

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIC ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE HASSIBA BENBOUALI DE CHLEF
Faculté des Sciences et Sciences de l'Ingénieur
Département d'Electrotechnique



MEMOIRE

En vue de l'obtention du diplôme de

MAGISTER

Spécialité : Electrotechnique

Option : Commande des Machines Electriques

Présenté par

BELLOUAZANI FADHILA

THEME

*Commande par Réseaux de Neurones d'un
Onduleur à Haute Fréquence destiné à la Table
de Cuisson par Induction*



Soutenu le :11/05/2005 devant le jury composé de :

Présidente	S.Kouadri-Mostefa	Maître de Conférence	U.H.B. Chlef.
Encadreur	B.Belmadani	Professeur	U.H.B. Chlef.
Co. encadreur	Aek.Kanssab	Chargé de cours	U.H.B. Chlef.
Examineurs	B.Mazari	Professeur	U.S.T.Oran
	A.Boudjela	P.h.D	U.H.B. Chlef.
	Aeh.Taieb Brahimi	Maître de Conférence	U.S.T. Oran.

Promotion 2002.

REMERCIEMENTS

Depuis toute petite, je me suis intéressée à la science et particulièrement au fait de créer et de comprendre. Je souhaitais devenir une scientifique curieuse. C'est ce qui m'a poussée à réaliser ce travail qui est l'aboutissement de plusieurs mois d'apprentissages et de recherche.

La réalisation de ce mémoire est le fruit de l'aide, des encouragements et des conseils de plusieurs personnes que je remercie infiniment.

Je remercie particulièrement mon encadreur Monsieur B.Belmadani professeur à U.H.B.Chlef, et le coencadreur Monsieur Aek.Kansab Chargé de Cours à U.H.B.Chlef.

Un merci également à tout le jury, en particulier à Mademoiselle S.Kouadri-Mostefa Maître de Conférence à U.H.B.Chlef, pour l'honneur qu'elle m'a fait en présidant mon jury.

Je remercie infiniment Monsieur B.Mazari Professeur à U.S.T.Oran d'avoir participé à ce jury.

Je remercie très sincèrement Monsieur A.Boudjela P.h.D à U.H.B.Chlef d'avoir participé à ce jury.

J'adresse mes plus vifs remerciements à Monsieur Aeh.Taieb Brahim Maître de Conférence à U.S.T.Oran d'avoir participé à ce jury.

Je tiens à remercier très vivement tous les enseignants du département d'électrotechnique.

Je termine en remerciant Monsieur Bederrar et ma chère amie Aicha qui m'ont aidée et apportée un soutien scientifique et humain. Je remercie également Monsieur Taleb pour le temps qu'il m'a accordé afin de répondre à mes questions dans le domaine de réseaux de neurones.

Enfin, à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail, ils trouvent ici l'expression de ma très vive reconnaissance.

Je dédie ce modeste travail à :

Mes précieux bébés Asma et Amani.

SOMMAIRE

Introduction générale

1. Historique.....	1
2. Aperçu technologique	1
3. Induction et santé.....	3
4. Présentation du mémoire.....	4

Chapitre 1. Principe et caractéristiques de la table à induction

1.1 Introduction.....	6
1.2 Principe.....	6
1.3 Dispositif de la table à induction.....	7
1.4 Caractéristiques de chauffage par induction.....	10
1.4.1 Profondeur de pénétration.....	10
1.4.2 Choix de la fréquence.....	11
1.4.3 Influence de la résistivité.....	12
1.5 Avantages de la table à induction.....	13
1.5.1 Consommations comparées de différents moyens de cuisson.....	14
1.5.2 Temps nécessaire pour porter une casserole d'eau de 20 ⁰ c à 95 ⁰ c.....	14
1.5.3 Comparaison entre l'induction et micro –onde.....	15
1.5.4 Sécurité thermique du plan de cuisson.....	16
1.6 Conclusion.....	17

Chapitre 2. Modélisation de l'ensemble inducteur-récipient

2.1 Introduction.....	19
2.2 Description du dispositif.....	19
2.3 Formulation	20
2.4 Présentation du programme de calcul.....	24
2.4.1 Module d'entrée.....	24
2.4.2 Géométrie.....	24
2.4.3 Conditions aux limites.....	24
2.4.4 Maillage.....	25
2.4.5 Données des simulations.....	26
2.4.6 Résultats des simulations.....	26
2.4.7 Courbes obtenues.....	29
2.5 Variations des paramètres de l'ensemble inducteur-récipient.....	31
2.6 Modélisation de l'ensemble inducteur-récipient	31
2.7 Puissance dissipée dans le récipient.....	34
2.8 Conclusion.....	35

Chapitre 3. Etude et simulation du système de la table à induction

3.1 Introduction.....	37
3.2 Les convertisseurs destinés aux plaques chauffantes.....	37
3.2.1 Généralités.....	37
3.2.2 Le choix des interrupteurs.....	38

3.2.3	Symbole d'un IGBT.....	39
3.2.4	Structure physique d'un IGBT.....	39
3.2.5	Analyse électronique de fonctionnement.....	41
3.2.5.1	Amorçage en conduction.....	41
3.2.5.2	Extinction.....	41
3.2.6	L'onduleur à commande par (M.L.I).....	43
3.2.6.1	Onduleur monophasé en demi –pont à M.L.I.....	44
3.2.6.1.1	Principe de la modulation triangulo-sinusoidale.....	45
3.2.6.1.2	Caractéristiques de cette technique.....	47
3.2.6.1.3	Fonctionnement de l'onduleur.....	47
3.2	Configuration de la table chauffante à un seul foyer (système 1).....	49
3.2.1	Description du système.....	49
3.2.2	Circuit équivalent.....	50
3.4	Résultats et discussions.....	51
3.5	Configuration de la table chauffante à deux ou plusieurs foyers (système 2).....	57
3.5.1	Description générale du système.....	57
3.5.2	Circuit équivalent.....	58
3.6	Résultats et discussions.....	58
3.7	Conformité.....	60
3.8	Conclusion.....	61

Chapitre 4. Commande classique de la table à induction

4.1	Introduction	63
4.2	Généralités sur les systèmes à régler.....	63
4.3	Principe de fonctionnement du système de régulation.....	63
4.3.1	Système en boucle ouverte.....	64
4.3.2	Système en boucle fermée.....	64
4.4	Calcul des paramètres du régulateur de courant (PI).....	65
4.5	Simulation et commentaire.....	66
4.6	Test de robustesse.....	70
4.7	Conclusion.....	71

Chapitre 5. Commande par réseaux de neurones de la table à induction

5.1	Introduction.....	73
5.2	Neurone biologique.....	74
5.3	Neurone formel.....	75
5.4	Champs de neurones.....	79
5.5	L'architecture des réseaux de neurones.....	79
5.5.1	Les réseaux de neurones statiques.....	79
5.5.1.1	Le réseau monocouche (perceptron monocouche).....	79
5.5.1.2	Le réseau multicouches (perceptron multicouche).....	83
5.5.2	Les réseaux de neurones dynamiques (réseaux bouclés).....	84
5.6	L'apprentissage des réseaux de neurones.....	85
5.6.1	L'apprentissage supervisé.....	85
5.6.2	L'apprentissage non supervisé.....	86

5.6.3 Algorithme d'apprentissage.....	86
5.7 Application de la commande supervisée sur la table à induction.....	89
5.7.1 Choix de la structure du réseau de neurones.....	89
5.7.2 Simulation et commentaire.....	91
5.8 Test de robustesse.....	93
5.8.1 Test de robustesse vis-à-vis d'une perturbation affectant le courant inducteur.....	93
5.8.2 Interprétation.....	94
5.9 Comparaison entre les deux commandes.....	94
5.10 Conclusion.....	95
Conclusion générale	96
Annexe	98
Bibliographie	107

NOTATIONS ET SYMBOLES PRINCIPAUX

Symbole	Unité	Définition
\vec{A}	Vs/m	potentiel vecteur magnétique
\vec{B}	T	induction magnétique
\vec{E}	V/m	champ électrique
\vec{H}	A/m	champ magnétique
\vec{J}	A/m ²	densité de courant
D	C/m ²	induction électrique
t	s	temps
f	Hz	fréquence
ω	rad/s	pulsation ($\omega = 2\pi.f$)
δ	m	profondeur de penetration
ϵ	F/m	permittivité
μ	H/m	permiabilité magnétique ($\mu = \mu_0.\mu_r$)
μ_0	H/m	permiabilité du vide ($\mu_0 = 4\pi.10^{-7} H / m$)
μ_r	/	permiabilité relative
ρ	$\Omega.m$	résistivité du matériau
σ	S/m	conductivité du matériau
r	m	coordonnée radial
z	m	coordonnée axial
R_2	Ω	résistance du récipient
R_1	Ω	résistance de l'inducteur
L_1	H	inductance de l'inducteur
L_2	H	inductance du récipient
M	H	inductance mutuelle
N	/	nombre de spire de l'inducteur
i_{L1}	A	courant de l'inducteur
i_{L2}	A	courant dans le récipient
V_{ce}	V	tension collecteur-émetteur de l'IGBT
V_{L1}	V	tension aux bornes de l'inducteur
τ	s	constante de temps du récipient
k	/	coefficient de couplage
V_{L2}	V	tension aux bornes du récipient
P_C	W	puissance dissipée dans le récipient
L_3	H	inductance de filtrage
C_2	F	capacité de condensateur de filtrage
C_1	F	capacité de condensateur de lissage
E	V	tension contenue d'alimentation de l'onduleur
V_{in}	V	tension de la source
P_{in}	W	puissance transmise au récipient
C	F	capacité du condensateur de compensation
C_a	F	capacité du condensateur série de compensation
C_b	F	capacité du condensateur parallèle de compensation

Résumé

L'objectif du présent travail est l'étude de la commande par réseaux de neurones d'un onduleur à haute fréquence destiné à une table à induction.

Nous avons abordé tout d'abord le principe et les caractéristiques du chauffage par induction, puis nous avons modélisé l'ensemble inducteur-récepteur, et optimiser leur paramètres.

Ensuite nous avons interprété la commande M.L.I appliquer à l'onduleur à haute fréquence ; suivie d'une simulation pour un seul foyer et deux ou plusieurs foyer.

Puis nous avons utilisé une régulation en courant inducteur par une méthode de commande classique. Ensuite, nous avons introduit les concepts fondamentaux sur les réseaux de neurones artificiels (définition, architecture, apprentissage...etc.), et nous avons appliquée cette technique (commande par réseaux de neurones) sur notre système à commander.

Les résultats de simulation obtenus ont montrés un comportement du système plus amélioré à celle obtenus par la régulation classique.

Mots Clés : Table à induction, Onduleur à haute fréquence à commande M.L.I, Régulation classique, Réseaux de neurones.

Abstract

The objective of this work is the study of the order by networks of neurons of a high frequency inverter intended for a table with induction.

We first of all approached the principle and the characteristics of the induction heating, then we modelled the inductor-container unit, and to optimize their parameters.

Then we interpreted order M.L.I to apply to the high frequency inverter; followed by a simulation for only one hearth and two or several hearth.

Then we used a regulation while running inductive by a method of order traditional. Then, we introduced the fundamental concepts on the networks of artificial neurons (definition, architecture, training... etc), and we applied this technique (order by networks of neurons) to our system to be ordered.

The results of simulation obtained showed a behavior of the system more improve to that obtained by the traditional regulation.

Key Words: Count in induction, high frequency Onduleur with order M.L.I, Régulation traditional, Networks of neurons.

المخلص

الهدف من العمل المقدم في هذه المذكرة هو استعمال تقنيات الشبكات العصبية الاصطناعية من أجل التحكم في فرن الطبخ بالتحريض الكهرومغناطيسي والمغذى بموج عالي التواتر. لقد عرضنا في الأول، مبدأ وخصائص التسخين بالتحريض، ثم حصلنا على مجموعة المعادلات الواصفة لمجموعة محرض - وعاء واختيار معاييرها.

ثم طبقنا التحكم بطريقة تعديل عرض الدفعة على المموج عالي التواتر، وأتبعناه بتمثيل للتيار الكهربائي للمحرض بواسطة (المطلوب) من أجل فرن واحد ثم فرنين.

وبعدها قمنا بضبط التيار الكهربائي بطريقة كلاسيكية. وبعد ذلك عرضنا مقدمة شاملة للشبكات العصبية الاصطناعية (تعريف، هندسة، تعليم... الخ). وقمنا بتطبيق هذه التقنية الجديدة للتحكم في فرن الطبخ بالتحريض. النتائج المتحصل عليها بالتحكم بالشبكات العصبية الاصطناعية أظهرت أن حالة الجهاز أحسن من المتحصل عليها بالتحكم الكلاسيكي.

الكلمات المفتاحية: فرن طبخ بالتحريض، موج عالي التواتر ذو تحكم بتعديل عرض الدفعة، التحكم الكلاسيكي، الشبكات العصبية.

Introduction générale

1. Historique

En 1885, les premières recherches sur les effets thermiques commencèrent, mais ce n'est qu'à partir de 1916, que le chauffage par induction voit réellement le jour avec les premières réalisations pratiques concernant la fusion réalisée avec les fours à creuset. A partir de 1925, l'effet de peau dû à une concentration périphérique des courants de Foucault dans les masses métalliques élargit considérablement les applications du chauffage par induction. L'avènement de la deuxième guerre mondiale impulsa fortement le chauffage par induction qui fut mis à forte contribution dans l'élaboration et la fabrication du matériel de guerre. La fin de la deuxième guerre mondiale, l'épuisement des ressources d'énergie, en particulier le combustible et l'apparition de l'électronique de puissance impliqua un essor remarquable au chauffage par induction qui se confirmera de plus en plus avec le développement permanent et considérable de l'électronique de puissance, notamment avec l'apparition d'une nouvelle génération de semi-conducteurs plus rapides, plus puissants et plus faciles à mettre en œuvre dans le cadre de la commande avec de nouveaux mécanismes de commutation impliquant une nouvelle conception des convertisseurs statiques.

Le chauffage par induction occupe aujourd'hui une place importante dans les applications électrothermiques industrielles. Cette technique se développe aussi dans les applications domestiques, par exemple, de nos jours et dans certains pays, les cuisinières sont plutôt équipées d'un dispositif de plaque de cuisson à induction au lieu d'un traditionnel brûleur à gaz naturel ou d'une résistance électrique.

2. Aperçu technologique

Les secteurs consommateurs d'énergie sont aujourd'hui confrontés à des données économiques différentes de celles du passé. En effet, les choix et la politique de redéploiement énergétique, fondés sur les économies d'énergie et sur la diversification des sources primaires impliquent pour les utilisateurs un effort pour :

- Apprendre à mieux utiliser l'électricité,
- Substituer, pour un nombre d'usages croissants, l'électricité aux combustibles fossiles avec toujours à l'esprit la contrainte « économie d'énergie ».

On trouve de nos jours de plus en plus souvent des plaques de cuisson à induction, qui remplacent les brûleurs à gaz, et qui économisent beaucoup d'énergie.

Ces plaques ont une vitesse de réaction très élevée à l'échauffement, les risques de brûlures sont (presque) nuls, la main ne peut pas être le siège de courant induit, la seule restriction, hormis le prix d'achat, est que l'on ne peut utiliser que des récipients conducteurs de l'électricité ou bien magnétiques (acier, fer ou fonte ...etc.), le verre, la porcelaine sont totalement inutile.

La difficulté de conception de ce type de produit provient essentiellement du fait que le récipient n'est pas connu à priori. Selon sa matière, ses dimensions, sa position sur la plaque de cuisson.

Ces plaques sont construites de trois sous ensembles principaux :

Le convertisseur de puissance, crée un champ magnétique à haute fréquence dans l'inducteur, induisant des courants dans le récipient ferromagnétique, qui va se chauffer et transmettre son énergie calorifique aux aliments.

Car tout conducteur massif soumis à un champ magnétique variable est le siège des courants induits. Ce phénomène d'induction a été découvert par Faraday, et Foucault s'est particulièrement intéressé aux pertes associées à la circulation de ces courants induits. En électrotechnique, les courants de Foucault engendrent des pertes indésirables ; mais, en électrothermie, ces pertes représentent un objectif car, se transformant en chaleur, elles provoquent l'échauffement recherché du produit.

L'apparition et le perfectionnement de nouveaux composants de puissances tels que les IGBT, ont permis la conception de nouveaux convertisseurs fiables, rapides et puissants, qui assurent un bon fonctionnement des systèmes. Le point de fonctionnement du convertisseur de puissance varie dans de telles proportions que seules de très bonnes protections et régulations empêchent sa destruction.

La régulation de la table à induction s'est développée de manière spectaculaire au cours de ces dernières années, grâce, d'une part à l'avènement de convertisseurs statiques performants, d'autre part, à l'utilisation des techniques de commande dites Modulation de Largeur d'Impulsion: M.L.I. Dans la majorité des cas, l'onde idéale est sinusoïdale. La M.L.I permet de se rapprocher du signal désiré. Elle est en mesure de minimiser les effets indésirables dus à la présence des harmoniques.

Un ensemble de nouvelle techniques basées sur l'analogie avec les fonctions biologiques et humaines est apparu ces dernières années : réseaux de neurones, logique flou, algorithmes génétiques...etc. Ces méthodes tolérantes à l'imprécision et à l'incertitude, peuvent prendre en compte des phénomènes non linéaires, utilisant beaucoup plus de place mémoire et de temps de calcul que les méthodes classiques.

Parmi ses techniques nous avons utilisé les réseaux de neurones dans la régulation de notre système vu de ses avantages surtout en identification et approximation des fonctions non linéaires.

3. Induction et santé

Toute installation électrique peut créer dans son voisinage un champ électrique, un champ magnétique ou un champ électromagnétique (combinaison des deux). Ce dernier qui se propage dans l'espace sous forme d'ondes électromagnétiques non ionisantes. Ces champs se caractérisent par leur fréquence (exprimée en hertz) ou leur longueur d'onde (en mètre).

Dans le chauffage thermique par induction, la bande de fréquence utilisée (1kHz à 10MHz) provoque des risques dangereux au plan biologique [38] :

- Le risque le plus patent reste celui de la compatibilité électromagnétique avec les implants actifs essentiellement ; les stimulateurs cardiaques chez les sujets appareillés,
- Des effets supposés sur le développement des cancers (favorisant la multiplication d'une cellule mutée),
- Des effets thermiques dans les tissus provoqués par les hautes fréquences, car l'élévation de la température peut amener les structures membranaires ou les assemblages complexes des protéines à subir diverses transitions de phase modifiant leurs propriétés,
- L'apparition des troubles du système nerveux.

***comment protéger l'homme ? :**

- Appliquer le principe "d'évitement prudent", pour la femme enceinte et les personnes traitées pour un cancer,
- Sensibiliser les gens sur les risques éventuels des champs électromagnétiques "pollution électromagnétique" (en particulier pour les porteurs d'implants),
- Les appareils et équipements générant des ondes électromagnétiques importants devraient être situés à distance afin que les gens ne soient pas exposés de façon chronique à des champs magnétiques soutenus. Ces types d'appareils doivent être équipé d'un blindage afin de minimiser l'effet de rayonnement électromagnétique.

- Garder les appareils énergivores, loin des pièces très utilisées par les occupants, (Les ventilateurs, climatiseurs, fours micro-ondes, plaques à induction, réfrigérateur, congélateurs, et néons ou fluorescents ordinaires génèrent des champs magnétiques importants).

Actuellement, les recherches médicales portent plus particulièrement sur la cancérogenèse (leucémies, tumeurs cérébrales, cancers hormono-dépendants...) et sur certaines maladies psychiatriques (dépression et suicides) et neurologiques (Alzheimer, sclérose latérale amyotrophique). Les premiers résultats indiqueraient un facteur de risque plus important pour les pathologies neurologiques que pour le cancer mais ils demanderaient à être confirmés par des recherches complémentaires plus approfondies.

4. Présentation du mémoire

Le présent mémoire comporte cinq chapitres organisés comme suit :

Dans le premier chapitre, nous avons abordé le principe et les caractéristiques du chauffage par induction.

Au deuxième chapitre, nous avons modélisé la partie inducteur - récipient, et simulé par un logiciel utilisant les éléments finis (FLUX2D) pour déterminer les paramètres de l'ensemble inducteur-récipient.

Le chapitre 3 présente une étude du convertisseur avec l'interrupteur choisi IGBT et sa commande M.L.I. cette étude suivie d'une simulation de la table à induction pour un seul foyer et pour deux foyers.

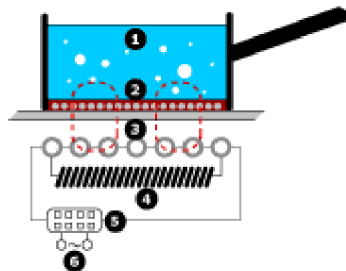
Le chapitre 4 est consacré à l'étude de la commande classique traitant la régulation en courant.

Le chapitre 5 est composé de deux parties principales ; dans la première partie, nous introduisons les principales notions de base relatives aux réseaux de neurones, telles que le neurone formel, l'architecture des neurones, et leurs apprentissage etc.... La seconde partie consiste à appliquer la technique de réseaux de neurones pour la commande de notre système. A la fin de ce chapitre, nous avons présenté les résultats de simulation par réseaux de neurone et une comparaison entre les résultats de la commande classique et celle de réseaux de neurones, ainsi que le test de robustesse de la loi de commande utilisée.

A la fin, et à la lumière des résultats obtenus, nous présenterons une conclusion générale.

CHAPITRE 1

Principe et caractéristiques de la table à induction



1.1 Introduction

Le chauffage par induction électromagnétique est un procédé qui permet d'obtenir l'énergie thermique en partant de l'énergie électrique.

Dans ce chapitre, on a donné un aperçu théorique sur la table à induction et ses performances.

1.2 Principe

Tout corps conducteur de l'électricité s'échauffe par effet joule quand il est parcouru par un courant électrique. Cet échauffement s'obtient, soit en appliquant aux extrémités du conducteur une différence de potentiel c'est le chauffage classique par résistances, soit en plaçant ce conducteur dans un champ magnétique variable c'est le principe du chauffage par induction électromagnétique [2].

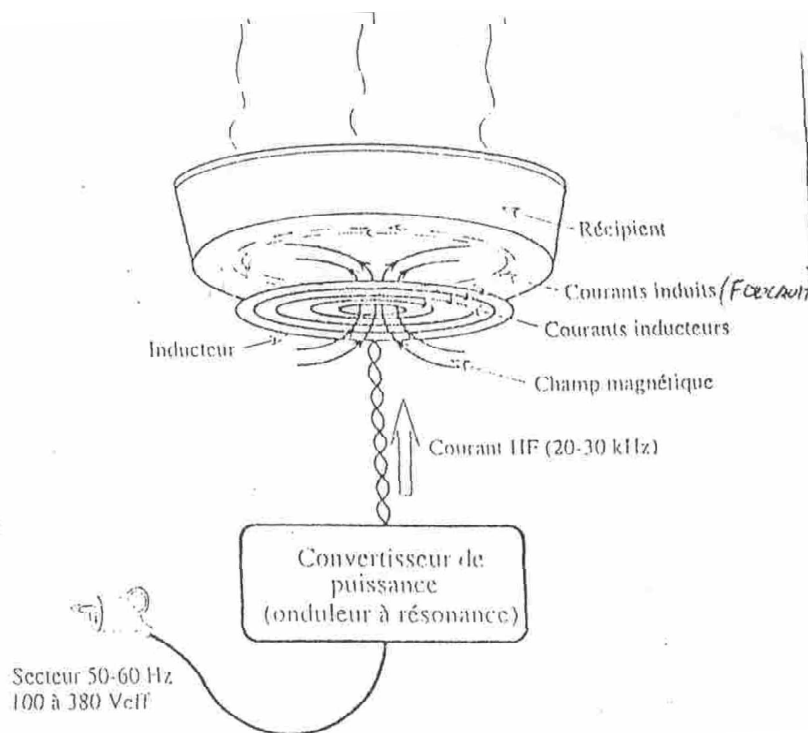


Fig. 1.1 : Principe d'une plaque à induction.

Comme le montre la figure 1.1, le champ magnétique créé par l'inducteur induit des courants de Foucault dans le récipient qui repose sur un support isolant. Ces courants de Foucault se transforment en chaleur par effet Joule dans le récipient.

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

- Transfert d'énergie de l'inducteur au récipient par voie électromagnétique,
- Transformation de l'énergie électrique en chaleur dans le récipient par effet Joule,
- Transmission de chaleur par conduction thermique à l'aliment.

La chaleur est produite dans le récipient lui-même d'où une faible inertie thermique et une grande efficacité énergétique.

1.3 Dispositif de la table à induction

La table à induction électromagnétique [32] est constitué par :

► Une bobine (inducteur) en forme spirale (type pan-cake) figure 1.3 parcourue par un courant alternatif, ce dernier crée un champ magnétique générateur de pertes par courants de Foucault dans le récipient.

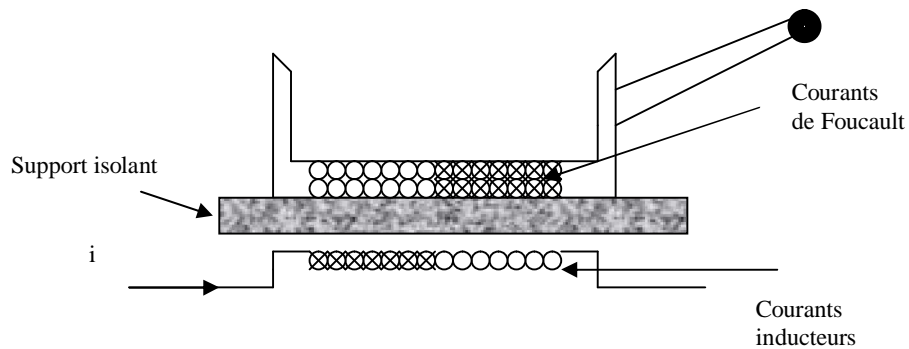


Fig. 1.2 : Ensemble inducteur récipient

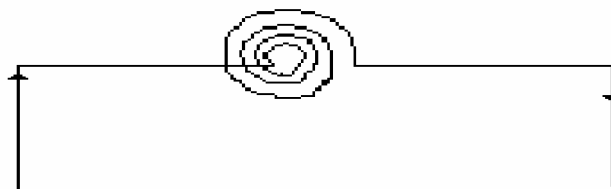


Fig. 1.3 : Inducteur de type pan-cake

► Un récipient construit par un matériau conducteur de l'électricité figure 1.2.

Ceci repose sur un support isolant, et un réflecteur en ferrite sous l'inducteur canalise les lignes de champs et les localise sur le récipient, afin d'éviter la dissipation de chaleur.

L'ensemble récipient- inducteur peut être assimilé à un transformateur, dont le primaire remplace l'inducteur, le secondaire court-circuité sur une résistance remplace le récipient.

► Un circuit d'alimentation (source - redresseur –filtre -onduleur) avec un circuit de commande de l'onduleur.

D'après la figure1.4, le dispositif de la plaque chauffante à induction est alimenté par une tension sinusoïdale de fréquence 50 Hz, cette tension est redressée par un pont de diodes et filtrée pour éliminer les harmoniques d'ordre supérieur. Celle-ci alimente l'onduleur et permet de créer à l'aide de l'inducteur en spirale un champ magnétique variable à son tour, ce dernier induit dans le récipient des courants de Foucault qui le chauffe.

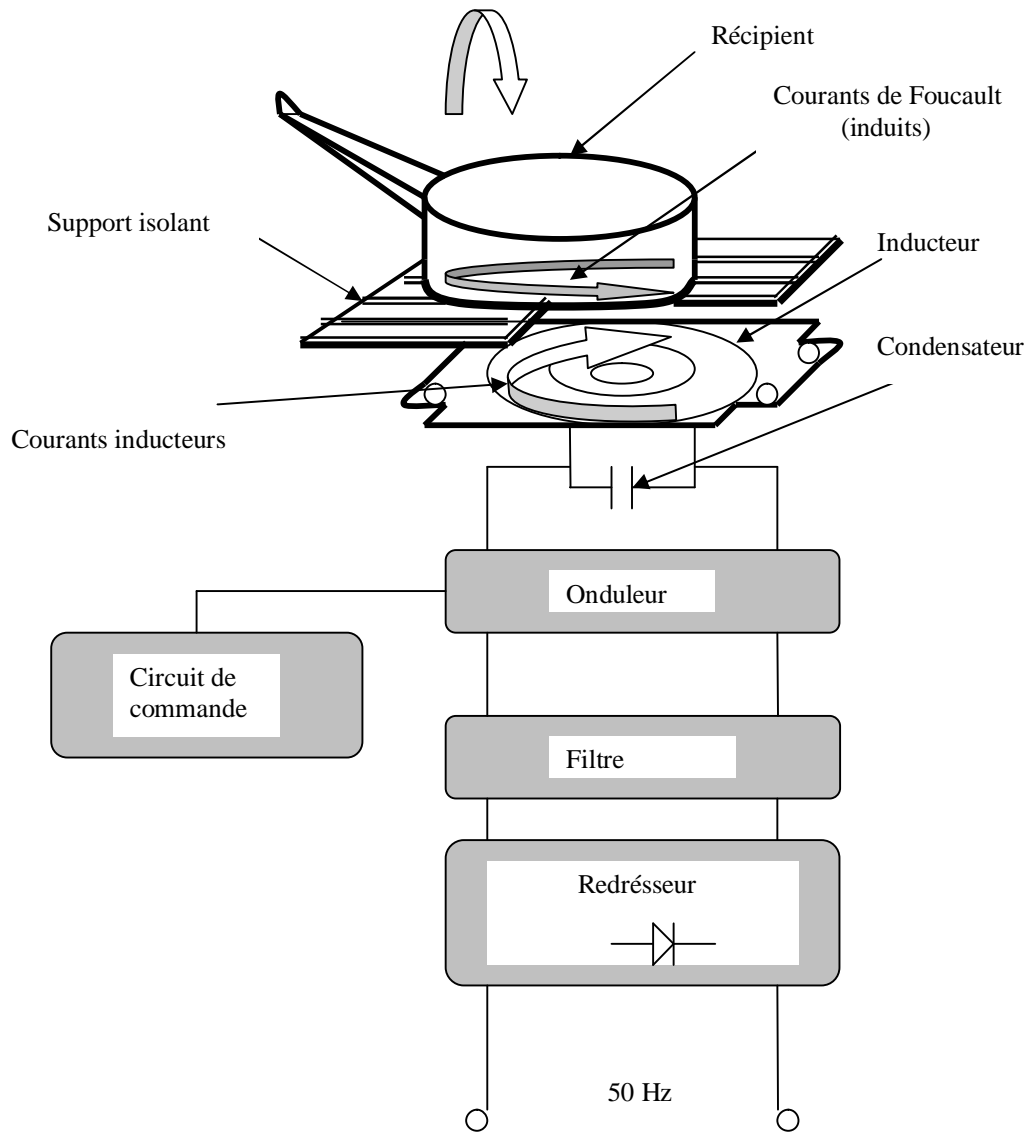


Fig .1.4: Dispositif de la table à induction électromagnétique.

1.4 Caractéristiques du chauffage par induction

Parmi les caractéristiques [2] du chauffage par induction deux retiennent particulièrement l'attention :

- Ø La répartition des courants induits dans la pièce à chauffer,
- Ø La puissance dissipée dans cette pièce.

Ces caractéristiques dépendent de très nombreux paramètres, en particulier :

- Û Du flux magnétique traversant le corps à chauffer, qui dépend de :
 - ✓ La nature du matériau (perméabilité magnétique relative),
 - ✓ La force magnétomotrice de l'inducteur,
 - ✓ fuites magnétiques (dimensions respectives de l'inducteur et la pièce à chauffer, couplages caractéristiques du circuit magnétique),
 - ✓ La fréquence du courant.
- Û Des caractéristiques de l'inducteur et de l'induit :
 - ✓ Résistivité de l'induit affecté par le passage du courant,
 - ✓ Longueur de circuit parcouru par le courant induit.

1.4.1 Profondeur de pénétration

Plus la fréquence du courant dans l'inducteur augmente, plus les courants de Foucault parcourant le fond du récipient ont tendance à se concentrer à sa surface inférieure. Ce phénomène est connu sous le nom de l'effet de peau [14]. La densité des courants de Foucault décroît de façon exponentielle de la surface inférieure du récipient vers son intérieur figure 1.5, sa constante est appelée profondeur de pénétration ou épaisseur de peau δ , a pour valeur :

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu \cdot f_r}} \quad (1.1)$$

Avec :

- δ : Profondeur de pénétration (m),
- ρ : Résistivité du matériau du récipient ($\Omega \cdot m$),
- μ : Perméabilité magnétique du matériau ($\mu = \mu_0 \mu_r$ en H/m),
- μ_r : Perméabilité magnétique relative,
- μ_0 : Perméabilité magnétique du vide ($\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ (H/m)),
- f_r : Fréquence d'utilisation (des courants de Foucault) (Hz)

On peut retenir que la couche de profondeur δ , parcourue par un courant correspondant à 63% du courant total, et le siège de 87% des pertes totales.

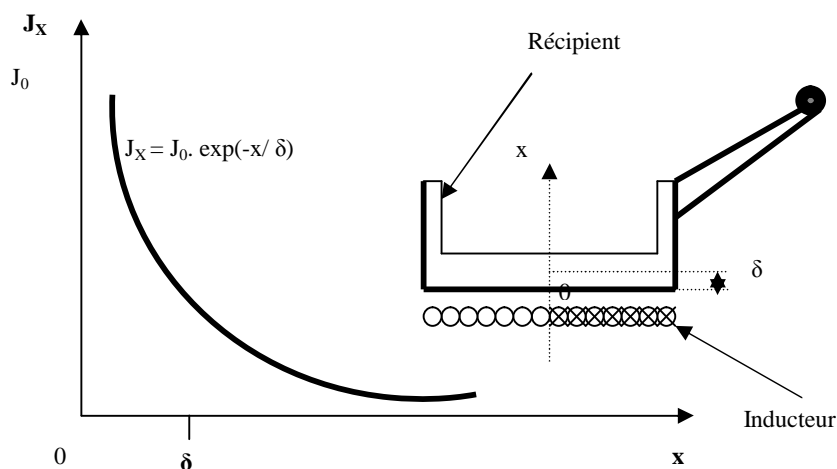


Fig .1.5 : Variation de la densité de courant J_x en fonction de la profondeur x

La profondeur de pénétration est liée à la perméabilité magnétique donnée par la relation (1.1). La perméabilité magnétique relative est égale à l'unité pour les métaux non magnétique (aluminium, cuivre, etc....). Pour les corps ferromagnétiques, elle atteint des valeurs très élevées tableau 1.1, elle est aussi fonction de la température, du champ magnétique et de la saturation du matériau. Elle décroît brusquement pour prendre la valeur unité au-delà du point de Curie.

Métaux	Perméabilité magnétique relative μ_r
Fer	1400
Acier moulé	3500
Acier trompé	100
Fontes	300-900
Acier doux	2000

Tableau1.1 : Valeurs de la perméabilité magnétique relative μ_r pour différents métaux magnétique (à la saturation)

1.4.2 Choix de la fréquence

Plus la fréquence d'alimentation augmente, plus les courants induits tendent à se concentrer en surface. Pour obtenir un bon rendement énergétique, l'épaisseur du fond du récipient doit être au moins égale ou supérieure à trois fois la profondeur de pénétration. Le choix de la fréquence [15] [16] d'utilisation dépend de la nature du matériau du récipient et de ses dimensions.

Nous avons :

$$f_r = \frac{\rho \cdot 10^7}{4 \cdot \mu_r \cdot \pi^2 \cdot \delta^2} \quad (1.2)$$

La plage des fréquences utilisées en induction s'étend globalement de 50 Hz à 1MHz. Telle que, elle est définie dans le tableau 1.2 :

Fréquences	Puissances	sources
Basse (50 ou 60Hz)	Plusieurs Mw	Réseaux
Moyennes $10^2 \leq f_r \leq 10^4$ Hz	Du Kw à plusieurs Mw	Générateur à thyristors
Hautes $f_r > 10^4$ Hz	Du Kw à plusieurs centaines de Kw	Générateurs à tubes (triodes) ou transistors

Tableau 1.2 : Gamme de fréquence utilisée en chauffage par induction

1.4.3 Influence de la résistivité

La profondeur de la pénétration est proportionnelle à la racine carrée de la résistivité de la pièce à chauffer. Celle-ci, pour les métaux croît généralement avec la température :

$$\rho_\theta = \rho_0 \cdot (1 + \alpha \cdot \theta) \quad (1.3)$$

Avec :

ρ_θ : Résistivité à la température θ ($\Omega \cdot m$),

ρ_0 : Résistivité à $0^\circ C$ ($\Omega \cdot m$),

θ : Température ($^\circ C$),

α : Coefficient de température ($^\circ C^{-1}$).

Le tableau 1.3 donne quelques valeurs de résistivité à 0°C pour quelques matériaux conducteurs.

Corps à chauffer	ρ en $\Omega.m (*10^{-8})$
Argent	1.47
Cuivre	1.60
Aluminium	2.56
Zinc	5.75
Fer	9.02
Nickel	12.32
Tungstène	10.92
Molybdène	9.01
Alliages légers	5-8
Laitons	5-10
Bronze	10-20
Aciers ordinaires	10-25
Aciers spéciaux	40-80
Fontes	60-100
Fontes malléables	30-35
Alliages ultra légers	10-15
Graphite	1000

Tableau 1.3: Résistivité à 0°C de quelques matériaux conducteurs

1.5 Avantages de la table à induction

D'après les figures 1.6, 1.7, 1.8, nous pouvons facilement déduire les avantages de la table à induction par rapport aux autres moyens de chauffage :

- ▶ Une consommation minimale d'énergie,
- ▶ Un rendement élevé,
- ▶ Une meilleure sécurité thermique,
- ▶ Une rapidité de chauffage.

1.5.1 Consommations comparées de différents moyens de cuisson

Mesures non normatives effectuées en échauffant de l'eau de 20°C à 95°C

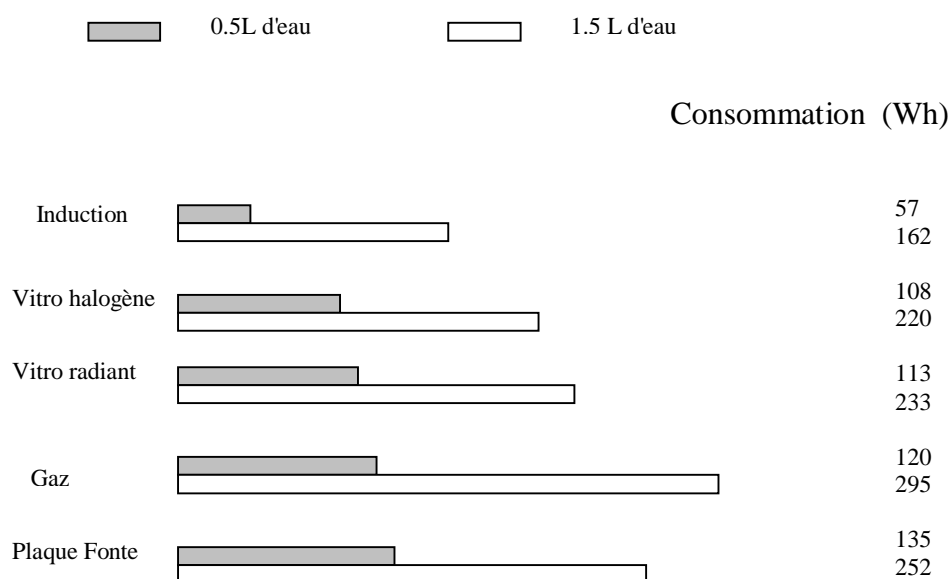


Fig.1.6 : Consommations comparées de différents moyens de cuisson

1.5.2 Temps nécessaire pour porter une casserole d'eau de 20°C à 95°C

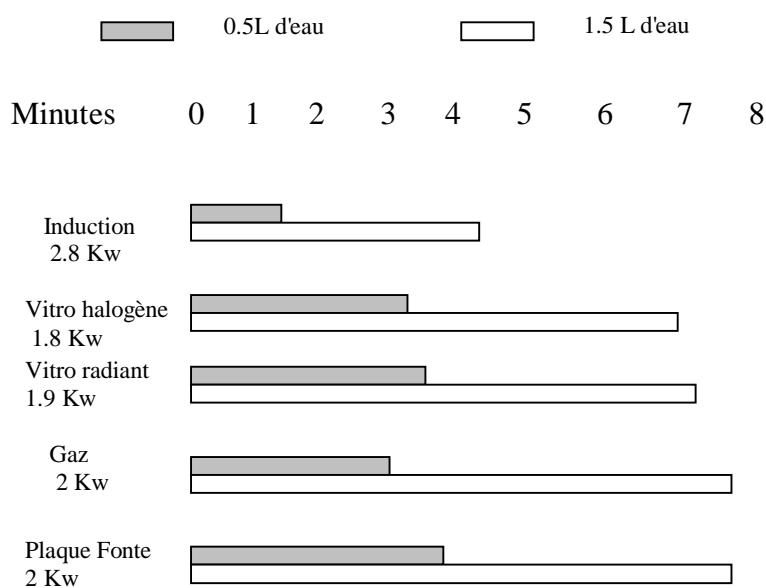


Fig.1.7 : Temps nécessaire pour porter une casserole d'eau de 20°C à 95°C

1.5.3 Comparaison entre l'induction et micro –onde

Puissance nominale induction : 2.8 Kw

Puissance nominale micro- onde: 1.4 Kw

	Pour chauffer un bol de café de 20 ⁰ Cà 95 ⁰ C	
	INDUCTION	MICRO-ONDE
	Casserole	Bol
Consommation	21.7 Wh	35.6Wh
Temps	40 secondes	100 secondes
Rendement	70%	37%

	Pour élever la température de l'eau à 75° C	
	INDUCTION	MICRO-ONDE
	Casserole Φ 180 mm en Inox	Saladier en verre
Consommation	120 Wh	190Wh
Temps	2 minutes 50	9 minutes
Rendement	80%	46%

Tableau 1.4: Comparaison entre le chauffage par induction et par micro-onde

1.5.4 Sécurité thermique du plan de cuisson

Les Mesures effectuées avec une casserole de 200 mm de diamètre .

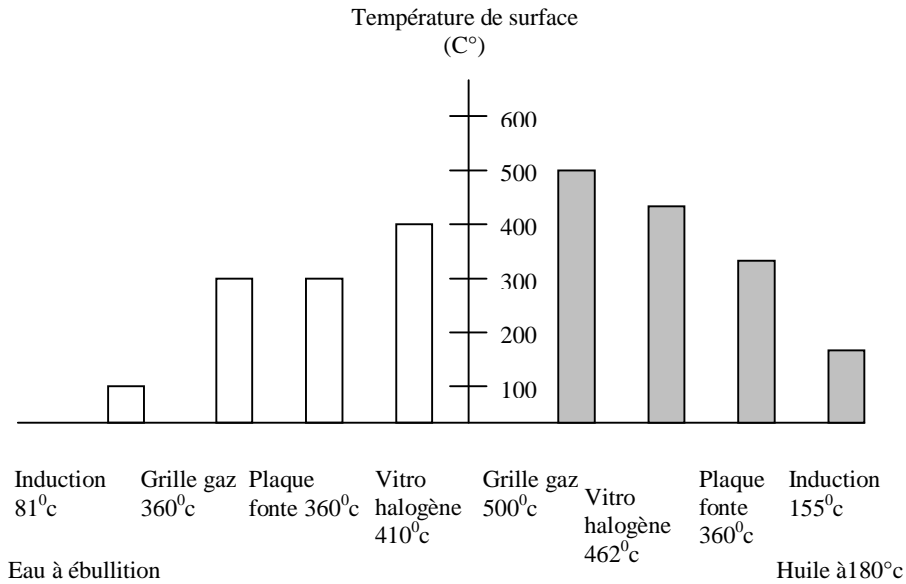


Fig.1.8 : Sécurité thermique du plan de cuisson

Exemple :

Dans une casserole, à l'ébullition d'eau le plan de cuisson par induction a une température de 81°C, mais le plan de cuisson par gaz a une température de 500°C.

1.6 Conclusion

Grâce aux plans de cuisson à induction, la cuisine devient magique. Le plan de cuisson est nettement moins chaud, le temps nécessaire pour porter le plat à ébullition est réduit de moitié, en économisant de l'énergie et le maniement est aisé, grâce aux touches sensibles ou boutons.

Le chauffage est assuré par une bobine d'induction placée sous chaque zone de cuisson. Dès la mise en marche, la chaleur est générée sur le fond du récipient sans que la plaque ne s'échauffe, c'est le fond du récipient qui transmet ensuite la chaleur au contenu. Donc la cuisson à induction a de nombreux avantages, parmi eux, le plan de cuisson ne chauffe que légèrement sous le récipient, la faible température empêche ainsi toute incrustation d'aliments ; le plan de cuisson se nettoie très facilement.



Fig.1.9 : Table à induction.

CHAPITRE 2

Modélisation de l'ensemble inducteur-récepteur



2.1 Introduction

La conception de systèmes électromagnétiques, pour l'électrotechnique est hautement sophistiquée et coûteuse. Les dimensions et les matériaux de chaque composant doivent être optimisés pour répondre au cahier des charges. Les méthodes classiques de construction de maquettes nécessitent bien souvent de la place, des moyens et beaucoup de temps, et les résultats expérimentaux sont trop incomplets ou trop bruités pour être exploités. La simulation informatique est un moyen particulièrement efficace qui permet de limiter les expériences et les constructions de prototypes. De plus, la modélisation numérique offre souvent la possibilité d'ouvrir les perspectives par traitement d'un plus grand nombre de paramètres ajustables ; lesquels peuvent indiquer les caractéristiques du dessin et les performances limites auxquelles on peut s'attendre.

Dans ce chapitre, une modélisation numérique basé sur la méthode des éléments finis de l'ensemble inducteur –réceptif sera réalisé, en montrant l'influence du nombre de spire de l'inducteur N sur les paramètres (L_1 , τ et k).

2.2 Description du dispositif

Il s'agit d'une plaque ferromagnétique [32] avec une perméabilité μ et une résistivité ρ , placée au-dessus d'un inducteur en forme spirale. Nous allons étudier dans cette partie la configuration inducteur-réceptif figure 2.1.

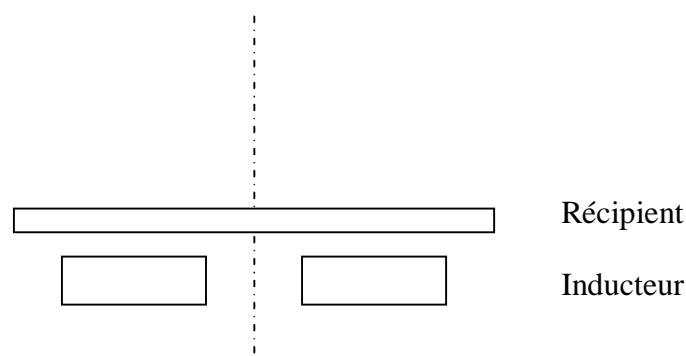


Fig.2.1 : Ensemble inducteur-réceptif.

2.3 Formulation

Tous les phénomènes électromagnétiques que l'on veut généralement étudier au sein des dispositifs électrotechniques classiques sont régis par les quatre équations aux dérivées partielles de MAXWELL et par les trois relations du milieu considéré [34].

► Equations de couplage magnétique :

$$\text{rot}\ddot{\vec{E}} = -\frac{\partial\ddot{\vec{B}}}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$\text{rot}\ddot{\vec{H}} = \ddot{\vec{J}} + \frac{\partial\ddot{\vec{D}}}{\partial t} \quad (2.2)$$

En supposant que le courant de déplacement est négligeable : $\frac{\partial\ddot{\vec{D}}}{\partial t} = 0$.

► Equations de conservation :

$$\text{div}\ddot{\vec{B}} = 0 \quad (2.3)$$

$$\text{div}\ddot{\vec{D}} = \rho \quad (2.4)$$

► Equations de propriétés électromagnétiques des matériaux :

$$\ddot{\vec{B}} = \mu.\ddot{\vec{H}} + \ddot{\vec{B}}_r \quad (2.5)$$

$$\ddot{\vec{D}} = \varepsilon.\ddot{\vec{E}} \quad (2.6)$$

$$\ddot{\vec{J}} = \sigma.\ddot{\vec{E}} \quad (2.7)$$

avec :

$\ddot{\vec{B}}$: Induction magnétique (T),

$\ddot{\vec{B}}_r$: Induction magnétique rémanente (T),

$\ddot{\vec{D}}$: Induction électrique (C/m²),

$\ddot{\vec{E}}$: Champ électrique (V/m),

$\ddot{\vec{H}}$: Champ magnétique (A/m),

$\ddot{\vec{J}}$: Densité de courant (A/m²),

t : Temps (s),

ε : Permittivité électrique absolue (F/m),

μ : Perméabilité magnétique absolue (H/m),

ρ : Densité de charge volumique (C/m³),

σ : Conductivité électrique ($\Omega^{-1}.\text{m}^{-1}$).

Ces équations décrivent globalement tous les phénomènes électromagnétiques, mais la prise en compte de toutes ces équations pour une résolution complète est très difficile. De plus, suivant les dispositifs étudiés, certains phénomènes deviennent négligeables [36], les équations se découplent alors en donnant naissance à des modèles plus simples. Il existe plusieurs modèles qui se traduisent par des équations de MAXWELL. Il s'agit des modèles électrostatiques, électrocinétiques, magnétostatiques, et magnétodynamiques. Nous nous sommes intéressés au problèmes magnétodynamique car notre source de courant varie en fonction du temps.

Un modèle simple d'emploi et suffisant pour l'étude globale du système électromagnétique est basé sur l'équation de la magnétodynamique.

Ce modèle s'applique aux dispositifs électrotechniques dans lesquels les sources de courant ou de tension varient en fonction du temps.

Le terme $\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$ n'est pas nul, les champs électriques et magnétiques sont couplés par la présence des courants induits (courants de FOUCAULT).

Pour représenter l'état électromagnétique en un point, nous devons alors recourir simultanément au potentiel vecteur magnétique \vec{A} et au potentiel scalaire électrique V [34].

Pour mener à bien cette étude, nous supposons que [10] :

- 1-La plaque présente une perméabilité et une conductivité constantes,
- 2-Les courants de déplacements sont négligeables,
- 3-Le courant qui circule dans l'inducteur est sinusoïdal,
- 4-Les pièces ne sont pas en mouvement,

De l'équation (2.2), si $J = 0$ on a : $rot \vec{H} = \vec{0}$

L'équation (2.3) permet de définir le potentiel vecteur \vec{A} telle que :

$$\vec{B} = rot \vec{A} \quad (2.8)$$

Pour qu'elle soit totalement définie, il faut également fixer la valeur de la divergence, on ajoute alors la condition : $div \vec{A} = 0$ (Jauge de Colomb) [37].

La combinaison des équations (2.2) et (2.8), et en tenant compte de l'équation (2.5) on obtient :

$$\text{rot}\left(\frac{1}{\mu}(\text{rot}\ddot{A})\right) = \ddot{J}_{total} \quad (2.9)$$

De l'équation (2.1), on peut écrire :

$$\text{rot}\ddot{E} = -\frac{\partial\ddot{B}}{\partial t} \Rightarrow \text{rot}\left(\ddot{E} + \frac{\partial\ddot{A}}{\partial t}\right) = \ddot{0} \quad (2.10)$$

$$\exists V/ \left(\ddot{E} + \frac{\partial\ddot{A}}{\partial t}\right) = -\text{grad}\ddot{V} \quad (2.11)$$

où V est le potentiel scalaire électrique.

Pour un repère fixe :

$$\left(\ddot{E} + \frac{\partial\ddot{A}}{\partial t}\right) = \ddot{E}_0 \Rightarrow \ddot{E} = \ddot{E}_0 - \frac{\partial\ddot{A}}{\partial t} \quad (2.12)$$

$$\text{On a : } \ddot{J}_{total} = \ddot{J}_{ex} + J_F \quad (2.13)$$

$$\text{avec : } \text{rot}\ddot{H} = \ddot{J}_{total} = \sigma.\ddot{E} = \sigma.\left(\ddot{E}_0 - \frac{\partial\ddot{A}}{\partial t}\right)$$

Nous obtenons alors l'équation suivante :

$$\text{rot}\left(\frac{1}{\mu}(\text{rot}\ddot{A})\right) + \sigma\frac{\partial\ddot{A}}{\partial t} = \ddot{J}_{ex} \quad (2.14)$$

avec :

$$\ddot{J}_{ex} : \text{Densité de courant d'excitation.}$$

L'équation (2.14) permet d'analyser les systèmes électromagnétiques. Le caractère dynamique du phénomène se traduit par la variation du potentiel vecteur par rapport au temps. Le potentiel vecteur magnétique \ddot{A} et la densité du courant J_{ex} se réduisent à leurs seules composantes suivant oz [34] [35].

En coordonnées cylindriques nous aurons :

$$\frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \cdot \frac{\partial^2 A}{\partial \theta^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial z^2} + \sigma\mu \cdot \frac{\partial A}{\partial t} = \mu \cdot J_{ex} \quad (2.15)$$

Dans le bidimensionnel axisymétrique :

$$\frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{\partial^2 A}{\partial z^2} + \sigma\mu \cdot \frac{\partial A}{\partial t} = \mu \cdot J_{ex} \quad (2.16)$$

Pour les objets ayant une symétrie de révolution, les courants sont généralement perpendiculaires au plan dans lequel on conduit l'étude, le potentiel vecteur n'a qu'une seule composante \ddot{A} et la condition $Div\ddot{A}$ est naturellement vérifiée.

Le modèle se traduit alors par l'équation (2.14), qui est particulièrement simple et efficace, son utilisation est très répandue : dans l'étude des moteurs à induction, des dispositifs de chauffage par induction, des transformateurs, etc.

Si le matériau magnétique est linéaire ($\mu = \text{constante}$), et si J_{ex} est sinusoïdale on peut appliquer la représentation de Fresnel :

$$\ddot{A} = |\ddot{A}| e^{i\omega t} \Rightarrow \frac{\partial \ddot{A}}{\partial t} = i\omega \ddot{A} \quad (i^2 = -1)$$

L'équation finale, devient alors :

$$\frac{1}{\mu} \text{rot}(\text{rot}\ddot{A}) + i\omega\sigma \ddot{A} = J_{ex} \quad (2.17)$$

qui s'écrit en coordonnées cylindriques comme suit :

$$\frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{\partial^2 A}{\partial z^2} + i\omega \sigma \mu = \mu \cdot J_{ex} \quad (2.18)$$

Pour résoudre l'équation différentielle aux dérivées partielles (2.18), on applique la méthode des éléments finis. Le domaine d'étude est alors subdivisé en éléments triangulaires et l'équation (2.18) est résolue sur tous les nœuds du maillage. La valeur de la variable d'état (le potentiel vecteur magnétique) est déterminée par interpolation polynomiale des valeurs nodales à l'intérieur de chaque élément. Dans notre étude, nous supposons que le potentiel vecteur magnétique est approché par un polynôme du premier ordre en r et z sous la forme :

$$A(r,z) = a_1 + a_2 \cdot r + a_3 \cdot z \quad (2.19)$$

2.4 Présentation du programme de calcul

2.4.1 Module d'entrée

La première fonction de ce module est la discrétisation de la géométrie de notre dispositif que l'on veut étudier. Dans la plupart des logiciels cette opération est réalisée à l'aide des techniques issues de la conception assistée par ordinateur. A partir des coordonnées cartésiennes, on fait introduire la géométrie de notre dispositif à l'aide de clavier. On définit des lignes qui peuvent être des segments des droites ou des cercles.

2.4.2 Géométrie

Vu la symétrie du dispositif et afin de réduire le domaine d'étude, nous n'étudierons que la moitié du dispositif. La géométrie serait introduite dans le logiciel FLUX2D à l'aide des coordonnées cartésiennes figure 2.4.

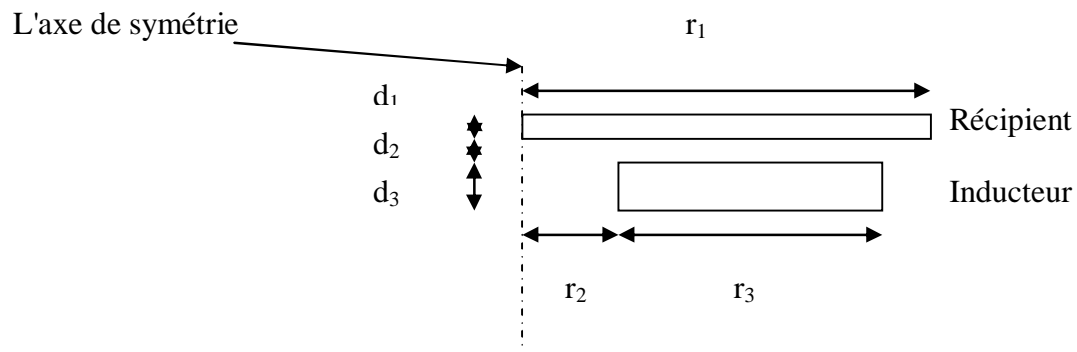


Fig.2.2 : Ensemble inducteur – réceptier en axisymétrie
Les paramètres de calcul ($r_1=100\text{cm}$, $r_2=25\text{cm}$, $r_3=65\text{cm}$, $d_1=10\text{mm}$,
 $d_2=8\text{mm}$, $d_3=1.8\text{mm}$).

2.4.3 Conditions aux limites

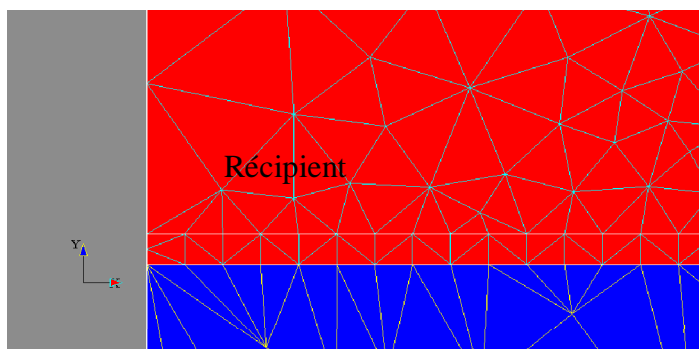
Nous fixons le dispositif à l'intérieur d'un rectangle sur lequel nous supposons que nous sommes à l'infini du point de vue magnétique (DIRICHLET : $A=0$). Pour l'axe de symétrie, les lignes de champs sont parallèles à ces derniers ce qui correspond aux conditions de Dirichlet ($A=\text{cste}$), et par raison de continuité avec le reste du contour nous prendrons ($A=0$) [34].

2.4.4 Maillage

La résolution par la méthode des éléments finis d'un problème physique nécessite un découpage du domaine en petits sous domaines, dans les sous domaines la grandeur est approchée par une fonction polynomiale des coordonnées, dans les zones critiques les éléments doivent être de petites tailles. Cette fonction consiste à discrétiser le domaine en éléments finis. Elle présente une opération complexe est intégrée au logiciel FLUX2D qui la réalise de manière automatique figure 2.5, le nombre de nœuds obtenu = 456487, et le nombre des éléments = 228182 .

Ces résultats ont été obtenus avec les paramètres suivants :

- 1-L'inducteur a un nombre de spires égal à 30 tours et un courant efficace de 10A.
- 2-Le réceptier ferromagnétique à une perméabilité relative $\mu_r=1273$ et une résistivité $\rho=2.77*10^{-7} \Omega.m$.



Maillage dans le réceptier

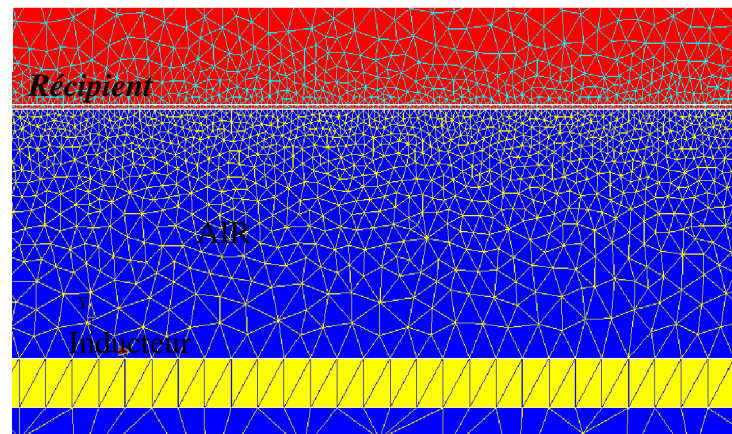
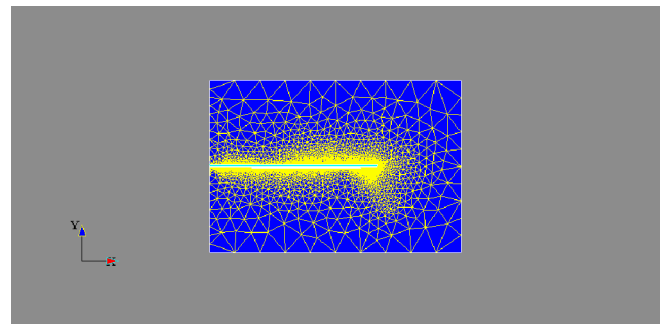


Fig.2.3 : Maillage de l'ensemble (réceptier + inducteur + air)

2.4.5 Données des simulations

Pour calculer les paramètres de l'ensemble inducteur-réceptier (L_1 , τ , k) en fonction de nombre de spires de l'inducteur, on a utilisé les résultats exploités par le logiciel.

Le réceptier :

$$\mu_r = 1273, \rho_{\text{acier}} = 27.10^{-8} \Omega.m$$

Rayon du réceptier $r_1 = 100$ cm, $e_1=10$ mm (épaisseur du réceptier)

Inducteur

$N = 10$ spires ; $f = 20$ kHz, $\rho_{\text{al}} = 1.8 \cdot 10^{-8} \Omega.m$, $e_2=1.8$ mm (épaisseur de l'inducteur)

Rayon de l'inducteur $r_3 = 65$ cm

Rayon de l'inducteur interne $r_2 = 25$ cm

Rayon total de l'inducteur $R = r_3 + r_2 = 90$ cm

$d = 8$ mm épaisseur entre le réceptier et l'inducteur)

$\delta = 0.05$ mm (Profondeur de pénétration)

2.4.6 Résultats des simulations

N = 10 spires

INDUCTEUR

Courant	Module	8,979059e+002	Ampère	OK
Courant	Valeur efficace	6,349153e+002	Ampère (eff.)	OK
Puissance	Active	2,240505e+001	Watt	OK
Puissance	Réactive	1,474321e+002	VAR	OK
Inductance	Inductance	2,317010e-005	Henry	OK

RECEPIENT

Courant	Module	8,117852e+002	Ampère	OK
Courant	Valeur efficace	5,740188e+002	Ampère (eff.)	OK
Puissance	Active	7,549531e+003	Watt	OK
Puissance	Réactive	7,117520e+003	VAR	OK
Inductance	Inductance	2,617099e-017	Henry	OK

Tableau.2.1 : Résultats pour N=10 spires.

N = 20 spires**RECIPIENT**

Courant	Module	4,061561e+002	Ampère	OK
Courant	Valeur efficace	2,871957e+002	Ampère (eff.)	OK
Puissance	Active	1,889845e+003	Watt	OK
Puissance	Réactive	1,781701e+003	VAR	OK
Inductance	Inductance	2,774924e-017	Henry	OK

INDUCTEUR

Courant	Module	4,492076e+002	Ampère	OK
Courant	Valeur efficace	3,176377e+002	Ampère (eff.)	OK
Puissance	Active	1,402143e+000	Watt	OK
Puissance	Réactive	3,690612e+001	VAr	OK
Inductance	Inductance	9,269690e-005	Henry	OK

Tableau.2.2 : Résultats pour N=20 spires.**N = 30 spires****RECIPIENT**

Courant	Module	2,708009e+002	Ampère	OK
Courant	Valeur efficace	1,914852e+002	Ampère (eff.)	OK
Puissance	Active	8,401338e+002	Watt	OK
Puissance	Réactive	7,920583e+002	VAr	OK
Inductance	Inductance	5,105866e-018	Henry	OK

INDUCTEUR

Courant	Module	2,995288e+002	Ampère	OK
Courant	Valeur efficace	2,117988e+002	Ampère (eff.)	OK
Puissance	Active	2,770332e-001	Watt	OK
Puissance	Réactive	1,640668e+001	VAr	OK
Inductance	Inductance	2,085383e-004	Henry	OK

Tableau.2.3 : Résultats pour N=30 spires.

N =40 spires**RECIPIENT**

Courant	Module	2,031115e+002	Ampère	OK
Courant	Valeur efficace	1,436215e+002	Ampère (eff.)	OK
Puissance	Active	4,726152e+002	Watt	OK
Puissance	Réactive	4,455705e+002	VAr	OK
Inductance	Inductance	2,156451e-018	Henry	OK

INDUCTEUR

Courant	Module	2,246411e+002	Ampère	OK
Courant	Valeur efficace	1,588453e+002	Ampère (eff.)	OK
Puissance	Active	8,766249e-002	Watt	OK
Puissance	Réactive	9,229540e+000	VAr	OK
Inductance	Inductance	3,707841e-004	Henry	OK

Tableau.2.4 : Résultats pour N=40 spires.**N =60 spires****RECIPIENT**

Courant	Module	1,354100e+002	Ampère	OK
Courant	Valeur efficace	9,574931e+001	Ampère (eff.)	OK
Puissance	Active	2,100639e+002	Watt	OK
Puissance	Réactive	1,980433e+002	VAr	OK
Inductance	Inductance	2,647402e-018	Henry	OK

INDUCTEUR

Courant	Module	1,497759e+002	Ampère	OK
Courant	Valeur efficace	1,059075e+002	Ampère (eff.)	OK
Puissance	Active	1,731708e-002	Watt	OK
Puissance	Réactive	4,102263e+000	VAr	OK
Inductance	Inductance	8,341488e-004	Henry	OK

Tableau.2.5 : Résultats pour N=60 spires.

2.4.7 Courbes obtenues

Pour le calcul des paramètres L_1 (inductance de l'inducteur) τ (constante de temps) et k (coefficient de couplage).

* La constante de temps τ :

$$\text{on a : } \operatorname{tg}\varphi = \frac{Q}{P} \quad (2.20)$$

et aussi :

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{L\omega}{R} = \tau.\omega \quad (2.21)$$

$$\text{d'où : } \tau = \frac{(Q/P)}{2\pi.f} \quad (2.22)$$

$$\text{*Le coefficient de couplage et calculé par : } k = \frac{I_{2\text{eff}}}{I_{1\text{eff}}} \quad (2.23)$$

* L'inductance de l'inducteur L_1 : Elle est tirée directement des tableaux précédents.

Avec :

Q : puissance réactive (VAR) ;

P : puissance active (W) ;

L : l'inductance du réceptier (H) ;

R : résistance du réceptier (H) ;

φ : le déphasage entre courant et tension du réceptier ;

τ : la constante de temps du réceptier (s) ;

$I_{2\text{eff}}$: la valeur efficace du courant induit dans le réceptier ;

$I_{1\text{eff}}$: la valeur efficace du courant dans l'inducteur ;

d : l'épaisseur entre l'inducteur et le réceptier.

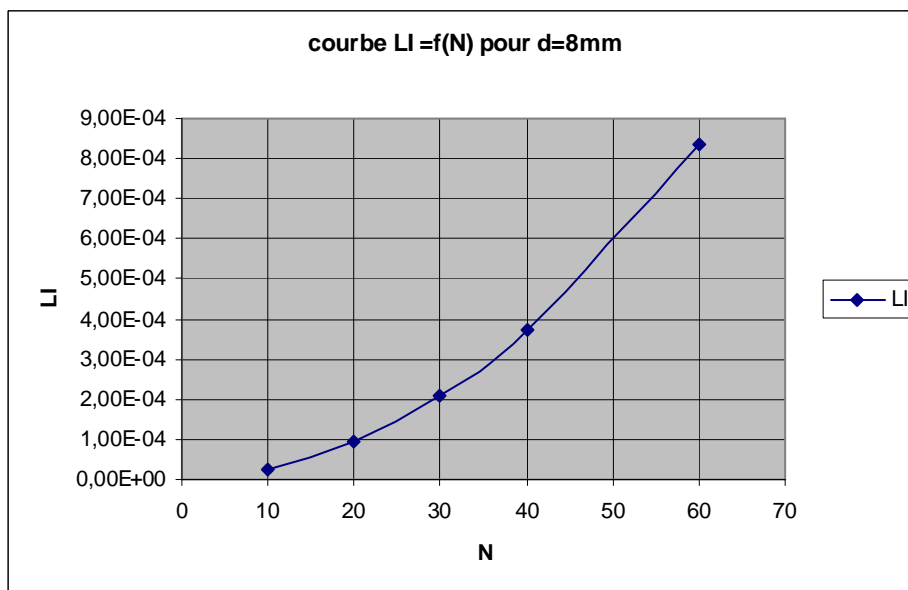


Fig.2.4 : Variation de l'inductance de l'inducteur L_1 en fonction du nombre de spires N .

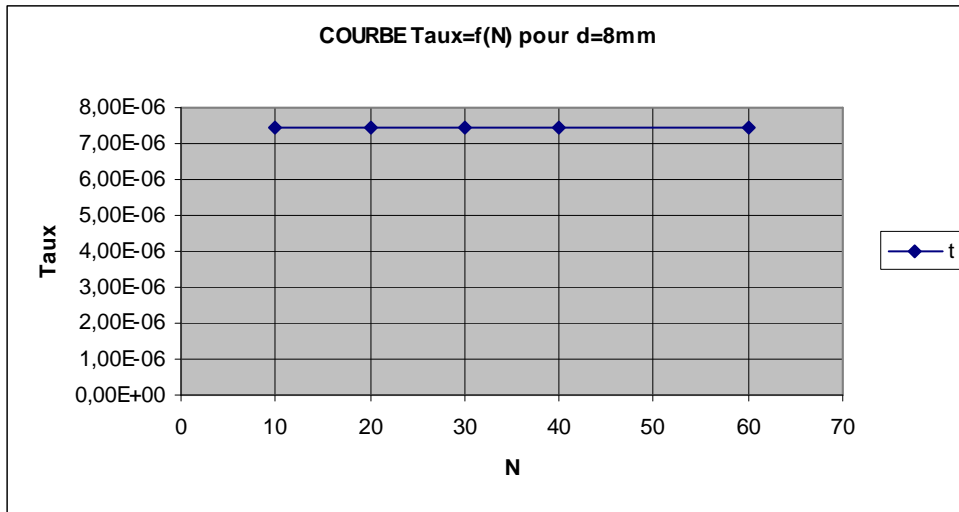


Fig.2.5 : la constante de temps du réceptier τ en fonction du nombre de spires de l'inducteur N.

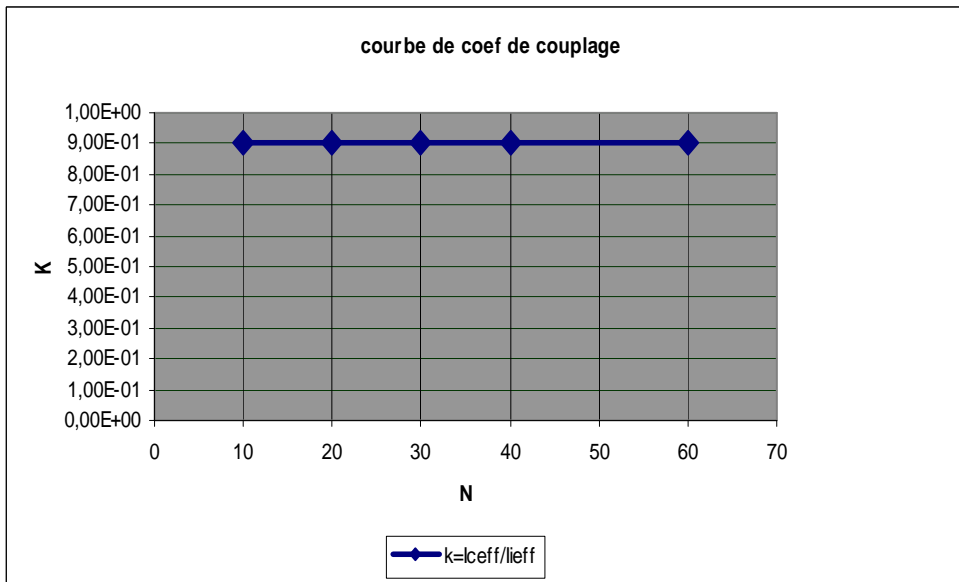


Fig.2.6 : le coefficient de couplage de l'ensemble inducteur-réceptier k en fonction du nombre de spires de l'inducteur N.

2.5 Variations des paramètres de l'ensemble inducteur-récipient

Nous avons effectué une simulation numérique par la méthode des éléments finis par le logiciel FLUX2D de l'ensemble inducteur -récipient afin de calculer leurs paramètres. Les figure 2.4, 2.5, 2.6 illustrent les variations de L_1 , τ et k en fonction du nombre de spires de l'inducteur. Comme le montre les figures, l'inductance de l'inducteur L_1 croît quand le nombre de spires N augmente, la constante de temps du récipient τ et le coefficient de couplage k sont pratiquement indépendants du nombre de spires de l'inducteur N .

2.6 Modélisation de l'ensemble inducteur-récipient :

L'ensemble inducteur-récipient peut être assimilé à un transformateur, le primaire remplace l'inducteur, le secondaire court-circuité par une résistance, représente le récipient, comme nous le montre la figure 2.7. L_1 et L_2 sont respectivement les inductances de l'enroulement primaire et celui du secondaire, M est leur inductance mutuelle [24].

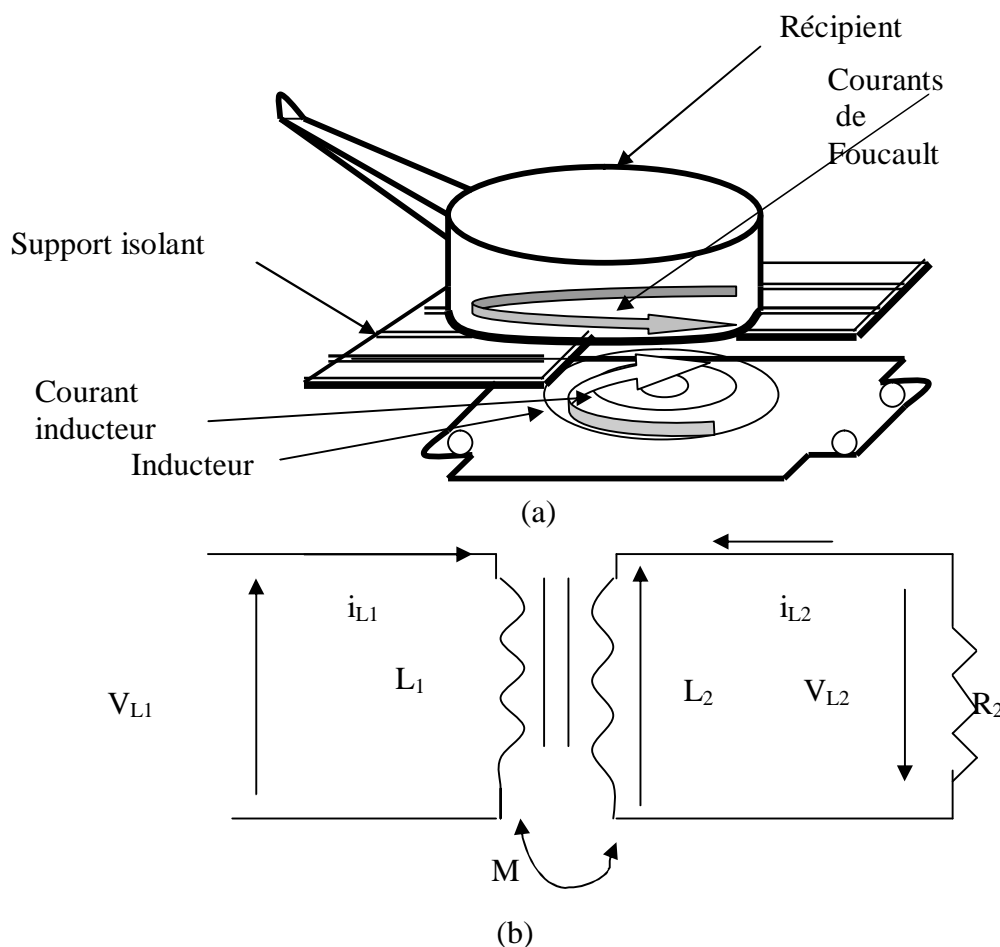


Fig.2.7 : Ensemble inducteur-récipient

(a) Représentation de l'inducteur-récipient.

(b) Schéma électrique équivalent de l'ensemble inducteur-récipient.

D'après le circuit de la figure 2.7.b, nous pouvons écrire :

$$V_{L1} = L_1 \cdot \frac{di_{L1}}{dt} + M \cdot \frac{di_{L2}}{dt} \quad (2.24)$$

$$0 = R_2 \cdot i_{L2} + M \cdot \frac{di_{L1}}{dt} + L_2 \cdot \frac{di_{L2}}{dt} \quad (2.25)$$

En posant :

$$\phi_1 = L_1 \cdot i_{L1} \quad (2.26)$$

$$\phi_2 = M \cdot i_{L2} \quad (2.27)$$

En combinant (2.27), (2.28), (2.25) on obtient l'équation suivante :

$$V_{L1} = \frac{d\phi_1}{dt} + \frac{d\phi_2}{dt} \quad (2.28)$$

On multipliant le deuxième terme de l'équation (2.26) par M et en divisant par L_2 :

$$0 = \frac{R_2}{L_2} \cdot M \cdot i_{L2} + \frac{M^2}{L_2} \cdot \frac{di_{L1}}{dt} + \frac{L_2}{L_2} \cdot M \cdot \frac{di_{L2}}{dt} \quad (2.29)$$

En remplaçant les équations (2.27) et (2.28) dans l'équation (2.30), on obtient :

$$0 = \frac{\phi_2}{L_2} + \frac{M^2}{L_1 \cdot L_2} \frac{d\phi_1}{dt} + \frac{d\phi_2}{dt} \quad (2.30)$$

En posant :

$$\tau = \frac{L_2}{R_2} \quad \text{et} \quad k = \sqrt{\frac{M^2}{L_1 \cdot L_2}}$$

$$0 = \frac{\phi_2}{\tau} + k^2 \cdot \frac{d\phi_1}{dt} + \frac{d\phi_2}{dt} \quad (2.31)$$

Notre but de travail est d'étudier notre système électromagnétique. Cette étude va nous permettre de bien comprendre le comportement du système électromagnétique et faire un choix optimal de ses paramètres [34].

L'ensemble inducteur réceptier figure 2.7, peut être caractérisé par les paramètres L_1 , k (facteur de couplage) et τ (constante de temps) où :

$$\tau = \frac{L_2}{R_2} \quad (2.32)$$

$$k = \sqrt{\frac{M^2}{L_1 \cdot L_2}} \quad (2.33)$$

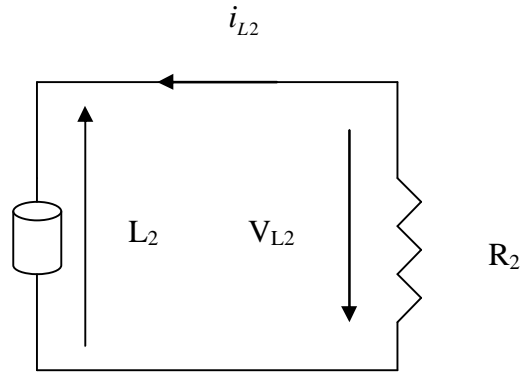


Fig.2.8 : Modèle du réceptier

Le modèle du réceptier est représenté par la figure 2.8 :

$$V_{L2} + R_2 \cdot i_{L2} = 0 \quad (2.34)$$

$$V_{L2} = -R_2 \cdot i_{L2} \quad (2.35)$$

En utilisant les équations (2.28) et (2.36), on obtient :

$$V_{L2} = -\frac{R_2}{M} \cdot \phi_2 \quad (2.36)$$

En multipliant le deuxième terme de l'équation (2.37) par $L_1 L_2$ et en divisant par M , on obtient :

$$\frac{L_1 \cdot L_2}{M} \cdot V_{L2} = -R_2 \cdot \left(\frac{\phi_2}{M^2}\right) \cdot L_1 \cdot L_2 \quad (2.37)$$

$$V_{L2} = -\frac{M}{L_1} \cdot \frac{\phi_2}{M^2} \cdot \frac{1}{\frac{L_2}{L_1 \cdot L_2} R_2} \quad (2.38)$$

$$\text{On pose : } a = \frac{M}{L_1}$$

On obtient :

$$V_{L2} = -\frac{a}{k^2 \tau} \phi_2 \quad (2.39)$$

$$i_{L2} = \frac{\phi_2}{a \cdot L_1} \quad (2.40)$$

2.7 Puissance dissipée dans le réceptier

La puissance dissipée dans le réceptier est donnée par :

$$P_C = R_2 \cdot I_2^2 \quad (2.41)$$

La résistance du réceptier est donnée par :

$$R_2 = \rho \cdot \frac{l_2}{s_2} \quad (2.42)$$

On aura :

$$R_2 = \rho \cdot \frac{\pi}{\delta} \quad (2.43)$$

avec :

R_2 : Résistance du réceptier (Ω),

l_2 : Longueur du fond du réceptier (m),

s_2 : Surface du fond du réceptier parcouru par le courant induit (m^2),

δ : Profondeur de pénétration (m),

ρ : Résistivité du matériau du réceptier ($\Omega \cdot m$),

I_2 : courant induit dans le réceptier (A).

Donc :

$$P_C = \rho \cdot \frac{\pi}{\delta} \cdot I_2^2 \quad (2.44)$$

En remplaçant I_2 par $N \cdot I_1$ (la pièce à chauffer est assimilée au secondaire d'un transformateur à spire unique en court-circuit, le primaire comportant N spires parcourues par un courant I_1), l'expression de la puissance dissipée devient :

$$P_C = \rho \cdot \frac{\pi}{\delta} \cdot (N \cdot I_1)^2 \quad (2.45)$$

La puissance doit être corrigée par des facteurs tenant compte des rapports des dimensions du réceptier et de l'inducteur (le diamètre d , profondeur de pénétration δ , nombre de tours de l'inducteur...) [14].

Pour augmenter la valeur de P_C , il faut :

- 1-Augmenter le champ magnétique en augmentant le nombre d'ampères tours de l'inducteur,
- 2-Augmenter la fréquence.

2.8 Conclusion

D'après le travail que nous avons effectué, nous pouvons déduire que avec cette modélisation nous pouvons connaître l'état magnétique et électrique du dispositif (champ, potentiel, flux,...etc.). Ces grandeurs obtenues seraient difficiles à déterminer par d'autres méthodes (calculs analytiques, essais,...etc.) et elles sont obtenues avec des coûts et délais très inférieurs à ceux des méthodes numériques. Et d'après les résultats de simulation nous pouvons dire que l'inductance L_1 de l'inducteur croit quand N augmente, τ et k sont pratiquement indépendants de N .

CHAPITRE 3

Etude et simulation du système de
la table à induction



3.1 Introduction

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

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

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

3.2 Les convertisseurs destinés aux plaques chauffantes

3.2.1 Généralités

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

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

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

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

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

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

3.2.2 Le choix des interrupteurs

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

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

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

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

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

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

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

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

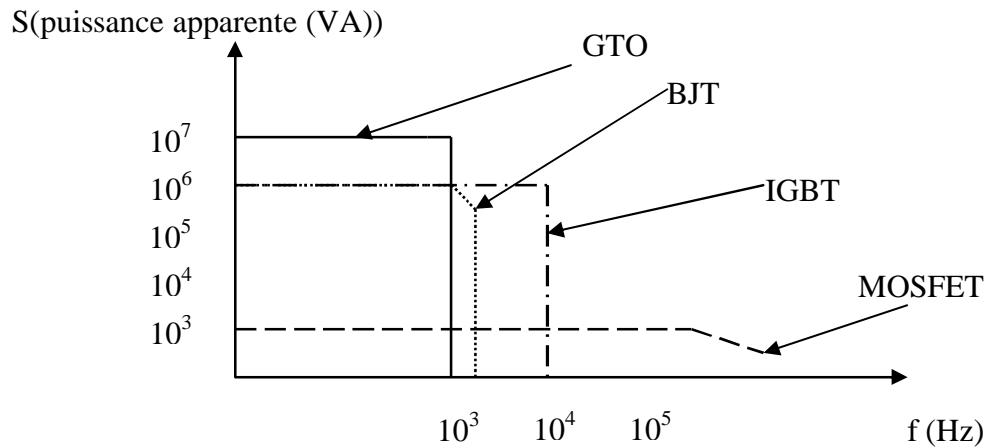


Fig.3.1: Domaines d'utilisation des composants de puissance.

3.2.3 Symbole d'un IGBT

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

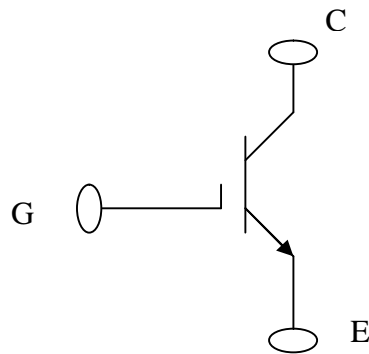


Fig.3.2: Symbole d'un IGBT

3.2.4 Structure physique d'un IGBT

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

La structure interne est représentée sur la figure3.3 :

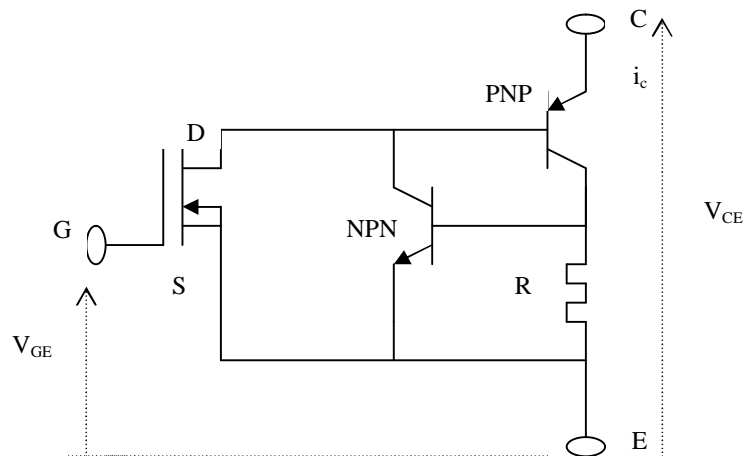


Fig. 3.3: Structure de base de l'IGBT

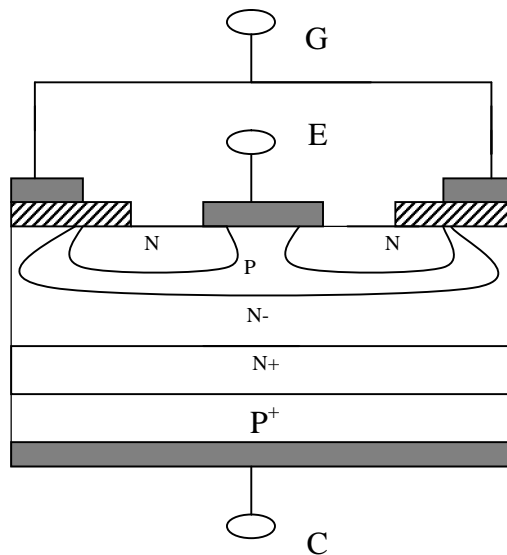


Fig.3 .4: Coupe transversale d'un IGBT

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

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

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

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

3.2.5 Analyse électronique de fonctionnement

3.2.5.1 Amorçage en conduction

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

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

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

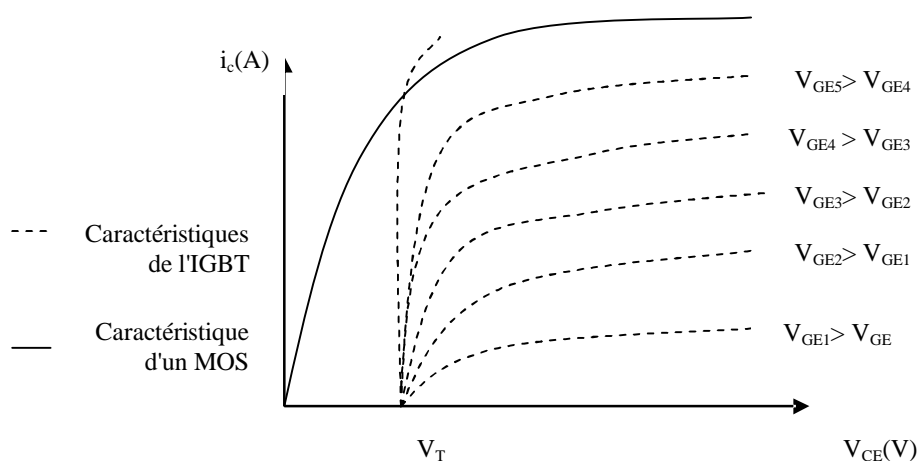


Fig .3.5 : Le courant collecteur en fonction de la tension V_{CE} .

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

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

3.2.5.2 Extinction

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

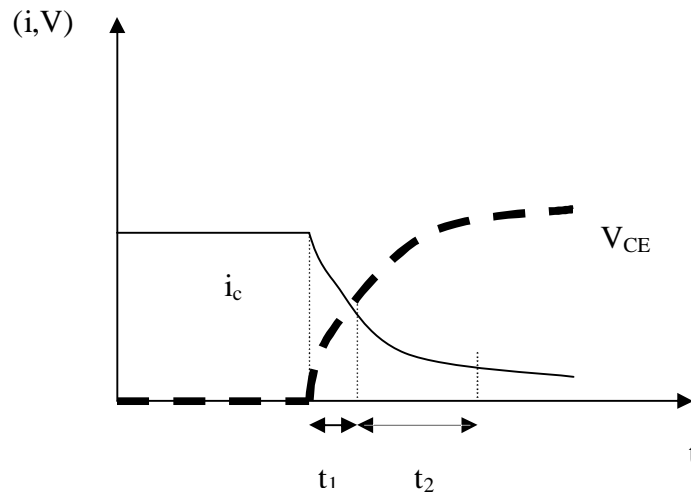


Fig. 3.6: La tension entre collecteur et émetteur V_{CE} et le courant du collecteur i_c à l'extinction.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

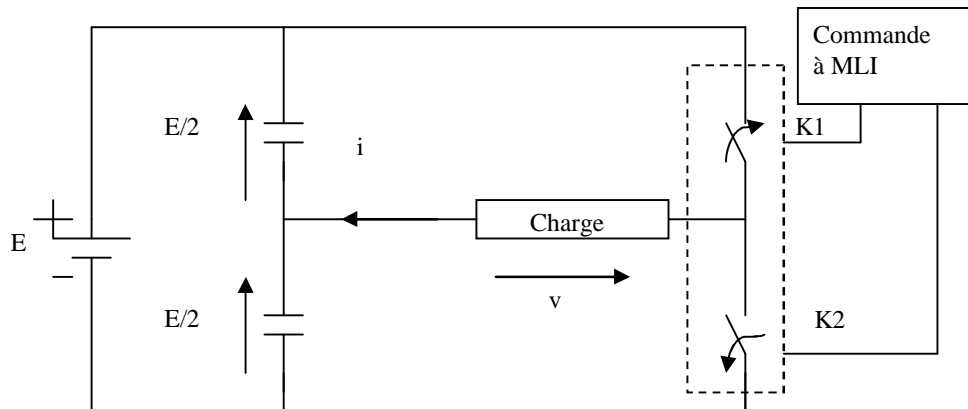


Fig.3.7 : Schéma de base d'un onduleur monophasé en demi – pont à M.L.I.

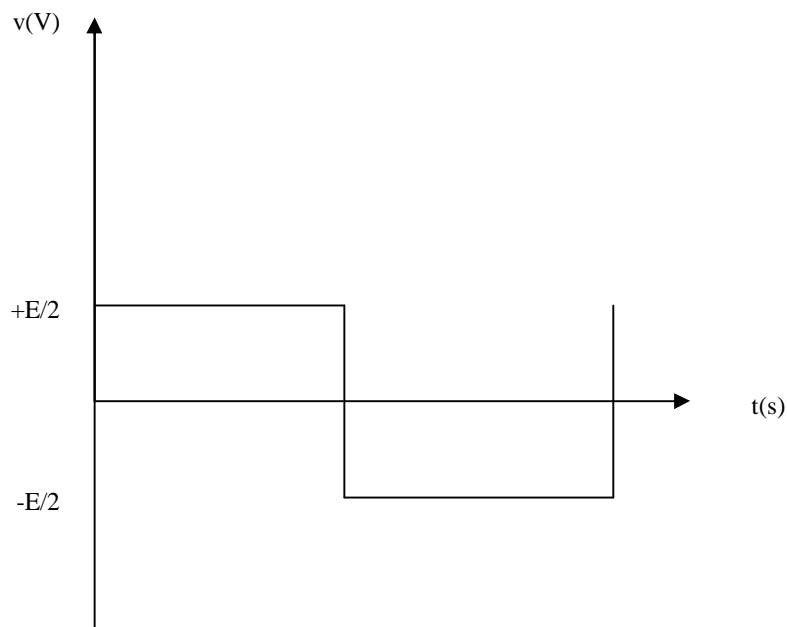


Fig.3.8 : Schéma de la tension de sortie.

3.2.6.1.1 Principe de la modulation triangulo-sinusoidale

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

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

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

La porteuse est la triangulaire définie par figure 3.9:

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

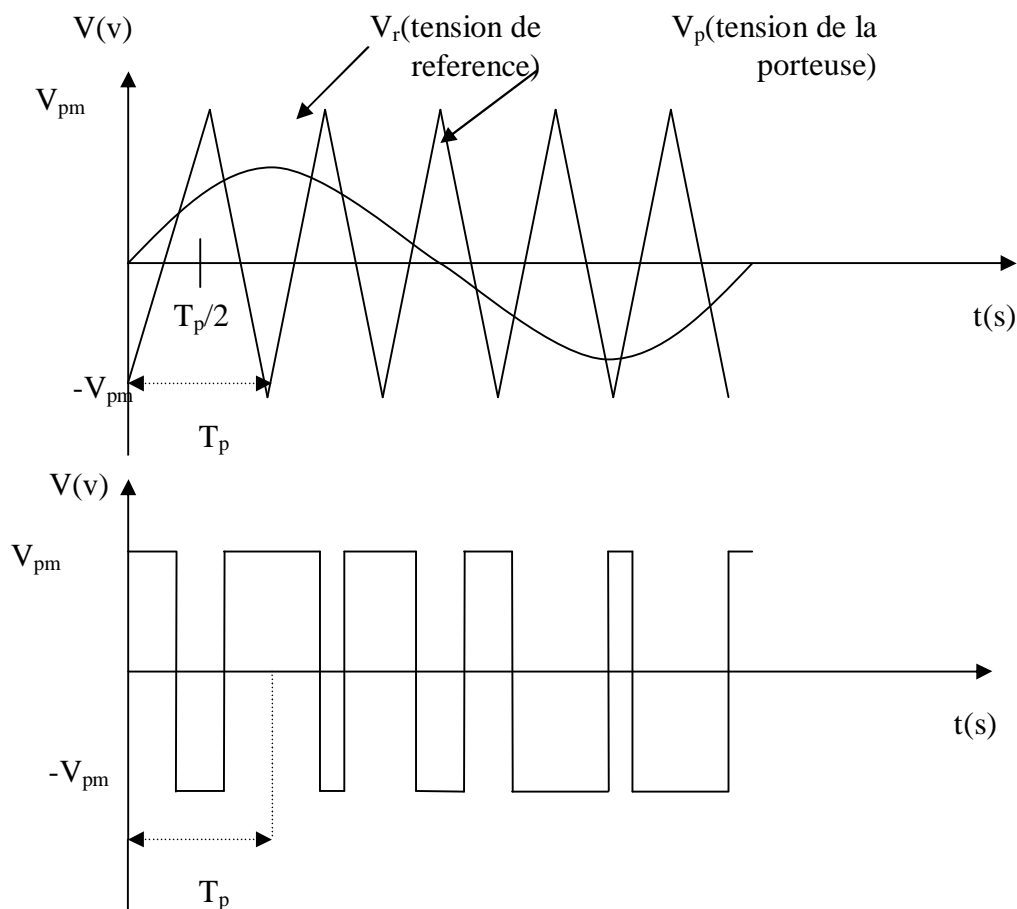


Fig.3.9 : Représentation de l'intersection de la porteuse et de la référence.

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

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

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

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

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

Avec:

G : la commande

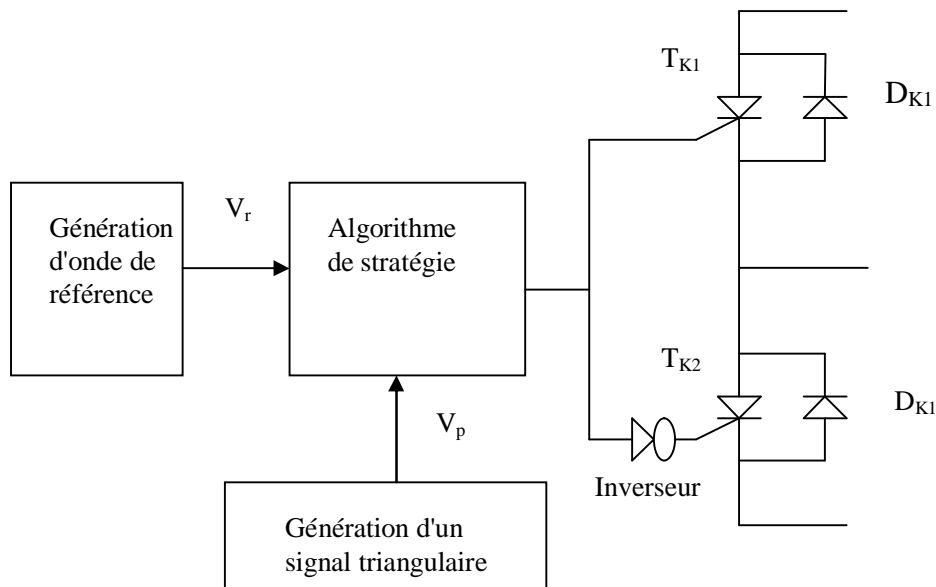


Fig.3.10 : Principe de la commande triangulo-sinusoidale

Avec :

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

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

3.2.6.1.2 Caractéristiques de cette technique

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

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

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

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

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

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

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

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

3.3.1 Description du système

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

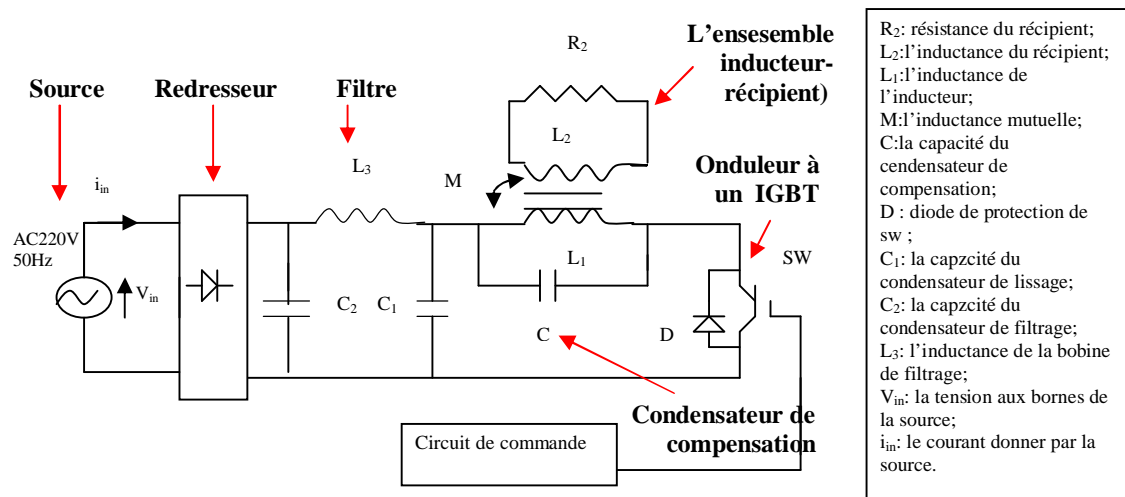


Fig. 3.11 : Le schéma électrique global du système de la table à induction à un seul foyer.

3.3.2 Circuit équivalent

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

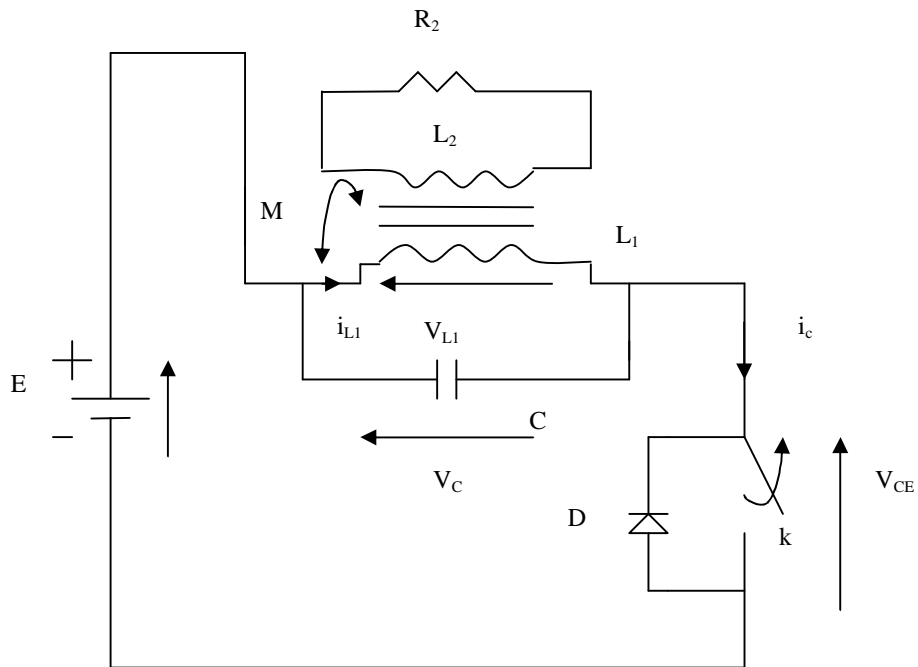


Fig. 3.12 : Circuit électrique équivalent du système.

3.3.3 Fonctionnement de l'onduleur

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

► **Quand K est ouvert :**

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

► **Quand K est fermé:**

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

***La puissance d'entrée P_{in} (W)**

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

Avec :

T_0 : étant la période

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

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

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

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

La puissance est alors :

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

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

3.4 Résultats de simulation de la tension et du courant

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

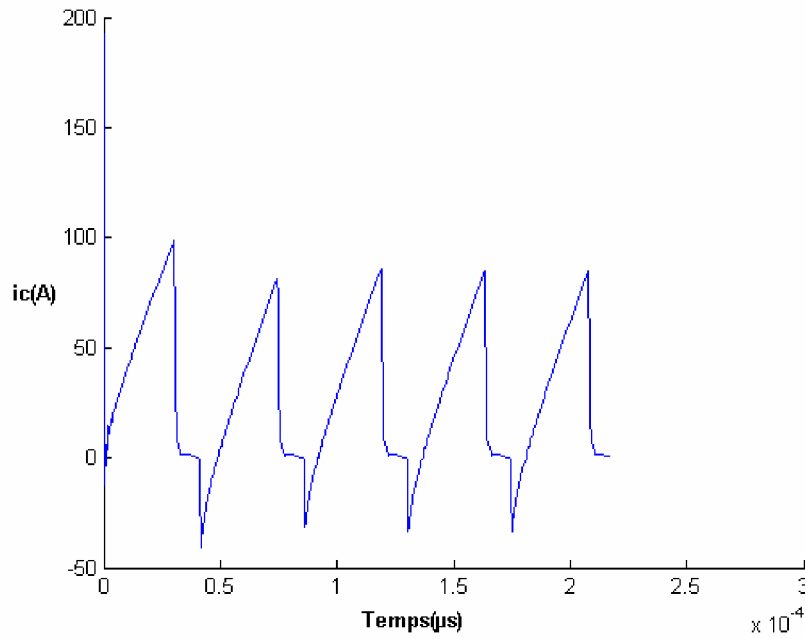
La figure 3.17 illustre la variation des valeurs maximales de la tension et du courant de l'interrupteur V_{cemax} et i_{cmax} en fonction de la constante de temps du récipient τ , pour une puissance d'entrée égale à 2000w ; on remarque que la tension augmente légèrement avec une augmentation de la constante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

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

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

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

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



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

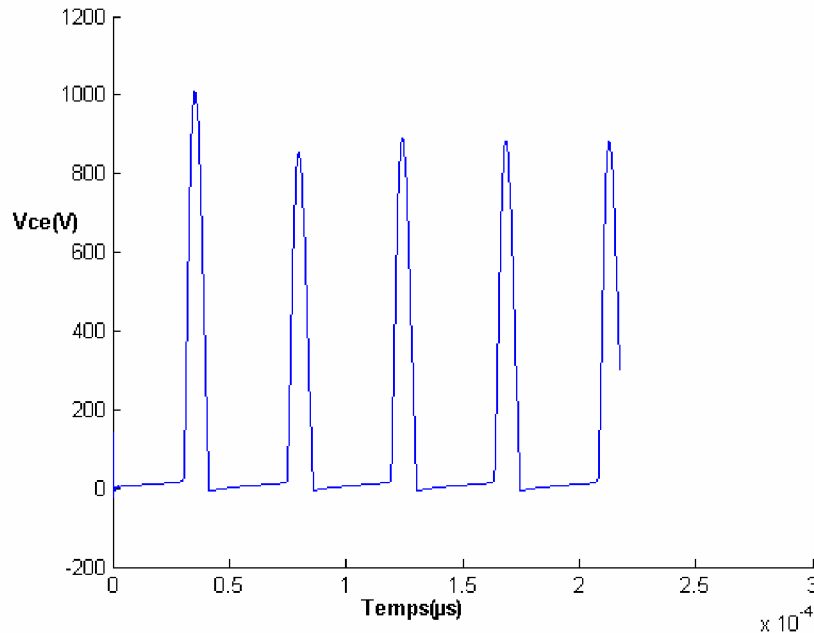
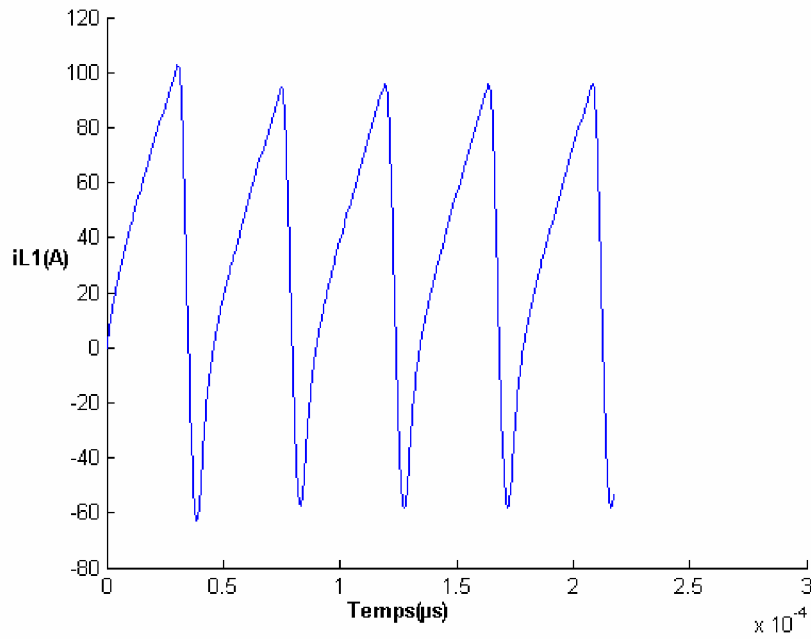


Fig.3.13: Tension et courant de l'interrupteur en fonction du temps pour $P_{in}=2000w$
 $E=141v$, $C=0.27\mu F$, $L_1=75\mu H$, $k=0.73$, $\tau=4\mu s$.



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

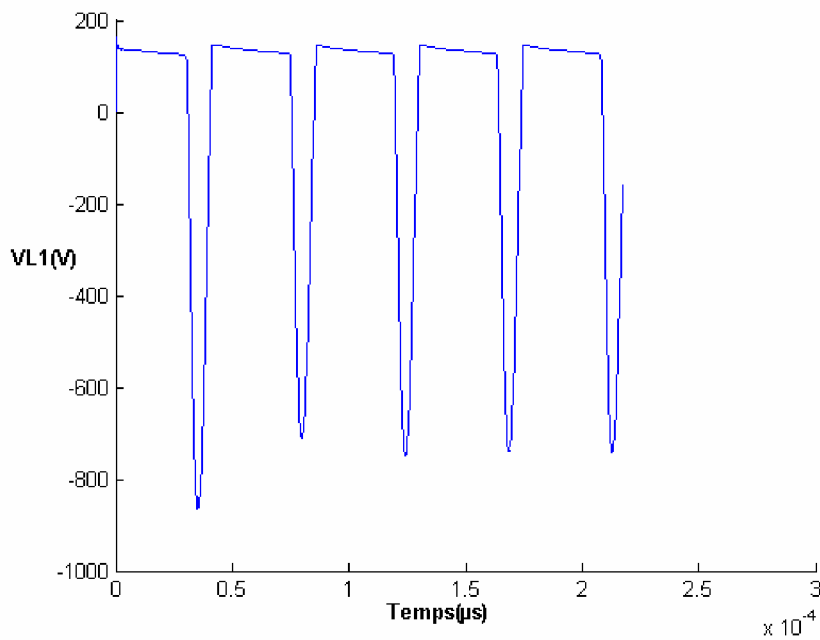


Fig.3.14 : Tension et courant de l'inducteur en fonction du temps pour $P_{in} = 2000w$
 $E=141v, C=0.27\mu F, L_1=75\mu H, k=0.73, \tau=4\mu s$

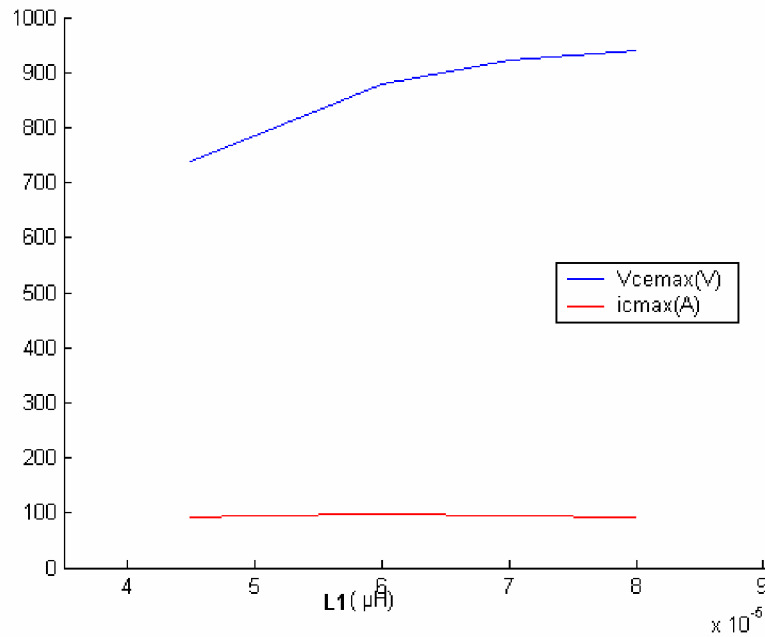


Fig.3.15: Les valeurs maximales de tension et de courant de l'interrupteur V_{cemax} et i_{cmax} en fonction de l'inductance de l'inducteur L_1 pour $P_{in}=2000w$
 $E=141v$, $C=0.27\mu F$, $k=0.73$, $\tau=4\mu s$.

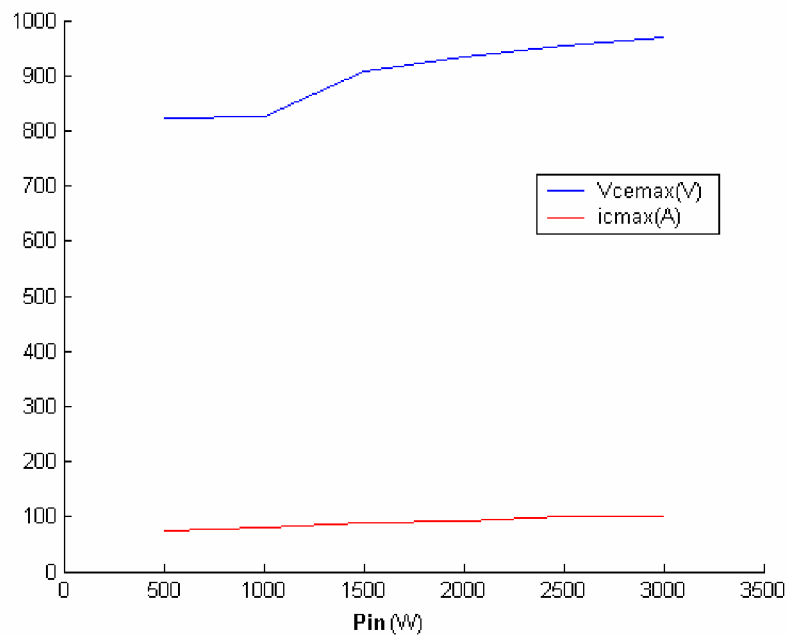


Fig.3.16: Les valeurs maximales de tension et de courant de l'interrupteur V_{cemax} et i_{cmax} en fonction de la puissance d'entrée P_{in}
 $E=141v$, $C=0.27\mu F$, $L_1=75\mu H$, $k=0.73$, $\tau=4\mu s$.

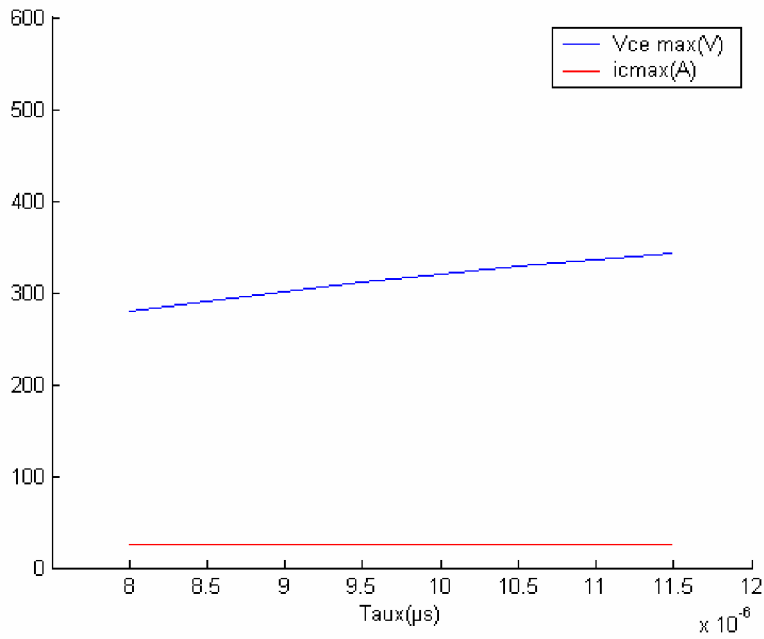


Fig.3.17: Les valeurs maximales de tension et de courant de l'interrupteur V_{cemax} et i_{cmax} en fonction de τ pour $P_{in} = 2000w$, $E = 141v$, $C = 0.27\mu F$, $L_1 = 75\mu H$, $k = 0.73$.

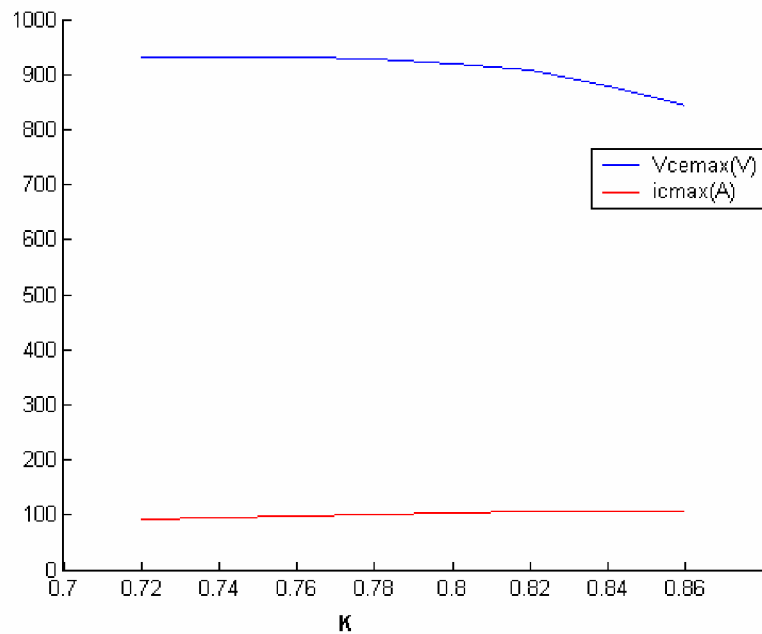


Fig.3.18: Les valeurs maximales de tension et de courant de l'interrupteur V_{cemax} et i_{cmax} en fonction de k pour $P_{in} = 2000w$, $E = 141v$, $C = 0.27\mu F$, $L_1 = 75\mu H$, $\tau = 4\mu s$.

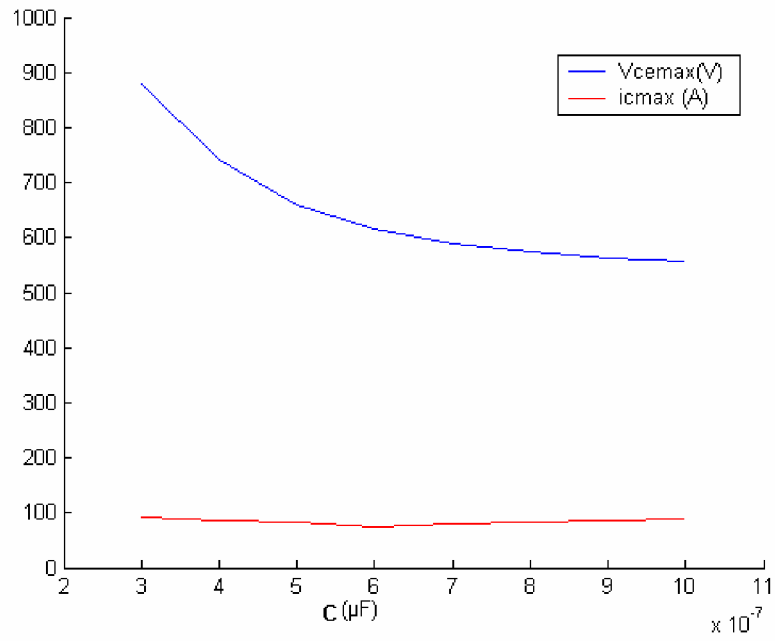


Fig.3.19: Les valeurs maximales de tension et de courant de l'interrupteur $V_{c\text{emax}}$ et $i_{c\text{max}}$ en fonction de C pour $P_{\text{in}}=2000\text{w}$
 $E=141\text{v}$, $L_1=75\mu\text{H}$, $k=0.73$, $\tau=4\mu\text{s}$

3.5 Configuration de la table chauffante à deux ou plusieurs foyers

(système 2)

3.5.1 Description générale du système

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

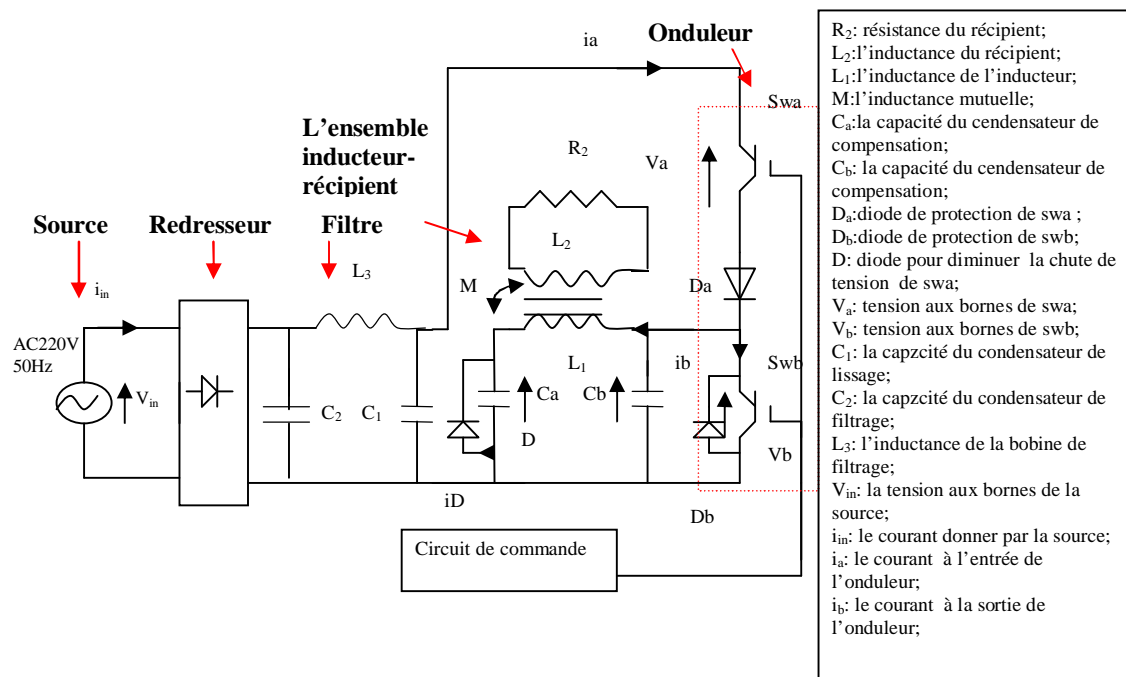


Fig.3. 20 : Schéma électrique global du système

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

3.5.2 Circuit équivalent

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

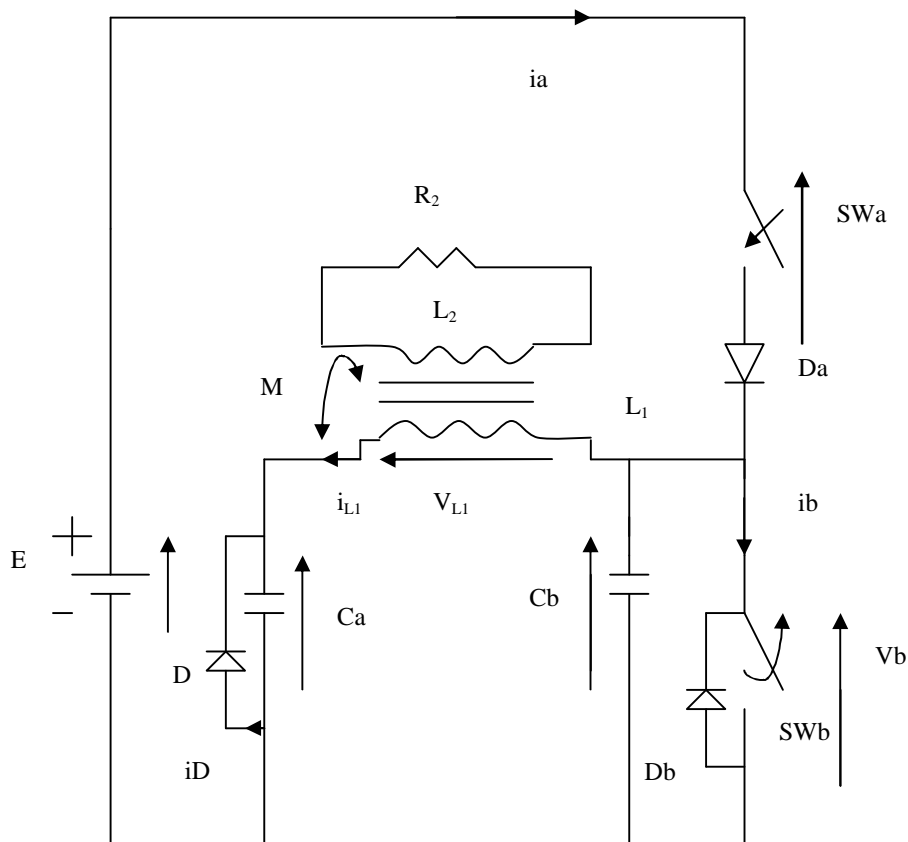


Fig.3.21 : Circuit électrique équivalent du système

3.6 Résultats de simulation

D'après la simulation on remarque que :

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

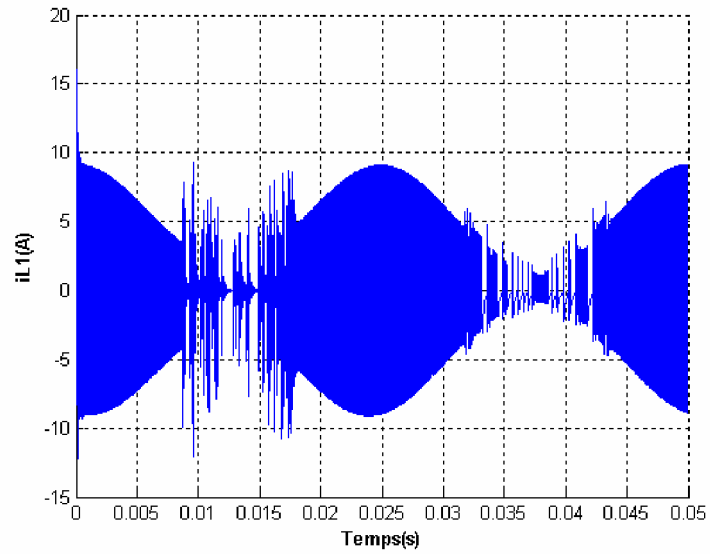


Fig.3.22 : Courant dans l'inducteur
 $E=220\text{v}, C_b=2\mu\text{F}, C_a=1\mu\text{F}, L_1=60\mu\text{H}, k=0.65, \tau =9.09\mu\text{s}$

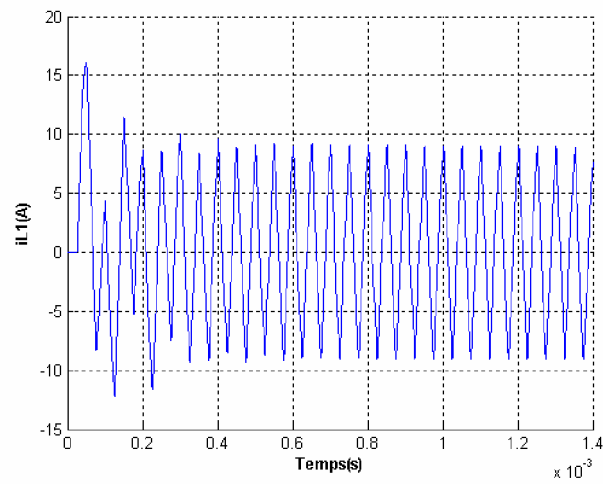


Fig.3.23 : Agrandissement du Courant dans l'inducteur
 $E=220\text{v}, C_b=2\mu\text{F}, C_a=1\mu\text{F}, L_1=60\mu\text{H}, k=0.65, \tau =9.09\mu\text{s}$

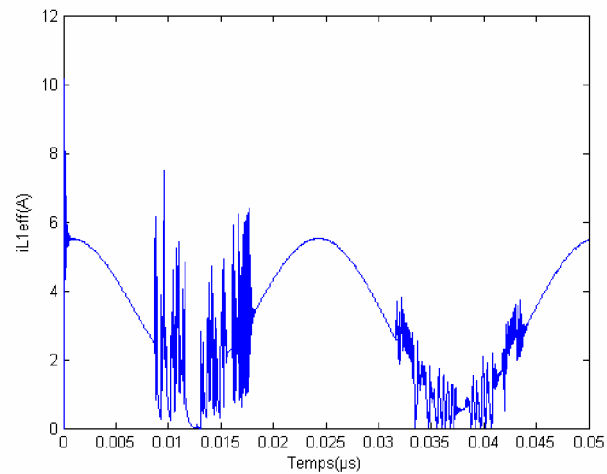


Fig.3.24 : La valeur efficace du Courant dans l'inducteur

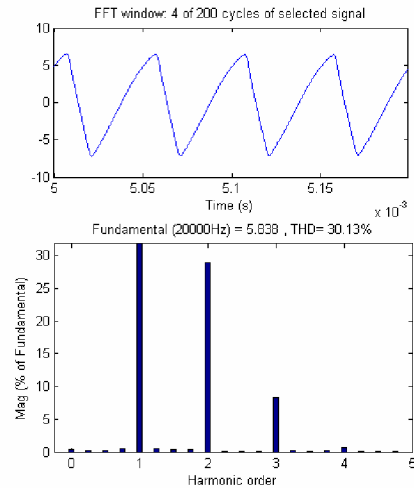


Fig.3.25: Spectres d'harmoniques

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

3.7 Confrontation

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

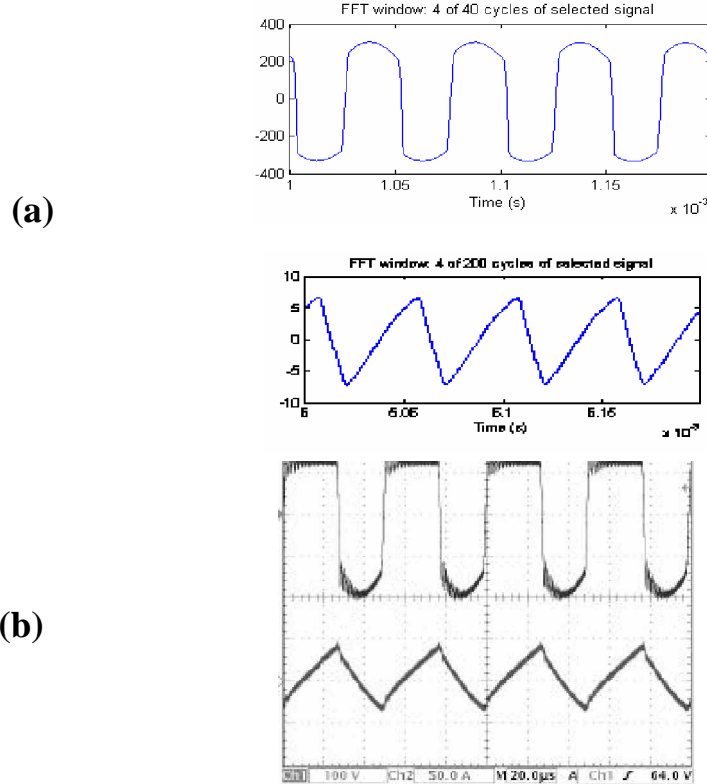


Fig.3.26: Courant et tension dans l'inducteur.

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

3.8 Conclusion

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

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

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

CHAPITRE 4

Commande classique de la table à induction



4.1 Introduction

L'amélioration des indices technico- économiques des machines modernes de production est impensable sans une large utilisation de l'automatisation et sans l'application des divers moyens de l'automatique qui remonte déjà à plus d'un siècle.

Au fur à mesure de l'avance technologique, les systèmes de commande (de régulation) permettent de construire des systèmes plus complexes avec plus de sécurité et accroître le rendement de la production.

Dans ce chapitre, nous allons présenter un réglage du courant inducteur par un régulateur PI donnant une meilleure stabilité du système [25].

4.2 Généralités sur les systèmes à régler

Un système asservi est formé :

- ▶ D'un système à commander qui est un processus (partie opérative) où s'opère une transformation de puissance avec un objectif précis.
- ▶ D'un dispositif de commande (partie commande) qui assure le réglage automatique du processus [17].

Les propriétés du système à régler sont aussi nécessaires à connaître pour permettre la mise en place du schéma d'automatisation, de choisir la loi de réglage et de déterminer les valeurs optimales des paramètres d'ajustement du régulateur [25].

4.3 Principe de fonctionnement du système de régulation

D'habitude, un système de régulation automatique des processus industriels est considéré simplement comme un ensemble de dispositif destiné à régler certaines grandeurs physiques telles que : courant, tension,...etc. L'ensemble de ces éléments constitue ce qui est communément appelée par boucle de régulation [25] [8].

4.3.1 Système en boucle ouverte

Un système en boucle ouverte est un système où la variable d'entrée (de commande) est indépendante de la grandeur de sortie figure 4.1.

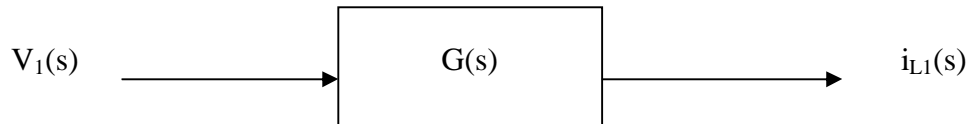


Fig.4.1 : Schéma fonctionnel du système à réguler en boucle ouverte.

4.3.2 Système en boucle fermée

Un système en boucle fermée comprend :

- l'organe de mesure,
- les organes de réglage,
- l'objet à régler (système à régler).

Les constituants de la boucle de régulation sont parcourus par un signal d'information dans le sens du capteur de mesure, organe de régulation et système commandé. Ce sens est irréversible et la valeur de commande dépend de la grandeur commandée. La mesure des valeurs des grandeurs réglées est comparée aux valeurs de références, pour obtenir l'action de commande en vue de corriger la différence (ou écart) s'il y en a. Cet écart est le résultat de l'action des perturbations externes et/ou internes agissant sur le système à commander figure 4.2, qui sera l'entrée d'un régulateur choisi. Sur cette figure on donne le schéma fonctionnel d'une régulation en courant.

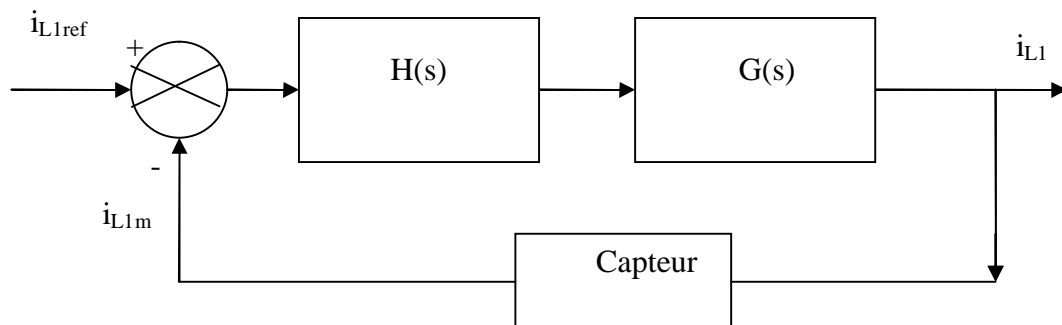


Fig.4.2 : Schéma fonctionnel en boucle fermée avec régulateur.

4.4 Calcul des paramètres du régulateur de courant (PI) par la méthode de placement des pôles

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$G(s) = \frac{i_{L1}(s)}{V_1(s)} \quad (4.1)$$

Pour obtenir l'expression finale de $G(s)$, nous utilisons les équations de notre système (figure 3.21) :

$$\begin{cases} V_1 = V_{ca} + V_{L1} \\ V_{L1} = R_1 \cdot i_{L1} + L_1 \cdot \frac{di_{L1}}{dt} + M \cdot \frac{di_{L2}}{dt} \\ 0 = R_2 \cdot i_{L2} + L_2 \cdot \frac{di_{L2}}{dt} + M \cdot \frac{di_{L1}}{dt} \\ V_{ca} = \frac{1}{C_a} \cdot \int i_{L1} \cdot dt \end{cases} \quad (4.2)$$

Avec :

s : L'opérateur de Laplace,

$G(s)$: Fonction de transfert,

R_1 : La résistance de l'inducteur en (Ω),

R_2 : La résistance du récipient en (Ω),

L_1 : L'inductance de l'inducteur en (H),

L_2 : L'inductance du récipient en (H),

M : L'inductance mutuelle en (H),

C_a : La capacité du condensateur de compensation (F),

V_{L1} : La tension aux bornes de l'inducteur (V),

V_1 : La tension de la sortie de l'onduleur (V),

V_{ca} : La tension aux bornes de du condensateur C_a (V),

i_{L1} : Le courant dans l'inducteur (A),

i_{L2} : Le courant induit dans le récipient (A).

On a :

$$V_1(s) = R_1(s) \cdot i_{L1}(s) + L_1(s) \cdot s \cdot i_{L1}(s) + \frac{(1/C_a(s))}{s} \cdot i_{L1}(s) + M(s) \cdot s \cdot i_{L1}(s) \quad (4.3)$$

et:

$$i_{L2}(s) = -\frac{M(s).s}{R_2(s) + L_2(s).s} . i_{L1}(s) \quad (4.4)$$

On le remplace dans l'expression de $V_1(s)$ d'où la fonction de transfert en boucle ouverte:

$$G(s) = \frac{L_2.C_a.s^2 + R_2.C_a.s}{(L_1.L_2 - M^2).C_a.s^3 + (R_2.L_1 + R_1.L_2).C_a.s^2 + (R_1.R_2.C_a + L_2).s + R_2} \quad (4.5)$$

En insérant un régulateur PI (action proportionnelle et intégrale en parallèle) de fonction de transfert :

$$H(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (4.6)$$

avec :

$H(s)$: La fonction du transfert du régulateur choisi (PI) [17],

K_p : Gain proportionnel,

K_i : Gain intégral.

Dans la boucle de régulation, la fonction de transfert se présente comme suit :

$$G_{BF}(s) = \frac{H(s).G(s)}{1 + H(s).G(s)} \quad (4.7)$$

L'équation caractéristique de $G_{BF}(s)$ est :

$$1 + H(s).G(s) = 0 \quad (4.8)$$

$$\begin{aligned}
s^3 + \frac{R_2(s).L_1(s) + L_2(s).(R_1(s) + K_p)}{L_1(s).L_2(s) - M^2(s)} .s^2 + \frac{R_2(s).(R_1(s) + K_p) + L_2(s).(\frac{1}{C_a(s)} + K_i)}{L_1(s).L_2(s) - M^2(s)} .s \\
+ \frac{R_2(s).(\frac{1}{C_a(s)} + K_i)}{L_1(s).L_2(s) - M^2(s)} = 0
\end{aligned} \tag{4.9}$$

En introduisant trois pôles désirés $p_{1,2} = \alpha (-1 \pm j)$, $p_3 = -\alpha$, en boucle fermée :

$$(s - p_1).(s - p_2).(s - p_3) = 0 \Rightarrow s^3 + 3\alpha.s^2 + 4\alpha^2.s + 2\alpha^3 = 0 \tag{4.10}$$

C'est la nouvelle équation caractéristique désirée, et par identification avec la première équation (4.9) on arrive à identifier :

$$K_p = 3\alpha . \frac{L_1(s).L_2(s) - M^2(s)}{L_2(s)} - R_2(s) . \frac{L_1(s)}{L_2(s)} - R_1(s) \tag{4.11}$$

$$K_i = 2\alpha^3 . \frac{L_1(s).L_2(s) - M^2(s)}{R_2(s)} - \frac{1}{C_a(s)} \tag{4.12}$$

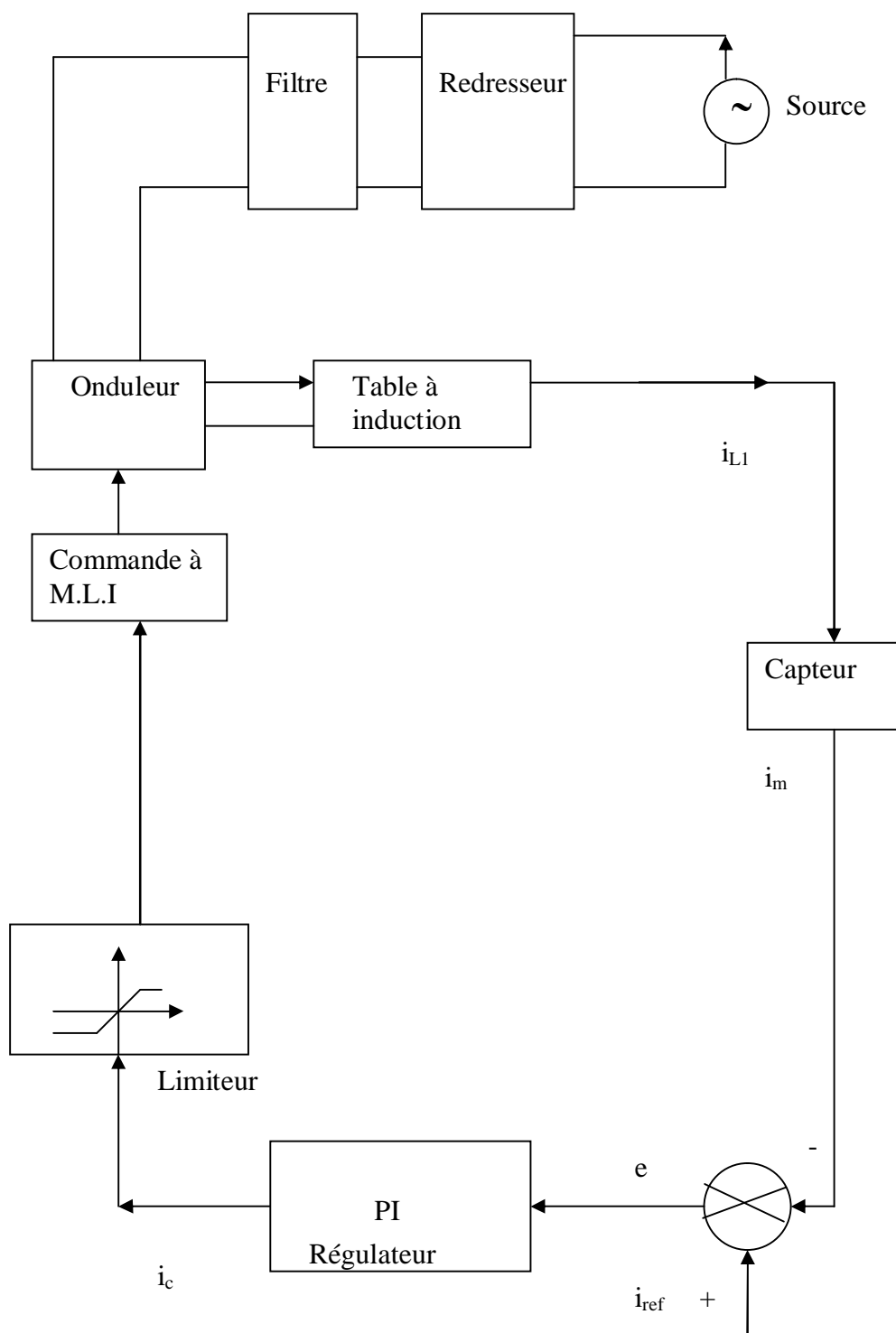


Fig.4.3 : Schéma synoptique de la régulation de courant.

4.5 Simulation et commentaire

Les résultats de simulation de la régulation du courant de l'inducteur de la table à induction sont illustrés dans les figures 4.4, 4.5. D'après ces figures, le courant dans l'inducteur est clairement amélioré dans le régime statique, et la valeur efficace du courant est devenu constante, donc la stabilité du système est obtenue par l'introduction d'un régulateur PI.

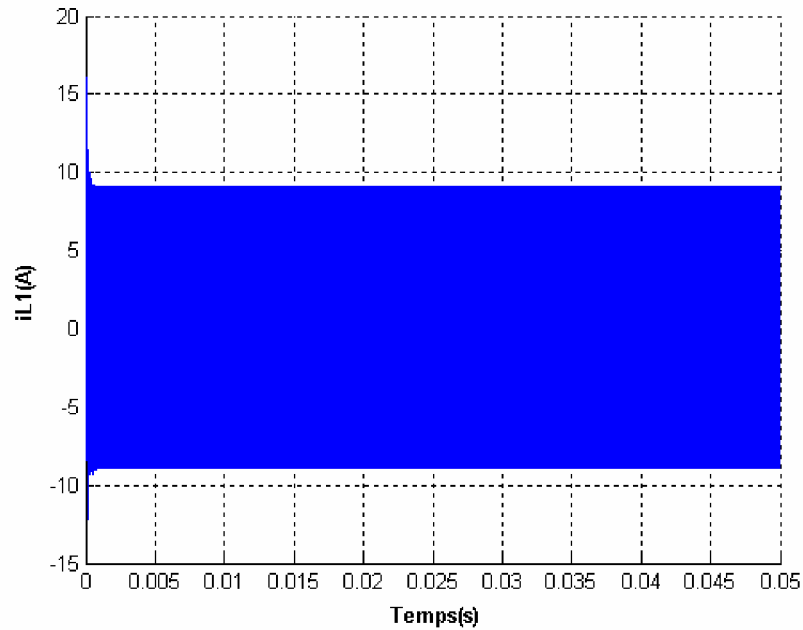


Fig.4.4 : Courant contrôlé dans l'inducteur de la table à induction pour un temps de 0.05 s

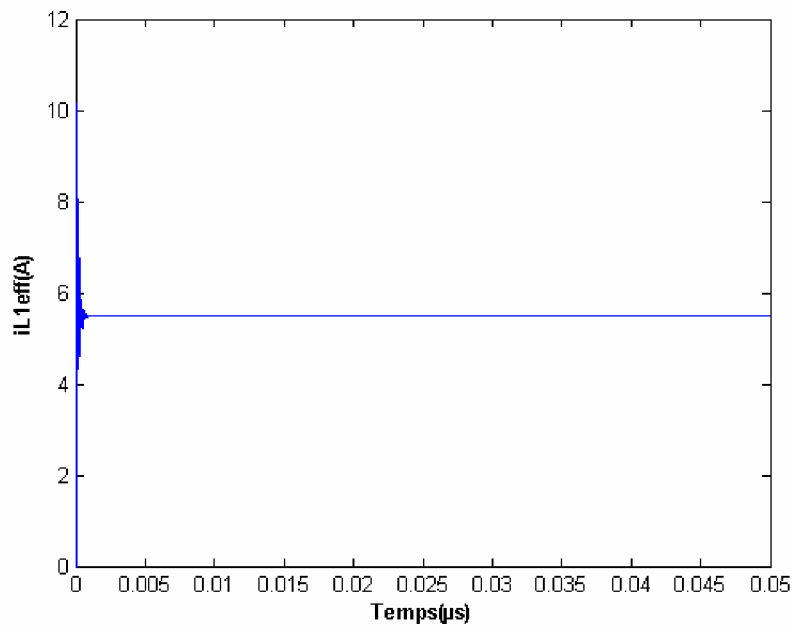


Fig.4.5 : La valeur efficace du courant contrôlé dans l'inducteur.

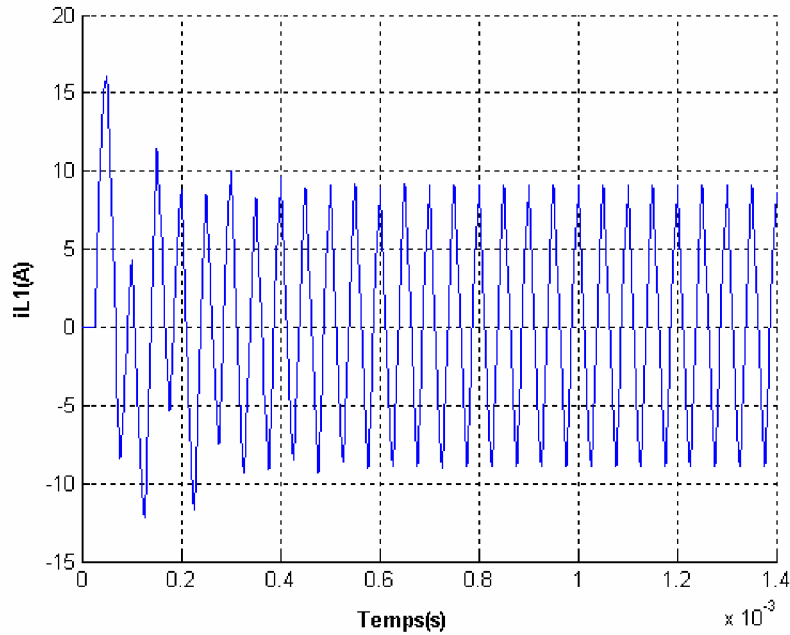


Fig.4.6 : Courant contrôlé dans l'inducteur de la table à induction pour un temps de 1.4×10^{-3} s.

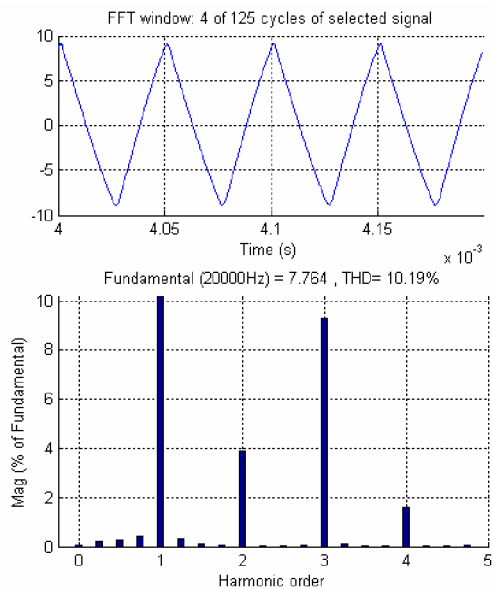


Fig.4.7 : Spectres d'harmoniques.

D'après la figure 4.7 , la qualité de forme d'onde est améliorée car le THD=10.19%.

4.6 Test de robustesse

Nous proposons dans cette partie l'étude de la robustesse de la commande classique vis-à-vis d'une perturbation affectant le courant inducteur (bruits acoustiques), qui revient à l'utilisation de plusieurs foyers placés à proximité dans une table à induction. Cette perturbation se manifeste comme un courant qui se superpose à celui de notre système. Pour tester l'effet de cette perturbation ; on l'introduit dans

notre système à l'instant 0.02s (une perturbation de 10%, 20%, et 30% où le courant devient instable).

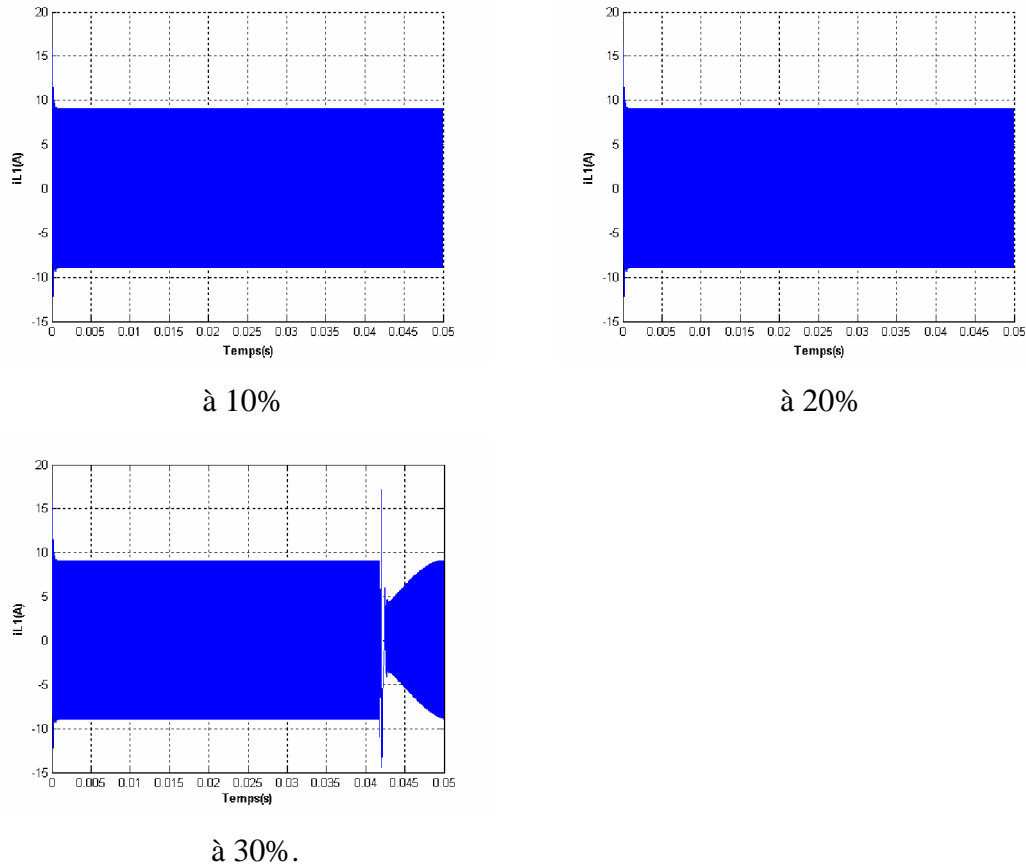


Fig.4.8 : Test de robustesse vis-à-vis d'une perturbation à $t= 0.02$ s.

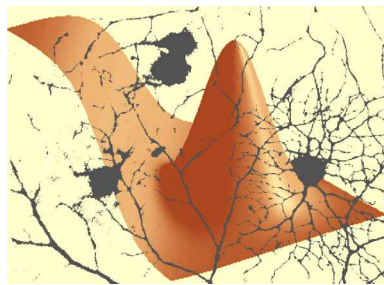
Le graphe de la figure 4.8 illustre le courant inducteur dans la table à induction régulé par un régulateur classique PI, avec présence d'une perturbation en courant de 10%, 20% et 30% à $t=0.02$ s. Nous constatons que une perturbation de 30% du courant inducteur influe sur les performances statiques de la table à induction, la grandeur à commander ne suit pas leur valeur de consigne après un moment d'application de cette perturbation. Donc, cette commande est robuste jusqu'à 30%.

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande classique de la table à induction. L'onduleur utilisé est commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale (M.L.I). On conclut que l'introduction du régulateur PI présente le meilleur résultat en régime statique et stabilise notre système. Mais cette commande est robuste jusqu'à 30%.

CHAPITRE 5

Commande par réseaux de neurones
de la table à induction



5.1 Introduction

Malgré la constante augmentation de la puissance des calculateurs, plusieurs opérations restent toujours difficiles à effectuer. Parmi ces opérations on trouve la modélisation des systèmes, le contrôle des processus, le filtrage ou la reconnaissance des signaux [26]. Les techniques des réseaux de neurones relèvent d'une telle approche ; comprendre les principes selon les quels les systèmes biologiques traitent l'information et s'en inspirer pour élaborer de nouvelles techniques en sciences de l'ingénieur.

Tout à commencé en 1943, lorsque *Mc Culloch* et *Pitts* ont inventé le premier "neurone artificiel", quelques années plus tard, en 1949, *Hebb* propose une formulation du mécanisme d'apprentissage, sous la forme d'une règle de modification des connexions synaptiques. Le premier réseau de neurones artificiel apparaît en 1958, grâce aux travaux de *Rosenblatt* qui conçoit le fameux perceptron. En 1982 Hopfield démontre tout l'intérêt d'utiliser des réseaux récurrents (dits "feed-back"), et forme l'algorithme de rétro propagation de l'erreur, qui donne un mécanisme d'apprentissage pour les réseaux multicouches de type perceptron.

Ce chapitre se compose de deux parties principales :

Dans la première partie, nous présenterons les principales notions de base relatives aux réseaux de neurones telles que leurs architectures, les fonctions d'activation et l'apprentissage....etc.

Dans la seconde partie, nous appliquons la commande par un seul réseau de neurones formels sur notre système étudié.

A la fin, nous tirerons la conclusion nécessaire.

5.2 Neurone biologique

Le neurone est une brique du cerveau. Il s'agit d'une cellule nerveuse, de forme et de caractéristiques variables cette cellule est composée d'un corps cellulaire contenant un noyau appelé soma voir figure 5.1. Le soma présente des ramifications donnant au neurone des allures de chevelure ou d'arbre : ce sont les dendrites (fines extensions tubulaires qui se ramifient autour du neurone).

Les dendrites et le soma constituent la principale surface de réception des signaux envoyés par les autres neurones. Les signaux reçus par les dendrites sont acheminés vers le soma où le traitement de l'information a lieu. Une fois traité, le signal résultant chemine, sous forme d'influx nerveux, le long d'une protubérance unique, appelée l'axone, pour être transmise aux autres neurones. L'axone et les dendrites forment les fibres nerveuses.

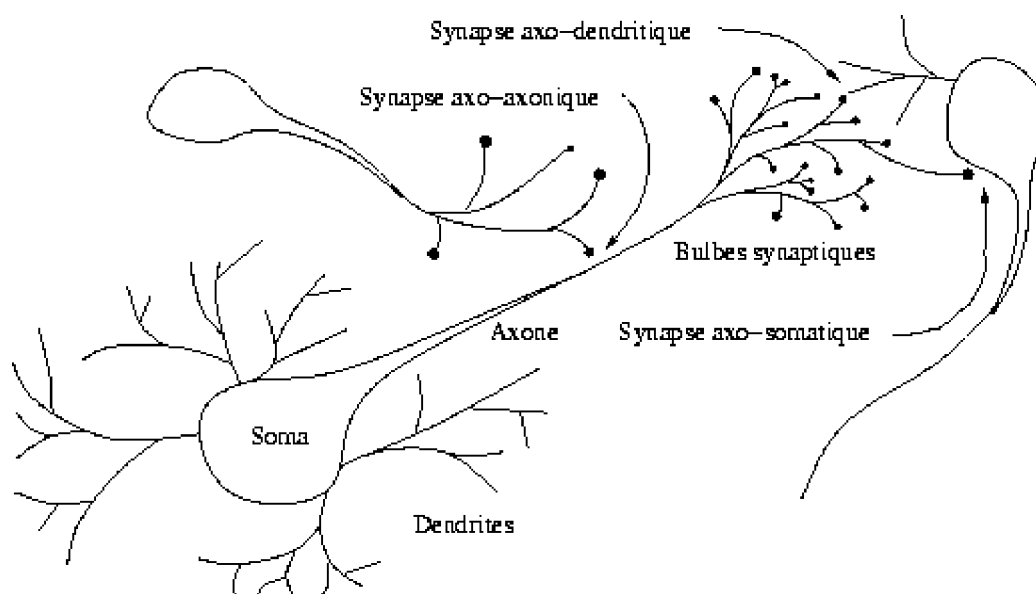


Fig.5.1 : Schéma du neurone biologique.

Chaque axone peut se ramifier en branches collatérales. Celles – ci se divisant à leur tour en petites fibres, plus fines que les dendrites, dont les terminaisons portent de minuscules boutons, appelés boutons synaptiques, le point de connexion entre deux neurones est appelé la synapse; c'est une jonction entre deux neurones, et généralement entre l'axone d'un neurone et un dendrite d'un autre neurone .

5.3 Neurone formel

Le premier neurone formel est apparu en 1943, on le doit à Mac Culloch et Pitts. Voici un schéma de leur modèle de neurone formel :

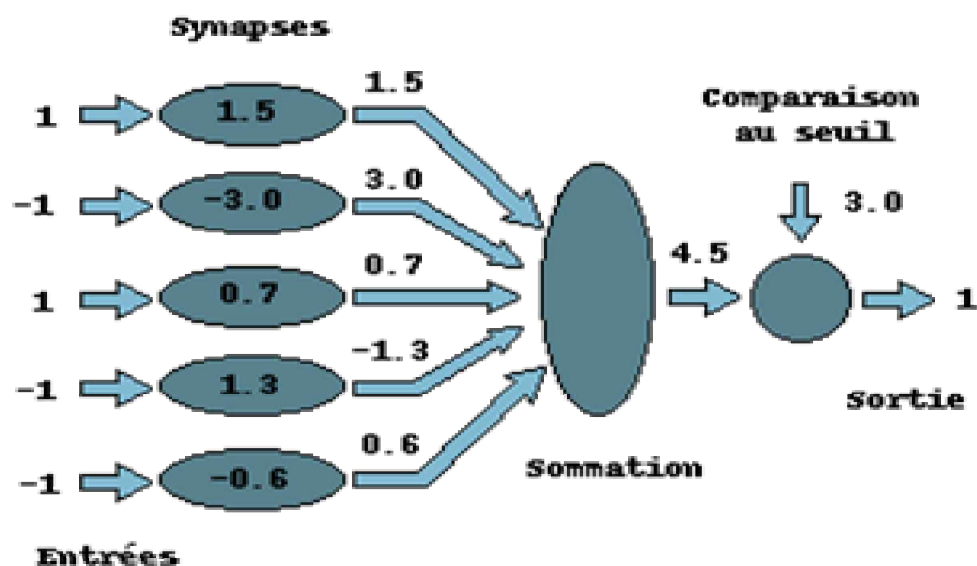


Fig.5.2 : Schéma du premier neurone formel.

Le neurone formel est donc une modélisation mathématique qui reprend les principes du fonctionnement du neurone biologique, en particulier la sommation des entrées. Sachant qu'au niveau biologique, les synapses n'ont pas toutes la même valeur (les connexions entre les neurones étant plus ou moins fortes), ils ont donc créé un algorithme qui pondère la somme de ses entrées par des poids synaptiques (coefficients de pondération). De plus, les 1 et les -1 en entrée sont là pour figurer une synapse excitatrice ou inhibitrice.

D'un point de vue mathématique, le neurone formel peut être représenté de la manière suivante :

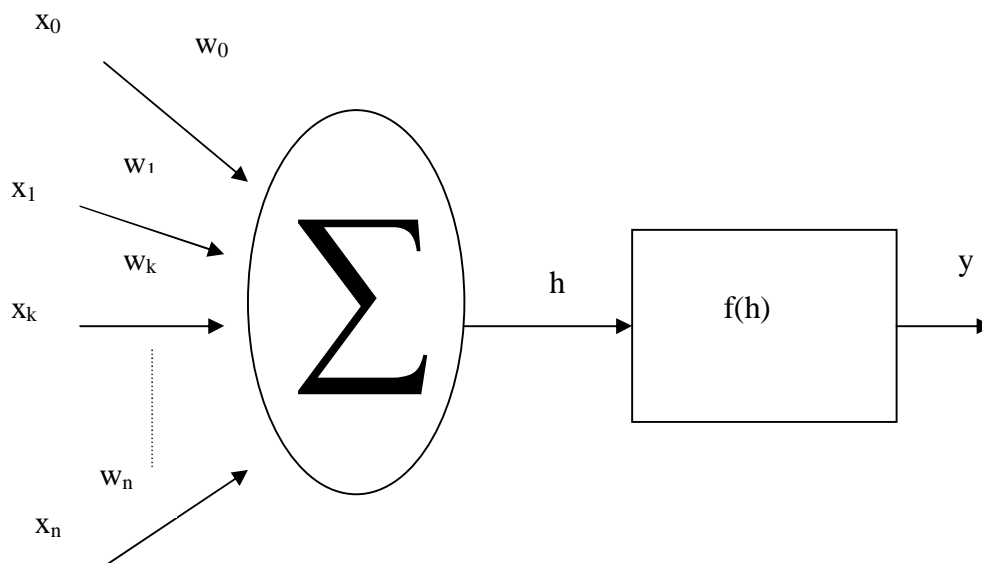


Fig.5 .3 : Schéma général d'un neurone formel.

Un premier neurone reçoit $n+1$ signaux d'entrée, avec $i=0, \dots, n$ pour élaborer l'activation h . Chaque signal d'entrée est pondéré par un coefficient (ou poids) w_i déterminé au cours de la phase d'apprentissage.

De sorte que l'activation est donnée par l'expression:

$$h = b + w_1 \cdot x_1 + w_2 \cdot x_2 + \dots + w_n \cdot x_n = b + \sum_{i=1}^n w_i \cdot x_i \quad (5.1)$$

Avec :

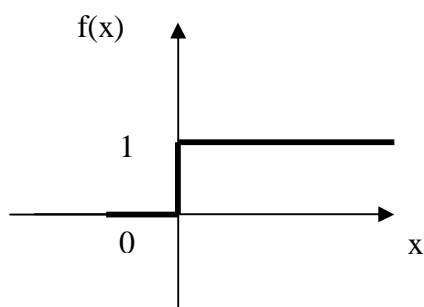
$b = w_0 \cdot x_0$: est appelé le biais de neurone.

Un second élément élabore le signal de sortie y , par application de la fonction d'activation f , de sorte que [22] :

$$y = f(h) \quad (5.2)$$

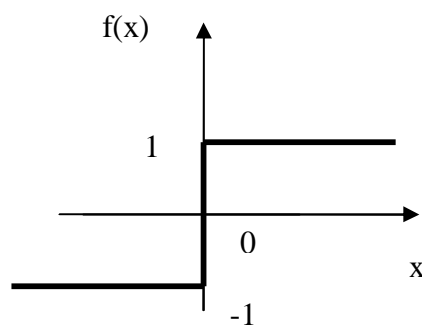
Dans sa première version, le neurone formel était donc implémenté avec une fonction à seuil, mais de nombreuses versions existent. Ainsi le neurone de McCulloch et Pitts a été généralisé de différentes manières, en choisissant d'autres fonctions d'activations, comme les fonctions linéaires par morceaux, des sigmoïdes, ou des gaussiennes par exemples [9].

Voici les fonctions d'activation les plus utilisées :

**Fig. 5.4 :** Fonction de Heaviside.

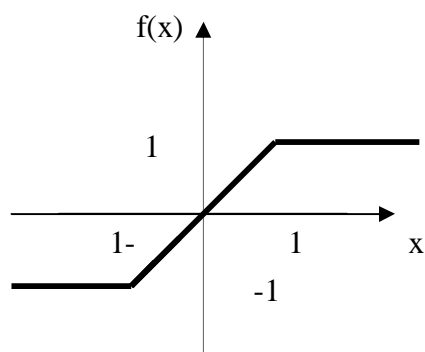
$$f(x) = 0 \quad \text{si} \quad x \leq 0$$

$$f(x) = 1 \quad \text{si} \quad x > 0$$

**Fig.5.5 :** Fonction signe.

$$f(x) = -1 \quad \text{si} \quad x < 0$$

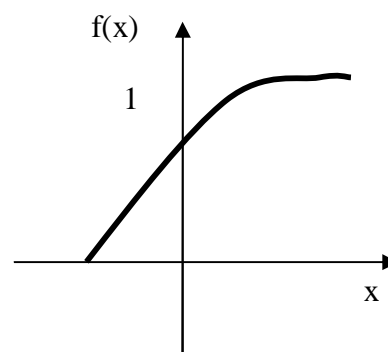
$$f(x) = 1 \quad \text{si} \quad x > 0$$

**Fig. 5.6 :** Fonction linéaire bornée.

$$f(x) = 1 \quad \text{si} \quad x > 1$$

$$f(x) = x \quad \text{si} \quad -1 \leq x \leq 1$$

$$f(x) = -1 \quad \text{si} \quad x < -1$$

**Fig. 5.7 :** Fonction sigmoïde unipolaire.

$$f(x) = \frac{1}{1 + e^{-x}}$$

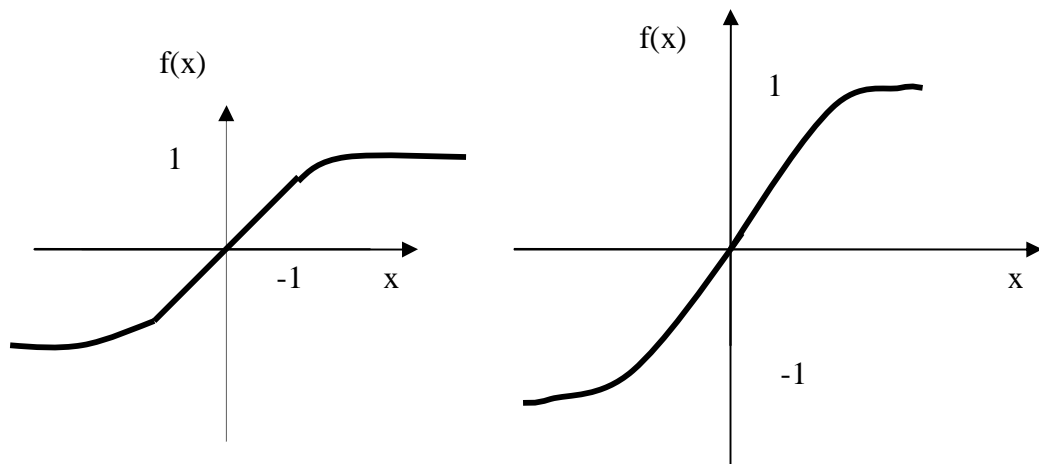


Fig. 5.8 : Fonction tangente hyperbolique. **Fig. 5.9 :** Fonction sigmoïde bipolaire.

$$f(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}}$$

$$f(x) = \frac{1 - e^{-x}}{1 + e^{-x}}$$

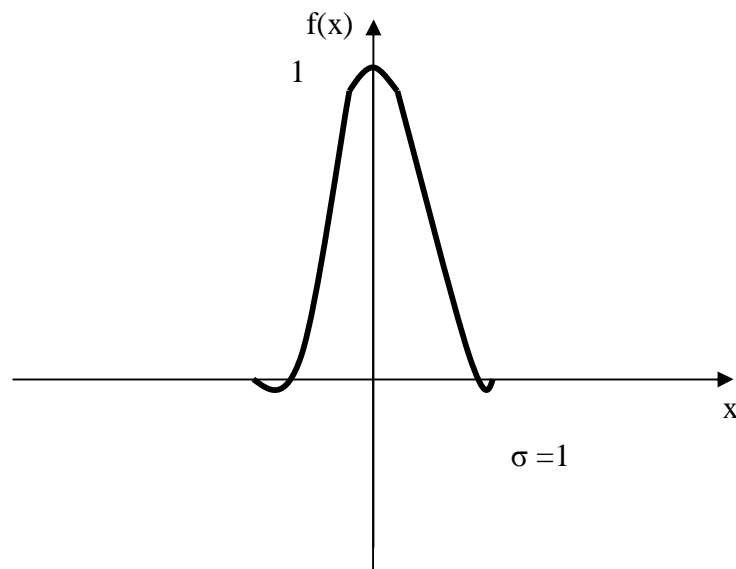


Fig. 5.10 : Fonction gaussienne.

$$f(x) = e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}$$

5.4 Champs de neurones

Le neurone lui-même, en tant qu'unité autonome élémentaire n'a aucun pouvoir. La force et l'efficacité du cerveau résident en effet, dans le regroupement de ces neurones et le partage des tâches entre eux. Ce regroupement est appelé un champ de neurones où chaque élément reçoit et envoie de l'information. L'organisation de plusieurs champs entre eux, constitue un réseau de neurones, dont les unités à l'intérieur doivent travailler ensemble pour remplir une certaine tâche bien déterminée. Ces neurones sont reliés entre eux par des connexions. Les mécanismes de cette organisation déterminent l'architecture du réseau [20].

5.5 L'architecture des réseaux de neurones

C'est la manière dont les neurones sont interconnectés. Il existe deux types de réseaux de neurones :

- ▶ Les réseaux statiques (ou les réseaux non bouclés, appelés aussi "réseaux de type perceptron", "feed-forward").
- ▶ Les réseaux dynamiques (ou les réseaux bouclés, appelés aussi "réseaux récurrents", "feed-back") .

5.5.1 Les réseaux de neurones statiques :

Un réseau de neurones statique est un réseau dont la topologie de la connexion ne contient pas de boucle fermée, autrement dit dans lequel l'information se propage de couche en couche sans retour en arrière.

Les réseaux statiques les plus courants sont :

- ▶ Le réseau monocouche (perceptron monocouche);
- ▶ Le réseau multicouche (perceptron multicouches PMC).

5.5.1.1 Le réseau monocouche (perceptron monocouche)

C'est historiquement le premier réseau de neurones, c'est le perceptron de Rosenblatt. C'est un réseau simple, puisqu'il ne se compose que d'une couche d'entrée et d'une couche de sortie. Le perceptron monocouche est utilisé pour la connaissance des formes, pour faire de la classification et pour résoudre des opérations logiques simples. Sa principale limite est qu'il ne peut résoudre que des problèmes linéaires, il suit généralement un apprentissage supervisé selon la règle de correction de l'erreur.

La couche d'entrée formée de plusieurs neurones est reliée directement à la couche de sortie par des connexions modifiables figure 5.11.

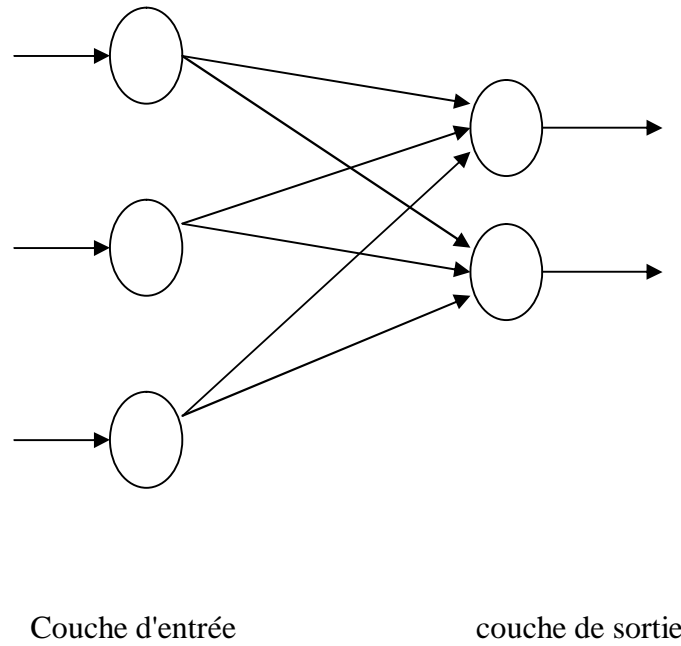


Fig.5.11 : Réseau monocouche

On appelle couche de m neurones à n entrées figure 5.12 un ensemble de m neurones possédant chacun $n+1$ entrées (n entrées + biais) [33].

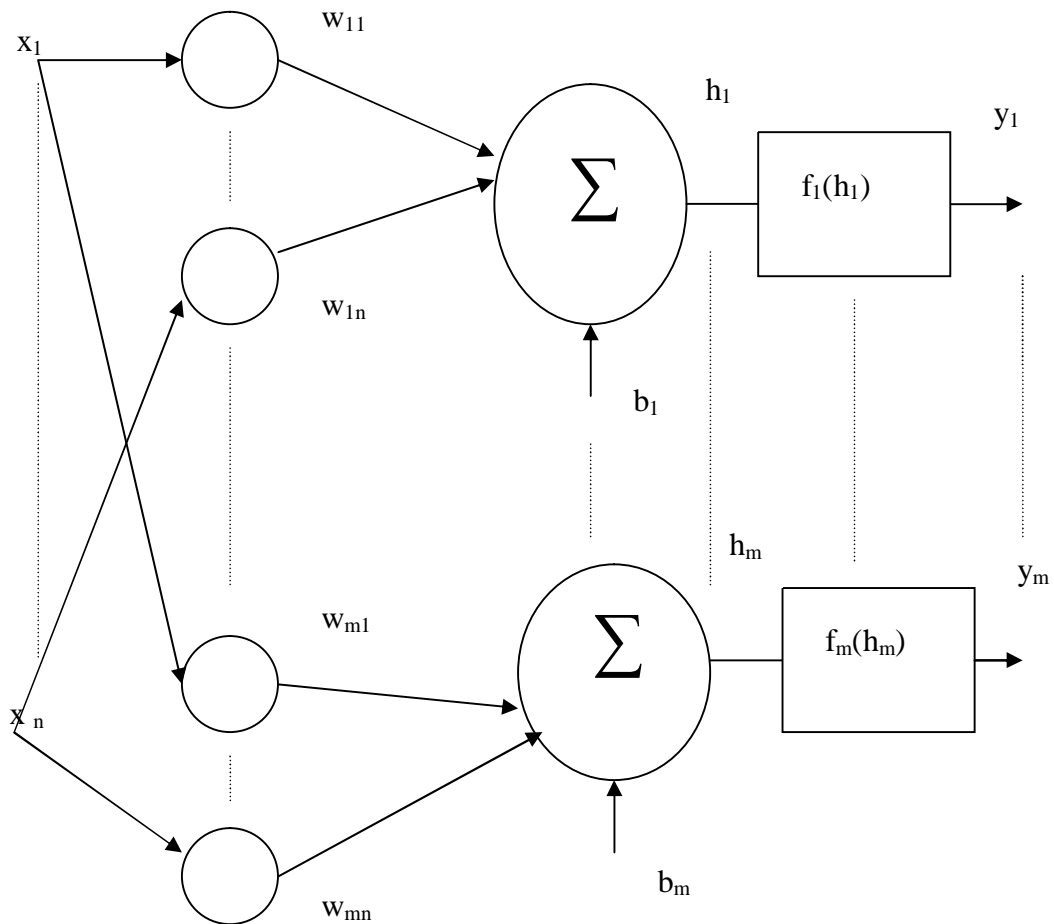


Fig.5.12 : Couche de neurones.

L'activation de la cellule $n^{\circ}i$ de sortie est calculée comme suit :

$$a_i = \sum_{j=1}^n w_{ij} \cdot x_j \quad (5.3)$$

Le transfert entrée-sortie d'une couche peut s'exprimer comme suit [33]:

$$h_i = \sum_{j=1}^n w_{ij} \cdot x_j + b_i \quad (5.4)$$

$$i = 1, \dots, m$$

$$y_i = f_i(h_i) \quad (5.5)$$

Avec :

w_{ij} : représente le poids reliant l'entrée j au neurone i ,

x_j : cellule d'entrée ($j=1,2,\dots,n$),

b_i : biais du i ème neurone,

a_i : activation du i ème neurone.

La représentation vectorielle est donnée par la figure 5.13 :

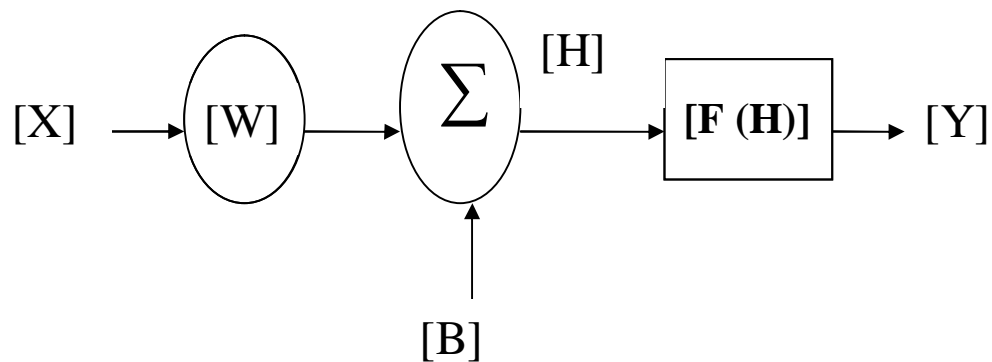


Fig.5.13 : Représentation vectorielle d'une couche neuronale.

Le comportement de la couche des neurones se décrit également de manière vectorielle :

$$[H] = [W] \cdot [X] + [B] \quad (5.6)$$

$$[Y] = [F(H)] \quad (5.7)$$

Avec :

$$[W] = \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} & \dots & w_{1n} \\ w_{21} & w_{22} & \dots & w_{2n} \\ \wedge & \wedge & \dots & \wedge \\ w_{m1} & w_{m2} & \dots & w_{mn} \end{bmatrix} : \text{Matrice des poids synaptiques,}$$

$$[X] = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T : \text{Vecteur d'entrée,}$$

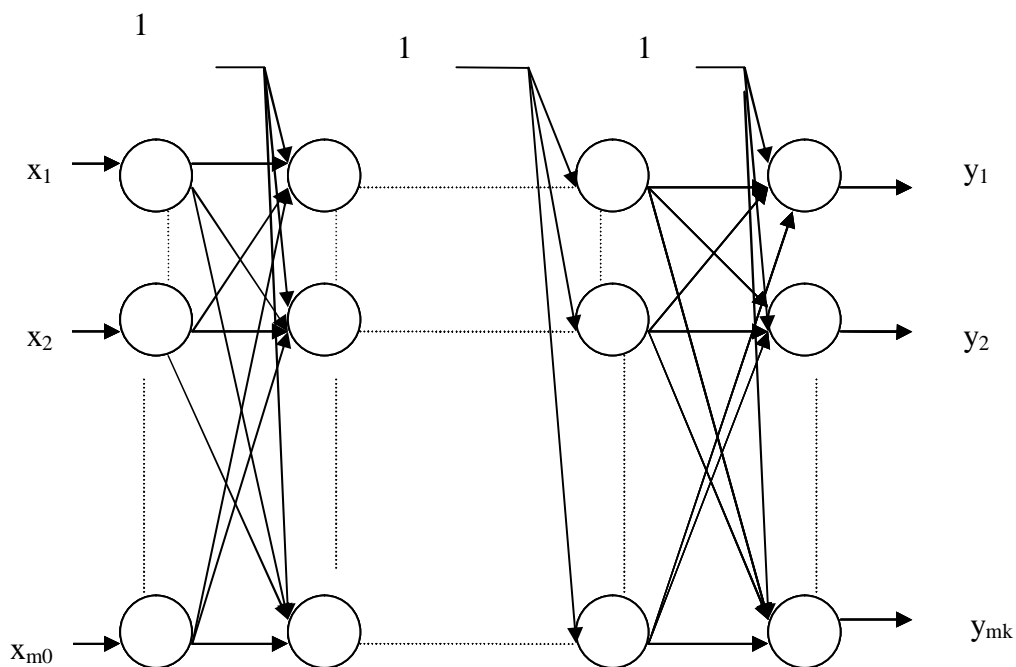
$$[Y] = [y_1, y_2, \dots, y_m]^T : \text{Vecteur de sortie,}$$

$$[H] = [h_1, h_2, \dots, h_m]^T : \text{Vecteur d'état,}$$

$$[B] = [b_1, b_2, \dots, b_m]^T : \text{Vecteur biais.}$$

5.5.1.2 Le réseau multicouche (perceptron multicouche)

C'est une extension du précédent avec une ou plusieurs couches cachées entre l'entrée et la sortie. Chaque neurone dans une couche est connecté à tous les neurones de la couche précédente et de la couche d'entrée et de sortie, et il n'y a pas de connexions entre les cellules d'une même couche. Les fonctions d'activations utilisées dans ce type de réseaux sont principalement les fonctions à seuil ou sigmoïdes. Il peut résoudre des problèmes non linéairement séparables, et des problèmes logiques plus compliqués. Il suit aussi un apprentissage supervisé selon la règle de correction de l'erreur, la figure 5.14 illustre de manière générique un réseau multicouches, qui est formé de k couches m_0 à m_k neurones respectivement [33].



Couche d'entrée Couche cachée n°1 Couche cachée n°(k-1) Couche de sortie
à m_0 neurones à m_1 neurones à m_{k-1} neurones à m_k neurones

Fig. 5.14 : Réseau multicouches statique.

Soit $[X]$ le vecteur d'entrée possédant m_0 composantes, les notations précédentes équations (5.4) et (5.5) complétées par les indices de couche q en exposant, permettent d'exprimer la relation de transfert entrée/ sortie du réseau comme suit:

$$h_i^q = \sum_{j=1}^{m_{q-1}} w_{ij}^q \cdot y_j^{q-1} + b_i \tag{5.8}$$

$$i = 1, \dots, m$$

$$q = 1, \dots, k$$

$$y_i^q = f_i^q(h_i^q) \tag{5.9}$$

Les équations 5.8 et 5.9 sont données sous forme vectorielle comme suit :

$$[H^q] = [W^q][Y^{q-1}] + [B^q] \tag{5.10}$$

$$[Y^q] = [F^q(H^q)] \quad q = 1, \dots, k \tag{5.11}$$

Avec :

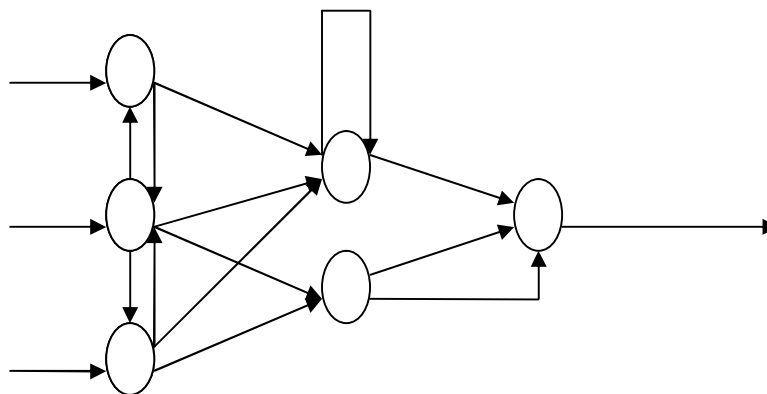
$[Y^0] = [X]$: Vecteur entrée,

$[Y^k] = [Y]$: Vecteur sortie [11] .

5.5.2 Les réseaux de neurones dynamiques (réseaux bouclés)

Les réseaux de neurones dynamiques ou bouclés, sont des réseaux dans les quels il y'a retour en arrière de l'information.

Chaque neurone peut être connecté à n'importe quel neurone du réseau et généralement à lui-même [19].



Couche d'entrée

Couche cachée

couche de sortie

Fig.5.15 : Représentation du réseau de neurones dynamique

5.6 L'apprentissage des réseaux de neurones

L'apprentissage est défini comme étant un changement opéré dans la mémoire du réseau. Cette modification affecte les poids synaptiques et les biais des neurones.

L'apprentissage a comme objectif l'amélioration des performances futures du réseau sur la base d'une connaissance acquise au fur et à mesure des expériences passées.

Le mécanisme d'apprentissage diffère suivant la tâche pour la quelle ce réseau est utilisé. Il existe principalement deux types d'apprentissage différents :

- ▶ L'apprentissage supervisé.
- ▶ L'apprentissage non supervisé [20].

5.6.1 L'apprentissage supervisé

Il se fait en présence d'un superviseur qui dirige le comportement du réseau en lui présentant les couples d'entrées et leurs sorties désirées. Donc l'apprentissage consiste ici, à comparer le résultat obtenu avec le résultat désiré, puis ajuster les poids des connexions pour minimiser la différence entre les deux, figure 5.16 [20].

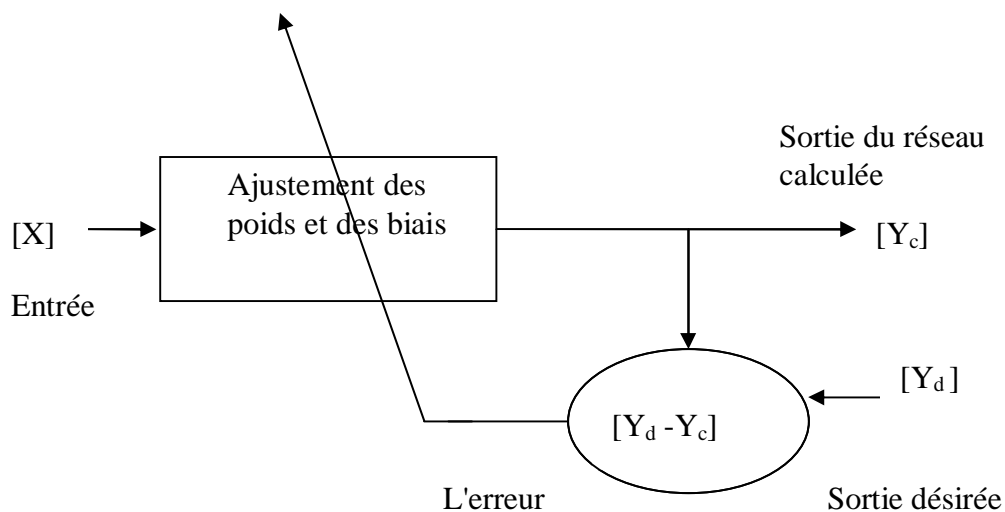


Fig.5.16 : Apprentissage supervisé

5.6.2 L'apprentissage non supervisé

L'apprentissage non supervisé nécessite la présence des entrées seulement sans l'intervention d'un superviseur. Cet entraînement se fait sur la base d'informations locales existant aux niveaux des neurones et découvre les propriétés collectives qui existent entre les données sur la base desquelles le réseau doit s'organiser pour produire une sortie désirée, figure5.17 [20].

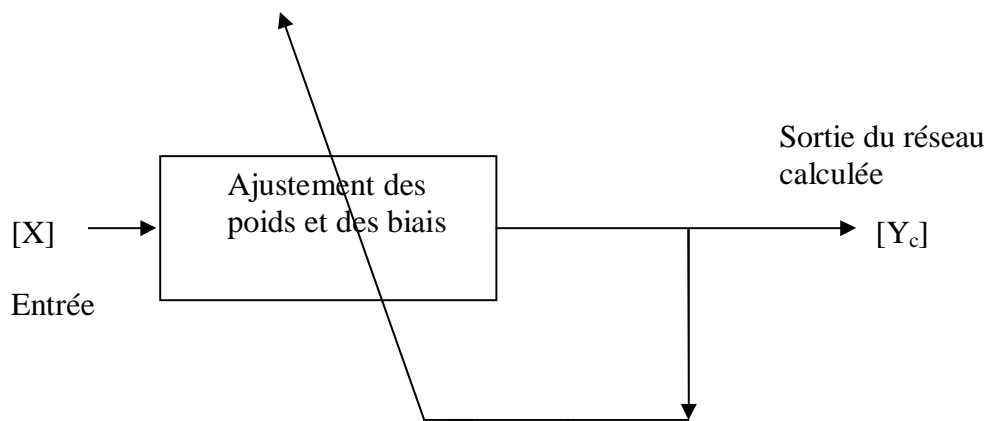


Fig.5.17 : Apprentissage non supervisé

5.6.3 Algorithme d'apprentissage

L'algorithme le plus utilisé pour l'apprentissage supervisé des réseaux de neurones multicouches est celui de rétro propagation (Back propagation). Cet algorithme change les poids et les biais d'un réseau à chaque itération, ce changement est réalisé de telle sorte de minimiser l'erreur entre la sortie désirée Y_d et celle calculée Y_c .

L'algorithme de rétro propagation se résume par les étapes suivantes :

Etape 1 : Initialisation aléatoire des poids et des biais.

Etape 2 : Appliquer le vecteur d'entrée de la couche d'entrée.

Etape 3 : Calculer le vecteur d'entrée de chaque couche cachée :

$$[H^q] = [W^q]. [Y^{q-1}] + [B^q], q=1,2, \dots, k-1.$$

Etape 4 : Calculer le vecteur de sortie de chaque couche cachée :

$$[Y^q] = [F^q (H^q)] \quad q=1, \dots, k-1.$$

Etape 5 : Calculer le vecteur d'entrée de la couche de sortie :

$$[H^k] = [W^k]. [Y^{k-1}] + [B^k].$$

Etape 6 : Calculer le vecteur de sortie du réseau :

$$[Y_c] = [Y^k] = [F^k (H^k)].$$

Etape 7 : Ajuster les poids et les biais de la couche de sortie :

$$[W^k] = [W^k] + \eta [\delta^k] [Y^{k-1}]$$

$$[B^k] = [B^k] + \eta [\delta^k]$$

Avec : η pas d'apprentissage

$$[\delta^k] = [Y_d - Y_c]. [F'^k (H^k)].$$

F' : Représente la dérivée de la fonction d'activation vectorielle.

Etape 8 : Modifier les poids et les biais de chaque couche cachée :

$$[W^q] = [W^q] + \eta [\delta^q] [Y^{q-1}]$$

$$[B^q] = [B^q] + \eta [\delta^q]$$

Avec :

$$[\delta^q] = [W^q]. [\delta^{q+1}]. [F'^q (H^q)]$$

Etape 9 : Calculer la sortie du réseau en utilisant les nouveaux poids.

L'organigramme de l'apprentissage pour les réseaux multicouches est présenté par la figure 5.18 [33].

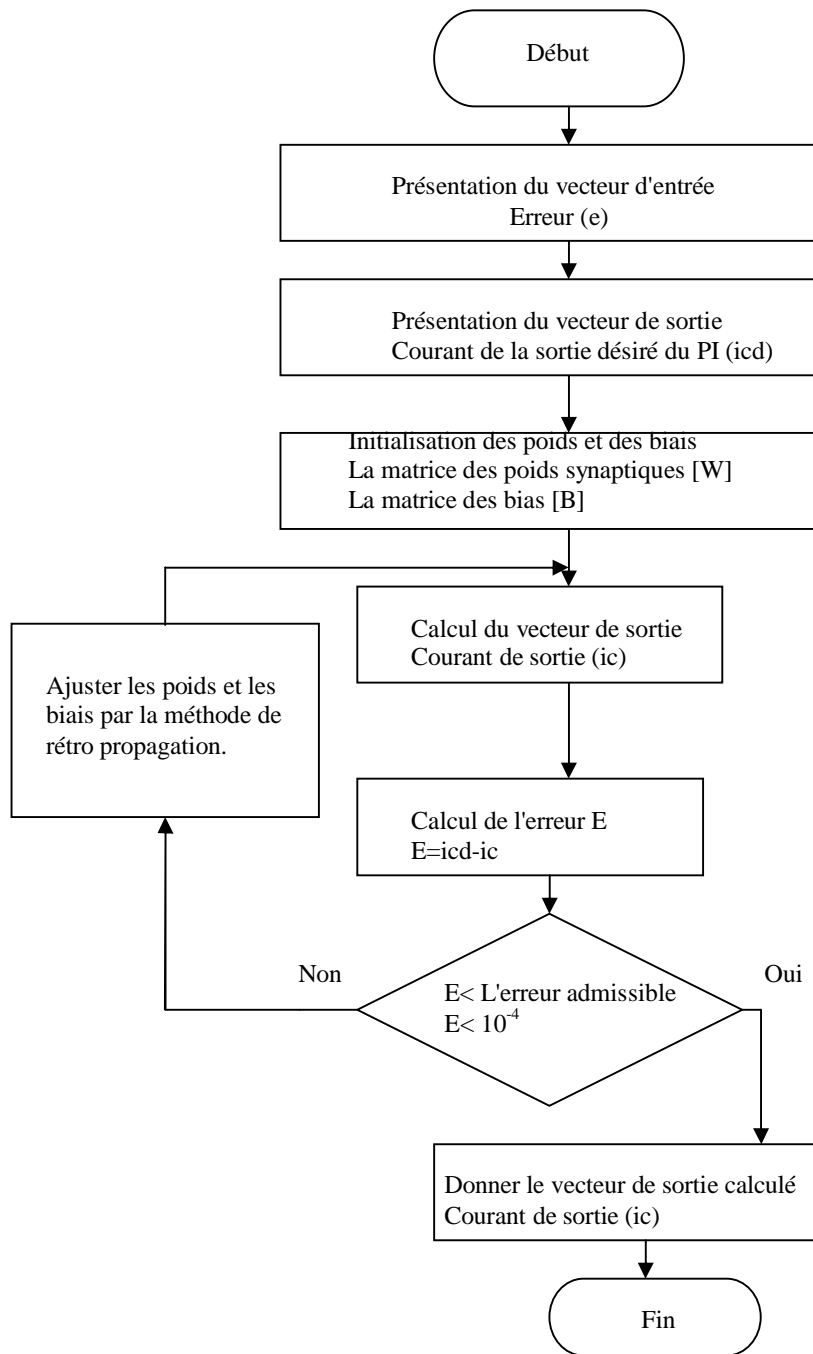


Fig.5.18 : Organigramme de l'apprentissage pour les réseaux multicouches.

5.7 Application de la commande supervisée sur la table à induction

Les réseaux de neurones ont été fortement sollicités ces dernières années pour la commande des systèmes non linéaires. Cette seconde partie consiste à utiliser les caractéristiques des réseaux de neurones pour identifier le comportement du système (PI), et le remplacer par un seul réseau de neurone formel.

5.7.1 Choix de la structure du réseau de neurones

Chaque réseau de neurones remplir une fonction bien définie dépendant de l'architecture choisie (nombre de couches cachées, le nombre de neurones dans chaque couche cachée). Le problème est de trouver celle qui donne de meilleur résultats. Pour cela, plusieurs essais doivent être effectués afin de déterminer l'architecture optimale de réseau.

► L'entrée du réseau est :

e : l'erreur entre le courant de l'inducteur i_m et celle de la consigne i_{ref} .

► La sortie désirée de commande est :

i_{cd} : courant sortant du régulateur PI.

► La sortie de commande calculée par le réseau est :

i_c : courant sortant du régulateur.

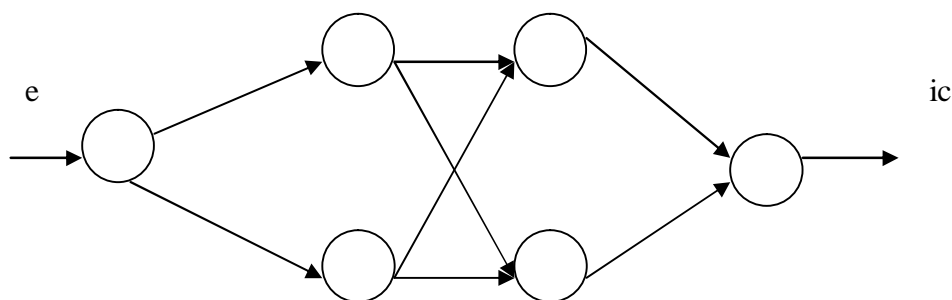


Fig.5.19 : Exemple de réseau de neurones : structure [1-2-2-1].

Dans tous les essais, l'apprentissage se déroulera sous les conditions initiale nulles. L'apprentissage est obtenu en présentant plusieurs exemples au réseau avec une erreur admissible de 10^{-4} et le nombre d'itérations maximale égal à 10^4 .

Le tableau 5.1 présente les résultats d'apprentissage effectués sur les différentes structures du réseau de neurones.

Essai	Structure	Nombre d'itération	Erreur
1	1-1-1	10^3	5.62×10^{-5}
2	1-5-1	10^3	5.30×10^{-5}
3	1-10-1	10^3	5.06×10^{-5}
4	1-2-2-1	745	4.50×10^{-5}
5	1-2-1	10^4	5.40×10^{-5}
6	1-1-1-1	10^4	4.80×10^{-5}

Tableau.5.1 : Résultats d'apprentissages pour différentes structures

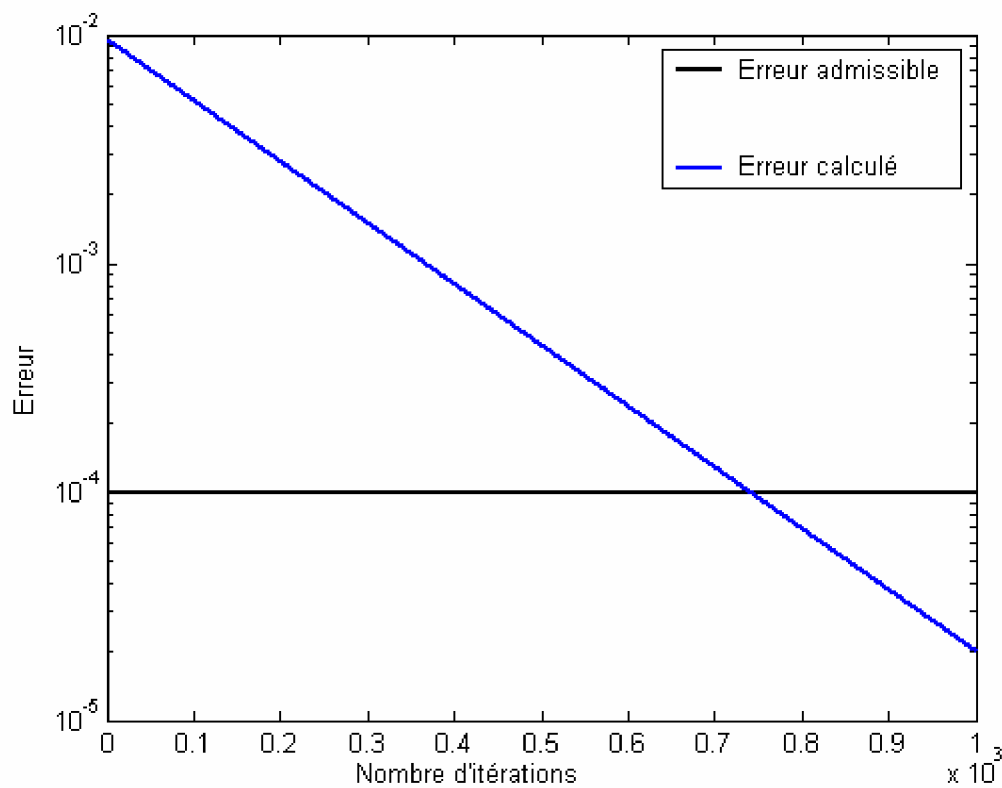


Fig.5.20 : Evolution de l'erreur lors de l'apprentissage

D'après les essais effectués sur les différentes structures , nous avons opté pour un réseau de neurones complètement connecté, à un seul neurone dans la couche d'entrée et un neurone dans la couche de sortie ,avec deux couches cachées de deux neurones chacune (essai n° 4).

5.7.2 Simulation et commentaire

L'application de résultat d'apprentissage supervisé avec la structure [1-2-2-1] permet d'obtenir des bonnes performances sur le courant de l'inducteur, qui a une forme très proche de la sinusoïde et ne présente pas d'ondulations et d'oscillations sur l'amplitude, et la valeur efficace du courant est constante figures 5.21, 5.22, 5.23.

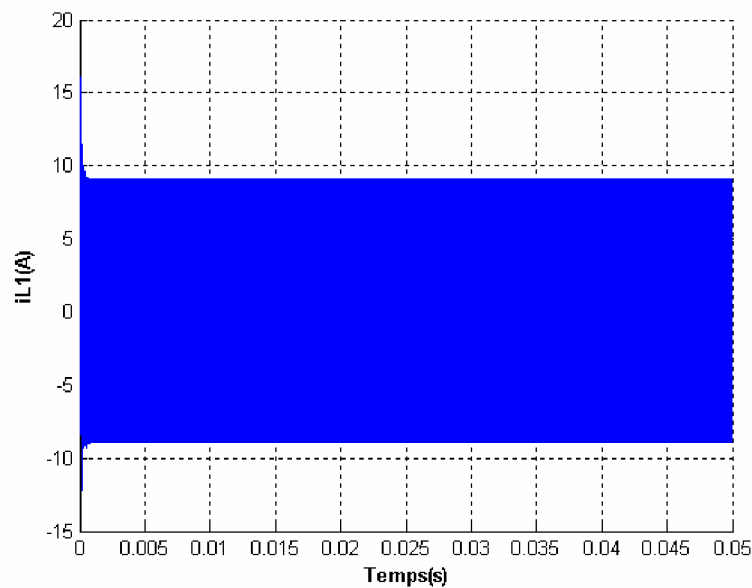


Fig.5.21 : Courant contrôlé dans l'inducteur avec un temps de 0.05 s.

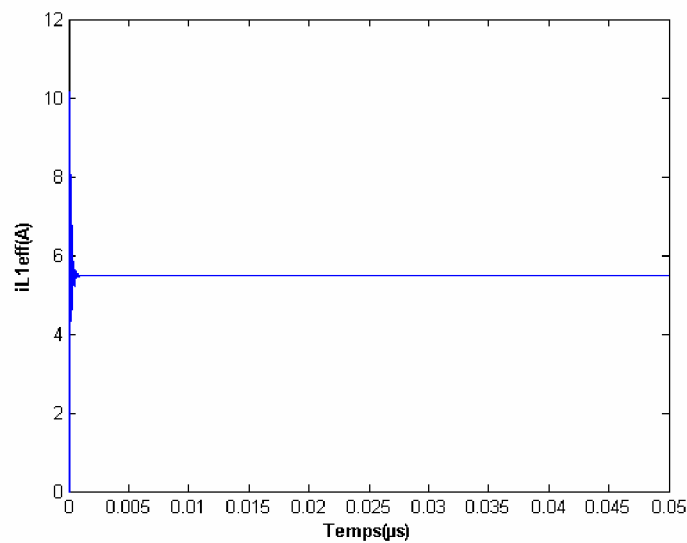


Fig.5.22 : La valeur efficace du courant contrôlé dans l'inducteur.

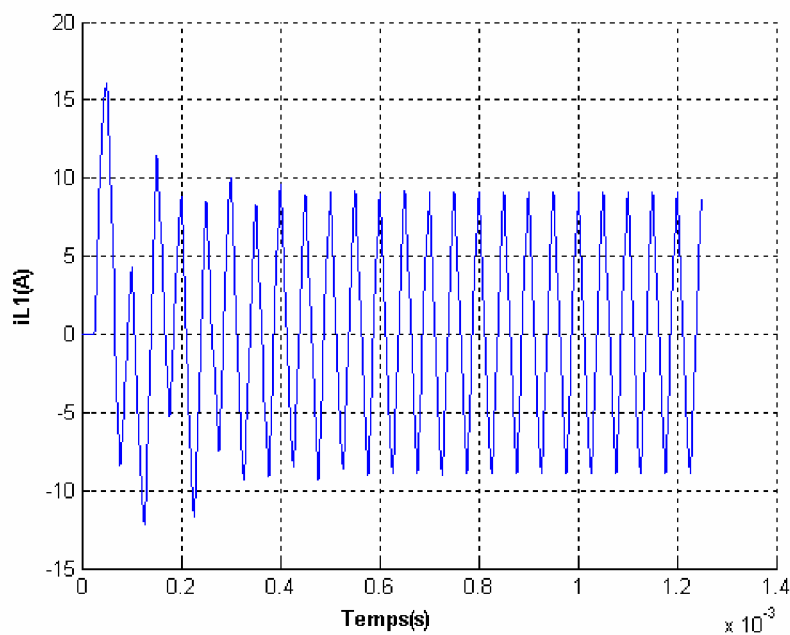


Fig.5.23 : Agrandissement du courant contrôlé dans l'inducteur.

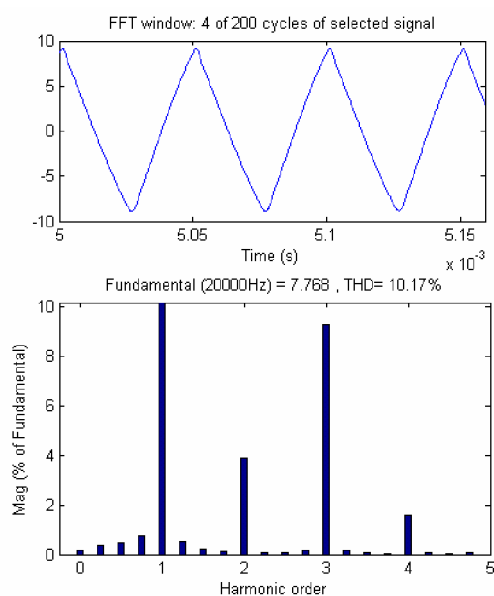


Fig.5.24 : Spectres d'harmoniques.

La qualité de forme d'onde (THD=10.17%) est légèrement améliorée par rapport à celle du régulateur classique.

5.8 Test de robustesse

La robustesse d'une commande est sa capacité à surmonter l'incertitude sur le modèle à contrôler. Les performances des correcteurs ne doivent pas être affectées par les variations de paramètres ni par les perturbations.

Nous proposons dans cette partie l'étude de la robustesse de la commande par réseaux de neurones vis-à-vis des perturbations affectant le courant inducteur, qui revient à l'utilisation de plusieurs foyers placés à proximité dans une table à induction.

5.8.1 Test de robustesse vis-à-vis d'une perturbation affectant le courant inducteur

Pour le test de robustesse, on est arrivé jusqu'à 50% sans que le système ne soit dystabilisé figure 5.25.

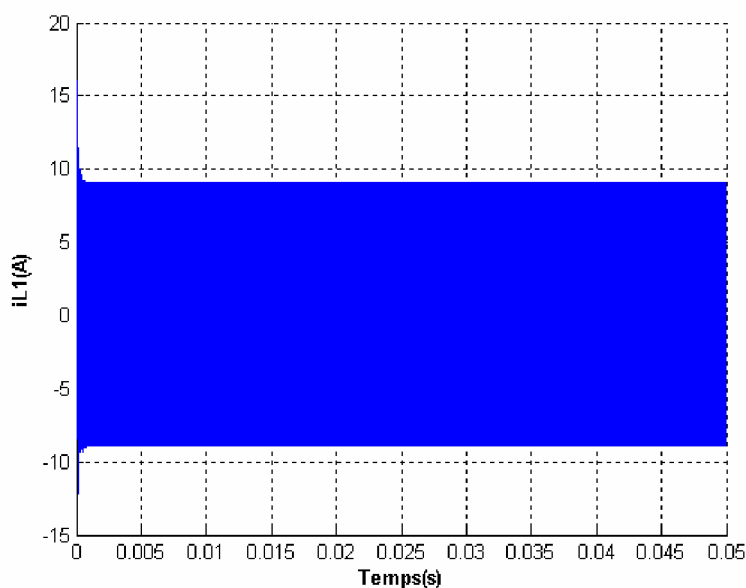


Fig.5.25 : Test de robustesse vis-à-vis d'une perturbation (de 50% à $t = 0.025$ s)

5.8.2 Interprétation

Le graphe de la figure 5.25 illustre le courant inducteur dans la table à induction commandé par réseau de neurones, avec présence d'une perturbation de 50% à $t = 0.025$ s.

Nous constatons que une perturbation de 10% jusqu'à 50% n'influe pas sur les performances de la table à induction, la grandeur à commander suit leur valeur de consigne. Donc, cette commande est robuste.

5.9 Comparaison entre les deux commandes

L'analyse des deux réponses du système figure 5.26 nous montre, qu'il y a une petite amélioration en qualité de forme d'onde par la régulation neuronal (le THD=10.19% pour la régulation classique et THD=10.17% pour la régulation par

réseaux de neurones). Aussi cette stratégie de contrôle est très robuste (comparée avec celle du régulateur PI).

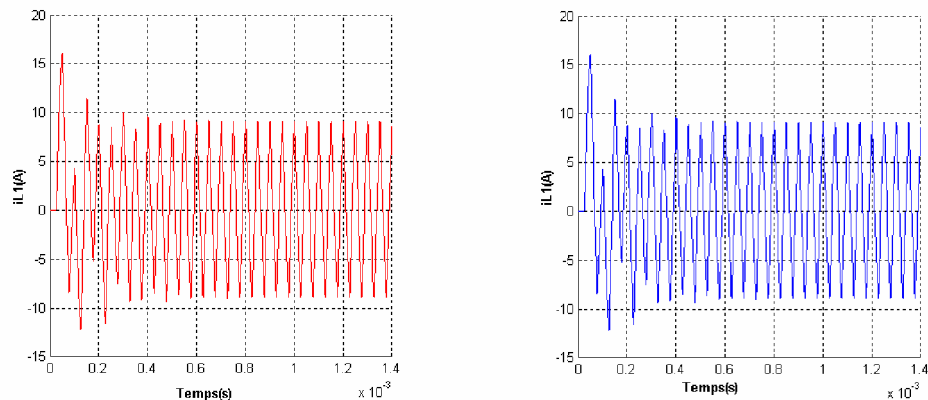


Fig.5.26: Comparaison entre les deux réponses du système obtenues respectivement avec la commande classique et la commande par réseaux de neurones.

5.10 Conclusion

Après une étude sur les concepts fondamentaux sur les réseaux de neurones, nous avons utilisé une des stratégies de commande neurales (commande supervisée).

On a remplacé le bloc PI pour la régulation de la table à induction par un contrôleur neuronal, le bon choix était de prendre une structure du réseau de neurones à deux couches cachées contenant deux neurones. Les résultats obtenus sont améliorés de vu performances dynamiques et statiques à ceux apportés par la régulation classique. La régulation est devenue plus simple et plus souple avec les réseaux de neurones.

CONCLUSION GENERALE

La cuisson par induction présente la particularité d'imposer le choix de la fréquence utilisée, selon la nature et les dimensions des charges à chauffer; c'est la raison pour laquelle il était nécessaire d'utiliser un onduleur à commande M.L.I. Cette technique nous permet de calculer et mémoriser les séquences de commutation.

Pour notre cas, le système choisis utilise une fréquence de 20KHZ, différente de la fréquence de résonance 20.546KHZ, est nettement supérieure à celle du réseau . Tout générateur met donc en œuvre un convertisseur de fréquence dont la structure tient compte de la nature inductive de l'inducteur. Donc la technique M.L.I s'adapte mieux à ce problème.

Nous avons commencé notre étude en présentant le modèle mathématique de la table à induction (inducteur-récipient), les paramètres du système (L_1 , τ , k) ont été déterminés à partir de calcul par logiciel FLUX2D.

L'alimentation de la table a été faite par un onduleur à demi pont , l'interrupteur est un IGBT qui a été sélectionné parmi les autres semi conducteurs de puissance pour ses avantages, la fermeture des interrupteurs se fait par la commande M.L.I . La simulation nous permis de faire un choix optimal des paramètres du système, et d'après cette simulation nous déduisons que la stabilité en courant est perturbé, donc nous avons utilisé une régulation en courant avec un correcteur choisi PI, elle a donnée un régime permanent stable, mais cette stratégie de régulation est robuste jusqu'à 30% seulement, après cette valeur le système perde sa stabilité,pour cela nous avons utilisé d'autre stratégie, il s'agit de la régulation par un contrôleur neuronal.

La commande supervisée par réseaux de neurones nous a permis aussi d'améliorer les performances dynamiques et statiques de la table. L'approche usuelle, pour obtenir un réseau de neurones ayant un comportement souhaité, consiste à rester sur des exemples, un réseau choisi à priori et à modifier ses paramètres de contrôle jusqu'à ce que nous obtenions un comportement satisfaisant.

Nous pouvons noter que, c'est surtout l'expérience et le nombre d'essais qui nous orientent dans la recherche du nombre de neurones dans la couche caché. Comme dans notre cas ou il a fallu prendre deux couches cachées contenant deux neurones pour chacune pour remplacer le régulateur (PI).

D'après les résultats obtenus, nous pouvons dire que la régulation par un contrôleur neuronal est très robuste (comparée avec celle du PI), et ajuste la stabilité

du système de manière plus simple et souple que la régulation classique, ceci est dû à la capacité des règles d'apprentissage du régulateur par réseaux de neurones.

ANNEXE

A1. L'approximation par éléments finis

Le principe de la méthode des éléments finis consiste à discrétiser le domaine d'étude en sous domaines élémentaires de dimension finie. Sur chacun de ces éléments, la fonction inconnue est approchée par un polynôme.

A1.1 La fonction d'interpolation

Le potentiel (vecteur ou scalaire) est exprimé sur chaque élément par un polynôme caractérisé par sa dimension et son ordre, il est construit de manière à être continu sur l'élément. Dans notre étude précédente en axisymétrie on va choisir des éléments triangulaires du premier ordre [27] la figure (A1.1).

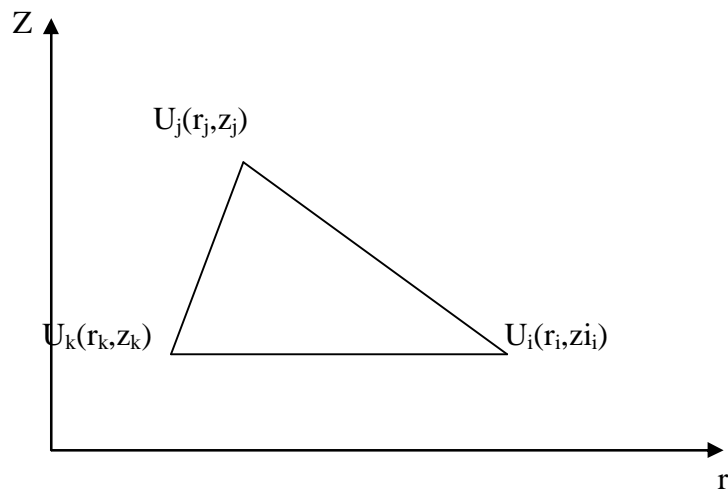


Fig.A1.1 : un élément triangulaire du premier ordre.

La fonction d'interpolation sur chaque élément sera sous la forme suivante :

$$U^e = \alpha_0 + \alpha_1 r + \alpha_2 z \quad (\text{A1.1})$$

Donc :

$$U_i^e(r_i, z_i) = \alpha_0 + \alpha_1 r_i + \alpha_2 z_i \quad (\text{A1.2})$$

$$U_j^e(r_j, z_j) = \alpha_0 + \alpha_1 r_j + \alpha_2 z_j \quad (\text{A1.3})$$

$$U_k^e(r_k, z_k) = \alpha_0 + \alpha_1 r_k + \alpha_2 z_k \quad (\text{A1.4})$$

Avec :

$$\alpha_0 = 1/\Delta \left[(r_j z_k - r_k z_j) U_i - (r_k z_i - r_i z_k) U_j - (r_i z_j - r_j z_i) U_k \right] \quad (\text{A1.5})$$

$$\alpha_1 = 1/\Delta \left[(z_j - z_k) U_i - (z_k - z_i) U_j - (z_i - z_j) U_k \right] \quad (\text{A1.6})$$

$$\alpha_2 = 1/\Delta \left[(r_k - r_j) U_i - (r_i - r_k) U_j - (r_j - r_i) U_k \right] \quad (\text{A1.7})$$

$$\Delta = \begin{bmatrix} 1 & r_i & z_i \\ 1 & r_j & z_j \\ 1 & r_k & z_k \end{bmatrix} = (r_j - r_i)(z_k - z_j) - (r_k - r_j)(z_j - z_i) \quad (\text{A1.8})$$

La fonction d'interpolation d'un élément en fonction du potentiel sur chaque nœud s'écrit comme suit :

$$U^e(\mathbf{r}, z) = \sum_j^{NNE} U_j^e N_j(\mathbf{r}, z) \quad (\text{A1.9})$$

alors l'équation (A1.9) s'exprime par la relation suivante :

$$U^e = N_i U_i + N_j U_j + N_k U_k \quad (\text{A1.10})$$

On déduit les fonctions de forme :

$$N^e(\mathbf{r}, z) = \frac{1}{2\Delta} (a + br + cz) \quad (\text{A1.11})$$

$$N_i^e(\mathbf{r}, z) = \frac{1}{2\Delta} (a_i + b_i r + c_i z) \quad (\text{A1.12})$$

$$N_j^e(\mathbf{r}, z) = \frac{1}{2\Delta} (a_j + b_j r + c_j z) \quad (\text{A1.13})$$

$$N_k^e(\mathbf{r}, z) = \frac{1}{2\Delta} (a_k + b_k r + c_k z) \quad (\text{A1.14})$$

Les coefficients des fonctions de forme sont définis si dessous :

$$a_i = r_j z_k - r_k z_i \quad , \quad b_i = z_j - z_k \quad , \quad c_i = r_k - r_j \quad .$$

$$a_j = r_k z_i - r_j z_k \quad , \quad b_j = z_k - z_i \quad , \quad c_j = r_i - r_k \quad .$$

$$a_k = r_i z_j - r_j z_i \quad , \quad b_k = z_i - z_j \quad , \quad c_k = r_j - r_i \quad .$$

Avec :

i, j, k : numérotation des nœuds.

U_i^e, U_j^e, U_k^e : les valeurs nodales de U .

N_i^e, N_j^e, N_k^e : fonctions de forme.

Δ : c'est deux fois l'aire du triangle.

$(r_i, z_i), (r_j, z_j), (r_k, z_k)$: coordonnées nodales dans le repère cylindrique.

$\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2$: coefficients.

$a_i, a_j, a_k, b_i, b_j, b_k, c_i, c_j, c_k$: coefficients.

A1.2 Formulation variationnelle

La formulation variationnelle à l'avantage de conduire directement à la résolution d'un système d'équations algébriques. Elle est décrite en fonction du potentiel (vecteur, scalaire).

La formulation générale d'un phénomène électromagnétique (modèle statique ou dynamique) est régie par la relation suivante [27] :

$$F(U) = \iint_{\Omega} [P(\nabla U)^2 - (KU)^2 + 2gU] d\Omega \quad (A1.15)$$

dans le cas statique on a : $K=0$

avec :

P : peut être un scalaire ou un tenseur, il peut représenter une permittivité, une perméabilité ou une conductivité, il dépend du modèle à étudier.

g : la source du système qui présente la densité de courant J (en magnétodynamique et magnétostatique) comme elle peut être une charge volumique ρ (en électrostatique) ou nulle (en électrocinétique).

K : c'est un coefficient qui dépend de la conductivité et de la fréquence.

A1.3 La formulation du modèle magnétodynamique

En magnétodynamique les matériaux soumis à des champs magnétiques sont le siège de courant de Foucault. Ce dernier dépend de la fréquence des sources alternative.

L'expression de la fonctionnelle d'énergie électromagnétique sous une forme variationnelle dans un système magnétodynamique s'écrit comme suit :

$$F = \iint_{\Omega} \left[\frac{1}{2} \mathbf{B} \mathbf{H} - \mathbf{J} \mathbf{A} \right] d\Omega \quad (\text{A1.16})$$

$$F = \iint_{\Omega} \left[\frac{1}{2\mu} \mathbf{B}^2 - \mathbf{J} \mathbf{A} \right] d\Omega \quad (\text{A1.17})$$

$$\ddot{\mathbf{B}} = \nabla \ddot{\mathbf{A}} = \text{rot} \ddot{\mathbf{A}} \quad (\text{A1.18})$$

En axisymétrie l'induction à la forme suivante :

$$\ddot{\mathbf{B}} = \left(\frac{1}{r} \frac{\partial A_z}{\partial \theta} - \frac{\partial A_\theta}{\partial z} \right) \ddot{\mathbf{r}} + \left(\frac{\partial A_r}{\partial z} - \frac{\partial A_z}{\partial r} \right) \ddot{\mathbf{z}} + \left(\frac{1}{r} \frac{\partial r A_\theta}{\partial r} - \frac{\partial A_r}{\partial \theta} \right) \ddot{\boldsymbol{\theta}} \quad (\text{A1.19})$$

L'étude en 2D en tenant compte uniquement du potentiel A_θ nous amène aux relations suivantes :

$$\dagger B_\theta = -\frac{\partial A_\theta}{\partial z} \ddot{\mathbf{r}} + \left(\frac{A_\theta}{r} + \frac{\partial A_\theta}{\partial r} \right) \ddot{\mathbf{z}} \quad (\text{A1.20})$$

$$d\Omega = 2 \pi r dr dz \quad (\text{A1.21})$$

$$J_\theta = J_s + J_F = J_s + \sigma \frac{\partial A_\theta}{\partial t} \quad (\text{A1.22})$$

Selon l'hypothèse du régime sinusoïdale :

$$\frac{\partial}{\partial t} = i\omega \quad (i^2 = -1)$$

nous aurons :

$$J_\theta = J_s + i\sigma\omega A_\theta \quad (\text{A1.23})$$

\ddot{H} : Champ magnétique,

\ddot{B} : Induction magnétique,

J_s : Densité de courant d'excitation,

J_F : Courant induit (Foucault).

En remplaçant les équations (A1.20), (A1.22), (A1.23) dans l'équation (A1.17) (avec $A_\theta=A$) on obtient :

$$F = \iint \left\{ \frac{1}{2\mu} \left[\left(\frac{\partial A}{\partial z} \right)^2 + \left(\frac{\partial A}{\partial r} + \frac{A}{r} \right)^2 \right] + i\sigma\omega A^2 - A J_s \right\} 2\pi r dr dz \quad (A1.24)$$

$$F = \iint r \left\{ \frac{1}{2\mu} \left[\left(\frac{\partial A}{\partial z} \right)^2 + \left(\frac{\partial A}{\partial r} \right)^2 + 2A \frac{\partial A}{\partial r} + A^2 \right] + i\sigma\omega A^2 - A r J_s \right\} 2\pi dr dz \quad (A1.25)$$

La fonction d'interpolation peut s'écrire en fonction de la fonction de forme, en prenant le potentiel vecteur constant, elle comme suit :

$$A(r,z)=N^T(r,z) A=A^T N(r,z) \quad (A1.26)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} \frac{\partial A(r,z)}{\partial z} = \frac{\partial N^T(r,z)}{\partial z} A = A^T \frac{\partial N(r,z)}{\partial z} \\ \frac{\partial A(r,z)}{\partial r} = \frac{\partial N^T(r,z)}{\partial r} A = A^T \frac{\partial N(r,z)}{\partial r} \end{cases} \quad (A1.27)$$

En remplaçant l'équation (A1.27) dans l'équation (A1.25) on aura :

$$F = r \left\{ \frac{1}{2\mu} \left[A^T \frac{\partial N}{\partial z} \frac{\partial N^T}{\partial z} A + A^T \frac{\partial N}{\partial r} \frac{\partial N^T}{\partial r} A + 2A^T N \frac{\partial N^T}{\partial r} A + A^T N N^T A \right] + i\sigma\omega A^T N N^T A - N^T J_s A \right\} 2\pi r dr dz$$

(A1.28)

La fonctionnelle d'énergie s'écrit sous forme matricielle comme suit :

$$F = 1/2 A^T M A - F^T A \quad (A1.29)$$

Avec :

M : matrice globale.

F^T : matrice source globale.

NNe : nombre des nœuds élémentaires.

Alors d'après les équations (A1.28) et (A1.29) les matrices globales auront les formes suivantes :

$$M = \iint r \left\{ \frac{1}{2\mu} \left[\frac{\partial N}{\partial z} \frac{\partial N^T}{\partial z} + \frac{\partial N}{\partial r} \frac{\partial N^T}{\partial r} + 2N \frac{\partial N^T}{\partial r} + NN^T \right] + i\sigma\omega NN^T \right\} 2\pi dr dz \quad (A1.30)$$

$$F = \iint 2\pi r J_s N^T dr dz \quad (A1.31)$$

Pour la résolution du système on passe par la minimisation de fonctionnelle :

$$\frac{\partial F}{\partial A_k} = 0 \quad \text{avec : } k = 1, NNe$$

$$\frac{\partial F}{\partial A_k} = \sum_{i=1}^{NNe} M_{ij}^e A_j - F_i = 0 \quad (A1.32)$$

$$\Rightarrow M_{ij}^e A_j = F_i^e \quad (A1.33)$$

Avec :

M_{ij}^e : la matrice élémentaire.

F^e : la matrice source élémentaire.

La représentation des matrices sur chaque élément s'écrivent comme suit :

$$M^e = \iint r \left\{ \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial N^e}{\partial z} \frac{\partial N^{eT}}{\partial z} + \frac{\partial N^e}{\partial r} \frac{\partial N^{eT}}{\partial r} + 2N^e \frac{\partial N^{eT}}{\partial r} + NN^T \right] + i\sigma\omega NN^T \right\} 2\pi dr dz \quad (A1.34)$$

4)

$$F^e = \iint 2\pi r J_s N^{eT} dr dz \quad (A1.35)$$

Le calcul des matrices élémentaires au niveau de l'élément étudié auparavant est très compliqué.

Afin de simplifier ces calculs, on va présenter nos matrices sur un élément de référence qu'on va décrire si dessous.

A1.3.1.a. L'élément de référence :

De manière à simplifier la définition analytique des éléments de forme complexe, nous introduisons la notion d'élément de référence E_r qui est un élément de forme simple et peut être transformé en un élément réel E_e , par une transformation géométrique bien définie τ .

Par exemple dans le cas d'un élément triangulaire du premier ordre on a la figure (A1.2) :

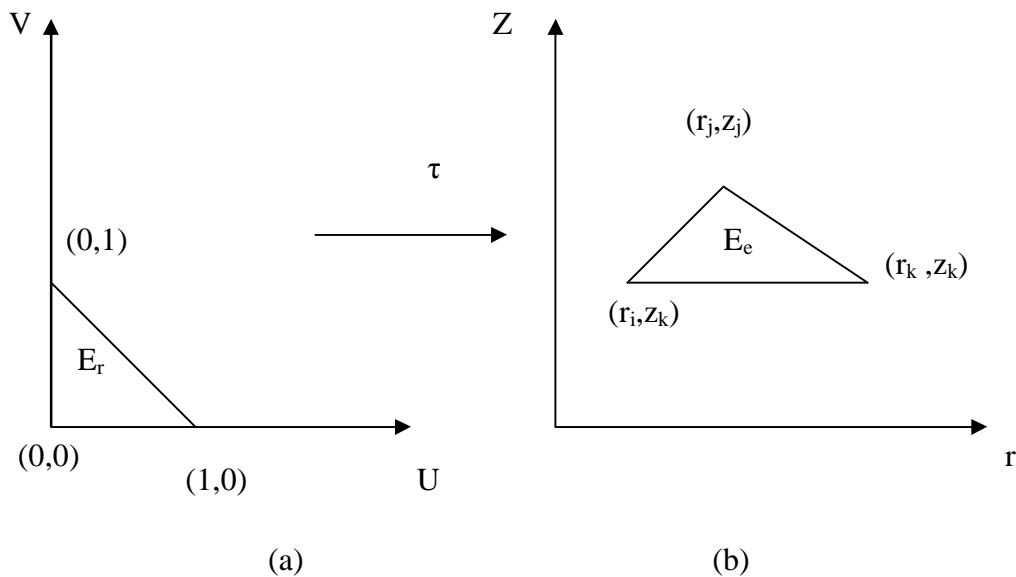


Fig.A1.2 : (a) Elément de référence, (b) Elément réel.

Les fonctions de forme associées pour chaque nœud du triangle de référence sont définies par :

$$N_i = 1 - U - V \quad (A1.36)$$

$$N_j = U \quad (A1.37)$$

$$N_k = V \quad (A1.38)$$

Avec :

$$N = \begin{pmatrix} N_i \\ N_j \\ N_k \end{pmatrix} \quad (\text{A1.39})$$

Pour calculer les intégrales de nos formulations et leur matrices sur un élément de référence, on utilisera la transformation suivante :

$$\iint_{\Omega_e} f(r,z) dr dz = \iint_{\Omega_r} f(r(u,v),z(u,v)) \det J du dv \quad (\text{A1.40})$$

avec :

$$J = \begin{bmatrix} \frac{\partial N_i}{\partial u} & \frac{\partial N_j}{\partial u} & \frac{\partial N_k}{\partial u} \\ \frac{\partial N_i}{\partial v} & \frac{\partial N_j}{\partial v} & \frac{\partial N_k}{\partial v} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_i & z_i \\ r_j & z_j \\ r_k & z_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_j - r_i & z_j - z_i \\ r_k - r_i & z_k - z_i \end{bmatrix} \quad (\text{A1.41})$$

$$\Rightarrow \det J = (r_j - r_i)(z_k - z_i) - (r_k - r_i)(z_j - z_i) = \Delta \quad (\text{A1.42})$$

J : La matrice jacobéenne.

Δ : deux fois l'air du triangle.

Alors le calcul des matrices (A1.34) et (A1.35) sur l'élément de référence est défini par les relations suivantes :

$$M^e = \int_{u=0}^1 \int_{v=0}^{1-u} r \left\{ \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial N^e}{\partial z} \frac{\partial N^{eT}}{\partial z} + \frac{\partial N^e}{\partial r} \frac{\partial N^{eT}}{\partial r} + 2N^e \frac{\partial N^{eT}}{\partial r} + NN^T \right] + i2\sigma\omega NN^T \right\} 2\pi \Delta dudv \quad (\text{A1.43})$$

$$F^{eT} = \int_{u=0}^1 \int_{v=0}^{1-u} 2\pi r J \Delta N^{eT} du dv \quad (\text{A1.44})$$

Selon des expériences et des recherches qui on été faites, les matrices (A1.43) et (A1.44) présentent des problèmes de singularité.

Afin de résoudre ce problème, des approximations est définie par les deux relations suivantes :

$$A' = r^{-\delta} A \quad (A1.45)$$

$$J' = r^{-\delta} J \quad (A1.46)$$

δ peut prendre des valeurs (-1, 1, 1/2), ces trois choix sont déterminées expérimentalement. En magnétodynamique on a choisi à faire la formulation d'une seule approximation, en prenant :

$$\delta = -1 \quad \Rightarrow \quad A' = r A \text{ et } J' = r J.$$

A1.3.1.b L'approximation pour $A' = r A$ et $J' = r J$

On remplace le potentiel $A = A'/r$ et la densité du courant $J_s = J'/r$ dans l'équation (A1.25) en obtient :

$$F = \iint \frac{1}{r} \left\{ \frac{1}{\mu} \left[\left(\frac{\partial A'}{\partial z} \right)^2 + \left(\frac{\partial A'}{\partial r} \right)^2 \right] + i\sigma\omega A'^2 - A' J' \right\} \pi \, dr \, dz \quad (A1.47)$$

Les matrices élémentaires sont représentées sur l'élément de référence comme suit :

$$M^e = \int_{u=0}^1 \int_{v=0}^{1-u} \frac{1}{r} \left\{ \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial N^e}{\partial z} \frac{\partial N^{eT}}{\partial z} + \frac{\partial N^e}{\partial r} \frac{\partial N^{eT}}{\partial r} \right] + i2\sigma\omega NN^T \right\} 2\pi \, \Delta \, dudv \quad (A1.48)$$

$$F^{eT} = \int_{u=0}^1 \int_{v=0}^{1-u} -\frac{2\pi}{r} J' \, \Delta \, N^{eT} \, du \, dv \quad (A1.49)$$

Remarque :

L'avantage de cette approximation réside dans la symétrie de ses matrices élémentaires qui occupent moins d'espace mémoire par rapport à des matrices non symétriques.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] J. M. Peter : "Le transistor de puissance dans son environnement", Thomson-CSF, 1978.
- [2] M. Orfeuille, A.Robin: " Electrothermie industrielle", Bordas, Paris, 1981.
- [3] M. Lanovici, J.Morf: " Compatibilité électromagnétique", Presses polytechniques et Universitaires romandes 1015 Lausanne,1983.
- [4] J. M. Peter : "Le transistor de puissance dans la conversion d'énergie", Thomson-CSF, 1983.
- [5] F.Labrique, G. Segulier, R. Bausiere : "Les convertisseurs de l'électronique de puissance" Volume 4, La conversion continu- alternatif, Bordas 1985.
- [6] Cyril W.Lander : "Electronique de puissance", McGraw-Hill, Paris 1989.
- [7] M. Henry, G. Anjolra : "Exercices d'électrothermie issus de projets industriels", Edition Dopée Diffusion, 1991.
- [8] P. Delarminat: " Automatique : Commande des système linéaires", Hermès, Paris, 1993.
- [9] E. Davalo, P. Naïm : "Des réseaux de neurones", Editions, Eyrolles ,1993.
- [10] F. Gardiol: " Traité d'Electricité: Electromagnétisme ", Volume III,Presses polytechniques et Universitaires romandes, 1994.
- [11] J. François Jodouin : "Les réseaux de neurones : Principes et définitions", Hermès, Paris, 1994.
- [12] M. O. Mahmoudi, Y. Ait. Goucam : "Etude comparative entre diverses stratégies de modulation pour onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone", Proceedings, CEAVI,29-30 NOV1994.
- [13] B. Boittiaux: " Cours d'électronique: les composants semi conducteurs", Technique et documentation, 1995.
- [14] R. Bonnefille : " Génie électrique : Utilisations de l'électricité", Volume D5 II , Techniques de l'ingénieur, 1996.
- [15] S.Khiat, A. Habibzahmani : "Onduleur quasi-résonant à un seul IGBT destiné aux plaques chauffantes à induction ", PFE, U.S.T.Oran 1996.
- [16] M. Rezkallah, K.Zemalache Meguenni : "Onduleur V.P.C.F destiné aux tables à induction électromagnétique", PFE, U.S.T.Oran 1997.

- [17] J.P. Hautier, J.P.Caron : "Systèmes automatiques : Commande des processus" Tome2, Ellipses, Paris 1997.
- [18] B.Ayad, A.Salmi : "Contribution au développement d'un code de calcul du champ électromagnétique par éléments finis «ADEMEF2D»", PFE, U.S.T.Oran 1997.
- [19] G. Bernard, J. Feat : "La cybernétique des réseaux neuromimétiques", Technique et Documentation, Paris, 1996/1997.
- [20] Y. M. Yeddou : "Etude et synthèse sur les réseaux de neurones et leurs applications", Thèse de Magister, ENP, 1998.
- [21] O. Sahraoui, H.Tellissa : "Nouvelle configuration V.P.C.F onduleur quasi-résonant à IGBT pour tables à induction électromagnétique", U.S.T.Oran 1998.
- [22] A. Faure : "Cybernétique des réseaux neuronaux : Commande et perception", Hermès, Paris, 1998.
- [23] M. Khaled, R. Taleb : "Modélisation et simulation d'un moteur asynchrone triphasé alimenté par onduleur en utilisant MATLAB/SIMULINK", PFE, U.H.B.Chlef, 1999.
- [24] J.M.Espi, A.E.Navarro, J. Maïcas: "Control circuit design of the L-LC resonant inverter for induction heating", IEEE, Control systems magazine, Burjassol, Valencia-Spain, 2000.
- [25] M. Zelmat : " Automatisation des processus industriels ", Tome1, Commande classique, O.P.U.,2000.
- [26] I. Rivals, L. Personnaz, G. Dreyfus : "Modélisation, classification et commande par réseaux de neurones : Principes fondamentaux, méthodologie de conception et illustrations industrielles", Lavoisier, Technique et Documentation , Paris,2000.
- [27] A.Ouali, H.Dadouche : " Modélisation des dispositifs électrotechniques en axisymétrique par la méthode des éléments finis ", PFE, U.S.T.Oran, 2000.
- [28] H.Tanaka, H.Sadakata : " Electromagnetic Induction Eddy Current based Far Infrared Rays Radiant Heating Appliance using Soft Switching PWM High Frequency Inverter", EPE, Yamaguchi University, Japan,2001.
- [29] INTERNET : "L'IGBT"File : //C:\IGBT(Power Système Blockset).htm.2001.
- [30] A. Abdoun charef, R. Regba : "Onduleur à haute fréquence destiné à une plaque de cuisson par induction électromagnétique", PFE, U.H.B. Chlef, 2001.
- [31] H. Terai, H. Sadakata, H. Omori: "High frequency soft swiching inverter for

- fluid-heating appliance using induction eddy current-based involuted type heat exchanger", Matsushita Electric , Osaka, Japan,2001.
- [32] J. Auvray : "Systèmes électroniques", SETI, U.Pierre Marie Curie 2000-2001.
- [33] T. Si. Ali, D.Tebani : "Réalisation de la commande d'un onduleur de tension par réseau de neurones sous environnement MATLAB", U.S.T.Oran 2001.
- [34] K. Zemalache Meguenni : "Etude et simulation d'un onduleur quasi-résonant pour table à induction ", U.S.T.Oran , Thèse de Magister 2002.
- [35] M. Namoune, M.Kamli, A.H.Belbachir, M.Féliachi : "Distribution de la densité de courants induits dans une plaque ferromagnétique chauffée par induction magnétique a 3KHZ par la méthode numérique (M.E.F)", CEE, 2002.
- [36] H. Mohellebi, M.O. Mazi, N. Hamitouche : "Etude du couplage magnétique mécanique d'une structure de machine linéaire et analyse des performances en régime dynamique", CEE, DEC 2002.
- [37] K. Srairi, S. Azzaoui, S.M.Mimoune, M. Féliachi : "Modélisation par méthode des volumes finis des phénomènes électromagnétiques dans les dispositifs de chauffage par induction ", CEE, 2002.
- [38] R. Deséchalliers : "Les champs et les ondes électromagnétiques et la santé publique ", www.esas-institute.com, INSTITUT. ESAS,2002.