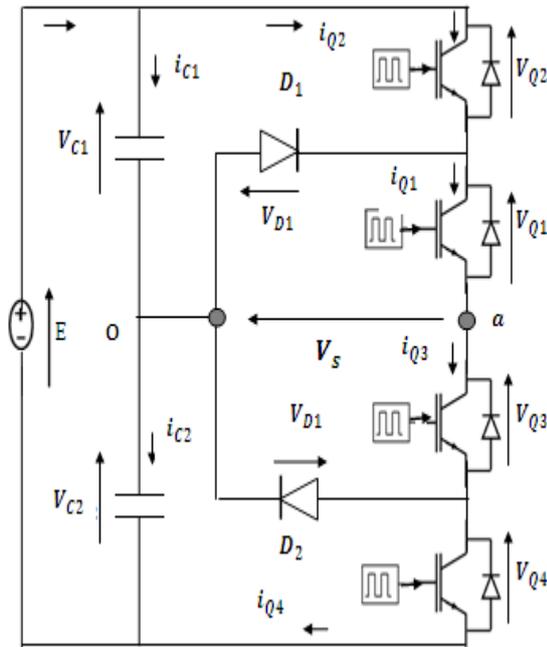


Figure II-24 : Onduleur NPC à trois niveaux.

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 V_s 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 V_{ao} (V_s) 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 C_1 et C_2 de même capacité. On peut écrire : [34]

$$i_{C1} = -i_{C2}, \text{ avec ici } i = i_{C1} + i_{Q2} = i_{C2} + i_{Q4}$$

Donc,
$$i = \frac{i_{Q2} + i_{Q4}}{2} \text{ et } i_{C1} = \frac{i_{Q4} - i_{Q2}}{2}$$

Où, i_{Qi} est le courant coulant dans l’interrupteur, i_c courant coulant dans le condensateur i_{C1}

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

Les interrupteur Q1, Q3 sont fermés, les autres sont ouverts, figure II-25-b, on a :

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

Les diodes D1 et D2 sont bloquées et soumises à une tension sensiblement égale à $-\frac{E}{2}$, 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 :

$$\text{Pour } i_{ch} > 0 : \quad i_{Q1} = i_{D1} = i_{ch}, \quad i = i_{C1} = -i_{C2} = 0$$

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

$$\text{Pour } i_{ch} < 0 : \quad i_{Q3} = i_{D2} = -i_{ch}, \quad i = i_{C1} = -i_{C2} = 0$$

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

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

Les interrupteurs Q1 et Q2 fermés, Q3 et Q4 sont ouverts, figure II-25-a, on a :

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

- $\pi < \omega t < \pi + \beta$: retour vers 1^{ère} séquence, $0 < \omega t < \beta$

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

Les interrupteurs Q3, Q4 sont fermés, les autres sont ouverts, figure II-25-c, on a :

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

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 : [34]

$$V_{eff\ S} = \frac{E}{2} \sqrt{1 - \frac{\beta}{\pi}} \quad \text{II-29}$$

Son fondamental a pour valeur efficace : [34]

$$V'_{eff\ S} = \frac{E}{2} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \frac{\beta}{2} \quad \text{II-30}$$

Le développement en série de Fourier contient tous les harmoniques impaire, et pour une valeur efficace: [34]

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

Le taux d'harmoniques calculé (par la relation II-8) est passé par un minimum égal à 0.290, pour β égal à 46.4° . Puis tend vers l'infini quand β tend vers π . [34]

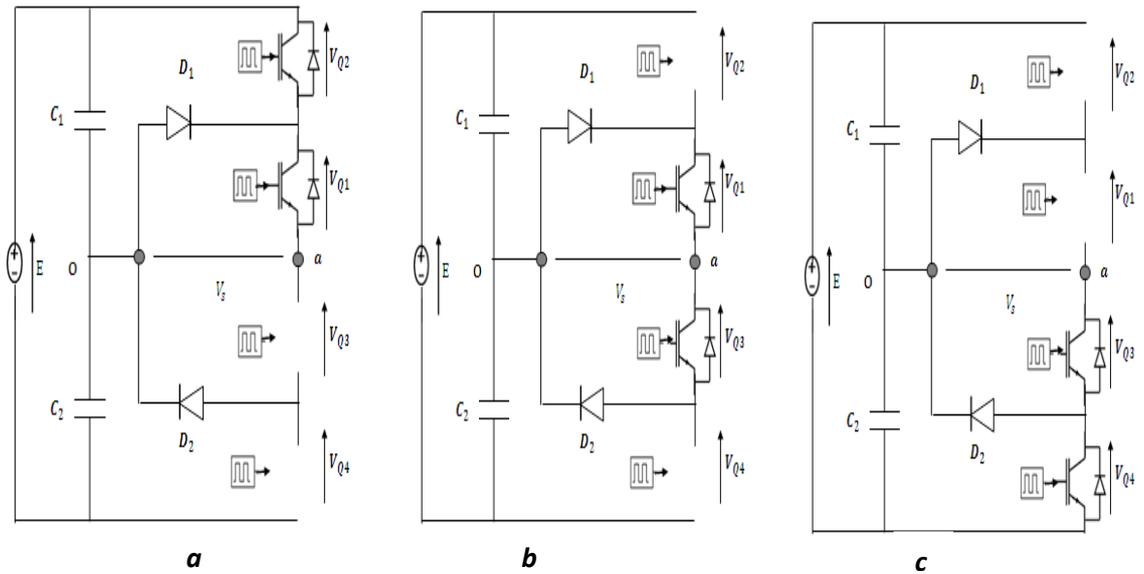


Figure II-25 : Différentes configurations d'un onduleur NPC à trois niveaux.

• **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-26.

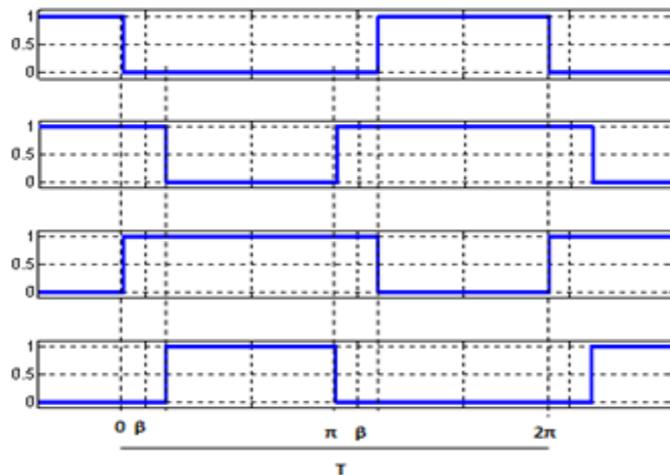


Figure II-26 : Séquence de commande des interrupteurs à NPC à trois niveaux.

Avec cette commande, on génère un système de trois tensions dont les fondamentaux constituent un système équilibré. Et avec $C_1 = C_2 = 5.10^{-4}F$ et la tension est $E= 400V$.

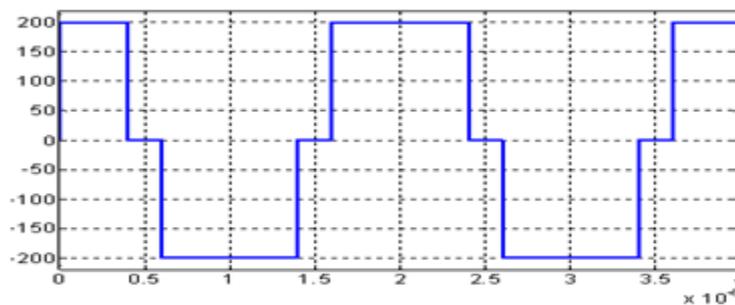


Figure II-27: Tension de l'onduleur NPC à trois niveaux.

Total Harmonic Distortion (THD) = 30.21%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 500400000.00 Hz

0 Hz	(DC) :	0.01%	270.0°
50000 Hz	(Fnd) :	100.00%	90.0°
100000 Hz	(h2) :	0.00%	263.5°
150000 Hz	(h3) :	20.61%	270.0°
200000 Hz	(h4) :	0.01%	269.8°
250000 Hz	(h5) :	0.01%	-90.0°
300000 Hz	(h6) :	0.01%	269.9°
350000 Hz	(h7) :	8.82%	90.0°
400000 Hz	(h8) :	0.00%	268.4°
450000 Hz	(h9) :	11.12%	270.0°

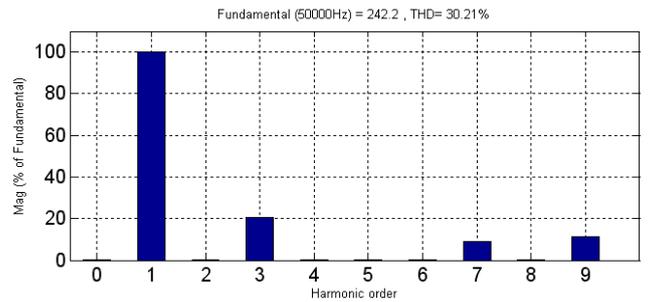


Figure II-28: Spectre d’harmoniques de tension à cinq niveaux.

La figure II-28 montre bien seuls les harmoniques impairs de rang $2k \pm 1$ (k entier) existent (sauf d’ordre $\frac{2k+1}{5}$ qui ont disparu) et les autres sont toujours faibles. Cette structure de l’ondeur à trois niveaux limite à $E/2$ la tension imposée à chaque interrupteur lorsqu’il est bloqué, et dans la structure de l’ondeur 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 ondeur de tension de type NPC à cinq niveaux est représenté par la figure II-29. 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.

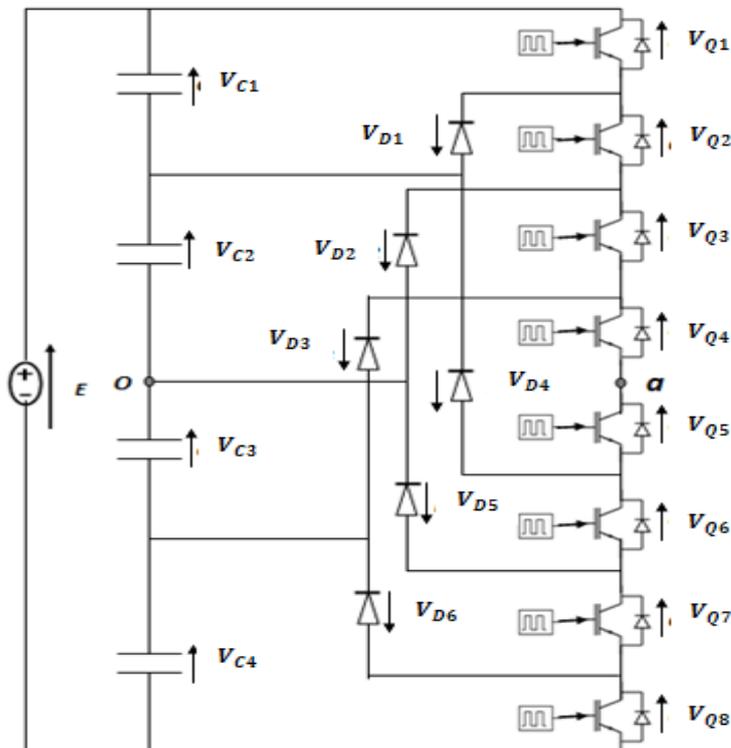


Figure II-29 : Structure d’un ondeur NPC à cinq niveaux.

- **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-30-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-30-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-30-e.

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

$$V_{oa} = V_S = -V_{C3} - V_{C4} = -\frac{E}{4} - \frac{E}{4} . \text{ Donc, } V_S = -\frac{E}{2}$$

- **$\pi - \beta < \omega t < \pi$:** 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-30-b.

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

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

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

Les interrupteurs Q1, Q2, Q3 et Q4 sont fermés, les autres sont ouverts : figure II-30-a.

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

$$V_{oa} = V_S = +V_{C1} + V_{C2} = +\frac{E}{4} + \frac{E}{4} . \text{ Donc, } V_S = +\frac{E}{2}$$

- **$2\pi - \beta < \omega t < 2\pi$:** 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, c,...*

- **Tension de sortie :**

Les relations établies (II-24, II-25) 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. $V_D = \frac{E}{N-1}$.

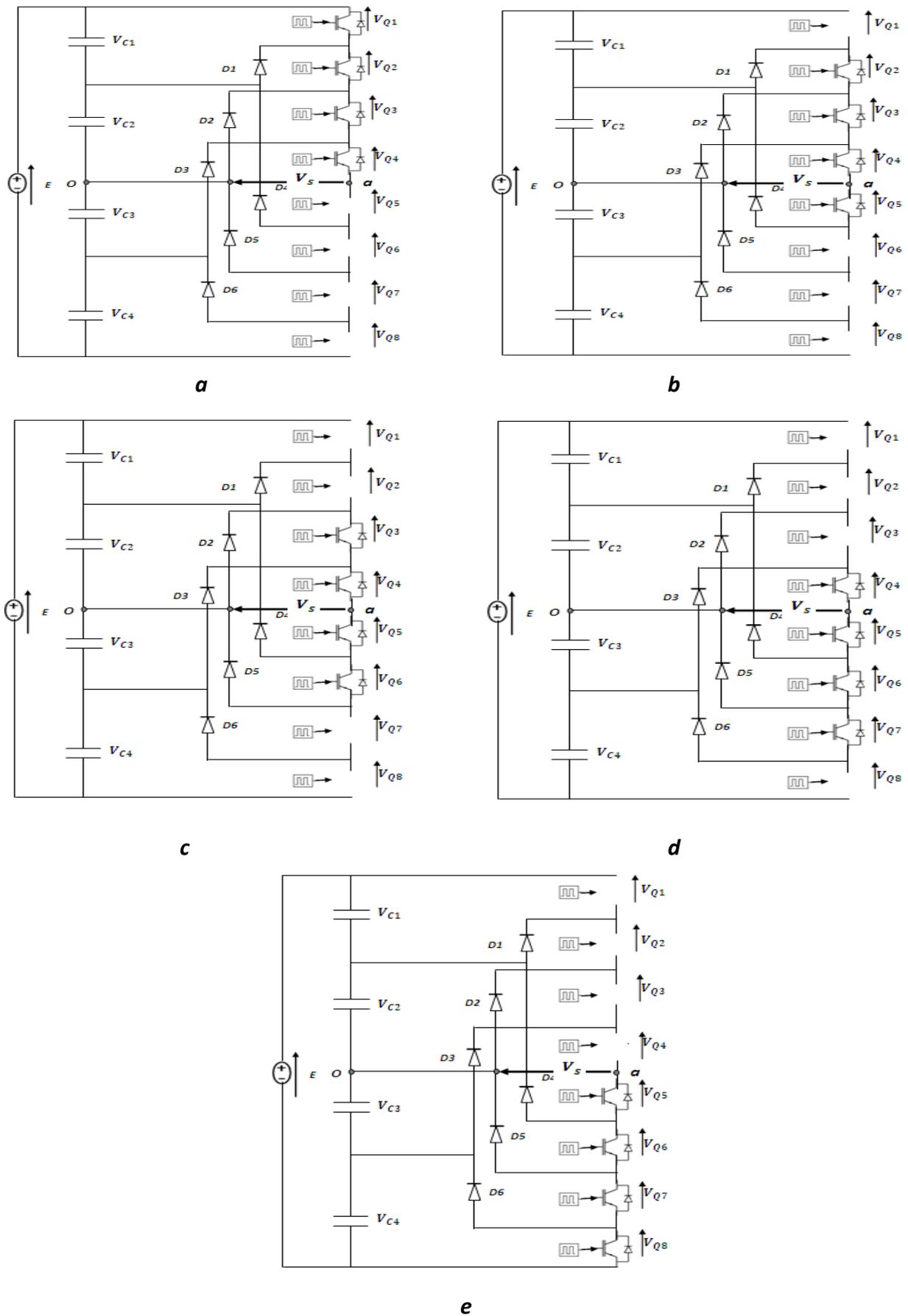


Figure II-30: Différentes configurations électriques d'un onduleur NPC à cinq niveaux.

- **Simulation et interprétation :**

Plusieurs commandes pleines ondes sont possibles pour ces onduleurs [30]. La figure II-31 illustre la forme de signaux de commande des interrupteurs.

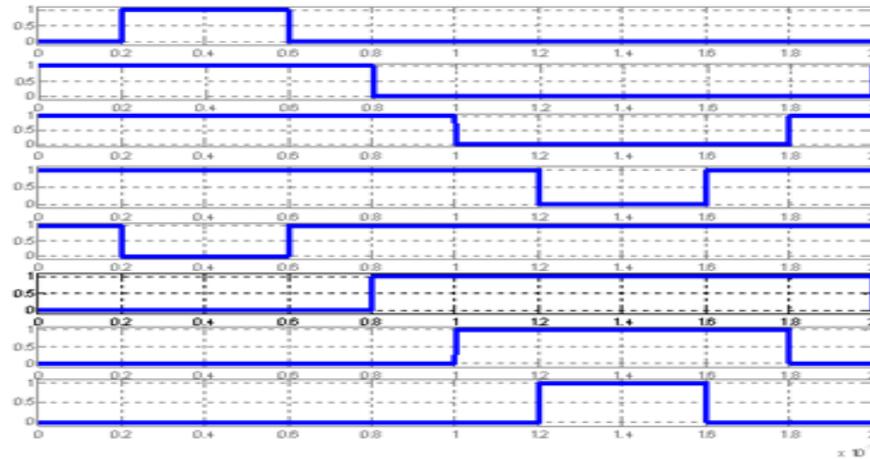


Figure II-31 : Les impulsions de commandes d'un onduleur de type NPC à cinq niveaux.

Avec cette commande, on génère un système de cinq tensions dont les fondamentaux constituent un système équilibré. La figure II.32 montre bien les cinq niveaux de tension.

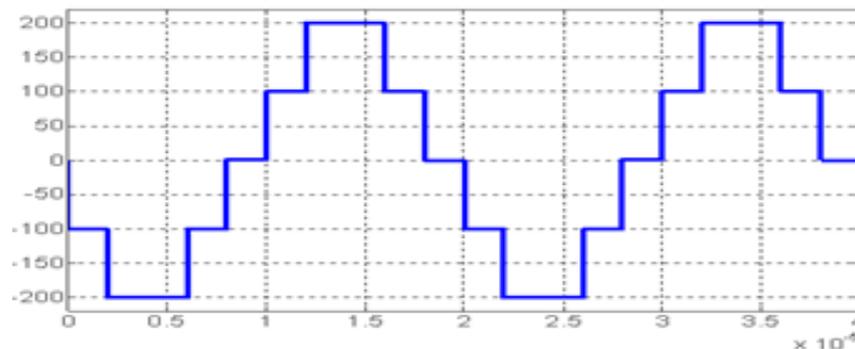


Figure II-32: Tension d'un onduleur de type NPC à cinq niveaux.

Total Harmonic Distortion (THD) = 20.49%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 5001650000.00 Hz

Frequency (Hz)	Order	Magnitude (%)	Phase (°)
0	(DC)	0.00%	90.0°
50000	(Fnd)	100.00%	198.0°
100000	(h2)	0.00%	35.1°
150000	(h3)	7.87%	54.0°
200000	(h4)	0.00%	62.7°
250000	(h5)	0.00%	53.3°
300000	(h6)	0.00%	75.1°
350000	(h7)	3.37%	-54.0°
400000	(h8)	0.00%	7.8°
450000	(h9)	11.11%	162.0°

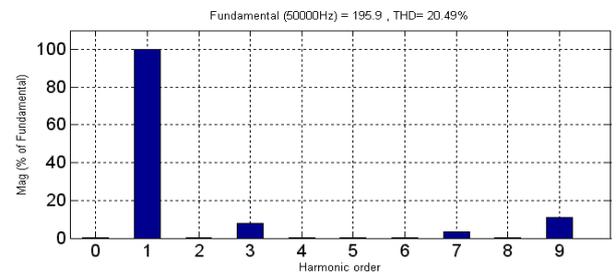


Figure II-33 : Spectre d'harmoniques de tension à cinq niveaux.

La figure II-33 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 $h9 = 11.11\%$. 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 5^{ème} niveau).

II-8 Comparaison entre différentes structures de l'onduleur étudiées :

Le tableau II-2 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	48.28
3 Niveaux	H	30.18
	NPC	30.21
5 Niveaux	H	20.48
	NPC	20.50

Tableau II-2 : 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-35 donne leur symbole et leur forme de tension avant et après le redressement.

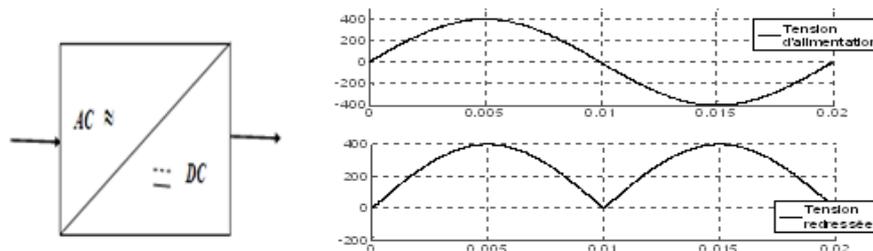


Figure II-34: Symbole conversion AC-DC et Forme de tension redressée.

Le redresseur est utilisé comme étage intermédiaire dans les cartes électroniques, les fours, les électrolyses, le transport à courant continu, pour la variation de vitesse des moteurs à courant continu...

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.

▪ 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 [36].

Le montage redresseur triphasé représenté par la Figure II-35-a est un circuit à trois bras, où chacun d'eux a deux interrupteurs (deux diodes) [36]. Les résultats de la simulation du redresseur sont représentés sur la figure II-35-b.

• Grandeurs caractéristiques :

- Valeur moyenne de u : $U_{\text{moy}} = \frac{3\sqrt{2}\sqrt{3}}{\pi} V$.
- Valeur efficace de u : $U_{\text{eff}} = 3V \sqrt{1 + \frac{(\sin\frac{\pi}{3})^2}{3}}$
- Tension maximale supportée par la diode : $V_{D\text{max}} = \sqrt{2}\sqrt{3}V$

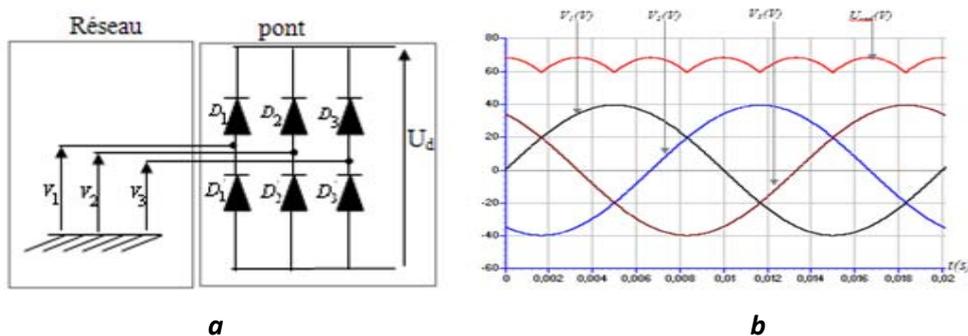


Figure II-35: Redresseur à diodes et leur forme d'onde de la tension redressée.

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-36 donne leur symbole [17].



Figure II-36 : Symbole d'un hacheur.

Les hacheurs sont utilisés pour la variation de vitesse des moteurs à courant continu et dans les alimentations à découpage [23].

II.10-1 Différents types de hacheur :

IL existe plusieurs structures principales de convertisseur continu – continu (hacheur) [41].

- 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-37

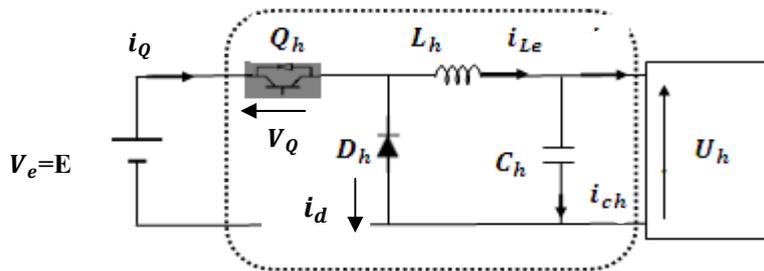


Figure II-37: Montage du hacheur Série.

On rappelle que le rapport cyclique du hacheur est [17] :

$$\alpha = \frac{\text{durée de conduction du composant principal}}{\text{période } T} \tag{II-32}$$

Lorsque ce convertisseur fonctionne en mode de conduction continue, on a les formes d’ondes de courant et de tension de la figure II-38 [41].

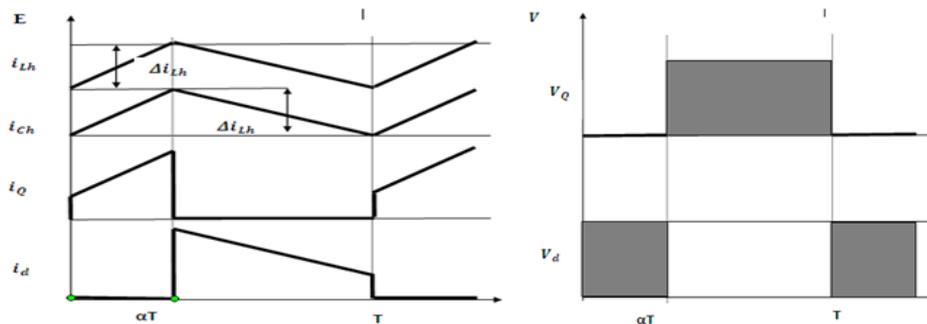


Figure II-38 : Formes d’ondes de courant et de tension.

La tension de sortie en valeur moyenne et l’ondulation de courant dans l’inductance peuvent être déduite de cette figure II-38 [41]:

$$V_s = \alpha V_e \tag{II-33}$$

$$\Delta i_L = \frac{\alpha(1-\alpha)}{L_h \cdot f_c} V_e \tag{II-34}$$

$$\Delta V_s = \frac{\Delta i_L}{8 \cdot C_h \cdot f_c} = \frac{\alpha(1-\alpha)}{8 \cdot C_h \cdot L_h \cdot f_c^2} V_e \tag{II-35}$$

Les contraintes sur l'interrupteur commandé et la diode sont les mêmes en tension [41], on a :

$$V_{Q \max} = |V_{d \max}| = V_e = E \quad \text{II-36}$$

Et en courant [41]:

$$i_{Q \max} = i_{d \max} = i_{Lh \max} = i_Q + \frac{\Delta i_{Lh}}{2} \quad \text{II-37}$$

II-11 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté les études théoriques des deux catégories : Onduleurs multiniveaux en série des pont complet (trois niveaux , cinq 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 sans charge (à vide). Nous avons aussi donné le principe de fonctionnement de chacun. C'est tout simplement, une étude comparative entre les différentes structures et topologies pour montrer le rôle et l'efficacité des niveaux avec une explication simple sur les semi-conducteurs utilisés dans les convertisseurs (Diode et IGBT).

En outre, 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 des types étudiés a démontré : Si on augmente le niveau de l'onduleur, 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 :

La modélisation des systèmes est un thème de recherche qui a été abordé par plusieurs communautés scientifiques, de domaines d'intérêts très différents. Mais les automaticiens restent les plus intéressés par la modélisation de ces systèmes particuliers, dans le but de synthétiser un modèle englobant tout les modes de fonctionnement du système [44].

Notre étude relative 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). Cette application est aujourd'hui très répandue dans le monde de la conversion d'énergie.

III-2 Description du système :

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

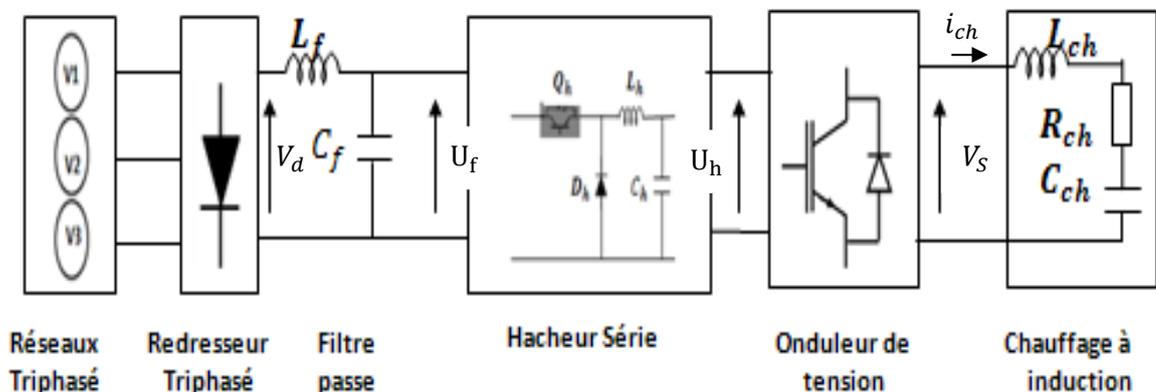


Figure III-1 : Structure générale du système.

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 (Voir l'annexe I):

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

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.

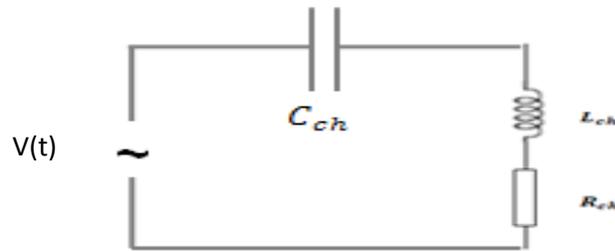


Figure III-2 : Schéma équivalent du chauffage par induction.

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 [5] [23]:

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

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

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

Le module de l'impédance de la charge Z peut être noté [23] [5]:

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

D'autre part, pour déterminer le déphasage de l'intensité par rapport à la source de tension, nous avons [5]:

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

Ou ;
$$\tan \varphi = \frac{L_{ch}\omega - \frac{1}{C_{\varnothing ch}\omega}}{R_{ch}} \quad \text{III-6}$$

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

Pour : $Z_{\min} = R_{ch}$
$$L_{ch}\omega_r - \frac{1}{C_{\varnothing ch}\omega_r} = 0$$

Donc,
$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_{ch}C_{\varnothing ch}}} \quad \text{III-7}$$

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 ω_r est représentée dans la figure I-3.

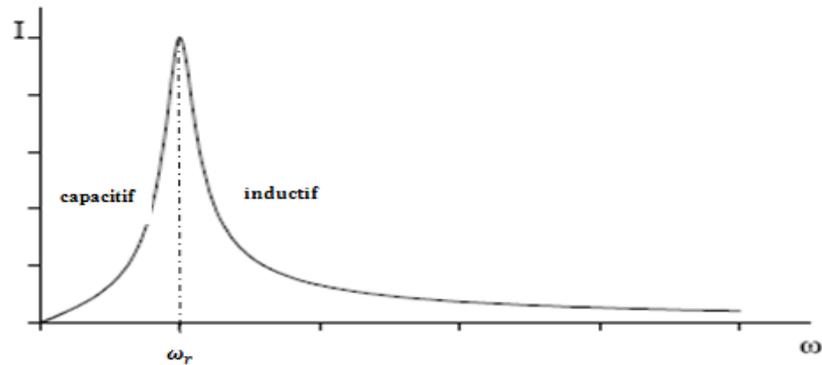


Figure III-3 : La variation de courant en fonction de ω .

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

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

Il faut résoudre l'équation suivante:

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

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

$$\omega_{1,2} = \frac{-R_{ch}C_{ch} \pm \sqrt{R_{ch}^2 C_{ch}^2 + 4L_{ch}C_{ch}}}{2L_{ch}C_{ch}} \quad \text{III-10}$$

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

$$Q' = \frac{\omega_r}{\omega_2 - \omega_1} \quad \text{III-11}$$

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

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

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 :

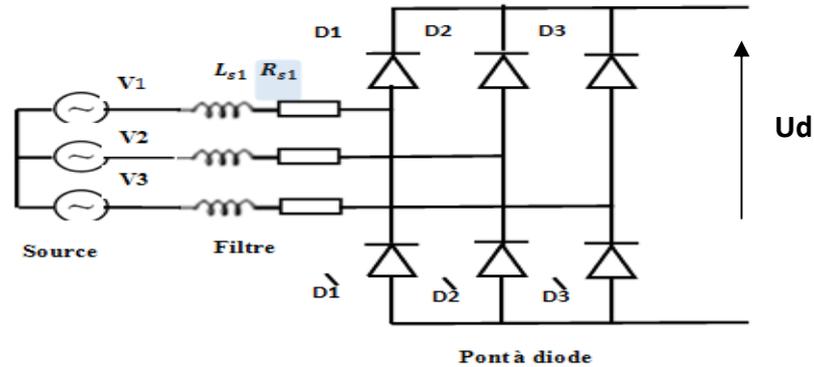


Figure III- 4: Association de source triphasée, filtre et pont de redresseur.

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 :

$$v_j = \max (V_i) \quad \text{III-13}$$

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 :

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

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

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 $f=50\text{ Hz}$.

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 $i_{\max}=40\text{A}$, si on prend $\Delta i_{\max}\%=4\%$ de i_{\max} , [36]:

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

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-6[42].

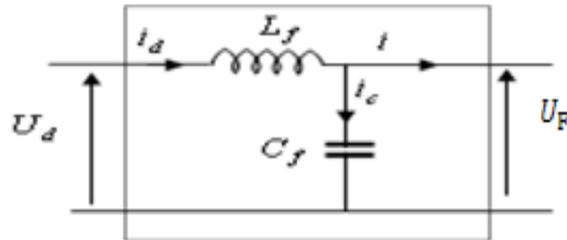


Figure III-6: Schéma du filtre de sortie de redresseur.

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 a 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 :

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

▪ 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 [36] :

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

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 ω^2 est la pulsation d'utilisation de fréquence $f = 50$ HZ. L'inductance L_f peut être déterminée par la relation :

$$L_f > \frac{1}{C_f \omega^2} \tag{III-21}$$

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-7.

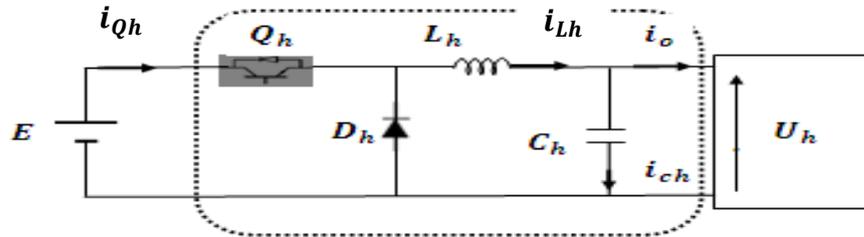
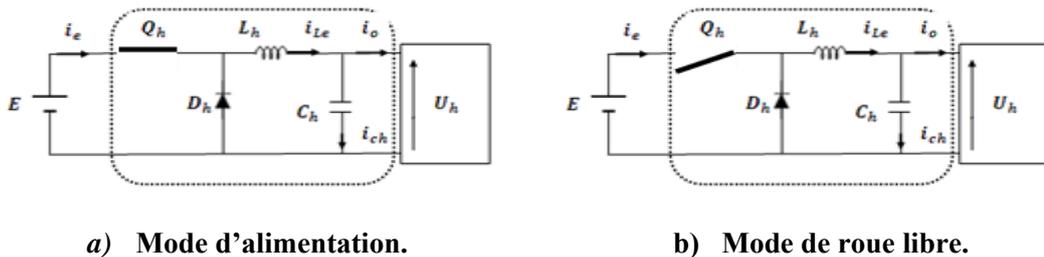


Figure III-7: Structure du hacheur série.

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 d'un pack de supercondensateurs.

Le hacheur série présente deux modes de fonctionnement de topologies différentes, illustrées par les figures III-8[36].



a) Mode d'alimentation.

b) Mode de roue libre.

Figure III-8: Séquences de fonctionnement d'un hacheur série.

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 α donné, et en régime de conduction continue, la tension moyenne à la sortie est donnée par [36].

$$V = \alpha E \tag{III-22}$$

Pour le mode d'alimentation (figure III-8- a), l'interrupteur Q_h est fermé pendant une fraction de temps αT 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 : [36]

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

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

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

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

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

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 : [36]

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

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

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

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

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

Remarque :

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

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

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

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

III-6-1 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) [5].

▪ Choix de l'inductance L_h :

Si T est fixée, ΔI_c est maximale en même temps que $(1-\alpha)\alpha$. Pour une valeur de $\alpha = 0.5$ [23].

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

Donc, on peut conclure L_h ,

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

▪ 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 [23].

Donc C_h doit :

$$C_h \gg \frac{1}{L_h \omega^2} \tag{III-35}$$

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 :

La figure III-9 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} .

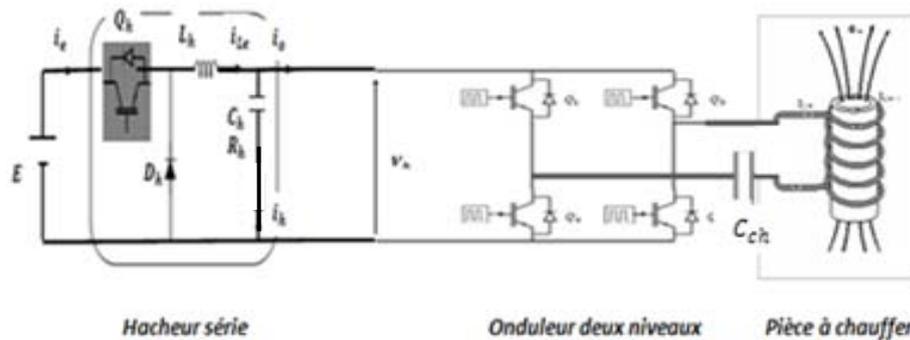


Figure III-9 : Structure du système, l'onduleur à deux niveaux - hacheur -Pièce.

III-7-1-1 Modèle du fonctionnement :

▪ **la commande complémentaire :**

Pour éviter le court-circuit des sources de tension par conduction de plusieurs interrupteurs [33], et pour que le convertisseur soit totalement commandable, on adopte une commande complémentaire.

Elle est donné par :

$$C'_{1k} = \overline{C'_{2k}} \text{ et } C'_{4k} = \overline{C'_{3k}} \tag{III-36}$$

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 :

$$\begin{bmatrix} F_1 = 1 - F_2 \\ F_4 = 1 - F_3 \end{bmatrix} \tag{III-37}$$

▪ **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 :

$$V_s = F_2 \cdot F_3 \cdot E - F_1 \cdot F_4 \cdot E \tag{III-38}$$

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 α (%)	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).

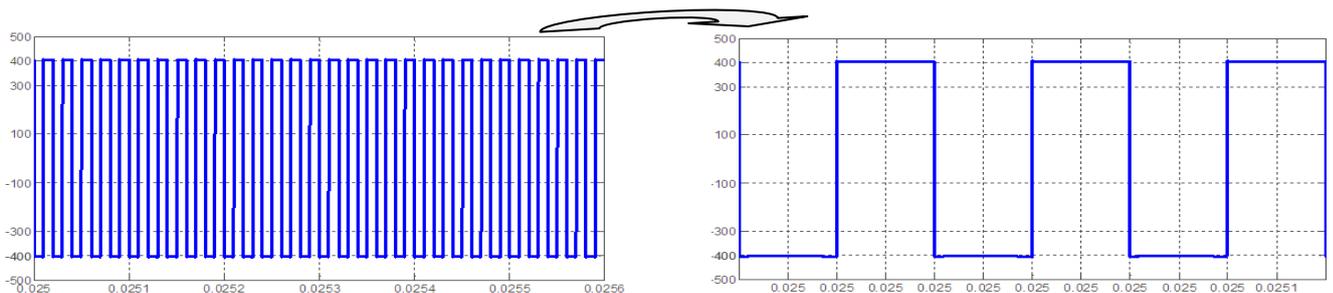


Figure III-10 : Tension de sortie de l'onduleur en pont complet à deux niveaux.

Total Harmonic Distortion (THD) = 48.45%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 5000150000.00 Hz

0 Hz	(DC):	0.20%	90.0°
50000 Hz	(Fnd):	100.00%	179.9°
100000 Hz	(h2):	0.06%	-0.8°
150000 Hz	(h3):	33.40%	180.0°
200000 Hz	(h4):	0.06%	8.5°
250000 Hz	(h5):	20.05%	180.0°
300000 Hz	(h6):	0.03%	7.0°
350000 Hz	(h7):	14.32%	180.0°
400000 Hz	(h8):	0.03%	-1.1°
450000 Hz	(h9):	11.14%	180.0°

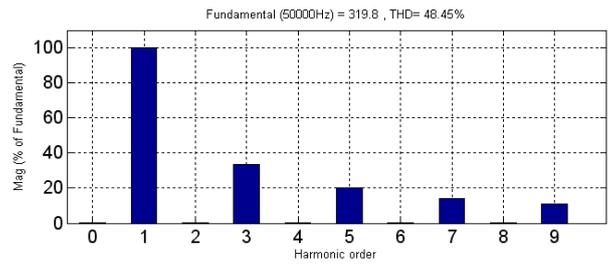


Figure III-11: Spectre d'harmoniques pour la tension de sortie Vs.

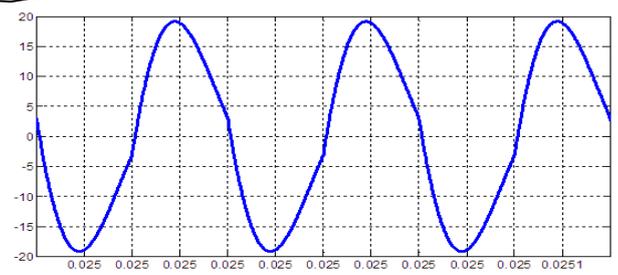
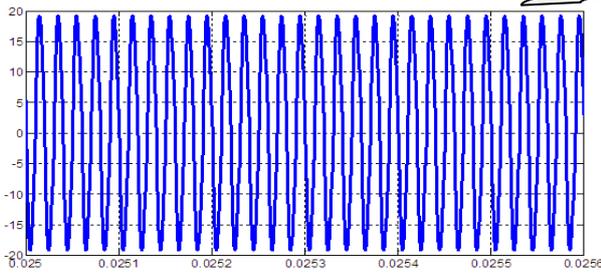


Figure III-12 : Courant de charge.

Total Harmonic Distortion (THD) = 8.79%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 5201560.00 Hz

0 Hz	(DC):	0.02%	270.0°
50015 Hz	(Fnd):	100.00%	179.3°
100030 Hz	(h2):	0.18%	206.2°
150045 Hz	(h3):	8.14%	102.8°
200060 Hz	(h4):	0.07%	194.4°
250075 Hz	(h5):	2.77%	95.8°
300090 Hz	(h6):	0.05%	190.4°
350105 Hz	(h7):	1.39%	92.5°
400120 Hz	(h8):	0.04%	189.5°
450135 Hz	(h9):	0.83%	90.4°

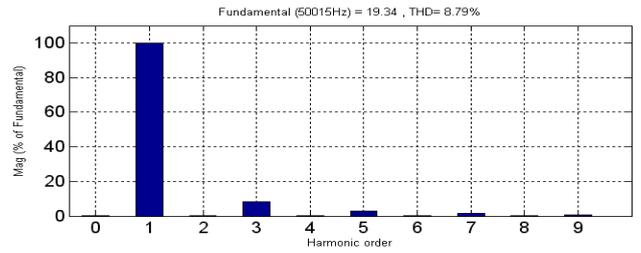


Figure III-13: spectre d'harmoniques du courant de charge.

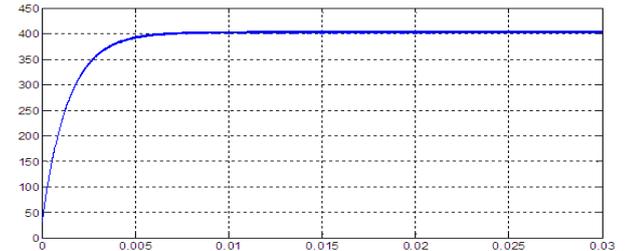
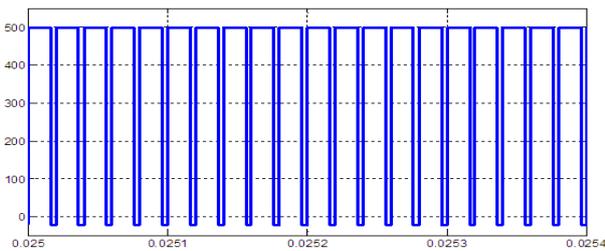


Figure III-14: Tension de sortie du hacheur(a), tension d'entrée de l'onduleur(b).

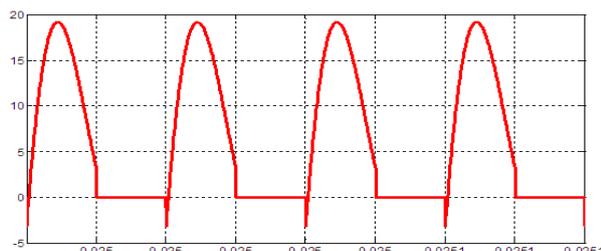


Figure III- 15: Tension (a)et courant (b) aux bornes d'un interrupteur (Q3).

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 :

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-4 suivant en fonction de l'angle de décalage β :

B décalage	Q1	Q2	Q3	Q4	Vs
$0 < \theta < \beta$	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 :

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

▪ 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.

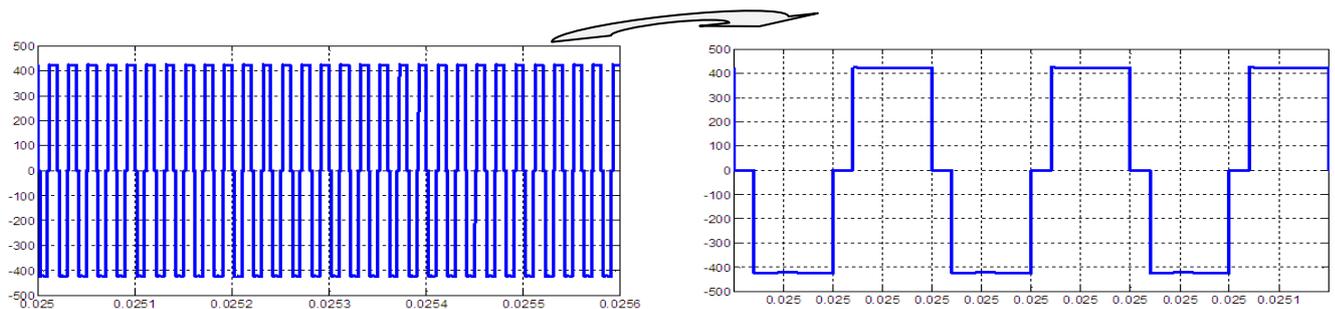


Figure III-16: Tension d'un onduleur en pont complet à trois niveaux.

Total Harmonic Distortion (THD) = 30.58%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 5350000.00 Hz

0 Hz (DC):	0.04%	90.0°
50000 Hz (Fnd):	100.00%	161.7°
100000 Hz (h2):	0.08%	-70.6°
150000 Hz (h3):	21.42%	125.1°
200000 Hz (h4):	0.02%	-59.8°
250000 Hz (h5):	0.96%	87.6°
300000 Hz (h6):	0.00%	106.3°
350000 Hz (h7):	8.08%	231.8°
400000 Hz (h8):	0.01%	19.8°
450000 Hz (h9):	10.83%	195.0°

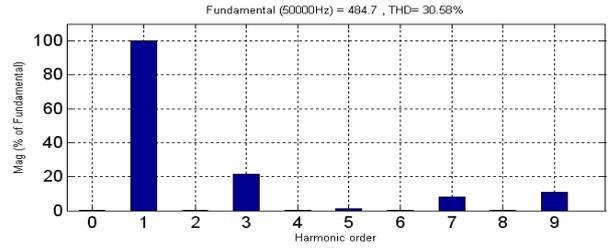


Figure III-17: Spectre d'harmoniques de tension.

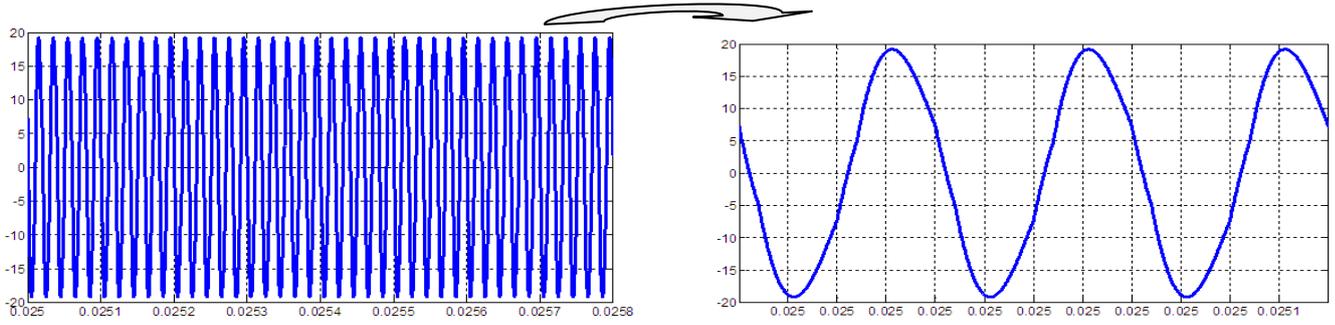


Figure III-18: Courant de charge.

Total Harmonic Distortion (THD) = 5.18%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 5350000.00 Hz

0 Hz (DC):	0.04%	270.0°
50000 Hz (Fnd):	100.00%	161.6°
100000 Hz (h2):	0.18%	187.2°
150000 Hz (h3):	4.99%	49.5°
200000 Hz (h4):	0.05%	173.7°
250000 Hz (h5):	0.03%	188.4°
300000 Hz (h6):	0.03%	197.1°
350000 Hz (h7):	0.88%	148.2°
400000 Hz (h8):	0.03%	201.4°
450000 Hz (h9):	0.84%	110.4°

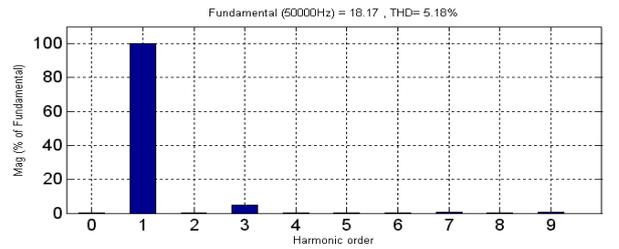


Figure III-19: Spectre d'harmoniques du courant de charge.

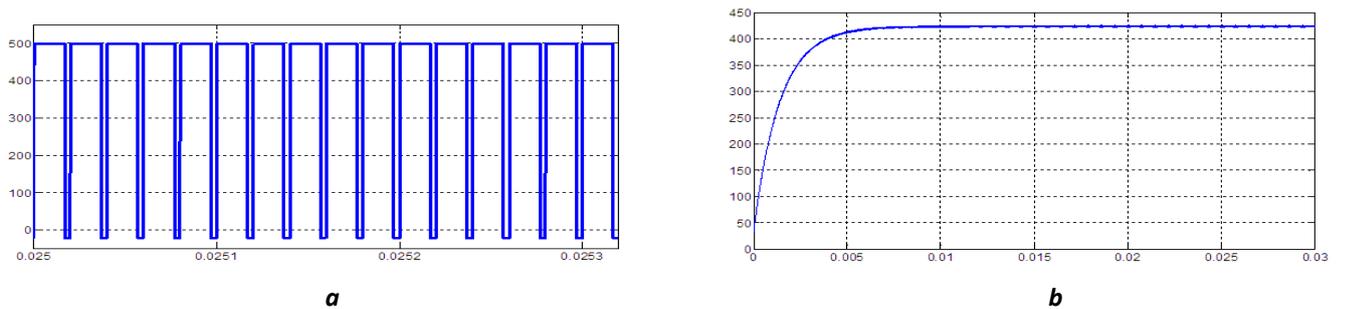


Figure III-20: Tension du hacheur(a), tension d'entrée de l'onduleur(b).

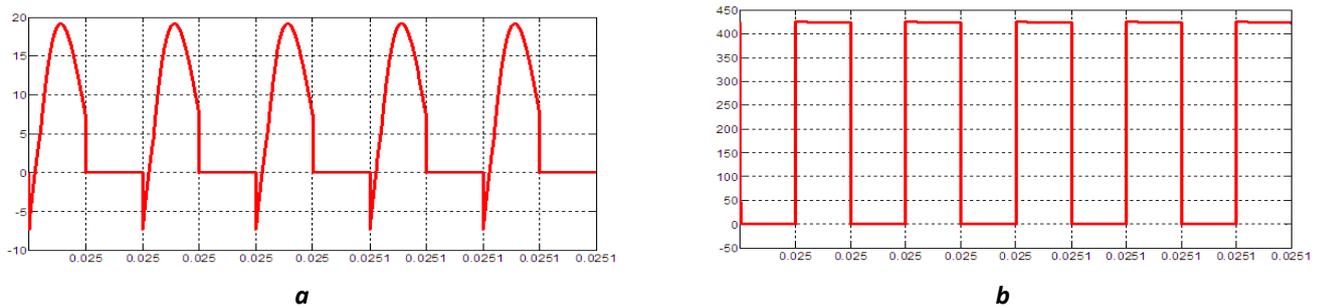


Figure III-21: Courant (a) et tension (b) aux bornes de l'interrupteur.

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 β . 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 à cinq niveaux en cascade :

La structure de l'onduleur de tension à cinq niveaux est représentée par la figure III-22. Elle est composée de deux étages. Chaque étage comprend une source de tension E, un hacheur série avec son filtre et un onduleur monophasé à deux niveaux, mais la commande des interrupteurs n'est pas même (voir le tableau III-4), les sources de tension ont mêmes valeurs et indépendantes entre elles.

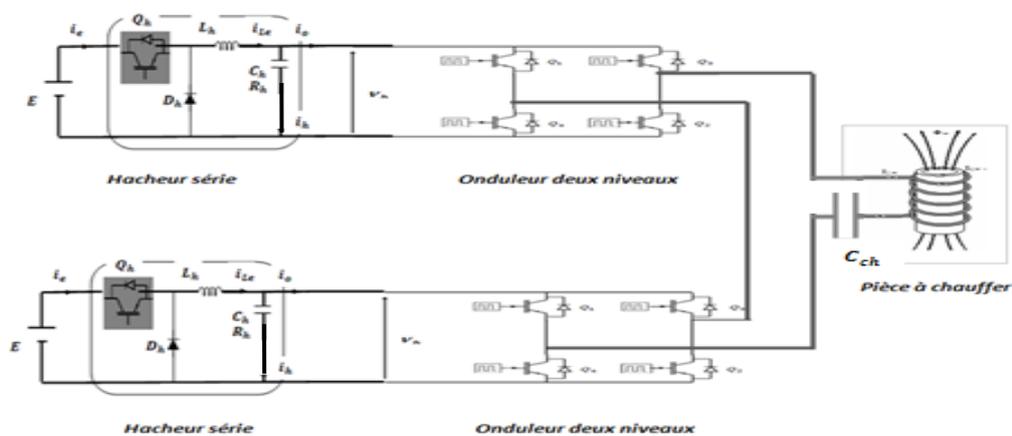


Figure III-22: Deux ponts complets en cascade (série) alimentés la pièce.

III-7-3-1 Le modèle de fonctionnement :

▪ **la commande complémentaire :**

Elle est donnée par :

$$\left. \begin{aligned} C'_{1} &= \overline{C'_{2}} \text{ et } C'_{4} = \overline{C'_{3}} \\ C'_{5} &= \overline{C'_{6}} \text{ et } C'_{8} = \overline{C'_{7}} \end{aligned} \right\} \quad \text{III-42}$$

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

$$\left[\begin{aligned} F_1 &= 1 - F_2 \\ F_4 &= 1 - F_3 \end{aligned} \right] \text{ et } \left[\begin{aligned} F_5 &= 1 - F_6 \\ F_8 &= 1 - F_7 \end{aligned} \right] \quad \text{III-43}$$

▪ **Fonction de connexion des cellules :**

On a quatre cellules, les fonctions de connexion des cellules sont :

- Pour le 1^{ère} cellule , $F^1 = F_1 \cdot F_4$
- Pour le 2^{ème} cellule, $F^2 = F_2 \cdot F_3$
- Pour le 3^{ème} cellule, $F^3 = F_5 \cdot F_8$
- Pour le 4^{ème} cellule, $F^4 = F_6 \cdot F_7$

▪ **Table d'excitation des interrupteurs :**

Si on considère la commande complémentaire optimale qui permet d'avoir les cinq niveaux suivants (- 2E , -E , 0 , +E , +2 E) :

Q1	Q2	Q3	Q4	Q5	Q6	Q7	Q8	V _s
0	1	1	0	0	1	1	0	+2E
0	1	1	0	1	0	1	0	+ E
0	1	1	0	1	0	0	1	0
0	1	0	1	1	0	0	1	- E
1	0	0	1	1	0	0	1	- 2E

Tableau III-4: Tableau des excitations relatives des cellules (Onduleur en H 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 :

$$V_s = - F_1 \cdot F_4 \cdot E + F_2 \cdot F_3 \cdot E - F_5 \cdot F_8 \cdot E + F_6 \cdot F_7 \cdot E \quad \text{III-44}$$

En utilisant les fonctions de connexion des cellules, on obtient:

$$V_s = [- F_1 \cdot F_4 + F_2 \cdot F_3 - F_5 \cdot F_8 + F_6 \cdot F_7] \cdot E \quad \text{III-45}$$

Alors

$$V_s = [- F^1 + F^2 - F^3 + F^4] \cdot E \quad \text{III-46}$$

• **Simulation du système :**

Avant la simulation du système, on doit mettre les valeurs des tensions de sources sur les mêmes niveaux (E1=E2=E).

On représente les résultats sur les figures suivantes avec les paramètres d'un étage qui est dans le tableau III-4 suivant.

Tension E (V)	Hacheur α (%)	Fréquence f _r (KHz)	Paramètres du hacheur	
			L _h (mH)	C _h (mF)
500	0.535	50	0.21	0.833

Tableau III-5: Paramètres de l'onduleur en H à cinq niveaux.

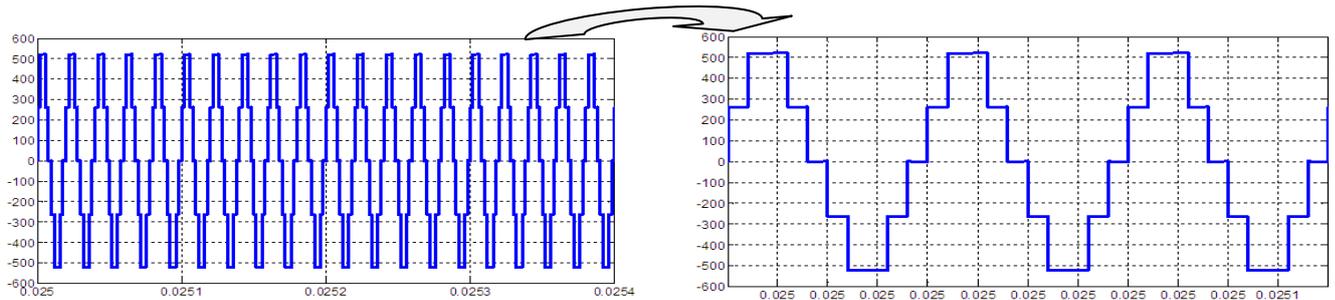


Figure III-23: Tension de l'onduleur à cinq niveaux.

Total Harmonic Distortion (THD) = 19.09%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 1250000.00 Hz

0 Hz (DC):	0.45%	270.0°
50000 Hz (Fnd):	100.00%	14.2°
100000 Hz (h2):	0.46%	120.9°
150000 Hz (h3):	6.26%	223.3°
200000 Hz (h4):	0.01%	-27.4°
250000 Hz (h5):	1.56%	244.4°
300000 Hz (h6):	0.03%	-7.6°
350000 Hz (h7):	4.49%	97.4°
400000 Hz (h8):	0.06%	198.3°
450000 Hz (h9):	9.00%	-55.1°

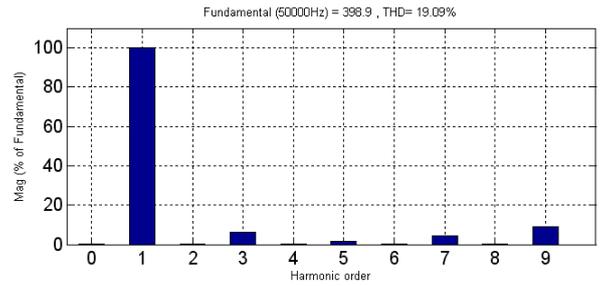


Figure III-24 : Spectre d'harmoniques de tension de l'onduleur.

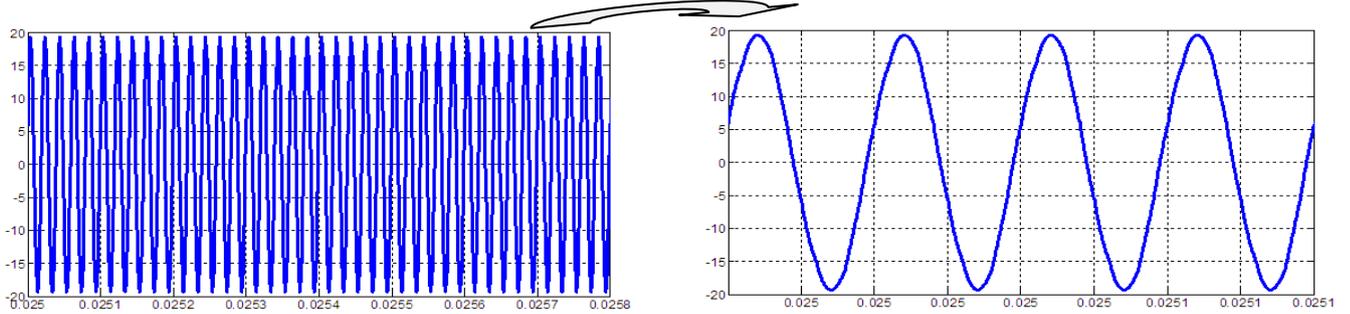


Figure III-25: Courant de charge.

Total Harmonic Distortion (THD) = 2.09%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 1250000.00 Hz

0 Hz (DC):	0.05%	270.0°
50000 Hz (Fnd):	100.00%	14.4°
100000 Hz (h2):	0.45%	24.8°
150000 Hz (h3):	1.73%	139.7°
200000 Hz (h4):	0.13%	13.4°
250000 Hz (h5):	0.10%	101.9°
300000 Hz (h6):	0.08%	35.9°
350000 Hz (h7):	0.47%	29.3°
400000 Hz (h8):	0.09%	48.2°
450000 Hz (h9):	0.65%	224.1°

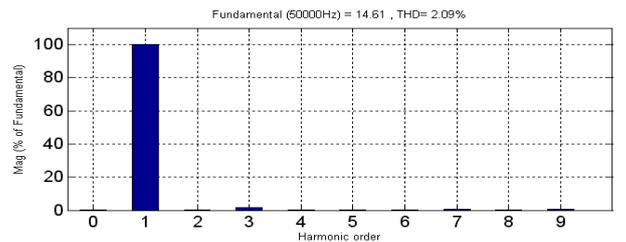


Figure III-26: Spectre des harmoniques de courant.

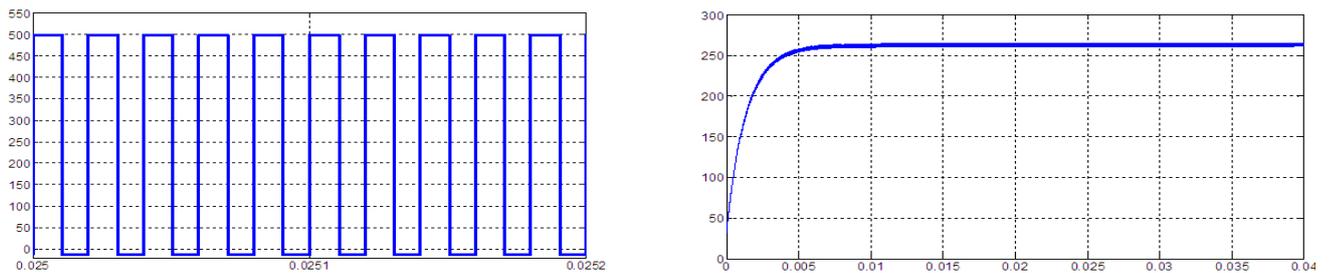


Figure III-27: Tension de sortie d'un hacheur et une tension d'entrée d'un onduleur.

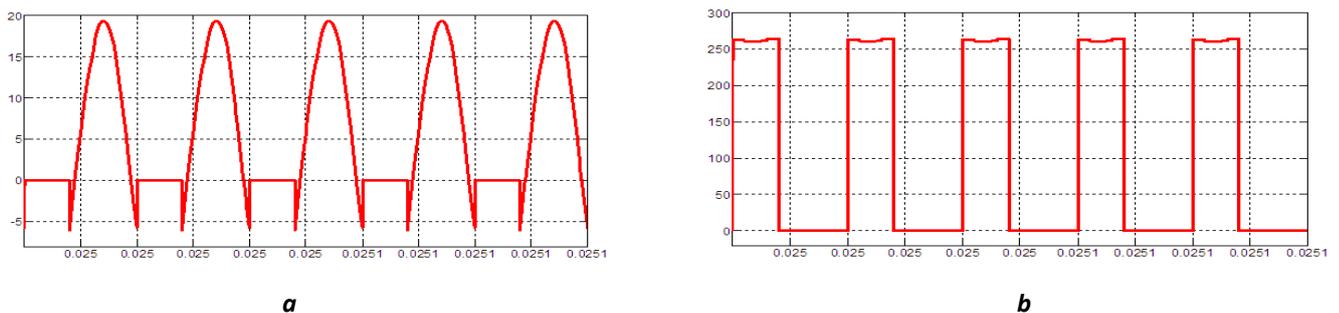


Figure III-28: Courant (a) et tension (b) aux bornes de l'interrupteur Q3.

Les résultats montre bien la diminution de distorsion d'harmonique de tension de 48.48% à 19.09%. Mais, d'autre coté, le courant décroît aussi de 20A en deux niveaux à 15A pour une même tension 400V. à cause d'augmentation des angles de commutation β . Donc, afin d'obtenir une valeur du courant (20A), il faut réaliser une tension de sortie de l'onduleur supérieure que la tension précédente..

III-7-4 Modélisation et simulation de l'onduleur du type NPC à trois niveaux :

Sa structure donnée par la figure III-29 suivante.

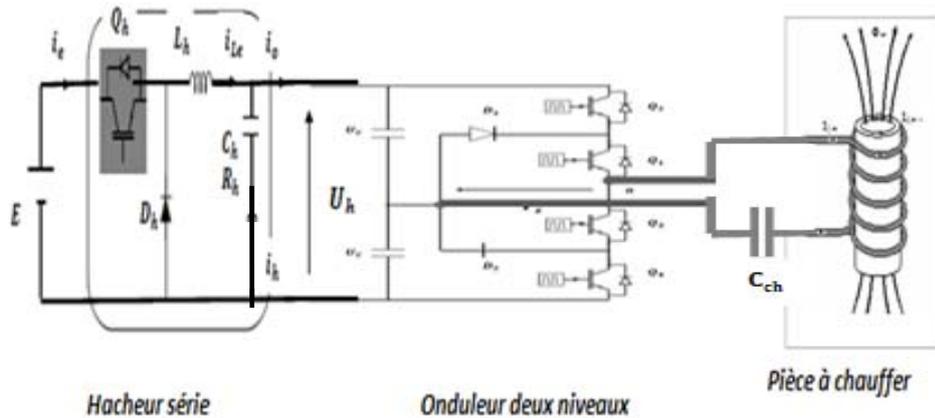


Figure III-29: La pièce est alimentée par l'onduleur du type NPC à trois niveaux.

III-7-4-1 La commande complémentaire :

Si on utilise la commande complémentaire,

$$C'_1 = \overline{C'_4} \text{ et } C'_2 = \overline{C'_3} \tag{III-47}$$

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

$$\begin{cases} F_1 = 1 - F_4 \\ F_2 = 1 - F_3 \end{cases} \tag{III-48}$$

▪ **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 .

Vs	F ₁	F ₂
+E/2	1	1
0	1	0
-E/2	0	0

Tableau III-6 : 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 :

$$V_s = F_1 \cdot F_2 \cdot V_{c1} - F_3 \cdot F_4 \cdot V_{c2} \quad \text{III-49}$$

En utilisant les fonctions de connexion des cellules on obtient:

$$V_s = F^1 \cdot V_{c1} - F^2 \cdot V_{c2} \quad \text{III-50}$$

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

$$V_s = [F^1 - F^2] \frac{E}{2} \quad \text{III-51}$$

La forme obtenue révèle que l'onduleur à trois niveaux est équivalent à une mise en série de deux onduleurs à deux niveaux [33].

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-6 suivants.

Tension E (V)	Hacheur α (%)	Fréquence f_r (KHz)	Capacité C1 et C2 (μ F)	Paramètres du hacheur	
				L_h (mH)	C_h (μ F)
1000	0.8	50	500	0.21	0.833

Tableau III-7: Paramètres de l'onduleur NPC à trois niveaux.

Les résultats de simulation sont représentés sur les figures suivantes :

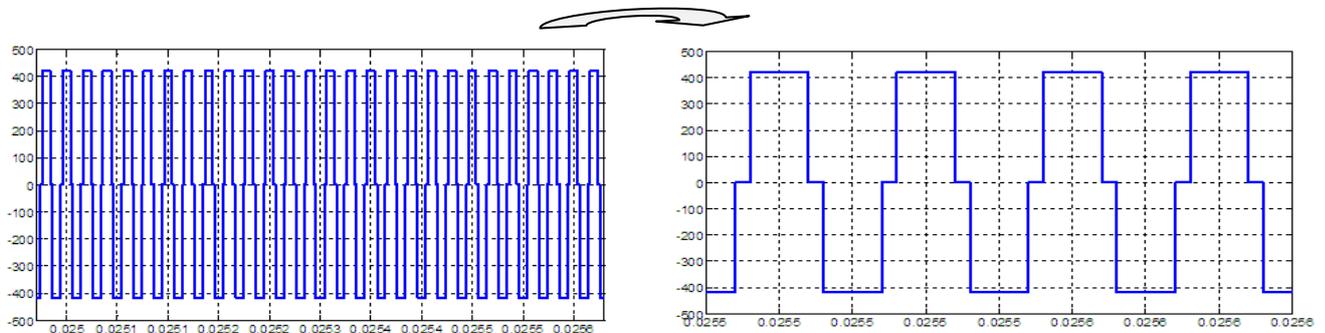


Figure III-30: Tension de sortie de l'onduleur NPC à trois niveaux.

Total Harmonic Distortion (THD) = 30.17%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 3050000.00 Hz

0 Hz	(DC):	0.01%	270.0°
50000 Hz	(Fnd):	100.00%	267.8°
100000 Hz	(h2):	0.78%	-4.7°
150000 Hz	(h3):	20.61%	83.5°
200000 Hz	(h4):	1.26%	171.2°
250000 Hz	(h5):	0.00%	169.0°
300000 Hz	(h6):	1.26%	-13.0°
350000 Hz	(h7):	8.84%	254.9°
400000 Hz	(h8):	0.78%	162.6°
450000 Hz	(h9):	11.14%	70.6°

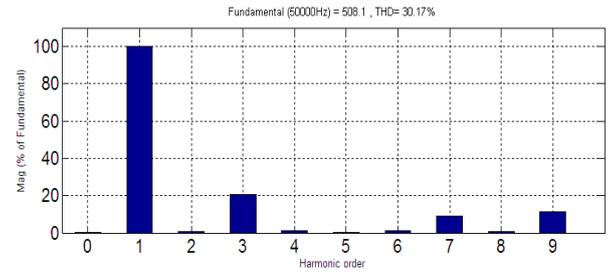


Figure III-31: Spectre d'harmoniques de tension de l'onduleur.

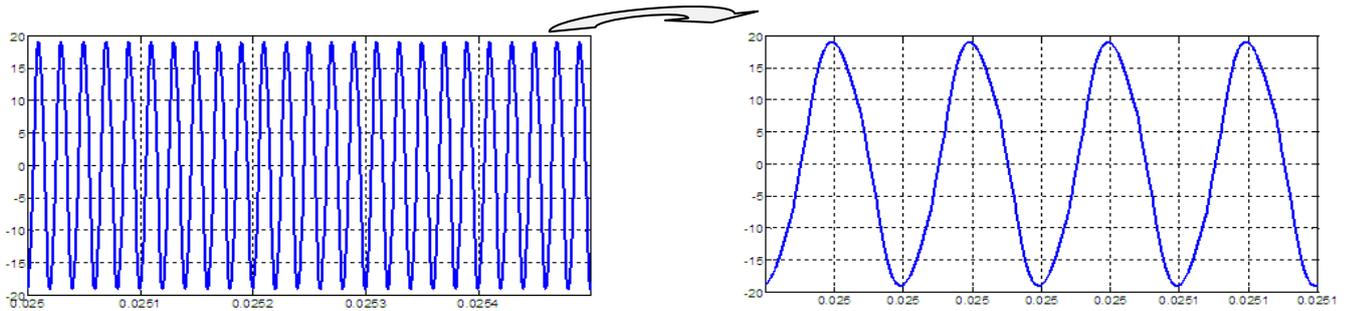


Figure III-32: Courant de charge.

Total Harmonic Distortion (THD) = 5.14%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 3050000.00 Hz

0 Hz	(DC):	0.25%	90.0°
50000 Hz	(Fnd):	100.00%	269.0°
100000 Hz	(h2):	0.17%	257.6°
150000 Hz	(h3):	4.96%	10.2°
200000 Hz	(h4):	0.05%	-26.0°
250000 Hz	(h5):	0.10%	-25.4°
300000 Hz	(h6):	0.03%	-12.4°
350000 Hz	(h7):	0.84%	175.2°
400000 Hz	(h8):	0.02%	151.9°
450000 Hz	(h9):	0.80%	-4.1°

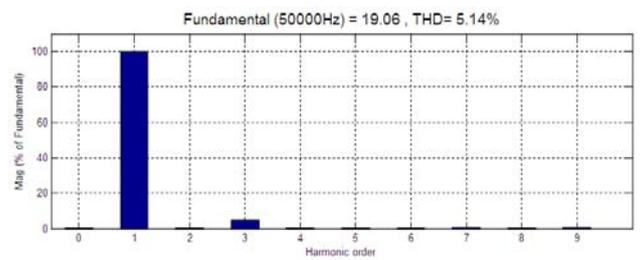


Figure III-33: Spectres d'harmoniques de courant.

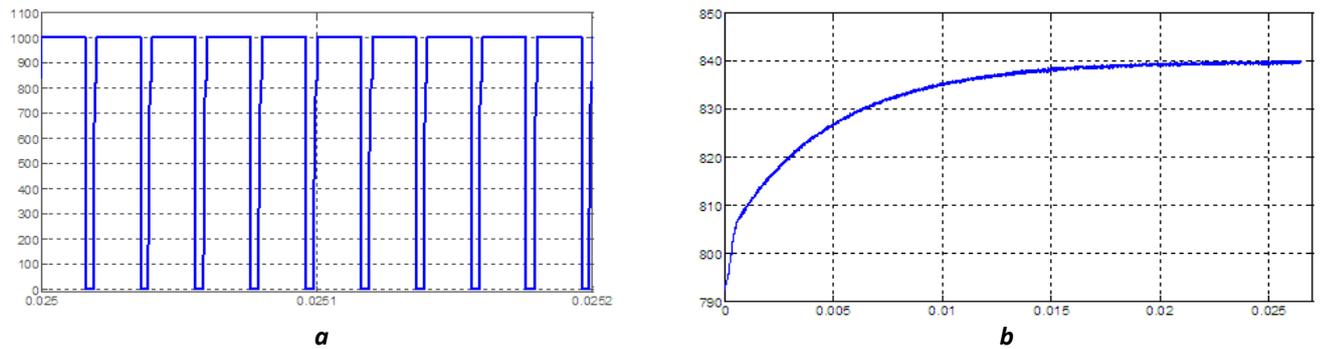


Figure III-34: Tension d'alimentation de l'onduleur (b) et tension du hacheur (a).

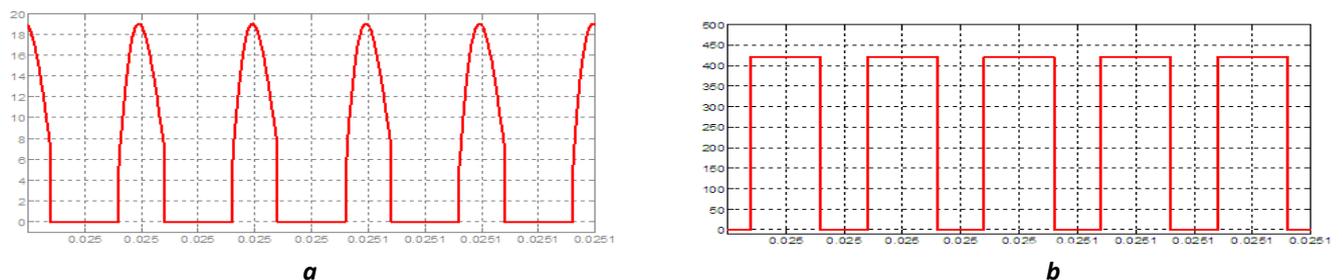


Figure III-35: Tension (b) et courant (a) d'un interrupteur (Q2).

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 $V_{\phi_S} = V_{\phi_{C1}} = V_{\phi_{C2}} = 500V$, 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-7-5 Modélisation et simulation de l'onduleur du type NPC à cinq niveaux :

La Figure III-36 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 : $V_{C1} = V_{C2} = V_{C3} = V_{C4}$.

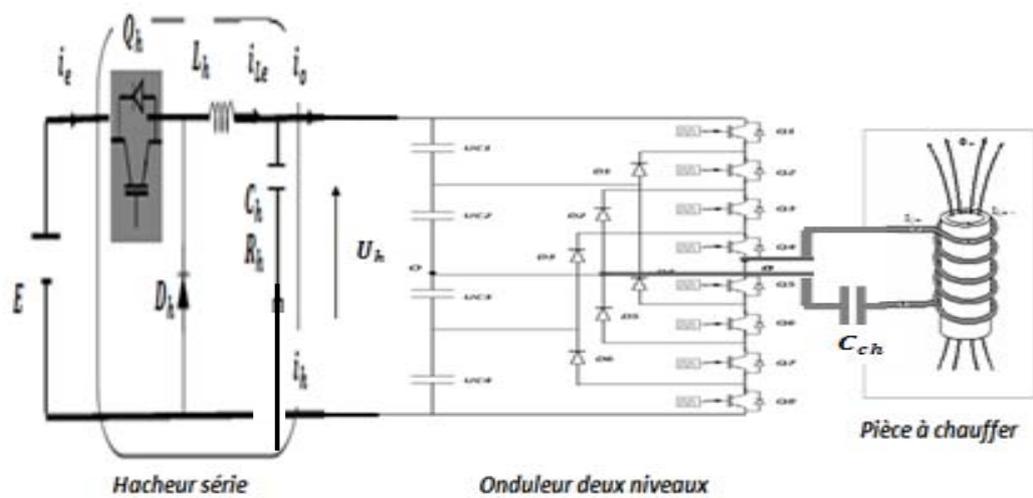


Figure III-36: La pièce est alimentée par l'onduleur du type NPC à cinq niveaux.

▪ **La commande complémentaire :**

Elle est donnée par :

$$\left. \begin{aligned} C'_1 = \overline{C'_5} \text{ et } C'_2 = \overline{C'_6} \\ C'_3 = \overline{C'_7} \text{ et } C'_4 = \overline{C'_8} \end{aligned} \right\} \quad \text{III-52}$$

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

$$\left[\begin{aligned} F_1 &= 1 - F_5 \\ F_2 &= 1 - F_6 \end{aligned} \right] \text{ et } \left[\begin{aligned} F_3 &= 1 - F_7 \\ F_4 &= 1 - F_8 \end{aligned} \right] \quad \text{III-53}$$

▪ **Fonction de connexion des cellules :**

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

- Pour la 1^{ère} cellule, $F^1 = F_1 \cdot F_2$
- Pour la 2^{ème} cellule, $F^2 = F_3 \cdot F_4$
- Pour la 3^{ème} cellule, $F^3 = F_5 \cdot F_6$
- Pour la 4^{ème} 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-8 : 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 :

$$V_s = F_1 \cdot F_2 \cdot E + F_3 \cdot F_4 \cdot E - F_5 \cdot F_6 \cdot E - F_7 \cdot F_8 \cdot E \tag{III-54}$$

En utilisant les fonctions de connexion des cellules on obtient:

$$V_s = [F_1 \cdot F_2 + F_3 \cdot F_4 - F_5 \cdot F_6 - F_7 \cdot F_8] \cdot E \tag{III-55}$$

$$V_s = [F^1 + F^2 - F^3 - F^4] \cdot E \tag{III-56}$$

▪ **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 α (%)	Fréquence f _r (KHz)	Capacités C1 C2, C3, C4 (F)	Paramètres du hacheur	
				L _h (mH)	C _h (μF)
1200	0.87	50	0.5	0.21	0.833

Tableau III-9: Paramètres du système avec un onduleur NPC à 5 niveaux.

Les résultats de simulation sont présentés sur les figures suivantes :

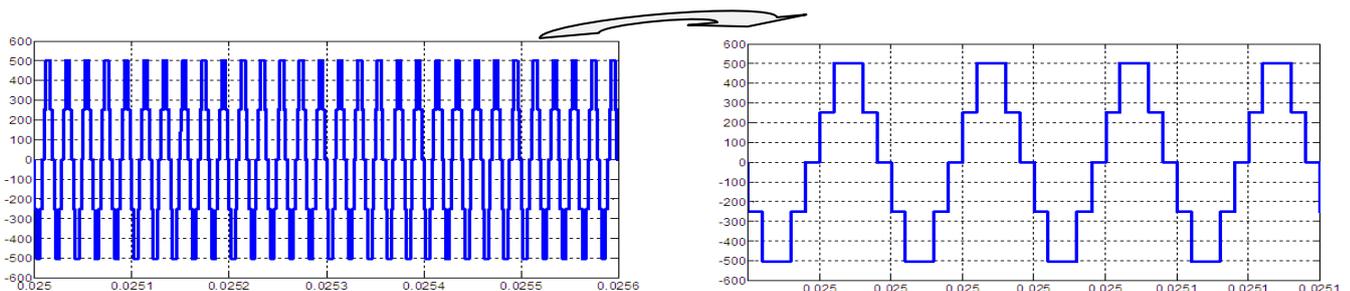


Figure III-37: Tension de sortie de l'onduleur NPC à cinq niveaux.

Total Harmonic Distortion (THD) = 20.33%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 50800000.00 Hz

Hz	(DC):		
0 Hz	(DC):	0.00%	270.0°
50000 Hz	(Fnd):	100.00%	198.0°
100000 Hz	(h2):	0.00%	-48.9°
150000 Hz	(h3):	7.57%	54.6°
200000 Hz	(h4):	0.00%	152.7°
250000 Hz	(h5):	0.02%	89.5°
300000 Hz	(h6):	0.00%	194.0°
350000 Hz	(h7):	3.19%	-52.7°
400000 Hz	(h8):	0.00%	63.3°
450000 Hz	(h9):	11.14%	161.8°

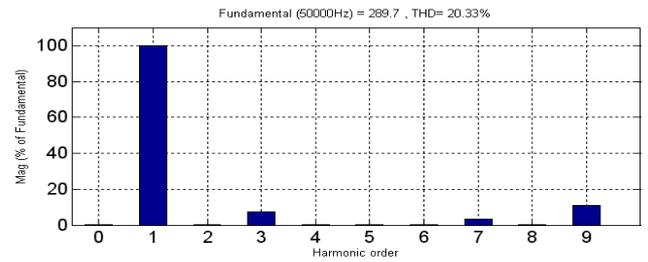


Figure III-38: Spectre d'harmoniques de tension de l'onduleur.

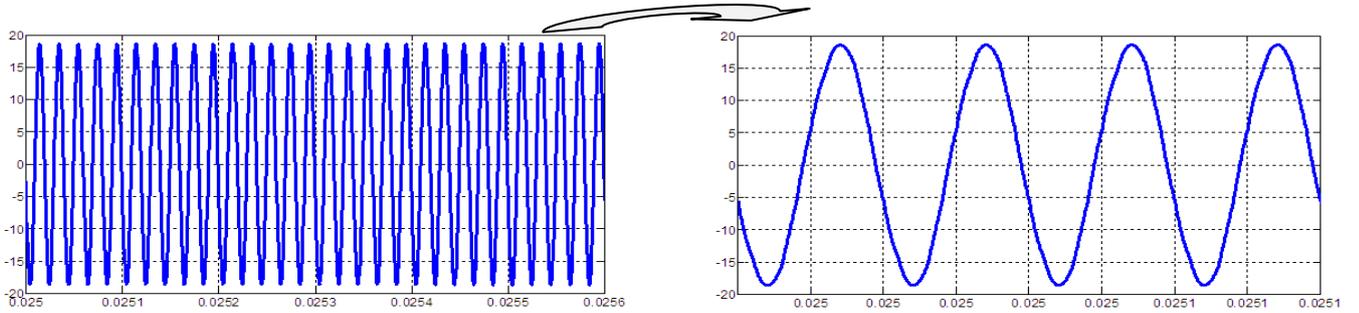


Figure III-39: Courant de charge.

Total Harmonic Distortion (THD) = 2.14%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 50800000.00 Hz

Hz	(DC):		
0 Hz	(DC):	0.15%	90.0°
50000 Hz	(Fnd):	100.00%	198.2°
100000 Hz	(h2):	0.12%	262.3°
150000 Hz	(h3):	1.83%	-23.7°
200000 Hz	(h4):	0.03%	225.3°
250000 Hz	(h5):	0.03%	217.1°
300000 Hz	(h6):	0.02%	210.9°
350000 Hz	(h7):	0.33%	220.7°
400000 Hz	(h8):	0.01%	197.8°
450000 Hz	(h9):	0.83%	76.9°

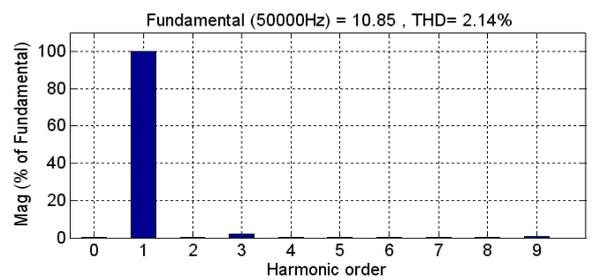


Figure III-40: Spectre d'harmoniques de courant de charge.

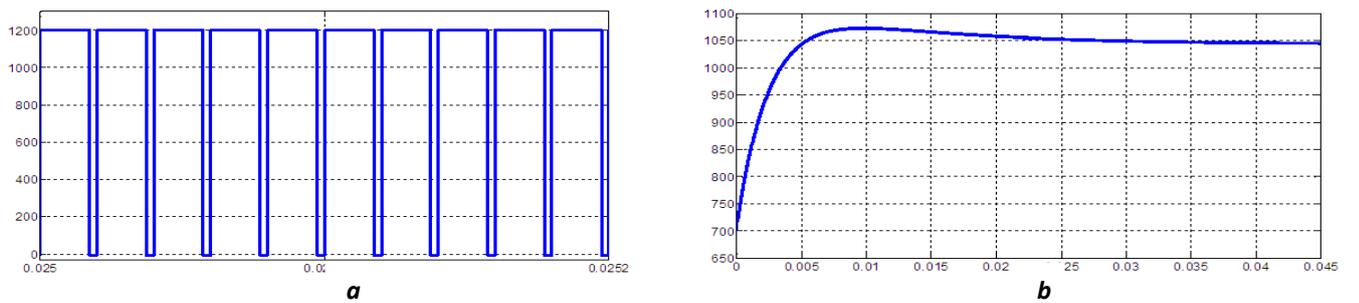


Figure III-41: Tension du hacheur(a) et tension d'entrée de l'onduleur.

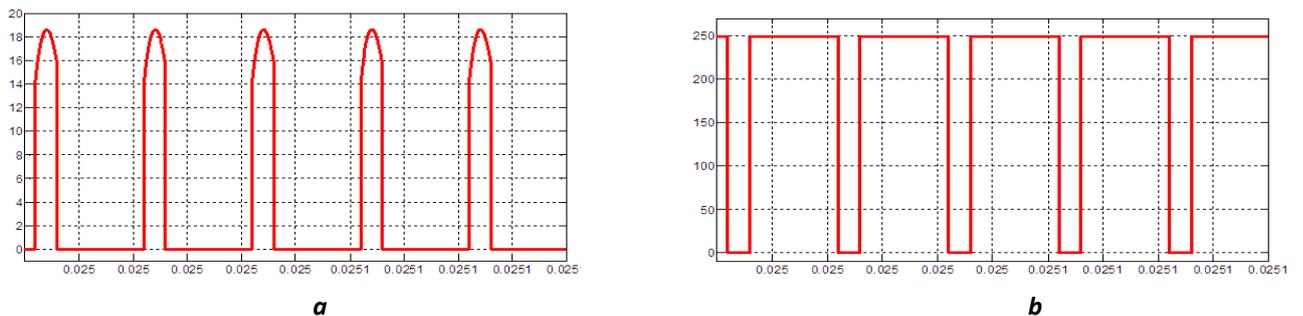


Figure III-42: Courant (a) et tension aux bornes d'un interrupteur (Q1)(b).

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 48.48% à 20.33% (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.

En plus, les topologies étudiées (cinq niveaux) sont basées sur la mise en série de 2 cellules d'onduleurs monophasés sur chaque phase. Cette modularité du circuit de puissance procure et ajoute une simplicité d'utilisation et une facilité et flexibilité d'extension à un nombre élevé de cellules (k).

CHAPITRE IV : *Stratégie de commande du système du chauffage par induction*

IV-1 Stratégie de commande du système :

IV-1-1 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 et de l'onduleur, 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-1-2 Commande du système à fréquence fixée :

Cette stratégie de commande de puissance (la figure III-27.) est la plus directe que l'on puisse imaginer, est qualifiée d'avoir une bonne précision du rapport cyclique α 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 est traité par un régulateur classique PI pour la régulation. Puis ce signal résultant est comparé avec un signal triangulaire (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 cadran le signal donnant la puissance référentielle (Annexe II). Chaque violation de cette bande entraîne un ordre de commutation de l'interrupteur du hacheur.

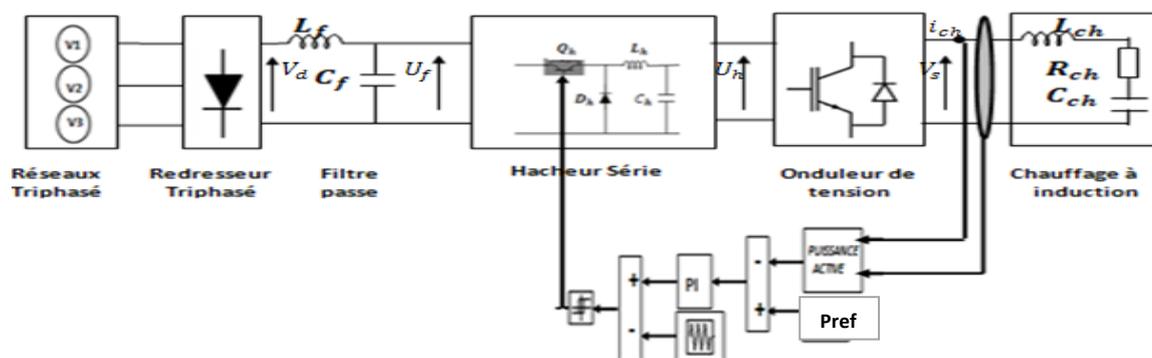


Figure IV-1 : Structure de contrôle de puissance du système à fréquence fixée.

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 φ entre la tension et le courant [5].

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

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 :

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

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

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

$q(t)$ étant la charge instantanée du condensateur [62] [5][65][66] :

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

L'équation différentielle d'ordre 2 devient :

$$U_h(t) = v_s(t) + R_{ch}C_{ch} \frac{dv_s}{dt} + L_{ch}C_{ch} \frac{d^2v_s}{dt^2} \quad \text{IV-5}$$

Soit encore :

$$\frac{d^2v_s}{dt^2} + \frac{R_{ch}}{L_{ch}} \frac{dv_s}{dt} + \frac{1}{L_{ch}C_{ch}} v_s(t) = \frac{1}{L_{ch}C_{ch}} U_h(t) \quad \text{IV-6}$$

Dans le cas de conditions initiales nulles, on peut extraire la fonction de transfert : [65]

$$G(P) = \frac{v_s(P)}{U_h(P)} = \frac{1}{1 + R_{ch}C_{ch}P + L_{ch}C_{ch}P^2} \quad \text{IV-7}$$

$$= \frac{1}{\frac{1}{L_{ch}C_{ch}} + \frac{R_{ch}}{L_{ch}}P + P^2} \quad \text{IV-8}$$

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 [5][65][66] :

$$F(P) = \frac{\omega_r^2}{\omega_r^2 + 2\xi\omega_r P + P^2} \quad \text{IV-9}$$

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 régulée $e=Pe - Ps$. le schéma fonctionnel en boucle fermée se présente comme suit :

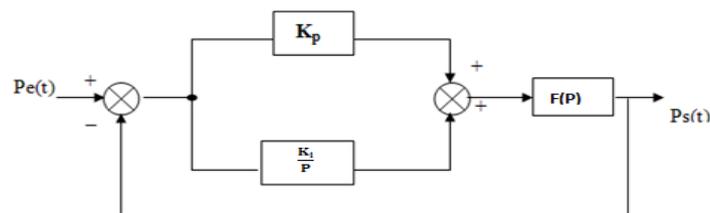


Figure IV-2 : Schéma général d'une boucle de régulation.

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 :

- 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 [5] [] :

$$G_{PI}(P) = K_p + \frac{K_i}{P} \quad \text{IV-10}$$

Et la fonction de transfert de la charge $F(P)$ est :

$$F(P) = \frac{\omega_r^2}{\omega_r^2 + 2\xi\omega_r P + P^2} \quad \text{IV-11}$$

Donc pour la fonction de transfère en boucle ouverte sera [5][65]:

$$FTBO(P) = \left(K_p + \frac{K_i}{P} \right) \left(\frac{\omega_r^2}{\omega_r^2 + 2\xi\omega_r P + P^2} \right) \quad \text{IV-12}$$

Et pour la fonction de transfère en boucle fermée sera [5][65][66]:

$$FTBF(P) = \frac{FTBO(P)}{1 + FTBO(P)} \quad \text{IV-13}$$

$$FTBF(P) = \frac{(K_p + \frac{K_i}{P})(\frac{\omega_r^2}{\omega_r^2 + 2\xi\omega_r P + P^2})}{1 + (K_p + \frac{K_i}{P})(\frac{\omega_r^2}{\omega_r^2 + 2\xi\omega_r P + P^2})} \quad IV-57$$

$$FTBF(P) = \frac{\omega_r^2(K_p P + K_i)}{K_i \omega_r^2 + (\omega_r^2 + K_p \omega_r^2)P + 2\xi\omega_r P^2 + P^3} \quad IV-14$$

Le dénominateur représente une équation de 3^{ième} ordre, et pour la résoudre, on la met sous la forme :

$$(P - P_0)(P^2 + 2\xi'\omega'P + \omega'^2) \quad IV-15$$

$$FTBF(P) = \frac{\omega_r^2(K_p P + K_i)}{(P - P_0)(P^2 + 2\xi'\omega'P + \omega'^2)} \quad IV-16$$

Remarque :

- Le comportement dynamique d'un tel système dépend de la valeur des deux constantes ω' et surtout de ξ' (généralement $\xi' = 0.5$). [66]
- Le pôle P_0 doit être choisi de telle manière à ne pas influencer sur les deux pôles du système à réguler. On prend : $P_0 = -5 \cdot 10^5$ [5].

Par la comparaison entre les équations suivantes :

$$P^3 + (2\xi'\omega' - P_0)P^2 + (\omega'^2 - 2\xi'\omega'P_0)P - P_0\omega'^2 \quad IV-17$$

$$P^3 + 2\xi\omega_r P^2 + (\omega_r^2 + K_p\omega_r^2)P + \omega_r^2 K_i \quad IV-18$$

On obtient [5]:

$$2\xi'\omega' - P_0 = 2\xi\omega_r \quad \longrightarrow \quad \omega' = \frac{2\xi\omega_r + P_0}{2\xi'} \quad IV-19$$

$$\omega'^2 - 2\xi'\omega'P_0 = \omega_0^2 + K_p\omega_r^2 \quad \longrightarrow \quad K_p = \frac{\omega'^2 - 2\xi'\omega'P_0 - \omega_r^2}{\omega_r^2} \quad IV-20$$

$$P_0\omega'^2 = \omega_r^2 K_i \quad \longrightarrow \quad K_i = \frac{P_0\omega'^2}{\omega_r^2} \quad IV-21$$

Et par les calculs successifs, on trouve les valeurs des gains $K_p = 3,5 \cdot 10^{-5}$, $K_i = 1.1$

IV-1-5 Simulation à fréquence fixée :

Les interrupteurs sont commandés avec une fréquence fixée (non contrôlée) de valeur $f_r = 50$ KHz. Et d'une puissance de référence sera fixée par $P_{ref} = 4900$ W dans tous les travaux qui suivent. Le temps de simulation est 0.05s.

IV-1-5-1 Cas d'un onduleur à deux niveaux :

Les paramètres de système sont :

- Paramètres du hacheur : $L_h = 0.21$ mH, $C_h = 0.833$ mF
- Autres paramètres : voir l'annexe I

Les résultats de cette simulation sont représentés sur les figures suivantes :

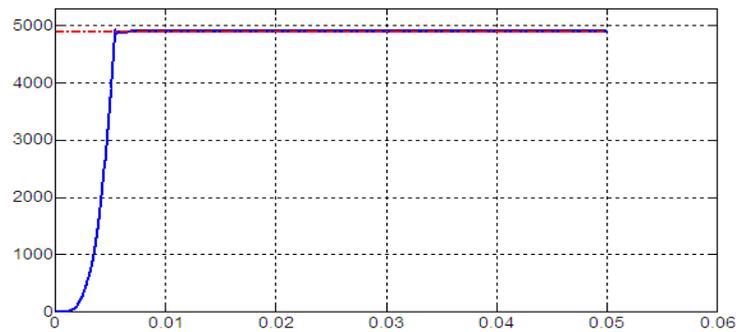


Figure IV-3 : Puissance contrôlée d'un onduleur à deux niveaux.

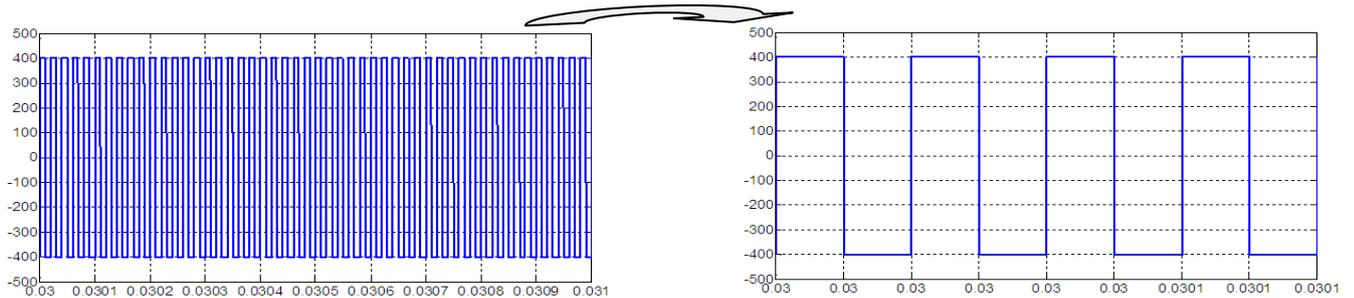


Figure IV-4: Tension de sortie de l'onduleur à 2 niveaux.

Total Harmonic Distortion (THD) = 48.39%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 5350000.00 Hz

Hz	(DC):		
0 Hz	(DC):	0.04%	90.0°
50000 Hz	(Fnd):	100.00%	17.5°
100000 Hz	(h2):	0.06%	247.4°
150000 Hz	(h3):	33.38%	52.5°
200000 Hz	(h4):	0.03%	264.9°
250000 Hz	(h5):	20.04%	87.5°
300000 Hz	(h6):	0.02%	-56.7°
350000 Hz	(h7):	14.32%	122.5°
400000 Hz	(h8):	0.02%	-32.6°
450000 Hz	(h9):	11.15%	157.5°

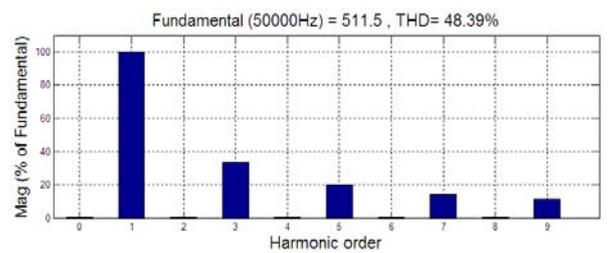


Figure IV-5 : Spectre d'harmoniques de tension de sortie de l'onduleur à 2 niveaux.

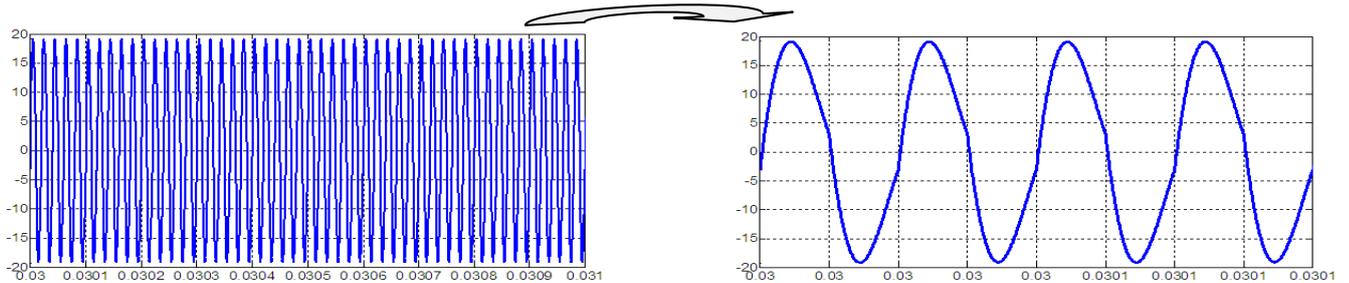


Figure IV-6: Courant de charge de l'onduleur à 2 niveaux.

Total Harmonic Distortion (THD) = 8.74%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 5250000.00 Hz

Hz	(DC):		
0 Hz	(DC):	0.02%	270.0°
50000 Hz	(Fnd):	100.00%	179.4°
100000 Hz	(h2):	0.16%	200.0°
150000 Hz	(h3):	8.09%	103.0°
200000 Hz	(h4):	0.07%	189.2°
250000 Hz	(h5):	2.75%	96.1°
300000 Hz	(h6):	0.05%	187.1°
350000 Hz	(h7):	1.38%	93.0°
400000 Hz	(h8):	0.03%	186.4°
450000 Hz	(h9):	0.83%	91.0°

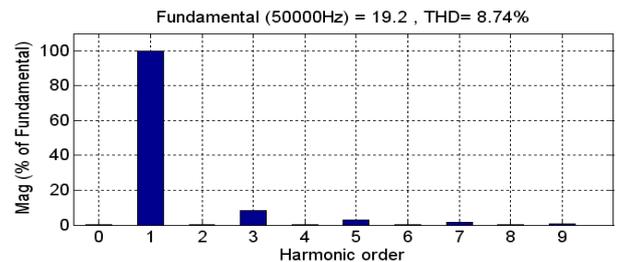


Figure IV-7 : Spectre d'harmoniques du courant de charge de l'onduleur à 2 niveaux.

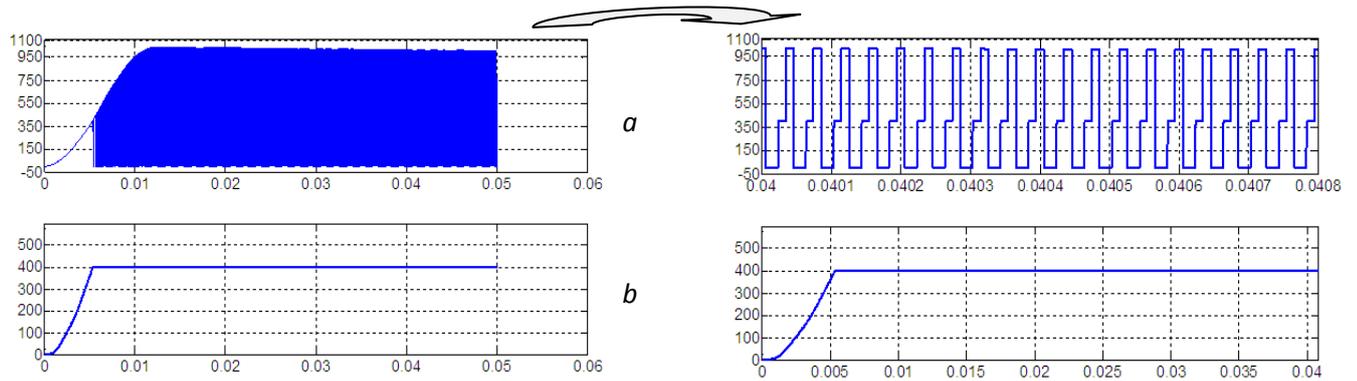


Figure IV-8 : Tension du hacheur (a) et tension d'alimentation de l'onduleur (b) à 2 niveaux.

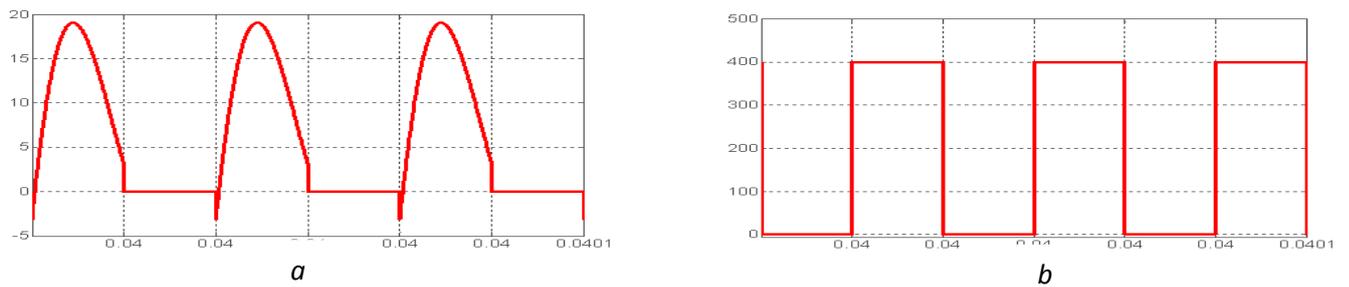


Figure IV-9: Courant (a) et tension (b) de l'interrupteur Q3 de l'onduleur à 2 niveaux.

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 :

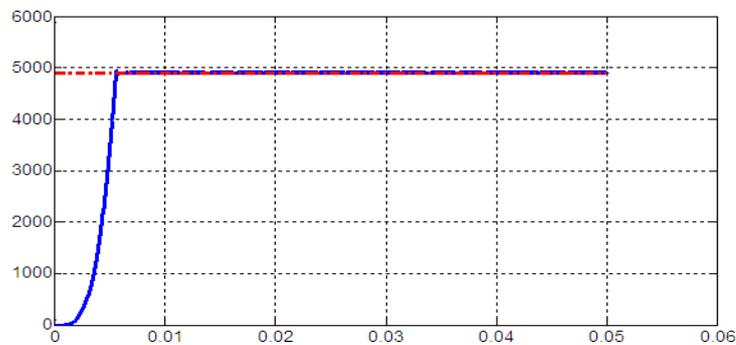


Figure IV-10 : Puissance contrôlée d'un onduleur en H à 3 niveaux.

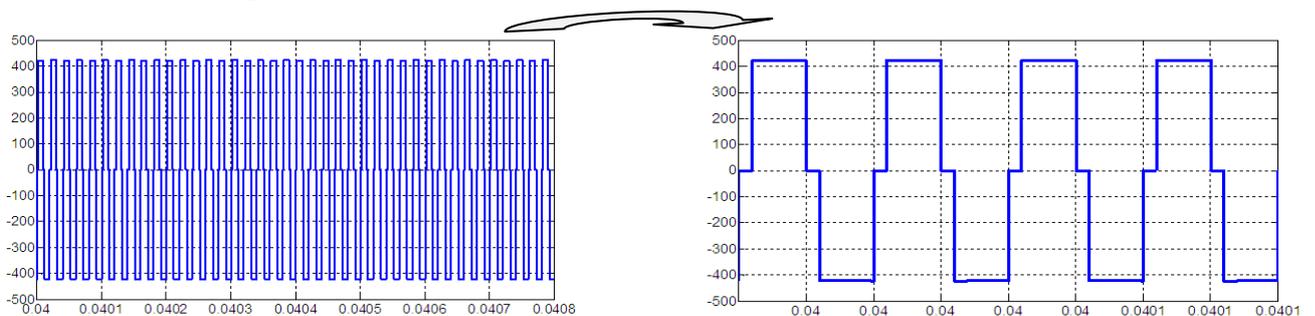


Figure IV-11: Tension de sortir de l'onduleur en H à 3 niveaux.

Total Harmonic Distortion (THD) = 30.24%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 5800000.00 Hz

0 Hz	(DC):	0.01%	270.0°
50000 Hz	(Fnd):	100.00%	2.3°
100000 Hz	(h2):	0.38%	184.7°
150000 Hz	(h3):	20.65%	6.9°
200000 Hz	(h4):	0.67%	188.6°
250000 Hz	(h5):	0.01%	30.1°
300000 Hz	(h6):	0.67%	193.2°
350000 Hz	(h7):	8.84%	196.1°
400000 Hz	(h8):	0.42%	198.1°
450000 Hz	(h9):	11.13%	200.7°

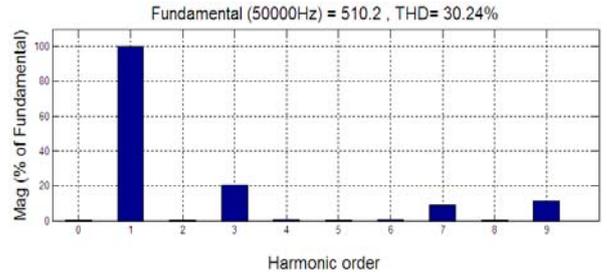


Figure IV-12 : Spectre d'harmoniques de tension de sortie de l'onduleur en H à 3 niveaux.

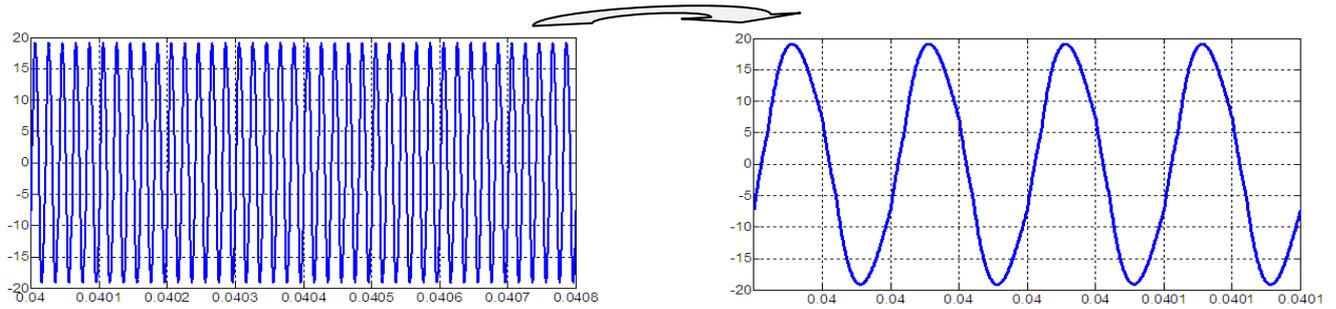


Figure IV-13: Courant de charge de l'onduleur en H à 3 niveaux.

Total Harmonic Distortion (THD) = 5.19%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 5800000.00 Hz

0 Hz	(DC):	0.02%	90.0°
50000 Hz	(Fnd):	100.00%	1.9°
100000 Hz	(h2):	0.16%	195.9°
150000 Hz	(h3):	4.99%	-71.1°
200000 Hz	(h4):	0.07%	166.5°
250000 Hz	(h5):	0.06%	170.8°
300000 Hz	(h6):	0.05%	163.8°
350000 Hz	(h7):	0.88%	111.6°
400000 Hz	(h8):	0.03%	174.0°
450000 Hz	(h9):	0.84%	113.8°

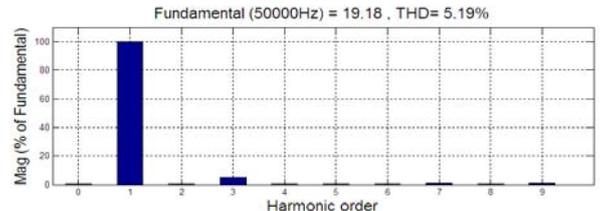


Figure IV-14: Spectre d'harmoniques du courant de charge de l'onduleur en H à 3 niveaux.

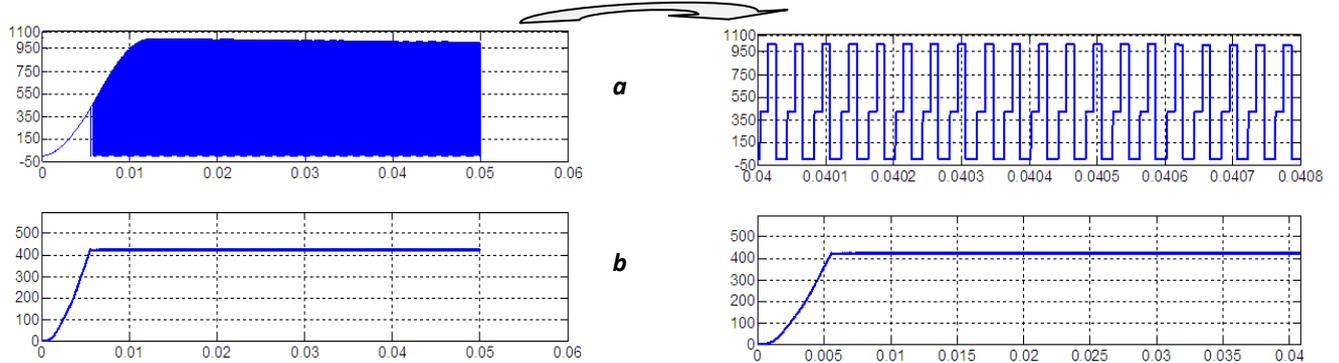


Figure IV-15: Tension du hacheur(a) et tension d'alimentation de l'onduleur(b) en H à 3 niveaux.

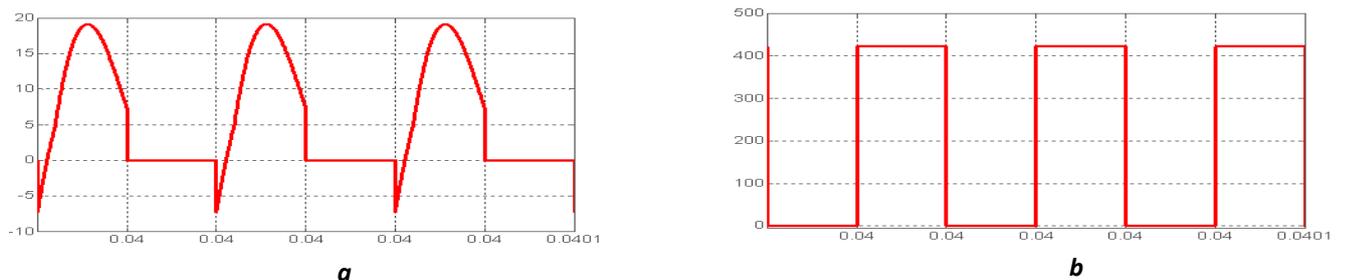


Figure IV-16: Courant (a) et tension (b) d'un interrupteur (Q3) de l'onduleur à 3Niveaux.

IV-1-5-3 Cas d'un onduleur en pont complet à cinq niveaux:

Le rapport cyclique contrôlé α attaque les gâchettes de Q_{h1} et Q_{h2} en même temps.

- Paramètres du hacheur : $L_h = 0.21\text{mH}$, $C_h = 0.833\text{ mF}$.
- Paramètres du filtre d'entrée : $L_f = 2.5\text{mH}$, $C_f = 4000\mu\text{F}$.

On marque les résultats sur les figures suivantes :

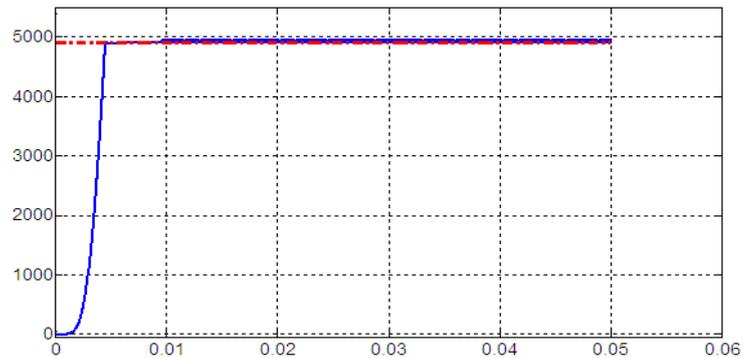


Figure IV-17 : Puissance contrôlée de l'onduleur en H à 5 niveaux.

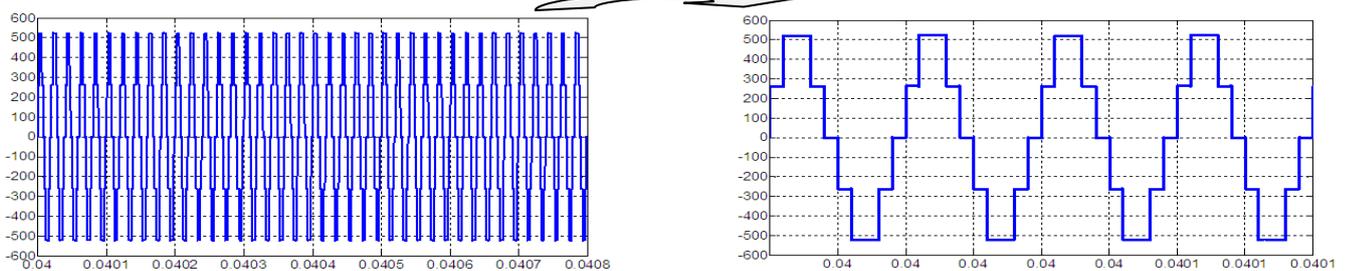


Figure IV-18 : Tension de sortie de l'onduleur en H à 5 niveaux.

Total Harmonic Distortion (THD) = 20.60%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 6400000.00 Hz

0 Hz	(DC) :	0.49%	270.0°
50000 Hz	(Fnd) :	100.00%	17.7°
100000 Hz	(h2) :	0.19%	-9.1°
150000 Hz	(h3) :	7.90%	232.8°
200000 Hz	(h4) :	0.21%	164.9°
250000 Hz	(h5) :	0.13%	90.2°
300000 Hz	(h6) :	0.18%	18.5°
350000 Hz	(h7) :	3.19%	124.4°
400000 Hz	(h8) :	0.23%	233.9°
450000 Hz	(h9) :	11.42%	-20.6°

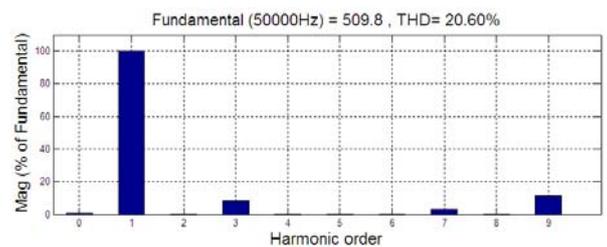


Figure IV-19 : Spectre d'harmoniques de tension de sortie de l'onduleur en H à 5 niveaux.

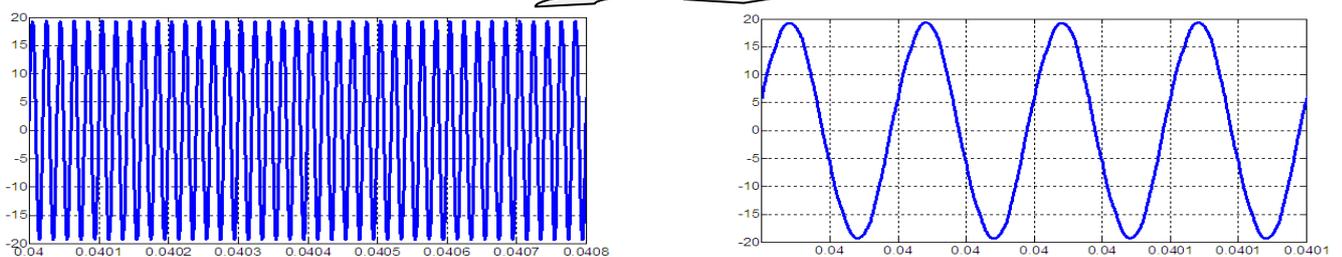


Figure IV-20: Courant de charge de l'onduleur en H à 5 niveaux.

Total Harmonic Distortion (THD) = 2.17%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 6400000.00 Hz

0 Hz	(DC):	0.04%	90.0°
50000 Hz	(Fnd):	100.00%	17.7°
100000 Hz	(h2):	0.08%	-9.8°
150000 Hz	(h3):	1.87%	156.9°
200000 Hz	(h4):	0.01%	0.5°
250000 Hz	(h5):	0.00%	-28.8°
300000 Hz	(h6):	0.01%	12.3°
350000 Hz	(h7):	0.32%	39.4°
400000 Hz	(h8):	0.00%	-51.5°
450000 Hz	(h9):	0.84%	254.2°

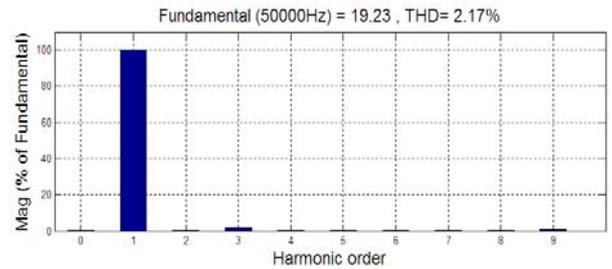


Figure IV-21: Spectre d’harmoniques du courant de charge de l’onduleur en H à 5 niveaux.

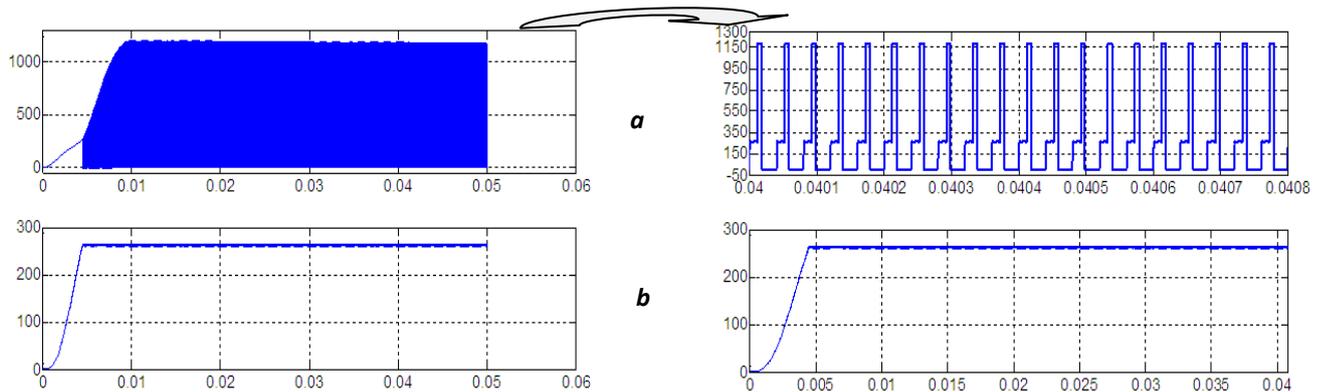


Figure IV-22: Tension du hacheur et tension d’alimentation de l’onduleur en H à 5 niveaux.

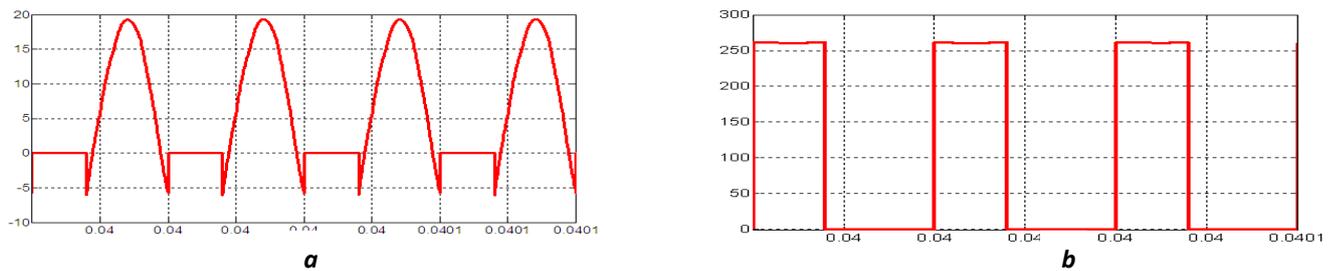


Figure IV-23: Courant (a) et tension (b) d’un interrupteur (Q3) de l’onduleur en H à 5 niveaux.

IV-1-5-4 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 :

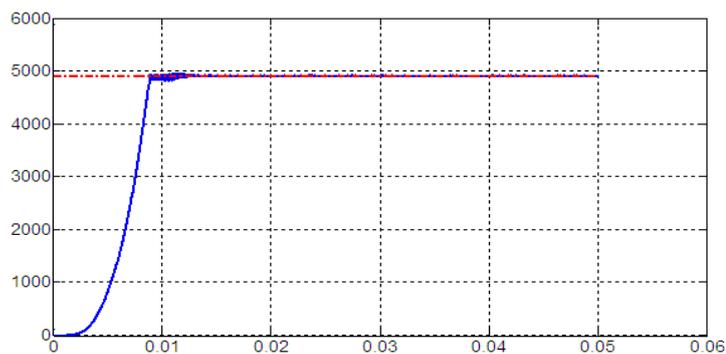


Figure IV-24 : Puissance contrôlée de l’onduleur NPC à 3 niveaux.

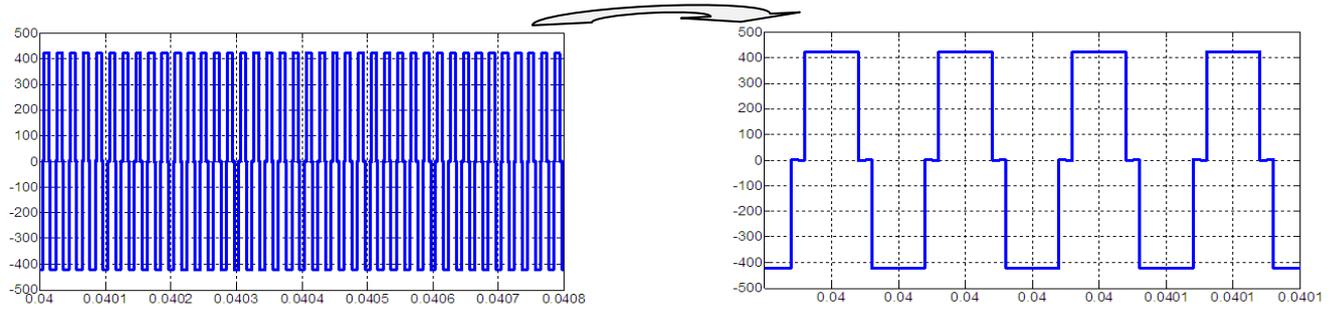


Figure IV-25 : Tension de sortie de l'onduleur NPC à 3 niveaux.

Total Harmonic Distortion (THD) = 30.25%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 6350000.00 Hz

0 Hz	(DC):	0.01%	270.0°
50000 Hz	(Fnd):	100.00%	269.0°
100000 Hz	(h2):	0.36%	179.0°
150000 Hz	(h3):	20.79%	86.8°
200000 Hz	(h4):	0.61%	-4.2°
250000 Hz	(h5):	0.26%	264.7°
300000 Hz	(h6):	0.61%	173.6°
350000 Hz	(h7):	8.62%	262.7°
400000 Hz	(h8):	0.39%	-8.4°
450000 Hz	(h9):	11.03%	80.5°

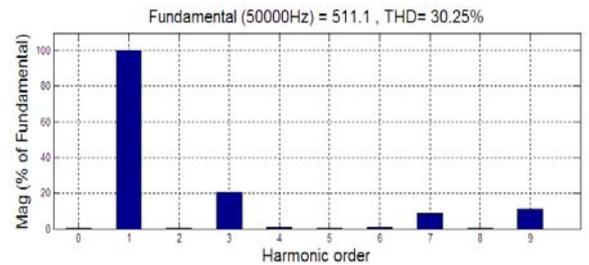


Figure IV-26 : Spectre d'harmoniques de tension de sortie de l'onduleur NPC à 3 niveaux.

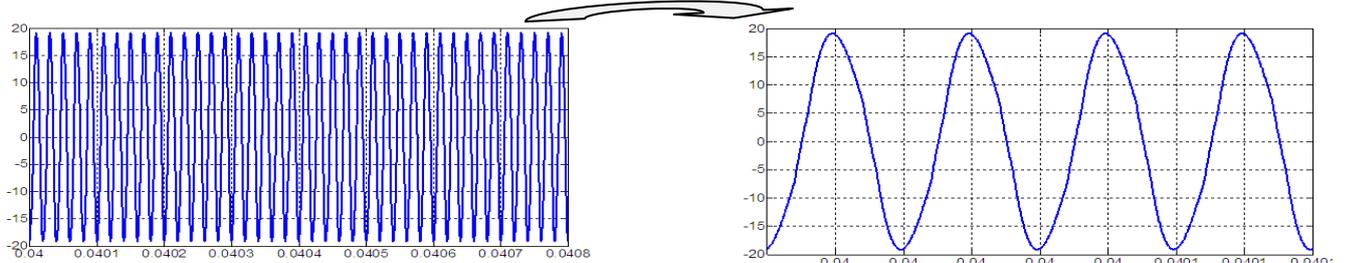


Figure IV-27: Courant de charge NPC à 3 niveaux.

Total Harmonic Distortion (THD) = 5.20%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 6350000.00 Hz

0 Hz	(DC):	0.11%	270.0°
50000 Hz	(Fnd):	100.00%	269.0°
100000 Hz	(h2):	0.07%	77.1°
150000 Hz	(h3):	5.01%	11.5°
200000 Hz	(h4):	0.02%	146.7°
250000 Hz	(h5):	0.01%	139.9°
300000 Hz	(h6):	0.01%	154.6°
350000 Hz	(h7):	0.86%	178.9°
400000 Hz	(h8):	0.01%	14.7°
450000 Hz	(h9):	0.83%	-3.9°

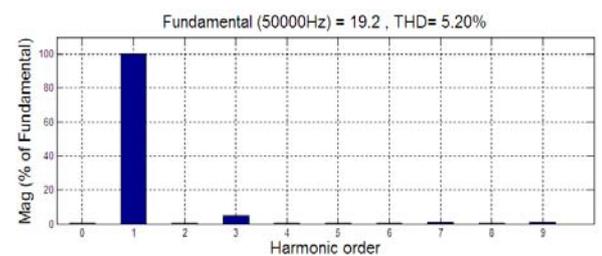


Figure IV-28: Spectre d'harmoniques du courant de charge de l'onduleur NPC à 3 niveaux.

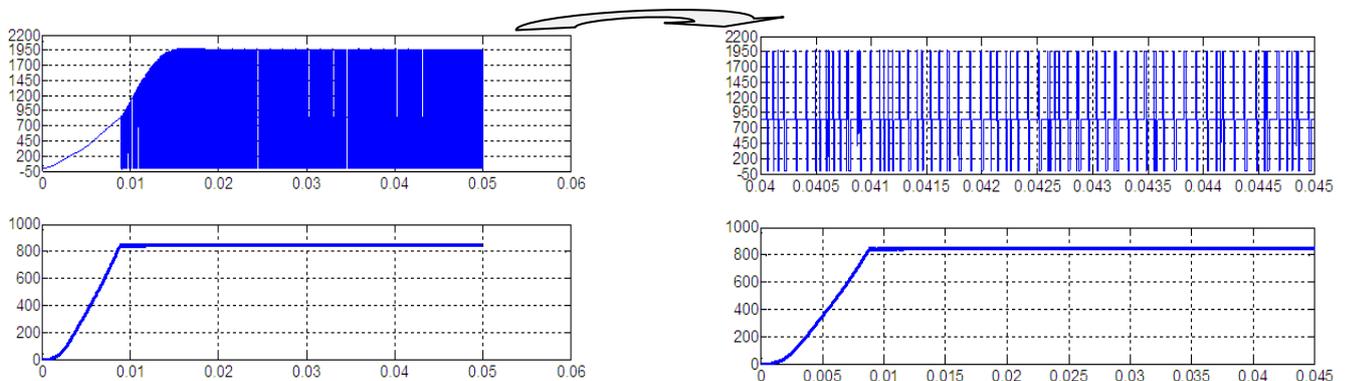


Figure IV-29: Tension du hacheur (a) et tension d'alimentation de l'onduleur (b) NPC à 3 niveaux.

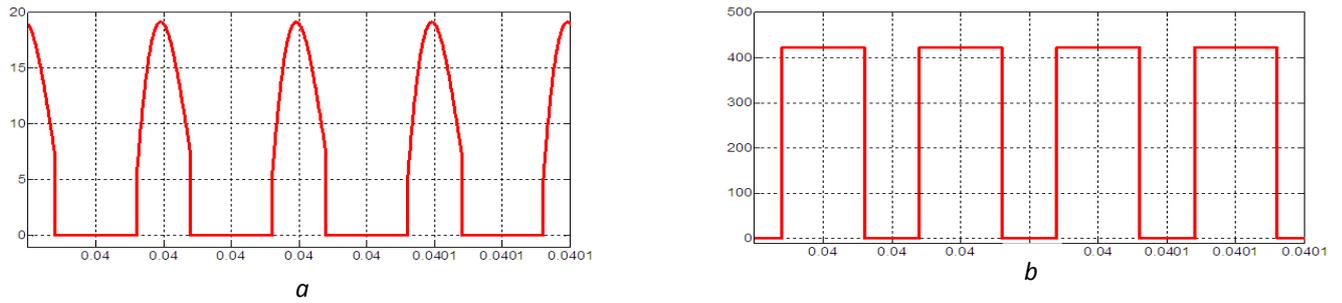


Figure IV-30: Courant (a) et tension (b) de l'interrupteur Q2 de l'onduleur NPC à 3niveaux.

IV-1-5-5 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 :

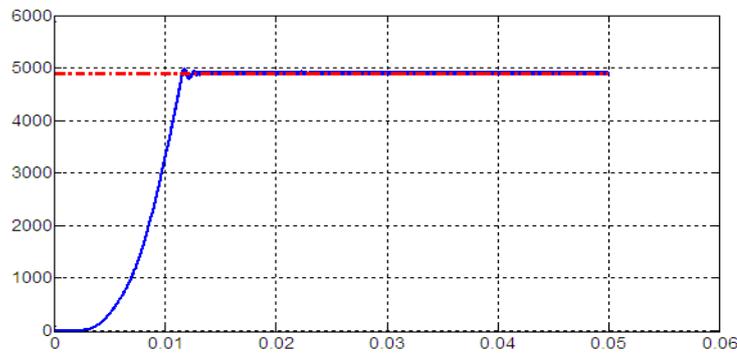


Figure IV-31: Puissance contrôlée de l'onduleur NPC à 5 niveaux.

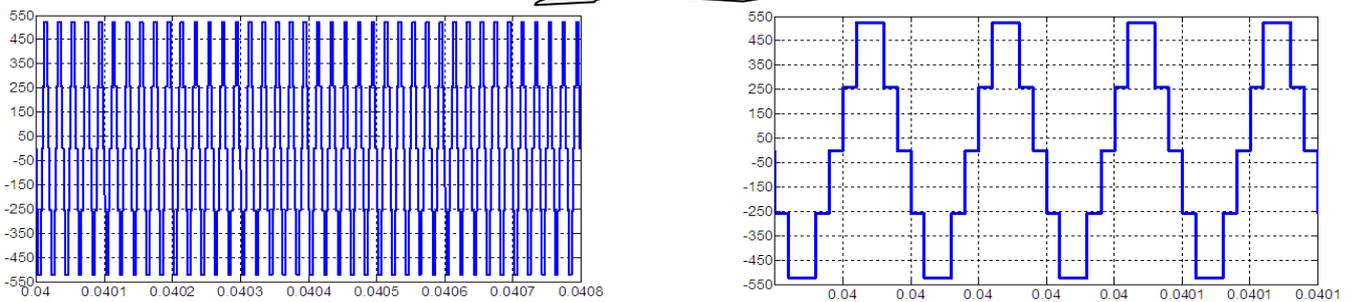


Figure IV-32: Tension de sortie de l'onduleur NPC à 5 niveaux.

Total Harmonic Distortion (THD) = 20.55%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 3700000.00 Hz

Hz	(DC) :		
0	(DC) :	0.01%	90.0°
50000	(Fnd) :	100.00%	196.8°
100000	(h2) :	0.03%	-56.5°
150000	(h3) :	8.07%	50.4°
200000	(h4) :	0.01%	156.7°
250000	(h5) :	0.00%	243.3°
300000	(h6) :	0.00%	190.9°
350000	(h7) :	3.47%	-62.4°
400000	(h8) :	0.01%	44.5°
450000	(h9) :	11.18%	151.2°

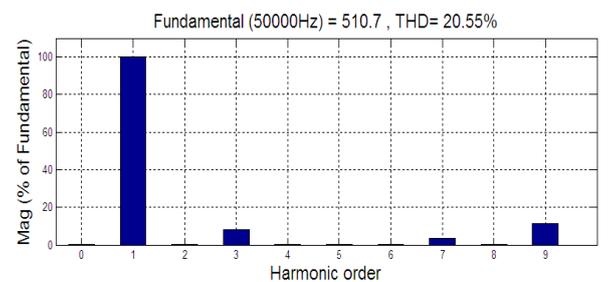


Figure IV-33: Spectre d'harmoniques de tension de sortie de l'onduleur NPC à 5 niveaux.

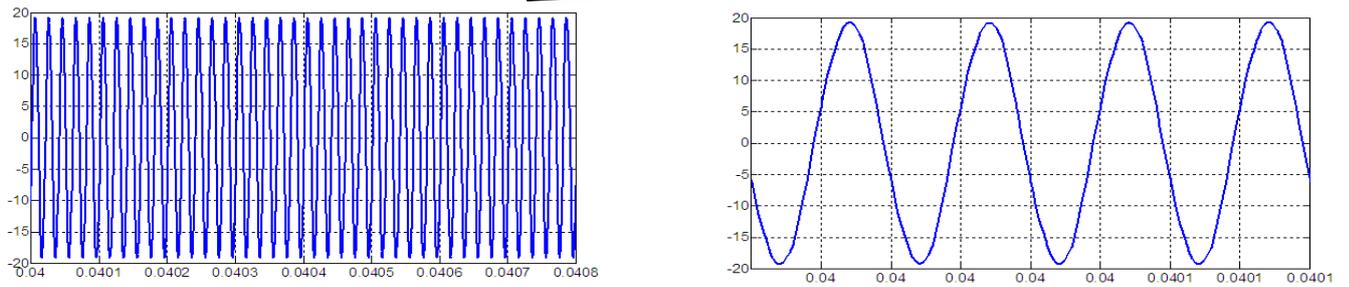


Figure IV-34: Courant de charge NPC à 5 niveaux.

Total Harmonic Distortion (THD) = 2.18%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 3700000.00 Hz

0 Hz	(DC):	0.03%	90.0°
50000 Hz	(Fnd):	100.00%	196.4°
100000 Hz	(h2):	0.11%	217.7°
150000 Hz	(h3):	1.89%	-29.8°
200000 Hz	(h4):	0.04%	190.4°
250000 Hz	(h5):	0.04%	265.4°
300000 Hz	(h6):	0.06%	140.4°
350000 Hz	(h7):	0.33%	202.3°
400000 Hz	(h8):	0.04%	-39.1°
450000 Hz	(h9):	0.72%	60.0°

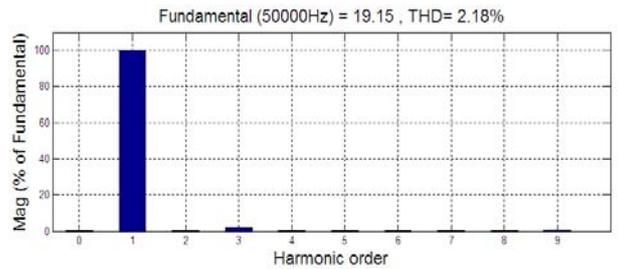


Figure IV-35: Spectre d'harmoniques du courant de charge de l'onduleur NPC à 5 niveaux.

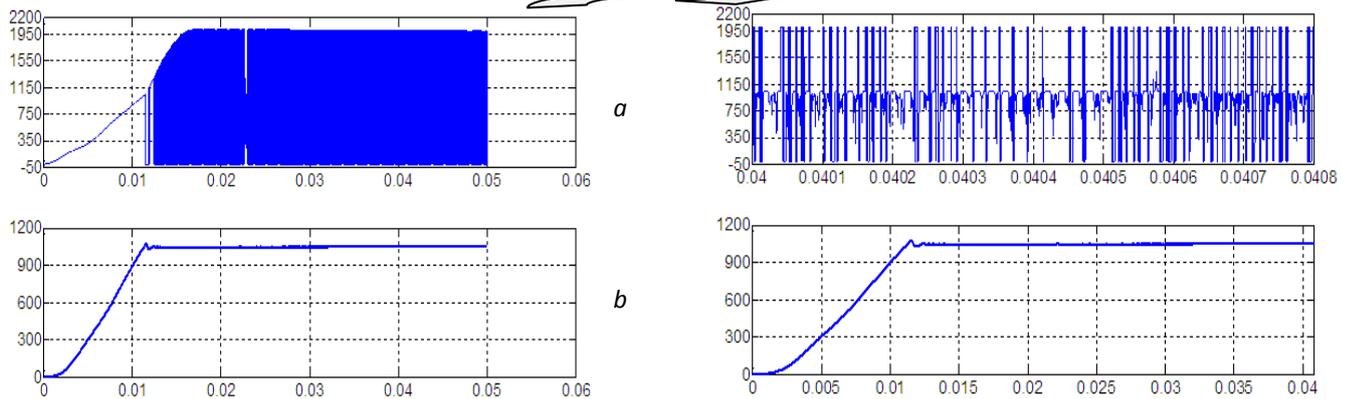


Figure IV-36 : Tension du hacheur (a) et tension d'alimentation de l'onduleur (b) NPC à 5 niveaux.

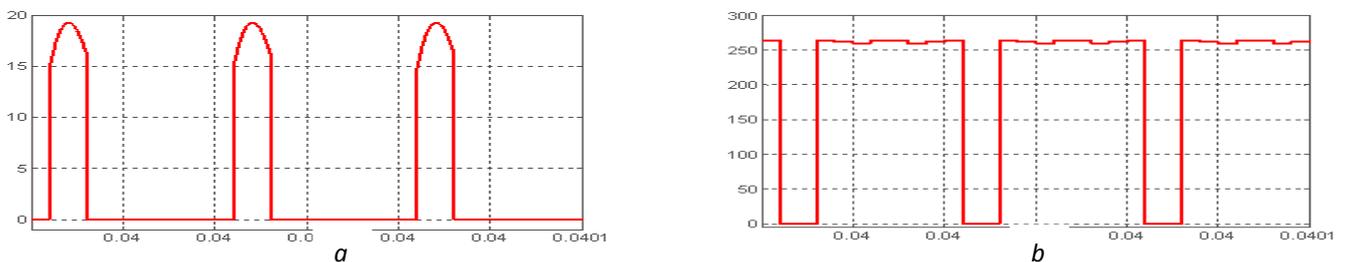


Figure IV-37: Courant (a) et tension (b) de l'interrupteur (Q1) de l'onduleur NPC à 5 niveaux.

• **Interprétation :**

Les résultats montrent bien que la puissance du système s'établit rapidement à sa puissance de référence (figures IV-31, IV-24, IV-17, IV-10, 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-11, IV-18, IV-25, IV-32), 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 a 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) représentant le courant qui circule dans les interrupteurs de l'onduleur en pont complet (H), montrent 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 La boucle à verrouillage de phase :

IV-2-1 Introduction :

Le principe de la boucle à verrouillage de phase (en Anglais : phase-locked loop: PLL) remonte aux années 1930. Il a été imaginé par le physicien français Henri de Bellescize qui, cherchant à améliorer les conditions de réception de signaux radioélectriques fortement noyés dans le bruit, a inventé le principe de la régulation automatique de phase [53].

Bien que cette invention fut d'une grande importance, en particulier dans le domaine des télécommunications et de la télédétection, les contraintes technologiques de l'époque (utilisation de composants à tubes) ont limité son développement, et il a fallu attendre l'avènement des circuits électroniques à semiconducteurs dans les années 1950 pour que le principe des asservissements de phase jouisse d'une expansion rapide dans beaucoup de domaines [53], pour les applications nécessitant des signaux stables en fréquence, dedans radio, télécommunications, ordinateurs et d'autres applications électroniques (modulation de fréquence, synthèse, multiplication, division de fréquence, etc....)

La PLL est devenue un circuit de commande très utilisé en électronique pour asservir la phase d'un oscillateur local à celle d'un signal extérieur. Il possède un dispositif de retour permettant de

compenser le manque de fidélité d'un système physique. Donc, c'est un montage utilisé pour permettre de gérer la fréquence de sortie de la boucle de verrouillage, asservie avec la fréquence d'entrée.

IV-2-2 Structure de la PLL:

La structure de circuit à boucle à verrouillage de phase (PLL) a plusieurs types [52]. Cependant, tous les fonctionnements sont basés sur les mêmes principes que la figure IV-38 suivante.

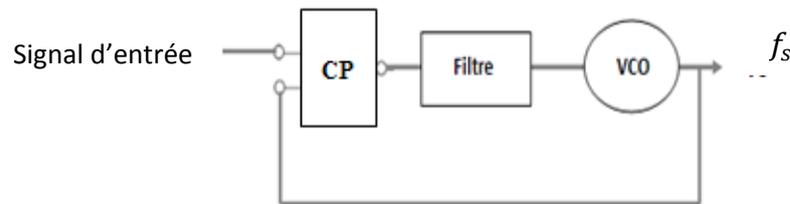


Figure IV-38 : Structure générale de la PLL.

Généralement, les éléments essentiels de base de la PLL sont [52] [59] [60]:

- Un comparateur de phase (CP).
- Un Filtre.
- Un VCO : oscillateur commandé en tension (en Anglais : Voltage Controlled Oscillator).

La structure représentée par la figure IV-39 suivante est la structure proposée dans notre travail, pour contrôler la fréquence entrant aux interrupteurs de l'onduleur. Mais, le principe général est le même que la structure précédente [52].

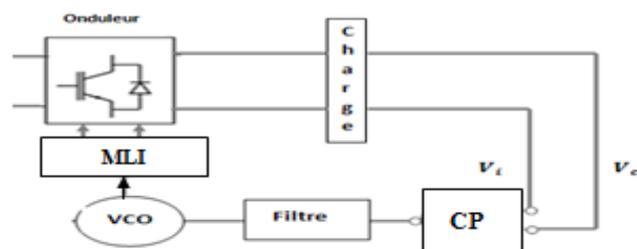


Figure IV-39: Structure proposée de la boucle à verrouillage de phase (PLL).

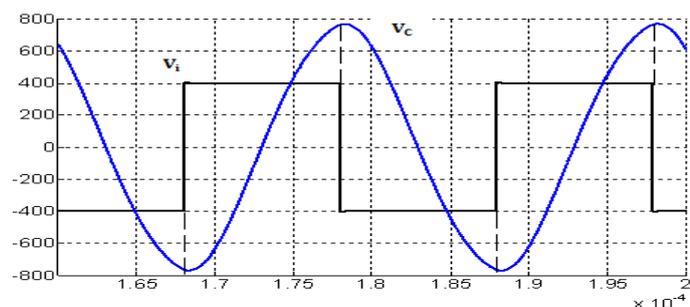


Figure IV-40: Tension de l'onduleur $V_i(V_s)$ et tension de condensateur V_c

(Cas d'un onduleur en pont complet à deux niveaux.)

Où ; V_i : tension de sortie de l'onduleur (V_S).

V_c : Tension aux bornes du condensateur de compensation C_{ch} .

IV-2-2-1 Le comparateur de phase :

Ce circuit compare la phase de deux signaux précédents, et fournit une tension d'erreur $U_X(t)$ dont la valeur moyenne est proportionnelle au déphasage \emptyset (ou « erreur de phase ») entre V_i et V_c . Le déphasage vaut [52][60][61] :

$$\emptyset = 2\pi \frac{\tau_\emptyset}{T} \quad \text{où ;} \quad -2\pi < \emptyset < +2\pi \quad \text{IV-22}$$

Avec, τ_\emptyset est l'intervalle de temps entre les passages par zéro dans un sens donné, T est la période.

Il existe de nombreux comparateurs de phase donnant continûment une tension linéaire en fonction du déphasage.

- Comparateur de phase analogique : Les signaux dont on doit comparer les phases sont des signaux sinusoïdaux de même fréquence. Les comparateurs utilisés, multiplieur, ou-exclusif (XOR) [67], pont de phase...
- Comparateur de phase numérique : Les signaux peuvent être logiques, Les comparateurs utilisés, bascule RS, ou-exclusif (XOR) [67], ...

▪ **Comparateur ou exclusif (XOR):**

Ce comparateur est constitué d'une porte logique ou-exclusif (XOR). Son fonctionnement est selon le tableau de vérité suivant sur la figure IV-41(b) [23] qui explique le traitement des signaux par XOR, pour des signaux carrés (le signal V_c est transformé en signal carré que la figure IV-42):

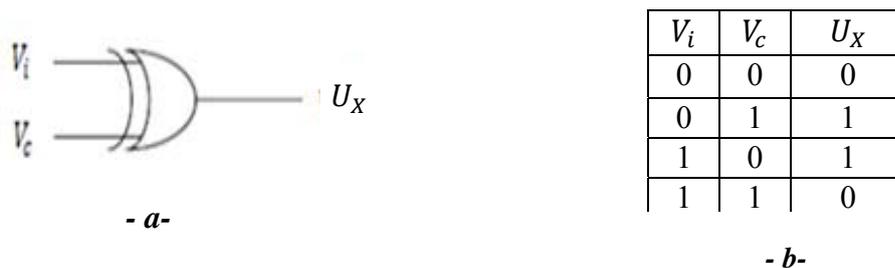


Figure IV-41: Porte logique ou-exclusif (a) et son tableau de vérité (b).

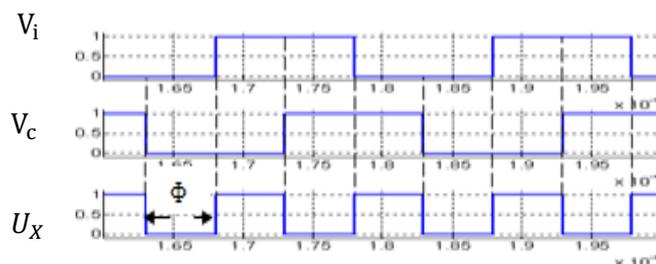


Figure IV-42: Fonctionnement du comparateur XOR.

Les deux signaux à comparer (V_c et V_i) doivent avoir un rapport cyclique de 0.5. Un ou-exclusif (XOR) entre eux donnent un signal (U_x) dont la valeur moyenne est une fonction linéaire du déphasage de 0 à 180° (figure IV-43). Entre 0 et 180° puis entre 180° et 360° la pente change de signe, la phase n'est mesurée qu'à π près.

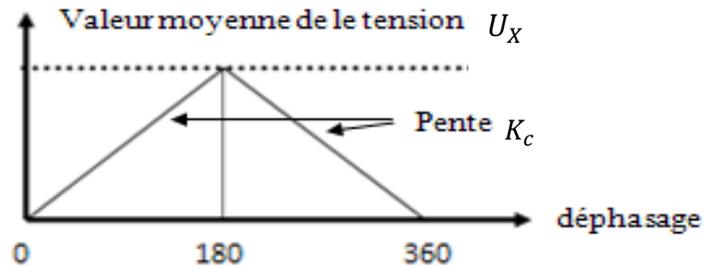


Figure IV-43 : Changement de signe de la pente.

La fréquence est linéaire autour de f_s et caractérisé par sa pente K_c :

Où,
$$K_c = \frac{\text{variation de la pulsation du signal de sortie}}{\text{variation de la tension de commande}} \quad \text{en radian/sV}$$

Où, f_s est la fréquence de sortie de VCO.

Pour les signaux, on écrit :

- Tension de sortie de l'onduleur : $v_i(t) = V_i \text{ sgn}[(\omega_r t + \Phi_i)]$
- Tension de condensateur : $v_c(t) = V_c \text{ sgn}[(\omega_r t + \Phi_c)]$
- Le déphasage entre les signaux : $\emptyset \approx \Phi_c - \Phi_i$

Quand la boucle est verrouillée, l'erreur de phase U_c et la tension de commande entrant à VCO sont constantes (aux perturbations près). Le système est devenu résonnant et l'impédance Z s'écrit [23] :

$$Z = \sqrt{R_{ch}^2 + (L_{ch} \omega - \frac{1}{C_{ch} \omega})^2} = R_{ch}$$

Donc, la tension de l'onduleur et le courant de charge sont en phase ($\Phi_i=0$; voir la figure IV-7). Par suite, la tension de condensateur de compensation V_c est en retard de 90° par rapport au courant de charge i_{ch} et la tension de l'onduleur v_i ($\Phi_c = \frac{\pi}{2}$).

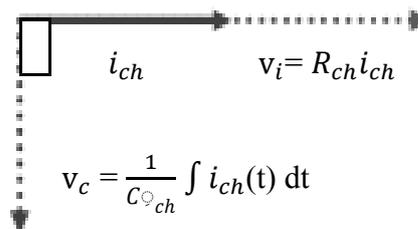


Figure IV-44: Représentation de Fernel.

IV-2-2-2 L'oscillateur contrôlé en tension VCO :

Le VCO (en anglais : Voltage controlled Oscillator) est un dipôle actif qui produit un signal périodique, figure IV-45. C'est un quadripôle qui possède une entrée pour une tension de commande U_C permettant de faire varier, linéairement de préférence, la fréquence f_s de l'oscillateur obtenue à $U_C=0$ est appelée la fréquence libre.

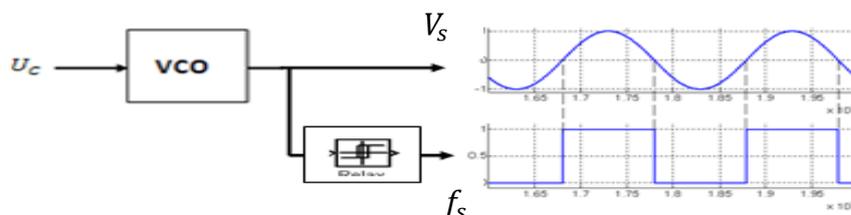


Figure IV-45: Symbole et signal de VCO.

- MLI à bande d'hystérésis :

Le comparateur à hystérésis fonctionne selon le principe expliqué dans la figure. IV-46, l'interrupteur s'ouvre si l'erreur devient inférieure à $-\ddot{Y}/2$, il se ferme si cette dernière est supérieure à $+\ddot{Y}/2$, où \ddot{Y} représente la fourchette (ou largeur) d'hystérésis. Si l'erreur est maintenant comprise entre $-\ddot{Y}/2$ et $+\ddot{Y}/2$ (c.-à-d. qu'elle varie à l'intérieur de la fourchette d'hystérésis), l'interrupteur ne commute pas [54].

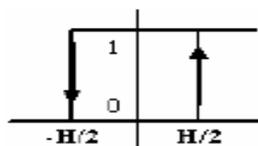


Figure IV-46: Principe de fonctionnement de la bande d'hystérésis.

- Plage de verrouillage :

On l'appelle aussi plage de maintien ou de poursuite, elle correspond à l'écart de fréquence par rapport à la fréquence centrale f_r à partir duquel la PLL est déverrouillée [53].

Lorsque la PLL est verrouillée $f_s=f_r$

- Plage de capture :

On l'appelle aussi plage d'accrochage, elle correspond à l'écart de fréquence par rapport à f_r à partir duquel la PLL se verrouille. La plage de capture dépend de la bande passante du filtre [53].

IV-2-2-3 Le filtre passe-bas :

Le filtre représenté par la figure IV-47 est constitué d'un simple filtre passe-bas R, C avec $\tau = R.C$. Son rôle est d'extraire la valeur moyenne de la tension, en rejetant les harmoniques pour obtenir une tension de sortie continue U_{co} [52].

Ce filtre passe-bas a une influence importante sur le régime transitoire et détermine en grande partie les performances de l'asservissement :

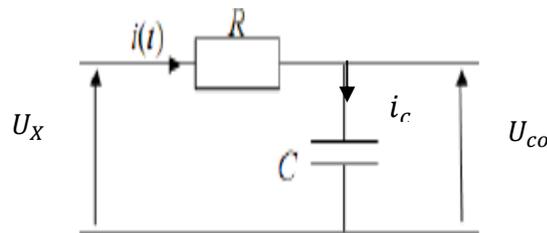


Figure IV-47: Filtre passe-bas de 1^{er} ordre.

Sur le circuit du filtre, on peut écrire [66]:

$$Ri(t) + \frac{1}{C} \int_0^t i_c(t)dt = U_X \quad \text{IV-23}$$

$$U_{CO} = \frac{1}{C} \int_0^t i_c(t)dt \quad \longrightarrow \quad \frac{dU_{CO}}{dt} = \frac{1}{C} i_c(t) \quad \text{IV-24}$$

D'une autre manière, On écrit [66]:

$$\frac{dU_{CO}}{dt} + \frac{1}{RC} U_{CO} = U_X \quad \text{IV-25}$$

L'équation III-25, c'est une équation différentielle du premier ordre (système du 1^{er} ordre), continu, invariant. Pour l'analyse des systèmes dynamiques linéaires et continus, on utilise la transformée de Laplace.

$$PU_{CO}(P) + \frac{1}{RC} U_{CO}(P) = U_X(P) \quad \text{IV-26}$$

Donc, on écrit la fonction de transfert du système [66].

$$\frac{U_{CO}(P)}{U_X(P)} = \frac{1}{1+RCP} \quad \text{IV-27}$$

Dernière équation peut s'écrire [66]:

$$\frac{U_{CO}(P)}{U_X(P)} = \frac{1}{1+\tau P} = \frac{k_0}{k_0+P} \quad \text{IV-28}$$

Où ; $k_0 = \frac{1}{RC}$

Les paramètres du filtre (fréquence de coupure, pente, amplification pour les filtres actifs) sont déterminants pour les caractères de l'asservissement : stabilité, précision, temps de réponse, plages de capture et de verrouillage. On prend les valeurs de R et C, pour obtenir $k_0 = 15000$.

Remarque :

- Ce type de filtre est simple et utilisé lorsque le temps de réponse n'est pas critique, comme par exemple dans certaines applications de synthèse de fréquence.
- Le système est de classe 1, l'erreur à une entrée constante sera donc nulle : $f_s = f_r$

- Ce résultat très simple est capital : quand la PLL est verrouillée sur un signal de fréquence f_r fixe, la fréquence f_s du signal en sortie du VCO est rigoureusement égale à la fréquence du signal d'entrée.
- Le choix de la fréquence de coupure du filtre est toujours très inférieure à la fréquence de travail de la boucle et...

IV-2-3 Contrôle de fréquence à puissance fixée :

▪ **Principe de fonctionnement de la PLL :**

La PLL est attaquée par le signal de tension de l'onduleur V_i et le signal de tension de condensateur de compensation V_C dans le comparateur de la phase (ou-exclusif) qui fournit à sa sortie une tension U_X alternative dont la valeur moyenne U_{co} donnée par un filtre passe-bas est proportionnelle au déphasage entre V_C , et V_i . Il est caractérisé par un coefficient souvent noté K_d . Puis, le résultat est entré à un oscillateur contrôlé en tension VCO qui produit un signal périodique (de fréquence f_s) dont sa valeur dépend de la tension appliquée U_{co} sur son entrée de commande. Et ce signal est comparé avec une valeur correspondant à 90° et la fréquence des interrupteurs ajuste tellement cette différence est devenue zéro. La fréquence f_s est en permanence corrigée pour rester égale à celle de la source ($f_s=f_r$).

Le coefficient K_d est calculé par :

$$K_d = \frac{U_{co}}{\varnothing} \quad \text{en Volts/radian} \quad \text{IV-29}$$

Le schéma proposé pour commander le système du chauffage par induction est représenté par la figure IV-48.

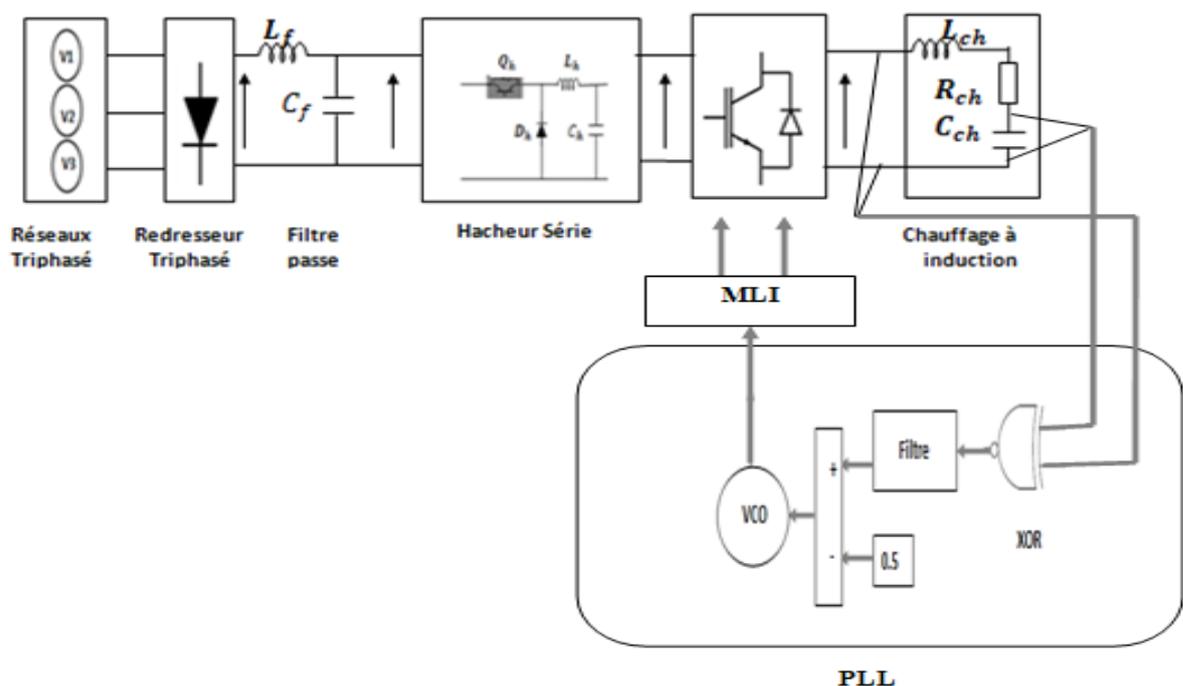


Figure IV-48 : Le système contrôlé par la PLL.

Pour faire les détails : les calculs et les explications sur le principe de fonctionnement de la PLL, On préfère prendre l'onduleur en pont complet à deux niveaux comme un exemple.

IV-2-3-1 Cas d'un onduleur en H à deux niveaux :

L'algorithme représenté par la figure IV-50 explique le fonctionnement du système en employant la commande de la PLL.

D'autre coté, la PLL appliquée dans le système est représentée sur la figure IV-49 suivante.

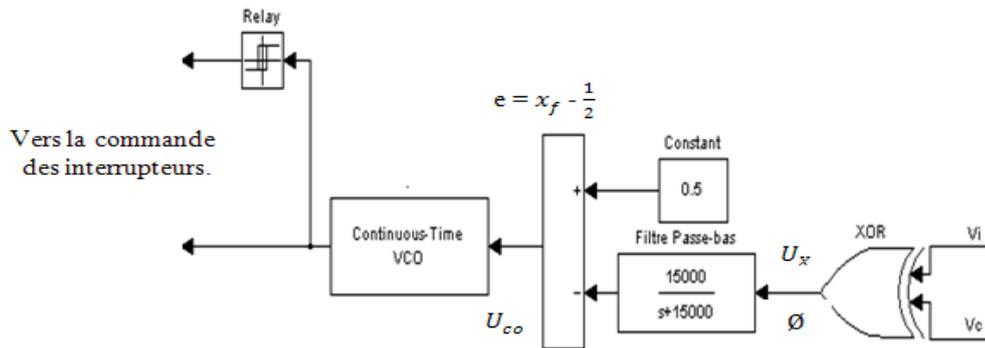


Figure IV-49: Structure de la PLL.

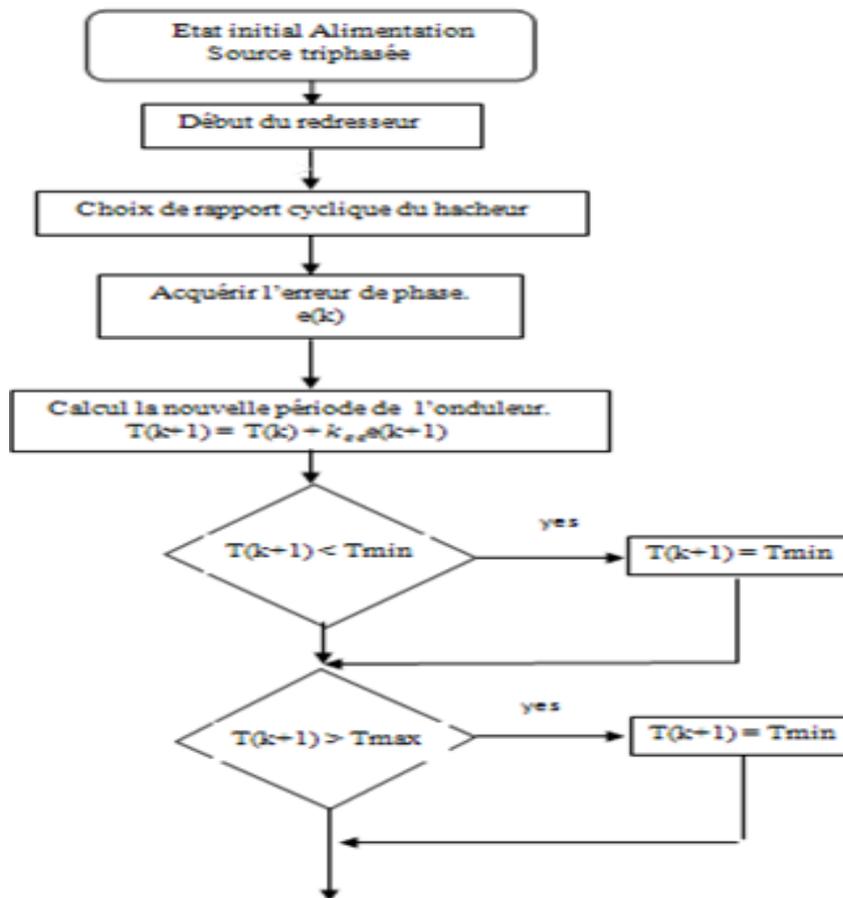


Figure IV-50: Algorithme de contrôle de l'onduleur par la PLL.

• **Model mathématique :**

Le control de PLL est réalisé dans un temps-décrit par l'équation suivante [52]:

$$T(k+1) = T(k) + k_c e(k) \tag{IV-30}$$

Dans l'équation IV-30, T est la période de tension de l'onduleur. k_c est un gain d'integral. Et e est la différence d'erreur de phase qui définit par [52]:

$$e(k) = x_f(k) - \frac{1}{2} \tag{IV-31}$$

Où, x_f est la valeur moyenne de normalisation de filtre.

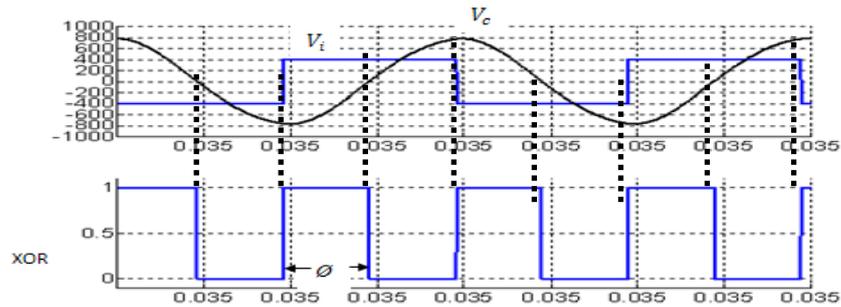


Figure IV-51: Signal de tension de l'onduleur et de condensateur et de XOR.

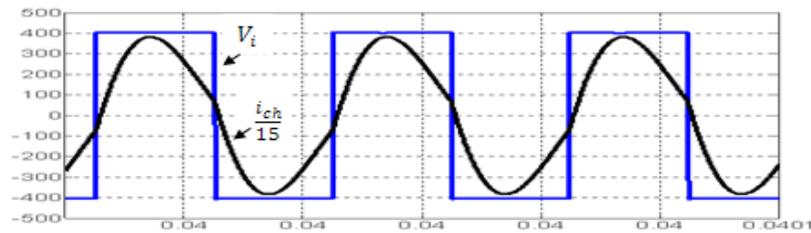


Figure IV-52: Tension de l'onduleur et courant de charge.

$$x_f = \frac{\phi}{\pi} = U_{co} \tag{IV-32}$$

Où, U_{co} : la valeur moyenne du filtre à l'entrée.

Cependant, dans le régime transitoire, x_f peut associer à U_{co} par l'équation différentielle [52]:

$$\frac{dx_f}{dt} = -\frac{1}{\tau} x_f + \frac{1}{\tau} U_{co} \tag{IV-33}$$

Avec, $\tau = RC$: constant de temps du filtre passe-bas.

Pour la simplification, on met; $a = e^{-\frac{T}{\tau}}$, $b = (1-a)$, avec T est un temps simple de contrôle. L'équation IV-33 peut s'écrire:

$$x_f(k+1) = a x_f(k) + b \frac{\phi[T(k)]}{\pi} \tag{IV-34}$$

On utilise les équations IV-30, IV-31, IV-34 pour obtenir :

$$T(k+1) = T(k) + k_c [a x_f(k) + b \frac{\phi[T(k)]}{\pi} - \frac{1}{2}] \tag{IV-35}$$

Pour une charge résonnante, on peut obtenir une relation entre \emptyset et T [52]:

$$\emptyset(T) = \tan^{-1} \left[\frac{\frac{2\pi}{T} R_{ch} C_{ch}}{1 - \left(\frac{2\pi}{\omega_r T}\right)^2} \right] \quad \text{IV-36}$$

Avec, $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_{ch} C_{ch}}}$

La différence de phase $\Delta\emptyset$ peut être linéaire par la moyenne de série de Taylor [52]:

$$\Delta\emptyset(T) = \Delta\emptyset(T_0) + \left(\frac{d\emptyset}{dT}\right)_{T=T_0} \times (T - T_0) \quad \text{IV-37}$$

Où, $T_0 = \frac{2\pi}{\omega_r}$. La dérivation peut être évaluée de l'équation IV-37

$$\frac{d\emptyset}{dT} = - \frac{\dot{\alpha}(T^2 + T_0^2)}{(T^2 - T_0^2) + \dot{\alpha}^2 T^2} \quad \text{IV-38}$$

Où, $\dot{\alpha} = 2\pi R_{ch} C_{ch}$. Et pour $T=T_0$, la dérivation donne :

$$\left(\frac{d\emptyset}{dT}\right)_{T=T_0} = - \frac{2}{\dot{\alpha}} = - \frac{1}{\pi R_{ch} C_{ch}} \quad \text{IV-39}$$

Et aussi, avec : $\emptyset(T_0) = \frac{\pi}{2}$.

$$\emptyset(T) \approx \frac{\pi}{2} - \frac{1}{\pi R_{ch} C_{ch}} (T - T_0) \quad \text{IV-40}$$

T_0 : Le période de l'onduleur au point d'opération.

On suppose que la relation IV-40 est valable pendant le régime transitoire dans le période T , en outre, elle est obtenue en supposant la tension de sortie de l'onduleur est purement sinusoïdale [52].

On utilise les équations IV-34, IV- 35, IV-36 pour obtenir :

$$T(k+1) = T(k) + k_c \left[a x_f(k) + b \frac{\emptyset[T(k)]}{\pi} - \frac{1}{2} \right] \quad \text{IV-41}$$

$$\Delta x_f(k+1) = a \Delta x_f(k) - \frac{(1-a)}{\pi^2 R_{ch} C_{ch}} \Delta T(k). \quad \text{IV-42}$$

$$\Delta T(k+1) = (a k_c) \Delta x_f(k) + \left[1 - \frac{(1-a) k_c}{\pi^2 R_{ch} C_{ch}} \right] \Delta T(k). \quad \text{IV-43}$$

Les équations IV-34, IV- 35 sont non-linéaires, puisque \emptyset est non linéaire. Ces équations peuvent faire linéarité facilement par linéarisation IV-5 autour de point d'opération. Où, la fréquence de l'onduleur est égale la fréquence de résonance de charge [52].

Avec les définitions suivantes de variable de perturbation [52]:

$$\left. \begin{aligned} \Delta x_f &= x_f - \frac{1}{2} \\ \Delta T &= T - T_0 \end{aligned} \right\} \quad \text{IV-44}$$

L'équation en boucle fermée devient [52]:

$$y(k+1) = A_c y(k) \quad \text{IV-45}$$

y est un vecteur de colonne avec: $y = [\Delta x_f \Delta T]^{-T}$. A partir des formules IV-40 et IV-44, on tire la matrice A_c suivante :

$$A_c = \begin{bmatrix} a & -\left(\frac{1-a}{\pi^2 \tau_r}\right) \\ ak_c & 1 - \frac{(1-a)k_c}{\pi^2 \tau_r} \end{bmatrix} \tag{IV-46}$$

Avec ; $\tau_r = R_{ch}C_{ch}$

L'application de la stabilité de Jury peut donner [52] :

$$0 < k_c < \left(\frac{1+a}{1-a}\right) 2\pi^2 R_{ch}C_{ch} \tag{IV-47}$$

La valeur de gain est $k_c = 0.5\mu s$, et on note que k_c est limité théoriquement (relation IV-47) par $k_c (\max) \approx 47\mu s$.

• **Simulation du système :**

On simule le système avec les paramètres suivants :

- **Paramètres du hacheur :** $L_h = 0.21mH$, $C_h = 0.833 mF$. $\alpha = 0.41\%$

Et pour les paramètres de la commande de la PLL sont :

VCO		Filtre Passe-bas	
$K_c (rad/SV)$	$\emptyset_{VCO} (rad)$	K_0	$K_d (V/rad)$
0.3	$\pi/2$	15000	0.5

Tableau IV-1: Paramètres du circuit de la PLL.

Les résultats de simulation sont présentés sur les figures suivantes :

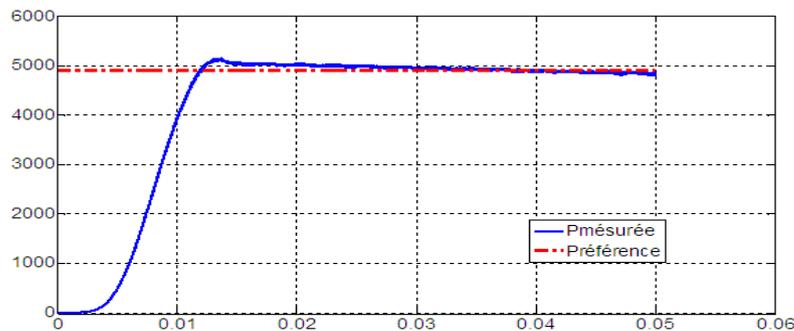


Figure IV-53: Contrôle de la puissance active du système avec un onduleur en NPC à 3 niveaux.

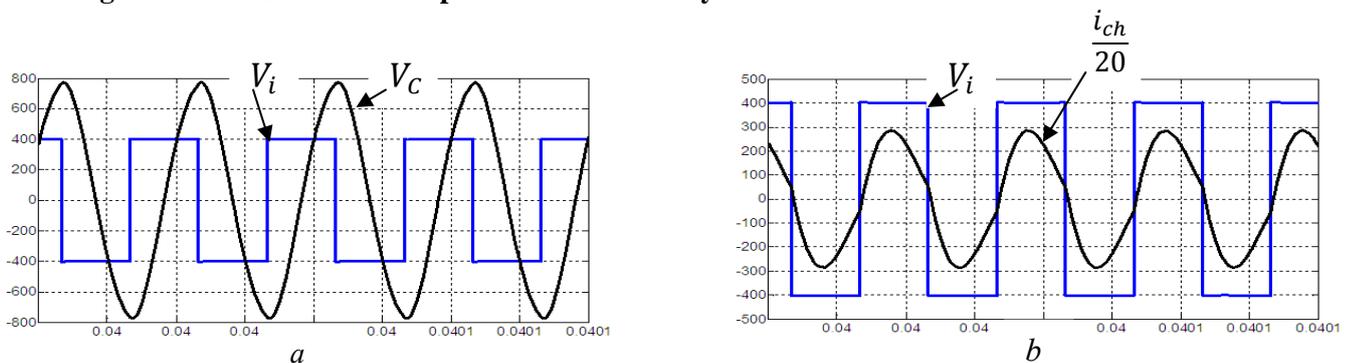


Figure IV-54: La tension de l'onduleur en NPC avec V_c (a), et avec le courant (b).

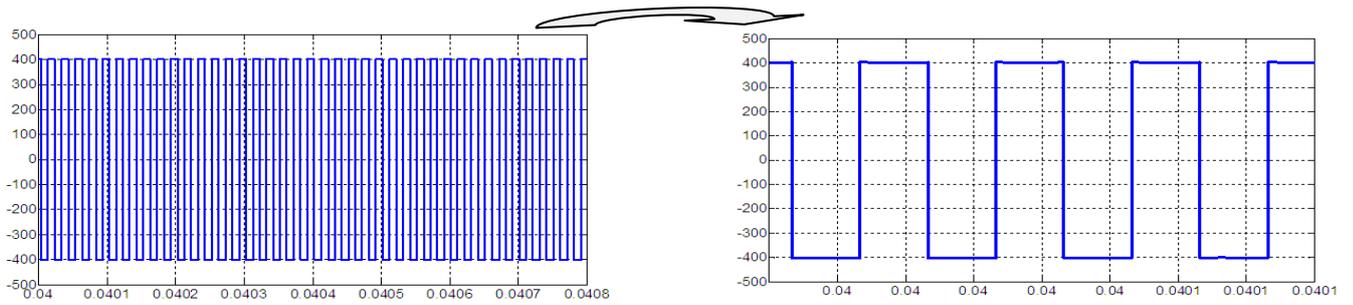


Figure IV-55: Tension de l'onduleur en H à 2 niveaux.

Total Harmonic Distortion (THD) = 48.30%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 1600000.00 Hz

Frequency (Hz)	Component	Magnitude (%)	Phase (°)
0	(DC)	0.01%	270.0°
50000	(Fnd)	100.00%	2.7°
100000	(h2)	0.14%	189.6°
150000	(h3)	33.55%	8.2°
200000	(h4)	0.06%	197.5°
250000	(h5)	20.25%	13.7°
300000	(h6)	0.04%	203.1°
350000	(h7)	14.60%	19.1°
400000	(h8)	0.03%	206.3°
450000	(h9)	11.49%	24.6°

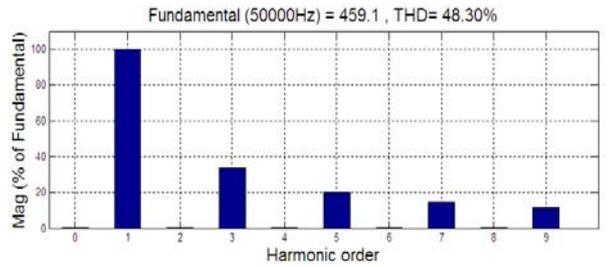


Figure IV-56: Spectres d'harmoniques de tension avec l'onduleur en H à 2 niveaux.

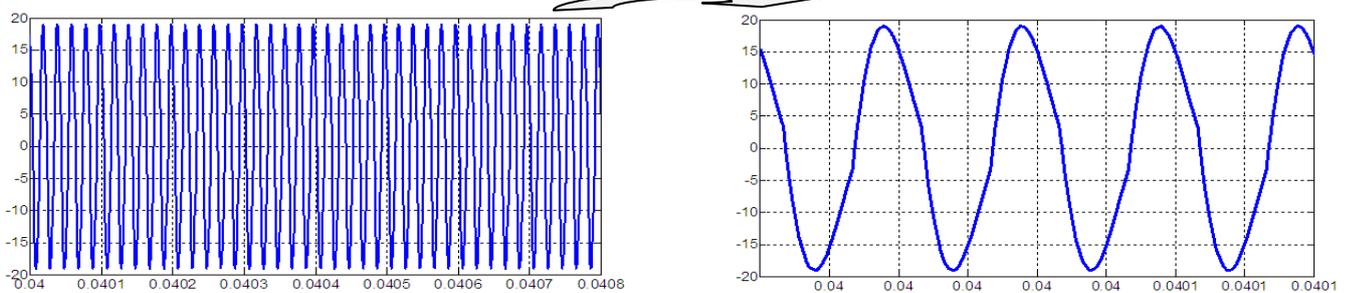


Figure IV-57: Courant de charge de l'onduleur en H à 2 niveaux.

Total Harmonic Distortion (THD) = 8.59%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 1600000.00 Hz

Frequency (Hz)	Component	Magnitude (%)	Phase (°)
0	(DC)	0.09%	270.0°
50000	(Fnd)	100.00%	1.0°
100000	(h2)	0.26%	178.6°
150000	(h3)	7.92%	-71.8°
200000	(h4)	0.17%	206.7°
250000	(h5)	2.72%	-71.0°
300000	(h6)	0.04%	175.6°
350000	(h7)	1.35%	-73.4°
400000	(h8)	0.10%	183.1°
450000	(h9)	0.90%	-67.3°

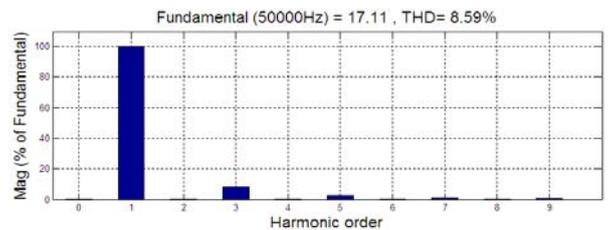


Figure IV-58: Spectres d'harmoniques du courant de charge avec un onduleur en H à 2niveaux.

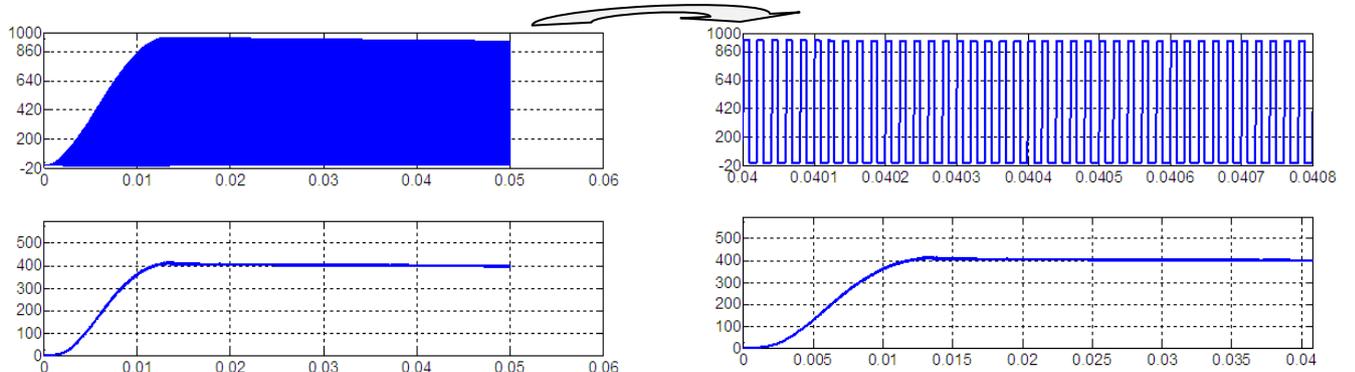


Figure IV-59: Tension du hacheur et tension d'alimentation de l'onduleur en H à 2 Niv.

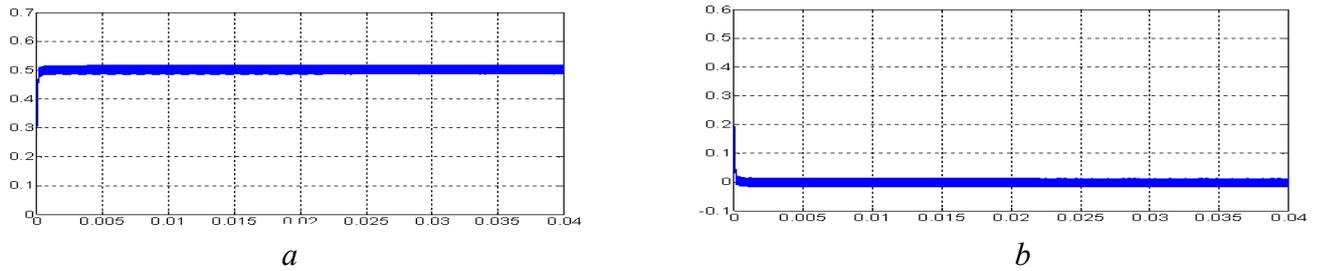


Figure IV-60: Réponse transitoire de filtre avant (a) et après (b) la comparaison avec la référence. (Onduleur en H à 2 niv).

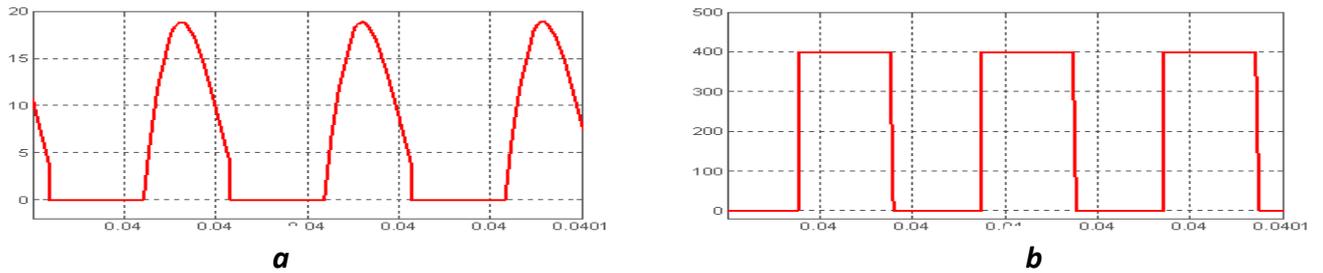


Figure IV-61: Courant (a) et tension (b) de l'interrupteur Q3 de l'onduleur en H à 2 niveaux.

IV-2-3-2 Cas d'un onduleur en H à trois niveaux :

- L'angle de décalage β : $\beta = \pi/5$
- Séquences de commande de l'onduleur en H à trois niveaux sont représentées par :

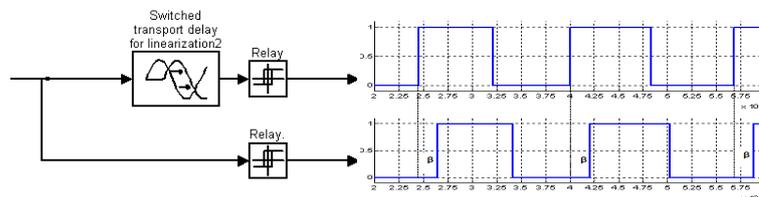


Figure IV-62: Séquences de commande d'un onduleur en H à trois niveaux.

• Simulation du système :

Les résultats sont représentés sur les figures suivantes :

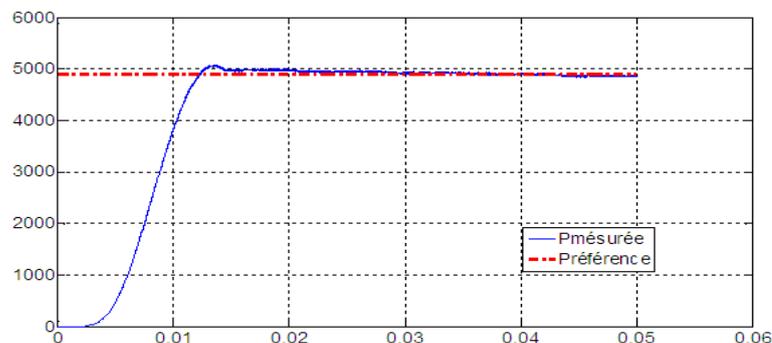


Figure IV-63: Contrôle de la puissance active du système avec un onduleur en H à 3 niveaux.

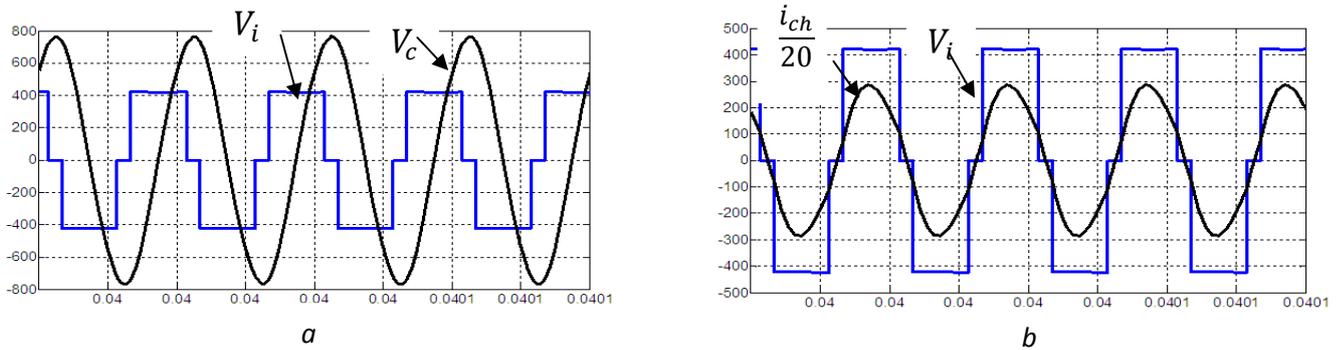


Figure IV-64: La tension de l'onduleur en H (2 niv) en retard avec V_c (a) et en phase avec le courant (b).

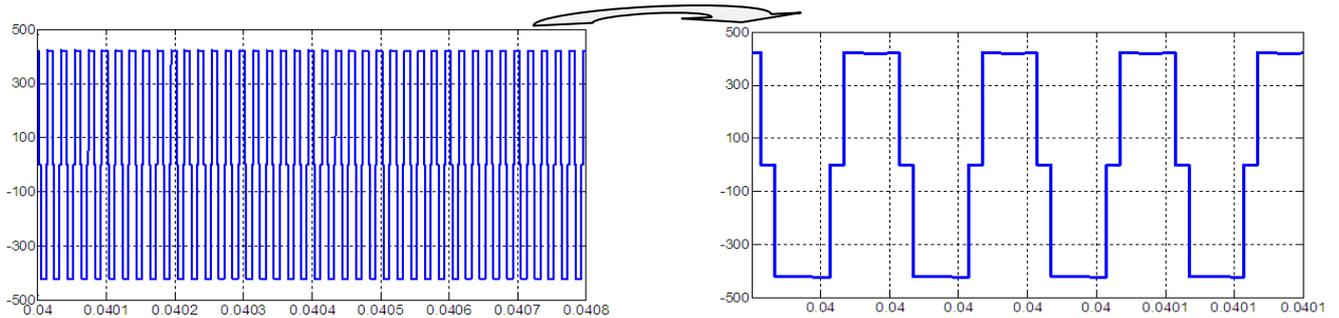


Figure IV-65: Tension de l'onduleur V_i avec un onduleur en H à 3niveaux.

Total Harmonic Distortion (THD) = 29.80%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 5700000.00 Hz

Frequency (Hz)	Component	Magnitude (%)	Phase (°)
0	(DC)	0.21%	270.0°
50000	(Fnd)	100.00%	-39.0°
100000	(h2)	0.98%	45.4°
150000	(h3)	20.82%	243.4°
200000	(h4)	0.73%	5.2°
250000	(h5)	0.54%	152.0°
300000	(h6)	0.51%	-26.4°
350000	(h7)	8.14%	268.0°
400000	(h8)	0.41%	-56.2°
450000	(h9)	10.66%	188.9°

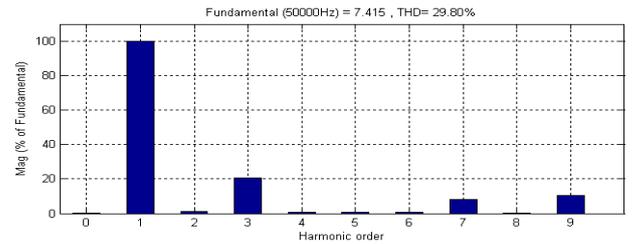


Figure IV-66: Spectre d'harmoniques de tension de l'onduleur à 3 niveaux.

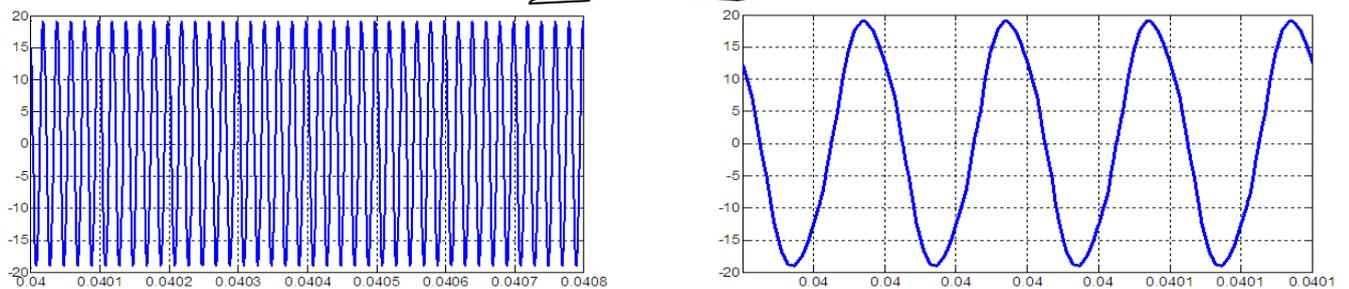


Figure IV-67: Courant de charge avec un onduleur en H à 3niveaux.

Total Harmonic Distortion (THD) = 5.16%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 5700000.00 Hz

Frequency (Hz)	Component	Magnitude (%)	Phase (°)
0	(DC)	0.55%	90.0°
50000	(Fnd)	100.00%	140.7°
100000	(h2)	0.51%	234.9°
150000	(h3)	4.94%	-15.1°
200000	(h4)	0.15%	202.0°
250000	(h5)	0.11%	202.2°
300000	(h6)	0.09%	206.4°
350000	(h7)	0.79%	0.4°
400000	(h8)	0.08%	200.0°
450000	(h9)	0.85%	-81.5°

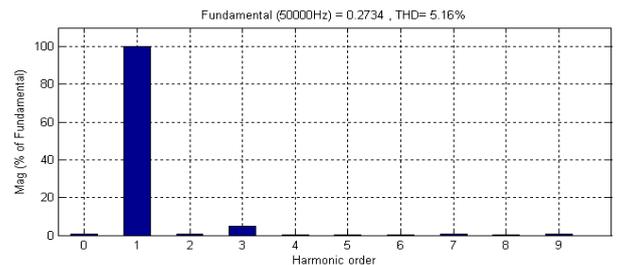


Figure IV-68: Spectre d'harmoniques du courant de charge avec un onduleur en H à 3niveaux.

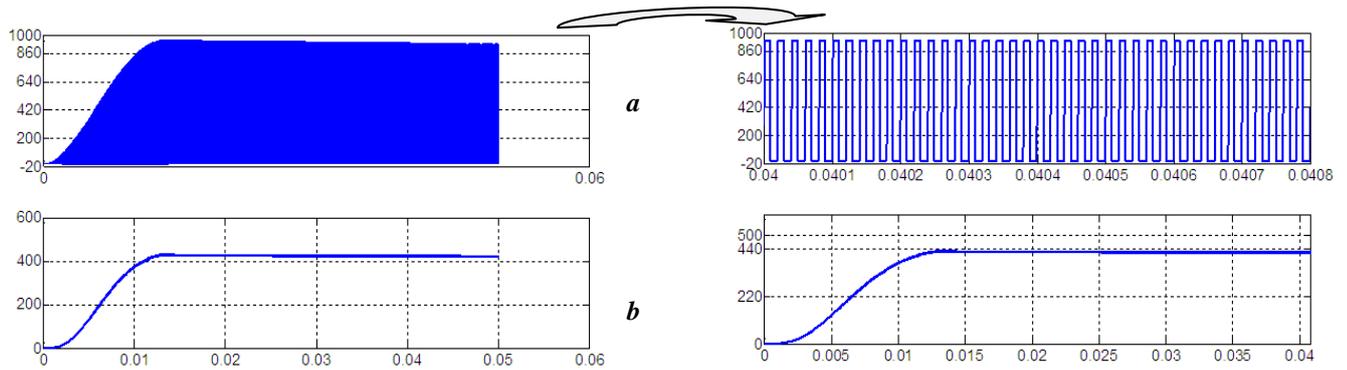


Figure IV-69: Tension de sortie du hacheur (a) et tension d'entrée à l'onduleur en H à 3 NIV (b)

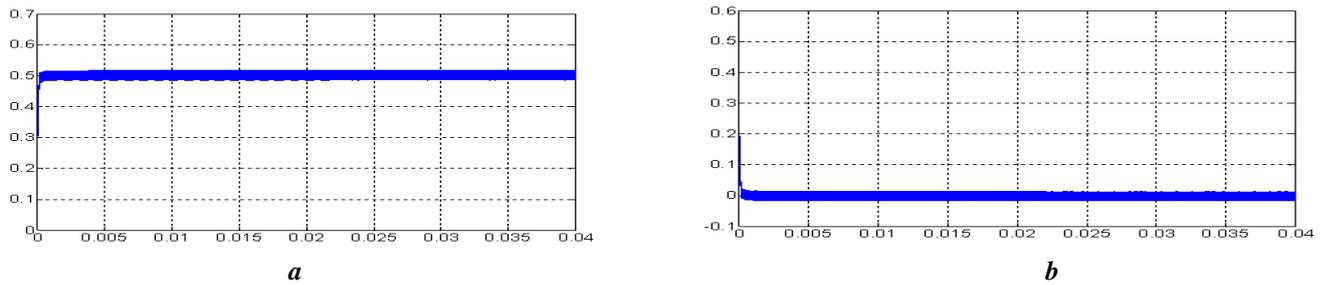


Figure IV-70 : Réponse transitoire de filtre avant (a) et après (b) l'ajustement des erreurs

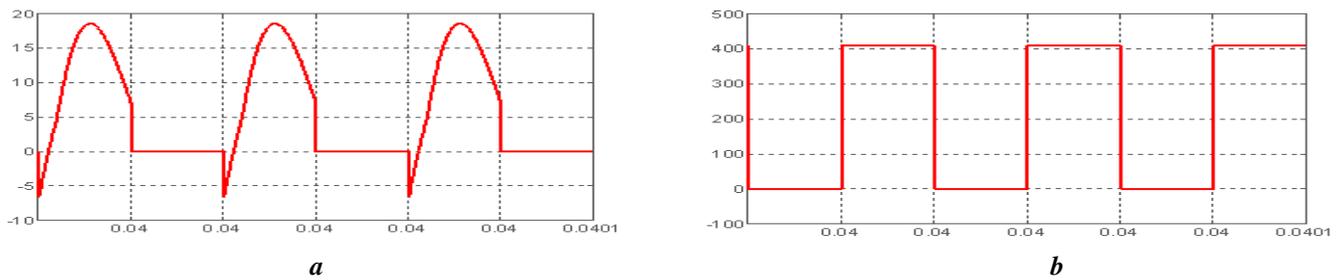


Figure IV-71: Courant (a) et tension (b) de l'interrupteur Q3 de l'onduleur à 3 niveaux.

IV-2-3-3 Cas d'un onduleur en H à cinq niveaux :

- L'angle de décalage β : $\beta = \pi/5$.
- Paramètres du hacheur : $L_h = 0.21\text{mH}$, $C_h = 0.833\text{mF}$, $\alpha = 0.255\%$
- Les signaux de commande des interrupteurs sont représentés dans l'annexe IV (figure A-5).

• Simulation du système :

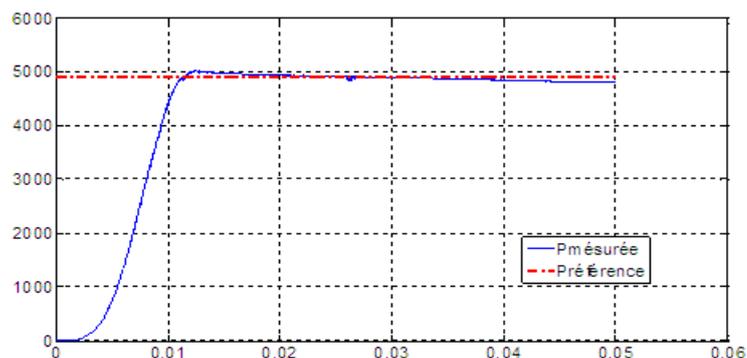


Figure IV-72: Contrôle de la puissance active du système avec un onduleur en H à 3 niveaux.

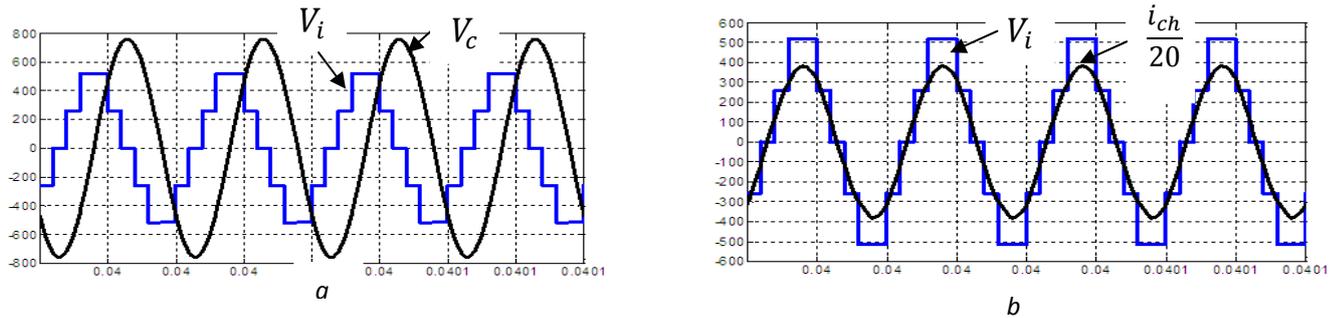


Figure IV-73: la tension de l'onduleur en H à 5niveaux avec V_c (a)et avec le courant (b).

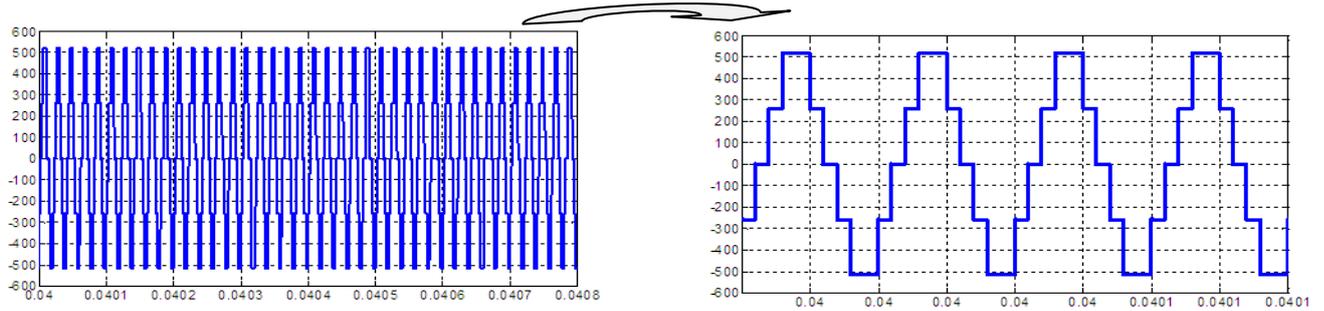


Figure IV-74: Tension de l'onduleur V_i en H à 5 niveaux.

Total Harmonic Distortion (THD) = 20.74%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 4550000.00 Hz

0 Hz	(DC):	0.15%	270.0°
50000 Hz	(Fnd):	100.00%	-52.6°
100000 Hz	(h2):	0.76%	122.2°
150000 Hz	(h3):	8.32%	13.4°
200000 Hz	(h4):	0.39%	121.7°
250000 Hz	(h5):	0.59%	-81.1°
300000 Hz	(h6):	0.36%	73.7°
350000 Hz	(h7):	3.16%	-34.2°
400000 Hz	(h8):	0.77%	76.4°
450000 Hz	(h9):	11.29%	66.7°

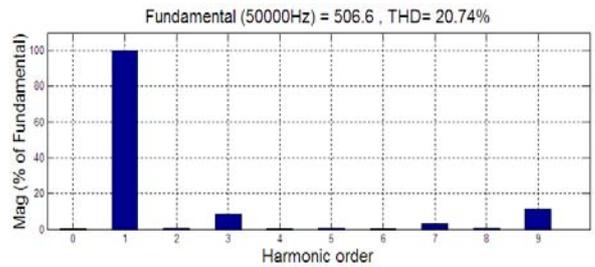


Figure IV-75: Spectre d'harmoniques de tension de l'onduleur en H à 5 niveaux.

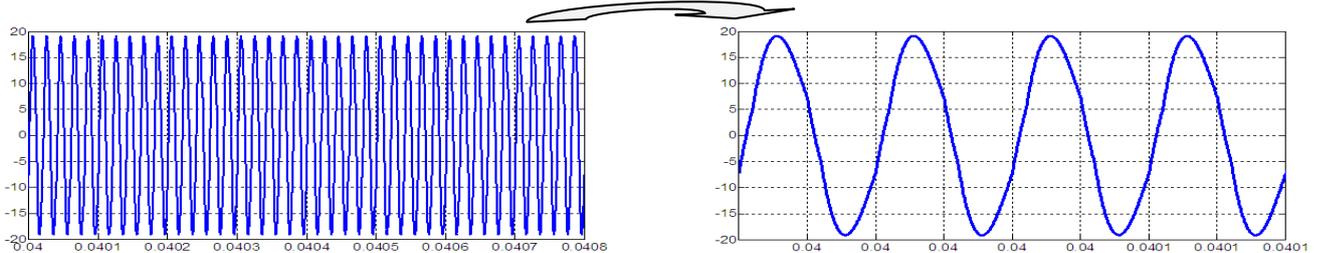


Figure IV-76: Courant de charge en H à 5 niveaux.

Total Harmonic Distortion (THD) = 2.68%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 4550000.00 Hz

0 Hz	(DC):	0.08%	90.0°
50000 Hz	(Fnd):	100.00%	-52.7°
100000 Hz	(h2):	0.54%	189.5°
150000 Hz	(h3):	2.29%	-67.4°
200000 Hz	(h4):	0.29%	-37.4°
250000 Hz	(h5):	0.27%	13.1°
300000 Hz	(h6):	0.26%	83.0°
350000 Hz	(h7):	0.37%	178.9°
400000 Hz	(h8):	0.26%	181.1°
450000 Hz	(h9):	0.91%	-42.4°

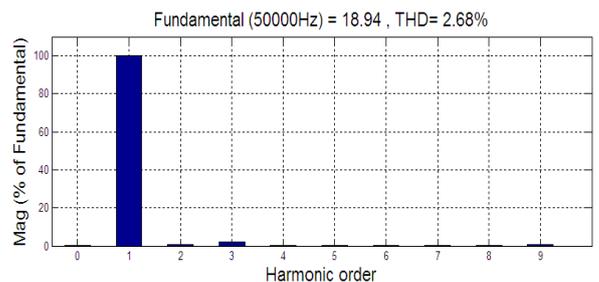


Figure IV-77: Spectre d'harmoniques du courant de charge d'un onduleur en H à 5 niveaux.

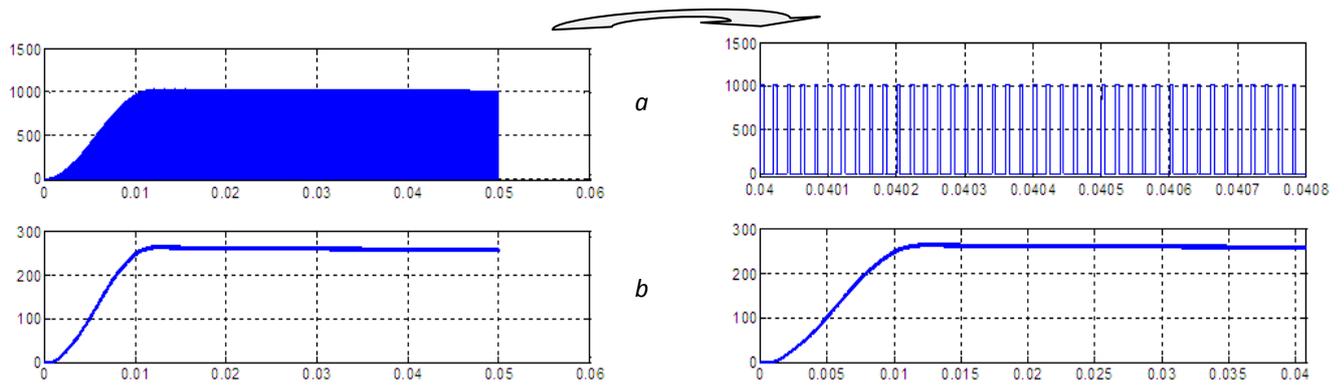


Figure IV-78: Tension du hacheur et tension d'alimentation de l'onduleur en H à 5 niveaux.

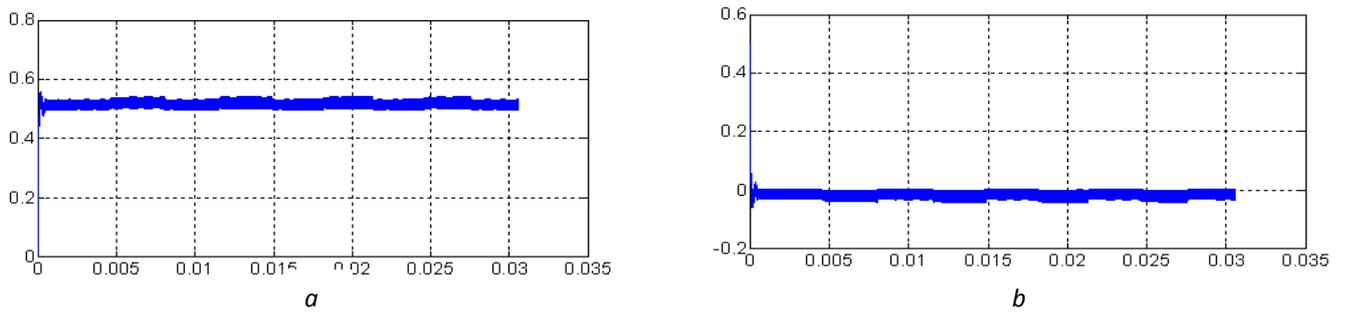


Figure IV-79: Réponse transitoire du filtre avant (a) et après (b) l'ajustement des erreurs.

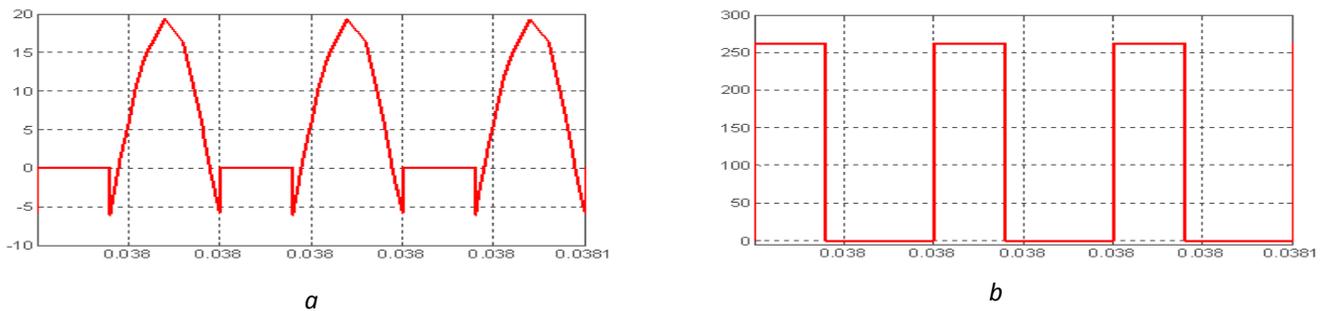


Figure IV-80: Courant (a) et tension (b) de l'interrupteur Q3 de l'onduleur en H à 5niveaux.

IV-2-3-4 Cas d'un onduleur en NPC à trois niveaux :

- L'angle de décalage β : $\beta = \pi/5$.
- Condensateurs C1, C2 : $C1=C2= 500\mu F$.
- Paramètres du hacheur : $L_h = 0.21mH$, $C_h = 0.833 mF$, $\alpha=0.253\%$
- Les signaux de commande pour le NPC à trois niveaux sont représentés par la figure suivante:

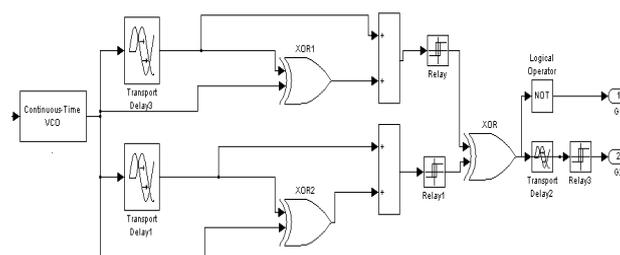


Figure IV-81: Le block produit des signaux de commande pour le NPC à trois niveaux.

• **Simulation du système :**

Les résultats sont représentés par les figures suivantes :

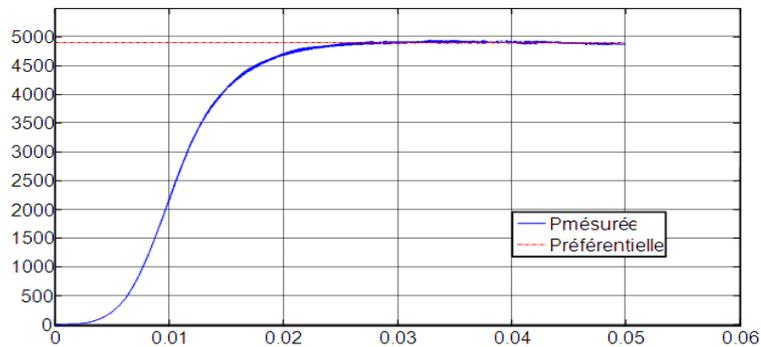


Figure IV-82: Contrôle de la puissance active du système avec un onduleur NPC à 3 niveaux.

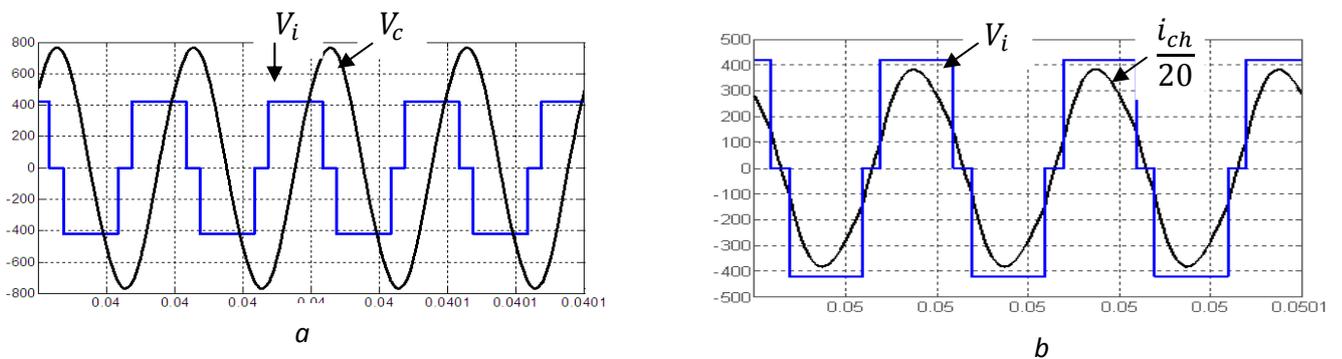


Figure IV-83: Allure de la tension de l'onduleur NPC à 3 niveaux avec V_c (a), et avec le courant i_{ch} (b).

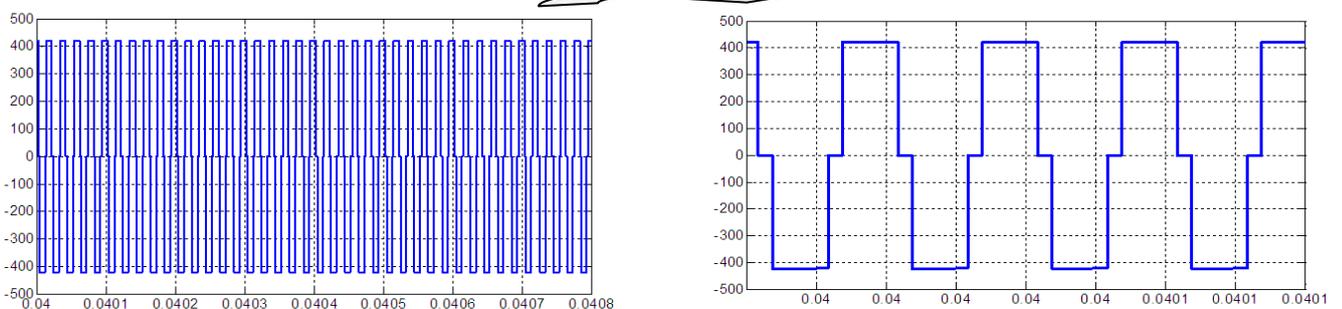


Figure IV-84: Tension de l'onduleur NPC à 3 niveaux.

Total Harmonic Distortion (THD) = 29.88%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 3550000.00 Hz

Frequency (Hz)	Order	Magnitude (%)	Phase (°)
0	(DC)	0.05%	270.0°
50000	(Fnd)	100.00%	-47.1°
100000	(h2)	0.02%	-64.0°
150000	(h3)	19.61%	216.2°
200000	(h4)	0.02%	260.5°
250000	(h5)	1.42%	-44.5°
300000	(h6)	0.02%	170.5°
350000	(h7)	9.99%	208.5°
400000	(h8)	0.01%	77.1°
450000	(h9)	11.59%	112.7°

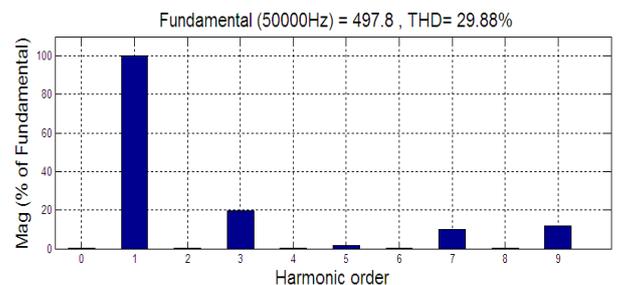


Figure IV-85 Spectre d'harmoniques de tension de l'onduleur NPC à 3 niveaux.

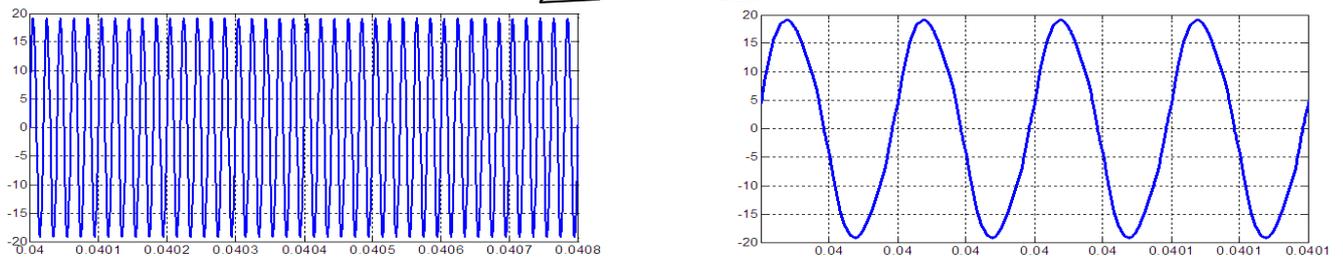


Figure IV-86: Courant de charge avec un onduleur NPC à 3 niveaux.

Total Harmonic Distortion (THD) = 5.02%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 3550000.00 Hz

Frequency (Hz)	Component	Magnitude (%)	Phase (°)
0	(DC)	0.20%	90.0°
50000	(Fnd)	100.00%	-47.2°
150000	(h2)	0.27%	-60.7°
200000	(h3)	4.80%	140.1°
250000	(h4)	0.14%	17.5°
300000	(h5)	0.14%	86.9°
350000	(h6)	0.03%	245.5°
400000	(h7)	0.90%	129.2°
450000	(h8)	0.05%	53.9°
500000	(h9)	0.82%	22.7°

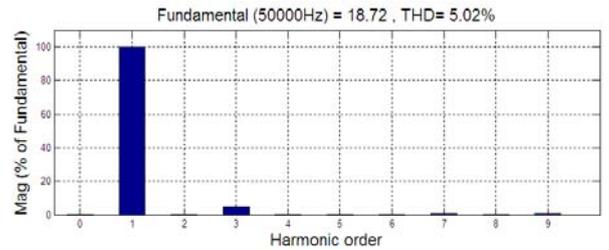


Figure IV-87: Spectre d'harmoniques du courant de charge avec un onduleur NPC à 3 niveaux.

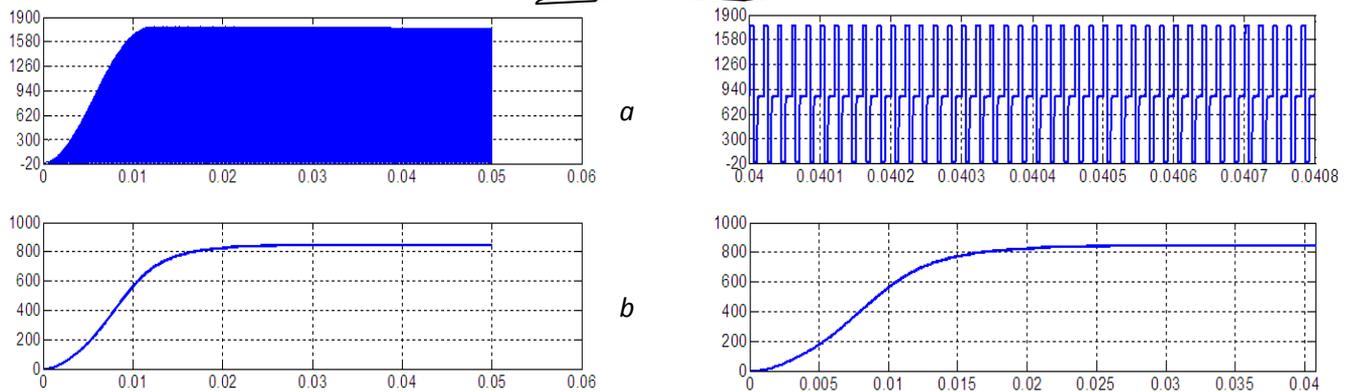


Figure IV-88 : Tension du hacheur(a) et tension d'entrée à l'onduleur NPC(b) à 3 niveaux.

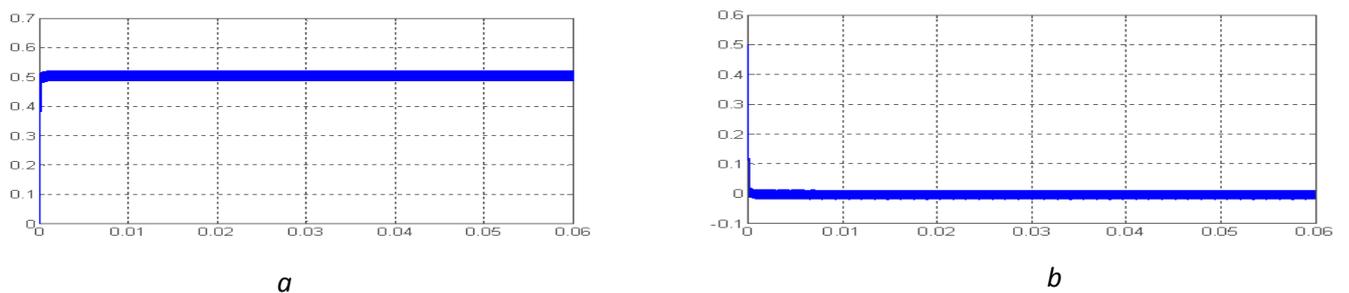


Figure IV-89: Réponse transitoire du filtre avant (a) et après (b) ajustement de l'erreur d'un onduleur NPC à 3 niveaux.

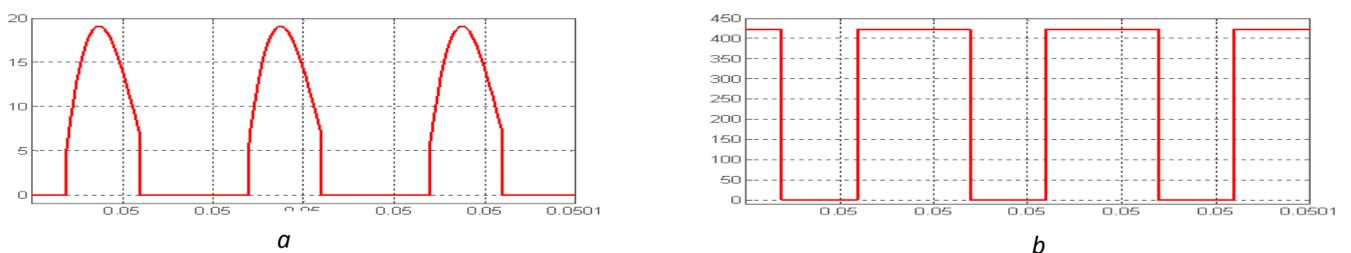


Figure IV-90: Courant (a) et tension (b) d'un interrupteur (Q2) de l'onduleur NPC à 3niveaux.

IV-2-3-5 Cas d'un onduleur en NPC à cinq niveaux :

- L'angle de décalage β : $\beta = \pi/5$.
- Condensateurs C1, C2, C3, C4 : $C1=C2=C3=C4= 0.02F$
- Paramètres du hacheur : $L_h= 0.21mH, C_h = 8.33 mF, \alpha=0.67.5\%$
- Les signaux de commande des interrupteurs sont représentés dans l'annexe IV (figure A-6).

• **Simulation du système :**

On marque les résultats sur les figures suivantes :

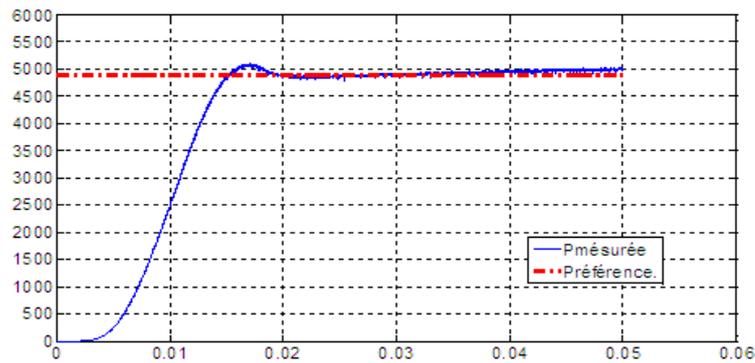


Figure IV-91: Contrôle de la puissance active du système avec un onduleur NPC à 3 niveaux.

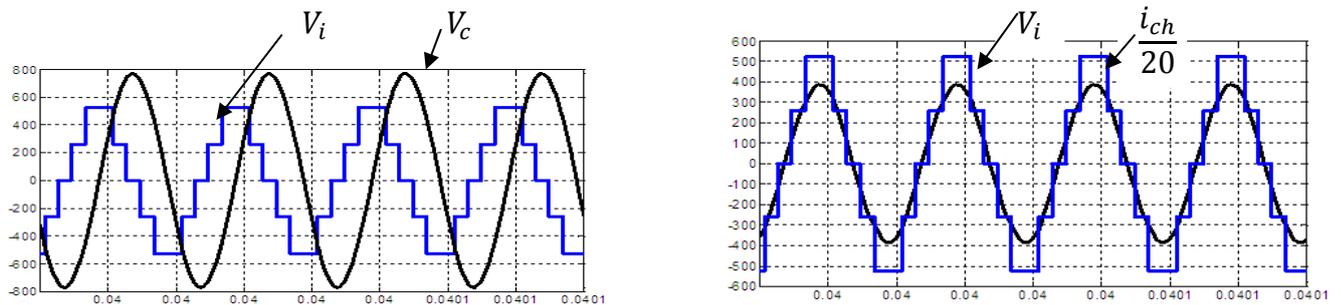


Figure IV-92: l'opération de l'onduleur en NPC à 5 niveaux avec V_c (a), et le courant (b).

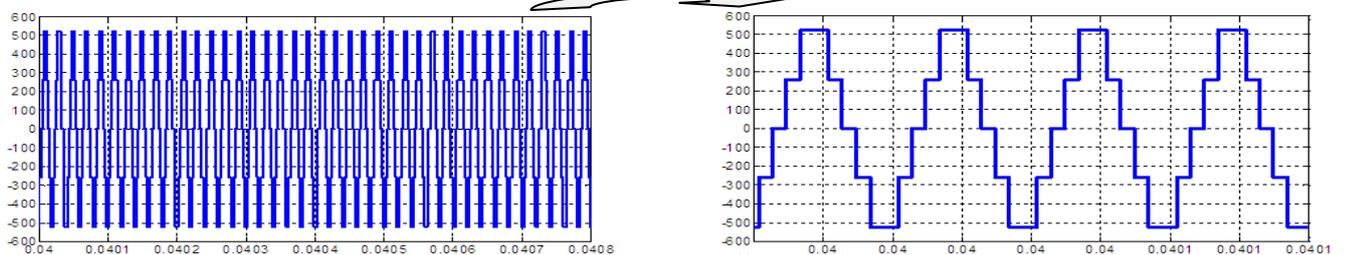


Figure IV-93: Tension de l'onduleur V_i en NPC à 5 niveaux.

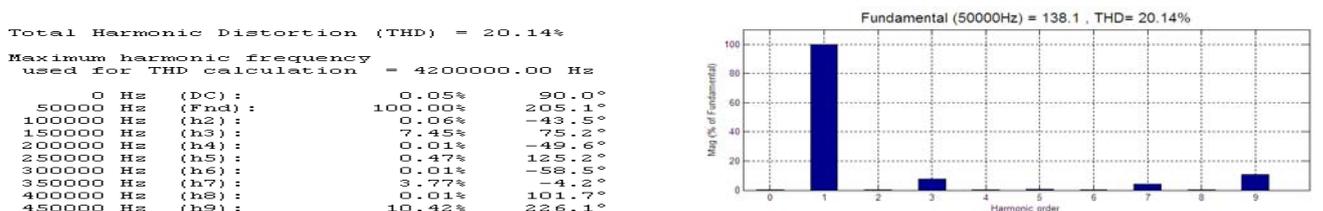


Figure IV-94: Spectre d'harmoniques de tension de l'onduleur en NPC à 5 niveaux.

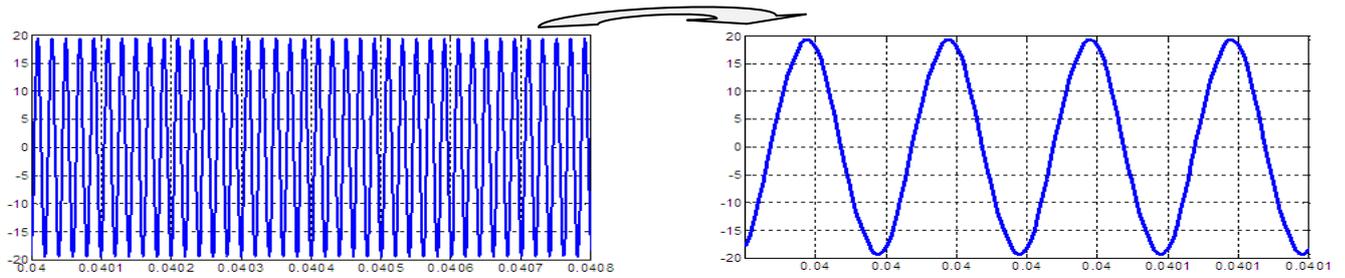


Figure IV-95: Courant de charge d'un onduleur en NPC à 5 niveaux.

Total Harmonic Distortion (THD) = 2.64%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 4200000.00 Hz

0 Hz (DC):	0.07%	270.0°
50000 Hz (Fnd):	100.00%	205.7°
100000 Hz (h2):	0.32%	210.0°
150000 Hz (h3):	2.28%	-13.3°
200000 Hz (h4):	0.27%	100.8°
250000 Hz (h5):	0.35%	245.1°
300000 Hz (h6):	0.22%	3.6°
350000 Hz (h7):	0.44%	206.7°
400000 Hz (h8):	0.20%	259.6°
450000 Hz (h9):	0.89%	12.6.4°

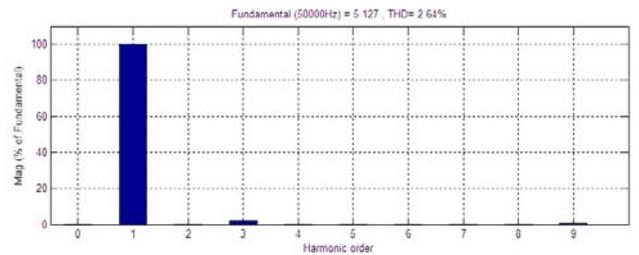


Figure IV-96: Spectre d'harmoniques du courant de charge d'un onduleur en NPC à 5 niveaux.

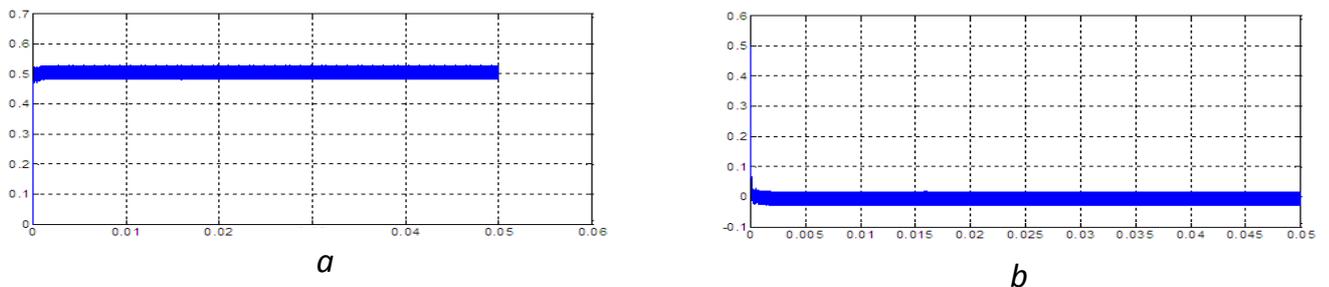


Figure IV-97: Réponse du filtre avant (a) et après (b) l'ajustement.

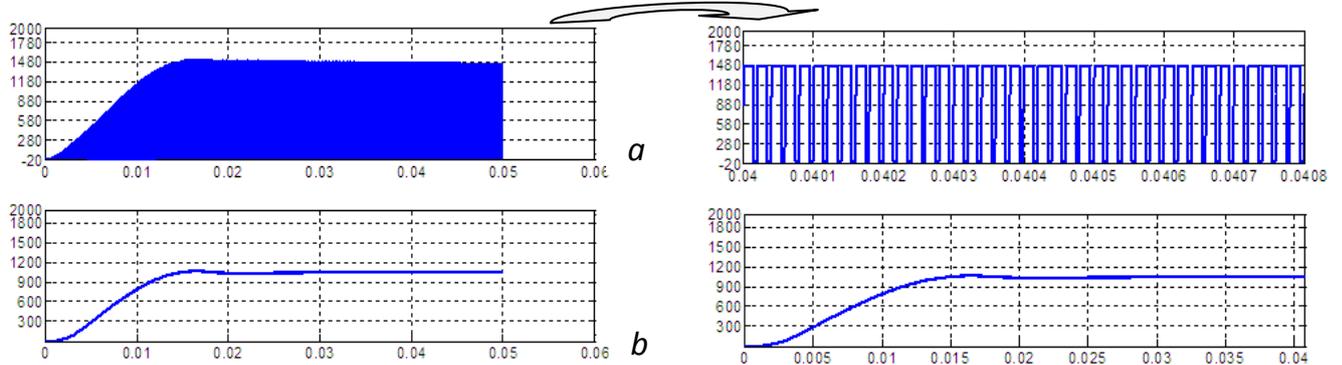


Figure IV-98: Tension du hacheur(a) et tension d'alimentation de l'onduleur en NPC(b) à 5 niveaux.

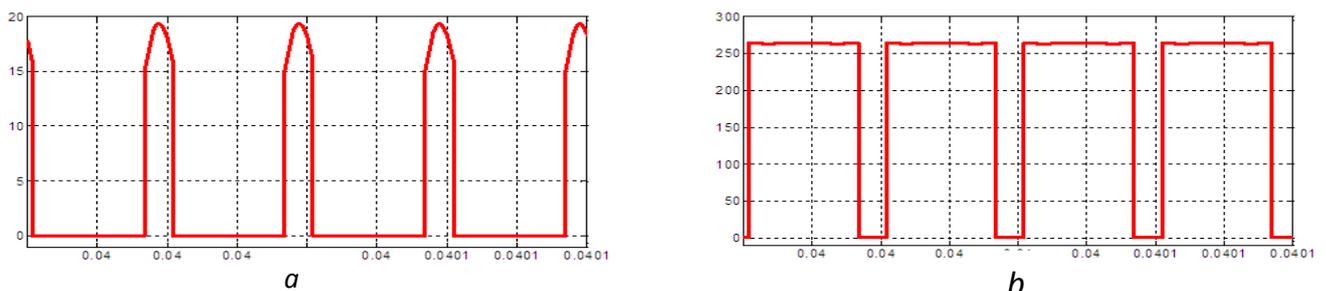


Figure IV-99: Courant (a) et tension (b) d'un interrupteur (Q2) de l'onduleur NPC à 5niveaux.

- **interprétation:**

Sur les résultats, on remarque que la puissance du système s'établit à la puissance référentielle. En plus, on note aussi:

- Le comparateur de phase (XOR) a détecté que la tension de sortie de l'onduleur est en phase avec le courant de charge, et en retard avec la tension aux bornes de condensateur de compensation par 90° .
- D'autre part, le filtre fait ajuster plus rapidement les erreurs vers le zéro ce qui démontre l'influence sur le régime transitoire, les performances de l'asservissement. Donc, il explique que le système est verrouillé.
- Avec cette commande, il est nécessaire de contrôler la puissance du système et la fréquence en même temps, pour assurer l'asservissement du système.

IV-2-4 Contrôle du système global (Contrôle de fréquence et de puissance) :

Le principe de cette commande est réalisé à partir de l'algorithme présenté par la figure IV-3. Mais, en ajoutant le retour vers le hacheur pour choisir le rapport cyclique qui convient, ce routeur est déterminé dans la figure IV-64. Cette commande devra conserver l'équilibrage du système par le contrôle global, c'est-à-dire, on contrôle la puissance du système et les signaux de commande entrant aux interrupteurs de l'onduleur en même temps.

Dans cette partie, on réalise la simulation de l'association des circuits de commande de puissance et le circuit de la commande de la PLL pour obtenir le schéma électrique globale de commande du système du chauffage par induction (voir la figure IV-95).

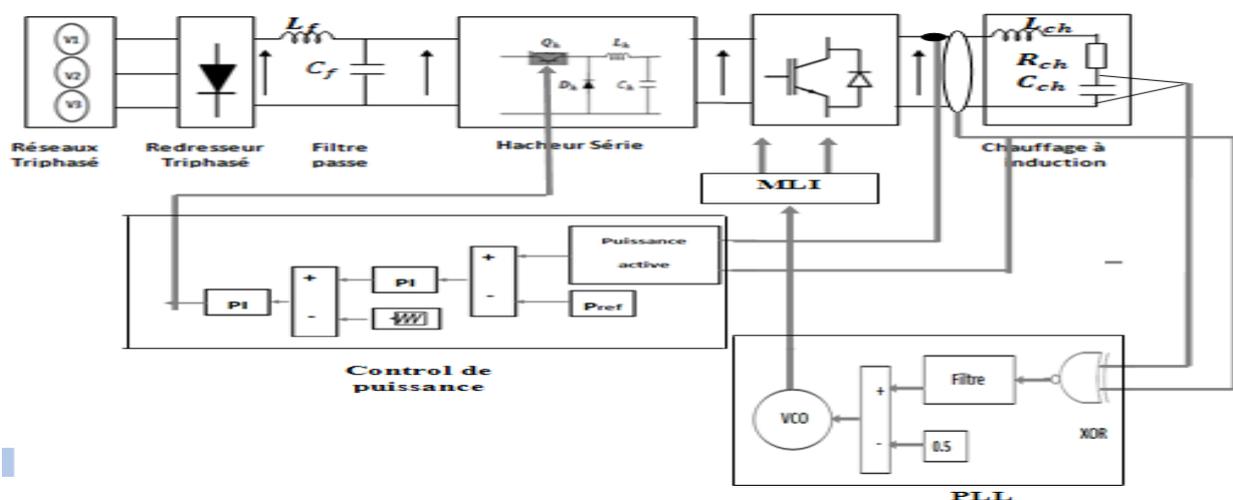


Figure IV-100: Schéma global proposé pour la commande du système.

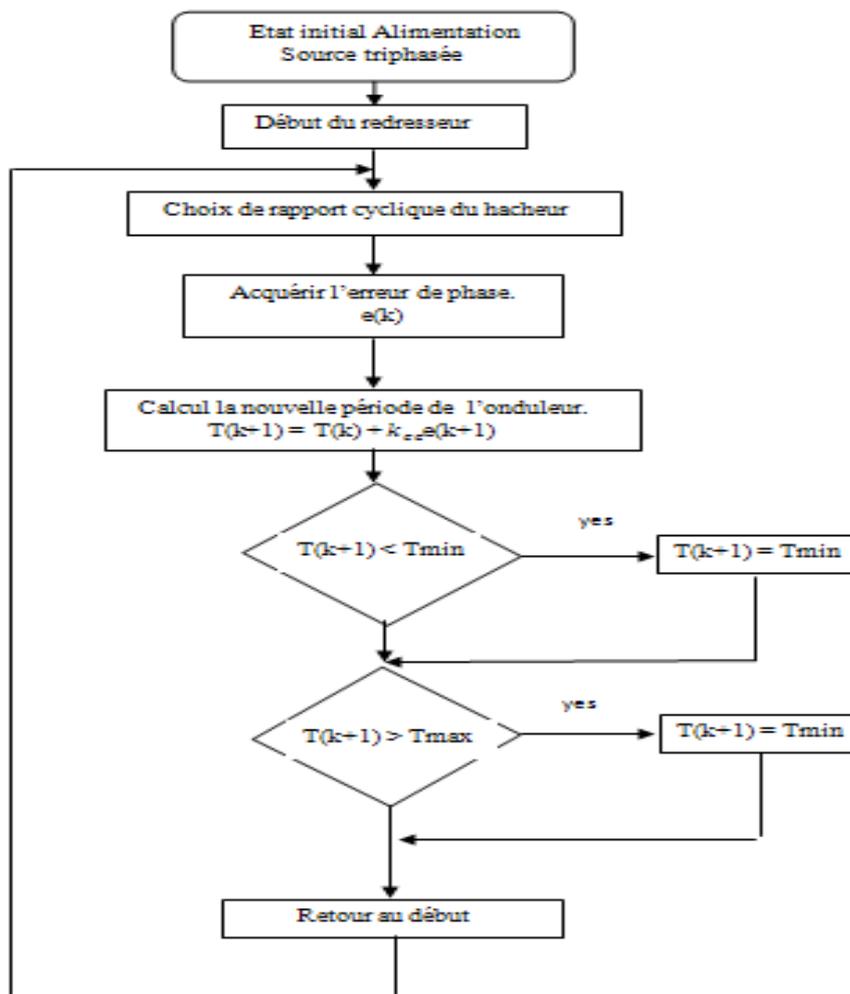


Figure IV-101: L'algorithme de commande globale du système.

IV-2-4 -1 Cas d'un onduleur en H à deux niveaux :

- Les paramètres du hacheur : $L_h = 0.21\text{mH}$, $C_h = 8.33\text{ mF}$,
- Autres paramètres dans l'annexe I.
- Simulation du système :

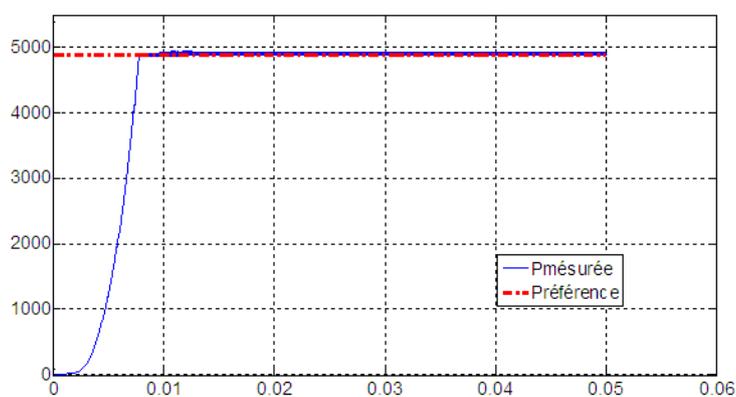


Figure IV-102: Contrôle de la puissance active du système avec un onduleur en NPC à 5 niveaux.

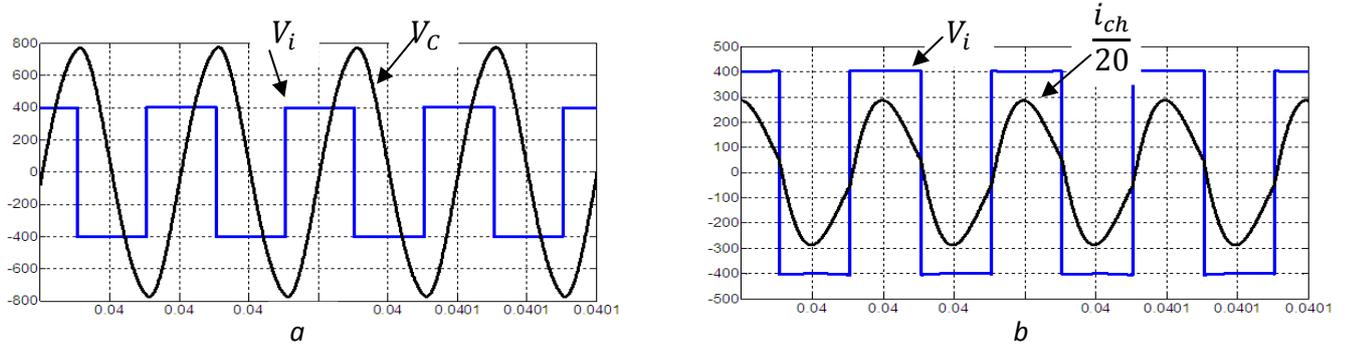


Figure IV-103: Tension de l'onduleur (Onduleur en H à 2 niv) avec V_c (a), et avec le courant(b).

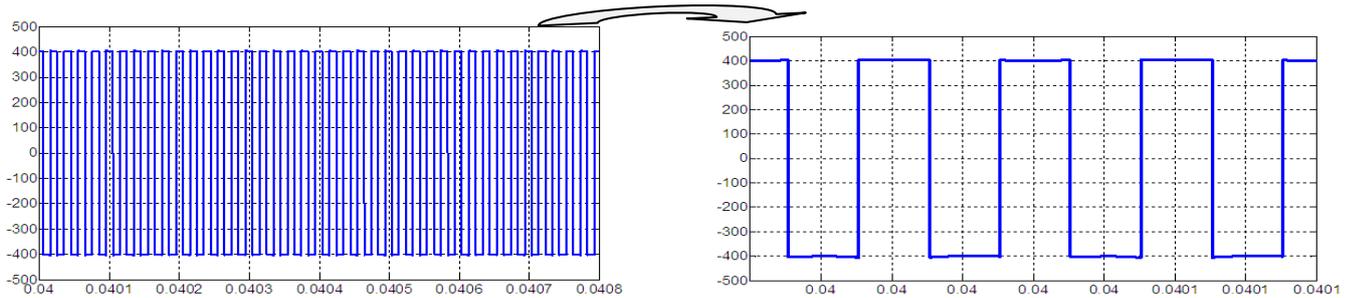


Figure IV-104: Tension de l'onduleur V_i en H à 2 niveaux.

Total Harmonic Distortion (THD) = 48.50%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 5600000.00 Hz

0 Hz	(DC):	0.26%	270.0°
50000 Hz	(Fnd):	100.00%	223.2°
100000 Hz	(h2):	0.73%	0.1°
150000 Hz	(h3):	33.45%	-50.4°
200000 Hz	(h4):	0.72%	86.5°
250000 Hz	(h5):	20.07%	36.1°
300000 Hz	(h6):	0.71%	170.5°
350000 Hz	(h7):	14.34%	122.6°
400000 Hz	(h8):	0.70%	255.9°
450000 Hz	(h9):	11.16%	208.9°

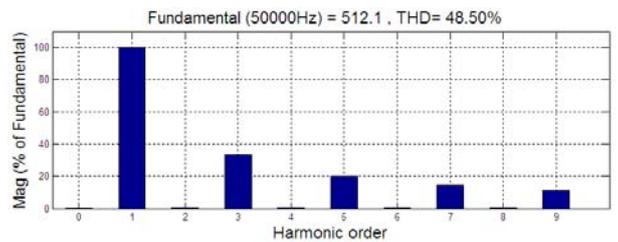


Figure IV-105: Spectre d'harmoniques de tension de l'onduleur en H à 2 niveaux.

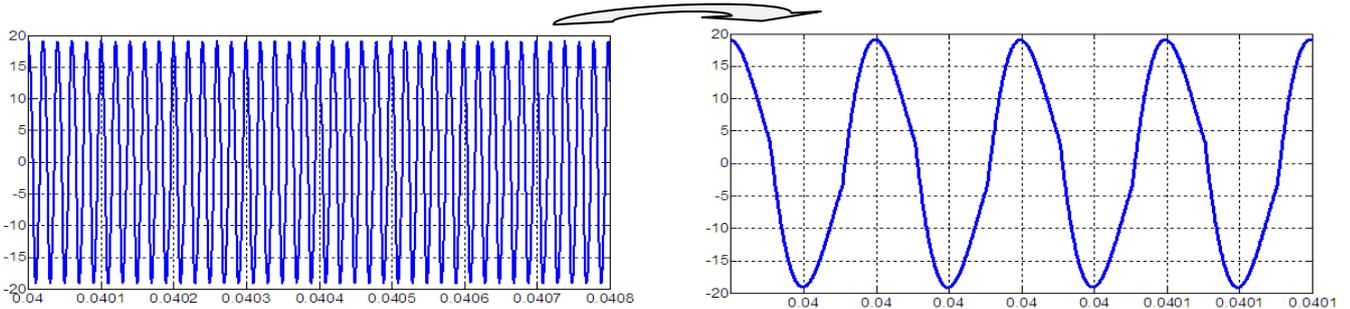


Figure IV-106: Courant de charge (Onduleur en H à 2 niveaux).

Total Harmonic Distortion (THD) = 8.59%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 5600000.00 Hz

0 Hz	(DC):	0.37%	270.0°
50000 Hz	(Fnd):	100.00%	222.9°
100000 Hz	(h2):	0.59%	10.9°
150000 Hz	(h3):	7.83%	235.8°
200000 Hz	(h4):	0.41%	17.6°
250000 Hz	(h5):	2.86%	-40.6°
300000 Hz	(h6):	0.22%	44.4°
350000 Hz	(h7):	1.52%	38.4°
400000 Hz	(h8):	0.06%	46.7°
450000 Hz	(h9):	0.81%	119.0°

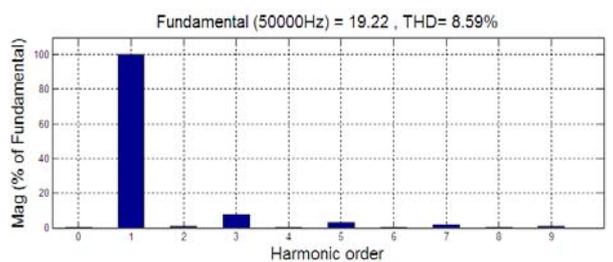


Figure IV-107: Spectre d'harmoniques du courant de charge avec l'onduleur en H à 2 niveaux.

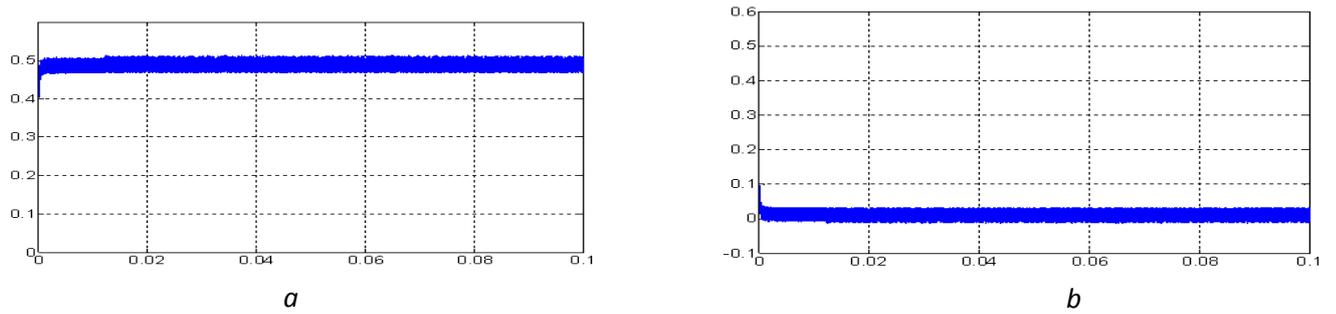


Figure IV-108: Réponse transitoire de filtre avant (a) et après (b) l'ajustement des erreurs.

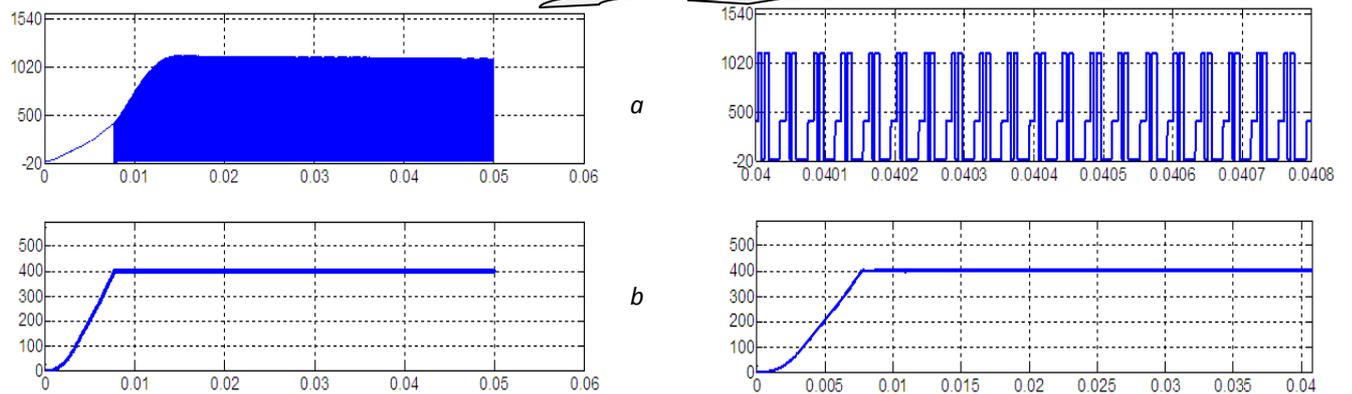


Figure IV-109: Tension du hacheur et tension d'alimentation de l'onduleur en H à 2 niveaux.

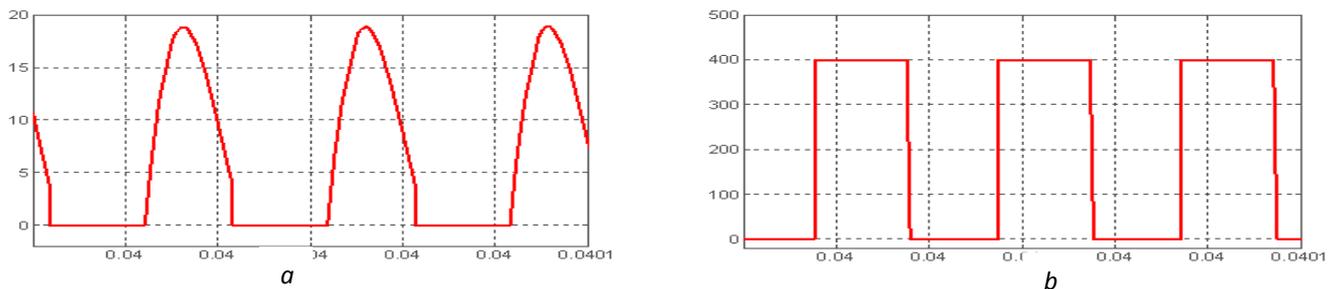


Figure IV-110: Courant (a) et tension (b) d'un interrupteur (Q3) de l'onduleur en H à 5 niveaux.

IV-2-4 -2 Cas d'un onduleur en H à trois niveaux (commande décalée):

- Les paramètres du hacheur : $L_h = 0.21\text{mH}$, $C_h = 8.33\text{mF}$,
- Simulation du système :

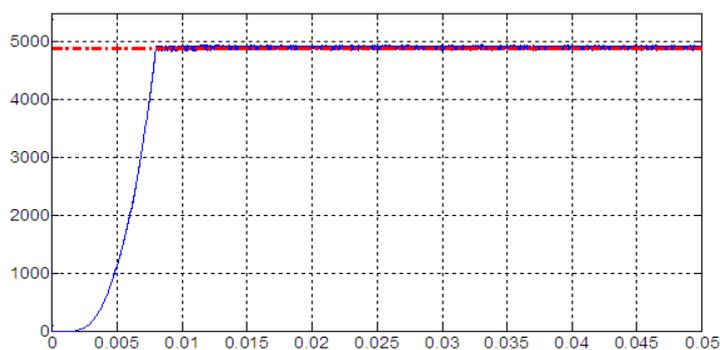


Figure IV-111: Contrôle de la puissance active du système avec un onduleur en H à 3 niveaux.

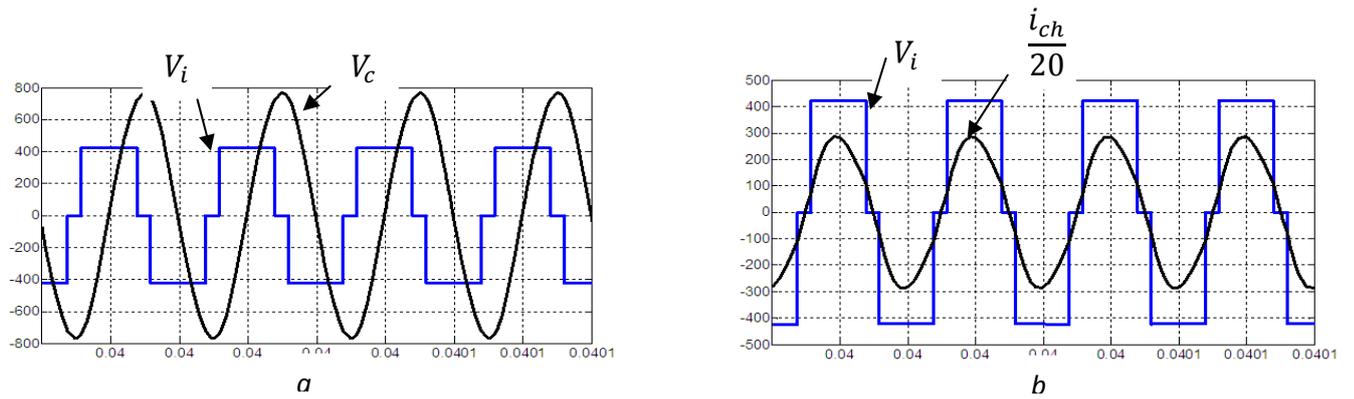


Figure IV-112: Tension de l'onduleur(Onduleur en H à 3 niv)avec V_c (a),et avec le courant (b)

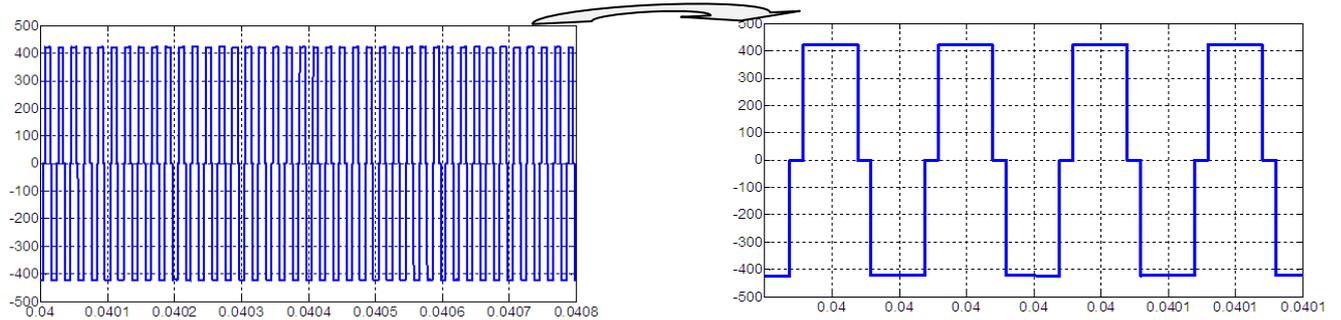


Figure IV-113: Tension de l'onduleur V_i (Onduleur en H à 3 niveaux).

Total Harmonic Distortion (THD) = 30.06%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 2400000.00 Hz

Hz	(DC):	%	Phase
0 Hz	(DC):	0.01%	90.0°
50000 Hz	(Fnd):	100.00%	91.8°
100000 Hz	(h2):	0.22%	6.1°
150000 Hz	(h3):	20.71%	-84.3°
200000 Hz	(h4):	0.04%	18.1°
250000 Hz	(h5):	0.04%	42.1°
300000 Hz	(h6):	0.02%	20.3°
350000 Hz	(h7):	8.91%	102.4°
400000 Hz	(h8):	0.05%	15.7°
450000 Hz	(h9):	11.28%	-73.7°

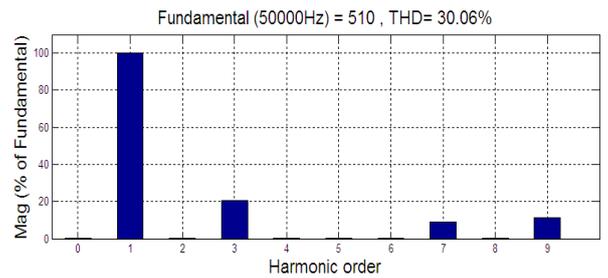


Figure IV-114: Spectre d'harmoniques de tension de l'onduleur (Onduleur en H à 3 niveaux).

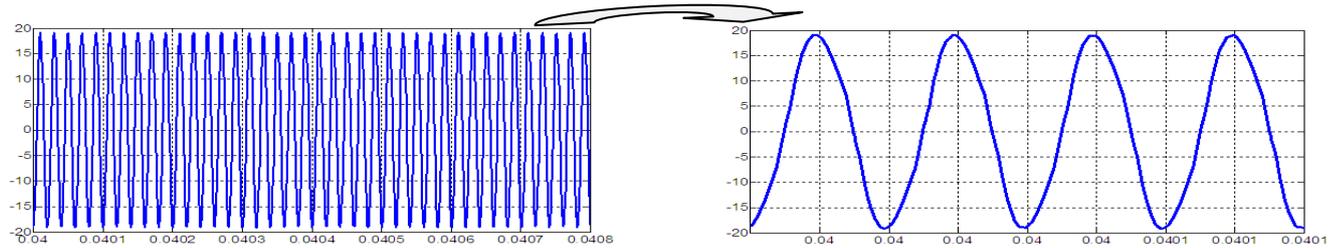


Figure IV-115: Courant de charge (Onduleur en H à 3 niveaux).

Total Harmonic Distortion (THD) = 5.10%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 2400000.00 Hz

Hz	(DC):	%	Phase
0 Hz	(DC):	0.02%	270.0°
50000 Hz	(Fnd):	100.00%	90.3°
100000 Hz	(h2):	0.14%	15.8°
150000 Hz	(h3):	4.89%	195.7°
200000 Hz	(h4):	0.10%	44.8°
250000 Hz	(h5):	0.23%	72.8°
300000 Hz	(h6):	0.08%	50.1°
350000 Hz	(h7):	0.81%	2.7°
400000 Hz	(h8):	0.05%	56.3°
450000 Hz	(h9):	0.78%	184.2°

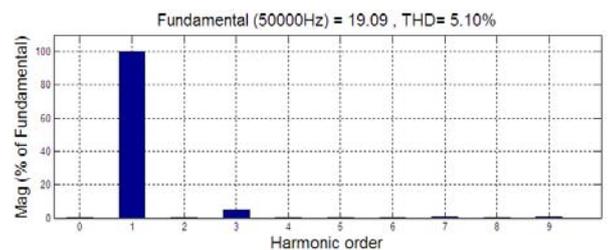


Figure IV-116: Spectre d'harmoniques du courant de charge. (Onduleur en H à 3niv).

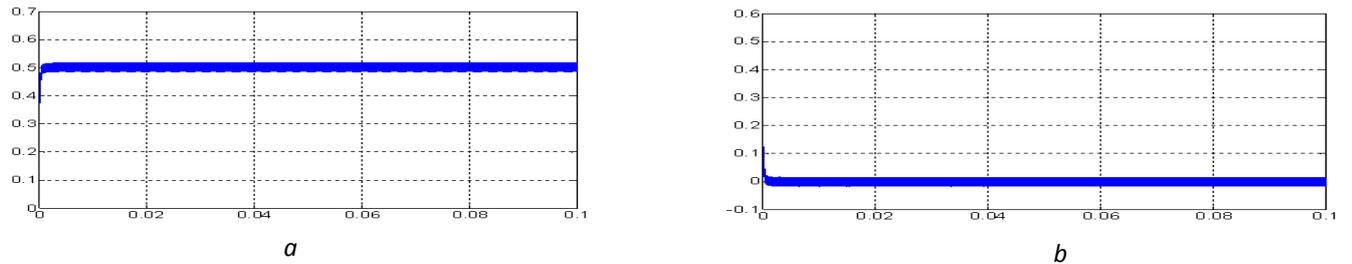


Figure IV-117: Réponse transitoire de filtre avant (a) et après (b) l'ajustement des erreurs.

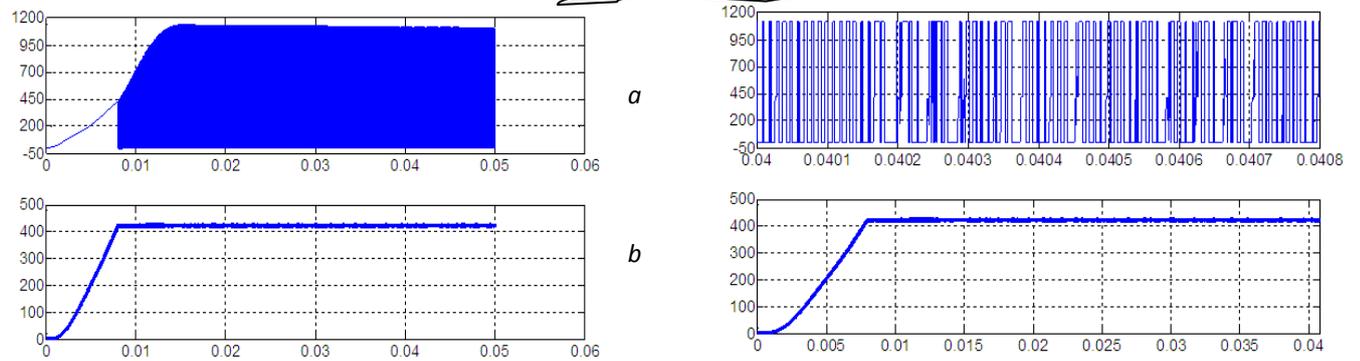


Figure IV-118 : Tension du hacheur et tension d'alimentation de l'onduleur en H à 3 niv.

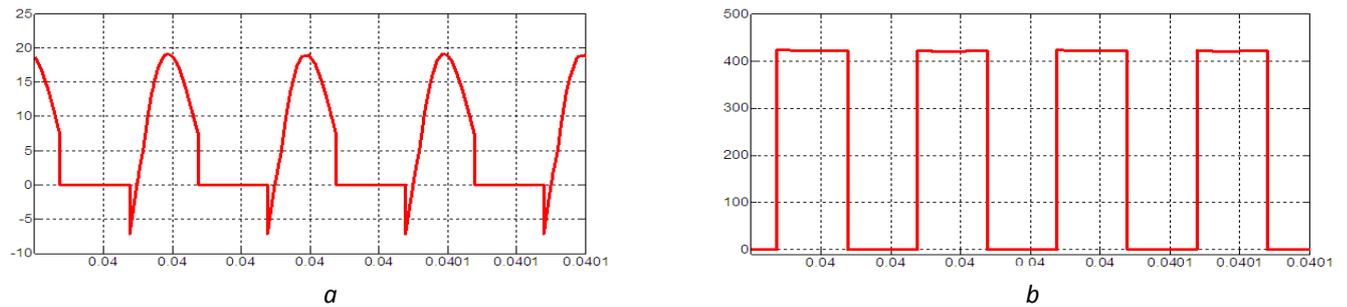


Figure IV-119: Courant (a) et tension (b) d'un interrupteur (Q3) de l'onduleur en H à 3niveaux.

IV-2-4 -3 Cas d'un onduleur en cascade(H) à cinq niveaux :

- Les paramètres du hacheur : $L_h = 0.21\text{mH}$, $C_h = 8.33\text{mF}$,
- Simulation du système :

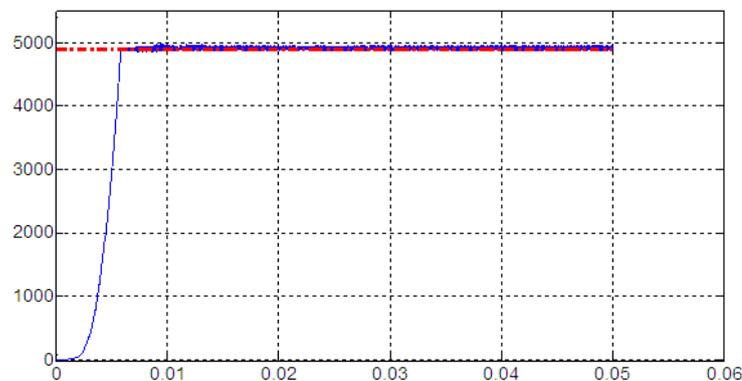


Figure IV-120: Contrôle de la puissance active du système avec un onduleur en H à 5 niveaux.

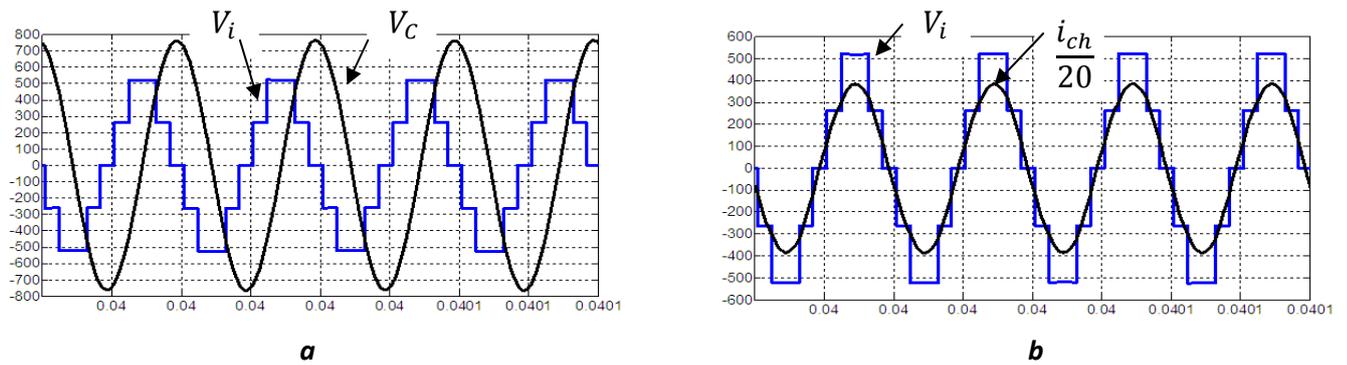


Figure IV-121: la tension de l'onduleur (Onduleur en H à 5 niv) avec V_c (a), et avec le courant (b)

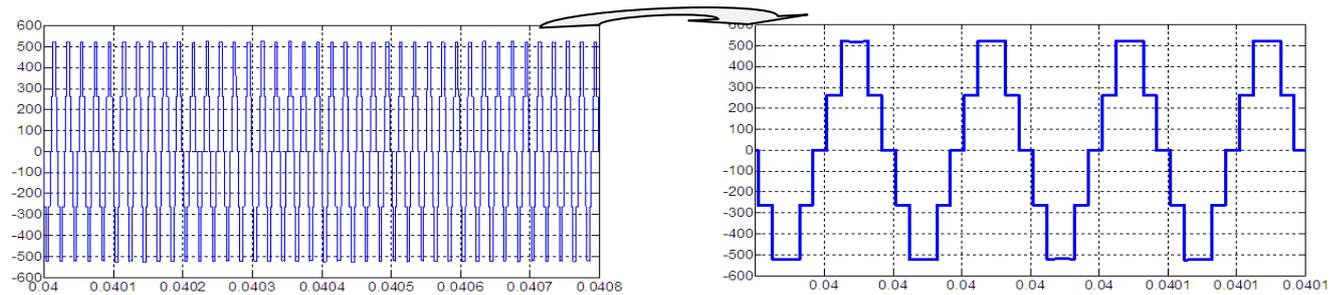


Figure IV-122: Tension de l'onduleur V_i (Onduleur en H à 5 niv).

Total Harmonic Distortion (THD) = 20.55%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 4450000.00 Hz

Frequency (Hz)	Component	Magnitude (%)	Phase (°)
0	(DC)	0.33%	270.0°
50000	(Fnd)	100.00%	190.3°
100000	(h2)	0.66%	-20.2°
150000	(h3)	7.78%	27.6°
200000	(h4)	0.38%	247.7°
250000	(h5)	0.31%	229.7°
300000	(h6)	0.38%	2012.1°
350000	(h7)	3.38%	243.9°
400000	(h8)	0.70%	121.8°
450000	(h9)	11.34%	92.3°

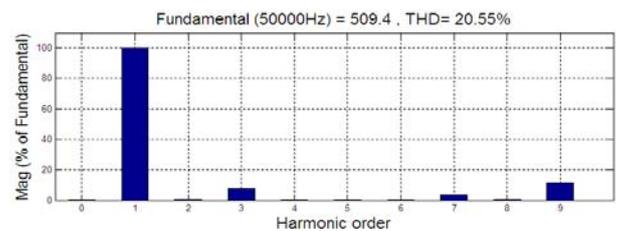


Figure IV-123: Spectre d'harmoniques de tension de l'onduleur (Onduleur en H à 5 niveaux).

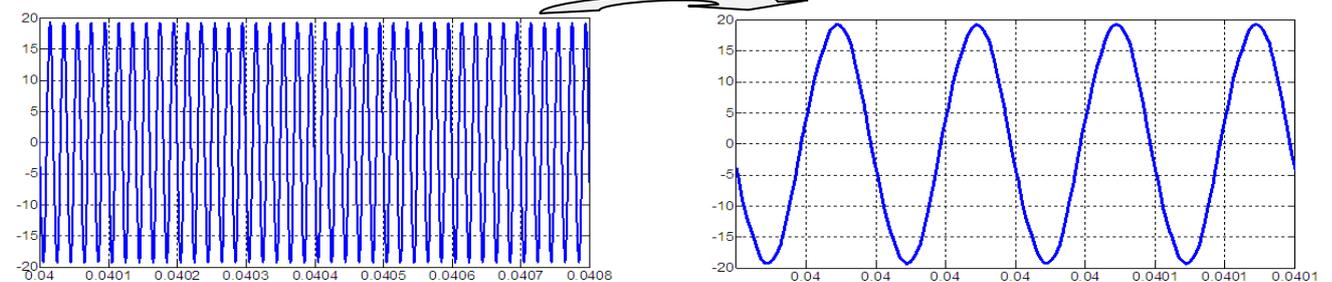


Figure IV-124: Courant de charge. (Onduleur en H à 5 niv).

Total Harmonic Distortion (THD) = 2.38%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 4450000.00 Hz

Frequency (Hz)	Component	Magnitude (%)	Phase (°)
0	(DC)	0.04%	270.0°
50000	(Fnd)	100.00%	190.1°
100000	(h2)	0.10%	15.6°
150000	(h3)	2.10%	-53.0°
200000	(h4)	0.07%	207.3°
250000	(h5)	0.03%	144.6°
300000	(h6)	0.05%	85.9°
350000	(h7)	0.29%	143.4°
400000	(h8)	0.01%	-11.6°
450000	(h9)	0.85%	5.2°

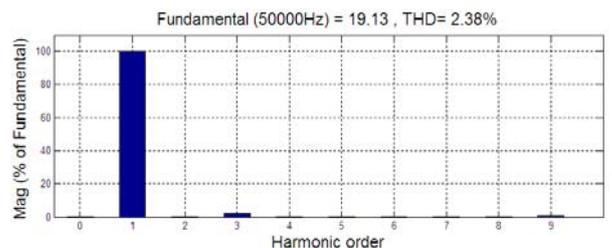


Figure IV-125: Spectre d'harmonique du courant de charge. (Onduleur en H à 5niv).

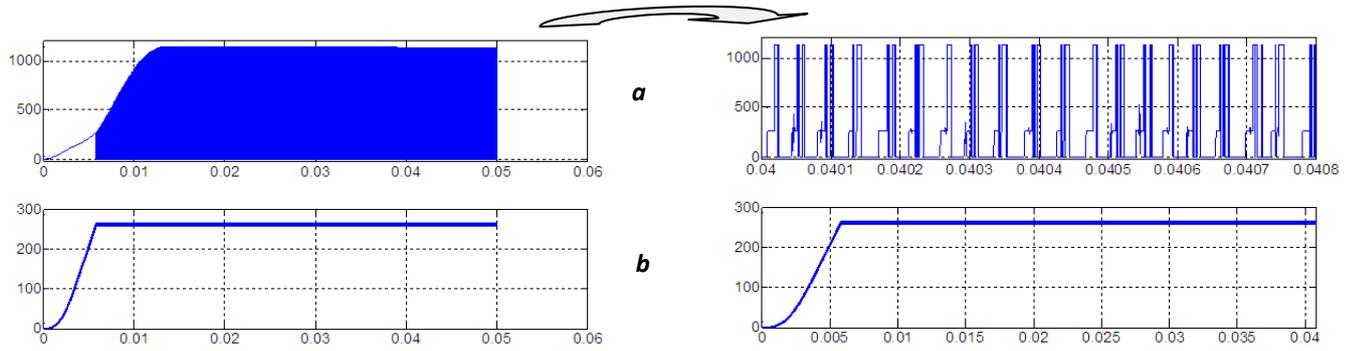


Figure IV-126: Tension de chaque hacheur (Onduleur en H à 5niv).

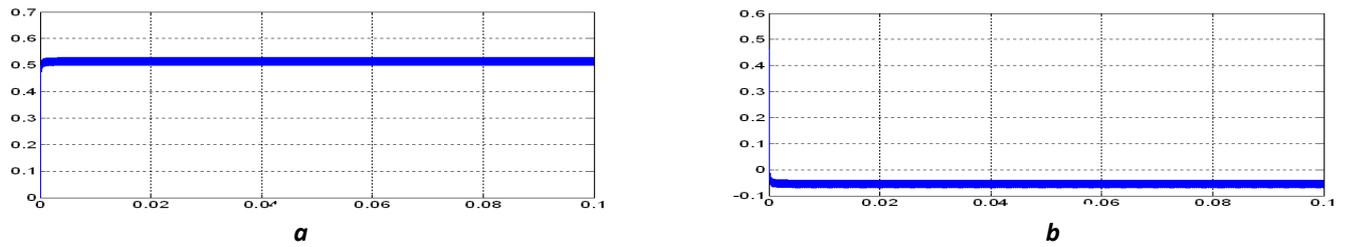


Figure IV-127: Réponse transitoire de filtre avant (a) et après (b) la comparaison avec la référence (Onduleur en H à 2 niv).

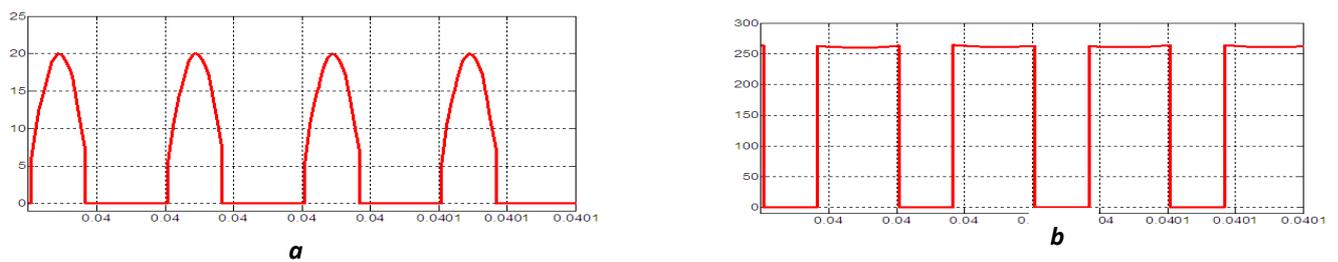


Figure IV-128: Courant (a) et tension (b) d'un interrupteur (Q3) de l'onduleur en H à 5 niveaux.

IV-2-4 -4 Cas d'un onduleur en NPC à trois niveaux :

- Les paramètres du hacheur : $L_h = 0.21\text{mH}$, $C_h = 8.33\text{ mF}$,
- Les condensateurs C1, C2 : $C1=C2=500\mu\text{F}$
- Simulation du système :

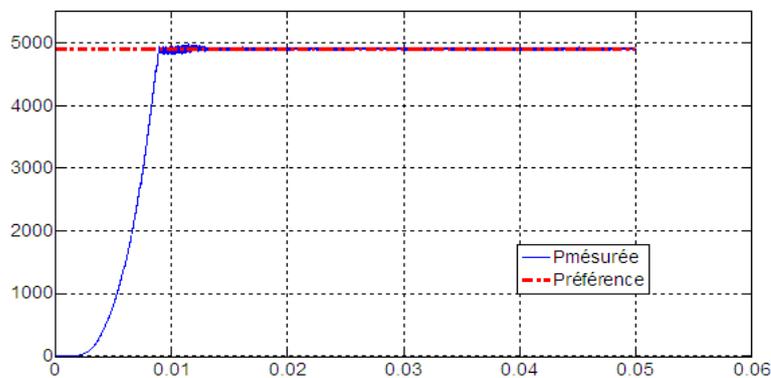


Figure IV-129: Contrôle de la puissance active du système avec un onduleur en NPC à 3 niv.

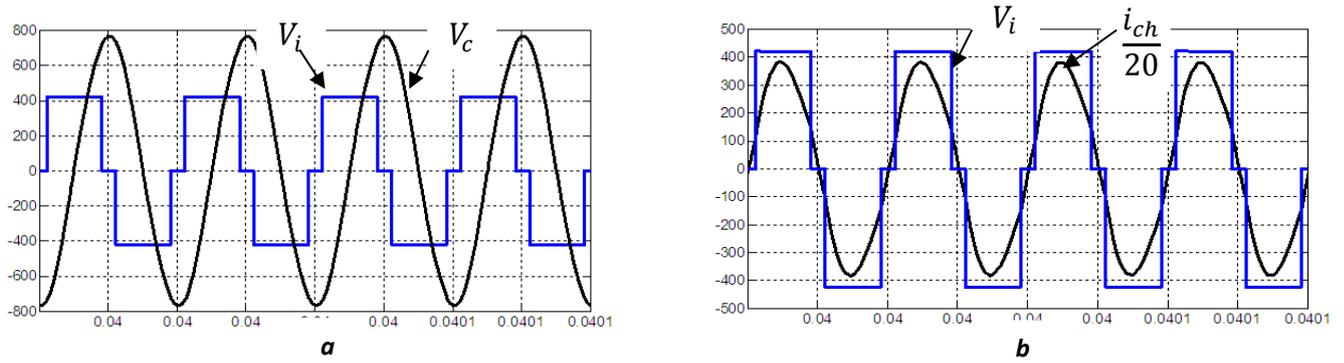


Figure IV-130: la tension de l'onduleur(en NPC à 3 niv) avec V_c (a), et avec le courant (b).

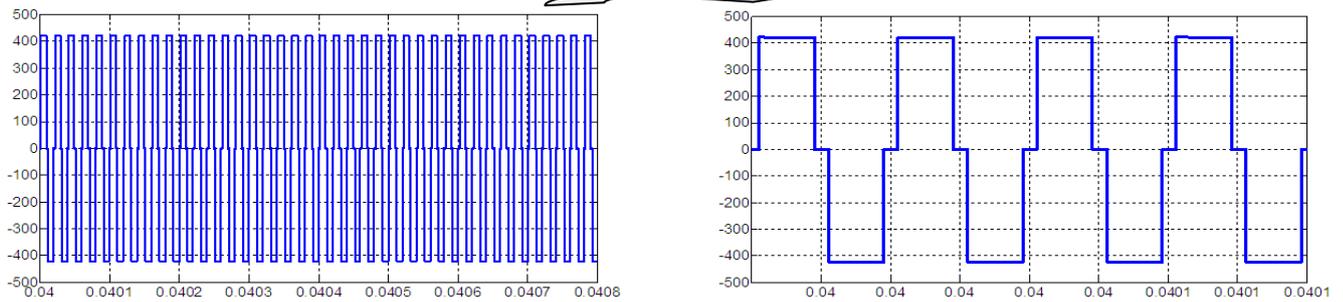


Figure IV-131: Tension de l'onduleur V_i (Onduleur en NPC à 3 niv).

Total Harmonic Distortion (THD) = 30.18%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 3800000.00 Hz

Hz	(DC):		90.0°
50000 Hz	(Fnd):	100.00%	118.5°
100000 Hz	(h2):	0.63%	236.9°
150000 Hz	(h3):	20.61%	-4.7°
200000 Hz	(h4):	1.01%	113.8°
250000 Hz	(h5):	0.00%	148.1°
300000 Hz	(h6):	1.02%	-9.3°
350000 Hz	(h7):	8.84%	-70.8°
400000 Hz	(h8):	0.63%	227.6°
450000 Hz	(h9):	11.13%	166.1°

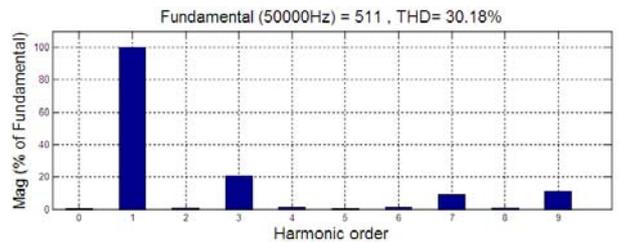


Figure IV-132: Spectre d'harmoniques de tension de l'onduleur NPC à 3 niveaux.

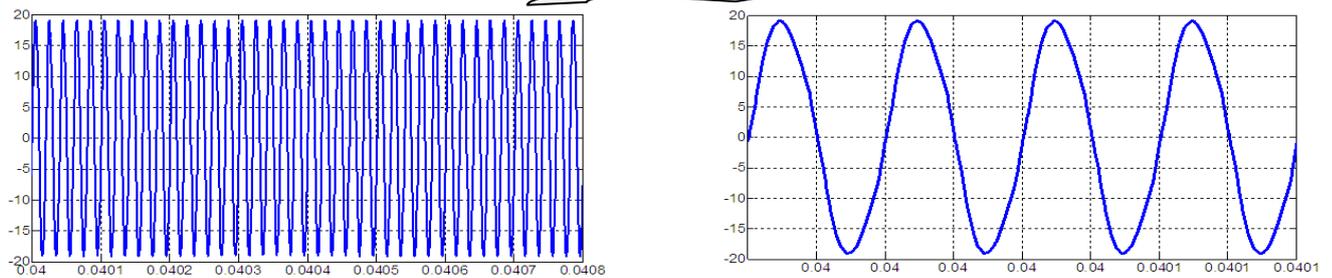


Figure IV-133: Courant de charge (Onduleur en NPC à 3 niv).

Total Harmonic Distortion (THD) = 5.08%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 3800000.00 Hz

Hz	(DC):		90.0°
50000 Hz	(Fnd):	100.00%	118.1°
100000 Hz	(h2):	0.16%	265.1°
150000 Hz	(h3):	4.87%	-80.7°
200000 Hz	(h4):	0.11%	10.3°
250000 Hz	(h5):	0.13%	187.3°
300000 Hz	(h6):	0.04%	173.0°
350000 Hz	(h7):	0.95%	204.6°
400000 Hz	(h8):	0.03%	-9.7°
450000 Hz	(h9):	0.77%	70.8°

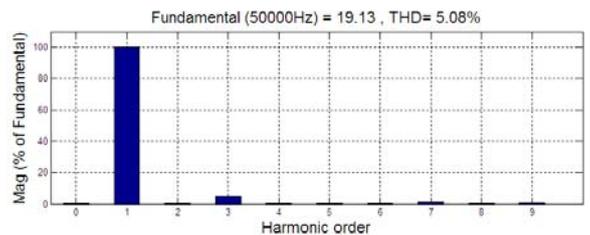


Figure IV-134: Spectre d'harmoniques du courant de charge avec un onduleur NPC à 3 niveaux.

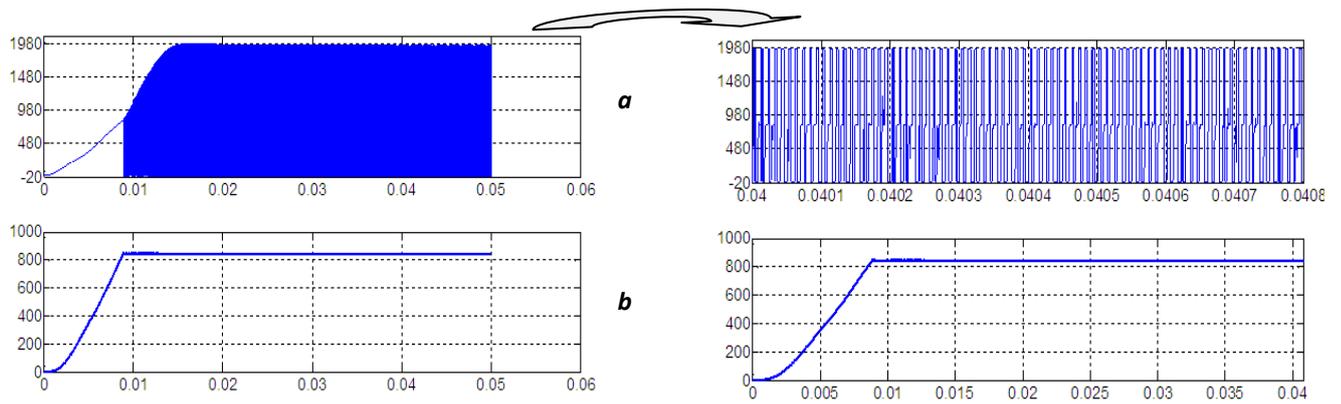


Figure IV-135: Tension du hacheur (a) et tension d'alimentation de l'onduleur (b) en NPC à 3 niv.

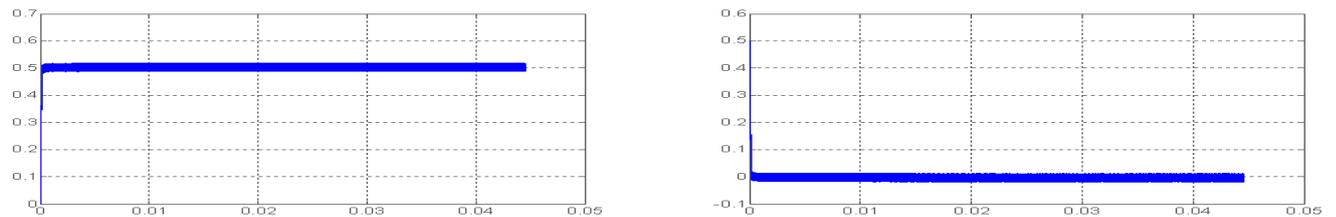


Figure IV-136: Réponse transitoire du filtre avant (a) et après (b) l'ajustement des erreurs.

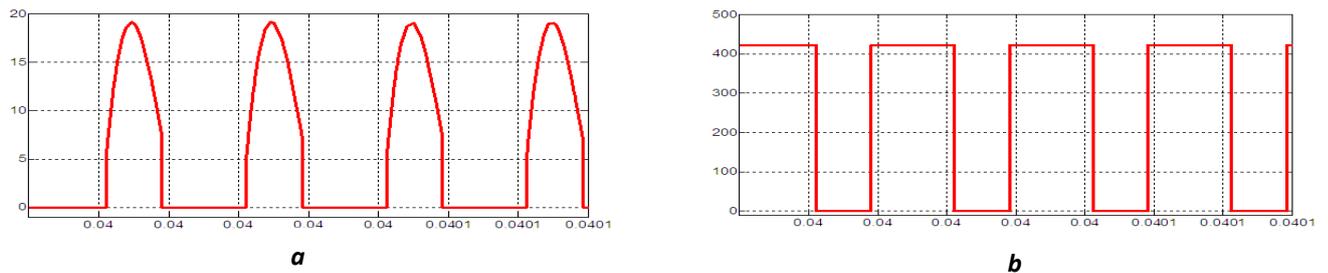


Figure IV-137: Courant (a) et tension (b) d'un interrupteur (Q2) de l'onduleur NPC à 3 niveaux.

IV-2-4 -5 Cas d'un onduleur en NPC à cinq niveaux :

- Les paramètres du hacheur : $L_h = 0.21\text{mH}$, $C_h = 8.33\text{ mF}$,
- Les condensateurs C1, C2, C3, C4 : $C1=C2=C3=C4=0.01\text{F}$

• Simulation du système :

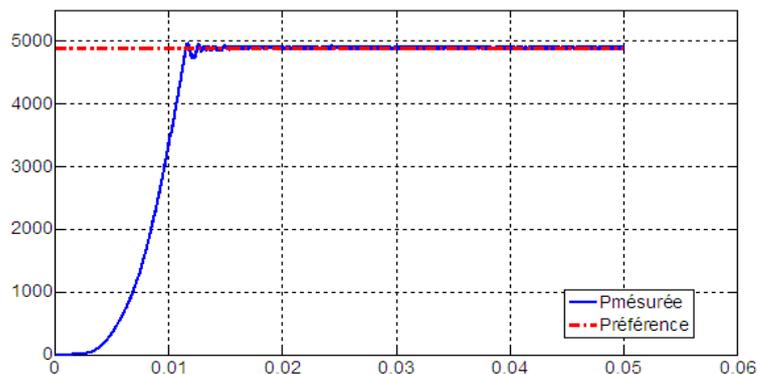


Figure IV-138: Contrôle de la puissance active du système avec un onduleur en NPC à 5 niveaux.

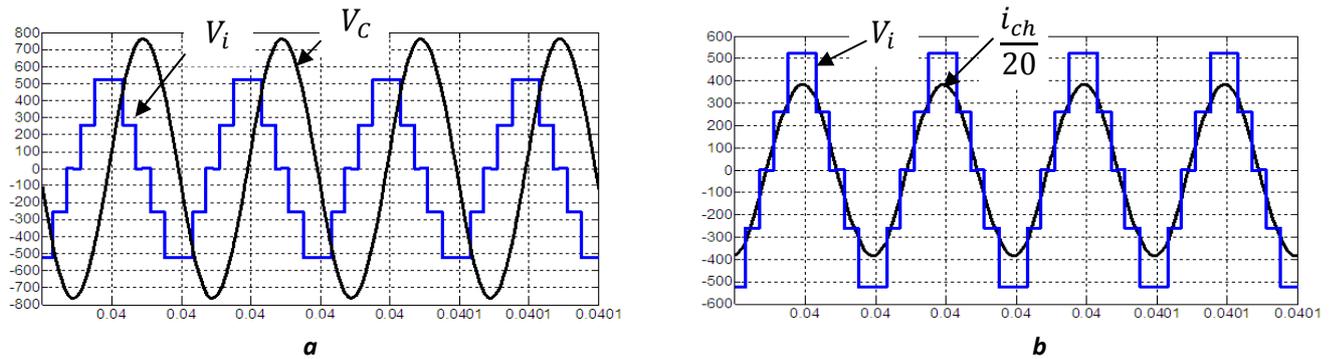


Figure IV-139 : la tension de l'onduleur(en NPC à 5 niv) avec V_c (a), et avec le courant (b).

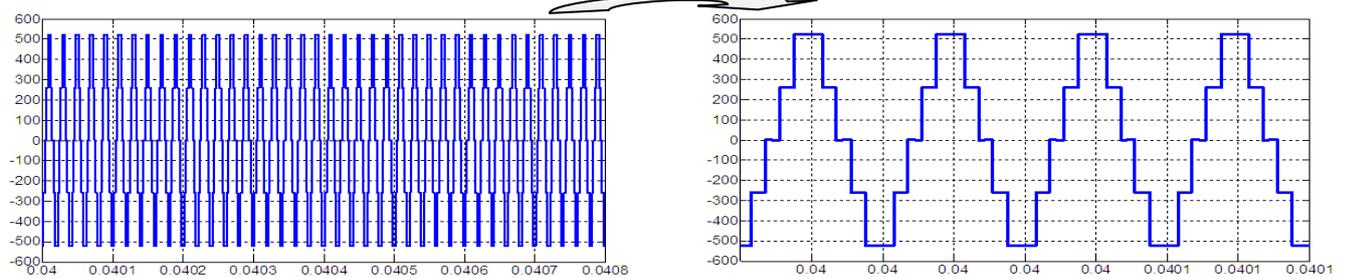


Figure IV-140: Tension de l'onduleur V_i (Onduleur en NPC à 5niv).

Total Harmonic Distortion (THD) = 20.59%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 6300000.00 Hz

Hz	(DC):		
0 Hz	(DC):	0.00%	90.0°
50000 Hz	(Fnd):	100.00%	42.8°
100000 Hz	(h2):	0.62%	265.6°
150000 Hz	(h3):	8.09%	-56.3°
200000 Hz	(h4):	0.14%	-3.7°
250000 Hz	(h5):	0.00%	39.6°
300000 Hz	(h6):	0.14%	84.8°
350000 Hz	(h7):	3.51%	-71.2°
400000 Hz	(h8):	0.62%	161.0°
450000 Hz	(h9):	11.10%	205.1°

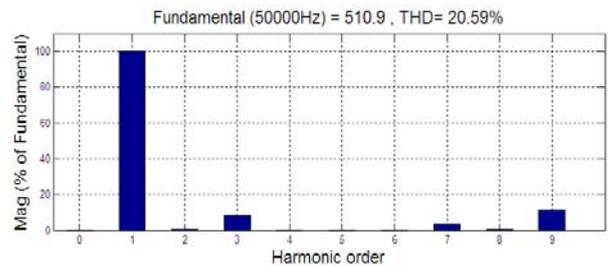


Figure IV-141: Spectre d'harmoniques de tension de sortie de l'onduleur (Onduleur NPC à 5niv).

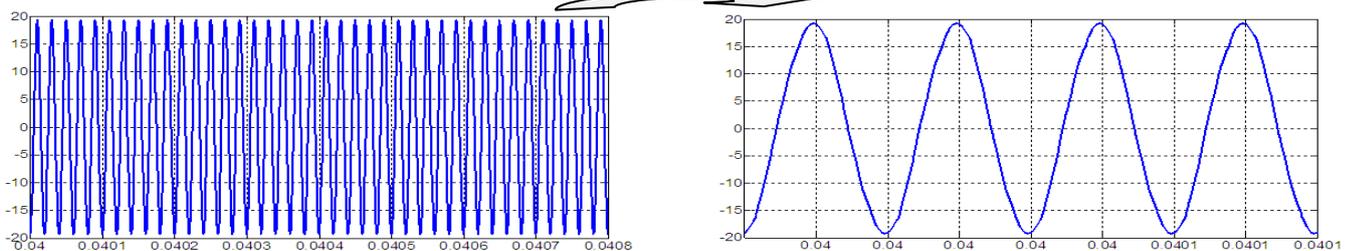


Figure IV-142: Courant de charge (Onduleur en NPC à 5 niv).

Total Harmonic Distortion (THD) = 2.25%

Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 6300000.00 Hz

Hz	(DC):		
0 Hz	(DC):	0.10%	270.0°
50000 Hz	(Fnd):	100.00%	42.5°
100000 Hz	(h2):	0.07%	-26.6°
150000 Hz	(h3):	1.96%	225.6°
200000 Hz	(h4):	0.03%	241.2°
250000 Hz	(h5):	0.01%	12.9°
300000 Hz	(h6):	0.02%	61.4°
350000 Hz	(h7):	0.31%	181.6°
400000 Hz	(h8):	0.01%	29.5°
450000 Hz	(h9):	0.87%	112.4°

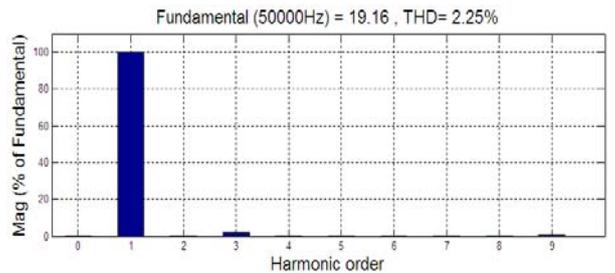


Figure IV-143: Spectre d'harmoniques du courant de charge (Onduleur NPC à 5niv).

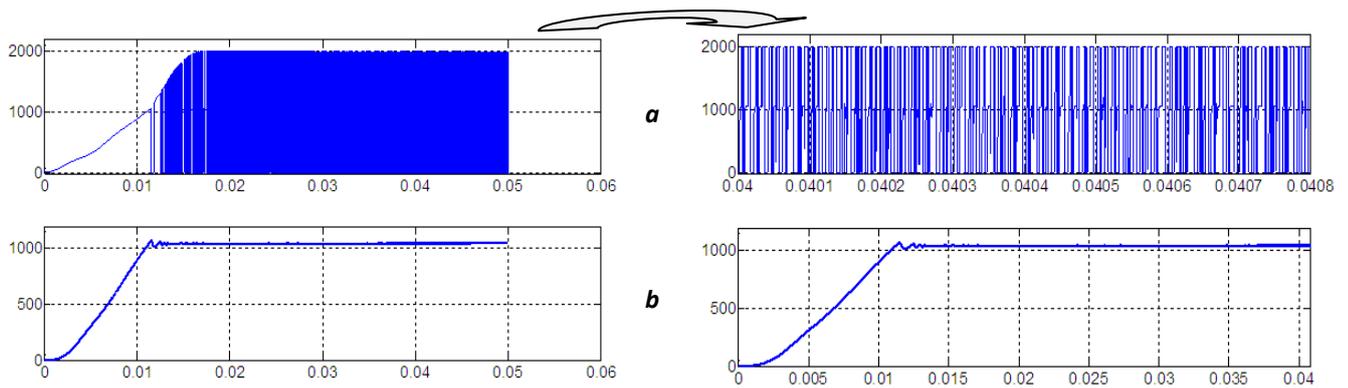


Figure IV-144: Tension du hacheur(a) et tension d'alimentation de l'onduleur (b) en NPC à 5 niv.

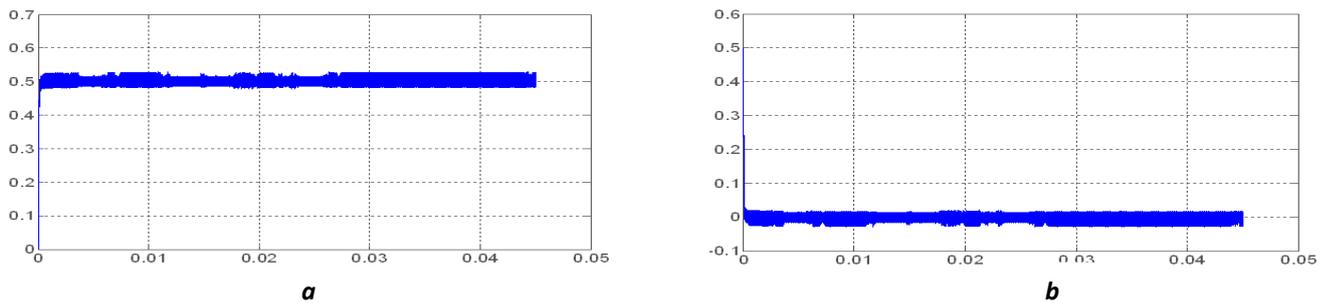


Figure IV-145: Réponse transitoire du filtre avant (a) et après (b) l'ajustement des erreurs.

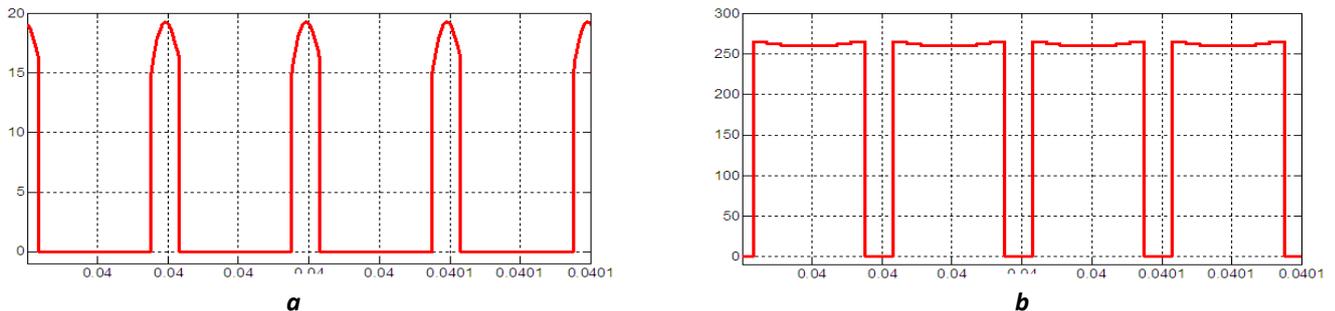


Figure IV-146: Courant (a) et tension (b) d'un interrupteur (Q1) de l'onduleur NPC à 5 niveaux.

• **Interprétation :**

- Les figures (IV-102, IV-111, IV-120, IV-129, IV-138) montrent bien que la puissance de sortie monte rapidement vers la puissance de référence et marque un bon résultat. En plus les résultats précédents réalisés,
- La tension de sortie de l'onduleur est toujours en retard par rapport à la tension du condensateur par 90° et en phase avec le courant de charge.(figures IV-139 , IV-130, IV-121, IV-112, IV-103).
- En outre, le rapport cyclique α qui assure l'asservissement de la puissance du système a varié librement (figures IV-144, IV-135, IV-126, IV-118, IV-109); lorsque la puissance mesurée a dépassé le seuil, l'interrupteur du hacheur est ouvert et bloque l'alimentation sur l'onduleur.

- En suite, le système est verrouillé rapidement à l'aide du filtre qui ajuste les erreurs vers le zéro (figures IV-145, IV-136, IV-127, IV-117, IV-108).

IV-3 Conclusion

La PLL est très utilisée dans les télécommunications numériques ou analogiques (radio). Elle joue aussi un grand rôle dans l'électrotechnique : contrôle les systèmes de chauffage par induction par l'asservissement du système.

D'autre coté, l'emploi de la PLL avec les onduleurs multiniveaux permettant de véhiculer des puissances élevées sans que les composants qui les constituent ne subissent des contraintes considérables lors de leur commande à l'ouverture ainsi qu'à la fermeture.

En outre, 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 α 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. Donc, il exige une tension plus élevée (doublée) à la tension appliquée à la charge, mais leur réalisation est souvent un compromis entre le confort d'utilisation et le matériel disponible et réalisable. Pour les structures 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), cette augmentation de tension peut créer un problème dans le système.

En fin, on doit savoir des sommes solutions :

- Contrôle de la tension de sortie de l'onduleur, et du courant de charge.
- Une fois dépasse les seuils nominaux de la charge, on bloque le régulateur de puissance et on passe à la phase de limitation.

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 du générateur sont analysées et modélisées (pont complet en H, cascade et structure du type NPC) et le contrôle de la puissance, ainsi que celui de la fréquence de commande du générateur sont élaborés.

La première étape de ce travail permet de présenter 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.

Par ailleurs, ce processus de chauffage par induction permet de ne chauffer que les zones qui doivent être traitées et de ce fait, son emploi conduit à une économie d'énergie, la mise au point d'installations de chauffage par induction n'est pas chose aisée. Les inducteurs sont encore bien souvent dimensionnés de façon empirique, sur la base de l'expérience acquise par le constructeur et le profil de puissance à injecter dans la pièce, obtenu par des essais successifs. Les campagnes d'essais sont cependant longues et coûteuses.

Dans la deuxième partie, on a 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.

Nous avons rappelé les principaux avantages et limitations des différentes topologies des convertisseurs multiniveaux, tout en sachant 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.

De même, l'asservissement de la fréquence de commande du générateur à induction est réalisé par la boucle à verrouillage de phase (PLL) qui sert essentiellement à maintenir la fréquence de commutation au voisinage de la fréquence de résonance de la charge et par conséquent la puissance injectée reste maximale.

Conclusion générale

Il existe diverses architectures de la PLL et le choix de la structure dépend aussi bien de l'application dans laquelle elle est impliquée que de la nature analogique ou numérique des signaux qu'elle met en œuvre.

ANNEXES

ANNEXE I :

- Les paramètres de charge du système du chauffage par induction sont [5] :

R_{ch} (Ω)	L_{ch} (μH)	C_{ch} (μF)	Tension d'alimentation. (V)	Fréquence de résonance f_r (KHz)	Puissance du système (W)
26.6	126.6	0.08	400	50	4972

- Les paramètres du filtre d'entrée L_f, C_f :

$$L_f = 1.67\text{mH} \quad C_f = 6000\mu\text{F}$$

- Les paramètres de filtre de source R_s, L_s :

$$R_s = 0.02\Omega \quad L_s = 0.5\text{mH}$$

- Les paramètres du régulateur PI :

$$K_i = 1,1 \quad K_p = 3,5 \cdot 10^{-5}$$

- La fréquence de coupure du hacheur :

$$f_c = 50\text{Hz.}$$

- Les sources triphasées de fréquence $f = 50\text{Hz}$ sont :

- Pour le type en pont complet (en H) :

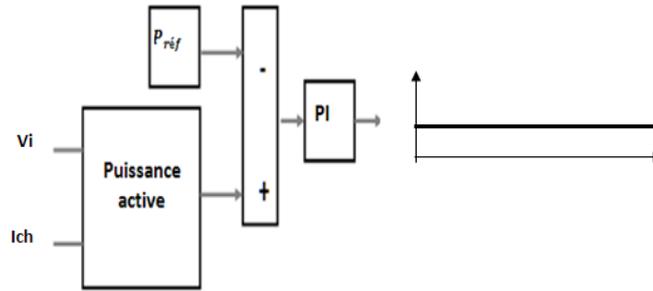
$$\begin{cases} V_1 = 380 \sqrt{2} \sin(\omega t) \\ V_2 = 380 \sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_3 = 380 \sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases}$$

- Pour le type NPC :

$$\begin{cases} V_1 = 660 \sqrt{2} \sin(\omega t) \\ V_2 = 660 \sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_3 = 660 \sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases}$$

ANNEXE II :

La figure A-1 suivante présente le schéma de principe d'une MLI intersective centrée. Pour obtenir le rapport cyclique α . La puissance active du système est comparée par la puissance référentielle, et le résultat régulier par un régulateur PI.



La figure A-1 : Signal de référence.

Lorsque ce dernier est supérieur à la porteuse, le signal qui commande l'interrupteur du hacheur est à l'état haut. Dans le cas contraire, le signal de commande est à l'état bas. La Figure A-2 illustre le principe de fonctionnement.

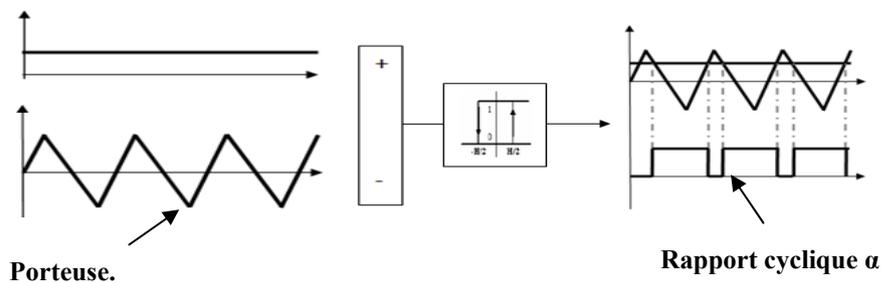


Figure A-2 : Principe de commande du hacheur.

ANNEXE III :

• **Notions sur le développement en série de Fourier :**

Tout signal périodique $V_S(t)$ de fréquence f_r peut être décomposé en une somme de signal comportant :

- Un signal constant de la valeur moyenne v_{moy} .
- Un signal sinusoïdal appelé fondamental ou premier harmonique qui a la même fréquence de signal.
- Des signaux sinusoïdaux, appelé harmoniques, et dont les fréquences sont des multiples entiers des fréquences de signal.

Donc, le signal peut s'écrire par :

$$V_S(t) = v_{moy} + v_{1max} \sin(\omega t + \beta_1) + v_{2max} \sin(2\omega t + \beta_2) + \dots + v_{nmax} \sin(n\omega t + \beta_n).$$

Où, ω est la pulsation du fondamental, égale à 2π fois la fréquence de $V_S(t)$. $\omega = 2\pi f_r$.

❖ **Onduleur à deux niveaux :**

$$V_S(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4V_m}{n\pi} \sin(n\omega t) \text{ pour } n=1, 3, \dots$$

$$= 0 \text{ pour } n=0, 2, 4, \dots$$

On a l'expression de la charge ;

$$Z = \sqrt{R_{ch}^2 + (L_{ch}\omega - \frac{1}{C_{ch}\omega})^2}$$

Le courant instantané de sortie i_{ch} sur une charge $R_{ch}L_{ch}C_{ch}$ est :

$$i_{ch}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4V_m}{n\pi Z} \sin(n\omega t - \beta_n)$$

$$i_{ch}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4V_m}{n\pi \sqrt{R_{ch}^2 + (L_{ch}n\omega - \frac{1}{C_{ch}n\omega})^2}} \sin(n\omega t - \beta_n)$$

$$\beta_n = \tan^{-1} \left[\frac{L_{ch}n\omega - \frac{1}{C_{ch}n\omega}}{R_{ch}} \right]$$

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

Nous avons démontré que le THD est très mauvais, de l'ordre de 48% :

$$THD = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{(2k+1)^2}} \approx 0.48$$

❖ **Onduleur à trois niveaux (commande décalée) :**

Pour un angle β (l'angle de commande exemple : $\beta = \pi/5$), tous les harmoniques de rang multiple de 5 disparaissent :

$$V_S(t) = \frac{4V_m}{\pi} \left[\sin(\omega t) + \frac{1}{3} \sin(3\omega t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega t) + \dots + \frac{1}{n} \sin(n\omega t) \right]$$

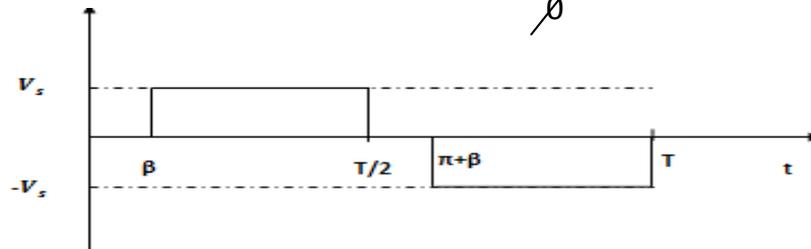


Figure A-3 : Créneau réglable.

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

Le THD dépend de l'angle de commande β . Comme le montre la courbe ci-dessous, sa valeur minimum est de l'ordre de 29%, pour $\beta \gg 23^\circ$. [34]

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} V_{n\,eff}^2}}{V_{1\,eff}} = \frac{\sqrt{V_{eff}^2 - V_{1\,eff}^2}}{V_{1\,eff}}$$

$$V_{1\,eff} = E \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos(\beta) \quad \text{et} \quad V_{eff} = \sqrt{1 - \frac{2\beta}{\pi}}$$

$$THD = \frac{\sqrt{\pi^2 - 2\beta\pi - 8\cos^2(\beta)}}{2\sqrt{2}\cos(\beta)} \approx 0.29$$

❖ **Onduleur à cinq niveaux:**

Cette méthode de commande (figure A-4) offre deux degrés de liberté à l'utilisateur [22]:

- Lorsque le convertisseur est à pas uniforme ($E1=E2=E$), Les β angles de commutations sur une période peuvent donc être choisis de façon à atteindre certaines performances.
- Le pas de la tension et les angles de commutation peuvent être choisis afin de pouvoir obtenir la minimisation du taux de distorsion harmonique, la suppression de certaines harmoniques basses fréquences entre autres.

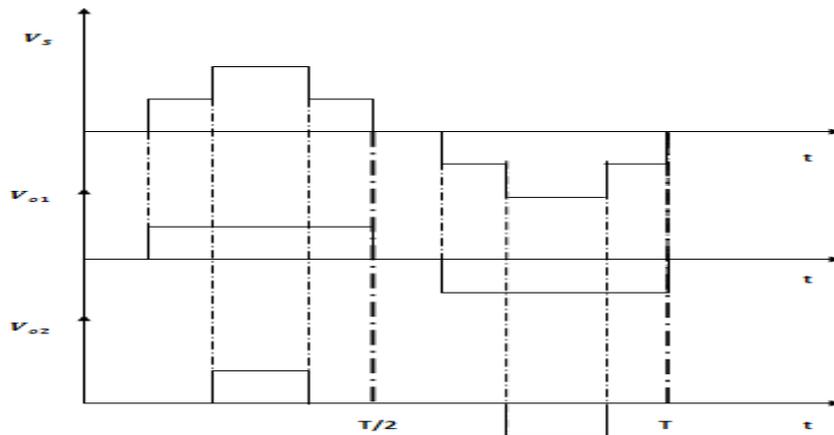


Figure A-4: Forme d'onde multiniveaux (5niveaux) générée par une commande par paliers et tensions aux bornes de deux cellules en série.

Cette commande est la mieux : La tension à la sortie du convertisseur est nécessaire à la compréhension du système dans lequel est inséré le convertisseur. Les angles de commutation, pour passer d'un niveau à l'autre, peuvent être déterminés à l'avance. [22]

Lorsqu'elle est appliquée à la commande d'un convertisseur multiniveaux avec mise en série d'onduleurs monophasés, on constate que les différentes cellules n'ont pas une même durée de conduction. Il en résulte donc un déséquilibre dans la répartition des pertes par commutation et par conduction. Par une rotation adéquate des commutations, ces pertes peuvent être équilibrées entre les différentes cellules, sans modification de l'onde de tension générée à la sortie du convertisseur [22].

- Pour la tension V_{s1} on a ; $THD (V_{s1}) = \frac{\sqrt{\pi^2 - 2\beta\pi - 8\cos^2(\beta)}}{2\sqrt{2}\cos(\beta)} \approx 0.29$
- Pour la tension V_{s2} on a ; $THD (V_{s2}) = \frac{\sqrt{\pi^2 - 2.2\beta\pi - 8\cos^2(2\beta)}}{2\sqrt{2}\cos(\beta)} \approx 0.4999$

ANNEXE IV :

- Pour l'onduleur à cinq niveaux, le décalage des signaux de commande sont obtenus par le block suivant figure A-11 :

- Onduleur en pont complet à cinq niveaux :

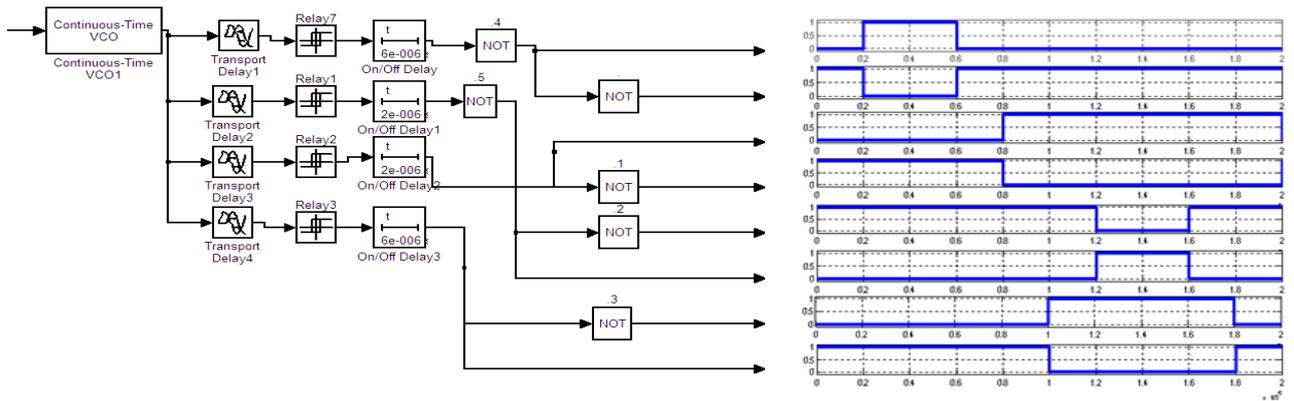


Figure A-5: Le block produit des signaux de commande de l'onduleur en H à cinq niveaux.

- Onduleur NPC à cinq niveaux :

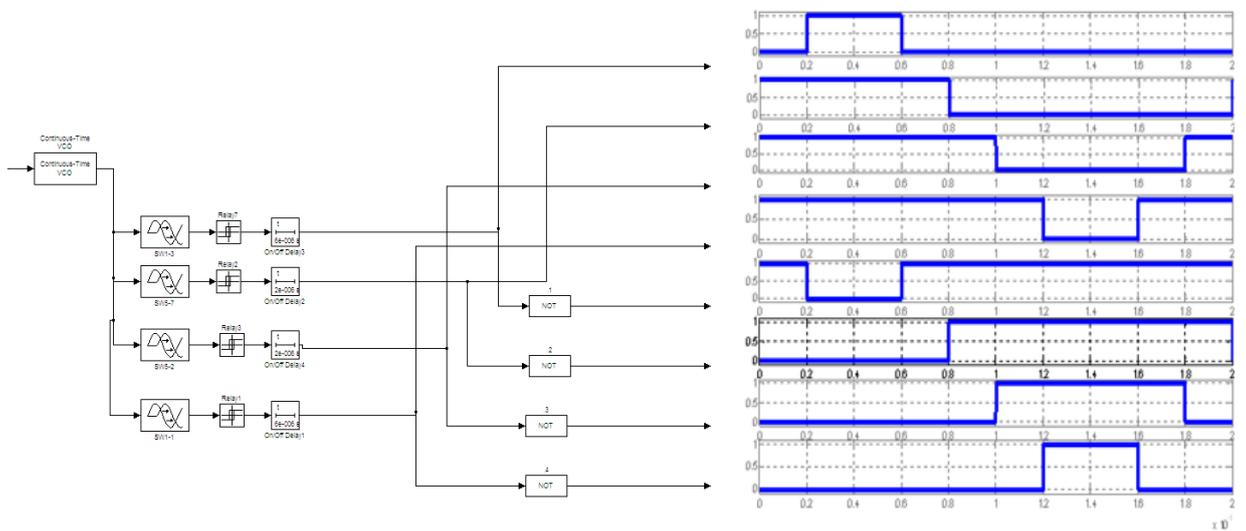


Figure A-6: Le block produit des signaux de commande de l'onduleur NPC à cinq niveaux.

Références Bibliographiques

- [1] Romain PASCAL « Modélisation du traitement thermique superficiel par induction » thèse de doctorat. Edition de L'école Centrale de Lyon des sciences pour L'ingénieur, (2003). Numéro d'ordre : 2003-22.
- [2] Valérie Labbé « Modélisation numérique du chauffage par induction. Approche éléments finis et calcul parallèle » Thèse de doctorat. Edition de l'école nationale supérieure des Mines de Paris. Edition : 22 Avril 2002.
- [3] Théodore WILDI « Electrotechnique » Avec la collaboration de Gilbert Sybille (Ingénieur, Institut de recherche d'Hydro-Québec) ,3ème édition, 1978, 1991,2000 les Entreprises Spérika Itée, Imprimé au Canada, ISBN PUL 2-7637-7593-4.
- [4] JEANT CALLBAUT "Guide Power Quality, section 7 : Efficacité énergétique", www.leonardo-energy.org/france. (Edition Août 2007).
- [5] Boubekour ADNANI « Modélisation et Contrôle des Convertisseurs à Résonance : Application au Chauffage par Induction » thèse de Magister, édition 28-01-2010, Université El Hadj Lakhdar de Batna.
- [6] M. Sven WANSER « Simulation des phénomènes de chauffage par Induction Application à la trempe superficielle » thèse de doctorat. Edition de l'Ecole Doctorale de Lyon des Sciences pour l'Ingénieur: Electrotechnique, Electronique, Automatique.(1995). No d'ordre: E. C.L. 95-06.
- [7] Professeur Christian Glaize « Introduction à l'électrotechnique et à l'électronique de puissance » E-mail : glaize@univ-montp2.fr. Edition 2002, Université de Montpellier II.
- [8] Edouard Laroche « Energie, Modélisation et Commande des Dispositifs de Gestion de l'énergie électriques » thèse de Master Sciences pour l'Ingénieur Spécialité Mécatronique. UFR Physique et Ingénierie, Université de Strasbourg. laroche@unistra.fr .(Edition 2009-2010).
- [9] G. LE PAGE, M. HOURCADE et B. CRIQUI. « Comportement mécanique d'assemblages en acier 27CD4 et 100C6 soudés rapidement par soudage- diffusion- dynamique. » JOURNAL DE PHYSIQUE IV. Colloque C7, supplément au Journal de Physique III, Volume 3, novembre 1993.
- [10] JEANT CALLBAUT « Guide Power Quality, section 7 : Efficacité Energétique » www.leonardo-energy.org/france. (Edition Août 2007).

Bibliographie.

- [11] CITTM, centre d'innovation et de transfert technologique des métaux « INFOMETAL NB ». Source : www.richiburnett.co.uk/Numéro2-juin2006.
- [12] LEE info, centre national de la recherche scientifique. « Applications thermiques de l'électricité » Septembre 2001, Numéro5.
- [13] M. G. Ribaud. « La théorie du chauffage par courants induits de haute fréquence. » Conférence faite à la Société Française de physique. Institut de physique de Strasbourg. Edition le Vendredi 13 mai 1932.
- [14] M. KCHAOU, D. DURAND et D. COUPARD. « Modélisation et optimisation de la trempe de contour des pièces dentées. » African Journal of Science and Technology (AJST). Science and Engineering Series Vol. 4, No. 2, pp. 95-104. Edition Decembre, 2003.
- [15] Martin AIMÉ, Ingénieur de l'Ecole Centrale de Lille « Évaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques Application aux nouvelles structures multicellulaires » Thèse pour obtenir le titre de Docteur de l'Institut National Polytechnique de Toulouse. Thèse préparée au Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle de l'ENSEEIH. Edition 2003, N° d'ordre : 2028.
- [16] Edouard Laroche « Energie Modélisation et Commande des Dispositifs de Gestion de l'énergie électriques » Cours de Master Sciences pour l'Ingénieur Université de Strasbourg- Spécialité Mécatronique, UFR Physique et Ingénierie édition 2009-2010.
- [17] Michel Pinard « Convertisseurs et électronique de puissance Commande • Description Mise en œuvre » Imprimerie CHIRAT – 42540. Saint-Just-la-Pendue, Dépôt légal : avril 2007, N° 4300, Imprimé en France.
- [18] A. Chouder, A. Malek et F. Krim « Modèle de Simulation d'une Commande en temps Réel d'un Onduleur de Tension Triphasé » Laboratoire Photovoltaïque, Centre de Développement des Energies Renouvelables Laboratoire d'Electronique de Puissance, Université Ferhat Abbas, Sétif. Rev. Energ. Ren. : Valorisation (1999) 131-135.
- [19] 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. Département d'Électrotechnique. Université Batna, édition 2005.

Bibliographie.

- [20] Violaine Didier. Sous la direction de Bruno Gaiddon « Les Onduleurs pour Systèmes Photovoltaïques Fonctionnement, Etat de l'Art et Etude des Performances. » HESPUL. e-mail : info@hespul.org site internet : www.hespul.org. Edition Août 2007.
- [21] KHELIFI Fateh. « Sureté de fonctionnement et fiabilité des circuits de l'électronique de puissance. » Mémoire de Magister, Laboratoire de recherche sur l'électrification des entreprises industrielles, Université M'Hamed Bougara. Faculté des hydrocarbures étude la chimie. Edition : Boumerdès 2008.
- [22] Joseph SONG MANGUELLE. « Convertisseurs multiniveaux asymétriques alimentés par transformateurs multi-secondaires basse-fréquence : Réactions aux réseaux d'alimentation » Thèse pour l'obtention du grade de Docteur en sciences. Ecole polytechnique fédérale de Lausanne. 2004. N° :3033.
- [23] J Niard. R Moreau « électronique, cours et travaux pratiques »Classe de terminaleF₃. Avec la collaboration de Philippe NIARD. Edition Fernand Nathan 1984.
- [24] M.FADEL. « Convertisseurs statiques, onduleurs monophasés.»Lycée Techniques ER-Razi el Jadida.
- [25] Y. SAHALI, M.K. FELLAH. « Technique de Modulation à Sélection d'Harmoniques à Eliminer (SHE PWM) pour la Commande des Onduleurs de Tension Trois Niveaux Monophasés et Triphasés »Université de Djilali Liabes : Sidi-Bel-Abbès.
- [26] Jean-Sébastien MARIÉTHOZ. « Etud formelle pour la synthèse de convertisseurs multiniveaux asymétriques, topologiques, modélisation et commande »Thèse pour l'obtention du grade de Docteur en sciences techniques. Présenté à la faculté sciences et techniques de l'ingénieur Institut des sciences de l'énergie. Section de Génie Electrique et 2lectronique. Ecole Polytechniques Federale de Lausanne Edition Lausanne, EPFL : 2005. Thèse N° :188.
- [27] Dr J.Y. Haggège. « Technologie générale. Support de cours ».Institut Supérieur des 'Etudes Technologiques de Radès. Département de Génie 'Electrique. Edition 2003.
- [28] Bruno Francois. « Formalisme de modélisation et de synthèse des commande appliqué aux convertisseurs statiques à structure matricielle. »Thèse pour obtenir le titre de Docteur de l'université des sciences et technologies de Lille. N° d'ordre : 1677. Edition 8 janvier 1996.

Bibliographie.

- [29] Stefan Laurentinu Capitaneanu, « Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension deux-niveaux » Thèse pour obtenir le titre de Docteur de L'institut National Polytechnique de Toulouse. N° d'ordre : 1925. Année 2002.
- [30] Bouakaz Ouahid, « Contribution à l'analyse des onduleurs multiniveaux, Fonctionnement symétrique et asymétrique » Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de Magister. Département d'Électrotechnique. Université de Batna. Édition 2005.
- [31] N. Celanovic, "Space Vector Modulation and Control of Multilevel Converters", Ph.D Thesis, Virginia Polytechnic Institute, 2000.
- [32] MORISSANDA KÉITA, « Techniques de commande des convertisseurs. » Projet d'application présenté à l'école de technologie supérieure. A l'obtention de la maîtrise en technologie des systèmes. Edition MONTRÉAL, LE 26 AOUT 1999.
- [33] FADLI OUAHIBA, « Modélisation et commande non linéaire de l'association : Machine synchrone à aimants permanents – onduleur de tension à trois niveaux. » Mémoire de Magister, Faculté des sciences de l'ingénieur. Université de Batna. Mémoire soutenu, le 18 Juin 2006.
- [34] F. Labrique, G. Segulier et R. Bausiere, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance, T.4 – La conversion continu – alternatif", Édition Lavoisier, France, 1995.
- [35] 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.
- [36] 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. Faculté des Sciences de l'Ingénieur, Université de Batna. Édition 2003.
- [37] Sébastien Mariéthoz. Alfred Rufer « Dimensionnement et commande des onduleurs multiniveaux asymétriques. » Article :(sebastien.mariethoz@epfl.ch) (<http://leiwwww.epfl.ch>). Laboratoire d'Electronique Industrielle (LEI). Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne (EPFL). CH-1015 Lausanne EPFL, Suisse Conférence Internationale Francophone d'Automatique, Nantes, 8-10 juillet 2002

Bibliographie.

- [38] Djebbar Mohamed Salah “ Etude comparative des redresseurs cascade et multiniveaux à commande MLI » Mémoire Présenté pour l'obtention du diplôme de Magistère en Electrotechnique, Faculté des sciences de l'ingénieur. Université Mentouri Constantine. Édition 2005.
- [39] 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. Faculté des sciences de l'ingénieur. Université Mohamed Boudiaf de M'Sila. Edition Juin 2004. N° d'ordre: 04052260.
- [40] Joseph S, Martin V, Sébastien M et Alfred R. « Convertisseurs multiniveaux asymétriques pour des applications de moyenne et forte puissance. » Article : (joseph.song@epfl.ch) Laboratoire d'Electronique Industrielle (LEI). Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne (EPFL). CH-1015 Lausanne EPFL, Suisse Edition 2000.
- [41] Huang Bin. « Convertisseur continu – continu à rapport de transformation eleve pour applications pile à combustible. » Thèse pour obtenir le titre de Docteur de L'institut National Polytechnique de Lorraine. Edition 14mai 2009.
- [42] M. G. Ribaud. « Le théorème du chauffage par courants induits de haute fréquence. » Article de conférence faite à la Société Française de Physique, le vendredi 13 mai 1932.
- [43] B. Saint Jean. « Electrotechnique et machines électriques. » Edition Eyrolles Paris et Lidec Canada : 1977-1976. Dépôt légal- 3ième trimestre 1976 Bibliothèque nationale du Québec.
- [44] Mohamed Abdallah TRABELSI. « Modélisation et Commande des Systèmes Physiques à Topologie Variable : Application au Convertisseur Multicellulaire. » Thèse pour obtenir le grade de Docteur. L'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon. Edition 2009. N° d'ordre 2009
- [45] Erwan LE PELLETER. « Outil d'électronique de puissance pour le maillage / bouclages des réseaux de distribution : Application au contrôle des flux de puissance et la limitation des courants de court-circuit. » Thèse pour obtenir le grade de Docteur. L'Institut National polytechnique de Grenoble. Edition le 26 octobre 2007.
- [46] Christian Loverde. « Induction Électromagnétique. Induction. » Doc. Lycée Jaufre Rudel. Edition 26/01/2007.
- [47] Nikolaus Schibli. « Symmetrical multilevel converters with two quadrant DC-DC feeding » thèse pour l'obtention du grade docteur en sciences techniques. Ecole polytechnique fédérale de Lausanne. Thèse N° :2220(2000). Edition 2000.

Bibliographie.

- [48] Groupement de montages redresseurs, « <http://lyc-renaudeau-49.ac-antes.fr/physap/IMG/PDF/ElementsCorrectionGroupements0607>. » TS2 ET 2006-2007.
- [49] 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. 71 Rue la Fayette 75009 Paris. Tél : 0145262235-0145262236- Fax : 0145262261-www.a3ts.org- Email : a3ts@a3ts.org.
- [50] 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.
- [51] M. Fregonara. « Etude simplifiée du modulateur FM à boucle à verrouillage de phase. » Lycée E.Branly. Thème bac 2003.
- [52] N.S. Bayındır, O. Kükrer et M. Yakup. « DSP-based PLL-controlled 50–100 kHz 20 kW highfrequency induction heating system for surface hardening and welding applications » Article en IEE Proceedings online no. 20030096. Edition : 25th September 2002.
- [53] Desmouliere Jean-Baptiste. Chevillard Christophe. « La modulation de signaux analogiques et la boucle à verrouillage de phase dans les télécommunications ». Etude sur UTBM à l'Université de Technologie de Belfort Montbéliard. Edition en Automne 2004.
- [54] Abdelmalek Boulahia. « Etude des Convertisseurs Statiques destinés à la Qualité de l'Energie Electrique. » Thèse Pour l'obtention du Diplôme de Master en Electrotechnique. Faculté des Sciences de l'Ingénieur. Département d'Electrotechnique. Université de Constantine. Edition 28/04/2009.
- [55] G. Murry. « Les aciers pour traitement thermique ; les aciers pour trempe superficielle. » Le courrier technique de l'OTUA N° :28, office Technique pour l'utilisation de l'Acier-13, cours valmy.
- [56] David Cardinaux. « Etude et modélisation numérique 3D par éléments finis d'un procédé de traitement thermique de tôles embouties après chauffage par induction : Application à un renfort de pied central automobile. » Thèse de Doctorat. Ecole Nationale Supérieure des Mines de Paris. Edition : 7 Novembre 2008.
- [57] Wikipédia, l'encyclopédie libre. « Chauffage par induction. » http://fr.wikipedia.org/wiki/Chauffage_par_induction.

Bibliographie.

[58] FAG, « Appareils de chauffage FAG Power Therm pour le montage des roulements, Information technique Produit. » Schaeffler Group Industrial.

[59] Ghedamsi Kasi. « Etude et réalisation de différentes stratégies MLI de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux. » Mémoire présenté pour obtenir le diplôme de Magister. Ecole militaire [59] G. Couturier. « Boucle à verrouillage de phase et application. » Département de GEII IUT Bordeaux I. email : couturier@elec.iuta.u-bordeaux.fr.

[60] MM ARROUCH. « Boucle à verrouillage de phase (PLL) ». BTS Systèmes électroniques MEMO n°10. Morellet Lycée Marcel Semat.

[61] Pascal ACCO. « Etude de la boucle à verrouillage de phase par impulsions de charge. Prise en compte des aspects hybrides. » Thèse pour l'obtention du titre de Docteur de l'Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse. Soutenue le 17 Décembre 2003, devant le jury. N° d'ordre : 717.

[62] Fairchild Semiconductor. « Induction Heating System Topology Review ». Discrete Application, Power Device Division. Rev D, July 2000.

[63] « Le chauffage par induction »

<http://www.google.dz/url?sa=t&rct=j&q=chauffage+par+induction%2Fpdf&source=web&cd=6&ved=0CGwQFj>

[64] 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. Institut d'Electrotechnique. Centre Universitaire Moulay Taher-SAIDA. Edition 2005.

[65] Yves Granjon. « Automatique, Système linéaire, non linéaire, à temps continu, à temps discret, représentation d'état. » Cours et exercices corrigés. Site des éditions : www.dunod.com.

[66] Mohamed Karim Fellah. « Cours d'asservissements linéaires continus. » Université Djilalli Liabès, Sidi Bel-Abbès. Faculté des Sciences de l'Ingénieur, Département d'Electrotechnique. Dernière mise à jour : Septembre 2003.

[67] A. Bouadi, A. Benyettou, M. Benyettou, S. Chouraqui. « Modeling and simulation of an improved PLL- controlled circuit of series resonant inverter in high frequency induction heating. » Faculty of Science, USTO, and PO: Box BP 1505: El Menaour, Oran, Algeria: Fax: 21341420680. E-mail address: abed_bou@yahoo.fr.