



Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Automatique
Laboratoire de Commande des Processus



Thèse

de Doctorat en Sciences

Spécialité : Automatique

Présentée par :

AISSA BOKHTACHE Aicha

Magister en Electrotechnique, Univ. HBB, Chlef

Thème

**Contribution à la commande d'un système
lampe à décharge-ballast électronique
pour épuration des eaux**

Thèse soutenue publiquement le 03/05/2017, devant le Jury d'examen suivant :

<i>Président :</i>	MAHMOUDI Mohand Oulhadj	Professeur ENP
<i>Directeurs de thèse :</i>	BOUCHERIT Mohamed Seghir	Professeur ENP
	BELMADANI Bachir	Professeur UHBBC
<i>Examineurs :</i>	DJAHBAR Abdelkader	M.C. A. UHBBC
	LARABI Abdelkader	Professeur USTHB
	BALI Noureddine	Professeur USTHB
	HEMICI Boualem	Professeur ENP
<i>Invité:</i>	MAMERI Nabil	Professeur ENP

ENP 2017



Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Automatique
Laboratoire de Commande des Processus



Thèse

de Doctorat en Sciences

Spécialité : Automatique

Présentée par :

AISSA BOKHTACHE Aicha

Magister en Electrotechnique, Univ. HBB, Chlef

Thème

**Contribution à la commande d'un système
lampe à décharge-ballast électronique
pour épuration des eaux**

Thèse soutenue publiquement le 03/05/2017, devant le Jury d'examen suivant :

<i>Président :</i>	MAHMOUDI Mohand Oulhadj	Professeur ENP
<i>Directeurs de thèse :</i>	BOUCHERIT Mohamed Seghir	Professeur ENP
	BELMADANI Bachir	Professeur UHBBC
<i>Examineurs :</i>	DJAHBAR Abdelkader	M.C. A. UHBBC
	LARABI Abdelkader	Professeur USTHB
	BALI Noureddine	Professeur USTHB
	HEMICI Boualem	Professeur ENP
<i>Invité:</i>	MAMERI Nabil	Professeur ENP

ENP 2017

REMERCIEMENTS

*Je remercie **ALLAH** qui m'a donné la patience et le courage d'arriver à terme de ce travail après tant de difficultés presque insurmontables.*

Que ce mémoire soit un judicieux prétexte par lequel j'exprime toute ma reconnaissance et ma profonde gratitude à tout le corps enseignant du laboratoire commande des processus de l'Ecole Polytechnique d'El-Harrach pour leur disponibilité et leurs qualités humaines ainsi que ceux de l'Institut d'Electrotechnique de Chlef pour le savoir qu'ils nous ont transmis.

*Je suis très honorée que Monsieur Le Professeur **Mohand Oulhadj MAHMOUDI** de l'ENP d'El-Harrach ait accepté la présidence du jury, que Messieurs le Docteur **Abdelkader DJAHBAR** de l'UHBB de Chlef, le Professeur **Abdelkader LARABI** de l'USTHB d'Alger, le Professeur **Nouredine BALI** de l'USTHB d'Alger, le Professeur **Boualem HEMICI** de l'ENP d'El-Harrach et le Professeur **Nabil MAMERI** de l'ENP d'El-Harrach aient accepté la charge de juger ce mémoire. Leur compétence en matière de commande et de modélisation des convertisseurs font que leur présence est pour moi une véritable caution scientifique. Je les remercie chaleureusement pour leur dévouement.*

*Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur **Mohamed Seghir BOUCHERIT**, Directeur de thèse, Professeur à l'Ecole Polytechnique d'El-Harrach qui m'a accueilli dans son laboratoire de recherche « Process Control Laboratory », Tout en m'accordant toute son attention pour l'élaboration de ce travail, il s'est montré particulièrement disponible et il m'a guidée tout au long de mes recherches. Ses conseils précieux, sa confiance et sa sympathie ont facilité l'aboutissement de ce travail. Il a rendu possible ma progression dans la jungle des procédures de calcul dans la commande des processus. Je le prie de trouver ici l'expression de mes très sincères remerciements. Que ce manuscrit soit un témoignage de ma respectueuse et grande reconnaissance. Mes sincères remerciements vont aussi au Professeur **Bachir BELMADANI** de l'UHBB de Chlef, Co-directeur de thèse qui a eu l'idée de nous proposer ce sujet d'actualité.*

*Je présente aussi mes vifs remerciements à Messieurs les Professeurs **Lazhari NEZLI** et **Mohamed TADJINE** de L'ENP d'El-Harrach pour leur orientation fructueuse, leur confiance et leurs encouragements, ainsi que mon frère le Docteur **Abdellah ZEGAOUI**, maître de conférences A à L'UHBB de Chlef, pour son soutien et son aide précieuse.*

*Je remercie particulièrement le Professeur **Michel AILLERIE**, Professeur à l'Université de **LORRAINE** (Laboratoire LMOPS) de m'avoir accueilli dans son laboratoire et de m'avoir appris les techniques de rédaction des publications.*

*Ce travail m'offre l'occasion propice pour remercier Monsieur **El hadj ALLOUACHE** Chef du Département de l'Institut d'Electrotechnique de Chlef et aussi bien mon étudiante et mon amie **Kheira HEMECI**, mon frère **Mohamed KELLAL**, ma belle-sœur **Nadia** ainsi que tous ceux qui m'ont fait découvrir le vaste monde de la commande, domaine si primordial pour l'avenir de l'Electrotechnique.*

*Mes sincères remerciements à toute la famille **BEDDIAF**, à **Naima MALOU** et à **Rekia AMARI**. Je témoigne enfin ma reconnaissance à toute personne m'ayant aidé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail. Que ce mémoire soit pour vous tous une preuve de ma plus profonde et sincère reconnaissance.*

DEDICACES

A ma mère qui a toujours été mon soutien moral.

A mon père qui m'a toujours encouragé à progresser dans mes études.

A mon mari Lahcene BOUDIA.

A mes filles Tasnim et Selsabil.

A mes frères Yacine et Faysal et leurs petites familles.

A mes sœurs Amel, Arbia et sa petite famille.

A la mémoire de mon frère Mohamed BEDERRAR et à toute sa famille.

A toute ma famille.

A ma belle famille (la famille BOUDIA).

A tout(e)s mes ami(e)s.

A tous ceux qui ont contribué à l'élaboration de mon travail;

Je dédie cet humble ouvrage.

ملخص

يعتبر الماء مادة حيوية في الحياة و لكنه في حالة تدهور مستمر بسبب المحيط المتواجد فيه. معالجته اليوم أصبحت اولوية و احترامه ضرورة. عمليا توجد عدة طرق لتتقية المياه, منها المعالجة الكيميائية و المعالجة بالأشعة ما فوق البنفسجية و التي هي محور هذه الدراسة. يمرر الماء في جهاز خاص فيه انبوب تفريغي يحتوي خليط (زئبق-ارغون) بضغط منخفض و الذي يبعث اشعة ما فوق بنفسجة بطول موجة 253.7 nm فينقى الماء من الخلايا الحية دون تغيير خصائصه الفيزيوكيميائية او انتاج اضافات غير مرغوبة. تسمح أجهزة "البلاست" بتحسين نوعية الإشعاع لدى المصابيح التفريغية عند عملها بتردد عالي. عندئذ, يعد الاختيار الأحسن للتغذية الكهربائية استجابة لهذه المشكلة (منبع تيار كهربائي ينتج تيارا متناوبا بتردد 50 كيلو هرتز).

من اجل ذلك غدينا النظام بالبلاست الكهروني-انبوب تفريغي بثلاث تغذيات مختلفة: تتكون التغذية الاولى من معدل و مموج نصف جسر. تحكنا في هذا النظام بمنظم تقليدي تناسب-تكامل ثم عوضناه بمنظم ضبابي اكثر صلابة تجاه التغيرات المحيطة بالنظام. في التغذية الثانية استخدمنا محول متعدد الخلايا أحادي الطور على التسلسل. خلياته التبديلية المكونة من مقاطع ثنائية الاتجاه متحكمه كليا تمنحه مزايا من حيث التردد. لأجل الحصول على تردد ومطال معين, استخدمنا تقنية تعديل عرض النبضة. قمنا بعدها بتنظيم خطي للتيار باستعمال المنظم التقليدي: "تناسبي-تكامل" ثم التحكم الضبابي, لأجل الحصول على مصدر جيد للتيار و أقل ضررا بالشبكات. بالنسبة للمحول استخدمنا التحكم بتشكيل النسب الدورية للخلايا المحول. اما في التغذية الثالثة, استخدمنا مصفوفة المحول أحادي الطور. لأجل الحصول على تردد ومطال معينين, استخدمنا إستراتيجية, لتحكم تقنية تعديل عرض النبضة. قمنا بعدها بتنظيم خطي للتيار باستعمال المنظم التقليدي "تناسبي-تكامل" مما سمح بجعله مصدر جيد للتيار بالنسبة للحمولة.

أنجز العمل عن طريق المحاكاة باستعمال برنامج Matlab/Simpowersystem.

كلمات مفتاحية

انبوب تفريغي (زئبق-ارغون) بضغط منخفض, محول متعدد الخلايا, المنظم التقليدي, المنظم المتطور, التحكم المشكل للنسب الدورية, البلاست الألكتروني, مصفوفة المحول أحادي الطور.

Abstract

Water is a vital element whose quality is deteriorating steadily for many years. The deal is now a priority, respect a necessity. This is why UV-C (at 253,7nm) technology meets these two requirements. Indeed, the bactericidal UV concept's policy to generate ultraviolet rays in a process chamber. Therefore, ensure a good supply (Current source which delivers a current of 50 kHz) of these low-pressure mercury-argon discharge lamps has become a necessity to ensure the effectiveness of disinfection. For this we set a goal to choose the most suitable power supply. We chose to supply the electronic ballast-discharge lamp system through 3 different converters; the first power supply comprises a low pass filter, a rectifier, a half bridge inverter and a resonant circuit. To improve the performance of this power supply, we have introduced a classic P.I controller, it provides good control strategy since corrected the waveforms obtained while ensuring a sinusoidal current with low THD. Substituting P.I controller by a fuzzy controller, our diet is much more stable, this results in a high frequency sinusoidal current, and the high robustness to parametric variations of the system. The second power supply is based on serial multi-cell converter in which we adopted the modulating duty cycles control. It has successively introduced a PI classic controller and fuzzy PI one. Performance evaluation of the proposed regulators was made by performing several robustness tests in closed loop. The fuzzy controller has demonstrated an excellent alternative to conventional PI (very low THD). The last one is based on the use of a single-phase matrix converter. These switching cells to bidirectional switches completely controllable provide it advantages in frequency. In order to obtain the desired amplitude and frequency, we used the PWM control strategy. We then applied a linear current regulation with PI controllers to get a good source of power quality waveform (THD). The simulation was done in Matlab / Simpowersystem.

Keywords

Low pressure Mercury-Argon discharge lamp-electronic Ballast, controls, half-bridge inverter, P.I controller, fuzzy controller, Multicellular converter, matrix converter.

Résumé

L'eau est un élément vital dont la qualité se dégrade régulièrement depuis de nombreuses années. La traiter est aujourd'hui une priorité et la respecter est depuis les temps une nécessité. C'est pourquoi la technologie UV-C (à 253,7nm) répond parfaitement à ces deux exigences. En effet, le concept bactéricide UV a pour principe de générer des rayons ultraviolets au sein d'une chambre de traitement contenant de l'eau. Donc, assurer une bonne alimentation à ces lampes à décharge mercure-Argon basse pression (source débitant un courant de fréquence 50kHz) est devenu une nécessité pour garantir l'efficacité de la désinfection UV-C. Dans le présent travail de recherche, l'objectif fixé est de choisir l'alimentation la plus convenable. Pour ce faire, le système Lampe à décharge-Ballast électronique sera alimenté par trois types de convertisseurs différents, la première alimentation est constituée d'un redresseur et d'un onduleur en demi-pont, on a commandé notre système par un PI classique puis par un régulateur flou plus robuste vis-à-vis des variations des paramètres du système.

La seconde alimentation est à base de convertisseur multicellulaire série pour lequel on a adopté la stratégie de commande modulant des rapports cycliques. On a introduit successivement, un régulateur PI classique puis un PI flou conformément au même contexte suivi précédemment. Une troisième alimentation se repose sur l'utilisation d'un convertisseur matriciel monophasé. Afin d'obtenir l'amplitude et la fréquence désirées. Nous avons appliqué un réglage linéaire du courant avec un régulateur PI afin d'obtenir une bonne source de courant en qualité de la forme de l'onde courant (améliorer le THD). Les résultats ainsi obtenus ont montré aussi la robustesse et la qualité du convertisseur matriciel. La simulation a été faite sous Matlab / Simpowersystem.

Mots clés

Lampe à décharge Mercure-Argon basse pression, Ballast électronique, Commandes, Onduleur en demi-pont, Régulateur PI, Régulateur flou, convertisseur multicellulaire, convertisseur matriciel.

SOMMAIRE

Notations	
Liste des figures	
Liste des tableaux	
Introduction générale	20
Chapitre I. Action photométrique et traitement des eaux	
I.1 Introduction.....	24
I.2 Stérilisation UV	25
I.3 Les rayons ultraviolets	25
I.3.1 Définition	25
I.3.2 Sources.....	26
I.3.3 Les domaines de fréquence	26
I.4 L'action germicide et le traitement de l'eau	28
I.5 Les rayons UV-C et traitement de l'eau	29
I.5.1 Energie ou Dose UV	29
I.5.2 Lampes à Décharge.....	31
I.5.3 Lampes basse pression.....	31
I.5.4 Lampes moyenne et haute pression	32
I.6 Constitution de l'appareil de traitement UV a action germicide	33
I.6.1 Les Réacteurs	34
I.6.2 Les Ballasts	35
I.6.3 Mise en œuvre de la désinfection de l'eau par ultraviolet	36
I.7 Paramètres influençant l'efficacité de la désinfection	36
I.7.1 Le temps d'exposition.....	36
I.7.2 L'intensité UV émise par les lampes	37
I.7.3 La transmission UV	37
I.7.4 Les matières en suspension.....	37
I.7.5 La turbidité.....	38
I.7.6 L'efficacité germicide des rayons UV	38
I.8 Résistance des micro-organismes aux UV.....	38
I.8.1 Hypothèses sur les différences de sensibilités des micro-organismes	38
I.8.2 Mécanismes de réduction des micro-organismes	38

I.8.3 Virus et bactéries.....	39
I.8.4 Poliovirus et réovirus	40
I.8.5 La taille du génome.....	40
I.9 Avantages et inconvénients.....	40
I.10 Conclusion	41

Chapitre II. Conditions d'alimentation et modélisation de la lampe à décharge

II.1 Introduction	43
II.2 Décharge électrique	43
II.3 Lampes à décharge, l'état de l'art	44
II.4 Principe de fonctionnement d'une lampe à décharge	44
II.5 Conditions d'alimentation d'une lampe à décharge	45
II.5.1 Emploi d'une électrode auxiliaire	45
II.5.2 Chauffage préalable des électrodes	46
II.6 Caractéristiques et couplage	46
II.6.1 Couplage entre l'alimentation et la décharge	46
II.6.1.1 Source de tension	47
II.6.1.2 Source de courant	48
II.7 Nécessité d'une stabilité	49
II.7.1 Ballasts électromagnétiques	49
II.7.2 Ballasts électroniques	50
II.8 Intérêt de la haute fréquence pour la lampe à décharge	51
II.9 Effet de la température	54
II.10 Propriétés de la raie 253.7 nm	56
II.10.1 Evolution du flux a 253.7 nm en fonction de la température du point froid	56
II.10.2 Influence de courant électrique sur l'émission de la raie 253.7 nm du Hg	57
II.11 Exemples de bilan énergétique d'une lampe à décharge	58
II.12 Modélisation de la lampe à décharge	59
II.12.1 Les caractéristiques de notre charge	60
II.13 étude de la stabilité du système lampe à décharge-ballast électronique.....	61
II.14 Conclusion	62

Chapitre III. Alimentation du système lampe à décharge-Ballast électronique par un convertisseur classique

III.1 Introduction	64
III.2 Alimentation de la lampe à décharge	65
III.3 Structure de l'alimentation	65
III.4 Stratégie de commande d'un convertisseur.....	66
III.5 Résultats de la simulation en boucle ouverte	68
III.5.1 Les paramètres du filtre d'entrée.....	68
III.5.2 Les paramètres du système lampe à décharge-ballast électronique	69
III.5.3 Résultats de simulation de la commande en boucle ouverte.....	69
III.6 Commande d'un ballast électronique	70
III.6.1 Modélisation du convertisseur	71
III.6.2 Fonction de transfert du système.....	72
III.6.3 Synthèse de la commande	73
III.6.3.1 Méthode de placement des pôles.....	73
III.7 Résultats de la simulation.....	74
III.7.1 Test de robustesse.....	76
III.8 Commande moderne : commande par la logique floue.....	77
III.8.1 Conception d'un réglage par logique floue	77
III.8.1.1 Structure classique d'un contrôleur flou	77
III.8.1.2 Principe du contrôleur flou.....	77
III.8.2 Configuration interne d'un régulateur par logique floue	79
III.8.3 Propriétés d'un régulateur par logique floue.....	80
III.8.4 Avantages et inconvénients	80
III.8.4.1 Avantages	80
III.8.4.2 Inconvénients	81
III.9 Application du régulateur flou au ballast électronique	81
III.9.1 Présentation du régulateur flou utilisé.....	81
III.9.2 Base des règles	82
III.9.3 Moteur d'inférence.....	83
III.10 Résultats de simulation.....	85
III.11 Test de robustesse.....	86
III.12 Conclusion.....	87

**Chapitre IV. Alimentation du système lampe à décharge-Ballast électronique
par un convertisseur multicellulaire**

IV.1 Introduction.....	89
IV.2 Les convertisseurs multicellulaires	91
IV.2.1 Intérêt des convertisseurs multicellulaires	91
IV.2.2 Différentes structures de convertisseurs multiniveaux	91
IV.3 Les convertisseurs multicellulaires série ou à cellules imbriquées.....	93
IV.3.1 Fonctionnement du convertisseur multicellulaire	94
IV.3.2 Principe de fonctionnement	95
IV.3.3 Tension bloquée par une cellule.....	97
IV.3.4 Courant commuté par une cellule	98
IV.4 Modélisation du convertisseur multicellulaire.....	99
IV.4.1 Modèle instantané	99
IV.4.2 Modèle moyen.....	101
IV.4.3 Modèle harmonique	102
IV.5 Architecture du convertisseur utilisé pour notre application	103
IV.5.1 Commande par MLI.....	104
IV.5.2 Contrôle proportionnel des tensions de sortie.....	105
IV.6 Commande en boucle ouverte.....	109
IV.6.1 Commande modulant des rapports cycliques.....	109
IV.6.2 Résultats de simulation	109
IV.6.2.1 Commande des interrupteurs	109
IV.6.2.2 Résultats de simulation en boucle ouverte	110
IV.7 Commande en boucle fermée.....	112
IV.7.1 Régulateur PI.....	113
IV.7.2 Fonction de transfert en boucle ouverte.....	114
IV.7.2.1 Calcul des gains avec la méthode de placement des pôles	116
IV.7.3 Résultats de simulation	117
IV.7.3.1 Test de robustesse	120
IV.8 Commande par la logique floue	124
IV.8.1 Application.....	124
IV.8.1.1 Régulateur flou de type Mamdani.....	124
IV.8.1.2 Base des règles	124
IV.8.1.3 Caractéristique du régulateur	125
IV.8.2 Résultats de la simulation	126

IV.8.2.1 Test de robustesse	129
IV.9 Conclusion	132

Chapitre V. Alimentation du système lampe à décharge-Ballast électronique par un convertisseur matriciel

V.1 Introduction	134
V.2 Propriétés des convertisseurs matriciels	135
V.3 Convertisseur statique à structure matricielle	137
V.3.1 Généralités sur les interrupteurs statiques (Caractéristiques des interrupteurs).....	137
V.3.2 Fonction de connexion	137
V.3.3 Configurations possibles des commutateurs de puissance	138
V.3.4 Présentation des différentes structures	139
a) Structure du pont à diodes.....	139
b) Structure parallèle du commutateur de puissance.....	140
c) Structure série du commutateur de puissance	140
V.3.5 Protection du convertisseur matriciel	140
V.4 Le circuit électrique.....	141
V.4.1 Caractérisation des sources	141
V.4.2 Structure du convertisseur matriciel.....	141
V.4.2.1 Fonctionnement d'un convertisseur matriciel.....	143
V.4.2.2 Fonctionnement d'une cellule d'un convertisseur matriciel	143
V.4.2.3 Les différentes configurations d'une cellule d'un convertisseur matriciel et l'application des réseaux de Pétri.....	144
V.4.3 Modélisation en vue de la commande	146
V.4.3.1 Hypothèses	146
V.4.3.2 Commandabilité des convertisseurs statiques	146
V.4.3.3 Fonction et matrice de connexion des interrupteurs.....	146
V.4.3.4 Fonction génératrice de connexion des interrupteurs.....	147
V.4.4 Modélisation aux valeurs instantanées	147
V.4.4.1 Grandeurs électriques et leurs matrices de conversion	147
V.4.4.2 Matrice de conversion des courants	147
V.4.4.3 Matrice de conversion des tensions.....	148
V.4.4.4 Matrice de conversion d'un convertisseur matriciel	148
V.5 Modèle de connaissance du convertisseur matriciel	149

V.6 Modélisation aux valeurs moyennes: modèle de commande	150
V.7 Commande du système convertisseur matriciel-lampe à décharge-ballast électronique	152
V.7.1 Présentation du système utilisé.....	152
V.8 Simulation du système convertisseur matriciel-lampe à décharge-ballast électronique en boucle ouverte	153
V.8.1 Stratégie de modulation de la largeur d'impulsion à échantillonnage naturel	153
a) Choix du taux de modulation : Caractéristique de réglage	153
b) Choix de l'indice de modulation.....	153
V.9 Résultat de la simulation du système convertisseur matriciel-lampe à décharge-ballast électronique en boucle ouverte.....	154
V.10 Simulation du système convertisseur matriciel-lampe à décharge-ballast électronique en boucle fermée.....	158
V.10.1 Résultats de simulation.....	158
V.10.2 Test de robustesse.....	161
V.11 Conclusion.....	162
Conclusion générale	163
Références bibliographiques	166

NOTATIONS

Abréviations

ADN	Acide désoxyribonucléique
Ar	Argon
ARN	Acide ribonucléique
BF	Boucle fermée
BJT	Bipolar Junction Transistor
BO	Boucle ouverte
C-C	Dimère de cytosine
GTO	Gate Turn Off-Thyristor
Hg	Mercure
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IGCT	Integrated Gate Commutated Thyristor
M.E.S	Matières en suspension
MLI	Modulation de la largeur d'impulsion
MOSFET	MOS Controlled Thyristors
PI	Proportionnel intégrateur
SPMC	Single-Phase Matrix Converter
T-C	Dimère de thymine et de cytosine
THD	Taux de distorsion harmonique
T-T	Dimère de thymine
UV-A	Rayonnement ultraviolet classe A
UV-B	Rayonnement ultraviolet classe B
UV-C	Rayonnement ultraviolet classe C

Grandeurs et symboles

$-\Delta I$	Augmentation de la valeur efficace du courant i
Φ_k	Angle de déphasage
$[Gc]$	Vecteurs des grandeurs commutées
$+\Delta I$	Diminution de la valeur efficace du courant i

$\langle . \rangle$	Valeur moyenne de la variable (.)
μ_F	Fonction d'appartenance à l'ensemble F
c	Epaisseur de la lame de liquide utilisée
C_F	Capacité du filtre d'entrée
C_i	Constantes constituant la table des règles
C_p	Capacité du condensateur d'amorçage
C_r	Capacité du condensateur du circuit résonnant du ballast
D	Dose UV (mj/cm^2)
DA	Dose UV en un point A (mj/cm^2)
d_i	Distance entre la surface de la lampe et le point A
E	Tension d'entrée du convertisseur
e	Erreur
f_0	Fréquence du fondamental
f_{dec}	Fréquence de découpage (commutation) des interrupteurs
f_{mod}	Fréquence de la modulante
f_p	Fréquence de la porteuse
f_r	Fréquence de la référence
$G_{1,2,3,4}$	Interrupteurs bidirectionnels
I_{arc}	Valeur efficace du courant du régime d'arc de la lampe
i_{arc}	Valeur instantanée du courant du régime d'arc de la lampe
i_{ch}	Courant instantané à la sortie du convertisseur
i_{cp}	Courant instantané dans le circuit parallèle
I_{lampe}	Courant efficace de la lampe
i_r	Courant instantané dans le circuit série
K	Coefficient d'absorption des UV dans le liquide à traité.
k	Coefficient de transmission de l'eau (cm^{-1})
K_i	Gain integrateur
K_p	Gain proportionnel
L_F	Inductance du filtre d'entrée
L_r	Inductance du circuit résonnant du ballast
m	Indice de modulation
n	Nombre de lampes
P	Puissance des lampes (watts) (rendement germicide en fin de durée de vie
p	Nombre de cellules d'un convertisseur multicellulaire

$P(U,V)$	Puissance du rayonnement UV
P_{arc}	Puissance du régime d'arc de la lampe
P_{arc}	Puissance du régime d'arc de la lampe
P_{arc}	Puissance instantanée du régime d'arc de la lampe
P_i	Puissance germicide des lampes en fin de vie
R	Résistance équivalente
r	Taux de modulation
R_{arc}	Résistance du régime d'arc de la lampe
r_f	Résistance du filament de la lampe
S	Surface du cylindre entourant la lampe (surface émettrice) (cm^2)
S_{iA}	Surface du cylindre entourant la lampe i et passant par le point A .
S_k	Interrupteur du haut de la $k^{ème}$ cellule
t	Temps d'irradiation (s)
t	Temps d'exposition d'un ml de liquide aux UV.
t	Temps de contact avec les rayons (sec.)
T_{pf}	Température du point froid
tr	Temps de réponse
U	Valeur efficace de la tension u
U_{arc}	Valeur efficace de la tension du régime d'arc de la lampe
u_k	Commande appliquée à l'interrupteur du haut de la $k^{ème}$ cellule
V_{arc}	Valeur instantanée de la tension du régime d'arc de la lampe
v_{ch}	Tension instantané à la sortie du convertisseur
V_{ck}	Tension aux bornes du $k^{ème}$ condensateur
V_{lampe}	Tension efficace de la lampe
V_{pm}	Amplitude de la porteuse
V_{rm}	Amplitude de la référence
Y	Épaisseur de la lame de traitement (cm)
Z_{cp}	Réactance du condensateur parallèle du ballast
Z_{Cp}	Réactance du condensateur parallèle du ballast
Δe	Variation de l'erreur
$\Delta V_{électrode}$	Chute de tension aux bornes des électrodes
$\eta(U,V)$	Rendement du rayonnement UV
Φ	Vecteur de déphasage
ω_n	Fréquence propre du système

Notation matricielle

$[F]$	Matrice de connexion
$[Gc]$	Vecteurs des grandeurs commutées
$[Gm]$	Vecteurs des grandeurs modulées
$[I]$	Vecteur des courants modulés
$[Is]$	Vecteur des courants commutés
$[M^I]$	Matrice de conversion des courants
$[M^U]$	Matrice de conversion des tensions
$[N_g(t)]$	Matrice de conversion d'un convertisseur matriciel
$[U]$	Vecteur des tensions modulées
$[Us]$	Vecteur des tensions commutées
f_{ij}	Fonction de connexion

LISTE DES FIGURES

Chapitre I

Figure I-1 : Spectre de rayonnement ultraviolet.....	27
Figure I-2: Spectre d'absorption moyen de rayonnement électromagnétique par les micro-organismes.....	28
Figure I-3: Schéma d'une bactérie.	30
Figure I-4: Désactivation des micro-organismes.	31
Figure I-5: Courbe d'absorption de l'ADN et d'émission des lampes basse pression.....	32
Figure I-6: Courbe d'absorption de l'ADN et d'émission des lampes moyenne pression.....	33
Figure I-7 : Schéma élémentaire d'une unité de traitement UV.	34
Figure I-8: Réacteur fermé (a) et réacteur ouvert (b).....	34
Figure I-9 : Construction d'un stérilisateur UV-C.	35
Figure I-10 : Installation de base d'un appareil de traitement UV-C.....	36
Figure I-11 : Formation du dimère de Thymine et distorsion de l'ADN.	39
Figure I-12: Schéma de l'appareil de traitement UV avec le couvercle enlevé.....	41

Chapitre II

Figure II-1: Décharge électrique créée dans un gaz enfermé dans une enceinte	43
Figure II-2 : Structure d'une lampe à décharge.....	44
Figure II-3 : Coupe schématique d'une lampe fluorescente	45
Figure II-4: Electrode auxiliaire	46
Figure II-5: Chauffage préalable des électrodes	46
Figure II- 6 : Montage en source de tension.....	47
Figure II-7: Montage en source de Courant	48
Figure II-8: Ballasts ferromagnétiques + starter a) et instant start b).....	50
Figure II-9: Un prototype de ballast électronique simple	51
Figure II-10: Forme d'onde des courants et des tensions aux bornes de la lampe UV Ar 3 Torr alimentée à 50Hz et 60.1kHz	52
Figure II-11: Caractéristiques de sortie de l'onduleur en demi- pont	53
Figure II-12: Effet de la température sur les caractéristiques de lampe à décharge.....	54
Figure II-13: Effet de la température sur la puissance de la lampe.....	55
Figure II-14: Courant d'arc en fonction de la température et de la puissance d'arc de la lampe à décharge	56
Figure II-15: Evolution du flux à 254 nm en fonction de la température du point froid	57
Figure II-16: Flux de la raie 253.7 nm de mercure en fonction du courant	57
Figure II-17: Bilan énergétique d'une lampe UV mercure basse pression	58
Figure II-18: Modèle du circuit électrique de la lampe fluorescente	59
Figure II-19: Circuit équivalent du ballast électronique-lampe à décharge avec convertisseur ..	59
Figure II-20: Réponse à un échelon unité du système lampe à décharge-Ballast électronique en BO.....	61
Figure II-21: Réponse à un échelon unité du système lampe à décharge-Ballast électronique en BF	62

Chapitre III

Figure III-1: Diagramme block d'un ballast électronique constitué d'un onduleur en demi-pont	65
Figure III-2: Structure du ballast électronique	66
Figure III-3: Commande triangulo-sinusoïdale avec porteuse	67
Figure III-4: Principe de commande des courants par M.L.I.	68
Figure III-5: Tension et courant d'arc, courant total et courant du filament de la lampe à décharge	69
Figure III-6 : Courant d'arc efficace de la lampe à décharge	69
Figure III-7 : THDs de la tension et du courant d'arc de la lampe à décharge en BO	70
Figure III-8: Circuit équivalent du ballast électronique	71
Figure III-9: Diviseur de courant	72
Figure III-10: Boucle fermée du système avec régulateur PI	73
Figure III-11: Tension, courant d'arc, courant total et courant du filament de la lampe à décharge	74
Figure III-12: Courant d'arc efficace de la lampe à décharge	75
Figure III-13 : THDs de la tension et du courant d'arc de la lampe à décharge en BF	75
Figure III-14: Formes d'ondes obtenues lors de l'introduction d'une perturbation de 20%	76
Figure III-15: Structure classique d'un régulateur flou	77
Figure III-16: Configuration interne d'un régulateur par logique floue	79
Figure III-17: Fonctions d'appartenance de l'erreur et de la dérivée de l'erreur	82
Figure III-18: Fonctions d'appartenance du courant	83
Figure III-19 : Surface de commande du régulateur flou	83
Figure III-20: Méthode du max-min	84
Figure III-21: Tension et courant d'arc ainsi que le courant total et courant de filament de la lampe à décharge	85
Figure III-22: Courant d'arc efficace de la lampe à décharge	85
Figure III-23: THDs de la tension et du courant d'arc de la lampe à décharge	86
Figure III-24: Forme d'ondes obtenues en appliquant des perturbations de 60%	87

Chapitre IV

Figure IV-1: Une première approche de structure multiniveaux: l'onduleur en pont complet	92
Figure IV-2: Bras d'onduleur clampé par le neutre	92
Figure IV-3: Bras d'un convertisseur multicellulaire série à N niveaux	94
Figure IV-4: Onduleur multicellulaire série en demi-pont possédant 2 cellules de commutation	95
Figure IV-5: Phase de fonctionnement d'un onduleur multicellulaire à 2 cellules	96
Figure IV-6: Cellule élémentaire de commutation	97
Figure IV-7: Hacheur à p cellules associé à une charge R-L	100
Figure IV-8: Onduleur 4 cellules série à point milieu de la source de tension	103
Figure IV-9: Structure de la loi de commande modulant les rapports cycliques	105
Figure IV-10: Principe de régulation par modulation des rapports cycliques	106
Figure IV-11: Schéma d'une cellule de convertisseur multicellulaire	107
Figure IV-12: La modulante et les signaux triangulaires ($f_p = 450\text{kHz}$)	109
Figure IV-13 : Commande des interrupteurs	110
Figure IV-14 : Tension de charge de la lampe à décharge	110

Figure IV-15 : Tensions flottantes des condensateurs	111
Figure IV-16 : Courant de charge de la lampe à décharge	111
Figure IV-17: Tension d'arc de la lampe à décharge	112
Figure IV-18: Courant d'arc de la lampe à décharge	112
Figure IV-19: Courant d'arc efficace de la lampe à décharge	113
Figure IV-20: Schéma du principe de la commande de la lampe à décharge avec une commande modulant des rapports cycliques pour le convertisseur.	114
Figure IV-21: Circuit équivalent du ballast électronique-lampe à décharge avec convertisseur multicellulaire série à 4 cellules	114
Figure IV-22: Boucle de régulation du système avec régulateur PI	115
Figure IV-23: Tension de charge et son Spectre d'harmonique du système avec régulateur PI ..	117
Figure IV-24: Tensions flottantes des condensateurs avec régulateur PI	117
Figure IV-25: Courant de charge du système et son spectre d'harmonique avec régulateur PI .	118
Figure IV-26: Tension de charge du système et son spectre d'harmonique avec régulateur PI	119
Figure IV-27: Courant d'arc de la lampe et son spectre d'harmonique avec régulateur PI	120
Figure IV-28: Courant d'arc efficace de lampe à décharge avec régulateur PI	120
Figure IV-29: Tension de sortie du convertisseur après introduction de la perturbation	121
Figure IV-30: Courant de charge après introduction de la perturbation	121
Figure IV-31: Tension d'arc après introduction de la perturbation	121
Figure IV-32: Courant d'arc après introduction de la perturbation	122
Figure IV-33: Courant d'arc efficace après introduction de la perturbation	122
Figure IV-34: Tensions flottantes des condensateurs après introduction de la perturbation	123
Figure IV-35: Fonctions d'appartenance du courant	124
Figure IV-36: Fonctions d'appartenance de l'erreur et de la variation de l'erreur	125
Figure IV-37: Surface de commande du régulateur flou	125
Figure IV-38: Tensions flottantes des condensateurs	126
Figure IV-39: Forme d'onde et THD du courant de charge pour un régulateur flou type Mamdani	126
Figure IV-40: Forme d'onde et THD de la tension de charge pour un régulateur flou type Mamdani	127
Figure IV-41: Forme d'onde et THD de la tension d'arc pour un régulateur flou type Mamdani	128
Figure IV-42: Forme d'onde et THD du courant d'arc pour un régulateur flou type Mamdani ..	128
Figure IV-43: Courant d'arc efficace pour un régulateur flou type Mamdani	129
Figure IV-44: Forme d'onde de la tension de charge d'un régulateur flou type Mamdani après introduction d'une perturbation	129
Figure IV-45: Forme d'onde du courant de charge d'un régulateur flou type Mamdani après introduction d'une perturbation	130
Figure IV-46: Forme d'onde des tensions flottantes des condensateurs d'un régulateur flou type Mamdani après introduction d'une perturbation	130
Figure IV-47: Forme d'onde de la tension d'arc d'un régulateur flou type Mamdani après introduction d'une perturbation	131

Figure IV-48: Forme d'onde du courant de charge d'un régulateur floutype Mamdani après introduction d'une perturbation.....	131
Figure IV-49: Forme d'onde du courant d'arc efficace d'un régulateur floutype Mamdani après introduction d'une perturbation.....	132
Chapitre V	
Figure V-1: Structure générale du système électrotechnique.....	135
Figure V-2: Caractérisation de l'interrupteur idéalisé par réseau de Petri.....	138
Figure V-3: Exemples de configurations possibles d'interrupteur bidirectionnel à base d'IGBT.....	139
Figure V-4: Schéma de principe d'un convertisseur matriciel.....	142
Figure V-5: Structure du SPMC, Module d'Interrupteur bidirectionnel.....	142
Figure V-6: Représentation des 4 configurations du convertisseur monophasé / monophasé.....	144
Figure V-7: Schéma de principe d'une cellule de commutation d'un convertisseur matriciel....	144
Figure V-8: Les deux configurations possibles d'une cellule de commutation d'un convertisseur matriciel.....	145
Figure V-9: Réseau de Pétri en fonctionnement d'une cellule de commutation d'un convertisseur matriciel.....	145
Figure V-10: Modèle de connaissance d'un convertisseur matriciel.....	150
Figure V-11: Modèle de commande du convertisseur matriciel.....	151
Figure V-12: Représentation du système Lampe à décharge-Ballast électronique alimenté par un convertisseur matriciel.....	152
Figure V-13: Signal de la MLI «Sinus-triangle naturelle» pour $m=21$, $r=0.86$ et $f_0 = 50\text{kHz}$...	153
Figure V-14 : Séquence de commande des interrupteurs réalisés par la MLI naturelle.....	154
Figure V-15: Forme d'onde du courant et de la tension d'arc de la lampe en BO.....	155
Figure V-16: Courant et tension d'arc de la lampe et leurs spectres d'harmoniques en BO.....	155
Figure V-17 : Courant d'arc efficace en BO.....	156
Figure V-18: Forme d'onde du courant et de la tension de charge en BO.....	157
Figure V-19 : Courant et tension de charge de la lampe et leurs spectres d'harmoniques en BO.....	157
Figure V-20 : Forme d'onde du courant et de la tension d'arc de la lampe en BF.....	158
Figure V-21: Courant et tension d'arc de la lampe et leurs spectres d'harmoniques en BF.....	159
Figure V-22 : Courant d'arc efficace en BF.....	159
Figure V-23: Forme d'onde du courant et de la tension de charge en BF.....	160
Figure V-24 : Courant et tension de charge de la lampe et leurs spectres d'harmoniques en BF.....	160
Figure V-25 : Tension et courant d'arc après introduction d'une perturbation à 0.012 s.....	161
Figure V-26 : Courant d'arc efficace après introduction d'une perturbation à 0.012 s.....	162

LISTE DES TABLEAUX

Chapitre I

Tableau I-1: Définition des trois types d'UV.....	26
Tableau I-2: Quelques exemples de doses U.V nécessaires à 253.7 nm pour l'élimination de X% de germes (mJ/cm^2).	30
Tableau I-3: Caractéristiques des lampes à vapeur de mercure	33

Chapitre II

Tableau II-1: Valeurs efficaces des courants et tensions ainsi que les différentes puissances de la lampe obtenues de la simulation pour deux fréquences d'excitation 50 Hz et 60.1 kHz.....	52
Tableau II-2: Caractéristiques de l'ensemble lampe à décharge-ballast électronique.	60

Chapitre III

Tableau III-1: La table de décision du régulateur flou de type Mamdani.....	82
---	----

Chapitre IV

Tableau IV-1 : Possibilités de commande de l'onduleur multicellulaire à 02 cellules.....	96
--	----

Chapitre V

Tableau V-1: Grandeurs électriques caractérisant chaque configuration possible d'un convertisseur matriciel.	143
--	-----

Introduction générale

Aucun scientifique ne peut contester que les produits chimiques soient encore plus dangereux que les pires attaquants vivants, car le corps humain ne développe pas d'anticorps contre ces produits. Non seulement cela, mais le corps ne s'en débarrasse pas. Les produits chimiques s'accumulent dans les graisses et tissus en permanence. Plus le corps en accumule, plus les risques d'éclatement cancérogène sont grands. Alors le choix du chlore, ce bon vieux javellisant, est à éviter car lorsqu'il entre en contact avec des composés organiques, il se forme un nouveau produit chimique hautement cancérogène ; *le trihalométhane (THM)*[MAN11].

Le moyen de désinfection d'eau choisi doit être efficace pour la plupart des micro-organismes, ne pas engendrer la formation de sous-produits indésirables, être non dangereux pour les humains et pour la vie aquatique. Parmi les alternatives possibles pour résoudre les problèmes bactériologiques des eaux potables et des eaux usées traitées, l'utilisation de l'irradiation ultraviolette reste une technique intéressante. Développée d'abord de façon plus ou moins empirique, de nombreux travaux ont permis d'en améliorer l'efficacité (varie entre 90% et 99.99% suivant la durée d'exposition de l'eau à traiter au rayonnement) et la sécurité tout en diminuant le coût (l'énergie consommée se situe généralement entre 15 et 40 Wh par mètre cube d'eau traitée). La stérilisation de l'eau par UV est considérée comme la meilleure alternative à la chloration. En effet, ce traitement physique ne modifie pas les caractéristiques organoleptiques de l'eau. Les UV-C ont pour propriété de bloquer la duplication de l'ADN, et donc inactivent ou détruisent les germes pathogènes. Ils ont un pouvoir germicide puissant. Les UV-C généralement produits par les lampes à décharge contenant la vapeur de mercure, l'argon ou les halogènes de métal, où la libération d'énergie créée par l'excitation des molécules métalliques entraîne l'émission de la lumière UV-C qui est employée pour traiter l'eau, les encres, les enduits, les seringues, les boîtes de conserve et d'autres produits finis. En raison de la non linéarité de la caractéristique tension, courant de ces lampes, des alimentations d'énergie spéciales connues sous le nom de *Ballast* sont employées pour les commander.

Nous nous sommes attachés à aborder le problème de l'étude d'un système de traitement de l'eau par rayonnement ultraviolet. Ce travail est donc largement pluridisciplinaire. Il s'intéresse en effet, successivement au fonctionnement et la modélisation des sources de puissance utilisées (alimentation à travers un Ballast électronique), au fonctionnement de la décharge et au couplage de cette décharge avec les sources de puissance, au couplage thermique entre la source de chaleur que constitue la décharge et la source froide qui est le réacteur, enfin au transfert radiatif entre la décharge et l'eau traitée.

Dans ce travail, on s'est penché sur l'étude du fonctionnement et de la modélisation de l'ensemble lampe à décharge-Ballast électronique [AIS15-a]. Pour assurer l'alimentation de la lampe à décharge mercure-argon basse pression dans les meilleures conditions dans le but de générer le maximum de rayonnement UV à 253.7 nm à haut pouvoir *germicide*.

Il semble que pour les lampes à décharges, en augmentant la fréquence d'alimentation, les électrodes s'usent plus lentement et la durée de vie de la lampe augmente. Dans ce contexte, les progrès

technologiques des convertisseurs statiques ont mené à la mise en œuvre de convertisseurs modernes constitués d'interrupteurs à base de composants à semi-conducteurs à fréquence de commutation élevée (Supérieure à 50 kHz pour les MOSFET et légèrement supérieure à 20 kHz pour les IGBT) [LEF05].

Un convertisseur idéal, est celui qui génère une tension (ou un courant) de sortie rigoureusement identique à un signal de référence, à un facteur de proportionnalité près, y compris lorsque ce signal varie rapidement. Le transfert d'énergie entre la source et le récepteur serait alors idéalement contrôlé, et il n'y aura pas d'harmoniques indésirables sur la tension (ou le courant) de sortie du convertisseur. En réalité, les convertisseurs statiques ne peuvent fournir qu'un courant (ou une tension) découpé, car « l'électronique de puissance ne peut être qu'une électronique de commutation » [SEG15]. Pour choisir le bon convertisseur pour ce genre d'application, on a alimenté notre système lampe à décharge-Ballast électronique par 3 alimentations différentes, en utilisant en premier lieu un convertisseur classique constitué d'un filtre d'entrée, d'un redresseur, et d'un onduleur pour augmenter la fréquence à celle désirée [AIS16]. Ensuite on l'a remplacé par un Convertisseur multicellulaire série qui met en œuvre des condensateurs flottants dont les tensions doivent être maîtrisées [AIS15]. Cette nouvelle topologie facilite la mise en série en assurant un équilibrage des tensions aux bornes des interrupteurs en régime statique. De plus, le fractionnement de la fonction interrupteur (présence de degrés de liberté supplémentaires liés au nombre d'interrupteurs en série) permet d'améliorer les formes d'ondes en sortie du convertisseur en terme de contenu harmonique [TAC98]. Enfin, on a utilisé un convertisseur matriciel qui permet la conversion directe de fréquence, sans avoir recours au circuit intermédiaire continu qui caractérise les convertisseurs conventionnels, ainsi que l'élimination des éléments passifs de stockage d'énergie qui influent fortement sur le circuit intermédiaire continu, sans oublier que la symétrie de la matrice permet le flux de puissance dans les deux sens [FRA96-a].

Toutefois, il nous a semblé que pour être utilisable par le plus grand nombre de lecteurs, ce mémoire devrait comporter une partie introductive permettant une approche simple des différents sujets abordés et des phénomènes physiques qui les influencent. Nous pouvons considérer que les deux premiers chapitres correspondent tout à fait à cette démarche. On a commencé au chapitre I par exposer l'action photométrique et le traitement de l'eau. Suivi par le chapitre II où on a parlé des meilleures conditions d'alimentation de notre système Lampe à décharge-Ballast électronique.

On présente dans le chapitre III, l'alimentation de notre système lampe à décharge-ballast électronique par un convertisseur classique constitué d'onduleur en demi-pont. On a fait la simulation par « Matlab/Simpower system » en boucle ouverte, puis on a refait les simulations en boucle fermée en lui appliquant la commande classique (régulateur PI). On propose ensuite de remplacer le régulateur PI par un régulateur flou. C'est une commande moderne pour mieux stabiliser notre alimentation. Cette dernière commande est tolérante à l'imprécision et à l'incertitude (car le modèle de la lampe n'est pas précis), elle peut prendre en compte des phénomènes non linéaires, utilisant beaucoup plus de mémoire et de temps de calcul que les méthodes classiques.

Le quatrième chapitre est consacré aux convertisseurs multicellulaires série: apparition, principe de fonctionnement et les différents modèles mathématiques utilisés pour décrire le fonctionnement. Nous donnerons ensuite la structure de l'onduleur qui sera utilisé dans notre application, ainsi que la loi de commande assurant le contrôle des tensions des condensateurs flottants et la tension de sortie du convertisseur, qui est basée sur la modulation des rapports cycliques avec un contrôle proportionnel des tensions des bras. Une simulation par « Matlab/Simpower system » en boucle ouverte a été effectuée, puis en boucle fermée en développant dans un premier lieu une commande classique de type proportionnel-intégral. Ensuite nous proposons la commande par la logique floue pour contourner le problème de la robustesse.

Dans le chapitre V nous établissons, dans une première étape, le modèle de commande du convertisseur matriciel monophasé. Celui-ci est déduit d'un modèle de connaissance de l'axe de puissance du convertisseur à l'aide des réseaux de Pétri, les fonctions de connexion et les fonctions de conversion. Nous établissons une stratégie de commande du convertisseur : la commande MLI naturelle qui va servir, plus loin, pour l'alimentation de notre lampe. Le reste du chapitre est dédié à l'entraînement de l'association "convertisseur-lampe-Ballast", en boucle ouverte d'abord, afin d'étudier le comportement dynamique du système, et ensuite en boucle fermée pour la régulation du courant de la lampe. Dans ce contexte, ce chapitre fait l'objet d'une simulation par « Matlab/Simpower system » du système en boucle ouverte et en boucle fermée en lui insérant un régulateur PI, ensuite comparer les résultats notamment sur le plan "taux de distorsion harmonique (THD)" et le temps de réponse du système ainsi que sa stabilité.

Enfin, nous terminons le corps principal de ce manuscrit par une synthèse conclusive et présentons certaines perspectives, en recherches fondamentales, théoriques, expérimentales et appliquées mais également dans les réalisations et dispositifs commerciaux et pratiques que peuvent offrir les résultats obtenus dans cette étude.

Chapitre I

**Action photométrique
et traitement des eaux**

I.1 Introduction

Depuis de nombreuses années, protéger notre eau est devenu une nécessité. Les eaux utilisées pour la consommation sont vulnérables. Menacées par les activités humaines (agriculture, élevage, zone d'activité) les eaux sont exposées à diverses sources de pollution difficilement contrôlables (l'eau est contaminée par des substances toxiques ; pesticides, hormones ou micro-organismes provenant de l'industrie ou de l'agriculture qui peuvent être nocives pour l'homme). Or, la présence de micro-organismes pathogènes dans l'eau présente un risque pour la santé des consommateurs de tout âge.

Il est désormais scientifiquement prouvé que l'eau courante provenant du robinet n'est pas aussi pure qu'elle paraît l'être. De nombreuses analyses ont révélé qu'elle peut contenir plus d'une soixantaine de composants chimiques différents tels que nitrates, chlore, soufre ainsi que des métaux lourds comme le plomb, zinc, cuivre, aluminium ainsi que les pesticides et les micro-organismes qui sont potentiellement dangereux. La présence de ces derniers présente un risque sur la santé de consommateur.

Pour obtenir une eau désinfectée, il y a deux principaux types de procédés [BER85] :

- **Les procédés chimiques** : Les procédés chimiques font appel à des oxydants comme le chlore, le brome, l'ozone ou autres désinfectants. Ils génèrent tous des effluents chimiques de plus en plus contestés par les services nationaux de l'environnement en raison de leurs aspects polluants. Les trihalométhanes (CHX_3) furent parmi les premiers sous-produits de désinfection découverts dans l'eau chlorée et sont suspectés d'endommager le foie, les reins et le système nerveux central. Ils sont aussi considérés comme cancérogènes [LEN16].
- **Les procédés physiques** : Mis à part l'utilisation des ultrafiltrations assez coûteuse et encore au stade expérimental, le seul procédé physique employé pour la désinfection de l'eau fait appel aux radiations UV. La décontamination par UV-C possède un effet germicide ou germistatique sans générer des effluents chimiques gênants pour l'environnement, d'où son avantage incontestable.

L'utilisation du système de stérilisation par rayonnements ultraviolets est recommandée dans les services sanitaires, hôpitaux, pharmacies, agriculture, aquariums, captage d'eau de puits ou d'eau de pluie, etc. Le rayonnement UV agit de manière rapide, efficace et sûre, il constitue un procédé économique respectueux de l'environnement.

I.2 Stérilisation UV

La stérilisation de l'eau par UV a été abordée dès 1910. Ce n'est qu'à partir des années 70 qu'elle s'est effectivement développée. La technologie de désinfection des eaux épurées par rayonnement UV a été développée en Amérique du nord ces dix dernières années, elle est considérée comme la meilleure alternative à la chloration [HEB07]. La stérilisation par rayonnement ultraviolet est un procédé de potabilisation physique détruisant les micro-organismes susceptibles de provoquer des maladies ou d'affecter un processus de fabrication.

L'eau est un élément vital dont la qualité se dégrade régulièrement depuis de nombreuses années, la traiter est aujourd'hui une priorité, la respecter est une nécessité. C'est pourquoi la technologie UV répond parfaitement à ces deux exigences. Le concept *bactéricide UV* a pour principe de générer des rayons ultraviolets au sein d'une chambre de traitement. Ces rayons irradient les cellules vivantes contenues dans le liquide traversant l'appareil, sans modifier les critères physico-chimiques et sans générer de solutions résiduelles [MIL11].

La désinfection signifie la destruction ou l'inactivation des micro-organismes pathogènes; elle peut être obtenue par irradiation UV dans la gamme d'ondes de 200 à 280 nm. Elle est due à la perturbation apportée par les radiations ultraviolettes dans la structure chimique des constituants de la cellule vivante, et par suite, de leur fonctionnement [CPP02],[WAL06]. Suivant la quantité d'énergie UV reçue, la cellule vivante sera:

- *Stérilisée : effet bactériostatique*, dans le cas d'une absorption modérée d'énergie UV.
- *détruite : effet bactéricide*, dans le cas d'une absorption d'énergie supérieure à une certaine dose.

I.3 Les rayons ultraviolets

Il existe dans la nature plusieurs types de rayonnement et l'on sait, depuis le 19^e siècle, qu'il existe des rayons invisibles à l'œil. On connaît notamment la gamme de l'infrarouge et de l'ultraviolet, mais avec l'amincissement de la couche d'ozone, on entend parler de plus en plus des rayons ultraviolets.

I.3.1 Définition

Un rayon UV est un rayon dont la longueur d'onde est inférieure à celle de la radiation violette visible. D'un point de vue théorique, c'est un rayonnement électromagnétique invisible.

I.3.2 Sources

Ce type de radiation se trouve dans une source naturelle (les rayonnements du soleil), mais il est également émis par des sources artificielles :

- Des sources *thermiques ou incandescentes* (par exemple les torches à oxy-acétylène ou celles utilisées pour la soudure à arc) émettent de façon intense des ultraviolets.
- Des sources à *décharges lumineuses et fluorescentes*. Ainsi, les lampes éclaircs comprennent une dose significative de rayons ultraviolets.

Les rayons UV sont de l'énergie solaire invisible. Le soleil émet en très grandes quantités des particules, entre autres des photons. Ces flux de photons présents dans le rayonnement solaire se déplacent vers la terre à une vitesse de 300000 kilomètres/seconde, atteignent celle-ci à différentes longueurs d'onde. Les longueurs d'onde sont exprimées en nanomètres (10^{-9} mètre)

Les rayonnements sont classés en fonction de leur longueur d'onde, proportionnelle à l'énergie des photons. Le soleil émet entre autres :

- Des infrarouges (IR), de 800 à 1400 nm (invisibles).
- Du rayonnement visible, de 400 à 800 nm.
- Des ultraviolets (UV), de 100 à 400 nm (invisibles).

I.3.3 Les domaines de fréquence

La pratique et la réglementation ont permis de définir plus précisément les rayons UV et visibles. On utilise les subdivisions du tableau I-1. Le rayonnement ultraviolet est divisé en 03 bandes correspondant à des photons de plus en plus énergétiques [RUI06].

Bandes	Types d'UV	Limites des bandes
A	Mous	315 à 400 nm
B	Moyens	280 à 315 nm
C	Durs	100 à 280 nm

Tableau I-1 : Définition des trois types d'UV.

Le rayonnement ultraviolet est habituellement classé en trois régions, les limites ayant été déterminées arbitrairement : UV-A (315-400 nm), UV-B (280-315 nm) et UV-C (100-280 nm) [AFS05], [MAS00]. Ces limites ont été récemment confirmées par la Commission Internationale de l'Eclairage (CIE).

Ces rayons UV ont une action photochimique sur les corps, action qui se manifeste par des réactions très diverses telles que :

- Pigmentation de la peau (UV-A).
- Vitaminisation des produits alimentaires (UV-B).
- Destruction des micro-organismes (UV-C).
- Formation d'ozone (pour des longueurs d'onde de l'ordre de 185 nm).

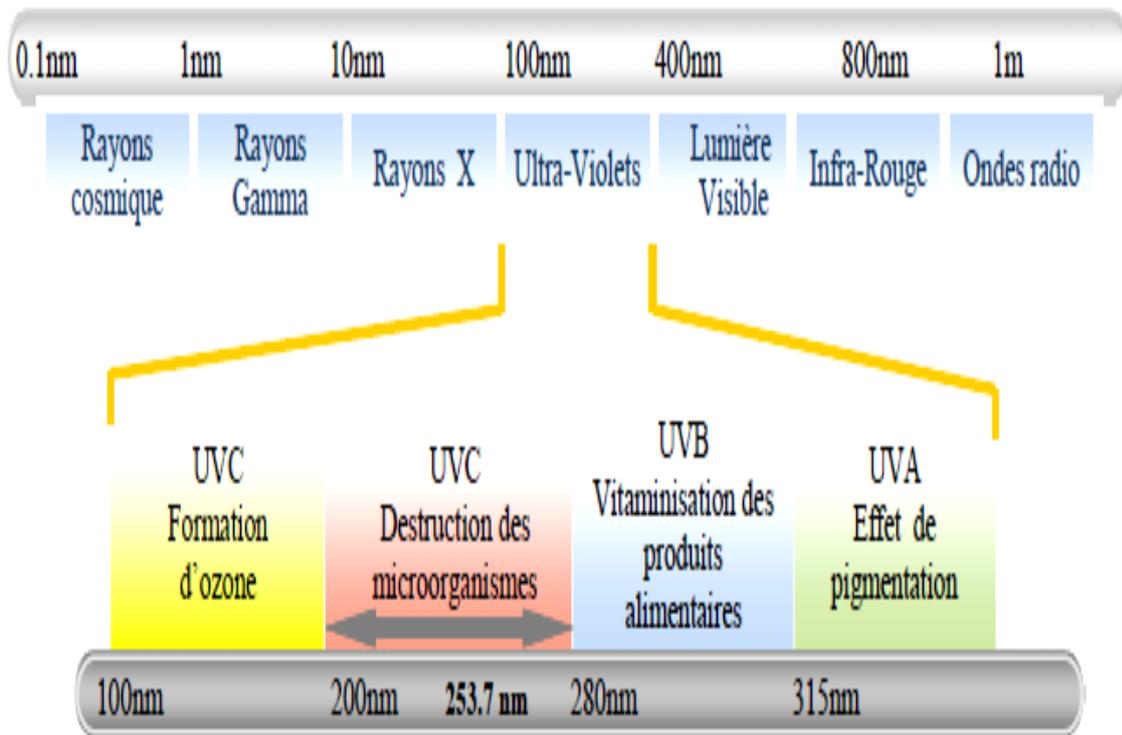


Figure I-1 : Spectre de rayonnement ultraviolet [AFS05], [MAS00].

Le premier appareil de production d'UV a été construit en 1910 à Marseille, mais ses lampes en verre n'étaient pas encore sûres, la conception comme le fonctionnement et la maintenance de l'installation sont compliqués et onéreux.

La situation change dans les années 40 lorsque les premières lampes à vapeur de mercure haute et basse pression arrivent sur le marché. Grâce au remplacement du verre par du quartz, ces lampes sont optimisées pour l'application à la désinfection de l'eau. Par la suite, des études sur le comportement des micro-organismes soumis aux rayonnements UV conduisent à de nouvelles possibilités dans le domaine de la purification de l'air, de l'eau et des surfaces des matériaux. La décontamination devient ainsi réalisable sans recourir à des additifs [CRI07].

I.4 L'action germicide et le traitement de l'eau

L'action stérilisante est due à la perturbation apportée par les radiations ultraviolettes dans la structure chimique des constituants de la cellule vivante, et par la suite, de leur fonctionnement. La courbe d'absorption de l'ADN (acide désoxyribonucléique) et de l'ARN (acide ribonucléique), véritable support de l'information génétique dans le noyau des cellules, pour des longueurs d'onde comprises entre 200 et 280 nm met en évidence un pic à la longueur d'onde 253.7 nm, c'est à dire un profond effet germicide à cette longueur d'onde.

L'*effet bactériostatique* dans le cas d'absorption modérée d'énergie UV, permet à la cellule de continuer à vivre, mais sans avoir la possibilité de se reproduire. Cette cellule est donc condamnée à disparaître. L'*effet bactéricide*, dans le cas d'une absorption d'énergie supérieure à une certaine dose, permet la destruction de la cellule. La dose minimale légale selon la circulaire du 19/01/1987 de la direction générale de la santé est de 25000 microwatts seconde par centimètre carré.

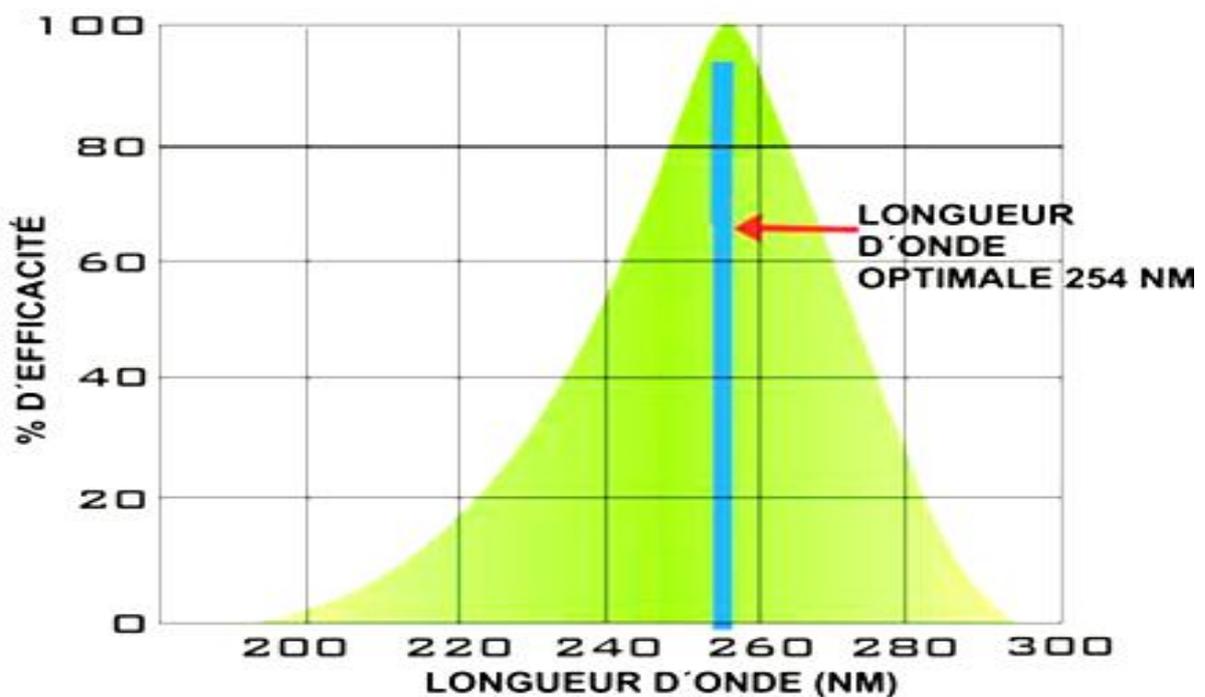


Figure I-2: Spectre d'absorption moyen de rayonnement électromagnétique par les micro-organismes [MAS00].

I.5 Les rayons UV-C et traitement de l'eau

I.5.1 Energie ou Dose UV

La loi de Lambert-Beer donne le calcul de l'énergie et met en évidence un certain nombre de paramètres dont dépend cette énergie :

- la puissance de la lampe, source UV, P en watts.
- la surface émettrice S en m².
- le coefficient d'absorption des rayons UV dans le liquide à traiter K en L/m.
- l'épaisseur de la lame d'eau Y en m.
- le temps d'exposition d'un élément de volume T en s.

$$\text{D'où la dose d'exposition : } D = \frac{P}{S} e^{-KY} \cdot t \quad \text{J/m}^2 \quad \text{ou } 10 \text{ micro ws/cm}^2 \quad (\text{I-1})$$

A partir de l'équation (I-1), on peut déterminer la dose moyenne de rayonnement UV fournie par la lampe à décharge pour un certain débit et un certain coefficient de pénétration aux UV-C du liquide à traiter. Cependant, les micro-organismes ne sont pas distribués de manière uniforme dans le liquide, c'est pourquoi il est important de déterminer la dose de rayonnement aux UV minimum. Pour cela, il faut se placer dans les conditions d'exposition les plus défavorables. Ainsi, l'installation de traitement UV est réalisée en considérant que les micro-organismes se situent en permanence dans les positions les plus défavorables, c'est à dire au point d'irradiation minimale pendant tout leur transfert dans l'appareil. La formule mathématique indiquant la dose UV en un point A est donnée par la formule suivante (I-2) [ADI07], [BOU06]:

$$DA = \sum n \frac{Pi}{SiA} e^{[(\ln \% \text{ perméabilité} / c) di]} \cdot t \quad (\text{mJ/cm}^2) \quad (\text{I-2})$$

Avec :

- DA : dose UV en un point A.
- n : nombre de lampes.
- di : distance entre la surface de la lampe (ou de la gaine en quartz de la lampe) et le point A.
- Si A : surface du cylindre entourant la lampe i et passant par le point A.
- c : épaisseur de la lame de liquide utilisée.
- t : temps d'exposition d'un ml de liquide aux UV.
- Pi : puissance germicide des lampes en fin de vie.

Ainsi, grâce à cette méthode, le concepteur de l'installation peut déterminer la dose minimale de rayonnement UV qui assure une puissance germicide donnée (par exemple de 40 mJ/cm²) au point le plus défavorable de l'appareil [ADI07].

L'action abiotique des radiations UV sera d'autant plus efficace que la structure du micro-organisme se rapproche de la structure monocellulaire [COP00].

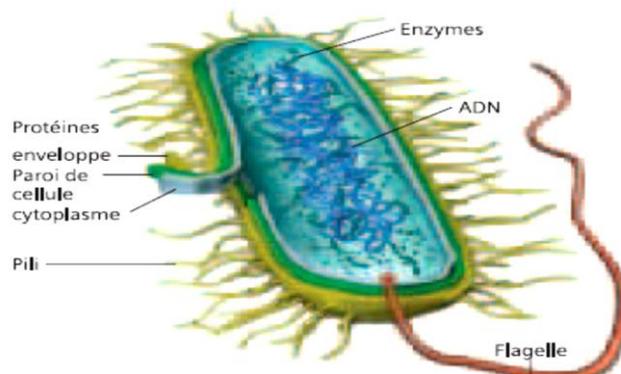


Figure I-3: Schéma d'une bactérie [SIE06].

Les microbes seront donc particulièrement sensibles aux rayons UV puis pour les doses plus fortes les végétaux inférieures tels que les algues, les moisissures et leurs spores.

	ELIMINATION	
	90%	99,99%
BACTERIES		
Escherichia coli	2,9	11,6
Salmonella typhosa	2,2	8,8
Bacillus subtilis veg	6,1	24,4
Bocillus subtilis spr	11,8	47,2
Streptococcus lactis	6,2	24,8
Pseudomonas aeruginosa	5,5	22
Pseudomonas fluorescens	3,5	14
Staphiloccus albus	1,8	7,2
Staphiloccus aureus	2,6	10,4
Vibrio comman choléra	3,4	13,6
Pseudomonas tumefaciens	4,4	17,6
Pseudomonas cepacias	4,5	18
VIRUS		
Poliovirus poliomyelitus	3,2	12,8
Hépatite	5,8	23,2

Tableau I-2: Quelques exemples de doses UV nécessaires à 253.7 nm pour l'élimination de X% de germes (mJ/cm^2) [TRA02].

La viabilité des micro-organismes soumis aux rayonnements UV dépend de la capacité de leurs ADN et ARN à rester intact. Leur résistance vis-à-vis des UV varie donc considérablement en fonction de la forme et de la complexité de leurs composants intracellulaires. Ainsi, pour chaque micro-organisme, correspond un quantum donné d'énergie UV assurant sa destruction. Ce seuil, appelé dose létale, correspond à la réduction d'un logarithme du nombre de germes, rapporté au cm ou au ml, c'est à dire la dose nécessaire pour détruire 90% de la flore microbienne.

En général, les dispositifs de traitement par rayonnement UV doivent, pour être efficaces, détruire au moins 99% (2 unités log) de la population microbienne. Par contre, on considère qu'un procédé est bactéricide s'il est apte à détruire 99,99% de la population (4 unités log).

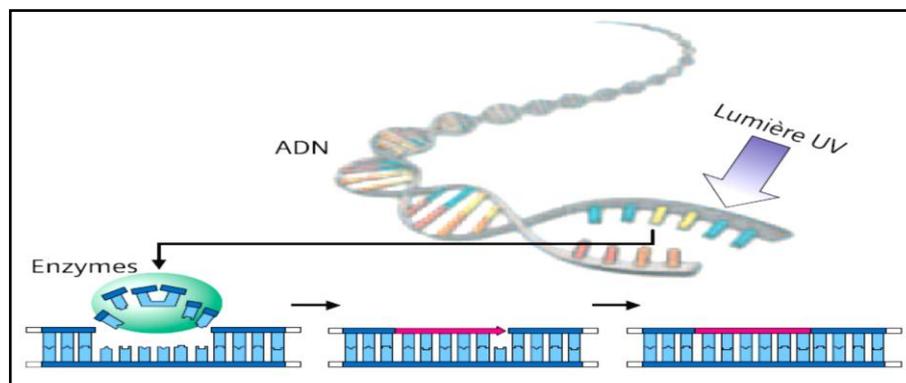


Figure I-4: Désactivation des micro-organismes [SIE06].

I.5.2 Lampes à Décharge

Si aux extrémités d'un tube vide d'air, ou contenant un gaz à très faible pression, on établit une différence de potentiel suffisamment élevée, il se produit une lueur tout le long du tube. Cette lumière froide est provoquée par des décharges électroniques entre les molécules raréfiées des gaz. Les constructeurs ont cherché à diminuer la différence de potentiel et l'intensité en réduisant la longueur des tubes et en introduisant en plus du gaz raréfié une certaine quantité de vapeur métallique (vapeur de mercure). Les lampes qui émettent des rayons ultraviolets sont des tubes à vapeur de mercure, d'après la valeur de la pression du gaz on distingue : les lampes basse, moyenne et haute pression [ALI00].

I.5.3 Lampes basse pression

Les lampes à vapeur de mercure basse pression émettent une lumière quasi-monochromatique à 254 nm, qui correspond à la bande optimale de l'effet germicide. Elles se présentent sous la forme de longs tubes de 1,5 à 2 cm de diamètre. Les longueurs standards sont de 91,4 et 162,6 cm pour des longueurs d'arc respectives de 76,2 et 147,3 cm. Les lampes sont

généralement insérées à l'intérieur d'un manchon de quartz, ce qui permet de les immerger directement dans l'eau à traiter. Le quartz transmet jusqu'à 90% de la radiation provenant de la lampe. L'intensité transmise est également dépendante du voltage, de la température autour de la lampe, de son âge (les lampes basse pression ont une durée de vie d'environ 3500 heures), et de son degré d'encrassement. Les lampes à vapeur de mercure sont très sensibles aux variations de température ; l'optimal se situerait autour de 50°C [MAS00].

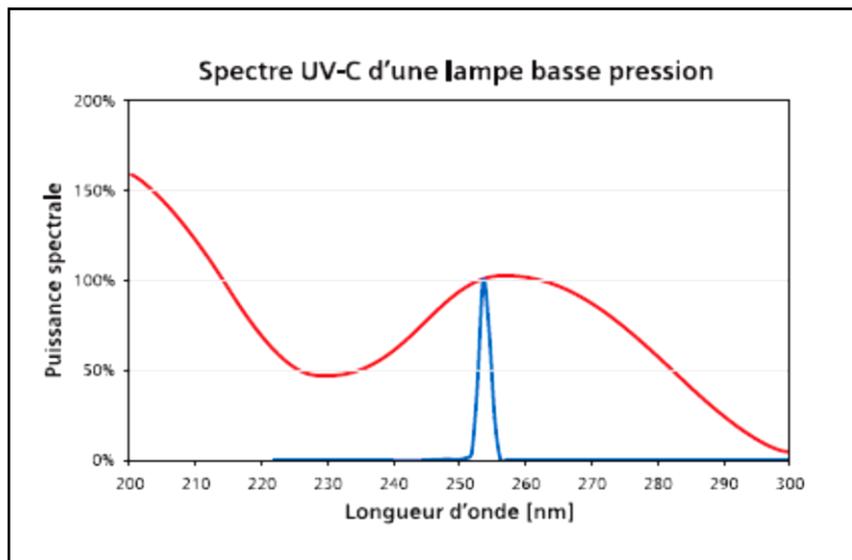


Figure I-5: Courbe d'absorption de l'ADN et d'émission des lampes basse pression [MAU07].

La température influence la pression qui peut être maintenue au niveau de la lampe. Lorsqu'elle est trop basse, elle provoque une chute de pression, les atomes de mercure s'en trouvent moins comprimés donc plus difficilement excitables d'où une diminution de la quantité électrique transformée. A l'inverse, une augmentation de la température augmentera la pression, l'excitation des électrons des atomes de mercure sera très grande mais l'énergie lumineuse sera libérée dans un spectre beaucoup plus étendu que 254 nm. C'est le cas des lampes moyenne pression.

I.5.4 Lampes moyenne et haute pression

A pression supérieure, l'intensité de la décharge électrique est augmentée mais le facteur de dispersion de la lumière générée n'est pas limité à la zone germicide : il s'étend jusque dans le visible [MAS00]. En pratique, l'énergie perdue par la production de chaleur est beaucoup plus

grande pour les lampes moyenne pression que pour les lampes basse pression mais du fait de la très haute intensité de la décharge, moins de lampes sont requises pour fournir une dose donnée.

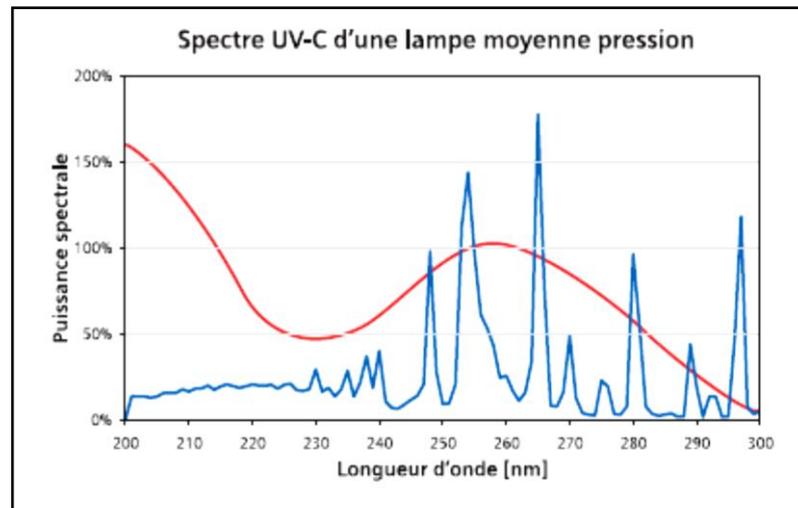


Figure I-6: Courbe d'absorption de l'ADN et d'émission des lampes moyenne pression [MAU07].

Les lampes moyenne pression coûtent cependant beaucoup plus cher que celles à basse pression et ont des durées de vie plus courtes; elles ne sont utilisées que pour des stations à gros débit. Du fait de leur rendement énergétique plus faible, elles posent des problèmes d'entartrage qui ne se posent pas avec les lampes basse pression.

Caractéristiques des lampes	Lampe à vapeur de mercure à basse pression	Lampe à vapeur de mercure moyenne pression
Longueur d'onde d'émission	Monochromatique à 254 nm	Polychromatique
Durée de vie	8000 à 10000 h	4000 à 8000 h
Puissance disponible	15 à 200 w	0.4 à 7 Kw
Température de fonctionnement	40°C	600 à 900 °c
Taux de conversion ($P_{\text{germicide}}/P_{\text{dectique}}$)	35 à 38 %	10 à 20 %

Tableau I-3: Caractéristiques des lampes à vapeur de mercure [USE06].

I.6 Constitution de l'appareil de traitement UV à action germicide

Un appareil de traitement UV se compose d'une ou plusieurs lampes placées dans des gaines de quartz pour être isolées thermiquement de l'eau. Ces lampes peuvent être assemblées

dans un tube cylindrique (appareil de type fermé) ou dans un canal (appareil de type ouvert). Les gaines de quartz se trouvent confinées dans un réacteur qui, suivant la pression de fonctionnement est construit en acier inoxydable poli (figure I-7).

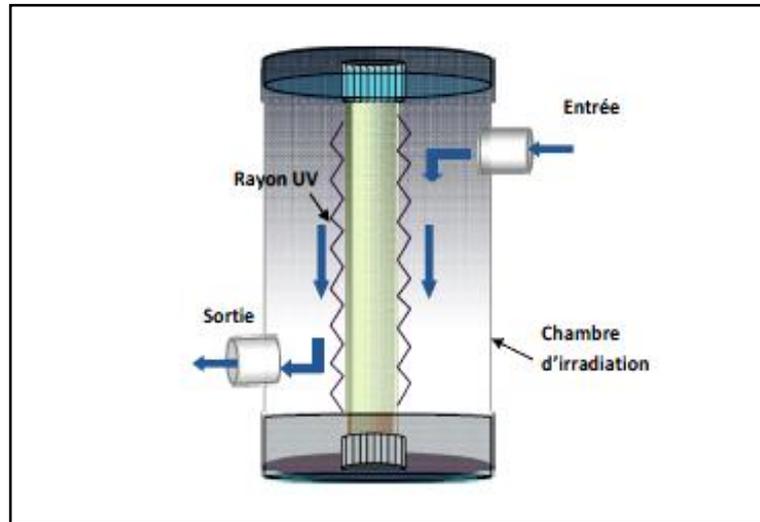


Figure I-7 : Schéma élémentaire d'une unité de traitement UV [LEN16].

I.6.1 Les Réacteurs

Les réacteurs construits en acier inoxydable sont anticorrosifs à l'eau salée ou autres substances corrosives. Le réacteur est fabriqué avec un acier inoxydable coulé et non à partir d'un acier inoxydable en feuille. Ceci lui confère une plus longue durée et une meilleure résistance à de fortes pressions. Le poli intérieur hautement lustré et brillant permet une plus grande réflexion de la lumière UV, donnant ainsi un plus grand pouvoir germicide à la lampe.

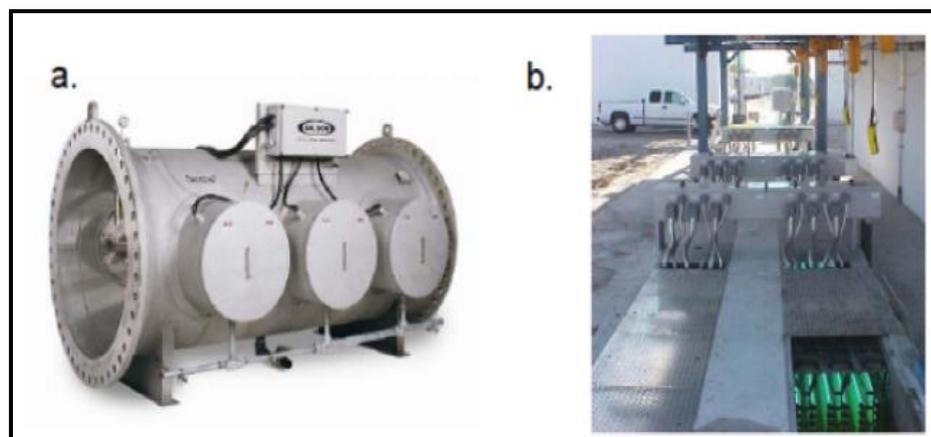


Figure I-8: Réacteur fermé (a) et réacteur ouvert (b) pour le traitement des eaux par rayonnement UV [USE06].

Le réacteur est recouvert d'une gaine externe fabriquée en PVC au Titane pour prévenir toute émission toxique à l'eau, contrairement aux unités en plastique ou en PVC standard qui peuvent émettre des chlorures de vinyle ou autres produits toxiques [LAB08].

Il existe deux types de réacteurs: les réacteurs fermés sous pression et les réacteurs ouverts appelés chenaux. Le type de réacteur est classé suivant la position des lampes. Les lampes peuvent être placées perpendiculairement ou parallèlement au courant (verticalement ou horizontalement). Dans toutes ces considérations, les lampes sont immergées. Un dispositif de maintien du niveau d'eau au-dessus des lampes est nécessaire, afin de maximiser l'utilisation de l'énergie UV émise par les lampes et de fournir les conditions hydrauliques favorables à une bonne désinfection [BEN09]. L'apport de l'énergie électrique nécessaire au fonctionnement de la lampe est assuré par ce qu'on appelle le Ballast.

I.6.2 Les Ballasts

Ils fournissent la tension électrique nécessaire à l'allumage, et maintiennent la stabilité du courant électrique. Ce dernier critère constitue le but de notre projet d'élaboration à la conception d'un ballast électronique à base d'un convertisseur statique d'électronique de puissance.

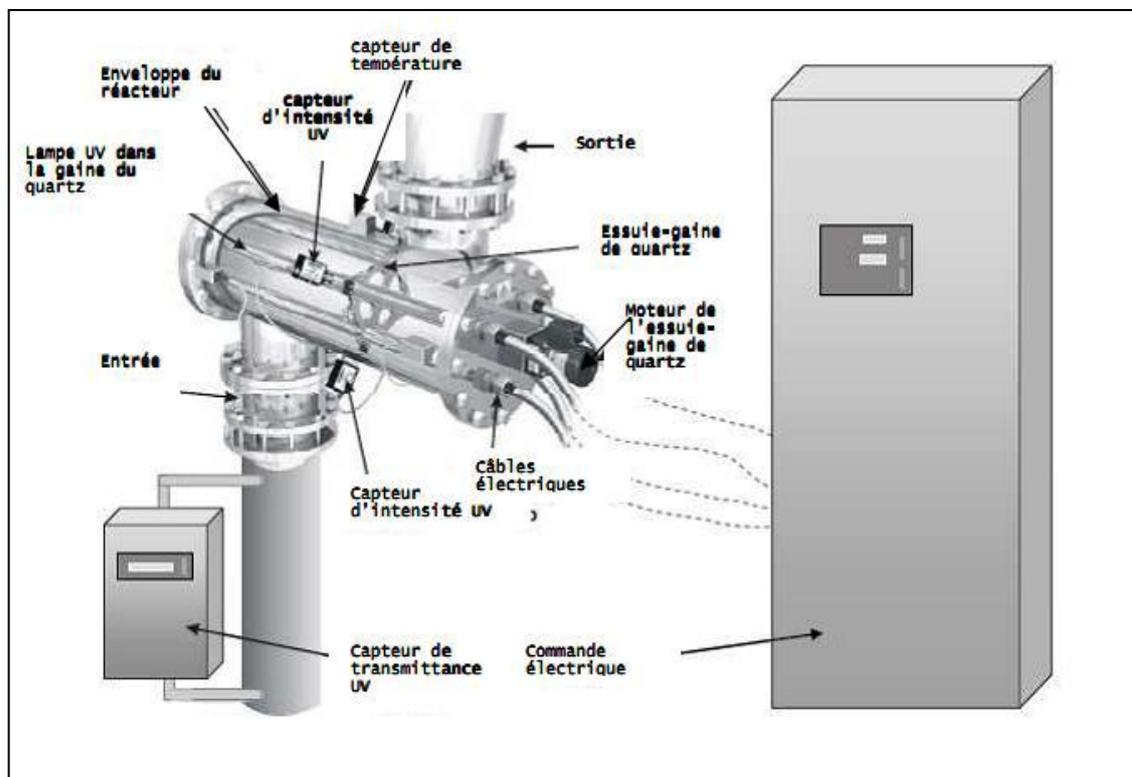


Figure I-9 : Construction d'un stérilisateur UV-C [WAI07].

I.6.3 Mise en œuvre de la désinfection de l'eau par ultraviolet

Le principe de désinfection par rayonnement UV consiste à soumettre l'eau à traiter, à l'aide d'une pompe à eau, à l'intérieur d'une source de rayonnements UV-C en la faisant transiter à travers un canal contenant une ou plusieurs lampes submergées (figure I-10).

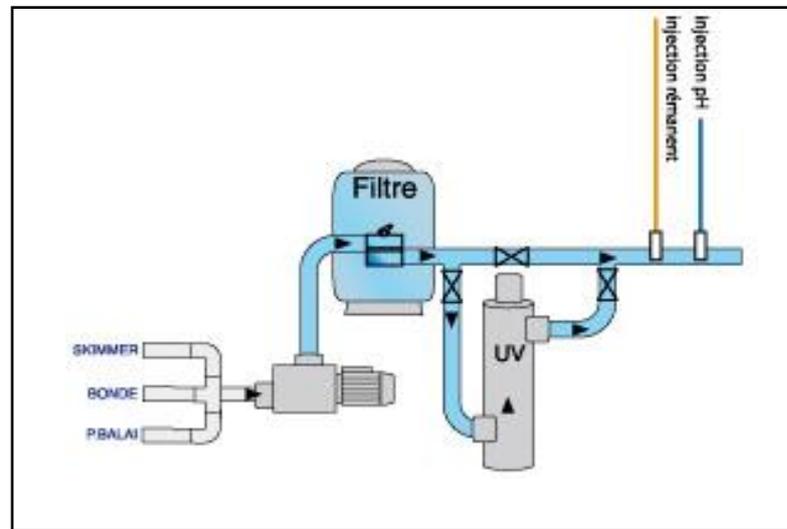


Figure I-10 : Installation de base d'un appareil de traitement UV-C [LAB08].

Pour être exposée au rayonnement UV-C, l'eau est amenée à l'intérieur du réacteur équipé d'une ou plusieurs lampes génératrices de rayonnement UV-C, émettant à travers la *gaine de quartz*. La géométrie de la chambre permet à l'eau de décrire un mouvement en spirale, ce qui a pour conséquence d'augmenter le temps d'exposition des micro-organismes aux UV-C [BEN09].

I.7 Paramètres influençant l'efficacité de la désinfection

L'efficacité de la désinfection sur une installation UV dépend des paramètres de fonctionnement et des paramètres de qualité de l'effluent [HAA10].

Les principaux paramètres sont :

I.7.1 Le temps d'exposition

Il est fonction du débit et donc de la vitesse de passage de l'effluent dans l'installation. Il faut considérer le temps d'exposition moyen au rayonnement UV qui est fonction de la conception hydraulique du chenal, celle-ci doit remplir 03 conditions fondamentales :

- le flux doit être le plus proche du flux piston, sans dispersion axiale. Chaque élément du volume reste alors pendant la même durée dans le réacteur.

- le flux doit permettre une dispersion radiale afin que chaque élément de volume se déplace dans des champs d'intensité lumineuse non uniforme.
- le volume du réacteur doit être utilisé au maximum en évitant les zones mortes et les court-circuits hydrauliques pour profiter au mieux de l'énergie UV fournie par les lampes et d'éviter que l'effluent ne passe sans être désinfecté. L'utilisation du réacteur monolampe élimine ces problèmes, l'écoulement dans un réacteur tubulaire étant bien maîtrisé.

I.7.2 L'intensité UV émise par les lampes

L'intensité UV nominale est fonction du nombre de lampes allumées. L'intensité reçue par l'effluent diminue avec l'éloignement par rapport à la lampe notamment par dissipation de l'énergie dans un volume plus grand. Ainsi l'épaisseur de la lame d'eau entre deux lampes est un paramètre de dimensionnement important pour les installations à canal ouvert.

I.7.3 La transmission UV

Les constituants contenus dans l'effluent absorbent le rayon UV dirigé contre les bactéries. On rapporte que plusieurs composés chimiques tels que les composés phénoliques, les acides humiques, les sulfonates, le fer ainsi que les agents de coloration interfèrent avec la transmission du rayon à 254 nm. La méthode utilisée pour quantifier cette interférence est la mesure de transmittance qui représente la qualité de lumière disponible pour irradier un micro-organisme à une distance donnée.

I.7.4 Les matières en suspension

Puisque le rayon UV est peu pénétrant, les M.E.S (matières en suspension) peuvent fournir une protection aux micro-organismes pour les raisons suivantes :

- Le rayon n'atteint pas la bactérie libre puisqu'une particule lui sert de protection (déviation ou pénétration incomplète du rayon).
- La pénétration sera également incomplète ou nulle si la bactérie est adsorbée à une particule.

La protection sera favorisée pour le nombre de particules et la présence de particules de grandes tailles, soit de tailles égales ou supérieures à celles des bactéries.

Une augmentation de la dose n'a plus d'effets sur les germes car ils sont protégés par les M.E.S. Une teneur M.E.S supérieure à 25 mg/l limite les performances de la désinfection par UV basse pression, par contre la filtration de l'effluent les améliore.

I.7.5 La turbidité

Elle quantifie la diffusion de la lumière pour une particule éclairée par une source lumineuse. Elle intègre les M.E.S et les matières dissoutes. On peut conclure, que plus le traitement d'épuration en amont de la désinfection est efficace, plus les performances de la désinfection seront grandes.

I.7.6 L'efficacité germicide des rayons UV

Des essais en laboratoires ont permis de déterminer le degré de résistance des différents micro-organismes par rapport à la référence de 1 correspond à *Escherichia coli*. Les bactéries végétatives nécessitent à peu près les mêmes doses qu'*Escherichia coli*. Les virus tests (rotavirus et poliovirus) sont 3 à 4 fois plus résistants, les bactéries sporulées (*Bacillus Subtilis*) sont environ 10 fois plus résistantes alors que les kystes de protozoaires (*Acanthamoeba Costellanu*) requièrent des doses environ 15 fois supérieures.

I.8 Résistance des micro-organismes aux UV

I.8.1 Hypothèses sur les différences de sensibilités des micro-organismes

La réponse aux UV est variable selon le type de micro-organisme ciblé. En se limitant aux trois groupes principaux visés par la désinfection, la variation de sensibilité observée est difficilement dissociable de son état morphologique. Puisque le rayon doit pénétrer la cellule pour l'endommager, les organismes possédant une paroi plus épaisse ou des structures externes plus particulières seront en principe plus résistants aux rayons [SEC08].

I.8.2 Mécanismes de réduction des micro-organismes

Pour qu'il y ait désinfection, les lampes doivent fournir une radiation lumineuse dont le spectre d'émission se situe dans la région de l'UV-C, laquelle est la plus efficace à produire un effet germicide. On observe ce dernier lorsque l'énergie de la radiation est absorbée au niveau du matériel génétique (ARN et ADN). Ce dernier contient l'information qui est transmise d'une génération à l'autre et qui permet de perpétuer les caractères propres à l'espèce. Plus particulièrement ce sont les nucléotides, éléments constitutifs des acides nucléiques qui absorbent le rayon, soit les bases puriques (adénosine (A) et guanine (G)) et les bases pyrimidiques (thymine (T) ou uracile (U) et cytosine (C)). Le spectre d'absorption des acides nucléiques se situe dans une longueur d'onde entre 210 et 310 nm avec un maximum à 260 nm.

Suivant l'exposition aux UV, il y'a une variété de photo produits fermés au niveau de l'ADN, dont le plus important est le dimère de pyrimidines adjacentes sur un des brins d'ADN et

dont les trois types répertoriés sont : T-T (appelé le dimère de thymine et le plus fréquent), T-C et C-C. Le dimère crée une distorsion au niveau de l'ADN, rendant inefficace voire impossible la réplication du micro-organisme ; il en résulte la mort cellulaire ou l'apparition d'une génération de mutant non viables ou incapables de se reproduire [AIS05].

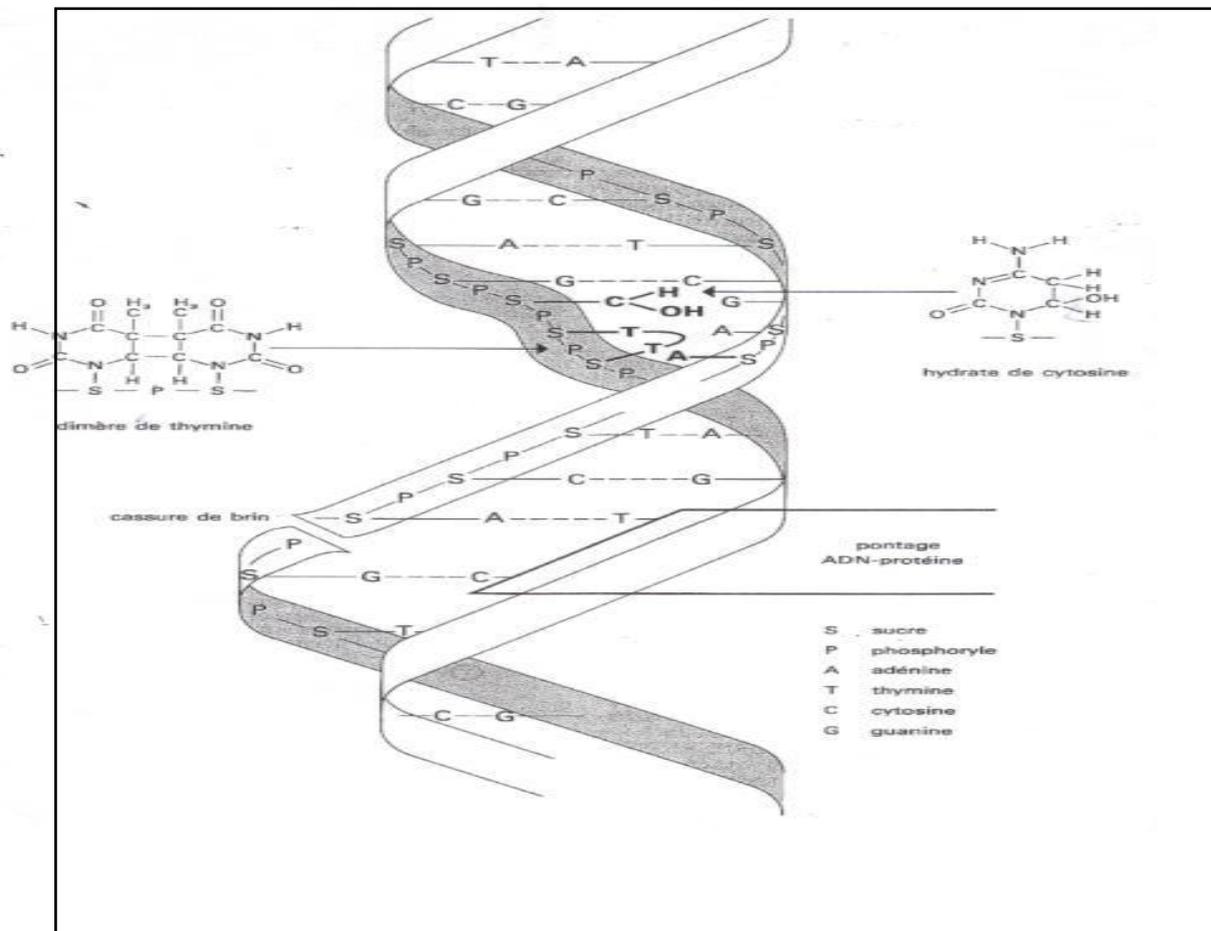


Figure I-11 : Formation du dimère de Thymine et distorsion de l'ADN [AIS05].

I.8.3 Virus et bactéries

Les bases pyrimidiques de l'ARN des virus sont constituées de cytosine et d'uracile, au lieu de la thymine et de cytosine pour l'ADN des bactéries. La dimérisation de la thymine est plus facilement induite par les UV que celle de l'uracile, ceci peut expliquer la plus grande résistance des virus [AIS05].

I.8.4 Poliovirus et réovirus

Les réovirus ont un double brin d'ARN, sur lequel d'avantage de dommages soient nécessaires à l'inactivation ou qui permettrait la redondance des informations, ce qui est impossible sur un ARN monobrin tel que celui du poliovirus. Les réovirus sont trois fois plus

grand que les poliovirus et possèdent une double membrane protéinique, qui absorberait mieux les UV.

I.8.5 La taille du génome

A l'intérieur du même gène bactérien, la réponse peut être variable selon l'espèce, en raison de la grosseur ou de la composition du génome. Pour que la résultante de l'irradiation soit l'inactivation, les micro-organismes doivent subir de multiples attaques au niveau du génome.

Les acides nucléiques requièrent des dizaines voire des centaines de transformations photochimiques pour que la réplication soit rendue non fonctionnelle. En dehors de quelques exceptions, les organismes chez qui on observe une résistance sont généralement les plus gros (plus de dommages nécessaires et de plus grandes chances de contenir des protéines qui absorbent le rayon). Jogger (1967) rapporterait que les dimères de thymine sont plus facilement formés que les autres types. Donc plus un génome contiendrait de thymine, plus il serait sensible.

I.9 Avantages et inconvénients

Le système de décontamination de l'eau par UV possède de nombreux avantages :

- Le plus intéressant est que la désinfection ne s'accompagne de la formation d'aucun produit de réaction avec les matières organiques de l'eau.
- L'utilisation de l'appareil est simple, il est adoptable sur un circuit de distribution d'eau déjà en place.
- L'entretien de l'appareil est réduit et son coût de fonctionnement est relativement bas.

Ces avantages sont contrecarrés par quelques inconvénients majeurs :

- Il n'y a pas de possibilité d'apprécier de façon immédiate l'efficacité du traitement par la mesure d'un résiduel comme dans le cas d'un oxydant chimique.
- Il n'y a pas d'effet rémanent, l'emploi de la désinfection par UV est donc réservé à la désinfection des eaux dont le circuit de distribution est court et bien entretenu.
- Enfin, le bon fonctionnement de l'appareil nécessite une eau de bonne transmittance, c-à-d une turbidité inférieure à 1 NTU.

La figure suivante présente un dispositif réel destiné à la désinfection des eaux par rayonnement UV.



Figure I-12:Schéma de l'appareil de traitement UV avec le couvercle enlevé [BOU06], [HAR08].

I.10 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons abordé l'utilisation du rayonnement ultraviolet dans le domaine de la désinfection de l'eau comme alternative aux produits chimiques. Après quelques comparaisons entre les deux méthodes ; il s'est avéré que l'utilisation de l'ultraviolet est l'alternative la plus respectueuse pour notre environnement de part ses caractéristiques germicides, qui attaquent directement l'ADN des cellules sans modification de la molécule d'eau, et sans l'ajout de produits chimiques. Cependant cette facilité d'utilisation impose un certain nombre de règles à respecter pour assurer la destruction totale des micro-organismes dont la plus délicate est le maintien de la valeur efficace du courant à une valeur qui maximise le rayonnement ultraviolet, et ce par le choix d'une alimentation appropriée qui constituera l'objectif des chapitres suivants.

Chapitre II

**Conditions d'alimentation
et modélisation
de la lampe à décharge**

II.1 Introduction

Les lampes à décharge sont des dispositifs où sont mis en jeu des phénomènes électriques, thermiques et chimiques, ce qui donne lieu à un système complexe très difficile à modéliser. L'alimentation de la lampe doit être capable d'initier la décharge et de contrôler ensuite l'avalanche électronique, une fois déclenchée. Un dispositif d'alimentation qui va répondre à ces besoins sera présenté.

On présentera un modèle de comportement électrique de la lampe afin de reproduire et comprendre le comportement de la lampe en hautes fréquences, et qui nous servira pour tester les différentes lois de commande sur notre lampe.

II.2 Décharge électrique

On appelle décharge électrique l'ensemble des phénomènes qui résultent du passage d'un courant électrique d'un conducteur solide à un milieu gazeux ainsi que dans le milieu gazeux lui-même.

La propagation du courant n'est possible qu'après un phénomène disruptif qui produit dans le gaz les décharges nécessaires pour rendre ce milieu gazeux conducteur. En effet, aux températures et pressions ordinaires, le gaz est isolant électrique qui ne contient qu'un nombre très réduit de particules chargées libres (électrons, ions) par unité de volume.

Cependant, sous l'action d'un champ externe, des rayons cosmiques, des rayons X ou des rayons ultraviolets, on obtient une décharge en produisant des particules chargées libre par ionisation des atomes neutres du gaz. Si le gaz est suffisant, son passage entretient alors cette ionisation et conserve au milieu gazeux ces propriétés de conduction [POI98].

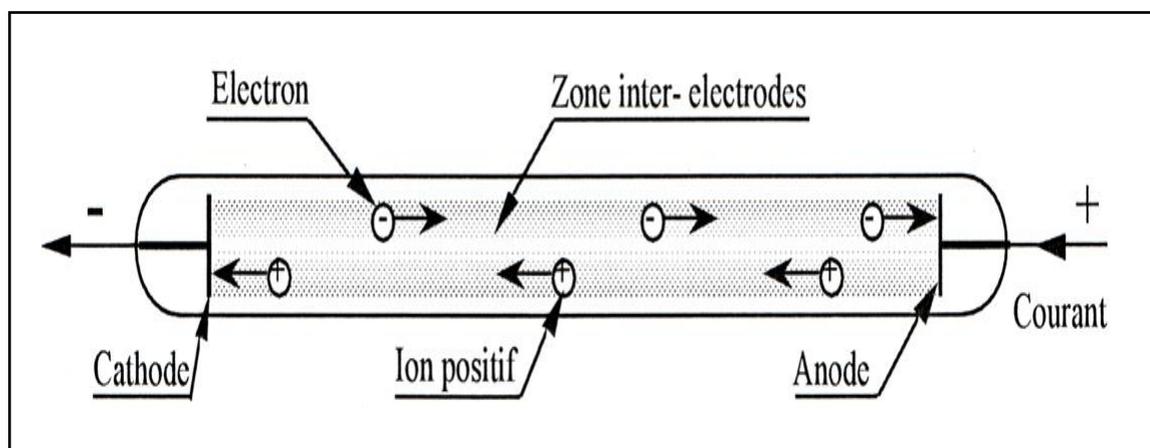


Figure II-1: Décharge électrique créée dans un gaz enroulé dans une enceinte [WAY71].

II.3 Lampes à décharge, l'état de l'art

Bien que la lampe à décharge électrique, réalisée pour la première fois en 1814 par Sir H. Davy et M. Faraday, fût la première application des plasmas, il a fallu attendre plus d'un demi-siècle avant de connaître une réalisation commercialisable. Actuellement, à lui seul, le Japon produit et commercialise quelque 350 millions de lampes fluorescentes par an, tandis que l'Europe et les Etats-Unis ensemble produisent plus d'un milliard de tubes par an!

Une lampe à décharge est constituée d'une enceinte étanche et transparente (ou translucide) qui confine le support gazeux de la décharge tout en laissant échapper le rayonnement que l'on veut utiliser. Cette enceinte, de formes et de dimensions très variables, contient un mélange de gaz et/ou de vapeurs métalliques, susceptibles de rayonner dans le domaine des longueurs d'onde désiré. La pression de l'élément actif peut être comprise entre quelques dizaines de pascals et à peu près 106 Pa. L'excitation du mélange est assurée soit par la circulation d'un courant électrique entre deux électrodes, soit par l'injection dans l'ampoule d'un rayonnement électromagnétique haute fréquence (radiofréquences, micro-ondes...).

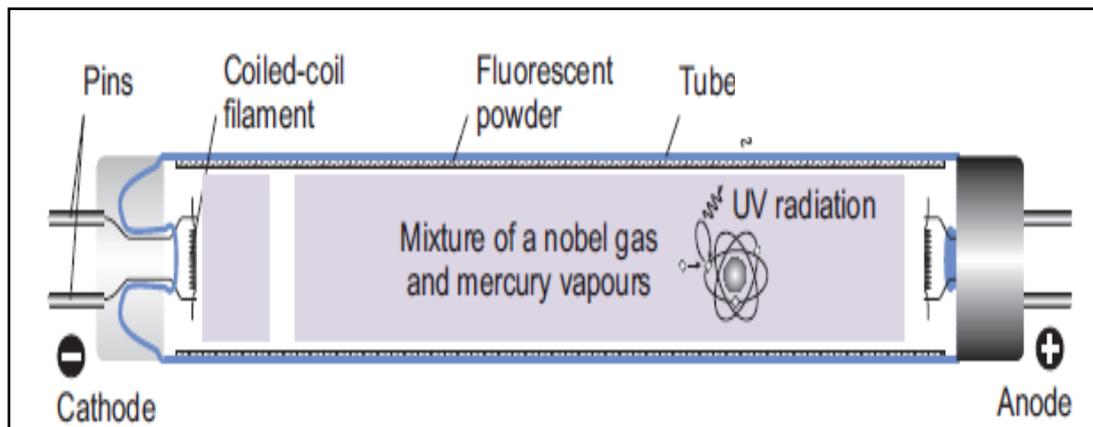


Figure II-2 : Structure d'une lampe à décharge [WHA00], [KOP08].

Grâce à une meilleure compréhension des processus physiques qui régissent leur fonctionnement, les lampes à décharge se sont considérablement améliorées depuis leur apparition .

II.4 Principe de fonctionnement d'une lampe à décharge

La figure (II-3) représente une lampe fluorescente. Elle se compose d'une enceinte de verre recouverte de phosphore et contenant les gaz de remplissage. Aux deux extrémités, les électrodes permettent de relier la lampe au circuit extérieur.

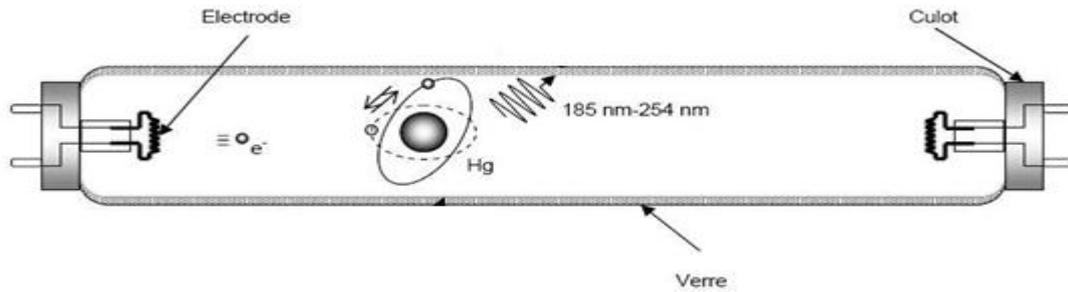


Figure II-3 : Coupe schématique d'une lampe fluorescente [KOP08].

Les électrons émis à la cathode sont accélérés dans le champ électrique et vont effectuer des collisions au sein d'un mélange gazeux constitué de mercure et de gaz rares. Ils vont exciter les atomes de mercure qui vont émettre un rayonnement dans l'ultraviolet.

Dans ce type de décharge, le mercure à une pression de l'ordre du mtorr, est le gaz actif alors que le gaz rare (ou le mélange de gaz rares), à une pression de l'ordre du torr, a pour fonction principale de limiter le libre parcours moyen des électrons et est appelé gaz tampon. Sans la présence du gaz rare l'énergie injectée dans la décharge serait en grande partie dissipée sur la paroi du tube [KOP08].

II.5 Conditions d'alimentation d'une lampe à décharge

L'alimentation d'un système électrique quelconque nécessite avant toutes choses la connaissance des caractéristiques électriques de la charge à alimenter. Il est donc important d'établir le cahier de charge le plus détaillé. Dans le cas bien particulier d'une lampe à décharge, deux contraintes importantes doivent être prises en compte [BEN09], [AIS05].

- ❖ La première, concerne l'amorçage. Pour pouvoir passer en régime d'arc, il faut créer une décharge dans la lampe, ce qui nécessite le plus souvent l'utilisation d'un dispositif d'amorçage ou une alimentation auxiliaire :

II.5.1 Emploi d'une électrode auxiliaire

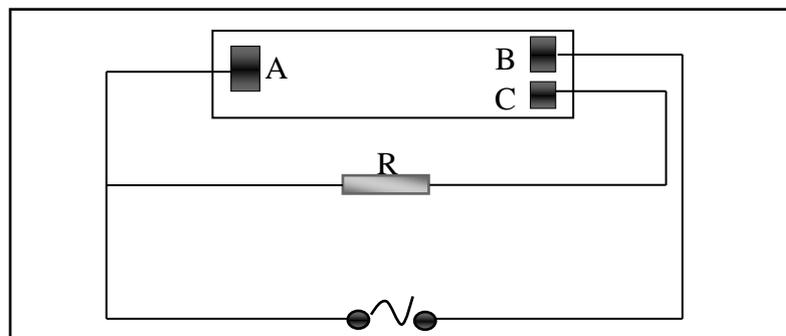


Figure II-4: Electrode auxiliaire [AIS05].

Pour déterminer la tension d'amorçage on prévoit une électrode auxiliaire « C » rapprochée à l'électrode principale « B », et alimentée à travers une résistance R. Afin de diminuer l'intensité, l'amorçage se produit d'abord entre « B » et « C », puis entre « B » et « A » ; à ce moment la résistance est shuntée.

II.5.2 Chauffage préalable des électrodes

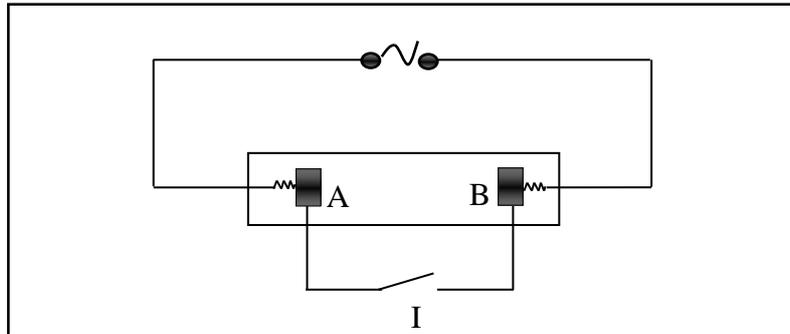


Figure II-5: Chauffage préalable des électrodes [AIS05].

Les électrodes « A » et « B » sont chauffées par le courant lors de la fermeture de l'interrupteur « I », après établissement de décharge on ouvre « I ».

- ❖ La seconde contrainte est la pente négative ou très faiblement positive de la caractéristique statique courant-tension au régime d'arc. Cette dernière contrainte interdit l'alimentation directe de la lampe sur une source de tension et donc sur le réseau. Elle nous impose un système permettant de trouver un point de fonctionnement stable sur la caractéristique (U, I) [BEZ03].

II.6 Caractéristiques et couplage

Connaissant les caractéristiques statiques dans le plan tension/courant de la décharge ainsi que de son alimentation, on peut connaître quel sera le point de fonctionnement électrique obtenu par leur association.

II.6.1 Couplage entre l'alimentation et la décharge

La caractéristique statique d'un dipôle est une courbe définie dans le plan tension/courant qui associe, à un courant circulant dans le dipôle, la tension qu'on mesure entre ses bornes. Une méthode pour connaître le point de fonctionnement obtenu par l'association d'une alimentation avec une charge est de tracer la caractéristique statique de l'alimentation en convention générateur et celle de la charge en convention récepteur. Toutes les intersections entre les deux caractéristiques sont des points de fonctionnement possibles, mais pas nécessairement stables.

La première difficulté lorsqu'on choisit une alimentation électrique pour les décharges est de savoir, d'une part quel est le point (tension/courant) que l'on cherche à atteindre, d'autre part quel type d'alimentation permet d'obtenir ce point. La connaissance du point de fonctionnement recherché sur la caractéristique statique de la charge nous permet de savoir les caractéristiques statiques de l'alimentation qui permet de l'atteindre. L'approche statique du problème n'indique pas si le point de fonctionnement est stable ou non. Or si un point de fonctionnement n'est pas stable, son obtention n'est pas réalisable. Il faut donc étudier la stabilité des points de fonctionnement trouvés. Cette stabilité peut être analysée à l'aide des caractéristiques statiques de la décharge et de l'alimentation [BUS04], [SAL05].

Considérons un montage composé d'une source de tension parfaite continue, d'une résistance R et de la lampe (charge à alimenter). L'alimentation par une source de tension correspond au cas où R très inférieure à l'impédance de la charge (figure II-6). L'alimentation en source de courant vis-à-vis de la charge, correspond à R très supérieure à l'impédance de la charge (figure II-7).

II.6.1.1 Source de tension

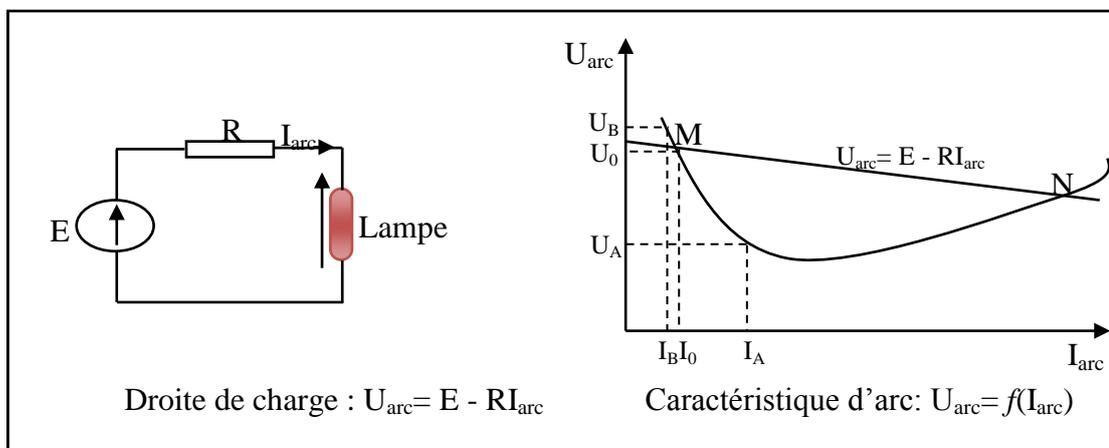


Figure II- 6 : Montage en source de tension [SAL05], [AIS05].

Au point M, une augmentation ΔI entraîne une augmentation de I_0 qui se déplace en I_A , il en résulte alors une diminution de U_0 en U_A . Ceci entraîne que $U_{\text{arc}} < E - RI_{\text{arc}}$ d'où pour rétablir ce déséquilibre, le courant augmente encore. On se trouve alors dans la configuration de départ avec un courant $I + \Delta I$. Le système est instable, le courant augmente jusqu'à ce que la zone N soit atteinte. Si la lampe est conçue pour fonctionner dans la zone M, il y a destruction de la lampe. Si la lampe est conçue pour fonctionner dans la zone N, le système atteint un état d'équilibre. Toutefois, même dans ce cas, de petites modifications de tension vont entraîner de

grandes variations de courant, ce qui est incompatible avec le bon fonctionnement de la lampe [TOU12], [CHH10] et [EPS99]. Une diminution $-\Delta I$ entraîne une diminution de I_0 qui se déplace en I_B , il en résulte alors une augmentation de U_0 en U_B . Ceci entraîne que $U_{\text{arc}} > E - RI_{\text{arc}}$, d'où pour rétablir ce déséquilibre, le courant diminue encore. On se trouve alors dans la configuration de départ avec un courant $I - \Delta I$. Le système est instable, le courant diminue indéfiniment jusqu'à extinction de la lampe.

II.6.1.2 Source de courant

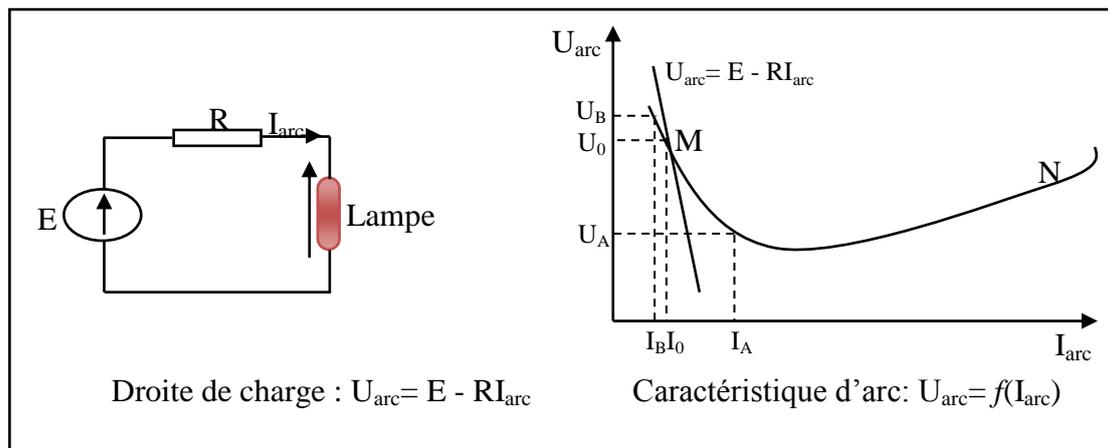


Figure II-7: Montage en source de Courant [SAL05], [AIS05].

Une augmentation ΔI entraîne une augmentation de I_0 qui se déplace en I_A , il en résulte alors une diminution de U_0 en U_A . Ceci entraîne que $U_{\text{arc}} > E - RI_{\text{arc}}$, d'où pour rétablir ce déséquilibre, le courant diminue et tend à revenir rapidement vers le point de départ qui est alors un point d'équilibre stable.

Une diminution $-\Delta I$ entraîne une diminution de I_0 qui se déplace en I_B , il en résulte alors une augmentation de U_0 en U_B . Ceci entraîne que $U_{\text{arc}} < E - RI_{\text{arc}}$, d'où pour rétablir ce déséquilibre, le courant augmente et tend à revenir rapidement vers le point de départ qui est alors un point d'équilibre stable [COS00], [TOU12].

En résumé, pour alimenter une lampe à décharge de façon stable, une source de courant est conseillée pour laquelle la pente de la droite statique $U(I)$ de la source d'alimentation soit plus grande que celle de la lampe [EPS99], [CHH10] :

$$\frac{dU_{\text{source}}}{dI} > \frac{dU_{\text{lampe}}}{dI} \quad (\text{II-1})$$

II.7 Nécessité d'une stabilité

Une décharge électrique est un élément d'un circuit qui nécessite un dispositif d'alimentation complexe. Pour initier une décharge dans une enceinte gazeuse, il faut appliquer au gaz une surtension suffisante pour initier une avalanche électronique qui va permettre de rendre le milieu conducteur. De plus, une fois la décharge amorcée, le courant doit être limité pour éviter une détérioration de la lampe ou du circuit d'alimentation. Ceci est dû à la forme particulière de la caractéristique $V(I)$ qui présente une pente négative. Pour pouvoir stabiliser de façon correcte une décharge électrique, nous devons utiliser un générateur qui se comporte plutôt comme une source de courant vis-à-vis à la charge. Dans la pratique, on choisit, en générale, l'impédance de telle sorte que la tension d'alimentation soit de l'ordre de deux fois la tension d'arc. Cette impédance que l'on appelle ballast, est généralement selfique (la décharge alimentée par le courant électrique provoquerait, aussitôt amorcée, un court-circuit si une résistance ou une impédance n'était pas intercalée entre la source de courant et le tube ; c'est le ballast).

Outre le rôle de stabilisation de décharge, le ballast est aussi appelé à remplir d'autres tâches telles que [AL00] :

- Contribuer à l'amorçage de la lampe.
- Permettre la montée en régime de la lampe.
- Ne pas réduire la durée de vie de la lampe.
- Ne pas générer de trop forts taux d'harmoniques sur le réseau d'alimentation.
- Ne pas diminuer le facteur de puissance.

On trouve sur le marché deux grandes catégories de ballast :

- Les ballasts ferromagnétiques (passifs) qui fonctionnent à la fréquence du réseau (50Hz-60Hz).
- Les ballasts électroniques (actifs) qui fonctionnent à des fréquences plus élevées (20kHz-50kHz).

II.7.1 Ballasts électromagnétiques

En Europe les systèmes d'alimentation ferromagnétiques sont composés d'une inductance et d'un starter (bilame) que l'on peut voir sur le schéma de la figure (II-8.a). La lampe étant éteinte, la tension du réseau est suffisamment importante pour établir une décharge dans le starter. Le bilame étant chauffé par la décharge, sa partie mobile va se déformer et entrer en

contact avec sa partie fixe. Dès lors, un courant parcourt les deux électrodes du tube qui sont donc chauffées par effet joule. En même temps, une fois la partie mobile du bilame en contact avec la partie fixe, la décharge s'éteint et le bilame se refroidit. A partir d'un refroidissement suffisant, la partie mobile revient vers sa position initiale et coupe ce circuit de nature inductive en induisant une surtension. Cette surtension est directement appliquée aux bornes du tube, et la décharge s'amorce alors si les électrodes sont suffisamment chaudes. Si ce n'est pas le cas, le cycle qui vient d'être décrit recommence jusqu'à ce que la décharge s'amorce. Une fois amorcée, l'inductance limite le courant dans la décharge à son niveau nominal. Un condensateur en parallèle sur le réseau relève le facteur de puissance de l'ensemble [BUS04].

En Amérique du nord, du fait de la faible tension de réseau généralement utilisée (120V), des systèmes à base de transformateurs sont préférés. On trouve des ballasts avec (inductance + starter) ou sans (instant start) préchauffage des électrodes, qui sont présentés sur la figure (II-8).

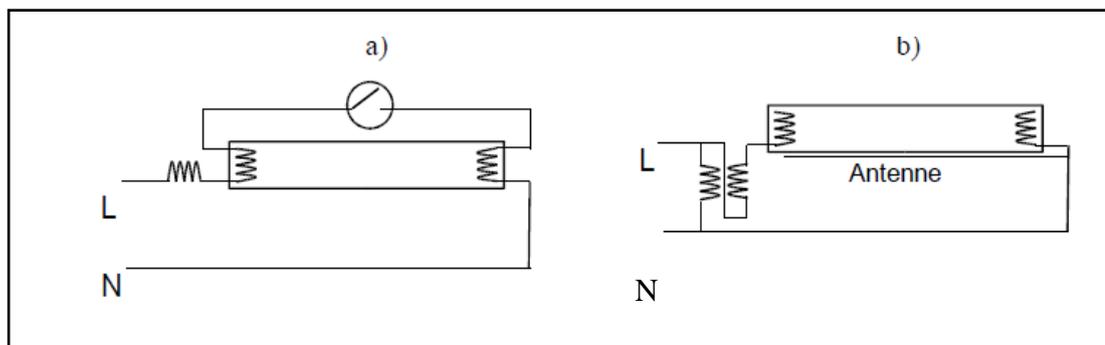


Figure II-8: Ballasts ferromagnétiques + starter a) et instant start b) [BUS04].

II.7.2 Ballasts électroniques

Le type d'alimentation basse fréquence décrit précédemment a tendance à disparaître au profit des alimentations électroniques dont les parts de marché n'ont cessé de croître depuis leurs premières apparitions.

On trouve deux grandes familles de ballasts électroniques qui sont utilisées suivant le type d'application visé :

- Les ballasts électroniques sans préchauffage des électrodes (instant start) qui sont utilisés dans des applications où les fréquences d'allumage restent faibles (3 par jour au maximum).
- Les ballasts électroniques avec préchauffage des électrodes (rapid start ou programmed start) qui sont plus utilisés dans des applications nécessitant une fréquence d'allumage

plus importante. Ces derniers offrent à l'utilisateur la possibilité de régler le flux lumineux (dimming).

L'utilisation de hautes fréquences par rapport à la fréquence du réseau présente des avantages certains que ce soit du point de vue de la lampe ou de celui de l'alimentation. L'efficacité lumineuse des lampes est améliorée compte tenu de la disparition de la chute de tension anodique et le scintillement est inexistant.

La taille des ballasts est réduite notamment par la diminution de taille des capacités et des inductances et les pertes énergétiques sont plus faibles. Côté lampe, la tension d'arc est presque sinusoïdale et les formes d'ondes sont moins déformées. Côté réseau, on peut utiliser une correction active du facteur de puissance.

Le contrôle est accru et permet d'offrir à l'utilisateur des fonctionnalités supplémentaires et permet d'obtenir des durées de vie plus importante. Cette dernière remarque n'est pas toujours vraie, notamment pour les ballasts électroniques sans préchauffage des électrodes avec des fréquences d'allumage importantes ou des ballasts étant mal conçus [BUS04].

La figure suivante représente le plus simple des prototypes pour les ballasts électroniques.

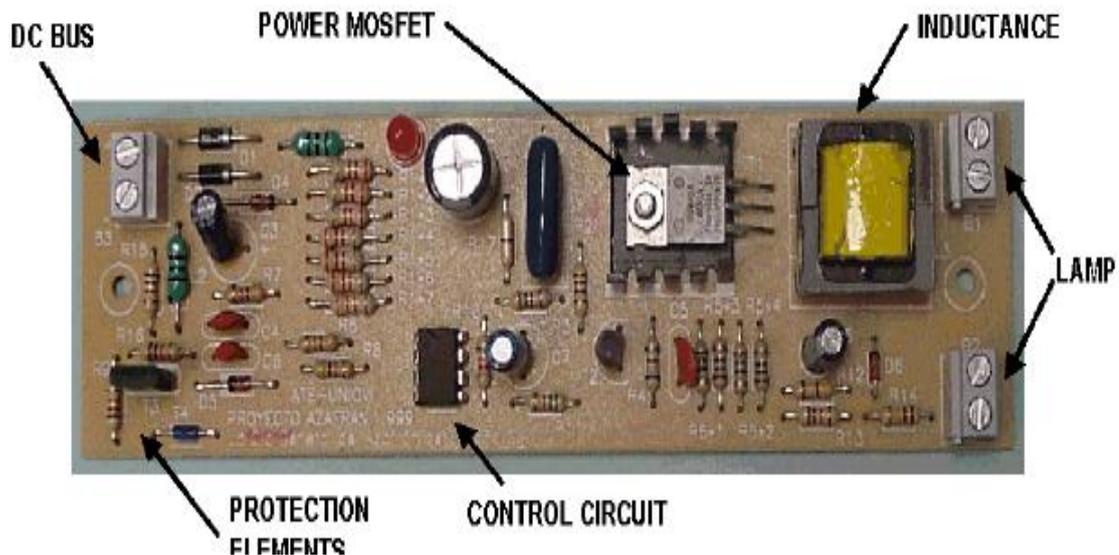


Figure II-9: Un prototype de ballast électronique simple [CHH10].

II.8 Intérêt de la haute fréquence pour la lampe à décharge

Costache [COS00] a fait une étude comparative entre le fonctionnement de l'ensemble convertisseur-lampe à 50 Hz et 60.1 kHz. La charge étudiée est la décharge de référence ($D=36$ mm, Ar 3 Torr). Les résultats obtenus pour les grandeurs électriques sont résumés dans le tableau suivant :

Fréquence (Hz)	I lampe (A)	V lampe (V)	P lampe (W)	ΔV Electrode (V)	Pertes Electrodes (W)	$P_{U,V}$ (W)	$\eta_{U,V}$ (%)
50	0.656	112.8	67.2	15	9.84	38.8	57.7
60100	0.656	113	73.2	10	6.56	45.4	61.5

Tableau II-1: Valeurs efficaces des courants et tensions ainsi que les différentes puissances de la lampe, obtenues de la simulation pour deux fréquences d'excitation 50Hz et 60.1kHz.

La figure (II-10) donne l'allure des tensions et des courants de lampe à 50Hz et 60.1kHz. Comme nous le remarquons sur cette figure, avec l'augmentation de la fréquence, la forme d'onde de la tension aux bornes de la lampe se rapproche d'une forme quasi-sinusoidale. Le pic de réamorçage à 50Hz, à chaque demi-période, disparaît à la fréquence étudiée de 60.1kHz.

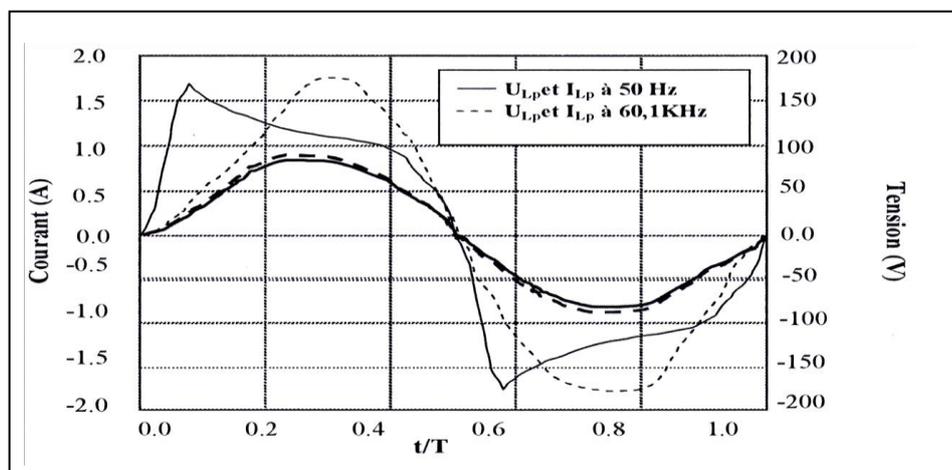


Figure II-10: Forme d'onde des courants et des tensions aux bornes de la lampe UV Ar 3 Torr alimentée à 50Hz et 60.1kHz [COS00].

Une lampe à décharge est une charge non linéaire, qui même alimentée sous une tension sinusoïdale, génère des courants non-sinusoïdaux sur le réseau. De manière générale, nous pouvons dire que, lorsque l'on passe de 50Hz à 60.1kHz, les modulations des différentes grandeurs diminuent considérablement. Ceci entraîne une moindre modulation du rayonnement en même temps qu'une réponse plus linéaire de la lampe.

Pour ces essais, les puissances rayonnées dans l'UV sont respectivement égales à 45.4W à 60.1kHz et 38.8W à 50Hz. Les rendements correspondants sont respectivement 61.5% et 57.7%. L'augmentation de la fréquence d'alimentation a comme effet la diminution de la modulation du flux, ainsi que l'obtention d'une meilleure efficacité (un meilleur rendement). Notons que, pour une alimentation à fréquence élevée, l'obtention d'un régime de fonctionnement proche de

l'équilibre dynamique crée des conditions favorables de fonctionnement pour les électrodes. Ceci a comme effet l'augmentation de la durée de vie de la lampe, car l'électrode est la garantie de la durée de vie du tube [COS00], [AIS05].

Résultat: Un maximum de rayonnement UV s'obtient en haute fréquence.

Du tableau (II-1) on a vu que le rendement lumineux de la lampe augmente lorsque la fréquence augmente. D'autre part on sait que les dimensions des composants diminuent et que les pertes dans les circuits magnétiques et celles dues à la commutation des transistors augmentent lorsque la fréquence croît. De plus l'effet des radiations électromagnétiques augmente. Tenant compte de ces considérations, nous pouvons choisir la fréquence de résonance du convertisseur entre 30 kHz et 50kHz. Le convertisseur en question est caractérisé par une fréquence de résonance de 42 kHz.

La raison principale du choix des différentes structures des ballasts électroniques étudiés dans ce chapitre réside dans leurs caractéristiques de sortie illustrées par la figure (II-11) donnée par *Corina costache*. Nous constatons sur cette figure que la pente des caractéristiques varie fortement avec le rapport f/f_0 où f_0 est la fréquence propre du circuit oscillant et f est la fréquence de fonctionnement. Pour $f=f_0$, le système se comporte comme une source de tension qui peut être de valeur élevée. Il est alors tout à fait impropre à alimenter une lampe dans de bonnes conditions de stabilité. Au contraire, lorsque f devient supérieur à f_0 , le système se comporte plutôt comme une source de courant dont la valeur peut être ajustée en jouant sur la valeur de la fréquence f . La fréquence de fonctionnement du convertisseur doit être au dessus de la limite audible. Donc le convertisseur devra fonctionner à partir d'une fréquence de 50 kHz supérieure à la fréquence propre du circuit résonant qui est de 42 kHz, f/f_0 dans notre cas sera 1.19 [COR00].

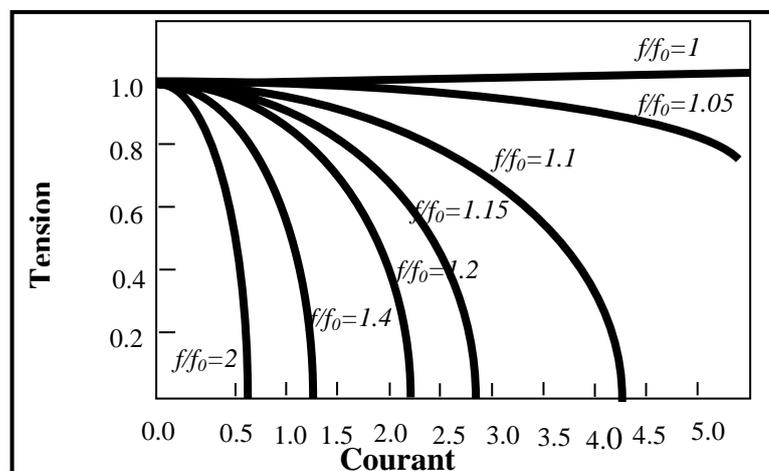
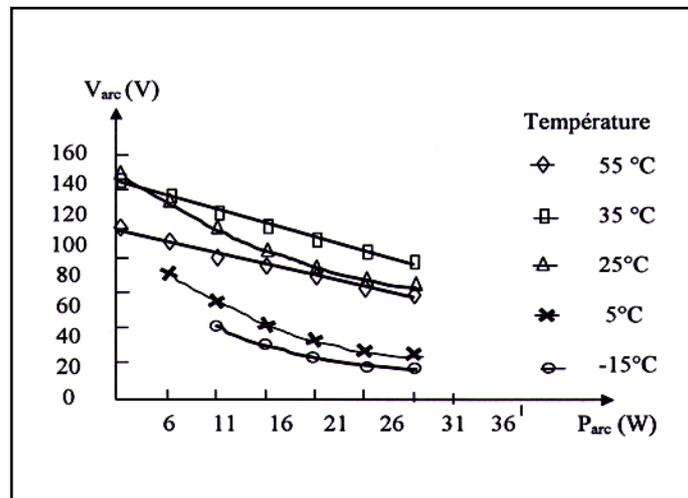


Figure II-11: Caractéristiques de sortie de l'onduleur en demi-pont [COR00].

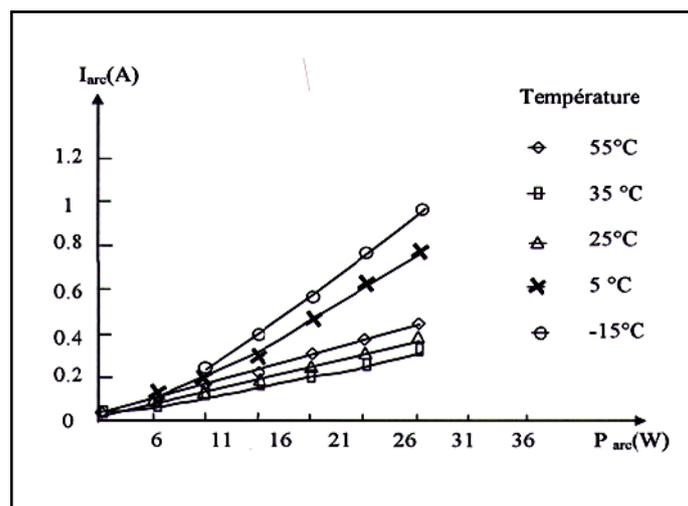
Sur cette base, on peut choisir les paramètres du circuit résonant de telle manière à obtenir une fréquence de résonance de 42 kHz pour le circuit LC_{eq} avec $C_{eq} = \frac{C_r C_P}{C_r + C_P}$ (les deux condensateurs en série).

II.9 Effet de la température

Les caractéristiques de la lampe fluorescente dépendent de la puissance de fonctionnement et sont très sensibles à la température. Les figures (II-12 a et b) montrent la variation de la tension et du courant d'arc en fonction de la puissance d'arc de la lampe pour différentes températures ambiantes.



(a) Tension de régime d'arc de la lampe



(b) Courant de régime d'arc de la lampe

Figure II-12: Effet de la température sur les caractéristiques de lampe à décharge [MOO02].

Fonctionnant à une température ambiante fixe, le courant d'arc diminue lorsque la puissance d'arc est réduite. Par contre la tension d'arc augmente pendant que la puissance d'arc diminue. Pour une température plus élevée que la température ambiante la tension augmente presque linéairement avec la diminution de la puissance d'arc. Cependant, à une plus basse température, la tension d'arc augmente largement. En outre, la puissance d'arc est limitée à une certaine valeur quand la lampe opère à une plus basse température. Fonctionnant au dessous de ce niveau de puissance, l'arc de la lampe devient instable.

La figure (II-13) indique également que la résistance équivalente de la lampe varie intensivement avec la puissance d'arc ou les variations de la température ambiante. Quand elle opère à la même température ambiante, la résistance équivalente augmente pendant que la puissance d'arc est réduite. Pour un niveau de puissance spécifique, la lampe conçue pour l'usage à la température ambiante a une résistance équivalente maximale à une température de la paroi de l'ampoule d'environ 38°C. La déviation de cette température cause la diminution de la résistance équivalente de la lampe. Cet effet est plus significatif quand la température est diminuée. Ceci implique que le rendement de la lampe sera très différent si une variation dans la température de fonctionnement est produite. La figure (II-13) montre les courbes caractéristiques d'une lampe fluorescente avec les lignes de charge de deux circuits de ballasts électroniques donnés pour expliquer l'effet de la température sur la puissance de la lampe.

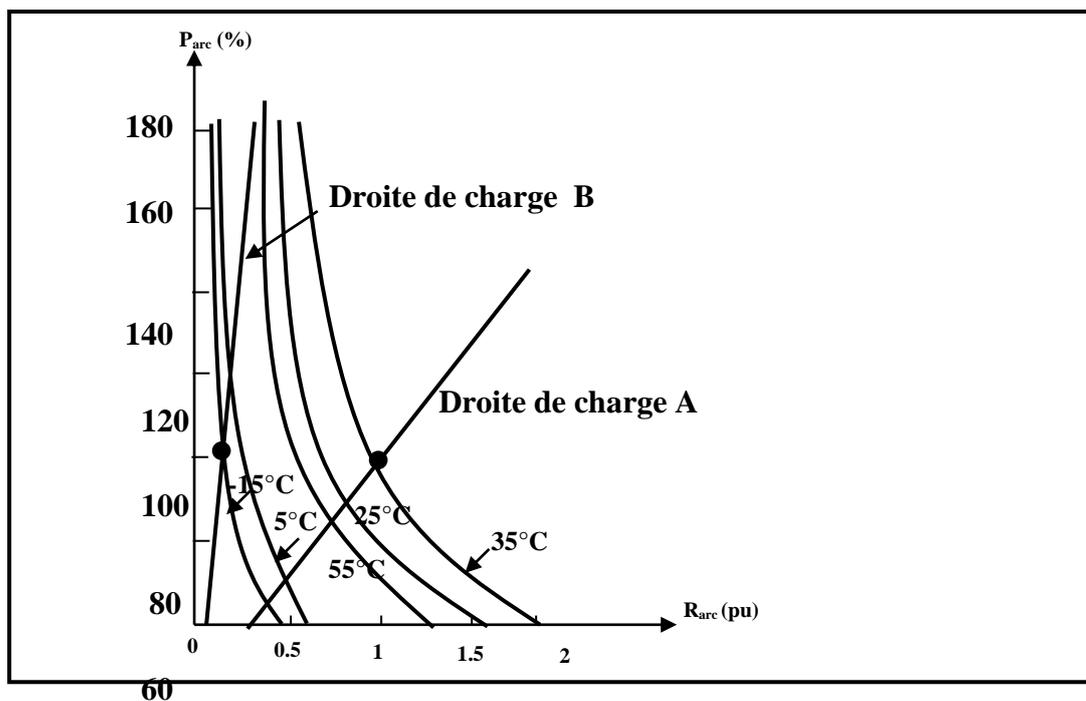


Figure II-13: Effet de la température sur la puissance de la lampe [COS00].

Comme illustré par la ligne de charge A, la lampe fluorescente ne pourra pas être capable de produire assez d'intensité lumineuse à basse température quand le ballast est conçu avec des paramètres du circuit consacrés pour la température ambiante. D'autre part, comme illustré par la ligne de charge B, la lampe sera détruite au-dessus d'une autre puissance à la température ambiante quand elle est prévue à l'origine pour l'usage à une température de -15°C .

Dans la figure (II-14) on présente le courant d'arc en fonction de la température du bassin dans lequel la lampe est immergée, ainsi qu'en fonction de la puissance d'arc, pour pouvoir tester la robustesse du régulateur PI.

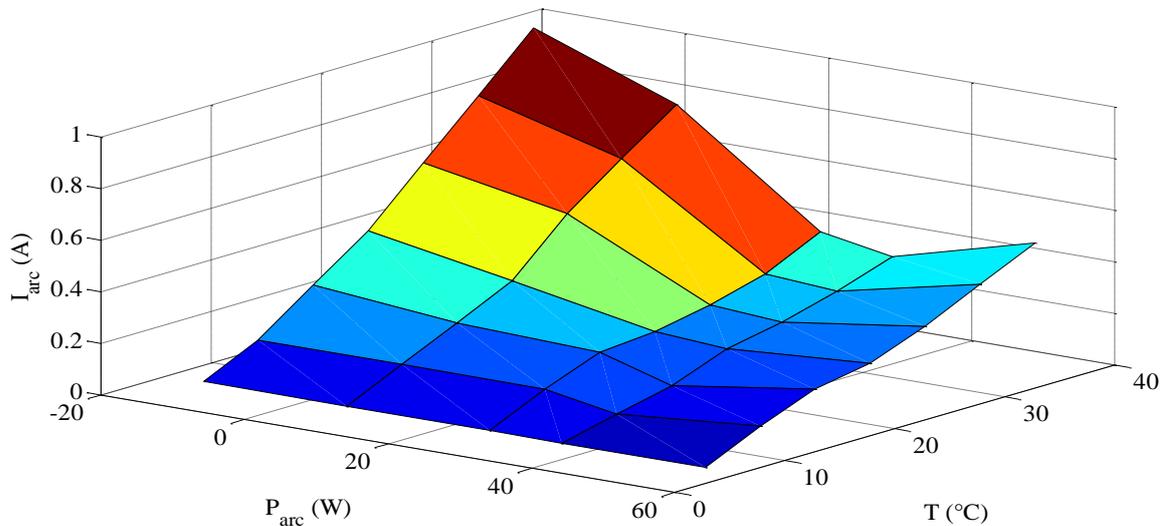


Figure II-14: Courant d'arc en fonction de la température et de la puissance d'arc de la lampe à décharge [AIS05].

II.10 Propriétés de la raie 253.7 nm

II.10.1 Evolution du flux a 253.7 nm en fonction de la température du point froid

Les résultats obtenus par *Zissis* [ZIS90] pour les calculs effectués dans les mélanges Ar-Hg basse pression, avec des conditions de la décharge correspondant au cas d'une lampe classique caractérisée par :

- rayon du tube = 18 mm.
- courant électrique = 400 mA.
- pression d'Argon 3 Torr à la température 0°C .

- pression partielle de la vapeur métallique du mercure variant entre 1.26×10^{-3} Torr à 90.62×10^{-3} Torr, ce qui correspond à des valeurs de température du point froid variant de 20°C à 80°C .

Sont les suivants :

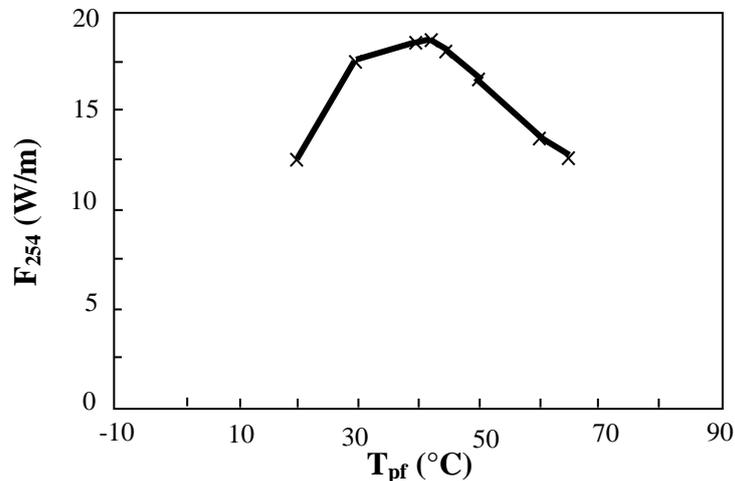


Figure II-15 : Evolution du flux à 254 nm en fonction de la température du point froid [ZIS90].

On remarque que le maximum d'émission se situe entre 35°C et 45°C (42°C).

II.10.2 Influence de courant électrique sur l'émission de la raie 253.7 nm du Hg

La densité électrique dans le plasma est sensiblement proportionnelle au courant électrique. Donc en augmentant le courant, la croissance de la densité électronique provoquera tout d'abord une augmentation du nombre de collisions qui conduit à l'état rayonnant. La population du niveau augmente et donc la production du rayonnement croît.

Les résultats obtenus par Sarroukh [SAR99] sont les suivants :

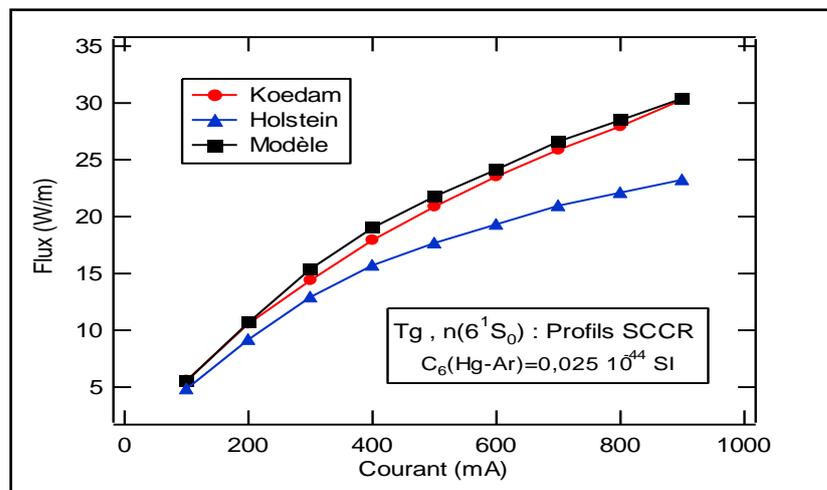


Figure II-16: Flux de la raie 253.7 nm de mercure en fonction du courant [SAR99].

Costache [COS00] confirme ces résultats par ses expériences, en concluant que pour un remplissage à 3 Torr d'argon, il vaudrait mieux alimenter la lampe avec un courant de 0.65 A. En effet, pour une température d'eau de 20°C, valeur fréquemment rencontrée, un gain important en flux ultraviolet est réalisé (plus de 36.4%) en alimentant la lampe à un courant plus fort que d'habitude (400 mA) sans que l'efficacité soit notablement diminuée (moins de 1.1%), avec une augmentation de la température du point froid ($42 < T_{PF} < 53$).

II.11 Exemples de bilan énergétique d'une lampe à décharge

De la puissance électrique P (W) absorbée par une lampe, seule une partie est transformée en flux énergétique F_T (W) rayonnée par la colonne positive. Le reste se retrouve sous forme de pertes thermiques (P_{Th}) [COP01].

La figure (II-17) donne à titre d'exemple, le bilan énergétique d'une lampe fluorescente de 40W. Ces pertes sont dues à la chute de tension aux électrodes et à l'échauffement du gaz par les électrons lors des chocs élastiques, mais aussi dans le cas de lampes fluorescentes, au bilan de conversion ultraviolet-visible.

Par ailleurs, la totalité de l'énergie rayonnée ne l'est malheureusement pas dans le domaine utile pour l'œil ou pour l'application envisagée. Seulement une partie est émise dans le domaine souhaité. Dans le cas des applications éclairagistes, c'est le flux énergétique visible, le reste (rayonnements ultraviolet et infrarouge) ne pouvant pas être directement utilisé. Par contre, il faut noter que pour d'autres applications, ce sont au contraire les flux ultraviolets ou infrarouge qu'il faudra privilégier.

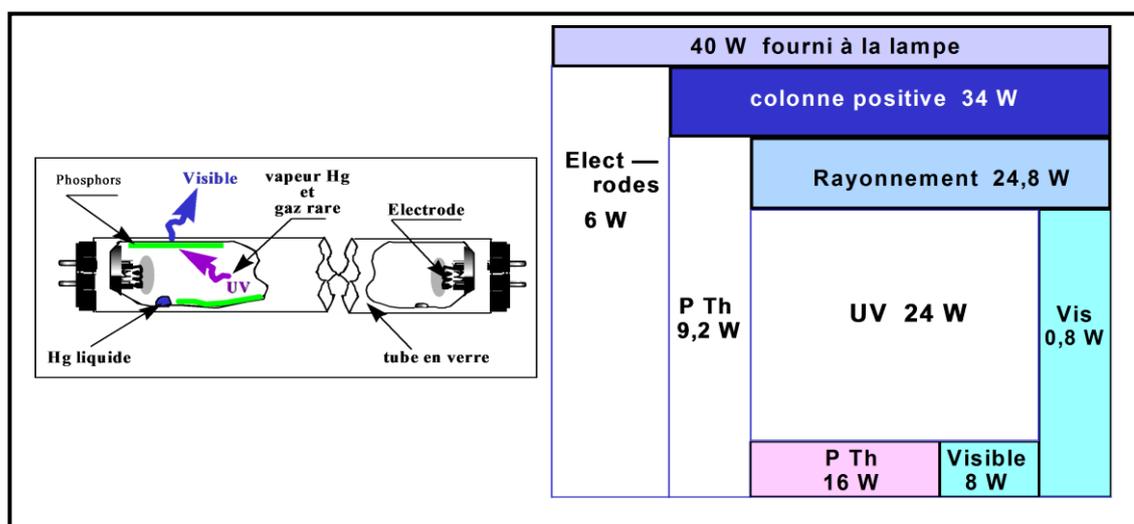


Figure II-17: Bilan énergétique d'une lampe UV mercure basse pression.

II.12 Modélisation de la lampe à décharge

Un modèle du circuit électrique, comme montré dans la figure (II-18), a été proposé en compatibilité avec le comportement de la lampe fluorescente alimentée par un ballast électronique à haute fréquence.

Le modèle de la lampe est représenté par une résistance dépendante de la puissance et de la température de l'arc de la lampe « R_{arc} » et une résistance « r_f » pour chaque filament de cathode. Physiquement la résistance du filament est distribuée d'une extrémité à l'autre. Dans ce modèle, pour la simplicité, chaque filament de cathode est représenté par un bloc de résistance, qui peut être obtenu du fabricant. Pour des calculs bien précis, la résistance équivalente d'arc est reliée entre les points médians des deux filaments de cathode. La résistance du filament dépend certainement de la température. Cependant, pour un ballast bien conçu, il est désiré de maintenir une température d'émission appropriée pour la cathode. Par conséquent, il n'y aura aucune erreur influente de traiter la résistance du filament comme constante.

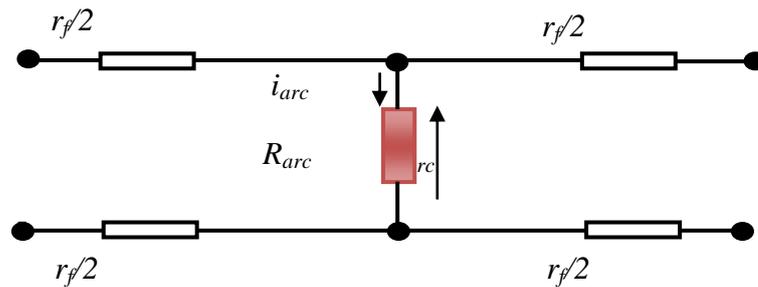


Figure II-18: Modèle du circuit électrique de la lampe fluorescente.

Donc :

$$R_{arc} = \frac{V_{arc}}{i_{arc}} \quad (II-2)$$

Et

$$P_{arc} = V_{arc} \cdot i_{arc} \quad (II-3)$$

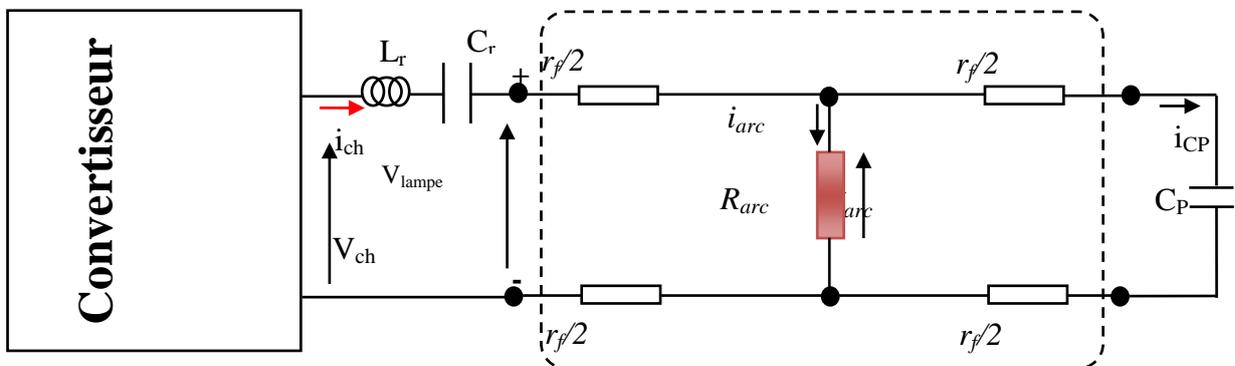


Figure II-19: Circuit équivalent du ballast électronique-lampe à décharge avec convertisseur.

La tension de la lampe peut être calculée comme suit :

$$\vec{V}_{lampe} = \vec{V}_{arc} + 2 \left[\frac{r_f}{2} (\vec{i}_{arc} + \vec{i}_{Cp}) \right] = V_{arc} + i_{arc} r_f + \frac{r_f V_{arc}}{r_f - j Z_{Cp}} = \left[\left(1 + \frac{r_f^2}{r_f^2 + Z_{Cp}^2} \right) V_{arc} + r_f i_{arc} \right] + j \frac{r_f Z_{Cp}}{r_f^2 + Z_{Cp}^2} V_{arc}$$

$$\text{Donc } \vec{V}_{Lampe} = \left[\left(1 + \frac{r_f^2}{r_f^2 + Z_{Cp}^2} \right) V_{arc} + r_f \frac{P_{arc}}{V_{arc}} \right] + j \frac{r_f Z_{Cp}}{r_f^2 + Z_{Cp}^2} V_{arc} \quad (\text{II-4})$$

Où : i_{Cp} est le courant traversant le condensateur parallèle C_p et Z_{Cp} est la réactance de C_p

Le courant résonnant de la charge est la somme du courant d'arc et le courant du filament :

$$\vec{i}_r = \vec{i}_{arc} + \vec{i}_{Cp} = \left(i_{arc} + \frac{r_f}{r_f^2 + Z_{Cp}^2} V_{arc} \right) + j \frac{Z_{Cp}}{r_f^2 + Z_{Cp}^2} V_{arc} \quad (\text{II-5})$$

Alors la puissance totale de la lampe est obtenue par :

$$P_{Lampe} = \text{Re} \left[\vec{V}_{Lampe} \vec{i}_r \right]$$

$$P_{Lampe} = \frac{2r_f^3}{(r_f^2 + Z_{Cp}^2)} V_{arc}^2 + \left(1 + \frac{2r_f^2}{(r_f^2 + Z_{Cp}^2)} \right) P_{arc} + r_f \left(\frac{P_{arc}}{V_{arc}} \right)^2 \quad (\text{II-6})$$

II.12.1 Les caractéristiques de notre charge

La lampe utilisée en simulation, est une lampe à décharge réelle décrite dans les bibliographies [COS00]et [AIS05]dont les principales caractéristiques sont citées dans le tableau ci-dessous:

Désignation	Valeur
Tension d'amorçage	300 à 350 V
Courant d'arc efficace	0.65 A
La résistance d'arc	170.769 Ω
Résistance du filament de la lampe	5 Ω
Puissance électrique	65 W
Autres caractéristiques	

longueur du tube de la lampe	1500 mm de long.
Diamètre intérieur	36 mm.
Type de gaz	Argon.
Pression du gaz rare	3 Torr.
Paramètre du circuit résonant	
Inductance: Lr	1.3mH
Capacité: Cr	10 nF/630V
Capacité du condensateur d'amorçage (starter): Cp	4.7 nF/1600V

Tableau II-2: Caractéristiques de l'ensemble lampe à décharge-ballast électronique.

II.13 Etude de la stabilité du système lampe à décharge-ballast électronique

Pour étudier la stabilité du système, on fait la simulation du système en boucle ouverte et en boucle fermée.

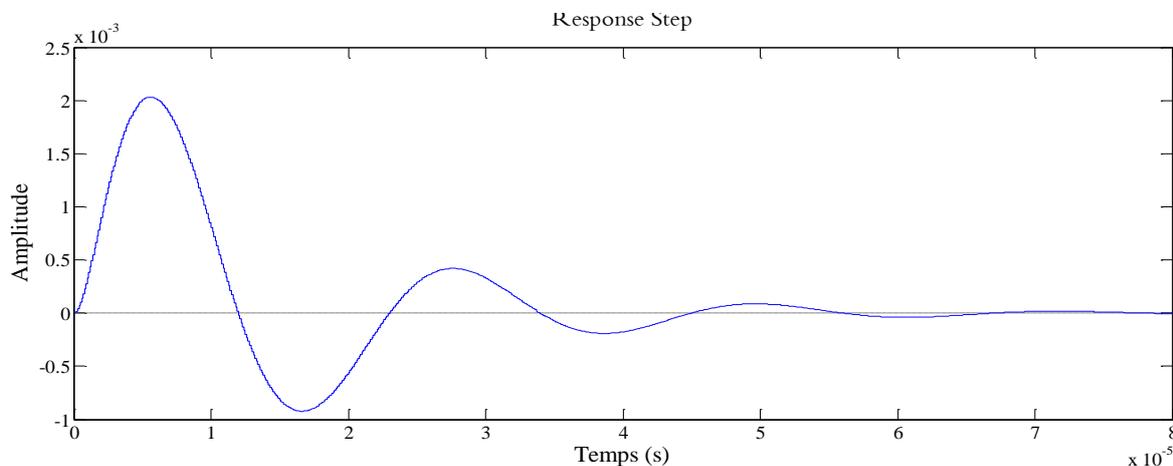


Figure II-20: Réponse à un échelon unitaire du système
lampe à décharge-Ballast électronique en BO.

La figure (II-20) montre que la réponse à un échelon d'unité de courant est une courbe qui ne suit pas la référence (1). Ceci est dû à la présence du condensateur du circuit résonnant C_r (inséré en série dans le circuit). Ce condensateur ne laisse le courant circuler que pendant le temps de sa charge et de sa décharge qui est en pratique très minime, soit $0.125\mu\text{s}$ pour la charge

($t = 5\tau$ avec $\tau = r_f \cdot C_r$), ensuite il devient un interrupteur ouvert, ce qui explique le retour à zéro de la courbe.

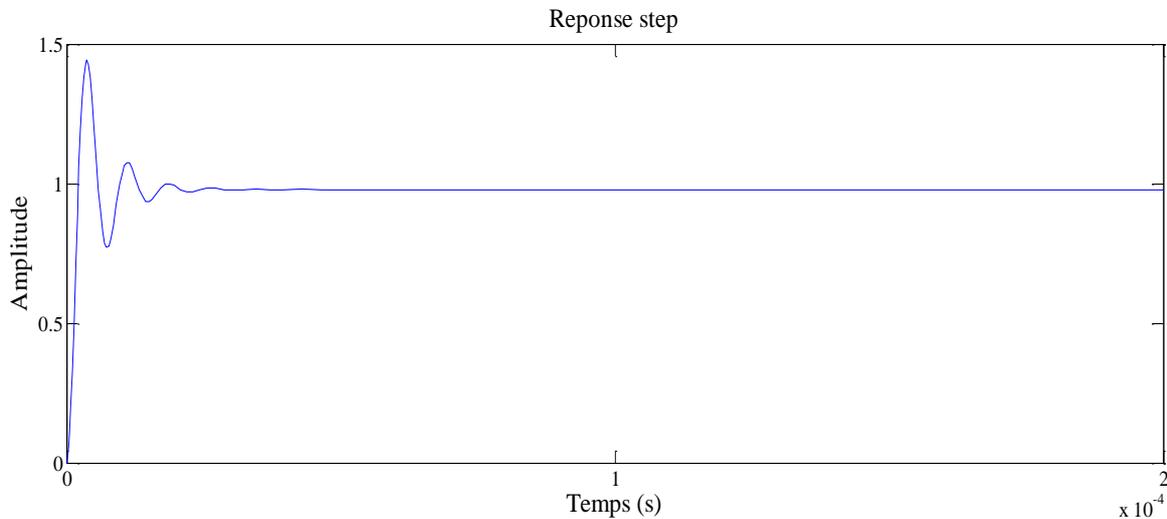


Figure II-21: Réponse à un échelon unité du système
lampe à décharge-Ballast électronique en BF.

Basé sur un choix optimal de paramètres et en fonction des résultats de simulation obtenus, représentés sur la Figure (II-21), on constate une amélioration considérable de la stabilité du système avec l'élimination des oscillations cédant à un compromis entre la stabilité et la rapidité, et donc à une augmentation de l'efficacité et la durée de vie de l'ensemble du système.

II.14 Conclusion

Dans ce deuxième chapitre, nous avons mis en évidence l'intérêt d'alimenter la lampe à décharge par une source de courant afin d'obtenir un point de fonctionnement stable dans la zone d'arc, ainsi que les différents paramètres qui l'influencent.

Un modèle électrique simplifié, de la lampe avec le ballast électronique en considérant que la conductance du gaz est constante selon [COS00], a été présenté en vue de la commande, or dans la réalité la conductance du gaz peut varier en fonction de la puissance et de la température. Pour pallier aux imperfections du modèle et rejeter les perturbations qui peuvent survenir sur le courant d'arc, une commande robuste vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations va être présentée dans les chapitres III, IV et V.

Chapitre III

**Alimentation du système lampe
à décharge-ballast électronique
par un convertisseur classique**

III.1 Introduction

Dans le mode de fonctionnement normal (régime d'arc), la lampe à décharge montre une résistance différentielle négative. Donc le moyen de limiter le courant de lampe est essentiel. Les décharges électriques ne sont pas auto stabilisatrices, car l'ionisation du milieu gazeux, et par suite l'intensité admise du courant tend à croître sans limites.

L'explication est que la probabilité des chocs ionisants augmente avec le nombre d'électrons en circulation. Une lampe à décharge, soumise directement à une tension suffisante pour l'amorçage, est mise hors d'usage instantanément par l'avalanche électronique déclenchée.

La présence nécessaire d'un ballast pour limiter le courant est une caractéristique générale. L'ensemble lampe-ballast est indissociable et la qualité du ballast intervient dans celle de la lampe.

Afin de limiter le courant de lampe, il est dans les habitudes courantes d'employer une bobine fonctionnant sous les hautes fréquences, offrant une solution économique et simple. La qualité des caractéristiques radiatives est liée à la nature du mélange gazeux mais dépend également beaucoup de la géométrie de la décharge et des caractéristiques électriques de l'alimentation, telles que la fréquence et la forme du signal.

Les conditions à réaliser sont essentiellement les suivantes :

- Assurer un fonctionnement à courant moyen nul.
- Assurer un temps de commutation rapide.
- Pouvoir imposer à la décharge des réamorçages rapides à courants sensiblement constant.
- Pouvoir fonctionner comme une source de courant à rapport cyclique et fréquence variable [MRA03].

Ces dernières années, les ballasts électroniques à haute fréquence pour les lampes à décharge ont été présentés comme un produit de remplacement pour le ballast magnétique, en raison de leurs qualités supérieures tels que le rendement élevé du système (amélioration du facteur de puissance), le poids léger, l'intensité lumineuse produite par watt, la longue durée de vie, la fonction de régulation d'éclairage (dimmable), le non clignotement, la non présence de bruit audible et en plus des aspects techniques et exigences, une particulière attention doit être donnée aux coûts d'un ballast électronique [BOR99], [MOO00], [OMA12], [CHU10].

III.2 Alimentation de la lampe à décharge

Une réalisation possible de cette source est montrée dans la figure (III-1) :

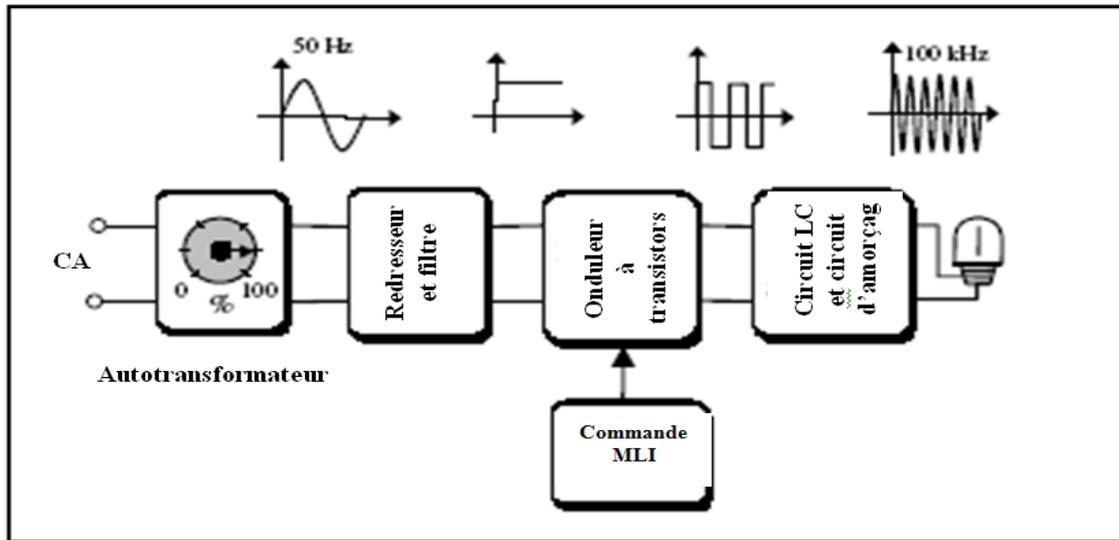


Figure III-1 : Diagramme bloc d'un ballast électronique constitué d'un onduleur en demi-pont [AIS15-a], [AIS15-b].

III.3 Structure de l'alimentation

La figure (III-1) présente le schéma du circuit d'alimentation. Ce ballast électronique est constitué de :

- Un redresseur monophasé.
- Un circuit de lien (maille à courant continu).
- Un onduleur à transistors MOSFET [LEF05] en demi-pont commande M.L.I produisant 50 kHz à la sortie.
- Un circuit résonnant formé de L_r et C_r pour réaliser l'allumage de la lampe.
- Un filtre, normalement ajouté entre les bornes principales et le redresseur pour accomplir les régulations (E.M.C electromagnetic compatibility).
- Un circuit de préchauffage additionnel est exigé pour éviter d'endommager les filaments.

Les conditions à réaliser sont essentiellement les suivantes:

- Assurer un fonctionnement à courant moyen nul.
- Assurer un temps de commutation rapide.
- Pouvoir imposer à la décharge des réamorçages rapides à courants sensiblement constants.

- Pouvoir fonctionner comme une source de courant à rapport cyclique et fréquence variable [GUL99], [ZHU12], [TAK00].

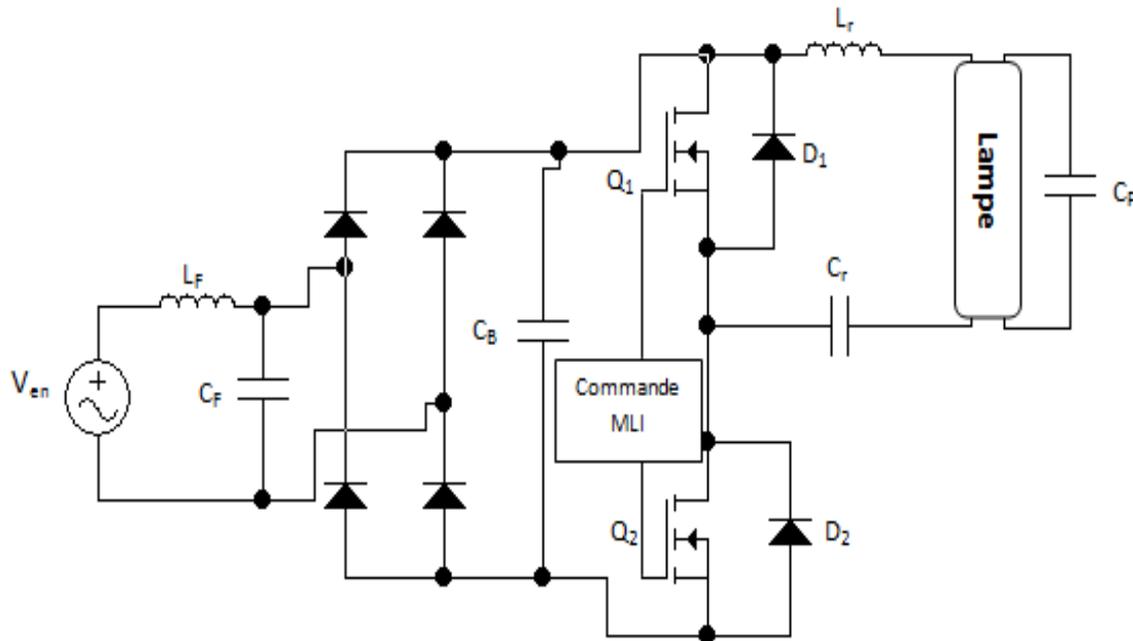


Figure III-2 : Structure du ballast électronique [AIS16].

III.4 Stratégie de commande d'un convertisseur

Pour notre étude nous avons utilisé une commande par MLI naturelle. Cette stratégie représente en réalité la MLI analogique et pourra être employée dans la partie de simulation profitant en cela de sa facilité de modélisation.

Dans son principe, la commande MLI met en œuvre, d'abord un régulateur qui détermine la tension sinusoïdale référence du convertisseur (*modulatrice*) à partir de l'écart entre le courant mesuré et sa référence. Cette dernière est ensuite comparée avec un signal triangulaire (porteuse à fréquence élevée fixant la fréquence de commutation) (Figure (III-3, 4)).

Cette stratégie de commande est caractérisée par deux paramètres :

- L'indice de modulation m : c'est le rapport de la fréquence f_p de la porteuse avec la fréquence f_r de la référence, soit $m = f_p/f_r$.
- Le taux de modulation r : c'est le rapport de l'amplitude de la tension de référence avec l'amplitude de la tension de la porteuse, soit $r = V_{rm}/V_{pm}$.

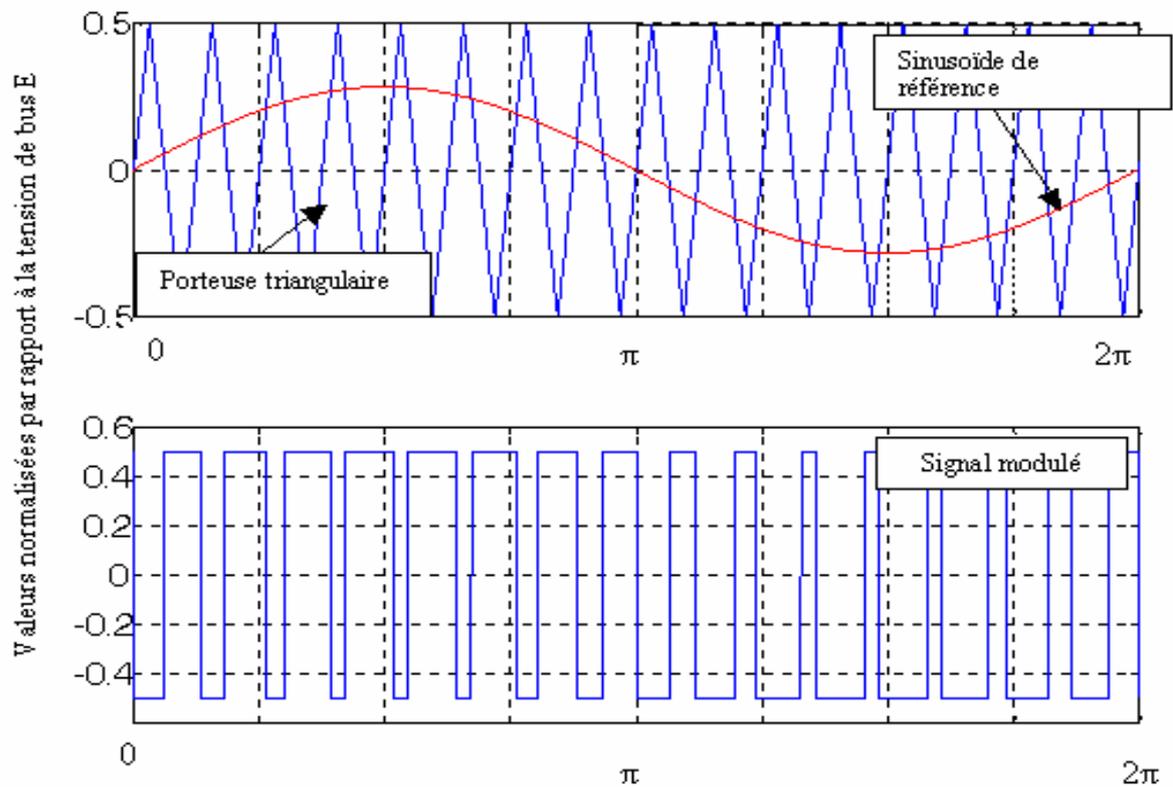


Figure III-3 : Commande triangulo-sinusoidale avec porteuse [CAP02].

La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs [AIA02]. Le schéma de principe est donné par la figure (III-4).

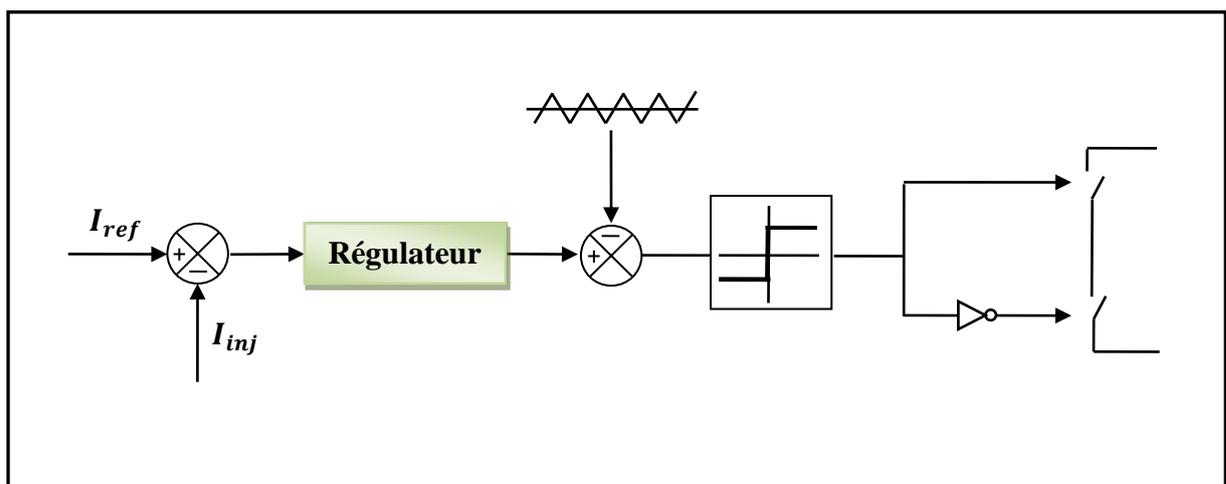


Figure III-4: Principe de commande des courants par M.L.I.

III.5 Résultats de la simulation en boucle ouverte

III.5.1 Les paramètres du filtre d'entrée

Les paramètres du filtre d'entrée sont calculés comme suit :

La fonction de transfert du filtre passe bas est donnée par :

$$FT = \frac{1}{L_F C_F S^2 + R_F C_F S + 1} \quad (\text{III - 1})$$

$$FT = \frac{1}{L_F C_F} \frac{1}{S^2 + \frac{R_F}{L_F} S + \frac{1}{L_F C_F}} \equiv \frac{\omega_0^2}{S^2 + 2\zeta\omega_0 S + \omega_0^2} \quad (\text{III - 2})$$

Donc, la fréquence de coupure :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_F C_F}} \quad (\text{III - 3})$$

Le choix des valeurs de L_F et de C_F peut être obtenu en posant la condition qui consiste à éliminer les harmoniques d'ordre supérieur ou égal à 2.

$$f_c \leq 2f' \quad \text{tel que} \quad f' = 2f$$

f est la fréquence d'alimentation de la lampe à décharge

Donc,

$$\frac{1}{\sqrt{L_F C_F}} \leq 4f \Rightarrow L_F C_F \geq 25 * 10^{-12} \quad (\text{III - 4})$$

Donc : $L_F = 1.5$ mH et $C_F = 220$ nF/630V.

Le filtre de sortie série-parallèle-résonnant à haute fréquence, élimine les composantes harmoniques d'ordre supérieur du courant de sortie. Ce circuit résonant fonctionnant au-dessus de la fréquence de résonance pour fournir un ZVS est conçu pour établir le courant évalué de la lampe à l'état d'équilibre. A l'allumage il fonctionne avec un haut facteur de qualité (la lampe a une résistance infinie) et ceci assure une tension d'amorçage élevée pour attaquer la lampe.

III.5.2 Les paramètres du système lampe à décharge-ballast électronique

Les paramètres du système lampe à décharge-Ballast électronique sont résumés dans le tableau (II-2) du chapitre précédent.

III.5.3 Résultats de simulation de la commande en boucle ouverte

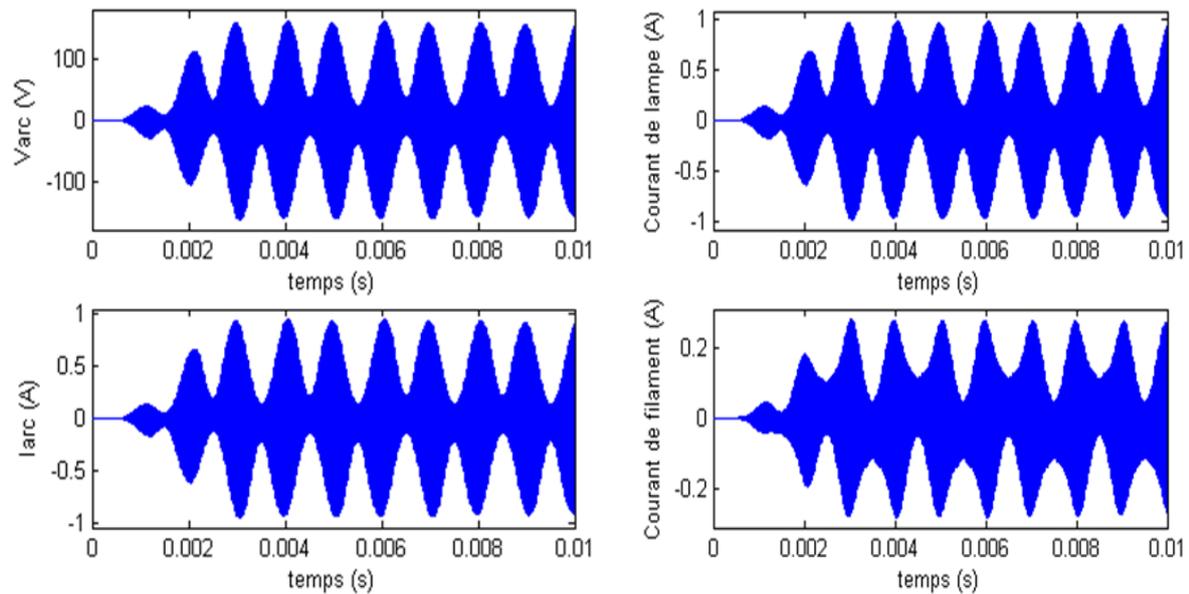


Figure III- 5: Tension et courant d'arc, courant total et courant du filament de la lampe à décharge.

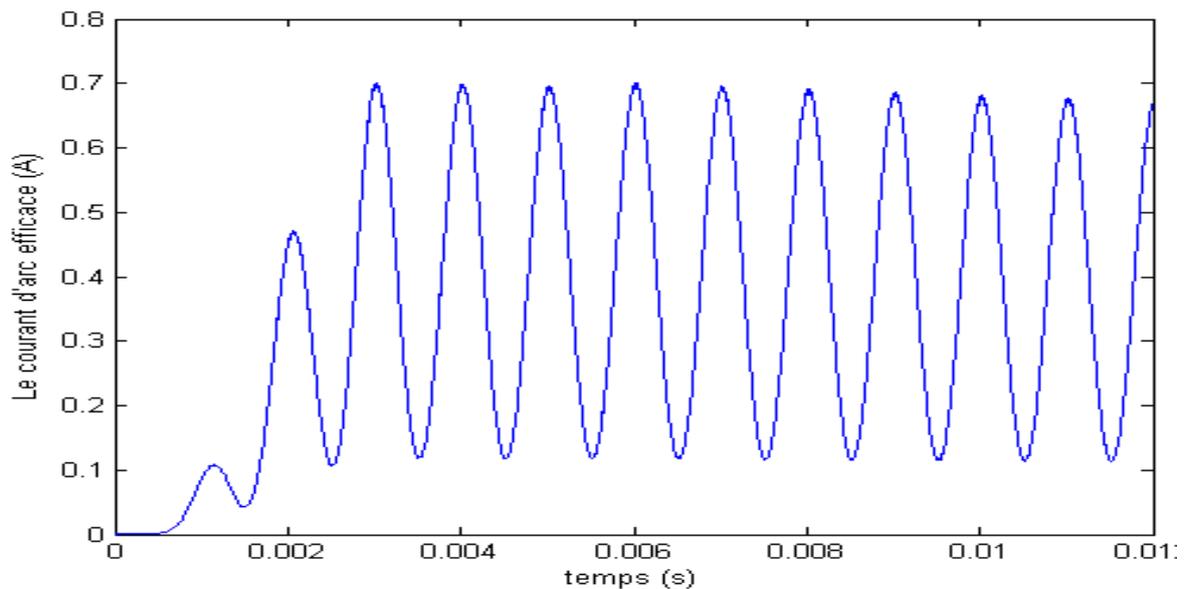


Figure III-6 : Courant d'arc efficace de la lampe à décharge.

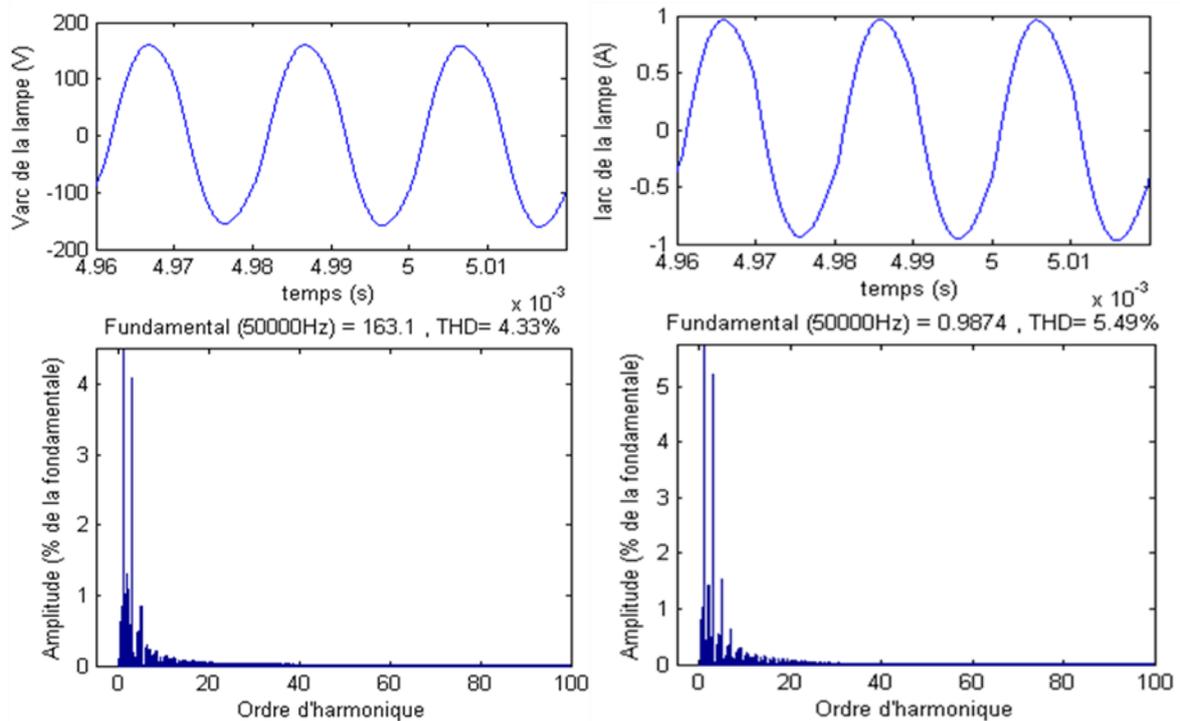


Figure III-7 : THDs de la tension et du courant d'arc de la lampe à décharge en BO.

On observe, dans la figure (III-5) que la tension et le courant sont modulés à une fréquence de 50 kHz et sont contenus dans une enveloppe qui oscille à 1 kHz avec un taux de modulation (Valeur maximale / valeur minimale) égale à environ 5. Les THDs de la tension et du courant sont égaux à 4,33% et 5,49%, respectivement (figure III-7). La figure (III-6) montre que la valeur efficace du courant d'arc de la lampe oscille à la fréquence de l'enveloppe du courant d'alimentation. Une conséquence directe de cette ondulation de la valeur efficace du courant est une diminution du temps moyen entre deux pannes du système, la détérioration de l'efficacité de la lampe et de l'efficacité dans le traitement germicide. Ces mauvaises performances du système en boucle ouverte nous conduisent à envisager un système en boucle fermée avec régulateur PI.

III.6 Commande d'un ballast électronique

Toute approche de commande d'un onduleur doit prendre en compte les deux contraintes suivantes :

- La réduction de la distorsion harmonique globale en régime transitoire et en régime permanent.
- L'accès au réglage du fondamental de la tension de sortie à une valeur de référence [BOM00], [HEL01].

III.6.1 Modélisation du convertisseur

L'onduleur en demi-pont qui alimente la lampe à décharge à travers un circuit résonant formé de L_r et C_r est considéré comme un générateur de tension carrée $\pm E = V_{en}$.

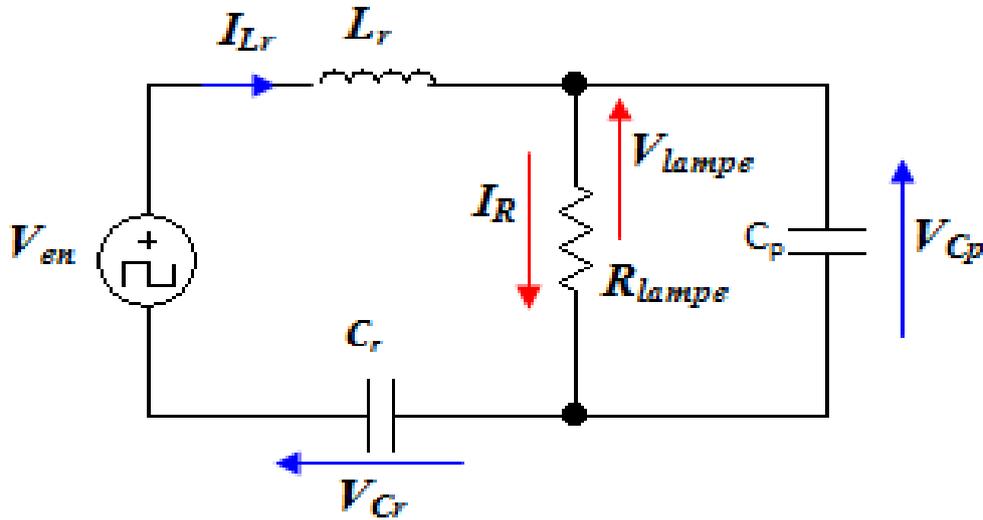


Figure III-8: Circuit équivalent du ballast électronique.

En se basant sur le circuit de la figure (III-8), on constate qu'il y a trois variables d'état I_{Lr} , V_{Cr} et V_{Cp} . Le système d'équations différentielles peut être écrit dans l'espace d'état comme suit:

$$\begin{pmatrix} \frac{\partial I_{Lr}}{\partial t} \\ \frac{\partial V_{Cr}}{\partial t} \\ \frac{\partial V_{Cp}}{\partial t} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L_r} & -\frac{1}{L_r} \\ \frac{1}{C_r} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_p} & 0 & -\frac{1}{RC_p} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{Lr} \\ V_{Cr} \\ V_{Cp} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{V_{en}}{L_r} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{III-5})$$

$$\text{et} \quad I_R = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{R} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{Lr} \\ V_{Cr} \\ V_{Cp} \end{pmatrix} \quad (\text{III-6})$$

Avec :

$R=R_{Lampe}=175.769\Omega$, c'est la résistance équivalente de la lampe à décharge.

III.6.2 Fonction de transfert du système

La fonction de transfert peut être obtenue en utilisant la conception d'un diviseur de courant classique:

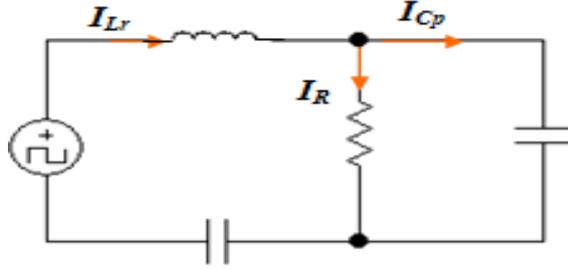


Figure III-9: Diviseur de courant.

Le courant de la lampe est donné par :

$$I_R = I_{Lr} \left(\frac{\frac{1}{C_p S}}{R + \frac{1}{C_p S}} \right) \quad (\text{III-7})$$

On aura alors :

$$I_{Lr} = \frac{\left(R + \frac{1}{C_p S} \right)}{\frac{1}{C_p S}} I_R \quad (\text{III-8})$$

L'équation de la maille donne :

$$V_{en} = \left[L_r S + \frac{1}{C_r S} + \frac{\frac{R}{C_p S}}{R + \frac{1}{C_p S}} \right] I_{Lr} \quad (\text{III-9})$$

En injectant (III-8) dans (III-9) on aura la fonction de transfert suivante :

$$\frac{I_R}{V_{en}} = \frac{C_r S}{R L_r C_r C_p S^3 + L_r C_r S^2 + R(C_r + C_p)S + 1} \quad (\text{III-10})$$

Et qui peut être écrite dans le domaine fréquentiel comme suit :

$$\frac{I_R}{V_{en}} = \frac{1}{\left[1 + \frac{C_p}{C_r} - \omega^2 L_r C_3 + j \left(\frac{\omega L_r}{R} - \frac{1}{\omega C_r} \right) \right]} \quad (\text{III-11})$$

III.6.3 Synthèse de la commande

La régulation du courant est imposée par le projet qui demande une valeur constante du courant alimentant la lampe sur une plage de courant de 0.5 A à 1 A. Si on impose un courant constant, le flux lumineux de la lampe restera sensiblement constant. Pour obtenir un courant de valeur constante on doit mesurer en permanence la valeur du courant qui circule dans le circuit et le comparer avec la valeur de consigne du courant de la lampe. La différence sera transformée en fréquence de commande des transistors. Il existe une relation entre la fréquence et le courant passant dans la lampe et on peut modifier la valeur du courant en modifiant la valeur de la fréquence.

La sortie d'un régulateur PI est de la forme :

$$U = U_0 + K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt \quad (\text{III-12})$$

Sa transformée de Laplace est :

$$F_R(S) = \frac{U(S)}{E(S)} = K_p + \frac{K_i}{S} \quad (\text{III-13})$$

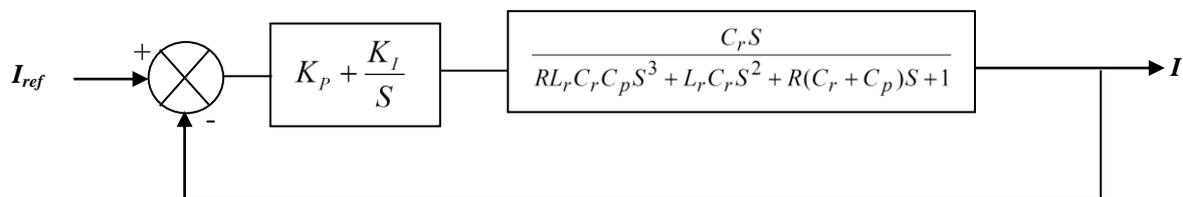


Figure III-10: Boucle fermée du système avec régulateur PI.

III.6.3.1 Méthode de placement des pôles

La dynamique de la réponse à un changement de consigne à une perturbation dépend du polynôme $Q(S) = 1 + C(S)G(S)$ (équation caractéristique du système), et en particulier de ces zéros qui sont les pôles de la fonction de transfert.

Avec : $C(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$ est la fonction de transfert du régulateur proportionnel-intégral,

K_p et K_i sont les gains du régulateur.

et $G(S)$: fonction de transfert du système en boucle ouverte.

Choisir une réponse désirée en boucle fermée peut se faire au travers du choix des pôles du polynôme Q . La méthode qui consiste à calculer les coefficients du régulateur de façon à obtenir les pôles s'appelle *Synthèse par placement des pôles*. Le réglage des performances de la boucle s'effectue au travers du choix des pôles en boucle fermée [FLA94].

➤ On calcule l'équation caractéristique du système :

$$RLC_r C_p S^3 + L_r C_r S^2 + [R(C_r + C_p) + K_P C_r] S + K_I C_r + 1 = 0$$

$$S^3 + \frac{1}{RC_p} S^2 + \left[\frac{1}{L_r C_p} + \frac{1}{L_r C_r} + \frac{K_P}{RL_r C_p} \right] S + \frac{K_I}{RL_r C_p} + \frac{1}{RL_r C_r C_p} = 0 \quad (\text{III-14})$$

➤ On choisit trois pôles sur la même verticale avec un $\zeta = 0.7$

$$S_1 = -\alpha - j\alpha, S_2 = -\alpha + j\alpha \text{ et } S_3 = -\alpha$$

On calcule ensuite l'équation caractéristique pour ces trois pôles, on aura :

$$S^3 + 3\alpha S^2 + 4\alpha^2 S + 2\alpha^3 = 0 \quad (\text{III-15})$$

Par identification entre (III-14) et (III-15) on aura :

$$K_P = 4RL_r C_p \alpha^2 - R\left(1 + \frac{C_p}{C_r}\right)$$

$$K_I = 2RL_r C_p \alpha^3 - \frac{1}{C_r} \quad (\text{III-16})$$

Les gains ainsi calculés sont $K_I = 1073.84 \cdot 10^9$ et $K_P = 133.4 \cdot 10^6$.

III.7 Résultats de la simulation

Les formes d'ondes obtenues de la simulation du système après introduction du PI sont les suivantes :

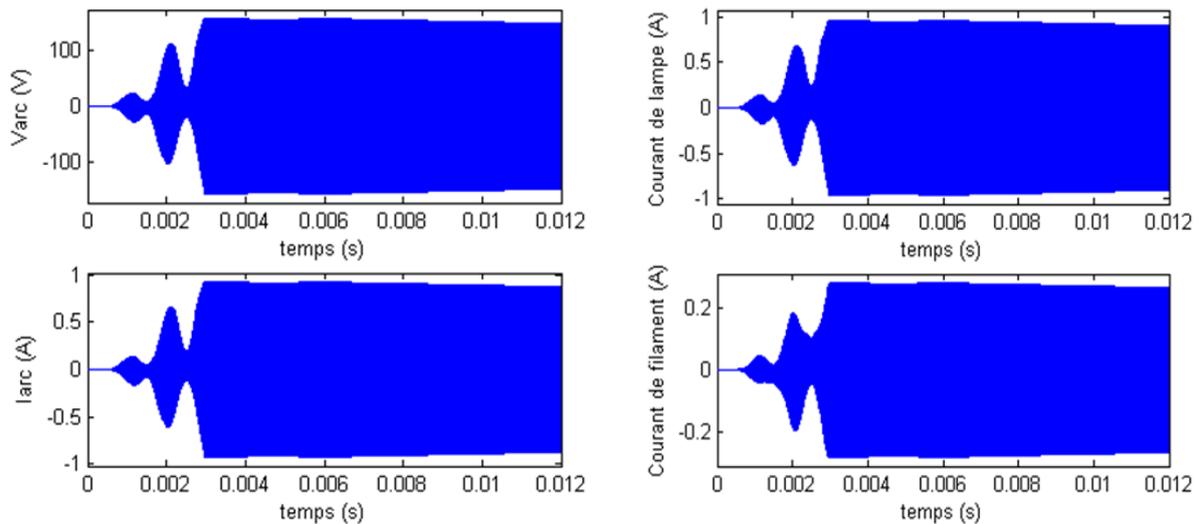


Figure III-11 : Tension, courant d'arc, courant total et courant du filament de la lampe à décharge.

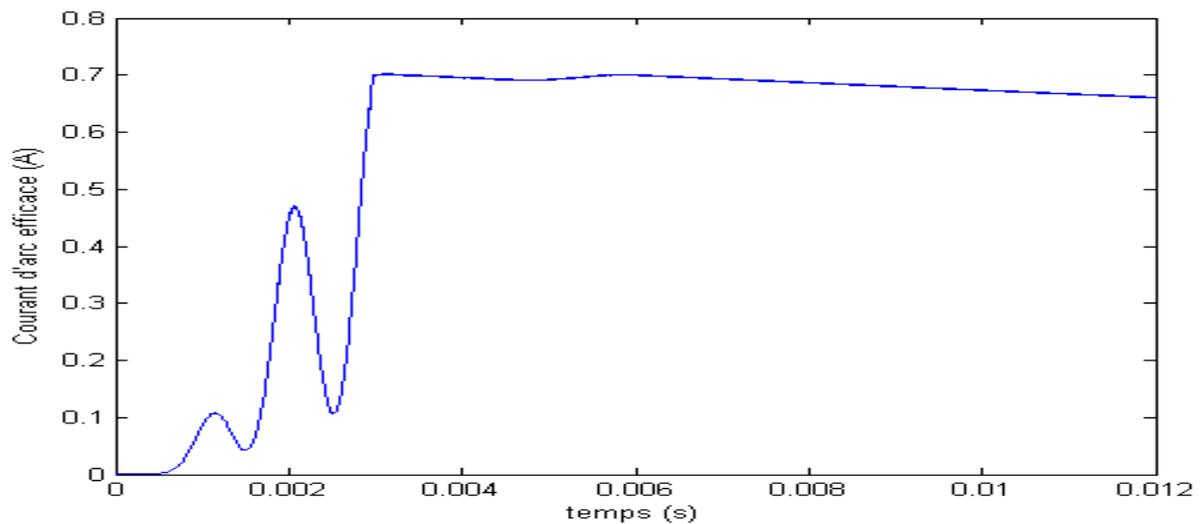


Figure III-12: Courant d'arc efficace de la lampe à décharge.

Les figures (III-11) et (III-12) montrent clairement les améliorations apportées aux formes d'ondes comparées avec celles de la simulation en boucle ouverte (figures III-5, III-6). En effet l'introduction du PI dans la boucle fermée a éliminé les oscillations des enveloppes. On constate qu'après le régime transitoire, les amplitudes deviennent constantes et le système est plus stable.

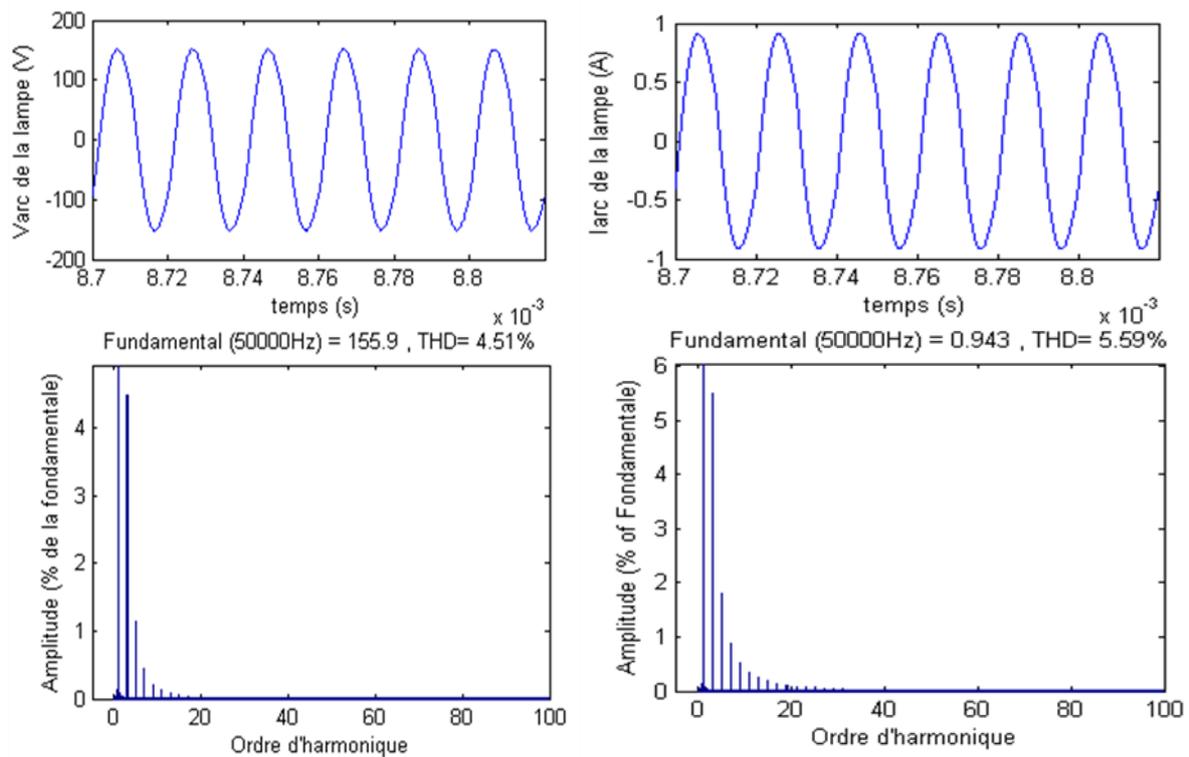


Figure III-13 : THDs de la tension et du courant d'arc de la lampe à décharge en BF.

L'analyse des résultats de simulation montre que la stratégie de commande par un régulateur PI a le même régime transitoire qu'en boucle ouverte, mais a de bonnes performances statiques et dynamiques dans le régime établi (élimination des oscillations), avec un courant de fréquence de 50 kHz (figure III-11) et valeur efficace constante de 0,65A correspondant aux valeurs désirées qui optimisent l'effet germicide (figure III-12).

En outre, par rapport à la simulation en boucle ouverte, ce système en circuit fermé intégrant un régulateur PI n'a pas amélioré de manière significative le taux de distorsion harmonique trouvé égale à 4,51% pour la tension et de 5,59% pour le courant (figure III-13).

III.7.1 Test de robustesse

Afin d'analyser la stabilité de la régulation en mode de régime permanent, on introduit dans le système une perturbation de la température ambiante de fonctionnement d'un pas correspondant à + 20%. Les résultats de simulation sont présentés sur la figure (III-14) lorsque la perturbation est introduite à $t = 0.005s$ en mode état initialement stable.

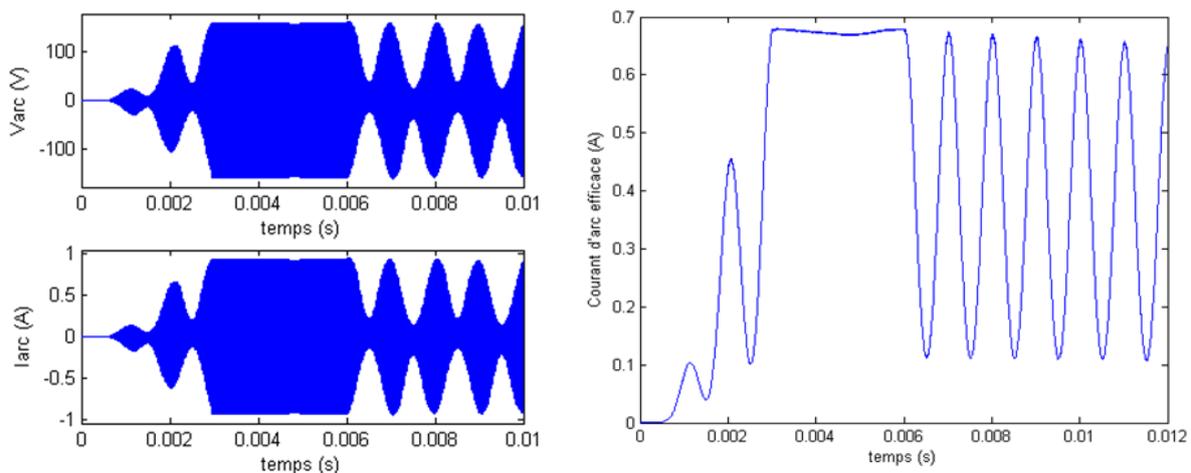


Figure III-14 : Formes d'ondes obtenues lors de l'introduction d'une perturbation de 20%.

On remarque que, malgré l'amélioration de la stabilité apportée au système en boucle ouverte, le régulateur PI introduit est incapable de récupérer la stabilité du courant d'arc après une légère perturbation de température (figure III-14). Cette non-robustesse aux perturbations de température du régulateur PI classique montre les limites d'une telle solution dans l'alimentation des lampes à décharge.

III.8 Commande moderne : commande par la logique floue

La commande floue est l'application de la logique floue. Ces algorithmes sont à base de règles linguistiques du type « Si...Alors ». Elle sert à prendre une décision même si l'on ne peut estimer les entrées/sorties qu'à partir de prédicats vagues ou lorsque les entrées/sorties sont entachées d'erreurs.

III.8.1 Conception d'un réglage par logique floue

III.8.1.1 Structure classique d'un contrôleur flou

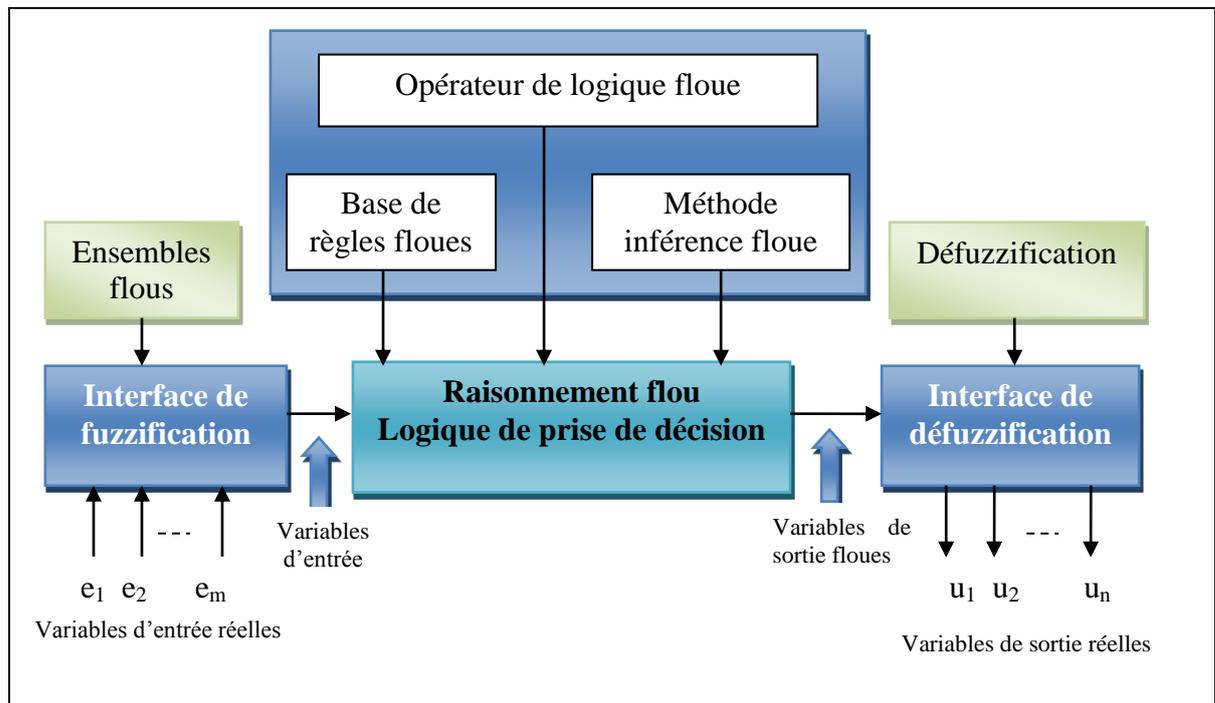


Figure III-15: Structure classique d'un régulateur flou.

III.8.1.2 Principe du contrôleur flou

On distingue 4 étapes:

1. Procéder à la partition en sous ensembles flous des différents univers de discours que le système impose, et transformer les variables réelles en variables floues (fuzzification).
2. Déterminer la base de règle qui va caractériser le fonctionnement désiré du système.
3. Utiliser les variables floues dans un mécanisme d'inférence qui crée et détermine les variables floues de sortie, en utilisant des opérations sur les fonctions d'appartenance.
4. Opérer à la défuzzification qui consiste à extraire une valeur réelle de sortie de la fonction d'appartenance du sous-ensemble flou de sortie établi par le mécanisme d'inférence.

- La première étape traite les entrées du système, c'est la fuzzification. Elle permet d'associer à chacune des variables réelles, par le biais de fonctions d'appartenance, un degré d'appartenance pour chacun des sous ensembles flous définis sur l'univers de discours.
- La deuxième étape, c'est la table des règles. Elle est constituée de règles de type : « Si ..., Alors ... », elle va permettre de passer des degrés d'appartenance des grandeurs d'entrées aux degrés d'appartenance des sous ensembles flous de la grandeur de commande.
- La troisième partie, c'est le moteur d'inférence, il va permettre de générer une conclusion à partir des entrées et des règles actives, il calcule alors les degrés d'appartenance aux sous ensembles flous correspondant à la commande du système.
- La quatrième partie, c'est l'interface de défuzzification. Elle permet de transformer les degrés d'appartenance des sous ensembles de commande en grandeurs numériques exploitables au niveau physique.

Il existe plusieurs méthodes de défuzzification, les plus utilisées sont:

A) Méthode de Mamdani

Mamdani fut le premier à utiliser la logique floue pour la synthèse de commande, il utilise le minimum comme opérateur de conjonction et d'implication. Les règles sont de la forme :

$$\text{Si } X_1 \text{ est } A_1^i \text{ et } \dots\dots\dots X_n \text{ est } A_n^i \text{ Alors } y \text{ est } B^i$$

En général les B^i sont les partitions de l'espace de sortie, l'inférence floue correspondant aux étapes suivantes pour un vecteur d'entrée $X = (X_1 \dots X_n)$

- 1) Calcul du degré d'appartenance de chaque entrée aux différents sous ensembles

$$\text{flous : } \mu_{A_j}^i(x_j) \text{ tel que } j=1 \text{ à } n \text{ et } i=1 \text{ à } N$$

- 2) Calcul de la valeur de vérité de chaque règle :

$$\alpha_i(x) = \min_j(\mu_{A_j}^i(x_j)) \quad j=1 \text{ à } n \text{ (III-17)}$$

- 3) Calcul de la contribution de chaque règle :

$$\mu_i(y) = \min(\alpha_i(x), \mu_{B^i}^i(y)) \quad \text{(III-18)}$$

- 4) Agrégation des règles : $\mu(y) = \max_i(\mu_i(y))$

Le résultat est donc un sous ensemble flou caractérisé par sa fonction d'appartenance. Pour obtenir une conclusion nette il faut défuzzifier. La méthode du centre de gravité donne :

$$y = \frac{\int u \cdot \mu(u) du}{\int \mu(u) du} \quad \text{(II-19)}$$

En continu, cette méthode est parfois appelée « min-max-barycentre », il existe plusieurs variantes de la méthode « produit-somme-barycentre », toutes ses variantes donnent des sous ensembles en sortie, d'où la nécessité de l'étape de défuzzification.

B) Méthode de Sugeno

La méthode de Sugeno constitue un cas particulier très important, elle est apparue en 1975 et elle est plus répandue dans la théorie de contrôle des procédés. A la différence des règles floues standards, la conclusion n'est pas représentée par un sous ensemble flou, mais par une valeur constante (singleton) qui est une fonction linéaire des entrées :

Si X_1 est A_1^i et X_2 est A_2^i X_n est A_n^i Alors $y = C_0 + C_1 * X_1 + \dots + C_n * X_n$

Où les C_i sont des constantes constituant la table des règles.

Il est possible de simplifier ce régulateur en prenant les $C_j = 0$ à partir de $j=1$, on obtient alors comme conséquence une valeur numérique constante correspondant à un singleton positionné en C_0 .

III.8.2 Configuration interne d'un régulateur par logique floue

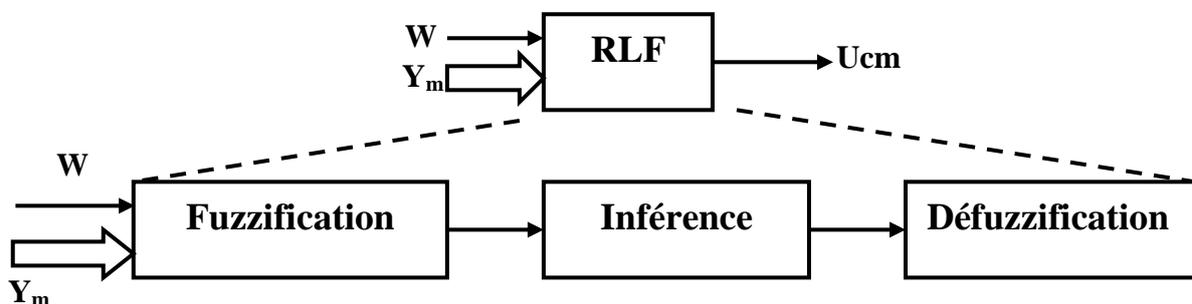


Figure III-16: Configuration interne d'un régulateur par logique floue.

La structure de base d'un régulateur flou est inspirée de celle du régulateur PI discret. Rappelons que sous forme incrémentale, ce régulateur est décrit par l'équation :

$$u(k) = u(k-1) + k\Delta e(k) + k \frac{T_e}{T_i} e(k-1) \quad (\text{III-20})$$

où : k est le gain, T_i la constante intégrale et T_e la période d'échantillonnage. La variable $e(k)$ est l'écart entre la consigne et la mesure.

et $\Delta e(k) = e(k) - e(k-1)$ est sa variation entre deux instants d'échantillonnage.

$u(k) = u(k-1) + \Delta u(k)$ est l'action à appliquer.

Un régulateur PI peut donc être vu comme une fonction qui associe une variation de variable manipulée et une erreur et à sa variation :

$$\Delta u = f(e, \Delta e) \quad (\text{III-21})$$

Dans un régulateur flou, au lieu d'exprimer cette relation par une expression mathématique, on l'exprime par des règles manipulant des variables linguistiques décrivant : e , Δe et Δu [CHU99].

III.8.3 Propriétés d'un régulateur par logique floue

Les propriétés essentielles d'un réglage par logique floue peuvent être résumées de la manière suivante :

- Mesure de plusieurs grandeurs : la grandeur à régler et d'autres grandeurs caractérisant le comportement dynamique du système à régler.
- Comportement non linéaire sans dynamique.
- Aptitude à régler convenablement, surtout les systèmes à régler avec un comportement dynamique compliqué dont la modélisation est difficile, voire impossible.
- Modélisation du système à régler superflue (pouvant tout de même être utile).
- Connaissance approximative des paramètres du système à régler [HAN94].

III.8.4 Avantages et inconvénients

III.8.4.1 Avantages

- La non nécessité d'une modélisation (cependant il peut être utile d'un modèle convenable).
- La possibilité d'implémenter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur d'un processus.
- La maîtrise du système à régler avec un comportement complexe (fortement non linéaire et difficile à modéliser).
- L'emploi possible des systèmes de développements efficaces. Soit pour circuits intégrés (processeurs dédiés, fuzzy processor, solution matérielle).

III-8-4-2 Inconvénients

- Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification).
- L'approche artisanale et non systématique (implémentation des connaissances de l'opérateur souvent difficile).
- L'impossibilité de la démonstration de la stabilité du circuit de réglage en toute généralité (en l'absence d'un modèle valable).
- La possibilité d'apparition de cycles limites à cause du fonctionnement non linéaire.
- La précision du réglage souvent peu élevée.
- La cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possibles) [PPR99].

III.9 Application du régulateur flou au ballast électronique**III.9.1 Présentation du régulateur flou utilisé**

Comme le système contient déjà un intégrateur, les entrées du contrôleur flou sont choisies à être l'erreur ε et sa variation $\Delta\varepsilon$. La sortie " i " est la référence de ce présent contrôleur.

L'erreur est calculée comme suit:

$$\varepsilon(k) = i_{ref}(k) - i_0(k) \quad (III-22)$$

où, $i_0(k)$ est le courant actuel et $i_{ref}(k)$ est le courant de référence.

La variation de l'erreur est obtenue en utilisant l'équation suivante :

$$\Delta\varepsilon(k) = \varepsilon(k) - \varepsilon(k-1) \quad (III-23)$$

où, $\varepsilon(k)$ et $\varepsilon(k-1)$ sont l'erreur obtenue respectivement aux instants (k) et $(k-1)$ [FER99].

Le signal de contrôle $i(k)$ à appliquer est donné par l'équation (III-24), où $\Delta i(k)$ est la sortie du contrôleur logique :

$$i(k) = i(k-1) + \Delta i(k) \quad (III-24)$$

III.9.2 Base des règles

La table des règles utilisées est illustrée dans le tableau suivant et a été obtenue en utilisant les connaissances et l'intuition de l'opérateur humain au sujet du processus.

		ε						
		<i>NG</i>	<i>NM</i>	<i>NP</i>	<i>ZE</i>	<i>PP</i>	<i>PM</i>	<i>PG</i>
$\Delta\varepsilon$	<i>NG</i>	<i>NG</i>	<i>NG</i>	<i>NM</i>	<i>NP</i>	<i>NM</i>	<i>NM</i>	<i>NP</i>
	<i>NP</i>	<i>NG</i>	<i>NG</i>	<i>NM</i>	<i>NP</i>	<i>ZE</i>	<i>NP</i>	<i>ZE</i>
	<i>ZE</i>	<i>NG</i>	<i>NM</i>	<i>NP</i>	<i>ZE</i>	<i>PP</i>	<i>NM</i>	<i>PG</i>
	<i>PP</i>	<i>ZE</i>	<i>PP</i>	<i>ZE</i>	<i>PP</i>	<i>PM</i>	<i>PG</i>	<i>PG</i>
	<i>PG</i>	<i>PP</i>	<i>PM</i>	<i>PM</i>	<i>PP</i>	<i>PM</i>	<i>PG</i>	<i>PG</i>

Tableau III-1: La table de décision du régulateur flou de type Mamdani.

Sept et Cinq fonctions d'appartenance, décrivent respectivement l'erreur ε et sa variation $\Delta\varepsilon$ (figure III-17). Les quantités de sortie sont décrites par 7 sous ensembles flous (figure III-18). Les fonctions d'appartenance des entrées et de la sortie du contrôleur flou sont choisies à être triangulaires et trapézoïdales car c'est les formes les plus simples, elles sont peu coûteuses en temps et en espace mémoire.

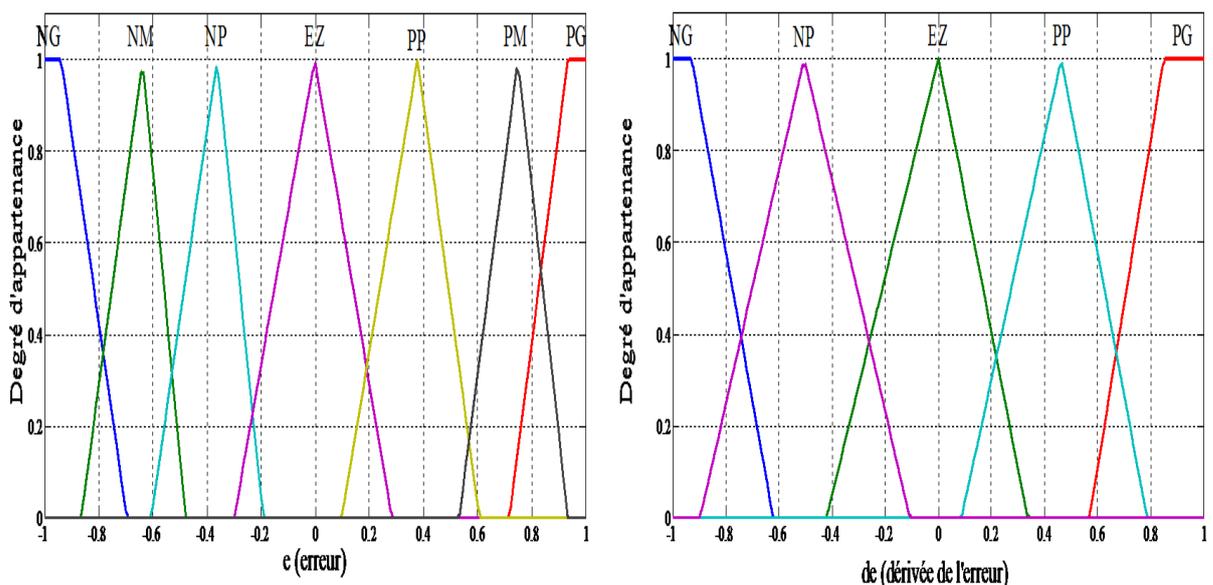


Figure III-17: Fonctions d'appartenance de l'erreur et de la dérivée de l'erreur.

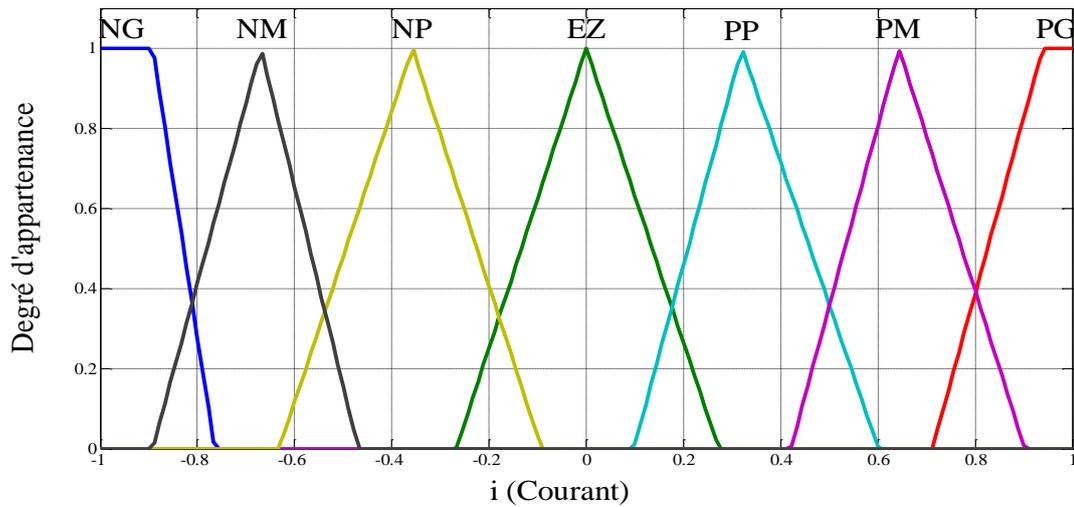


Figure III-18: Fonctions d'appartenance du courant.

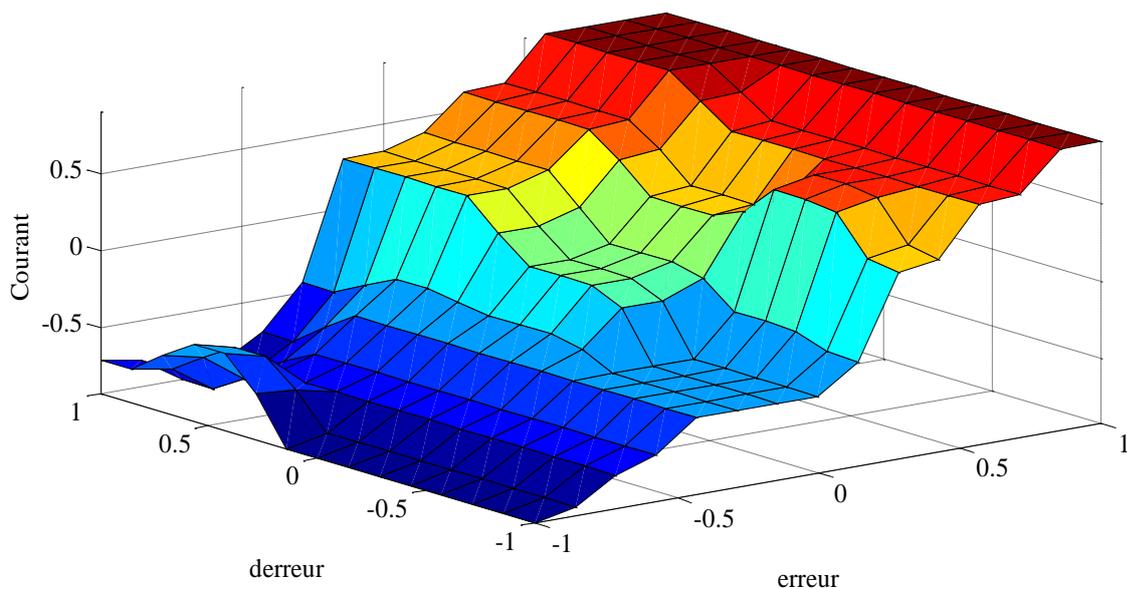


Figure III-19 : Surface de commande du régulateur flou.

III.9.3 Moteur d'inférence

Le moteur d'inférence d'un contrôleur flou n'active que les règles de commande dont les prémisses correspondent aux termes des entrées floues disponibles issues de la fuzzification des entrées réelles. Une règle d'inférence est activée lorsque le facteur d'appartenance lié à la condition de cette règle est non nul. Pour évaluer les règles activées on utilise la méthode d'inférence de type max-min qui consiste pour une règle donnée à prendre comme conclusion la plus petite valeur des prémisses ; ensuite on prend le maximum de tous les minimums concernant une même caractéristique de sortie.

MAX-MIN

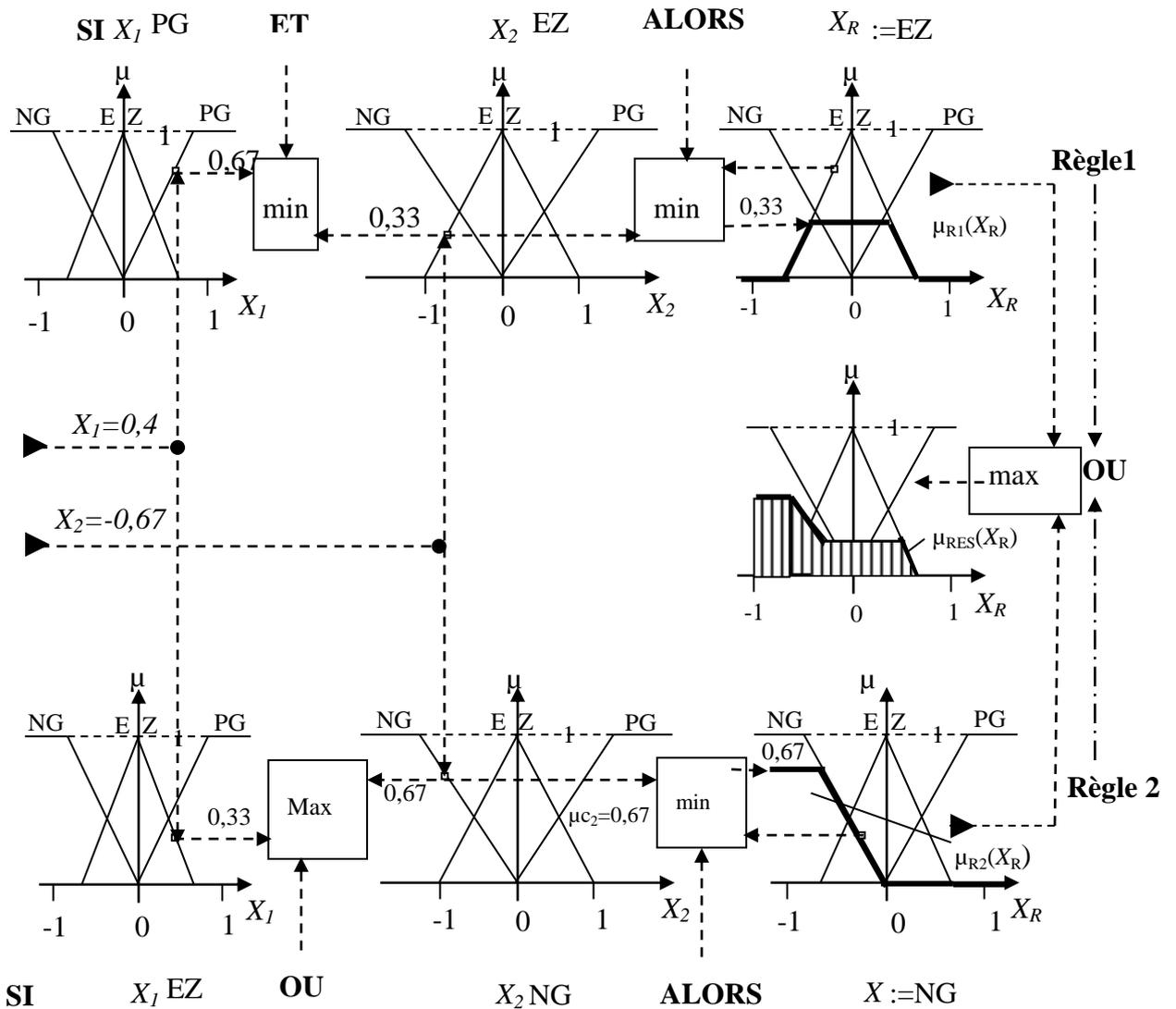


Figure III-20 :Méthode du max-min.

$$\mu_{Ri}(x_R) = \min [\mu_{Ci}, \mu_{Oi}(x_R)] \quad i = 1, 2, \dots, m. \quad (III-25)$$

$$\mu_{RES}(x_R) = \max [\mu_{R1}(x_R), \mu_{R2}(x_R), \dots, \mu_{Rm}(x_R)] \quad (III-26)$$

III.10 Résultats de simulation

L'observation des courbes des figures (III-21) et (III-22) révèle une amélioration importante de la forme de la tension et du courant en régime dynamique initial avec disparition des oscillations dans ce mode.

Les formes d'ondes obtenues sont les suivantes :

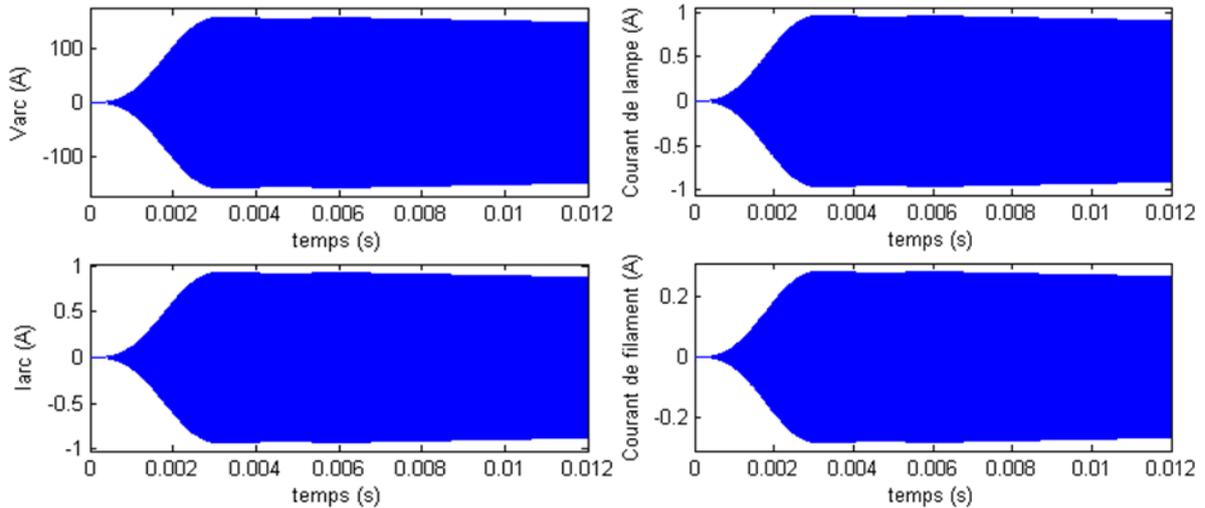


Figure III-21 : Tension et courant d'arc ainsi que le courant total et courant de filament de la lampe à décharge.

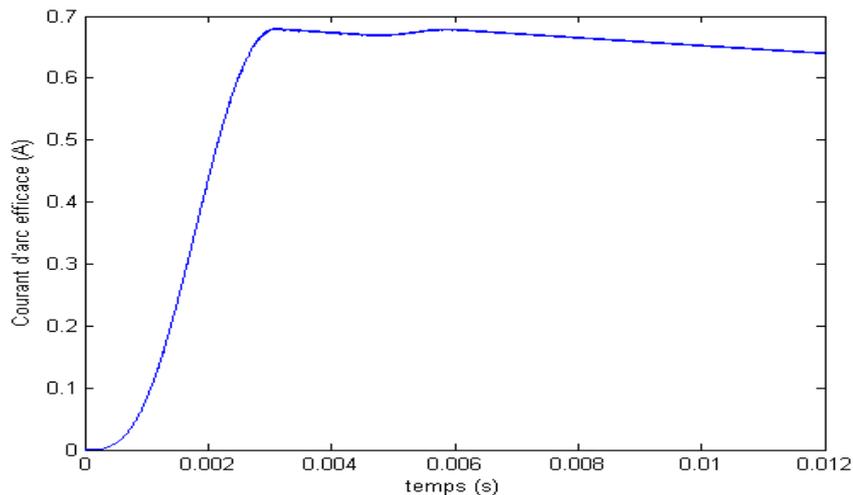


Figure III-22: Courant d'arc efficace de la lampe à décharge.

La valeur efficace du courant dans le mode établi est bien stabilisée à 0,65 A et 50 kHz dans une enveloppe d'ondulation libre, même si les taux de distorsion harmonique du courant

et de la tension calculée avec ce contrôleur sont comparables à ceux obtenus avec le régulateur PI classique (Les THDs sont de 4.49% pour la tension et 5.58% pour le courant (figure III-23)).

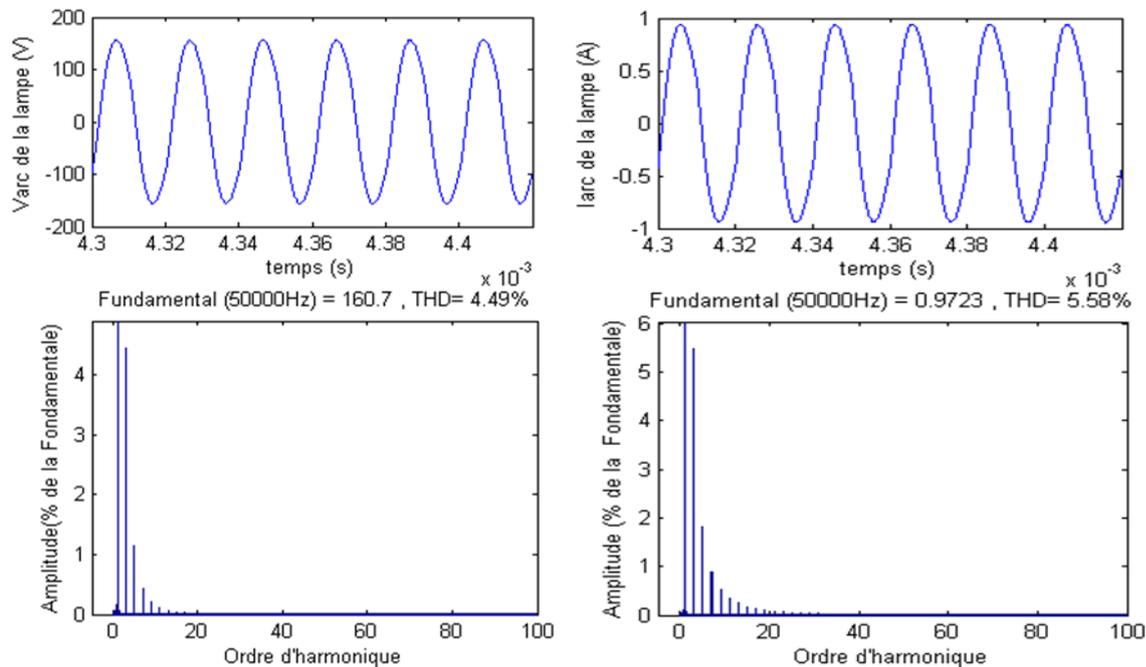


Figure III-23: THDs de la tension et du courant d'arc de la lampe à décharge.

Les caractéristiques du courant dans le régime permanent stable correspondent aux conditions de travail idéales pour la puissance de la lampe qui permet d'augmenter du temps moyen entre les défaillances du système et une optimisation de la puissance du rayonnement UV, émettant à 253,7 nm et, par conséquent, l'efficacité du traitement.

III.11 Test de robustesse

Comme précédemment, la robustesse de ce dispositif de commande a été évaluée par l'introduction d'une perturbation brusque de la température de l'eau dans le bassin. Les tests ont été effectués avec des niveaux de + 5% à + 60% de la température initiale. Les résultats de simulation pour une étape de température de 60% sont représentées sur la figure (III-25) avec une perturbation introduite à $t = 0.0005s$.

On observe sur la figure (III-24) la robustesse de cette stratégie de commande (commande floue) appliquée au système ballast-lampe à décharge. En effet, même avec un pas brusque et important de la température de l'eau, la perturbation du courant et de la tension à la sortie du ballast est immédiatement stabilisée par le régulateur flou, qui maintient le courant d'arc efficace à sa valeur désirée (qui est de 0.65A).

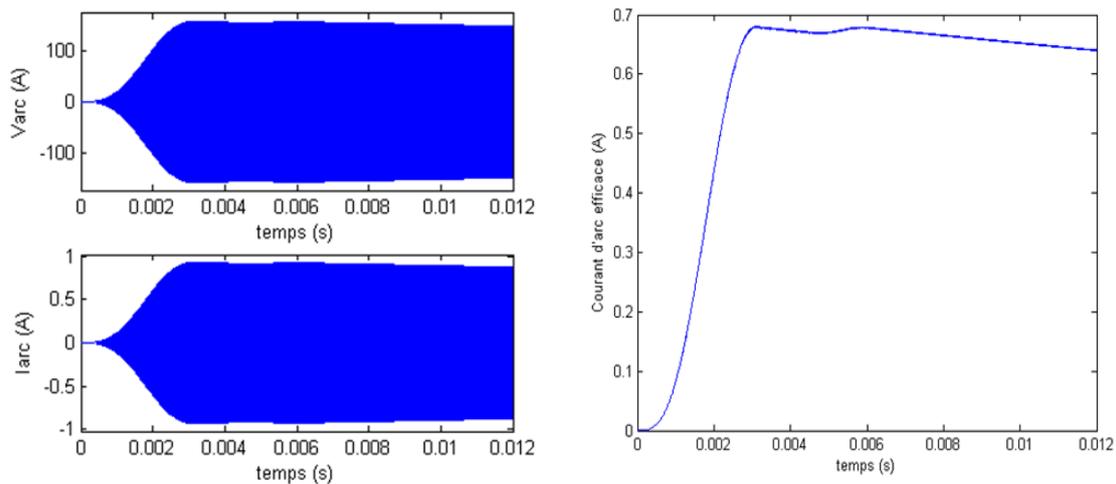


Figure III-24 : Forme d'ondes obtenues en appliquant des perturbations de 60%.

III.12 Conclusion

Nous avons étudié un système lampe à décharge-Ballast électronique dédié au traitement de l'eau par rayonnement UV à l'aide d'une lampe à décharge réglée à une valeur efficace du courant d'arc égale à 0,65 A et émettant à une longueur d'onde égale à 253,7 nm. Les conditions de travail optimales de propulsion pour la lampe à décharge sont réalisées quand un courant sinusoïdal à une fréquence de 50 kHz est utilisé. Trois typologies de ballasts ont été étudiées, un ballast fonctionnant en boucle ouverte, un ballast avec un régulateur PI et un ballast avec un contrôleur flou. Nous avons remarqué que le système en boucle ouverte n'est pas satisfaisant car il induit une ondulation de la valeur efficace de l'arc à une fréquence de 1 kHz, correspondant à la fréquence de l'enveloppe du courant de commande. L'introduction d'une rétroaction avec un régulateur PI supprime ces oscillations du courant efficace, mais ne permet pas au système de se stabiliser autour de 0.65A après une même petite perturbation de la température de la piscine contenant le liquide à purifier. Contrairement au régulateur PI classique, le contrôleur flou offre une haute qualité dans la régulation du courant de 0.65A, même sous haute perturbation de la température du bassin, ce qui prouve la robustesse de cette stratégie de contrôle. Cette approche floue originale présentée dans cette contribution est une topologie très simple et peu coûteuse du système ballast-lampe à décharge en la comparant à la longue durée de vie et au rendement élevé dans les traitements biologiques.

Dans le chapitre IV, nous allons remplacer le convertisseur classique par un convertisseur multicellulaire afin d'améliorer les performances de notre système de stérilisation.

Chapitre IV

**Alimentation du système lampe
à décharge-ballast électronique
par un convertisseur
multicellulaire**

IV.1 Introduction

Depuis de nombreuses années, dans le domaine de l'électronique de puissance, nous assistons à une augmentation incessante des puissances commutées par les convertisseurs statiques afin de répondre aux exigences industrielles. Ces convertisseurs de puissance sont utilisés comme des interfaces entre la source et la charge. Ils permettent d'adapter la puissance nécessaire à celle consommée.

Cette dernière décennie a été marquée par des avancées technologiques sans précédent dans le domaine de l'électronique de puissance ; apparition de nouveaux interrupteurs capables de commuter rapidement et supportant une grande tension et un grand courant, apparition de nouvelles structures de conversion multiniveaux, et développement de nouvelles stratégies de commande.

La structure multicellulaire a été créée dans le but d'augmenter la puissance traitée en ce électronique de puissance. Néanmoins, il existait auparavant d'autres structures répondant besoin, d'où la stricte nécessité de justifier le choix du multicellulaire et plus exactement le choix du multicellulaire série dans notre application.

On sait que la puissance électrique est le produit de la tension et du courant de l'installation. L'augmentation de la puissance convertible par un dispositif de conversion statique passe nécessairement par l'augmentation de l'une ou l'autre de ses deux composantes, voire les deux. Néanmoins si on observe certains dispositifs industriels, on privilégie souvent une augmentation de la tension pour des courants relativement faibles. Ce choix est essentiellement justifié par des objectifs de rendement, et on peut citer un exemple de transport d'électricité (220/400 kV) ou encore le TGV (25 kV).

Pour le concepteur de composants semi-conducteurs, le problème se pose alors en d'autres termes. Effectivement, si l'augmentation du calibre en courant d'un composant semi-conducteur peut être réalisée par une simple augmentation de la surface du silicium, l'augmentation du calibre en tension doit passer par une augmentation de l'épaisseur du silicium, beaucoup plus difficile à maîtriser. De plus l'augmentation de la tenue en tension entraîne souvent une diminution des performances statiques et dynamiques des composants semi-conducteurs [GAT97].

La conception et l'utilisation des convertisseurs statiques de puissances pour des gammes de puissances de plus en plus importantes sont des tâches délicates qui ont amené les concepteurs à étudier de nouvelles structures de conversion basées sur des associations de structures élémentaires sérielles dans le but d'alléger la tenue en tension des composants semi-conducteurs. Ces associations de structures élémentaires sérielles peuvent être envisagées de différentes manières :

- La première solution est l'association de plusieurs convertisseurs statiques en série.
- La deuxième solution est l'association directe de composants semi-conducteurs, afin d'obtenir un « macro-composant ».
- La troisième solution est enfin l'association sérielle de cellules de commutations élémentaires, les cellules ainsi associées se partagent alors les contraintes imposées par l'application.

L'inconvénient majeur de la première solution est qu'elle nécessite soit un transformateur d'isolement, toujours pénalisant en termes de coût et de volume de l'application, lorsque l'isolement n'est pas strictement nécessaire, soit des commandes synchrones faisant perdre ainsi l'intérêt des degrés de liberté supplémentaires. On peut néanmoins noter que l'association de « n » convertisseurs permet d'envisager des commandes faisant apparaître des niveaux de tension E/n en sortie et ainsi d'améliorer les formes d'onde de sortie du point de vue harmonique.

L'étude de la mise en série de composants semi-conducteurs a toujours été un problème délicat, car autant les composants actuels sont conçus pour supporter des courants plusieurs fois supérieurs à leur courant nominal pendant un temps limité, autant ils sont sensibles aux surtensions et les supportent très mal, même pendant un temps très court. D'autre part, les commandes de tous les interrupteurs doivent être synchrones (pour assurer l'équilibrage des tensions) ce qui supprime les degrés de liberté supplémentaires apportés par la mise en série et peut conduire à la génération de dv/dt très importantes. Il n'est donc pas envisageable d'améliorer les formes d'ondes avec ce type d'association.

Afin de résoudre les différents problèmes dus à la mise en série que ce soit des convertisseurs statiques (1^{ère} solution) ou des composants semi-conducteurs (2^{ème} solution), on exploite la troisième solution, qui est l'association de cellules de commutations en série, qui sont alors des convertisseurs multiniveaux. Ces convertisseurs possèdent l'avantage d'associer des composants semi-conducteurs sans utiliser de transformateurs d'isolement et aussi l'avantage de

leur commande non synchrone, d'où l'intérêt des degrés de liberté supplémentaires. Ces convertisseurs permettent une amélioration significative des formes d'ondes en sortie due à l'apparition de différents niveaux de tension sur la sortie.

IV.2 Les convertisseurs multicellulaires

La structure multicellulaire est une topologie de conversion d'énergie. Elle est apparue au début des années 1990 à la suite d'un brevet déposé par *A. Meynard* et *H. Foch*. Cette structure a été imaginée dans le but de générer une tension de sortie multiniveaux. Son principe repose sur la mise en série ou la superposition de cellules de commutation afin de répartir la tension totale au niveau de chaque cellule et ainsi faire partager les contraintes en tension sur plusieurs composants semi-conducteurs. On reste ainsi à des amplitudes de tension supportables par les interrupteurs de puissance.

IV.2.1 Intérêt des convertisseurs multicellulaires

Le fonctionnement de ce type de convertisseurs est alors basé sur l'idée de répartir les contraintes de tension (mise en série) ou sur les interrupteurs de puissance de façon à fournir en sortie des valeurs de tensions plus élevées. C'est là où réside l'un des avantages majeurs de l'utilisation des convertisseurs multiniveaux.

En plus, la tension de sortie multiniveaux délivrée par ce type de convertisseurs présente d'intéressantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. L'amplitude des raies harmoniques est par conséquent d'autant moins élevée. Dans le cas d'un fonctionnement en modulation de largeur d'impulsion, cette structure permet de supprimer certaines familles de raies harmoniques. En plus de ces deux grands avantages, les convertisseurs multicellulaires offrent la possibilité de partitionnement vis-à-vis de la défaillance la plus courante : interrupteur en court-circuit. L'utilisation efficace de cette propriété nécessite un choix convenable des composants de la structure, de même qu'une réaction rapide tant du point de vue de la détection et l'isolation du défaut que du point de vue de la reconfiguration des cellules saines restantes [BAR96].

IV.2.2 Différentes structures de convertisseurs multiniveaux

De nombreuses topologies de convertisseurs multiniveaux ont déjà été imaginées et mises en œuvre. Nous allons en présenter les principales dans le but de justifier le choix de la structure multicellulaire [AIM03]. La plus simple d'entre elles est certainement l'onduleur en pont

complet, représenté sur la figure (IV-1). Cet onduleur possède deux cellules de commutation, qui peuvent fonctionner de manière totalement indépendante l'une de l'autre. Un décalage temporel des ordres de commande de ces deux cellules permet de générer les trois niveaux de tension : $-E$, 0 et $+E$.

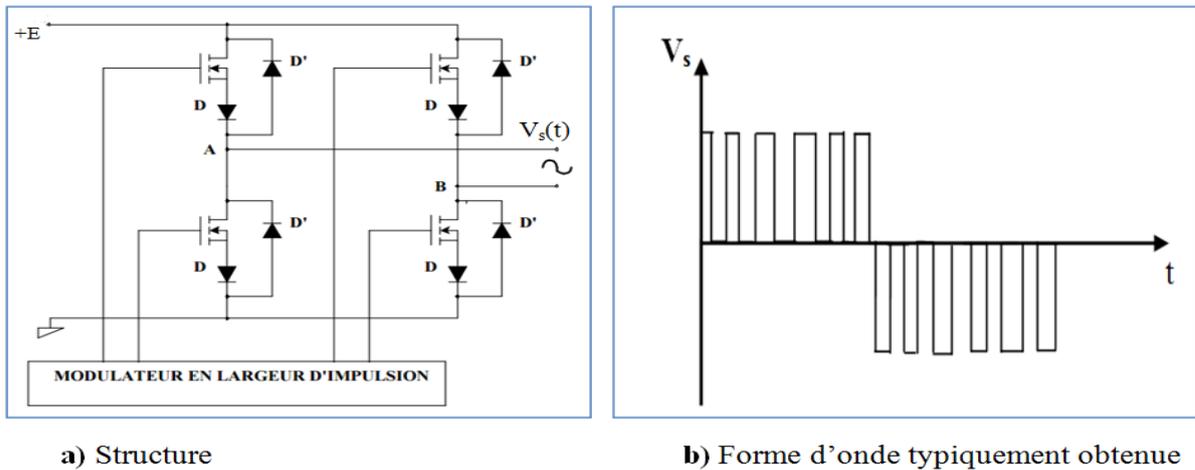


Figure IV-1 : Une première approche de structure multiniveaux: l'onduleur en pont complet.

La deuxième structure, largement utilisée pour générer une tension multiniveaux, est le convertisseur clampé par le neutre (aussi appelé NPC : Neutral Point Clamped converter). Cette structure représentée sur la figure (IV-2) permet elle aussi, de générer une tension de sortie sur trois niveaux, et peut fonctionner en montage hacheur ou onduleur. Là encore, la structure possède deux cellules de commutation.

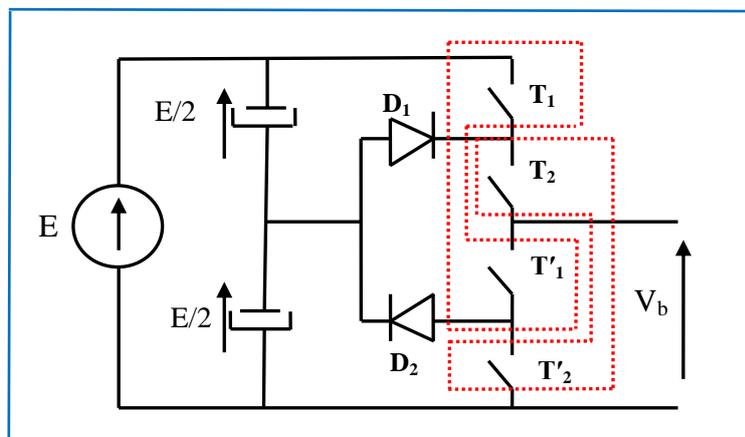


Figure IV-2 : Bras d'onduleur clampé par le neutre.

Durant les phases où la tension de bras (V_b) oscille entre 0 et $+E/2$, T'_2 doit être passant, et les états de T'_1 et T_2 sont alors complémentaires. Inversement, pour obtenir une tension V_b oscillant entre $+E/2$ et $+E$, il faut fermer T_2 et commander T_1 et T'_2 dans des états complémentaires. Dans le cas où la source de courant est bidirectionnelle en courant, les interrupteurs T_1 , T_2 , T'_1 et T'_2 doivent l'être également. La structure du convertisseur clampé par le neutre nécessite une bonne répartition des tensions entre les condensateurs C_1 et C_2 . Pour cette raison, un asservissement du potentiel du point milieu peut s'avérer nécessaire. D'autre part, la généralisation de la structure NPC à un nombre de niveaux supérieur à trois est difficilement envisageable, car cela rend la commande très complexe.

Un autre moyen, permettant d'obtenir une tension de sortie multiniveaux, consiste à mettre en série des convertisseurs élémentaires. De nombreuses variantes de structure existent : mise en série de bras d'onduleur, de hacheur, ou d'onduleurs en pont complet. Les associations de ces convertisseurs résultent de deux choix différents :

- On dispose de N sources de tension continue indépendantes les unes des autres. Dans ce cas, il est possible de relier directement en série les sorties des N convertisseurs.
- On ne dispose que d'une seule source de tension continue. Dans ce cas, une isolation galvanique de chaque sortie d'onduleur est nécessaire avant le branchement en série.

IV.3 Les convertisseurs multicellulaires série ou à cellules imbriquées

Au début des années 90, une nouvelle structure de convertisseurs multiniveaux a été inventée [GAT97][PIN00][TLE07]. Cette structure est basée sur la mise en série de cellules de commutation entre lesquelles une source de tension flottante est insérée. Ces sources de tension flottantes sont réalisées par des condensateurs. La structure multicellulaire série peut être adaptée à toutes les configurations : montage en hacheur ou en onduleur (avec un point milieu capacitif), en demi-pont ou en pont complet. La figure (IV-3) montre le schéma du bras d'un convertisseur multicellulaire série à N niveaux, constitué de $p=N-1$ cellules [MEY92].

Le premier avantage de ces convertisseurs est la réduction des contraintes en tension sur les interrupteurs. Les sources de tensions flottantes imposent sur chaque cellule une contrainte en tension égale à E/p . Par contre, le calibre en courant des interrupteurs est identique à celui d'une structure classique : c'est le courant de la charge [PIN00]. Les convertisseurs multicellulaires série permettent aussi d'améliorer la forme d'onde de la tension de sortie et permettent plus de flexibilité pour obtenir des différents niveaux de tension [GUT01].

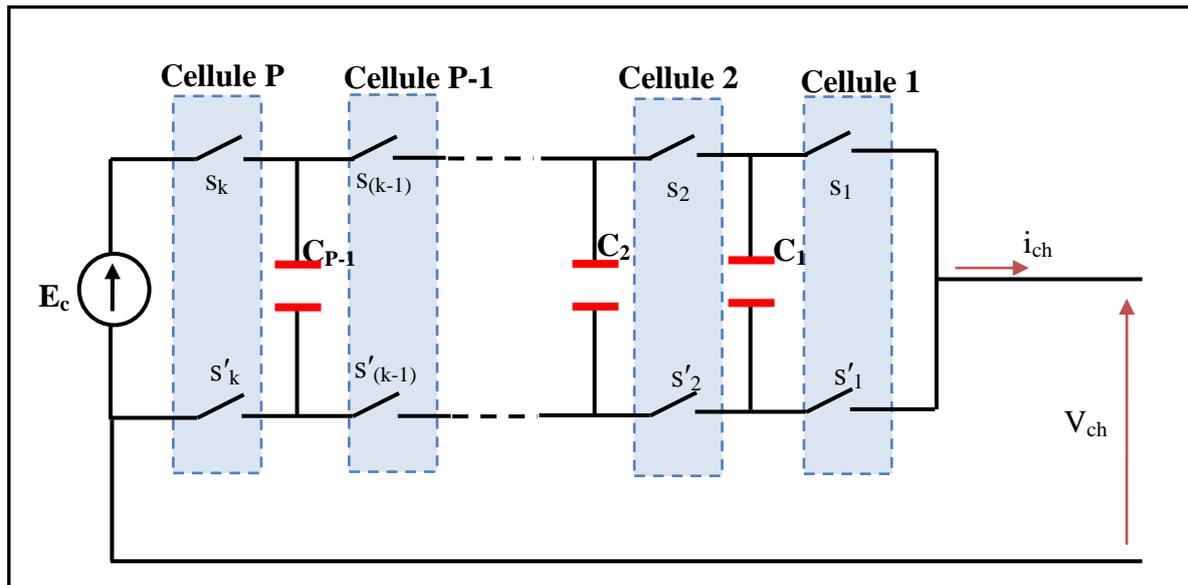


Figure IV-3: Bras d'un convertisseur multicellulaire série à N niveaux.

IV.3.1 Fonctionnement du convertisseur multicellulaire

Avant de développer les propriétés des convertisseurs multicellulaires série en régime établi, nous allons faire un certain nombre d'hypothèses sur les interrupteurs et les sources qui sont utilisées.

- Les interrupteurs sont idéalisés (tension de saturation, courant de fuite et temps de commutation nuls).
- Les interrupteurs étant parfaits, les temps morts sont supposés nuls.
- Les sources de tension et de courant sont supposées parfaites. Cela signifie que l'impédance série d'une source de tension est nulle et que celle d'une source de courant est infinie.
- Le courant est considéré comme constant pendant une période de commutation [BEN09].

Les deux interrupteurs de chaque cellule ne doivent en aucun cas être passants en même temps pour éviter de court-circuiter les sources de tension. Ceci est obtenu grâce au contrôle des deux interrupteurs avec des signaux quasi-opposés en intégrant des temps morts à chaque commutation [TAI08].

IV.3.2 Principe de fonctionnement

L'onduleur à point milieu de la source de tension en demi-pont, est un cas intéressant puisque à partir d'une structure hacheur, on alimente la charge par une entrée à point milieu ce qui nous permet de fonctionner en onduleur. On propose un schéma de principe simplifié constitué seulement par deux cellules de commutation (figure IV-4); on remarque qu'un seul condensateur de tension flottante de valeur $E/2$ est inséré entre les deux cellules de commutation. Ainsi, on assure la répartition de la tension sur chaque interrupteur aussi bien en régime statique qu'en régime dynamique.

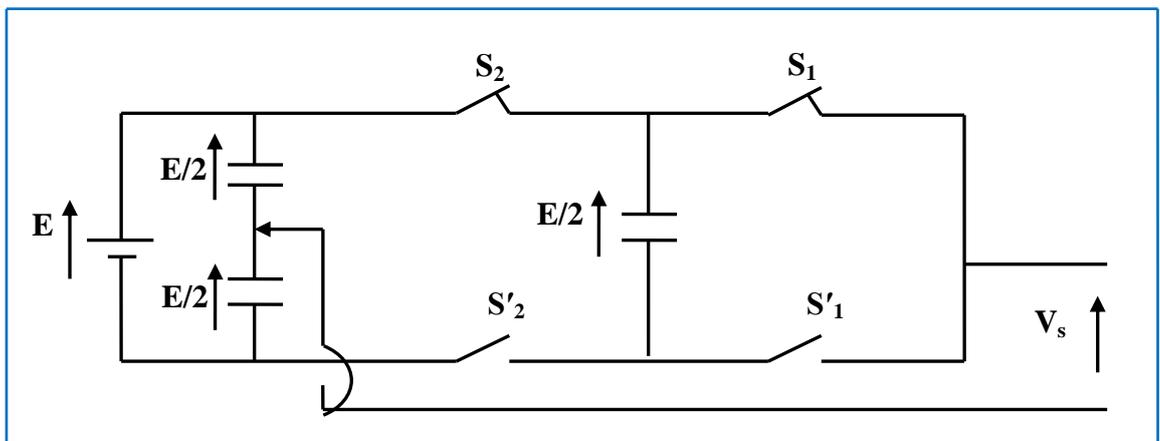


Figure IV-4 : Onduleur multicellulaire série en demi-pont possédant 2 cellules de commutation.

Les différentes phases de fonctionnement de cette structure sont représentées sur la figure (IV-5) par les circuits courants correspondants.

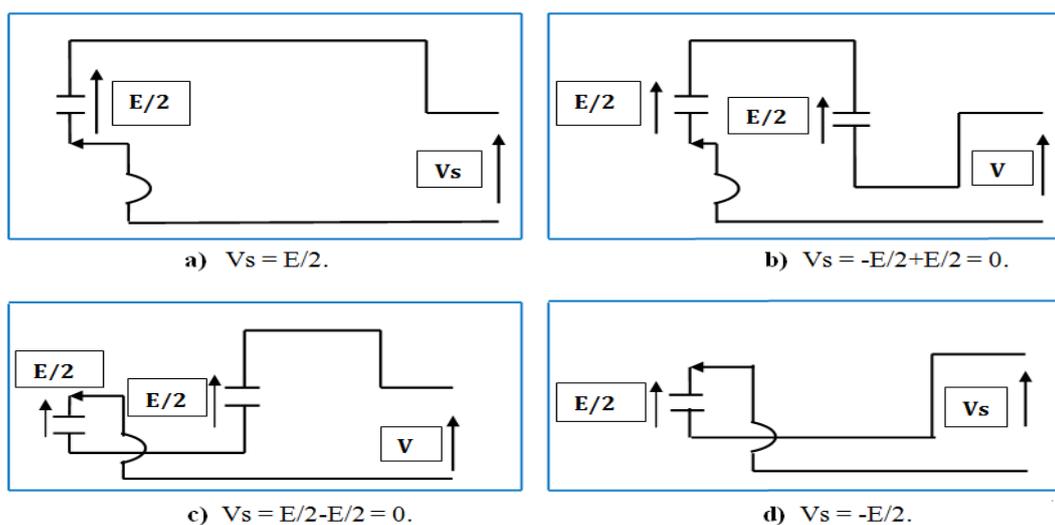


Figure IV-5 : Phases de fonctionnement d'un onduleur multicellulaire à 2 cellules.

On voit que les commandes de chaque cellule de commutation sont indépendantes (tableau IV-1); on a $2^2=4$ combinaisons possibles pour ces deux cellules et 03 niveaux possibles pour la tension de sortie V_s ($-E/2$, 0 , $E/2$); donc 2^p combinaisons possibles et $p+1$ niveaux possibles pour la tension V_s dans le cas de p cellules de commutation.

Etat	S_1	S_1'	S_2	S_2'	V_s
a)	1	0	1	0	$E/2$
b)	0	1	1	0	0
c)	1	0	0	1	0
d)	0	1	0	1	$-E/2$

Tableau IV-1 : Possibilités de commande de l'onduleur multicellulaire à 2 cellules.

Chaque niveau de tension est alors une fraction de la tension d'entrée, cette structure est particulièrement intéressante car elle permet :

- La généralisation à p cellules.
- L'utilisation des composants ayant une tenue en tension de E/p et se trouve donc bien adaptée pour les applications haute tension.
- D'obtenir des niveaux supplémentaires sur la tension de sortie, donc une amélioration notable des formes d'ondes en termes de contenu harmonique.

IV.3.3 Tension bloquée par une cellule

Chaque cellule (C_{ellk} , $k=1$ à p) est encadrée par deux sources de tensions flottantes intermédiaires V_{Ck} et $V_{(Ck-1)}$, avec $V_{C0}=0$ et $V_{cp}=E$. Ainsi, les tensions appliquées aux cellules de commutation sont imposées par ces sources de tensions.

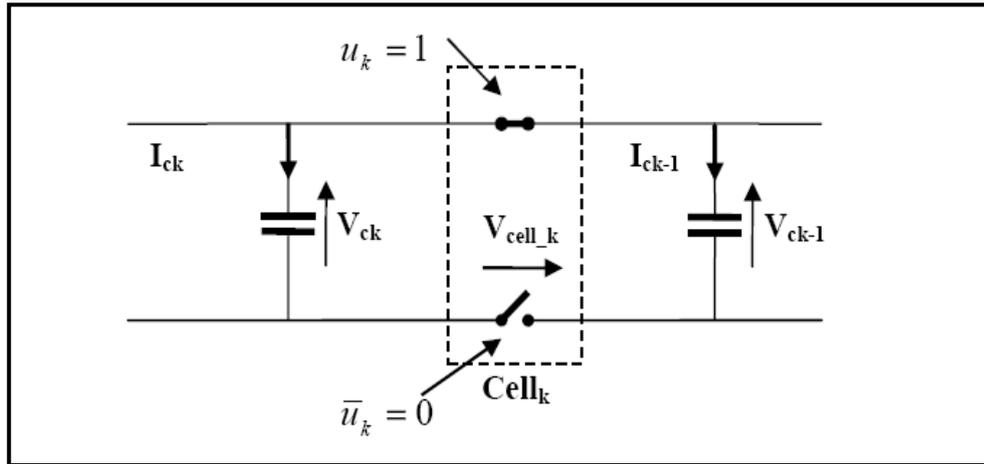


Figure IV-6: Cellule élémentaire de commutation.

Chaque interrupteur bloqué doit maintenir à ses bornes une tension maximum égale à :

$$V_{\text{cell}_k} = \frac{E}{p} \quad k \in \{1, \dots, p\} \quad (\text{IV-1})$$

Le courant circule à travers le composant complémentaire qui est dans un état passant. Cette condition est assurée si la tension aux bornes des condensateurs flottants de chaque cellule vérifie la relation suivante :

$$V_{\text{ck}} = k * \frac{E}{p} \quad k \in \{1, \dots, p\} \quad (\text{IV-2})$$

Néanmoins, cette valeur théorique évolue en pratique, car il y a circulation de courant dans les condensateurs en fonction des signaux de commande. L'ondulation résultante est stable si la valeur moyenne du courant est nulle sur une période de découpage :

$$\langle i_{\text{ck}} \rangle = 0 \quad k \in \{1, \dots, p\} \quad (\text{IV-3})$$

Ce critère de stabilité est vérifié à partir du moment où les ordres de commande des cellules de commutation ont un rapport cyclique identique, peu importe leur déphasage relatif Φ_k . Ce dernier a cependant une influence conséquente sur le spectre harmonique de la tension de sortie [MEY91], [MEY92]. Si les signaux de commande de chaque cellule sont régulièrement déphasés, tel que :

$$\Phi_k = (k-1) * \frac{2\pi}{p} \quad k \in \{1, \dots, p\} \quad (\text{IV-4})$$

Les variations de la tension de sortie sont limitées à E/p et la fréquence apparente en sortie est proportionnelle à la fréquence de découpage instantanée des semi-conducteurs :

$$f_{\text{apparente}} = p \cdot f_{\text{découpage}} \quad (\text{IV-5})$$

De ce fait, les premières harmoniques du spectre de sortie apparaissent à cette fréquence et possèdent une amplitude p fois plus faibles que celle d'un onduleur 2 niveaux classique. Les raies harmoniques se situent ensuite aux fréquences de valeurs entières multiples de p [GAT97]. Cette commande est obtenue en comparant des porteuses décalées de $2\pi/p$ avec une modulante sinusoïdale.

Un onduleur multicellulaire série avec p cellules peut générer :

$$N_{\text{niveau}} = p + 1 \quad (\text{IV-6})$$

Niveaux de tension en sortie et possède :

$$N_{\text{configurations}} = 2^p \quad (\text{IV-7})$$

IV.3.4 Courant commuté par une cellule

Le courant i_{ch} prélevé par la source de courant aval est une variable continue dans le temps, quelles que soient les commutations des cellules, il doit pouvoir circuler. En l'occurrence, en partant de i_{ch} et en remontant vers la source de tension E , on remarque que le courant passant par l'interrupteur du haut de la $k^{\text{ème}}$ cellule est [BOU08]:

$$i_{\text{TA}_k} = u_k \cdot i_{ch} \quad (\text{IV-8})$$

Courant passant par l'interrupteur du bas est :

$$i_{\text{TB}_k} = (1 - u_k) \cdot i_{ch} \quad (\text{IV-9})$$

Selon l'état des interrupteurs des deux cellules adjacentes $cell_{k+1}$ et $cell_k$, le courant passe ou ne passe pas dans le condensateur séparant ces deux cellules :

$$i_{ck} = (u_{k+1} - u_k) \cdot i_{ch} \quad (\text{IV-10})$$

u_k : la commande appliquée à l'interrupteur du haut de la $k^{\text{ème}}$ cellule [0 : ouvert, 1 : fermé].

IV.4 Modélisation du convertisseur multicellulaire

La modélisation est une étape très importante dans la simulation, la synthèse de lois de commande, et la conception d'observateurs. La précision de la modélisation est définie selon l'objectif visé.

Un convertisseur multicellulaire série possède p interrupteurs à commander pour régler p grandeurs d'état qui sont les tensions flottantes et le courant de charge. Ces interrupteurs fournissent $2p-1$ degrés de liberté (p rapports cycliques et $p-1$ déphasages). Selon les degrés de liberté utilisés pour la définition d'une stratégie de commande, trois types de modèles ont été développés: Le modèle instantané, le modèle moyen et le modèle harmonique [BOU08].

IV.4.1 Modèle instantané

Le modèle instantané ou exact prend en compte les commutations des interrupteurs et les grandeurs instantanées des variables d'état du convertisseur. Il permet de représenter l'état de chacune des cellules de commutation du convertisseur à l'échelle de la période de découpage et les phénomènes harmoniques liés à la commutation des interrupteurs [TAC98]. Ce modèle est utilisé pour valider, en simulation des lois de commande mises en œuvre à partir du modèle moyen.

La figure (IV-7) présente un convertisseur multicellulaire série fonctionnant en hacheur associé à une charge R-L. Ce convertisseur représente une association de p cellules de commutation.

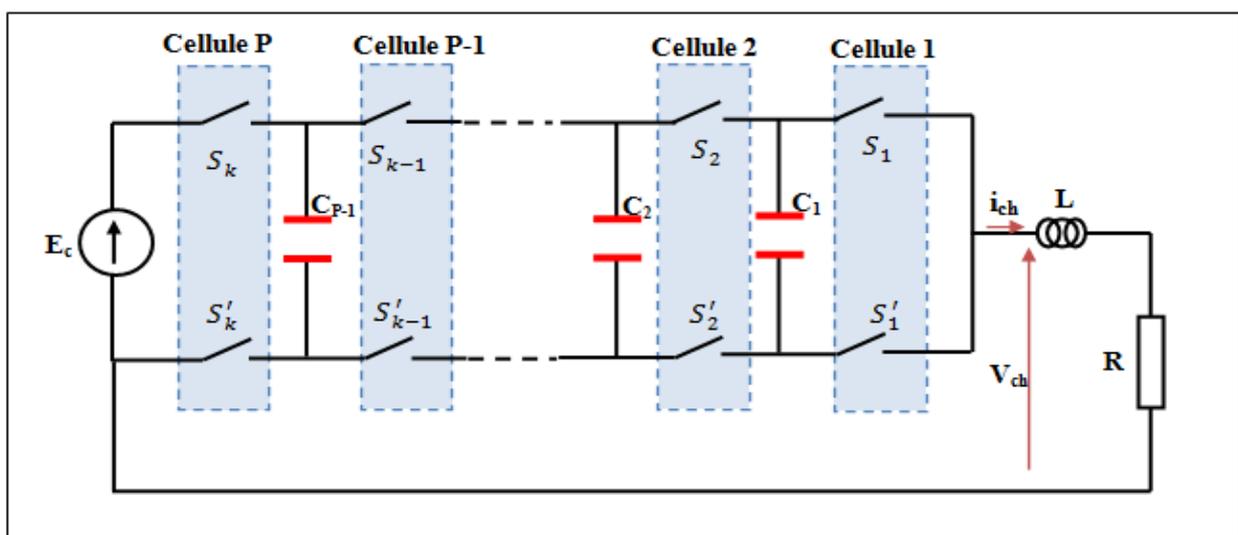


Figure IV-7: Hacheur à p cellules associé à une charge R-L.

Le modèle instantané représentant un bras multicellulaire série à p cellules fonctionnant en hacheur associé à une charge R-L est regroupé dans le système d'équation (IV-17).

L'évolution de la tension aux bornes du condensateur C_k est liée à l'évolution du courant i_{Ck} . Ce dernier étant fonction des deux cellules adjacentes et du courant i_{ch} . Le courant de charge d'un condensateur C_k est fonction des signaux de commande u_{k+1} et u_k :

$$i_{ck} = (u_{k+1} - u_k) * i_{ch} \quad (IV-11)$$

La tension aux bornes du condensateur C_k est liée au courant i_{Ck} par :

$$i_{Ck} = C_k \frac{dv_{Ck}}{dt}$$

Donc il vient :

$$\frac{dv_{Ck}}{dt} = \frac{(u_{k+1} - u_k) * i_{ch}}{C_k} \quad (IV-12)$$

Cette équation est généralisée aux $(p-1)$ condensateurs flottants.

D'après la loi des mailles, la tension de sortie V_{ch} est la somme des tensions aux bornes des interrupteur S'_k . Ces tensions sont définies par :

$$v_{S'k} = (V_{Ck} - V_{C(k-1)}) * u_k \quad (IV-13)$$

D'où la tension aux bornes de la charge V_{ch} devient :

$$V_{ch} = \sum_{k=1}^p v_{S'k} = \sum_{k=1}^p (V_{Ck} - V_{C(k-1)}) * u_k \quad (IV-14)$$

Avec $V_{C0} = 0$ et $V_{Cp} = E$

$$V_{ch} = (u_1 - u_2) * V_{C1} + (u_2 - u_3) * V_{C2} + \dots + (u_{p-1} - u_p) * V_{Cp-1} + u_p * E \quad (IV-15)$$

Dans le cas d'une charge RL, l'évolution du courant dans la charge est donnée par :

$$\frac{di_{ch}}{dt} = \frac{V_s}{L} - \frac{R}{L} i_{ch} \quad (IV-16)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{1}{C_1} * (u_2 - u_1) * i_{ch} \\ \frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{1}{C_2} * (u_3 - u_2) * i_{ch} \\ \vdots \\ \frac{dV_{C_{p-1}}}{dt} = \frac{1}{C_{p-1}} * (u_p - u_{p-1}) * i_{ch} \\ \frac{di_{ch}}{dt} = \frac{1}{L} * (u_1 - u_2) * V_{C1} + \frac{1}{L} * (u_2 - u_3) * V_{C2} + \dots + \frac{1}{L} * (u_{p-1} - u_p) * V_{C_{p-1}} + \frac{u_p}{L} * E - \frac{R}{L} * i_{ch} \end{array} \right. \quad (IV-17)$$

IV.4.2 Modèle moyen

L'inconvénient majeur de la représentation des convertisseurs multicellulaires série par le modèle exact est qu'elle est discontinue, puisque avec les hypothèses posées (interrupteurs parfaits), l'état des cellules passe de 0 à 1 en un temps nul [GAT97][TLE07]. Pour contourner ce problème, il est possible d'effectuer une modélisation aux valeurs moyennes du système en supposant faible la période de découpage par rapport aux constantes de temps mises en jeu dans le système.

Dans le modèle aux valeurs moyennes, chaque grandeur dans le modèle exact est remplacée par sa valeur moyenne sur la période de découpage. Ce modèle est continu et permet de faire la synthèse des lois de commande. Ainsi nous posons $V_{Ck} = \langle v_{Ck} \rangle$, $I_{Ck} = \langle i_{Ck} \rangle$, $I_{ch} = \langle i_{ch} \rangle$, $V_{ch} = \langle v_{ch} \rangle$ et $\alpha_k = \langle u_k \rangle$, avec $\langle v_{Ck} \rangle$, $\langle i_{Ck} \rangle$, $\langle i_{ch} \rangle$, $\langle v_s \rangle$ et $\langle u_k \rangle$ sont respectivement les valeurs moyennes sur une période de découpage des grandeurs V_{Ck} , i_{Ck} , i_{ch} , V_{ch} et S_k . Le modèle aux valeurs moyennes devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{1}{C_1} * (\alpha_2 - \alpha_1) * I_{ch} \\ \frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{1}{C_2} * (\alpha_3 - \alpha_2) * I_{ch} \\ \vdots \\ \frac{dV_{C_{p-1}}}{dt} = \frac{1}{C_{p-1}} * (\alpha_p - \alpha_{p-1}) * I_{ch} \\ \frac{di_{ch}}{dt} = \frac{1}{L} * (\alpha_1 - \alpha_2) * V_{C1} + \frac{1}{L} * (\alpha_2 - \alpha_3) * V_{C2} + \dots + \frac{1}{L} * (\alpha_{p-1} - \alpha_p) * V_{C_{p-1}} + \frac{\alpha_p}{L} * E - \frac{R}{L} * I_{ch} \end{array} \right. \quad (IV-18)$$

Cette méthode a l'avantage de la simplicité et de la maîtrise de la fréquence de découpage mais elle présente l'inconvénient d'être basée sur la valeur moyenne, donc de privilégier des

évolutions lentes. Elle fut la première à être utilisée pour définir des commandes pour le convertisseur multicellulaire.

IV.4.3 Modèle harmonique

Le modèle harmonique repose sur la décomposition, en série de fourrier, des signaux de commande. Il permet d'obtenir une représentation dynamique d'un convertisseur multicellulaire série, en prenant en compte tous les phénomènes harmoniques. Son principe est de déterminer à partir de la connaissance des signaux de commande (α_k et φ_k $k = 1, \dots, p$) la phase et l'amplitude des harmoniques aux bornes des interrupteurs du bas. L'harmonique de la tension de sortie est donc obtenue en sommant ces tensions. En fonction des caractéristiques de la charge et en supposant que le courant est en régime permanent (constante de temps de la charge inférieure à la période de découpage), on détermine les harmoniques du courant dans la charge qui permettent de déterminer l'évolution des tensions des condensateurs.

L'équation d'état s'écrit alors sous la forme :

$$\dot{X} = A(\alpha, \varphi)X + B(\alpha, \varphi)E \quad (IV-19)$$

Où $\alpha = (\alpha_1, \alpha_1, \dots, \alpha_p)^T$ correspond aux vecteurs des rapports cycliques ; $\varphi = (\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_p)^T$, le vecteur de phase et $X = (V_{c1}, V_{c2}, \dots, V_{cp-1})^T$, le vecteur d'état.

Chacun d'entre ces trois modèles peut être utilisé pour synthétiser des lois de commande. Les deux premiers modèles, basés sur une analyse des équations régissant l'évolution des grandeurs d'état en fonction de l'état des interrupteurs du convertisseur, se différencient par la nature de leurs entrées : les rapports cycliques pour le modèle moyen et les signaux de commande pour le modèle instantané. Le modèle harmonique permet quant à lui d'agir sur les p rapports cycliques et sur les $(p-1)$ déphasages inter-cellules simultanément.

IV.5 Architecture du convertisseur utilisé pour notre application

C'est un montage en onduleur (avec un point milieu capacitif). Cette structure est composée de ($P=4$) cellules de commutation séparées les unes des autres par ($P-1=3$) condensateurs flottants. Les cinq niveaux de tension obtenus par cet onduleur lui procurent des avantages fréquentiels et lui permettent d'obtenir une bonne source de courant, de grande qualité tant par la forme d'onde que par la réponse en fréquence [DEF08].

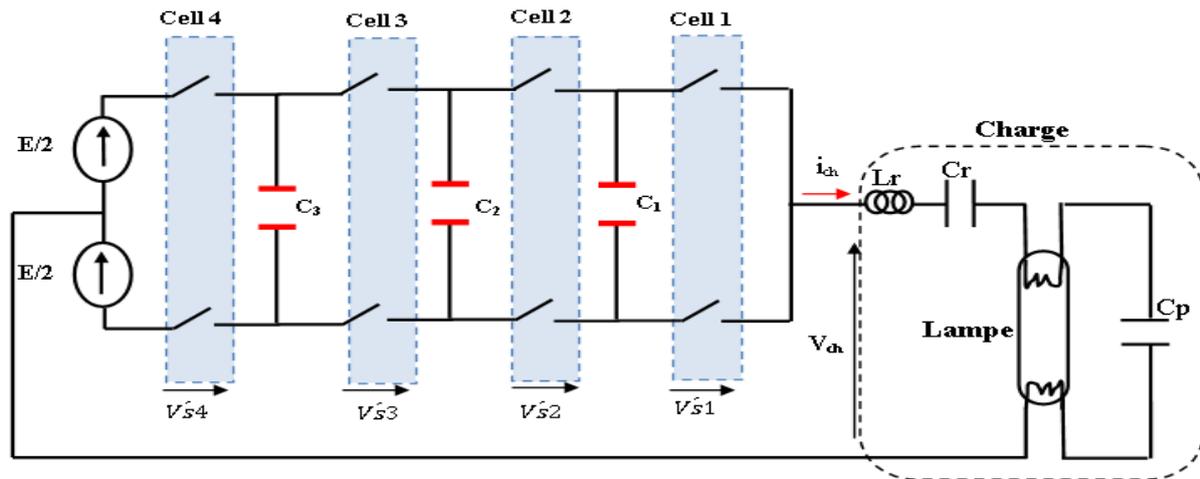


Figure IV-8: Onduleur 4 cellules série à point milieu de la source de tension [AIS15].

La modélisation instantanée du convertisseur nous donne le système d'équations suivant :

Cette fois ci, la tension aux bornes de la charge s'écrit :

$$V_{ch} = \sum_{k=1}^p V_{sk} - \frac{E}{2} \quad (IV-20)$$

$$V_{ch} = (u_1 - u_2)V_{c1} + (u_2 - u_3)V_{c2} + \dots + (u_{p-1} - u_p)V_{c_{p-1}} + u_p * E - \frac{E}{2}$$

Dans notre cas $p = 4$

$$\begin{cases} \frac{dV_{c1}}{dt} = \frac{1}{C_1} * (u_2 - u_1)i_{ch} \\ \frac{dV_{c2}}{dt} = \frac{1}{C_2} * (u_3 - u_2)i_{ch} \\ \frac{dV_{c3}}{dt} = \frac{1}{C_3} * (u_4 - u_3)i_{ch} \end{cases} \quad (IV-21)$$

$$V_{ch} = (u_1 - u_2)V_{c1} + (u_2 - u_3)V_{c2} + (u_3 - u_4)V_{c3} + u_4 * E - \frac{E}{2}$$

IV.5.1 Commande par MLI

Nous devons générer les ordres de commande pour les différentes cellules de l'association. Ces ordres de commande devront être déphasés entre eux de $2\pi/p$ (pour avoir un fonctionnement optimal). Plusieurs solutions sont à notre disposition et nous allons présenter la plus simple et la plus facile d'utilisation en pratique, c'est la MLI naturelle.

Dans la MLI naturelle, les ordres de commande de chaque cellule sont générés par l'intersection entre une porteuse triangulaire de fréquence f_p et le signal modulant sinusoïdal de fréquence f_{mod} .

Les équations permettant de générer les signaux triangulaires notés p_k évoluant sur l'intervalle $[0,1]$ sont :

$$P_k = \frac{1}{2} \left[\frac{2}{\pi} * \arcsin [\sin(2 * \frac{\pi}{p} * f_p * t - \Phi_k + \frac{\pi}{2})] + 1 \right] \quad (IV-22)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} P_1 = \frac{1}{2} [2/\pi * \arcsin [\sin(2 * \pi * f_p * t - \Phi_1 + \frac{\pi}{2})] + 1] \\ P_2 = \frac{1}{2} [2/\pi * \arcsin [\sin(2 * \pi * f_p * t - \Phi_2 + \frac{\pi}{2})] + 1] \\ \vdots \\ P_p = \frac{1}{2} [2/\pi * \arcsin [\sin(2 * \pi * f_p * t - \Phi_p + \frac{\pi}{2})] + 1] \end{array} \right.$$

L'angle Φ_k sera choisi ; $\Phi_k = (k-1) * \frac{2 * \pi}{p}$, Où p représente le nombre de cellule. La comparaison entre les signaux triangulaires p_k et les modulantes, notées mod_k , permet d'obtenir les ordres de commande u_k .

$$\text{Si } mod_k \geq p_k \text{ alors } u_k = 1$$

$$\text{Si } mod_k \leq p_k \text{ alors } u_k = 0$$

Les signaux de commande sont obtenus par modulation de largeur d'impulsions par la technique MLI naturelle et le modulant mod_k est sinusoïdal :

$$mod_k = r * \sin(2 * \pi * f_{mod} * t) \quad (IV-23)$$

Où r représente la profondeur de modulation comprise entre 0 et 1.

Le choix d'un déphasage régulier de " $2 * \frac{\pi}{p}$ " entre les différentes cellules apporte une amélioration significative au niveau du spectre de la tension de sortie. On constate ainsi que les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $p * m * f_{mod}$, où $m = \frac{f_p}{f_{mod}}$ représente l'indice de modulation.

IV.5.2 Contrôle proportionnel des tensions de sortie

Nous présentons dans ce paragraphe une commande proportionnelle prenant en compte uniquement la régulation des tensions condensateurs. Cette méthode, correspondant à une commande en durée, est basée sur une modulation des rapports cycliques. Le synoptique de cette loi de commande est représenté à la figure (IV-9).

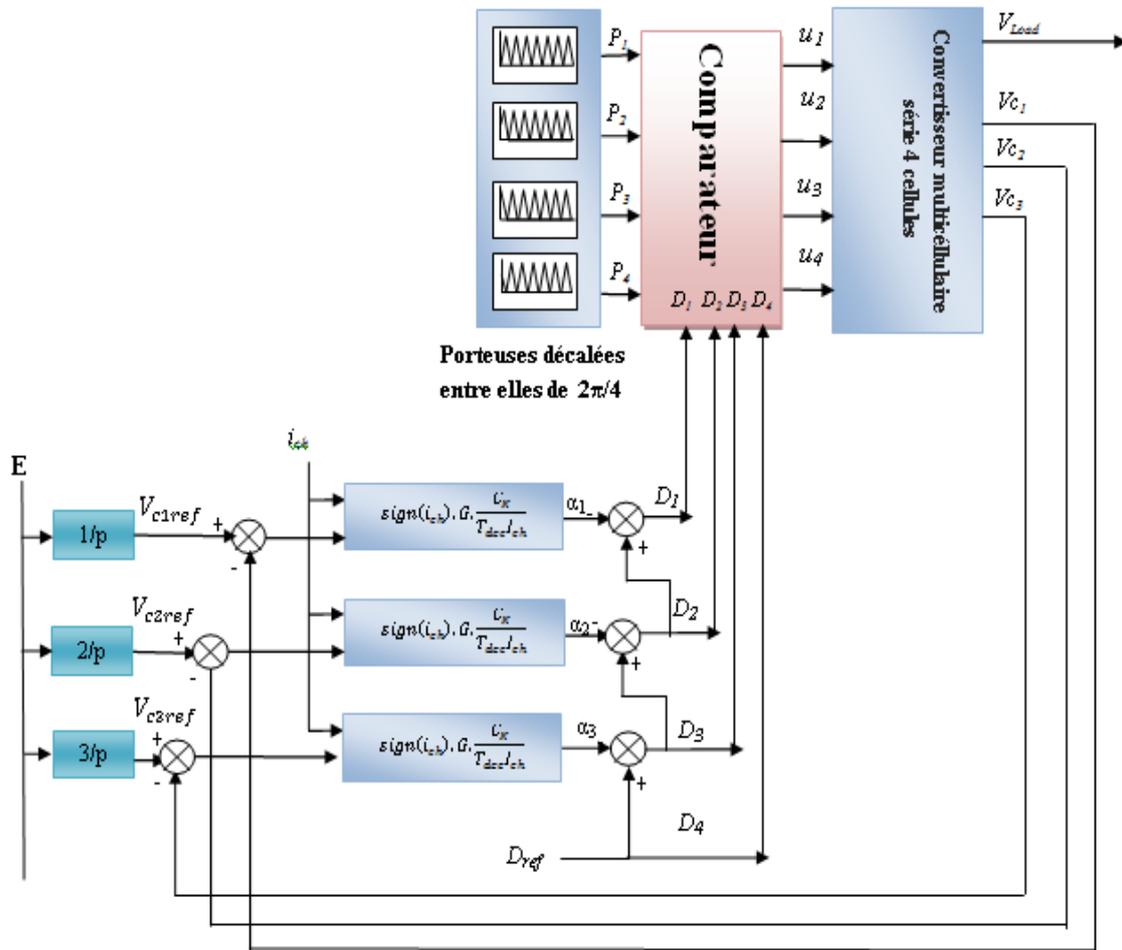


Figure IV-9: Structure de la loi de commande modulant les rapports cycliques [CAR96], [TAC98].

Elle consiste à asservir les grandeurs de sortie des convertisseurs à des grandeurs de références. Les performances d’une loi de commande sont évaluées en termes de stabilité, rapidité et précision. Les références des tensions flottantes des condensateurs sont calculées à partir de la valeur de la tension de source.

$$V_{Ckref} = \frac{KE}{P}$$

Donc pour P=4 :

$$V_{C1ref} = \frac{E}{4}, V_{C2ref} = \frac{E}{2}, V_{C3ref} = \frac{3E}{4} \text{ et } V_{C4ref} = E$$

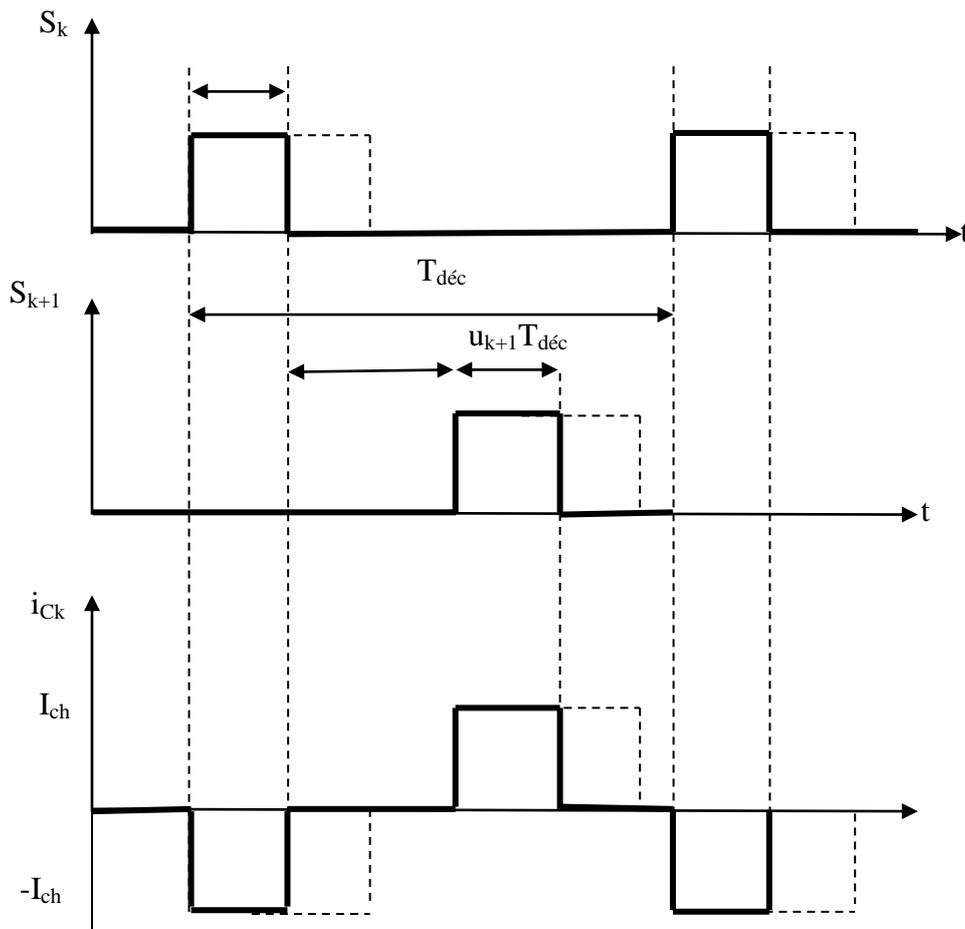


Figure IV-10: Principe de régulation par modulation des rapports cycliques.

Le principe de cette méthode repose sur une modification des rapports cycliques. Si les rapports cycliques des cellules cell_k et cell_(k+1) sont différents alors le courant moyen I_{Ck} dans le condensateur C_k n'est pas nul et par conséquent la tension V_{Ck} évolue.

D_k : rapport cyclique de la cellule cell_k.

$D_{(k+1)}$: rapport cyclique de la cellule cell_(k+1) avec : $D_k = \frac{T_{fermeture}}{T_{decoupage}}$

$$D_k \neq D_{k+1} \Rightarrow I_{Ck} \neq 0, V_{Ck} \neq 0$$

La relation de la tension condensateur ΔV_{Ck} s'obtient alors par la relation :

$$\Delta V_{Ck} = V_{Ck}(t + T_{déc}) - V_{Ck}(t)$$

$$\Delta V_{Ck} = \frac{KE}{P} - V_{Ck} \quad (IV-24)$$

$$V_{ck} = \frac{1}{C_k} \int_t^{t+T_{dec}} i_{ck}(t) dt$$

Pendant T_{dec} on a $i_{ck} = I_{ck}$ et $V_{ck} = \Delta V_{ck}$

$$\Delta V_{ck} = \frac{1}{C_k} I_{ck} \int_t^{t+T_{dec}} dt = \frac{I_{ck}}{C_k} \cdot T_{dec} \quad (IV-25)$$

De (IV-24) et (IV-25) on a :

$$\Delta V_{ck} = \frac{KE}{P} - V_{ck} = \frac{I_{ck}}{C_k} \cdot T_{dec} \quad (IV-26)$$

Le courant I_{ck} peut s'exprimer en fonction du courant de charge moyen I_{ch} et des rapports cycliques D_k et $D_{(k+1)}$.

Soit la cellule suivante :

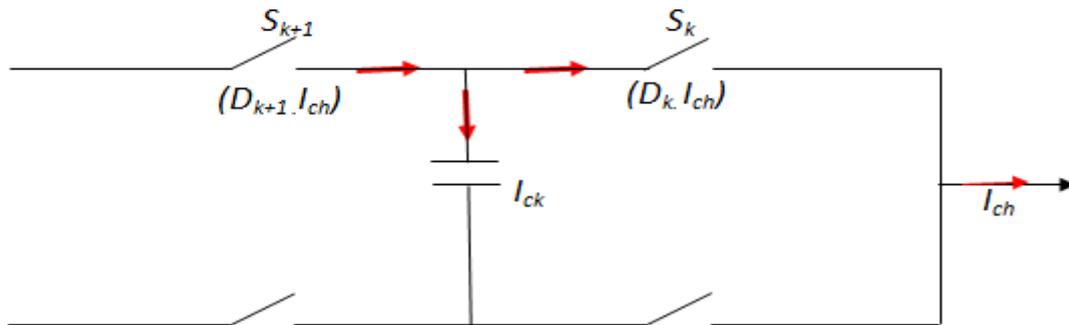


Figure IV-11: Schéma d'une cellule de convertisseur multicellulaire.

$$I_{ck} = i_{s_{k+1}} - i_{s_k} = D_{k+1} \cdot I_{ch} - D_k \cdot I_{ch} = (D_{k+1} - D_k) I_{ch}$$

$$I_{ck} = I_{ch} \cdot \alpha_k \quad \text{et} \quad \alpha_k = (D_{k+1} - D_k) \quad (IV-27)$$

En remplaçant cette équation dans l'équation (IV-26) on aura :

$$\Delta V_{ck} = \frac{I_{ck}}{C_k} \cdot T_{dec} = \frac{T_{dec}}{C_k} \cdot I_{ch} \cdot \alpha_k \quad (IV-28)$$

Les rapports cycliques D_k et $D_{(k+1)}$.

La grandeur de commande α_k en fonction du déséquilibre sur la tension V_{ck} s'exprime en se basant sur les équations (IV-26) et (IV-27) :

$$\alpha_k = \frac{C_k}{T_{dec} \cdot I_{ch}} \cdot \left[\frac{KE}{P} - V_{ck} \right] \quad (IV-29)$$

On a :

P : grandeurs de commande (rapport cycliques).

(P-1) : tensions de condensateurs à contrôler.

Ce qui implique que la variable de commande supplémentaire sera choisie constante en fonction du point de fonctionnement qui sera utilisé pour contrôler une grandeur de sortie du convertisseur.

Donc la préoccupation majeure est le contrôle des tensions V_{Ck} .

Reconstituant les (P-1) rapports cycliques par la relation (IV-29).

Si on choisit le rapport D_1 fixe (D_1) c'est le rapport cyclique de la cellule connectée à la source de courant.

$$D_{k+1} = (D_k + \alpha_k) \quad (IV-30)$$

Nous introduisons dans l'équation (IV-28) le gain G qui sera choisit afin d'éviter toute saturation des rapports cycliques et pour assurer une dynamique importante d'équilibrage dans la phase de démarrage.

Des relations (IV-29) et (IV-30) on aura :

$$D_{k+1} = \left(D_k + \frac{C_k}{T_{dec} \cdot I_{ch}} \cdot \left[\frac{k \cdot E}{P} - V_{Ck} \right] \right) \quad (IV-31)$$

Donc :

$$D_k = \left(D_{k+1} - G \cdot \frac{C_k}{T_{dec} \cdot I_{ch}} \cdot \left[\frac{k \cdot E}{P} - V_{Ck} \right] \right) \quad (IV-32)$$

$$\text{Avec :} \quad G = \frac{T_{dec} \cdot I_{chmax}}{C_k \cdot (p-1) \cdot E} \quad (IV-33)$$

Donc la loi de commande peut être synthétisée par le système suivant :

$$\begin{cases} D_4 = D_{ref} \\ D_3 = \left(D_4 - G \cdot \frac{C_3}{T_{dec} \cdot I_{ch}} \cdot \left[\frac{k \cdot E}{P} - V_{C3} \right] \right) \\ D_2 = \left(D_3 - G \cdot \frac{C_2}{T_{dec} \cdot I_{ch}} \cdot \left[\frac{k \cdot E}{P} - V_{C2} \right] \right) \\ D_1 = \left(D_2 - G \cdot \frac{C_1}{T_{dec} \cdot I_{ch}} \cdot \left[\frac{k \cdot E}{P} - V_{C1} \right] \right) \end{cases} \quad (IV-34)$$

IV.6 Commande en boucle ouverte

IV.6.1 Commande modulant des rapports cycliques

Sur les figures suivantes nous présentons les résultats de simulation concernant un onduleur multicellulaire série à 4 cellules à point milieu, alimentant la lampe à décharge, les caractéristiques du convertisseur sont :

- La tension d'alimentation $E = 800 \text{ V}$.
- Les valeurs des condensateurs $C1=C2=C3= 5\text{nF}$.
- La fréquence de découpage $f_{dec}= 3,2\text{MHz}$.
- La fréquence de la modulante $f_{mod}= 50000 \text{ Hz}$.

Les signaux de commande sont obtenus par la commande modulant des rapports cycliques, le modulant mod_k est sinusoïdal:

$$mod_k = r \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{mod} \cdot t)$$

Où r représente la profondeur de modulation comprise entre 0 et 1. Dans notre application, nous avons choisi : $r = 0.472$.

IV.6.2 Résultats de simulation

IV.6.2.1 Commande des interrupteurs

La figure (IV-13) représente les ordres de commandes des interrupteurs des différentes cellules qui proviennent de l'intersection d'une onde référence avec 4 porteuses triangulaires (figure IV-12).

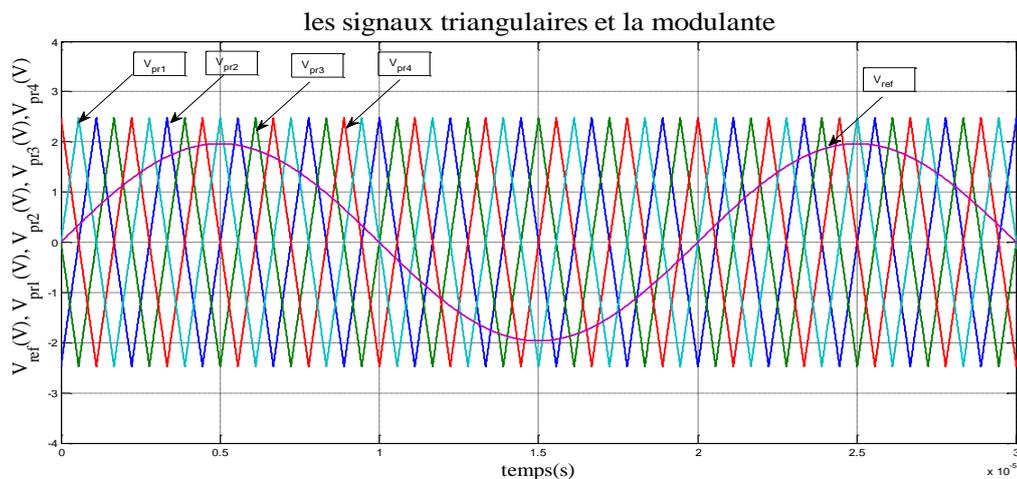


Figure IV-12: La modulante et les signaux triangulaires ($f_p = 450\text{kHz}$)

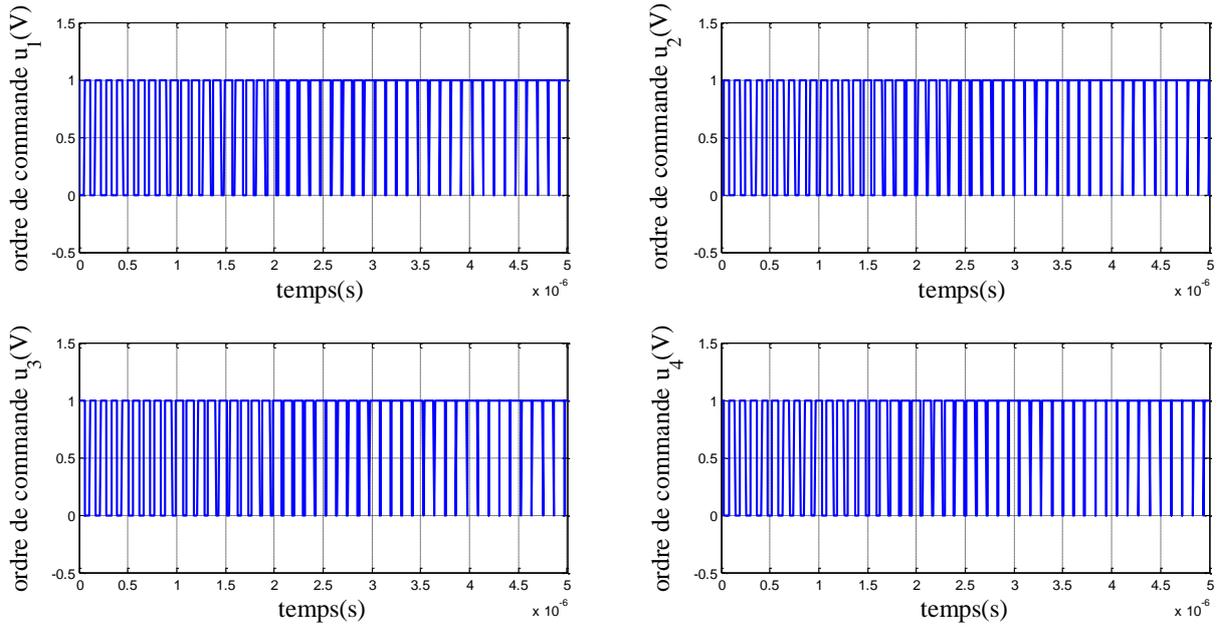


Figure IV-13 : Commande des interrupteurs.

IV.6.2.2 Résultats de simulation en boucle ouverte

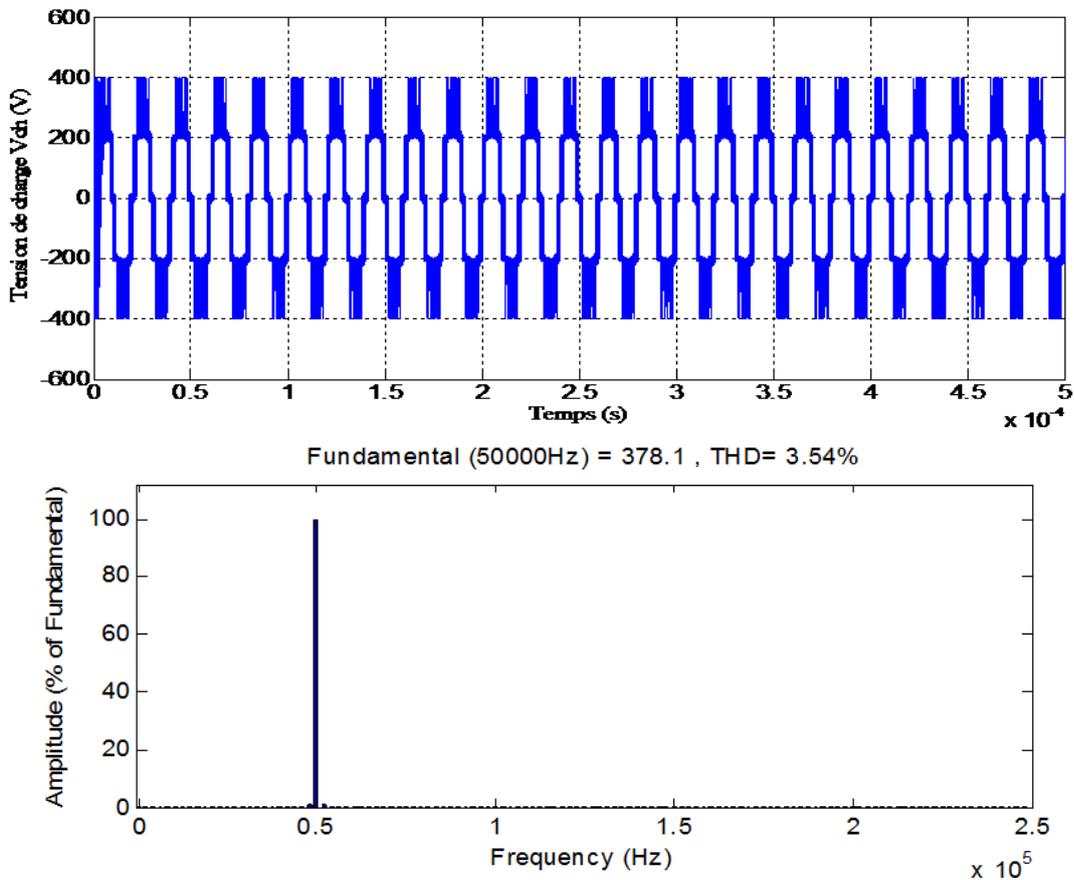


Figure IV-14 : Tension de charge de la lampe à décharge.

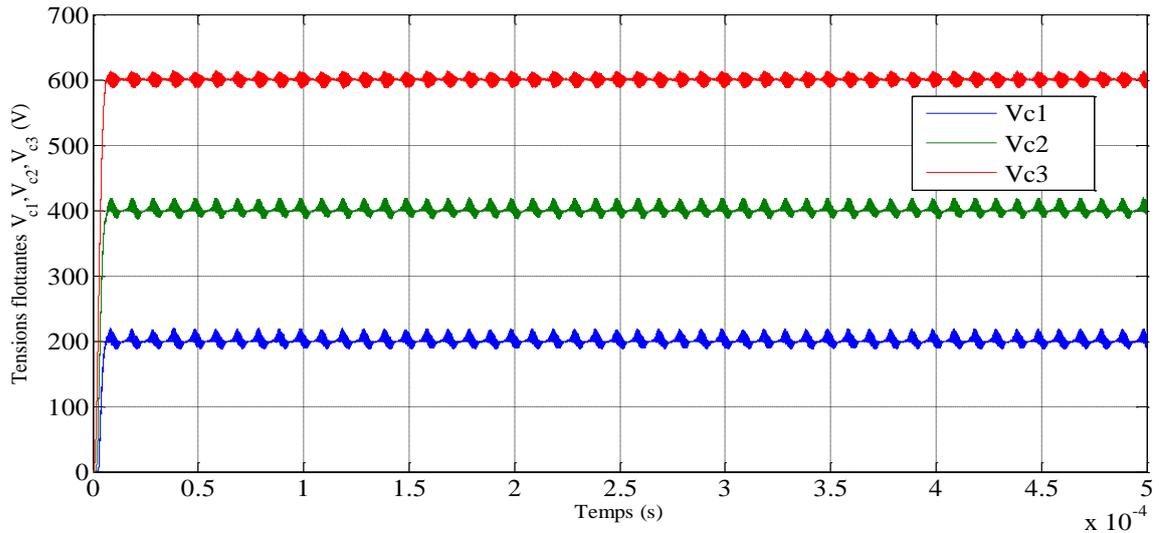
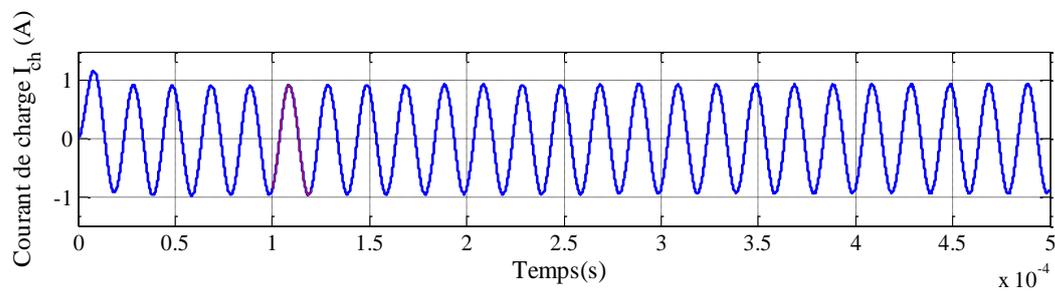


Figure IV-15 : Tensions flottantes des condensateurs.

Interprétation

Sur la figure (IV-14), la tension de sortie du convertisseur ne suit ses valeurs intermédiaires ($-E/2$, $-E/4$, 0 , $E/4$, $E/2$), avec un THD de 3.54%, qu'après un retard qui est dû au retard de stabilisation des tensions aux bornes des condensateurs flottants (figure IV-15) aux valeurs $k \cdot E/P$ correspondants à $V_{c1}=200V$, $V_{c2}=400V$ et $V_{c3}=600V$, à l'instant ($20 \mu s$).



FFT analysis

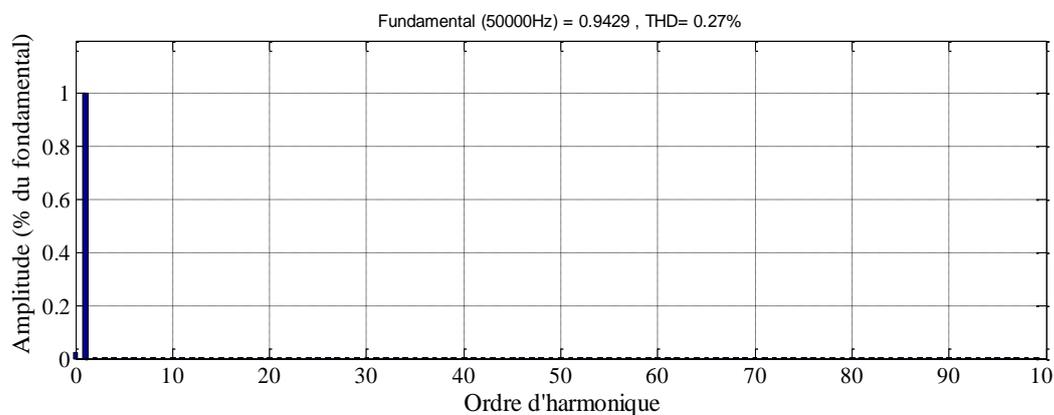


Figure IV-16 : Courant de charge de la lampe à décharge.

Interprétation

En raison de la grande stabilité des tensions des condensateurs flottants, nous constatons que le courant de charge montré par la figure (IV-16), est sinusoïdal avec une fréquence de 50 kHz et un THD de 0.27%.

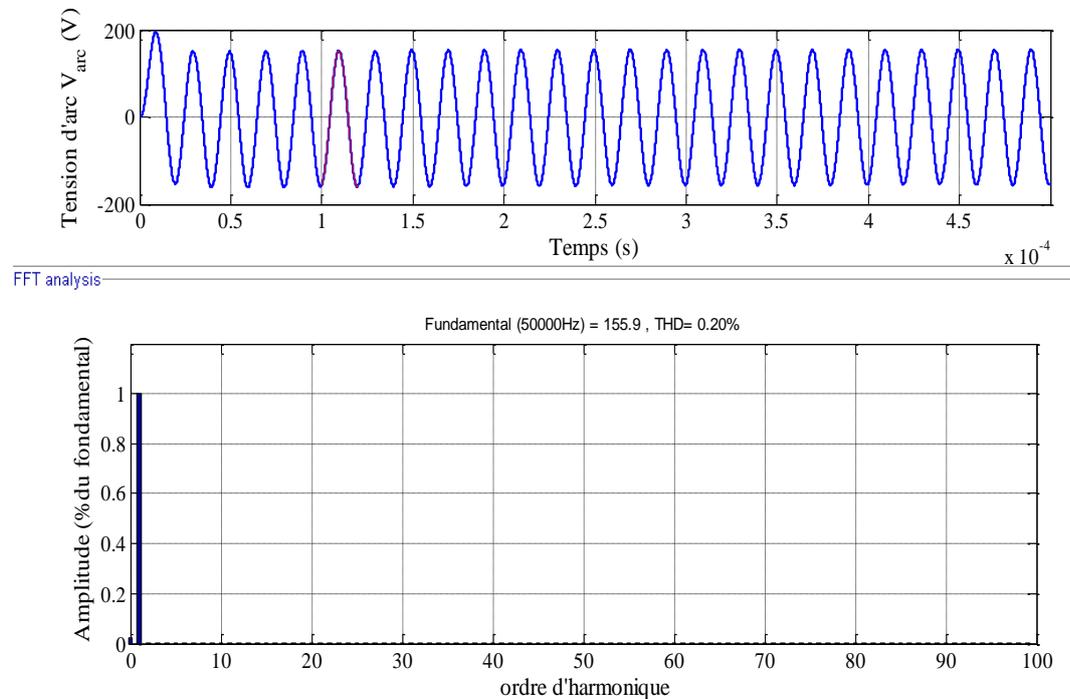


Figure IV-17: Tension d'arc de la lampe à décharge.

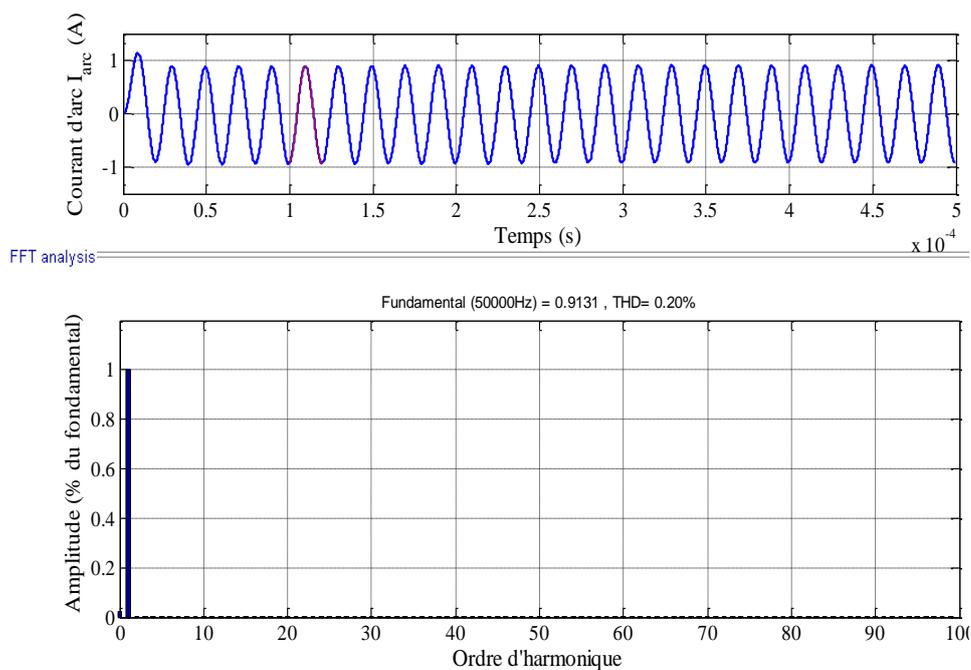


Figure IV-18 : Courant d'arc de la lampe à décharge.

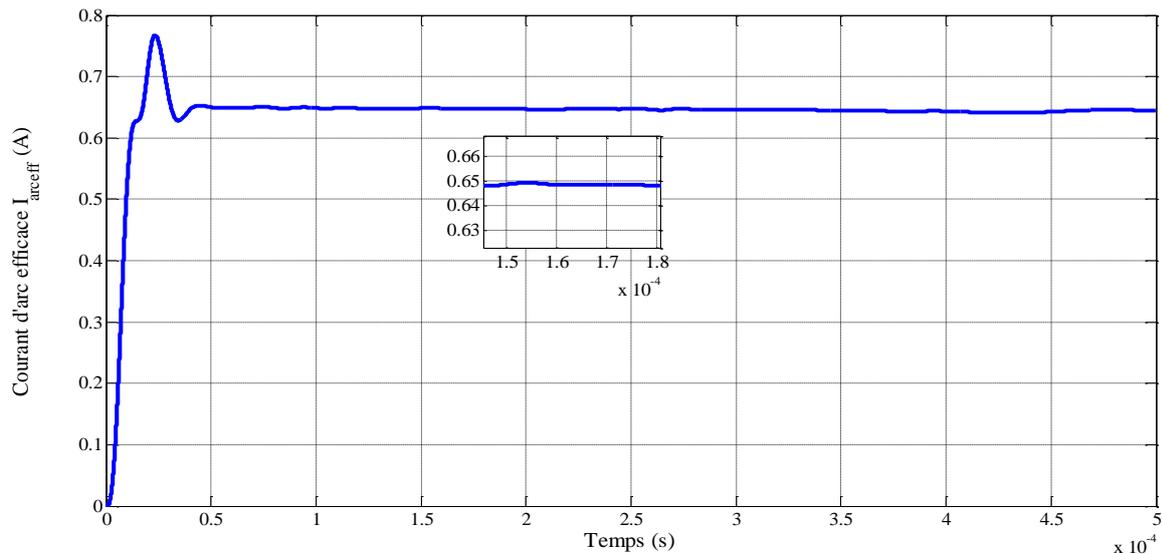


Figure IV-19 : Courant d'arc efficace de la lampe à décharge.

Interprétation

D'après les figures (IV-17 et IV-18) les formes d'ondes de la tension et du courant d'arc sont sinusoïdales, et leurs fréquences sont identiques à la fréquence de la modulante (50kHz) avec un taux de distorsion harmonique de l'ordre de 0.20% pour les deux, c.-à-d. qu'ils sont en phase (Ce qui explique que la lampe à décharge se comporte comme une résistance en régime d'arc). On remarque aussi sur la figure (IV-19) que la valeur efficace du courant d'arc atteint la valeur désirée qui est de 0.65 A au bout de 40 μ s avec une précision de 0.001A. (La simulation du convertisseur sur Matlab/SimPowerSystems).

IV.7 Commande en boucle fermée

Pour assurer un bon rendement de la lampe à décharge sur le plan rayonnement, nous devons maintenir le courant d'arc de la lampe rigoureusement stable autour d'une valeur constante proche de 0.65 A. Nous devons donc imposer une régulation du courant d'arc avec une référence de 0.65 A. La différence sera transformée en fréquence de commutation des interrupteurs.

IV.7.1 Régulateur PI

Nous adoptons pour la régulation classique, un correcteur proportionnel-intégral PI. Il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de la consigne. Le schéma bloc du correcteur PI est illustré par la figure suivante :

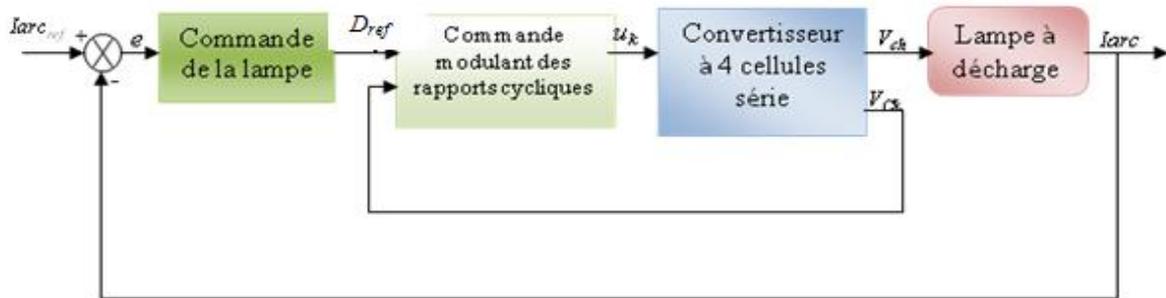


Figure IV-20 : Schéma du principe de la commande de la lampe à décharge avec une commande modulant des rapports cycliques pour le convertisseur.

IV.7.2 Fonction de transfert en boucle ouverte

La fonction de transfert peut être obtenue en utilisant la conception d'un diviseur de courant classique au circuit électrique (figure II-19)

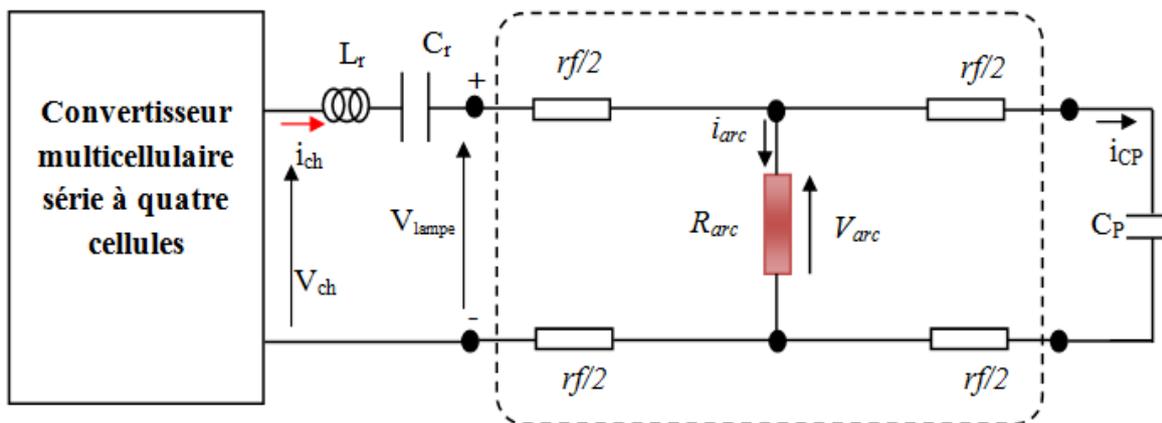


Figure IV-21: Circuit équivalent du ballast électronique - lampe à décharge avec convertisseur multicellulaire série à 4 cellules.

L'impédance totale du système en prenant en considération R_{arc} et r_f est donnée par :

$$Z(s) = \frac{(R_{arc} + r_f)L_r C_r C_p s^3 [(2R_{arc} + r_f)L_r C_r C_p + L_r C_r] s^2 + (R_{arc} + r_f)(C_r + C_p)s + 1}{[(R_{arc} + r_f)C_p s + 1]C_r s} \tag{IV-35}$$

Où s l'opérateur de Laplace

L'équation de la maille donne :

$$V_{ch}(s) = Z(s) \cdot I_{ch}(s) \tag{IV-36}$$

Par suite, la fonction de transfert du système en boucle ouvert (FTBO) est :

$$\frac{I_{ch}}{V_{ch}} = \frac{(R_{arc} + rf)C_r C_p s^2 + C_r s}{(R_{arc} + rf)L_r C_r C_p s^3 [(2R_{arc} + rf)L_r C_r C_p + L_r C_r] s^2 + (R_{arc} + rf)(C_r + C_p)s + 1} \quad (IV-37)$$

Nous tenons à exprimer la fonction de transfert du système vis-à-vis du courant d'arc de la lampe I_{arc} dans le but de réguler ce courant plus loin. En appliquant le théorème du diviseur de courant, on aura :

$$I_{arc}(s) = \frac{\frac{1}{C_p s} + rf}{R_{arc} + rf + \frac{1}{C_p s}} \cdot I_{ch}(s) ; \text{ soit } ; I_{arc}(s) = \frac{rf \cdot C_p s + 1}{(R_{arc} + rf)C_p s + 1} \cdot I_{ch}(s) \quad (IV-38)$$

Par suite, le courant de la lampe $I_{ch}(s)$ est :

$$I_{ch}(s) = \frac{(R_{arc} + rf)C_p s + 1}{rf \cdot C_p s + 1} \cdot I_{arc}(s) \quad (IV-39)$$

En injectant l'équation (IV-39) dans (IV-37), on aura la fonction de transfert suivante :

$$\frac{I_{arc}}{V_{ch}} = \frac{rf C_r C_p s^2 + C_r s}{(R_{arc} + rf)L_r C_r C_p s^3 [(2R_{arc} + rf)L_r C_r C_p + L_r C_r] s^2 + (R_{arc} + rf)(C_r + C_p)s + 1} \quad (IV-40)$$



Figure IV-22: Boucle de régulation du système avec régulateur PI.

Notons que $C(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$ est la fonction de transfert du régulateur proportionnel-intégral, K_p et K_i sont les gains du régulateur.

La fonction de transfert du régulateur en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF = \frac{C(s) \cdot G(s)}{1 + C(s) \cdot G(s)} \quad (IV-41)$$

Où $G(s)$ est la fonction de transfert du système en boucle ouverte.

IV.7.2.1 Calcul des gains avec la méthode de placement des pôles

La dynamique de la réponse à un changement de consigne ou à une perturbation dépend du polynôme $D(s)=1+C(s)*G(s)$ (dénominateur de la FTBF), et en particulier de ses zéros qui sont les pôles de la fonction de transfert. Choisir une réponse désirée en boucle fermée peut se faire au travers du choix des pôles du polynôme $D(s)$. La méthode qui consiste à calculer les gains du régulateur de façon à obtenir les pôles s'appelle la synthèse par placement des pôles. Le réglage des performances de la boucle s'effectue par le choix des pôles en boucle fermée.

L'objectif de cette synthèse est de fixer une dynamique pour le rejet de la perturbation. La dynamique de poursuite dépend du terme d'anticipation, elle est fixée avec le paramètre ω_n qui est la fréquence naturelle du système.

L'équation caractéristique du système déduite du polynôme $D(s)$ est :

$$\begin{aligned} & [(R_{arc}+r_f)L_r C_r C_p]s^3 + [L_r C_r + (2R_{arc}+r_f)r_f C_r C_p + r_f C_r C_p K_p]s^2 + \\ & [(R_{arc}+r_f)(C_p+C_r) + r_f C_r C_p K_i + C_r K_p]s + C_r K_i + 1 = 0 \end{aligned} \quad (IV-42)$$

Le polynôme $D(s)$ est du troisième ordre, on choisit donc trois pôles sur la même verticale et avec un amortissement optimal qui correspond à un facteur d'amortissement $\zeta = 0.7$, soient :

$$P_1 = -\alpha - j\alpha \quad P_2 = -\alpha + j\alpha \quad P_3 = -\alpha \quad (IV-43)$$

L'équation caractéristique d'un système du troisième ordre est de la forme :

$$Q(s) = (s + \omega_n)(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2) \quad (IV-44)$$

On faisant l'identification des deux polynômes caractéristiques, on obtient après calcul :

$$\left\{ \begin{aligned} K_p &= \frac{(2\zeta + \omega_n - [L_r C_r + (2R_{arc} + r_f)r_f C_r C_p])r_f C_r C_p}{r_f C_r C_p} \\ K_i &= \frac{\omega_n^3 - 1}{C_r} \end{aligned} \right. \quad (VI-45)$$

Pour une erreur statique de 5%, le temps de réponse t_r d'un système est exprimé en fonction de ζ et de ω_n par :

$$t_{r5\%} = \frac{5}{\zeta \omega_n} \quad (IV-46)$$

L'expression précédente nous permet de déterminer ω_n sachant que t_r est déterminée graphiquement à partir de la réponse naturelle du système. En choisissant toujours un temps de réponse $t_{r5\%} = 0.71\mu s$, on tire $\omega_n = 10^7$ rad/s, et les valeurs de K_p et K_i sont les suivantes :

$$K_p = 4.3133 \cdot 10^5 \text{ et } K_i = 1.9935 \cdot 10^{12}.$$

IV.7.3 Résultats de simulation

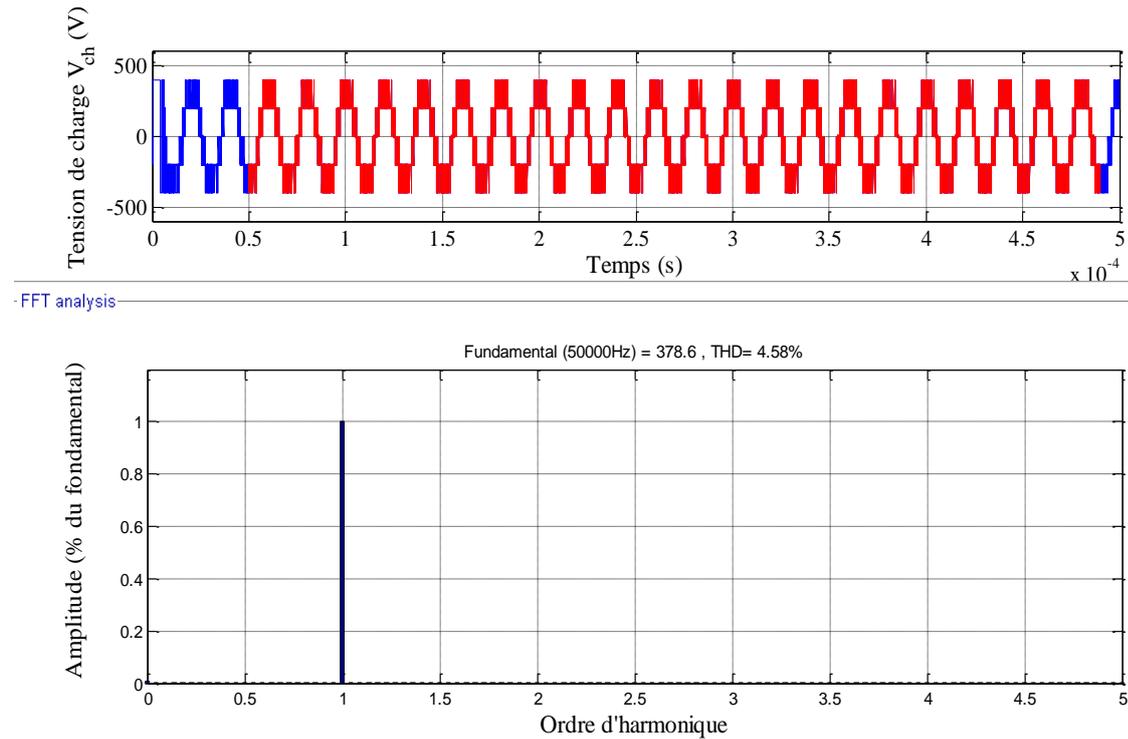


Figure IV-23 : Tension de charge et son Spectre d'harmonique du système avec régulateur PI.

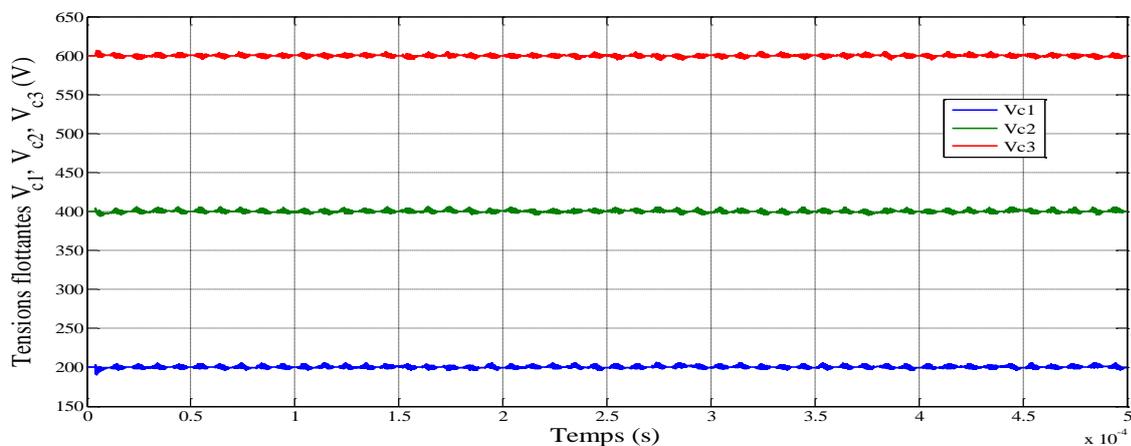


Figure IV-24: Tensions flottantes des condensateurs avec régulateur PI.

Interprétation

Sur la figure (IV-23), la tension de sortie du convertisseur est presque la même qu'en boucle ouverte, par contre sur la figure (IV-24), on remarque une amélioration dans le régime transitoire des tensions des condensateurs flottants qui atteignent vite les valeurs $k \cdot E/P$ correspondantes.

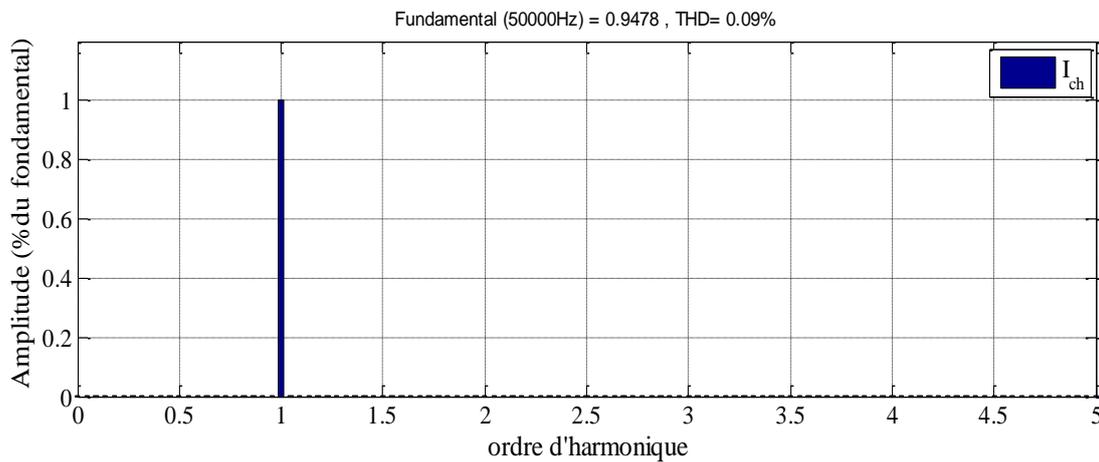
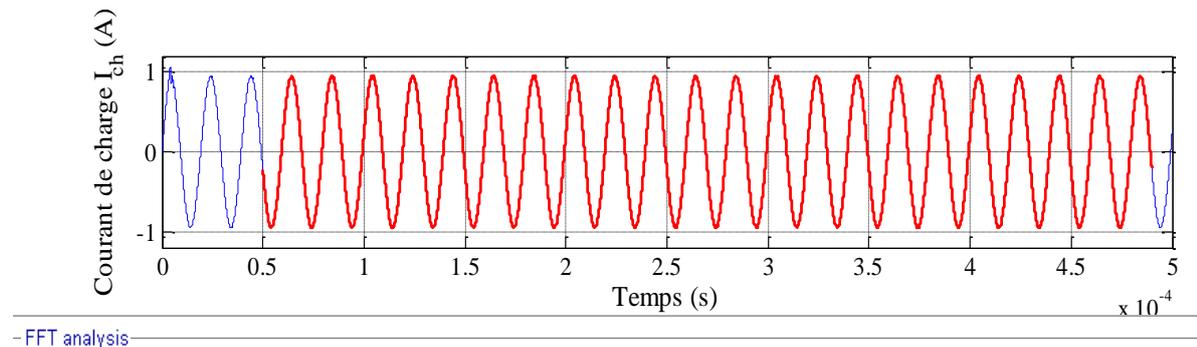
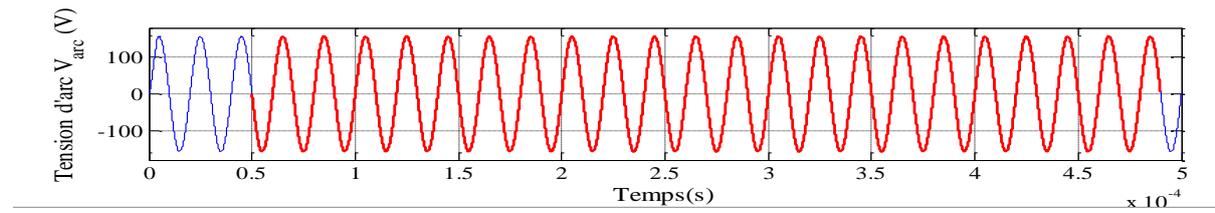


Figure IV-25 : Courant de charge du système et son spectre d'harmonique avec régulateur PI.

Interprétation

La figure (IV-25) montre qu'il y a une amélioration dans le THD du courant de charge qui est de 0.09% contre 0.27% en boucle ouverte. Donc la forme est plus sinusoïdale avec une fréquence de 50 kHz. La figure (IV-26) montre la tension d'arc de la lampe à décharge qui est sinusoïdale avec une amélioration du THD qui est de 0.04% contre 0.20% en boucle ouverte.



– FFT analysis

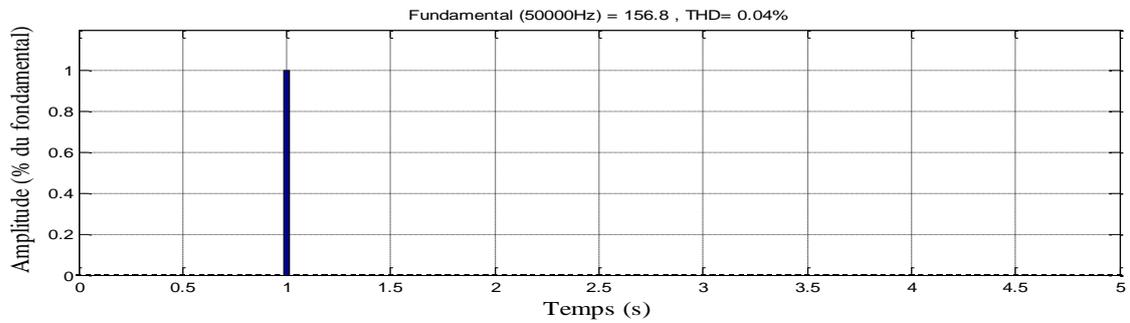
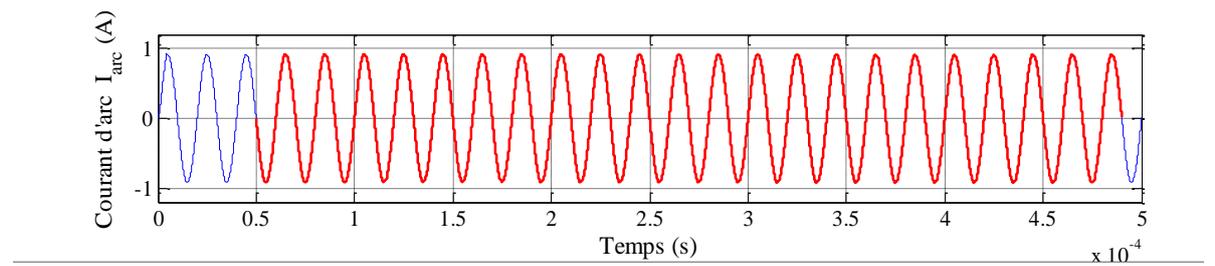


Figure IV-26: Tension de charge du système et son spectre d’harmonique avec régulateur PI.



– FFT analysis

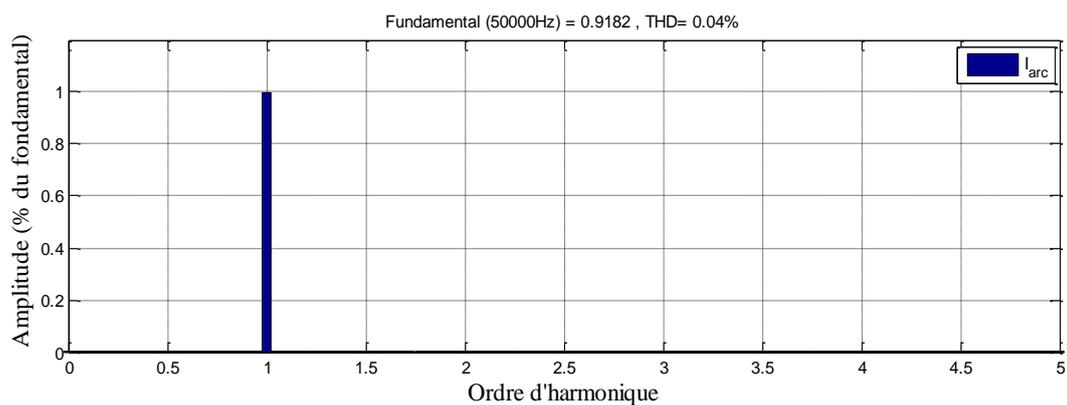


Figure IV- 27: Courant d’arc de la lampe et son spectre d’harmonique avec régulateur PI.

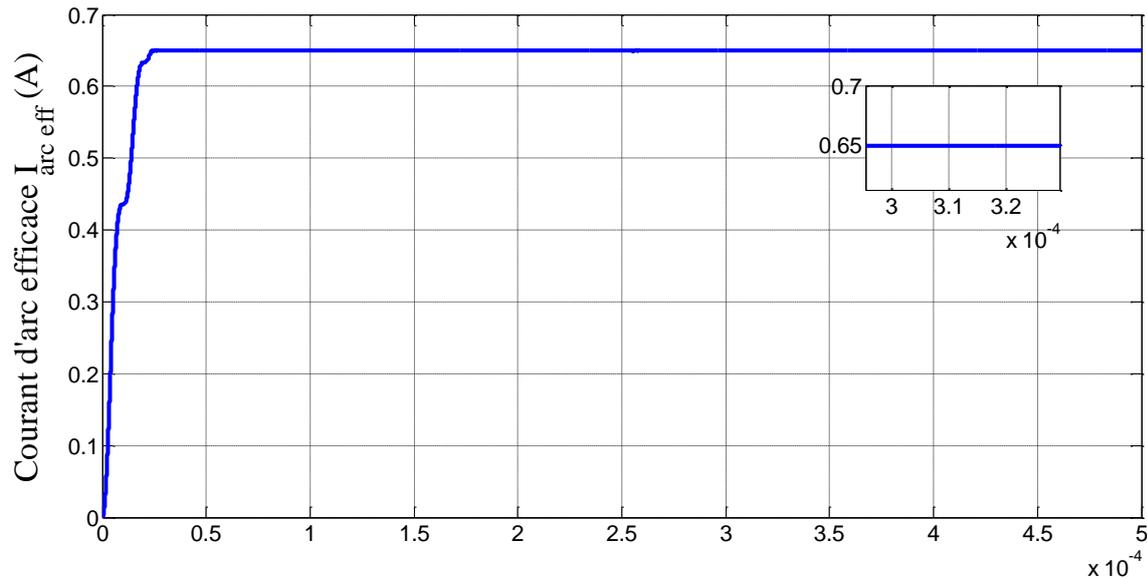


Figure IV-28 : Courant d'arc efficace de lampe à décharge avec régulateur PI.

Interprétation

Nous constatons que le courant d'arc suit parfaitement la référence sinusoïdale que nous avons imposée à notre lampe (la fréquence = 50 kHz) (figure IV-27), avec cette fois-ci un temps de réponse de $27 \mu s$ pour atteindre 0.65 A voulu en valeur efficace, (figure IV-28). On remarque aussi une amélioration considérable sur le niveau de THD qui est de 0.04% par rapport à la simulation en boucle ouverte qui est de 0.20%.

IV.7.3.1 Test de robustesse

Dans ce qui suit, nous allons tester la robustesse du régulateur PI vis-à-vis des variations paramétriques de la résistance d'arc ou du courant d'arc, qui sont inversement proportionnels et qui varient en fonction de la température, ainsi que sa robustesse vis-à-vis d'une perturbation sur la tension d'alimentation du convertisseur, afin de simuler une perturbation sur la puissance d'arc qui influe aussi sur la résistance d'arc et le courant d'arc. Pour tester la robustesse du système, nous avons considéré un cas extrême avec une perturbation de température correspondant à un step de 40% de la valeur initiale à l'instant 10^{-4} s.

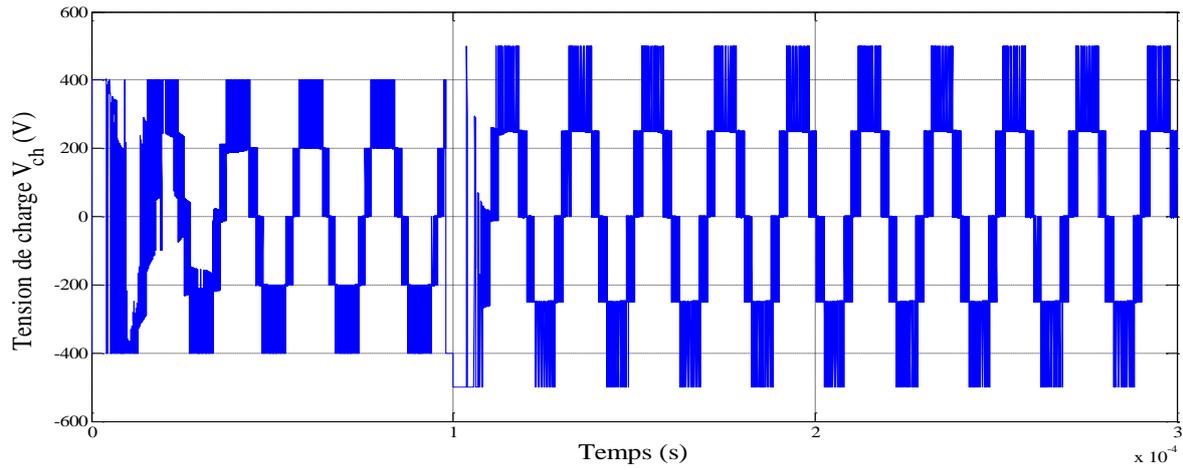


Figure IV-29: Tension de sortie du convertisseur après introduction de la perturbation.

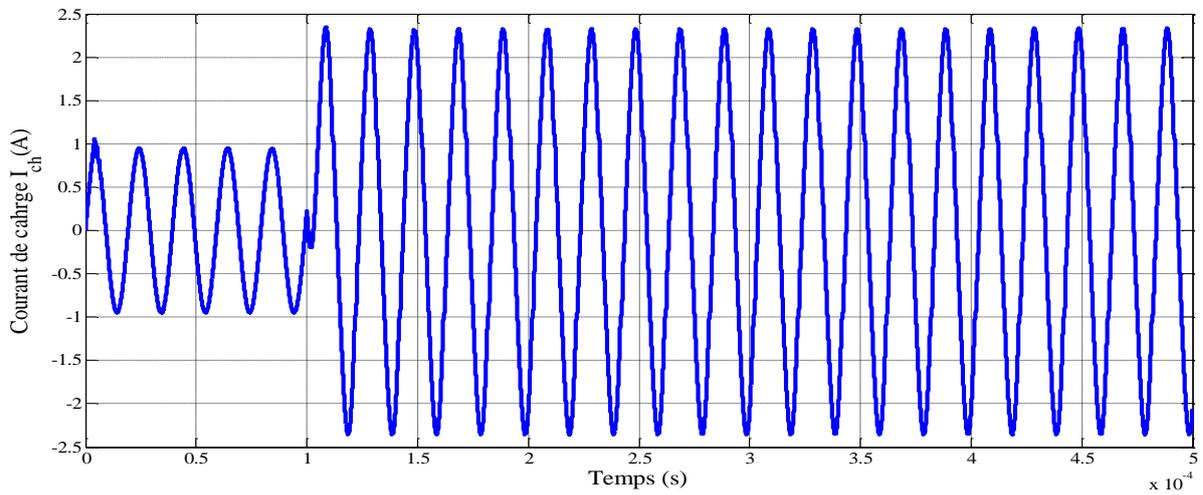


Figure IV-30 : Courant de charge après introduction de la perturbation.

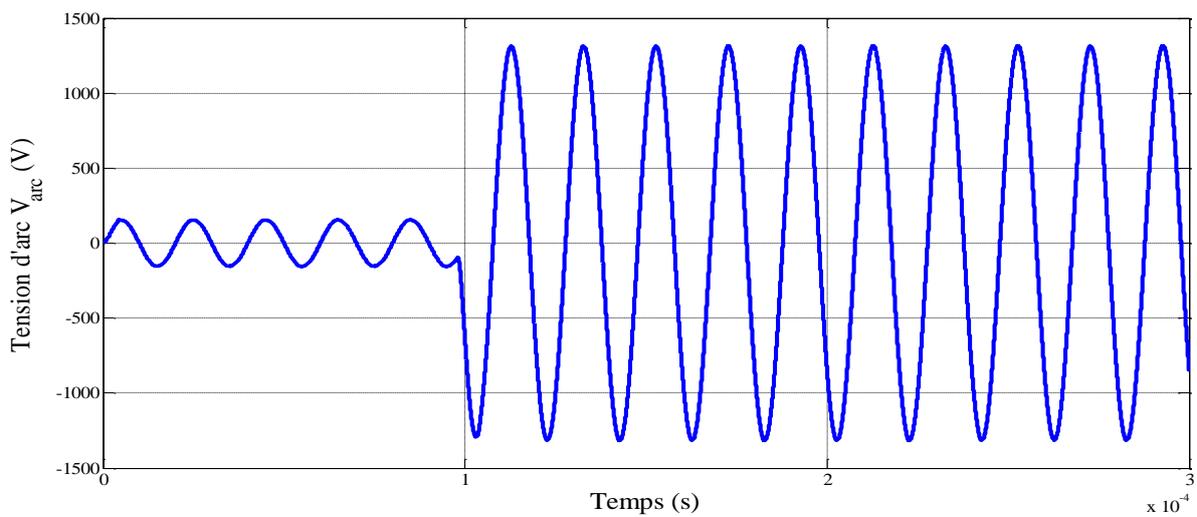


Figure IV-31 : Tension d'arc après introduction de la perturbation.

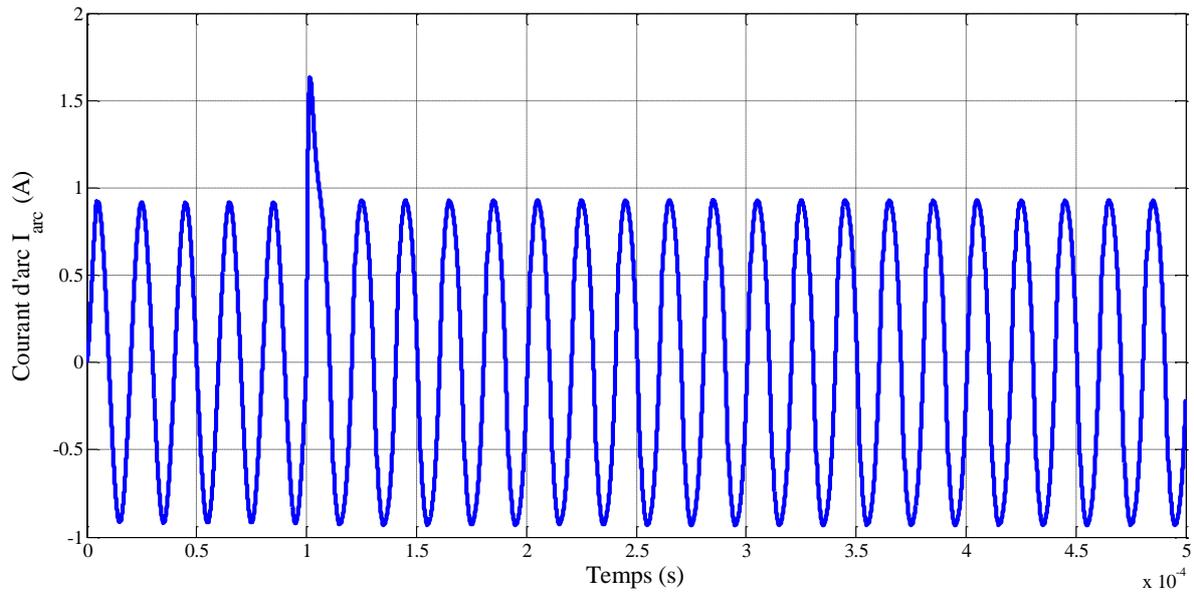


Figure IV- 32 : Courant d'arc après introduction de la perturbation.

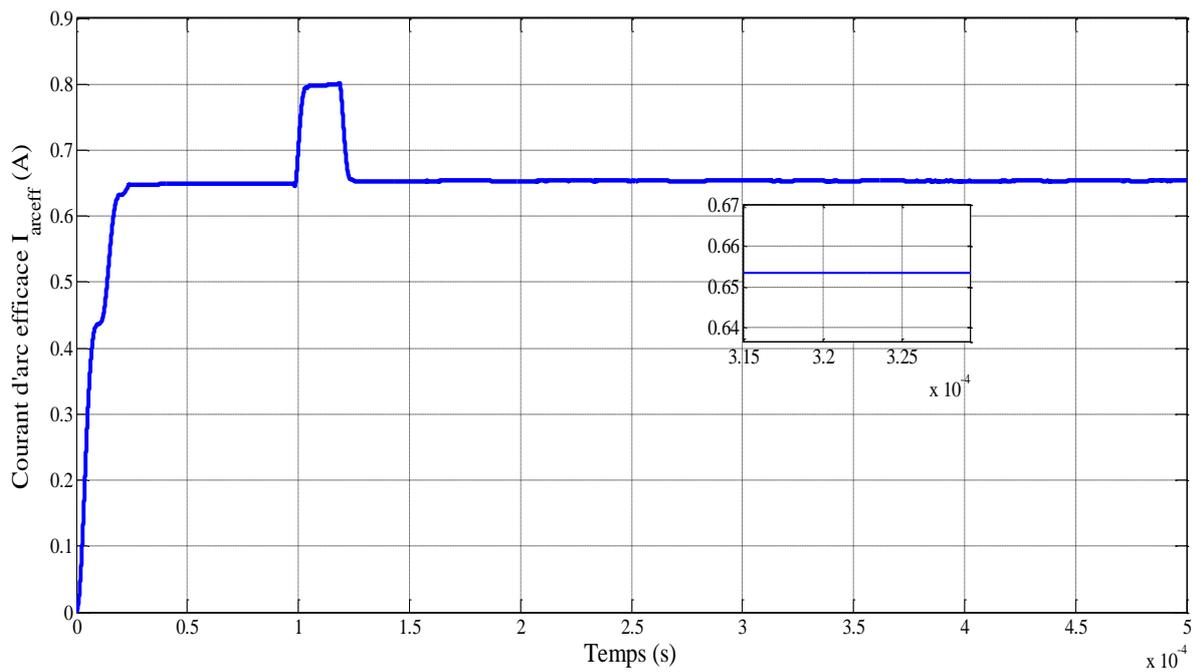


Figure IV-33 : Courant d'arc efficace après introduction de la perturbation.

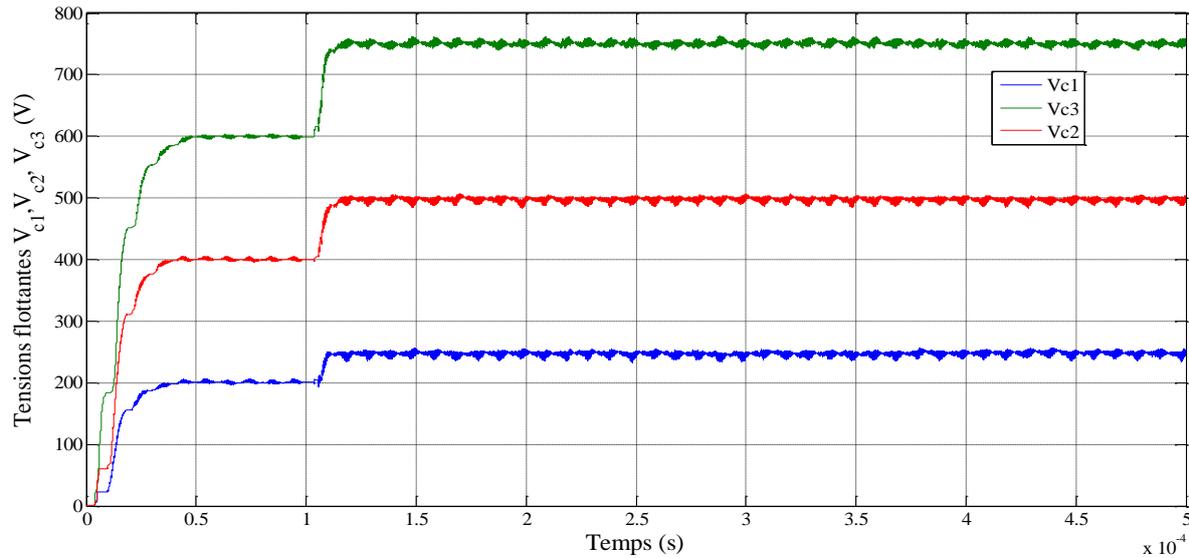


Figure IV-34 : Tensions flottantes des condensateurs après introduction de la perturbation.

Interprétation

Commençant par représenter la tension de charge dans la figure (IV-29), dans laquelle on voit qu'après introduction d'une perturbation de 40% de la température à l'instant $0.0001s$, il y a une augmentation d'environ 25% de sa valeur nominale. Dans la figure (IV-30), on remarque que le courant de charge a presque doublé. Comme résultat, on constate sur la figure (IV-31), une augmentation de 8 fois la tension d'arc, ce qui causera la destruction immédiate de notre lampe à décharge, alors que la régulation en courant a permis au courant d'arc de se stabiliser instantanément à sa valeur nominale (figure IV-32). Nous présentons dans la figure (IV-33), la valeur efficace du courant d'arc. Le régulateur PI permet de rejeter la perturbation au bout de $26 \mu s$ et par la suite, il retrouve sa valeur désirée qui est de $0.65 A$. Enfin, pour les tensions des condensateurs flottants (figure IV-34), une augmentation d'environ 25% apparaît après introduction de la perturbation.

Pour contourner tous les problèmes cités ci-dessus (surtension qui apparaît lors de l'application d'une perturbation de 40% à $0.0001s$) et pour améliorer les performances du système lampe à décharge-Ballast électronique-convertisseur multicellulaire, on remplace le régulateur PI classique par un régulateur plus robuste qui est le régulateur flou.

IV.8 Commande par la logique floue

IV.8.1 Application

Comme on a vu au chapitre III ; on applique le régulateur flou au convertisseur multicellulaire, comme on l'a fait pour le convertisseur classique, dans le but de tester sa robustesse et comparer les résultats trouvés avec ceux obtenus avec le PI classique.

IV.8.1.1 Régulateur flou de type Mamdani

Dans cette application, comme cité au chapitre III, les entrées du régulateur flou sont choisies pour être l'erreur ε entre la référence et la variable régulée ainsi que sa variation $\Delta\varepsilon$. Nous avons opté pour des fonctions d'appartenance de type triangulaires et trapézoïdales, car leur calcul n'est pas difficile. Après plusieurs essais, il s'est avéré que le nombre de fonctions d'appartenance le plus approprié est de 7 pour l'erreur ε et la sortie i , et il est de 5 pour la variation de l'erreur $\Delta\varepsilon$.

IV.8.1.2 Base des règles

La table des règles utilisées est illustrée dans le tableau 2 du chapitre III.

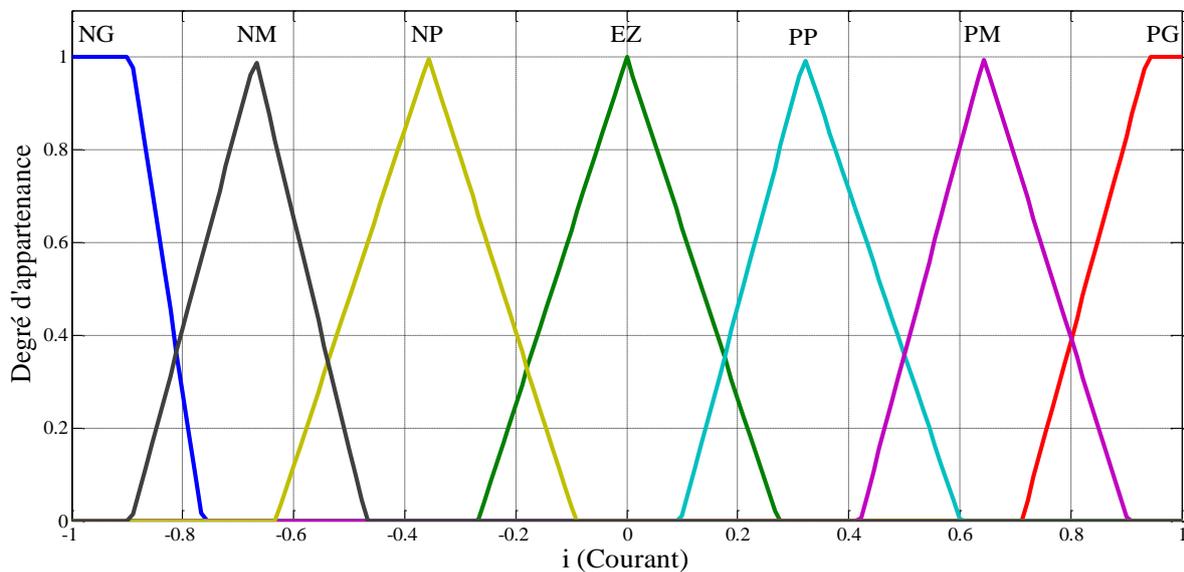


Figure IV-35: Fonctions d'appartenance du courant.

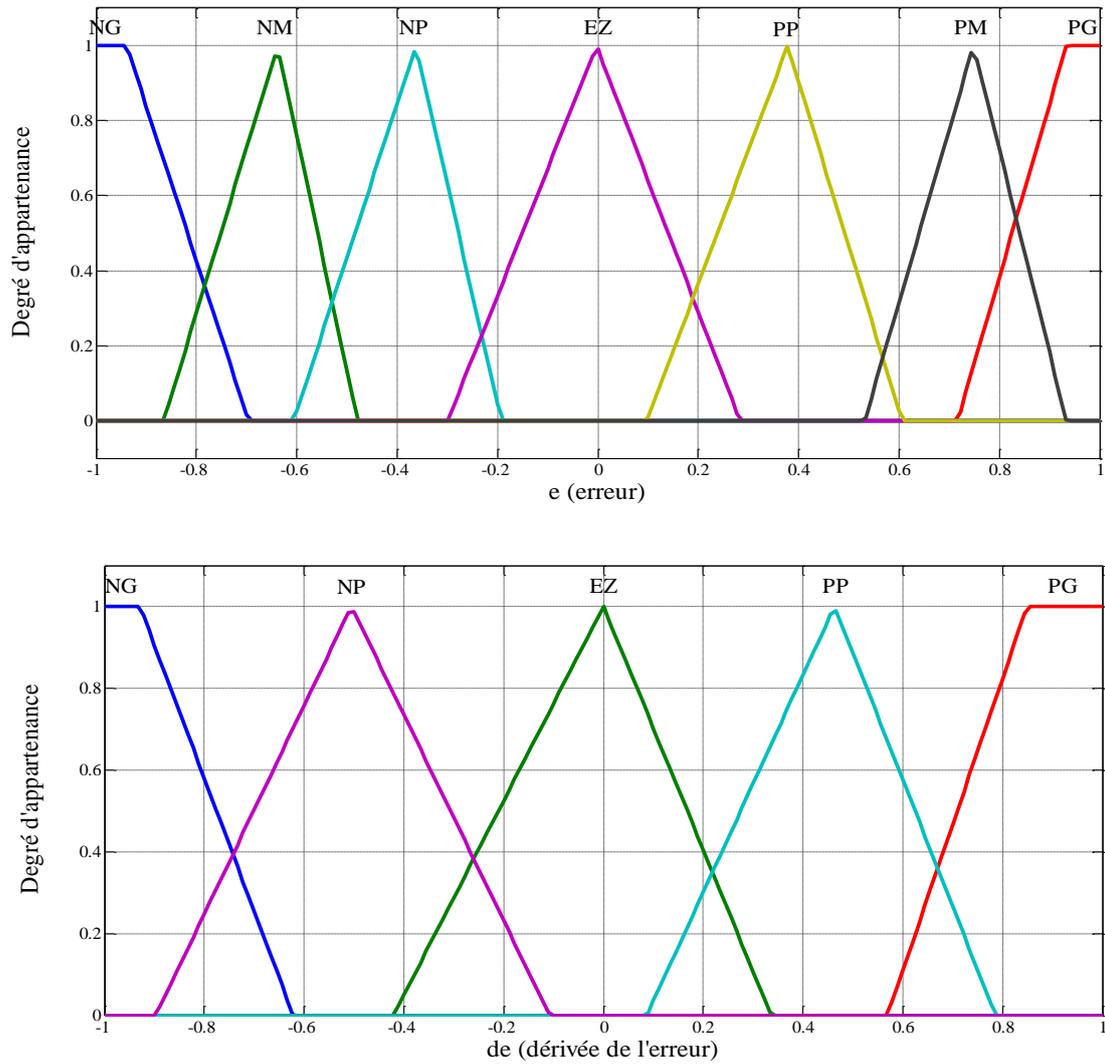


Figure IV-36: Fonctions d'appartenance de l'erreur et de la variation de l'erreur.

IV.8.1.3 Caractéristique du régulateur

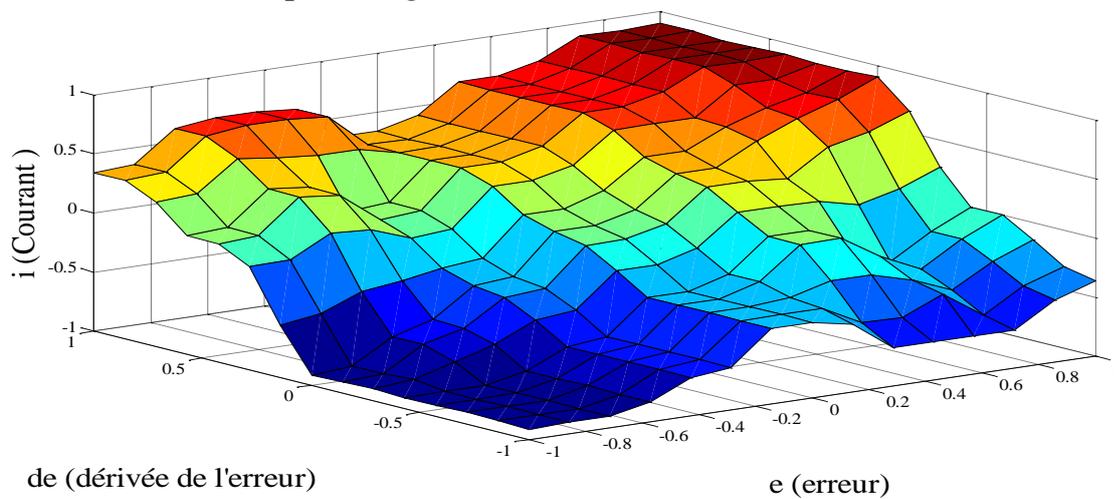


Figure IV-37: Surface de commande du régulateur flou.

IV.8.2 Résultats de la simulation

Dans ce paragraphe nous allons présenter les résultats de simulation du régulateur flou de type Mamdani en boucle fermée, en prenant en compte les différentes variations paramétriques et perturbations décrites précédemment.

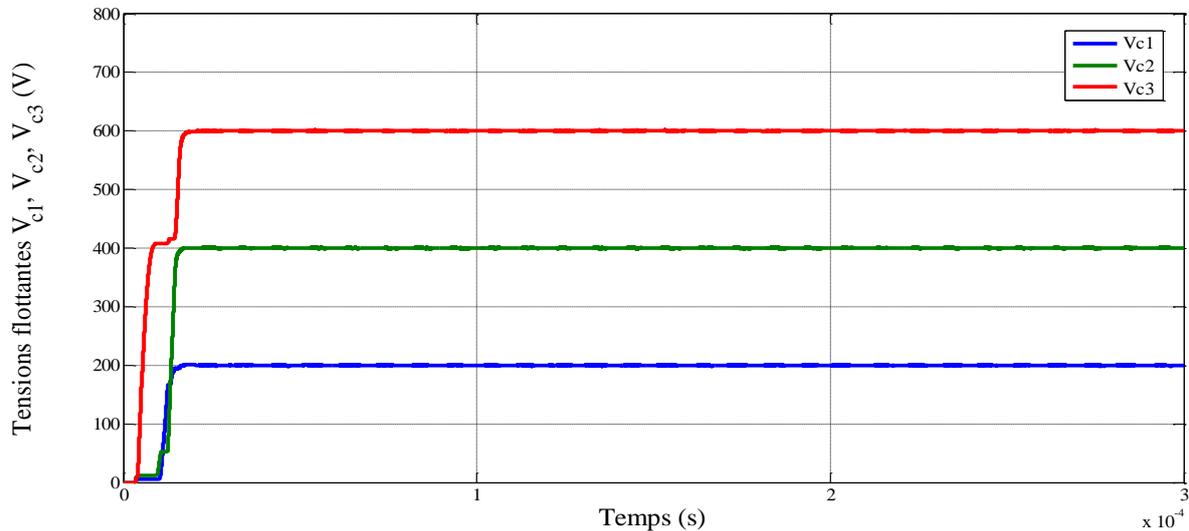


Figure IV-38: Tensions flottantes des condensateurs.

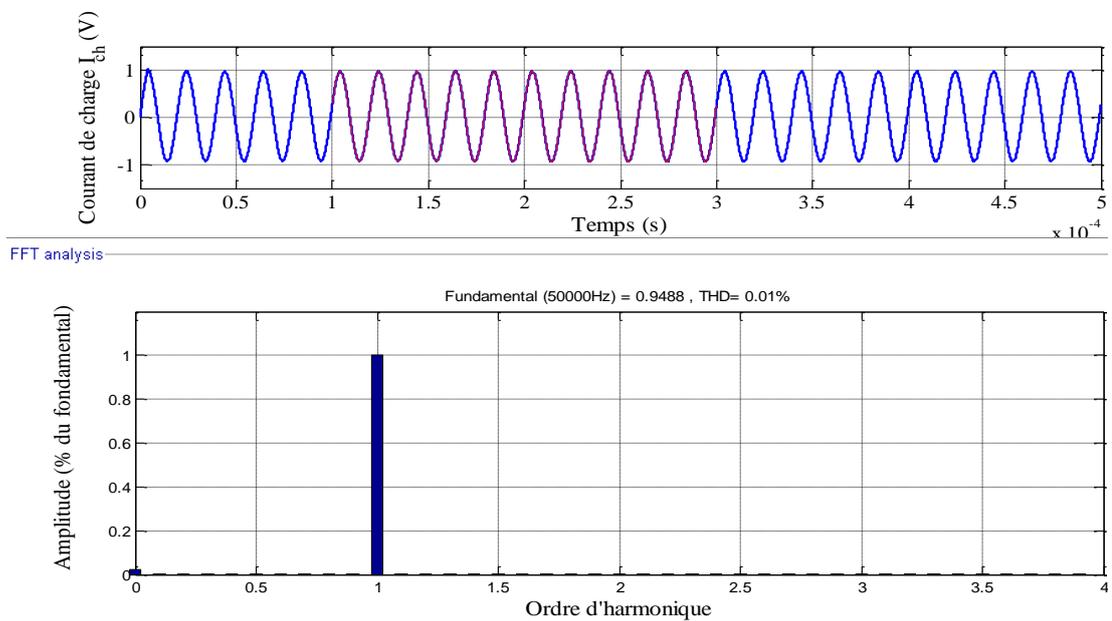


Figure IV-39: Forme d'onde et THD du courant de charge pour un régulateur flou type Mamdani.

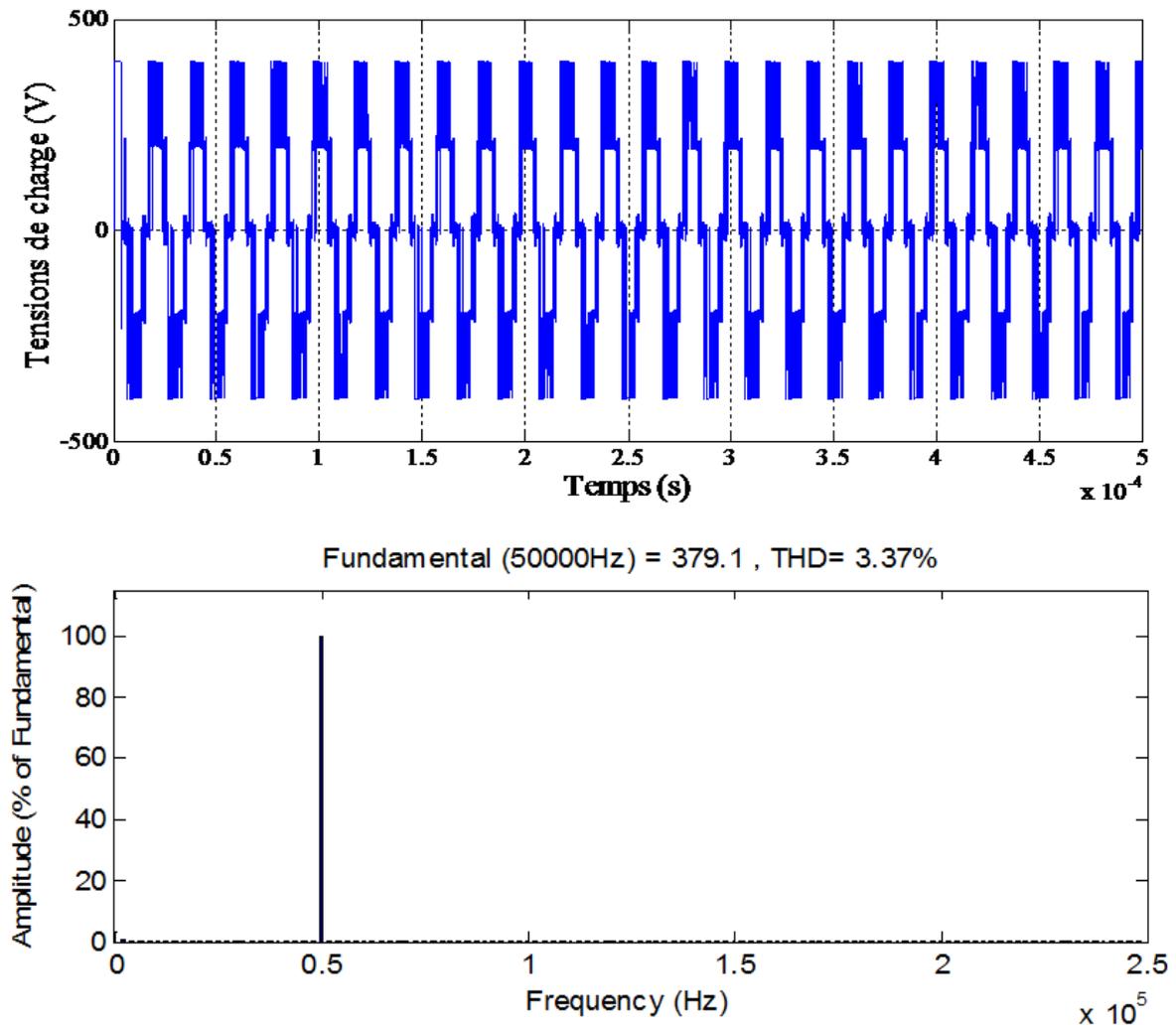
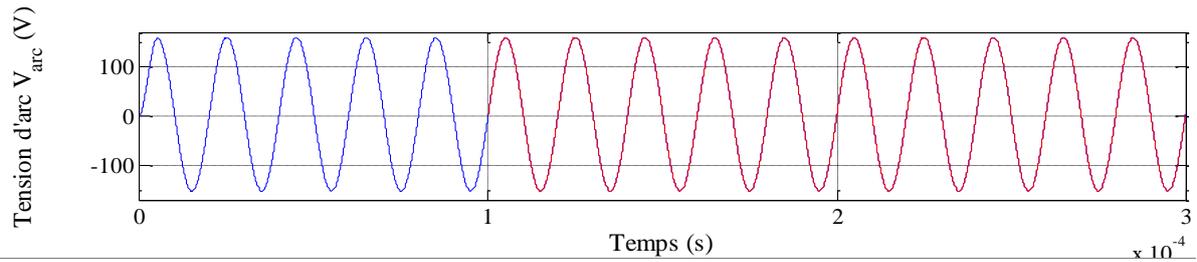


Figure IV-40: Forme d'onde et THD de la tension de charge pour un régulateur flou type Mamdani.

Interprétation

Sur la figure (IV-40), on remarque que la tension de charge est un signal multiniveaux avec une petite amélioration sur le plan de THD qui est devenu 3.37% contre 4.58% pour un régulateur PI classique, de même pour le courant de charge (son THD est devenu 0.01% contre 0.09% pour le régulateur PI classique (figure IV-39). Pour les tensions flottantes (figure IV-38), les tensions atteignent leur valeur $K \cdot E/P$ au bout de 12.6 μ s.



FFT analysis

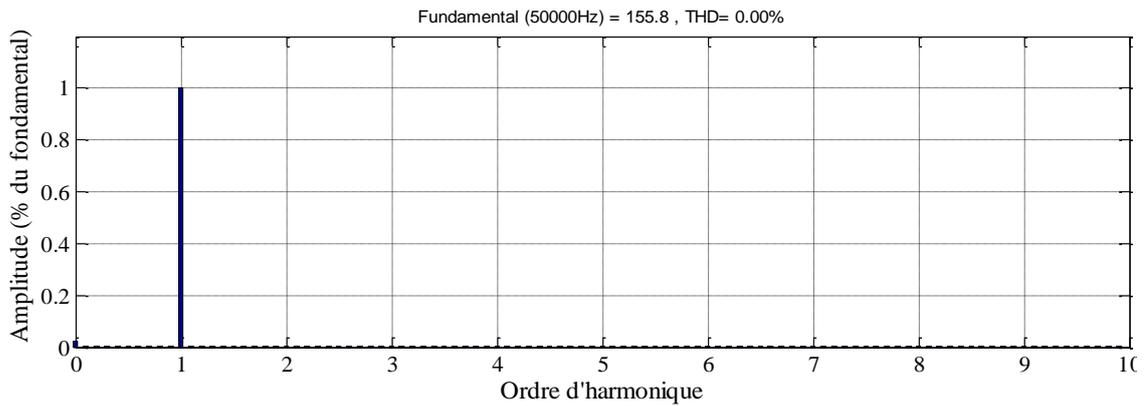
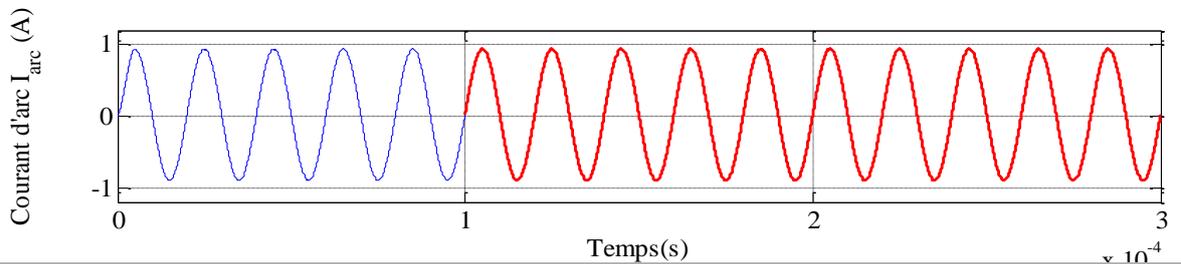


Figure IV-41: Forme d'onde et THD de la tension d'arc

pour un régulateur flou type Mamdani.



FFT analysis

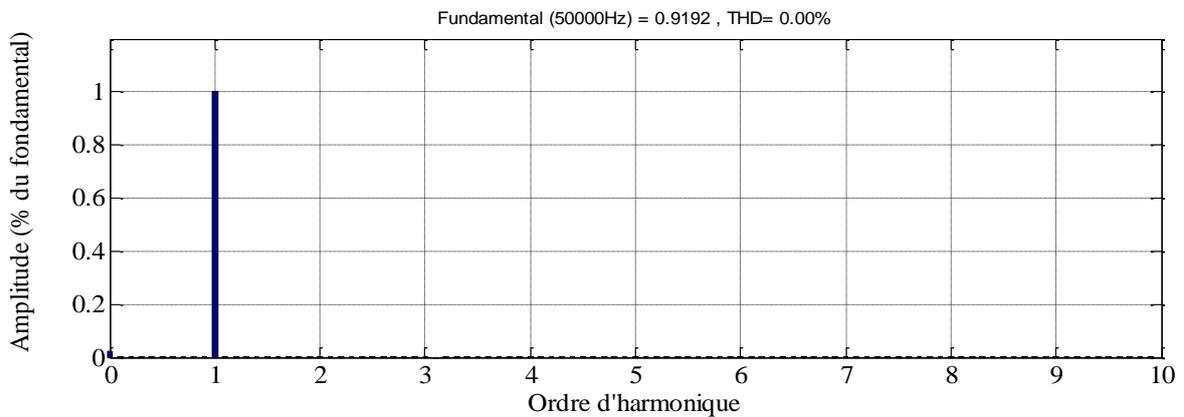


Figure IV-42: Forme d'onde et THD du courant d'arc

pour un régulateur flou type Mamdani.

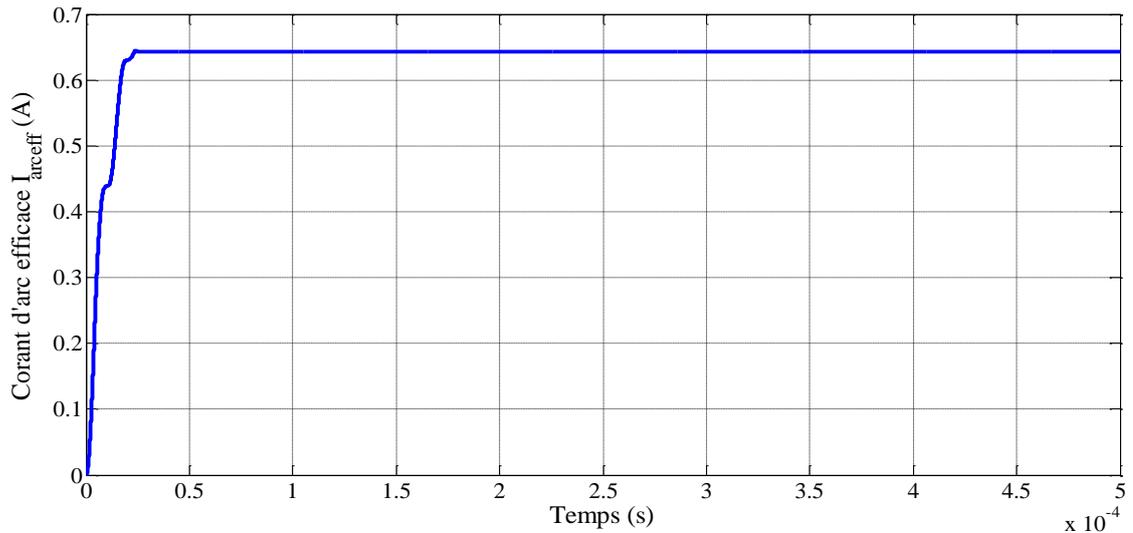


Figure IV-43: Courant d'arc efficace pour un régulateur flou type Mamdani.

Interprétation

D'après les résultats de simulation obtenus, on observe une réponse très rapide du courant d'arc qui atteint sa valeur de référence après $24\mu s$ (figure IV-43), ainsi qu'une amélioration des résultats sur le plan de THD du courant et de la tension d'arc de la lampe à décharge. Ces deux derniers ont atteint respectivement des valeurs 0.00% contre 0.04% pour un régulateur PI classique (figures IV-41 et IV-42).

IV.8.2.1 Test de robustesse

En appliquant les mêmes perturbations déjà appliquées sur le régulateur PI classique, on obtient les résultats de simulation suivants :

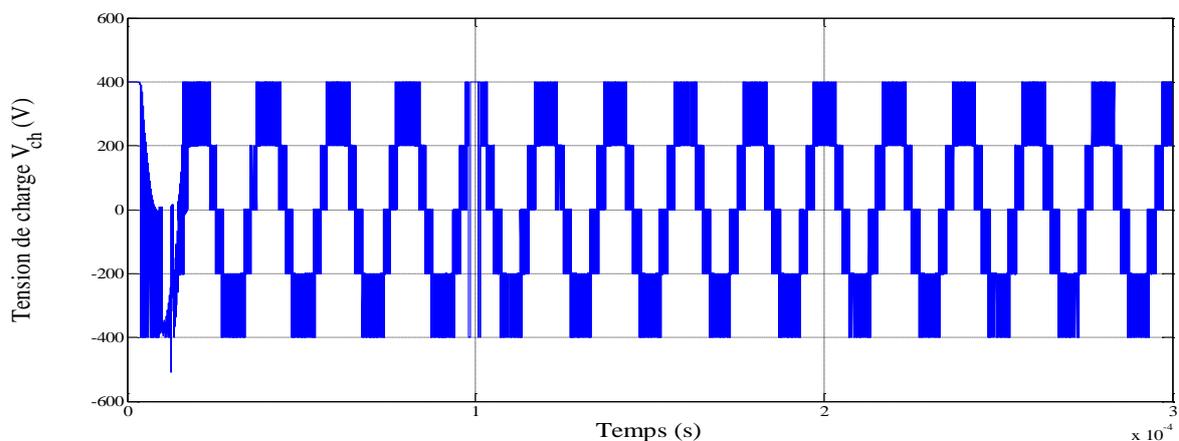


Figure IV-44: Forme d'onde de la tension de charge d'un régulateur flou type Mamdani après introduction d'une perturbation.

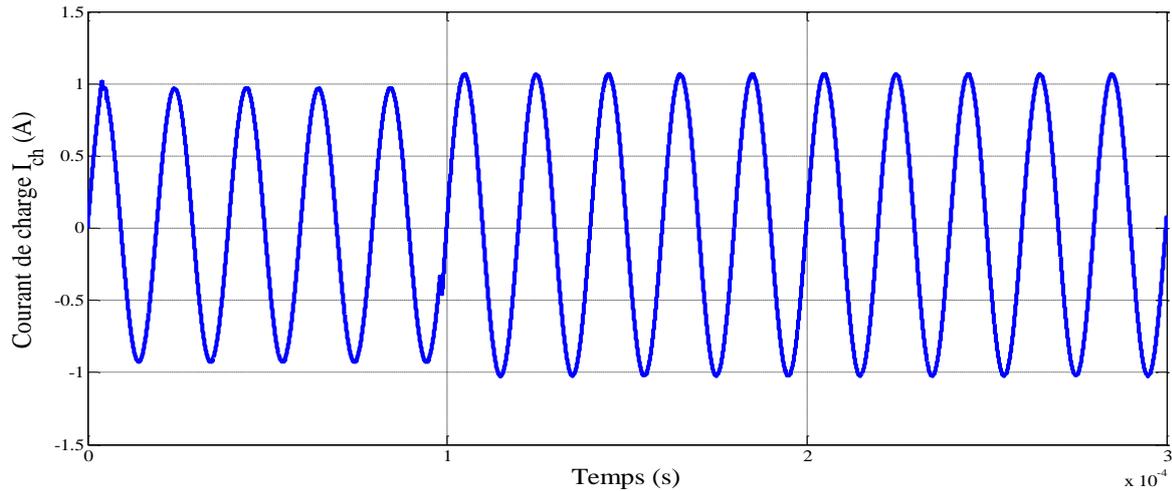


Figure IV-45: Forme d'onde du courant de charge d'un régulateur flou type Mamdani après introduction d'une perturbation.

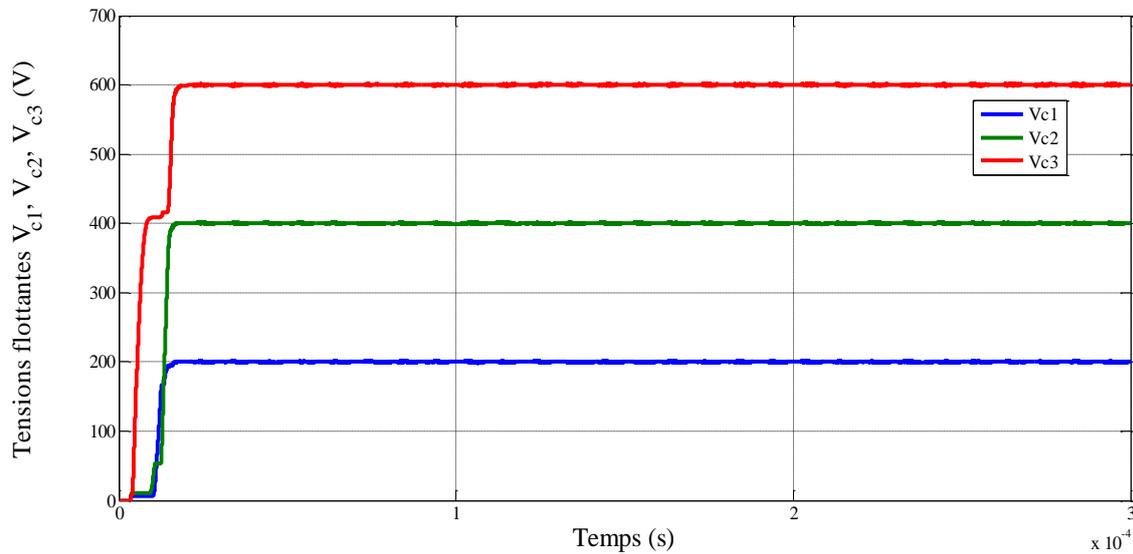


Figure IV-46: Forme d'onde des tensions flottantes des condensateurs d'un régulateur flou type Mamdani après introduction d'une perturbation.

Interprétation

La perturbation de 40% introduite à 0.0001s sur le courant d'arc n'a pas apporté de changement sur la tension de charge (figure IV-44), ni sur les tensions flottantes (figure IV-46), par contre, il y a une légère augmentation du courant de charge (figure IV-45) (un dépassement de 0.0975A de sa valeur maximale).

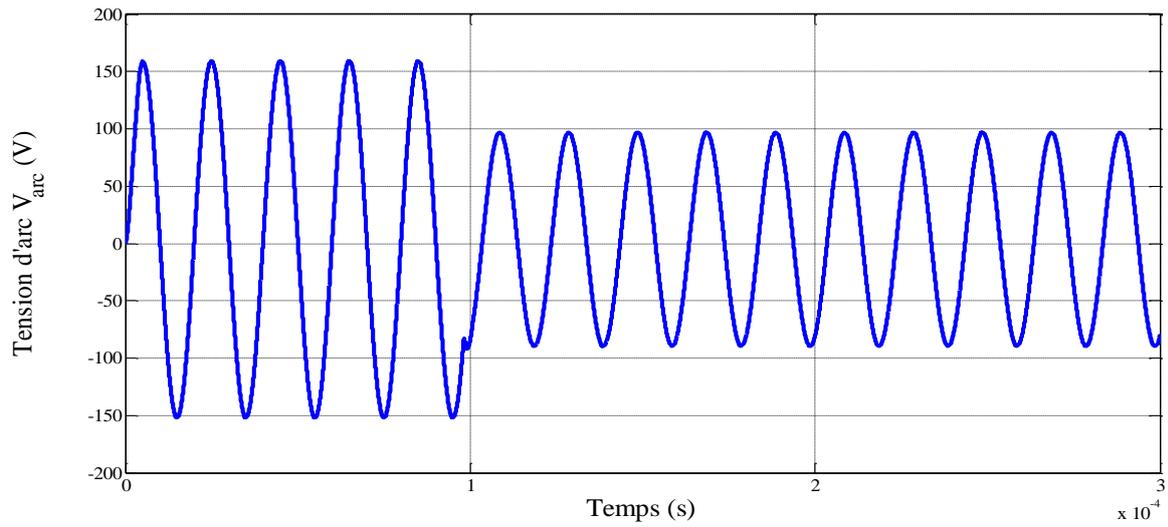


Figure IV-47: Forme d'onde de la tension d'arc d'un régulateur flou type Mamdani après introduction d'une perturbation.

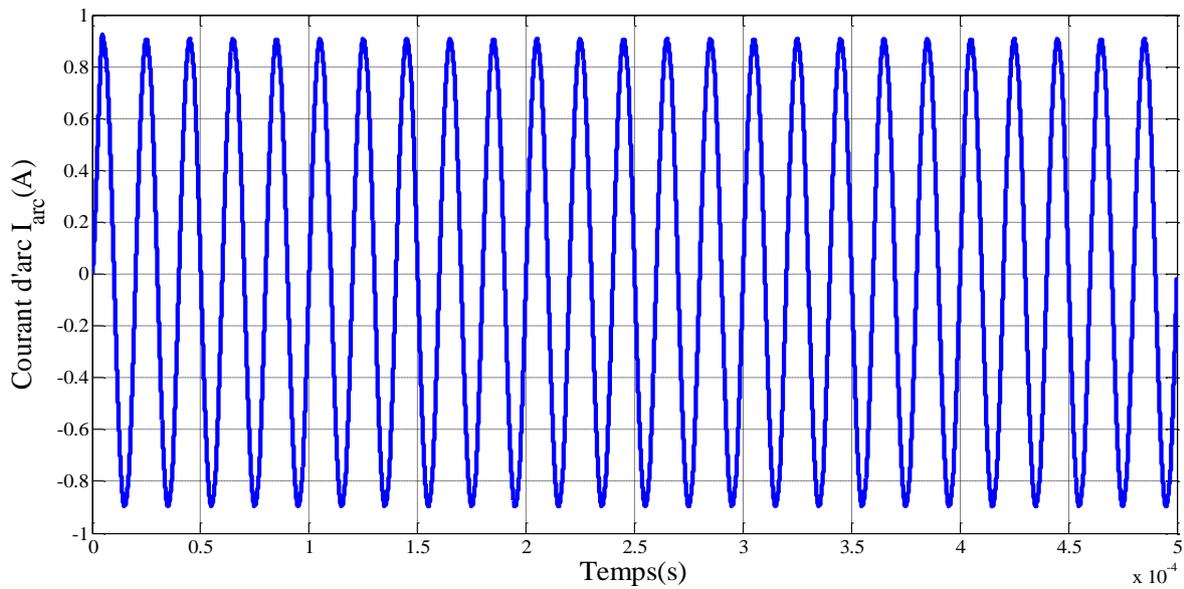


Figure IV-48: Forme d'onde du courant de charge d'un régulateur flou type Mamdani après introduction d'une perturbation.

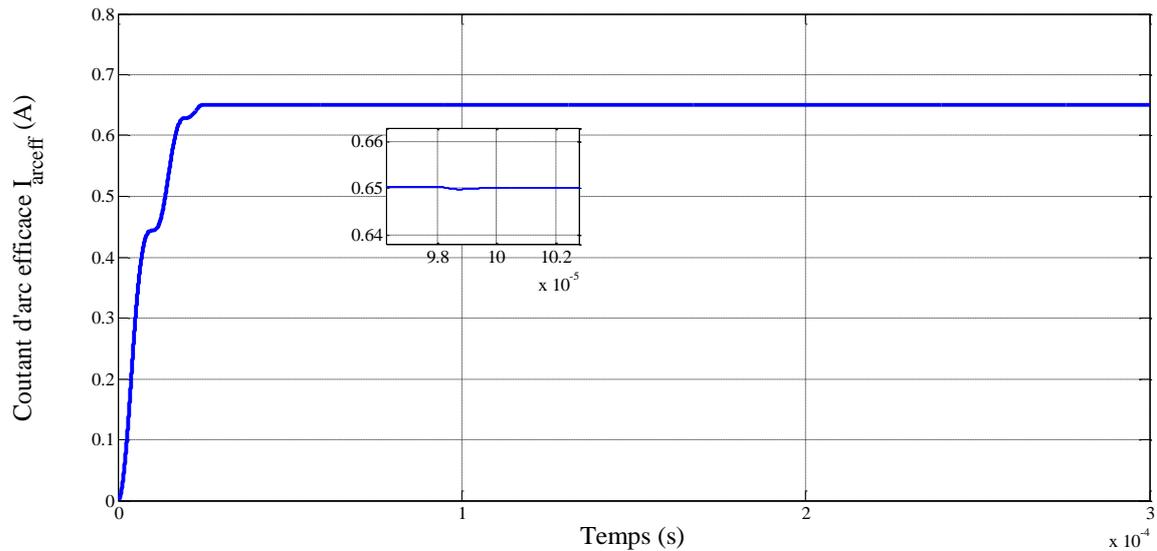


Figure IV-49: Forme d'onde du courant d'arc efficace d'un régulateur flou type Mamdani après introduction d'une perturbation.

Interprétation

Après avoir terminé les séries de tests, on constate que le régulateur flou introduit présente une très grande robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations, de telle sorte qu'il arrive à rejeter des variations allant jusqu'à 80% de la valeur efficace du courant d'arc et 90% de la valeur de la résistance d'arc, avec un effet insignifiant sur la valeur régulée. Ceci est montré par les figures (IV-48 et IV-49), sur lesquelles, on voit clairement que les perturbations sont instantanément rejetées par notre régulateur flou, et par la figure (IV-47) où on a pu éviter la surtension apparue dans la tension d'arc du régulateur PI et on remarque une chute de tension de 60%, sans effet néfaste sur notre lampe à décharge.

IV.9 Conclusion

L'objectif de notre travail est l'élaboration d'une loi de commande moderne pour une lampe à décharge alimentée par un convertisseur multicellulaire série. La première commande est la régulation par un PI classique, mais cette commande n'a pas fait preuve d'une grande robustesse. Pour cela, on l'a remplacé par un régulateur flou de type Mamdani. Grâce à ce dernier, on a pu alimenter notre lampe à décharge dans de bonnes conditions, par conséquent, on a pu améliorer les performances de notre système lampe à décharge-Ballast électronique, déjà étudié au chapitre III. Nous verrons dans le chapitre V l'alimentation de notre système de désinfection par un convertisseur matriciel, pour voir lequel des trois convertisseurs est le plus convenable pour cette application.

Chapitre V

**Alimentation du système lampe
à décharge-ballast électronique
par un convertisseur matriciel**

V.1 Introduction

Le commutateur statique de fréquence dont le convertisseur matriciel est dérivé, a été sous la recherche active depuis le début des années 20. L'ouvrage intitulé: «Static Power Frequency Changers: Theory, Performance and Application», écrit par L. Gyugyi et B.R Pelly en 1976, constituait le statut de la connaissance disponible à ce temps de sorte qu'il soit une référence pour la plupart des chercheurs du convertisseur matriciel. Le convertisseur matriciel existant et son implémentation par les commutateurs bilatéraux sont apparus dans cet ouvrage [BIN97].

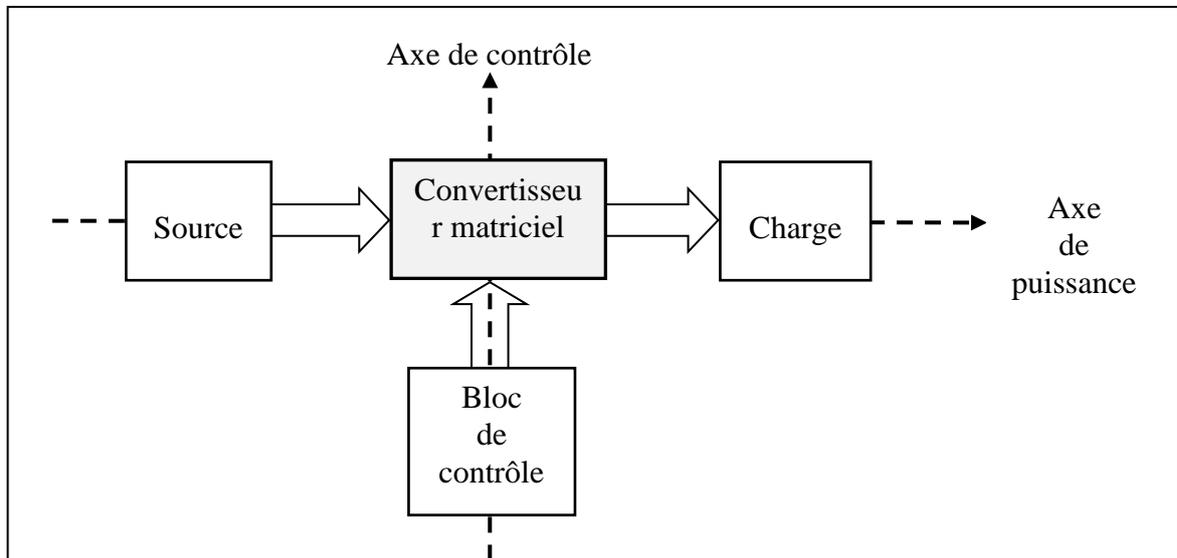
En 1980, M. Venturini et A. Alesina ont proposé dans leurs publications [VEN80][ALB89], un nouveau convertisseur de fréquence capable de donner la forme d'onde sinusoïdale à l'entrée comme à la sortie, de la bidirectionnalité du transfert de puissance, du facteur de puissance d'entrée continuellement contrôlable et avec un minimum d'éléments de stockage d'énergie. En 1992, D.G. Holmes et T.A Lipo ont appliqué, dans leur publication [HOL92], la théorie de convertisseur matriciel A.C / A.C aux redresseurs et aux onduleurs commandés, ils ont réussi à intégrer différentes formes de commutateurs de fréquence dans un format unique.

L'évolution de l'électronique de puissance a permis de développer une nouvelle catégorie de dispositifs de conversion d'énergie appelée CONVERTISSEUR MATRICIEL. Ces dispositifs permettent la conversion du courant alternatif d'une fréquence f_1 à un courant alternatif de fréquence f_2 sans avoir recours à un circuit intermédiaire continu.

Appelé aussi convertisseur à commutation forcée, il est de type AC-AC direct qui permet la conversion d'un système de N phases alternatives d'entrée en M phases alternatives de sortie, par l'intermédiaire d'un réseau d'interrupteurs bidirectionnels. Les ondes de sortie, qui varient en fréquence et en amplitude, sont construites selon un principe d'échantillonnage des signaux d'entrées. Ce type de convertisseur permet de régler le transit de puissance électrique de la source vers le récepteur. Dans un système électrotechnique, il représente l'articulation de deux axes (figure V-1) [FRA96-a], [FRA96-b].

- Un axe de puissance faisant intervenir la source, le convertisseur et le récepteur.
- Un axe de contrôle regroupant pour l'essentiel :
 - Un bloc de commande, pour l'asservissement des grandeurs électriques continues, qui est à l'origine des fonctions génératrices (continues) de conversion.
 - Un modulateur générant les fonctions discrètes de conversion, celles-ci correspondent à des signaux multiniveaux.

- Un générateur de connexions de réglage qui fixe les états souhaités pour les interrupteurs à partir des signaux multiniveaux. Ces connexions correspondent aux ordres d'ouverture et de fermeture des semi-conducteurs supposés idéalisés [DAH04].



FigureV-1:Structure générale du système électrotechnique [FRA96-a], [DAH04].

Pour établir la structure de commande de ce processus, il est nécessaire d'en établir le modèle de commande. Celui-ci est déduit d'un modèle de connaissance du convertisseur à l'aide de fonctions de connexion caractérisant l'état de l'interrupteur et de fonctions de conversion liant les grandeurs électriques [FRA96-a].

V.2 Propriétés des convertisseurs matriciels

La structure présente un certain nombre d'avantages par rapport à des structures utilisant un bus continu. C'est sous forme d'une comparaison avec cette structure que les propriétés des convertisseurs matriciels sont détaillées dans cette section.

- Une large gamme de variation de la fréquence.
- Un spectre de fréquence faible pour les grandeurs d'entrée aussi bien que pour les grandeurs de sortie.
- La production de signaux d'entrée (courant) et de sortie d'une qualité élevée.
- Assure le fonctionnement quatre quadrants (bidirectionnel en tension et en courant) [FRI12].

- De plus, cette topologie matricielle nous permet d'avoir un courant d'entrée de forme d'onde sinusoïdale avec un facteur de puissance contrôlable et proche de l'unité, tandis que les tensions et les courants de sortie peuvent être variables en amplitude et en fréquence.
- L'encombrement du circuit de puissance peut être significativement réduit grâce au fait que le condensateur à électrolyte (ou tout autre élément de stockage d'énergie) est éliminé.
- **Fiabilité:** la suppression du condensateur à électrolyte pour le stockage d'énergie apporte un gain de fiabilité pour le convertisseur. Dans le convertisseur matriciel, la tension efficace aux bornes d'un composant est plus faible, la probabilité de défaillance du composant est donc réduite.
- Les interrupteurs d'un convertisseur matriciel peuvent être disposés sur des bus bars en arc de cercle ou en triangle.
- **Pertes:** les pertes dans les composants sont équivalentes pour les deux structures, puisque dans les deux cas le nombre de composants traversés par le courant entre la source et la charge est le même.
- **Filtre d'entrée:** les commutations du convertisseur génèrent des tensions de sortie discontinues à partir de tensions d'entrée sinusoïdales (dans le cas idéal). Réciproquement, les commutations génèrent des courants d'entrée discontinus alors que les courants de sortie sont sans discontinuité (grâce au comportement inductif de la charge). Un filtre est donc nécessaire du côté de la source tension pour réduire les harmoniques des courants absorbés.
- **Fonctionnement à haute température:** lorsqu'un fonctionnement à haute température est désiré, cette structure est prometteuse puisqu'un condensateur chimique ne peut pas fonctionner dans ces conditions alors que des semi-conducteurs adaptés à des températures ambiantes supérieures à 200°C sont d'ores et déjà disponibles sur le marché [MOR07].

Par contre il présente des inconvénients qui sont essentiellement:

- L'amplitude de la tension de sortie qui est limitée à 86% ($\sqrt{3}/2$) de la tension d'entrée (sinon on aura le phénomène de distorsion basse fréquence).
- Le grand nombre de semi-conducteurs dont il est composé complique un peu la commande et la commutation [FRI12].

V.3 Convertisseur statique à structure matricielle

Un convertisseur statique est un montage utilisant des interrupteurs à semi-conducteurs et permettant, par un choix de séquences convenable de ces derniers, un transfert d'énergie entre un générateur et un récepteur, ce transfert pouvant être dans certains cas réversible.

Dans le cas du convertisseur matriciel, l'entrée est considérée comme source de tension et la sortie comme source de courant (charge qui est de nature inductive). La source à l'entrée est réversible en tension du fait que la tension à ses bornes peut changer de signe. La charge est aussi réversible en courant du moment où ce dernier peut s'inverser.

La réversibilité en tension de la source de tension et en courant de la source de courant dictent aux commutateurs de puissance d'obéir, et nous obtenons par la suite des commutateurs bidirectionnels en tension et en courant. Vu que le convertisseur matriciel est un cycloconvertisseur à commutation forcée, ceci entraîne que tous les éléments de puissance utilisés soient à amorçage et blocage commandé.

V.3.1 Généralités sur les interrupteurs statiques (Caractéristiques des interrupteurs)

Par définition, un interrupteur est un dipôle permettant d'établir une connexion binaire (ouvert-fermé) dans le circuit électrique où il est inséré. La tension à ses bornes à l'état ouvert et le courant qui le traverse à l'état fermé caractérisent son fonctionnement statique et ses directionnalités. Les conditions de ses changements d'état caractérisent son fonctionnement dynamique et sa commandabilité.

La figure (V-2) montre les représentations statiques et dynamiques de l'interrupteur idéalisé qui sont respectivement le référentiel d'axes u, i non borné et un réseau de Petri d'état à deux places [FRA96-a], [DAH04].

L'interrupteur idéalisé, commandable par un signal g apparaît comme un élément énergétiquement neutre puisqu'il n'est le siège d'aucune perte d'énergie, il impose une chute de tension et un courant nuls, respectivement à l'état passant et à l'état ouvert. Les commutations (changement d'état) sont supposées instantanées (durées nulles).

V.3.2 Fonction de connexion

A tout interrupteur idéalisé, on associe une fonction de connexion f telle que [CAM97]:

$$f = 1 \text{ quand l'interrupteur est fermé,}$$
$$f = 0 \text{ quand l'interrupteur est ouvert.}$$

Cette fonction permet de lier les grandeurs électriques, propres à l'interrupteur (u, i), aux grandeurs imposées par les sources connectées à cet interrupteur (us, is) [FRA96-a], [FRA96-b].

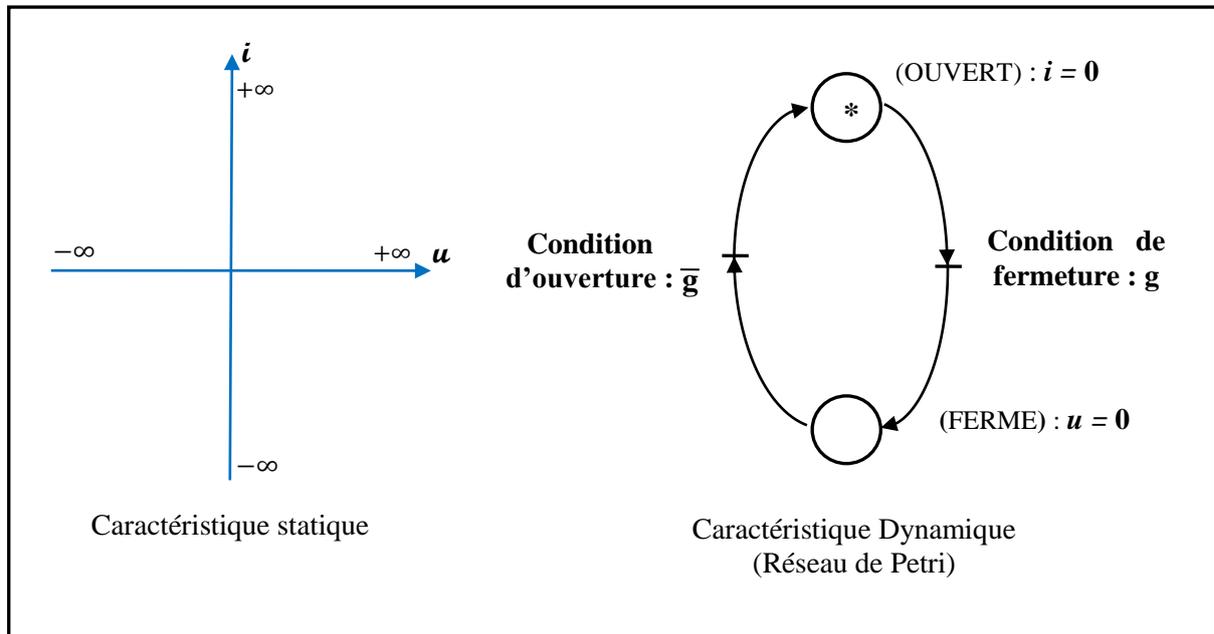


Figure V-2: Caractérisation de l'interrupteur idéalisé par réseau de Petri.

Il vient

$$\begin{aligned}
 i(t) &= f(t) \cdot is(t) \\
 u(t) &= (1 - f(t)) \cdot us(t)
 \end{aligned}
 \tag{V-1}$$

i et u sont appelées grandeurs modulées.

us et is sont les grandeurs commutées issues de sources.

Pour un interrupteur idéalisé et bidirectionnel, la fonction de connexion correspond à la commande externe au niveau de la puissance [FRA96-a][FRA96-b].

V.3.3 Configurations possibles des commutateurs de puissance

Puisqu'il n'existe pas d'éléments semi-conducteurs bidirectionnels en tension et en courant, il est trouvé nécessaire d'implémenter cette action de réversibilité à partir des éléments unidirectionnels.

Il y a quatre configurations possibles pour arriver au type de commutateur recherché. Soit la structure en pont, parallèle ou série comme montrées sur la figure (V-3), le transistor bipolaire montré dans les différents schémas signifie un élément contrôlable à l'amorçage et au blocage, et peut être n'importe quel autre élément qui remplit cette condition.

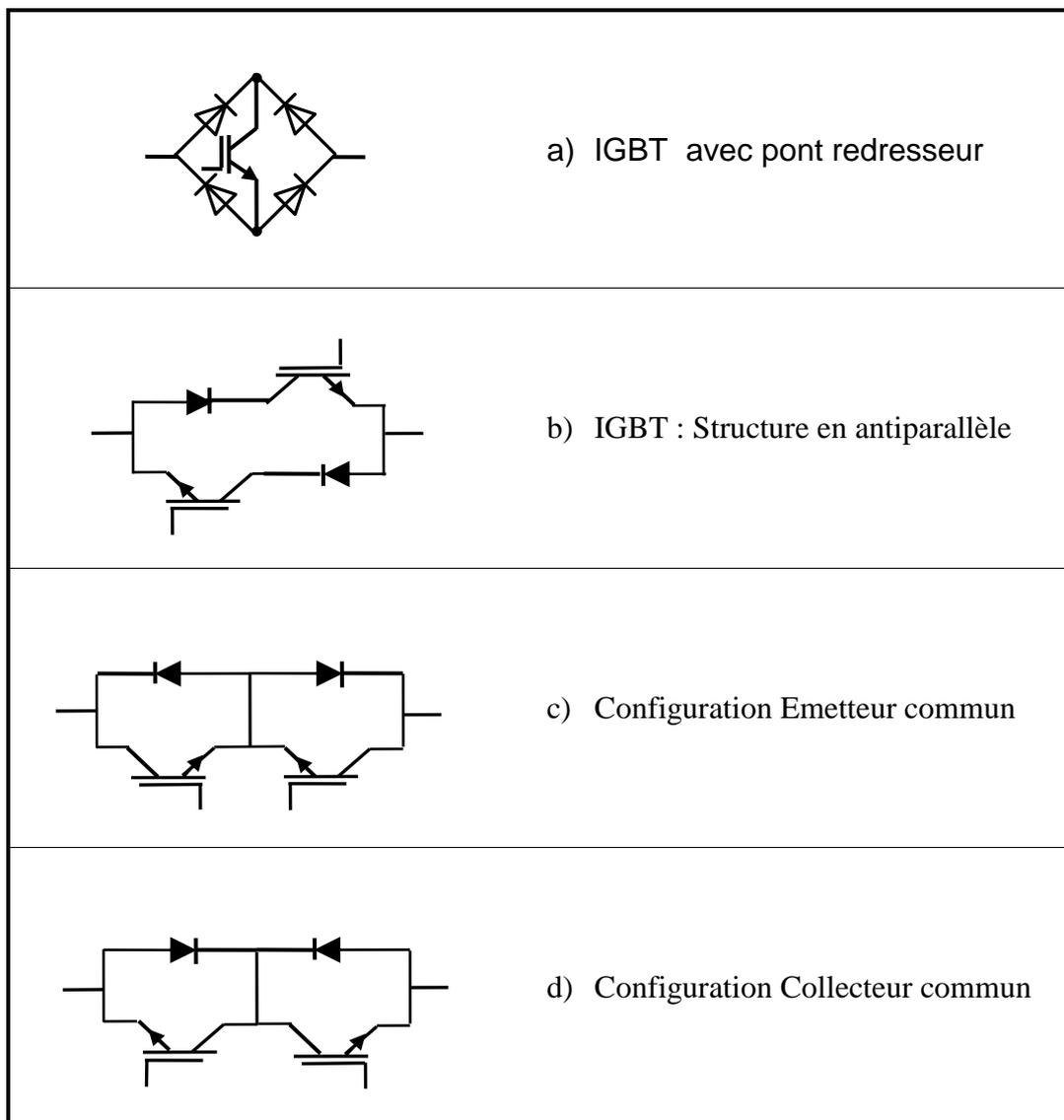


Figure V-3: Exemples de configurations possibles d'interrupteur bidirectionnel à base d'IGBT [LEF05].

V.3.4 Présentation des différentes structures

Comme cité précédemment, il existe quatre configurations et structures des commutateurs de puissance que nous allons exploiter tout au long de ce chapitre.

a) Structure du pont à diodes

La configuration est montrée à la figure (V-3-a), c'est l'arrangement le plus simple. Il se compose d'un interrupteur contrôlable placé à l'intérieur d'un pont à diodes. L'inconvénient majeur de ce type de commutateur réside dans les pertes en conduction qui sont très importantes. Ceci est dû principalement à la conduction de trois éléments lors de la fermeture de l'interrupteur commandé et donc à l'augmentation de la chute de tension par rapports aux autres structures. En

plus, les diodes formant le bridge doivent être rapides. Ceci est cependant un enjeu important qui renseigne sur le coût de l'installation par le biais de cette structure. Un autre inconvénient que nous pouvons mentionner que l'interrupteur de puissance commandé travaille tout au long du signal alternatif et donc se chauffe plus que ceux des autres structures.

b) Structure parallèle du commutateur de puissance

La figure ci-dessus (V-3-b) illustre la structure dite parallèle, elle est composée de deux interrupteurs bidirectionnels en tensions et unidirectionnels en courant montés en antiparallèle. Cette structure présente un avantage par rapport à la première structure présentée, à partir du moment où la chute de tension en marche du commutateur est inférieure à la précédente. Ceci est justifié par l'absence d'une diode dans le deuxième montage. Il est pertinent d'utiliser une diode avec chaque interrupteur contrôlé pour pouvoir bloquer la tension du signe inverse. L'inconvénient majeur de ce type de commutateur réside dans sa commande complexe puisque nous devons avoir de l'information sur la polarité du courant à chaque période d'échantillonnage pour pouvoir décider de quel interrupteur nous allons commander et donc nous serons dans l'obligation de mesurer le courant et surveiller le sens. Ceci augmente la complexité et le coût du matriciel en question.

c) Structure série du commutateur de puissance

La figure (V-3-c) et (V-3-d) montre la structure série du commutateur de puissance, constitué de deux éléments bidirectionnels en courant et unidirectionnel en tension, en anti-série. Cette structure est utilisée dans ce travail et préférée par rapport aux autres puisque nous n'utilisons qu'un seul signal pour commander tout le commutateur. En plus, nous n'avons pas besoin de capturer le courant de la charge pour juger de quel interrupteur il s'agit pour commander les commutateurs du convertisseur. Ceci nous évite la complexité de la commande et l'ajout de circuits supplémentaires. Comme exemple, nous citerons que nous aurons besoin d'un seul driver et un seul circuit de temps mort pour chaque combinaison.

V.3.5 Protection du convertisseur matriciel

Le convertisseur matriciel comme tout autre convertisseur statique nécessite une protection de ses interrupteurs contre les surtensions et les surintensités de courant. Une protection robuste et efficace joue un rôle très important dans la stabilité des convertisseurs de puissance. En raison de la nature du convertisseur matriciel, il est à distinguer les surtensions externes. Ce sont des surtensions qui proviennent du réseau d'alimentation et qui sont externes au convertisseur statique.

D'autres surtensions internes peuvent découler des erreurs de commutations qui, de leurs parts, provoquent l'ouverture des phases de la charge. Le risque de commutation est donc un point sérieux et très fréquent dans ce type de convertisseur, du fait qu'il ne présente pas de chemin de roue libre. Afin de pallier à ce problème, nous avons opté pour utiliser une protection passive qui utilise des varistances comme éléments de protection. Elles sont mises à l'entrée et à la sortie du convertisseur matriciel.

La protection à l'entrée permet de protéger les interrupteurs du convertisseur matriciel des surtensions provenant du réseau d'alimentation. Du côté de la charge, le risque de surtension provient de l'ouverture des phases du convertisseur matriciel suite à un arrêt d'urgence [ABR08].

V.4 Le circuit électrique

V.4.1 Caractérisation des sources

A tout instant, un convertisseur doit assurer le réglage de la puissance échangée entre deux sources de nature différentes (tension – courant) :

- Source de type capacitive, pour laquelle la tension est variable d'état.
- Source de type inductive, pour laquelle le courant est variable d'état.

Ce réglage est effectué par une matrice d'interrupteurs fonctionnant en commutation, de dimension égale au nombre de phases des sources à interconnecter.

Le respect du principe de causalité conduit à deux règles précises concernant tout groupement d'interrupteurs statiques formant un convertisseur :

- La règle d'alternance des sources de part et d'autre du groupement.
- La règle de continuité énergétique signifie qu'elles ne peuvent être retenues, parmi les configurations possibles de connexions, que celles qui respectent la nature des sources [HAU99][FRA96-a][FRA96-b]:
 - une source de tension ne doit jamais être court-circuitée,
 - le circuit d'une source de courant ne doit jamais être ouvert.

V.4.2 Structure du convertisseur matriciel

Un convertisseur est caractérisé par une topologie matricielle de quatre interrupteurs (matrice [2x2]), tel que les deux phases d'entrée du réseau sont interconnectées aux deux phases de sortie du convertisseur par le biais de commutateurs de puissance bidirectionnels.

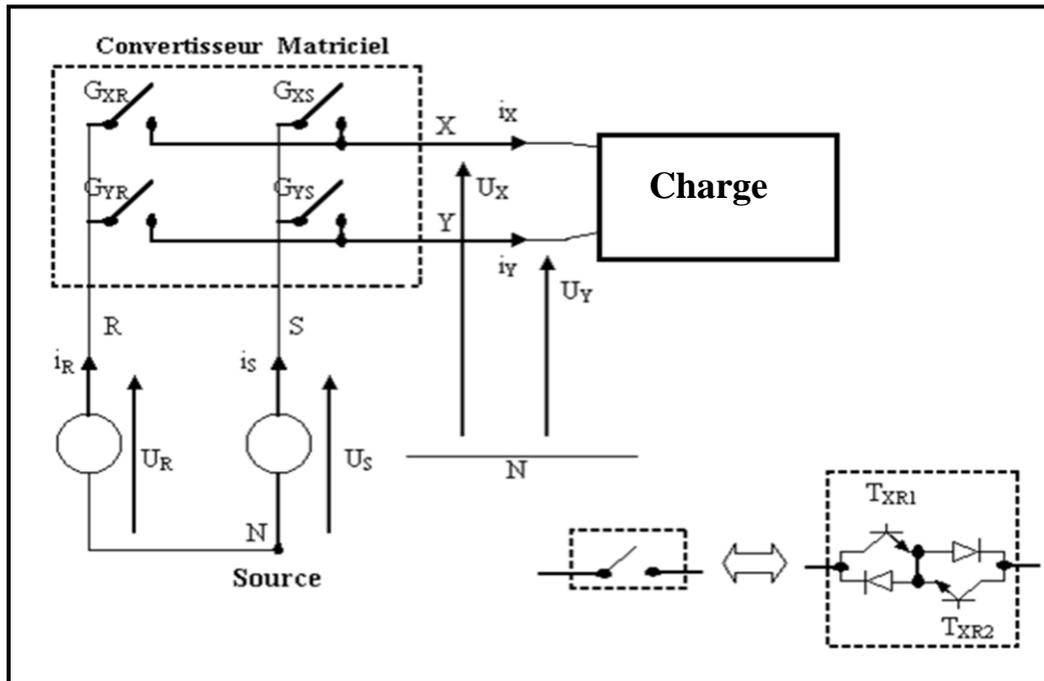


Figure V-4: Schéma de principe d'un convertisseur matriciel.

Un convertisseur matriciel monophasé est un convertisseur de fréquence direct, générant une tension variable en amplitude et en fréquence à partir d'une tension fixe du réseau d'alimentation. Un circuit intermédiaire continu n'est pas nécessaire [SHU98].

La structure du convertisseur, c'est à dire la place et le nombre des interrupteurs est déterminé à partir de la connaissance d'un cahier des charges [FRA96].

Le convertisseur matriciel monophasé est caractérisé par une topologie matricielle de quatre commutateurs de puissance bidirectionnels reliant la tension d'entrée à la charge. Le schéma de principe du SPMC (Single-Phase Matrix Converter) est montré par la figure (V-5). Les commutateurs de puissance (supposés idéaux) de la matrice S1, S2, S3, S4 sont bidirectionnels, ils permettent de conduire le courant dans les deux sens, ainsi que de bloquer les tensions de deux polarités [SHU98][ZUC97].

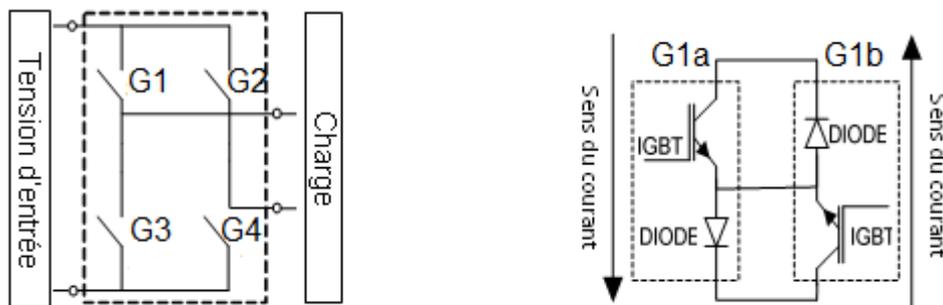


Figure V-5: Structure du SPMC, Module d'Interrupteur bidirectionnel [ZAH05].

V.4.2.1 Fonctionnement d'un convertisseur matriciel

A partir de la topologie du convertisseur on constate l'existence de deux cellules de commutation (**cellule X, cellule Y**) (figure V-4) et chacune d'elles porte deux interrupteurs. D'après les théories de probabilité on peut donc avoir 2^4 configurations possibles, car le convertisseur possède quatre interrupteurs et chacun peut être à l'état ouvert ou fermé.

Puisque le convertisseur idéalisé est un élément de couplage, le respect du principe de causalité conduit à deux règles précises concernant le groupement d'interrupteurs formant le convertisseur :

- La règle d'alternance des sources de part et d'autre du groupement.
- La règle de continuité énergétique signifiant que, parmi les configurations possibles de connexions, ne peuvent être retenues que celles qui respectent la nature des sources [FRA96-a], [FRA96-b], [HAU99] :
 - Une source de tension ne doit jamais être court-circuitée, (pour éviter le court circuit d'une source de tension, on ne peut fermer au plus qu'un seul interrupteur relié à cette sources de tension).
 - Le circuit d'une source de courant ne doit jamais être ouvert (pour maintenir la continuité des courants délivrés par des sources de courants, on doit fermer au moins un interrupteur relié à cette source).

On déduit que pour chaque cellule un et un seul commutateur doit être fermé, ce qui réduit le nombre de configurations possibles à 2^2 . Les quatre configurations retenues sont montrées par la figure (V-6).

V.4.2.2 Fonctionnement d'une cellule d'un convertisseur matriciel

Vue la symétrie fonctionnelle des cellules de commutation par rapport à la commande, l'étude du convertisseur matriciel se limite à l'étude d'une cellule de commutation [REZ07]. Dans chaque cellule on distingue deux configurations possibles qui sont caractérisées par des grandeurs électriques (tableau V-1).

La configuration	La grandeur électrique qui le caractérise
E_1	$U_X=U_R$
E_2	$U_X=U_S$

Tableau V-1: Grandeurs électriques caractérisant chaque configuration possible d'un convertisseur matriciel.

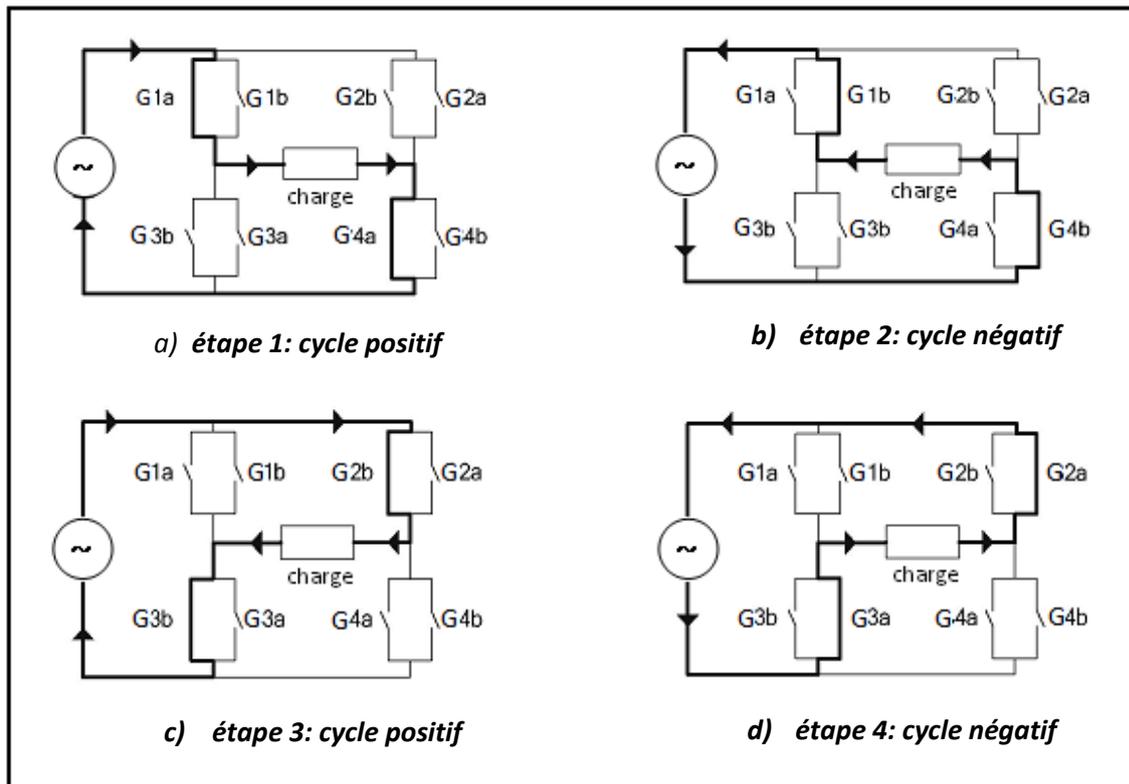


Figure V-6:Représentation des 4 configurations du convertisseur monophasé / monophasé [HAN06] [ZAH05].

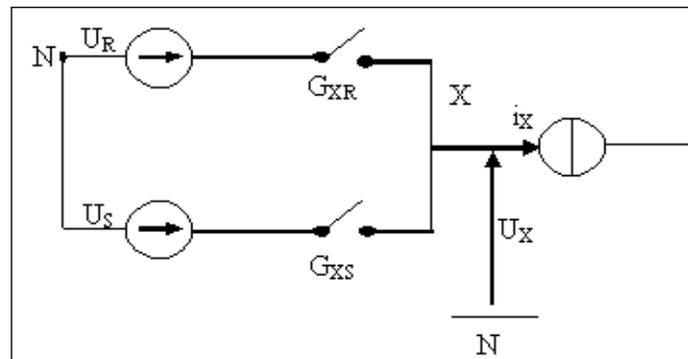


Figure V-7: Schéma de principe d'une cellule de commutation d'un convertisseur matriciel.

V.4.2.3 Les différentes configurations d'une cellule d'un convertisseur matriciel

et l'application des réseaux de Pétri

Nous pouvons utiliser les réseaux de Pétri en électronique de puissance pour décrire les différents états d'un composant. Prenons par exemple un interrupteur idéal commandable par un signal g , si l'interrupteur est commandé (g), il est fermé et impose une tension nulle à ses bornes. S'il n'est pas commandé (g), il est ouvert et impose donc un courant nul dans la branche à

laquelle il est inséré. Les réseaux de Pétri nous permettent de représenter très simplement un tel fonctionnement [ABR08].

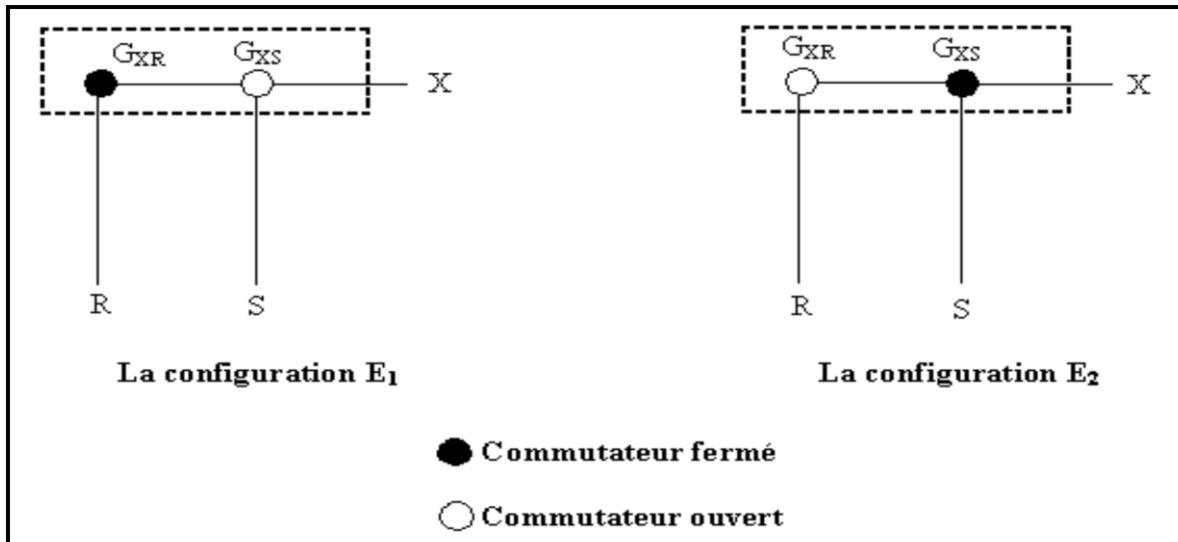


Figure V-8: Les deux configurations possibles d'une cellule de commutation d'un convertisseur matriciel [BOU12].

En analysant les conditions entre les différentes configurations possibles illustrées précédemment, on arrive à préciser les réceptivités du réseau de Pétri de fonctionnement d'une cellule de commutation d'un convertisseur matriciel, qui sont :

$$R_{12} = (E_1) \ \& \ (T_{RX}=0) \ \& \ (T_{SX}=1)$$

$$R_{21} = (E_2) \ \& \ (T_{SX}=0) \ \& \ (T_{RX}=1)$$

La variable R_{MN} représente la réceptivité de transition de la configuration E_M à la configuration E_N .

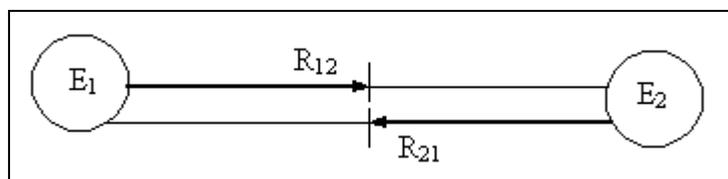


Figure V-9 : Réseau de Pétri en fonctionnement d'une cellule de commutation d'un convertisseur matriciel.

V.4.3 Modélisation en vue de la commande

V.4.3.1 Hypothèses

- La commutation des interrupteurs est supposée parfaite.
- La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est négligeable devant la tension d'alimentation.

V.4.3.2 Commandabilité des convertisseurs statiques

Lorsque le changement d'état d'un convertisseur statique est imposé par l'évolution de la commande interne, la commutation est dite spontanée, sinon (commande externe), elle est dite commandée.

La commande interne est déterminée par le signe des grandeurs électriques de l'environnement de l'interrupteur (u, i). La commande externe correspond aux ordres logiques issus de la commande rapprochée [FRA96-a].

Par définition, un interrupteur est déclaré totalement commandable si son changement d'état ne dépend que de la commande externe (commande des bases de semi-conducteurs) [HAU99].

V.4.3.3 Fonction et matrice de connexion des interrupteurs

La fonction de connexion f_{ij} permet de lier entre les grandeurs électriques propres à l'interrupteur et les grandeurs imposées par les sources tel que [FRA96-a] :

$$\begin{cases} i(t) = f_{ij}(t).i_s(t) \\ u(t) = (1 - f_{ij}(t)).u_s(t) \end{cases} \quad (V-2)$$

Avec :

- $f_{ij}=1$ quand l'interrupteur G_{ij} est fermé.
- $f_{ij}=0$ quand l'interrupteur G_{ij} est ouvert.
- $i=X, Y$ et $j=R, S$.
- (u, i) : grandeurs électriques propres à l'interrupteur (grandeurs modulées).
- (u_s, i_s) : grandeurs imposées par les sources connectées à interrupteur (grandeurs commutées).

L'ensemble des fonctions de connexion forme les éléments d'une matrice dite matrice de connexion $[F]$ tel que:

$$[F] = \begin{bmatrix} f_{XR} & f_{XS} \\ f_{YR} & f_{YS} \end{bmatrix} \quad (V-3)$$

V.4.3.4 Fonction génératrice de connexion des interrupteurs

On définit la fonction génératrice de connexion f_{ij}^g des interrupteurs G_{ij} comme étant la valeur moyenne de la fonction de connexion discontinue f_{ij} sur une période de commutation T (T supposée infiniment petite).

$$f_{ij}^g = \frac{1}{T} \int_0^T f_{ij}(\tau) d\tau \quad (0 \leq f_{ij}^g \leq 1) \quad (V-4)$$

Avec $i=X, Y$ et $j= R, S$.

V.4.4 Modélisation aux valeurs instantanées

V.4.4.1 Grandeurs électriques et leurs matrices de conversion

Dans ce qui suit, on considère par convention que le récepteur est une source de courant et que l'alimentation est une source de tension.

V.4.4.2 Matrice de conversion des courants

Les courants modulés (i_R et i_S) de la source de tension sont liés simultanément à l'état des cellules de commutation et aux courants commutés délivrés par la source de courants (i_X et i_Y).

La conversion appliquée sur la source de courant peut être exprimée par :

$$[i] = [F]^T \cdot [i_s] \quad (V-5)$$

Avec :

$$[i_s] = [i_X \ i_Y]^T \quad \text{Vecteur des courants commutés.}$$

$$[i] = [i_R \ i_S]^T \quad \text{Vecteur des courants modulés.}$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} i_R \\ i_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{XR} & f_{YR} \\ f_{XS} & f_{YS} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_X \\ i_Y \end{bmatrix} \quad (V-6)$$

Que l'on note:

$$\begin{bmatrix} i_R \\ i_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_X \\ i_Y \end{bmatrix} \quad (V-7)$$

La matrice $[M^I]$ ainsi obtenue est dite « *matrice de conversion des courants* ».

V.4.4.3 Matrice de conversion des tensions

De même, les tensions composées et modulées (U_X, U_Y) aux bornes des sources de courants dépendent essentiellement de l'état des cellules de commutation et des tensions commutées (U_R, U_S) délivrées par la source de tension.

La conversion appliquée sur la source de tension peut être exprimée par :

$$[U] = [F][U_s] \tag{V-8}$$

Avec:

$$[U_s] = [U_R \ U_S]^T \text{ Vecteur des tensions commutées.}$$

$$[U] = [U_X \ U_Y]^T \text{ Vecteur des tensions modulées.}$$

Donc:

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{XR} & f_{XS} \\ f_{YR} & f_{YS} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \end{bmatrix} \tag{V-9}$$

Que l'on note:

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \end{bmatrix} = [M^u] \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \end{bmatrix} \tag{V-10}$$

La matrice $[M^u]$ ainsi obtenue est dite « *matrice de conversion des tensions* ».

V.4.4.4 Matrice de conversion d'un convertisseur matriciel

La matrice de conversion du convertisseur matriciel permet de lier entre les grandeurs modulées et les grandeurs commutées des courants et des tensions et on l'exprime comme suit :

$$[G_m] = [N(t)][G_c]$$

Avec:

$$[G_m] = [U_X \ U_Y \ i_R \ i_S]^T \text{ Vecteur des grandeurs modulées.}$$

$$[G_c] = [U_R \ U_S \ i_X \ i_Y]^T \text{ Vecteur des grandeurs commutées.}$$

Soit:

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ i_R \\ i_S \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ i_X \\ i_Y \end{bmatrix} \tag{V-11}$$

Avec:

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} [M^u] & [0] \\ [0] & [M^i] \end{bmatrix}$$

La matrice $[N(t)]$ ainsi obtenue est dite : « *matrice de conversion d'un convertisseur matriciel* ».

Finalement on aura :

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ i_R \\ i_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{XR} & f_{XS} & 0 & 0 \\ f_{YR} & f_{YS} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & f_{XR} & f_{YR} \\ 0 & 0 & f_{XS} & f_{YS} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ i_X \\ i_Y \end{bmatrix} \quad (V-12)$$

V.5 Modèle de connaissance du convertisseur matriciel

Fondamentalement, le convertisseur matriciel est une matrice de commutateurs (interrupteurs) qui permet la liaison entre deux sources différentes (source de courant et source de tension). Par conséquent son fonctionnement interne est lié à deux types de variables :

- Variables discrètes.
- Variables continues.

Les variables discrètes sont les ordres d'ouverture et de fermeture appliqués aux commutateurs correspondant à la commande des bases des semi-conducteurs (commande externe) et les variables continues sont issues des sources dont l'état généralisé constitue la commande interne.

Dés lors, le modèle de connaissance de ce convertisseur peut se décomposer en deux parties distinctes (figure V-10) :

- **La partie commande:** Elle établit la relation entre le réseau de Pétri du fonctionnement du convertisseur en mode commandable et les fonctions de connexion et de conversion.
- **La partie opérative:** elle détermine l'évolution des variables continues affectées par la matrice de conversion. De même, cette partie est décomposée en deux blocs, un bloc discontinu décrivant l'effet des fonctions de conversion sur les grandeurs électriques et un bloc continu contenant les équations d'état associées aux sources et aux éléments passifs.

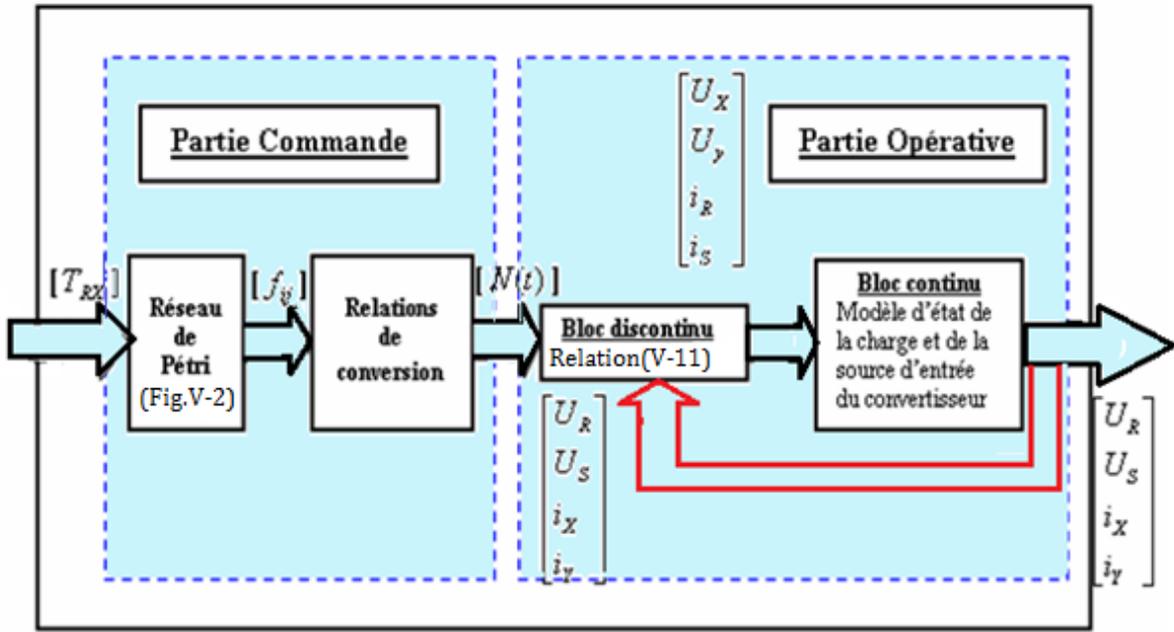


Figure V-10: Modèle de connaissance d'un convertisseur matriciel.

V.6 Modélisation aux valeurs moyennes: modèle de commande

Le modèle de connaissance global présenté précédemment (figure V-10) est bien adapter à la simulation, donc, à la validation des stratégies de commande. Il n'est pas adapté à la commande à cause de la présence du bloc discontinu.

Donc pour passer du modèle de connaissance du convertisseur matriciel à son modèle de commande, on doit rendre le bloc discontinu continu [BER95]. Pour cela, on a besoin d'introduire la notion de fonctions génératrices de connexion définies précédemment (équation V-4).

La matrice génératrice de conversion $[N_g(t)]$ est définie comme suit :

$$[N_g(t)] = \frac{1}{T} \int_0^T [N(\tau)] d\tau \tag{V-13}$$

T : étant la période de commutation des interrupteurs.

Pour remédier au problème de la discontinuité, on a établi un modèle de commande (figure V-10) en utilisant la matrice génératrice de conversion $[N_g(t)]$ définie précédemment (équation V-12).

Ainsi, le modèle obtenu est un modèle qui se base sur des valeurs moyennes.

En utilisant la matrice de conversion, on aboutit au système suivant :

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ i_R \\ i_S \end{bmatrix} = [N_g(t)] \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ i_X \\ i_Y \end{bmatrix} \tag{V-14}$$

Avec :

$$[N_g(t)] = \begin{bmatrix} f_{XR}^g & f_{XS}^g & 0 & 0 \\ f_{YR}^g & f_{YS}^g & 0 & 0 \\ 0 & 0 & f_{XR}^g & f_{YR}^g \\ 0 & 0 & f_{XS}^g & f_{YS}^g \end{bmatrix} \tag{V-15}$$

Le modèle de commande global du convertisseur matriciel en mode totalement commandable, où toutes ses grandeurs sont continues est le suivant :

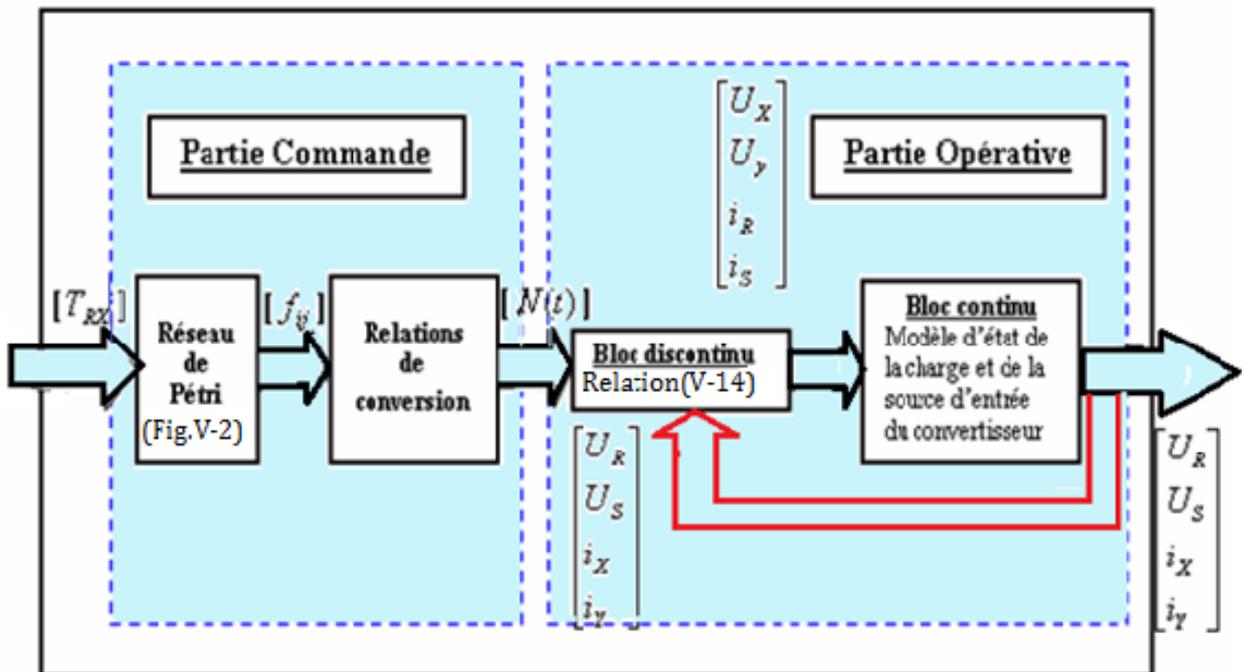


Figure V-11:Modèle de commande du convertisseur matriciel.

V.7 Commande du système convertisseur matriciel- lampe à décharge-ballast électronique

Toute approche de commande d'un système doit prendre en compte les deux contraintes suivantes :

- La réduction de la distorsion harmonique globale en régime permanent.
- L'accès au réglage du fondamental de la tension de sortie à une valeur de référence.

Dans le but de générer le maximum de rayonnement UV à 253.7 nm à haut pouvoir *germicide* de la lampe, il faut d'abord assurer des conditions d'alimentation meilleures, soient :

- Une forme d'onde proche de la sinusoïde, afin d'avoir une bonne source de courant (moins polluante possible).
- Un courant efficace relativement stable vis-à-vis du changement de température.

Le présent chapitre fait l'objet de travaux de simulation sous l'environnement Matlab/Simpower de la lampe afin d'étudier le comportement dynamique du système et réguler ensuite la valeur efficace du courant d'arc de la lampe. Dans ce contexte, un régulateur classique **PI** a été utilisé.

V.7.1 Présentation du système utilisé

Le convertisseur matriciel qui alimente la lampe est montré dans la figure ci-dessous, où on a utilisé des transistors MOSFET :

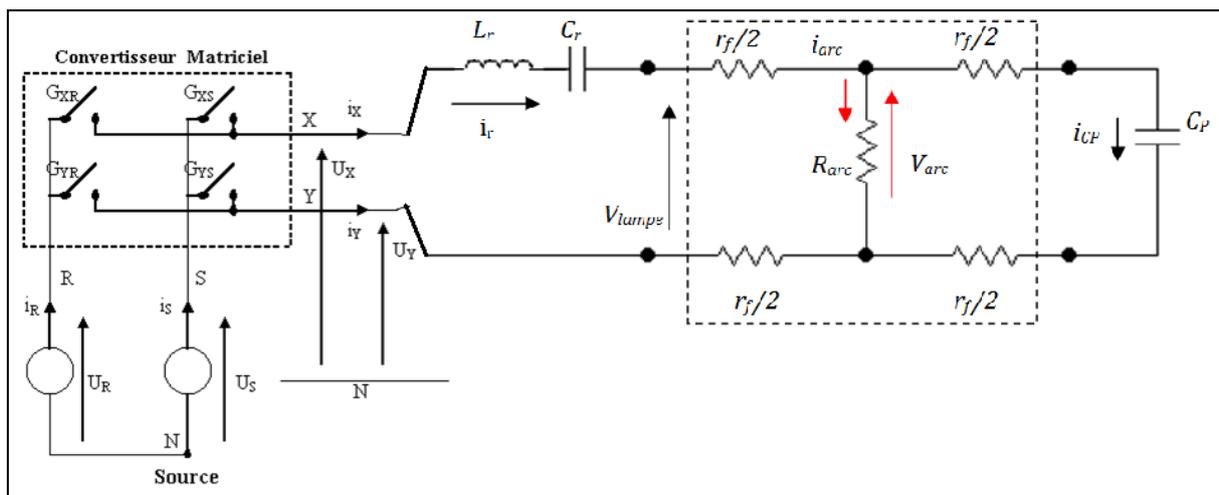


Figure V-12: Représentation du système Lampe à décharge-Ballast électronique alimenté par un convertisseur matriciel.

V.8 Simulation du système convertisseur matriciel-lampe à décharge -ballast électronique en boucle ouverte

V.8.1 Stratégie de modulation de la largeur d'impulsion à échantillonnage naturel

a- Choix du taux de modulation : Caractéristique de réglage

Le réglage du taux de modulation r s'effectue de façon à avoir une linéarité avec la variation de la valeur efficace du courant d'arc de la lampe et du taux de distorsion d'harmoniques (THD). Donc le taux de modulation r permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamentale, de 0 ($r=0$) à v_f ($r=1$). Le taux d'harmonique diminue lorsque r augmente.

La valeur de r qui permet d'obtenir la valeur efficace du courant d'arc de la lampe I_{arceff} désirée (0.65A), soit $r = 0.86$.

b- Choix de l'indice de modulation

L'indice de modulation m est choisi de manière à avoir une fréquence de la porteuse multiple fois celle de la référence. Ceci permet de multiplier le nombre d'intersection de la porteuse avec la référence et par suite le nombre de commutations des interrupteurs. Comme la fréquence désirée de la référence est trop élevée (50kHz), m doit être de même. Donc l'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées et donc facilement filtrées. Dans plusieurs travaux, notamment ceux des références [DAH04] [REZ07] [CAP02], la valeur de m retenue pour la simulation est de 21. Nous allons donc garder cette valeur pour le reste du travail.

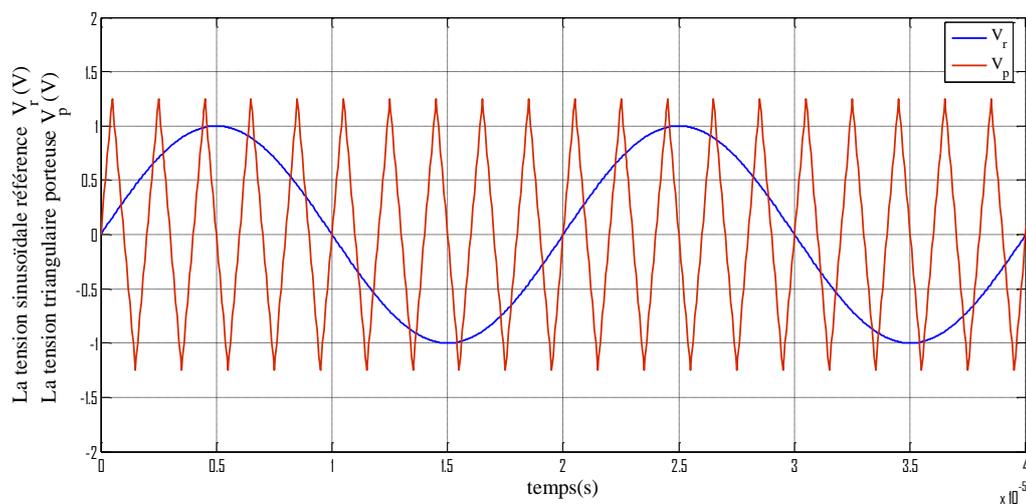


Figure V-13: Signal de la MLI « Sinus-triangle naturelle » pour $m=21$, $r=0.86$ et $f_0 = 50\text{kHz}$.

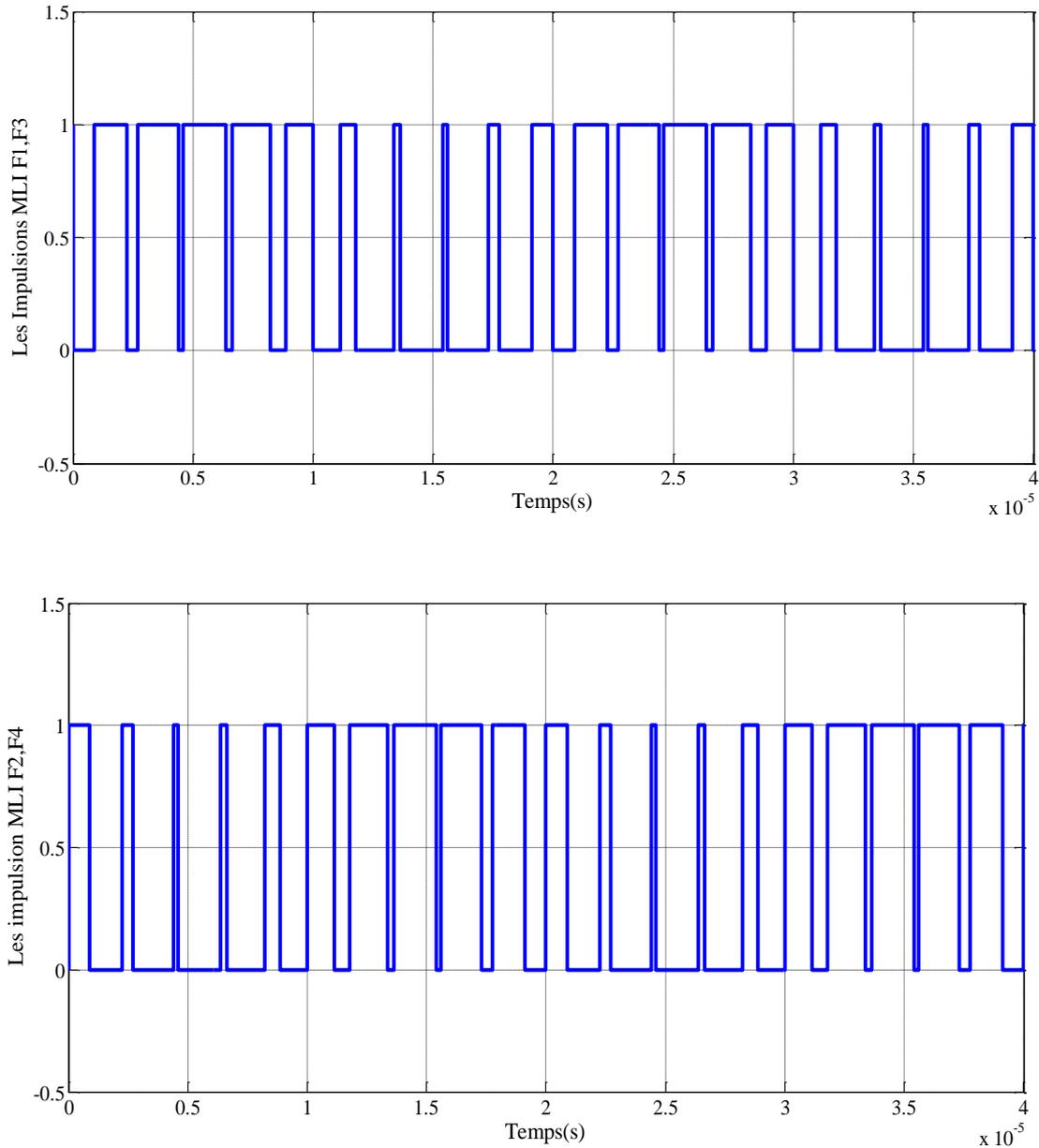


Figure V-14 : Séquence de commande des interrupteurs réalisés par la MLI naturelle.

V.9 Résultat de la simulation du système convertisseur matriciel -lampe à décharge-ballast électronique en boucle ouverte

Afin d'étudier le comportement de l'association lampe à décharge-ballast- convertisseur matriciel, on simule et on visualise le courant et la tension d'arc de la lampe ainsi que leurs spectres d'harmoniques pour la fréquence désirée (50kHz). Les figures ci-dessous décrivent ce comportement. On utilise la fonction de transfert (IV-40) du chapitre précédent.

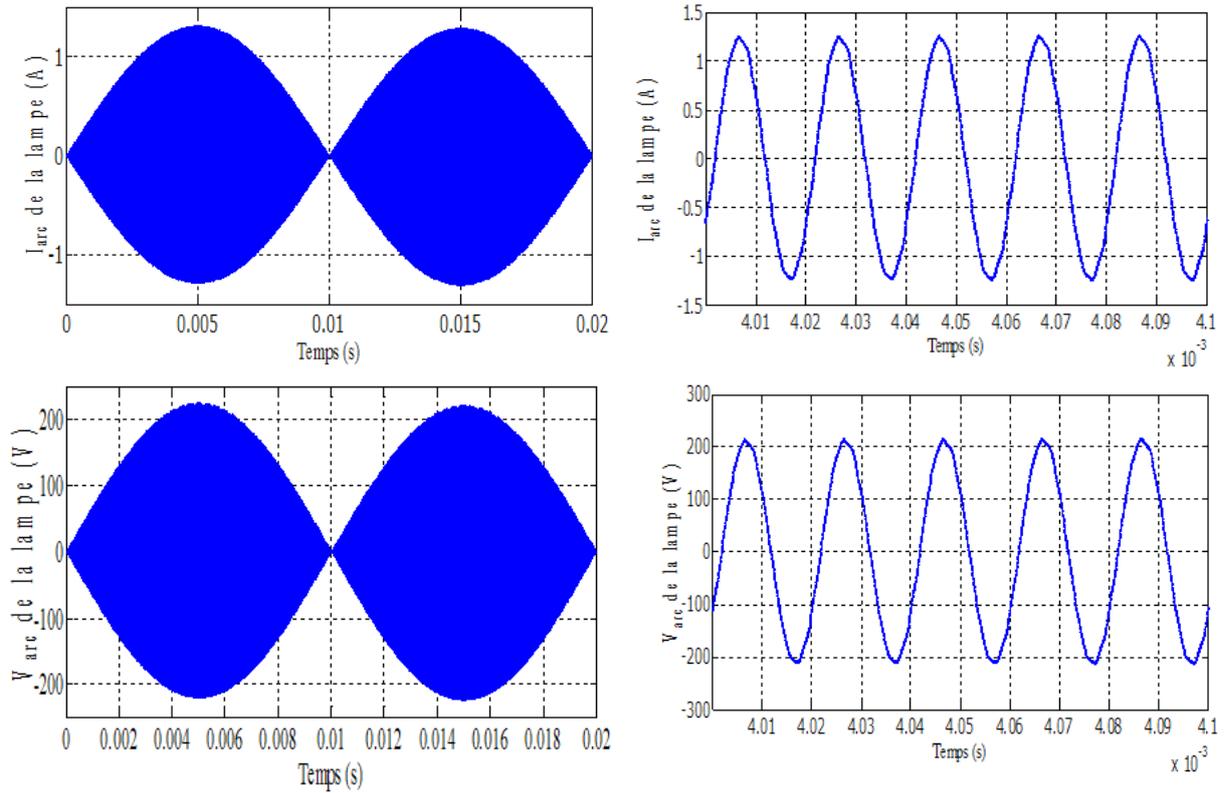


Figure V-15: Forme d'onde du courant et de la tension d'arc de la lampe en BO.

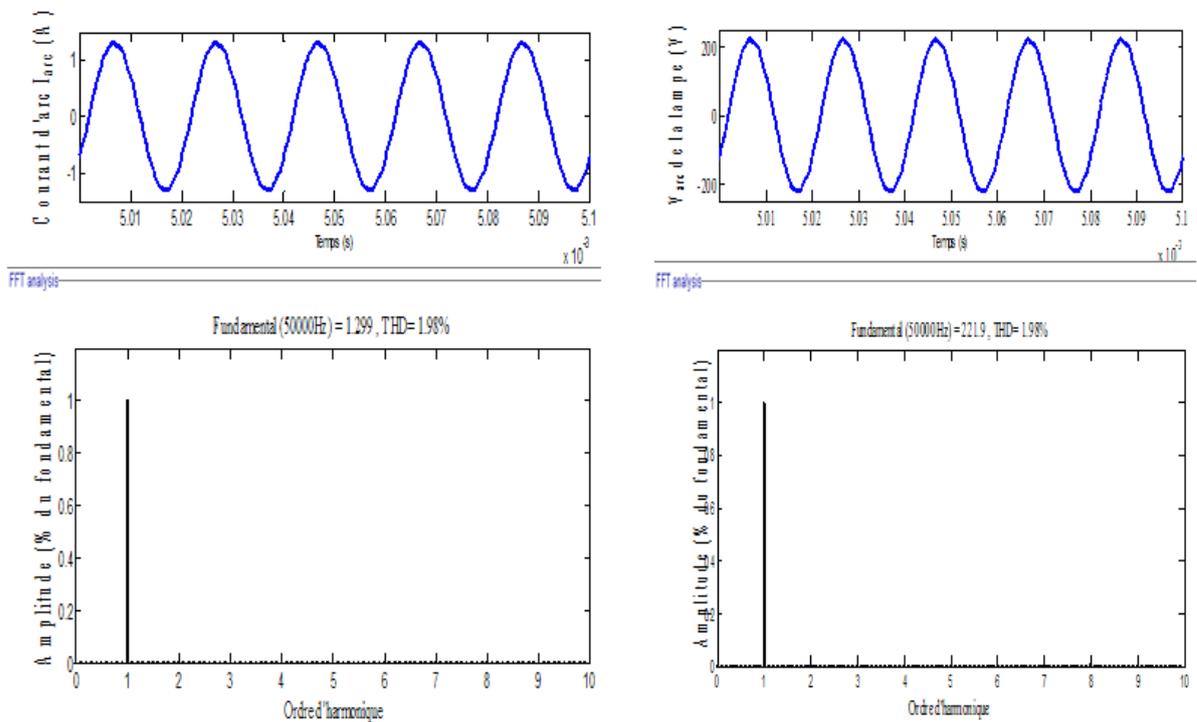


Figure V-16: Courant et tension d'arc de la lampe et leurs spectres d'harmoniques en BO.

Interprétation

La figure (V-15) donne les formes d’ondes du courant et de la tension d’arc de la lampe. On remarque que les enveloppes de la tension et du courant d’arc oscillent à une fréquence de 100 Hz. La figure (V-16) montre que le courant et la tension d’arc oscillent à la fréquence désirée qui est de 50 kHz avec un taux de distorsion de 1.98% pour le courant et pour la tension d’arc. Nous constatons que le courant et la tension sont totalement en phase avec le même THD. Ceci s’explique par le fait que l’arc électrique de la lampe est caractérisé par une résistance R_{arc} . Les formes d’ondes de la tension et du courant sont parfaitement sinusoïdales en régime établi du fonctionnement.

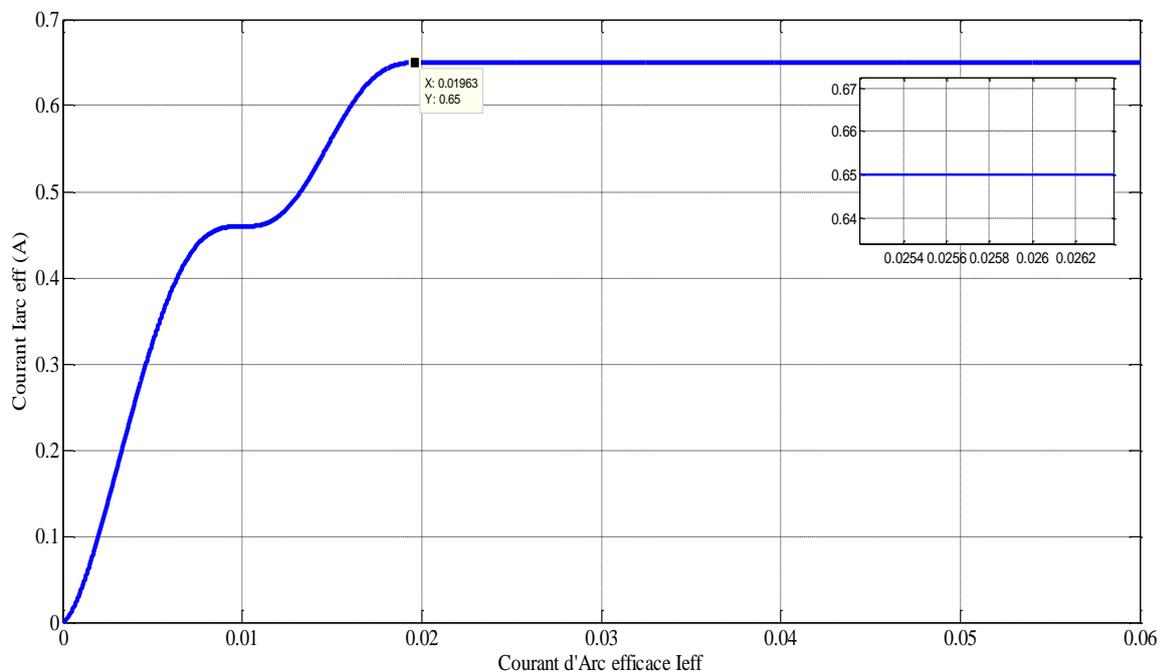


Figure V-17 : Courant d’arc efficace en BO.

Interprétation

La figure (V-17) montre que le courant d’arc efficace est stabilisé à 0.65A (la valeur désirée) après un régime transitoire d’environ 0.0195s.

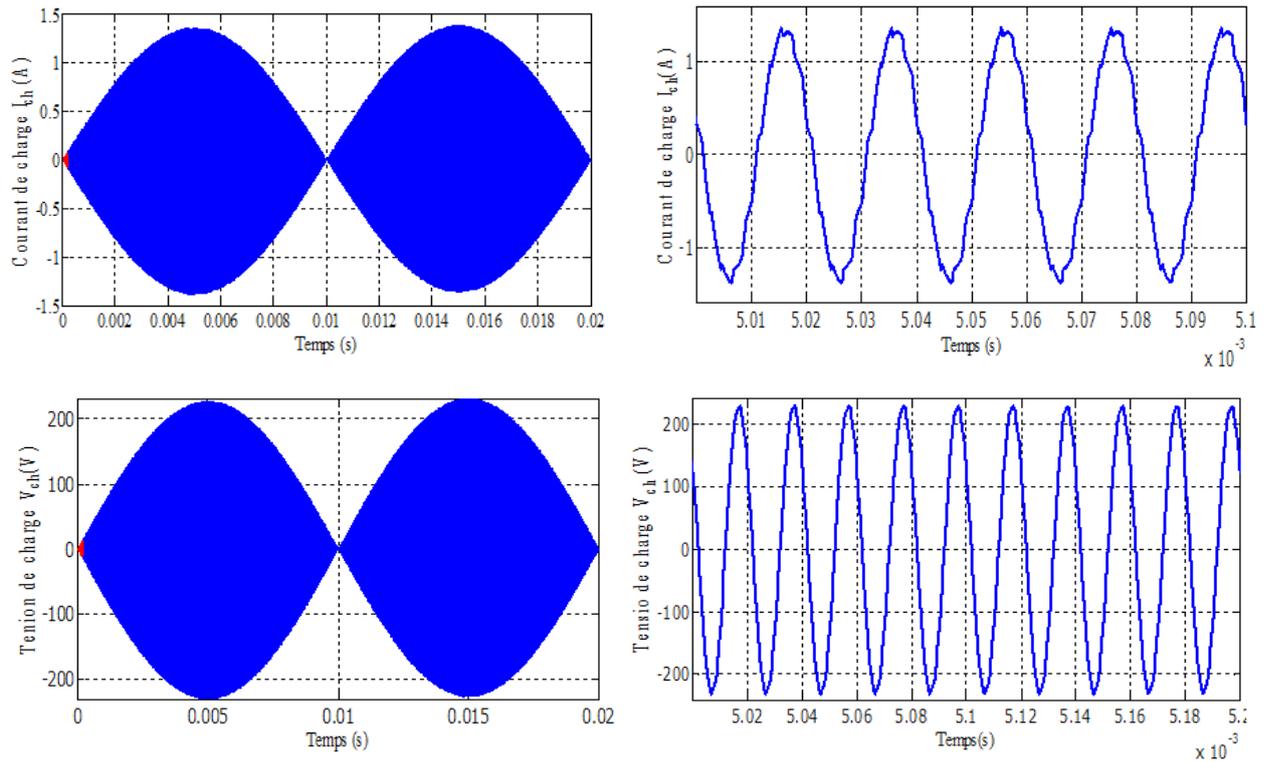


Figure V-18: Forme d'onde du courant et de la tension de charge en BO.

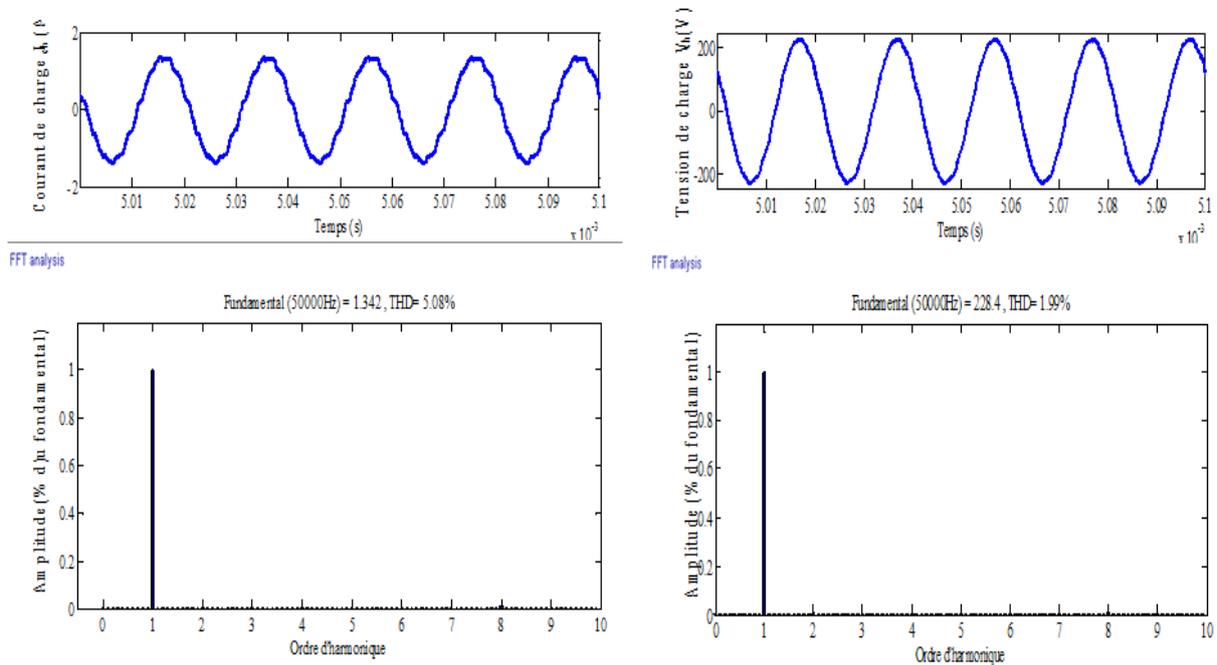


Figure V-19 : Courant et tension de charge de la lampe et leurs spectres d'harmoniques en BO.

Interprétation

Des figures (V-18) et (V-19) on remarque aussi que le courant et la tension de charge oscillent dans une enveloppe à 100 Hz, à la fréquence désirée 50 kHz avec des taux de distorsion de 5.08% pour le courant de charge et de 1.99% pour la tension de charge.

V.10 Simulation du système convertisseur matriciel- lampe à décharge - ballast électronique en boucle fermée

Pour assurer un bon rendement de la lampe à décharge sur le plan rayonnement, c.à.d. un maximum de rayonnement UV à 253.7 nm (un bon effet germicide), nous devons maintenir le courant d'arc de la lampe rigoureusement stable autour d'une valeur constante proche de 0.65A (Costache). Comme nous l'avons fait aux chapitres III et IV, nous devons donc imposer une régulation du courant d'arc avec une référence de 0.65A. La différence sera transformée en fréquence de commutation des interrupteurs.

On utilise la méthode de placement des pôles pour calculer les gains du PI classique comme on a vu dans les chapitres III et IV. Les valeurs de K_P et de K_I calculés sont : $K_P = 5.345 \times 10^{20}$ et $K_I = 3.095 \times 10^{24}$.

V.10.1 Résultats de simulation

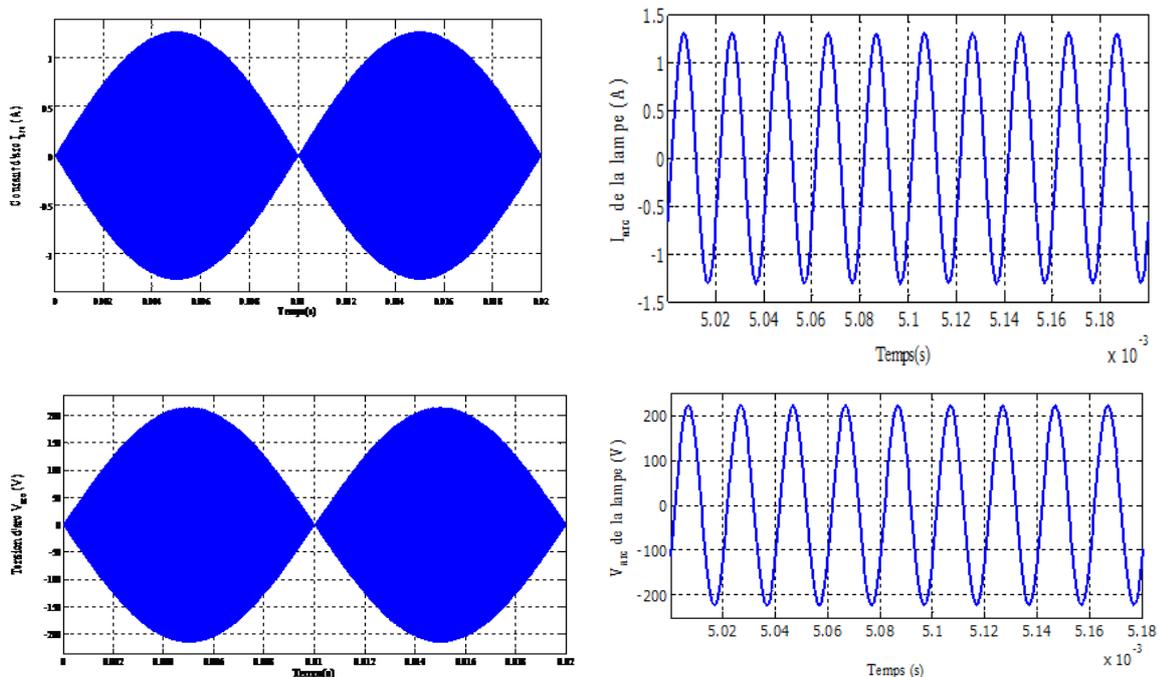


Figure V-20 : Forme d'onde du courant et de la tension d'arc de la lampe en BF.

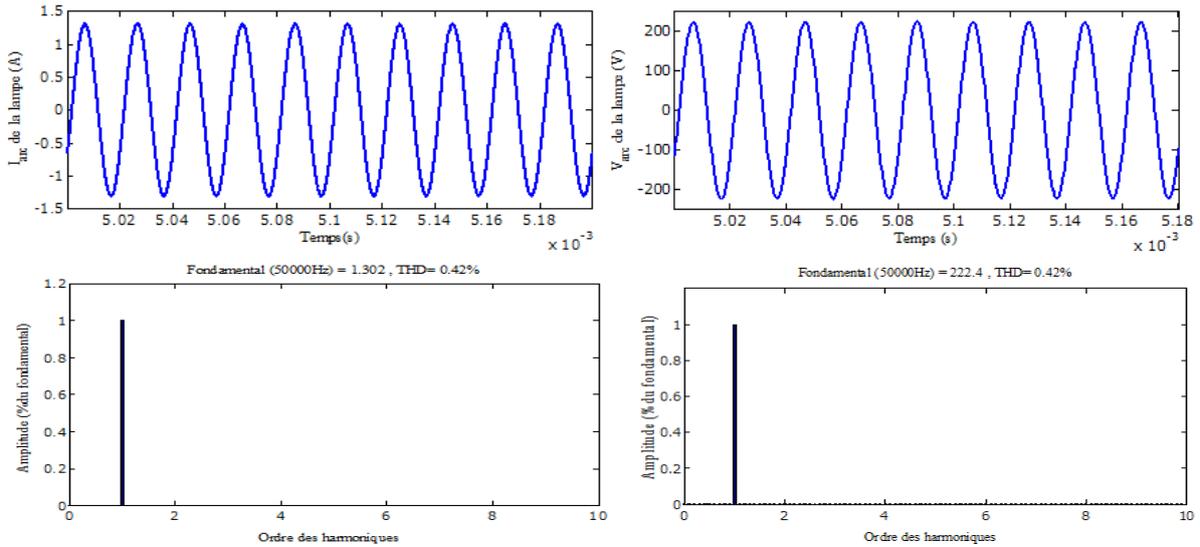


Figure V-21: Courant et tension d’arc de la lampe à décharge et leurs spectres d’harmoniques en BF.

Interprétation

Nous constatons d’après les figures (V-20) et (V-21) que le courant et la tension d’arc sont totalement en phase avec le même THD. Les formes d’onde de la tension et du courant sont parfaitement sinusoïdales en régime permanent avec une fréquence de 50 kHz. Le THD est amélioré (0.42% avec introduction du PI dans la boucle de la régulation contre 1.98% en boucle ouverte).

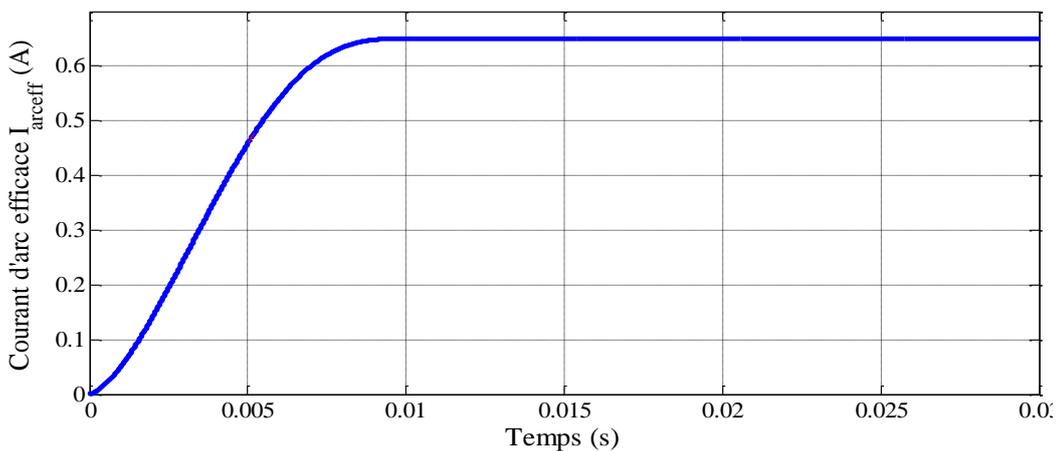


Figure V-22 : Courant d’arc efficace en BF.

Interprétation

De la figure (V-22), on constate que la valeur efficace du courant d’arc régulée se stabilise à 0.65 A, après un régime transitoire avec une montée en souplesse et qui dure 0.0095 s contre 0.0195 s en boucle ouverte, on remarque donc une amélioration considérable.

Des figures (V-23) et (V-24) on remarque aussi que le courant et la tension de charge oscillent dans une enveloppe à 100 Hz, à la fréquence désirée 50 kHz avec respectivement des taux de distorsion de 2.32% contre 5.08% en BO pour le courant de charge et de 0.44% contre 1.99% en BO pour la tension de charge.

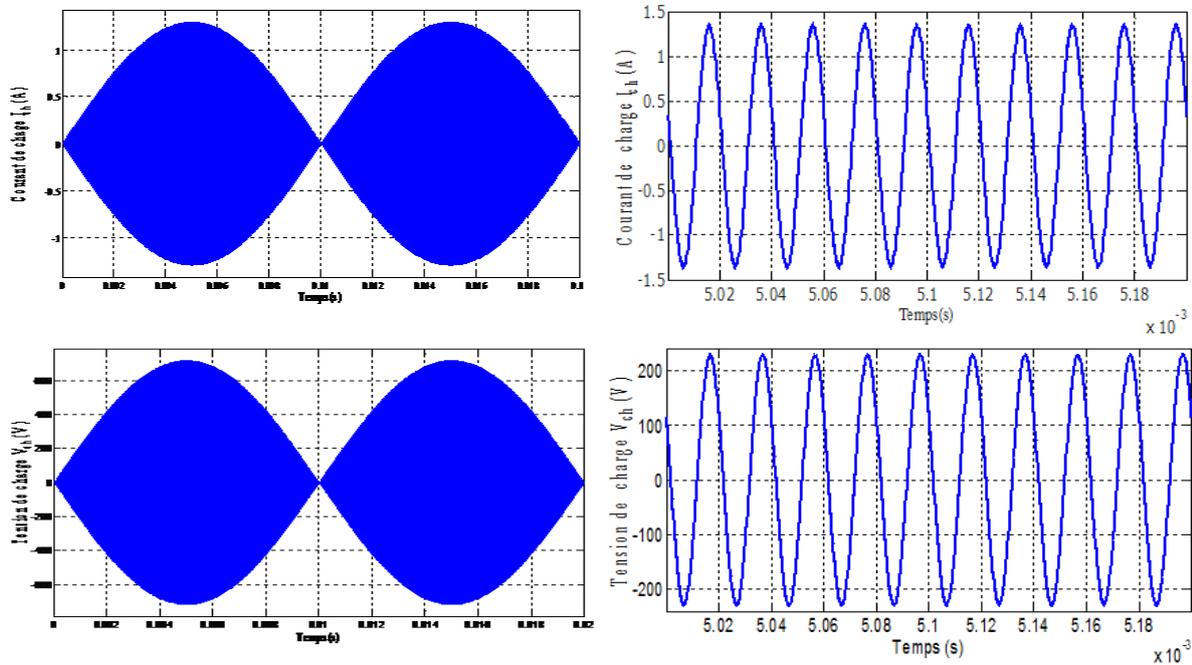


Figure V-23: Forme d'onde du courant et de la tension de charge en BF.

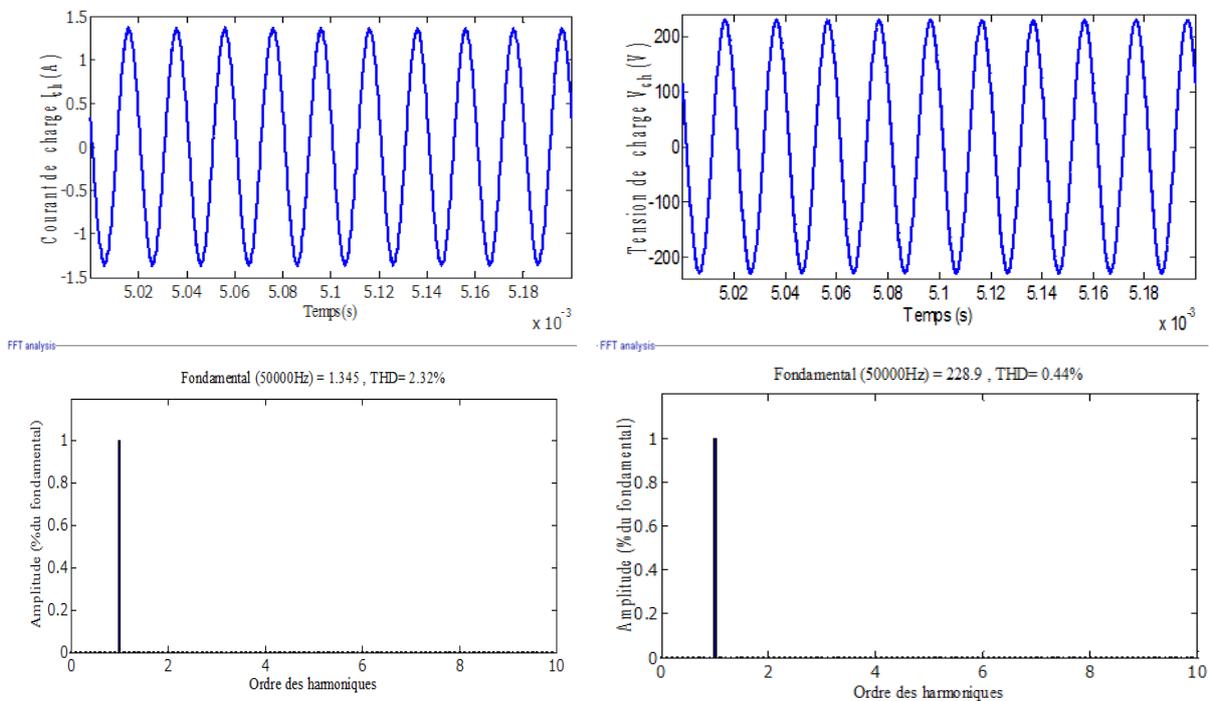


Figure V-24 : Courant et tension de charge de la lampe et leurs spectres d'harmoniques en BF.

V.10.2 Test de robustesse

Comme on a fait aux chapitres III et IV, pour tester la robustesse du régulateur PI vis-à-vis des variations de la température et de la puissance d'arc, nous avons introduit une perturbation sous forme de courant, en admettant qu'une variation du courant est due essentiellement à une variation de la résistance qui intervient dans le calcul des gains du correcteur.

Une perturbation introduite à 0.012s est de (+50%). Cette perturbation est rejetée par l'action du régulateur après 0.008 s (figure V-25). La valeur efficace du courant d'arc est ensuite maintenue égale à une valeur de 0.67 A légèrement supérieure à la référence qui est de 0.65 A (figure V-26).

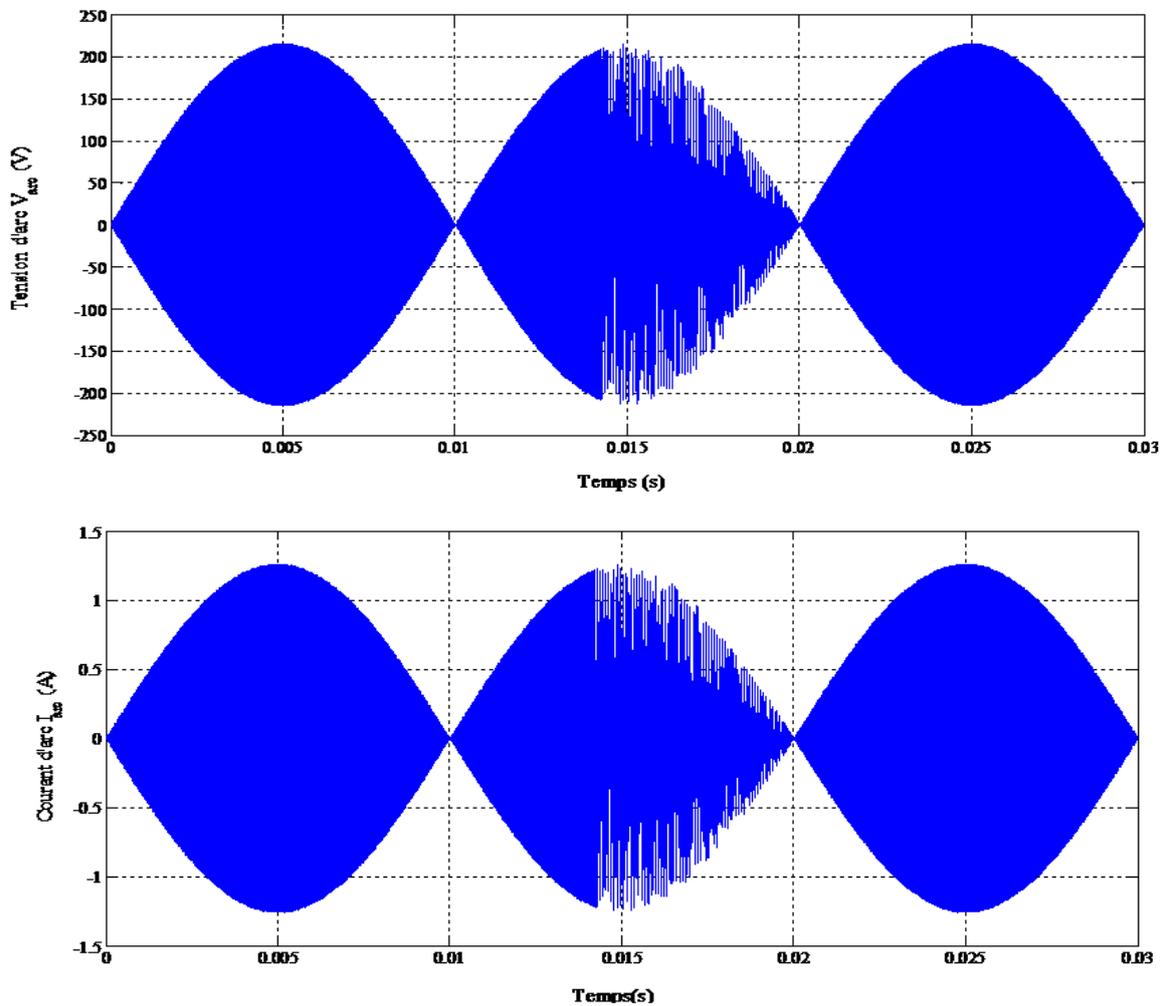


Figure V-25 : Tension et courant d'arc après introduction d'une perturbation à 0.012 s.

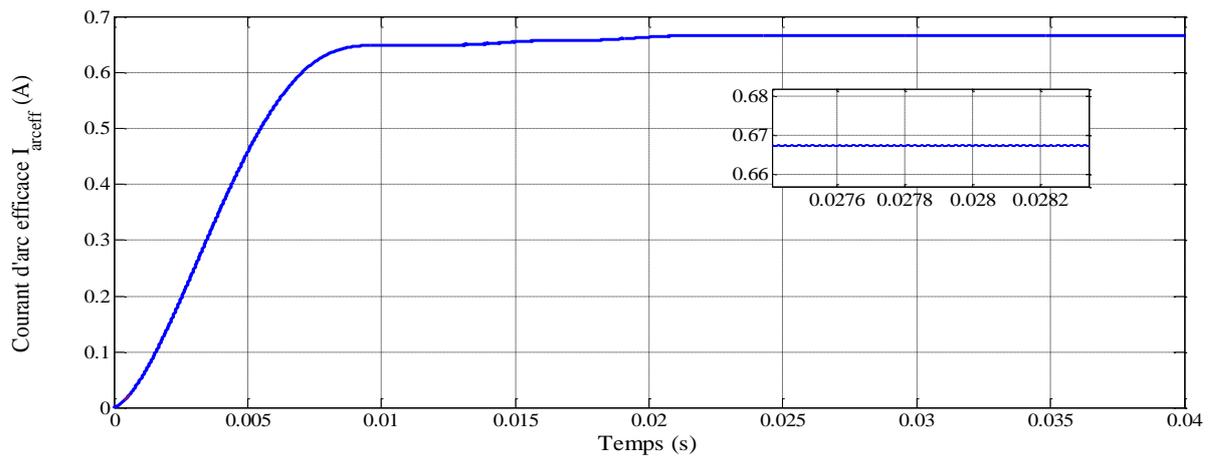


Figure V-26 : Courant d’arc efficace après introduction d’une perturbation à 0.012 s.

V.11 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre, les résultats de simulation de l’association "convertisseur matriciel-Ballast électronique-lampe à décharge", d’abord en boucle ouverte avec l’application de la commande MLI, ensuite en boucle fermée avec l’utilisation d’un régulateur PI pour la régulation de courant i_{arc} .

L’introduction du régulateur n’a pas permis d’éliminer complètement les ondulations des enveloppes des courants et des tensions mais a permis une amélioration notable dans le régime transitoire. Par ailleurs, il a considérablement amélioré le niveau de THD et a fait ainsi du convertisseur matriciel une bonne source de courant sur le plan de pollution en harmoniques.

Conclusion générale

L'objectif de notre travail était le choix d'une bonne alimentation (source de courant générant un courant sinusoïdal de fréquence 50 kHz et de valeur efficace de 0.65 A) pour alimenter le système lampe à décharge-ballast électronique dans le but d'avoir un haut pouvoir germicide. Pour cela on a organisé notre mémoire de thèse de manière objective pour bien justifier notre choix. On a commencé par montrer que la courbe d'absorption de l'ADN, support de l'information génétique des êtres vivants, atteint son maximum à 253,7 nm, cette absorption se manifeste par la création de photon-produit entre les brins d'ADN qui rendent inefficace, voire impossible la réplication des micro-organismes. Nous avons aussi rappelé les différents paramètres influençant la désinfection ainsi que les avantages et les inconvénients de cette méthode de désinfection, c'était le contenu du premier chapitre.

Dans le second chapitre, nous avons présenté le principe de fonctionnement des lampes à décharge et leurs constitutions, ensuite, la mise en évidence des interactions entre la source de puissance et la décharge qui nous ont permis d'établir que les topologies les mieux adaptées au contrôle du point de fonctionnement électrique sont celles qui permettent une maîtrise du courant instantané dans la décharge. Nous avons vu aussi l'intérêt de l'utilisation de la haute fréquence pour les lampes à décharges dans le but d'avoir un maximum de rayonnement UV. Le comportement électrique de la lampe à décharge alimentée par un ballast électronique à haute fréquence peut être modélisé par une résistance dépendante de la puissance électrique transmise à la lampe et de sa température. Dans ce sens, un modèle de lampe à décharge, avec starter et circuit résonant, a été développé.

Le troisième chapitre a été consacré à l'alimentation de notre système lampe à décharge-ballast électronique par une alimentation classique (redresseur + onduleur). La simulation en boucle ouverte donne un courant d'arc de la lampe qui oscille à la fréquence de l'enveloppe évaluée à 1kHz. L'introduction d'un régulateur PI nous a permis d'éliminer les oscillations (ondulations) des enveloppes des formes d'ondes des courants et de la tension, ainsi notre alimentation est devenue stable, avec une fréquence de 50 kHz et une valeur efficace du courant d'arc de 0.65 A. Cette stratégie de commande a amélioré les performances du système, mais elle n'est pas très robuste (elle ne supporte pas les variations des paramètres influençant la lampe). On a remplacé le régulateur PI par un régulateur flou. L'amélioration des formes d'ondes est encore meilleure surtout dans le régime dynamique (une montée plus souple sans ondulations des

courants et de la tension de la lampe). Le système est donc plus stable et la stratégie de commande fait preuve d'une grande robustesse (elle supporte des variations de $\pm 60\%$ et d'avantage encore).

Le quatrième chapitre est consacré à la présentation des convertisseurs multicellulaires série: fonctionnement, modélisation et commande. La structure du convertisseur que nous avons utilisé dans notre application ainsi que son modèle instantané ont été présentés. Nous avons exposé aussi un type de commande pour le convertisseur de type proportionnel, elle est dédiée au contrôle des tensions des condensateurs, elle a pour objectif d'assurer l'équilibrage des tensions aux bornes des interrupteurs. Pour la lampe à décharge nous avons présenté deux types de commandes appliquées au convertisseur (le régulateur de courant) : Le premier est basé sur un régulateur classique de type PI synthétisé par la méthode de placement de pôles. Ce régulateur a permis d'avoir un bon suivi de consigne malgré la présence de la perturbation sur le courant d'arc et des variations paramétriques sur la résistance d'arc. Le deuxième est la commande par la logique floue qui est basée sur le raisonnement humain, elle nécessite la détermination de nombreux paramètres sans qu'il existe, pour autant, une méthode systématique pour les déterminer.

Le régulateur de type Mamdani a montré une très grande robustesse vis-à-vis des variations paramétriques de la résistance d'arc et de la perturbation sur le courant de sortie, sauf que cela nécessite un calcul énorme en un temps très court. Cependant, les THDs du courant et de la tension sont presque nuls.

Le cinquième chapitre a été dédié à l'étude d'un convertisseur matriciel monophasé qui forme la structure de base des différents convertisseurs AC-AC directs. Son fonctionnement est détaillé et ses avantages sont présentés. Ainsi, nous avons rappelé les concepts de modélisation de convertisseur statique à structure matricielle (interrupteur en commutation, cellule de commutation) auxquels nous avons associé les notions de fonctions de connexion, de commutation et de conversion. Nous avons développé, pour la structure monophasée/monophasée afin de l'utiliser plus loin pour alimenter la lampe, un modèle de connaissance en utilisant : les réseaux de Petri, les fonctions de connexion, de commutation et de conversion pour les grandeurs discrètes ; les représentations d'état pour les grandeurs continues; un modèle de commande en utilisant les fonctions génératrices de connexion. Nous avons ensuite développé la stratégie de modulation de largeur d'impulsion MLI à échantillonnage naturel pour la génération des fonctions connexions. Ensuite, nous avons fait la commande de l'association "convertisseur matriciel-ballast-lampe". La première partie envisage l'étude du comportement dynamique du

système en boucle ouverte en appliquant la stratégie MLI, le réglage du taux de modulation a été effectué afin d'avoir une linéarité entre la variation du courant d'arc efficace et le taux de distorsion d'harmoniques (THD). La tension et le courant d'arc oscillent dans des enveloppes à une fréquence de 100 Hz. Ensuite un régulateur PI classique a été introduit. Cette technique de commandes a permis à la fois de contrôler la valeur efficace de I_{arc} et d'améliorer la forme d'onde des courants et des tensions puisque le THD s'est réduit à (0.42%) avec PI contre 1.98% en BO, mais sans éliminer les ondulations des enveloppes, ni réduire le temps du régime transitoire. Après, on a testé la robustesse du régulateur PI vis-à-vis des variations paramétriques de la résistance d'arc ou du courant d'arc, qui sont inversement proportionnels et qui varient en fonction de la température. On a constaté que cette perturbation est tout de suite rejetée par l'action du régulateur, ce qui représente un avantage pour l'utilisation du convertisseur matriciel avec régulateur PI.

Après avoir alimenté notre système Lampe à décharge-Ballast électronique par trois convertisseurs différents : convertisseur classique (redresseur + onduleur), convertisseur multicellulaire série 04 cellules et enfin convertisseur matriciel, nous avons constaté à partir des résultats obtenus que notre système a de très bonnes performances statiques et dynamiques avec le convertisseur multicellulaire, puisqu'il alimente notre système lampe à décharge-ballast électronique dans de bonnes conditions de travail. Effectivement, le convertisseur multicellulaire série se comporte comme une bonne source de courant délivrant à sa sortie un courant sinusoïdal (THD presque nul), sans ondulation même en boucle ouverte, de fréquence 50 kHz et de valeur efficace de 0.65 A pour générer le maximum de rayonnement UV à 253.7 nm. En lui appliquant une commande moderne (logique floue), notre système devient plus robuste aux perturbations auxquelles notre système est soumis (variation de la température du bassin d'eau dans lequel la lampe est immergée ainsi que la variation de la puissance d'arc).

Comme perspectives on projette l'implantation des lois de commande élaborées sur un ordinateur et les appliquer sur la lampe réelle en plus de la synthèse d'un observateur pour minimiser le coût de la réalisation. En espérant qu'à travers nos publications et d'éventuels contacts avec des fabricants, ceux-ci pourraient intégrer cette loi de commande en l'adaptant à leurs systèmes commerciaux de lampes à ballasts.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [ABR08] A. Abrous « Modélisation, Commande et Réalisation d'un Convertisseur Matriciel » Thèse de Magistère, ENP, 2008.
- [ADI07] ADIV Association « Etude des traitements de réduction de volume des coproduits animaux par filtration, essorage, pressage », office de l'élevage janvier 2007.
- [AFS05] AFSSE. « Rayonnements ultraviolets », Agence française de sécurité sanitaire environnementale Juin 2005.
- [AIA02] M. Alaa Eddin AIALI « Contribution à l'étude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension.» Thèse de Doctorat de l'Université Louis Pasteur - Strasbourg I, Discipline: Génie électrique, Sep 2002.
- [AIM03] M. AIMÉ « Évaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques. Application aux nouvelles structures multicellulaires » Thèse de Doctorat, Génie électrique, Institut Nationale Polytechnique de Toulouse, 2003.
- [AIS05] **A. Aissa-Bokhtache** « Commande d'une système lampe à décharge-ballast électronique pour épuration des eaux ». Mémoire de magister, Génie électrique, Université Hassiba Ben Bouali de Chlef, 2005.
- [AIS15] **A. Aissa-Bokhtache**, k. Hemici, A. Zegaoui, A. Toualbia, B. Belmadani et MS. Boucherit « Alimentation d'un Système Lampe à décharge-Ballast électronique par un convertisseur multicellulaire pour épuration des eaux».2^{ème} CIEEAM 2015- ENP d'Oran- 24-25 Novembre 2015.
- [AIS15-a] **A. Aissa-Bokhtache**, A. Zegaoui, B. Belmadani, M.S. Boucherit « Water Purification by a Lamp Discharge-Electronic Ballast System Using a Full Bridge Inverter » EnergyProcedia, Vol. 74, pp. 446-452, ISSN 1876-6102, August 2015.
- [AIS15-b] **A. Aissa-Bokhtache**, A. Zegaoui, k. Hemici, B. Belmadani, M.S. Boucherit, «Modeling and Simulation of Discharge lamp-Electronic Ballast System using a half bridge inverter for Water Purification». ICAAID, Djelfa 2015.
- [AIS16] **A. Aissa-bokhtache**, A. Zegaoui, M. Kellal, M.S. Boucherit, B. Belmadani, and M. Aillerie «Optimization based on fuzzy logic control of discharge lamp-electronic ballast system for water purification», Electric Power Components and Systems, Vol. 44, pp. 1981-1990, 2016.
- [ALB89] A. Alesina, M.G.B. Venturini « Analysis and Design of Optimum-Amplitud Nine-Switch Direct AC-AC Converters» IEEE Transactions on Power Electronic, Vol.4, no 1, pp. 101-112, Janvier 1989.
- [ALI00] « Le ballast électronique HF pour Lampe fluorescente» Catalogue sarl

ALICE,revision Mai 2000.

- [ALO94] P. Aloisi «The new power MOSFET safe operating areas» Motorola Toulouse Rev. Technitron (power electronics) (1994).
- [AME12] L. Amet, M. Ghanes, J.-P. Barbo «Commande directe d'un convertisseur multicellulaire : Résultats expérimentaux » 7^{ème} Conférence Internationale Francophone d'Automatique - 2012, Jun 2012, hal-00749953.Grenoble, France. 2012.
- [BAR96] P. Bartholoméus «Contribution à l'étude des redresseurs à facteur de puissance quasi unitaire fonctionnant en mode multiniveaux. Application au chargeur de batteries». Rapport de thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 1996.
- [BEN09] M. Benallou «Commande d'un système "Convertisseur matriciel-lampe » destinée a la stérilisation des eaux ». Mémoire de magister, Génie électrique, Université Hassiba Ben Bouali de Chlef, 2009.
- [BEN10] K. Benmansour, M. Djemaï, K. Busawon « High order sliding mode control of a DC motor drive via a switched controlled multi-cellular converter »International Journal of Systems Science, Special Issue on VSS methods for hybrid systems, 2010.
- [BER85] J.J. Berson, P. Sachoux « Stérilisation d'eau par rayonnement ultraviolet» L'eau, l'industrie, les nuisances, N°: 94. Sep1985.
- [BER95] E. M. Berkouk « Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentée par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et aux onduleurs multi niveaux. ». Thèse de Doctorat du CNAM, Paris, 1995.
- [BEZ03] T. Bezanahary « Modélisation du comportement de la colonne positive d'un plasma de décharge dans les gaz rares purs : application a l'étude des lampes « basse pression » sans mercure » Thèse de doctorat Université Paul Sabatier de Toulouse. 2003.
- [BIN97] L. Bin « A feedback control algorithm for voltage-source matrix converter.» Thèse de Master, Faculté Génie Electrique, Université Mc Gill, Montréal, Québec, Juin 1997.
- [BOM00] F. Böhm and H. Güldner, Dresden University of technology « Charge pump ballasts as a special type of electronic ballast for fluorescent lamps» Conference records of the IEEE on Power Electronics, Vol.05, pp.3361-3366, 2000.
- [BOR99] B.-R. Lin and Y.-C. Hseih, national Yunlin University of science and technology, Taiwan « Dimming control for high intensity discharge lamp with power factor correction ». EPE Conference on Power Electronics, - Lausanne, 1999.
- [BOU06] M. Bousquet « Traitement germicide par rayonnement UVc, Note concernant

- l'application des rayonnements ultraviolets "C".» Catalogue ERIES Sarl, 2006.
- [BOU08]** F. Bounkar « Conception de stratégies de commande et d'observation pour un convertisseur multicellulaire. Approche hybride série ». Mémoire de magister, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2008.
- [BOU12]** A. Bouhani Ben Ziane « Étude et réalisation d'un convertisseur matriciel monophasé » Mémoire de Magister, Spécialité Génie Electrique, Université Hassiba Ben BOUALI de Chlef. 2012.
- [BUS04]** D. Buso « Influence des modes d'alimentation et de gestion des réseaux d'éclairage sur la performance et la fiabilité des sources de lumière » Thèse de Doctorat, Génie électrique, Université Paul SABASTIER de Toulouse, Décembre 2004.
- [CAM97]** J.P. Cambronne, J.P. Hautier « Synthèse de la commande d'un onduleur de courant triphasé. » J. Phys. III France 7, pp. 1615-1638, 1997.
- [CAP02]** S. L. Capitaneanu « Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension deux-niveaux » Thèse de Doctorat, Spécialité Génie Electrique, Université de Toulouse, 2002.
- [CAR96]** P. Carrere « Etude et réalisation des convertisseurs multicellulaires série à IGBT » Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, (INPT), 1996.
- [CHH10]** L. Chhun « Modes d'alimentation et de Commande des lampes sodium haute pression en vue d'éviter les résonances acoustiques ». Thèse, Université Paul Sabatier de Toulouse, 2010.
- [CHO10]** A. Chouder « Contribution à la commande des convertisseurs multicellulaires série » thèse de magister en électrotechnique. 2010.
- [CHU10]** C. Chun-An, C. Hung-Liang, C. Kuan-Lin, and L. Kun-Jheng « constant power controller of DC-AC Electronic Ballast Inverter for HID Lamps », Power Electronics Conference (IPEC), IEEE, pp. 414 – 419, June 2010.
- [CHU99]** H. S. H. Chung; E. P. W. Tam; S. Y. R. Hui « Development of a fuzzy logic controller for boost rectifier with active power factor correction », 30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 99 , Vol. 1, pp. 149-154, 1999.
- [COP00]** « Pourquoi traiter par UV » (Internet) Réalisation copyright 2000 <http://www.net-creation.fr/>. [File:\ Pourquoi traiter par UV.htm. Bordas Sarl.](#)
- [COP01]** « Les lampes » (Internet) Yahoo ! encyclopédie. Copyright 2001 Yahoo ! France.
- [COR00]** E.L. Corominas, J.M Alonso., A.J Calleja., J. Ribas and R.M. Secades « Estimation of electrical characteristics of low power fluorescent lamps for optimized ballast design minimizing the number of lamp tests » Conference

- Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy, pp. 3353 - 3360 vol.5, Spain, 2000.
- [COS00] C. Costache « Etude d'un système lampe à décharge alimentation réacteur. Application au traitement tertiaire de l'eau » Thèse de Doctorat, Génie électrique, Université Paul SABASTIER de Toulouse, 2000.
- [CPP02] « Stérilisateur UV pour piscines privées. » Catalogue_piscines_privées, version Mai 2002, Web: <http://www.ozone.ch/>
- [CRI07] [G. Crini](#), Pierre-Marie Badot « Traitement épuration des eaux industrielles polluées », 356 p. 2007.
- [DAH04] K. Dahmane « Contribution à la modélisation et à la commande d'une machine asynchrone double étoile alimentée par un convertisseur matriciel » Thèse de Magistère, ENP, 2004.
- [DEF08] F. Defay « Commande Prédictive Directe d'un Convertisseur Multicellulaire triphasé Pour Une Application de Filtrage Actif » thèse de doctorat National Polytechnic, institute of Toulouse, (INPT) 2008.
- [EPS99] S. Epron « Étude et effets des oscillations acoustiques dans les lampes à décharge haute pression ». Thèse de doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, 1999.
- [FEN00] T. Feng Feng and C. Fred Lee « A self oscillating drive for single-stage pump-power-factor correction electronic ballast with frequency modulation » Center for power electronics systems, Virginia polytechnic institute and state University and Naoki Omishi, Matsushita electric works. Rev. IEEE. 2000.
- [FER99] V. Fernao, T.G. Amarel, J. Fernando Silva and M. Crisostomo, Universidade de Coimbra Portugal « Fuzzy logic control of a single phase AC/DC buck-boost converter » EPE Conference on Power Electronics, Lausanne, 1999.
- [FLA94] J.M. Flaus « traité des nouvelles technologies. Série automatique. La régulation industrielle, régulateur PID, prédictifs et flous ». Edition Hermes, Paris, 1994.
- [FRA96] B. François, J.P. Cambronnet et J-P- Hautier « Caractérisation des convertisseurs matriciels: Structure de l'automate de commande rapprochée. » J. Phys. III France 6, pp. 625-639, 1996.
- [FRA96-a] B. François « Formalisme de modélisation et de synthèse des commandes appliqué aux convertisseurs statiques à structure matricielle. » Thèse de Doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Jan. 1996.
- [FRA96-b] B. François, J.P. Cambronnet et J-P- Hautier « Caractérisation des convertisseurs matriciels: Structure de l'automate de commande rapprochée » J. Phys. III France 6, pp. 625-639, 1996.

- [FRI12] T. Friedli, et J. W. Kolar «Milestones in matrix converter research» IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 1, n° 1, pp. 2-14, 2012.
- [GAT97] G. Gateau «Contribution à la commande des convertisseurs statiques multicellulaires série » Thèse de Doctorat, INPT, 1997.
- [GRA83] R. F. Graf «ELECTRONIC DATABOOK» TAB Book Inc. Library of congress logging in publication data, 1983.
- [GUT01] M. F. E. Gutierrez «Contribution à la définition de structures optimales d'onduleurs pour la commande des machines à courant alternatif » Thèse de Doctorat, Supélec, 2001.
- [HAA10] R. HAAS «L'eau selon la bio-électronique », Sources vitales (La revue de l'association de Bio-électronique), 82 p. Mars 2010.
- [HAN06] H. Mohd Hanafi, Z. Idris, M. K. Hamzah and Azilah Saparon «Modelling and Simulation of Single-phase Matrix Converter as a Frequency Changer with Sinusoidal Pulse Width Modulation Using MATLAB/Simulink » First International Power and Energy Conference PEC on 2006 482. Putrajaya, Malaysia, Nov.2006.
- [HAN94] Hansruedi Bühler «Collection électricité. Réglage par logique floue » presses polytechniques et universitaires Romandes. CH-1015 Lausanne, Suisse, 1994.
- [HAR08] S. Harley, B. Schuba, D. Corkal «ultraviolet disinfection of private water supplies for house hold or agricultural uses » Agriculture and agri-Food Canada. November 2008.
- [HAU99] J.P. Hautier, J.P. Canon, « Convertisseurs statiques » Editions Technip, Paris, 1999.
- [HEB07] C. HEBERT «le rayonnement ultraviolet pour le traitement des eaux, une technique respectueuse de l'environnement, aux diverses applications » Ingénieur ARTS et METIERS, Gérant de CHRISLEAU Sarl, 2007.
- [HEL01] C. Helder Silva, A.Corrêa Pinto Joào, A.A. Ernane.cœlho, L.H.S.C .Barreto, L. de Freitas, J.F. Valdier. and J.r. JoàoVieira «High power factor electronic ballast for tubular fluorescent lamp » Universidade Federal de Vbalândice, Faculdade de engenharia electrica Feelt campus, Santa Monica Brazil Rev. EPE. 2001.
- [HOL92] D. G. Holmes, T. A. Lipo « Implementation of a controlled rectifier using ac-ac matrix Converter theory», IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 7, Issue :1, pp. 240-250, Janvier 1992.
- [GOH00] L.Göhler, and K. Klaus « A united compact model for depletion MOSFETs in smart power applications» Conference Record of Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting . vol.2, pp.1080 – 1084, IEEE. 2000.

- [GUL99] H. Guldner; K. Lehnert; F. Bohme; F. Raiser « Principles of electronic ballasts for fluorescent lamps. An overview ». 30th Annual IEEE Conference on Power Electronics Specialists. PESC 99. Vol. 1, pp. 19-25, 1999.
- [KOP08] J. Koprnický « Electric Conductivity Model of Discharge Lamps » Thèse de Doctorat, Génie électrique, l'Université Toulouse III - Paul Sabatier (France) et l'Université Technique de Liberec (Rep. tchèque), février 2008.
- [LAB08] « Stérilisateurs Naturels UVC pour piscine jacuzzi ou spa pour une meilleure qualité de vie » Laboratoires Ultra Tech Incorporation division, exportation internationale, Québec. Web : www.ultrateck.net. Révision 2008.
- [LEF05] P. Lefranc « Étude, conception et réalisation de circuits de commande d'IGBT de forte puissance. » Thèse de Doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, Spécialité: Génie Electrique, Nov, 2005.
- [LEN16] « Purification et traitement de l'eau » <http://www.lenntech.fr/index.htm>.
- [MAN11] « La présence des trihalomethanes (THM) dans les sources d'approvisionnement en eau au Manitoba ». Préparé par gestion des ressources hydriques Manitoba et santé Manitoba, Mars 2011.
- [MAS00] W. J. Masschelein, « Utilisation des U. V. dans le traitement des eaux » Éditeur Ed. Cebedoc, 109 p. 2000.
- [MAU07] M.-T. Maurette , N. K. V. Leitner, F. Benoit-Marquié et C. Féliers « Les photons peuvent détruire directement les pathogènes et les polluants. » Revue : l'actualité chimique - n° 308-309, pp. 76-78, Mai-Juin, 2007.
- [MEY91] T.A. Meynard, H. Foch « Brevet français n°91.09582, dépôt international PCT (Europe, Japon, USA, Canada) n°92/00652 du 8 juillet 1992 », 1992.
- [MEY92] T.A. Meynard, H. Foch « Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage source inverters » P.E.S.C'92, Toledo, Spain. Conference proceedings, pp. 397-403, 1992.
- [MIL11] H. Milous « Modélisation par la méthode numérique de la dynamique des fluides du procédé de désinfection des eaux par les rayonnements ultraviolets (UV) » Thèse de Magistère de l'Université Constantine, 2011.
- [MOO00] C. S. Moo, H. C. Yen, Y. C. Hsieh, C. R. Lee « A fluorescent lamp model for high-frequency electronic ballasts ». Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE, Vol. 5, pp. 3361-3366, 2000.
- [MOR07] F. Morcel « Commande directes Appliquées à une machine synchrone à aimants permanents Alimentée par un onduleur Triphasé à deux Niveaux ou par un convertisseur Matriciel Triphasé » Thèse de Doctorat, Spécialité Génie

Electrique, Ecole Doctorale EEA de Lyon, 2007.

- [MRA03] B. Mrabat, A. Ghammam, H. Eloumi, M.Stambouli, J.J Damelinourt, « Alimentation en pseudo continu d'une lampe à décharge mercure-argon basse pression utilisée pour produire du rayonnement UV ». Université de Paul Sabatier de Toulouse, 2003.
- [OMA12] M.H. Omar, H. Abdul Rahman, M.S. Majid, M.Y. Hassan, and N. Rosmin «The Reduction of Total Harmonic Distortion and Electromagnetic Interference in High Pressure Sodium Street Lighting using Single Stage Electronic Ballast» Power Engineering and Optimization IEEE International Conference (PEDCO) Melaka Malaysia, pp. 230- 235, June 2012.
- [PER98] E. Persson and K. Dong«A performance comparison of electronic Vs. Magnetic ballast for powering gaz – discharge UV lamps » Nicollet Technologies Corporation. Presented at Red Tech'98, Chicago, USA., 1998.
- [PIN00] D. Pinon « Commandes des convertisseurs multicellulaires par mode de glissement » Thèse de Doctorat, INPT., 2000.
- [POI98] A.M. Pointu, J. Perrin et J. Jolly « Plasmas froids de décharge » Technique de l'ingénieur, traité génie électrique D 2830-1 à D 2830-21, 1998.
- [PPR99] « *Idées nettes sur la logique floue* » 1999, première édition, presses polytechnique et universitaires romandes, CH-1015 Lausanne, Suisse.
- [RAS01] M. H. Rashid « Power Electronics Handbook.» Format pdf. Editions Series 2001, chap. 5, 6 et 16, 2001.
- [REZ07] M. M. RezaouI « Commande d'un moteur asynchrone pentaphasé alimenté par un convertisseur matriciel » Thèse de Magistère de I.ENP d'Alger, Déc. 2007.
- [RUI06] « *Radiations ultraviolettes et infra-rouges* » (Internet) <File:\Radiations UV et IR.htm>. Juin, 2006.
- [SAL05] M. Salanne Jean-Philippe « Contrôle du point de fonctionnement des décharges électriques par l'intermédiaire de leur alimentation» Thèse de Doctorat, Génie électrique,L'institut National Polytechnique de Toulouse, 2005.
- [SAR99] H. Sarroukh « Modélisation du rayonnement d'une lampe à décharge mercure-argon basse pression Application à un réacteur de traitement des eaux usées.» Thèse de Doctorat, Université Abdemalek Essaadi, Faculté des Sciences Tétouan, Maroc, 1999.
- [SEC08] SECRETARIAT du conseil du trésor du Canada. « *Qualité de l'eau* ». (Internet) <File:\Indicateur social.htm>. Institut national de recherche sur les eaux. Source : Environnement Canada.
- [SEG15] G. Séguier, P. Delarue, F. Labrique « électronique de puissance » collection : Sciences Sup, Dunod 2015 - 10ème édition , 170x240 mm. EAN13 :

9782100738663. 424 p. 2015.

- [SHU98] A. Shuster « Commande, réglage et optimisation d'un convertisseur matriciel pour entraînement par moteur asynchrone » Thèse de Doctorat de l'Ecole Polytechnique de Lausanne, 1998.
- [SIE06] Technologie UV « Traitement et désinfection de l'eau sans produit chimique », wtfra.water@siemens.com. Siemens Water Technologies, 2006.
- [TAC98] O. Tachon « Commande découplant linéaire des convertisseurs multicellulaires série. Modélisation, synthèse et expérimentation ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1998.
- [TAI08] F. Taibi, M. Bouaziz « Commande Robuste et Observateur Hybride Pour les Convertisseurs Multicellulaires ». Mémoire de fin d'études, ENP, Alger, 2008.
- [TAK00] K. Takahashi, M. Jinuno, and M. Aono «The study of electronic ballast for fluorescent lamp with an electronic device given two functions » Industry Applications Conference, Conference Record IEEE, vol.5, pp. 3382 – 3387, 2000.
- [TER12] M. Terkmane « Contribution à la Commande d'un Convertisseur Multicellulaire alimentant une Lampe à Décharge UV pour Épuration des Eaux »Thèse de magister, Université Hassiba Ben Bouali de Chlef, 2012.
- [TLE07] A.H. Tlemçani « Contribution à l'application des commandes adaptatives par les systèmes flous à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un convertisseur multicellulaire série » Thèse de Doctorat, Génie électrique, Option Automatique, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2007.
- [TOU12] A. Toumi « Étude des résonances acoustiques dans une lampe à décharge haute pression à enveloppe céramique »doctorat de l'université de Toulouse,2012.
- [TRA02] Industrie Canada « Solutions environnementales Canadiennes ». Trajan technologies Inc. (mise à jour 19/02/2002). (Internet) File:\Problèmes de l'environnement- la désinfection d'effluent.htm., 2002.
- [USE06] USEPA « Ultraviolet disinfection guidance manual for the final long term 2 enhanced surface water treatment rule », 2006.
- [VEN80] M. Venturini, A. Alesina « The Generalized Transformer: A New Bidirectional Sinusoidal Waveform Frequency Converter with Continuously Adjustable Input Power Factor» IEEE-PESC conference, pp. 242-252, 1980.
- [WAI07] I. Wait, C. T. Johanston, E. R. Blatchley III « The influence of oxidation reduction potential and water treatment process on quartz lamp sleeve fouling in ultraviolet disinfection reactors», Water Research 41, pp. 2427-2436, 2007.

- [WAL06] « Traitement et désinfection de l'eau sans produit chimique » Web : www.uv-disinfection.com. Siemens Water Technologies, Wallace & Tiernan, 2006.
- [WAY71] J. F. Waymouth « Electric Discharge Lamps » The M.I.T. ISBN 0-262-23048-8. Press, Cambridge, Massachusetts and London, England, 1971.
- [WHA00] D. Wharnby « Discharge lamps physics ». In IAS IEEE Annual Meeting. Roma, October pp. 8-12, 2000.
- [ZAH05] I. Zahirudin, M. Fadzil Saidon, M. Kamal Hamzah « Implementation of Single-Phase Matrix Converter as a Direct AC-AC Converter with Commutation Strategies » IEEE PEDS, 2005.
- [ZHU02] P. Zhu, , and S.Y.R. Hui « Modelling of a high-frequency operated fluorescent lamp in an electronic ballast environment » Science, Measurement and Technology, IEEE Proceedings, Vol.145, pp. 111-116, August 2002.
- [ZIS90] G. Zissis « analyse des transferts d'énergie dans l'hypothèse des plasmas à deux températures. Applications aux décharges mercure à basse et haute pression ». Thèse de Doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, 1990.
- [ZUC97] A. Zuckerberger , D. Weinstock, A. Alexandrovitz « Single-phase matrix converter. » IEE Pmc.-Electr. Power Appl., Vol.144, No.4, Juil. 1997.