

Université Mohamed Khider – Biskra  
Faculté des Sciences et de la technologie  
Département : Génie Électrique  
Réf : .....



جامعة محمد خيضر بسكرة  
كلية العلوم و التكنولوجيا  
قسم: الكهرباء التقنية  
المرجع: .....

Thèse présentée en vue de l'obtention  
Du diplôme de  
**Doctorat en sciences en : Electrotechnique**

**Analyse et Conception d'un Générateur  
à Plasma Inductif**

Présentée par :  
**Sakina ZEROUALI**

Soutenue publiquement le 07/10/2012

**Devant le jury composé de :**

Pr. ALLAG Abdelkrim	Professeur	Président	Université de Biskra
Pr. MIMOUNE Souri Mohamed	Professeur	Rapporteur	Université de Biskra
Pr. ABDESSAMED Mohamed Rachid	Professeur	Examineur	Université de Batna
Pr. MEKIDECHE Mohamed Rachid	Professeur	Examineur	Université de Jijel
Dr. BENSALAM Ahmed	Maître de Conférences	Examineur	Université de Batna
Dr. TITAOUINE Abdennacer	Maître de Conférences	Examineur	Université de Biskra

# Remerciements

Ce travail a été réalisé au laboratoire de recherche de modélisation des systèmes énergétiques (MSE) au sein de l'équipe de recherche "Modélisation des systèmes Magnéto-Hydro-dynamiques" (MSMHD), Département d'Electrotechnique, Université de Biskra.

Je tiens à remercier les membres du jury :

Monsieur Abdelkrim ALLAG, Professeur à l'université de Biskra, pour l'honneur qu'il m'a fait en président le jury et pour l'intérêt qu'il a porté à mon travail et à qui je dois témoigner ma reconnaissance pour ses conseils, sa disponibilité et ses idées efficaces. Il a toujours su me faire profiter de ses compétences variées et conseils judicieux,

Monsieur Mohamed Rachid ABDESSAMED, Professeur à l'université de Batna, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de participer comme examinateur,

Monsieur Mohamed Rachid MEKIDECHE, Professeur à l'université de Jijel, pour l'intérêt qu'il a porté à mon travail et pour l'acceptation d'être examinateur.

Monsieur Ahmed BENSALAM, Maître de conférences à l'université de Batna, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant d'être examinateur.

Monsieur Abdennacer TITAOUINE, Maître de conférences à l'université de Biskra, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant d'être examinateur.

Monsieur Sourî Mohamed MIMOUNE, Professeur à l'université de Biskra, responsable de l'équipe MSMHD, pour son aide, ses conseils, ses encouragements et pour le regard pertinent qu'il a porté sur ce travail.

Je tiens à remercier tout particulièrement ma chère amie Dr. Amel HADRI HAMIDA, Enseignante en électrotechnique à l'université de Constantine pour ses encouragements.

Je remercie également tous les membres du laboratoire MSE et du département d'électrotechnique, Monsieur Mebarek BAHRI directeur du laboratoire MSE.

Avant de terminer, je voudrais dédier ce travail de recherche à mes parents, à ma sœur qui m'ont apporté soutien et encouragements et à mon enseignant Dr. Massoud BELLOUFI.

A toutes mes sœurs et à tous mes frères et à tous les petits Soufienne, anes et Med Saber.

A ma belle petite famille (mon époux Mohamed et ma petite fille Hibet Arrahmene).

Enfin, je tiens également à remercier toute personne ayant participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

## ملخص :

جهاز بلازما الحث و جهاز بلازما الدفع يغذيان عن طريق التحريض الكهرومغناطيسي ذو التواتر العالي (الترددات اللاسلكية) ناتج عن مولد ذو الصمام الثلاثي للموجات اللاسلكية. أعمال بحث تتجه الى استعمال مولدات ذات مقاحل (المحول الرنيني مستمر/متناوب صنف E DE, F et E/F) ذي تردد عال و استطاعة كبيرة. الدراسة التحليلية لعمل هذا المولد بمقحل مخصص لتغذية بلازما الحث مبينة في هذه الرسالة. بعد تذكير ملخص حول بلازما الحث؛ مختلف الدرات الكهربائية لمختلف المحولات ذوات التوترات العالية مدروسة في هذه الأطروحة و في الأخير نختار المحول البسيط و في و نفس الوقت ذو مردود عالي، هذا الأخير يدرس بواسطة مفاهيم إلكترونيك القوة مع الأخذ بعين الاعتبار خصائص المقحل. هكذا نحصل على عبارات تحليلية واضحة لكل مقادير المحول و التي ترتبط قيمتها بحمولة المولد المتشكلة من الدارة المتذبذبة.

وفي النهاية التطبيق الرقمي على النظام ( المحول-المولد) تظهر مدى استغلال هذه العمليات لإظهار كافة أشكال الموجات و القيم العددية للمقادير التي تميز النظام. الهدف من هذه الرسالة هو تحسين الخصائص بإدخال طرق التحكم التوفيقية (backstepping) الملائمة مطبقة على هذا النوع من المنوب لتحسين الإستطاعة، المردود و حماية المولد.

***Résumé :***

Les propulseurs plasmas et les torches à plasma sont actionnés par des champs électromagnétiques de fréquences élevées induits par des générateurs classiques à triodes. Des travaux de recherche s'orientent à l'emploi des générateurs à transistors (Onduleur classe E, DE, F et E/F etc.) de fréquence et puissance élevées de l'ordre 10 Mhz-10 kW. Une méthode analytique d'analyse du fonctionnement d'un générateur à induction à transistor en haute fréquence du type MOS destiné notamment à l'alimentation de torches à plasma inductif **est présentée dans cette thèse**. Après un bref rappel du principe d'une torche à plasma, les différentes variantes du schéma électrique des différents convertisseurs haute fréquence de classe E, F, E/F etc. sont présentées. Puis, comme toutes les variantes se ramènent à un **convertisseur** simple et avec un rendement élevé, ce dernier est analysé grâce à des notions d'électronique de puissance et par prise en compte des caractéristiques du transistor. On aboutit ainsi à des expressions analytiques explicites de toutes les grandeurs électriques de fonctionnement du convertisseur qui sont mis en évidence suivant la valeur de l'impédance de la charge électrique du générateur formée par le circuit oscillant. Enfin une application numérique sur un type de transistor donné montre comment l'exploitation de la méthode permet de déterminer toutes les formes d'ondes en allure et en valeur numérique. L'objectif de ce thème est d'améliorer les performances par l'introduction de stratégies de contrôle adéquate 'Adaptatif backstepping' en vue de maximiser la puissance, le rendement et la protection du générateur.

***Mots clés :***

Plasma inductif, Convertisseur HF, Commutation ZVS et ZCS, Commande Adaptative Backstepping, Filtre de Kresselmier.

**Abstract:** An analytical method of analysis of the working of a high frequency induction generator based transistor, called MOS, used for inductive plasma torch applications is presented in this thesis. After recalling the principle of an inductive plasma torch, different electrical variants of converters class E, F and E/F are given. These class-E/F amplifiers have class-E features such as incorporation of the transistor parasitic capacitance into the circuit, exact truly switching time-domain solutions, and allowance for zero-voltage-switching operation. Additionally, some number of harmonics may be tuned in the fashion of inverse class F in order to achieve more desirable voltage and current waveforms for improved performance. All these variants led to a unique simplified electrical scheme which is analyzed with power electronic notions and also by taking into account the characteristics of the transistor. This leads to analytical explicit expressions of all electrical values, showing two different possible working ratings of the triode, depending on the value of the electrical charge of the generator. At last, a numerical application on a given transistor type shows how the application of this method. The objective of this theme is to improve the performances by the adequate introduction of the strategies of control ' Adaptive backstepping ' to maximize the power, the efficiency and the protection of the generator.

**Index-terms:** Class E, class E/F, class F, harmonic tuning, high-efficiency amplifier, switching power converter, zero voltage switching (ZVS), Adaptive Backstepping control, Kresselmier Filtre.

## Les Publications Scientifiques

- [1] **S. Zerouali**, A. Allag, S. M. Mimoune and A. Hadri Hamida, “Extended Kalman Filter for Uninterruptible Power Supplies Applied to Non Linear Loads ”, *International Journal of Applied Electromagnetic and Mechanics*, vol. 25, no. 1-4, pp. 565-569, ISEM, Bad Gastein, (IOS Press), September 2007.
- [2] **S. Zerouali**, A. Allag, S. M. Mimoune, A. Hadri Hamida, M. Y. Ayad and A. Miraoui, “An adaptive Linear Quadratic Regulator (LQR) Applied to Buck-Series Resonant Inverter for Induction Heating”, *AMSE Journals*, vol. 62, no. 1, pp. 94-104, France, 2007
- [3] **S. Zerouali**, S. M. Mimoune A. Allag, and A. Hadri Hamida, “Zero Voltage Switching with Optimal Linear Quadratic Regulator for Power Supply Feeding an Induction Heating”, *Asian Power Electronics Journal*, vol. 1, no. 1, pp. 94-104, Mars 2006.
- [4] A. Allag, A. Hadri Hamida, S. M. Mimoune, **S. Zerouali** and M. Féliachi, “Power Loss Analysis In High Frequency Quasi Resonant DC Link Power Conversion For Induction Heating Application”, *AMSE Journals*, vol. 79, no. 2, pp. 73-84, France, Mai, 2006.
- [5] A. Hadri Hamida, A. Allag, S. M. Mimoune, **S. Zerouali** and M. Feliachi, “Adaptive Nonlinear Control of a Passively Clamped Two Switch Quasi Resonant DC Link Converter”, *International Journal of Applied Electromagnetic and Mechanics*, vol. 25, no. 1-4, pp.537-542, ISEM, Bad Gastein, (IOS Press), September 2007.
- [6] A. Hadri Hamida, A. Allag, S. M. Mimoune, **S. Zerouali**, *et al.*, “Adaptive Nonlinear Control of AC-DC-PWM Converter Feeding Induction Heating”, *AMSE Journals*, vol. 63, no. 2, pp. 40-51, France, 2008.
- [7] A. Hadri Hamida, A. Allag, M. Y. Hammoudi, S. M. Mimoune, **S. Zerouali**, *et al.*, “A Nonlinear Adaptive Backstepping Approach Applied to a Three Phase PWM AC-DC Converter Feeding Induction Heating”, *ELSEVIER Journals, Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation CNSNS*, vol. 14, no. 4, pp. 1515-1525, 2009.

## Les communications:

- [1] A. Hadri Hamida, A. Allag, **S. Zerouali** “Stability and Dynamics of a Buck DC-DC Converter Applied to Distributed Power Systems” 6<sup>th</sup> ICEI Batna CEE 2010.
- [2] **S. Zerouali**, S. M. Mimoune, A. Allag and A. Hadri Hamida “Adaptive Backstepping Control Based on Lyapunov Theory for Induction Plasma Generator” 7<sup>émé</sup> Conférence Internationale sur la science des matériaux, Beyrouth, Liban (CSM7) 2010.
- [3] **S. Zerouali**, A. Allag, S. M. Mimoune, and A. Hadri Hamida “Tuning Function Control Design for Induction Plasma Generator”, International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics, IEEE ACEMP'07 - ELECTROMOTION'11 Joint Meeting September 8-10, 2011, İstanbul, Turkey.

# SOMMAIRE

ملخص.....	i
RÉSUMÉ.....	ii
ABSTRACT.....	iii
PUBLICATIONS SCIENTIFIQUES.....	v
SOMMAIRE.....	1
LISTE DES FIGURES.....	6
LISTE DES TABLEAUX.....	9
NOTATIONS.....	10

## INTRODUCTION GENERALE ET ETAT DE L'ART

1. Etat de l'art.....	12
2. Définition et principes de plasma.....	13
3. Génération d'un plasma.....	14
3.1 Fréquences dans un plasma.....	14
3.2 Grandeurs caractéristiques des plasmas.....	15
4. Classification des plasma.....	16
5. Technologie par plasma.....	17
6. Les Plasmas thermiques.....	17
6.1. Plasma à Couplage Direct (capacitif) (DCP).....	18
6.2. Plasma à Couplage Inductif (ICP).....	18
7. Introduction sur les convertisseurs HF.....	18
8. Commandes adaptatives Backstepping.....	20
9. Organisation du Manuscrit de Thèse.....	21

## CHAPITRE I : CARACTÉRISTIQUES DU PLASMA ET TORCHE À COUPLAGE

### INDUCTIF

I.1 Introduction.....	22
I.2. Grandeurs Caractéristiques des Plasmas.....	23
I.2.1 Densité électrique des particules chargées.....	23

## Sommaire

I.2.2	Température des espèces .....	23
I.2.3	Taux d'ionisation.....	24
I.2.4	Longueur de Debye .....	24
I.2.5	Pression.....	24
I.3.	Les Torches ICP .....	25
I.3.1	Définition.....	25
I.3.2	Construction des torches ICP .....	26
I.3.3	Amorçage d'une torche ICP et aspects électromagnétiques.....	28
a)	Amorçage et puissance de maintien.....	28
I.4.	Paramètres thermodynamiques d'un plasma inductif.....	30
I.4.1	Equilibre thermodynamique local .....	30
I.5.	Les Installations des torches ICP .....	31
I.5.1	Installations de forte puissance.....	31
I.5.2	Installations de faible puissance .....	32
I.6.	Applications des Torches ICP .....	33
I.7.	Conclusion .....	34

## CHAPITRE II : LES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE (DE HAUTES FREQUENCES)

II.1	Introduction .....	35
II.2	Covertisseurs de puissance.....	35
II.3.	Les composants .....	36
II.2.1	les tubes électroniques.....	36
II.2.1.1	les diodes .....	36
....II.2.1.2.	La triode.- Principe de fonctionnement.....	37
II.3.3.	Les Transistors.....	38
II.3.3.1	Modélisation des MOSFETs.....	40



II.4. Classification des amplificateurs de puissance.....	41
II.4.1 Amplificateurs de puissance Classe A.....	41
II.4.2 Amplificateurs de puissance Classe B .....	41
II.4.3 Amplificateurs de puissance Classe C .....	41
II.4.4 Amplificateurs de puissance Classe D .....	42
II.4.4.1 Généralités.....	42
II.4.4.2 Structure de la commande de l'étage de sortie .....	42
II.4.4.3 Rendement de l'étage de sortie .....	43
II.4.4.4 Choix de la fréquence de pulsation.....	43
II.5. Amplificateurs classe F, F <sup>-1</sup> et E.....	45
II.5.1 Amplificateurs classe F.....	46
II.5.1 Amplificateurs classe F inverse.....	49
II.5.1 Amplificateurs classe E.....	50
II.6. Comparaison quantitative et qualitative.....	55
II.7. Amplificateur hybride classe E/F.....	57
II.7.1. Amplificateur classe E/F <sub>3</sub> .....	58
II.7.2. Amplificateur classe E/F <sub>2,3</sub> .....	59
<i>Formes d'onde et Adaptation d'harmoniques</i> .....	60
II.8. Amplificateurs Push-Pull Classe E/F <sub>odd</sub> .....	61
II.8.1 Théorie de fonctionnement.....	61
II.8.2 Amplificateur de Puissance Classe E/F <sub>odd,2</sub> type Push-Pull.....	61
II.9. Conclusion.....	62

CHAPITRE III : COUPLAGE ALIMENTATION-APPLICATEUR (PLASMA)-  
MODELISATION

III.1 Introduction.....	65
III.2 Alimentation du plasma.....	66
III.2.1 Analyse du schéma d'un générateur haute fréquence.....	66
III.2.2 Onduleur classe E pour plasma inductif.....	66
III.2.2.1 Configuration du système.....	66
III.3 Modélisation du transformateur en HF.....	67
III.3.1. Constitution d'un transformateur.....	67
III.3.2. Le système magnétique.....	67
III.3.3. Le système électrostatique.....	69
III.3.4 Modèle électrostatique à 3 capacités.....	69
III.3.5 Modèle électrostatique complet.....	71
III.3.6 Suppression du couplage magnétique.....	72
III.4. Fonctionnement d'un onduleur résonant de classe E.....	73
III.4.1. Analyse de la topologie.....	74
III.4.2 Simulation de convertisseur classe E.....	75
III.4.3 Caractéristique de fréquence de la charge résonnante.....	76
III.5. Modélisation d'un Onduleur a résonance classe E/F <sub>2</sub> , E/F <sub>3</sub> .....	83
III.5.1 Méthode d'analyse.....	83
III.5.2 Procédé de conception.....	84
III.6. Résultats de Simulation.....	84
III.7 Conclusion.....	86

CHAPITRE IV. COMMANDE BACKSTEPPING APPLIQUEE AU SYSTEME  
CONVERTISSEUR-APPLIQUEUR

IV.1. Introduction.....	88
IV.2. Régulateur LQR.....	88
IV.2.1. Conception du système.....	89
IV.2.2. Régulateur Linéaire discret .....	89
IV.2.3. Simulation du convertisseur avec un Régulateur Linéaire.....	95
IV.3. Commande Backstepping.....	99
IV.3.1. Conception de la loi de commande par backstepping.....	99
IV.3.2. Application de la commande par Backstepping.....	101
IV.4. Système linéaire de classe SISO.....	101
IV.4.1. Filtre d'estimation d'état (Filtre de Kresselmier).....	104
IV.4.2. Les formes canoniques (strict feed-back forme).....	104
IV.5. Application au système (ICP) .....	104
IV.6. Synthèse robuste par Backstepping.....	107
IV.7. Résultats de simulation.....	112
IV.8. Conclusion.....	120
Conclusion et Perspectives.....	121
Références bibliographiques.....	123
Annexes.....	130

## Liste des figures

Figure 1 – Classification des plasmas artificiels et naturels dans un diagramme densité température

Figure 2: Classification des plasmas (température de particule en fonction de la densité volumique)

Figure I.1: Évolution des températures des électrons  $T_e$  et des particules lourdes  $T_g$  avec la pression dans un plasma thermique d'arc.

Figure I. 2 : Evolution de la température des électrons  $T_e$  et des espèces lourdes  $T_L$  à pression variable (à gauche) et à intensité variable (à droite).

Figure I.3: Schéma de principe d'une torche ICP

Figure I.4: Torche à plasma inductif à tube de quartz

Figure I.5: Torche à plasma inductif à cage froide métallique

Figure I.6: Puissance minimale de maintien dans un plasma inductif en fonction de la fréquence et la pression.

Figure I.7: Modèle d'une décharge inductive

Figure I.8: Coefficient de couplage  $\eta$  en fonction des rapports  $\frac{r_n}{\sigma}$  et  $\frac{r_n}{r_e}$

Figure I.9: Installation de plasma inductif.

Figure I.10: Structure du pont onuleur.

Figure II.1 : Photo d'une triode HF et son schéma équivalent.

Figure II-2 : schéma en coupe d'un VDMOS et d'un IGBT *non punch-through*.

Figure II.3 : Modélisation HF des MOSFETs lors de la commutation (a), à l'état fermé (b) et à l'état ouvert (c).

Figure II.4: Rendement et puissance de sortie linéaire en fonction de l'angle de conduction ( $2\theta$ ).

Figure II.5 : Amplificateurs classe D en a) mode tension et b) mode courant

Figure II.6 : Amplificateurs classe a)F et b) F inverse.

Figure II.7 : Tension et courant de drain pour un PA classe F avec capacité parasite CDS.

Figure II.8 : Amplificateurs classe E avec a) capacité en shunt et b) inductance en shunt.

Figure II. 9 : Schéma Bloc d'une nouvelle topologie d'un convertisseur hybride classe E/F.

Figure II. 9.B : Schéma d'une implantation d'un nouvel amplificateur classe E/F<sub>3</sub> utilisant deux résonateurs pour réaliser le réglage d'accord harmonique.

Figure II.9.C : Schéma d'une implantation préférée d'un nouveau amplificateur classe E/F<sub>2,3</sub> utilisant des résonateurs pour réaliser le réglage d'accord harmonique.

Figure II. 10. Formes d'onde d'un amplificateur Classe E/F: (a) Classe E/F<sub>2</sub>, (b) Classe E/F<sub>3</sub>, (c) Classe E/F<sub>2,3</sub>, (d) Classe E/F<sub>2,4</sub>, (e) Classe E/F<sub>2,3,4</sub>, (f) Classe E/F<sub>3,5</sub>.

Figure II.11 : Schéma d'une implantation préférée d'un nouvel amplificateur classe E/F<sub>odd</sub> utilisant la configuration Push-Pull.

Figure II. 12. Schéma d'un amplificateur classe E/F<sub>odd</sub> utilisant la configuration Push-Pull ou la charge est couplée avec le circuit de convertisseur via un transformateur.

Figure III.1 : Schéma électrique d'un générateur haute fréquence.

Figure III.2 : Onduleur classe E pour plasma inductif.

Figure III.3 : Association des systèmes magnétique et électrostatique pour un transformateur à deux enroulements.

Figure III.4 : Couplage magnétique complet d'un transformateur à deux enroulements

Figure III.5 : Impédance vue du secondaire, primaire en court-circuit L<sub>S</sub>=400nH.

Figure III. 6 : Impédance transfo à vide vue du secondaire L<sub>02</sub>=230μH

Figure III.7 : Impédance transformateur à vide vue du primaire L<sub>P</sub>=1,4mH.

Figure III. 8 : Représentation du transformateur à trois capacités.

Figure III.9 : Mesure de l'impédance inter enroulement C<sub>mo</sub>=178 pF.

Figure III.10 : Mesure de l'impédance liée à C<sub>m1</sub>, C<sub>m1</sub>=60 pF

Figure III. 11 : Mesure de l'impédance liée à C<sub>mo</sub>, à C<sub>m2</sub>, C<sub>m2</sub>=150 pF.

Figure III.12 : Mesure de l'impédance liée à C<sub>m3</sub>, C<sub>m3</sub>=80 pF

Figure III.13 : Schéma équivalent HF complet d'un transformateur sans perte à deux Enroulements

Figure III.14. Mesure de l'impédance liée à C<sub>m4</sub>.

Figure III.15 : Diagramme de circuit d'un onduleur Classe E

Figure III.16 : Les circuits équivalents de l'onduleur Classe E :

- (a) Transistor à l'état on (switch on-interval), (b) Transistor à l'état off (switch off interval)

Figure III.17 : Formes temporelles simulées classe E : a) Tension aux bornes de transistor u<sub>T</sub>, b) Courant e source i<sub>1</sub>, c) Tension de la capacité C<sub>3</sub> et d) Courant de la charge i<sub>Lo</sub>

Figure III.18 : Circuit équivalent de la charge.

Figure III.19 (a) : Amplitude de l'impédance de charge, courant de source  $i_s$ , courant et tension de charge  $i_{Lo}$  et  $V_o$  à 30 KHz.

Figure III.19 (b) : Amplitude de l'impédance de charge ( $Z_{ch} \cdot 40000$ ), courant de source  $i_s$ , courant et tension de charge  $i_{Lo}$  et  $V_o$  à 30 KHz.

Figure III.20 (a): Amplitude de l'impédance de charge, courant de source  $i_s$ , courant et tension de charge  $i_{Lo}$  et  $V_o$  à 41 KHz.

Figure III. 20 (b) : Amplitude de l'impédance de charge, courant de source  $i_s$ , courant et tension de charge  $i_{Lo}$  et  $V_o$  à 41 KHz.

Figure III.20 (c) : Phase de l'impédance de la charge, courant de source  $i_s$ , courant et tension de charge  $i_{Lo}$  et  $V_o$  à 41 KHz.

Figure III.21 (a) : Amplitude de l'impédance de charge, courant de source  $i_s$ , courant et tension de charge  $i_{Lo}$  et  $V_o$  à 45 KHz.

Figure III.21 (b) : Phase de l'impédance de la charge courant de source  $i_s$ , courant et tension de charge  $i_{Lo}$  et  $V_o$  à 45 KHz.

Figure III.22. Impédances de charge intrinsèques pour la classe E.

Figure III.23. Circuit équivalent d'un onduleur classe E/F<sub>2</sub>, E/F<sub>3</sub>.

Figure III.24 : Tension de condensateurs  $v_{c1}$ ,  $v_{c2}$ ,  $v_{c3}$  et le courant de source  $i_{11}$ .

Figure III.25. Courant de charge  $i_{10}$  et courant de la capacité parallèle.

Figure III.26 : Courant de charge  $i_{10}$  et courant de la source  $i_s$

Figure IV.1. Schéma bloc du système de la commande adaptative Buckstepping.

Figure IV.2. Structure interprétation de la forme triangulaire (strict feedback form).

Figure IV.3. Les valeurs de l'inductance et de la résistance de la charge.

Figure IV.4. La forme de courant de charge et son référence.

Figure IV.4 : Estimation du courant de charge (zoom).

Figure IV.5. Signal de Commande

Figure IV.6. Estimation de paramètres téta.

## Liste des tableaux

Tableau 1: Classification des plasmas en fonction de la fréquence d'excitation.

Tableau II-1 : Gamme de puissance des composants d'électronique de puissance.

Tableau II.2 : Caractéristiques opératives des amplificateurs de puissance.

Tableau II.3 : donne les spécifications d'impédance de plusieurs amplificateurs de classe E/F.

Tableau III. 1 : Configuration de mesures associées à un regroupement de capacités parasites

Tableau III.2 paramètres de la charge Résonants

Tableau IV.1. Filtre de Kresselmier.

Tableau IV.2: Les paramètres de contrôleur.

# Nomenclature

$m$  : Masse de la particule,

$\bar{v}^2$  : Vitesse quadratique moyenne de la particule,

$k_b$  : Constante de Boltzmann,

$T$  : Température absolue (K).

$\eta$  : Le rendement du couplage.

$P_0$  : La puissance dissipée dans la décharge (puissance active transférée)

$P_e$  : La puissance réactive de la source.

$r_n$  : Le rayon moyen de la décharge

$\delta$  : L'épaisseur de peau.

$r_e$  : Le rayon de la torche.

$V$  : La vitesse de propagation de l'onde électromagnétique

$V_s$  : Source de tension continue [V]

$f$  : Fréquence de commutation [Hz]

$f_r$  : Fréquence de résonance [Hz]

$T_s$  : Temps de discrétisation [s]

$R_s$  : Résistance de fuite coté source [ohm]

$L_s$  : Inductance de fuite coté source [H]

$T$  : Transistor

$D$  : Diode parasite.

$C$  : Capacité parasite de transistor.

$L_P$  : Impédance vue du primaire.

$L_S$  Impédance vue du secondaire.

$\delta$  : Rapport de transformation

$L_r$  : Inductances de la charge [H]

$R_r$  : Résistance de charge [ohm]

$C_r$  : Capacité de la charge [F]

$Z_r$  : Impédance de la charge [ohm]

$V_C$  : Tension de sortie de l'onduleur [V]



## *Nomenclature*

$\omega$  : Pulsation [rad/s]

$U_c$  : Tension de commande [V]

$v_c$  : Tension aux bornes de la capacité [V]

$i_s$  : Courant de la source continue [A]

$i_{Lr}$  : Courant de la charge [A]

$y$  : Sortie du système

$Q_r$  : Facteur de qualité

$A$  : Matrice d'état

$B$  : Matrice de commande

$C$  : Matrice de sortie

$K_{LQR}$  : Gain de régulateur

$y_r$  : La Référence

$\theta_1 \sim \theta_4$  : Paramètres réels

$\tilde{\theta}_1 \sim \tilde{\theta}_4$  : Erreur de Paramètres

$\hat{\theta}_1 \sim \hat{\theta}_4$  : Paramètres estimés

$e$  : Erreur de mesure d'état

$\hat{x}$  : Etat estimée

$\alpha$  : Commande virtuelle

$\xi$  : Le premier état de Filtre de Kresslirmier

$\Omega$  : Le deuxième état de Filtre de Kresslirmier

$A_0$  : La matrice d'observation.

$\beta$  : Fonction de signaux disponibles ou existes :

$\gamma$  : Le taux d'apprentissage.

$V_I$  : La fonction candidate de Lyapunov

# Introduction Générale

## 1. Etat de l'art

En 1879 le physicien anglais Sir William Crooks qui, étudiant les propriétés particulières des gaz raréfiés excités par des décharges électriques dans des tubes de verre, suggéra l'existence d'un quatrième état de la matière pour expliquer les phénomènes observés. Irving Langmuir travaillait depuis 1923 avec son collègue Levy Tonks sur de telles décharges. Ces dernières brillaient et ondulaient comme une substance gélatineuse et la manière dont elles transportaient ses constituants (électrons, ions. . .) rappela à Langmuir le transport des cellules sanguines par le plasma sanguin.

En 1928 le mot plasma a été utilisé pour décrire les gaz ionisés dans les décharges électriques.

Un plasma est un gaz partiellement ou totalement ionisé, constitué d'un nuage globalement électriquement neutre d'électrons, d'ions, d'atomes et de molécules. On définit le degré d'ionisation d'un plasma par  $(n_i + n_g)/n_i$ , avec  $n_i$  la densité d'espèces chargées positivement et  $n_g$  la densité du gaz. Ce coefficient varie de quelques  $10^{-6}$  pour les plasmas très faiblement ionisés jusqu'à 1 pour les plasmas totalement ionisés. On parle de plasma lorsque les particules chargées ont un comportement collectif. Il faut pour cela qu'elles soient en nombre suffisant de manière à ce que leur mouvement soit affecté par le champ électrique créé par leurs voisines [1].

Dans l'univers, 99% de la matière se trouve sous forme de plasma, de l'espace interstellaire très diffus jusqu'à l'intérieur très dense des étoiles. Mais à la surface de la terre les plasmas naturels sont rares. Leur manifestation est souvent fugace (foudre, feux de Saint-Elme, flammes. . .).

Les plasmas peuvent être classés selon leur densité et température électronique car ces deux paramètres déterminent en grande partie les propriétés des plasmas. Les plasmas classiques couvrent une très large gamme de densité électronique allant de 1 à plus de  $10^{25}$  électrons par centimètre cube pour des températures électroniques de quelques centièmes d'électrons-volts ( $1 \text{ eV} = 11\,600 \text{ K}$ ) à plus de  $1 \text{ MeV}$  ( $1,16 \cdot 10^{10} \text{ K}$ ). Le diagramme de la figure 1.1 récapitule les différents plasmas selon leur densité électronique (en  $\text{cm}^{-3}$ ) et leur température (en eV) dans une échelle log-log [7].

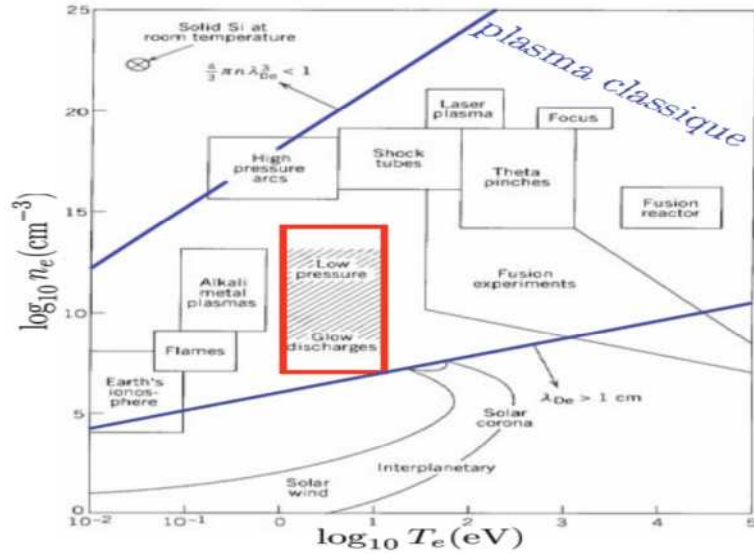


Figure 1. Classification des plasmas artificiels et naturels dans un diagramme densité température [1].

On distingue également les plasmas en équilibre thermodynamique et ceux hors équilibre. Dans les plasmas en équilibre thermodynamique, les températures des espèces neutres, ioniques et électroniques sont égales. Dans les plasmas hors équilibre, les températures des diverses espèces sont différentes. En général, les électrons ont une température élevée (quelques eV), alors que les ions et les neutres restent à des températures relativement basses [1].

## 2. Définition et principes de plasma

Le plasma est un milieu constitué d'un mélange de molécules d'atomes et d'ions le plus souvent dans des états excités, ainsi que d'électrons, l'ensemble étant électriquement neutre et les particules ayant dans la majorité des cas une grande énergie cinétique. La génération d'un plasma peut être schématiquement divisée en trois éléments fondamentaux: une source de puissance électrique, un couplage assurant le contact et une décharge ionisant l'atmosphère. D'une manière générale, 'la source de puissance peut être soit un générateur électrique à courant continu ou alternatif, soit un générateur radiofréquence, soit un générateur microonde.

Pour les microondes (avec des fréquences de 200 à 3 000 MHz permettant au champ électrique de pénétrer dans le plasma), le plasma est produit soit directement avec une cavité résonnante, soit par propagation d'une onde de surface. Pour les hautes fréquences (1 à 20 MHz en général) les ions n'atteignent plus les électrodes et leur accumulation augmente le

champ électrique et donc le premier coefficient d'ionisation de Townsend ce qui facilite l'établissement de la décharge. Les électrodes peuvent alors être disposées hors de l'enceinte et le couplage est soit selfique soit capacitif. [2], [3].

### 3. Génération d'un Plasma

L'énergie nécessaire à la formation d'un plasma peut avoir différentes sources. On trouve des plasmas dans la nature, par exemple sur le soleil aussi bien que dans des éclairs et des flammes mais aussi dans des phénomènes atmosphériques tel que les "aurores boréales" (Fig.I.2).

La génération d'un plasma fait appel à trois éléments principaux :

- 1- Une source de puissance électrique,
- 2- Une décharge ionisant le gaz.
- 3- Un couplage assurant le passage de la puissance électrique à la décharge,

Le gaz à ioniser est injecté dans une enceinte confinée sous vide partiel ou à pression atmosphérique. Le plasma est ensuite généré par l'action d'une décharge électrique dans le gaz, qui a pour rôle de transférer de l'énergie à ce gaz pour l'exciter et l'ioniser. En effet, dû à leur faible masse, les électrons libres récupèrent l'essentiel de cette énergie et provoquent, par collisions avec les particules lourdes du gaz, leur excitation et ionisation est donc l'entretien du plasma. Le comportement des ions et des électrons dans un plasma dépend de la fréquence excitatrice appliquée par le générateur. On définit une fréquence d'oscillation plasma électronique  $f_{pe}$  ou ionique  $f_{pi}$  comme la fréquence à laquelle oscille un électron (respectivement un ion) autour de sa position d'équilibre lorsqu'il est soumis à une perturbation (un champ électrique ou magnétique), ces pulsations peuvent déterminer à partir

des expressions suivantes :  $\omega_{pe} = \left(\frac{n_e e^2}{m_e \epsilon_0}\right)^{\frac{1}{2}}$ ,  $\omega_{pi} = \left(\frac{n_i e^2}{m_i \epsilon_0}\right)^{\frac{1}{2}}$

#### 3-1. Fréquences dans un plasma

On distingue plusieurs types des décharges électriques selon les techniques de leur génération, les plasmas la plus répandue est celle d'une radiation incidente de champ électrique. Selon la fréquence du courant appliquée continue ou alternative (50 Hz, à audio (kHz), à radiofréquence (MHz) et micro-onde (GHz)), on fait la différence entre les décharges dans le plasma :

Les décharges électriques en courant continu (DC) qui consistent à appliquer un champ électrique intense entre deux électrodes placées dans l'enceinte. La décharge est un arc

électrique pour lequel le couplage est résistif. Il est assuré par le gaz lui-même en contact avec les deux électrodes [13],

Les décharges sans électrodes produites par un champ électromagnétique variable de type basse fréquence ou haute fréquence. L'étude des décharges HF, micro-ondes (ex. réacteur PECVD), ou radiofréquences (ex. torches) [14], sera le but de ce mémoire.

Si la décharge alimentée en continu ou bien en radiofréquences est accompagnée d'un champ magnétique, on a une décharge de type magnétron [15]. La présence d'un champ magnétique intense dans un champ électromagnétique micro-onde conduit à un processus d'excitation du plasma à la résonance cyclotronique électronique (ECR). Le type de décharge est choisi en fonction du type d'application ou d'étude qu'on veut réaliser [16].

Tableau 1: Classification des plasmas en fonction de la fréquence d'excitation

décharge continues ou DC	$f=0$
décharge basse fréquence (BF)	$\omega < \omega_{pi} < \omega_{pe}, f < 100\text{kHz}$
décharge haute fréquence (HF) décharge radiofréquence (RF)	$\omega_{pi} < \omega < \omega_{pe}, 1\text{MHz} < f < 100\text{MHz}$ typiquement $f=3\text{MHz}$ (13.56MHz)
décharge très haute fréquence (VHF) Décharge micro-onde	$\omega \leq \omega_{pe}, f > 100\text{MHz}$ typiquement $f=2.45\text{GHz}$

Ces décharges en mode alternatif sont actuellement très largement utilisées dans l'industrie car elles peuvent être amorcées plus aisément que les décharges continues et permettent de traiter des matériaux isolants. Parmi elles, les décharges RF sont particulièrement importantes dans les industries de haute technologie, pour l'élaboration de micro et de nano-structures.

### 3.2. Grandeurs Caractéristiques des Plasmas

Outre la fréquence de fonctionnement, il existe encore plusieurs paramètres caractérisant le plasma notamment : la pression, le débit et la nature du gaz utilisé, la concentration en espèces chargées et la température des électrons et le plasma et enfin des caractéristiques électromagnétiques telles que la tension, l'intensité du courant et le champ magnétique [2].

#### 4. Classification des Plasma

La figure 2, représente une classification des différentes variétés de plasmas selon le type et la quantité d'énergie transférée au plasma. Ces propriétés varient en fonction de la densité et de la température (ou énergie).

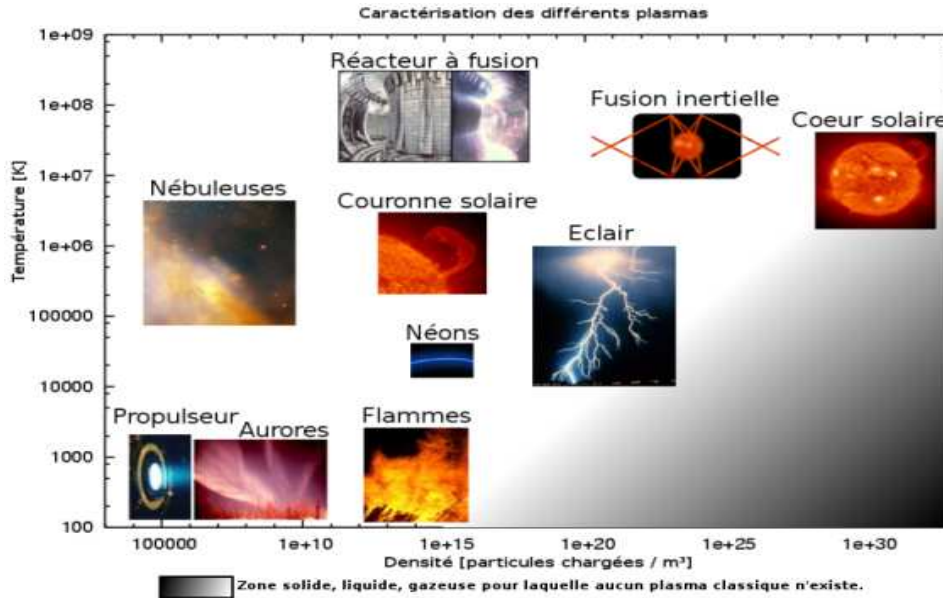


Figure 2: Classification des plasmas (température de particule en fonction de la densité volumique)

[Physique des plasmas, WIKIPEDIA]

En fonction des températures atteintes par le plasma, nous pouvons distinguer trois catégories : Les plasmas chauds, les plasmas froids et les plasmas thermiques.

**a) Les Plasmas chauds (étoiles, soleil, plasma de fusion tokamaks.)** : Dans ce cas la température des ions et des électrons est supérieure à 10 millions degrés. Le gaz est complètement ionisé en équilibre thermodynamique total (ET) les espèces chargées sont à des températures très élevées de l'ordre du MeV et sont à la même température.

**b) Les Plasmas thermiques (ETL)** : Les électrons, les ions et les neutres ont une température entre  $6 \cdot 10^3$  K et  $25 \cdot 10^3$  °K (températures de l'ordre de l'électron-volt). Ils correspondent à des densités d'électrons comprises entre  $10^{20}$  et  $10^{24}$  m<sup>-3</sup> le gaz est presque totalement ionisé (proche de l'équilibre thermodynamique local) sous des pressions autour de la pression atmosphérique. Leurs principaux domaines d'applications sont la métallurgie (soudure et découpe par torche plasma), le revêtement de surface par projection thermique, le traitement de déchets par torche plasma ou bien l'éclairage de forte intensité (lampe à arc électrique. . .).

**c) Les Plasmas froids (hors ETL)** : Ils se caractérisent par leur température ambiante. Le gaz est ionisé par un champ électrique extérieur sous pression réduite ( $10^{-3}$  à  $10^{-4}$  atmosphère) et hors équilibre thermodynamique local dont seuls les électrons sont portés à haute température,

plus de 1 eV, les autres particules (ions, radicaux, fragments de molécules, neutres stables) restent à température ambiante. Ces derniers ont de nombreuses applications dans le génie des procédés pour le traitement de surface (polymérisation, nitruration, cémentation, implantation ionique, dépôt et gravure sèche. . .). Les procédés de fabrication en microélectronique y ont donc largement recours pour la fabrication de circuits intégrés, mémoires, microprocesseurs...etc. Les techniques de fabrication des écrans plats, des panneaux solaires ou des transistors en couches minces reposent aussi sur les procédés plasma. Enfin les plasmas froids sont également utilisés dans l'éclairage (lampes et tubes fluorescents).

## **5. Technologie par Plasma**

Les traitements par gaz ionisés (plasma) sont actuellement très étudiés dans différents domaines d'applications (santé, industrie, matériaux...). Parmi tous ces plasmas, nous limiterons notre propos aux plasmas thermiques c'est-à-dire principalement produits par des décharges inductives Radio Fréquence (RF) dans des torches.

Les plasmas thermiques ont des grandes puissances, demandent plus d'énergie pour leur création, et donc les installations qui produisent sont moins nombreuses (car plus coûteuses) et donc moins accessibles. Par contre les plasmas froids sont économiquement préférables et peuvent être étudiés en laboratoire. Les scientifiques ont alors construit un savoir-faire expérimental, tout en cherchant à optimiser un procédé physique simple, "propre", économique et utilisable en continu actuellement largement appliqué dans les industries (gravure, décontamination de surfaces, dépôts CVD/PVD...)

## **6. Les Plasmas Thermiques**

La principale caractéristique des plasmas thermiques est qu'ils sont générés à la pression atmosphérique ou à son voisinage ( $10^4$ - $10^6$  Pa). Ils relèvent de la cinétique classique et de l'équation de Boltzmann. Du fait de la pression, les collisions entre particules sont très nombreuses et l'ionisation est essentiellement due à un effet thermique.

On distingue deux types de plasma thermique :

- Les plasmas d'arc (avec électrodes),
- Les plasmas inductifs (sans électrode).

Dès les années 60, les premières torches industrielles apparaissent sur le marché en France et aux États-Unis. Les puissances accessibles vont de 20 à 120 kW, la plage de fréquence s'étalant alors entre 8 et 3 MHz. Le rendement global de telles installations se situe

autour de 40 %. Étant donné les prix des produits actuellement issus de cette technique, le rendement énergétique et, par conséquent, le coût de cette énergie n'a qu'un faible poids dans le choix de la technologie.) [4].

Le développement des plasmas inductifs nécessitait l'amélioration du rendement énergétique de ce procédé. Cela est devenu possible grâce aux générateurs à transistors MOS (90% de rendement au lieu de 60% pour les générateurs à triodes). Pourtant, la transition entre la technologie triode et la technologie MOS n'est pas immédiate. En effet, le plasma présente, de part sa nature, une charge particulièrement difficile à maîtriser. Ce mémoire traite de l'adaptation des générateurs à semi-conducteurs à une charge aussi spécifique (applicateur plasma torche ICP). [5]

L'alimentation électrique à fréquence élevée est réalisée par un générateur à lampe (triode) dont le rendement propre de conversion de fréquence ne dépasse pas 65 %. L'arrivée sur le marché de l'induction, il y a presque 10 ans, des générateurs transistorisés de forte puissance et de haute fréquence, présentant des rendements de 85 à 90 %, a permis de rendre le plasma inductif plus compétitif. La plage de fonctionnement de ce type de générateur se situait jadis autour de 50 à 200 kHz, puis plus récemment jusqu'à 400kHz, voire même 800 kHz et plus de 1MHz [5].

La recherche de performances élevées dans les convertisseurs statiques a suscité de nombreuses études tant dans les domaines de pointe (électronique spatiale) que dans les domaines industriels (haute tension).

Ces études mènent généralement à des structures fonctionnant en haute tension, pour améliorer le rendement, et en haute fréquence pour augmenter la puissance massique. Dans le cas où un isolement galvanique est nécessaire, le transformateur de liaison bénéficie de la réduction de taille due à la haute fréquence. Ce même transformateur devient aussi indispensable dès qu'un rapport de tension très important doit être créé entre les tensions d'entrée et de sortie (chargeur de batteries ou générateur HT à partir du réseau industriel par exemple) [6].

La haute fréquence et le rendement élevé sont cependant difficilement compatibles en raison des pertes par commutation des semi-conducteurs. Aussi de nombreux travaux ont porté sur des améliorations de la commutation dans ces convertisseurs.



L'utilisation de circuits accordés, fonctionnant au voisinage de leur fréquence de résonance, apporte d'une part des commutations intéressantes et d'autre part une possibilité de réglage de puissance par variation du déphasage relatif courant-tension.

Lorsqu'on connecte un dispositif de décharge à une alimentation électrique, ce sont donc deux mondes, qui n'ont pas les mêmes habitudes, les mêmes échelles de temps ni les mêmes préoccupations qui se rencontrent. Ce n'est pas la première fois que des études sont menées sur les décharges électriques et leurs alimentations, mais il y a toujours une certaine méconnaissance du comportement électrique des plasmas par les électroniciens de puissance.

Le plasma est donc considéré comme une charge de la source de puissance et principalement caractérisé par son impédance. Celle-ci dépend d'innombrables paramètres tels que la constitution du réacteur, les formes et dimensions des électrodes, la pression interne et la nature des gaz, mais aussi le niveau de puissance issue de la source. Le plasma est un élément non linéaire dont la valeur «résistive» dépendra de la puissance d'attaque. [3]

L'objet de ce mémoire n'est donc pas de reprendre ces notions, mais concède l'analyse du comportement des alimentations électriques pour torches à plasmas inductifs de petite et moyenne puissance, fonctionnant dans le domaine de moyennes et des hautes fréquences de (d'ordre de KHz) 0,3 à 3 MHz.

Pour la plupart des procédés inductifs, le générateur, qu'il s'agisse d'un générateur à triode ou d'un générateur de type onduleur à thyristors ou à transistors utilisé en chauffage par induction moyenne fréquence, alimente une charge résonnante constituée d'un circuit oscillant. Le dimensionnement électrique d'un procédé requiert un souci d'optimisation par adaptation de l'impédance de la charge oscillante à l'impédance caractéristique de sortie du générateur. S'il s'agit d'un procédé pour lequel l'impédance de la charge varie peu, les réglages sont assez simples et le générateur, grâce à la connaissance de ses caractéristiques de sorties simplifiées, peut être considéré quasiment comme une "boite noire".

Si, par contre, et comme c'est le cas pour les torches à plasmas, le procédé met en œuvre une charge oscillante présentant des variations importantes d'impédance dans le temps dues par exemple aux variations de pression, de vitesse ou de température du gaz plasmagène, alors l'adaptation de la charge sur le générateur est plus complexe, et celui-ci ne peut plus être considéré comme une simple "boite noire". Il faut alors prendre en compte les caractéristiques de sortie complètes correspondant à l'ensemble de la plage de variation de l'impédance de la charge [7].

La commande des convertisseurs à résonance reste un axe de recherche important. Les lois de commande classiques, en fréquence par exemple, provoquent en régime transitoire des dépassements en courant et en tension qui peuvent détruire les semi-conducteurs. Par ailleurs, la durée de ces régimes transitoires réduit considérablement la bande passante du convertisseur. Le principe de commande proposé consiste à imposer la trajectoire décrite par les variables d'état caractérisant le circuit résonnant. Ainsi, les régimes transitoires ne présentent pas de dépassement et ont une durée minimale. Le fonctionnement en haute fréquence du convertisseur est une contrainte pour réaliser une commande numérique [8].

Des commandes adaptatives sont souvent proposées dans la littérature. Dans la commande adaptative, les paramètres de contrôleur sont modifiés en ligne pour s'adapter aux incertitudes du modèle ou pour améliorer la performance de la commande en présence des perturbations externes. Cette adaptation où le changement continu des paramètres est déterminé par une règle d'adaptation qui est basée sur l'information entrée-sortie du système commandé. Les techniques de commande adaptative sont classifiées comme directes ou indirectes. Dans la commande adaptative directe, les paramètres du contrôleur sont directement adaptés en se basant sur l'information entrée-sortie du système et parfois de la sortie du modèle désiré. D'autre part, les méthodes de contrôle adaptatif indirectes essaient d'estimer les paramètres du modèle basé sur l'information entrée-sortie du système et puis d'utiliser ces estimations pour adapter les paramètres du contrôleur.

La méthode du backstepping est une technique originale qui fournit un outil de conception très puissant. La flexibilité de la méthode du backstepping permet de résoudre beaucoup de problèmes de conception dans des conditions moins restrictives que celles imposées dans d'autres méthodes. Le backstepping a été appliqué avec succès à une grande variété de systèmes non linéaires et linéaires [9].

La méthode de Backstepping est un processus récursif et systématique de commande des systèmes non linéaires. La méthodologie de construction d'une fonction de Lyapunov pour un système par cette technique a été développée au début des années 90 par R. Freeman et P. Kokotovic, M. Krstic et *al.* [10]. Les lois de commande doivent donc présenter de très bonnes propriétés de robustesse et de performance.

## **Organisation du Manuscrit de Thèse**

Ce manuscrit de thèse est organisé en quatre chapitres, présentant des aspects physiques de plasma, de construction de générateur plasma,... de modélisation et de la commande :

Nous présenterons d'abord, une introduction générale et un état de l'art sur les types des plasmas et les convertisseurs de hautes fréquences.

Le premier chapitre se compose de trois parties.

Dans un premier temps, quelques fondements sur la physique des plasmas et les principales caractéristiques du plasma sont exposées. La seconde partie est consacrée à la description détaillée de la torche plasma (à couplage inductif) (construction, amorçage et applications). Puis, les deux sources électriques (les installations électriques) employées sont présentées.

Le deuxième chapitre porte sur l'étude des différentes classes des convertisseurs hautes fréquences (classe AB, C, D, E, F, EF,  $F^{-1}$ , ...) et le choix adéquat de la topologie de ces convertisseurs utiliser pour ce type de générateur.

Nous présentons dans le troisième chapitre les principes de conception et de modélisation d'un ensemble convertisseur-applicateur dans laquelle nous traitons la commande d'un générateur à transistor HF couplé avec un circuit oscillant (torche à plasma inductif) pour les convertisseurs classe E, E/F. Cette modélisation ouvre la voie à une étude détaillée de la commande optimale du système de génération du plasma qui sera étudié au chapitre 4.

Dans le quatrième chapitre, les analyses des lois de commandes sont développées et des simulations illustrant la performance du contrôleur sont présentées. Nous concevons des lois de commande basées sur les différentes techniques évoquées précédemment. Des résultats de simulation sont présentés pour ce modèle afin d'illustrer les développements théoriques. Une analyse de robustesse est effectuée à la fin de ce chapitre pour montrer l'efficacité de ce type de commande.

La dernière partie donne les conclusions et les perspectives de ce travail.

# Chapitre I

## Caractéristiques du plasma et torche à couplage inductif

### I.1. Introduction

L'objectif de cette partie est de présenter les principales caractéristiques des plasmas, en traitant en particulier les torches à couplage inductif.

Dans la nature, les plasmas constituent le quatrième état de la matière après les états solide, liquide et gazeux. Ce concept de 4<sup>ème</sup> état de la matière a été introduit par Langmuir et Tonks en 1929 qui, observant le mouvement et les pulsations de la matière dans un champ électromagnétique l'ont comparé à une cellule vivante, un « plasma cellulaire ».

Un plasma est un fluide partiellement ou totalement ionisé constitué de molécules, d'atomes, de radicaux, d'ions et d'électrons. La présence de particules chargées (ions et électrons) constitue la principale différence entre un plasma et un gaz. Une des méthodes les plus simples pour générer un plasma est d'appliquer une forte différence de potentiel entre deux électrodes à travers lesquelles circule un gaz afin que celui-ci soit ionisé. La différence de potentiel minimale nécessaire à l'amorçage de l'arc électrique est appelée différence de potentiel disruptive ou encore tension de claquage. Elle dépend de la pression et de la composition du gaz ainsi que de la distance entre les deux électrodes. [11].

D'un point de vue macroscopique, les charges dans le plasma sont accélérées par le champ électrique, les électrons se dirigeant vers l'anode tandis que les charges positives se dirigent vers la cathode. La mobilité des espèces lourdes est nettement inférieure à celle des électrons en raison de leur masse plus élevée. De même, l'augmentation de l'énergie cinétique des électrons due au champ électrique est plus importante que celle des particules lourdes. L'énergie acquise par les électrons se transmet aux ions, aux particules neutres et autres électrons lors de collisions. Cette activité du milieu caractérise l'agitation des particules. Elle est représentée par la moyenne de l'énergie cinétique de l'ensemble des particules qui est liée à la température par la relation de Boltzmann [12] :

$$\frac{1}{2} m \bar{v}^2 = \frac{3}{2} k_b T$$

Avec :

m : Masse de la particule,

$\bar{v}^2$  : Vitesse quadratique moyenne de la particule,

$k_b$  : Constante de Boltzmann,

T : Température absolue (K).

Le terme plasma désigne un gaz ionisé électriquement neutre. Par rapport à un gaz ordinaire, le plasma contient des charges électriques libres qui sont produites par le gaz lui-même par différents processus d'ionisation. On distingue deux types de plasmas : les plasmas thermiques et les plasmas hors équilibre ou plasmas froids. Les méthodes de diagnostic permettant d'étudier le caractère hors équilibre ou d'équilibre de ces milieux revêt un intérêt scientifique constant [9].

Les plasmas thermiques possèdent une densité électronique élevée et des températures pouvant atteindre 10000 K. Il existe plusieurs méthodes pour générer un plasma mais en ce qui concerne les plasmas thermiques on distingue généralement ceux générés par arc électrique et ceux générés par induction électromagnétique. Les premiers plasmas thermiques radiofréquence ont été découverts et développés à partir des années 1940 et sont employés dans des procédés qui impliquent la fusion en vol et la projection de céramiques ou de composites à matrice céramique, ou encore la synthèse de poudres ultrafines, le plasma thermique inductif est utilisé pour fondre et purifier du silicium dans le but d'élaborer un matériau répondant aux critères de pureté imposés par l'industrie photovoltaïque. En effet, les impuretés métalliques et dopantes, même dans des teneurs très faibles, altèrent fortement les caractéristiques photovoltaïques des cellules réalisées [9-11].

## **I.2. Grandeurs caractéristiques des Plasmas**

Le plasma est caractérisé par plusieurs paramètres le distinguant particulièrement des gaz. Le plasma est conditionné par sa quasi neutralité, par la température des espèces, taux d'ionisation, la pression et de ses caractéristiques oscillatoires telle que les fréquences du plasma et la fréquence de collision. Ces aspects seront traités dans ce chapitre.

### **2.1 Densité électrique des particules chargées**

Le plasma est un gaz ionisé contenant des électrons, des ions positifs et négatifs, des atomes et des molécules. Une des principales caractéristiques d'un plasma est sa neutralité de sorte que les densités des charges positives et négatives sont égales et on obtient :  $n_e = n_i$ .

### **2.2 Température des espèces**

On distingue deux températures  $T_e$  et  $T_i$  différentes caractérisant le plasma [15, 16], la première est celle des électrons et la deuxième est relative aux espèces lourdes (ions). Les électrons, particules très légères par rapport aux ions et aux neutres, sont fortement accélérés par les champs électriques et/ou magnétiques et jouent un rôle tout particulier. Il est donc plus facile de donner de l'énergie aux électrons qu'aux espèces plus lourdes (ayant moins d'inertie). On va différencier alors les plasmas par:

### 2.3 Taux d'ionisation

Pour obtenir un plasma, on doit élever sa température afin de produire l'ionisation de ses particules. L'ionisation est définie comme étant : « la capacité d'un atome ou molécule de capter ou de libérer des électrons ». Ce procédé peut être réalisé par un rapport d'énergie (l'effet photoélectrique) ou par l'impact d'un électron de haute énergie sur un atome neutre. Pour pouvoir ioniser un atome, l'énergie de l'impact doit être supérieure à l'énergie d'ionisation des électrons cibles.

### 2.4 Longueur de Debye

On appelle longueur de Debye  $\lambda_D$ , la longueur sur laquelle les charges électriques (par exemple les électrons) écrantent le champ électrostatique dans un plasma ou un autre conducteur. Autrement dit,  $\lambda_D$  est la distance au-dessus de laquelle une séparation significative des charges peut avoir lieu, il en résulte que la neutralité du plasma n'existe qu'à une échelle d'observation supérieure à  $\lambda_D$ . Afin d'assurer la quasi neutralité du plasma, cette notion est importante pour concevoir le dispositif à plasma (torche et réacteur).

$$\lambda_D = \sqrt{\frac{\epsilon_0 k_B T_e}{n_e e^2}}$$

Le paramètre  $\lambda_D$  peut varier de quelques microns dans les plasmas de décharges (ou plasma denses) et plusieurs mètres dans les plasmas spatiaux.

### 2.5 Pression

La description des plasmas s'inspire de la physique des gaz et de la mécanique des fluides, et utilise des grandeurs macroscopiques. La figure suivante représente l'effet de la pression sur un type de plasma [18].

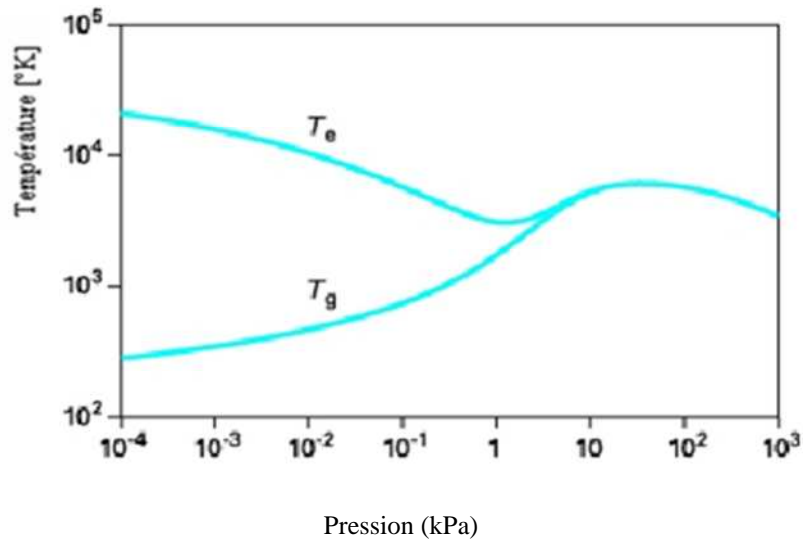


Figure I.1: Évolution des températures des électrons  $T_e$  et des particules lourdes  $T_g$  avec la pression dans un plasma thermique d'arc [12]

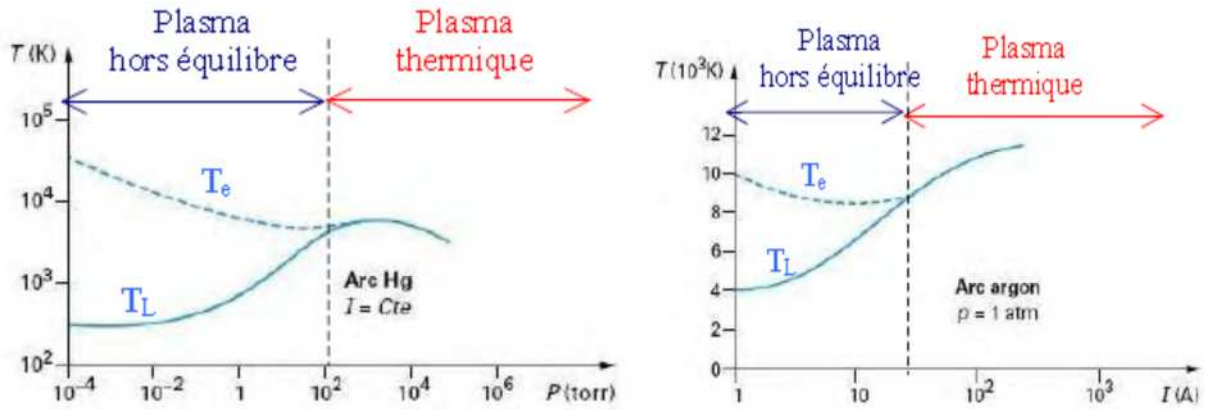


Figure I. 2 : Evolution de la température des électrons  $T_e$  et des espèces lourdes  $T_L$  à pression variable (à gauche) et à intensité variable (à droite) [12].

On remarque, qu'à basses pressions le plasma est caractérisé par deux températures cinétiques, celle des électrons  $T_e$  et celle du gaz  $T_g$  (particules lourdes), c'est le cas des plasmas froids (hors ETL). Cette absence d'équilibre permet d'obtenir un plasma dans lequel la température du gaz peut être voisine de l'ambiante alors que les électrons sont suffisamment énergétiques pour entraîner la rupture des liaisons moléculaires. Cette propriété rend ce type de décharge parfaitement adaptée aux réactions chimiques entre matériaux très sensibles aux effets de température (les composés organiques par exemple).

A haute pression le plasma (voisine ou supérieure à la pression atmosphérique) présente une température de l'espèce lourde (ions, atomes, molécules) voisine de la température des électrons ( $T_e = T_g$ ).

D'une manière générale, le niveau de déséquilibre dépend fortement non seulement de la pression mais aussi de l'énergie transférée au plasma et la densité volumique des espèces [14].

### I.3. Les torches ICP

#### 3.1 Définition

La torche ICP, aussi appelée applicateur, est un outil industriel permettant de produire de très hautes températures supérieures à celles produits par les méthodes conventionnelles (gaz, charbon...).

D'autre part la torche à plasma est une méthode physique d'analyse chimique (l'analyse prend quelques minutes, hors préparation). Cette torche constitue une source spectroscopique [19-20]. Elle contient tous les atomes et les ions à analyser qui ont été stimulés par la chaleur du plasma. Elle a aussi d'autres applications tels que, les dépôts, traitement de déchets toxiques et traitement des poudres.

### 3.2 Construction des torches ICP

La torche comporte trois tubes concentriques avec une faible distance annulaire entre eux (Figure I.3): Le tube externe, appelé tube de confinement du plasma généralement fabriqué souvent en quartz, son refroidissement dépend des puissances dissipées.

Dans la zone de décharge, le tube de confinement est entouré par une courte bobine en cuivre (soit en inconel) alimentée par un courant (RF), refroidie par circulation d'eau, et qui comporte 3 ou 4 spires suivant les caractéristiques de l'alimentation RF.

Le tube intermédiaire fabriqué, soit en quartz, soit en métal segmenté refroidi par circulation d'eau, descend environ jusqu'au niveau de la première spire. Il sert essentiellement à assurer un écoulement de gaz plasmagène, appelé le gaz périphérique assez rapide le long de la paroi interne du tube en quartz afin de réduire les pertes conductibles et convectives du plasma et de limiter la surchauffe du tube de confinement.

Le gaz central, appelé plasmagène de débit est introduit, entre le tube intermédiaire et le tube central soit longitudinalement, c'est dans ce gaz qu'a lieu la décharge. Le débit de gaz au centre de la torche, appelé le gaz porteur, éventuellement injecté par le biais d'une sonde refroidie pouvant descendre à l'intérieur de la torche, permet d'introduire soit les réactifs par (exemple  $\text{SiCl}_4$  et  $\text{O}_2$ ), soit les poudres à traiter (échantillons).

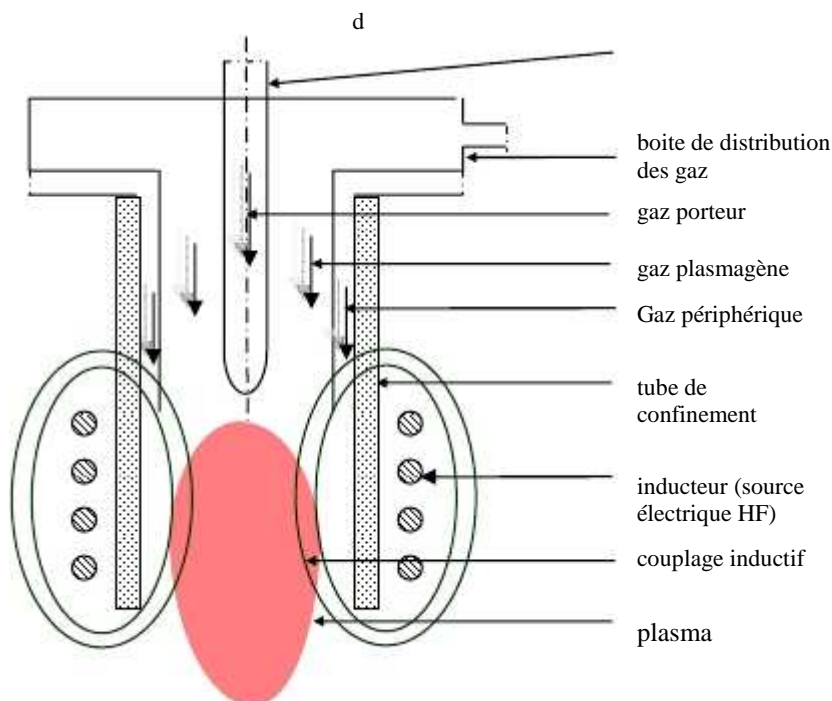


Figure I.3: Schéma de principe d'une torche ICP





Figure I.4: Torche à plasma inductif à tube de quartz

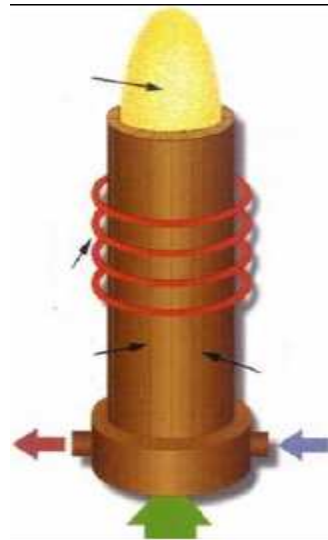


Figure I.5: Torche à plasma inductif à cage froide métallique

Selon la puissance utilisée et les fréquences RF de fonctionnement qui vont de 9,6kHz à 40MHz. La torche ICP opère sur une large gamme de puissance de l'ordre de 1kW à 1MW, avec des débits de gaz variant de 10 à 200 slpm (*standard liter per minute*). Les figures ci-dessus représentent deux types des torches construites selon la puissance. La première à tube de confinement (Figure I.4), en quartz refroidi extérieurement par air pour des puissances inférieures à 20kW à 3 MHz. Les enceintes en quartz, même refroidies à l'eau, ne permettent pas de dépasser des puissances de 120 kW [21]. Une deuxième à cage froide métallique (Figure I.5), reproduit à l'intérieur le champ magnétique créé par l'inducteur.

Cette technologie permet d'atteindre des puissances très importantes. Et pour minimiser le couplage avec la bobine au-delà de 100 kW et même à plus faible puissance lorsqu'on utilise des gaz diatomiques comme l'hydrogène.

Un autre moyen pour augmenter la puissance de la torche est d'élargir le rayon de cette dernière, et par conséquent, baisse la fréquence de travail  $f$  (afin d'accroître  $\delta$ ). Cependant, du fait que la caractérisation du plasma étant plus délicate pour les torches de forte puissance, il est compréhensible que ces torches soient moins étudiées, du point de vue expérimental que les torches d'analyses avec des tubes en quartz transparents, isolants et non refroidis.

### 3.3 Amorçage d'une torche ICP et Aspects électromagnétiques

#### a) Amorçage et puissance de maintien

Au moment de l'allumage du plasma, le générateur HF ne fournit pas une énergie suffisante pour créer l'ionisation directement à partir du gaz plasmagène. L'ionisation initiale est créée par décharge thermo-ionique soit: une pointe de graphite est plongée à l'intérieur de la torche près de l'inducteur puis retirée immédiatement après l'amorçage, soit par une étincelle provenant d'un transformateur de Tesla. Les électrons ainsi libérés sont accélérés par le champ HF et engendrent la réaction plasma par collision avec les atomes du gaz plasmagène. L'argon est souvent utilisé à l'amorçage car il s'ionise à plus faible énergie que les autres gaz plasmagènes ( $N_2$ ,  $H_2$ , He). Le plasma est ensuite maintenu au moyen du chauffage du gaz par induction, en condition que la puissance fournie par le générateur HF le permet dans une pression donnée de travail. La figure I.6 montre la puissance minimale nécessaire au maintien d'un plasma d'induction en fonction de la fréquence et de la pression [17].

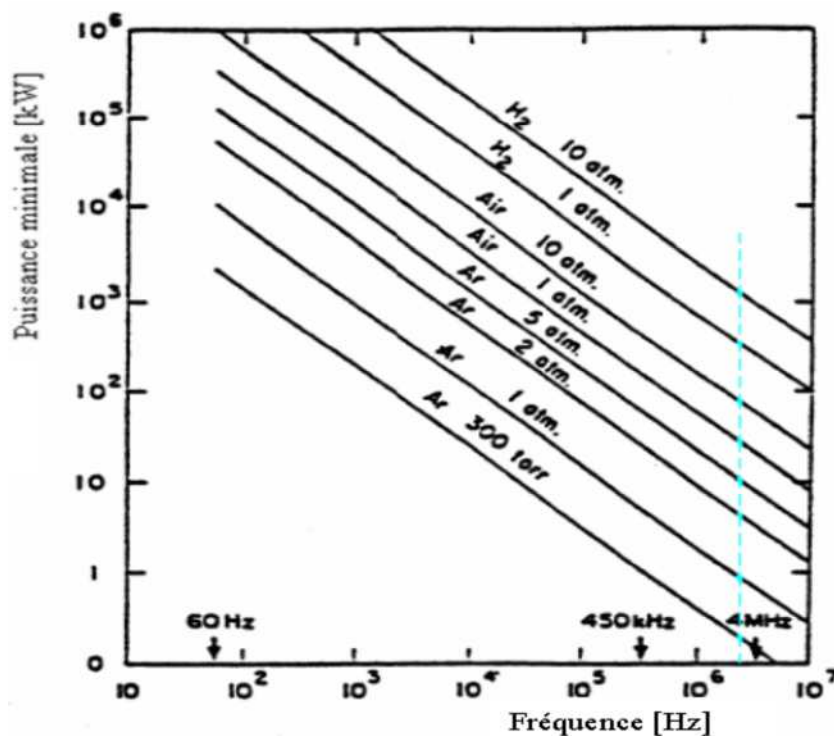


Figure I.6: Puissance minimale de maintien dans un plasma inductif en fonction de la fréquence et la pression [17].

Les points sur la ligne discontinue montre les puissances de maintien à 3 MHz. On constate que la puissance de maintien doit être d'autant plus faible que la fréquence augmente et la

pression augmente. Par exemple, la puissance minimale nécessaire au maintien pour un plasma d'argon est moins de 1 kW dans la pression atmosphérique pour une fréquence de 3MHz. A cette fréquence la puissance nécessaire est presque 8 kW à pression 2atm.

**c) Couplage inducteur – induit**

L'augmentation en puissance des Torches ICP s'accompagne d'une augmentation du diamètre de la torche et d'une diminution de la fréquence de travail afin de d'accroître l'épaisseur de peau  $\sigma$  [18].

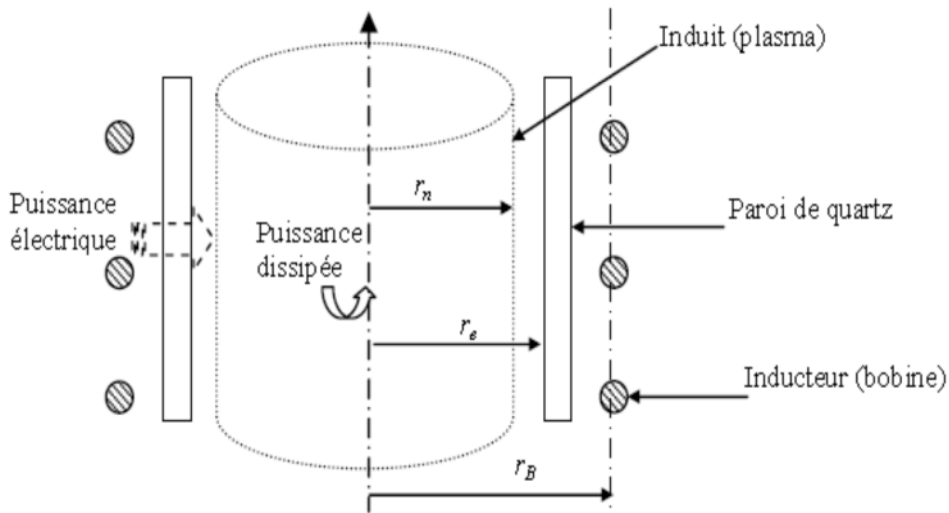


Figure I.7: Modèle d'une décharge inductive

L'étude de rendement du couplage  $\eta$ , définit par le rapport entre la puissance dissipée dans la décharge (puissance active transférée  $P_0$ ) et la puissance réactive de la source  $P_e$ :

$$\eta = \frac{P_0}{P_e}$$

La figure ci-après montre le coefficient de couplage  $\eta$  en fonction de deux coefficients. Le premier, est le rapport entre le rayon moyen de la décharge et l'épaisseur de peau  $\frac{r_n}{\sigma}$  et le second, est le rapport entre le rayon moyen de la décharge et le rayon de la torche  $\frac{r_n}{r_e}$ .

On remarque sur la figure (fig. II.8), que le meilleur couplage en puissance  $\eta$  est obtenu pour un rapport  $\frac{r_n}{\sigma}$  compris entre 2.5 et 4, tandis que  $\frac{r_n}{r_e}$  aussi proche que possible de l'unité (allure discontinue). Alors la meilleure façon est de diminuer le rayon de l'inducteur  $r_B$  à celui de la torche  $r_e$  pour une fréquence appropriée. Mais cette adjacence engendre des contraintes thermiques sur l'inducteur.

En effet le choix de la fréquence est important, du fait que la puissance minimale nécessaire au maintien de la décharge croît très rapidement avec la diminution de la fréquence  $f$  (voir la figure I.6).

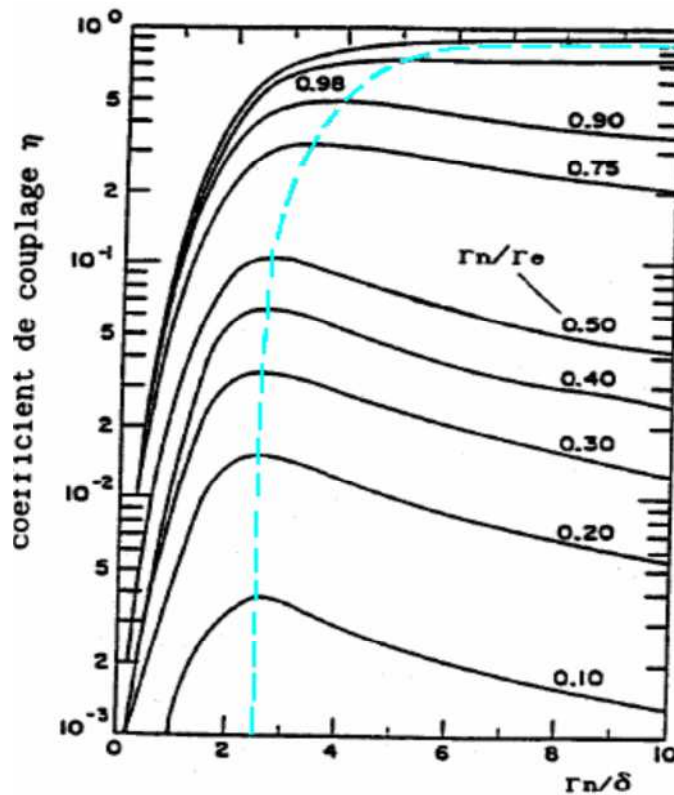


Figure I.8: Coefficient de couplage  $\eta$  en fonction des rapports  $\frac{r_n}{\sigma}$  et  $\frac{r_n}{r_e}$  [18]

#### I.4. Paramètres Thermodynamiques d'un Plasma Inductif

L'étude d'un phénomène physique complexe tel que, un plasma thermique demande dans son principe, en plus de la connaissance de la constitution de la matière, la connaissance des phénomènes élémentaires (tels que les collisions et les réactions entre particules) et des phénomènes collectifs (tels que la distribution des vitesses et par conséquent la température des particules) qui servent à déterminer les propriétés du plasma.

Les plus importantes propriétés d'un plasma thermique telles que, les propriétés électromagnétiques, la composition, propriétés thermodynamiques et de transport. La connaissance de ces propriétés est très utile pour la modélisation d'un tel plasma.

##### 4.1 Equilibre thermodynamique local

Dans le cas de plasma thermique d'induction, l'équilibre thermodynamique complet (ETC) n'est jamais réalisé puisque d'une part, une grande partie du rayonnement émis n'est pas réabsorbé par le plasma et d'autre part, il subit des pertes par conduction, par convection et

par diffusion qui perturbent cet équilibre. À cause aussi, de l'existence de gradients de température et de densités d'espèces.

### I.5. Les Installations des Torches ICP

Une installation de plasma thermique inductif est constituée d'une manière générale (figure I.9):

- D'une alimentation électrique ;
- D'un applicateur ;
- D'un dispositif de distribution de gaz (débitmètre) ;
- D'un dispositif de contrôle et de régulation.

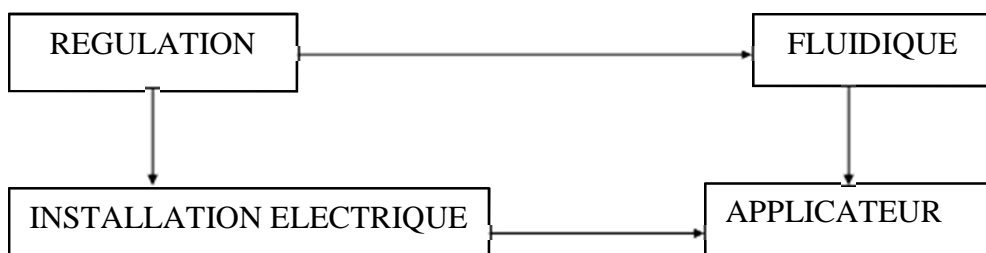


Figure I.9: Installation de plasma inductif.

L'alimentation électrique est un générateur de fréquence de type tournant "*Alternateur*", ou de type statique "*convertisseurs*". Ces alimentations exigent toujours un circuit résonant pour un bon fonctionnement.

D'une manière générale, un applicateur de plasma inductif thermique est considéré comme un transformateur, dont le primaire est un inducteur solénoïdal (R, L) et dont le secondaire est constitué par la spire en court-circuit du plasma électriquement conducteur.

Le type tournant moins utilisé dans les applications industrielles de plasma inductif opère simplement à basse fréquence, jusqu'à 50kHz,

Grâce aux progrès qui ne cessent d'accroître la connaissance sur les semi-conducteurs, les générateurs à semi-conducteur (transistors, thyristors) permettent, aujourd'hui, de couvrir une large gamme jusqu'à 500 kHz, ont supplanté totalement les tubes à vide dans toutes les applications, basse et moyenne puissance. Ainsi que, les inconvénients des tubes, de volume, de consommation, et de fiabilité, sont devenus rédhibitoires. Malgré tout, les tubes sont toujours utilisés pour des applications spécifiques comme les très fortes puissances et ou la très haute fréquence : les fours et les réacteurs micro-ondes (magnétron, 2.45 GHz), le chauffage par induction radiofréquence (triode, 3 MHz).

## 5.1 Installations de forte puissance

Le fonctionnement correct d'une torche à plasma inductif nécessite une alimentation électrique sous une tension élevée (ordre de kV). Dans les installations des torches de grandes puissances, la tension de fonctionnement du pont onduleur à transistors est limitée, un moyen externe pour élever la tension aux bornes de l'inducteur par un pont élévateur capacitif, montré sur la figure I.10. Ce montage a un rendement énergétique particulièrement performant.

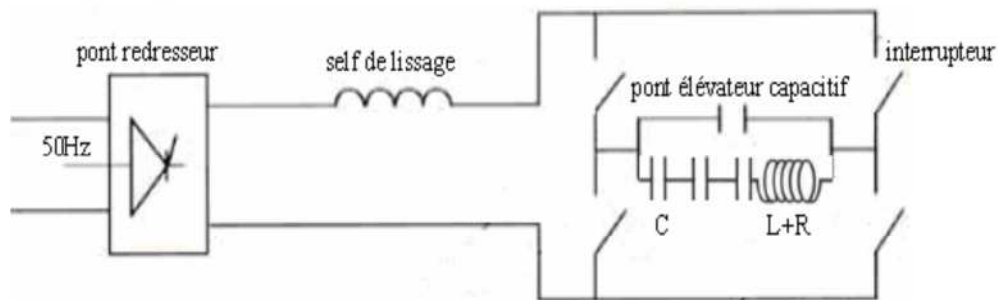


Figure I.10: Structure du pont onduleur

## 5.2 Installations de faible puissance

Dans les installations de petite puissance alimentées par des générateurs à triode HF, cette tension correspond à la tension de travail de la triode (fig. II.10). Elle est donc directement disponible en sortie du générateur.

La fréquence  $f$  de l'oscillateur est fixée par la longueur des lignes anodiques (lignes quart d'onde) suivant la relation :

$f = v / 4L$  (où  $v$  est la vitesse de propagation de l'onde électromagnétique dans un milieu matériel).

La fréquence est donc très stable. En sortie de générateur, l'interconnexion entre le circuit oscillant HF et l'inducteur se fait au moyen de lignes de couplage adaptées.

La bobine d'induction est montée en parallèle avec une capacité d'accord. La présence de cette ligne d'accord constitue un transformateur adaptateur d'impédance. Ceci est nécessaire car l'impédance de charge n'est pas la même lorsque le plasma est absent ou présent. La capacité d'accord assure alors la régulation du circuit oscillant de l'unité de couplage à la résonance (fréquence imposée par le générateur) et permet un transfert maximal de puissance vers le plasma. De plus, cela permet de travailler avec un nombre de spires élevé pour l'inducteur.

## I.6. Applications des Torches ICP

La technologie des plasmas a évolué pendant les dernières années en devenant une science interdisciplinaire avancée. Les plasmas thermiques inductifs (plasma sans électrodes) ont connu une pénétration industrielle tardive en comparaison avec les plasmas thermiques capacitifs ou plasmas d'arc (plasma avec électrodes). Ils sont très attractifs pour plusieurs applications industrielles, spécialement dans les procédés de traitement des matériaux. Leurs avantages tiennent spécialement à l'absence d'électrodes, offrant ainsi :

- Une facilité d'opération sur une grande plage de conditions avec les gaz inertes, oxydants ou réducteurs à pression atmosphérique ou à basse pression,
- Un milieu de haute température et de très haute pureté (absence de contact avec les parois),
- Un temps de séjour des réactifs relativement important,
- Des températures élevées (plus de 6 000 K) entraînant des cinétiques réactionnelles d'au moins deux ordres de grandeurs supérieures à celles obtenues en combustion,
- Des temps de démarrage et d'arrêt du plasma de l'ordre de quelques dizaines de secondes.
- Un rendement énergétique et, par conséquent, le coût de cette énergie n'a qu'un faible poids dans le choix de la technologie, possède aussi quelques limites pour ses applications : bruit, émission de poudre, radiations et difficile à mettre en mouvement (le substrat doit bouger).

Les plasmas thermiques sont des gaz fortement ionisés, dans lesquels les électrons, les atomes et les ions sont à la même température. Utilisés dans de nombreuses applications industrielles comme la métallurgie, la projection, le traitement des déchets etc., ils constituent des systèmes complexes très étudiés. La température est une des grandeurs particulièrement pertinente à analyser, car elle est d'une part un élément de contrôle du bon déroulement des processus, et d'autre part un paramètre clé dans la connaissance des propriétés des plasmas.

Les applications les plus intéressantes des plasmas thermiques inductifs peuvent être rangées en trois groupes d'outils:

- Outil thermique :
  - élaboration de monocristaux ;
  - sphéroïdisation de poudres de matériaux réfractaires ;
  - réalisation de dépôts ;

- fusion de verres ;
  - frittage sous plasma.
    - Outil chimique :
      - synthèse de la silice ultrapure ;
      - synthèse de dioxyde de titane ;
      - synthèse de poudres ultrafines et ultrapures ;
      - affinage de métaux ;
      - réaction en chimie organique.
    - Outil analytique : source d'émission en analyse spectrochimique, avec comme application :
      - suivi du taux de pollution (métaux et métalloïdes) dans les eaux de rejet, les eaux de boisson, les cours d'eaux,
      - contrôles métallurgiques,
      - contrôles préventifs, des moteurs d'avions, de camions et d'autres engins par l'analyse de l'huile de lubrification, l'analyse des traces d'impuretés dans les catalyseurs et le contrôle quantitatif des additifs,
      - toute analyse dans les domaines de la pharmacie, de la médecine, de la biologie (aliments, engrais, sol, etc.).
- On peut penser également que l'utilisation du plasma thermique inductif dans la destruction des déchets toxiques sera un outil très performant dans les années à venir.

## **I.7. Conclusion**

L'intérêt industriel du plasma thermique se traduit par une grande variété d'applications, grâce à leur propriété spécifique. Cette technique permet en effet de générer un plasma par un transfert d'énergie électron- gaz grâce à un champ électromagnétique en haute fréquence induit en absence d'électrode.

La synthèse de ce chapitre est la présentation des différentes caractéristiques du plasma, les éléments principaux du plasma, les différents types ainsi que les notions utilisées tout au long de ce travail.

Enfin, nous avons présenté l'ensemble des installations générateur HF- torche ICP et leurs schémas équivalents. Une installation est visée, celle d'un convertisseur HF-applicateur qui sera l'objet des chapitres suivants. Diverses applications des plasmas ICP et leur implantation dans le milieu industriel sont présentées.



## Chapitre II

### Les Convertisseurs de Puissance (haute fréquence)

#### II.1.Introduction :

Les «radiofréquences» définissent une large gamme de fréquences, qui sont généralement utilisées pour les télécommunications. Dans cette gamme certaines fréquences normalisées sont utilisées comme support pour des transferts d'énergie: pour l'obtention d'un plasma au sein d'un réacteur:

- pour l'accélération du faisceau d'ions dans un implanteur
- pour l'excitation de transducteurs piézo sur un bac à ultrason pour nettoyage de pièces
- pour l'excitation de chambre de pulvérisation (industrie production CD ROM, etc...)
- pour l'obtention d'un plasma en vue de faire un dépôt,
- pour l'obtention d'un plasma en vue de graver plus ou moins profondément un substrat, ou éventuellement le retrait d'un masque [20].

#### 1. Convertisseurs de puissance

Pour la plupart des procédés inductifs, les générateurs, à triode ou de type onduleur à thyristors ou à transistors utilisé en chauffage par induction moyenne fréquence, alimente une charge résonnante constituée d'un circuit oscillant [46]. Le dimensionnement électrique d'un procédé requiert un souci d'optimisation par adaptation de l'impédance de la charge oscillante à l'impédance caractéristique de sortie du générateur. S'il s'agit d'un procédé pour lequel l'impédance de la charge varie peu, les réglages sont assez simples et le générateur, grâce à la connaissance de ses caractéristiques de sorties simplifiées, peut être considéré quasiment comme une "boite noire".

Si, par contre, et comme c'est le cas pour les torches à plasmas, le procédé met en œuvre une charge oscillante présentant des variations importantes d'impédance dans le temps dues par exemple aux variations de la tension d'alimentation, de pression, de vitesse ou de température, alors l'adaptation de la charge sur le générateur est plus complexe, et celui-ci ne peut plus être considéré comme une simple "boite noire". Il faut alors prendre en compte les caractéristiques de sortie complètes correspondant à l'ensemble de la plage de variation de l'impédance de la charge. C'est pour cette raison qu'il est important de bien comprendre le fonctionnement des différents types des convertisseurs [7].

Ce chapitre présente une étude sur les amplificateurs de puissance où la configuration de charge aux harmoniques permet de se rapprocher d'un fonctionnement en mode de commutation (Switch mode power Amplifier).

D'un point de vue idéal, le mode de fonctionnement en commutation consiste en une formation temporelle des tensions/courants aux accès drain favorisant le maintien d'une tension forte à courant nul et vice versa.

Les classes de fonctionnement appliquées à des transistors unitaires répondant à ces critères sont les classes F, F<sup>-1</sup> et E. Elles se différencient par des configurations spécifiques d'impédance de charge aux harmoniques ( $2f_0$  et  $3f_0$  pour les fréquences microondes) [22].

## II. 2. Les composants

Les applications électriques actuelles ont des besoins sans cesse croissants en termes de puissance ou de fréquence de fonctionnement. Dans ce chapitre, nous expliquons pourquoi les plages de fonctionnement des composants d'électronique de puissance doivent faire l'objet de compromis. Puis nous montrons que l'utilisation des semi-conducteurs à large bande permettrait d'améliorer ces compromis [23].

En 1883 Edison, invente la diode à vide (ou 'valve'), il découvre qu'une cathode chauffée dans un tube où on a fait le vide s'entoure d'un nuage d'électrons, et, si on place dans ce tube une "plaque", les électrons sont attirés vers celle-ci, si elle est portée à un potentiel positif par rapport à la cathode, il circule alors un courant dans le tube.

En 1907, Lee de Forest a l'idée de placer entre la cathode et la "plaque", une plaque trouée ou "grille" pour contrôler le flux d'électrons et ainsi naît la triode...

Les tubes, les "postes à lampes", les amplis BF à tubes, les amplificateurs HF et les oscillateurs à tubes font partie de l'époque "héroïque" de la radio et de l'électronique, toutefois lorsqu'il s'agit de produire de l'énergie HF à forte puissance (disons plus de 1000 Watts), les tubes sont encore fortement utilisés. Dans le domaine d'application des tubes cathodiques de moniteur ou d'oscilloscopes, les "tubes" restent des composants fortement utilisés [24].

### 2.1. Les tubes électroniques

#### 2.1.1 La diode

La diode à vide est le plus simple et le plus ancien des tubes électroniques. Il a permis d'étudier l'émission d'électrons par des corps incandescents et de mettre au point les différents types de cathodes. La diode constitue le point de départ de nombreux autres tubes.

### 2.1.2. La Triode.- Principe de Fonctionnement

C'est en 1907 que Lee de Forest ajouta à la diode une grille de commande et obtint la triode, le tube fondamental de l'électronique pendant plus d'un demi-siècle.

La grille est un fin fil métallique enroulé sous forme d'hélice et interposée entre la cathode et l'anode.

La lampe triode (le tube électronique) a longtemps été le seul composant actif existant. Cette lampe qui permet d'amplifier les signaux électriques a permis la fabrication et le développement souvent en grande série, des premiers appareils électroniques tels que : la radio, télévision, radar, etc.

La triode se compose d'une cathode émettrice d'électrons, d'une anode réceptrice, et d'une grille placée entre les deux pour contrôler le flux d'électrons (figure II.1).

La cathode est chauffée par un filament placé derrière (parfois le filament et la cathode ne forment qu'un seul élément). Le chauffage de la cathode donne suffisamment d'énergie aux électrons de la cathode pour leur permettre de se libérer (on parle d'émission cathodique) et de rejoindre un « nuage électronique » dans le vide entourant la cathode. La cathode possède un potentiel (souvent nul) plus petit que celui de l'anode provoquant la migration des électrons vers l'anode, car les électrons (charge négative) sont attirés par les charges positives de l'anode.

En jouant sur le potentiel (tension) de la grille par rapport à la cathode, un nombre plus moins grand d'électrons émis par la cathode arriveront jusqu'à l'anode, créant un courant modulable entre anode et cathode, donc l'amplification est réalisée. Le facteur d'amplification exprime le rapport entre la tension amplifiée sur l'anode et la tension d'entrée appliquée sur la grille [3], [14].

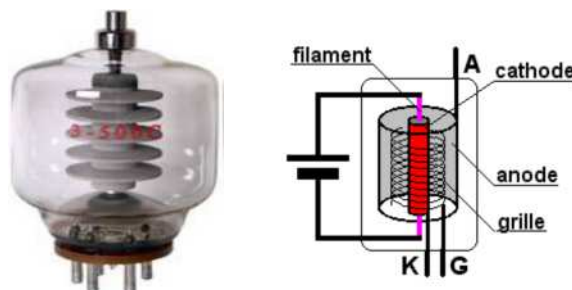


Figure II.1 : Photo d'une triode HF et son schéma équivalent

Malgré l'avancée technologique des semi-conducteurs de puissances, les tubes à vide ont ainsi gardé l'avantage pour la fiabilité et pour le coût de revient lors de leur utilisation en

amplificateurs de forte puissance dans certains domaines de fréquence, jusqu'à environ 100 MHz [14].

### ***Les inconvénients de la triode***

Dans une triode, il existe des capacités inter électrodes, celles-ci augmentent avec la puissance ou encore avec les dimensions des tubes. Ces capacités sont de l'ordre du pF à quelques dizaines de pF.

Malgré qu'elles soient faibles, les capacités inter électrodes ne sont pas négligeables au-dessus d'une certaine fréquence et limitent les performances des tubes.

- La capacité grille-cathode  $C_{gk}$  oblige le générateur de commande à débiter et par conséquent affaiblit le signal appliqué à la grille.
- La capacité anode-grille  $C_{ag}$  joue un rôle analogue à  $C_{gk}$ . On montre que dans un montage à cathode commune la capacité d'entrée dynamique vaut :

$$C_{\text{entrée}} = C_{gk} + (1 + A) C_{ag}$$

La capacité anode-grille provoque des oscillations parasites. En effet il existe un véritable couplage circuit d'anode - circuit de grille, analogue au couplage réalisé volontairement dans les oscillateurs. L'amplificateur peut donc devenir le siège d'oscillations spontanées qui le rendent impropre à l'amplification.

- La capacité anode-cathode  $C_{ak}$  shunte l'impédance de charge, d'où une diminution de l'amplification aux fréquences élevées [41]

### **3. Les Transistors**

Les plus fortes puissances commutées nécessitent l'utilisation de composants bipolaires, comme le thyristor GTO (*Gate Turn-off Thyristor*), évolution du thyristor. En revanche, les plus hautes fréquences nécessitent des composants unipolaires, tels que les transistors MOSFET (*Metal Oxyde Semiconductor Field Effect Transistor*). Pour les applications à des fréquences médianes, les composants mixtes, tels que l'IGBT (*Integrated Gate Bipolar Transistor*) ou l'IEGT (*Injection Enhanced Gate Transistor*), évolution de l'IGBT, offrent les meilleurs compromis. Au cours du temps, les composants mixtes basés sur l'architecture de l'IGBT ont occupé une place de plus en plus importante. Il est en effet possible, en jouant sur

les paramètres technologiques de l'IGBT, de se rapprocher d'un fonctionnement bipolaire ou unipolaire, selon l'application visée.

Le Tableau (II-1) donne les gammes de puissance des principaux composants d'électronique de puissance.

	Tenue en tension	Courant
Diode PIN	$100 \text{ V} < V_B < 10 \text{ kV}$	quelques A à quelques kA
Diode Schottky (silicium)	$V_B < 200 \text{ V}$	quelques A à quelques centaines d'ampères
MOSFET	$V_B < 200 \text{ V}$	quelques A à quelques centaines d'ampères
IGBT	$250 \text{ V} < V_B < 6.5 \text{ kV}$	quelques ampères à 1200 A
GTO	$2.5 \text{ V} < V_B < 6.5 \text{ kV}$	quelques kA
Thyristor	$100 \text{ V} < V_B < 12 \text{ kV}$	quelques kA

Tableau II-1 : Gamme de puissance des composants d'électronique de puissance, d'après [2]

### 3.1 Au cœur des composants de puissance, la zone de drift

La Figure II-2 présente le schéma en coupe de deux composants très utilisés en électronique de puissance : le VDMOS, transistor MOSFET vertical de puissance, et l'IGBT *non punch through*. Le premier est un composant unipolaire, dont la conduction ne fait intervenir qu'un type de porteurs (ici, des électrons). Le second est un composant mixte : sa commande est à grille isolée, comme dans le cas du MOSFET, mais sa conduction fait intervenir les deux types de porteurs à travers du transistor bipolaire p+n-p+.

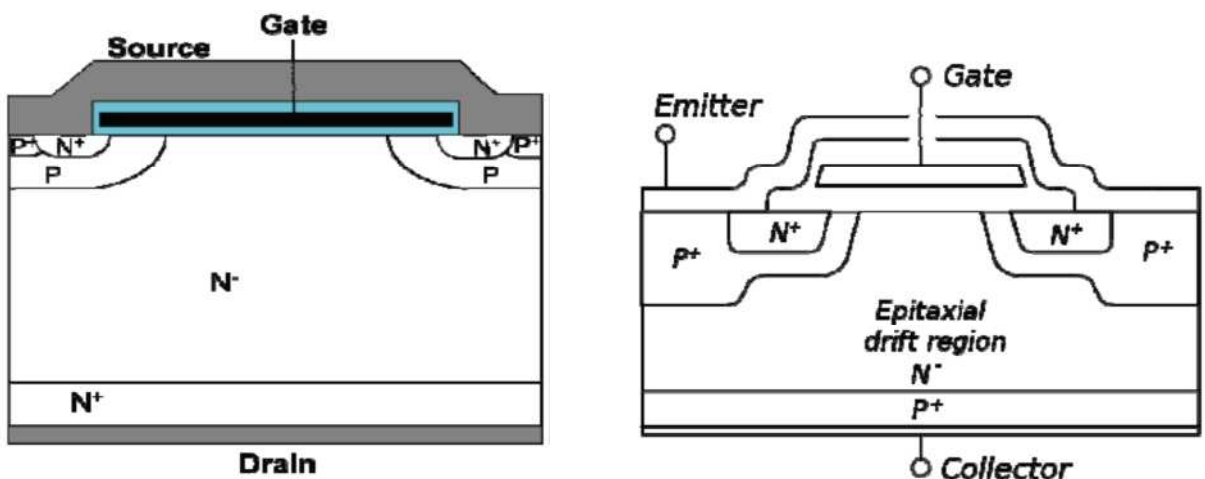


Figure II-2 : Schéma en coupe d'un VDMOS et d'un IGBT.

Jusqu'à présent, l'amélioration des compromis courant-tension et puissance-fréquence a été réalisée en optimisant l'architecture des divers composants de puissance. La Figure II-7 montre par exemple l'évolution du transistor MOS vertical de puissance, par l'ajout d'une super-jonction et de tranchées profondes. L'évolution de l'architecture des composants de puissance est fortement liée aux progrès réalisés ces dernières années au niveau des procédés technologiques de fabrication de dispositifs silicium. L'optimisation des composants de puissance silicium permet, encore aujourd'hui, d'améliorer leurs caractéristiques mais se heurte aux propriétés intrinsèques du matériau. En outre, la question de leur refroidissement est un facteur limitant. Les propriétés exceptionnelles des matériaux à large bande interdite, notamment leurs champs de ruptures élevés et, pour certains, leurs grandes conductivités thermiques, laissent penser qu'ils pourraient jouer un rôle important dans les années à venir [19].

### 3.2 Modélisation des MOSFETs

Nous appliquons la modélisation du MOSFET et de la diode sur les modèles de MOSFET de l'onduleur. Seuls les composants parasites du MOSFET décrit en figure 3 changent [25].

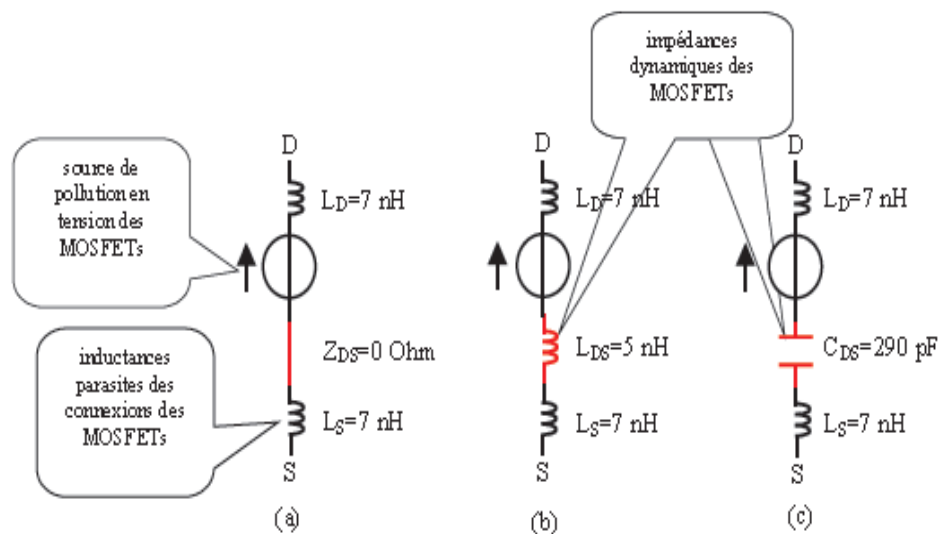


Figure II.3 : Modélisation HF des MOSFETs lors de la commutation (a), à l'état fermé (b) et à l'état ouvert (c).

Le développement des plasmas inductifs nécessitait l'amélioration du rendement énergétique de ce procédé. Cela est devenu possible grâce aux générateurs à transistors MOS (90% de rendement au lieu de 60% pour les générateurs à triodes). Pourtant, la transition entre la technologie triode et la technologie MOS n'est pas immédiate. En effet, le plasma présente, d'une part sa nature, une charge particulièrement difficile à maîtriser [5].

### 3. CRITÈRES DE SÉLECTION D'UNE CLASSE D'AMPLIFICATEUR

De nombreux critères peuvent être pris en compte lors de la sélection d'un amplificateur.

Les points importants étant :

- la puissance de sortie.
- Le rendement.
- La puissance maximale que peut dissiper l'élément actif.
- Le gain (en tension, en puissance).
- La distorsion.
- La fréquence maximale de travail.

### 4. CLASSIFICATION DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

#### 4.1 Amplificateurs de puissance Classe A

Les amplificateurs de classe A sont les amplificateurs linéaires les plus fidèles, c'est-à-dire présentant le taux de distorsion harmonique le plus faible, même en l'absence de réaction négative. Leur rendement est toutefois tellement faible que leur usage est généralement limité aux amplificateurs de très faible puissance ou encore aux amplificateurs haute-fidélité haut de gamme de puissance moyenne.

L'amplificateur est constitué d'un étage de sortie ne comportant qu'un seul transistor. Le point de repos se situe approximativement au milieu de la droite de charge. En fonction du signal à amplifier, il peut donc se déplacer de part et d'autre de ce point le long de la droite de charge.

#### 4.2 Amplificateurs de puissance Classe B

Les amplificateurs classe B (et surtout leur variante de classe AB) sont de loin les amplificateurs les plus utilisés. Quand on leurs associe une boucle de réaction négative, leur distorsion tombe à un niveau extrêmement faible. Leur rendement est très bon et ils peuvent aisément fournir des puissances de sortie élevées.

L'amplificateur est constitué d'un étage de sortie comportant deux transistors complémentaires. Le point de repos se situe à la limite du blocage de chaque transistor. Pour pouvoir amplifier les deux alternances d'un signal sinusoïdal, il faut que l'un des transistors amplifie les alternances positives et le second les alternances négatives.

#### 4.3 Amplificateurs de puissance Classe C

Les amplificateurs de classe C sont des amplificateurs non-linéaires à très haut rendement. Ils ne sont toutefois utilisables que dans les amplificateurs HF (émetteur radio)

avec des porteuses non modulées en amplitude. Ils génèrent un nombre considérable d'harmoniques qui doivent être filtrées à la sortie à l'aide de circuits accordés appropriés.

L'étage de sortie est constitué d'un seul transistor. Le point de repos se situe largement dans la région bloquée des caractéristiques de ce dernier. Seules les crêtes des alternances positives du signal d'entrée feront apparaître un signal de sortie.

Ce type d'amplificateur ne s'emploie que pour des applications particulières, parmi lesquelles on peut citer les amplificateurs HF accordés (pour signaux non-modulés en amplitude), les multiplicateurs de fréquence, etc ....

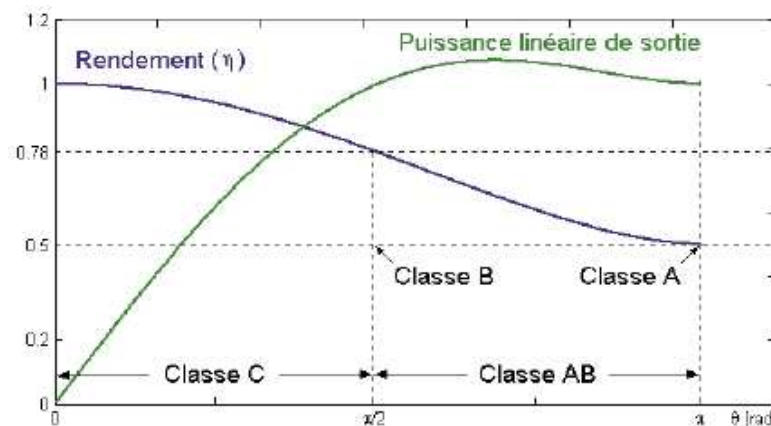


Figure II.4: Rendement et puissance de sortie linéaire en fonction de l'angle de conduction ( $2\theta$ )

## 4.4. AMPLIFICATEUR CLASSE D

### 4.4.1 Généralités

Les amplificateurs de classe D sont des amplificateurs travaillant en commutation. Le signal à amplifier est préalablement transformé en un signal rectangulaire de fréquence de pulsation  $f_p$  dont le rapport cyclique est proportionnel à la valeur moyenne glissante sur une période de pulsation  $T_p$ . Ce type de modulation est appelé modulation de largeur d'impulsion MLI (PWM Pulse Width Modulation).

Le signal rectangulaire résultant est directement utilisé pour attaquer les transistors de sortie qui sont généralement de type MOS pour les fréquences supérieures à 50kHz.

La sortie de l'étage de puissance est suivie d'un filtre BF qui restitue un signal semblable à celui d'entrée. Les amplificateurs de classe D ont des rendements élevés et sont de fidélité moyenne. Ils sont utilisés dans les autoradios.

### 4.4.2 Structure de la commande de l'étage de sortie

Les transistors de l'étage de sortie sont contrôlés par un étage (driver) intermédiaire permettant une adaptation du niveau des signaux de commande à chaque transistor de



puissance. En effet les tensions de grille et de source de chaque transistor présentent un mode commun différent.

On profite de cet étage d'adaptation pour créer des commandes assurant le non-recouvrement de l'état fermé des transistors de puissance.

#### 4.4.3 Rendement de l'étage de sortie

Le rendement d'un amplificateur de classe D est assez élevé, de l'ordre de 80%. Le rendement est affecté par les paramètres suivants :

- La résistance  $R_{DS(on)}$  des transistors MOS dont la valeur croît avec la tension d'alimentation.
- La fréquence de pulsation, puisque chaque commutation provoque une perte d'énergie dont la valeur est fonction du type de charge et de la capacité en courant de la commande de grille.
- Le choix des diodes de roue libre (et de conduction).

#### 4.4.4 Choix de la fréquence de pulsation

Plus la fréquence de pulsation est élevée plus le filtrage s'en trouve simplifié. Par contre les pertes augmentent avec la fréquence. La distorsion due au temps d'anti-chevauchement assurant le non recouvrement de l'état fermé des transistors augmente également avec la fréquence. Un compromis est donc nécessaire entre rendement, filtrage et distorsion lors du choix de la fréquence de pulsation [26].

Un PA en classe D dispose au moins de deux transistors fonctionnant en commutateurs complémentaires, lorsqu'un est fermé l'autre est ouvert et vice-versa, permettant de récupérer toute la puissance de la source d'alimentation en sortie. Afin de retrouver seulement la fréquence fondamentale sur la charge, et pour garantir un rendement de 100%, des résonateurs sont placés pour éliminer les harmoniques d'ordre supérieur. Le circuit résonnant peut être connecté en série, de façon à faciliter la commutation en tension, le résonateur force un courant sinusoïdal sur le drain. Cette topologie, présentée sur la Figure II.5.a, est connue comme amplificateur classe D en mode tension, « VMCD ».

Autrement, le circuit résonnant peut être connecté en parallèle, donnant lieu à une commutation en courant et une tension sinusoïdale sur le drain. Cette dernière topologie est connue comme amplificateur classe D en mode courant « CMCD » et elle est représentée sur la Figure II.5.b.

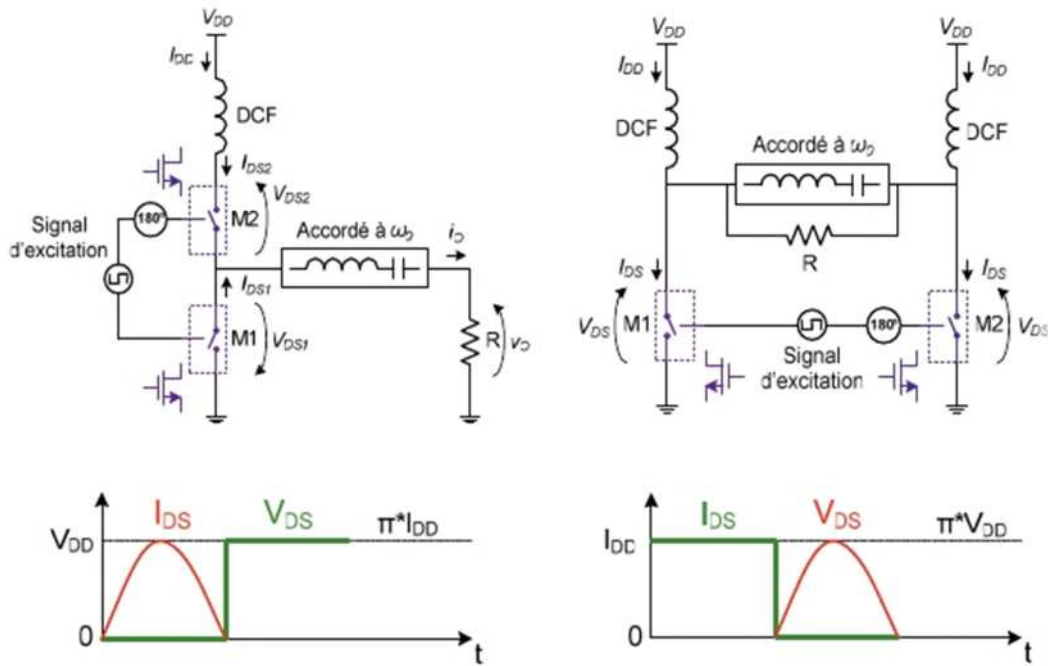


Figure II.5 : Amplificateurs classe D en a) mode tension et b) mode courant.

Etant donné la configuration en cascade des éléments actifs de l'amplificateur VMCD, cette topologie peut fournir une puissance de sortie élevée en distribuant la tension DC entre les drains des deux éléments alignés. Il est ainsi possible de relâcher le niveau maximum de tension que les éléments actifs doivent supporter sur leurs drains avant dégradation de leurs performances (tension de claquage,  $BV_{DS}$ ).

Pour cette topologie de PA, en fonctionnement basse fréquence (inférieures aux GHz) les pertes sont principalement dues à la résistance drain-source présente lorsque le transistor est en régime saturé ( $r_{sat}$ ). La valeur de cette résistance dépend de la taille du transistor, plus celui-ci est grand plus elle est importante. Mais, pour des fréquences élevées (de l'ordre des GHz) les pertes associées à la capacité parasite drain-source ( $C_{DS}$ ) sont plus importantes que celles dues à  $r_{sat}$ . La valeur de cette capacité parasite est, elle aussi, directement proportionnelle à la taille du transistor, elle est plus élevée lorsque le transistor a des dimensions importantes.

Un amplificateur CMCD en revanche est plus approprié pour un fonctionnement à des fréquences de l'ordre des GHz. La capacité parasite  $C_{DS}$  peut être prise en compte comme élément du circuit résonnant, les pertes dues à celle-ci sont alors réduites. En plus, vu la configuration différentielle du circuit, le résonateur doit court-circuiter seulement les harmoniques d'ordre impair. Il est donc, moins complexe et moins encombrant à mettre en place. Néanmoins la tenue en puissance de cette topologie sera réduite car les tensions

généérées sont de l'ordre de  $\pi V_{DD}$  demandant des transistors à tension de claquage élevée [27].

## II.5. Amplificateurs classe F, $F^{-1}$ et E :

Cette partie présente une étude sur les amplificateurs de puissance où la configuration de charge aux harmoniques permet de se rapprocher d'un fonctionnement en mode de commutation (Switch mode power Amplifier).

D'un point de vu idéal, le mode de fonctionnement en commutation consiste en une formation temporelle des tensions/courants aux accès drain favorisant le maintien d'une tension forte à courant nul et vice versa [1].

Les classes de fonctionnement appliquées à des transistors unitaires répondant à ces critères sont les classes F,  $F^{-1}$  et E.

Elles se différencient par des configurations spécifiques d'impédance de charge aux harmoniques ( $2f_0$  et  $3f_0$  pour les fréquences microondes) [1] [2] [3].

### 5.1. Principe des amplificateurs en mode de commutation

Dans un amplificateur de puissance en mode de commutation, le transistor est utilisé comme un interrupteur à la fréquence de travail, par conséquent, il doit avoir une haute impédance dans l'état "Off" et une faible impédance dans l'état "On"[3]. L'amélioration du rendement est obtenue en optimisant les formes de tension courant aux bornes de la source du courant, afin de réduire au minimum le temps de coexistence des tensions et des courants. Ainsi il est important d'utiliser un transistor possédant une résistance d'état passant  $R_{dson}$  la plus faible possible (faible zone de déchet), et de faibles capacités  $C_{gs}$  et  $C_{ds}$ .

Les amplificateurs à fortes réactions d'harmoniques (classe E, F,  $F^{-1}$ ) sont des amplificateurs à haut rendement (idéalement 100%) ; ils présentent une tension aux bornes de la source de courant de forme carrée (F), demi-sinusoïde ( $F^{-1}$ ) ou demi-sinusoïde décalée (E).

En réalité, le rendement de l'amplificateur de puissance est limité par la capacité  $C_{ds}$ ,  $R_{on}$  la résistance d'état passante et la tension de coude  $V_{knee}$ .  $C_{ds}$  est souvent difficile à absorber dans un réseau d'adaptation multi harmoniques. Un composant avec une forte fréquence de transition  $f_T$  comparée à la fréquence de fonctionnement parait optimal pour utiliser dans des classes de fonctionnement utilisant les harmoniques pour la mise en forme des tensions/courants pour les classes de fonctionnement en mode de commutation [22].

### II.5.1 Amplificateurs classe F

D'après la série de Fourier d'un signal carré périodique avec des amplitudes  $\pm 1$  et période 2 :

$$\frac{4}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\sin n\omega t}{n} = \frac{4}{\pi} (\sin\theta + \frac{1}{3}\sin 3\theta + \frac{1}{5}\sin 5\theta + \dots) \quad (\text{II.1})$$

Il est possible de synthétiser un signal carré en ajoutant des composantes harmoniques impaires d'ordre élevé ( $n \geq 3$ ) à un signal sinusoïdal pur. Ceci est le principe de fonctionnement d'un PA classe F et F inverse montrés sur la Figure II.6. Plutôt que d'imposer un signal carré sur la grille des transistors comme sur un amplificateur classe D, cette structure permet de relâcher les contraintes sur le signal d'entrée mais impose l'utilisation d'un réseau de résonateurs accordés aux différentes harmoniques d'ordre impair pour mettre en forme le courant et la tension de drain et obtenir un signal carré.

Grâce au réseau de résonateurs du circuit de la Figure II.10.a, la tension de drain (éq. II.2) est composé des harmoniques d'ordre impair, et le courant (éq. II.3) par celles d'ordre pair.

Il n'existe pas de recouvrement de la tension et du courant et donc pas de puissance dissipée.

Ceci induit un rendement de drain plus élevé.

$$v_{DS}(\omega t) = V_{DC}(\omega t) \left( 1 + \frac{4}{\pi} \sin\omega t + \frac{4}{\pi} \sum_{n=3,5,7,\dots}^N \frac{\sin n\omega t}{n} \right) \quad (\text{II.2})$$

$$i_{DS}(\omega t) = I_{DC}(\omega t) \left( 1 - \frac{\pi}{2} \sin\omega t - 2 \sum_{n=2,4,6,\dots}^N \frac{\cos n\omega t}{n^2-1} \right) \quad (\text{II.3})$$

Où :

$V_{DC}, I_{DC}$  : composantes DC de  $V_{DS}(\omega t)$  et  $I_{DS}(\omega t)$  respectivement.

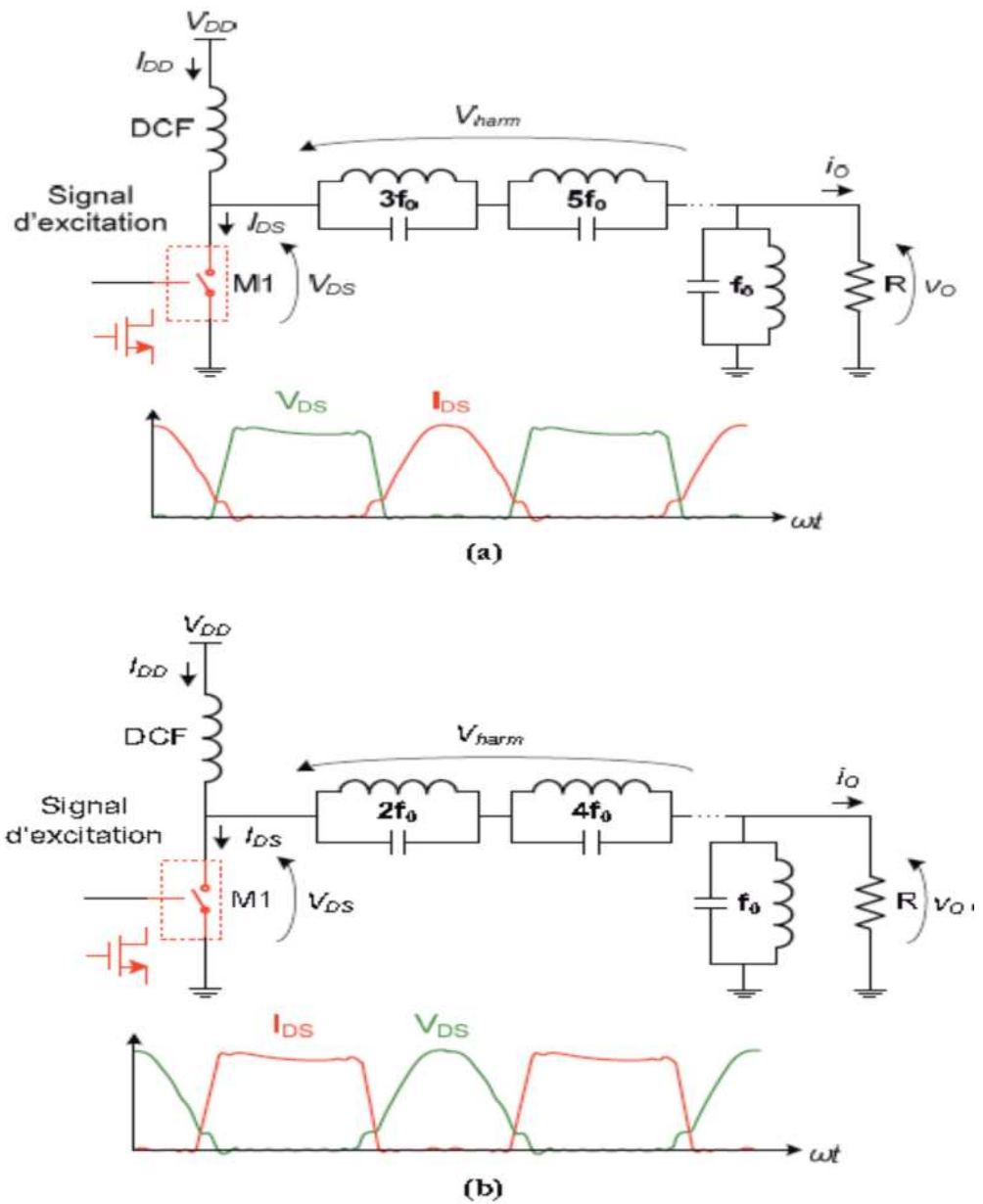


Figure II.6 : Amplificateurs classe a) F et b) F inverse

Dans la suite, nous analyserons le comportement du circuit de la Figure II.6.a en considérant un commutateur idéal, un rapport cyclique de 50% et un nombre « n » de circuits résonants en série. Le principe de fonctionnement du PA classe F inverse étant identique, il sera analysé brièvement à la fin de ce paragraphe.

Soit le signal périodique de tension de drain :

$$v_{DS}(\omega t) = V_{DD} + v_{harm}[(2n + 1)\omega t] + v_0(\omega t) \quad (\text{II.4})$$

En ajoutant un déphasage de  $\pi$  (rad) elle devient :

$$v_{DS}(\omega t + \pi) = V_{DD} - v_{harm}[(2n + 1)\omega t] - v_0(\omega t) \quad (\text{II.5})$$

En ajoutant membre à membre les équations (II.4) et (II.5) :

$$v_{DS}(\omega t) = 2V_{DD} - v_{DS}(\omega t + \pi) \quad (\text{II.6})$$

A l'instant  $\omega t = 0$ , et pour une demi-période, le commutateur est fermé. Il est ouvert pendant la demi-période suivante :

$$\begin{aligned} i_{DS}(\omega t) &= \begin{cases} I_{DC} + i_{harm}(2n\omega t) + i_0(\omega t), & 0 < \omega t \leq \pi \\ 0 = I_{DC} + i_{harm}(2n\omega t) - i_0(\omega t), & 0 < \omega t \leq \pi \end{cases} \quad (\text{II.7}) \\ &= 2I_0 \sin(\omega t) \end{aligned}$$

La composant DC du courant de drain est alors égale à :

$$I_{DC} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi 2I_0 \sin(\omega t) d\omega t - \frac{2I_0}{\pi} \quad (\text{II.8})$$

D'après les expressions (II.6) et (II.7) les composantes fondamentales de la tension et du courant sont, respectivement :

$$V_{\omega 0} = \frac{1}{\pi} \int_\pi^{2\pi} 2V_{DD} \sin(\omega t + \pi) d\omega t = \frac{4V_{DD}}{\pi} \quad (\text{II.9})$$

$$I_{\omega 0} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi 2I_0 \sin^2(\omega t) d\omega t = I_0 \quad (\text{II.10})$$

Les puissances DC,  $P_{DC}$ , et la puissance sur la fréquence fondamentale,  $P_{Out}$ , seront égales à :

$$P_{DC} = V_{DD} I_{DC} = \frac{2V_{DD} I_0}{\pi} \quad (\text{II.11})$$

$$P_{out} = \frac{1}{2} V_{\omega 0} I_{\omega 0} = \frac{2V_{DD} I_0}{\pi} \quad (\text{II.12})$$

Dans un fonctionnement optimum, la puissance DC et la puissance de sortie doivent être identiques, ceci permet d'obtenir le rendement suivant :

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} = 1 \quad (\text{II.13})$$

A partir des expressions (II.6) et (II.7) la tension et le courant maximums de drain sont égaux à  $2V_{DD}$  et  $2I_0$  respectivement, l'expression de la contribution normalisée par transistor à la puissance de sortie,  $P_{max}$  devient alors :

$$P_{max} = \frac{V_{DD}I_{DC}}{2V_{DD}2I_0} = \frac{V_{DD}I_{DC}}{\pi V_{DD}I_{DC}} = \frac{1}{\pi} \quad (\text{II.14})$$

L'analyse précédente montre bien qu'afin d'obtenir un rendement de 100% il faut travailler sur toutes les harmoniques, court-circuitant les harmoniques d'ordre pair et mettant en circuit ouvert celles d'ordre impair. En pratique ceci se traduit par l'implémentation d'un nombre infini de résonateur. Ceci n'est pas réaliste et la plupart de conceptions pratiques se limitent à prendre en compte juste la deuxième et la troisième harmonique [47] [48] [49], ainsi le rendement de drain maximum est de 88,4% (calcul issu des références).

### II.5.2 Amplificateurs classe F inverse

Nous faisons référence à l'amplificateur classe F mode inverse ( $F^{-1}$ ), comme mentionné précédemment. Le principe de fonctionnement est le même que celui du PA classe F. Mais au lieu d'employer des résonateurs accordés aux harmoniques d'ordre impair il faut les accorder aux harmoniques d'ordre pair, comme le montre le circuit de la Figure II.6.b.

L'intérêt de cette topologie est qu'elle allège certaines contraintes dans la réalisation. D'autre part, une terminaison en circuit ouvert est difficile à mettre en œuvre. Alors, plutôt que d'avoir recours à un circuit ouvert pour la troisième harmonique, comme c'est le cas pour l'amplificateur classe F, pour un amplificateur classe  $F^{-1}$  on a recours à un circuit ouvert pour la deuxième harmonique. Ce circuit ouvert peut-être implémenté comme une résonance parallèle qui de plus peut prendre en compte la capacité parasite CDS.

En théorie, le rendement maximum de drain pour un PA bi-harmonique classe  $F^{-1}$  (L'appellation bi-harmonique est due au fait que seules la fréquence fondamentale et une harmonique (troisième ou deuxième) sont prises en compte dans la conception) est légèrement inférieur à celui d'un PA en classe F ; 88,4% contre 84,9% selon [49]. Mais ce léger avantage est mis en doute par les auteurs de l'article [49], en démontrant que pour une application pratique, en considérant un transistor avec une résistance  $r_{sat}$  non-nulle, le rendement d'un PA classe  $F^{-1}$  est supérieure à celui d'un classe F pour la même tension de polarisation de drain.

Nous nous intéressons maintenant à la diminution du rendement due à la capacité parasite CDS.

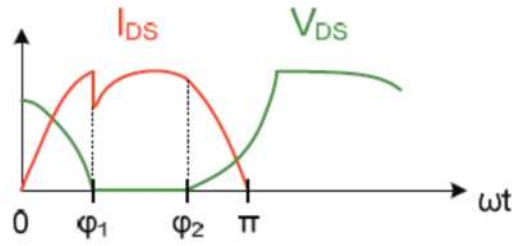


Figure II.7 : Tension et courant de drain pour un PA classe F avec capacité parasite CDS

En dérivant les deux côtés de l'équation III.6 :

$$i_{CDS}(\omega t) = -i_{CDS}(\omega t + \pi) \quad (\text{II.15})$$

Comme montré sur le schéma de la Figure III.6.a, la tension  $v_{DS}(\omega t)$  est égale à la tension en bornes de  $C_{DS}$ . Ceci équivaut à dire que le temps de charge de  $C_{DS}$  est égal à celui de la décharge.

Il est difficile de trouver, de façon analytique, une expression de la puissance dissipée dans  $C_{DS}$ , car celle-ci dépend non seulement des facteurs de qualité des résonateurs mais aussi du modèle de transistor employé. Il est plus simple de procéder par observation des courbes non-idéales de tension et courant de drain de la Figure II.7 [48].  $P_{CDS}$  devient alors :

$$P_{CDS} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\varphi_1} v_{DS}(\omega t) i_{DS}(\omega t) d\omega t + \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi_2}^{\pi} v_{DS}(\omega t) i_{DS}(\omega t) d\omega t \quad (\text{II.16})$$

Ces pertes sont minimisées si la valeur de la capacité  $C_{DS}$  est bien prise en compte lors du dimensionnement du réseau de résonateurs.

### II.2.3 Amplificateurs classe E

Cette topologie fait suite à une série d'études sur l'amélioration du rendement d'un amplificateur de puissance asymétrique (single-ended) par désaccord du réseau de sortie [48]. Elle est, à la base, constituée par un seul élément actif polarisé pour fonctionner en tant que commutateur et un réseau d'éléments passifs. Ce dernier est destiné à empêcher la tension et le courant de collecteur (ou de drain) de se superposer garantissant ainsi un rendement en puissance théoriquement de 100%. Pour ce faire, il existe différentes topologies pour le circuit passif de sortie.

Dans ce paragraphe, nous décrirons les topologies avec capacité et inductance en « shunt » représentées sur les Figure (II.8.a) et Figure (II.8.b) respectivement. Le principe de fonctionnement de la topologie avec capacité en « shunt » est décrit à travers des équations en régime établi. Il en est de même pour celui de la topologie avec inductance « shunt » qui sera décrit brièvement à la fin. Les conditions d'analyse sont similaires à celles des deux classes



d'amplificateurs précédents. Les transistors sont considérés comme des commutateurs idéaux fonctionnant avec un rapport cyclique de 50% et le signal de sortie est purement sinusoïdal.

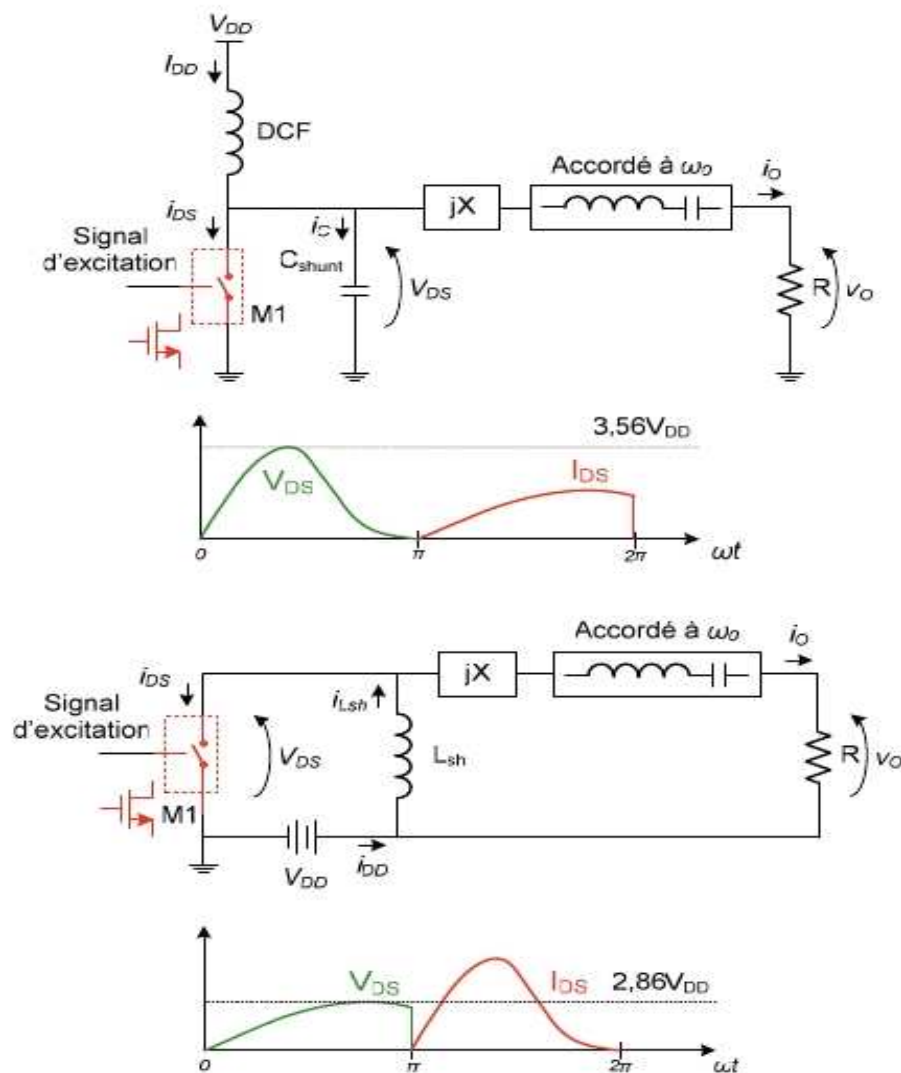


Figure II.8 : Amplificateurs classe E avec a) capacité en shunt et b) inductance en shunt

Pour le circuit de la Figure (II.8.a) la capacité en « shunt »,  $C_{sh}$ , fait partie du réseau de mise en forme de la tension de drain et elle est dimensionnée en prenant en compte la valeur de la capacité parasite  $C_{DS}$  du transistor. Ceci garantit les conditions dites de commutation douce en tension :

$$v_{DS}(\omega t)_{\omega t=\pi} = 0 \quad (\text{II.17})$$

$$\frac{dv_{DS}(\omega t)}{d\omega t} \Big|_{\omega t=\pi} = 0 \quad (\text{II.18})$$

L'équation (II.17) implique que la tension de drain soit nulle au moment de la commutation, c'est-à-dire lorsque le transistor rentre dans la zone saturée,  $\omega t = \pi$  (Figure II.7). L'expression (II.1 exprime le fait que la capacité « shunt » et donc aussi  $C_{DS}$  sont complètement déchargés lorsque le transistor est en régime saturé.

Le courant de drain est égal à :

$$i_{DS}(\omega t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq \omega t < \pi \\ I_{DD} - I_0 \sin(\omega t + \varphi) & \pi \leq \omega t < 2\pi \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

où :

$\varphi$  : déphasage introduit par la réactance X

Lorsque le commutateur est fermé ( $\pi \leq \omega t < 2\pi$ ) il n'existe pas de courant dans la capacité « shunt », mais lorsqu'il est ouvert ( $0 \leq \omega t < \pi$ ) le courant du drain est redirigé vers celle-ci :

$$i_c(\omega t) = \begin{cases} I_{DD} - I_0 \sin(\omega t + \varphi) & (0 \leq \omega t < \pi) \\ 0 & (\pi \leq \omega t < 2\pi) \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

La chute de potentiel au niveau de la capacité, qui est la même que celle sur le drain, devient alors :

$$v_{DS}(\omega t) = \frac{1}{\omega C_{sh}} \int_{\pi}^{\omega t} i_c(\omega t') d\omega t' = \frac{1}{\omega C_{sh}} [I_{DD} \omega t + I_0 \cos(\omega t + \varphi) - I_0 \cos \varphi] \quad (\text{II.21})$$

En prenant en compte la condition (II.17), à  $\omega t = \pi$  l'expression (II.2) devient :

$$0 = \frac{1}{\omega C_{sh}} [\pi I_{DD} - I_0 \cos \varphi - I_0 \cos \varphi] \rightarrow I_{DD} = \frac{2I_0}{\pi} \cos \varphi \quad (\text{II.22})$$

Sachant aussi que toute la puissance DC se retrouve en sortie de l'amplificateur :

$$P_{DC} = I_{DD} V_{DD} = P_{out} = \frac{1}{2} I_0^2 R \rightarrow I_0 = \frac{4V_{DD}}{\pi R} \cos \varphi \quad (\text{II.23})$$

La composante DC du courant est alors égale à :

$$I_{DD} = I_{DC} = \frac{8V_{DD}^2}{\pi^2 R} \cos^2 \varphi \quad (\text{II.24})$$

Et la puissance de sortie égale à :

$$P_{out} = \frac{8V_{DD}^2}{\pi^2 R} \cos^2 \varphi \quad (\text{II.25})$$

En utilisant les expressions (II.23) et (II.24) sur (II.20), le courant traversant la capacité à l'instant  $\omega t = \pi$  devient :

$$i_c(\omega t = \pi) = \frac{4V_{DD}}{\pi R} \cos \varphi \left( \frac{2}{\pi} \cos \varphi + \sin \varphi \right) = 0 \quad (\text{II.26})$$

Soit :

$$\varphi = \arctan \left( -\frac{2}{\pi} \right) = -0,567 \text{ rad} \quad (\text{II.27})$$

Par identité trigonométrique :

$$\sin \varphi = \frac{-2}{\sqrt{\pi^2 + 4}} \quad (\text{II.28})$$

$$\cos \varphi = \frac{\pi}{\sqrt{\pi^2 + 4}} \quad (\text{II.29})$$

Des expressions (II.22) et équation (II.29), on calcule le courant maximum de drain :

$$I_{DS \max} = \left( 1 + \frac{\pi \sqrt{\pi^2 + 4}}{2\pi} \right) I_{DD} = 2,86 I_{DD} \quad (\text{II.30})$$

Et à partir des équations (II.21), (II.22) et (II.27) la tension maximale de drain est égale à :

$$V_{DS \max} = 2\pi \varphi V_{DD} = 3,56 V_{DD} \quad (\text{III.31})$$

L'expression de la contribution normalisée par transistor à la puissance de sortie,  $P_{\max}$  devient alors :

$$P_{\max} = \frac{V_{DD} I_{DC}}{V_{DS \max} I_{DS \max}} = 0.0981 \quad (\text{II.32})$$

En ce que concerne la perte en puissance associée à  $C_{DS}$ , comme pour l'amplificateur classe F, il devient compliqué de la calculer de manière analytique, mais celle-ci est minimisée en prenant en compte  $C_{DS}$  comme élément du réseau passif de sortie du PA.

D'autre part, un amplificateur classe E avec inductance « shunt » utilise une inductance pour emmagasiner de l'énergie sous forme de courant, lequel est libéré lorsque le transistor entre en zone de coupure. Ceci garantit les conditions dites de commutation douce en courant :

$$i_{DS}(\omega t)_{\omega t=2\pi} = 0 \quad (\text{II.33})$$

$$\frac{di_{DS}(\omega t)}{d(\omega t)}_{\omega t=2\pi} = 0 \quad (\text{II.34})$$

La deuxième condition impose que l'inductance soit complètement déchargée lorsque le transistor entre en zone de coupure.

Suivant la même logique d'analyse employée sur le PA en classe E avec capacité « shunt », le courant et la tension de drain suivent les expressions :

$$I_{DS}(\omega t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq \omega t < \pi \\ \frac{V_{DD}}{\omega L_{sh}} \left[ \omega t - \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2 \sin(\varphi)} \sin(\omega t + \varphi) \right] & \pi \leq \omega t < 2\pi \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

$$V_{DS}(\omega t) = \begin{cases} V_{DD} \left[ 1 + \frac{\pi \cos(\omega t + \varphi)}{2 \cos(\varphi)} \right] & 0 \leq \omega t < \pi \\ 0 & \pi \leq \omega t < 2\pi \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

Le courant et la tension maximaux sur le drain du transistor sont donnés par :

$$I_{DSmax} = -2\pi\varphi I_{DD} = 3,56 I_{DD} \quad (\text{II.37})$$

$$V_{DSmax} = \left( 1 + \frac{\pi \sqrt{\pi^2 + 4}}{2\pi} \right) V_{DD} = 2,86 V_{DD} \quad (\text{II.38})$$

Alors la valeur de  $P_{max}$  reste la même que celle du PA classe E avec capacité « shunt », c'est-à-dire :

$$P_{max} = \frac{V_{DD} I_{DC}}{V_{DSmax} I_{DSmax}} = 0.0981 \quad (\text{II.39})$$

La conception d'un PA classe E avec inductance « shunt » [50] à la différence de celle d'un amplificateur utilisant une capacité « shunt », ne prend pas en compte la capacité parasite du transistor  $C_{DS}$ . Un transistor idéal fonctionnant en tant que commutateur peut satisfaire les conditions exprimées par les équations (II.32) et (II.34), mais si on ajoute une capacité de sortie à ce transistor, il faut que celui-ci satisfasse aussi les conditions exprimées par les équations (II.17) et (II.18), ceci devient impossible en garantissant un rendement de 100%, comme il a été démontré en [51]. Les pertes en puissance dues à  $C_{DS}$  sont proportionnelles à la fréquence de fonctionnement. Par conséquent, ces pertes deviennent prohibitives (excessives) lorsque la fréquence atteint l'ordre du GHz.

## II.6. Comparaison quantitative et qualitative

Le Tableau II.1 résume les caractéristiques opératives des principales classes de fonctionnement de PA décrites dans ce chapitre. Les données présentées correspondent aux conditions suivantes : utilisation d'un commutateur idéal avec un rapport cyclique de 50% et signal de sortie sinusoïdal.

Classe	$n_M^{(1)}$	Version	$\eta(\%)$	$V_{Dmax}^{(2)}$	$I_{Dmax}^{(2)}$	$P_{max}^{(2)}$	$V_{DS}$ prise en compte
A	1	dissymétrique	50	2	2	1/8	$\pm$
B	1	dissymétrique	78,5	2	$\pi$	1/8	$\pm$
C	1	dissymétrique (angle de conduction : $\pi < \theta < 0$ )	79,3- 99,9	2-4	3.8-5.27	0.0124- 0.003	$\pm$
D	2	VMCD	100	1	$\pi$	1/ $\pi$	-
D	2	CMCD	100	$\pi$	1	1/ $\pi$	$\pm$
E	1	dissymétrique avec capacité en shunt	100	3,56	2.86	0.0981	+
E	1	dissymétrique avec inductance en shunt	100	2,86	3.56	0.0981	-
F	1	dissymétrique (3 <sup>ème</sup> harmonique)	88,4	1	$\pi$	9/64	$\pm$
F <sup>-1</sup>	1	dissymétrique (2 <sup>ème</sup> harmonique)	84,9	8/3	2	1/2 $\pi$	$\pm$

<sup>(1)</sup> Nombre minimum de composants actifs utilisés dans la topologie du circuit

<sup>(2)</sup> Normalisé par rapport à la tension et/ou courant DC ( $V_{DD}$ ,  $I_{DD}$ )

Tableau II.2 : Caractéristiques opératives des amplificateurs de puissance [27]

La dernière colonne du Tableau II.2 reflète le niveau de prise en compte de la capacité parasite  $C_{DS}$  dans la conception du PA. Le symbole « + » indique que le dimensionnement des différents éléments du PA se fait, dès la conception, en prenant en compte la valeur de  $C_{DS}$ . Le symbole «  $\pm$  » indique que les équations de conception ne prennent pas en compte la valeur de  $C_{DS}$  mais que les éléments du PA ainsi dimensionnés peuvent être modifiés pour le faire. Finalement le symbole « - » implique que la capacité  $C_{DS}$  ne peut pas être prise en compte sans entraîner une modification de la topologie initiale du PA.

Par ailleurs, il existe un nombre élevé de topologies fonctionnant en classe commutée (DE, E,

E/F, F, G, H, J, M, S, etc.) proposées par différents auteurs, toutes fondées en une sorte d'ingénierie des harmoniques, ceci consiste à travailler les diverses composantes harmoniques du signal de drain afin d'obtenir le rendement le plus élevé possible. Elles se différencient aussi par les moyens employés pour minimiser ou non la perte de puissance due à la capacité parasite de sortie du transistor.

Notre choix se porte donc assez naturellement sur la topologie classe E avec capacité en «shunt ». Cette topologie reste simple, en employant un seul transistor et un nombre assez limité d'éléments passifs avec des facteurs de qualité utilisés dans des solutions intégrées.

Mais ce choix impose des contraintes sur la technologie de réalisation, ainsi le transistor doit être en mesure de supporter une tension de drain 3,56 fois supérieure à celle de la source  $V_{DD}$ , tout en garantissant une fréquence de transition ( $f_T$ ) élevée [22].

### C. *Suppositions et Simplifications*

Certaines suppositions et limitations simplifient l'analyse de conception. D'abord, l'effet des non-idéalités sur la forme des ondes de commutation sera assumé pour être petit pour que la perte de conduction  $P_{cond}$  puisse être calculée utilisant la valeur efficace de courant  $I_{RMS}$  pour le cas d'un commutateur idéal

$$P_{cond} \approx I_{RMS}^2 R_{on} \quad (II.40)$$

L'utilisation de ceci et la supposition des conditions de commutation ZVS sont respectées pour qu'aucune perte de décharge n'arrive, le rendement de drain d'évacuation peut être calculé

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} = \frac{P_{DC} - P_{cond}}{P_{DC}} \approx 1 - \frac{I_{RMS}^2 R_{on}}{V_{DC} I_{DC}} \quad (II.41)$$

Où  $P_{out}$  est la puissance de sortie,  $V_{DC}$  est la tension dc de drain et  $I_{DC}$  est le courant dc de drain. En utilisant cette approximation de rendement, le rendement supplémentaire de puissance (the power-added efficiency) (PAE) est

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} \approx \left(1 - \frac{P_{in}}{P_{DC}}\right) \left(1 - \frac{I_{RMS}^2 R_{on}}{V_{DC} I_{DC}}\right) \quad (II.42)$$

Où les facteurs de forme d'onde ont été représentés comme :

$$P_V \equiv \frac{V_{Pk}}{V_{DC}} \quad (II.43)$$

$$F_I \equiv \frac{I_{RMS}}{I_{DC}} \quad (II.44)$$

$$F_C \equiv \frac{P_{out}}{\frac{V_{DC}^2}{Z_C}} \quad (II.45)$$

Aussi le gain d'amplificateur dans ce cas est :

$$G = \left( \frac{\omega_0 \bar{C}_{out} V_{Pk}^2}{\bar{P}_{in}} \right) \left( \frac{F_C}{F_V^2} \right) \quad (II.46)$$

### II.7. Amplificateur hybride classe E/F

La nouvelle famille d'amplificateurs classe E/F proposé par Kee et al. Comme son nom l'indique est une méthode permettant de réaliser une adaptation (contrôle d'harmonique) hybride entre la classe E et la classe F<sup>1</sup>. C'est une combinaison faisant intervenir la commutation douce d'amplificateurs de classe E et le contrôle d'harmonique d'amplificateurs classe F<sup>1</sup>. La classe F<sup>1</sup> étant un choix naturel pour qu'un amplificateur hybride fonction en ZVS puisque les formes d'onde idéales de cette classe sont ZVS à la différence de la classe F qui présente des discontinuités de formes d'onde de tension en cas de commutation dans le cas idéal [27].

La classe E/F est avantageuse par rapport aux deux types précités en termes de rendement et de puissance de sortie. Plusieurs familles de Classe E/F sont développées: à titre d'exemple, Classe E/F<sub>2</sub>, Classe E/F<sub>2,3,4</sub>, Classe E/F<sub>odd</sub>, Classe E/F<sub>odd,2</sub>, etc. La Classe E/F<sub>x</sub> représente le mode hybride. L'indice x indique le nombre des harmoniques du classe F<sup>1</sup>.

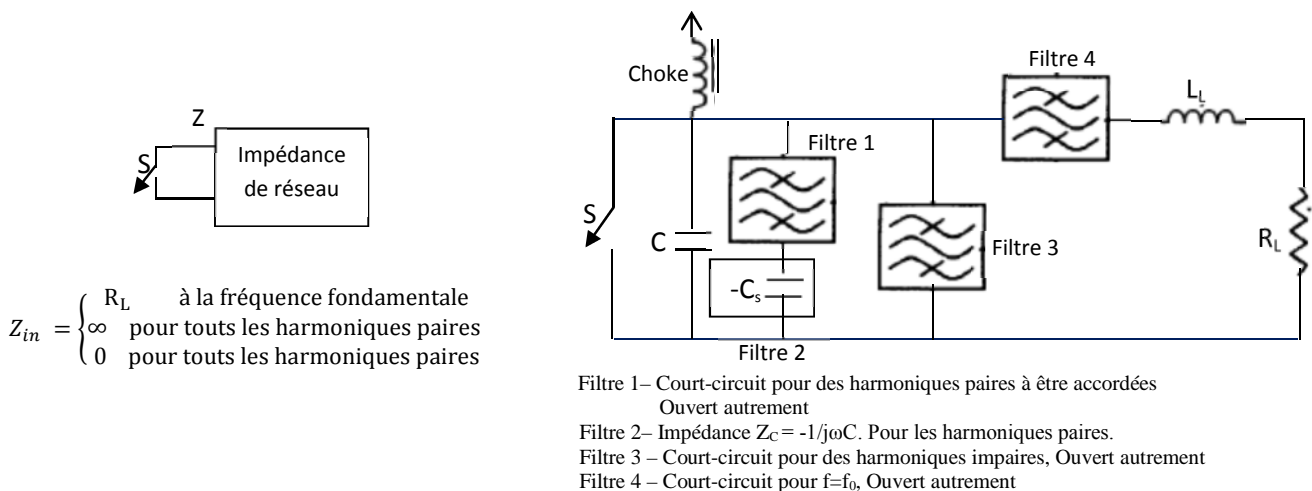


Figure II. 9 .Schéma Bloc d'une nouvelle topologie d'un convertisseur hybride classe E/F.

Cette technique peut être utilisée pour produire différents contrôles d'harmoniques (tuning harmonics) selon lesquels les circuits associés sont accordés comme la classe  $F^{-1}$  et, ainsi, une convention de dénomination est exigée pour se différencier entre eux. Les noms utilisés ont en ceci de forme de Classe  $E/F_{n1, n2, n3, \dots}$ , où les indices numériques indiquent les nombre des harmoniques accordées du classe  $F^{-1}$ .

### II.7.1. Amplificateur classe $E/F_3$

La nouvelle topologie de circuit d'un amplificateur hybride peut être implantée dans une variété de circuits. Des dispositifs actifs simples comme montré dans la figure 4 peuvent être utilisés pour mettre en œuvre des conceptions d'un amplificateur  $E/F$  dans une façon directe. Par exemple, pour construire un amplificateur  $E/F_3$ , un circuit comme montré dans la figure 9B peut être employé. Le circuit consiste en dispositif actif en parallèle avec une capacité shunt  $C_s$ , auquel sont connectée une série de résonateur LC accordé pour court-circuiter la troisième harmonique et une charge inductive, par une deuxième série LC le résonateur accordé pour résonner à la fréquence fondamentale. La charge inductive consiste avec une résistance  $R_L$  et un inducteur  $L_L$ . Un étouffement (choke) fait la connexion à l'alimentation dc. Ainsi le circuit satisfait les conditions d' $E/F_3$  en fournissant au commutateur un court-circuitant à la troisième harmonique, une charge inductive aux impédances fondamentales et capacitives aux harmoniques restantes [27], [28], [29].

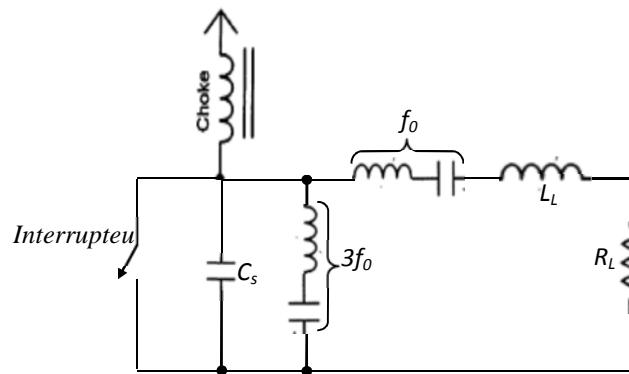


Figure. II. 9.B : Schéma d'une implantation d'un nouvel amplificateur classe  $E/F_3$  utilisant deux résonateurs pour réaliser le réglage d'accord harmonique.



### II.7.2. Amplificateur classe E/F<sub>2,3</sub>

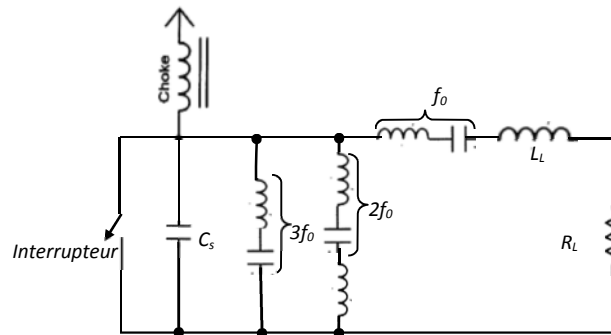


Figure. II.9.C : Schéma d'une implantation préférée d'un nouvel amplificateur classe E/F<sub>2,3</sub> utilisant des résonateurs pour réaliser le réglage d'accord harmonique.

	$f_0$	$2f_0$	$3f_0$	$4f_0$	$5f_0$
<b>E</b>					
<b>E/F<sub>3</sub></b>			short		
<b>E/F<sub>2,3</sub></b>		open	short		
<b>E/F<sub>2,4</sub></b>		open		open	
<b>E/F<sub>3,4</sub></b>			short	open	
<b>F<sup>-1</sup></b>		open	short	open	short

Tableau II.3 : Les spécifications d'impédance de plusieurs amplificateurs de classe E/F [27].

Quelques exemples de formes d'onde de convertisseur E/F sont illustrés dans la figure II.10. Ces formes d'onde contiennent des caractéristiques des deux classes d'amplificateurs; classe E et classe F<sup>1</sup>. Comme la classe E, la forme d'onde de tension commute à tension nulle et à pente de tension zéro, tandis que la forme d'onde de courant possède une discontinuité à la commutation off comme est exigé dans un amplificateur ZVS [28]. Les formes d'onde pour les petits nombres d'harmoniques ont disposition à ressembler à la classe E et, plus le nombre d'harmoniques augmente, la ressemblance à la classe augmente. Les harmoniques d'ordres inférieurs ont le plus grand effet, les harmoniques paires tendent à affecter la forme d'onde du courant alors que les harmoniques impairs affectent plus la forme d'onde de tension.

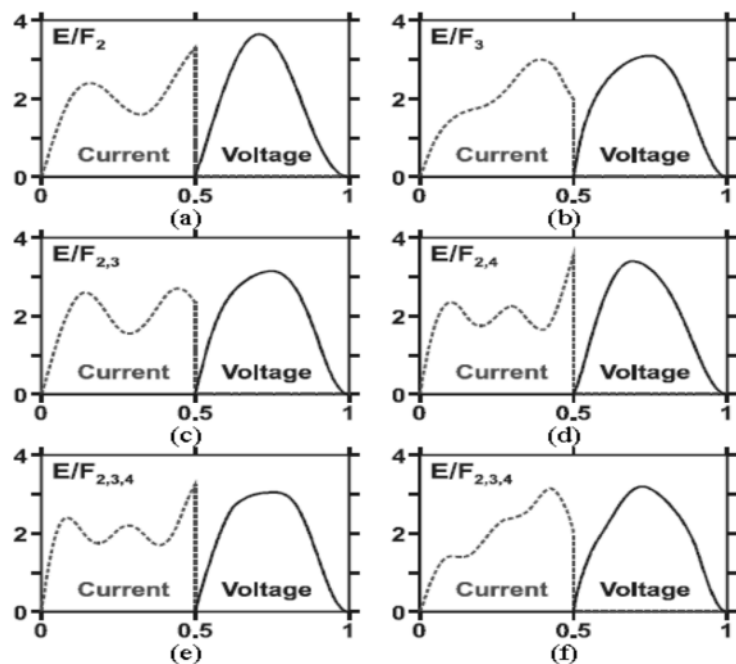


Figure II. 10. Formes d'onde d'un amplificateur Classe E/F [27]:

- (a) Classe E/F<sub>2</sub>, (b) Classe E/F<sub>3</sub>, (c) Classe E/F<sub>2,3</sub>, (d) Classe E/F<sub>2,4</sub>,  
 (e) Classe E/F<sub>2,3,4</sub>, (f) Classe E/F<sub>3,5</sub>.

Les formes d'onde sont normalisées à la tension et courant dc. Le temps est normalisé à la période de commutation.

## II.7. Amplificateurs Push-Pull Classe E/F<sub>odd</sub>

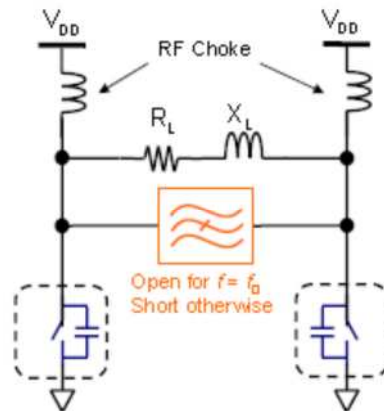


Figure II.11 : Schéma d'une implantation préférée d'un nouvel amplificateur classe E/F<sub>odd</sub> utilisant la configuration Push-Pull.

### II.7.1 Théorie de fonctionnement:

Un amplificateur classe E/F se compose de deux transistors travaillant en configuration push-pull.

- Deux transistors exploités comme deux commutateurs dans une paire de push-pull.
- Haute impédance du circuit résonant à la fréquence fondamentale entre les commutateurs.
- La charge est accordée légèrement inductif pour réaliser la commutation à tension zéro (ZVS).
- Terminez des harmoniques impaires en raison de la configuration de push-pull.
- Combine les avantages d'Amplificateur de Classe E et Amplificateur Classe F<sup>-1</sup>
  - Commutation à tension nulle
  - Tension de pic minimum
  - Courant RMS minimum
  - Simple et Compact

### II.7.2 Amplificateur de Puissance Classe E/F<sub>odd,2</sub> type Push-Pull

Le transformateur actif distribué (DAT) est proposé comme une façon efficace de combiner la puissance de sortie d'amplificateurs push-pull en connectant le circuit secondaire de transformateur couplé 1:1 en série. Il fournit aussi chaque transistor la transformation d'impédance de sortie pour augmenter la puissance disponible du dispositif donné [32], [33].

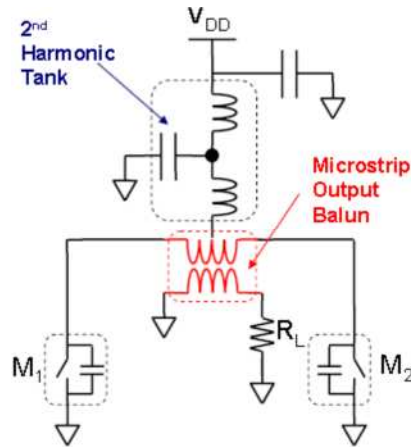


Figure II. 12. Schéma d'un amplificateur classe E/ $F_{\text{odd}}$  utilisant la configuration Push-Pull ou la charge est couplée avec le circuit de convertisseur via un transformateur.

- Le circuit coté drain est utilisée comme un circuit supplémentaire 2<sup>ème</sup> harmonique (2<sup>nd</sup> harmonic tank) qui forme des ondes de courant pour minimiser le courant efficace RMS.
- Exige l'apport entré-sortie baluns pour l'apport coaxial et la sortie [32].
  - Compact
  - Faible Perte
  - Géométrie plate

## II.8. Conclusion

Les formidables progrès réalisés ces dernières décennies en électronique de puissance ont été rendus possibles par les progrès des procédés technologiques de traitement du silicium. Aujourd'hui, les limites imposées par les propriétés intrinsèques du silicium au développement de l'électronique de puissance ouvrent la voie au développement de nouvelles technologies, notamment basées sur l'utilisation des matériaux à large bande interdite. Parmi ces derniers, le diamant présente les propriétés les plus prometteuses; il constitue donc un candidat idéal pour la réalisation de composants de puissance permettant de repousser les compromis actuels.

Ce chapitre propose des critères de choix en fonction de la tension de polarisation de drain et du taux de compression de gain.

Une analyse comparative des classes de convertisseur fonctionnement à haut fréquence appliquée à un transistor de puissance a été faite.

Les amplificateurs en classe F et F<sup>-1</sup> présentent l'avantage de leur simplicité de conception qui de plus permet de prendre en compte C<sub>DS</sub>. Par contre, une conception avec des éléments discrets serait difficilement envisageable au niveau intégration en raison du faible facteur de qualité des éléments passifs discrets intégrés.

## Chapitre III

### Couplage Alimentation-Applicateur (Plasma)

#### III.1. Introduction

Dès les années 60, les premières torches industrielles apparaissent sur le marché en France et aux États-Unis. Les puissances accessibles vont de 20 à 120 kW, la plage de fréquence s'étalant alors entre 3 et 8 MHz. Le rendement global de telles installations se situe autour de 40 %. Étant donné les prix des produits actuellement issus de cette technique, le rendement énergétique et, par conséquent, le coût de cette énergie n'a qu'un faible poids dans le choix de la technologie.

L'alimentation électrique à fréquence élevée est réalisée par un générateur à lampe (triode) dont le rendement propre de conversion de fréquence ne dépasse pas 65 %. L'arrivée sur le marché de l'induction, il y a presque 10 ans, des générateurs transistorisés de forte puissance et de haute fréquence, présentant des rendements de 85 à 90 %, a permis de rendre le plasma inductif plus compétitif. La plage de fonctionnement de ce type de générateur se situait jadis autour de 50 à 200 kHz, puis plus récemment jusqu'à 400kHz, voire même 800 kHz et plus de 1MHz [4]. La recherche de performances élevées dans les convertisseurs statiques a suscité de nombreuses études tant dans les domaines de pointe (électronique spatiale) que dans les domaines industriels (haute tension).

Ces études mènent généralement à des structures fonctionnant en haute tension, pour améliorer le rendement, et en haute fréquence pour augmenter la puissance massique. Dans le cas où un isolement galvanique est nécessaire, le transformateur de liaison bénéficie de la réduction de taille due à la haute fréquence. Ce même transformateur devient aussi indispensable dès qu'un rapport de tension très important doit être créé entre les tensions d'entrée et de sortie (chargeur de batteries ou générateur HT à partir du réseau industriel par exemple).

La haute fréquence et le rendement élevé sont cependant difficilement compatibles en raison des pertes par commutation des semi-conducteurs. Aussi de nombreux travaux ont porté sur des améliorations de la commutation dans ces convertisseurs.

L'utilisation de circuits accordés classe E, E/F, fonctionnant au voisinage de leur fréquence de résonance, apporte d'une part des commutations intéressantes et d'autre part une possibilité de réglage de puissance par variation du déphasage relatif courant-tension [6].

### III.2 Alimentation de plasma

#### 2.1 Analyse du schéma d'un générateur haute fréquence.

Un générateur radiofréquence comprend un étage haut tension et un étage haut fréquence équipé d'une triode ou d'un semi-conducteur (thyristor ou transistor) (Figure III.1).

L'étage haut tension est alimenté en courant triphasé 380 V. Un transformateur haut tension suivi d'un redresseur hexaphasé à diode fournit la haute tension continue nécessaire au fonctionnement du circuit oscillant. Le variateur de tension permet à l'opérateur de modifier la puissance. Une self de filtrage atténue les modulations périodiques de la tension subsistant à la sortie du redresseur. Cette haute tension permet de polariser la triode d'un circuit oscillant auto oscillateur [34].

L'étage haut fréquence comprend une lampe triode dont l'anode est refroidie par circulation d'eau. La grille est polarisée automatiquement par une résistance.

La perte énergétique dans le circuit électrique est essentiellement due à la présence de cette triode. Environ 25% à 30 % de la puissance appliquée à la triode est éliminée par la circulation d'eau. Une perte par effet Joule au niveau de la grille ( $R_{\text{grill}} = 1100 \Omega$ , échauffement jusqu'à environ 1000 °C) doit également être prise en compte dans le bilan énergétique. Elle est néanmoins limitée à quelques pourcents. On peut signaler que les études développés sur les convertisseurs à transistors, permettent de proposer des générateurs dont les pertes que nous venons d'évoquer se limitent à 2 %.

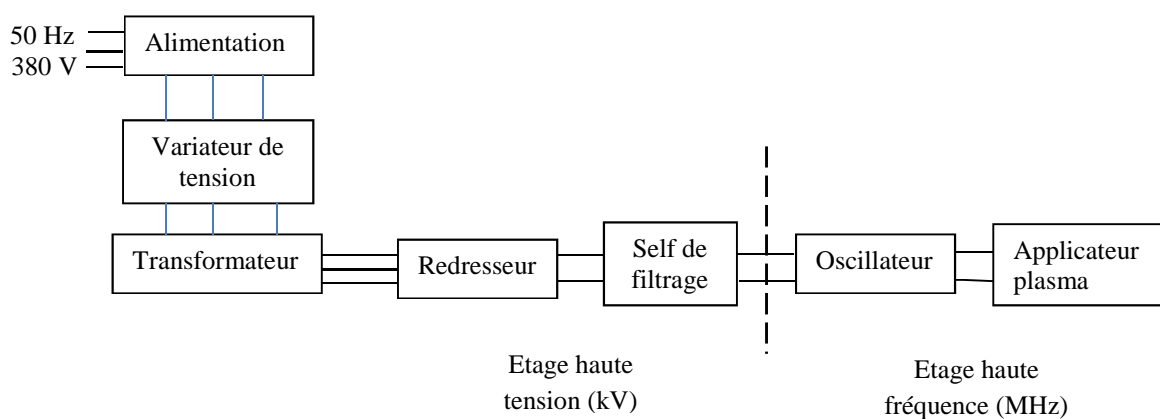


Figure III.1 : Schéma électrique d'un générateur haute fréquence.

Le dispositif de génération de plasma contenant un résonateur inductif capacitif apte à produire une haute tension, des moyens de génération d'un train d'impulsions de commande haute fréquence, et une génération de tension comprenant un transistor de commutation dont l'électrode de commande est reliée à la sortie qui est capable de délivrer un train d'impulsions de tension au résonateur en réponse au train d'impulsion de commande reçues sur l'électrode de commande du transistor de commutation.

L'invention concerne les générateurs haute tension classe E et plus particulièrement la suppression des surtensions aux bornes du transistor de commutation d'un tel générateur.

### III.2.2. Onduleur classe E pour plasma inductif.

#### 2.2.1 Configuration de système

La figure 2 montre la configuration de système à résonance série-parallèle (LCL) classe E pour le générateur à plasma inductif (ICP). Il se compose d'un ou plusieurs interrupteurs (MOSFET IRFP 450) raccordé avec la capacité parasite et une diode de roue libre. Le circuit équivalent de charge a été construit par le condensateur d'adaptation, en correspondant au transformateur et au réacteur de plasma. La charge est modélisée par l'impédance équivalente qui est variée pendant l'échauffement du système [7].

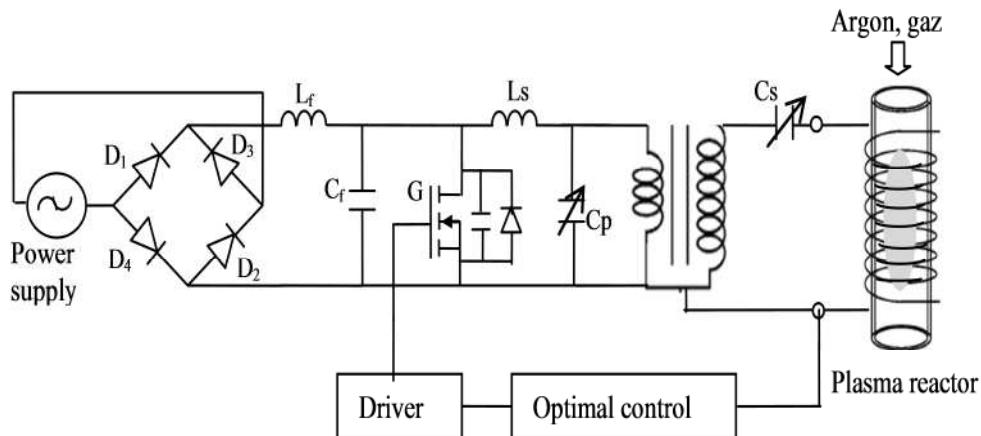


Figure III.2 : Onduleur classe E pour plasma inductif.



### III.3 Modélisation du transformateur en HF

#### III.3.1. Constitution d'un transformateur

D'une manière générale, le circuit associé à un transformateur HF sans perte à deux enroulements se compose d'une partie magnétique et d'une partie capacitive. Cela se traduit par une « matrice inductance », permettant la circulation des courants de puissance et d'une partie électrostatique, représentée par la « matrice capacité » connectée en parallèle. La partie électrostatique du transformateur est le chemin de propagation idéal pour les courants parasites HF. La Figure 3 représente le transformateur à deux enroulements avec sa partie magnétique et sa partie électrostatique.

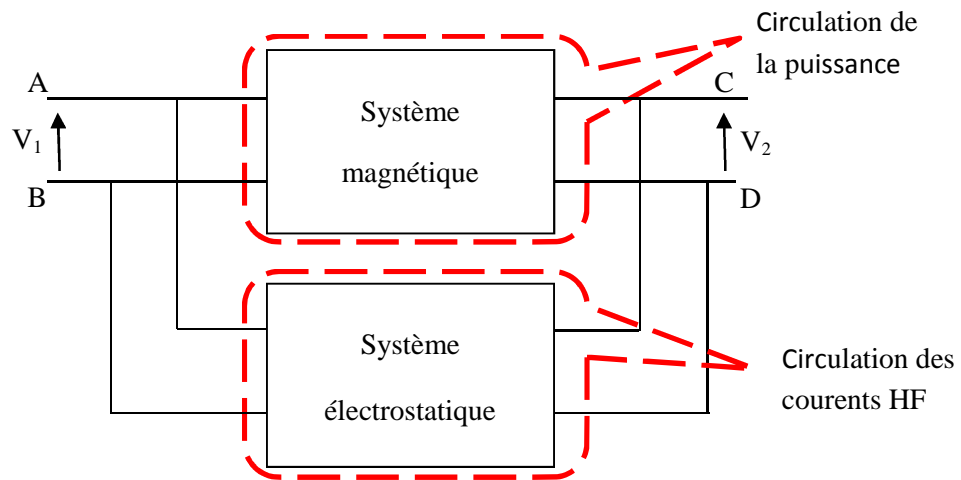


Figure III.3 : Association des systèmes magnétique et électrostatique Pour un transformateur à deux enroulements

#### 1.3.2. Le système magnétique

Le circuit équivalent en BF d'un transformateur à deux enroulements peut être représenté, sur la Figure 4, par une inductance magnétisante  $L_p$ , une inductance de fuite  $L_s$  et un rapport de transformation. Le schéma complet se caractérise par trois valeurs, lesquelles se déduisent de trois mesures, Figure 5, Figure 6 et Figure 7.

$L_{02}$  est l'impédance vue du secondaire, le primaire étant à vide,  $L_p$  l'impédance vue du primaire, le secondaire étant à vide et  $L_s$  l'impédance vue du secondaire lorsque le primaire est en court-circuit.  $L_p$  et  $L_s$  se mesurent directement et se déduit de trois mesures d'inductance sous réserve qu'une mesure complémentaire nous indique le signe.

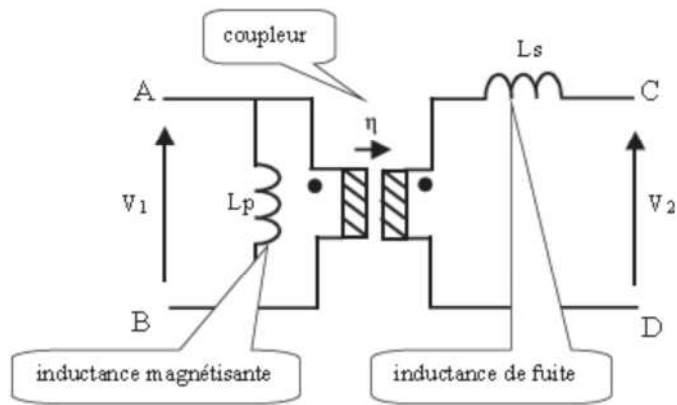


Figure III.4 : Couplage magnétique complet d'un transformateur à deux enroulements

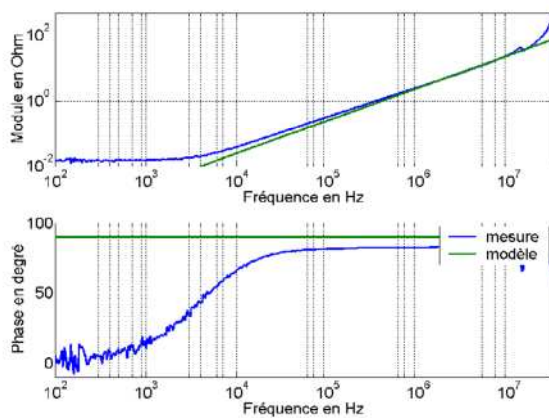


Figure III.5 : Impédance vue du secondaire, primaire en court-circuit  $L_S=400\text{nH}$

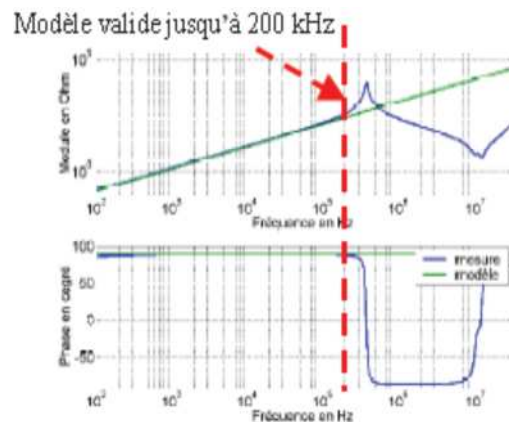


Figure III.6 : Impédance transfo à vide vue du secondaire  $L_{02}=230\mu\text{H}$

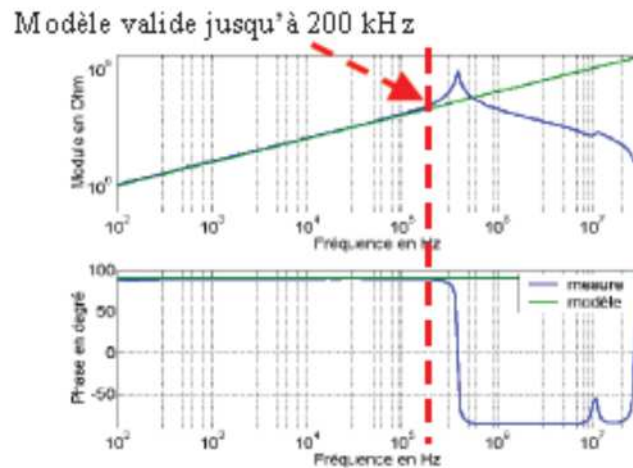


Figure III.7 : Impédance transformateur à vide vue du primaire  $L_P=1,4\text{mH}$  [25]

$$\text{Rapport de transformation } \delta = \sqrt{\frac{L_{02} - L_S}{L_P}} = 0.41$$

Notre domaine d'utilisation du transformateur dans l'outil de simulation est 150 kHz-30 MHz.

Or, d'après les prises de mesures d'impédance à vide, nous voyons que le modèle avec les inductances seules est valable jusqu'aux alentours de 180 kHz. Nous nous retrouvons avec un transformateur ayant un comportement capacitif au-delà de cette fréquence. Il faut donc prendre en compte le couplage électrostatique permettant de mieux définir le modèle HF du transformateur en mode conduit.

### III.2.3. Le système électrostatique

Afin de prendre en considération le comportement haute fréquence du transformateur, nous nous sommes intéressés à deux modèles de transformateurs développés en HF. Ces deux modèles se distinguent par leur limitation en fréquence. Le premier modèle, à trois capacités, est un modèle assez simple mais limité en fréquence. Le deuxième modèle compte six capacités et fournit une meilleure précision.

#### III.2.3.1. Modèle électrostatique à 3 capacités

Le modèle électrostatique simplifié du transformateur à deux enroulements se caractérise par six composantes réparties entre le couplage magnétique et le couplage électrostatique. Sa représentation est donnée Figure 8 [25]. Les trois constantes magnétiques sont maintenant connues. C'est l'inductance magnétisante  $L_p$ , le rapport de transformation et l'inductance de fuite  $L_s$  vus précédemment.

Donc,  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_3$  sont les nouvelles composantes à calculer et à implanter dans le modèle à 3 capacités. Nous procédons à différentes mesures, lesquelles sont indiquées dans le TABLEAU I. Normalement, seules trois mesures,  $C_{m1}$ ,  $C_{m2}$  et  $C_{m3}$ , suffisent à trouver les trois capacités parasites  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_3$ . Les résultats de mesure sont représentés Figure 10, Figure 11 et Figure 12. La quatrième mesure,  $C_{m0}$ , valide l'ensemble des valeurs des capacités trouvées, Figure 9.

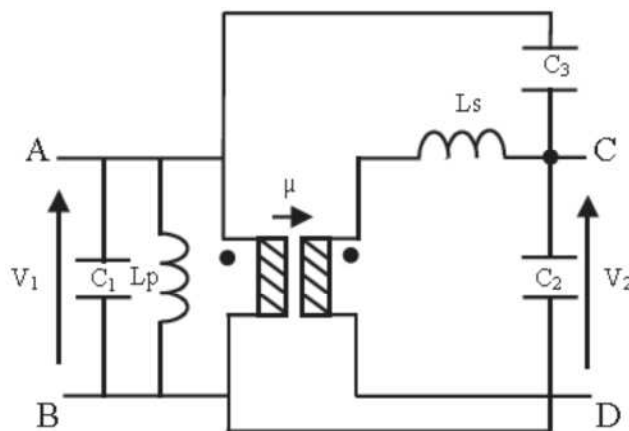


Figure III. 8 : Représentation du transformateur à trois capacités

Les fréquences de résonance,  $F_{r1}$ ,  $F_{r2}$  et  $F_{r3}$ , qui résultent des circuits R-L-C série, se situent en dessous du Méga Hertz. Toutes les trois mènent à une valeur de capacité :

Les expressions de  $C_{m1}$ ,  $C_{m2}$  et  $C_{m3}$  suffisent à la détermination de  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_3$ . La valeur de  $C_{m0}$  permet ensuite de tester la cohérence des valeurs des capacités trouvées.

$$C_{m0} = C_2 + C_3 \quad C_{m1} = C_1 + \frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3} \quad C_{m2} = C_1 + C_3 \quad C_{m3} = C_1 + C_2$$

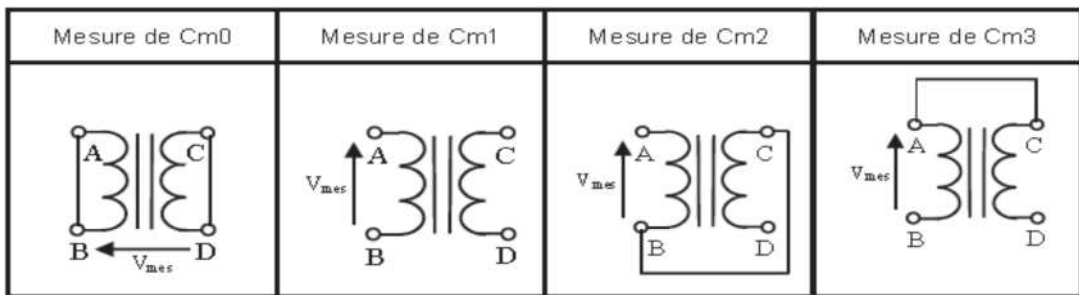


Tableau III. 1 : Configuration de mesures associées à un regroupement de capacités parasites

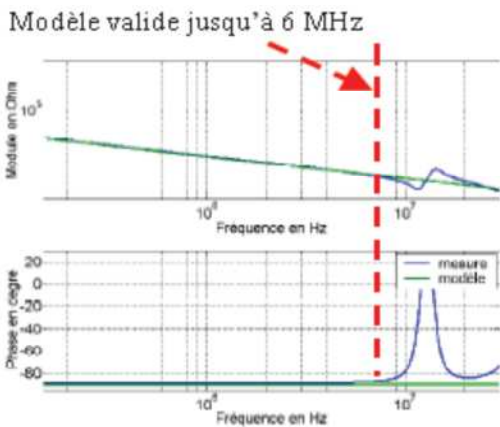


Figure III.9 : Mesure de l'impédance inter enroulement  $C_{m0}=178$  pF.

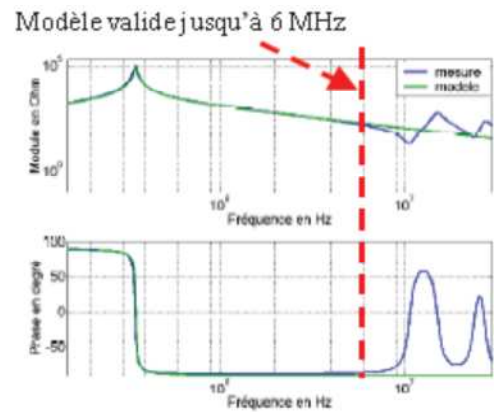


Figure III.11 : Mesure de l'impédance liée à  $C_{m0}$ , à  $C_{m2}$ ,  $C_{m2}=150$  pF

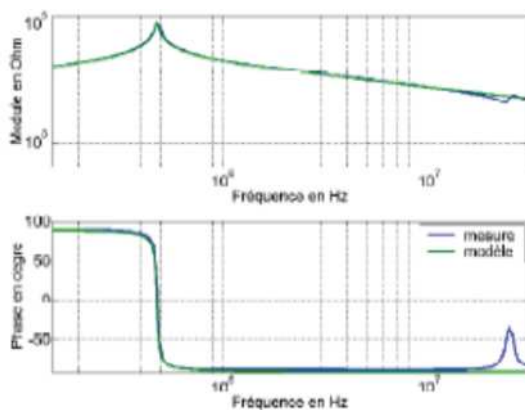


Figure III.10 : Mesure de l'impédance liée à  $C_{m1}$ ,  $C_{m1}=60$  pF

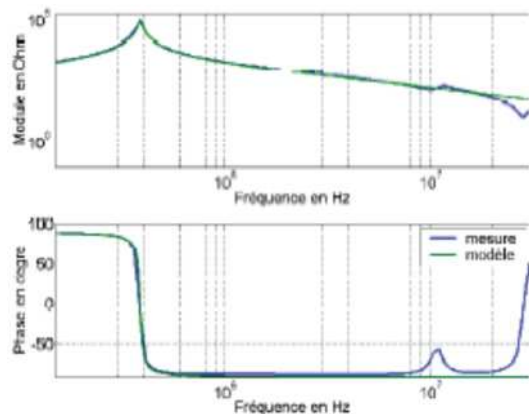


Figure III.12 : Mesure de l'impédance liée à  $C_{m3}$ ,  $C_{m3}=80$  pF

$C_{m0}$  permet de déduire la somme de deux capacités du transformateur. Nous trouvons une erreur de 2pF avec la mesure complémentaire de  $C_{m0}$ , celle-ci confirme donc les valeurs trouvées des trois capacités : résultats des mesures :  $C_1=25$  pF,  $C_2=55$  pF,  $C_3=125$  pF

**Limite du modèle du transformateur à 3 capacités**

La limitation en fréquence du modèle à trois capacités se situe en moyenne fréquence d’après les valeurs des impédances inter-enroulements. En effet, en comparant les modèles aux mesures sur les Figure 9 et Figure 11, nous voyons qu’il y a une dispersion des points au-dessus de 6 MHz.

**3.2 .2. Modèle électrostatique complet**

Dans le modèle électrostatique complet, six capacités sont nécessaires. Elles sont reportées sur la Figure 13. L’implantation choisie facilite le passage de la représentation simplifiée à la représentation complète de (Blache et Cogitore), [25]. Cette disposition des capacités met en évidence le rôle de l’inductance de fuite. En basse fréquence, les capacités 5 et 6 apparaissent en parallèle, de même que 2 et 3. Ainsi, cette topologie permet de réutiliser les valeurs trouvées lors de la caractérisation simplifiée au moyen des relations suivantes :  $\gamma_1=C_1$ ,  $\gamma_6=C_2$  et  $\gamma_3=C_3$ .

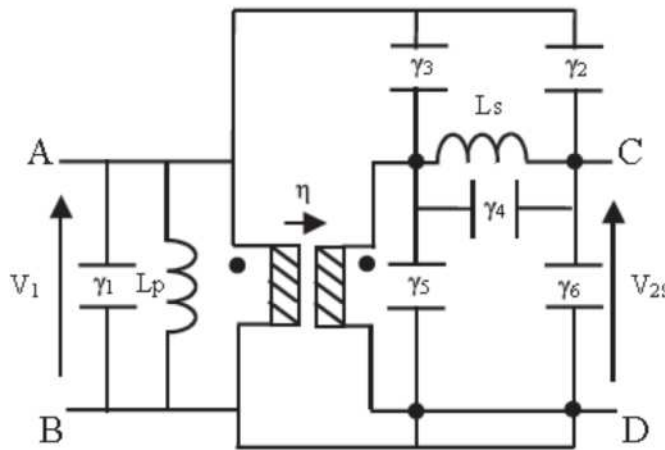


Figure III.13 : Schéma équivalent HF complet d’un transformateur sans perte à deux Enroulements

Trois nouvelles mesures,  $C_{m4}$ ,  $C_{m5}$  et  $C_{m6}$ , doivent être effectuées afin de trouver l’ensemble des capacités. Elles sont définies sur le TABLEAU II et le TABLEAU III.

Mesure de Cm4	Mesure de Cm5	Mesure de Cm6

TABLEAU III.2: Configuration des mesures associées à un regroupement de capacités parasites

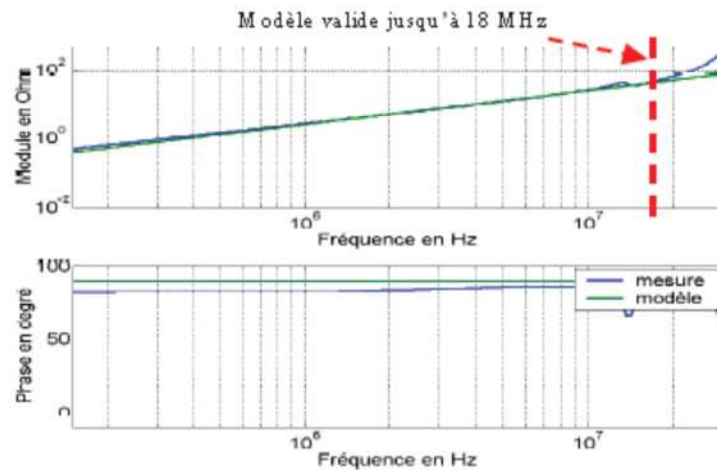


Figure III.14. Mesure de l'impédance liée à  $C_{m4}$

Les valeurs suivantes sont obtenues :

$C_1=25$  pF,  $C_2=2894$  pF,  $C_3=-2769$  pF,  $C_4=192$  pF,  $C_5=-2801$ pF,  $C_6=2856$  pF.

Avec le modèle complet du transformateur, les résultats de la Figure (14) concordent jusqu'aux alentours de 18 MHz. Nous gagnons donc 12 MHz sur le modèle simplifié.

### III.3.6 Suppression du couplage magnétique

Le couplage magnétique permet le transfert de l'énergie du primaire au secondaire. Il est le résultat d'un flux magnétique, donc d'un circuit magnétique. Le comportement du transformateur change d'état après 200 kHz (Figure 6). Au-delà de cette fréquence, le transformateur a un comportement capacitif, le couplage magnétique est inexistant [25].

### III.4. Fonctionnement d'un onduleur résonant de classe E

Nous avons ainsi considéré les amplificateurs de classe E ou les onduleurs “ *inverters* ” avec un transistor à effet de champ “ *MOSFET* ” dont l’utilisation prend de l’importance dans divers domaines [6]. Nous avons choisi d’étudier un système avec un transistor de type IRFP460. La fréquence du signal de commande est imposée par les caractéristiques du réacteur et peut être éventuellement variée manuellement ou par un signal d’asservissement au voisinage d’une valeur  $f_0$ . A la fréquence de résonance choisie  $f_r$  du système l’impédance présentée par la charge est résistive.

Mais elle est capacitive pour  $f_0 < f_r$ , inductive pour  $f_r < f_0 < f_{anr}$  et  $f_{anr} < f_0$ ,  $f_{anr}$  est la fréquence d’antirésonance.

Un onduleur à résonance classe E de topologie particulièrement adapté pour un fonctionnement à haute fréquence en raison de sa faible perte de commutation [8]. Le point important d'un onduleur classe E à résonance est l'évolution de la capacité C après l'interrupteur ‘S’ est éteint. Afin de minimiser les pertes de commutation, le transistor S doit être ouvert alors que la diode D est en conduction, ce qui permet de minimiser les pertes de commutation, le transistor S doit être fermé alors que la diode D est en conduction, ce qui permet une commutation à tension nulle. Condensateur C fonctionne également comme une déviation amortisseur (comme un circuit d’aide à la commutation ‘snubber’), ce qui réduit les pertes de commutation. Le commutateur doit fonctionner avec des commutations ZVS. Ne pas le faire se traduira sur le condensateur se déchargeant à travers l'interrupteur principal augmentant ainsi son tour sur les pertes fortement. L'onde de tension appliquée au circuit de résonance a un fort contenu harmonique.

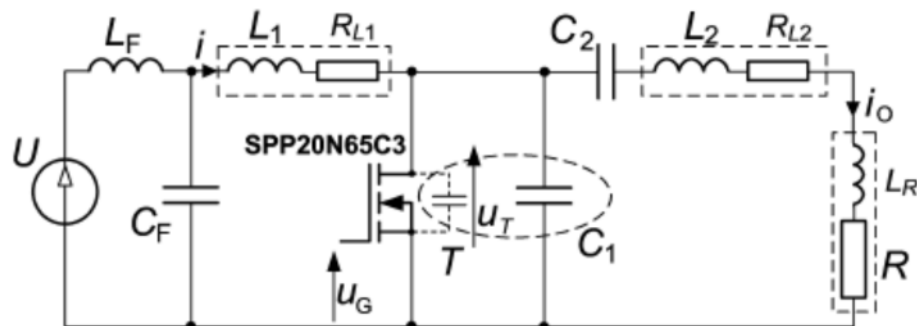


Figure III.15 : Circuit d'un onduleur Classe E

### III.4.1 Analyse de la topologie

La méthode d'analyse appliquée à un modèle d'onduleur Classe E est basée sur une description d'espace d'état de circuit [12]. D'abord, une solution d'équation d'état est obtenue. Ensuite, les conditions de commutation douce (ZVS et ZdVS) à l'instant le transistor est à l'état (ON) sont présentées. Finalement, des calculs numériques de ses propriétés sont effectués pour trouver les paramètres d'onduleur pour l'opération optimum à l'aide d'un programme dédié écrit en MATLAB.

Les suppositions suivantes ont été adoptées pour le modèle d'onduleur Classe E :

1) le transistor agit comme un commutateur avec résistance  $R_{Ton}$  pour l'intervalle ON, infinie pour l'intervalle OFF.

2) capacité shunte C1 est indépendant de la tension de commutateur et inclut la capacité de sortie de transistor; et

3) tous les éléments passifs sont idéaux et constantes dans le temps. On conduit le transistor à n'importe quelle fréquence  $f$  et à n'importe quel rapport cyclique  $D$ .

Le transistor dans le circuit de l'onduleur est ouvert et fermé au cours de chaque intervalle de temps  $T$  avec un rapport cyclique  $D$ , les variables de circuit à savoir, des tensions  $v_c, v_{cs}, v_{cp}$  et des courants  $i_{Ls}, i_{Lr}$  sont choisis comme variables d'état.

Les circuits de la figure IV.15 peuvent être décrits par un système d'équations d'état de la forme :

$$\dot{x} = Ax + Bu, y = Cx \quad (\text{III.1})$$

Où  $x = [x_1, x_2, x_3, x_4]$  est le vecteur d'état,

Avec:  $x_1 = v_{cp}, x_2 = v_{cs}, x_3 = i_{Ls}, x_4 = i_{Lo}$ .

$$\text{Et } A = \begin{bmatrix} a_{11} & 0 & X_{C1} & -X_{C1} \\ 0 & 0 & 0 & X_{C2} \\ -1/X_{L1} & 0 & 0 & 0 \\ 1/X_{L2} & -1/X_{L2} & 0 & -1/X_{L2} \end{bmatrix}; \quad (\text{III.2})$$

avec  $X_{C1} = 1/(\omega C_1 R), X_{C2} = 1/(\omega C_2 R), X_{L1} = \omega L_1/R, X_{L2} = \omega L_2/R$ .

Où  $\exp(A)$  est la matrice exponentielle de  $A$ ,  $x_{on}(0)$  et  $x_{off}(0)$  sont des conditions initiales pour l'intervalle ON et OFF, respectivement et  $I$  est la matrice d'identité 4\*4. L'utilisation des conditions de continuité nous obtenons :

$$x_{on}(\theta = 2\pi D) = x_{off}(0) \quad (\text{III.3a})$$

$$x_{off}(\theta = 2\pi(1 - D)) = x_{on}(0) \quad (\text{III.3b})$$



Et finalement, les conditions initiales peuvent être calculées comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_{on}(0) \\ x_{off}(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\expm(A_{on}2\pi D) & I \\ I & -\expm(A_{off}2\pi(1-D)) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} A_{on}^{-1}(\expm(A_{on}2\pi D) - I) \\ A_{off}^{-1}(\expm(A_{off}2\pi(1-D)) - I) \end{bmatrix} B^{(4)}$$

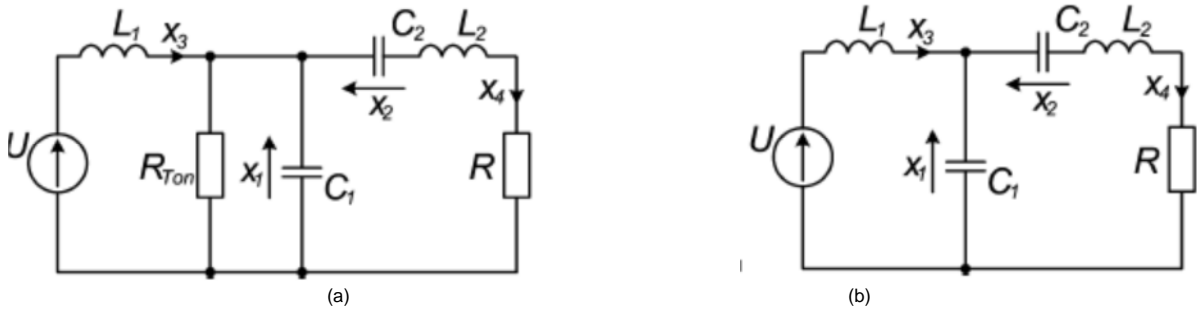


Figure III.16. Les circuits équivalents de l'onduleur Classe E :

(a) Transistor à l'état on (switch on-interval), (b) Transistor à l'état off (switch off-interval)

Le cahier des charges d'un exemple de circuit d'un convertisseur de classe E est : la fréquence de fonctionnement  $f = 1 \text{ MHz}$ , la tension max de transistor  $U_{Tm} = 455 \text{ V}$ , le courant efficace de transistor  $I_{Trms} = 5 \text{ A}$  et les paramètres marqués dans l'Annexe A. Les valeurs de  $X_{L1}$  et  $X_{L2}$  ont été choisies pour réduire des pertes et la taille des inductances  $L_1$  et  $L_2$ . D'abord, la résistance de charge  $R$  est calculée comme (un exemple) :

$$R = \frac{U_{Tm}}{I_{Trms}} \frac{1}{R_{dc}} = \frac{455}{5 \cdot 1.89} = 20.4 \Omega \quad (\text{III. 4})$$

Ou  $R_{dc} = U / (I \cdot R)$ .

Ensuite, les valeurs restantes de composants sont calculées (d'après [33]).

$f = 1.024 \text{ MHz}$ ,  $L_1 = 270 \mu\text{H}$ ,  $L_2 = 16.8 \mu\text{H}$ ,  $R_{Ton} = 0.174$ ,  $R = 20.04$ ,  $U = 129 \text{ V}$ .

et les paramètres d'alimentation sont :

$U_{Tm} = 455 \text{ V}$ ,  $I_{Trms} = 5 \text{ A}$ .

### III.4.2 Simulation de convertisseur classe E

UN modèle IRFP MOS fourni par (Infineon Technologies) a été utilisé dans la simulation de convertisseur Classe E. Le reste des paramètres nécessaires a été fixé conformément à l'installation de laboratoire (d'après [33]). Seulement la valeur de la capacité  $C_1$  a été soigneusement ajustée à  $1.47 \text{ nF}$  pour assurer l'opération optimum de l'onduleur.

On montre les résultats de simulation de système des variables d'état sous MATLAB dans la figure suivante.

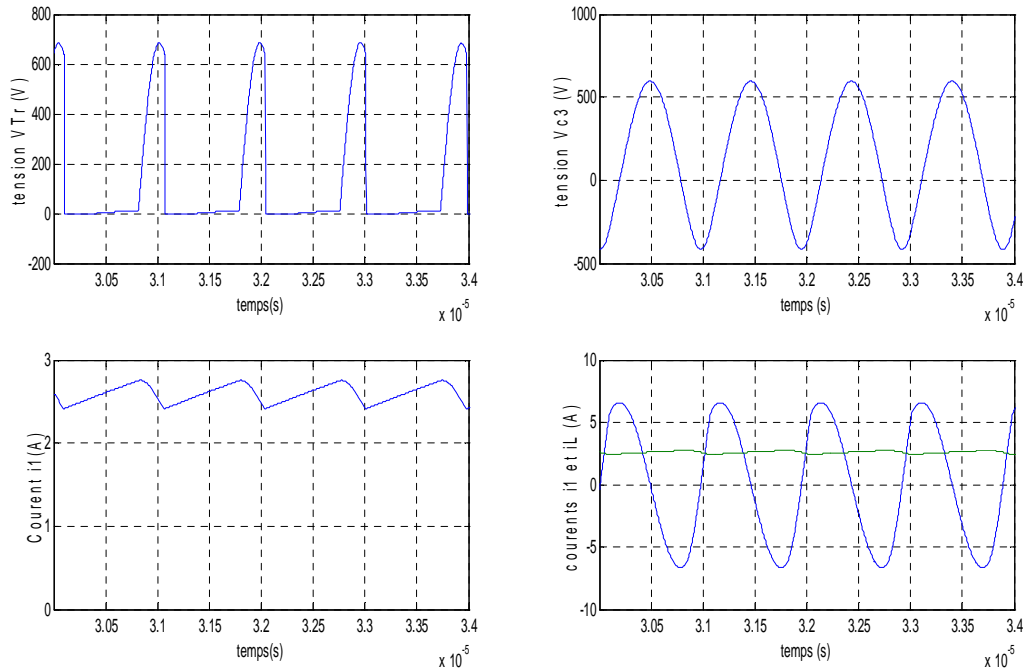


Figure III.17 : Formes temporelles simulées classe E :

- a) Tension au bornes de transistor  $u_T$  , b) Courant e source  $i_1$ , c) Tension de la capacité  $C_3$  et d) Courant de la charge  $i_{L_o}$

Les formes d'ondes temporelles optimisées de tension intrinsèques aux bornes de transistor  $V_{Tr}$  et de la capacité de charge  $C_2$  et courant de la source et de charge pour l'onduleur classe E sont représentées dans la figure (III.17).

### III.4.3 Caractéristique de fréquence de la charge résonnante :

La charge est un circuit résonnant en série-parallèle; l'impédance de circuit équivalent de la charge dans le domaine de fréquence est montrée dans l'équation (III.5) [34], [35].

$$Z_{Load} = j\omega L_s + \frac{1}{\frac{1}{R_{L_r} + j\omega L_r} + \frac{1}{R_c + \frac{1}{j\omega C}}}, \quad (III.5)$$

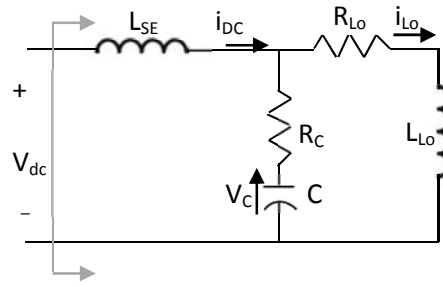


Figure III.18 : Circuit équivalent de la charge

Simulation de l'onduleur pour différentes fréquences de résonance de la charge à 30, 41 et 45 kilohertz.

On a  $A = R_L^2 + \omega^2 L_L$  et  $B = R_C^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}$ , substituant  $A, B$  dans l'équation (5)

$$Z_{Load} = j\omega L_s + \frac{AB}{R_L B + R_C A - j\left(\omega B L_L - A \frac{1}{\omega C}\right)} \quad (\text{III.6})$$

On peut écrire la formule (III.6) comme :

$$Z_{Load} = j\omega L_s + \frac{AB(E + jF)}{R_L B + R_C A - j\left(\omega B L_L - A \frac{1}{\omega C}\right)} \quad (\text{III.7})$$

Où  $E = R_L B + R_C A$ ,  $F = \omega B L_L - A \frac{1}{\omega C}$

L'équation (7) devient:

$$Z_{Load} = \frac{ABE + j\left((E^2 + F^2)\omega L_s + ABF\right)}{E^2 + F^2} \quad (\text{III.8})$$

La fréquence de résonance, où la phase de l'impédance de la charge est égale à zéro.

$$(E^2 + F^2)\omega L_s + ABF = 0 \quad (\text{III.9})$$

Les paramètres de la charge choisis [34] sont :

$L_L = 0.339$  ( $\mu\text{H}$ ),  $R_L = 10.0$  ( $\text{m}\Omega$ ).

- **Réponse en fréquence de la charge résonante :**

Quand la première fréquence résonante est près de 41.75 kHz et la deuxième fréquence résonante est 50 kHz, les paramètres des composants de charge sont donnés dans le tableau III.4.

Tableau III.4 paramètres de la charge Résonants

$L_{se}$	$R_C$	C	$R_L$	$L_L$
0.730 $\mu$ H	0.216 m $\Omega$	42.87 $\mu$ F	10.0 m $\Omega$	0.339 $\mu$ H

(Les paramètres choisis et les valeurs efficaces des variables d'état de système ont été comparées avec (Ajax Magnethermic Corp. PACER HF 2700kW, 50kHz commercial Power Supply), le résultat est près du résultat pratique comme dans le tableau III.4.) [34].

La fréquence de la partie parallèle de la charge résonante est :

$$f_{01} = \frac{\omega_{01}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_L C}} = 30, 41, 45 \text{ kHz} \quad (\text{III.10})$$

Et la valeur de la capacité est calculée comme :

Pour  $f=30$  kHz,  $C= 83.02 \mu$ F, Pour  $f=41$  kHz,  $C= 44.45 \mu$ F, Pour  $f= 45$  kHz,  $C= 36.89 \mu$ F.

La fréquence de fonctionnement désirée est  $f_{02} = 50$  kHz. Et l'inductance série peut être calculé en utilisant l'équation (11)

$$L_{SE} = -\frac{ABC}{(E^2+F^2)\omega} \quad (\text{III.11})$$

Pour différentes valeurs de la capacité parallèle, l'inductance série :

$L_{SE} = 0.1891 \mu$ H,  $L_{SE} = 0.6581 \mu$ H,  $L_{SE} = 1.2051 \mu$ H.

Facteur de qualité :  $Q = \sqrt{\frac{L_s}{C}} \frac{1}{R_0}$ .

Simulation de l'onduleur pour différentes fréquences de résonance de la charge à 30, 41 et 45 kilohertz.

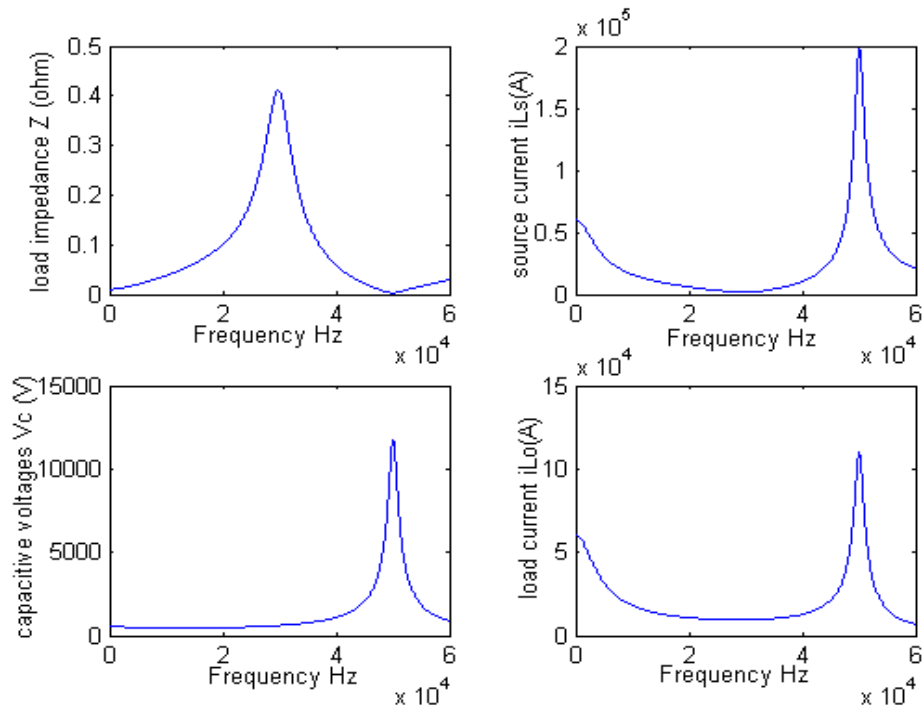


Figure III.19 (a) : Amplitude de l'impédance de charge, courant de source  $i_s$ , courant et tension de charge  $i_{L_o}$  et  $V_o$  à 30 KHz

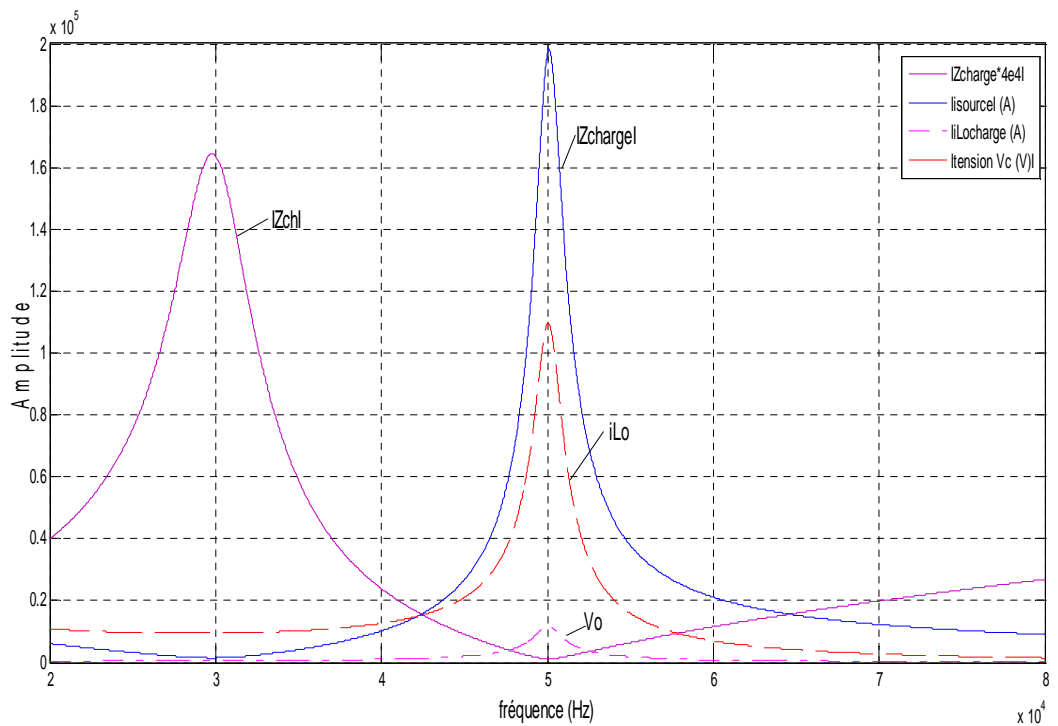


Figure I III.19 (b) : Amplitude de l'impédance de charge ( $Z_{ch} \cdot 40000$ ), courant de source  $i_s$ , courant et tension de charge  $i_{L_o}$  et  $V_o$  à 30 KHz

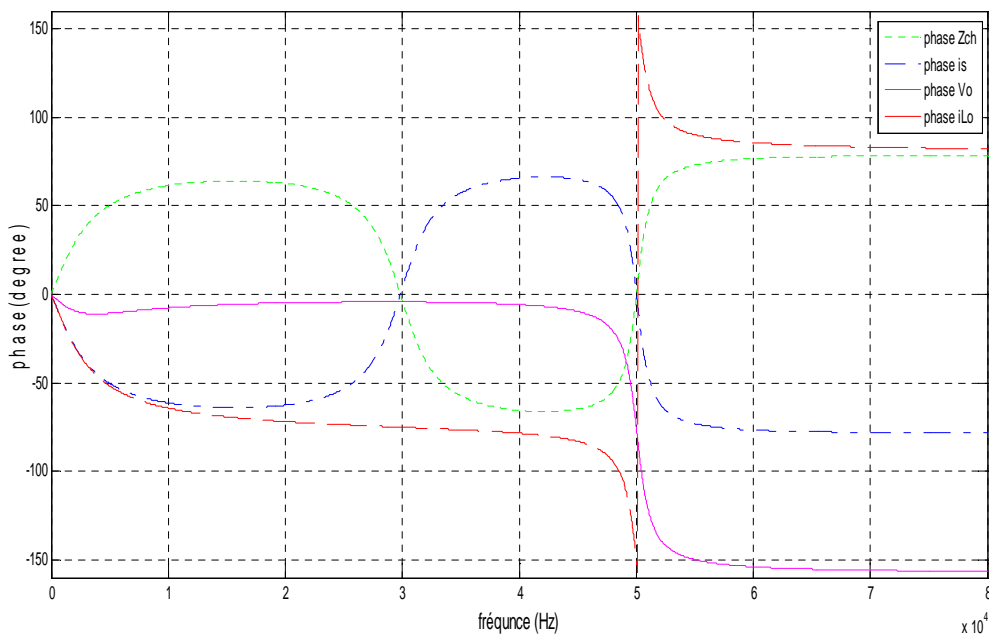


Figure III.19 (c) : Phase de l'impédance de la charge, courant de source  $i_s$ , courant et tension de charge  $i_{Lo}$  et  $V_o$  à 30 KHz

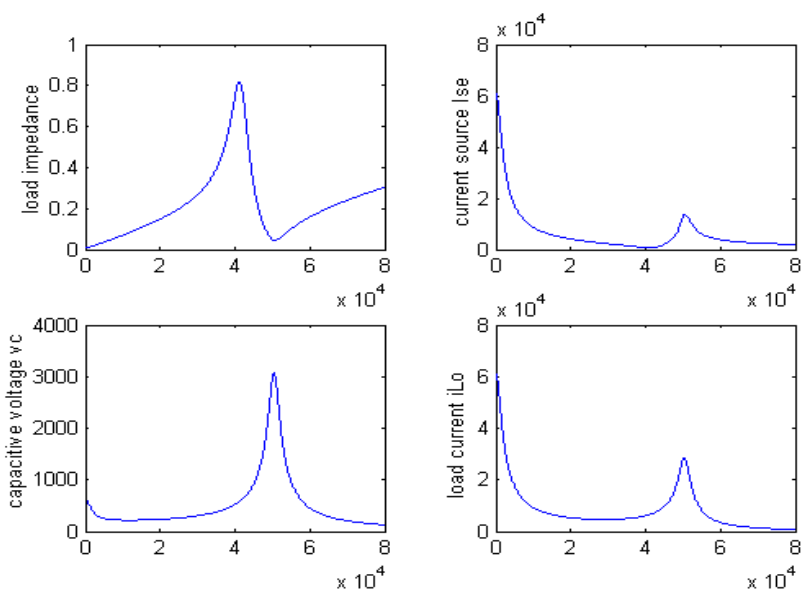


Figure III.20 (a): Amplitude de l'impédance de charge, courant de source  $i_s$ , courant et tension de charge  $i_{Lo}$  et  $V_o$  à 41 KHz.

Pour une fréquence de résonance de 30 kHz, on remarque que le courant de la source est supérieur au courant de la charge. Par contre si on augmente la fréquence de résonance à 41 kHz le courant de la source diminue et le courant dans la charge doit être augmenté d'un rapport de deux fois le courant de la source.

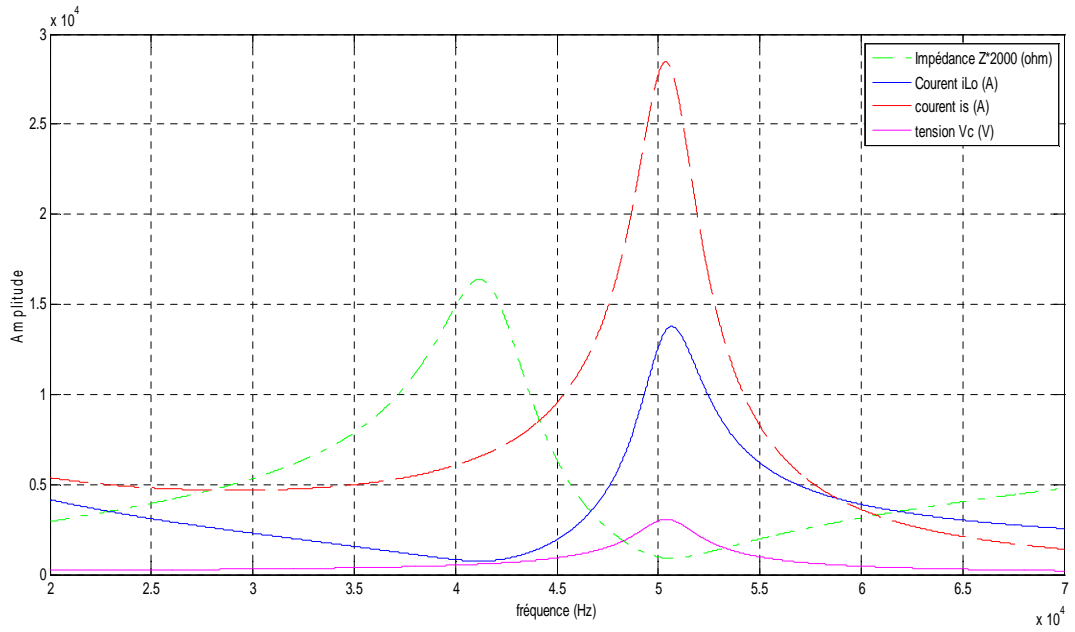


Figure III.20 (b) : Amplitude de l'impédance de charge, courant de source  $i_s$ , courant et tension de charge  $i_{Lo}$  et  $V_o$  à 41 KHz.

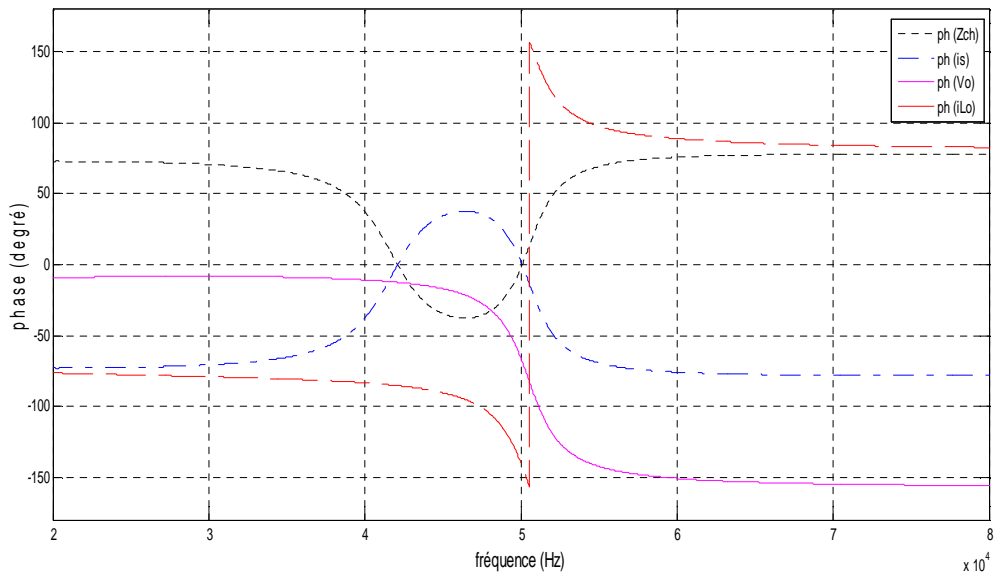


Figure III.20 (c) : Phase de l'impédance de la charge, courant de source  $i_s$ , courant et tension de charge  $i_{Lo}$  et  $V_o$  à 41 KHz.

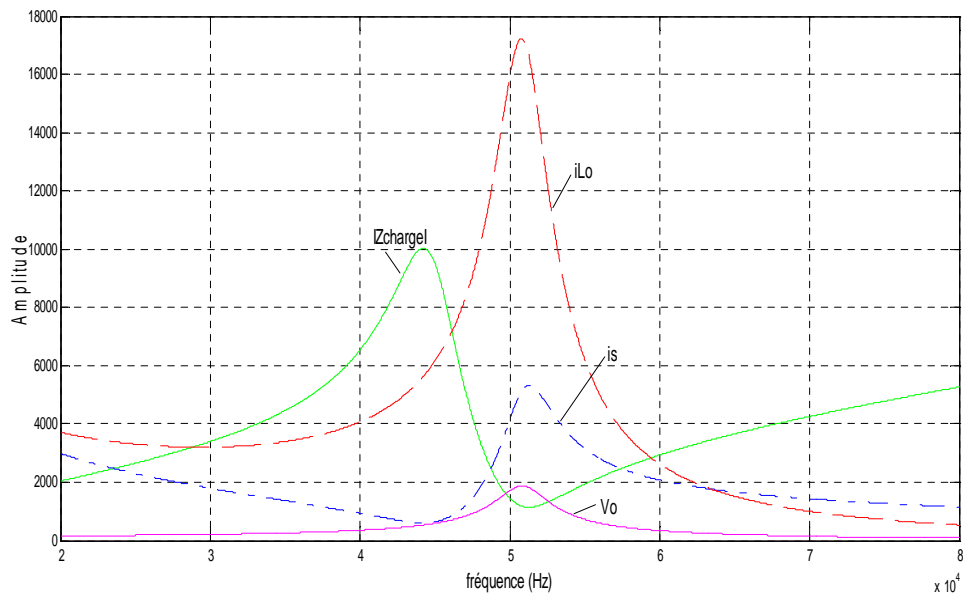


Figure III.21 (a) : Amplitude de l'impédance de charge, courant de source  $i_s$ , courant et tension de charge  $i_{L_o}$  et  $V_o$  à 45 KHz

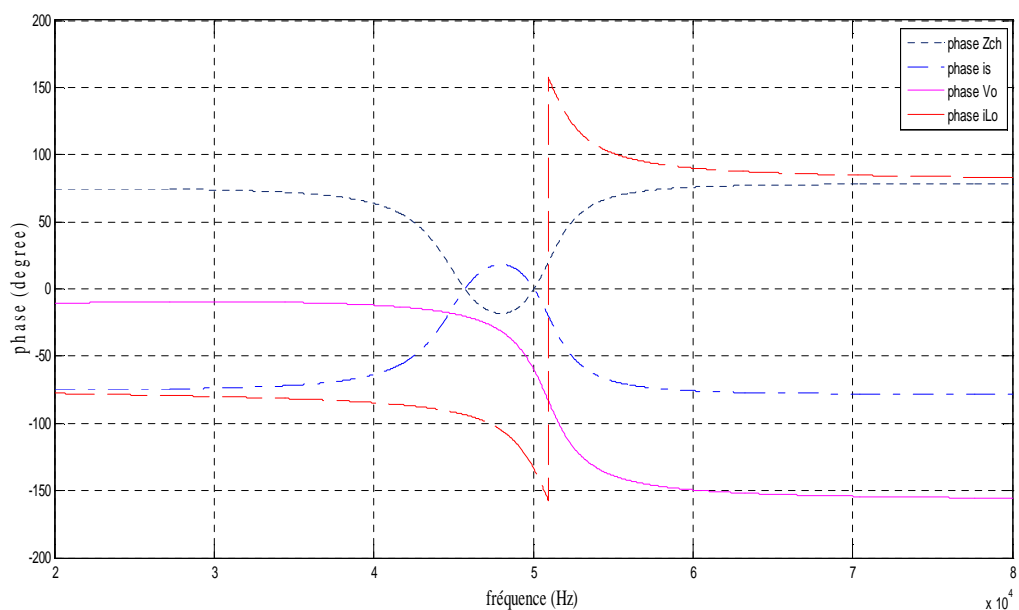


Figure III.21 (b) : Phase de l'impédance de la charge et courant de source  $i_s$ , courant et tension de charge  $i_{L_o}$  et  $V_o$  à 45 KHz.

Pour minimiser les pertes par commutation de l'onduleur, le courant qui le travers doit être le plus faible possible. L'application au chauffage à induction ou plasma inductif a besoin du courant fort dans la bobine. D'après les résultats de simulation, quand la première fréquence de résonance devient proche à la deuxième fréquence résonante, l'impédance de charge devient plus grande et le courant de la bobine devient plus petit. Choisissons  $f_r = 41.75$  kHz comme la première fréquence résonante. À la fréquence de fonctionnement, le rapport entre le courant de charge résonnante et le courant de l'onduleur est de 2.1.



### III.5. Modélisation d'un Onduleur à résonance Classe E/F<sub>2</sub>, E/F<sub>3</sub>:

Les amplificateurs de puissance de conception E/F (figure IV.23) sont des amplificateurs de commutation fonctionnant dans les hautes fréquences avec un rendement élevé. Ils se présentent comme de nouvelles classes d'amplificateurs appelés amplificateurs hybrides composés de classe E et de classe F inverse (F<sup>-1</sup>).

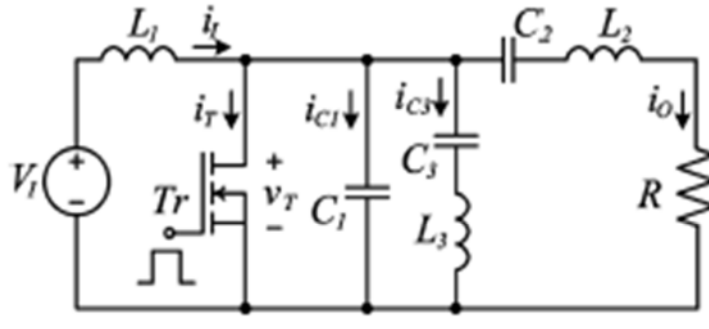


Figure III.23. Circuit équivalent d'un onduleur classe E/F<sub>2</sub>, E/F<sub>3</sub>.

#### III.5.1 Méthode d'analyse:

La méthode d'analyse appliquée est basée sur une description des variables d'état du circuit et des calculs de ses propriétés utilisant un programme consacré écrit dans MATLAB. Les questions principales de cette méthode pour un onduleur de classe E/F<sub>2</sub> sont présentées ci-dessous [33].

Les suppositions suivantes sont employées dans toute l'analyse

- 1) Le transistor agit en tant que commutateur avec une résistance de  $R_{Ton}$  pour l'intervalle  $t_{on}$ , la résistance infinie pour l'intervalle  $t_{off}$ , et les temps de commutations nuls.
- 2) La capacité shunt  $C_1$  est linéaire comprenant la capacité intrinsèque de transistor.
- 3) Tous les éléments passifs sont linéaires, idéaux, et constantes dans le temps. Le transistor est conduit à la fréquence  $f$  et à un rapport cyclique  $D$ . Le circuit dans la figure 3 peut être décrit par un ensemble d'équations d'état de la forme :

$$dx / dt = Ax + Bu \quad (III.12)$$

Où  $x = [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6]$  est le vecteur d'état.

$$x_1 = v_{c1}, x_2 = v_{c2}, x_3 = v_{c3}, x_4 = i_{L1}, x_5 = i_{LR},$$

$$A = \begin{bmatrix} -a_{11} & 0 & 0 & \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_3} \\ -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{L_2} & -\frac{1}{L_2} & 0 & 0 & -\frac{R}{L_2} & 0 \\ \frac{1}{L_3} & 0 & -\frac{1}{L_3} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \quad (\text{III.14})$$

La matrice A est dénoté : pour l'intervalle  $t_{on}$   $a_{11} = 1 / C_1 R_{Ton}$  et  $a_{11} = 0$  pour l'intervalle  $t_{off}$ .

La solution des équations d'état est accomplie en ajoutant les conditions de commutation douce. La condition de commutation douce (ZVS) exige que la tension de transistor à l'instant où le transistor est commuté devrait être zéro.

### III.5.2 Procédé de conception:

Le procédé de conception est expliqué avec un exemple de circuit d'un convertisseur de classe E/F. Les caractéristiques du circuit sont : la fréquence  $f=1\text{MHz}$ , la tension maximale  $V_{Tm} = 455\text{V}$ , le courant efficace de transistor  $I_{Tms} = 5\text{A}$ , et les paramètres  $L_1$ ,  $L_2$  et  $L_3$  ont été choisis pour réduire des pertes et la taille de l'onduleur.  $f = 1.017\text{MHz}$ ,  $L_1 = 270\mu\text{H}$ ,  $L_2 = 16.8 \mu\text{H}$  et  $L_3 = 8.3 \mu\text{H}$  et  $C_1 = 1.64 \text{ nF}$ ,  $C_2 = 1.99 \text{ nF}$ ,  $C_3 = 0.71 \text{ nF}$  [33].

### III.6. Résultats de Simulation

Les résultats théoriques ont été vérifiés expérimentalement par (KACZMARCZYK) utilisant le circuit onduleur classe E/F<sub>2</sub> dans la figure 6. Le circuit de base de classe E est prolongé par un filtre d'entrée ( $L_3$  et  $C_3$ ) et les résistances parasites ( $R_{L1}$ ,  $R_{L2}$  et  $R_{L3}$ ) des inductances. Ils sont employés pour calculer la puissance de sortie et le rendement total de convertisseur.

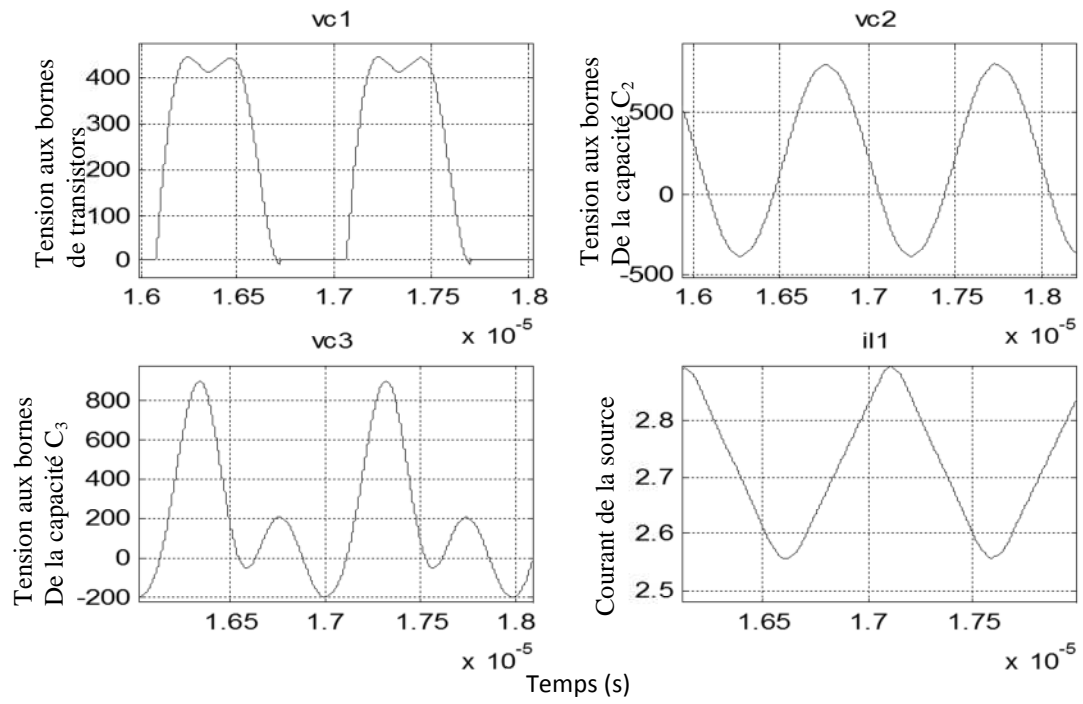


Figure III.24 : Tension de condensateurs  $v_{c1}$ ,  $v_{c2}$ ,  $v_{c3}$  et le courant de source  $i_{l1}$ .

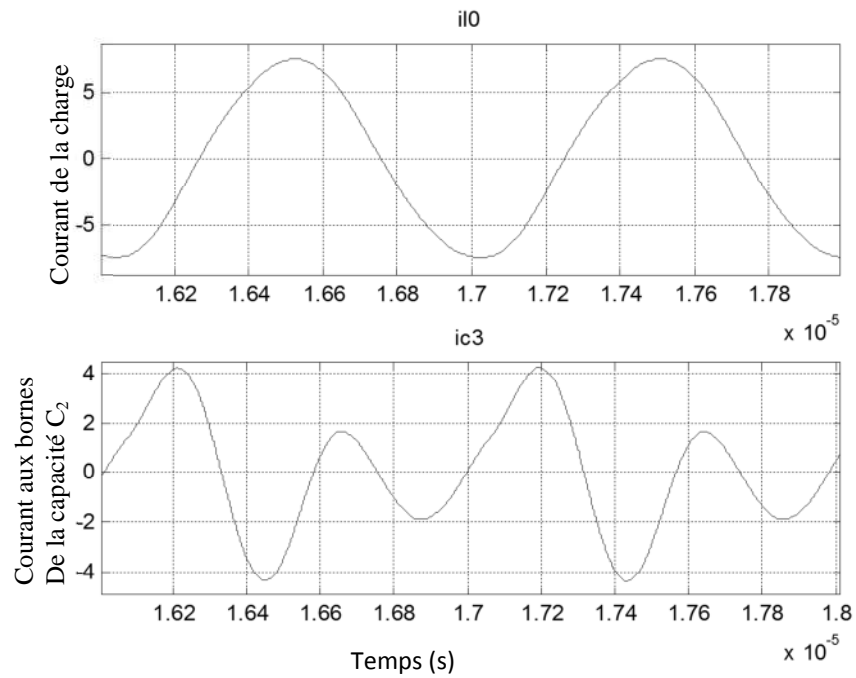


Figure III.25. Courant de charge  $i_{l0}$  et courant de la capacité parallèle.

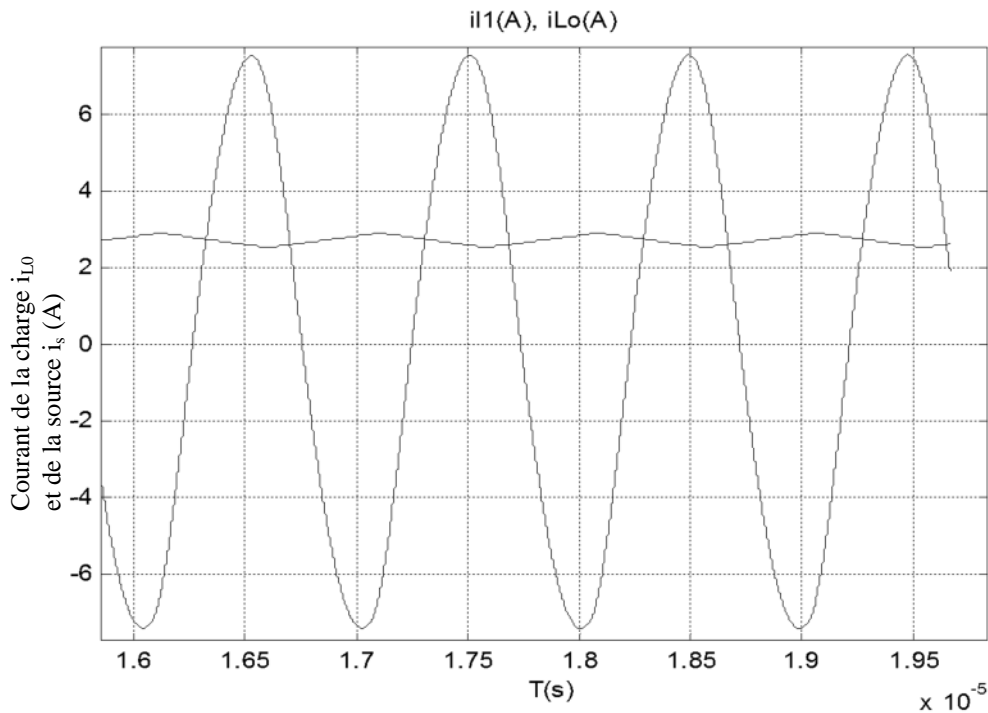


Figure III.26 : Courant de charge  $i_{Lo}$  et courant de la source  $i_s$

D'après les résultats de simulation prouvent que l'onduleur de classe E/F aux meilleures performances. On remarque que la l'allure de la tension aux bornes de transistor  $V_{DC}$  est presque une demi-sinusoïde, la tension de pic maximale est réduit (450 V) ou lieu de (700 V) pour l'amplificateur de Classe E. La forme d'onde de courant est une forme relativement carrée.

### III.7 Conclusion

Dans ce chapitre, la conception d'un convertisseur classe E à résonance série-parallèle à base de MOSFET pour un système de générateur à plasma inductif a été présentée. La charge variable est fortement inductive et exige une puissance active de plusieurs kW à une fréquence de plusieurs KHz à MHz. Basé sur une étude de topologie détaillée, un circuit LCC-résonnant est alimenté par un convertisseur de classe E. On a donné par ailleurs une analyse du circuit et les règles de conception de base. Une technique de variables d'état a été utilisée pour parvenir au modèle numérique d'onduleur Classe E, y compris la résistance « on » de transistor, l'inductance DC d'alimentation et le facteur de qualité du circuit de charge. Le modèle permet au constructeur d'exécuter la conception simple et efficace

d'onduleur classe E dans la topologie montrée dans la figure (III.1). La procédure présentée peut être facilement adapté à d'autres circuits, par exemple l'onduleur de Classe D.

Une nouvelle Classe d'onduleur  $EF_2$  qui n'est qu'un convertisseur hybride de Classe E et  $F_2$  a été présentée tout en discutant ses avantages et performances par rapport à ses prédécesseurs.

Les onduleurs de classe  $EF_2$  et  $E/F_3$  avec peu d'encombrement avec de circuits supplémentaires sont attractifs en raison de leur puissance de sortie améliorée et leur rendement. Leur performances sont intermédiaires entre ceux de Classe E et de Classe F et 1/F respectivement tout en maintenant les conditions de commutation à tension et à courant nul (ZVS et ZdVS).

Les techniques utilisées dans les onduleurs de Classe  $EF_2$  et  $E/F_3$  permettent de produire, respectivement, 43 % et 24 % de puissance plus que l'onduleur classique E avec les mêmes tensions appliquées à leurs transistors.

## Chapitre IV

# La Commande Backstepping Appliqué Au Système Convertisseur Applicateur

### 1. Introduction

Une commande est dite adaptative si les paramètres du contrôleur peuvent être ajustés en fonction des paramètres estimés du procédé à commander. La synthèse d'un contrôleur se fait normalement en utilisant la connaissance à priori du procédé. Lorsque les paramètres du système à commander sont mal connus ou varient légèrement dans le temps, on peut faire appel à une commande adaptative. Le problème essentiel d'un schéma de commande adaptative est d'assurer la stabilité du système en boucle fermée.

Un élément important de la commande adaptative est l'estimation en ligne ou en temps réel des paramètres du modèle du système ou des paramètres du régulateur. Le principe de l'estimation en ligne consiste à comparer, à l'instant  $t$ , un signal observable  $y(t)$  du système à sa prédiction  $\hat{y}(t)$ . On utilise ensuite l'algorithme d'estimation paramétrique pour modifier les paramètres estimés  $\hat{\theta}(t)$  du modèle, de manière à ce que une erreur ou un certain critère  $J$  devient minimal. Enfin, sous certaines conditions tels que la richesse du signal d'entrée du système, la minimisation de l'erreur de prédiction entraîne la convergence des paramètres estimés  $\hat{\theta}(t)$  vers la « vraie » valeur des paramètres à identifier  $\theta^*$ .

L'estimation en ligne nécessite, donc, deux étapes. Dans une première étape, une paramétrisation linéaire du système doit être définie. Ensuite, la seconde étape consiste à choisir un algorithme adéquat d'estimation paramétrique. En général, cet algorithme est une forme récursive [16].

### 1. Régulateur adaptatif linéaire quadratique :

Dans ce chapitre, une étude comparative d'un régulateur adaptatif linéaire quadratique (LQR) et une commande adaptative Back-stepping est proposée. L'objectif du régulateur LQR est de minimiser la fonction de coût  $J$ . On étudiera la méthode des moindres carrés pour l'estimation paramétrique ainsi que leur mode de convergence. Cette méthode sera examinée dans le cas des systèmes discrets. Dans un second lieu, le filtre de Kalman sera présenté et utilisé pour estimer l'état d'un système dynamique linéaire discret sous un environnement stochastique.

## 1.1 Description du système

Un onduleur de tension à résonance série à base de transistors MOSFET est utilisé, comme montré dans la figure IV.1. La commutation simultanée des interrupteurs ( $S_1, S_3$ ) et ( $S_2, S_4$ ) d'onduleur s'effectue pendant une période  $T$ .

Un convertisseur DC-DC règle l'amplitude de la tension d'entrée de l'onduleur (figure V.1).

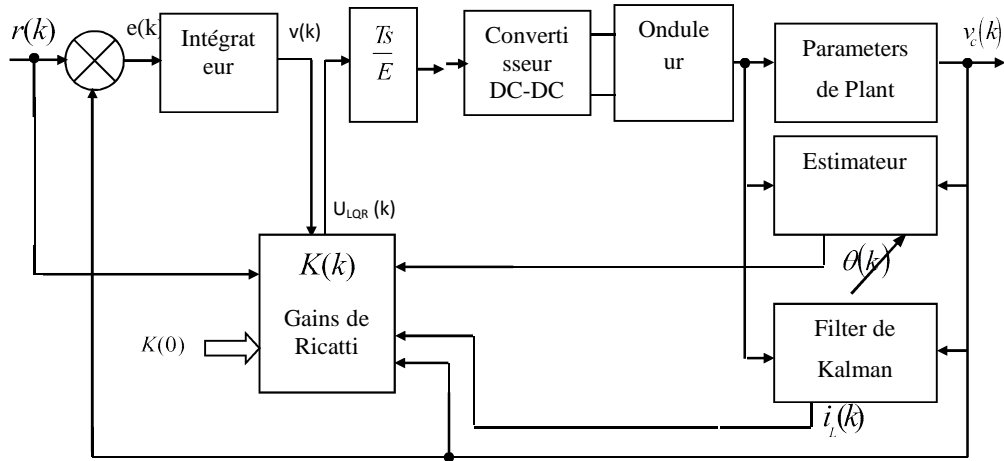


Figure IV.1. Schéma bloc du système avec commande adaptative

La tension du condensateur  $v_c$  et le courant d'inducteur  $i_l$  sont choisis comme variables d'état [6], tel que :

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_c \\ \dot{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{Rc} & \frac{1}{c} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_c \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} \cdot u \quad \text{et} \quad y = v_c \quad (\text{IV.1})$$

où sous la forme :

$$\dot{x} = A \cdot x + B \cdot u, \quad y = C \cdot x \quad (\text{IV.2})$$

## 1.2. Régulateur linéaire discret (LQR)

L'objectif du régulateur LQR est de minimiser la fonction de coût  $J$ .

Les variables d'état utilisées sont :

- l'état mesuré  $v_c(k)$ .
- l'état estimé  $i_l(k)$

- l'erreur de l'intégrateur  $v(k)$  (l'état augmenté).
- L'action de la chaîne de retour est formée des états précédents associés à l'action d'anticipation qui est composée par la référence  $r(k)$  et sa dérivée  $\dot{r}(k)$  (voir schéma de la figure V.1).

On forme alors, la variable d'état du système augmenté :

$$Z(k) = [v_c(k) \quad i_l(k) \quad v(k) \quad r(k) \quad \dot{r}(k)]^T \quad (IV.3)$$

A partir des équations (V.1), (V.6) et (V.7), le système augmenté est :

$$\begin{bmatrix} x(k+1) \\ v(k+1) \\ n(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_d & 0 & 0 \\ -C_d B_d & 1 & C_d R_d \\ 0 & 0 & R_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(k) \\ v(k) \\ n(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_d \\ C_d B_d \\ 0 \end{bmatrix} U_{LQR} \quad (IV.3)$$

Et 
$$y(k) = [C_d \quad 0 \quad 0] \begin{bmatrix} x(k) \\ v(k) \\ n(k) \end{bmatrix}^T \quad (IV.3)$$

Posons 
$$G = \begin{bmatrix} A_d & 0 & 0 \\ -C_d B_d & 1 & C_d R_d \\ 0 & 0 & R_d \end{bmatrix}, \quad H = \begin{bmatrix} B_d \\ C_d B_d \\ 0 \end{bmatrix}$$

Le signal de commande du régulateur LQR est :

$$U_{LQR} = -K Z(k) \quad (IV.4)$$

avec  $K$  le gain de Ricatti :  $K = [K_1 \quad K_2 \quad K_3 \quad K_4 \quad K_5]$ .

### 1.2.1 Système augmenté

Pour le système augmenté, on a :

$$Z(k+1) = G \cdot Z(k) + H \cdot U_{LQR}(k), \text{ avec } Z(0) = Z_0 \quad (IV.5)$$

- Les variables :  $v_c(k)$  et  $i_l(k)$  sont obtenues à partir de l'équation discrète (IV.2)
- Le signal d'intégration  $v(k)$  est tel que:

$$v(k+1) = e(k+1) + v(k) \quad (IV.6)$$

- L'erreur  $e(k)$  est donnée par :

$$e(k) = r(k) + y(k) \quad (IV.7)$$



Les gains optimaux de la loi de commande (IV.4) sont ceux qui réduisent au minimum le coût désiré.

On doit alors minimiser la fonction  $J$  qui est de la forme :

$$J = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{N-1} \{ Z^T(k) \cdot Q \cdot Z(k) + U^T(k) \cdot R \cdot U(k) \} \quad (IV.8)$$

de telle façon qu'on ramène l'état initial  $Z(0) = Z_0$  vers  $Z(N) \equiv 0$ .

Les matrices  $Q$  et  $R$  sont des matrices de pondération arbitraires de l'état et de l'entrée qui sont définies positives.

Nous allons déterminer la stratégie de commande optimale sans qu'il y ait des contraintes sur la commande  $U_{LQR}(k)$ .

Formulons le problème de commande :

➤ On forme le Hamiltonien  $H$  :

$$\mathcal{H} = \frac{1}{2} U^T(N) \cdot R \cdot U(N) + p^T(k+1) (G \cdot Z(k) + H \cdot U_{LQR}(k)) \quad (IV.9)$$

➤ l'équation vectorielle adjointe est donnée par:  $\partial$

$$p^*(k) - \frac{\partial \mathcal{H}^*}{\partial \hat{Z}(k)} = Q \cdot Z^*(k) + G^T \cdot p^*(k+1) \quad (IV.10)$$

On suppose que l'inverse de  $A = A^{-1}$  existe pour trouver une solution à ce problème et on suppose que l'état final  $x(N)$  n'est pas spécifié.

➤ La condition de transversalité :

$$P(N) = \frac{\partial \Theta(Z(N))}{\partial Z(N)} = 0 \quad (IV.11)$$

➤ Sur la trajectoire optimale  $z^*(k)$ , on a toujours:

$$\frac{\partial H^*(k)}{\partial U_{LQR}(k)} \equiv 0 \Rightarrow U_{LQR}^*(k) = -R^{-1} \cdot H^T \cdot p^*(k+1) \quad (IV.12)$$

Par conséquent, on a  $2n$  équations différentielles à deux conditions aux limites (c-à-d  $Z(0)=Z_0$  et  $p(N) = p_N$ ).

On a donc :

$$\begin{cases} Z^*(k+1) = G \cdot Z^*(k) - R^{-1} \cdot H^T \cdot p^*(k+1), \text{ avec } Z(0)=Z_0 \\ p^*(k) = Q \cdot x^*(k) + G^T \cdot p^*(k+1) \end{cases} \quad (\text{IV.13})$$

Pour résoudre ce problème, on doit supposer une solution en boucle fermée (proposée par Ho et Bryson (1969) [52]), tel que :

$$p(k) = S(k) \cdot Z(k). \quad (\text{IV.14})$$

Nous substituons (IV.14) dans (IV.13) et (IV.12) dans le but d'éliminer  $p(k)$  dans ces deux expressions, donc

$$Z(k+1) = G \cdot Z(k) - R^{-1} \cdot H^T \cdot S(k+1) \cdot Z(k+1) \quad (\text{IV.15})$$

$$S(k) \cdot z(k) = Q \cdot Z(k) + G^T \cdot S(k+1) \cdot Z(k+1) \quad (\text{IV.16})$$

Remplaçons (IV.15) dans l'expression (IV.16) :

$$S(k) \cdot Z(k) = Q \cdot Z(k) + G^T \cdot S(k+1) \left[ I + H \cdot R^{-1} \cdot H^T \cdot S(k+1) \right]^{-1} G \cdot Z(k)$$

soit :

$$S(k) \cdot Z(k) = \left[ Q + G^T S(k+1) \left[ I + H \cdot R^{-1} \cdot H^T \cdot S(k+1) \right]^{-1} G \right] Z(k) \quad (\text{IV.17})$$

Quelque soit  $Z(k) \neq 0$ , l'expression dans (IV.17) doit satisfaire la condition suivante :

$$S(k) = Q + G^T \left[ S^{-1}(k+1) + H \cdot R^{-1} \cdot H^T \right]^{-1} G \quad (\text{IV.18})$$

L'équation (IV.18) est l'équation de différence non-linéaire matricielle de Ricatti.

Avec la condition terminale :

$$S(k) \Big|_{k=N} = 0 \quad (\text{IV.19})$$

La commande est :

$$\begin{aligned} U^*(k) &= -R^{-1} \cdot H^T \cdot p^*(k+1) \\ &= -R^{-1} \cdot H^T \cdot S(k+1) \cdot Z^*(k+1) \end{aligned} \quad (\text{IV.20})$$

D'après l'équation (IV.18), on a :

$$(S(k) - Q) \cdot Z^*(k) = G^T \cdot S(k+1) \cdot Z^*(k+1)$$

d'où

$$S(k+1) \cdot Z^*(k+1) = (G^T)^{-1} (S(k) - Q) \cdot Z^*(k) \quad (IV.21)$$

En remplaçant l'expression (V.21) dans (V.20), on obtient :

$$U^*(k) = -R^{-1} \cdot H^T (G^T)^{-1} (S(k) - Q) \cdot Z^*(k) \quad (IV.22)$$

On doit résoudre l'expression (IV.18) à l'envers de  $k = N$  jusque  $k = 0$  en stockant toutes les valeurs de  $S(k)$  dans des cases mémoires pour les utiliser aux instants  $t_k$   $k=1,2,\dots,N$  programmés durant le lancement de la commande optimale "forward". Ceci constitue la conception par retour d'état optimal [52], [53].

Les gains calculés sont dits "gains de Kalman", parce que le calcul de ces gains s'effectue de la même manière (même algorithme) que les gains du filtre de Kalman, comme il est indiqué sur le schéma suivant :

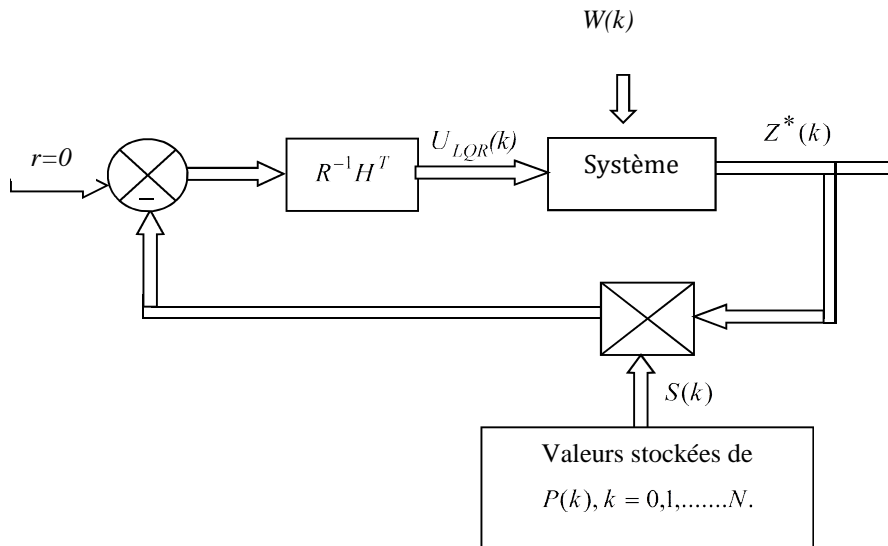


Figure IV.2. Schéma de simulation du régulateur discret optimal

On peut, aussi adopter la stratégie de commande à retour d'état :

$$U_{LQR}^*(k) = -K_{LQR}(k) \cdot Z^*(k) \quad (IV.23)$$

avec, le gain :

$$K_{LQR}(k) = R^{-1} \cdot H^T \cdot [S^{-1}(k+1) + H \cdot R^{-1} \cdot H^T]^{-1} \cdot G$$

$$K_{LQR}(k) = R^{-1}H^T(G^T)^{-1}(S(k) - Q) \quad (IV.24)$$

On peut, aussi, montrer que le coût minimal est donné par l'expression :

$$J^* = \frac{1}{2} x^T(0) \cdot S(0) \cdot Z(0) \quad (IV.25)$$

## 2. Algorithme des moindres carrés récurrents

La méthode des moindres carrés récurrents consiste à calculer la valeur des paramètres estimés  $\hat{\theta}$  qui minimise à chaque instant une fonction de coût quadratique  $J(\hat{\theta})$  correspondant au carré de l'erreur, à l'instant de mesure entre la sortie du modèle et la valeur de la sortie du processus [52], [53], [54].

### 2.1. Identification d'un modèle de processus dynamique

On a un processus discret modélisé par la fonction de transfert suivante :

$$H(z, \theta) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{A'z + B'}{z^2 + C'z + D'} \quad (IV.26)$$

qui peut s'écrire :

$$H(z, \theta) = \frac{z^{-1}(\theta_3 + \theta_4 z^{-1})}{1 - \theta_1 z^{-1} + \theta_4 z^{-2}} \quad (IV.27)$$

C'est un modèle de type ARMA de 2<sup>ème</sup> ordre, ou  $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4$  sont les paramètres de système à identifier qui dépendent des paramètres  $R, L$  et  $C$ .

tel que :  $\theta_1 = C', \theta_2 = D', \theta_3 = A', \theta_4 = B'$ .

A l'instant  $k$ , le modèle est lié aux entrées-sorties précédentes par l'équation de récurrence suivante :

$$y(k) = \theta^T(k) \cdot \psi(k-1) \quad (IV.28)$$

que l'on peut exprimer sous la forme d'un produit scalaire d'un vecteur paramètre  $\theta(k)$  et un vecteur des mesures précédentes  $\psi(k-1)$ , tel que :

avec :

$$\theta(k) = [\theta_1 \ \theta_2 \ \theta_3 \ \theta_4] \quad (IV.29)$$

et

$$\psi(k) = [-y(k-1) \ -y(k-2) \ u(k-1) \ u(k-2)] \quad (IV.30)$$

Le critère quadratique à minimiser a pour expression :

$$J_k(\theta) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N [y(k) - \theta(k)^T \psi(k-1)]^2 \quad (\text{IV.31})$$

et les paramètres sont périodiquement ajustés selon la loi suivante :

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + P(k) [y(k) - \psi^T \hat{\theta}(k-1)] \quad (\text{IV.32})$$

La matrice  $P$  est la matrice de variance de l'erreur d'estimation, (voir l'annexe).

Posons :

$$\hat{A}_d = \begin{bmatrix} 0 & -\hat{\theta}_2 \\ 1 & -\hat{\theta}_1 \end{bmatrix}, \quad \hat{B}_d = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad \hat{C}_d = [\hat{\theta}_3 \quad \hat{\theta}_4] \quad (\text{IV.33})$$

### 1.1 Simulation du fonctionnement du convertisseur en boucle fermée avec un régulateur linéaire :

Dans le but d'observer les performances du schéma de commande adaptative proposé, on a réalisé un certain nombre de simulation sur MATLAB. Les résultats sont basés sur le modèle du processus qui est défini par l'équation IV.1.

L'idée est de trouver une loi de commande qui va forcer la réponse de la sortie d'un système de commande à poursuivre les consignes désirées.

#### ➤ Résultats de simulation

Pour vérifier la robustesse du fonctionnement du régulateur LQR par une simulation numérique sous l'environnement MATLAB. On a obtenu les résultats suivants :

Les figures (IV.7), (IV.8) montrent la référence  $r(t)$  (courant) et le signal de sortie  $y(t)$  du processus quand le régulateur LQR est employé avec l'estimation des paramètres par l'algorithme des moindres carrés pour une charge constante et variable respectivement. La figure (IV.7) montre la forme de variation des paramètres de la charge (l'inductance et la résistance). Les figures (IV.10) et (IV.11) montrent que les paramètres du processus

convergent rapidement vers les paramètres réels du modèle pour une charge linéaire et non linéaire respectivement.

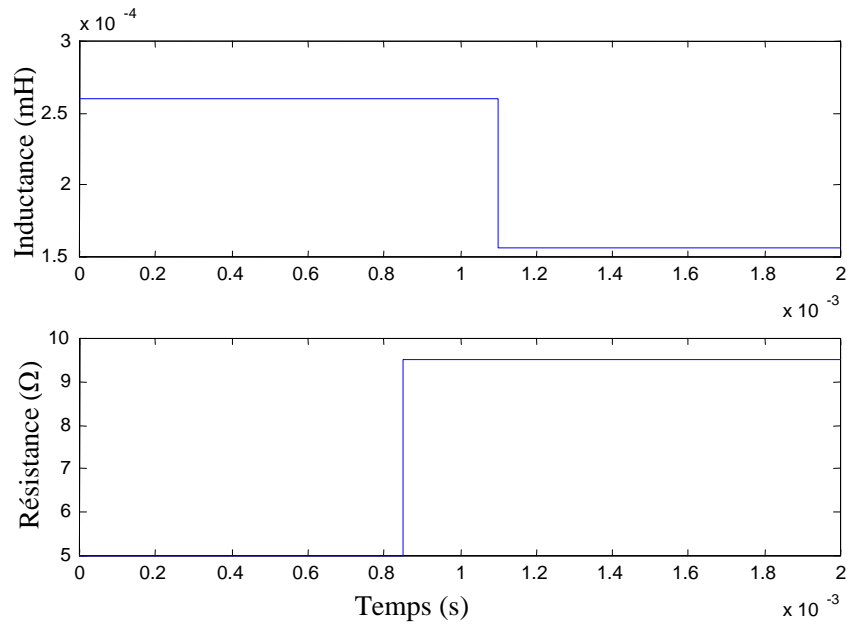


Fig. IV.7. Forme de variation des paramètres de la charge (de la résistance et d'inductance).

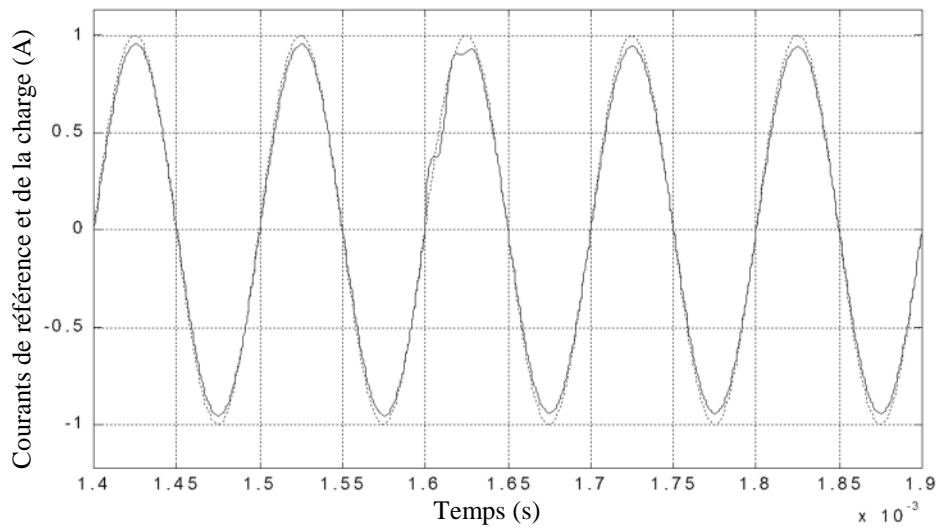


Fig. IV.8. Courant de sortie (trait continu) et courant de référence (trait discontinu) pour une charge variable.

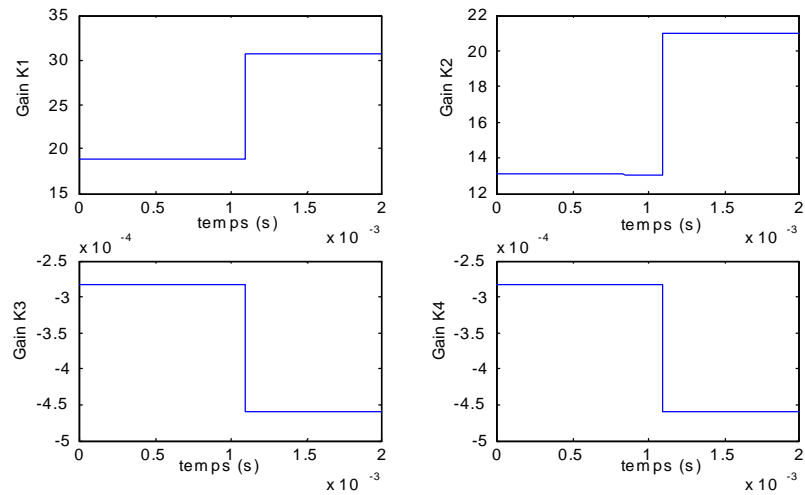
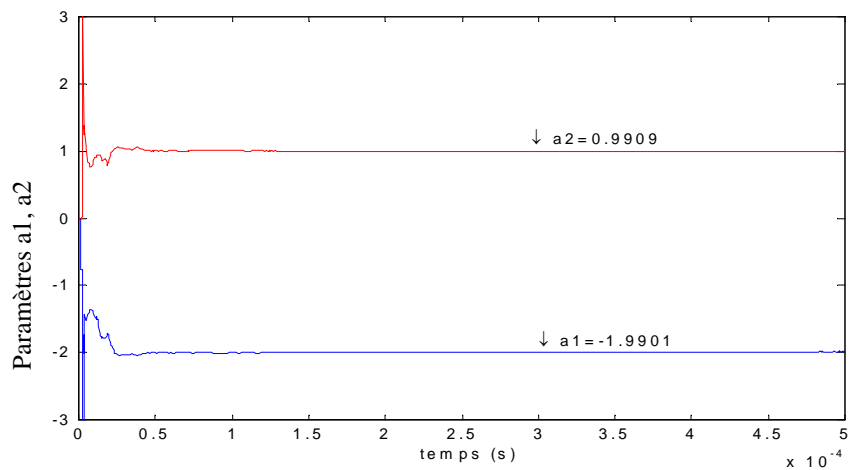
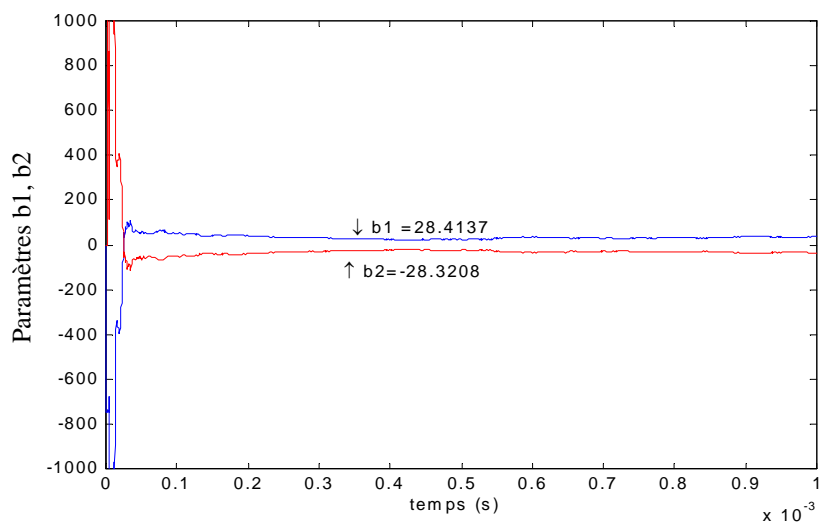


Fig. IV.9. Gains de régulateur LQR (de la matrice de Ricatti).



a) Estimation des paramètres a1 et a2



b) Estimation des paramètres b1 et b2

Fig. IV.10. Paramètres estimés à charge constante.

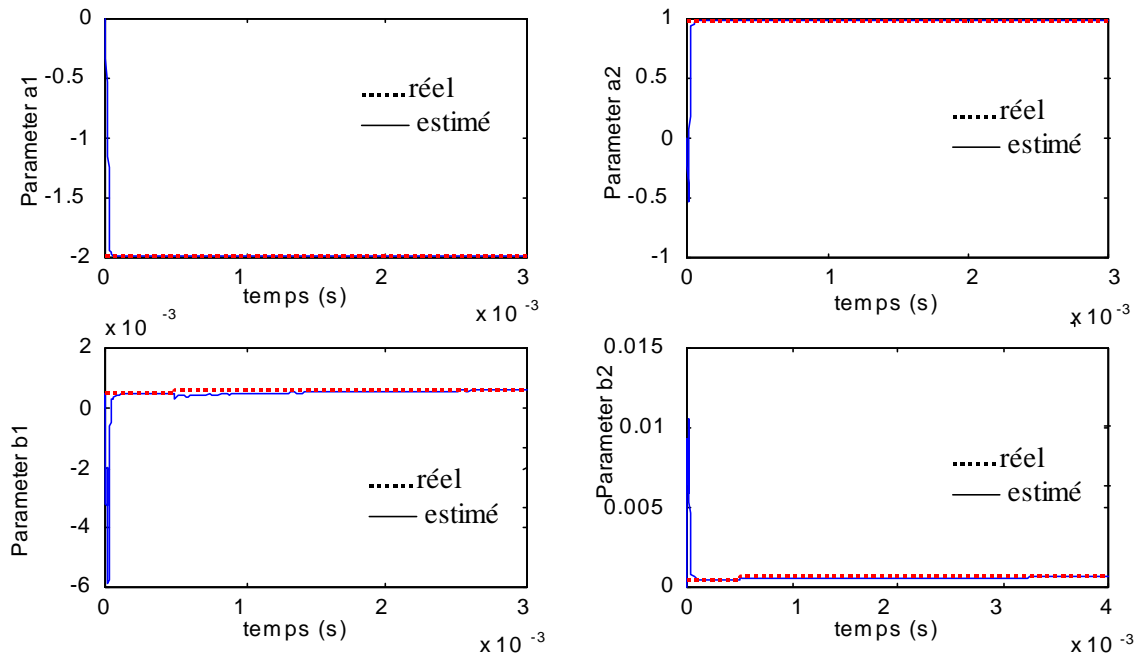


Fig. IV.11. Paramètres estimés à charge variable.



## 2. Commande par Backstepping

La commande Backstepping, développée par *Petar V. Kokotović*, est généralement reconnue plus intéressante que la commande par linéarisation du fait qu'elle évite le principe d'annulation des non linéarités et repose sur l'utilisation d'autres concepts pouvant améliorer les performances du régime transitoire.

C'est une approche récursive à retour d'état, basée sur la théorie de stabilité de Lyapunov applicable à une classe de systèmes non linéaires, dit triangulaire. Le principe de base consiste à considérer les états du système comme des «*commandes virtuelles*» servant à la détermination de la loi de commande exacte via différentes étapes.

Dans une première étape, on calcule une loi de commande virtuelle conduisant un état vers une position d'équilibre tout en assurant la négativité de la fonction de Lyapunov associée, cette commande virtuelle est considérée comme la valeur désirée du deuxième état, il s'agit alors, dans une seconde étape, de réaliser cet objectif, une fonction de Lyapunov augmentée associée à l'erreur entre le deuxième état et la commande virtuelle calculée précédemment est mise en place, la négativité de cette fonction, incite la définition d'une deuxième loi de commande virtuelle. On suit le même raisonnement, la commande finale sera déterminée à partir des lois de commande virtuelles calculées précédemment. Ce raisonnement peut être interprété par l'ajout des intégrateurs à chaque étape [39], [41].

Conçu au départ pour éliminer les erreurs résiduelles, le contrôleur avec action intégrale proposé dans cette section a permis une nette amélioration des performances et une bonne atténuation de la perturbation en boucle fermée en utilisant le backstepping. Qu'il s'agisse de poursuite/régulation ou d'identification, le contrôleur obtenu, contrairement au backstepping de base, garantit des erreurs nulles en régime permanent [9].

### *La méthode de Backstepping*

La méthode de la commande Backstepping est un processus récursif et systématique de commande des systèmes non linéaires. La méthodologie de construction d'une fonction de Lyapunov pour un système par cette technique a été développée au début des années 90 par R. Freeman et P. Kokoto-vic [14, 15], M. Krstic et *al.* [22].

#### 2.1 Conception de la loi de commande par backstepping

La conception d'un contrôleur pour un système non linéaire où le vecteur d'état est de dimension élevée, peut souvent s'avérer une tâche difficile, voire impossible. La technique du backstepping offre une méthode systématique pour répondre à ce type de problème. Elle

combine la notion de fonction de contrôle de Lyapunov (FCL) avec une procédure récursive de conception. Cela permet de surmonter l'obstacle de la dimension et d'exploiter la souplesse de conception dans le cas scalaire pour résoudre les problèmes de commande pour des systèmes d'ordre plus élevé. Ne faisant pas nécessairement appel à la linéarisation, le backstepping permet, quand il y en a, de conserver les non-linéarités utiles qui, souvent, aident à conserver des valeurs finies du vecteur d'état. Cette technique suppose que l'on soit en mesure de trouver, au moins pour un système scalaire, une loi de commande et une fonction de contrôle de Lyapunov qui stabilisent son origine [9], [55, 56].

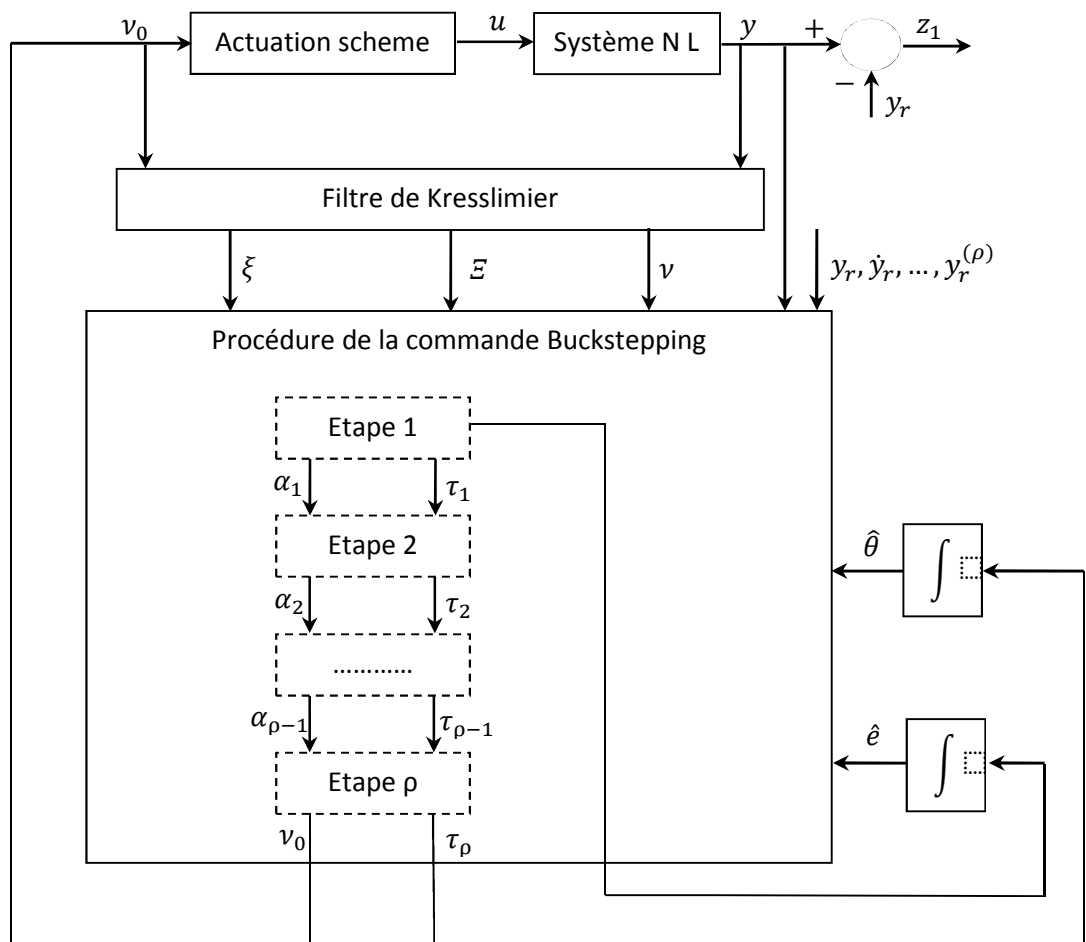


Figure IV.12. Schéma bloc du système de la commande adaptative Backstepping [37].

L'idée de base du Backstepping consiste à calculer une loi de commande afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction (de Lyapunov) soit toujours définie négative. La méthode consiste à fragmenter le système en un ensemble de sous-systèmes imbriqués d'ordre décroissant. Le calcul de la fonction de Lyapunov s'effectue, ensuite, récursivement en partant de l'intérieur de la boucle. A chaque étape, l'ordre du système est augmenté et la partie non

stabilisée lors de l'étape précédente est traitée. À la dernière étape, la loi de commande est trouvée. Celle-ci permet de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système compensé tout en travaillant en poursuite et en régulation [36], [44].

## 2.2. Application de la commande par Backstepping

Pour les systèmes non linéaires, le Backstepping est une procédure qui consiste à trouver une fonction de Lyapunov de commande (CLF) strictement assignable pour garantir la stabilité asymptotique globale du système considéré.

La commande backstepping utilise le principe de stabilité de Lyapunov pour le calcul de la loi commande récursivement, c'est une méthode multi étapes opérant sur les systèmes ayant une forme d'état triangulaire (strict-feedback systems), elle utilise la notion de la commande virtuelle et l'ajout des intégrateurs à chaque étape.

## 3. Système linéaire de classe SISO

L'objectif de contrôle est d'asymptotiquement suivre le signal de référence  $y_r(t)$  avec la sortie  $y$  de système [38], [42].

Afin d'illustrer le principe de la méthode de backstepping, on considère le cas de système linéaire de classe SISO de la forme suivante :

$$y(s) = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0}{s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0} u(s) \quad (IV.1)$$

Une approche adaptative à ce problème est exigée parce que certains ou tous les  $a_i$  et  $b_i$  sont inconnus. Nous faisons les suppositions standards suivantes de système et le signal de référence. Le polynôme  $B(s) = b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0$  est Hurwitz.

### 3.1. Filtre d'estimation d'état

Puisque seulement la sortie  $y$  est disponible pour la mesure, nous concevons un observateur de Kreisselmeier [38], [39].

Nous commençons en représentant le système (1) sous forme canonique observable (*strict-feedback form*) (La forme stricte de triangularité) :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 - a_{n-1}y \\ \dot{x}_2 &= x_3 - a_{n-2}y \\ &\vdots \\ \dot{x}_\rho &= x_{\rho-1} - a_{m+1}y \\ \dot{x}_{\rho+1} &= x_\rho - a_m y + b_m u \\ &\vdots \\ \dot{x}_n &= -a_0 y + b_0 \\ y &= x_1 \end{aligned} \quad (IV.2)$$

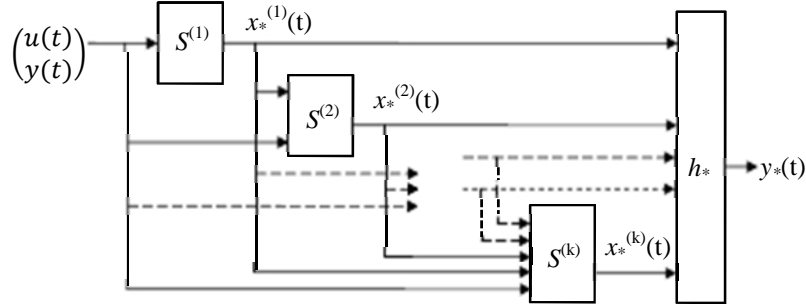


Figure IV.2. Structure interprétation de la forme triangulaire (strict feedback form).

Le but de cette procédure est de commander tout d'abord le sous-système  $s_1$  par l'intermédiaire de la variable  $y$ , appelée commande virtuelle, puis de commander le système globale par  $u$ .

Ainsi, on peut trouver une commande  $u$  stabilisante à partir de la fonction de Lyapunov strictement assignable au système (IV.1) et ceci étape par étape.

L'objectif est de ramener l'état  $x_1$  vers un état désiré  $x_{1d}$ .

D'une façon plus compacte, le système (IV.2) est écrit comme :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_0 x + (k - a)y + bu \\ y &= e_1^T x \end{aligned} \quad (IV.3)$$

$x$ ,  $y$  sont les variables d'état et  $u$  est la variable de commande.

Où  $e_i$  dénote le  $i^{\text{ème}}$  coordonné dans le vecteur  $\mathbf{R}^n$  et

$$A_0 = \begin{bmatrix} -k_1 & & I \\ \vdots & & \\ -k_n & 0 \dots & 0 \end{bmatrix}, \quad k = \begin{bmatrix} k_1 \\ \vdots \\ k_n \end{bmatrix}, \quad a = \begin{bmatrix} a_{n-1} \\ \vdots \\ a_0 \end{bmatrix}, \quad \bar{b} = \begin{bmatrix} b_m \\ \vdots \\ b_0 \end{bmatrix}, \quad b = \begin{bmatrix} 0_{(\rho-1) \times 1} \\ \bar{b} \end{bmatrix}. \quad (IV.4)$$

La matrice d'observation  $A_0$  est Hurwitz (stable) en raison du choix  $k$ . Il est facile de vérifier :

$$\begin{aligned} A_0^i e_n &= e_{n-1}, & 0 \leq i \leq n-1 \\ A_0^n e_n &= -k, \end{aligned} \quad (IV.5)$$

Pour que les fonctions polynômiales  $A(\cdot)$  et  $B(\cdot)$  de système (V.1) satisfaites :

$$\begin{aligned} A(A_0)e_n &= a - k \\ B(A_0)e_n &= b \end{aligned} \quad (\text{IV.6})$$

En filtrant  $u$  et  $y$  avec deux filtres de  $n$ -dimensions

$$\begin{cases} \dot{\eta} = A_0\eta + e_n y \\ \dot{\lambda} = A_0\lambda + e_n u \end{cases} \quad (\text{IV.7})$$

L'estimation d'état est formulée comme

$$\hat{x} \triangleq B(A_0)\lambda - A(A_0)\eta \quad (\text{IV.8})$$

En utilisant (V.3), (V.6) et (V.8), il est facile de vérifier que l'erreur d'estimation d'états  $\varepsilon = x - \hat{x}$  satisfait  $\dot{\varepsilon} = A_0\varepsilon$ . Dans l'expression (V.8) pour  $\hat{x}$ , les vecteurs multipliant les paramètres inconnus  $a_0, \dots, a_{n-1}$  et  $b_0, \dots, b_m$  sont  $\xi_i = A_0^i\eta, 0 \leq i \leq n-1$ , et  $v_i = A_0^i\lambda, 0 \leq i \leq m$ , respectivement.

Pour la commodité nous définissons aussi  $\xi_n = -A_0^n\eta$  et récrivons (III.8) comme

$$x = \xi_n - \sum_{i=0}^{n-1} a_i \xi_i + \sum_{i=0}^m b_i v_i + \varepsilon \quad (\text{IV.9})$$

Tous les signaux  $\xi$  et  $v$  et leurs dérivées sont explicitement disponibles :

$$\begin{aligned} \xi_n &= -A_0^n\eta, \quad \dot{\xi}_n = A_0\xi_n + ky \\ \xi_i &= A_0^i\eta, \quad \dot{\xi}_i = A_0\xi_i + e_{n-1}y, \quad 0 \leq i \leq n-1, \end{aligned} \quad (\text{IV.10})$$

$$v_i = A_0^i\lambda, \quad \dot{v}_i = A_0v_i + e_{n-1}u, \quad 0 \leq i \leq m,$$

Il est important d'indiquer que ces expressions sont mises en œuvre comme des identités algébriques, avec des équations de filtre (IV.7).

Dans le contrôleur adaptatif conçoivent les paramètres inconnus apparaissant dans l'équation d'estimation d'état (IV.9) sera remplacé par leurs estimations.

En conclusion, un tableau de K-filtre est:

$\begin{cases} \dot{\eta} = A_0\eta + e_n y \\ \dot{\lambda} = A_0\lambda + e_n u \end{cases}$
$\xi_n = -[A_0^n \eta, A_0 \eta]$
$v_i = A_0^i \lambda,$

Tableau IV.1. Filtre de Kresselmier

### 3.2. Les formes canoniques des modèles d'état de systèmes linéaires

Puisque la représentation d'état d'un système n'est pas unique, nous aurons les façons infinies de choisir les variables d'état. Ceux des variables d'état différentes sont uniquement rapprochés l'un de l'autre. Si un nouveau jeu de variables d'état, est choisi comme une combinaison linéaire des variables d'état données X, nous avons [58]:

$$X = PZ \quad (IV.11)$$

Ou P est une matrice non singulière, alors

$$Z = P^{-1}X \quad (IV.12)$$

De l'équation (11)

$$\begin{aligned} \dot{X} &= P\dot{Z} = AX + BU \\ &= APZ + BU \end{aligned}$$

$$\dot{Z} = \bar{A}Z + \bar{B}U \quad (IV.13)$$

Equation (13) est la représentation de même système par changement de variables d'état Z et :

$$\bar{A} = P^{-1}AP \quad \text{et} \quad \bar{B} = P^{-1}B$$

### 4. Application au système (ICP):

On prend le cas de modèle de système torche à plasma inductif (ICP)

L'objectif de contrôle est de générer une commande à retour d'état pour un système avec des paramètres  $\theta$  inconnus, tel que tous les signaux de la boucle fermés sont bornés et la sortie du system  $y(t) = x_1(t)$  suit la référence  $y_r(t)$  avec ces dérivées  $\dot{y}_r(t)$ ,  $\ddot{y}_r(t)$  [10], [11], [12].

Considérons le convertisseur de classe E (SRI) de la forme :

$$\begin{cases} \dot{i}_L = c \frac{dv_c}{dt} \\ L \frac{di}{dt} + Ri + v_c = u \end{cases} \quad (IV.14)$$

La dynamique de ce système est décrite par les équations d'état suivantes :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = a_1 x_2 \\ \dot{x}_2 = -a_2 x_1 - a_3 x_2 + b u \\ y = x_2 \end{cases} \quad (IV.15)$$

Où les paramètres spécifiques sont :

$$a_1 = 1/c, \quad a_2 = 1/L, \quad a_3 = R/L, \quad b = 1/L$$

#### V.1. Filtre d'estimation d'état:

Nous commençons en représentant le système (15) sous forme canonique observable :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + (a_1 - 1)x_2 \\ \dot{x}_2 = -a_2 x_1 - a_3 x_2 + b u \end{cases} \quad (IV.15)$$

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -a_2 & 0 \end{bmatrix} x - y \begin{bmatrix} 1 - a_1 \\ a_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ b \end{bmatrix} u \quad (IV.16)$$

$$y = Cx \quad (IV.17)$$

Avec  $C = [0 \ 1]$

Dans cette situation, nous pouvons exprimer (16) comme

$$\dot{x} = Ax + F(y, u)\theta \quad (IV.18)$$

Où

$$F(x, u)^T = \begin{bmatrix} u & -y & 0 \\ 0 & 0 & -y \end{bmatrix} \quad (IV.19)$$

Et le vecteur de paramètres  $\theta^T = [b \ a]$

Où  $b = b_2$ , et  $a = [(1-a_1) \ a_3]^T$ , et  $a_2 = b_2$ .

Pour l'estimation d'état nous employons les filtres

$$\begin{cases} \dot{\xi} = A_0 \xi + Ky & (IV.20) \\ \dot{\Omega}^T = A_0 \Omega^T + F(y,u)^T & (IV.21) \end{cases}$$

Où le vecteur  $K^T = [K_1 \quad K_2]$  est choisi pour que la matrice  $A_0 = A - KC = \begin{bmatrix} 0 & -K_1 \\ -a_2 & -K_2 \end{bmatrix}$

soit Hurwitz.

(En mathématiques, une matrice carrée  $A$  est appelée **matrice de Hurwitz** si toutes les valeurs propres de  $A$  ont une partie réelle strictement négative,)

La matrice  $P$  existe tel que :  $PA_0 + A_0P = -I, \quad P = P^T > 0$

Et l'erreur d'estimation d'état  $\varepsilon = x - \hat{x}$ , disparaît exponentiellement parce qu'il satisfait  $\dot{\varepsilon} = A_0 \varepsilon$ .

Avec l'aide de ces filtres notre estimation d'état est

$$\hat{x} = \xi + \Omega^T \theta \quad (IV.22)$$

Le filtre  $\Omega$  est dénoté:

$$\Omega^T = [\lambda \quad \eta] \quad (IV.23)$$

L'équation de  $\lambda$  et  $\eta$  est gouvernée par :

$$\begin{cases} \dot{\lambda} = A_0 \lambda + e_2 u \\ \dot{\eta} = A_0 \eta + e_2 y \end{cases} \quad (IV.24)$$

Pour conclure, de (16) et des expressions de filtre de KREISSELMEIR une expression équivalente pour l'estimation virtuelle est :

$$\hat{x} = -A_0^3 \eta - \sum_{i=1}^3 a_i A_0^i \eta + b_0 \lambda \quad (IV.25)$$

Pour élaborer la loi de commande non linéaire du système global, une *procédure de contrôle adaptative backstepping* consiste en deux étapes. Il commence par sa sortie  $y$ ,

$$\dot{y} = x_2 - yC^T a \quad (IV.26)$$

De l'expression algébrique (18) nous avons

$$x_2 = \xi_2 + \Omega_{(2)}^T \theta + \varepsilon_2 \quad (IV.27)$$



En substituant l'équation (18) dans (17), nous obtenons les deux expressions importantes suivantes pour  $\dot{y}$  :

$$\dot{y} = b\lambda_2 + \xi_2 + \bar{\omega}^T \theta + \varepsilon_2 \quad (\text{IV.28})$$

et

$$\dot{\lambda}_2 = -K_2\lambda_1 + u \quad (\text{IV.29})$$

Tous ces états sont disponibles pour le retour en boucle fermée. Notre objectif est de forcer la sortie  $y$  d'asymptotiquement suivre sa référence  $y_r$  en gardant tous les signaux de la boucle fermés bornés.

Représente la première erreur dans le but d'assurer la convergence de la sortie  $y$  vers sa valeurs de référence (désirée)  $y_d$ .

Nous employons le changement de coordonnées, Les nouvelles variables sont définies comme étant :

$$z_1 = y - y_r \quad (\text{IV.30})$$

$$z_2 = \lambda_2 - \hat{\rho}\dot{y}_r - \alpha_1 \quad (\text{IV.31})$$

Où  $\hat{\rho}$  est l'estimation de  $\rho = 1/b$ , notre but est de régler  $z[z_1 \quad z_2]^T$  à zéro.

### 5. Synthèse robuste par Backstepping

L'idée principale de cette stratégie de commande repose sur la construction d'un algorithme qui permet en premier lieu de concevoir simultanément, pour un sous-système, la loi de commande passive (virtuelle), la dynamique d'adaptation ainsi que la fonction de Lyapunov qui garantit la stabilité. Ensuite, pour le deuxième sous-système on calcule une nouvelle commande virtuelle et une deuxième fonction de Lyapunov; et ainsi de suite selon l'ordre du système. Enfin, en dernier lieu, on obtient l'expression de la commande qui garantit la stabilité globale et les performances du système [42], [43].

La synthèse de la commande se déroulera en deux étapes :

Étape 1 : Premièrement, on demande à la sortie de suivre une trajectoire désirée  $x_{1d}$ , on introduit l'erreur de trajectoire :  $z_1 = y - y_r$  et on présentant  $z_2 = \lambda_2 - \hat{\rho}\dot{y}_r - \alpha_1$ , où  $\alpha_1$  une fonction à être conçue. Alors, de (28) nous arrivons :

$$\dot{z}_1 = b\lambda_2 + \xi_2 + \bar{\omega}^T \theta + \varepsilon_2 + \dot{y}_r \quad (\text{IV.32})$$

L'état  $x_2$  est ensuite utilisé comme commande intermédiaire afin de garantir la stabilité de (32). On définit pour cela la première fonction de stabilité  $\alpha_1$  comme une commande virtuelle calculée à chaque étape:

$$\alpha_1 = \hat{\rho} \bar{\alpha}_1 \quad (IV.33)$$

Nous obtenons

$$\dot{z}_1 = \bar{\alpha}_1 + \xi_2 + \bar{\omega}^T \theta + \varepsilon_2 - b(\dot{y}_r + \bar{\alpha}_1) \tilde{\rho} + bz_2 \quad (IV.34)$$

Alors le choix de  $\bar{\alpha}_1$

$$\bar{\alpha}_1 = -c_1 z_1 - d_1 z_1 + \xi_2 + \bar{\omega}^T \theta \quad (IV.35)$$

On aboutit au système

$$\dot{z}_1 = -c_1 z_1 - d_1 z_1 + \xi_2 + \bar{\omega}^T \theta + \varepsilon_2 - b(\dot{y}_r + \bar{\alpha}_1) \tilde{\rho} + bz_2 \quad (IV.36)$$

Où  $z_1$  et  $\dot{z}_1$  sont associées à la fonction candidate de Lyapunov suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta} + \frac{|b|}{2\gamma} \tilde{\rho}^2 + \frac{1}{4d_1} \varepsilon^T P \varepsilon \quad (IV.37)$$

$\gamma$  est le taux de arrangement.

Nous examinons la dérivée de  $V_1$  :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= z_1 [-c_1 z_1 - d_1 z_1 + \varepsilon_2 + (\omega - \hat{\rho}(\dot{y}_r + \bar{\alpha}_1) e_1^T) \tilde{\theta} - b(\dot{y}_r + \bar{\alpha}_1) \tilde{\rho} + \hat{b} z_2] \\ &\quad - \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}} - \frac{|b|}{2\gamma} \tilde{\rho} \dot{\tilde{\rho}} - \frac{1}{4d_1} \varepsilon^T \dot{\varepsilon} \\ &= -c_1 z_1^2 + \hat{b} z_1 z_2 - |b| \tilde{\theta} \frac{1}{\gamma} \left[ \gamma \operatorname{sgn}(b) (\dot{y}_r + \bar{\alpha}_1) z_1 + \dot{\tilde{\theta}} \right] + \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \left[ \Gamma (\omega - \hat{\rho}(\dot{y}_r + \bar{\alpha}_1) e_1) z_1 - \dot{\tilde{\theta}} \right] \\ &\quad - d_1 z_1^2 + z_1 \varepsilon_2 - \frac{1}{4d_1} \varepsilon^T \varepsilon \end{aligned} \quad (IV.39)$$

Pour éliminer les termes inconnus  $\tilde{\theta}$ ,  $\tilde{\rho}$  dans (39) nous choisissons les lois d'adaptation telles que :

$$\dot{\tilde{\rho}} = -\gamma \operatorname{sgn}(b) (\dot{y}_r + \bar{\alpha}_1) z_1, \quad \gamma > 0 \quad (IV.40)$$

et 
$$\dot{\tilde{\theta}} = \Gamma \tau_1 \quad \text{ou} \quad \tau_1 = (\omega - \hat{\rho}(\dot{y}_r + \bar{\alpha}_1) e_1) z_1 \quad (IV.41)$$

Nous n'utilisons pas  $\dot{\hat{\theta}} = \Gamma \tau_1$  comme la loi de mise à jour pour  $\hat{\theta}$ , parce que  $\theta$  réapparaîtra dans des étapes ultérieures. Cependant,  $\rho$  ne réapparaîtra pas, donc nous utilisons (25.4) comme la loi de mise à jour réelle pour  $\hat{\rho}$ . Nous conservons (25.5) comme notre première fonction de réglage d'accord (fonction de régulation) (tuning function) pour  $\hat{\theta}$ . En substituant (25.3) et (25.4) dans (25.5), nous obtenons la *dérivée de la fonction de Lyapunov* :

$$\dot{V}_1 \leq -c_1 z_1^2 + \hat{b} z_1 z_2 + \tilde{\theta}^T (\tau_1 - \Gamma^{-1} \hat{\theta}) \quad (\text{IV.42})$$

Étape 2 :

Dans cette étape, le but est de minimiser l'écart  $z_2$ , ce qui s'interprète par la réalisation de la loi de commande virtuelle  $\alpha_1(x_1)$ . Une fonction de Lyapunov augmentée est introduite : Il apparaît une nouvelle erreur :  $z_2 = \lambda_2 - \hat{\rho} \dot{y}_r - \alpha_1$  de (31) avec l'aide de (29) nous obtenons

$$\dot{z}_2 = \dot{\lambda}_2 - \hat{\rho} \ddot{y}_r - \dot{\hat{\rho}} \dot{y}_r - \dot{\alpha}_1(y, \eta, \hat{\theta}, \hat{\rho}, y_r) \quad (\text{IV.43})$$

$$= u - k_2 \lambda_1 - \hat{\rho} \ddot{y}_r - \dot{\hat{\rho}} \dot{y}_r - \frac{\partial \alpha_1}{\partial y} \underbrace{(\xi_2 + \omega^T \theta + \varepsilon_2)}_{\dot{y}} - \frac{\partial \alpha_1}{\partial \eta} \dot{\eta} - \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} \dot{y}_r - \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{\theta}} \dot{\hat{\theta}} - \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{\rho}} \dot{\hat{\rho}} \quad (\text{IV.44})$$

$$\dot{z}_2 = \alpha_2 - \beta_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial y} (\omega^T \tilde{\theta} + \varepsilon_2) - \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{\theta}} \dot{\hat{\theta}} \quad (\text{IV.45})$$

Si on définit

$$\alpha_2 = u - \hat{\rho} \ddot{y}_r \quad (\text{IV.46})$$

Où  $\beta_2$  est une fonction de signaux disponibles ou existes :

$$\beta_2 = k_2 \lambda_1 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial y} \underbrace{(\xi_2 + \omega^T \hat{\theta})}_{\dot{y}} + \frac{\partial \alpha_1}{\partial \eta} \dot{\eta} + \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} \dot{y}_r + \left( \dot{y}_r + \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{\rho}} \right) \dot{\hat{\rho}} \quad (\text{IV.47})$$

Afin d'éliminer cette erreur, la fonction de Lyapunov  $V_1$  précédente (37) est augmentée d'un autre terme, qui va prendre en charge la nouvelle erreur qui a été introduite précédemment:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{4d_2} \varepsilon^T P \varepsilon \quad (\text{IV.48})$$

En vue de (35), (36) et  $\dot{\varepsilon} = A_0 \varepsilon$  la dérivée de  $V_2$  est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 \leq & -c_1 z_1^2 - b z_1 z_2 + \tilde{\theta}^T \left( \tau_1 - \Gamma^{-1} \dot{\hat{\theta}} \right) + z_2 \left[ \alpha_2 - \beta_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial y} (\omega^T \tilde{\theta} + \varepsilon_2) - \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{\theta}} \dot{\hat{\theta}} \right] \\ & - \frac{1}{4d_2} \varepsilon^T \varepsilon \end{aligned} \quad (IV.49)$$

$$\begin{aligned} \leq & -c_1 z_1^2 + \tilde{\theta}^T \left( \tau_1 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial y} \omega z_2 - \Gamma^{-1} \dot{\hat{\theta}} \right) + z_2 \left[ \alpha_2 + \hat{b} z_1 - \beta_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{\theta}} \dot{\hat{\theta}} \right] \\ & - z_2 \frac{\partial \alpha_1}{\partial y} \varepsilon_2 - \frac{1}{4d_2} \varepsilon^T \varepsilon \end{aligned} \quad (IV.50)$$

$$\begin{aligned} \leq & -c_1 z_1^2 + \tilde{\theta}^T \left( \tau_1 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial y} \omega z_2 - \Gamma^{-1} \dot{\hat{\theta}} \right) + z_2 \left[ \alpha_2 + \hat{b} z_1 - \beta_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{\theta}} \dot{\hat{\theta}} \right] - d_2 \left( \frac{\partial \alpha_1}{\partial y} \right)^2 z_2^2 \\ & - d_2 \left( z_2 \frac{\partial \alpha_1}{\partial y} + \frac{1}{2d_2} \varepsilon_2 \right)^2 \end{aligned} \quad (IV.51)$$

L'élimination des termes inconnus  $\tilde{\theta}$  (indéfinis) de (51) peut être réalisée avec la loi de mise à jour :

$$\dot{\hat{\theta}} = \Gamma \tau_2 \quad (IV.52)$$

Où

$$\tau_2 = \tau_1 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial y} \omega z_2 \quad (IV.53)$$

Alors la fonction de stabilité

$$\alpha_2 = -c_2 z_2 - d_2 \left( \frac{\partial \alpha_1}{\partial y} \right)^2 z_2 - \hat{b} z_1 + \beta_2 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{\theta}} \Gamma \tau_2 \quad (IV.54)$$

Donnerait

$$\dot{V}_2 \leq -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 - d_2 \left( z_2 \frac{\partial \alpha_1}{\partial y} + \frac{1}{2d_2} \varepsilon_2 \right)^2 \leq -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 \quad (IV.55)$$

La condition de négativité de ces fonctions de Lyapunov permet d'extraire la loi de commande suivante:

$$u = \alpha_2 + \hat{\rho} \ddot{y}_r \quad (IV.56)$$

Le système d'erreur résultant est :

$$\dot{z}_1 = -c_1 z_1 - d_1 z_1 + \hat{b} z_2 + \varepsilon_2 + (\omega - \hat{\rho}(\dot{y}_r + \bar{\alpha}_1) e_1)^T \tilde{\theta} - b(\dot{y}_r + \bar{\alpha}_1) \tilde{\rho} \quad (IV.57)$$

$$\dot{z}_2 = -c_2 z_2 - d_2 \left( \frac{\partial \alpha_1}{\partial y} \right)^2 z_2 - \hat{b} z_1 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{\theta}} \left( \hat{\theta} - \Gamma \tau_1 \right) - \frac{\partial \alpha_1}{\partial y} \varepsilon_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial y} \omega^T \tilde{\theta} \quad (IV.58)$$

Nous apportons réécrivons le système d'erreur (57), (58) sous forme compacte suivante :

$$\dot{z} = A_z(z, t)z + W_\varepsilon(z, t)\varepsilon_2 + W_\theta(z, t)^T \tilde{\theta} - b(\dot{y}_r + \bar{\alpha}_1) e_1 \tilde{\rho} \quad (IV.59)$$

Où on donne la matrice de système  $A_z(z, t)$ :

$$A_z(z, t) = \begin{bmatrix} -c_1 - d_1 & \hat{b} \\ \hat{b} & -c_2 - d_2 \left( \frac{\partial \alpha_1}{\partial y} \right)^2 \end{bmatrix} \quad (IV.60)$$

Et  $W_\varepsilon(z, t)$  et  $W_\theta(z, t)^T$  sont

$$W_\varepsilon(z, t) = \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{\partial \alpha_1}{\partial y} \end{bmatrix} \quad (IV.61)$$

$$W_\theta(z, t)^T = W_\varepsilon(z, t) \omega^T - \hat{\rho}(\dot{y}_r + \bar{\alpha}_1) e_1 e_1^T \quad (IV.62)$$

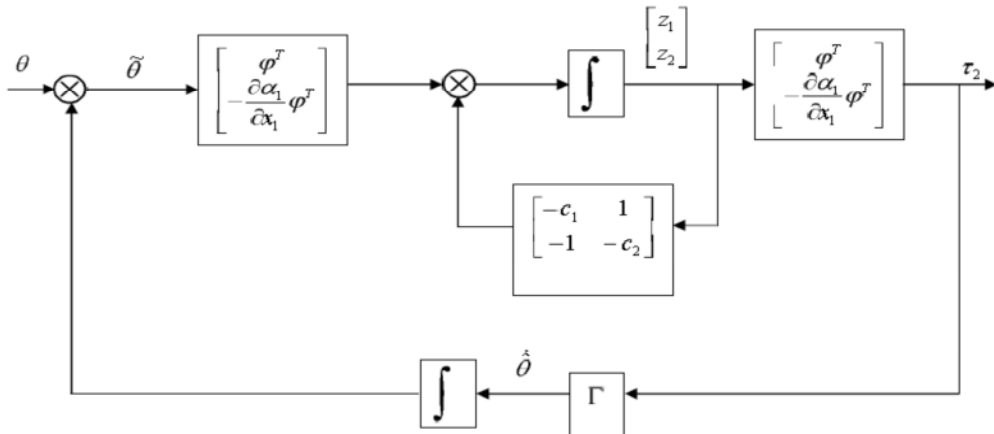


Figure IV.5 : Commande adaptative du système bouclé

Les paramètres de conception figurant dans les lois de commandes Backstepping doivent être choisis soigneusement afin de satisfaire les spécifications désirées. Ce choix est basé sur les critères suivants :

Amélioration du régime transitoire, ce critère est assuré par les paramètres de conception des contrôleurs backstepping.

#### IV. Résultats de Simulation

Pour illustrer le rendement et les performances de cette approche (backstepping), nous présentons les simulations pour (plasma inductif) ayant les paramètres sont donnés dans l'annexe A.

Les paramètres du contrôleur backstepping sont :  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $\gamma_1$ ,  $\gamma_2$  et  $\gamma_3$ ,  $c_1$ ,  $c_2$ ,  $d_1$ ,  $d_2$ .

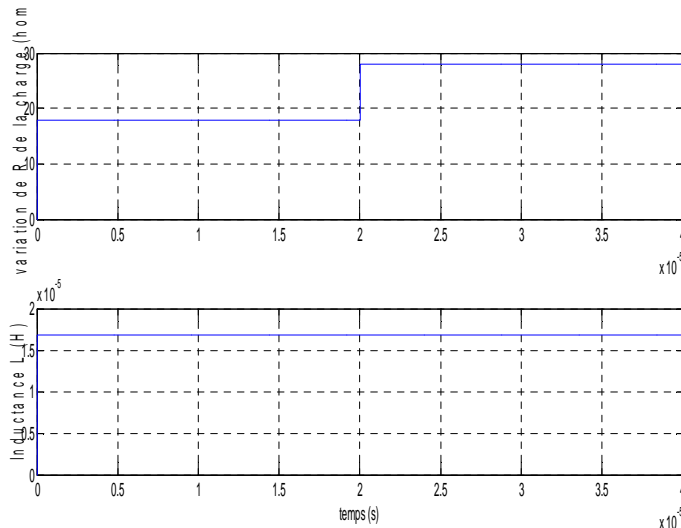
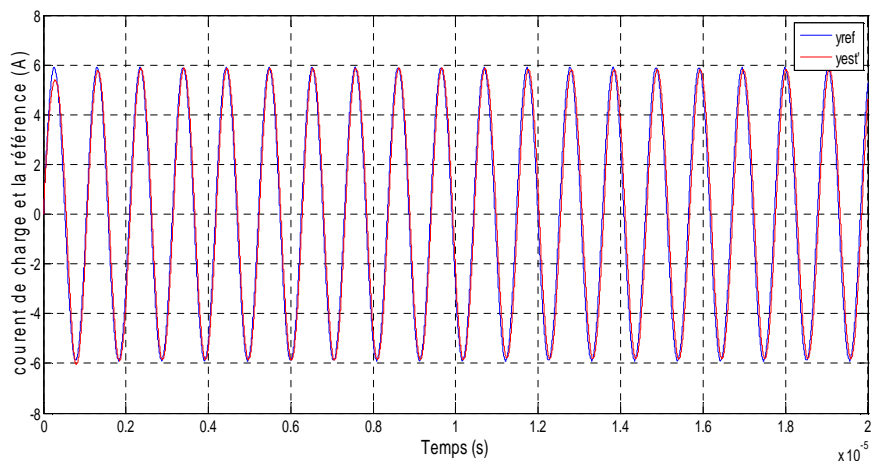


Figure IV.3. Les formes de l'inductance et de la résistance de la charge  
Variation de R à  $2 \cdot R$  à  $t = 20 \mu s$



$$K_1=1, K_2=10.$$

Figure IV.4. a. La forme de courant de charge estimé et sa référence.

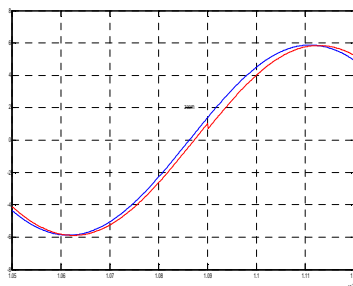
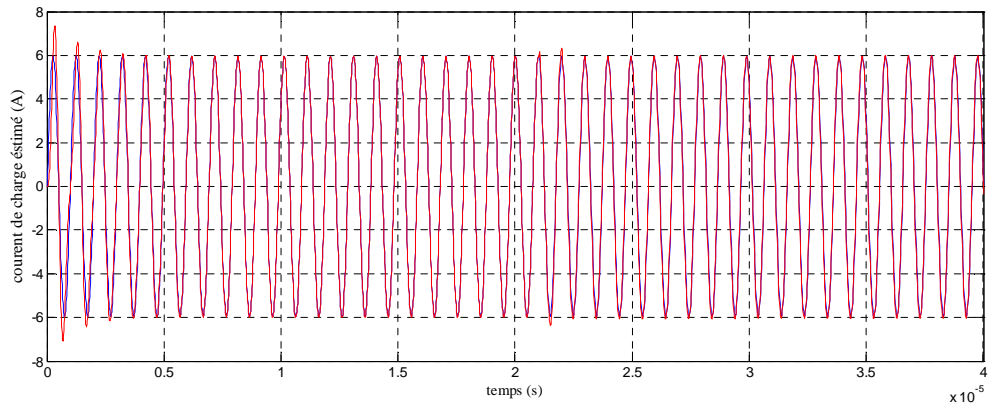


Figure IV.4. b : Estimation du courant de charge (zoom).



$$K_1=2, K_2=1.5.$$

Figure IV.4. c. La forme de courant de charge estimé et sa référence.

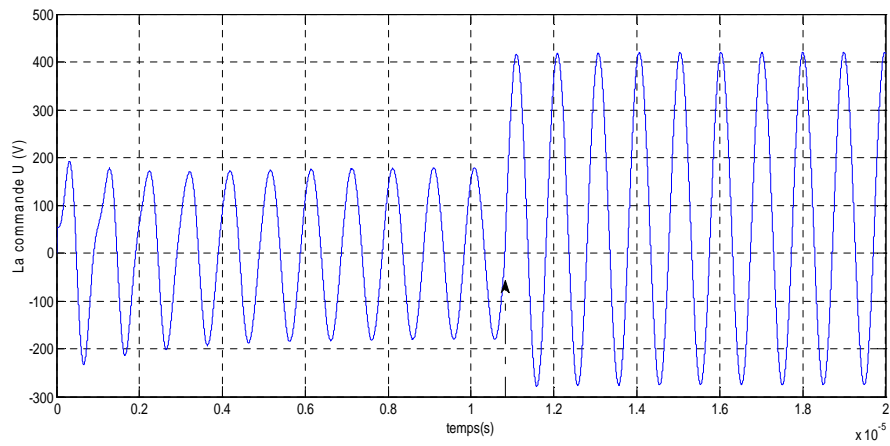


Figure IV.5. Signal du Commande

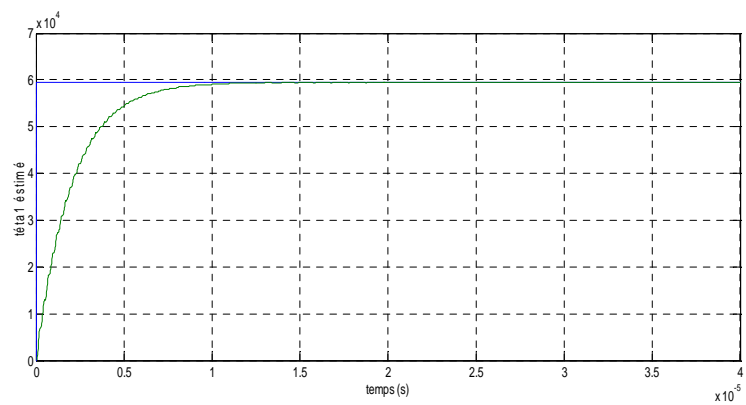


Figure IV.6.a. Estimation de paramètres téta (Ro=L).

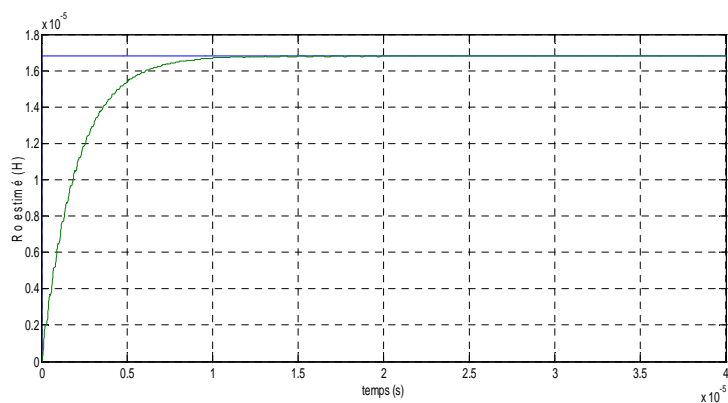


Figure IV.6.b. Estimation de paramètres téta 1.

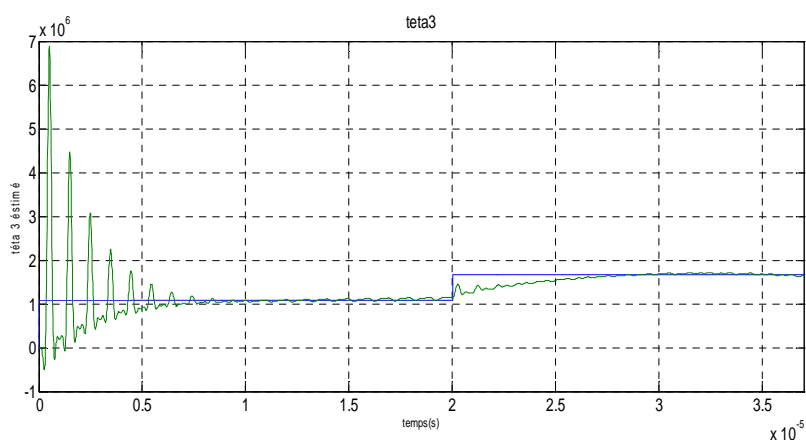


Figure IV.6.c. Estimation de paramètres téta 3.

Les résultats de simulations obtenus sont donnés par les figures 3 à 6. La figure (4) représente le courant de charge (ligne continue) et son référence (ligne pointillée). On constate que la poursuite est réalisée dans un temps inférieur à  $0.2\mu\text{s}$  et avec un signal de commande convenable donné par la figure (V.5).

Le système est soumis à des perturbations externes présentées sous forme de variations paramétrique au niveau de la charge.

Pour tester la robustesse du contrôleur backstepping on introduit une perturbation sur les paramètres de la charge ( $R_o$  et  $L_o$ ) figure (V.3). Dans la figure (V.4) on peut constater que cette augmentation perturbe le régime permanent pour le premier intervalle de temps : une erreur statique apparaît dans la forme du courant de charge.



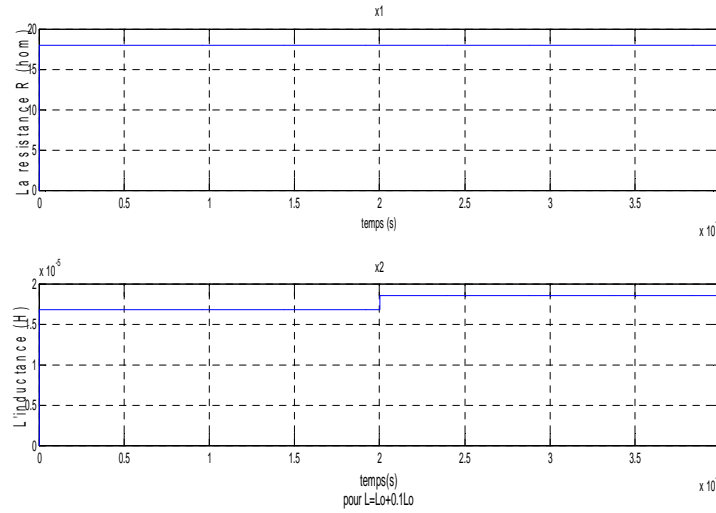


Figure IV.7. Variation de R et L pour une perturbation de 0.1Lo

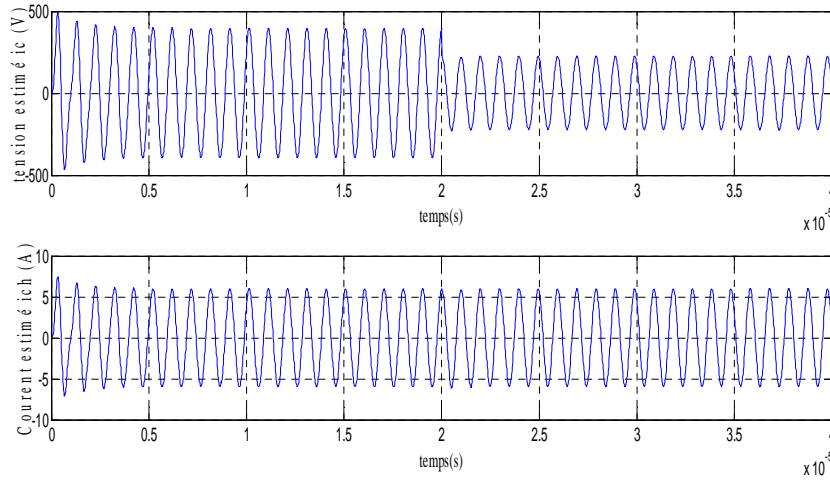
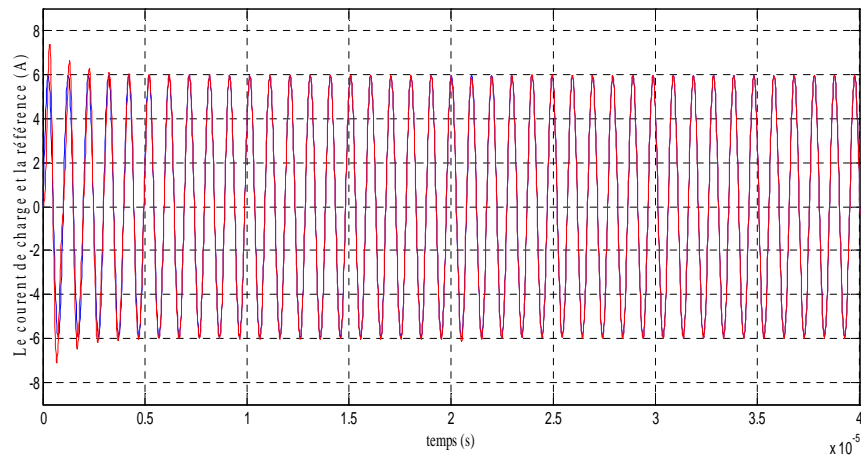


Figure IV.8. La forme de courant de charge et la tension de la capacité pour 0.1L.



$$K_1=K_2=1.6$$

Figure IV.9.a. La forme de courant de charge et son référence pour une perturbation de 0.1Lo.

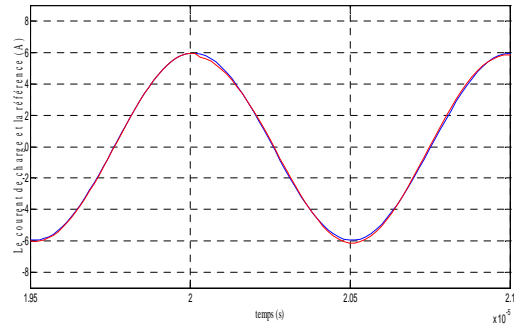
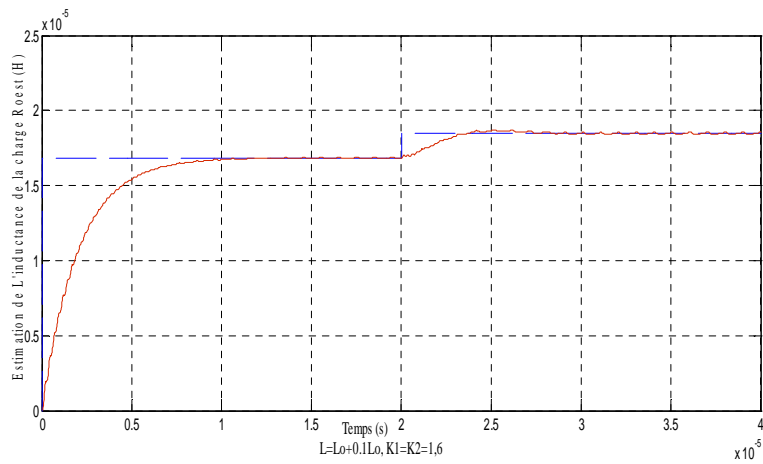
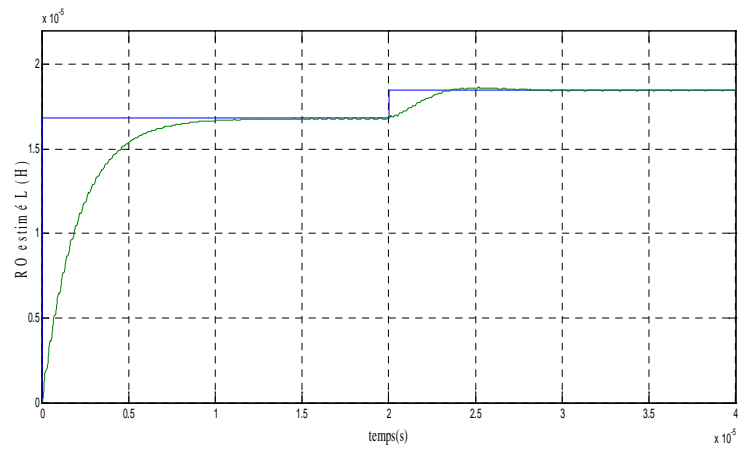


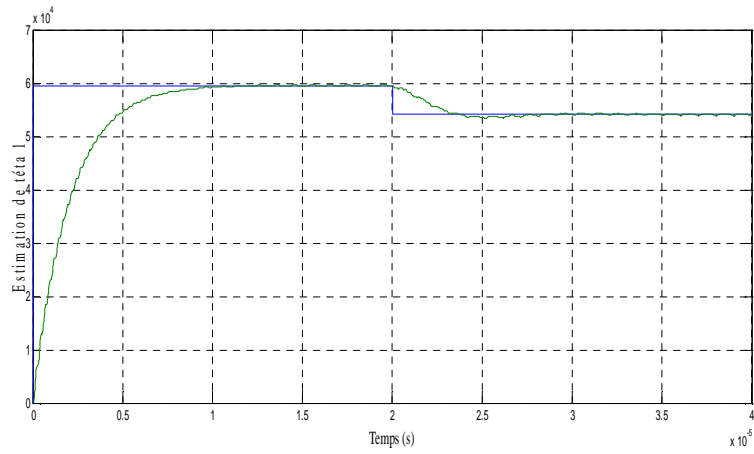
Figure IV.9.B. Zoom de courant de charge pour une perturbation de 0.1L à  $2 \times 10^{-5}$  s



a- Estimation de paramètre  $R_o$  pour  $K_1=K_2=1.6$ ,  $\gamma_1=0.297 \times 10^{-6}$



b- Estimation de paramètre  $R_o$  pour  $K_1=2$ ,  $K_2=1.51$ .



c- Estimation de paramètre téta1 pour  $K_1=2$  ;  $K_2=1.51$

Figure IV.11. Estimation des paramètres téta pour une perturbation de  $0,1L_o$  à  $2*10^{-5}$ s.

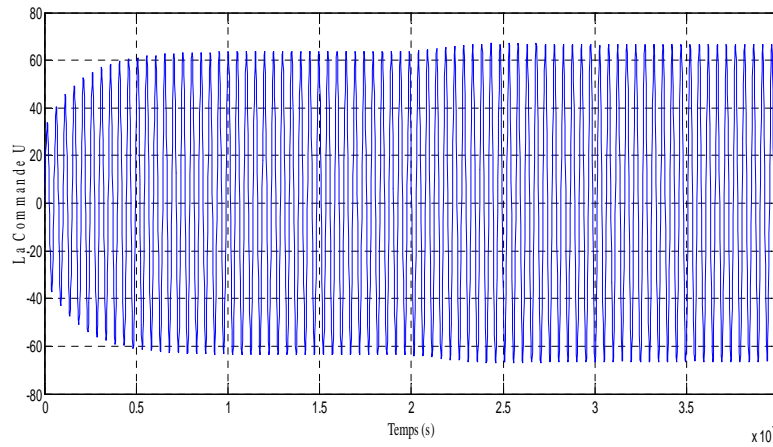


Figure IV. 12. Signal de Commande pour une perturbation  $0.1L_o$

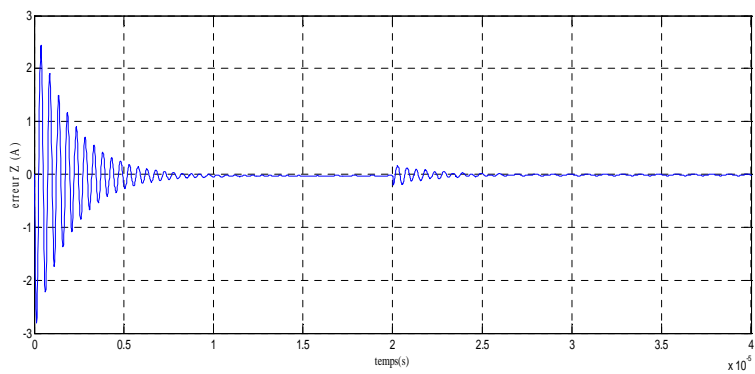


Figure IV.13. Erreur d'estimation z pour  $0.1L_o$

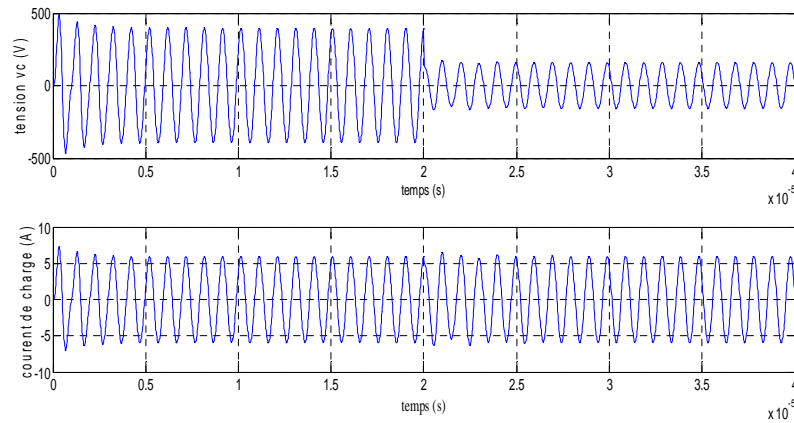


Figure IV.14. La forme de courant de charge et la tension de la capacité pour 0.5L.

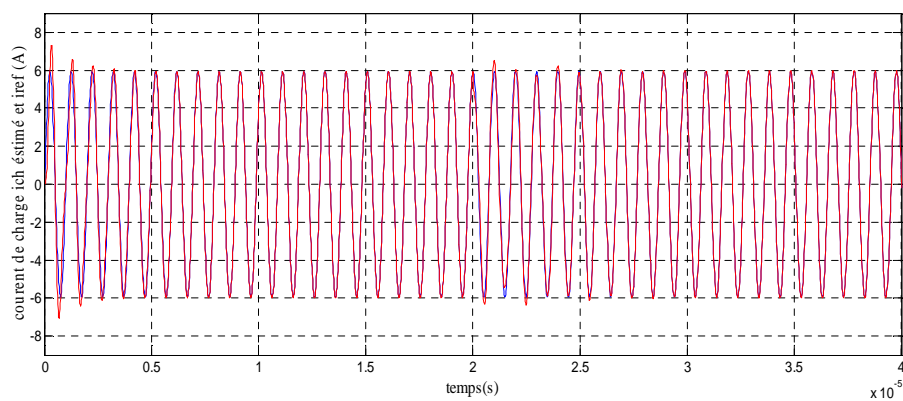


Figure IV.15.a. La forme de courant de charge et son référence pour une perturbation de 0.1Lo.

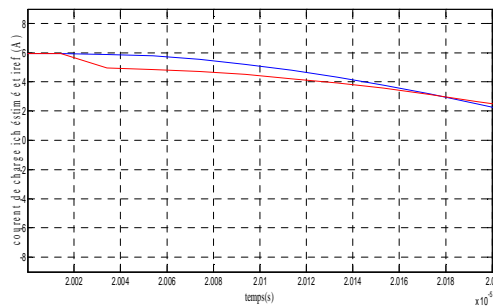


Figure IV.15.b : Estimation du courant de charge (zoom).

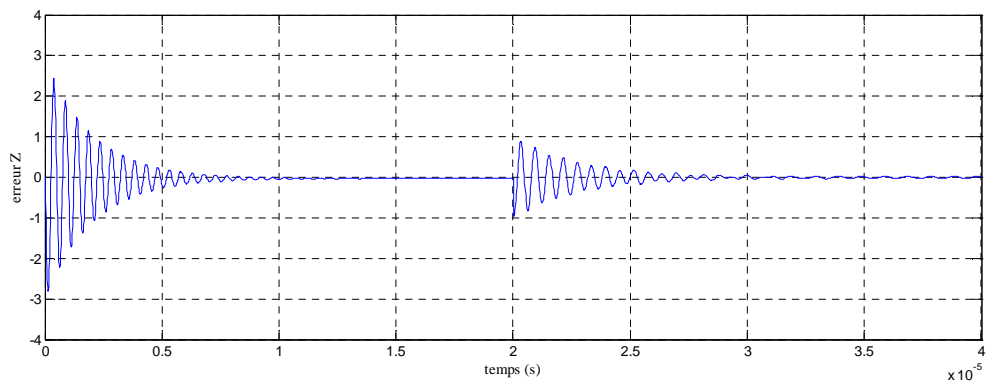
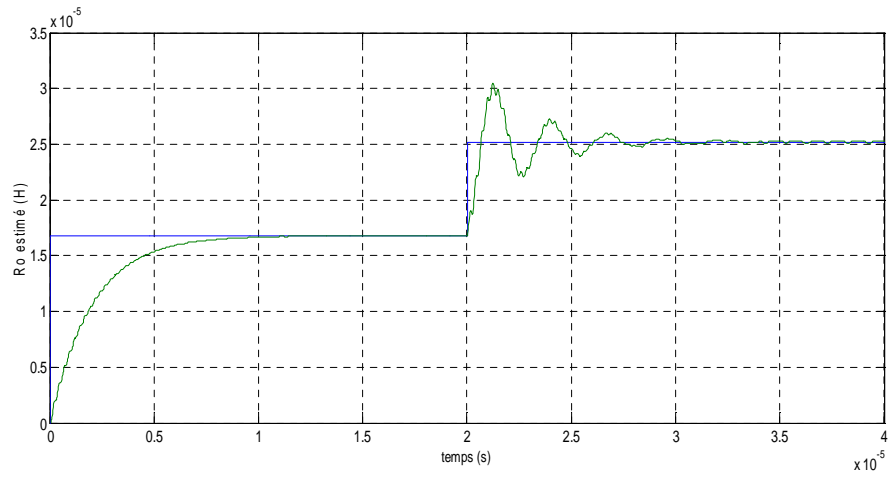
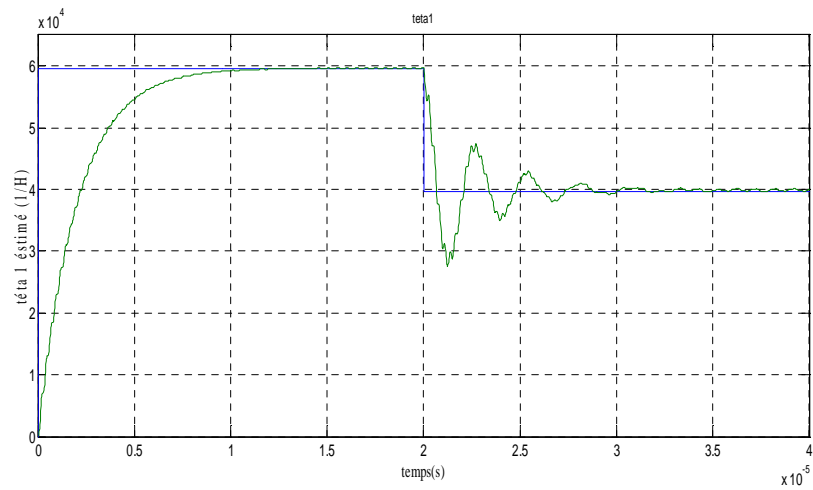


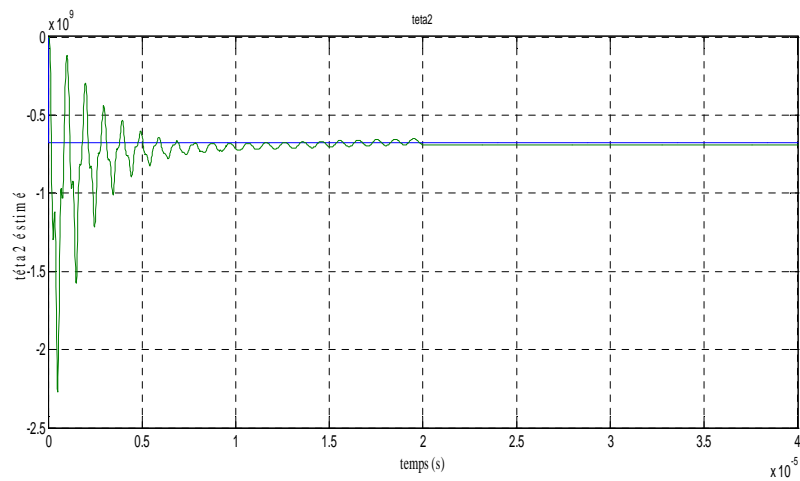
Figure IV.16. Erreur d'estimation z pour 0.5Lo



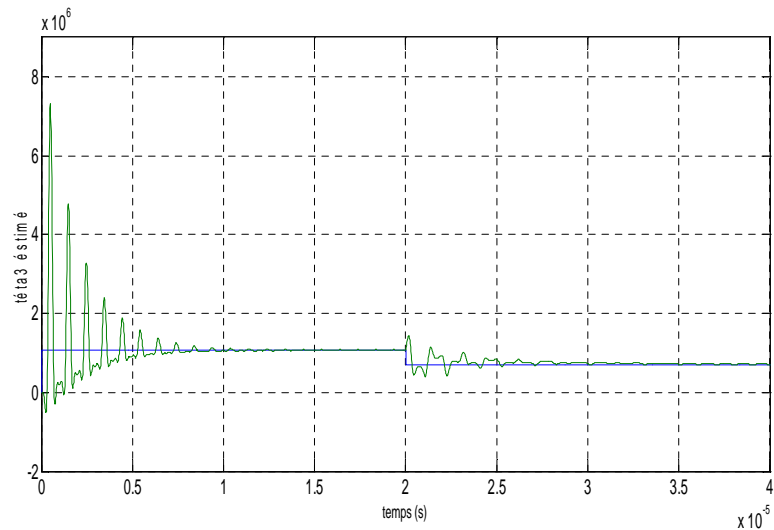
a- Estimation de paramètre  $R_o$  pour  $K_1=1.45$  ;  $K_2=1.51$  pour  $0.5L_o$



b- Estimation de paramètre  $t\acute{e}ta_1$  pour  $K_1=2$  ;  $K_2=1.51$  pour  $0.5L_o$



c- Estimation de paramètre  $t\acute{e}ta_2$  pour  $K_1=2$  ;  $K_2=1.51$  pour  $0.5L_o$



d- Estimation de paramètre  $\theta_3$  pour  $K_1=2$  ;  $K_2=1.51$  pour  $0.5L_0$

Figure IV.17. Estimation des paramètres  $\theta$  pour une perturbation de  $0.5L_0$  à  $2 \cdot 10^{-5}$  s.

#### IV. Conclusion

L'arrivée de la commande par backstepping a donné un nouveau souffle à la commande des systèmes non linéaires, qui malgré les grands progrès réalisés, manquait d'approches générales. Elle se base sur la deuxième méthode de Lyapunov, dont elle combine le choix de la fonction avec celui des lois de commande. Ceci permet, en plus de la tâche pour laquelle le contrôleur est conçu (poursuite et/ou régulation), de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système compensé.

## Conclusion générale

Dans cette thèse est présentée une méthode analytique d'analyse du comportement d'un générateur à induction à transistor en haute fréquence du type E, F et E/F permettant la mise en œuvre d'une torche à plasma inductif.

Cette méthode, basée certes sur des hypothèses de calcul simplificatrices, permet de mettre en évidence l'évolution des différentes grandeurs électriques grâce à des expressions explicites en fonction des différents paramètres comme les caractéristiques des transistors, les conditions de réglage et l'état de la charge électrique du générateur. Appliquée numériquement à un type de transistor donné, elle aboutit à la détermination de toutes les formes d'ondes dans le temps et aussi à l'évolution des grandeurs électriques pour des variations de charge électrique rencontrées lors de l'exploitation d'une torche à plasma. Par détermination conjointe de la caractéristique de sortie du générateur, il est clairement mis en évidence que ce type de générateur est loin d'être un générateur à tension de sortie constante, car cette tension varie de manière importante en fonction de la charge et donc du courant de sortie, ce qui signifie que l'impédance de sortie de ce générateur est importante et peut être déterminée grâce à cette caractéristique de sortie par détermination du rendement, de la puissance appelée au réseau et de la puissance dans la charge en fonction de l'angle de conduction ou de la charge électrique, il est possible de s'assurer d'une bonne adaptation d'impédance afin de tirer le meilleur profit du générateur pour une application donnée.

Ce type de méthode analytique est donc complémentaire, par son aspect explicite, aux méthodes numériques basées sur les variables d'état qui permettent de prendre en compte des schémas électriques plus sophistiqués.

On a étudié ici la technologie des réacteurs plasmas basses pressions (BP) radiofréquence (RF). On y distingue les réacteurs à couplage capacitif (RIE) de ceux à couplage inductif ICP.

La problématique principale de cette thèse consiste à élaborer des stratégies de commande avancées pour améliorer les performances du générateur plasma. L'inconvénient des méthodes linéaires classique comme le PI, PID et moderne comme le LQR est qu'elles ne garantissent pas la stabilité vis-à-vis des incertitudes.

L'application de méthodes de synthèse non linéaire (Backstepping), a montré leur intérêt. Elle a permis de réduire et amélioré ainsi d'une manière marquante les réponses temporelles mais aussi la robustesse a pu être considérée, pour des incertitudes paramétriques.

Enfin, grâce à la retouche du correcteur Backstepping par une optimisation de ses paramètres, les performances ont été améliorées.

On peut conclure que d'un point de vue théorique, la commande par Back-stepping s'avère la plus appropriée au regard du cahier des charges. Il subsiste néanmoins à l'heure actuelle, le problème de la complexité de cette commande en vue d'une implémentation et ceci par rapport à la simplicité de celle d'un PI ou PID.

## Perspectives

Le travail effectué nous a permis d'ouvrir des perspectives concernant la synthèse de commande par Backstepping. Il serait intéressant de poursuivre ce travail sur les points suivants :

- La perspective la plus directe consiste à valider cette méthodologie sur un système de générateur à plasma réel.
- Application de la commande numérique sur le système de générateur à plasma réel.



## **Références Bibliographiques**

- [1] Sébastien Dine, "Caractérisation d'une décharge capacitive VHF dans l'hydrogène : effet de la fréquence ". *Thèse de Doctorat, Université Paris XI UFR Scientifique D'orsay, 24 juillet 2006.*
- [2] F. Kassabji et P. Fauchais, "Les générateurs à plasma", *Revue Phys. Appl.16 (1981) 549-577, Université de Limoges, 123, rue Albert Thomas, 87060 Limoges Cedex, France, accepté le 16 juin 1981.*
- [3] Roland Ernst, "Analyse par méthode analytique du comportement d'un générateur à induction à triode haute fréquence pour torche à plasma inductif ", *J. Phys. III France 6 (1996) 1733-1758.*
- [4] B. Paya, Ph. Fache., "Le plasma inductif de forte puissance", Les Fiches Techniques, EDF. *Cahiers de l'Ingénierie, Direction des Etudes et Recherches, Mars 1997.*
- [5] Michaud Benoît ; A. Iaafari, "Ètude du comportement électrique d'une torche à plasma inductif de forte puissance (350 kW) alimentée par un générateur à transistors", *Thèses : 94 TOUR 4020, New Ph. D. Thèses.*
- [6] Y. Cheron, H. Foch et J. Roux, "Etude d'une nouvelle utilisation des transistors de puissance dans les convertisseurs haute tension à fréquence élevée". *Revue Phys. Appl. 16 (1981) 333-342.*
- [7] Emilie Despiau-Pujo, "Gravure des Semi-Conducteurs III-V par Plasmas Inductifs Chlorés", *Thèse De Doctorat En Physique, Spécialité : Physique Des Plasmas, Ecole Polytechnique, 28 Nov. 2009.*
- [8] Boyer M. ; Hapiot J. C. ; Cheron Y., "Optimal trajectory control of series resonant converter, Implementation of a nested-control integrated automaton"., *Congrès Electrical Engineering Young Researchers conference No2, Grenoble , FRANCE 1995, Journal de physique. III, vol. 5, no6, pp. 727-741.*

## **Bibliographie**

- [9] Adnan MARTINI, "Modélisation et Commande de vol d'un hélicoptère drone soumis à une rafale de vent". *Thèse de doctorat, Université Paul Verlaine – Metz. Ecole doctorale Energie, Mécanique, Matériaux, 14 Nov.2008.*
- [10] Farag ABDULGALIL, "Commande non linéaire dans les Systèmes de Forage Pétrolier: Contribution à la suppression du phénomène de « Stick-Slip » ", Université PARIS XI, UFR SCIENTIFIQUE D'ORSAY. 28 Février 2006.
- [11] J- Erin, D- Morvan et J. Amouroux, " Optimisation des conditions de fonctionnement d'un pilote plasma de 25 kW pour la purification du silicium ", J. Phys. III Fonce 5, 585-604 MAY 1995.
- [12] Maryline Moreno, "Synthèse en phase gazeuse de nanoparticules de carbone par plasma hors équilibre", Thèse de Doctorat de l'Ecole des Mines de Paris, Spécialité "Energétique", 15 décembre 2006.
- [13] J. W. Pool, M. P. Freeman, K. W. Doak and M. L. Thorpe," Simulator Tests to Study. Hot-Flow Problems Related to a Gas Core Reactor", NASA-CR-2309, 1973. "130 KHz
- [14] Nabil IKHLEF, " Modélisation Numérique D'une Installation Convertisseur –Plasma d'Induction en Vue D'une Commande Optimale". *Thèse de doctorat en sciences, Université de Batna, Faculté des Sciences de L'ingénieur, Département D'électrotechnique, 15 avril 2010.*
- [15] M. El Morsli, P. Proulx, "Two-temperature chemically non-equilibrium modelling of an air supersonic ICP", Journal of physics. D, Applied physics, vol. 40, no16, pp. 4810-4828,
- [16] D. Pelletier D. "Modélisation de la cinétique chimique dans les plasmas inductifs, Applications aux procédés", Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 2006.
- [17] J. W. Pool, M. P. Freeman, K. W. Doak and M. L. Thorpe," Simulator Tests to Study. Hot-Flow Problems Related to a Gas Core Reactor", NASA-CR-2309, 1973.

## ***Bibliographie***

- [18] M. R. Mékidèche, "Contribution à la modélisation numérique d'une torche à plasma d'induction ", Thèse de doctorat, Université de Nantes, IUT de Saint-Nazaire, France, 1993.
- [19] Salanne Jean-Philippe, "Contrôle du point de fonctionnement des décharges électriques par l'intermédiaire de leur alimentation", Thèse de Doctorat De L'institut National Polytechnique De Toulouse, Spécialité : Génie Electrique, 18/11/2005.
- [20] "De la Source RF à la chambre à plasma", Recherche et Développement, Maintenance et Réparation R, Transfert de Compétences et Formations.
- [21] **Jordan Edwin Morelli**, "Plasma Position Control in the Stor-M Tokamak: A Fuzzy Logic Approach", Thesis for the Degree of Doctor of Philosophy in the Department of Electrical Engineering University of Saskatchewan, Saskatoon, January 2003.
- [22] A. Ramadan, D. Sardin, T. Reveyrand, "Analyse comparative des classes en commutation (F, F<sup>-1</sup>, E) pour l'amplification de puissance en technologie GaN.", *16<sup>èmes</sup> Journées Nationales Microondes 27-28-29 Mai 2009 Grenoble.*
- [23] Gabriel CIVRAC, "Vers la réalisation de composants haute tension, forte puissance sur diamant CVD. Développement des technologies associées." *Thèse de Doctorat de l'université de TOULOUS, l'Institut National Polytechnique de Toulouse, Spécialité : Micro-électronique.*
- [24] Pierre Cornélis, "Les Tubes Electroniques" *Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence complète (HAREC +), ON7PC rue J. Ballings, 88 1140 Bruxelles, 2009.*
- [25] Stéphane BREHAUT, "Modélisation et optimisation des performances CEM d'un convertisseur AC/DC d'une puissance de 600 W", *Thèse pour obtenir le grade de docteur de l'université de tours, Discipline : Sciences Pour l'Ingénieur.*
- [26] "Les amplificateurs de puissance", *ch.2, Systèmes électroniques, Institut d'Automatisation Industrielle, Hes.so Haute Ecole Spécialisée de Suisse Occidentale.*

## ***Bibliographie***

- [27] Luis Alejandro ANDIA MONTES "Amplificateur de puissance en classe commutée pour application dans un émetteur multi-radio à haut rendement", *thèse Doctorat, 05 Octobre 2010.*
- [27] Scott Kee, Ichiro Aoki, Ali Hajimiri, and David Rutledge, "The Class E/F Family of ZVS Switching Amplifiers", *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, Vol. 51, No. 6, pp. 1677, June 2003.*
- [28] Ali M Niknejad, "The Class E/F Family of Harmonic-Tuned Switching Power Amplifiers", Class E/F Amplifiers, Excerpts from the Ph.D. dissertation of Dr. Scott Kee, 2009.
- [29] Ali Hajimiri, Scott Kee, Ichiro Aoki, and David Rutledge, "Class E/F Switching Power Amplifiers", U.S. Patent document, *June 2004.*
- [30] Sanggeun Jeon, "Design and Stability Analysis Techniques for Switching-Mode Nonlinear Circuits: Power Amplifiers and Oscillators", Thèse de Doctorat, Institut de Technologie, Université de California, Pasadena 2006.
- [31] Sanggeun Jeon, "A 2.7-kW, 29-MHz Class-E/Fodd Amplifier with a Distributed Active Transformer", IMS2005.
- [32] J- Erin, D- Morvan et J. Amouroux, "Optimisation des conditions de fonctionnement d'un pilote plasma, de 25 kW pour la purification du silicium", *J. Phys. III Fonce 5 (1995) 585-604*
- [33] Z. KACZMARCZYK, "A high-efficiency Class E inverter, computer model, laboratory measurements and SPICE simulation", *Bulletin of the Polish Academy of Sciences Technical Sciences Vol. 55, No. 4, 2007.*
- [34] Xiyang Li, "Linear Quadratic Tracking Optimum Controller Model Design to Optimize High Frequency Power Supply Performance", *Thèse pour obtenir le grade de Master en Sciences de l'Ingénieur, Université de Youngstown State, Mars 2009.*

## ***Bibliographie***

- [35] Yanjun Zhang, Dehong Xu, Min Chen, “LLC Resonant Converter for 48V to 0.9V VRM”, *35<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Germany, 2004*.
- [35] Siu-Chung Wong and Chi K. Tse, “Design of Symmetrical Class E Power Amplifiers for Very Low Harmonic-Content Applications”, *IEEE Trans. on circuits and systems I: regular papers, vol. 52, no. 8, pp.1684, august 2005*.
- [36] Ibtissem BAKHTI, Etude de Différentes Commandes Non Linéaires de la Machine Asynchrone Avec Observation de Flux et de Vitesse, Mémoire de Magister En Electrotechnique, Option : Machine Electrique, Université de Batna, 2010.
- [37] Zhengqiang Zhang, Weisheng Chen, “Adaptive output feedback control of nonlinear systems with actuator failures”, *ScienceDirec, Elsvier Journal, Information Sciences* 179, pp.4249–4260, 2009.
- [38] Miroslav KrstiC, Ioannis Kanellakopoulos, and Petar V. KokotoviC, “Nonlinear Design of Adaptive Controllers for Linear Systems”, *IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 39, No. 4, pp. 738, April 1994*.
- [39] Tadeusz Kaczorek, “Canonical Forms of Singular 1D and 2D Linear Systems”, *Amc, Int. J. Appl. Math. Comput. Sci., Vol. 13, No. 1, 61–72, 2003*.
- [40] Alexey Shumsky “Redundancy Relations for Fault Diagnosis in Nonlinear Uncertain Systems”, *Int. J. Appl. Math. Comput. Sci., Vol. 17, No. 4, 477–489, 2007*.
- [41] Ahmed Belhani, “Conception des Contrôleurs Flous Multi-variables”, *Thèse de Doctorat en Sciences Électronique, Option Contrôle des Systèmes, Université de Constantine, 09 Juillet 2007*.
- [42] Shaocheng Tong, Changliang Liu, Yongming Li, “Robust Adaptive Fuzzy Filters Output Feedback Control of Strict–Feedback Nonlinear Systems”, *CMCS, Int. J. Appl. Math. Comput. Sci., Vol. 20, No. 4, 637–653, 2010*.
- [43] C.WANG and S. S. GE, “Adaptive Backstepping Control of Uncertain Lorenz System, International Journal of Bifurcation and Chaos”, Vol. 11, No. 4 pp.1115-1119, World Scientific, Publishing Company, 2001.

## ***Bibliographie***

- [44] Fateh MEHAZZEM, “Contribution à la Commande d’un Moteur Asynchrone destiné à la Traction électrique”, *THESE de doctorat en cotutelle Doctorat Electronique, optronique et systèmes Université de Constantine*, 2010.
- [45] ‘LES TUBES ELECTRONIQUES’, Cours de radioamateur en vue de l’obtention de la licence complète (HAREC +).
- [46] Ilyes Boulkaibet, ‘Une Etude en Simulation de Stratégies de Commande Non Linéaire’, Mémoire de Magistère en Electronique, Option Contrôle Des Systèmes, 2007.
- [47] W. Gerhard, R. Knöchel, .A 2.14 GHz inverse class F Si-LDMOS power amplifier with voltage second harmonic peaking, *IEEE German Microwave Conference*, 28.30. Mar. 2006.
- [48] A.Grebennikov, N. O. Sokal, .Switchmode RF Power Amplifiers, Ed Newnes, USA 2007.
- [49] Y. Y. Woo, Y. Yang, I. Kim, B. Kim, .Student design - Efficiency Comparison Between Highly Efficient Class-F and Inverse Class-F Power Amplifiers. *IEEE Microwave Magazine*, vol. 3, Issue 3, Jun. 2007, pp. 100-110.
- [50] M. Kazimierczuk, .Class E tuned power amplifier with shunt inductor, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 16, Issue 1, Feb. 1981, pp. 2-7.
- [51] K.J. Herman, R.E. Zulinski, “The infeasibility of a zero-current switching class-E amplifier”. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 37, Issue 1, Jan. 1990, pp. 152-154.
- [52] S. Zerouali, A. Allag, S. M. Mimoune, A. Hadri Hamida, M. Y. Ayad and A. Miraoui, “An adaptive Linear Quadratic Regulator (LQR) Applied to Buck-Series Resonant Inverter for Induction Heating”, *AMSE Journals*, vol. 62, no. 1, pp. 94-104, France, 2007
- [53] S. Zerouali, A. Allag, S. M. Mimoune and A. Hadri Hamida, “Extended Kalman Filter for Uninterruptible Power Supplies Applied to Non Linear Loads ”, *International*

### ***Bibliographie***

*Journal of Applied Electromagnetic and Mechanics*, vol. 25, no. 1-4, pp. 565-569, ISEM, Bad Gastein, (IOS Press), September 2007.

- [54] S. Zerouali, S. M. Mimoune A. Allag, and A. Hadri Hamida, “Zero Voltage Switching with Optimal Linear Quadratic Regulator for Power Supply Feeding an Induction Heating”, *Asian Power Electronics Journal*, vol. 1, no. 1, pp. 94-104, Mars 2006.
- [55] A. Hadri Hamida, A. Allag, M. Y. Hammoudi, S. M. Mimoune, S. Zerouali, *et al.*, “A Nonlinear Adaptive Backstepping Approach Applied to a Three Phase PWM AC-DC Converter Feeding Induction Heating”, *ELSEVIER Journals, Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation CNSNS*, vol. 14, no. 4, pp. 1515-1525, 2009.
- [56] A. Hadri Hamida, A. Allag, S. M. Mimoune, S. Zerouali, *et al.*, “Adaptive Nonlinear Control of AC-DC-PWM Converter Feeding Induction Heating”, *AMSE Journals*, vol. 63, no. 2, pp. 40-51, France, 2008.

**Annexe A**

Pour illustrer le rendement et les performances de l'approche (backstepping), nous présentons les simulations pour (plasma inductif) ayant les paramètres sont donnés dans le tableau suivant:

Tableau 1: Les paramètres de contrôleur Backstepping

Description	Valeur
Les gains de Liapunov	$c_1=2e-6, c_2=2 e^{-6}$
Les gains Observateur	$k_1=2, k_2=1.5$
Les gains Damping	$d_1= 1e^{-6}, d_2=0,01 e^{-6}$
Les gains d'adaptation	$g_1=0.295E-6, g_2=0.01E-6$ gama=[220 0 0;0 640 0; 0 0 40]

Les paramètres du contrôleur backstepping sont :  $k_1, k_2$ .

Les paramètres de conception sont :

La fréquence de commutation  $f = 1$  MHz, Inductance de fuite coté source  $L_1 = 270 \mu\text{H}$ ,

Inductance de la charge  $L_0 = 16.8 \mu\text{H}$ ,

La résistance de la charge  $R_0 = 10 \text{ ohm}$ ,

La résistance de transistor à l'éta on :  $R_{\text{Ton}} = 0.174$ ,

La Capacité d'adaptation  $C = 1.47 \mu\text{F}$ .

Et les paramètres d'alimentation sont :

$U_{\text{Tm}} = 455 \text{ V}$ ,  $U = 129 \text{ V}$ ,  $I_{\text{Trms}} = 5 \text{ A}$ .

**Abaques de SMITH**

Outil de calcul graphique permettant la représentation des grandeurs complexes vues sur une ligne de transmission.

Utilisation de l'abaque de Smith pour visualiser les zones d'impédances couvertes par les matchs (boite d'adaptation).

Chaque boite d'accord harmonie ayant ses propres spécifications, l'unique moyen de la caractériser est d'en mesurer la zone de couverture, les analyseurs RF avec visualisation de l'impédance sur Abaque de Smith sont indispensables.

Les configurations des impédances de charges intrinsèques aux harmoniques qui donneront les formes temporelles optimisées pour chaque fréquence de fonctionnement sont les suivantes.



Calcul de L'impédance :

Pour  $f = 30 \text{ kHz}$ ,  $Z_{ch} = 0.01 + 0.0001i$

Pour  $f = 41 \text{ kHz}$ ,  $Z_{ch} = 0.01 + 0.0003i$

Pour  $f = 45 \text{ kHz}$ ,  $Z_{ch} = 0.01 + 0.0004i$

Pour  $f = 1\text{MHz}$ ;  $z_{ch} = 1.0 - i2.71 \text{ ohm}$ .

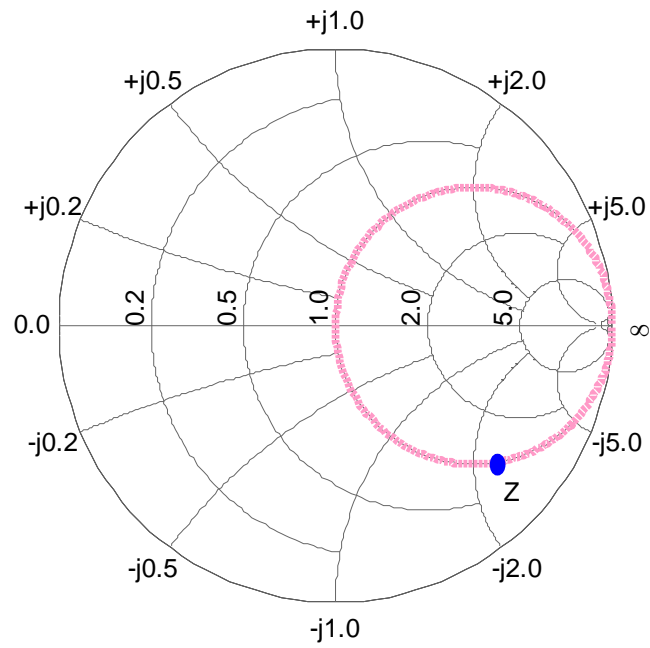


Figure IV.22. Impédance de charge intrinsèque pour la classe E.

**Annexe B****Algorithme des moindres carrés récursifs**

A l'instant  $k$ , le modèle est lié aux entrées-sorties précédentes par l'équation de récurrence suivante :

$$y(k) = -\theta_1 \cdot y(k-1) - \theta_2 \cdot y(k-2) + \theta_3 \cdot u(k-1) + \theta_4 \cdot u(k-2) \quad (\text{IV.})$$

que l'on peut exprimer sous la forme d'un produit scalaire d'un vecteur paramètre  $\theta(k)$  et un vecteur des mesures précédentes  $\psi(k-1)$ , tel que :

$$y(k) = \theta^T(k) \cdot \psi(k-1) \quad (\text{IV.73})$$

$$\text{avec :} \quad \theta(k) = [\theta_1 \quad \theta_2 \quad \theta_3 \quad \theta_4] \quad (\text{IV.74})$$

$$\text{et} \quad \psi(k) = [-y(k-1) \quad -y(k-2) \quad u(k-1) \quad u(k-2)] \quad (\text{IV.75})$$

Le critère quadratique à minimiser a pour expression :

$$J_k(\theta) = \sum_{k=1}^N e^2(k, \theta)$$

soit, après remplacement de  $e(k, \theta)$

$$J_k(\theta) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N [y(k) - \theta(k)^T \psi(k-1)]^2 \quad (\text{IV.76})$$

En écrivant :

$$\frac{dJ_k(\theta)}{d\theta} = \sum_{k=1}^N [y(k) - \theta(k)^T \psi(k-1)] [-\theta^T(k-1)^T] = 0 \quad (\text{IV.77})$$

on obtient :

$$\sum_{k=1}^N \psi(k-1) y(k) = \sum_{k=1}^N \psi(k-1) \psi(k-1)^T \theta(k) \quad (\text{IV.78})$$

D'où,

$$\theta(k) = \left[ \sum_{k=1}^N \psi(k-1) \psi(k-1)^T \right]^{-1} \left[ \sum_{k=1}^N \psi(k-1) y(k) \right] \quad (\text{IV.79})$$

On peut écrire l'expression (IV.79) autrement :

$$\theta(k) = P(k) \left[ \sum_{k=1}^N \psi(k-1) y(k) \right] \quad (\text{IV.80})$$

La matrice  $P$  est la matrice de variance de l'erreur d'estimation, telle que :

$$P(k)^{-1} = \sum_{k=1}^N \psi(k-1) \psi(k-1)^T = P(k-1)^{-1} + \psi(k-1) \psi(k-1)^T \quad (\text{IV.81})$$

Le lemme d'inversion matricielle suivant [19] :

$$(A + B C D)^{-1} = A^{-1} - A^{-1} B (C^{-1} + D A^{-1} B)^{-1} D A^{-1} \quad (\text{IV.82})$$

Permet d'obtenir la forme récursive de  $P(k)$ .

$$P(k) = P(k-1) - \frac{P(k-1) \psi(k-1) \psi(k-1)^T P(k-1)}{1 + \psi(k-1)^T P(k-1) \psi(k-1)} \quad (\text{IV.83})$$

A partir de l'expression précédente du vecteur paramètres  $\theta(k)$ , on peut aboutir une forme récursive :

$$\theta(k) = P(k) \sum_{k=1}^N \theta(k-1) y(k) = P(k) \left[ \theta(k-1) y(k) + \sum_{k=1}^{N-1} \theta(k-1) y(k) \right] \quad (\text{IV.84})$$

D'où,

$$\theta(k) = P(k) \left[ P(k-1)^{-1} \theta(k-1) + \theta(k-1) y(k) \right] \quad (\text{IV.85})$$

Or:

$$P(k)^{-1} = P(k-1)^{-1} + \theta(k-1) \theta(k-1)^T \quad (\text{IV.71})$$

On obtient l'expression finale de mise à jour du vecteur paramètre :

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + P(k) \psi(k-1) \frac{y(k) - \psi(k-1)^T \psi(k-1)}{1 + \psi(k-1)^T P(k-1) \psi(k-1)} \quad (\text{IV.72})$$

Les gains de MCR sont employés pour calculer

$$P(k) = P(k-1) - \frac{P(k-1)\psi(k)\psi(k)^T P(k-1)}{1 + \psi(k)^T P(k-1)\psi(k)} \quad (\text{IV.73})$$

et les paramètres sont périodiquement ajustés selon la loi suivante :

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + L(k)[y(k) - \psi^T \hat{\theta}(k-1)] \quad (\text{IV.74})$$

Posons :

$$\hat{A}_d = \begin{bmatrix} 0 & -\hat{\theta}_2 \\ 1 & -\hat{\theta}_1 \end{bmatrix}, \quad \hat{B}_d = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad \hat{C}_d = [\hat{\theta}_3 \quad \hat{\theta}_4] \quad (\text{IV.75})$$

Pour notre cas, il est possible d'identifier les paramètres du modèle pour une gamme de différentes charges. Dans la phase de commande en temps réel, on substitue les expressions trouvées (IV.75) dans les algorithmes établis dans les sections précédentes (IV.3).

**Annexe C****Strict feed-back forme :**

Cette annexe introduit les éléments de base de la commande linéarisant, feedback linéarisation.

**Bases Mathématiques :****1 Introduction à la géométrie différentielle :**

1.1. **Difféomorphisme** : Soit  $p$  un point de  $R^n$  et une application  $\varphi$  d'un ouvert  $U \subset R^n$  dans un ouvert  $V \subset R^n$ , on dit que est un difféomorphisme local au voisinage  $U$  de  $p$  si  $\varphi$  est inversible de  $U$  dans un voisinage  $V$  du point  $\varphi(p)$  de  $V$ , et si  $\varphi^{-1}$  et  $\varphi$  est continue.

1.2. **Champ de vecteurs** : un champ de vecteur sur  $R^n$  est une fonction dérivable

$$f = R^n \rightarrow R^n : \quad f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_1(x) \\ \vdots \\ f_n(x) \end{bmatrix}$$

II.1.3 Dérivée de Lie : Pour une fonction scalaire  $h : x \rightarrow h(x)$  et un champ de vecteur  $f(x)$ , la dérivée de Lie est définie par :

$$L_f h = \sum_{i=1}^n f_i(x) \frac{\partial h}{\partial x_i} = \langle dh, f \rangle$$

Avec

$$L_f^i h = L_f (L_f^{i-1} h), \quad L_f^1 h = L_f h, \quad L_f^0 h = h$$

**a) Crochet de Lie :**

Deux champs de vecteurs peuvent être composés comme suit :

$$[f, g](h) = f(g(h)) - g(f(h)) = L_f L_g h - L_g L_f h$$

$$[f, g](h) = ad_f g \quad \text{Où} \quad [f, g](h) = L_{fg}$$

2. Stabilité des systèmes :

2.1 Stabilité du point d'équilibre :

a) Définition: Stabilité au sens de Lyapunov

L'état d'équilibre  $x_e$  est dit stable si :  $\forall \varepsilon > 0, \exists \alpha > 0$ , tel que si  $\|x(0) - x_e\| < \alpha$  alors  $\|x(t) - x_e\| < \alpha \quad \forall t \geq 0$ . Dans le cas contraire,  $x_e$  est dit instable.

b) Méthode directe de Lyapunov :

**Théorème 1** : Stabilité (asymptotique) locale :

S'il existe une fonction scalaire  $V(x)$  de l'état dont les dérivées partielles premières sont continues et telle que:

- 1-  $V$  est une fonction candidate de Lyapunov.
- 2-  $\dot{V}$  est localement semi définie négative dans un voisinage de l'origine. Alors le point d'équilibre  $\Omega$  est stable et un domaine de conditions initiales stables est délimité par n'importe quelle équipotentielle de Lyapunov contenue dans  $\Omega$ .

Si  $\dot{V}$  est localement définie négative dans  $\Omega$ , alors la stabilité est dite localement asymptotique dans la partie de l'espace délimité par n'importe quelle équipotentielle de Lyapunov contenue dans  $\Omega$ .

**Théorème 2** : stabilité globale asymptotique

S'il existe une fonction  $V$  telle que :

- 1-  $V$  est une fonction candidate de Lyapunov.
- 2-  $\dot{V}$  est définie négative.
- 3- La condition  $\|x\| \rightarrow +\infty$  implique  $V(x) \rightarrow +\infty$

Alors  $0$  est un point d'équilibre globalement asymptotiquement stable.

**Annexe D :**

Application au convertisseur E/F

1. La linéarisation par retour d'état du système (convertisseur classe EF):

On choisit comme variables d'états :  $x_1 = v_{cp}$ ,  $x_2 = v_{cs}$ ,  $x_3 = i_{ls}$ ,  $x_4 = i_{Lo}$ 

Le modèle s'écrit sous la forme suivante :

$$\dot{x} = Ax + Bu, y = Cx \quad (D-1)$$

Telles que :

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & 0 & 1/C_1 & -1/C_1 \\ 0 & 0 & 0 & 1/C_2 \\ -1/L_1 & 0 & 0 & 0 \\ 1/L_2 & -1/L_2 & 0 & -R/L_2 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_1} \end{bmatrix}^T \quad (D-2)$$

La matrice A est dénoté : pour l'intervalle  $t_{on}$   $a_{11} = 1/C_1 R_{Ton}$  et  $a_{11} = 0$  pour l'intervalle  $t_{off}$ .Avec les paramètres  $R_{ch}$  et  $L_{ch}$  sont des paramètres inconnus, donc on peut écrire le système sous la forme suivante :  $\dot{x} = f(x) + g(x, u)$ 

Pour rendre le système (D-1) sous la forme (1) il faut vérifier les conditions suivantes :

- i) Le système nominal  $f, g$  est localement (globalement) linéarisable.
- ii) La supposition stricte de triangularité

$$ad_g G_i \subset G_i, 0 \leq i \leq n - 1 \text{ est satisfaite dans } U_0, \text{ voisinage d'origine (dans } R^n)$$

La condition ii) est satisfaite. Parce que :

$$ad_g G_i = 0 \subset G_i, 0 \leq i \leq 1,$$

L'équation (D.1) devient :

$$\begin{aligned} \dot{Z}_i &= Z_{i+1}, \quad 1 \leq i \leq 3 \\ \dot{Z}_4 &= L_f^4 h(x) + L_f L_f^3 h(x) u. \end{aligned}$$

On définit la fonction  $h=x_l$ , avec  $Z=T(x)$  un difféomorphisme local définit par :

On obtient alors:

$$\begin{aligned} Z &= T(x) = [h, L_f h, L_f^2 h, L_f^3 h] = [Z_1, Z_2, Z_3, Z_4] \\ \varphi_i(1, \dots, i) &= L_g L_f^{i-1} h, \quad 1 \leq i \leq n \\ \varphi_1 &= L_f h, \quad \varphi_2 = L_g L_f h, \quad \varphi_3 = L_g L_f^2 h, \quad \varphi_4 = L_g L_f^3 h \end{aligned}$$

$$\text{Avec :} \quad u = \frac{1}{L_g L_f^3 h} (-L_f^4 h + v)$$

## Annexe E

## Généralisation

## 1. Approche adaptative avec observateur:

Certains systèmes ont des états inaccessibles à mesurer ou difficile ou coûteux à mesurer, soit par impossibilité physique d'introduire un capteur, soit pour des questions des coûts, on ne peut pas mesurer tous les états. La solution est d'utiliser la notion d'observateur basé sur les mesures faites sur l'entrée et la sortie du processus. Dans cette section, on introduit l'observateur sur la commande backstepping. La conception backstepping d'observateur peut être appliquée au système à retour de sortie, dans lequel les non linéarités dépendent seulement des sorties.

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= x_2 + \varphi_1(y) \\
 \dot{x}_2 &= x_3 + \varphi_2(y) \\
 &\vdots \\
 \dot{x}_{\rho-1} &= x_\rho + \varphi_{\rho-1}(y) \\
 \dot{x}_\rho &= x_{\rho+1} + \varphi_\rho(y) + b_m \beta(y)u \\
 &\vdots \\
 \dot{x}_{n-1} &= x_n + \varphi_{n-1}(y) + b_1 \beta(y)u \\
 \dot{x}_n &= \varphi_n(y) + b_0 \beta(y)u \\
 y &= x_1
 \end{aligned} \tag{1}$$

On suppose que le système est minimum de phase, c.-à-d.,  $b_m s^m + \dots - b_1 s - b_0$  est un polynôme de Hurwitz, et  $\beta(y) \neq 0 \quad \forall y \in R$ .

Pour dériver un observateur pour le système, nous réécrivons le système sous la forme :

$$\begin{aligned}
 \dot{x} &= Ax + \varphi(y) + b\beta(y)u, \quad x(0) = x_0 \\
 y &= C^T x
 \end{aligned}$$

Où

$$A = \begin{bmatrix} 0 & & I \\ \vdots & & \\ 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}, \quad b = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ b_m \\ \vdots \\ b_0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \varphi(y) = \begin{bmatrix} \varphi_1(y) \\ \vdots \\ \varphi_n(y) \end{bmatrix},$$

Alors un observateur est défini par



$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + k(y - \hat{y}) + \varphi(y) + b\beta(y)u \quad \text{Avec } k = \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \\ \vdots \\ k_n \end{bmatrix}, \quad k_i \geq 0, 0 \leq i \leq n$$

On choisit  $k$  de façon que  $A_0 = A - k C^T$  soit une matrice de Hurwitz. ,

En a L'erreur de l'observateur:  $\tilde{x} = x - \hat{x}$

Alors

$$\dot{\tilde{x}} = A_0 \tilde{x}, \quad \tilde{x}(0) = \tilde{x}_0$$

Et

$$\tilde{x}_0 = x_0 - \hat{x}_0$$

Supposons que le signal de référence  $y_r(t) \in C^\rho[0, \infty[$ , on définit les expressions récursives suivantes :

$$z_1 = y - y_r$$

$$\alpha_1(y) = -c_1 z_1 - d_1 z_1 - \varphi_1(y)$$

$$z_i = \hat{x}_i - \alpha_{i-1}(y, \hat{x}_1, \dots, \hat{x}_{i-1}, y_r, \dots, y_r^{(i-2)}) - y_r^{(i-1)}$$

$$\alpha_i = -c_i z_i - d_i z_i - d_i \left( \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial y} \right)^2 z_i - k_i (y - \hat{x}_1) - \varphi_i(y) + \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial y} [\hat{x}_2 + \varphi_1(y)] \\ + \sum_{j=1}^{i-1} \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial \hat{x}_j} [\hat{x}_{j+1} + k_j (y - \hat{x}_1) - \varphi_j(y)] + \sum_{j=1}^{i-2} \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial y_r^j} y_r^{j+1}, i = 1, \dots, \rho.$$

Où  $c_i, d_i, 1 \leq i \leq n$  sont des constantes positives.

Le contrôleur est alors défini par :

$$u = \frac{1}{b_m \beta(y)} \left( \alpha_p - \hat{x}_{\rho+1} - y_r^{(\rho)} \right)$$

Telles que  $\beta(x) \neq 0 \forall x \in R^n$  et  $F(x) = [\varphi_1(x_1) \quad \varphi_2(x_2) \quad \dots \quad \varphi_{n-1}(x_{n-1}) \quad \varphi_n(x_n)]$  vecteur de fonctions non linéaires lisses.