

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLICUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE HASSIBA BEN BOUALI DE CHLEF



Faculté de Technologie
Département d'Electrotechnique

MEMOIRE

En vue de l'obtention du diplôme de

MAGISTER

Ecole Doctorale génie électrique

Spécialité : Electrotechnique

Option : Entraînement des systèmes électriques

Présenté par

TERKMANE Mohamed

Ingénieur d'état en électrotechnique E.N.P Alger

Thème

***Contribution à la Commande d'un Convertisseur
Multicellulaire alimentant une Lampe à Décharge***

Soutenu le : 11 /03/ 2012 devant le jury composé de :

Président	: BELMADANI Bachir.	Professeur.	U.H.B. Chlef.
Encadreur	: BOUCHERIT Med seghir.	Professeur.	E.N.P. Alger.
Co.Encadreur	: AISSA BOUKHTACHE Aïcha.	M.A.C.C.	U.H.B. Chlef.
Examineurs	: NEZLI Lazhari.	Maître de conférence.	E.N.P. Alger.
	TADJINE Mohamed.	Professeur.	E.N.P. Alger.

Résumé

الملخص

تسمح أجهزة "البلاست" بتحسين نوعية الإشعاع لدى المصابيح التفريغية عند عملها بتردد عالي. عندئذ، يعد الاختيار الأحسن للتغذية الكهربائية استجابة لهذه المشكلة. الغرض من هذا العمل هو استخدام محول متعدد الخلايا أحادي الطور بدلا عن موج تقليدي أو مصفوفة المحول. خلياته التبديلية المكونة من ميدلات ثنائية الاتجاه متحكمه كليا تمنحه مزايا من حيث التردد. لأجل الحصول على تردد ومطال معين، استخدمنا إستراتيجية التحكم التالية: تقنية تعديل عرض النبضة. قمنا بعدها بتنظيم خطي للتيار باستعمال : المنظم التقليدي "تناسبي- تكاملي" ، مما سمح بجعل الحمل مصدر جيد للتيار و أقل ضررا بالشبكات. أنجز العمل عن طريق المحاكاة باستعمال برنامج المحاكاة k Matlab/Simpowersystem.

كلمات مفتاحية

التعقيم، تقنية تعديل عرض النبضة ، محول متعدد الخلايا، التحكم المتنبأ العام، مصابيح تفريغية ، إشعاعات ما فوق بنفسجية.

Abstract

Electronic ballasts allow lamps to improve the quality of radiation operating at high frequency. The choice of power supply is in response to this problem.

The purpose of this work is based on the use of a single phase multi-cellular converter. These cells switching to Order Total bidirectional switches provide frequency advantages. To obtain the magnitude and frequency desired, we used the strategie of classical control: **PWM**. We then applied linear adjustment of the current with regulators: **PI** in order to get a good current source as waveform (THD).

The work has resulted in environmental simulations in MATLAB/Simpower-system

Key Words:

Sterilization, PWM, multi-cellular converter, classical control, electronic Ballast, UV Lamp.

Résumé

Les ballasts électroniques permettent aux lampes à décharge d'améliorer la qualité du rayonnement en fonctionnant à haute fréquence. Le choix judicieux de l'alimentation répond ainsi à cette problématique.

L'objectif de ce travail repose sur l'utilisation d'un convertisseur multicellulaire monophasé. Ces cellules de commutations aux interrupteurs bidirectionnels totalement commandables lui procurent des avantages en fréquence. Afin d'obtenir l'amplitude et la fréquence désirées, nous avons utilisé la stratégie de commande : **MLI** . Nous avons appliqué ensuite un réglage linéaire du courant avec le régulateur classique: **PI** ; afin d'obtenir une bonne source de courant en qualité de forme d'onde (**THD**).

Les travaux ont donné lieu à des simulations sous l'environnement MATLAB/Simpower-système.

Mots Clés:

Stérilisation, MLI, Convertisseur multicellulaire, Commande classique, Ballast électronique, Lampe UV,

REMERCIEMENTS

Ce travail de magister m'a offert l'occasion sublime pour remercier tous ceux qui m'ont fait découvrir le vaste monde de la commande, domaine si primordial pour l'avenir de l'électrotechnique.

*Je tiens à exprimer ma très profonde reconnaissance à Monsieur **M.S. BOUCHERIT**, professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'El Harrach pour la confiance qu'il m'a accordée en acceptant de m'encadrer. Pour sa présence et son aide efficace. Sa confiance et sa sympathie ont facilité l'aboutissement de ce travail. Qu'il trouve ici ma plus profonde reconnaissance.*

Je tiens aussi à remercier :

*Madame **AISSA BOUKHETACH**, pour avoir accepté d'être Co-promoteur de ce travail, pour son soutien et son aide précieuse.*

*Monsieur **B. BELMADANI**, Professeur à l'université HBB de Chlef, qui me fait l'honneur de présider le jury de soutenance de ce mémoire.*

*Monsieur **M. TADJINE**, professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger et Monsieur **R. NEZLI**, maître de conférence à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, pour avoir accepté d'examiner ce travail.*

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à tous mes enseignants de l'école doctorale, génie électrique option entraînement des systèmes électriques, des cours et enseignements qu'ils ont su nous prodiguer moi, mes amis et collègues de l'école doctorale de l'université H.B.B de chlef.

*Je remercie aussi très sincèrement Monsieur : **M. TADJINE** professeur à l'école polytechnique d'El Harrach de m'avoir accueillie dans le laboratoire de recherche « process control laboratory », pour ces orientations fructueuses, sa confiance en moi ainsi que ses encouragements.*

*Je remercie également Monsieur **A. MOUALDIA**, ami et collègue à l'I.N.S.F.P de Médéa pour sa disponibilité, son aide précieuse, ses critiques et ses remarques toujours judicieuses.*

Remerciements

Je voudrais aussi remercier, ma femme, pour le soutien inconditionnel qu'elle m'apporte chaque jour.

Je ne voudrais pas oublier les enseignants amis et collègues, aussi les responsables de l'institut national spécialisé en formation professionnelle de Médéa et leur remercie pour leur soutien et leurs encouragements.

Enfin, je ne saurais terminer ces remerciements sans mentionner les proches, famille, amis et collègues du PG, qui m'ont soutenu par leurs encouragements.

*Je remercie d'autant plus **mes parents**, mes frères et ma sœur, à qui, le présent mémoire est leur dédié à titre de modeste remerciement.*

*Ce mémoire est aussi dédié à **ma femme** et mes **enfants** Adel, Adila et Wissam, qui ont tant attendus l'achèvement de ce travail.*

*This document was created using
Smart PDF Creator
To remove this message purchase the
product at www.SmartPDFCreator.com*

SOMMAIRE

Introduction Générale	1
------------------------------------	----------

Chapitre I : Lampes U.V et Traitement des Eaux

INTRODUCTION	06
I.A. LES RAYONS ULTRAVIOLETS	06
<i>I.A.1. Définition</i>	06
<i>I.A.2. Sources</i>	06
<i>I.A.3. Les domaines de fréquence</i>	07
I.B. LES RAYONS UV-C ET TRAITEMENT D'EAU	09
<i>I.B.1. Désinfection aux UV</i>	09
<i>I.B.2. Energie ou Dose UV</i>	09
I.C. LES LAMPES UV	10
<i>I.C.1. Lampes à Décharge</i>	10
<i>I.C.2. Lampes Basse et Moyenne Pression</i>	10
<i>I.C.3. Constitution de l'appareil de Traitement UV à Action Germicide</i>	11
<i>I.C.4. Les Réacteurs</i>	12
<i>I.C.5. Les Ballasts</i>	12
I.D. MISE EN OEUVRE DE LA DESINFECTION DE L'EAU PAR ULTRAVIOLET	13
I.E. EFFICACITE DE LA DESINFECTION	14
<i>I.E.1. Paramètres de Fonctionnement de la Lampe UV</i>	14
<i>I.E.1.1. Le temps d'exposition</i>	14
<i>I.E.1.2. L'intensité UV émise par les lampes</i>	14
<i>I.E.2. Paramètres de Qualité de l'Effluent</i>	15
<i>I.E.3. Nature de l'Effluent</i>	15
I.F. AVANTAGES ET INCONVINIENS DE LA DÉSINFECTION UV	16
CONCLUSION	16

SOMMAIRE

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

INTRODUCTION	18
II.A. CONDITIONS D'ALIMENTATION D'UNE LAMPE A DECHARGE	18
II.B. ALIMENTATIONS UTILISEES	19
<i>II.B.1. Source de tension</i>	20
<i>II.B.2. Source de courant</i>	21
II.C. NÉCESSITE D'UNE STABILITE	21
II.D. BALLAST ELECTRONIQUE	22
II.E. INTERET DE LA HAUTE FREQUENCE POUR LA LAMPE A DECHARGE	23
II.F. EFFET DE LA TEMPERATURE	25
II.G. ÉVOLUTION DU FLUX A 253.7 nm EN FONCTION DE LA TEMPERATURE	27
II.H. INFLUENCE DU COURANT ELECTRIQUE SUR L'EMISSION DE LA RAIE 253.7 nm	27
II.I. MODELE DU CIRCUIT ELECTRIQUE	28
CONCLUSION	30

Chapitre III : Modélisation, Commande et Caractérisation du Convertisseur Multicellulaire.

INTRODUCTION	31
III.A. INTRODUCTION A LA STRUCTURE MULTICELLULAIRE	32
<i>III.A.1. Intérêt des convertisseurs statiques multi-niveaux</i>	32
<i>III.A.2. Différents structures de convertisseurs multi-niveaux</i>	33
<i>III.A.3. Structure multicellulaire sérielle</i>	35
<i>III.A.4. Intérêt des convertisseurs multicellulaires série ou à cellules imbriquées</i>	36

SOMMAIRE

III.B. FONCTIONNEMENT DU CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE	36
<i>III.B.1. Hypothèses de simplification</i>	36
<i>III.B.2. Principe de fonctionnement</i>	37
<i>III.B.2.1. Tension bloquée par une cellule</i>	39
<i>III.B.2.2. Courant commuté par une cellule</i>	41
III.C. MODÉLISATION DES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES	42
<i>III.C.1. Le modèle instantané</i>	42
<i>III.C.2. Le modèle moyen</i>	44
<i>III.C.3. Le modèle harmonique</i>	45
III.D. ARCHITECTURE DU CONVERTISSEUR UTILISÉ	46
III.E. COMMANDE EN BOUCLE OUVERTE DES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES	47
<i>III.E.1. Commande par modulation de largeur d'impulsion</i>	47
III.F. COMMANDE EN BOUCLE FERMÉE DES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES	49
<i>III.F.1. Le contrôle proportionnel des tensions de sortie</i>	49
III.G. SIMULATION DU CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE	53
CONCLUSION	57

Chapitre IV : Commande du Système * Convertisseur-Lampe UV * Sans Contrôle du Convertisseur.

INTRODUCTION	58
IV.A. CIRCUIT DE PUISSANCE	59
<i>IV.A.1. Description</i>	59
<i>IV.A.2. Paramètres des circuits du ballast</i>	60
IV.B. COMMANDE M.L.I NATURELLE	61
<i>IV.B.1. Commande en boucle ouverte</i>	61
<i>IV.B.1.1. Fonction de transfert du système en Boucle Ouverte</i>	61

SOMMAIRE

IV.B.1.2. Résultats de simulation	63
IV.B.2. Commande en boucle fermée	65
IV.B.2.1. Régulation proportionnelle intégrale	65
IV.B.2.1.1 Résultats de simulation	68
IV.B.2.2. Régulation proportionnelle intégrale dérivé	70
IV.B.2.2.1. Résultats de simulation	71
IV.B.2.2.2. Test de robustesse	73
IV.B.2.3. Commande par mode glissant super twisting	81
IV.B.2.3.1. Algorithme de la commande super twisting	81
IV.B.2.3.2. Application à la lampe à décharge	82
IV.B.2.3.3. Résultats de simulation	83
IV.B.2.3.4. Test de robustesse	86
CONCLUSION	91

Chapitre V : Commande du Système * Convertisseur-Lampe UV * Avec Contrôle du Convertisseur.

INTRODUCTION	93
V.A. COMMANDE MODULANT LES RAPPORTS CYCLIQUES	93
V.A.1. Commande en boucle ouverte	94
IV.A.1.1. Résultats de simulation	94
V.A.2. Commande en boucle fermée	96
V.A.2.1. Régulation proportionnelle intégrale	96
V.A.2.1.1. Résultats de simulation	96
V.A.2.1.2. Résultats de simulation pour $tr_{5\%}$ spécifié	99
V.A.2.1.3. Résultats de simulation pour $tr_{5\%}$ et tension d'alimentation E spécifiés	100

SOMMAIRE

V.A.2.1.4. Résultats de simulation pour un gain intégral négatif	102
V.A.2.1.5. Test de robustesse	104
V.A.2.2. Régulation proportionnelle intégrale dérivé	109
V.A.2.3. Commande par mode glissant super twisting	109
V.A.2.3.1 Résultats de simulation	109
V.A.2.3.2. Test de robustesse	113
V.B. ETUDE COMPARATIVE	118
V.B.1. Etude Comparative en Boucle Ouverte	119
V.B.1.1. Courants d'arcs en efficace	119
V.B.1.2. Courants d'arcs et THD correspondants	120
V.B.2. Etude Comparative en Boucle Fermée	121
V.B.2.1. Courants d'arcs en efficace	121
V.B.2.2. Courants d'arcs et THD correspondants	122
CONCLUSION	124
Conclusion Générale	126
Annexes.	
Bibliographie.	

NOTATIONS

Abréviations

MOSFET	M.O.S Field Effect Transistor.
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor.
ADN	Acide désoxyribonucléique.
ARN	Acide ribonucléique.
UV-A	Ultraviolet classe A.
UV-B	Ultraviolet classe B.
UV-C	Ultraviolet classe C.
THD	Taux harmonique distorsion.
MLI	Modulation à largeur d'impulsions.
PI	Proportionnel integral.
PID	Proportionnel integral dérivé.
BO	Boucle ouverte.
BF	Boucle fermée.
NPC	Neutral point clamped converter.
ZVS	Zéro voltage switching.

Grandeurs et Symboles

D	La dose UV (mj/cm^2).
S	La surface du cylindre entourant la lampe (cm^2).
t	Le temps d'irradiation ou de contact (s).
K	Coefficient de transmission de l'eau (lm/cm).
x	Épaisseur de la lame de traitement (cm) (au point le plus éloigné des générateurs).
+ ΔI	Augmentation de la valeur efficace du courant i .
- ΔI	Diminution de la valeur efficace du courant i .
I_o	Courant du point de fonctionnement.
U_o	Tension du point de fonctionnement.
$\Delta V_{\text{électrode}}$	Chute de tension aux bornes des électrodes.
$\eta(U,V)$	Rendement du rayonnement UV.
C_p	Capacité du condensateur d'amorçage.
C_r	Capacité du condensateur du circuit résonnant du ballast.
L_r	Inductance du circuit résonnant du ballast.

f_{dec}	Fréquence de découpage (commutation) des interrupteurs.
f_{app}	Fréquence apparente.
U_{arc}	Valeur efficace de la tension du régime d'arc de la lampe.
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.
V_{arc}	Valeur instantanée de la tension du régime d'arc de la lampe.
R_{arc}	Resistance du régime d'arc de la lampe.
P_{arc}	Puissance du régime d'arc de la lampe.
r_f	Resistance du filament de la lampe.
i_{cp}	Courant instantané dans le circuit parallèle.
Z_{cp}	Réactance du condensateur parallèle du ballast.
I_{lampe}	Courant efficace de la lampe.
V_{lampe}	Tension efficace de la lampe.
$P(U.V)$	Puissance du rayonnement UV.
P_{lampe}	Puissance des lampes (watts) (rendement germicide en fin de durée de vie).
P_{arc}	Puissance du régime d'arc de la lampe.
P_{arc}	Puissance instantanée du régime d'arc de la lampe.
R	Résistance.
L	Self.
$D1, D2$	Source à point milieu.
$T1, T2,$	Interrupteurs.
$T1', T2'$	Interrupteurs complémentaires.
f_0	Fréquence du fondamental.
f_p	Fréquence de la porteuse.
f_{mod}	Fréquence de la modulante.
r	Taux de modulation.
m	Indice de modulation.
K_p	Gain proportionnel.
K_i	Gain intégral.
K_d	Gain dérivé.
ω_n	Pulsation propre du système.
ζ	Amortissement.
i_{ch}	Courant instantané à la sortie du convertisseur.
V_{ch}	Tension instantanée à la sortie du convertisseur.

S_k	Etat de l'interrupteur haut de la $k^{\text{ème}}$ cellule.
V_{Ck}	La tension aux bornes du $k^{\text{ème}}$ condensateur
v_s	= v_{ch} , tension sortie du convertisseur.
P	Le nombre de cellules d'un convertisseur multicellulaire.
u_k	La commande appliquée à l'interrupteur du haut de la $k^{\text{ème}}$ cellule.
E	La tension d'entrée du convertisseur.
i_{ck}	Courant instantané du condensateur
$V_{cell k}$	Tension bloquée par cellule.
$\langle . \rangle$	La valeur moyenne de la variable (.)
α_k	Rapport cyclique de la cellule k.
Φ	Le vecteur de déphasage.
ϕ_k	L'angle de déphasage entre cellules.
P_k	Porteuse d'indice k.
M_k	Modulante d'indice k.
G	Gain.
S	Surface de glissement.
e	L'erreur.
Δe	Variation de l'erreur.

This document was created using Smart PDF Creator

To remove this message purchase the product at www.SmartPDFCreator.com

INTRODUCTION GÉNÉRALE

L'action germicide correspond à la mise en œuvre d'un ensemble de méthodes et de moyens visant à éliminer ou à tuer tous les micro-organismes vivants portés par des milieux inertes contaminés. Le résultat de l'opération étant l'état de stérilité [LEV03].

L'objectif de cette action est de purifier l'eau, sans eau aucune création sur terre ne peut survivre. Certaines personnes croient encore qu'il est préférable de s'habituer à l'eau du robinet, car elle est supposée ne contenir aucune particule vivante (bactérie, coliforme, virus, pyrogène, etc.) parce que leur contact avec le chlore provoque leur mort. Alors que ceci n'est pas toujours vrai pour les deux raisons suivantes [AIS05].

- La première est que plusieurs maladies provoquées par des virus sont sans solutions.
- La seconde est qu'aucun scientifique ne peut contester que les produits chimiques soient encore plus dangereux que les pires attaquants vivants, car le corps ne développe pas d'anticorps contre les produits chimiques. Non seulement cela, mais le corps ne s'en débarrasse pas. Les produits chimiques s'accumulent dans nos graisses et tissus en permanence. Plus le corps en accumule, plus les risques d'éclatement cancérigène sont grands. Alors le choix du chlore, ce bon vieux javellisant est à éviter car lorsqu'il entre en contact avec des décompositions organiques, forme un nouveau produit chimique hautement cancérigène ; le trihalométhane (THM).

Donc, le moyen de désinfection d'eau choisi doit renfermer les caractéristiques suivantes :

- Etre efficace pour la plupart des micro-organismes.
- Ne pas engendrer la formation de sous produits indésirables.
- Etre non dangereux pour les humains et pour la vie aquatique.

Parmi les alternatives possibles pour résoudre les problèmes de qualité bactériologiques des eaux potables non conventionnelles et des eaux usées traitées, l'utilisation de **l'irradiation ultraviolette** reste une technique intéressante.

Les **lampes à décharge** contenant la vapeur de mercure, l'argon et le galium ou les halogènes de métal sont généralement employées pour produire du rayonnement ultraviolet pour traiter l'eau, les encres, les enduits, les seringues, les boîtes de conserve et d'autres produits finis. En raison de non linéarité de la caractéristique tension courant, de ces lampes, des alimentations d'énergie spéciales connues sous le nom de **ballast** sont employés pour les commander.

Les dimensions et le poids du ballast ferromagnétique interdisaient toute tentative d'intégration. L'ère du ballast électronique, léger et compact, intégré dans le culot de la lampe, était arrivée [BEZ03].

Nous nous sommes attachés à aborder le problème de l'étude d'un système "lampe à décharge destinée à l'épuration de l'eau, alimentée par ballast électronique". Nous nous sommes contenté d'étudier la modélisation et la commande du ballast électronique assurant 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 [BEN09].

Il semble que, pour les lampes à décharge, en augmentant la fréquence d'alimentation, les électrodes s'usent plus lentement et la durée de vie de la lampe augmente [BEZ03]. Dans ce contexte, les progrès technologiques des convertisseurs statiques ont mené en la mise en œuvre de convertisseurs modernes constitués d'interrupteurs à base de composants à semi-conducteurs à fréquence de commutation élevée (supérieure à 50kHz pour le MOSFET et légèrement supérieures à 20 kHz pour l'IGBT) [LEF05]. Dans la majorité des cas, l'objectif est de diminuer le temps de conception (et indirectement le coût), le poids et le volume du convertisseur.

Un convertisseur **idéal**, est celui qui générerait 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 aurait **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(e), car « l'électronique de puissance ne peut être qu'une électronique de commutation » (G. Séguier, [SEG96]). Pour réduire les effets indésirables du découpage de la tension de sortie, et tendre ainsi un peu plus vers le 'convertisseur idéal', il existe trois moyens d'action [AIM03]:

- On peut augmenter le nombre de niveaux disponibles en sortie du convertisseur statique. Cela permet alors de réduire l'amplitude des fronts de la tension ou du courant découpé, donc l'amplitude des raies harmoniques induites par le découpage.
- On peut également augmenter la fréquence de découpage de la tension de sortie, de manière à repousser plus loin les harmoniques de découpage, et à en faciliter le filtrage. Cela n'est possible que si les interrupteurs statiques ne commutent pas déjà à leur fréquence maximale admissible.

- Enfin, on peut chercher à optimiser la stratégie de commande, de manière à assurer une poursuite du signal de référence la meilleure possible, pour un convertisseur donné, commutant à une fréquence imposée par des limitations technologiques, et avec un nombre de niveaux donné.

L'objectif de ce travail de thèse concerne le premier point. Le convertisseur multicellulaire série est un type de convertisseur multi niveaux apparu au début des années 90 et permet la mise en série d'interrupteurs à l'aide de sources de tensions flottantes [GAT97]. Cette structure multicellulaire fut l'objet d'un brevet international [MEY91].

Cette structure permet non seulement la conversion statique d'énergie électrique sous haute tension par l'association en série de cellules de commutation afin de répartir cette contrainte en tension sur plusieurs composants semi-conducteurs basse tension connectés en série ; mais permet aussi d'améliorer les formes d'ondes en sortie des convertisseurs, notamment en terme de contenu harmonique.

Si cette structure présente de nombreux avantages quand à son utilisation, elle possède également certains inconvénients dont l'effet doit être parfaitement maîtrisé. La structure multicellulaire utilise notamment des condensateurs flottants afin de répartir la contrainte en tension sur les différents interrupteurs, la tension aux bornes de ces condensateurs doit être parfaitement stable afin d'obtenir une bonne répartition aussi bien en statique qu'en dynamique.

L'objectif principal de l'utilisation du convertisseur multicellulaire, dans ce travail, est la comparaison de ses résultats avec celles obtenus par des études de simulation similaires à savoir celles du convertisseur conventionnel et du convertisseur matriciel, dont les résultats sont décrits dans la bibliographie [AIS05] et [BEN09], dont le but est d'arriver à concrétiser l'alimentation idéale de la lampe UV.

Pour ce qui est des stratégies de commande, récemment apparues, les modes glissants d'ordre supérieur sont une généralisation des modes glissants classiques (d'ordre un) à des ordres de dérivées supérieurs de la variable de glissement. En effet, dans le cas des modes glissants d'ordre supérieur et contrairement aux modes glissants classiques, la commande discontinue agit sur une dérivée supérieure de la variable de glissement, ce qui permet d'éliminer le phénomène de chattering qui constitue un inconvénient majeur des modes glissants classiques. Dans cette optique, nous allons

proposer un régulateur à mode de glissement d'ordre supérieur à la commande des convertisseurs multicellulaires.

Le mémoire est donc organisé de manière à traiter successivement les différents points du problème. Il développe deux axes : la modélisation et la commande. Toutefois, il nous a semblé que pour être utile, ce mémoire devait comporter cinq chapitres.

Le premier chapitre introduit l'environnement lié à la problématique de notre travail et permet de dresser l'état actuel de la désinfection de l'eau par le rayonnement ultraviolet. Les différentes sources permettant de générer ce rayonnement ainsi que leurs caractéristiques seront présentées. Le moyen d'action du rayonnement ultraviolet et les paramètres qui influent sur la désinfection seront mis en évidence afin de permettre une bonne désinfection.

Dans le second chapitre, nous faisons une introduction au principe de fonctionnement des lampes à décharge. Nous rappelons les conditions d'alimentation de la lampe à décharge qui nécessite l'utilisation d'un dispositif pour la limitation et la stabilisation du courant des lampes à décharge en raison de la présence de la pente négative dans la caractéristique statique de ces lampes: le ballast électronique. Nous présentons ensuite les résultats de recherche trouvés dans la littérature [COS00] et dans lesquels ils ont constaté que l'efficacité lumineuse augmente avec l'augmentation de la fréquence, et qu'il valait mieux alimenter la lampe avec un courant de 0,65 A en valeur efficace, la fréquence adoptée dans ce travail est de 50KHz. A la fin du chapitre, un modèle électrique destiné à la simulation de ce type de circuit et à la validation des lois de commande est présenté.

Le troisième chapitre est consacré aux convertisseurs multicellulaires série: apparition, choix, intérêt, principe de fonctionnement et les différents modèles mathématiques utilisés pour décrire le fonctionnement. Nous donnerons ensuite l'architecture de l'onduleur qui sera utilisé dans notre application, ainsi que deux lois de commande du convertisseur basées sur la technique par modulation à largeur d'impulsions, la première est en boucle ouverte, donc à rapports cycliques non contrôlés, tandis que la deuxième est en boucle fermée basée sur la modulation des rapports cycliques des cellules du convertisseur avec un contrôle proportionnel des tensions des bras constitués par les condensateurs flottants ; cette commande devra maintenir l'équilibrage des tensions des bras quelque soit le sens du courant sans pouvoir poursuivre le courant de référence qu'elle devra générer à la sortie du convertisseur. Ainsi on s'aperçoit que ces deux lois de commande, la première dite en boucle ouverte, la seconde dite en boucle fermée s'appliquent au convertisseur tout seul. Dans cette

perspective, et à titre de rappel, notre étude porte sur le système « convertisseur-lampe », il s'est avéré alors nécessaire de distinguer l'étude de la commande du système sans contrôle du convertisseur tout seul et avec contrôle du convertisseur pour voir l'influence de cette dernière sur le comportement de notre système.

Le chapitre quatre, développe alors la commande du système « convertisseur-lampe » sans contrôle du convertisseur, dans un premier lieu deux commandes classiques sont proposés : la première de type proportionnelle-intégrale, et la seconde de type proportionnelle-intégrale-dérivée afin de préciser le choix entre les deux ; ensuite nous proposons une commande moderne tolérante à l'imprécision et à l'incertitude (car le modèle de la lampe n'est pas précis) à savoir la commande par mode glissant d'ordre deux (algorithme de super-twisting) pour améliorer d'avantage les performances de la lampe à décharge.

Et enfin le dernier chapitre, qui développe les mêmes axes suivis par le chapitre quatre mais avec contrôle du convertisseur.

This document was created using
Smart PDF Creator

To remove this message purchase the
product at www.SmartPDFCreator.com

CHAPITRE I

LAMPES UV ET TRAITEMENT DES EAUX

INTRODUCTION

Les lampes ultraviolets sont fréquemment rencontrées dans les laboratoires, les hôpitaux et d'autres lieux où l'air, les eaux ou les surfaces doivent être décontaminées.

Toutefois, le problème de traitement des eaux se pose de façon urgente sur une grande partie de la planète. Pour le résoudre il est généralement utilisé un traitement par chloration.

L'utilisation du chlore est de plus en plus mise en retrait du fait de la production des sous produits chlorés accusés d'être cancérogènes et du peu d'action sur les virus.

Parmi les solutions alternatives possibles, l'utilisation de l'irradiation ultraviolette émise par une lampe à décharge à rayonnement ultraviolet, reste intéressante du fait que la désinfection ne s'accompagne de la formation d'aucun produit de réaction avec les matières organiques des eaux [AIS05].

Le rayonnement UV agit de manière rapide, efficace et sûre et constitue un procédé économique respectueux de l'environnement [BEN09].

I.A. 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.A.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.A.2. Sources

Ce type de radiation se retrouve dans une source naturelle (les rayonnements du soleil), mais

est également émis par des sources artificielles :

- Des sources thermiques ou incandescentes (par exemple les torches à oxyacétylène ou celles utilisées pour la soudure à arc) émettent de façon intense des ultraviolets.
- Des sources à **décharge** luminescentes et fluorescentes. Ainsi, les lampes éclair 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 :

- Les 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).

1.A.3. Les domaines de fréquence

Chaque domaine de fréquence porte une dénomination particulière (figure I.1). Les très hautes fréquences (énergie photonique très élevée) correspondent au domaine des rayons X. viennent ensuite l'ultraviolet (UV), le visible, l'infrarouge (IR), les micro-ondes (μ O), les ondes télé et les ondes radio.

Le rayonnement UV, caractérisé par des longueurs d'ondes comprises entre 100 et 400 nm, est subdivisé en trois bandes, à savoir, les UV-A, les UV-B et les UV-C. La **désinfection** de l'eau est à son effet **germicide** (désinfectant, stérilisant) le plus profond pour la valeur de **253.7** nm, soit une longueur d'onde de la bande UV-C.

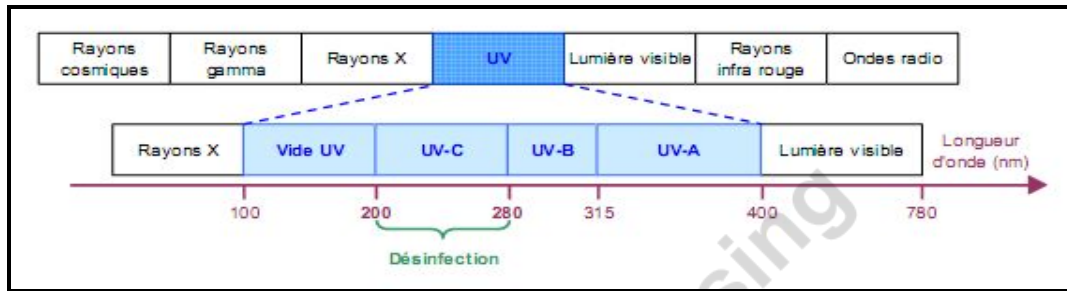


Fig. I-1: Spectres des radiations UV [BEN09].

Ces radiations UV, suivant la longueur d'onde λ , ont une action photochimique sur les corps cellulaires, action qui se manifeste par des réactions très diverses telles que [CAI88] [HER06].

- **UV-A ($315 < \lambda < 400 \text{ nm}$)** : Les UV-A représentent 95% des UV solaires qui arrivent à la surface de la terre. C'est cette lumière ultraviolette qui (en conjonction avec l'UV-B) est responsable du bronzage et par suite, pigmentation de la peau humaine. Or, plusieurs recherches ont démontré que ces rayons contribuent aussi à accélérer la formation de cataracte. Les UV-A peuvent endommager la peinture et les plastiques de l'extérieur.

Les UV-A sont néfastes même si on ne remarque pas immédiatement leur action qui est lente et cumulative.

- **UV-B ($280 < \lambda < 315 \text{ nm}$)** : Les UV-B, représentent 5% des UV solaires, mais sont 1000 fois plus efficaces pour entrainer un coup de soleil et sont la cause de multiples cancers cutanés. Ce sont ces rayonnements qui provoquent les coups de soleil et le vieillissement de la peau. Au niveau de l'œil, ces rayons touchent notamment la cornée et la conjonctive bulbaire (les deux couches extérieures de l'œil). En outre, ils réduisent la croissance des plantes et nuisent peut être à la santé des animaux sauvages et autres.

Les effets des UV-B sont généralement à court terme mais sont très inconfortables.

UV-C ($100 < \lambda < 280 \text{ nm}$) : Ils sont en puissance les plus nocifs. Toutefois ils n'atteignent jamais la surface terrestre, car l'atmosphère les absorbe à 99% par filtrage (la fabrication de la couche d'ozone dans l'atmosphère les absorbe en totalité). Alors la production de cette gamme de rayons par moyen artificiel (**lampes UV**) et plus exactement pour une longueur d'onde λ comprise entre **200 et 280 nm** ; caractérise l'action **germicide** par destruction des microorganismes (Virus, Levures, Bactéries, Algues, Protozoaire, Vers, Moisissures, etc) (figure I.2) ; de plus pour la longueur d'onde $\lambda = 185 \text{ nm}$, elle participe à la formation de la couche d'**ozone**, tandis que les substances contenant du **chlore** (traitement chimique par

chloration n'en fait qu'ajouter) et du brome sont **destructeurs de l'ozone**. C'est la découverte du trou d'ozone de l'antarctique en 1985 qui a poussé la collectivité mondiale à régir les substances contenant du chlore et du brome, destructeurs de l'ozone.

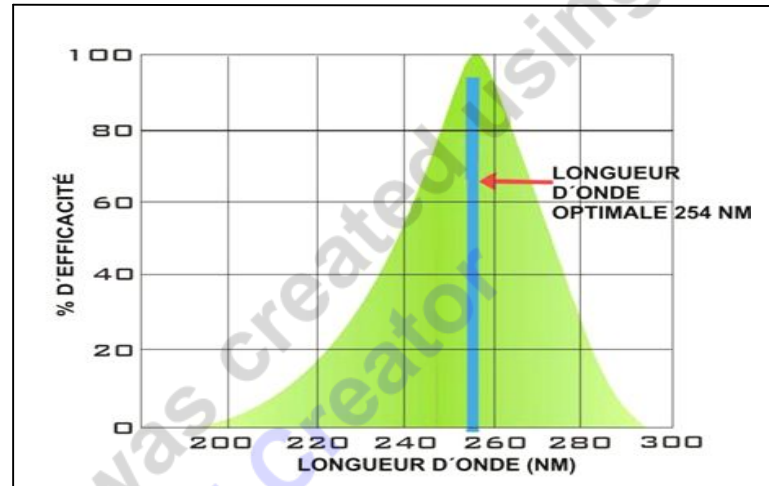


Fig. I-2 : Spectre d'absorption moyen de rayonnement électromagnétique par les micro-organismes [MOK10][MAS00].

I.B. LES RAYONS UV-C ET TRAITEMENT D'EAU

I.B.1. Désinfection aux UV

Le processus de traitement d'eau par les rayons UV-C correspond en fait à l'inactivation des micro-organismes, suite à une modification de leurs informations génétiques. Les UV agissent sur la double hélice d'ADN (acide désoxyribonucléique), ainsi que sur l'ARN (acide ribonucléique) des cellules, bloquant ainsi tous leurs processus biochimiques servant à leur reproduction.

I.B.2. Energie ou Dose UV

Les UV-C endommagent les acides nucléiques des micro-organismes, entraînant suivant la quantité d'énergie ou dose mise en œuvre [BOU06]:

- ☛ Un effet bactériostatique en agissant sur l'ADN de la cellule. Dans ce cas cette dernière, stérilisée, continue à vivre tout en ne pouvant plus se reproduire, donc condamnée à disparaître.
- ☛ Un effet bactéricide en agissant sur l'ARN de la cellule. Dans ce cas cette dernière est détruite.

La dose est donc la quantité ou le nombre de milliwatts seconde (mW.s) émises par un centimètre carré de la source UV.

Les exigences minimales du département de la santé US (United States) pour la purification de l'eau sont de 16 milliwatts seconde par cm² pour une longueur d'onde de 253.7 nm [LAB08].

La loi de Lambert-Beer [BEN09] donne le calcul de l'énergie et met en évidence un certain nombre de paramètres dont dépend cette énergie :

P = puissance des lampes (watts) (rendement germicide en fin de durée de vie)

S = surface émettrice de la lampe (cm²)

k = coefficient de transmission de l'eau (lm/cm)

x = épaisseur de la lame de traitement (cm) (au point le plus éloigné des générateurs)

t = temps de contact (sec.)

L'expression de cette loi est :

$$D = \frac{P}{S} e^{-kx} \cdot t \quad [\text{mW.s/cm}^2] \quad (I.1)$$

Chaque point d'une lampe UV-C allumée émet un rayonnement dont l'intensité est exprimée en μW.s/cm² et qui diminue en fonction de la distance par rapport à la source. Il est important de garantir l'homogénéité du flux dans le réacteur portant la lampe UV-C pour garantir la dose nécessaire.

Il convient de savoir que les UV-C ne traversent pas les fluides et les matières transparentes comme le fait la lumière visible. Lorsqu'ils sont utilisés pour le traitement des liquides (et l'eau en particulier), les calculs doivent toujours tenir compte du coefficient de transmissibilité propre à chaque fluide (ce coefficient n'ayant aucune corrélation avec la transmission de la lumière visible dans ce fluide; exemple: le "Vinaigre Cristal", totalement transparent à la lumière visible et absolument opaque aux UV-C.

Cette dose est aussi fonction de la qualité de l'eau et des caractéristiques de l'appareil de traitement. Le temps de contact doit être respecté.

Note importante [AIS05]

Le rayonnement UV ne perturbe pas la composition physico-chimique de l'eau, aux doses habituellement employées, mais peut avoir un effet photo-oxydant pour une certaine dose par création de certains radicaux.

I.C. LES LAMPES UV

I.C.1. Lampes à Décharge [ALI00]

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.

1.C.2. Lampes Basse et Moyenne Pression [HER06] [AIS05]

La pression des lampes « basse pression » varie de 100 mbar à 1 bar, elles sont utilisées principalement pour la désinfection de liquide ou de surface; car elles émettent une lumière quasi-monochromatique à 254 nm, qui correspond à la bande optimale de l'effet germicide. Les lampes à vapeur de mercure sont très sensibles aux variations de température, l'optimal se situerait autour de 50°C pour celles à basse pression; la température influence la pression qui peut être maintenue au niveau de la lampe. Trop basse, elle provoque une chute de pression, les atomes de mercure se trouvent moins comprimés donc plus difficilement excitables, donc diminution de la qualité électrique transformée. A l'inverse, une augmentation de la température augmentera la pression.

Les lampes à moyenne pression ont une température de fonctionnement autour de 600°C, correspondant ainsi à une pression entre 1 bar et 10 bars; elles fonctionnent habituellement entre 2 et 5 bars. L'excitation des électrons des atomes de mercure sera très grande mais l'énergie rayonnante sera libérée dans un spectre beaucoup plus étendu que 254 nm. A pression supérieure, l'intensité de la décharge électrique est augmentée, le flux rayonnant s'étend jusqu'au visible et donc ne se limite pas seulement à la zone germicide. Les lampes moyennes pression sont utilisées pour la polymérisation d'encre ou de vernis. Les lampes UV haute pression, de 10 à 100 bar, qui fonctionnent habituellement entre 20 et 30 bars sont principalement utilisées pour l'éclairage.

Ainsi les lampes **UV-C à action germicide** sont les lampes à vapeur de mercure **basse pression**.

1.C.3. 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.3).

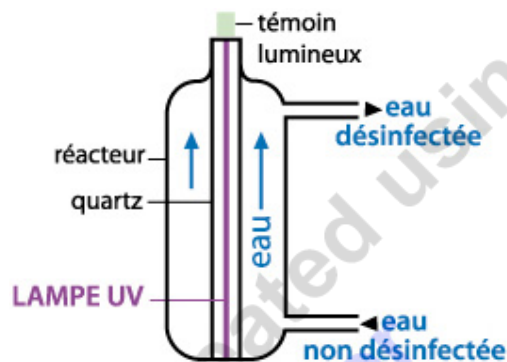


Fig. I-3 : constitution de base d'un appareil de traitement UV-C. [LAB08].

I.C.4. 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.

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 vinyl ou autres produits toxiques [LAB08].

Il existe deux types de réacteurs: les réacteurs fermés sous pression ; 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.C.5. 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 de type multicellulaire.

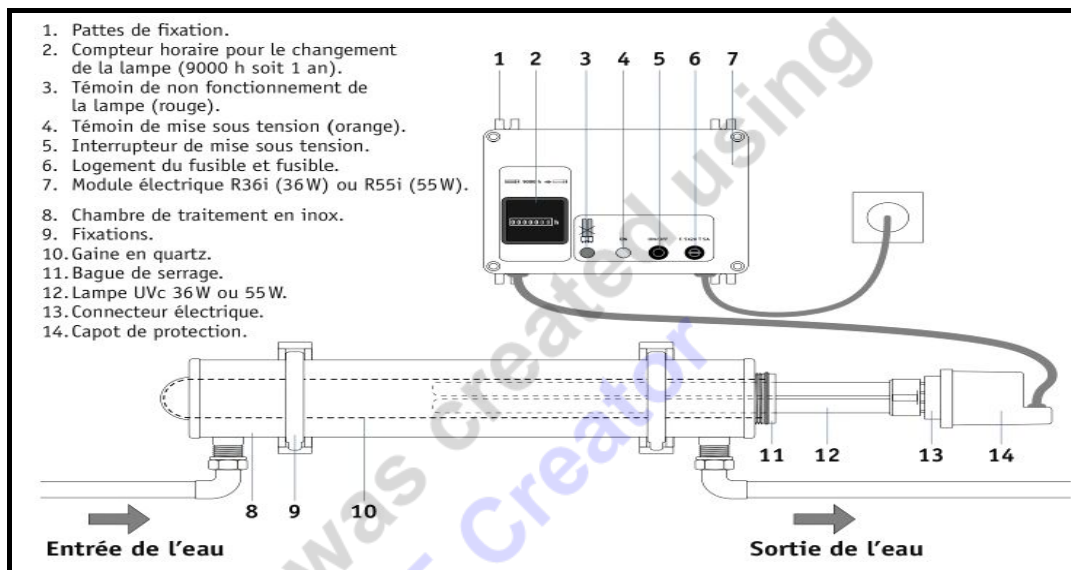


Fig. I-4 : Construction d'un stérilisateur UV-C .

I.D. MISE EN OEUVRE DE LA DESINFECTION 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.5).

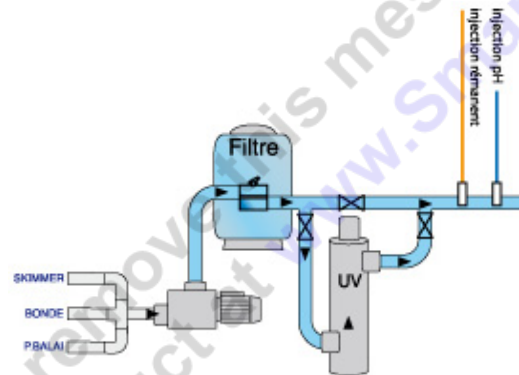


Fig. I-5 : Installation de base d'un appareil de traitement UV-C [LAB08].

Pour être exposée au rayonnement UV-C, l'eau est amenée à l'intérieur du réacteur, équipée 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.E. EFFICACITE DE LA DESINFECTION

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

I.E.1 Paramètres de Fonctionnement de la Lampe UV

Il ya deux paramètres à savoir :

- Le temps d'exposition.
- L'intensité UV émise par les lampes : caractérisant la dose ou l'énergie UV émise par unité de temps.

I.E.1.1. Le temps d'exposition

Il est fonction de :

- ❖ débit ou vitesse de passage de l'effluent dans l'installation.
- ❖ conception hydraulique du chenal qui définit le trajet de l'eau à l'intérieur du réacteur.

I.E.1.2. L'intensité UV émise par les lampes

L'intensité UV nominale est fonction de :

- ❖ **Nombre** de lampes allumées.
- ❖ **Distance** lampe effluent; ainsi, l'épaisseur de la lame d'eau entre deux lampes est un paramètre de dimensionnement.
- ❖ **Température** de fonctionnement.
- ❖ **Age** des lampes : dont l'intensité diminue de 65% en fin de vie [BEN09].
- ❖ **Propreté**: idéalement les lampes UV devraient être nettoyées soigneusement à l'éthanol 70% chaque semaine de manière à assurer un rendement optimal.
- ❖ **Usure**: les lampes UV devraient faire l'objet d'un contrôle tous les six mois de manière à mesurer si l'intensité de la lumière émise a toujours un pouvoir germicide. Une intensité de 40 microwatts/cm² à 253,7 nm au centre de la surface de travail est recommandée [HER06].

I.E.2. Paramètres de Qualité de l'Effluent

On sait que le traitement d'eau par UV est un traitement tertiaire, donc venant suite à un traitement primaire et un traitement secondaire. Le traitement primaire consiste à l'enlèvement des débris et des solides en suspension par filtration et décantation; alors que le traitement secondaire est un ensemble de procédés biologiques permettant de dégager les matières organiques et d'éliminer les autres solides en suspension.

Afin d'améliorer encore la qualité de l'effluent on place un filtre spécial en aval de la lampe UV (voir figure I.5).

I.E.3. Nature de l'Effluent

La nature de l'effluent caractérise les différents types de microorganismes constituant l'effluent. La réponse à l'U.V 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 résistantes aux rayons [AIS05].

Des essais en laboratoire ont permis de déterminer le degré de résistance de différents micro-organismes par rapport à la référence de « 1 » correspondant à Escherichia coli.

Le tableau I-1, donne les facteurs à appliquer par rapport à la dose relative aux Escherichia coli [BEN09].

<i>Micro-organisme</i>	<i>Dose relative</i>
Escherichia coli	1
Virus de l'hépatite A	3
Virus de la polyomélite	3,5
Bactériophage MS2	8
Streptocoque faecalis	2
Vibrio chlorae	2,2
Cryptosporidium	1,5

Tableau I-1: Facteurs à appliquer par rapport à la dose relative aux Escherichia coli.

La référence « 1 » veut dire : 11.6 mJ/cm² pour la longueur d'onde 253.7 nm.

I.F. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA DÉSINFECTION U.V

Le système de décontamination de l'eau par U.V possède de nombreux avantages [LAB08] [AIS05]:

- ✚ 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. Ces rayons UV-C photo-oxydant décomposent le chlore et les composés chlorés toxiques et cancérigènes comme les chloro-amines et autres sous-produits organiques présents dans l'eau potable de nos villes.
- ✚ 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.
- ✚ sécuritaire : libre de tout produit chimique dangereux et toxique.

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 U.V 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.

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons montré la nécessité de la substitution de la technique de chloration à la désinfection de l'eau par celle du rayonnement ultraviolet.

Le caractère principal de choix de cette technologie est que la composition physico-chimique de l'eau est indemne de toute modification; constituant ainsi une garantie sanitaire contre toutes infections possibles.

Cependant, la précision du réglage de la quantité de rayonnement doit être hautement qualifiée par la concrétisation d'une alimentation électrique idéale.

Dans ce but, le chapitre qui suit, met en évidence les conditions d'alimentation de la lampe UV.

This document was created using
Smart PDF Creator
To remove this message purchase the
product at www.SmartPDFCreator.com

CHAPITRE II

CONDITIONS D'ALIMENTATION ET MODÉLISATION DE LA LAMPE A DÉCHARGE

INTRODUCTION

Toute analyse réelle d'un système électrique quelconque en tenant compte de sa configuration exacte se prête par le développement d'un modèle dont le comportement soit aussi proche de celui de l'original.

Dans ce chapitre, on précise le mode d'alimentation de la lampe UV par rappel des conditions d'alimentation d'une lampe à décharge, ensuite on prévoit le modèle du circuit électrique qui décrit le comportement électrique de la lampe alimentée par un ballast électronique multicellulaire de haute fréquence.

II.A. CONDITIONS D'ALIMENTATION D'UNE LAMPE A DECHARGE

L'alimentation d'un système électrique quelconque nécessite avant tout, la connaissance des caractéristiques électriques de la charge à alimenter. Il est donc important d'établir un cahier de charges le plus détaillé possible concernant le récepteur, afin de déterminer le type de générateur à utiliser. Dans le cas bien particulier d'une lampe à décharge, deux contraintes importantes doivent être prises en compte [AIS05] :

- 1- 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.
 - Emploi d'une électrode auxiliaire :

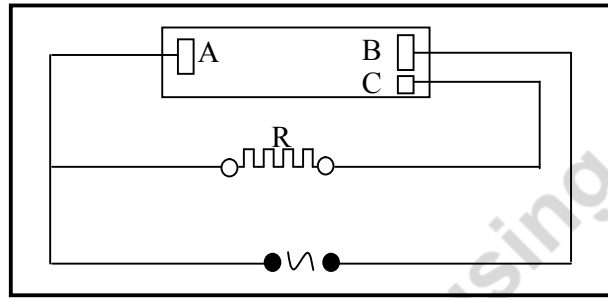


Fig. II.1: Electrode auxiliaire.

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.

- Chauffage préalable des électrodes :

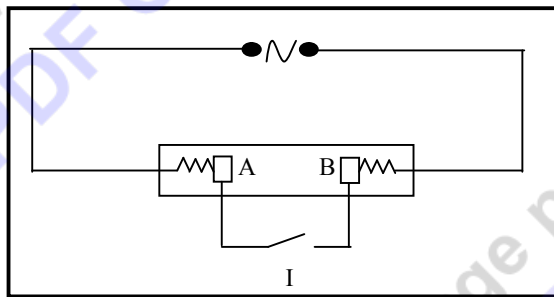


Fig. II.2: Chauffage préalable des électrodes.

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

- 2- 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 direct 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) .

II.B. ALIMENTATIONS UTILISEES

On distingue deux types principaux de sources électriques d'alimentation, selon la forme de leur caractéristique électrique dans le plan tension-courant: les sources de courant (caractéristique parallèle à l'axe des tensions) et les sources de tension (caractéristique parallèle à l'axe des courants). Ce sont

les premières qui sont les plus utilisées [BUS04], [SAL05], car leurs caractéristiques sont plus appropriées pour alimenter une décharge; pour plus de détails :

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 la résistance R est très inférieure devant l'impédance de la charge (figure II.3-a).
- L'alimentation en source de courant vis à vis de la charge, correspond au cas où R est très supérieure devant l'impédance de la charge (figure II.3-b).

II.B.1. Source de tension

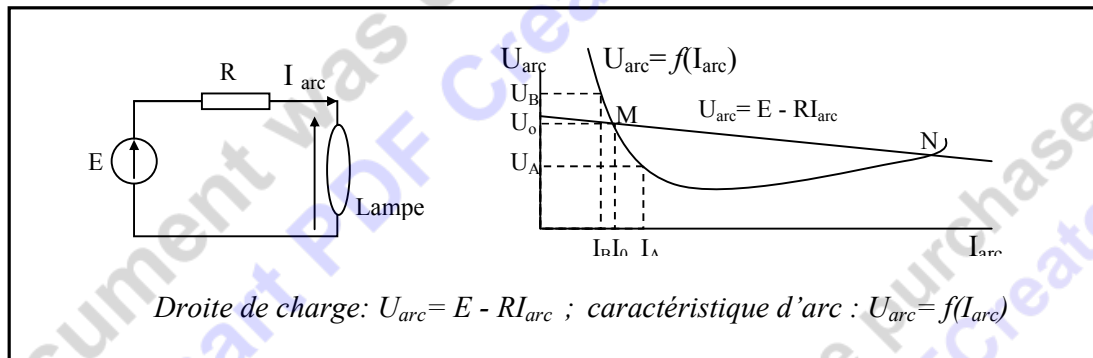


Fig. II.3-a: Montage en source de tension. [SAL05][AIS05]

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 $U_{arc} < E - R I_{arc}$, d'où pour rétablir ce déséquilibre, le courant doit augmenter 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 tensions vont entraîner de grandes variations de courant, ce qui est incompatible avec le bon fonctionnement de la lampe.

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 $U_{arc} > E - R I_{arc}$, d'où pour rétablir ce déséquilibre, le courant diminue encore. On se trouve alors dans la configuration de départ avec un courant $I - \Delta I$.

[COS00][AIS05]. Par conséquent, le système est instable, le courant diminue indéfiniment jusqu'à extinction de la lampe.

II.B.2. Source de courant

Une augmentation ΔI (fig.2.3-b) 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 $U_{arc} > E - RI_{arc}$, 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. [COS00]

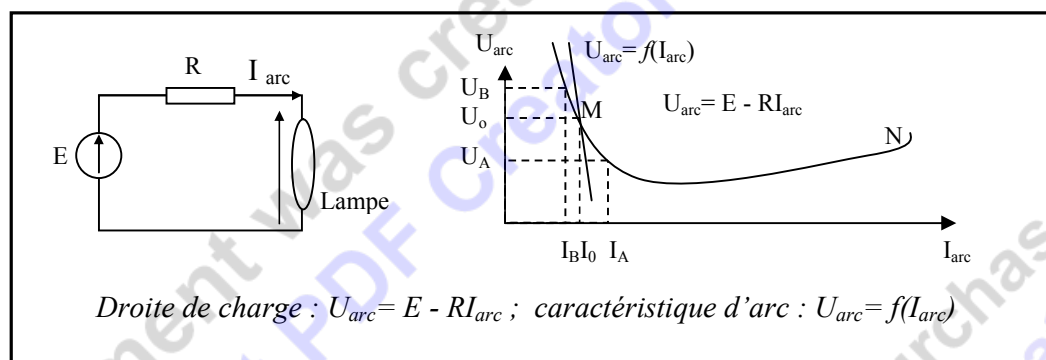


Fig. II.3-b: Montage en source de courant. [SAL05][AIS05]

Une diminution $-\Delta I$ entraîne une diminution de I_0 qui se déplace en I_B , il en résulte une augmentation de U_0 en U_B . Ceci entraîne que $U_{arc} < E - RI_{arc}$, 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].

II.C. NÉCESSITE D'UNE STABILITE

Par suite de la caractéristique négative des lampes à décharge, aussi bien en régime de décharge autonome qu'en régime d'arc, il est nécessaire de limiter l'intensité et de stabiliser la tension après amorçage. 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 de la charge. Dans la pratique, on choisira en général 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.

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.

II.D. BALLAST ELECTRONIQUE

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 la lampe est essentiel. Les décharges électriques ne sont pas auto stabilisatrices, car l'ionisation du milieu gazeux, et par suite l'intensité du courant admise tend à croître sans limite. 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 inséparable et la qualité du ballast intervienne dans celle de la lampe.

Afin de limiter le courant de lampe, il est dans les habitudes courantes d'employer une bobine fonctionnant sous haute fréquence.

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 constants.

[DAM03]

Ces dernières années, le ballast électronique à haute fréquence pour les lampes à décharge à été présenté comme un produit de remplacement pour le ballast magnétique en raison de ses qualités telles que :

- le rendement élevé du système (amélioration du facteur de puissance).
- le poids léger. La taille des ballasts est réduite notamment par la diminution de taille des capacités et des inductances à haute fréquence.
- augmentation de l'intensité lumineuse produite par watt, compte tenu de la disparition de la chute de tension anodique et scintillement inexistant,

- la longue durée de vie,
- la fonction de régulation d'éclairage,

A savoir aussi les avantages suivants [ALI00] :

- il a une consommation plus faible qu'un ballast conventionnel (75 % en moins),
- il augmente l'efficacité lumineuse et la durée de vie des lampes fluorescentes (jusqu'à 16 000 h),
- il diminue le papillotement des lampes à décharge en alimentant les lampes sous haute fréquence (entre 25 et 60 kHz) et prolonge leur durée de vie. La diminution de papillotement diminue la fatigue visuelle provoquée par les tubes fluorescents,
- il coupe automatiquement l'alimentation d'une lampe défectueuse et évite son clignotement en fin de vie,
- son facteur de puissance est proche de 1,
- il réduit l'influence de la fluctuation de la tension et diminue le niveau de bruit audible,
- Il a une consommation constante pour une large plage de tension.

II.E. INTÉRÊT DE LA HAUTE FREQUENCE POUR LA LAMPE A DECHARGE

Une étude comparative entre le fonctionnement de l'ensemble « convertisseur-lampe » à 50Hz et 60.1KHz a été présenté dans la bibliographie [COS00] ; nous rappelons ici (tableau II-1) les résultats obtenus.

Fréquences (HZ)	I lampe (A)	V lampe (V)	P lampe (W)	ΔV Electrodes (V)	Pertes électrodes (W)	$P_{(U,V)}$ (W)	$\eta_{(U,V)}$ (%)
50	0.650	112.8	67.2	15	9.84	38.8	57.7
60100	0.650	113	73.2	10	6.56	45.4	61..5

Tableau II.1: Résultats numériques obtenus pour les fréquences 50Hz et 60.1 KHz.

La figure (II.4) suivante donne l'allure des tensions et des courants de lampe à 50Hz et 60.1 KHz.

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-sinusoïdale. Le pic de réamorçage présent à 50Hz à chaque demi-période, disparaît à la fréquence étudiée de 60.1 KHz.

Une lampe à décharge est une charge non linéaire, qui même alimentée sous une tension sinusoïdale, génère des courants non-sinusoïdaux sur le réseau.

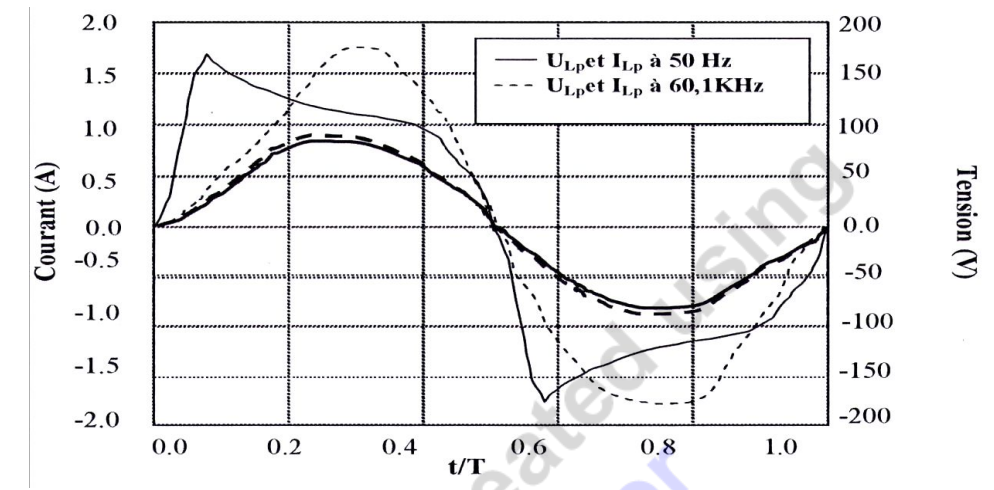


Fig.II.4: Allures des courants et des tensions de la lampe UV (Hg, Ar-3 torr) alimentée à 50 Hz et 60.1 KHz. [COS00] [BEN09]

De manière générale, nous pouvons dire que, lorsque l'on passe de 50 Hz à 60.1 KHz, 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.

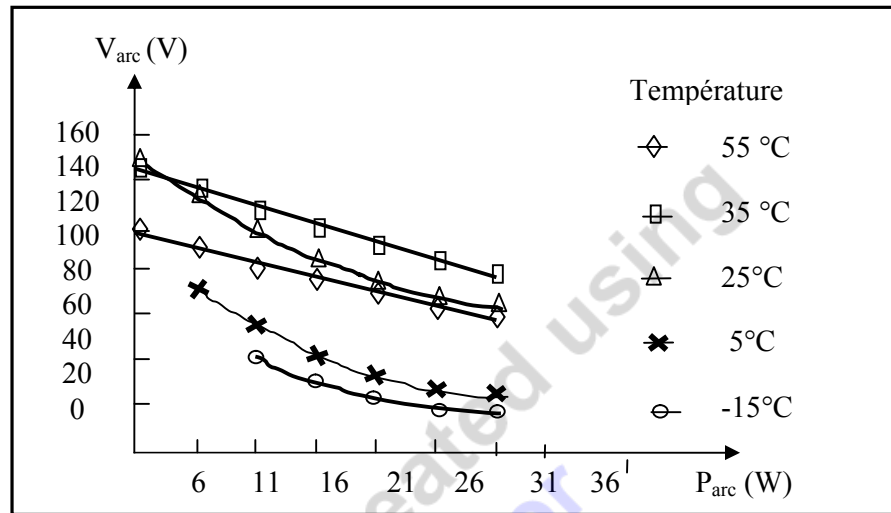
Pour ces essais, les puissances rayonnées dans l'UV sont respectivement égales à 45.4W à 60.1 KHz et 38.8 W à 50 Hz. Les rendements correspondants sont respectivement 61.5% et 57.7%. L'augmentation de la fréquence d'alimentation a pour effet la diminution de la modulation du flux, ainsi que l'obtention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

Notons qu'avec une alimentation à haute fréquence, l'obtention d'un régime de fonctionnement proche de l'équilibre dynamique crée des conditions favorables pour les électrodes. Ceci a pour effet l'augmentation de la durée de vie de la lampe [COS00] [BEZ03]

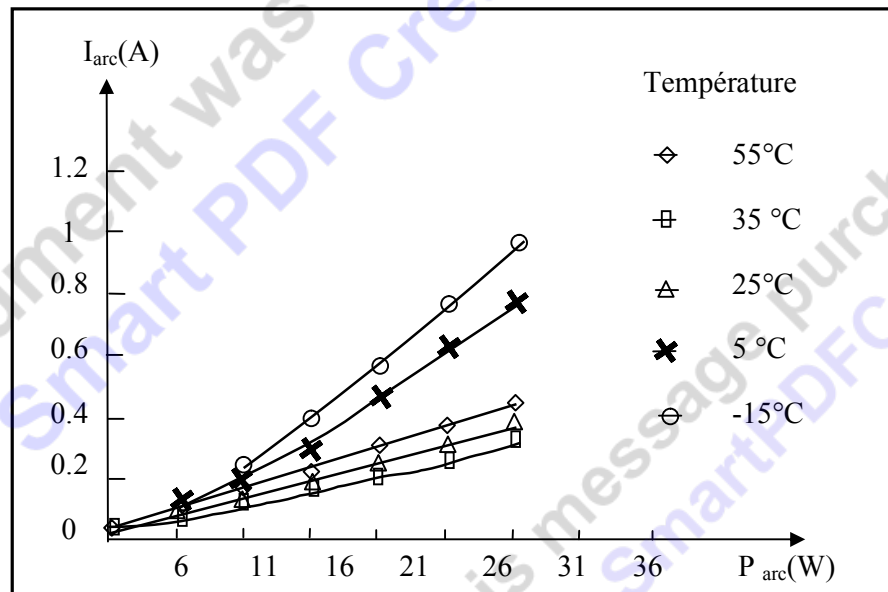
Résultat : *Un maximum de rayonnement U.V s'obtient en haute fréquence.*

II.F. EFFET DE LA TEMPERATURE

Les caractéristiques de la lampe fluorescente dépendent de la puissance de fonctionnement et sont très sensibles à la température. Les figures II.5-a et II.5-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.



a) Tension du régime d'arc de la lampe



b) Courant d'arc de la lampe

Fig. II.5: Les variations du courant et de la tension de lampe en fonction de sa puissance et de sa température. [COS00][AIS05]

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. Pour une température plus élevée que la température ambiante, la tension augmente presque linéairement avec la diminution de la puissance d'arc. Cependant, à 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 basse température. Fonctionnant au dessous de ce niveau de puissance, l'arc de la lampe devient instable.

La figure II.6 montre les caractéristiques d'une lampe avec les droites de charge de deux ballasts électroniques donnés décrivant l'effet de la température sur la puissance de la lampe.

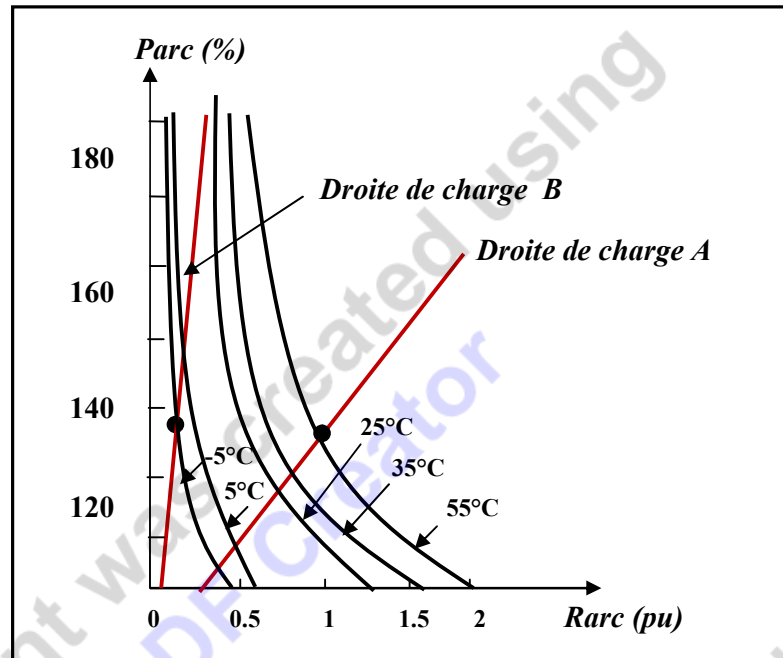


Fig. II.6: Effets de la température sur la puissance de la lampe. [COS00] [AIS05].

Comme illustré par la droite de charge A, la lampe fluorescente ne pourra pas être capable de produire assez d'intensité lumineuse à une basse température quand le ballast est conçu avec des paramètres du circuit consacrés pour la température ambiante. D'autre part, comme illustré par la droite 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 -15°C .

II.G. EVOLUTION DU FLUX A 253.7 nm EN FONCTION DE LA TEMPERATURE

La courbe de la figure II.7 est une représentation analytique des résultats cités dans la bibliographie [ZIS90] et obtenus 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** et **90.62×10^{-3} Torr**, pour des valeurs de température variant de **20°C à 80°C** .

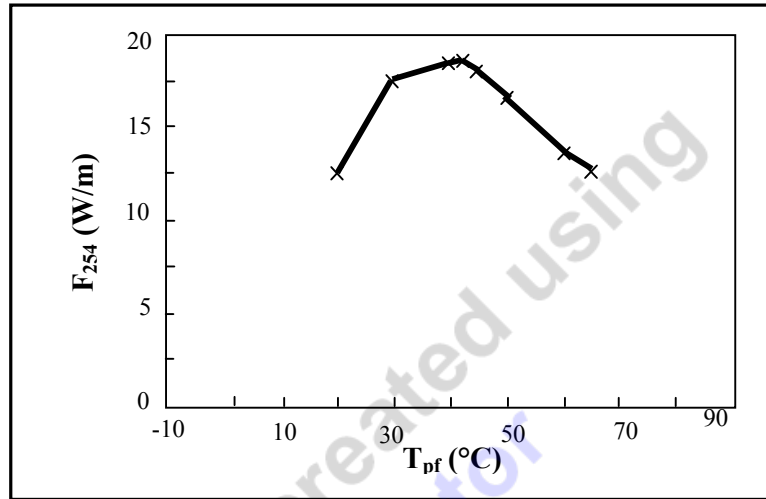


Fig. II.7: Evolution du flux à 254 nm (Hg) en fonction de la température. [ZIS90].

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

II.H. INFLUENCE DU COURANT ELECTRIQUE SUR L'EMISSION DE LA RAIE 253.7

nm

La densité électronique 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 conduisent à l'état rayonnant. La population du niveau augmente et donc la production du rayonnement croît. [AIS05]

Les résultats cités dans la bibliographie [SAR99] obtenus pour une raie 253.7nm sont illustrés par les courbes de la figure II.8.

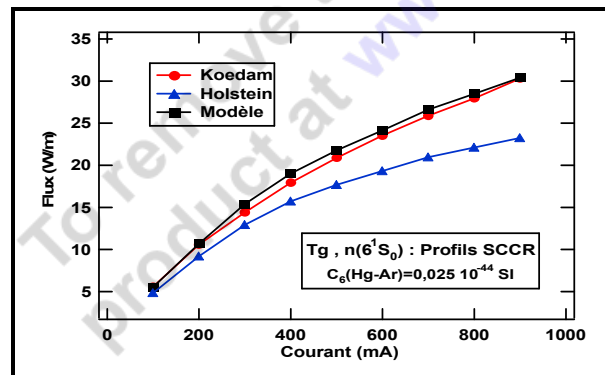


Fig. II.8: Evolution du flux 253.7 nm (Hg) en fonction du courant. [SAR99].

Costache confirme ces résultats par ses expériences en concluant que pour un remplissage à 3 Torr d'Argon, il valait mieux alimenter la lampe avec un courant de 650 mA. En effet, pour une température d'eau de 20°C, température fréquemment rencontrée, un gain important en flux UV 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 ($42^\circ < T_{PF} < 53^\circ$).

II.1. MODELE DU CIRCUIT ELECTRIQUE

Un modèle du circuit électrique comme montré dans la figure II.9 a été proposé pour la compatibilité pour le comportement électrique 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 résistances, qui peut être obtenu du fabricant. Pour des calculs plus précis la résistance équivalente d'arc est reliée entre les points médians des deux filaments de cathodes. 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.

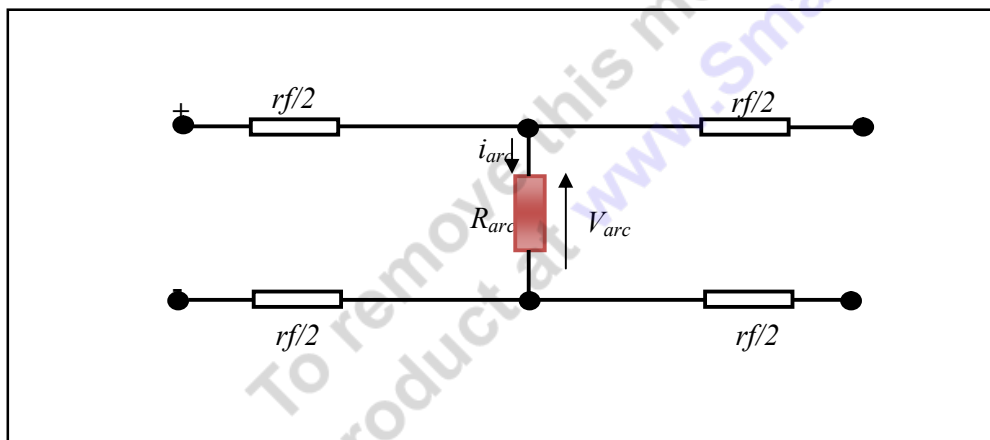


Fig. II.9: Modèle du circuit électrique de la lampe fluorescente.

[BEN09] [MOK10]

Donc :

$$R_{arc} = \frac{V_{arc}}{i_{arc}} \quad (II.1)$$

Et :

$$P_{arc} = V_{arc} \cdot i_{arc} \quad (II.2)$$

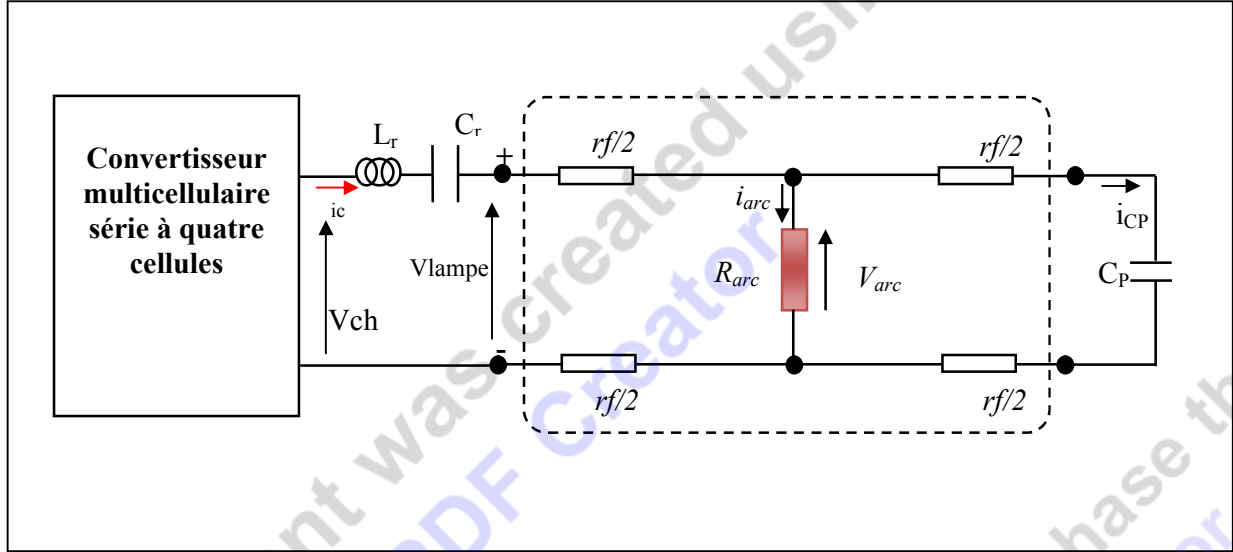


Fig. II.10 : Circuit équivalent du ballast électronique.

La tension de la lampe peut être calculée comme suit :

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

$$\text{Donc } V_{Lampe} = \left[\left(1 + \frac{r_f^2}{r_f^2 + Z_{Cp}^2} \right) V_{arc} + r_f \frac{P_{arc}}{V_{arc}} \right] + j \frac{r_f Z_{Cp}}{r_f^2 + Z_{Cp}^2} V_{arc} \quad (II.3)$$

où : i_{Cp} est le courant traversant le condensateur parallèle de capacité C_p et de réactance Z_{Cp} .

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

$$i_r = i_{arc} + i_{Cp} = \left(i_{arc} + \frac{r_f}{r_f^2 + Z_{Cp}^2} V_{arc} \right) + j \frac{Z_{Cp}}{r_f^2 + Z_{Cp}^2} V_{arc} \quad (II.4)$$

Alors la puissance totale de la lampe est obtenue par :

$$P_{Lampe} = \operatorname{Re}[V_{Lampe} i_r]$$

$$P_{Lampe} = \frac{2r_f^3}{(r_f^2 + Z_{Cp}^2)} V_{arc}^2 + \left(1 + \frac{2r_f^2}{(r_f^2 + Z_{Cp}^2)}\right) P_{arc} + r_f \left(\frac{P_{arc}}{V_{arc}}\right)^2 \quad (II.5)$$

Conclusion.

Dans ce deuxième chapitre, nous avons élaboré un modèle du circuit électrique de la lampe à décharge, mercure-argon basse pression. Nous avons rappelé les conditions d'alimentation de la lampe dans le but d'avoir un maximum de rayonnement. Dans ce contexte, le choix d'une alimentation à haute fréquence demeure nécessaire, de plus les résultats obtenus par [SAR99] et [COS00] nous ont permis de connaître la valeur de référence pour le réglage du courant, soit 650 mA, et qui va constituer plus loin, l'objectif des chapitre 4 et 5.

Le chapitre trois suivant est consacré à la modélisation et la commande du convertisseur choisi dans l'alimentation de la lampe.

CHAPITRE III

MODÉLISATION, COMMANDE ET CARACTÉRISATION DU CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE

INTRODUCTION :

La structure multicellulaire a été créée dans le but de l'augmentation de la puissance traitée en électronique de puissance. Néanmoins il existait auparavant d'autres structures répondant à ce 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 définition de 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, voir même 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 terme 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 supérieur 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'autres 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 multi-niveaux. Ces convertisseurs possèdent l'avantage d'associer des composants semi-conducteurs sans utiliser de transformateur 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.

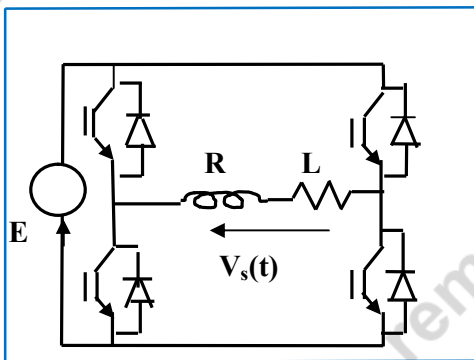
III.A. INTRODUCTION A LA STRUCTURE MULTICELLULAIRE

III.A.1. Intérêt des convertisseurs statiques multi-niveaux

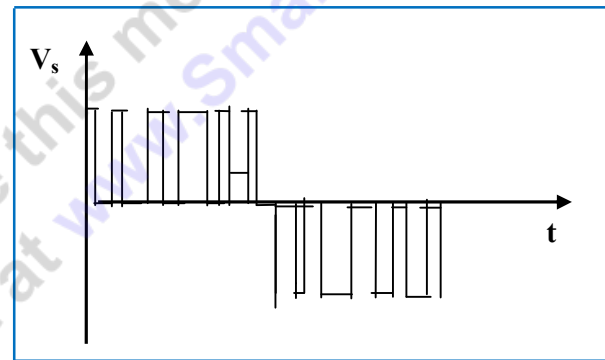
Un convertisseur statique est dit « multi-niveaux » lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux. Ce type de convertisseur présente essentiellement deux avantages. D'une part les structures multi-niveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance : chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension de bus continu que le nombre de niveaux est élevé. D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multi-niveaux 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 plus précis d'un fonctionnement en modulation de largeur d'impulsion, le recours à un convertisseur multi-niveaux associé à une commande judicieuse des composants de puissance permet en outre de supprimer certaines familles de raies harmoniques [BAR96].

III.A.2. Différentes structures de convertisseurs multi-niveaux [AIM03]

De nombreuses topologies de convertisseurs multi-niveaux 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. La plus simple d'entre elles est certainement l'onduleur en pont complet, représenté en Figure III.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 $+E$.



a) Structure



b) Forme d'onde typiquement obtenue

(Commande par modulation de largeur d'impulsion)

Fig.III.1- Une première approche de structure multi-niveaux: l'onduleur en pont complet.

La deuxième structure largement utilisée pour générer une tension multi-niveaux est le convertisseur clampé par le neutre (aussi appelé NPC : Neutral Point Clamped converter). Cette structure représentée sur la Figure III.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.

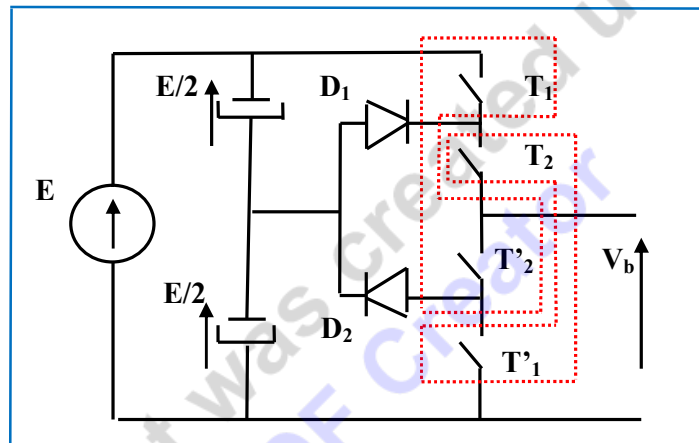


Fig.III.2- Bras d'onduleur clampé par le neutre.

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 de 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 multi-niveaux consiste à mettre en série des convertisseurs élémentaires. De nombreuses variantes de structure existent : mise en série de bras d'onduleur, ou de hacheur, ou d'onduleurs en pont complet. Les associations de ces convertisseurs résultent de choix différents :

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

III.A.3. Structure multicellulaire sérielle

Cette structure est apparue au début des années 1990; plusieurs brevets ont été déposés à ce sujet [MEY91] ; elle permet la mise en série d'interrupteurs à l'aide de sources de tension flottantes et a été imaginée dans le double but de générer une tension de sortie multi-niveaux et de réduire les contraintes en tension sur les composants de puissance [MEY92].

La structure multicellulaire sérielle est représentée sur la Figure III.3. Elle 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. Cette structure est composée de p cellules de commutation, « séparées » les unes des autres par $(p-1)$ condensateurs flottants. Lors d'un fonctionnement dans des conditions normales, la tension aux bornes de chaque condensateur s'équilibre naturellement autour d'une certaine fraction de la tension de bus continu. [PIN00][TLE07]

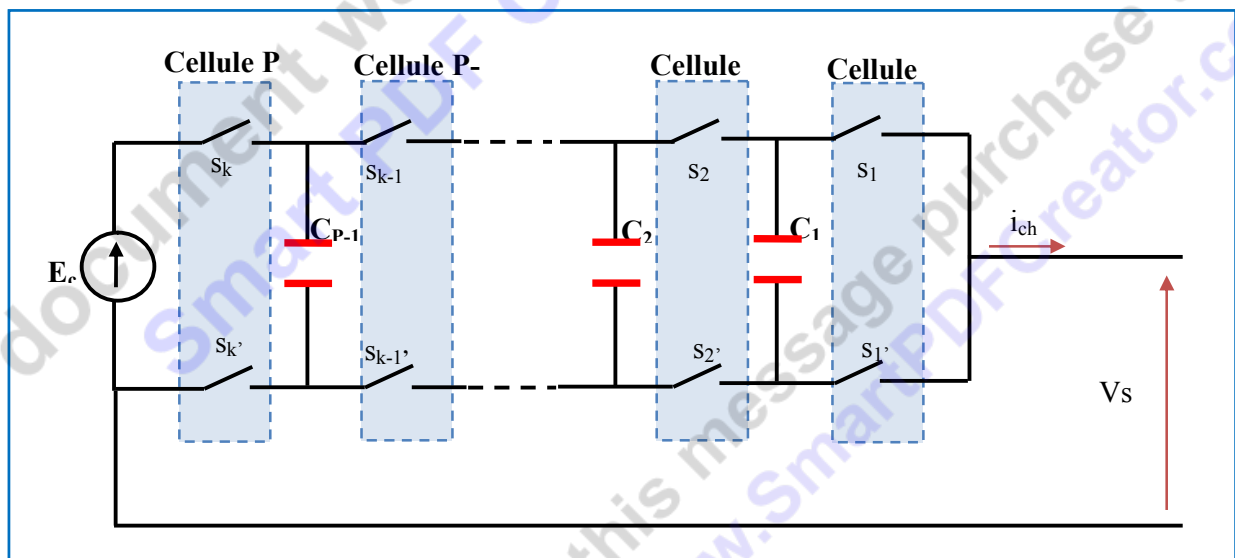


Fig.III.3- Bras multicellulaire série en demi-pont possédant p cellules de commutation (fonction **Hacheur**).

$$V_{ck} = K \times \frac{E}{p} \quad (1 \leq k \leq p-1) \quad \text{pour le } K^{\text{ème}} \text{ condensateur} \quad (III.1)$$

La tension de sortie générée par un convertisseur p cellules peut évoluer sur $p+1$ niveaux [GUT01]. L'état du convertisseur est déterminé par p ordres de commande, représentés par les fonctions temporelles de connexion $u_1, u_2, \dots, u_k, \dots, u_p$. Par convention, nous définissons les fonctions de connexion de la manière suivante :

- $u_k = 1$ \Leftrightarrow *l'interrupteur du haut de la $k^{\text{ème}}$ cellule est passant, et l'interrupteur du bas est bloqué.*
- $u_k = 0$ \Leftrightarrow *l'interrupteur du haut de la $k^{\text{ème}}$ cellule est bloqué, et l'interrupteur du bas est passant.*

Dans l'hypothèse où les tensions flottantes sont bien équilibrées à leurs valeurs respectives, la tension de sortie V_s s'exprime simplement en fonction des fonctions de connexion :

$$v_s(t) = (u_1 + u_2 + \dots + u_k + \dots + u_p) \times \frac{E}{p} \quad (\text{cas du hacheur } p \text{ cellules en demi pont})$$

(III.2)

Où

$$v_s(t) = (u_1 + u_2 + \dots + u_k + \dots + u_p) \times \frac{E}{p} - \frac{E}{2} \quad (\text{cas de l'onduleur } p \text{ cellules en demi pont})$$

(III.3)

III.A.4. Intérêt des convertisseurs multicellulaires série ou à cellules imbriquées

Les convertisseurs multicellulaires série ont été imaginés dans un double but :

- générer une tension de sortie multi-niveaux.
- réduire les contraintes en tension sur les composants de puissance [MEY92].

De plus cette structure ne nécessite pas de :

- transformateurs d'isolement, d'où l'avantage coût et volume réduits de l'application, puisque l'isolement galvanique n'est pas nécessaire,
- commande synchrone de ces cellules, faisant gagner ainsi l'intérêt des degrés de liberté supplémentaires.

Ces convertisseurs permettent ainsi une amélioration significative des formes d'ondes en sortie due à l'apparition de différents niveaux de tension sur la sortie.

III.B. FONCTIONNEMENT DU CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE

III.B.1. Hypothèses de simplification

Avant de développer les propriétés des convertisseurs multicellulaires séries en régime établi, nous allons faire un certain nombre d'hypothèses sur les interrupteurs et les sources qui sont utilisées dans le but de simplifier notre étude.

- Les interrupteurs sont parfaits (chute de tension à l'état passant, courant de fuite à l'état bloqué et temps de commutation nuls). [GAT97]
- Les interrupteurs étant parfaits, les temps morts sont supposés nuls.
- Les sources de tension et 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]

III.B.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 (voir figure III.4) ; on remarque qu'un seul condensateur de tension flottante de valeur $E/2$ à été 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.

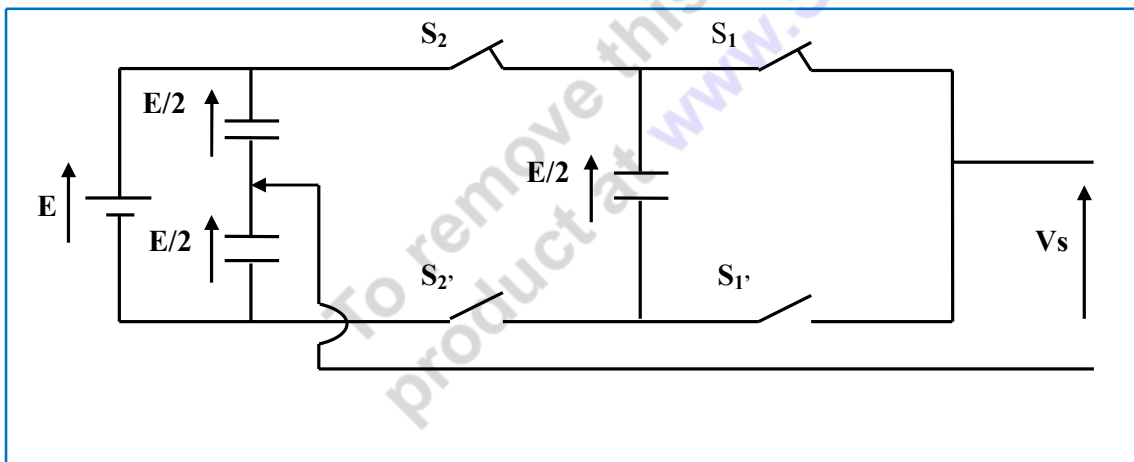


Fig.III.4- Onduleur multicellulaire série en demi-pont possédant 2 cellules de commutation.

Les différentes phases de fonctionnement de cette structure sont représentées en figure III.5 par les circuits courants correspondants.

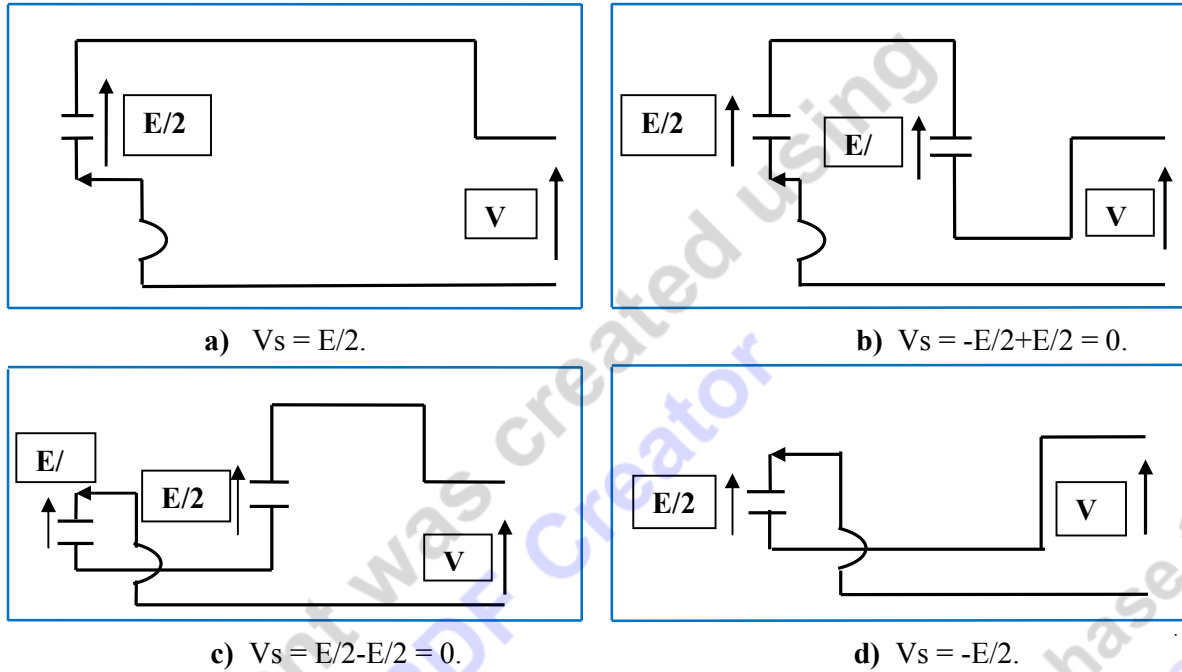


Fig.III.5- Phases de fonctionnement d'un onduleur multicellulaire à 02 cellules.

On voit que les commandes de chaque cellule de commutation sont indépendantes (voir tableau III.1) ; on a $2^2 = 4$ combinaisons possibles pour ces deux cellules et 03 niveaux possibles pour la tension de sortie V_s ($-E/2, 0, E/2$); soit alors 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	$-E/2$

Tab.III.1- Possibilités de commande de l'onduleur multicellulaire à 02 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.
- Et beaucoup plus d'obtenir des niveaux supplémentaires sur la tension de sortie, donc une amélioration notable des formes d'ondes en termes de contenu harmonique.

III.B.2.1. Tension bloquée par une cellule

Afin d'appliquer la même contrainte en tension égale à E/p sur chaque cellule, les sources de tension V_{ck} devront avoir une différence $V_{ck} - V_{ck-1}$, égales à E/p (k varie de 1 à p ; $V_{c0} = 0$ et $V_{cp} = E$), ainsi, les tensions appliquées aux cellules de commutation sont imposées par ces sources de tensions.

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

$$V_{\text{cell}_k} = \frac{E}{p} \quad k \in \{1, \dots, p\} \quad (\text{III.4})$$

Le courant circule alors 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 :

$$V_{ck} = k \cdot \frac{E}{p} \quad k \in \{1, \dots, p\} \quad (\text{III.5})$$

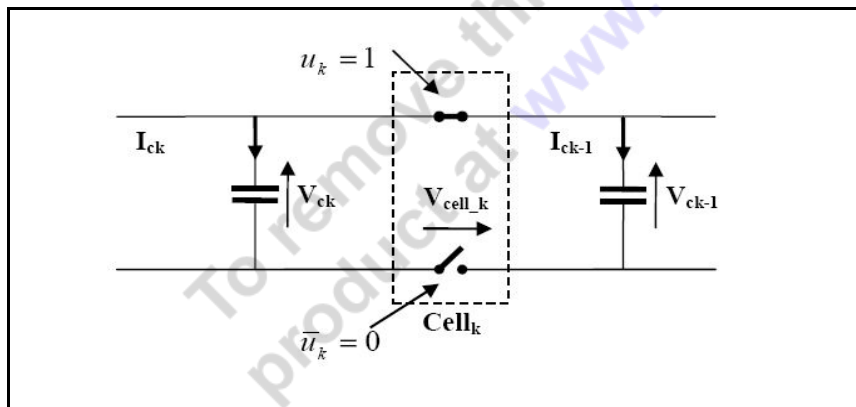


Fig.III.6- Cellule élémentaire de commutation.

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

$$\langle i_{ck} \rangle = 0 \quad k \in \{1, \dots, p\} \quad (III.6)$$

Afin de démontrer l'équation (III-6), il est intéressant d'étudier comment s'effectue le transfert d'énergie pour chacune des 2^p topologies de circuits différents. Par souci de simplicité on reprend l'onduleur multicellulaire de la figure III.4.

- Cas a), figure III.5. l'énergie est totalement fournie par la source de tension du bras supérieur $E/2$ de l'alimentation. La source $E/2$ au niveau du condensateur ne participe pas à l'échange d'énergie.
- Cas b), figure III.5. l'énergie résultante est nulle. L'énergie fournie par la source du bras supérieur $E/2$ oppose totalement celle fournie par le condensateur de tension $E/2$. Cependant la puissance fournie par le condensateur est négative.
- Cas c), figure III.5. l'énergie résultante est nulle. l'énergie fournie par le condensateur oppose totalement celle fournie par la source de tension du bras inférieur. Cependant la puissance fournie par le condensateur est positive.
- Cas d), figure III.5. l'énergie est totalement fournie par la source de tension du bras inférieur de l'alimentation. Le condensateur ne participe pas à l'échange d'énergie.

On constate que la source de tension $E/2$ du condensateur ne participe aux échanges d'énergie que dans les cas b) et c) et qu'entre ces deux cas le sens de transit de la puissance s'inverse.

Si pendant une période de découpage T_h les cas b) et c) durent le même temps, alors l'énergie du condensateur sera constante et sa puissance moyenne pendant cette période sera nulle.

D'où : $\langle i_{ck} \rangle = 0$.

Ce critère de stabilité est vérifié à partir du moment où les ordres de commande des cellules de commutation ont un rapport cyclique R_k identique (R_k : rapport cyclique¹ de la cellule k).

La mise en série de cellules de commutations fait apparaître de nouveaux degrés de liberté :

- De p rapports cycliques R_k , $k=1, \dots, p$.

1. pour une période de hachage T_h donnée, on définit le rapport cyclique par la valeur moyenne du signal de commande sur la période de hachage.

- De $p-1$ déphasages entre signaux de commande (Φ_k phase du signal de commande de la cellule k par rapport à la cellule 1).

Si les signaux de commande de chaque cellule sont régulièrement déphasés, tel que :

$$\varphi_k = (k-1) \cdot \frac{2\pi}{p} \quad k \in \{1, \dots, p\} \quad (III.7)$$

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 :

$$f_{apparente} = p \cdot f_{découpage} \quad (III.8)$$

De fait, les premiers 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 [GAT03]. Cette commande est obtenue en comparant des porteuses décalées de $2\pi/p$ l'une de l'autre avec une seule modulante sinusoïdale.

III.B.2.2. Courant commuté par une cellule

Le courant i_{ch} fourni par le multicellulaire 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]:

$$i_{S_k} = u_k \cdot i_{ch} \quad (III.9)$$

Le courant passant par l'interrupteur du bas est :

$$i_{S_{k'}} = (1-u_k) \cdot i_{ch} \quad (III.10)$$

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

$$i_{ck} = (u_{k+1} - u_k) \cdot i_{ch} \quad (III.11)$$

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

III.C. MODÉLISATION DES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES

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 cellules 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 libertés (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]

III.C.1. Le modèle instantané

Le modèle exact ou instantané 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 ci-dessous présente un convertisseur multicellulaire série fonctionnant en onduleur associé à une charge R-L. L'onduleur est dit à point milieu de la source de tension. Ce convertisseur représente une association de p cellules de commutation.

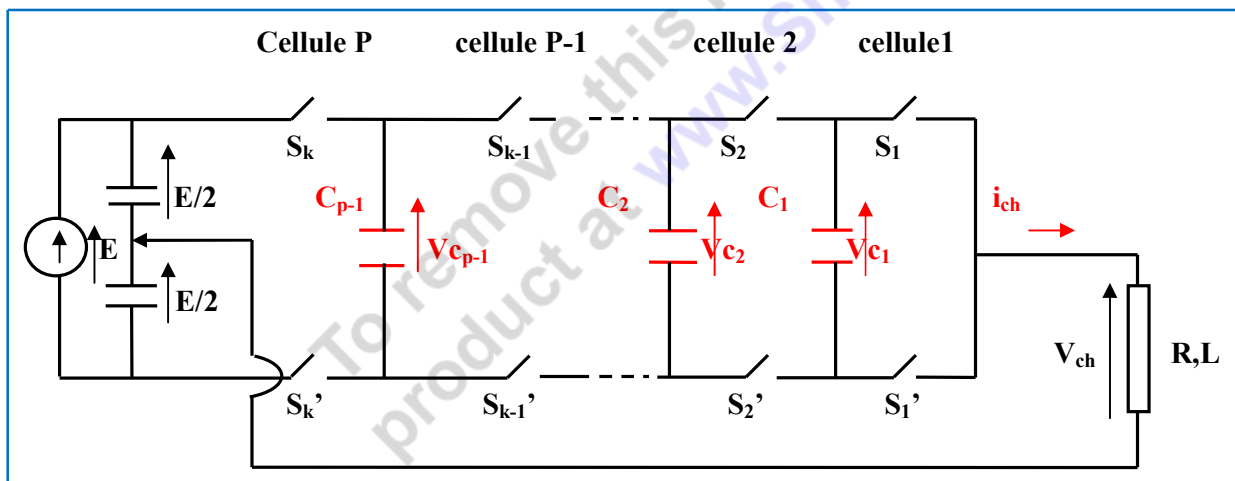


Fig.III.7- Onduleur à p cellules associé à une charge R-L.

Le modèle instantané représentant un bras multicellulaire série à p cellules fonctionnant en ondulateur associée à une charge R-L est regroupé dans le système d'équation (III-18).

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 :

$$i_{ck} = (u_{k+1} - u_k) \cdot i_{ch} \quad (III. 12)$$

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 :

$$\frac{dv_{Ck}}{dt} = \frac{(u_{k+1} - u_k) \cdot i_{ch}}{C_k} \quad (III. 13)$$

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 diminuée de $E/2$. Ces tensions sont définies par :

$$V_{Sk'} = (v_{Ck} - v_{C(k-1)}) \cdot u_k \quad (III. 14)$$

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

$$V_{ch} = \sum_{k=1}^p V_{Sk'} - E/2 = \sum_{k=1}^p (v_{Ck} - v_{C(k-1)}) \cdot u_k - E/2 \quad (III. 15)$$

Avec $v_{C0} = 0$ et $v_{Cp} = E$.

$$V_{ch} = (u_1 - u_2) \cdot v_{C1} + (u_2 - u_3) \cdot v_{C2} + \dots + (u_{p-1} - u_p) \cdot v_{Cp-1} + u_p \cdot E - E/2 \quad (III. 16)$$

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

$$\frac{di_{ch}}{dt} = \frac{V_{ch}}{L} - \frac{R}{L} i_{ch} \quad (III.17)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dv_{c1}}{dt} = \frac{1}{C_1} \\ \frac{dv_{c2}}{dt} = \frac{1}{C_2} * (u_3 - u_2) * i_{ch} \\ \vdots \\ \frac{dv_{c_{p-1}}}{dt} = \frac{1}{C_{p-1}} * (u_p - u_{p-1}) * i_{ch} \\ \\ \frac{di_{ch}}{dt} = \frac{1}{L} * (u_1 - u_2) * V_{C1} + \frac{1}{L} * (u_2 - u_3) * V_{C2} + \dots + \frac{1}{L} * (u_{p-1} - u_p) * V_{C_{p-1}} + \frac{u_p}{L} * E - \frac{1}{L} * \frac{E}{2} - \frac{R}{L} * i_{ch} \end{array} \right. \quad (III.18)$$

III.C.2. Le modèle moyen

L'inconvénient majeur de la représentation des convertisseurs multicellulaires série par le modèle exact ou instantané est qu'elle est discontinue puisque avec les hypothèses posées (interrupteurs parfait), 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 :

$$V_{Ck} = \langle v_{Ck} \rangle, \quad I_{Ck} = \langle i_{Ck} \rangle, \quad I_{ch} = \langle i_{ch} \rangle, \quad V_{ch} = \langle v_{ch} \rangle \quad \text{et} \quad u_k = \langle u_k \rangle,$$

avec $(\langle v_{Ck} \rangle, \langle i_{Ck} \rangle, \langle i_{ch} \rangle, \langle v_{ch} \rangle \text{ et } \langle u_k \rangle)$ sont respectivement les valeurs moyennes sur une période de découpage des grandeurs v_{Ck} , i_{Ck} , i_{ch} , v_{ch} et u_k .

Le modèle aux valeurs moyennes devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dV_{c1}}{dt} = \frac{1}{C_1} * (\alpha_2 - \alpha_1) * I_{ch} \\ \frac{dV_{c2}}{dt} = \frac{1}{C_2} * (\alpha_3 - \alpha_2) * I_{ch} \\ \vdots \\ \frac{dV_{c_{p-1}}}{dt} = \frac{1}{C_{p-1}} * (\alpha_p - \alpha_{p-1}) * I_{ch} \\ \frac{dI_{ch}}{dt} = \frac{1}{L} * (\alpha_1 - \alpha_2) * V_{C1} + \frac{1}{L} * (\alpha_2 - \alpha_3) * V_{C2} + \dots + \frac{1}{L} * (\alpha_{p-1} - \alpha_p) * V_{C_{p-1}} + \frac{C_p}{L} * E - \frac{1}{L} * \frac{E}{2} - \frac{R}{L} * I_{ch} \end{array} \right. \quad (III.19)$$

Cette méthode a l'avantage de la simplicité et de la maîtrise de la fréquence de découpage mais 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.

III.C.3. Le 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 tensions aux bornes des interrupteurs du bas. L'harmonique de la tension de sortie est donc obtenue en sommant ces tensions diminuée de la composante continue $E/2$. 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 :

$$\dot{X} = A(\alpha, \varphi)X + B(\alpha, \varphi)E \quad (III.20)$$

Où $\alpha = (\alpha_1, \alpha_1, \dots, \alpha_p)^T$ correspond au vecteur des rapports cycliques, $\varphi = (\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_{p-1})^T$ vecteur de phase et $X = (V_{c1}, V_{c2}, \dots, V_{c_{p-1}}, I_{ch})^T$ 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.

III.D. ARCHITECTURE DU CONVERTISSEUR UTILISÉ

L’onduleur à point milieu de la source de tension, est un cas intéressant puisqu’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 se limite à un onduleur à quatre cellules séries. Pour établir le modèle instantané on suppose que le point milieu est idéal (Ondulation de tension nulle).

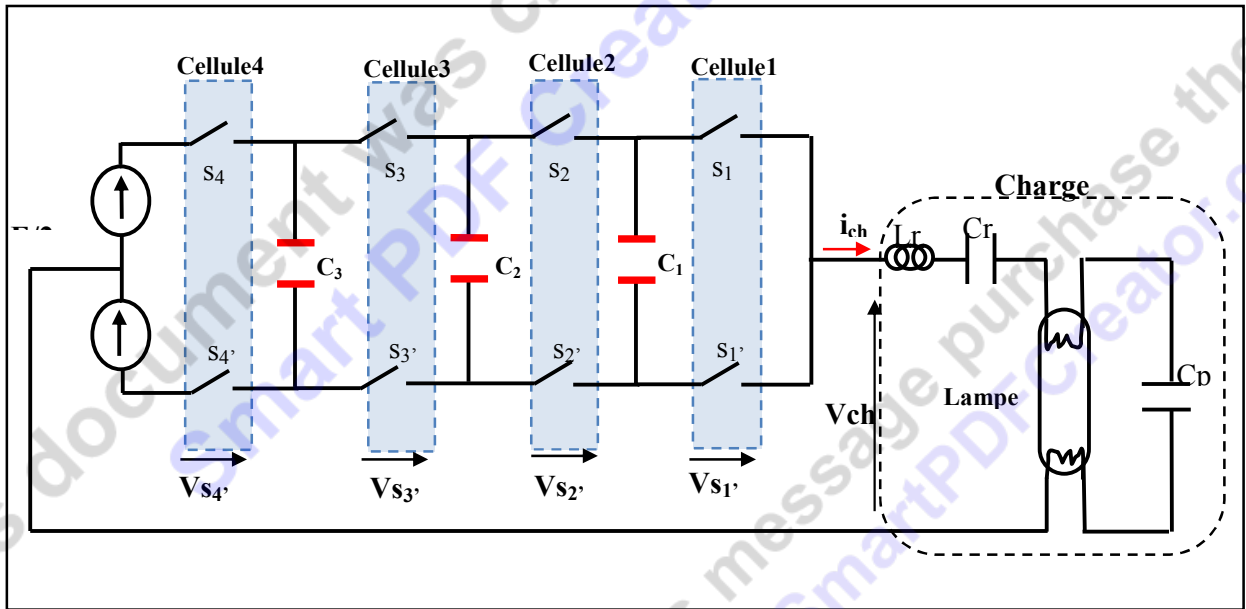


Fig.III.8 - Onduleur quatre cellules série à point milieu de la source de tension.

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

On sait que, la tension aux bornes de la charge s’écrit : dans notre cas $p = 4$

$$V_{ch} = \sum_{k=1}^4 V_{sk} - \frac{E}{2} \tag{III. 21}$$

$$V_{ch} = (u_1 - u_2) \cdot V_{C1} + (u_2 - u_3) \cdot V_{C2} + (u_3 - u_4) \cdot V_{C3} + u_4 \cdot E - \frac{E}{2}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dv_{c1}}{dt} = \frac{1}{C_1} * (u_2 - u_1) * i_{ch} \\ \frac{dv_{c2}}{dt} = \frac{1}{C_2} * (u_3 - u_2) * i_{ch} \\ \frac{dv_{c3}}{dt} = \frac{1}{C_3} * (u_4 - u_3) * i_{ch} \\ \frac{di_{ch}}{dt} = \frac{1}{L} [(u_3 - u_4) * V_{C3} + (u_2 - u_3) * V_{C2} + (u_1 - u_2) * V_{C1} + u_4 * E - \frac{EM}{\omega} - Ri_{ch}] \end{array} \right. \quad (III. 22)$$

III.E. COMMANDE EN BOUCLE OUVERTE DES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES

Le convertisseur multicellulaire est commandé en boucle ouverte lorsqu'aucune boucle de rétroaction ne vient contrôler ces variables d'état. Dans ce paragraphe, nous allons citer un exemple de commande en boucle ouverte. Les ordres de commande des composants de puissance sont donnés par une stratégie de modulation de largeur d'impulsion (MLI), tandis que le courant de sortie du convertisseur et les tensions aux bornes des condensateurs flottants sont livrés à eux mêmes.

III.E.1. Commande par modulation de largeur d'impulsion

La commande par MLI consiste à découper la tension de sortie générée par le convertisseur en une série de motifs élémentaires de période très faible, et de rapport cyclique variable dans le temps. L'évolution temporelle du rapport cyclique de chaque interrupteur est alors déterminée par un signal modulant que l'on choisit en général sinusoïdal. Les ordres de commande de chaque cellule sont générés par l'intersection entre une porteuse triangulaire et le signal modulant qui est unique pour toutes les cellules. Selon la stratégie adoptée, ce signal modulant peut être échantillonné en synchronisme avec la porteuse triangulaire, ou comparé directement à celle-ci. Chaque interrupteur commute à une fréquence imposée par celle de la porteuse (notée f_{dec}). [AIM03].

La commande par MLI nécessite autant de porteuses triangulaires qu'il n'y a de cellules à commander. De plus, les porteuses sont toutes régulièrement déphasées entre elles : dans le cas d'un onduleur p cellules, la porteuse n°2 aura un déphasage retard de $2\pi/p$ par rapport à la porteuse n°1, la porteuse n°3 un déphasage de $4\pi/p$, ... jusqu'à la porteuse n°p qui aura un déphasage de $(p-1).2\pi/p$ par rapport à la porteuse n°1. Ce déphasage régulier des porteuses les unes par rapport aux autres est utile

pour deux raisons. D'une part, il permet à la tension multi niveaux de sortie d'atteindre ses niveaux intermédiaires. En effet, si toutes les porteuses étaient en phase, toutes les cellules commuteraient en même temps et seraient dans le même état de conduction. La tension de sortie n'atteindrait alors que ses valeurs extrêmes. D'autre part, le déphasage régulier permet aussi de multiplier la fréquence apparente de découpage de la tension de sortie : toujours dans le cas d'un convertisseur p cellules, si l'on note f_{dec} la fréquence de découpage de chaque interrupteur, et T_{dec} la période correspondante, alors le déphasage régulier des p porteuses triangulaires permet d'obtenir une tension multi niveaux de sortie dont chaque motif élémentaire a une durée T_{dec}/p . Autrement dit, la fréquence apparente de découpage de la tension de sortie vaut $p.f_{dec}$ [CAR96].

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 unique de fréquence f_{mod} .

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

$$P_k = 1/2 * [2/\pi * \text{Arc sin} [\sin(2 * \pi * f_p * t - \Phi_k + \frac{\pi}{2})] + 1] \quad (III. 23)$$

L'angle Φ_k sera choisi égale $\Phi_k = (k-1) * \frac{2\pi}{p}$, Ou p représente le nombre de cellule

La comparaison entre les signaux triangulaires p_k et la modulante, notée mod , permet d'obtenir les ordres de commande u_k .

- si $mod \geq p_k$ alors $u_k = 1$
- si $mod \leq p_k$ 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 est sinusoïdal:

$$mod = (r/2) * \sin(2 * \pi * f_{mod} * t) + 1/2 \quad (III. 24)$$

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

Pour fonctionner correctement, le convertisseur multicellulaire a absolument besoin que les tensions aux bornes des condensateurs flottants soient équilibrées à leur juste valeur.

- La tension aux bornes du premier condensateur doit être égale à E/p .

- La tension aux bornes du deuxième condensateur doit être égale à $2 \cdot E/p$.
- ...
- La tension aux bornes du $(p-1)^{\text{ème}}$ condensateur doit être égale à $(p-1) \cdot E/p$.

Cet équilibrage des tensions flottantes s'effectue naturellement, la démonstration théorique de ce phénomène de rééquilibrage est menée dans [CAR96]. Le phénomène d'équilibrage naturel des tensions flottantes permet au convertisseur multicellulaire de fonctionner en boucle ouverte, sans aucun asservissement de celles-ci. Cependant, ce phénomène est relativement lent.

III.F. COMMANDE EN BOUCLE FERMÉE DES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES

Nous avons vu dans le paragraphe précédent qu'il est possible de commander un convertisseur multicellulaire en boucle ouverte, en bénéficiant de l'équilibrage naturel des tensions flottantes. Cependant, pour des applications nécessitant une dynamique de rééquilibrage plus importante, différentes stratégies de commande ont été imaginées et réalisées expérimentalement. Certaines de ces stratégies assurent juste le contrôle actif des tensions flottantes, d'autres contrôlent les tensions flottantes et le courant de sortie du convertisseur multicellulaire. Il existe deux grandes catégories de commandes : les commandes en durée et les commandes en amplitude.

Une stratégie de commande est dite « en durée » lorsque les grandeurs commandant le convertisseur sont les durées de conduction des semi-conducteurs, autrement dit, les valeurs des rapports cycliques. Toutes les commandes en durée sont élaborées à partir d'un modèle aux valeurs moyennes du convertisseur. [AIM03]. On cite un exemple de commande en durée : la commande linéaire par modulation des rapports cycliques par contrôle proportionnel des tensions de sortie des condensateurs flottants.

III.F.1. Le contrôle proportionnel des tensions de sortie des condensateurs flottants

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.

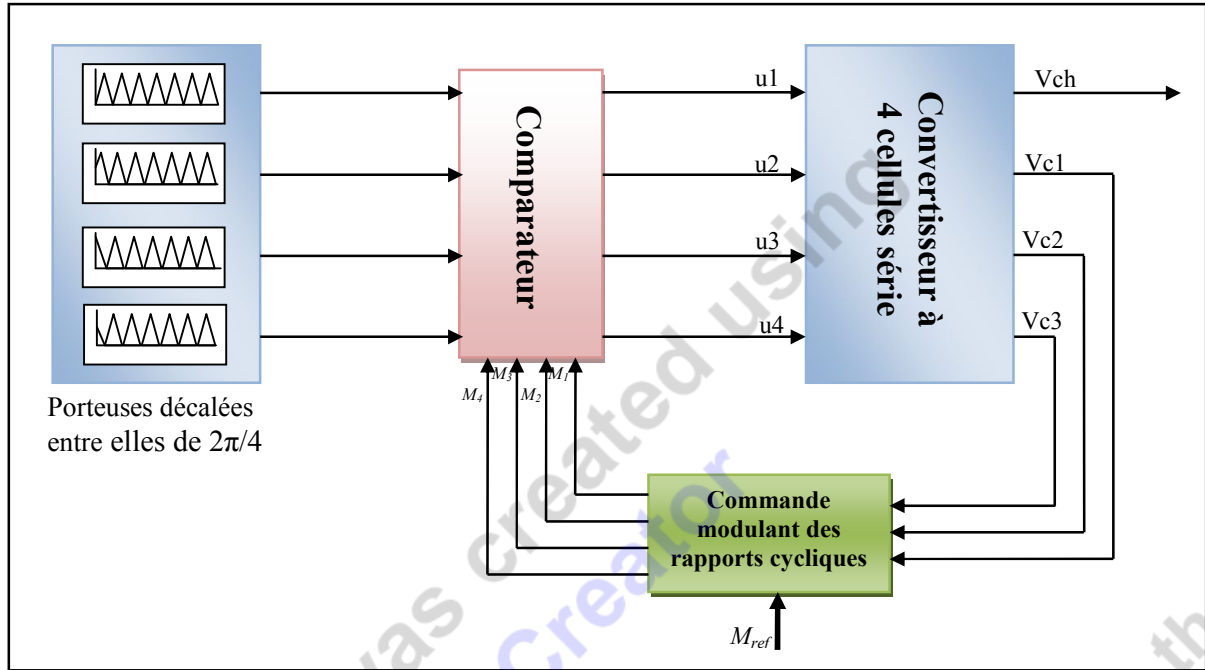


Fig.III.9: Schéma de principe du contrôle proportionnel des tensions flottantes

Cette commande repose sur le fait que le courant moyen traversant le condensateur C_k est proportionnel à la différence de rapport cyclique entre les deux cellules adjacentes k et $k+1$ [CAR96], [TAC98].

On sait que la valeur moyenne du courant traversant le $k^{\text{ème}}$ condensateur vaut :

$$I_{ck} = (\alpha_{k+1} - \alpha_k) \cdot I_{ch} \quad (III. 25)$$

Dans l'équation (III.25), I_{ch} est supposé constant à l'échelle de la période de découpage, et α_k le rapport cyclique de la $k^{\text{ème}}$ cellule de commutation. Lorsqu'un écart est constaté entre la tension V_{ck} et sa valeur référence ($\frac{k \cdot E}{F}$), la stratégie consiste à ajuster la différence de rapports cycliques ($\alpha_{k+1} - \alpha_k$) de manière à ce que cet écart soit comblé en une période de découpage. Nous obtenons ainsi une deuxième relation :

$$I_{ck} = C_k \cdot \frac{\frac{kE}{F} - V_{ck}}{T_{déc}} \quad (III. 26)$$

D'après les équations (III. 25) et (III. 26), nous déduisons la valeur souhaitée de ($\alpha_{k+1} - \alpha_k$) pour la période de découpage à venir :

$$\alpha_{k+1} - \alpha_k = \frac{C_k}{T_{d\acute{e}c} I_{ch}} * \left(\frac{kE}{p} - V_{ck} \right) \quad (III.27)$$

$$k \in \{1; 2; \dots; p - 1\}$$

Dans le cas d'un fonctionnement en onduleur à p cellules en demi-pont capacitif, la loi de commande doit prendre en compte le signe du courant de charge qui est sinusoïdal [TAC98]. L'équation (III.27) devienne alors :

$$\alpha_{k+1} - \alpha_k = \text{sign}(i_{ch}) * \frac{C_k}{T_{d\acute{e}c} I_{ch}} * \left(\frac{kE}{p} - V_{ck} \right) \quad (III.28)$$

La fonction de transfert liant chaque tension flottante à sa référence est comme suit :

$$\frac{V_{ck}}{V_{ckref}} = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (III.29)$$

Nous avons obtenus alors une fonction de transfert du 1^{er} ordre, où s représente la variable de Laplace, et τ la constante de temps du système, définie par $\tau = \frac{T_{d\acute{e}c}}{G}$ [TAC98][AIM03]. G est un gain. Les performances dynamiques de la commande linéaire par modulation des rapports cycliques dépendent du choix du gain G. Plus ce gain est choisi élevé, plus la constante de temps choisie en boucle fermée est faible, mais plus les rapports cycliques risquent de saturer en cas de perturbation de la tension d'alimentation E. La phase la plus critique se situe lors du démarrage du convertisseur multicellulaire. Les tensions flottantes sont initialement déchargées ($V_{ck0} = 0$ pour $1 \leq k \leq p$), de ce fait, la différence de rapport cyclique demandée entre deux cellules adjacentes est très importante et elle vaut :

$$\alpha_{k+1} - \alpha_k = \text{sign}(i_{ch}) * \frac{C_k}{T_{d\acute{e}c} I_{ch}} * \frac{kE}{p} \quad (III.30)$$

Le gain G est donc calculé de manière à ce qu'aucun des rapports cycliques ne sature lors de la mise en fonctionnement du convertisseur [TAC98]. Cette condition amène à choisir un gain relativement faible, d'où une dynamique d'équilibrage des tensions flottantes relativement lente. Ainsi l'équation (III.30) devienne :

$$\alpha_{k+1} - \alpha_k = \text{sign}(i_{ch}) * G * \frac{C_k}{T_{d\acute{e}c} I_{ch}} * \frac{kE}{p} \quad (III.31)$$

La commande des p cellules de commutation nous laisse p degrés de liberté sur les rapports cycliques. Or il n'ya que (p-1) tensions flottantes à asservir. Nous pouvons alors fixer l'un des degrés

de liberté (α_1 ou α_p). Cette valeur peut être choisie constante. Si on fixe α_p , on déduit (α_{p-1} ; α_{p-2} ; ...; α_1) grâce à l'équation (III.28) [AIM03].

$$\alpha_k = \alpha_{k+1} - \text{sign}(i_{ch}) * G * \frac{C_k}{T_{desc} * I_{ch}} * \left(\frac{kE}{P} - V_{ck} \right) \quad \text{avec} \quad \alpha_p = \alpha_{\text{réf}} \quad (III.32)$$

La modulation des rapports cycliques s'interprète par la modulation des différentes modulantes M_k des cellules correspondantes du convertisseur, ainsi on obtient par analogie les équations suivantes:

$$M_k = M_{k+1} - \text{sign}(i_{ch}) * G * \frac{C_k}{T_{desc} * I_{ch, \max}} * \left(\frac{kE}{P} - V_{ck} \right) \quad \text{avec} \quad M_p = M_{\text{réf}} \quad (III.33)$$

$M_{\text{réf}}$ s'exprime par :

$$M_{\text{réf}} = \frac{r}{2} * \sin(2 * \pi * f_{\text{mod}} * t) + 1/2 \quad (III.34)$$

De plus, la valeur du courant de charge prise en compte dans le gain proportionnel n'est plus la valeur moyenne mais la valeur maximale $I_{ch, \max}$ du courant de charge.

Le synoptique de cette loi de commande est représenté sur la figure (III.10).

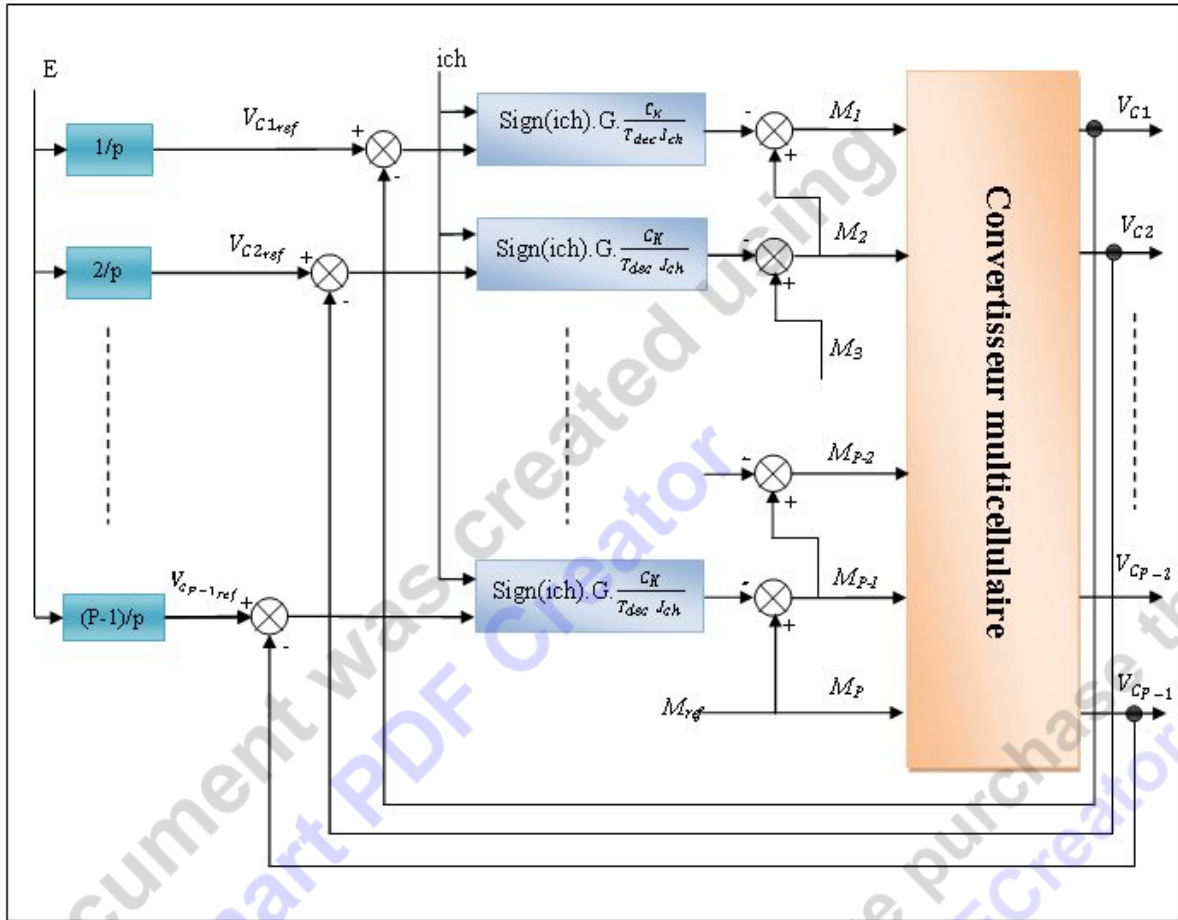


Fig.III.10: Structure de la loi de commande modulant les rapports cycliques [CAR96], [TAC98]

Remarquons que cette commande nécessite p capteurs isolés mesurant les tensions flottantes V_{c1} ; V_{c2} ; ; V_{cp-1} et la tension du bus continu E . Elle nécessite également un capteur pour le courant de charge i_{ch} .

Le choix du gain G est effectué d'une manière à assurer une non-saturation des grandeurs de commande et une dynamique maximale ($0 \leq G \leq 1$) [CAR96][TAC98].

III.G. SIMULATION DU CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE

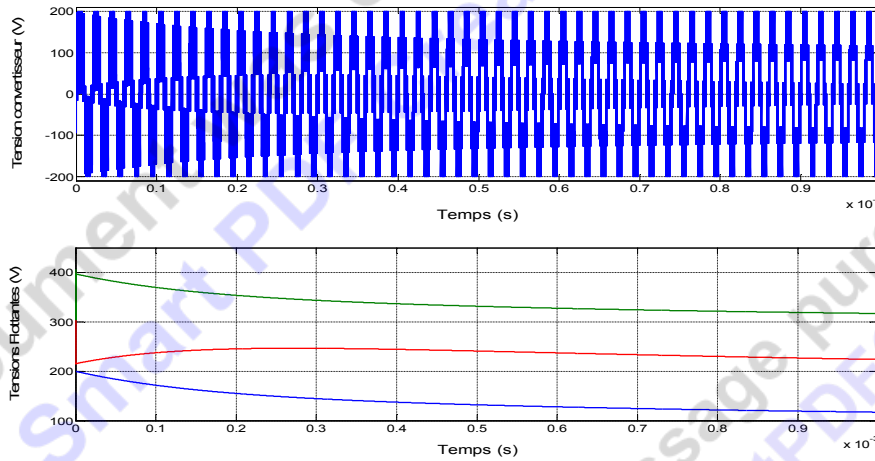
Afin de voir l'évolution de la tension délivrée par un onduleur multicellulaire à vide ainsi que celles des tensions flottantes aux bornes des condensateurs intercellulaires, sous une commande en boucle ouverte et ensuite en boucle fermée du convertisseur ; une simulation sous l'environnement Matlab-Simulink est appliquée à l'architecture du convertisseur fixée dans la section III-D sous les commandes en boucle ouverte et fermée fixées aussi dans les sections III-E-1 et III-F-1.

Les caractéristiques du convertisseur sont :

- Tension d'alimentation $E = 400$ V.
- Fréquence de la modulante $f_{\text{mod}} = 50$ KHz.
- Fréquence de découpage $f_{\text{déc}} = m.f. = 5$ MHz.
- Valeurs des condensateurs flottants, $C_1 = C_2 = C_3 = 5$ nF.
-

Les figures ci-contre montrent l'évolution dans le temps de ces tensions en boucle ouverte et fermée simultanément.

a₁)



b₁)

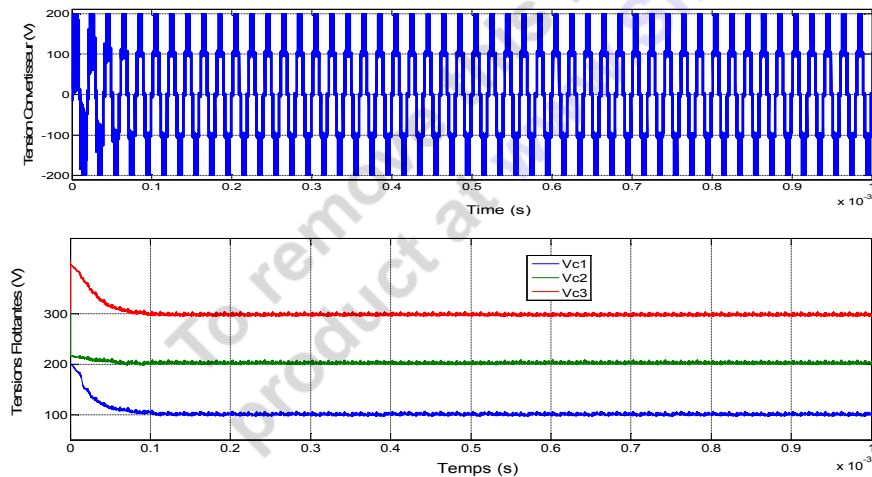
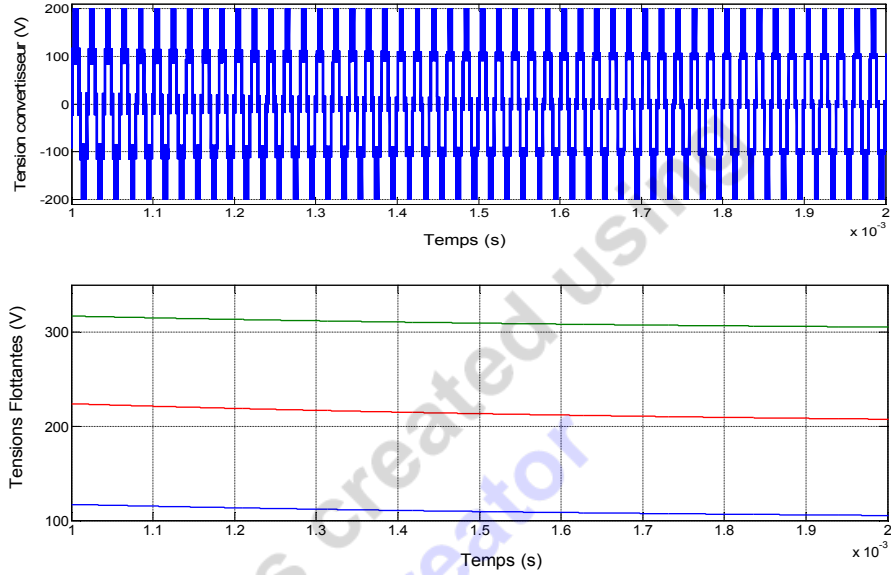


Fig.III.11 : Tension du convertisseur et tensions flottantes : (0ms < t < 1ms).

a₁) boucle ouverte. b₁) boucle fermée.

a₂)



b₂)

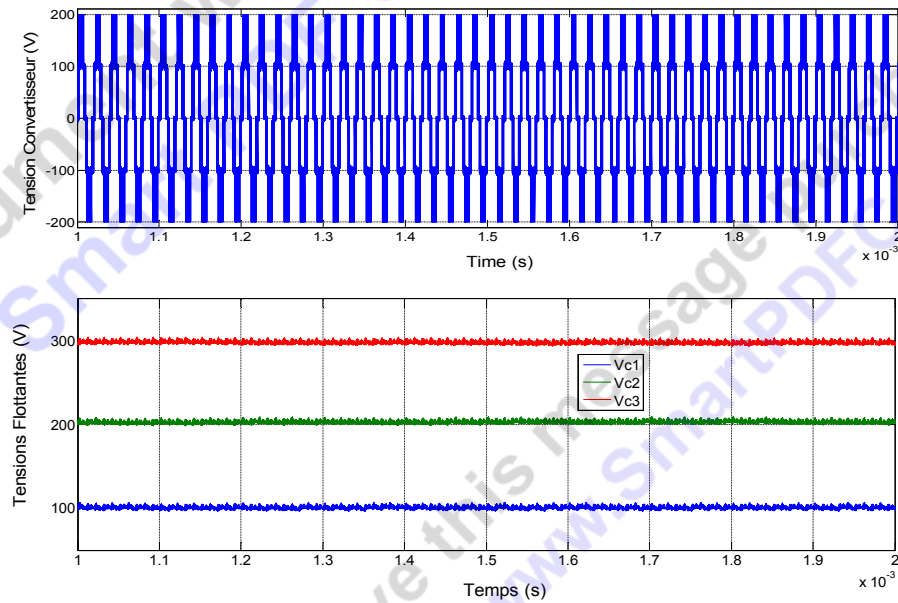
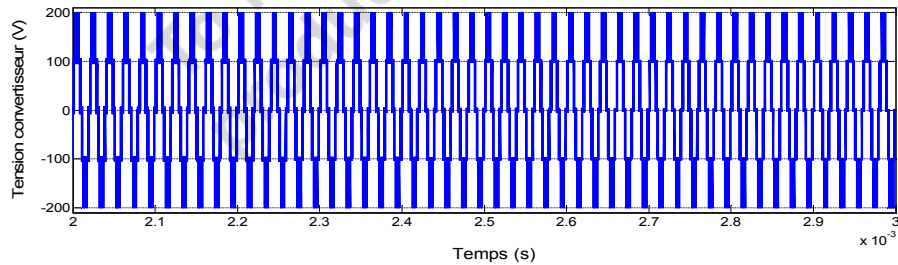


Fig.III.12 : Tension du convertisseur et tensions flottantes : (1ms < t < 2ms).

a₂) boucle ouverte. b₂) boucle fermée.

a₃)



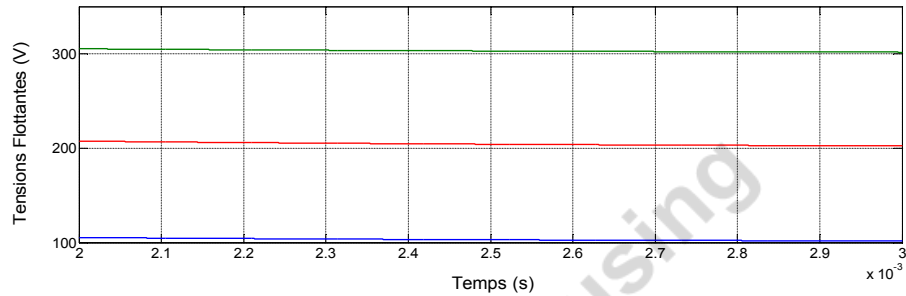
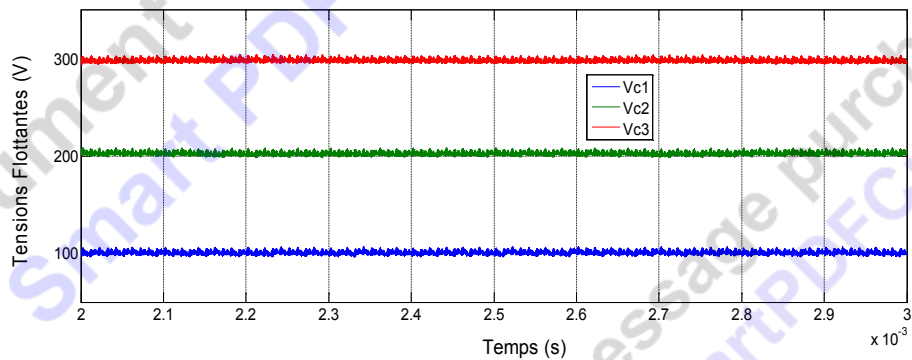
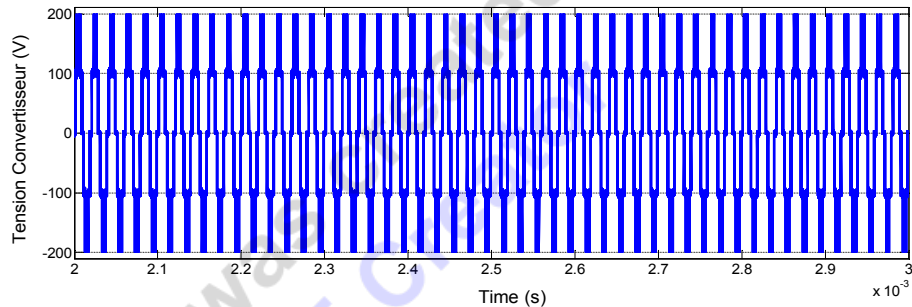
b₃)

Fig.III.13 : Tension du convertisseur et tensions flottantes : (2ms < t < 3ms).

a₃) boucle ouverte. b₃) boucle fermée.

INTERPRETATION

Une comparaison entre les figures {III.11(b₁),III.12(b₂),III.13(b₃)} avec celles des figures {III.11(a₁),III.12(a₂),III.13(a₃)} justifie l'influence du contrôle proportionnel des tensions flottantes aux bornes des condensateurs sur la rapidité de stabilisation de ces dernières aux valeurs références correspondantes: (100V, 200V, 300V), ainsi que le caractère multi niveaux de la tension du convertisseur: (-200,-100,0,+100,+200)volts. Ces caractéristiques, lorsque le convertisseur est non contrôlé, ne se concrétisent (boucle ouverte) qu'à partir de l'instant 3ms, alors que lorsque le convertisseur est contrôlé (boucle fermée) ces caractéristiques de stabilisation aux valeurs références apparaissent nettement à partir de l'instant 0.1ms.

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons vu le principe de base d'un convertisseur multicellulaire série, tout en justifiant le choix de ce dernier. Il permet la mise en série de p cellules de commutation avec une répartition équilibrée de la tension. Il est alors possible d'utiliser les degrés de liberté offerts par l'accroissement du nombre d'interrupteurs mis en série. Nous avons vu qu'un déphasage régulier appliqué entre les signaux de commande des différentes cellules est l'optimum de point de vue harmonique.

Nous avons présenté deux commandes pour le convertisseur avec des objectifs différents. La commande en boucle fermée modulant les rapports cycliques, est une commande en durée et qui permet la régulation des tensions condensateurs à leurs valeurs de référence, le niveau discret demandé en sortie du convertisseur est non commandé. La commande en boucle ouverte basée sur la modulation de largeur d'impulsion, lorsqu'aucune boucle de rétroaction ne vient contrôler les variables d'état du convertisseur. Suite à cela une simulation sous l'environnement Matlab-Simulink est appliquée au convertisseur tout seul afin de voir l'influence de ses deux commandes sur le comportement du convertisseur.

Dans ce contexte, les deux chapitres quatre et cinq qui suivent, illustrent la commande du système « convertisseur – lampe » ; dans le chapitre 04, le convertisseur est non contrôlé, ces variables d'états, plus précisément les tensions flottantes de ses condensateurs intercellulaires sont livrés à eux mêmes. Dans le chapitre 05 par contre, le convertisseur est régité sous un contrôle proportionnel des tensions de sortie de ses condensateurs, caractérisant ainsi la modulation des rapports cycliques de ses cellules.

CHAPITRE IV

COMMANDE DU SYSTEME * CONVERTISSEUR – LAMPE UV* SANS CONTRÔLE DU CONVERTISSEUR

INTRODUCTION :

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 ou du courant 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-Simulink, de la lampe, sans commande du convertisseur, afin d'étudier le comportement dynamique du système et réguler ensuite la valeur efficace du courant d'arc de la lampe.

Dans ce contexte, nous allons simuler le système en boucle ouverte, ensuite nous appliquerons deux régulateurs classiques de type PI et PID afin de comparer leurs performances respectives. Dans le souci d'améliorer encore plus les performances du système de commande, une loi de commande moderne est appliquée au système à savoir la commande par mode glissant.

IV.A. CIRCUIT DE PUISSANCE

Le circuit considéré (figure IV.1), représente le ballast électronique formé d'un onduleur multicellulaire en demi-pont à quatre (04) cellules en série. Ce commutateur est commandé à la fréquence de la lampe de 50 KHz.

IV.A.1. Description

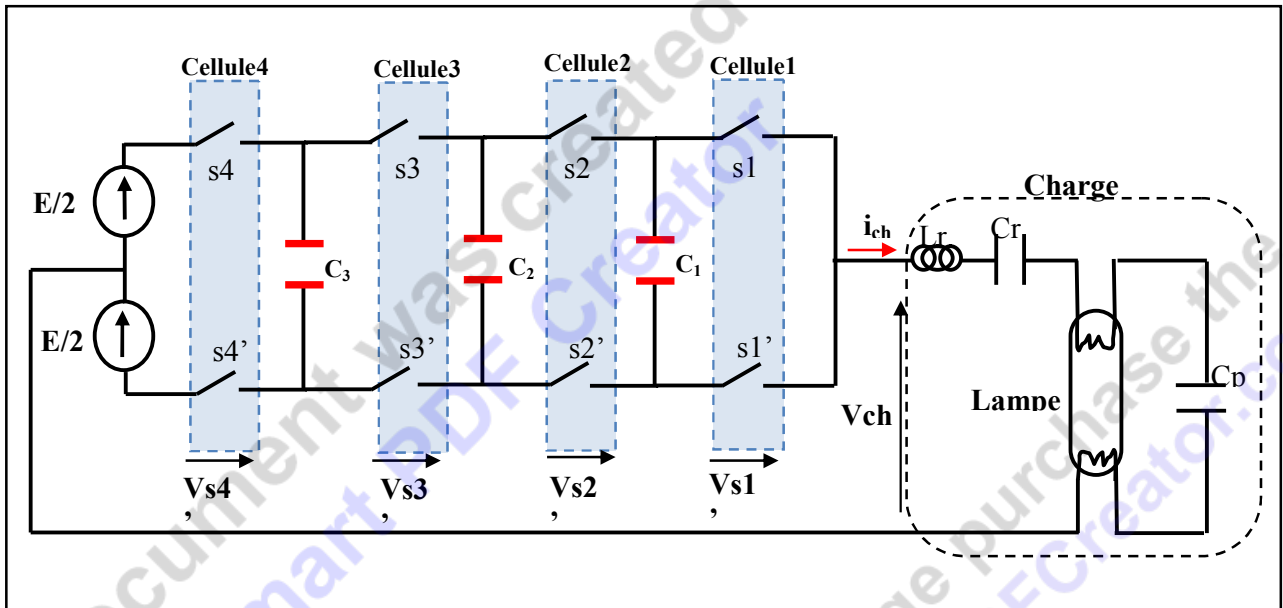


Fig.IV.1: Onduleur en demi pont à 04 cellules série.

Ce ballast est constitué :

- D'une alimentation continue à point milieu idéal (Ondulation de tension nulle).
- D'un onduleur à transistors (demi- pont) produisant 25 KHz à 100KHz à la sortie.
- Un circuit résonnant série formé de L_r et C_r pour réaliser l'allumage de la lampe.
- Pour éviter d'endommager les filaments un circuit de préchauffage additionnel est exigé [GÚL99].

Note : les transistors sont à effet de champ (MOSFET) car la lampe est de faible puissance et à haute fréquence.

IV.A.2. Paramètres des circuits du ballast

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 (zéro voltage switching), 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 à une résistance infinie) et ceci assure une tension d'amorçage élevée pour attaquer la lampe.

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 une fréquence de résonance allant jusqu'à 50KHz dans le but de minimiser le taux de distorsion harmonique.

Les caractéristiques de la lampe test sont :

- Tension d'amorçage : 300 à 350 v.
- Tension d'arc efficace : 111 v.
- Courant d'arc efficace : 0.65 A.
- Résistance d'arc : $R_{arc} = 170.769 \Omega$.
- Résistance du filament de la lampe : $r_f = 5 \Omega$.
- 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.

Les caractéristiques du convertisseur sont :

- Tension d'alimentation $E = 400 \text{ V}$.
- Fréquence de la modulante $f_{mod} = 50 \text{ KHz}$.
- Fréquence de découpage $f_{dec} = m.f. = 5 \text{ MHz}$.
- Valeurs des condensateurs flottants, $C_1 = C_2 = C_3 = 5 \text{ nF}$.

- Circuit résonnant : $L_R = 1.3 \text{ mH}$; $C_R = 7.8 \text{ nF}/630 \text{ V}$; $C_P = 4.7 \text{ nF}/1600 \text{ V}$.

IV.B. COMMANDE M.L.I NATURELLE

Le convertisseur tout seul est commandé en boucle ouverte, c'est-à-dire que le convertisseur n'est pas contrôlé ; alors que le système « convertisseur-lampe » est commandé en boucle ouverte ensuite en boucle fermée.

Les signaux de commande des cellules du convertisseur sont obtenus par modulation à largeur d'impulsions naturelle suite à une comparaison entre porteuses décalées régulièrement et l'unique modulante *mod* sinusoïdale ou:

$$mod = r * \sin(2 * \pi * f_{mod} * t) \quad (IV.1)$$

Avec *r* représente la profondeur de modulation comprise entre 0 et 1. Dans notre application, nous avons choisi $r = 0.801$.

IV.B.1. Commande en Boucle Ouverte

IV.B.1.1. Fonction de transfert du système en Boucle Ouverte

La fonction de transfert peut être obtenue en utilisant la conception d'un diviseur de courant classique au circuit électrique décrit au chapitre II (figure II.10).

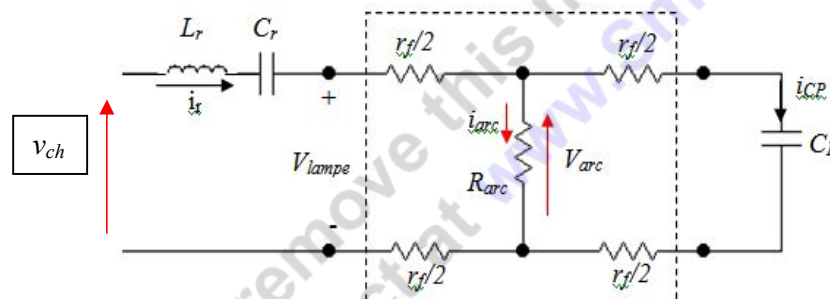


Fig.IV.2 : Schéma électrique du ballast.

Les notations retenues des grandeurs électriques du ballast sont :

- v_{ch} : tension appliquée à la lampe ou tension de charge (à la sortie du convertisseur).
- i_{ch} : courant total de la lampe ou courant de charge.

- i_{arc} : courant d'arc de la lampe.
- V_{arc} : tension d'arc de la lampe.
- R_{arc} : résistance d'arc de la lampe.
- ic_p : courant dans le condensateur d'amorçage.

L'impédance totale du système est donnée par :

$$Z(s) = \frac{(R_{arc} + r_f)L_r C_r C_p s^2 + [r_f C_r C_p (2R_{arc} + r_f) + L_r C_r] s^2 + (R_{arc} + r_f)(C_r + C_p) s + 1}{[(R_{arc} + r_f) C_p s + 1] C_r s} \quad (IV.2)$$

où s est l'opérateur de Laplace ;

$$\text{L'équation de la maille donne : } V_{ch}(s) = Z(s) \cdot I_{ch}(s) \quad (IV.3)$$

Par suite, la fonction de transfert du système en Boucle Ouverte (FTBO) est :

$$\frac{I_{ch}}{V_{ch}} = \frac{(r_f + R) C_r C_p s^2 + C_r s}{(R_{arc} + r_f) L_r C_r C_p s^2 + (L_r C_r + (2R_{arc} + r_f) \cdot r_f C_r C_p) s^2 + (R_{arc} + r_f)(C_p + C_r) s + 1} \quad (IV.4)$$

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 :

$$I_{arc}(s) = \frac{\frac{1}{C_p s} + r_f}{R_{arc} + r_f + \frac{1}{C_p s}} \cdot I_{ch}(s); \text{ soit: } I_{arc}(s) = \frac{r_f \cdot C_p s + 1}{(R_{arc} + r_f) C_p s + 1} \cdot I_{ch}(s) \quad (IV.5)$$

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

$$I_{ch}(s) = \frac{(R_{arc} + r_f) C_p s + 1}{r_f \cdot C_p s + 1} \cdot I_{arc}(s) \quad (IV.6)$$

En injectant (IV.6) dans (IV.4), on aura la fonction de transfert suivante :

$$\frac{I_{arc}}{V_{ch}} = \frac{r_f \cdot C_r C_p s^2 + C_r s}{(R_{arc} + r_f) L_r C_r C_p s^2 + (L_r C_r + (2R_{arc} + r_f) \cdot r_f C_r C_p) s^2 + (R_{arc} + r_f)(C_p + C_r) s + 1} \quad (IV.7)$$

IV.B.1.2. Résultats de simulation

Sur les figures suivantes nous présentons les résultats de simulation de notre onduleur multicellulaire série à 4 cellules à point milieu, alimentant la lampe à décharge.

a) Courant d'arc

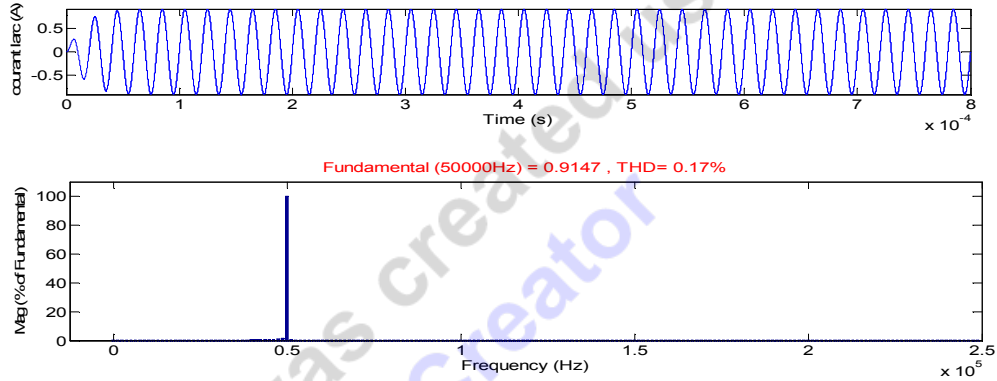


Fig.IV.3-a : Forme d'onde et spectre harmonique du courant d'arc Iarc.

b) Courant d'arc efficace

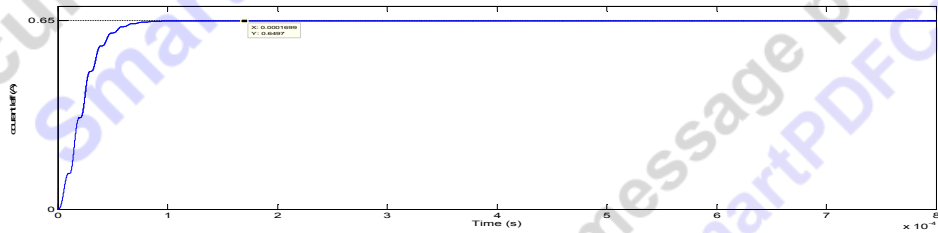


Fig.IV.3-b : Courant d'arc efficace Ieff.

c) Tension d'arc

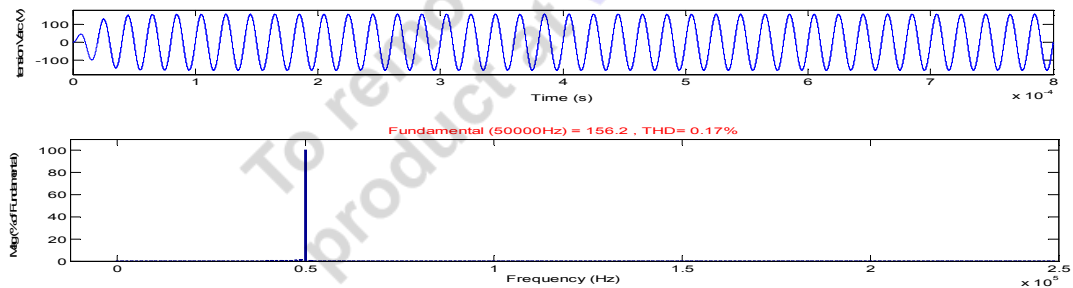


Fig.IV.4 : Forme d'onde et spectre harmonique de la tension d'arc Varc.

d) Courant de charge

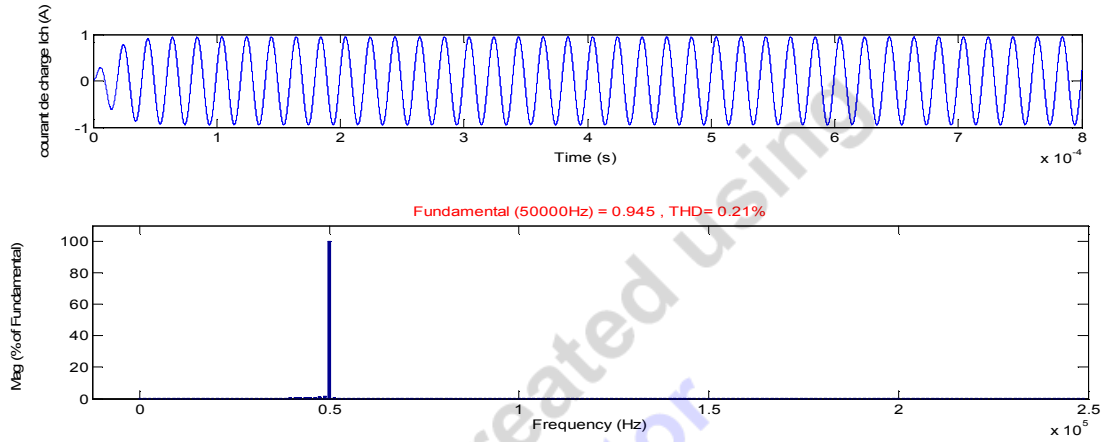


Fig.IV.5 : Forme d'onde et spectre harmonique du courant de charge I_{ch} .

e) Tension de charge

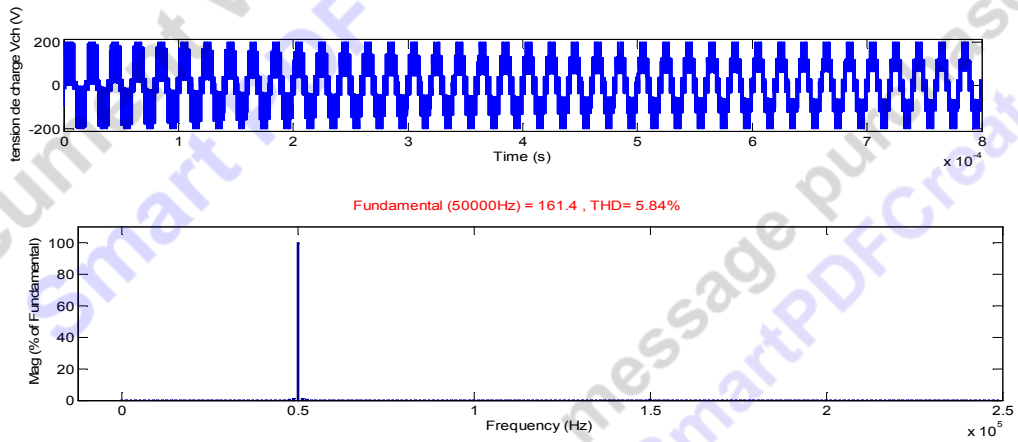
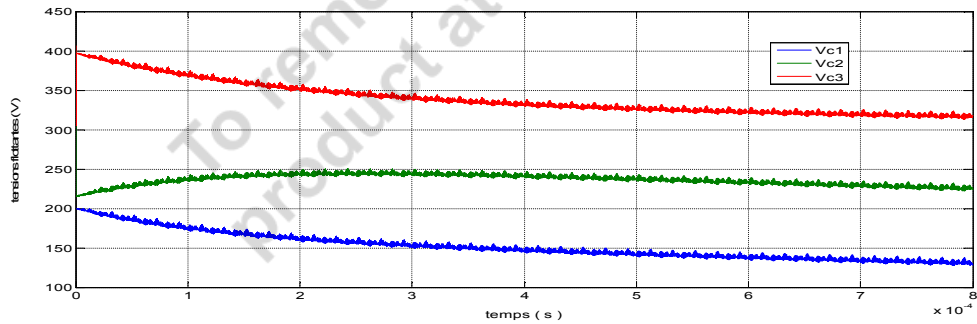


Fig.IV.6 : Forme d'onde et spectre harmonique de la tension de charge V_{ch} .

f) Tensions flottantes



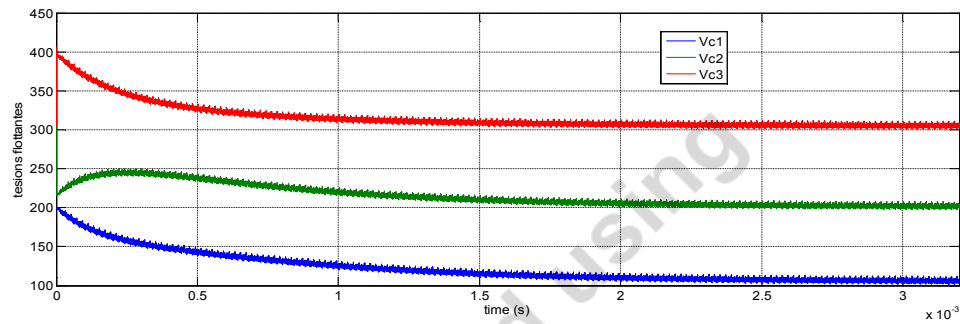


Fig.IV.7 : Tensions flottantes Vc1, Vc2, Vc3.

Interprétation

D'après la figure (IV.3-a) la forme d'onde du courant d'arc est sinusoïdale, et sa fréquence est identique à la fréquence de la modulante. On remarque aussi sur la figure (IV.3-b) que la valeur efficace du courant d'arc atteint la valeur désirée qui est de 0.65 A au bout de 120 μ s, avec une précision de 0.001A et un taux de distorsion harmonique de l'ordre de 0.17%.

Sur les figures (IV.6, IV.7), la tension de sortie du convertisseur ne suit ses valeurs intermédiaires (-E/2, -E/4, 0, E/4, E/2) que tardivement suite au retard de stabilisation des tensions aux bornes des condensateurs flottants aux valeurs $k \cdot E/P$ correspondants, soit jusqu'à partir de l'instant 3ms (3000 μ s).

IV.B.2. 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 0.65A. 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.

IV.B.2.1. Régulation proportionnelle intégrale (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 consigne, le schéma bloc du correcteur PI est illustré par la figure suivante :

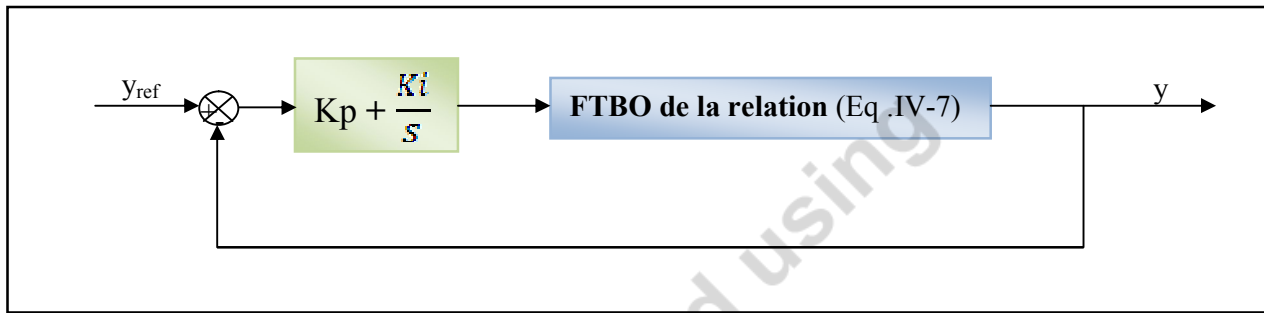


Fig.IV.8 : Boucle de régulation du système avec régulateur PI.

Notons que $G(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$ est la fonction de transfert du régulateur *PI*, K_p et K_i sont appelés les gains du correcteur.

La fonction de transfert en Boucle Fermée de l'ensemble système-correcteur est donnée par :

$$FTBF = \frac{C(s) \cdot G(s)}{1 + C(s) \cdot G(s)} \quad (IV.8)$$

où $C(s)$ est la fonction de transfert du système en boucle ouverte (relation IV.7)

a. Calcul des gains : Méthode de placement des pôles

La dynamique de la réponse à un changement de consigne ou à une perturbation dépend du polynôme dénominateur soit $D(s)$ de la fonction de transfert en boucle fermée (*FTBF*), et en particulier de ces 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 *Synthèse par placement des pôles*. Le réglage des performances de la boucle s'effectue au travers du choix des pôles en boucle fermée [AII07][FLA94].

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. Cette dynamique 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 :

$$\begin{aligned} & [(R_{arc} + r_f)L_r C_r C_p] S^3 + [L_r C_r + (2R_{arc} + r_f) \cdot r_f C_r C_p + r_f C_r C_p K_p] S^2 \\ & + [(R_{arc} + r_f)(C_p + C_r)S + r_f C_r C_p K_i + C_r K_p] S + C_r K_i + 1 = 0 \end{aligned} \quad (IV.9)$$

Le polynôme $D(s)$ est du troisième ordre, nous choisissons donc trois pôles sur la même verticale et avec un amortissement optimal, c'est-à-dire $\zeta = 0.7$, soient :

$$S_1 = -a - ja \quad , \quad S_2 = -a + ja \quad , \quad S_3 = -a \quad (IV.10)$$

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

$$Q(s) = (s + \omega_n)(s^2 + 2\zeta\omega_n \cdot s + \omega_n^2) \quad (IV.11)$$

En asservissement, on fait l'identification des deux polynômes caractéristiques, nous obtenons après calcul deux valeurs de K_p et une valeur de K_i , suite à cela on utilise par la suite un régulateur PID afin d'avoir un système d'équations mathématique dont le nombre d'équations égal le nombre d'inconnues, qui sont K_p , K_i et K_d :

$$\left\{ \begin{array}{l} K_p = \frac{\omega_n(2\zeta+1)(R_{arc} + r_f)L_r C_r C_p - [L_r C_r + (2R_{arc} + r_f) \cdot r_f C_r C_p]}{r_f C_r C_p} \\ K_p = \frac{\omega_n^2(2\zeta+1)(R_{arc} + r_f)L_r C_r C_p - (R_{arc} + r_f)(C_r + C_p) - r_f C_p [\omega_n^3(R_{arc} + r_f)L_r C_r C_p - 1]}{r_f C_r C_p} \\ K_i = \frac{\omega_n^3(R_{arc} + r_f)L_r C_r C_p - 1}{C_r} \end{array} \right. \quad (IV.12)$$

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 :

$$t_{r_{5\%}} = \frac{5}{\zeta\omega_n} \quad (IV.13)$$

Cette dernière expression nous permette de déterminer ω_n sachant que t_r est déterminée graphiquement à partir de la réponse naturelle du système.

En choisissant $tr_{5\%} = 0.71\mu s$, on obtient $\omega_n = 10^7$ rad/s, les deux valeurs de K_p et la valeur de K_i sont : $K_{p1} = 2.4654 \cdot 10^5$; $K_{p2} = 1.1052 \cdot 10^6$ et $K_i = 1.1399 \cdot 10^{12}$.

IV.B.2.1.1. Résultats de Simulation

a) Courant d'arc

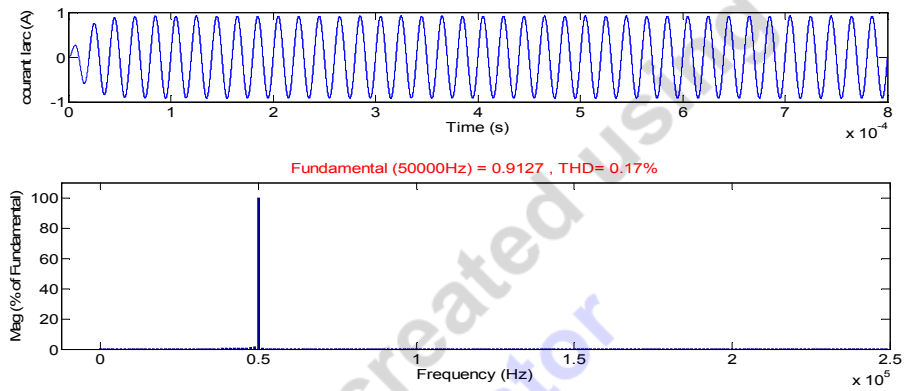


Fig.IV.9-a : Forme d'onde et spectre harmonique du courant d'arc Iarc.

b) Courant d'arc efficace

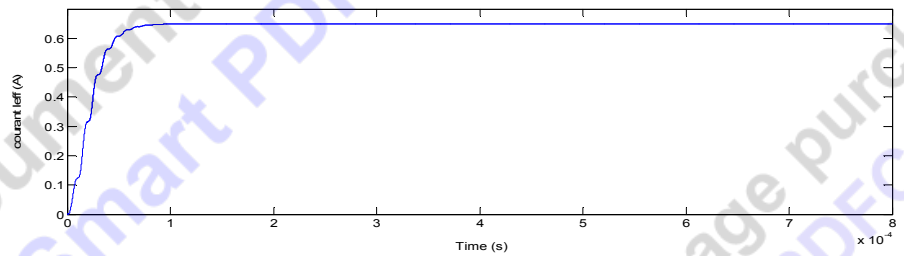


Fig.IV.9-b : Courant d'arc efficace Ieff.

c) Tension d'arc

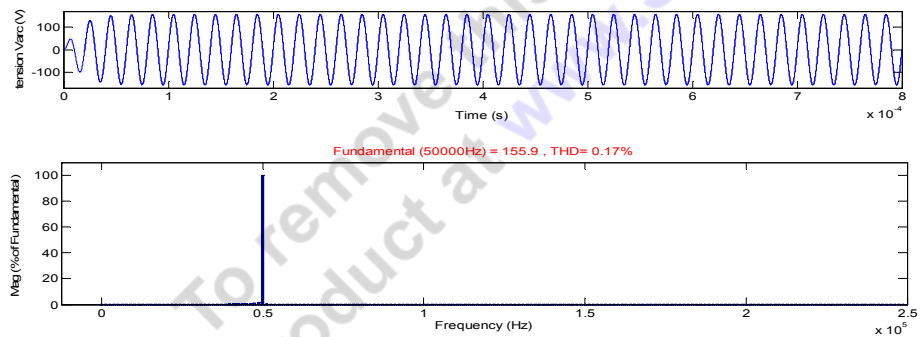


Fig.IV.10 : Forme d'onde et spectre harmonique de la tension d'arc Varc.

d) Courant de charge

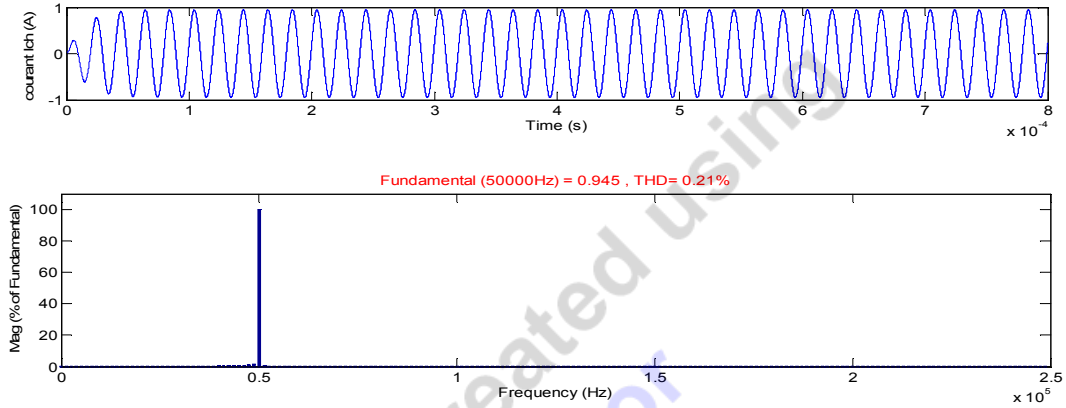


Fig.IV.11 : Forme d'onde et spectre harmonique du courant de charge I_{ch} .

e) Tension de charge

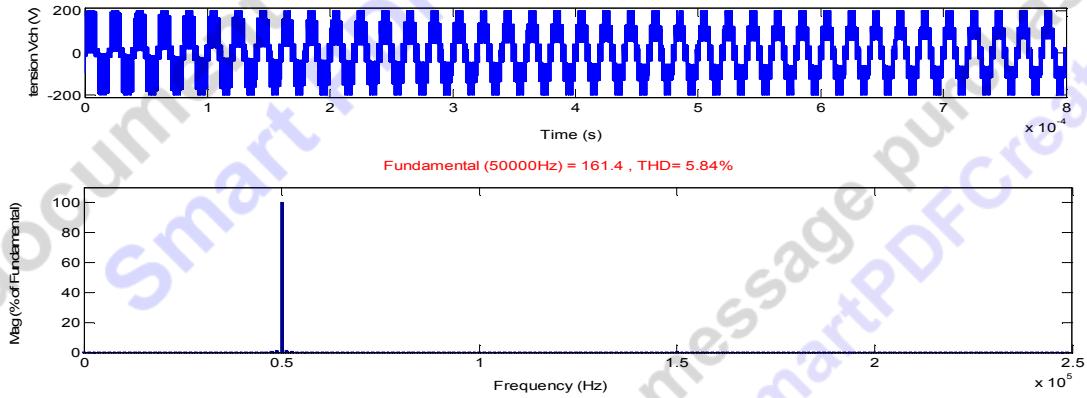


Fig.IV.12 : Forme d'onde et spectre harmonique de la tension de charge V_{ch} .

f) Tensions flottantes

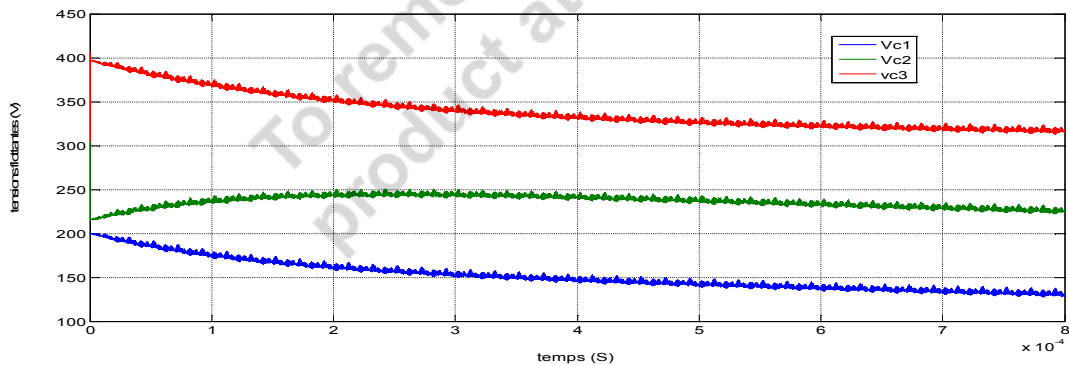


Fig.IV.13: Tensions flottantes V_{c1} , V_{c2} , V_{c3} .

Interprétation

Le niveau THD % du courant d'arc reste le même (0.17) que celui en boucle ouverte, et on remarque toujours d'après les figures (IV.11, IV.12 et IV.13) que le THD% du courant de charge et de la tension de charge ou du convertisseur se retrouvent inchangés suite à l'altération des tensions flottantes.

Note : les résultats obtenus sont identiques pour les deux valeurs de K_p (K_{p1} et K_{p2}).

IV.B.2.2. Régulation proportionnelle intégrale dérivé (PID)

L'utilisation d'un tel régulateur est pour un souci beaucoup plus mathématique que technique, vu que la réponse du système est dépourvue d'oscillations en régime dynamique.

Notons que $G(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s$ est la fonction de transfert du régulateur PID ; K_p , K_i et K_d sont appelés les gains du correcteur.

La fonction de transfert en Boucle Fermée de l'ensemble système-correcteur est donnée par :

$$FTBF = \frac{C(s) \cdot G(s)}{1 + C(s) \cdot G(s)} \quad (IV.14)$$

où $C(s)$ est toujours la fonction de transfert du système en boucle ouverte (relation IV.7)

L'équation caractéristique du système déduite du polynôme $D(s)$ dénominateur de la fonction de transfert en boucle fermée (équation IV.16) est

$$\begin{aligned} & [(R_{arc} + r_f)I_r C_r C_p + r_f C_r C_p K_d] s^3 + [I_r C_r + (2R_{arc} + r_f)r_f C_r C_p + r_f C_r C_p K_p + C_r K_d] s^2 \\ & + [(R_{arc} + r_f)(C_p + C_r) + r_f C_r C_p K_i + C_r K_p] s + C_r K_i + 1 = 0 \end{aligned} \quad (IV.15)$$

Le polynôme $D(s)$ est du troisième ordre, nous choisissons donc trois pôles sur la même verticale et avec un amortissement optimal, c'est-à-dire $\zeta = 0.7$, soient :

$$S_1 = -a - ja \quad , \quad S_2 = -a + ja \quad , \quad S_3 = -a \quad (IV.16)$$

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

$$Q(s) = (s + \omega_n)(s^2 + 2\zeta\omega_n \cdot s + \omega_n^2) \quad (IV.17)$$

En asservissement, on fait l'identification des deux polynômes caractéristiques, nous

obtenons après calcul les valeurs de K_p , K_i et K_d .

$$\left\{ \begin{array}{l}
 A = (r_f C_p)^2 \omega_n^3 - \omega_n^2 (2\zeta + 1) r_f C_p + \frac{[r_f C_p \omega_n (2\zeta + 1) - 1]}{r_f C_p} \\
 B = \omega_n^2 (2\zeta + 1) (R_{arc} + r_f) L_r C_p - (R_{arc} + r_f) \left(1 + \frac{C_p}{C_r}\right) - r_f C_p \omega_n^3 (R_{arc} + r_f) L_r C_p + r_f \frac{C_p}{C_r} + \\
 \quad \frac{[(2R_{arc} + r_f) r_f C_p + L_r - \omega_n (2\zeta + 1) (R_{arc} + r_f) L_r C_p]}{r_f C_p} \\
 K_d = \frac{B}{A} \\
 K_p = \frac{\omega_n (2\zeta + 1) (R_{arc} + r_f) L_r C_p - (2R_{arc} + r_f) r_f C_p - L_r + [r_f C_p \omega_n (2\zeta + 1) - 1] K_d}{r_f C_p} \\
 K_i = \frac{\omega_n^3 [(R_{arc} + r_f) L_r C_r C_p + r_f C_p C_r K_d] - 1}{C_r}
 \end{array} \right. \quad (IV.18)$$

A et B sont des constantes

En choisissant toujours un temps de réponse $tr_{5\%} = 0.71\mu s$, on tire $\omega_n = 10^7$ rad/s, et les valeurs de K_p , K_i et K_d suivants : $K_p = 4.3133 \cdot 10^5$; $K_i = 1.9935 \cdot 10^{12}$ et $K_d = 0.0363$.

Note : la valeur de K_d est très faible devant les valeurs de K_p et K_i .

IV.B.2.2.1. Résultats de Simulation

a) Courant d'arc

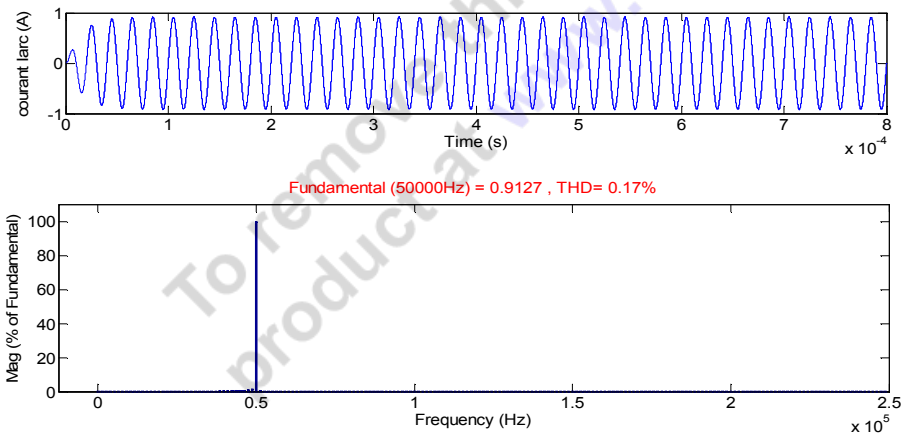


Fig.IV.9-a : Forme d'onde et spectre harmonique du courant d'arc larc.

b) Courant d'arc efficace

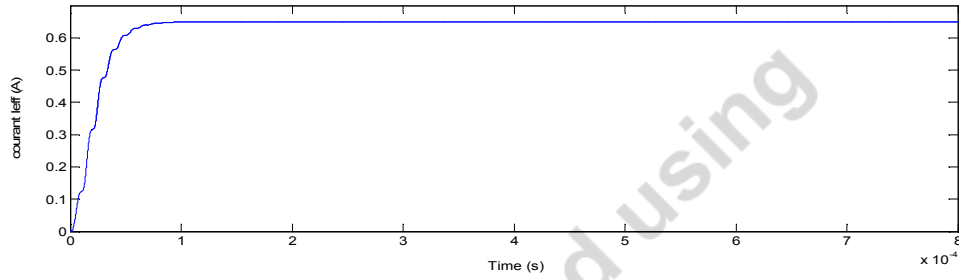


Fig.IV.9-b : Courant d'arc efficace Ieff.

c) Tension d'arc

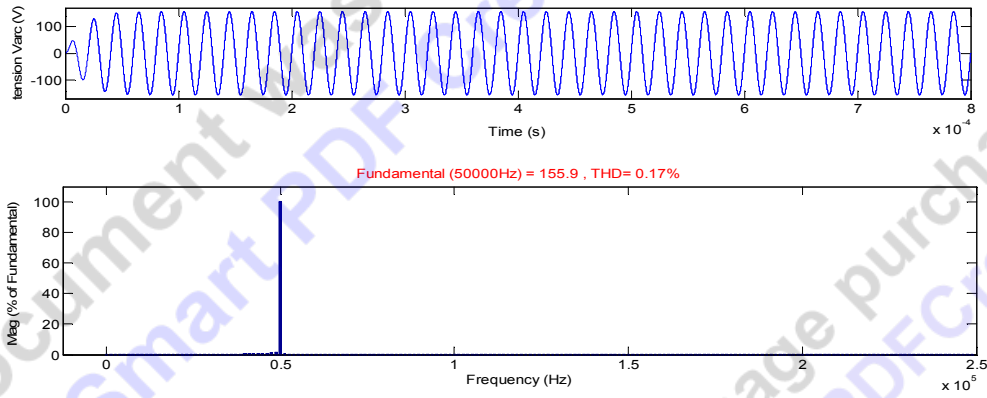


Fig.IV.10 : Forme d'onde et spectre harmonique de la tension d'arc Varc.

d) Courant de charge

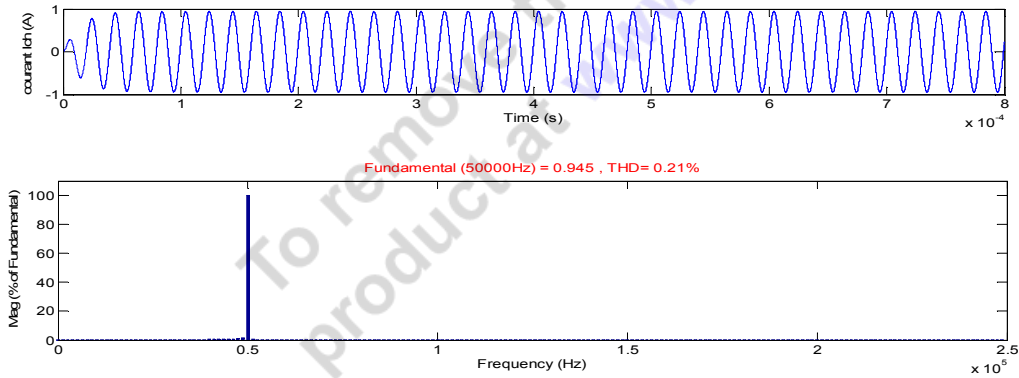


Fig.IV.11 : Forme d'onde et spectre harmonique du courant de charge ICh.

e) Tension de charge

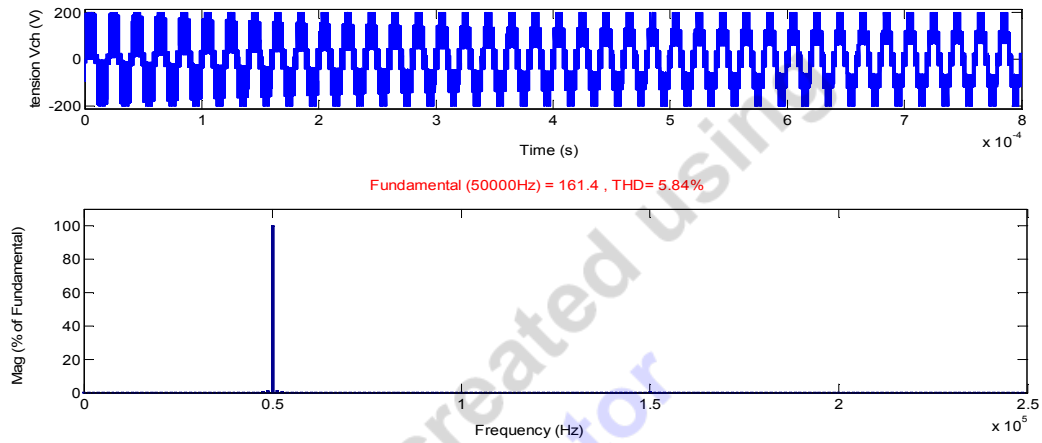


Fig.IV.12 : Forme d'onde et spectre harmonique de la tension de charge Vch.

f) Tensions flottantes

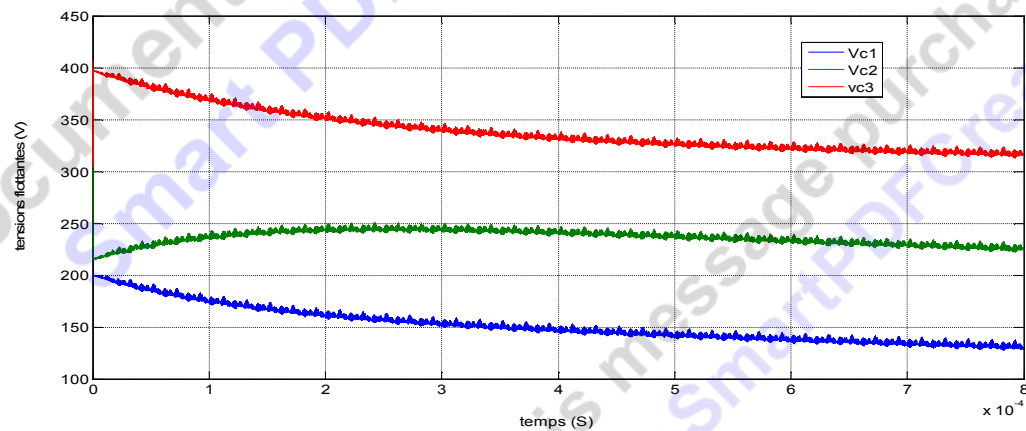


Fig.IV.13 : Tensions flottantes Vc, Vc2, Vc3.

Interprétation

Le gain dérivé K_d est presque négligeable devant les gains K_p et K_i ; et par conséquent les résultats obtenus en utilisant les deux régulateurs sont bien identiques ; ce qui justifie le choix du régulateur proportionnel intégral PI comme régulation classique ; ainsi le test de robustesse sera appliqué à ce dernier.

IV.B.2.2.2. 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 proportionnelles 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.

1) Variation du courant d'arc efficace de 50%

On applique une perturbation sinusoïdale de valeur efficace d'ordre 50% de la valeur référence (0.65A) à l'instant 0.0002s, on obtient les résultats suivants.

a) Courant d'arc

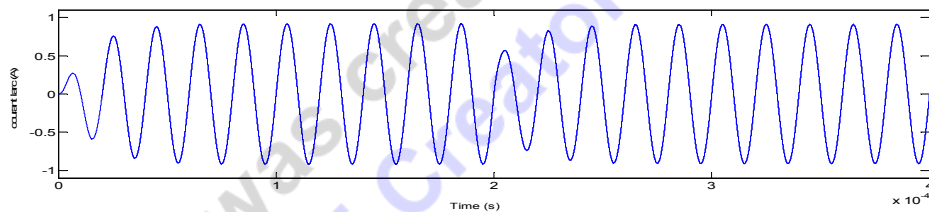


Fig.IV.14 : courant d'arc I_{arc} soumis à une perturbation à 0.0002s.

b) Courant d'arc efficace

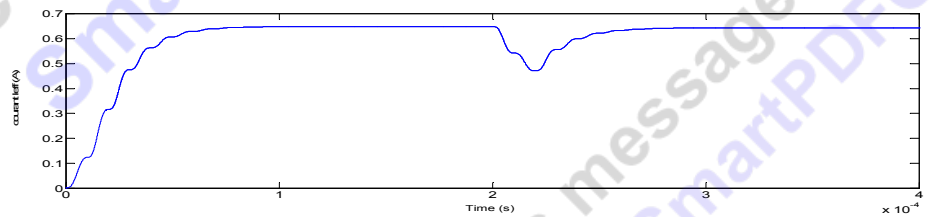


Fig.IV.15: courant d'arc efficace I_{eff} soumis à une perturbation à 0.0002s.

c) Courant de charge

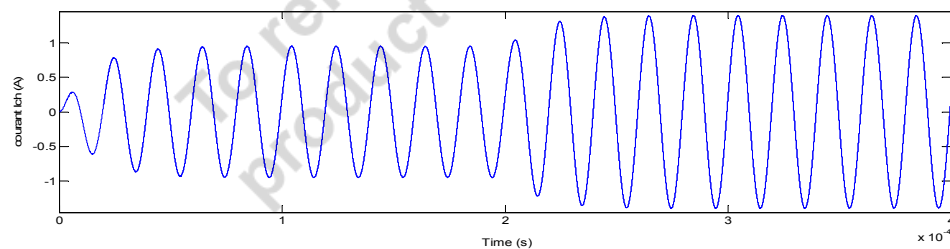


Fig.IV.16: courant de charge I_{ch} soumis à une perturbation à 0.0002s

d) Tension de charge

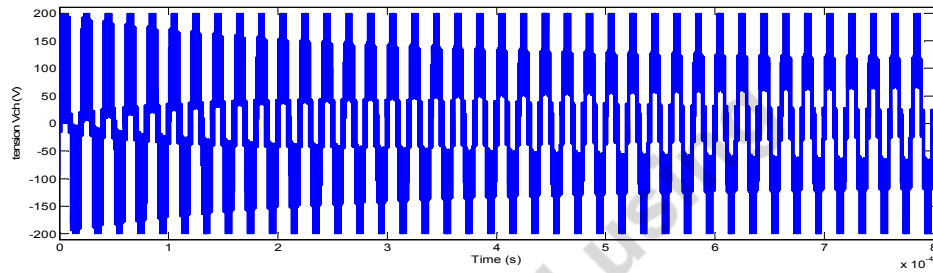


Fig.IV.17: tension de charge Vch soumise à une perturbation à 0.0002s.

2) Variation de la tension d'alimentation de 5%

On applique une perturbation en diminuant de 5% la tension d'alimentation du convertisseur multicellulaire à l'instant 0.0002s afin de simuler une variation sur la puissance d'arc reçue par la lampe, les résultats sont comme suit.

a) Courant d'arc

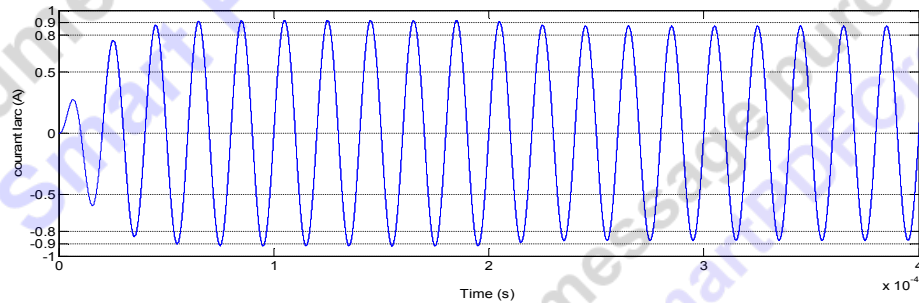


Fig.IV.1

8: courant d'arc larc soumis à une perturbation à 0.0002s.

b) Courant d'arc efficace

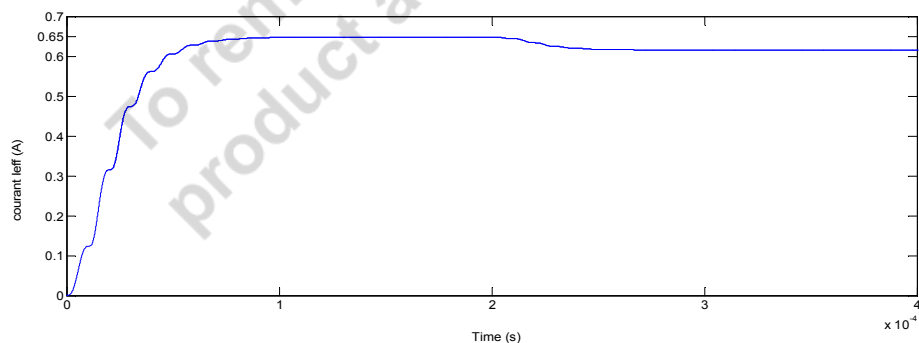
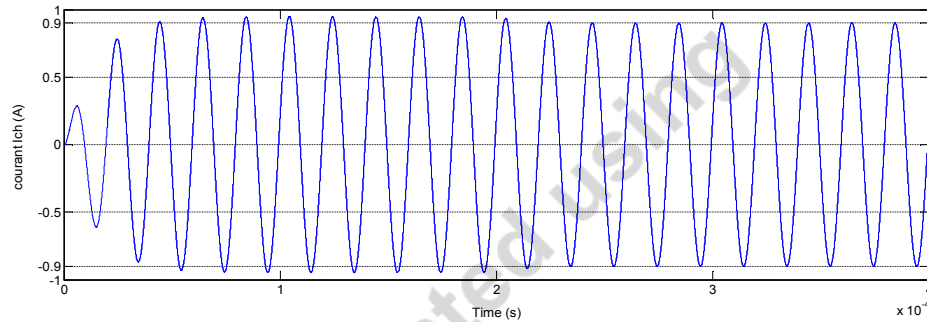


Fig.IV.19 : courant d'arc efficace I_{eff} soumis à une perturbation à 0.0002s.

e) Courant de charge

Fig.IV.20 : courant de charge I_{ch} soumis à une perturbation à 0.0002s.

f) Tensions flottantes

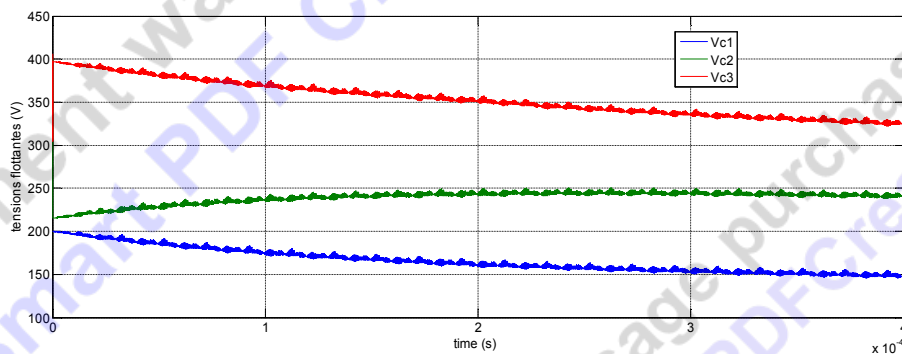
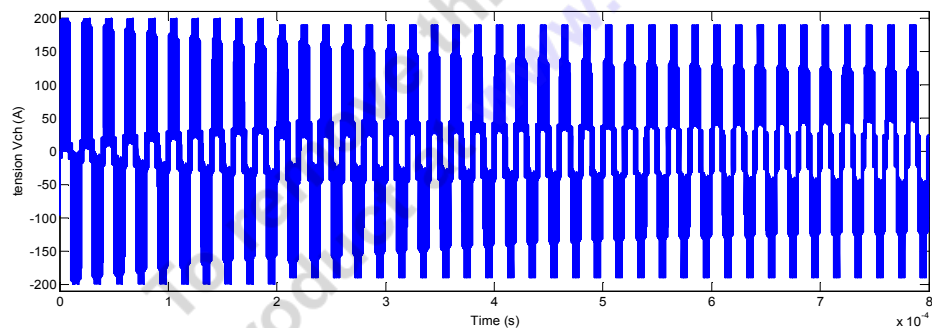


Fig.IV.21 : Tensions flottantes soumises à une perturbation à 0.0002s.

g) Tension de charge

Fig.IV.22 : tension de charge V_{ch} soumise à une perturbation à 0.0002s.

3) Variation de la résistance d'arc

On applique à la résistance d'arc deux types de variations ; une variation sinusoïdale donc variable et une seconde constante.

3.1) Variation sinusoïdale de la résistance d'arc

On introduit une variation sinusoïdale à la fréquence de la lampe (fréquence élevée) avec une amplitude aussi élevée de l'ordre de 100% de la résistance d'arc R_{arc} , les résultats sont comme suit :

a) Courant d'arc

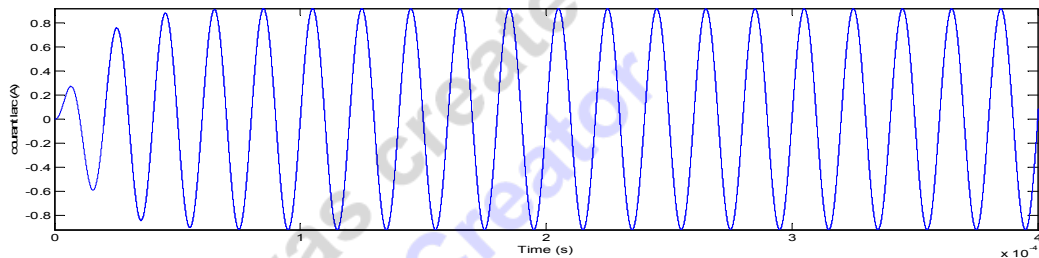


Fig.IV.23 : courant d'arc larc soumis à une perturbation à 0.0002s.

b) Courant d'arc efficace

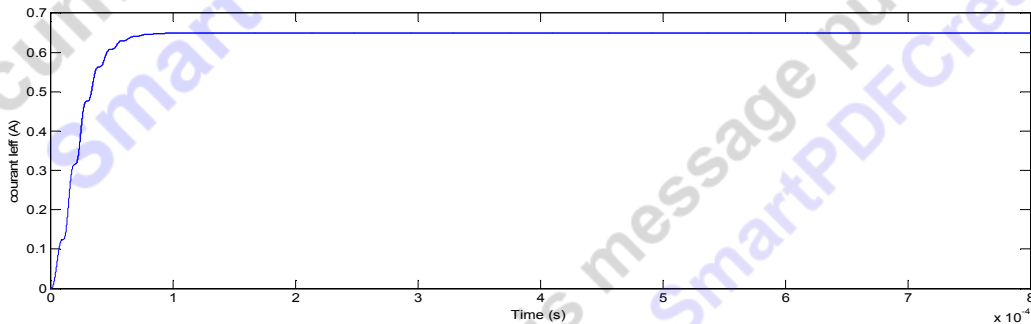


Fig.IV.24 : courant d'arc efficace leff soumis à une perturbation à 0.0002s.

c) Courant de charge

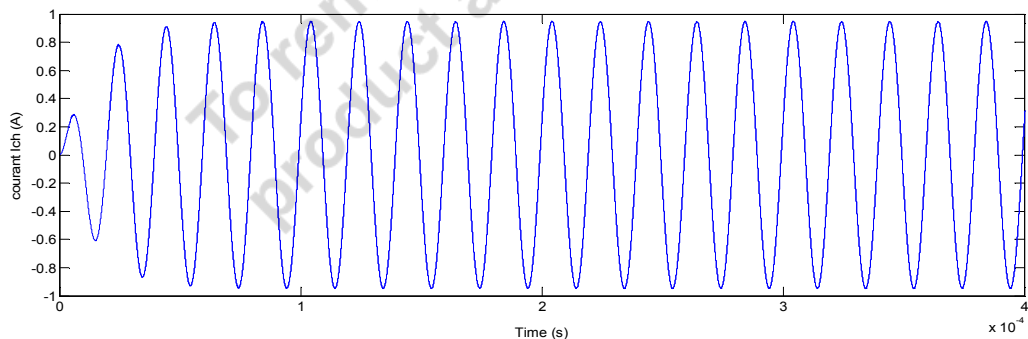
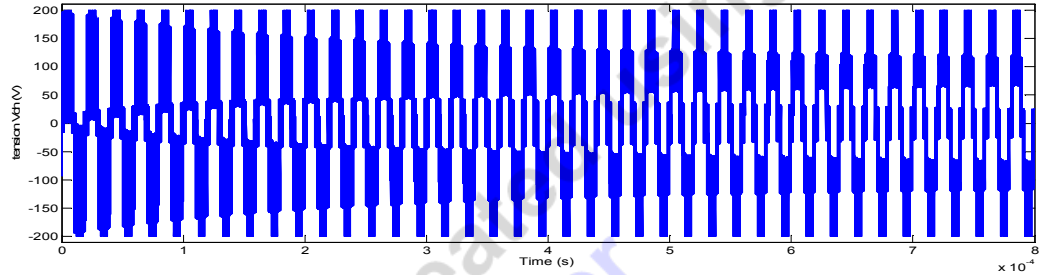


Fig.IV.25 : courant de charge I_{ch} soumis à une perturbation à 0.0002s.

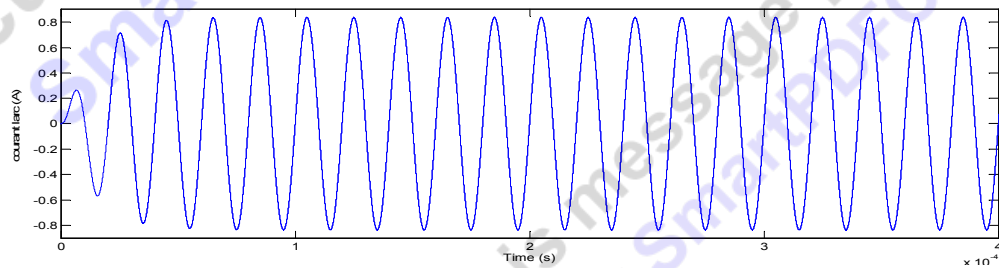
d) Tension de charge

Fig.IV.26 : Tension de charge V_{ch} soumise à une perturbation à 0.0002s.

3.2) Variation constante de la résistance d'arc

On introduit cette fois ci une variation par augmentation de la résistance d'arc dans un ordre de 10%, les résultats sont comme suit :

a) Courant d'arc

Fig.IV.27 : Courant d'arc I_{arc} soumis à une perturbation à 0.0002s.

b) Courant d'arc efficace

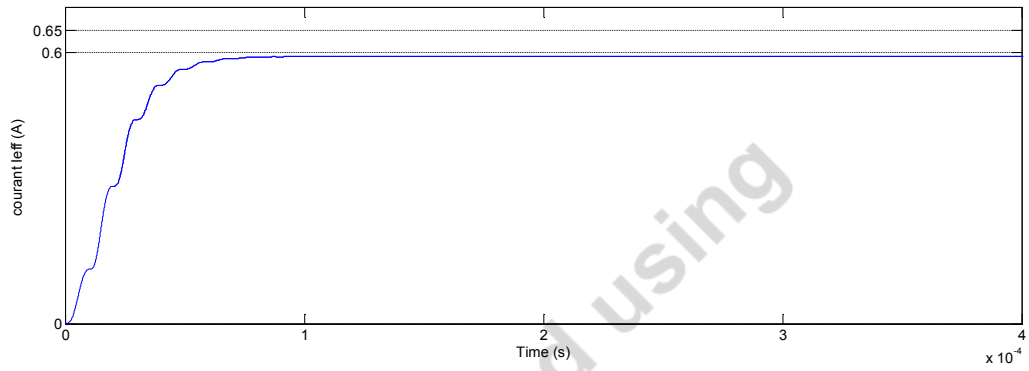


Fig.IV.28 : courant d'arc efficace Ieff soumis à une perturbation à 0.0002s.

c) *Courant de charge*

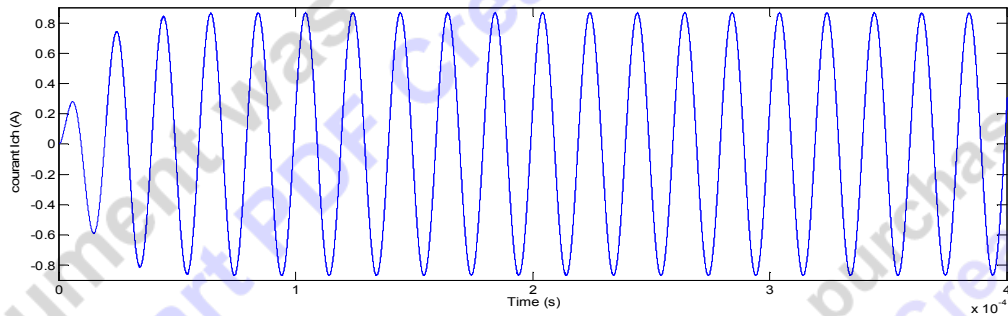


Fig.IV.29 : courant de charge Ich soumis à une perturbation à 0.0002s.

d) *Tension de charge*

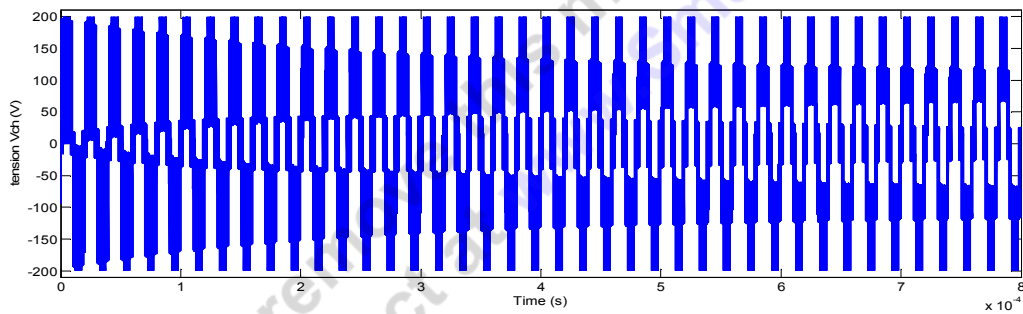


Fig.IV.30 : Tension de charge Vch soumise à une perturbation à 0.0002s.

Interprétation

Après plusieurs essais, nous constatons que l'influence d'une perturbation sur le courant d'arc commence à apparaître après injection d'une variation de forme d'onde sinusoïdale de valeur efficace de l'ordre de 50%, cette perturbation est rejetée par le régulateur PI après 80 μs .

En ce qui concerne de la perturbation sur la tension d'alimentation, une variation juste de 05% suffira à rendre le système non robuste, la nouvelle valeur efficace est diminuée jusqu'à la valeur 0.62A suite à la diminution de l'amplitude de la tension de charge.

Pour une perturbation sinusoïdale de la résistance d'arc R_{arc} à la fréquence de la lampe ($f=50000$ Hz), le régulateur PI est robuste peu importe l'ordre élevé en % de l'amplitude de la perturbation. Par contre pour une perturbation par augmentation ou diminution constante de la résistance d'arc, le régulateur PI réagit différemment; il n'est plus robuste, même pour une faible augmentation (10%); le courant d'arc en efficace diminue en augmentant la résistance d'arc et inversement à partir de l'instant $t=0$ et ce à n'importe quel moment d'injection de la perturbation. Le régulateur PI n'est robuste qu'à la perturbation de type sinusoïdale de la résistance d'arc car la fréquence de cette perturbation est trop élevée.

IV.B.2.3. Commande par mode glissant super twisting

La théorie sur la commande par modes glissants est née à partir des années cinquante à la suite des travaux d'**Utkin**, mais ces premiers algorithmes ne généraient pas un régime glissant idéal et pouvaient donc créer de l'instabilité locale (broutement). Une vingtaine d'années plus tard, **Emel'yanov** a repris les anciens travaux (modes glissants d'ordre 1) et les a modifiés (modes glissants d'ordres supérieurs) en gardant tous les avantages et en supprimant ce phénomène d'instabilité tout en augmentant la précision.

L'algorithme du super-twisting ne concerne que la classe des systèmes présentant un degré relatif égal à un par rapport à la variable de glissement. Par conséquent la discontinuité agit sur la première dérivée de l'entrée de commande u , Cette dernière se trouve alors être une fonction continue, ce qui permet d'éviter le phénomène de chattering. Contrairement à l'algorithme du twisting, cette algorithme ne requiert pas d'information sur la dérivée de S (d'où son intérêt pratique) tout en conservant de bonnes propriétés de robustesse.

IV.B.2.3.1. Algorithme de la commande super twisting [BEN10], [LAG04], [MH10]

Considérons un système monovariante décrit par :

$$\dot{x} = f(t, x, u), S = S(t) \in \mathbb{R}, u = U(t) \in \mathbb{R} \quad (IV.19)$$

Ou $x \in \mathbb{R}^n$, f est une fonction de classe C^1 , u est la fonction d'entrée et la surface S est de classe C^2 .

On dérive par rapport au temps S on trouve :

$$\dot{S} = \frac{\partial}{\partial t} S(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} S(t, x)(t, x, u) \tag{IV.20}$$

Et

$$\ddot{S} = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(t, x, u) f(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, x, u) \dot{u}(t) . \tag{IV.21}$$

L'objectif est d'obtenir la commande u tel que la surface $S=0$ est vérifiée et $S=\dot{S}$ est maintenue.

La preuve d'existence d'une solution a été établie sous les conditions suivantes :

- La commande u est une fonction bornée $|u| \leq U_M$; t
- Il existe des constantes positives S_0, K_m, K_M, u_0 avec $u_0 < U_M$ tel que :

$$\text{Si } |S(t)| < S_0 \text{ alors } 0 < K_m \leq \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, x, u) \leq K_M \tag{IV.22}$$

- Il existe une constante positive Φ dans la région linéaire tel que :

$$\left| \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(t, x, u) f(t, x, u) \right| \leq \Phi \tag{IV.23}$$

L'algorithme du super-twisting est donnée par :

$$U(t) = u1(t) + u2(t) \tag{IV.24}$$

$$u1(t) = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > uM \\ -\alpha \text{ sign}(S) & \text{si } |u| \leq uM \end{cases} \quad u2(t) = \begin{cases} -\lambda |S_0|^\rho \text{ sign}(S) & \text{si } |S| > S_0 \\ -\lambda |S|^\rho \text{ sign}(S) & \text{si } |S| \leq S_0 \end{cases}$$

Avec α, ρ vérifient les inégalités suivantes :

$$\alpha > \frac{\Phi}{K_m} \tag{IV.25}$$

$$\lambda^2 \geq 4 \frac{\Phi}{K_m^2} * \frac{K_M (\alpha + \Phi)}{K_m (\alpha - \Phi)} \tag{IV.26}$$

Avec $0 < \rho \leq 0.5$

IV.B.2.3.2. Application à la lampe à décharge

Nous allons définir par e : l'erreur entre le courant d'arc de référence et le courant d'arc de la lampe.

$$e = i_{arc} - i_{arc,r_{ef}} \quad (IV. 27)$$

Ensuite nous choisissons S , la surface de glissement, du type :

$$S = e(t) = i_{arc} - i_{arc,r_{ef}} \quad (IV. 28)$$

Nous dérivons une première fois :

$$\dot{S} = \dot{i}_{arc} - \dot{i}_{arc,r_{ef}} \quad (IV. 29)$$

Nous exprimons \dot{S} en fonction des paramètres du système :

$$\dot{S} = \frac{1}{(R_{arc} + r_f) \cdot C_p} [r_f \cdot C_p \cdot \dot{i}l + i_l - i_{arc}] - \dot{i}_{arc,r_{ef}} \quad (IV. 30)$$

Avec :

$$\dot{i}l = \frac{1}{L_r} [u - \frac{1}{C_r} \int i_l dt - r_f \cdot i_l - R_{arc} \cdot i_{arc}] \quad (IV. 31)$$

Donc :

$$\dot{S} = \frac{r_f}{L_r(R_{arc} + r_f)} \cdot u + g(t) \quad (IV. 32)$$

Avec :

$$g(t) = \frac{1}{(R_{arc} + r_f) \cdot C_p} [r_f \cdot C_p \cdot (-\frac{1}{C_r} \int i_l dt - r_f \cdot i_l - R_{arc} \cdot i_{arc}) + i_l - i_{arc}] - \dot{i}_{arc,r_{ef}} \quad (IV. 33)$$

$$\ddot{S} = \frac{r_f}{L_r(R_{arc} + r_f)} \cdot \dot{u} + \dot{g}(t) \quad (IV. 34)$$

Par identification de (IV. 36) avec (IV. 24), (IV. 25), on trouve :

$$|\dot{g}(t)| \leq \Phi \quad \text{et} \quad k_m \leq \frac{r_f}{L_r(R_{arc} + r_f)} \leq K_M \quad (IV. 35)$$

IV.B.2.3.3. Résultats de simulation

a) Courant d'arc

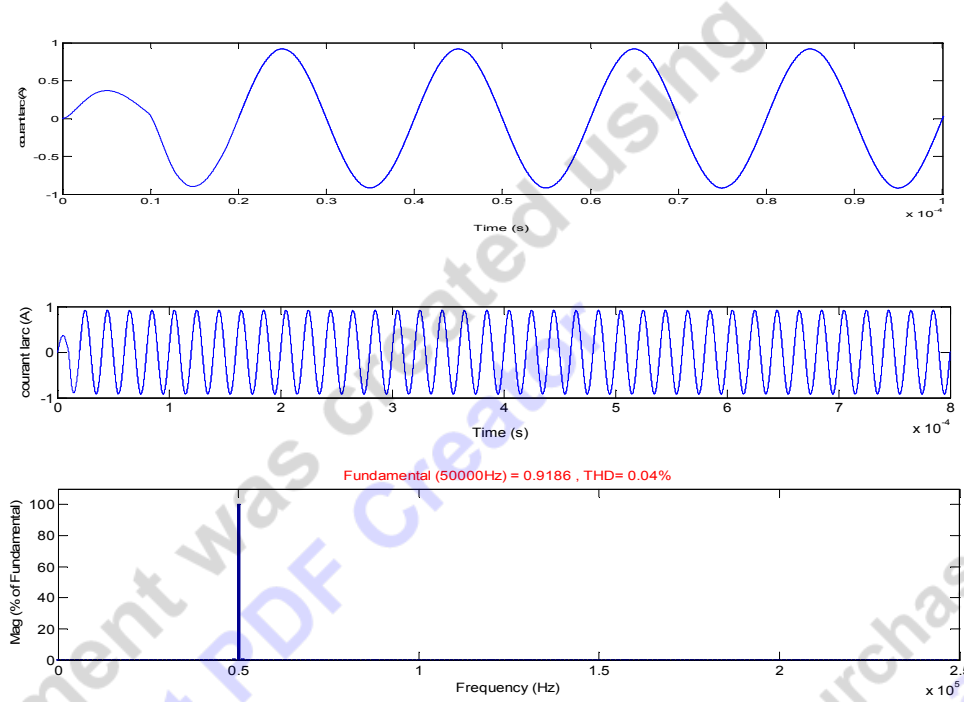


Fig.IV.31-a : Forme d'onde et spectre harmonique du courant d'arc larc.

b) Courant d'arc efficace

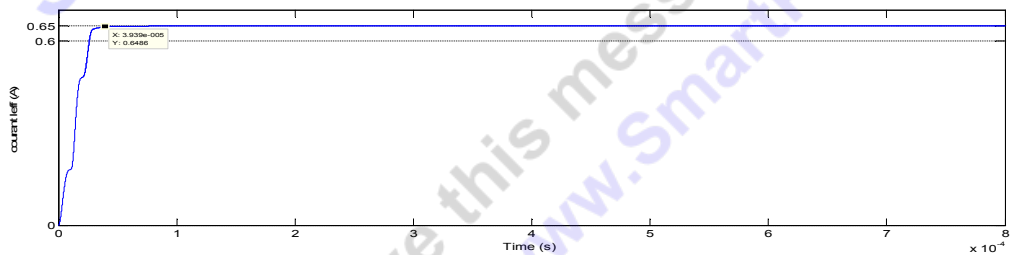
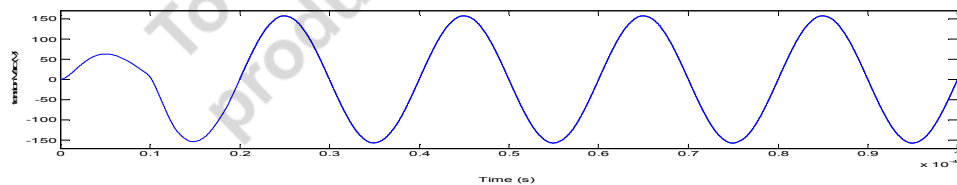


Fig.IV.30-b : Courant d'arc efficace leff.

c) Tension d'arc



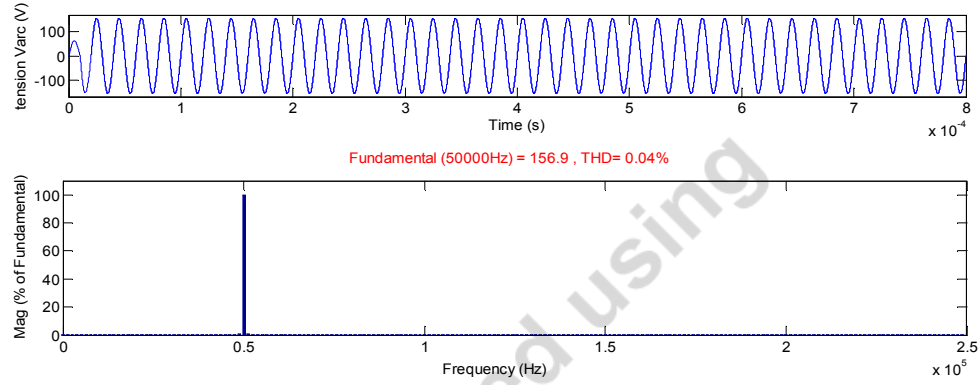


Fig.IV.32 : Forme d'onde et spectre harmonique de la tension d'arc Varc.

d) Courant de charge

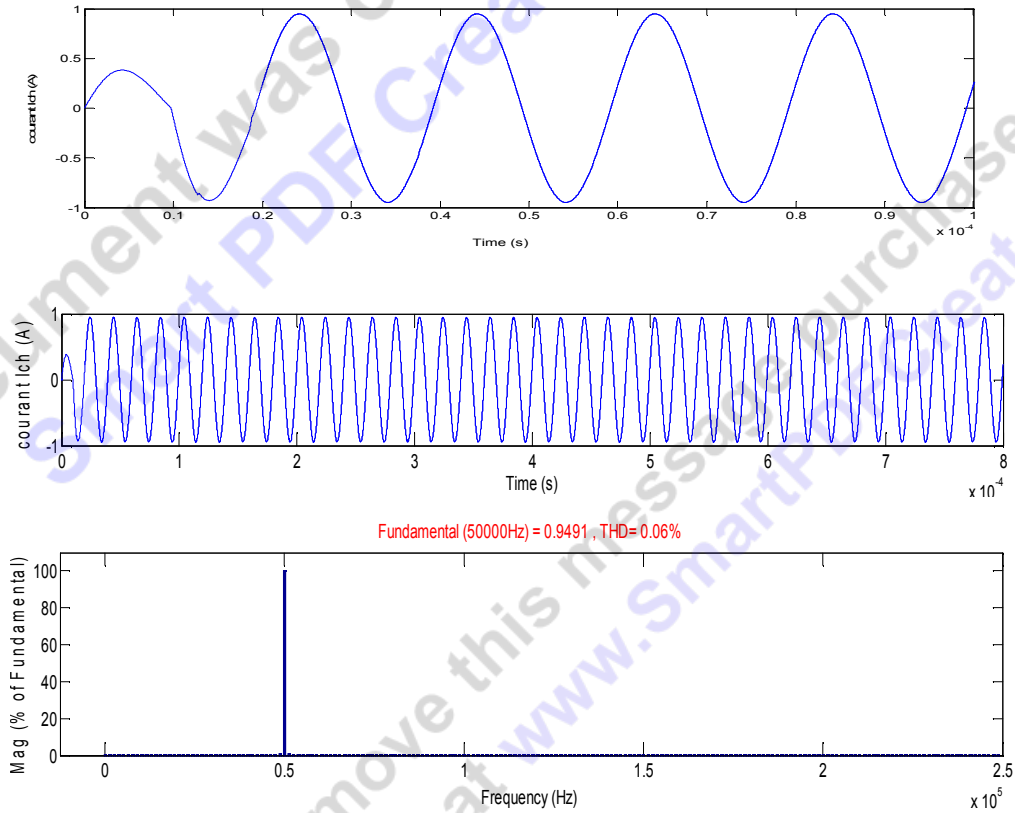


Fig.IV.33 : Forme d'onde et spectre harmonique du courant de charge Ich.

e) Tension de charge

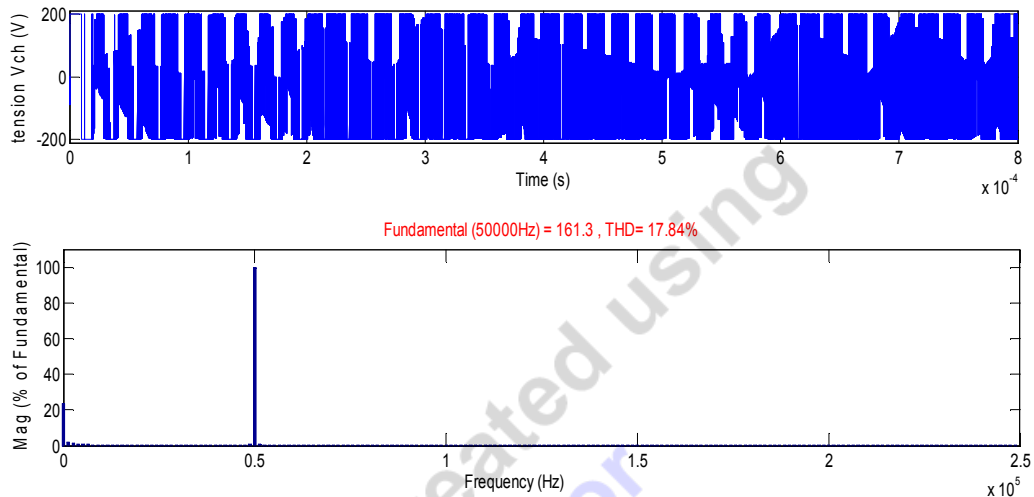


Fig.IV.34 : Forme d'onde et spectre harmonique de la tension de charge V_{ch} .

f) Surface de glissement

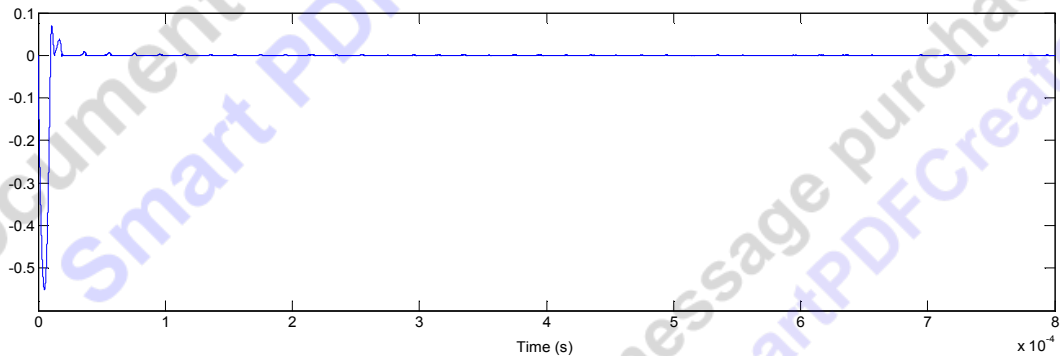


Fig.IV.35 : Surface de glissement.

Interprétation

Ces figures montrent que le courant d'arc efficace converge vers sa valeur de référence d'une manière plus rapide, soit au bout de $40\mu\text{s}$ avec une précision meilleure de 0.0004 A . On regardant l'évolution de la surface en fonction du temps, nous observons bien la rapidité de convergence de S vers 0, ceci confirme qu'un tel régulateur possède de performances meilleures à celles du régulateur PI.

Nous avons obtenu des formes d'ondes parfaitement sinusoïdales pour les différentes grandeurs de la lampe à décharge, avec un THD de 0.04% pour le courant d'arc.

IV.B.2.3.4. Test de robustesse

Dans ce qui suit, nous allons tester la robustesse du régulateur mode glissant d'ordre supérieur vis-à-vis des variations paramétriques du courant d'arc ou de la résistance d'arc ainsi que sa robustesse vis-à-vis d'une perturbation sur la tension d'alimentation du convertisseur.

1) Variation du courant d'arc efficace de 50%

On applique une perturbation sinusoïdale de valeur efficace d'ordre 50% de la valeur référence (0.65A) à l'instant 0.0002s, on obtient les résultats suivants.

a) Courant d'arc

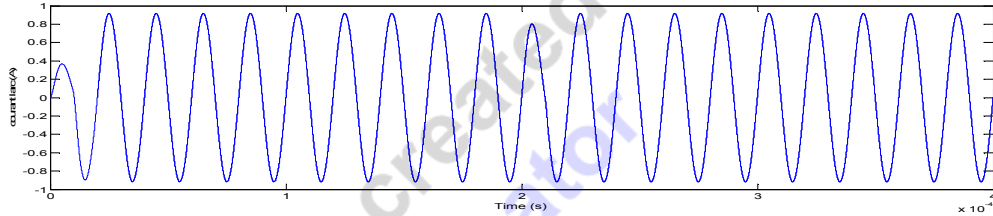
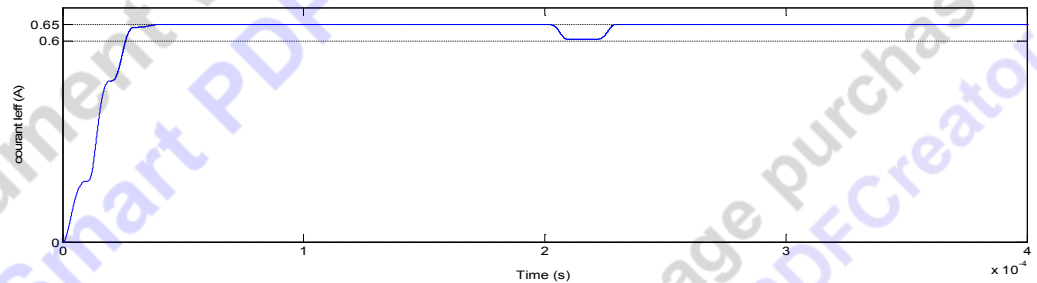


Fig.IV.36 : courant d'arc larc soumis à une perturbation à 0.0002s.

b) Courant d'arc



efficace

Fig.IV.37 : courant d'arc efficace leff soumis à une perturbation à 0.0002s.

c) Courant de charge

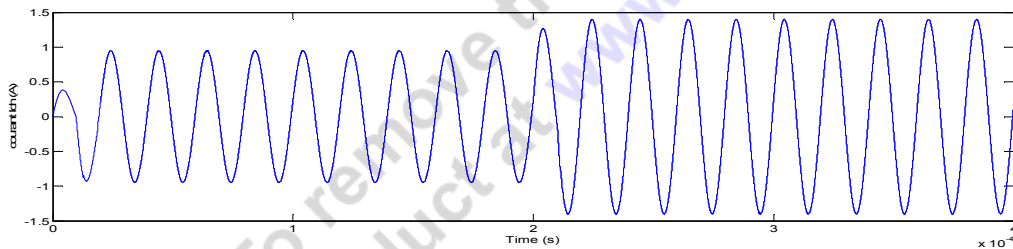


Fig.IV.38 : courant de charge Ich soumis à une perturbation à 0.0002s.

d) Tension de charge

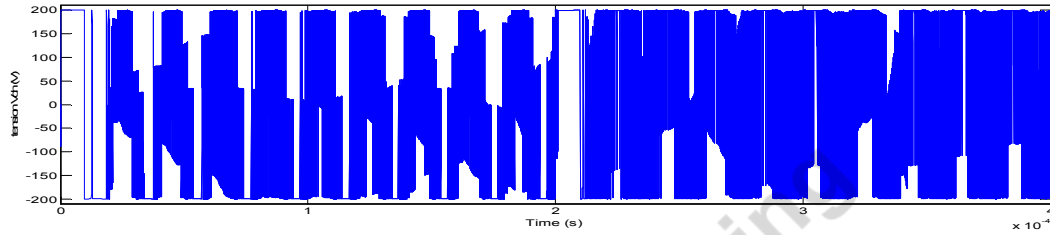


Fig.IV.

39 : tension de charge Vch soumise à une perturbation à 0.0002s.

e) *Surface de glissement*

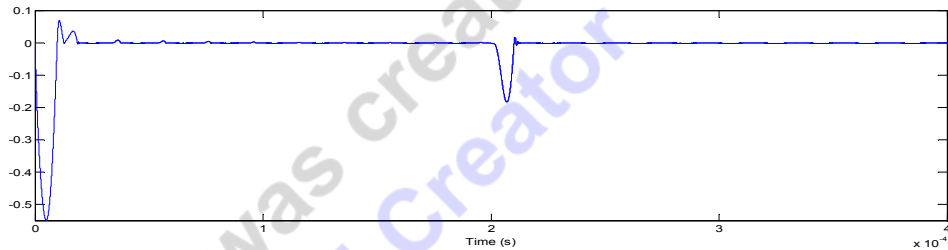


Fig.IV.40 : surface de glissement soumise à une perturbation à 0.0002s.

2) **Variation de la tension d'alimentation de 25%**

On applique une perturbation en diminuant de 25% la tension d'alimentation du convertisseur multicellulaire à l'instant 0.0002s afin de simuler une variation sur la puissance d'arc reçue par la lampe, les résultats sont comme suit.

a) *Courant d'arc*

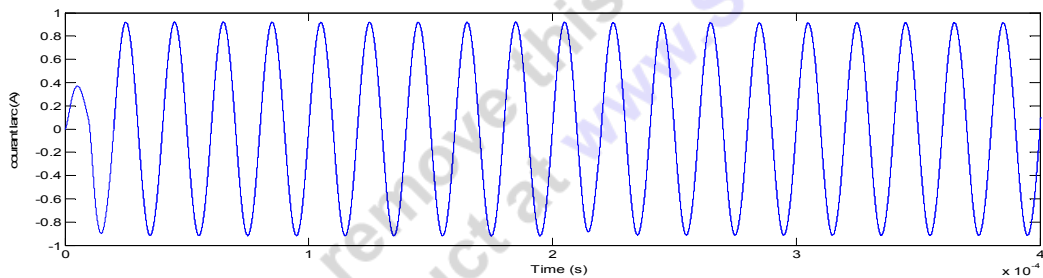


Fig.IV.41 : courant d'arc larc soumis à une perturbation à 0.0002s.

b) *Courant d'arc efficace*

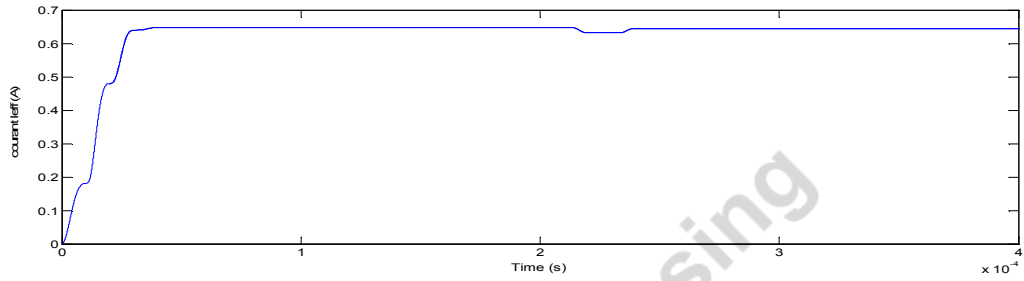


Fig.IV.42 : courant d'arc efficace leff soumis à une perturbation à 0.0002s.

c) Courant de charge

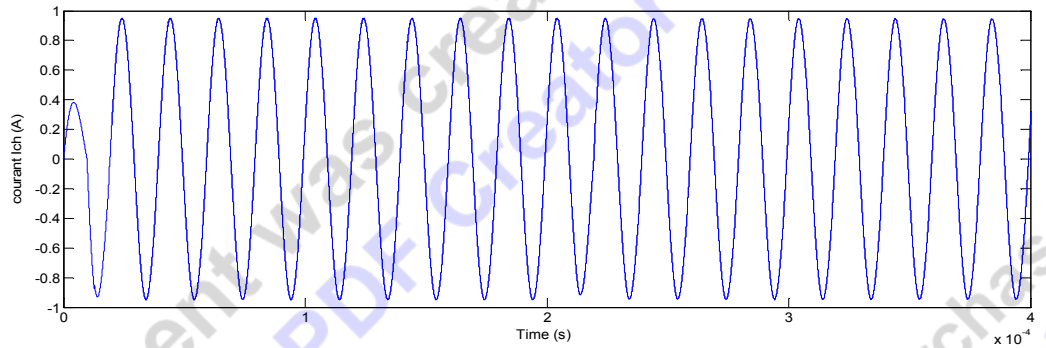


Fig.IV.43 : courant d'arc efficace leff soumis à une perturbation à 0.0002s.

d) Tension de charge

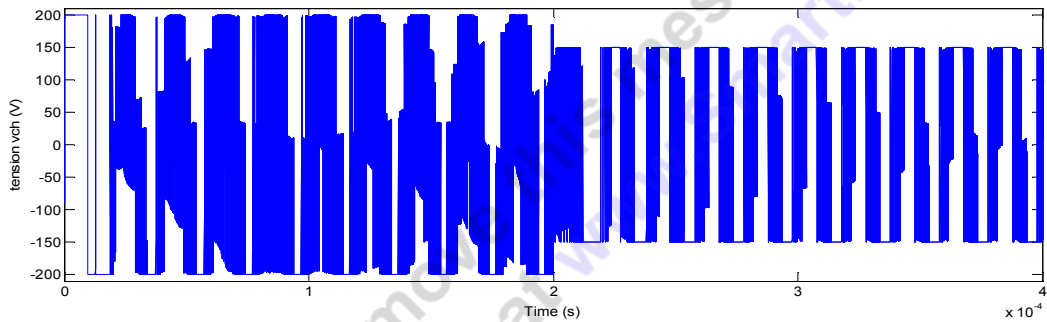


Fig.IV.44 : tension de charge soumise à une perturbation à 0.0002s.

e) Surface de glissement

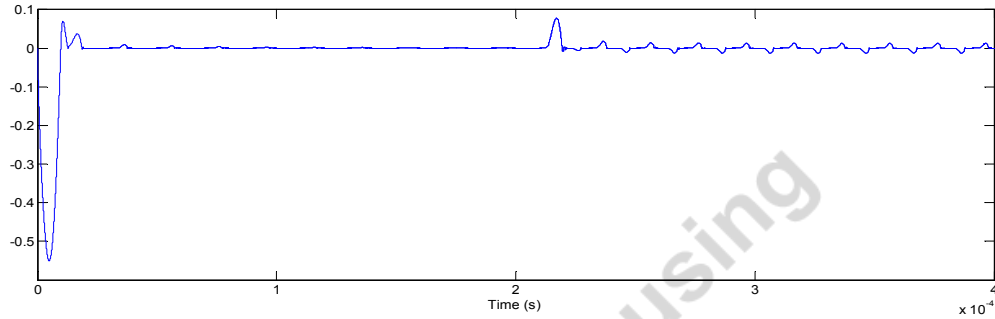


Fig.IV.45 : surface de glissement soumise à une perturbation à 0.0002s.

3) Variation de la résistance d'arc de 40%

Appliquons seulement une variation constante suite aux résultats obtenus précédemment pour le régulateur P.I. Pour cela on augmente R_{arc} dans un ordre de 40%, les résultats de simulation sont comme suit :

a) Courant d'arc

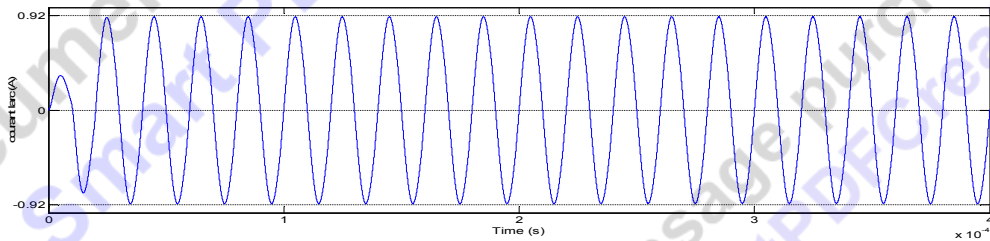


Fig.IV.46 : courant d'arc larc soumis à une perturbation à 0.0002s.

b) Courant d'arc efficace

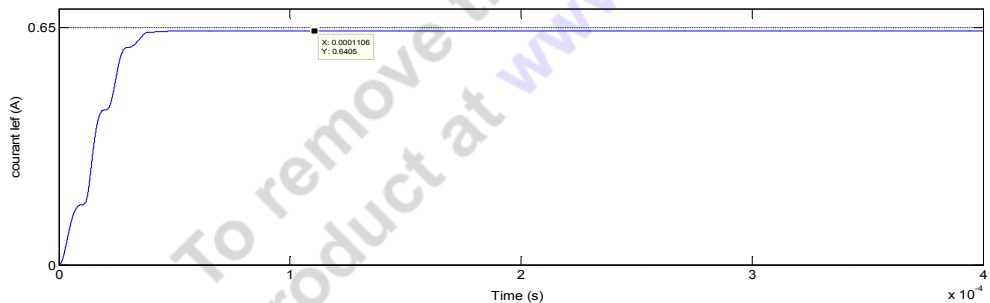


Fig.IV.47 : courant d'arc efficace leff soumis à une perturbation à 0.0002s.

c) Courant de charge

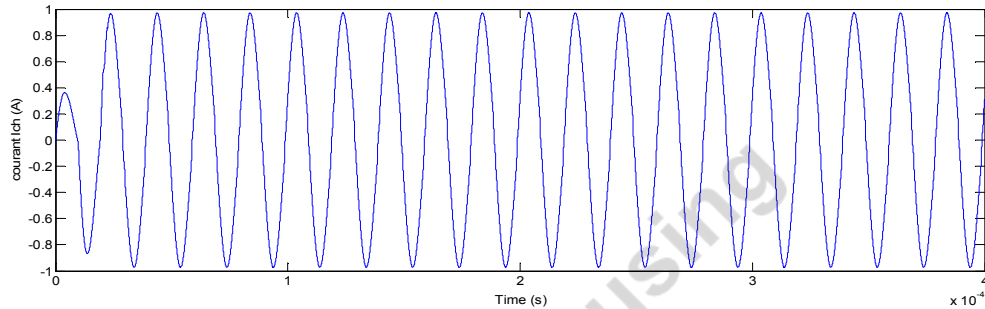


Fig.IV.48 : courant de charge I_{ch} soumis à une perturbation à 0.0002s.

d) *Surface de glissement*

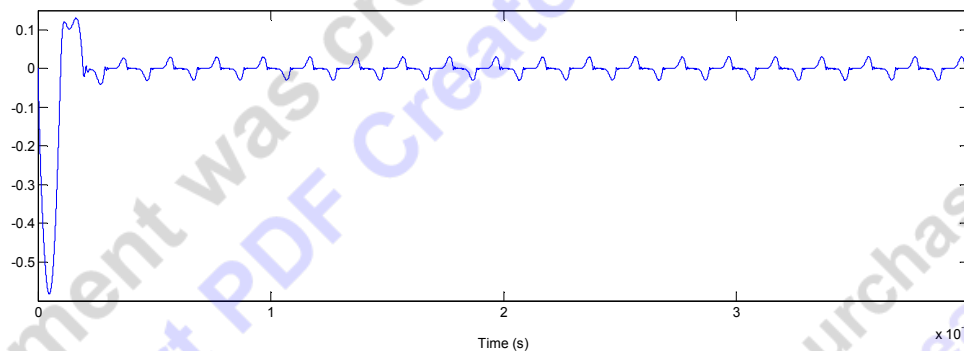


Fig.IV.49 : surface de glissement soumise à une perturbation à 0.0002s.

Interprétation

Après plusieurs essais, nous constatons que l'influence d'une perturbation sur le courant d'arc après injection d'une variation de forme d'onde sinusoïdale de valeur efficace de même ordre que pour un régulateur P.I (50%) est moins importante, la valeur efficace s'est diminuée juste de 0.005A (0.2A pour le régulateur P.I), cette diminution est rejetée après $30 \mu s$ ($80 \mu s$ pour le régulateur P.I).

En ce qui concerne de la perturbation sur la tension d'alimentation, ce type de régulateur est robuste et rejette la perturbation arrivant jusqu'à un ordre de variation de 25% après un temps de $20 \mu s$, alors qu'avec le régulateur P.I, il n'était robuste même avec un ordre aussi bas que possible (5%).

Pour une perturbation constante par augmentation de la résistance d'arc R_{arc} , le régulateur super twisting reste robuste jusqu'à un ordre de variation de 40%, pour le régulateur P.I à titre de comparaison aucune robustesse n'a été constatée même avec une variation de la résistance d'arc dans un ordre plus inférieur que 10%.

D'après ces résultats, on s'aperçoit que l'effet des variations paramétriques et la perturbation sur le courant d'arc n'a pas empêché le régulateur de les éliminer très rapidement sans avoir des pics importants malgré les grandes variations introduites, ce qui nous donne une idée sur le comportement robuste de la commande par modes glissants d'ordre supérieurs.

Conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié la commande du système « convertisseur-lampe » sans que les tensions flottantes des condensateurs intercellulaires du convertisseur ne soient contrôlées.

En première phase, le système a été simulé en boucle ouverte, les résultats obtenus sont satisfaisantes, le courant d'arc se stabilise autour de sa valeur de référence après un temps acceptable et avec une précision insignifiante.

En seconde phase, le système est simulé en boucle fermée en exploitant un régulateur classique de type P.I, ensuite de type PID, afin de préciser le choix de l'un des deux suite à la détermination des gains correspondants en exploitant la méthode dite de synthèse par placement des pôles ; d'après les résultats de simulation, aucune distinction n'a été relevée et par la suite seulement le régulateur de type P.I a été retenu. En comparant les résultats de simulation en utilisant alors le régulateur P.I en boucle fermée avec celles obtenus en boucle ouverte du système, rien ne change, les résultats sont identiques, le régulateur P.I n'est d'aucune influence sur le comportement du système sachant à titre de rappel que le convertisseur n'est pas contrôlé. Les tests de robustesses du régulateur P.I précisent que ce dernier n'est pas robuste à toute perturbation éventuelle possible suite à la variation paramétrique de la résistance d'arc et aussi à une perturbation sur la tension d'alimentation du convertisseur.

En dernière phase de ce chapitre, le système est toujours simulé en boucle fermée, mais cette fois-ci en utilisant une commande dite moderne par mode glissant d'ordre supérieur, ce type de régulateur est connu par sa robustesse et ces bonnes performances. Ces critères sont bien confirmés d'après les résultats de simulation obtenus.

Nous avons obtenus des formes d'ondes parfaitement sinusoïdales pour les différentes grandeurs de la lampe à décharge, avec un THD de 0.04% pour le courant d'arc en utilisant le régulateur moderne mode glissant super twisting, alors que pour le régulateur classique proportionnel intégral, le niveau THD est de 0.17%.

This document was created using
Smart PDF Creator

To remove this message purchase the
product at www.SmartPDFCreator.com

CHAPITRE V

COMMANDE DU SYSTEME * CONVERTISSEUR – LAMPE UV* AVEC CONTRÔLE DU CONVERTISSEUR

INTRODUCTION :

Le présent chapitre fait l'objet de travaux de simulation sous l'environnement Matlab-Simulink, de la lampe, avec commande du convertisseur, afin d'étudier le comportement dynamique du système et réguler ensuite la valeur efficace du courant d'arc de la lampe.

Dans ce contexte, nous allons simuler le système de la même façon que dans le chapitre précédent ; en premier lieu en boucle ouverte, ensuite nous appliquerons un régulateur classique de type PI et PID afin de justifier le choix de l'un des deux. Et toujours dans le souci d'améliorer les performances du système de commande une loi de commande moderne sera appliquée au système à savoir la commande par mode glissant.

V.A. COMMANDE MODULANT LES RAPPORTS CYCLIQUES.

Le convertisseur seul est cette fois ci commandé en boucle fermée, contrôlé sous une stratégie de commande dite en durée, soit, par modulation des rapports cycliques suite au control proportionnel des tensions de sortie des condensateurs flottants ; alors que le système « convertisseur-lampe » est commandé en boucle ouverte ensuite en boucle fermée.

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

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

Avec r représente la profondeur de modulation comprise entre 0 et 1. Dans notre application, nous avons choisi $r = 0.9$.

V.A.1. Commande en Boucle Ouverte

V.A.1.1. Résultats de simulation

a) Courant d'arc

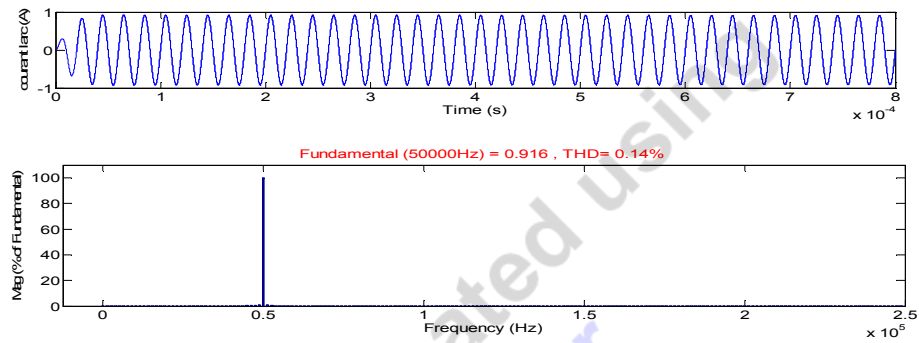


Fig.V.1-a : Forme d'onde et spectre harmonique du courant d'arc larc

b) Courant d'arc efficace

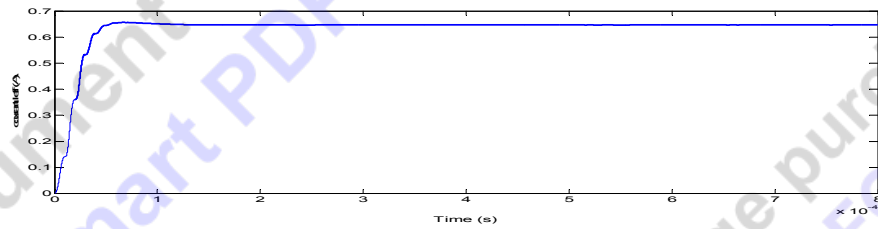
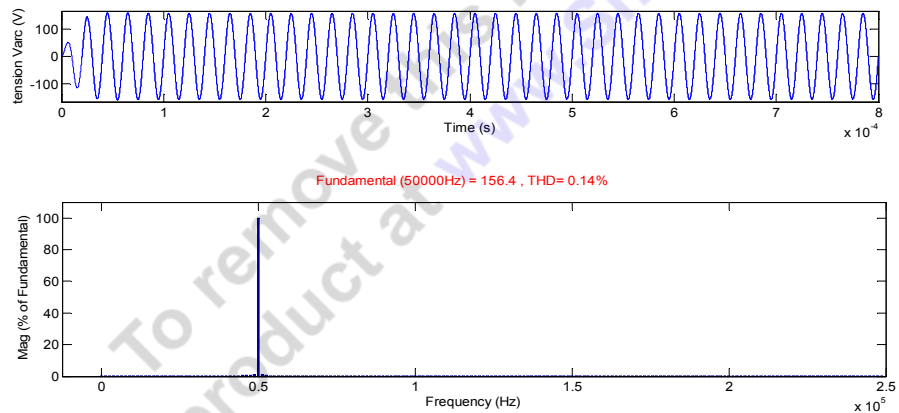


Fig.V.1-b : Courant d'arc efficace leff

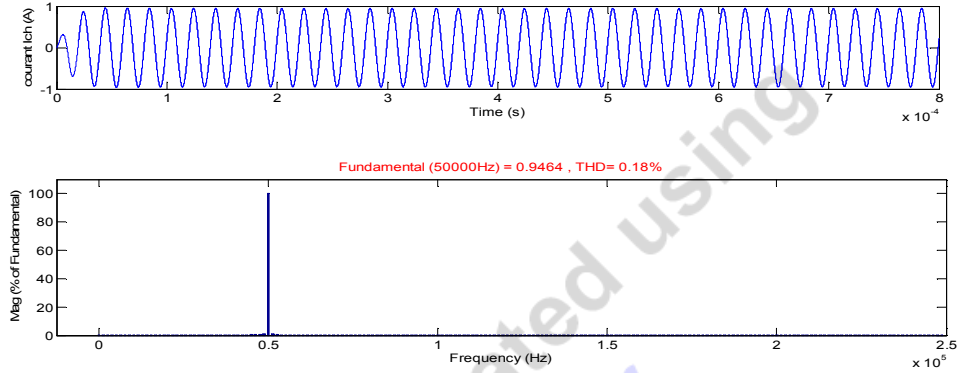
c) Tension



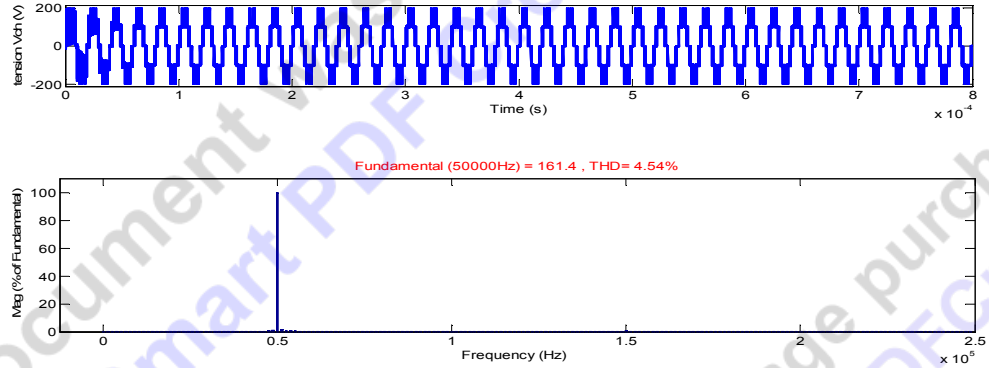
d'arc

Fig.V.2 : Forme d'onde et spectre harmonique de la tension d'arc Varc.

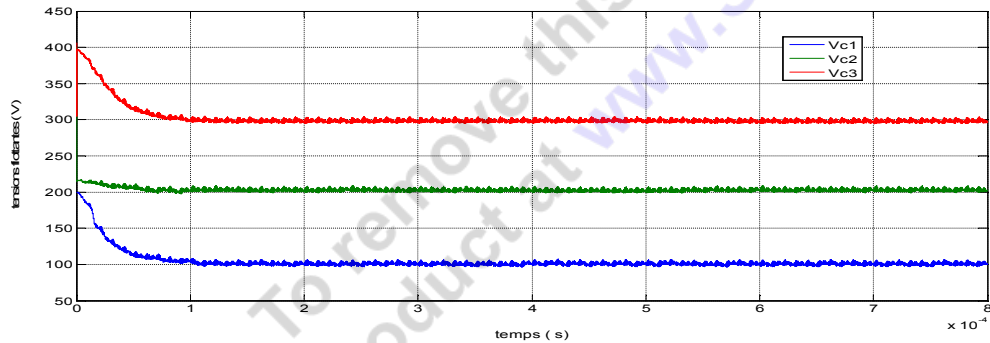
d) Courant de charge

Fig.V.3 : Forme d'onde et spectre harmonique du courant de charge I_{ch} .

e) Tension de charge

Fig.V.4: Forme d'onde et spectre harmonique de la tension de charge V_{ch} .

f) Tensions flottantes

Fig.V.5 : Tensions flottantes V_{c1} , V_{c2} , V_{c3} .

Interprétation

D'après la figure (V.1-a) la forme d'onde du courant d'arc est sinusoïdale, et sa fréquence est toujours identique à la fréquence de la modulate. Cependant on remarque sur la figure (V.1-b) que la valeur efficace du courant d'arc atteint la valeur désirée qui est de 0.65 A au bout de $80\mu s$, à une précision de 0.002A et un taux de distorsion harmonique meilleur, de l'ordre de 0.14%.

On remarque sur les figures (V.4, V.5) que la tension de sortie du convertisseur suit ses valeurs intermédiaires ($-E/2$, $-E/4$, 0 , $E/4$, $E/2$) à partir de l'instant $100\mu s$ suite à la stabilisation des tensions aux bornes des condensateurs flottants aux valeurs $k \cdot E/P$ correspondants à cet même instant.

Le contrôle proportionnel des tensions aux bornes des condensateurs, active la rapidité de stabilisation de ces dernières aux valeurs $k \cdot E/p$ correspondantes, ce qui améliore la forme de la tension délivrée par le convertisseur et ainsi, la qualité du signal objectif (courant d'arc).

V.A.2. Commande en Boucle Fermée

V.A.2.1. Régulation proportionnelle intégrale (PI)

En utilisant le même régulateur classique proportionnel intégral qu'en chapitre 04, les résultats de simulation sous contrôle proportionnel des tensions condensateurs sont comme suit :

V.A.2.1.1. Résultats de simulation

a) Courant d'arc

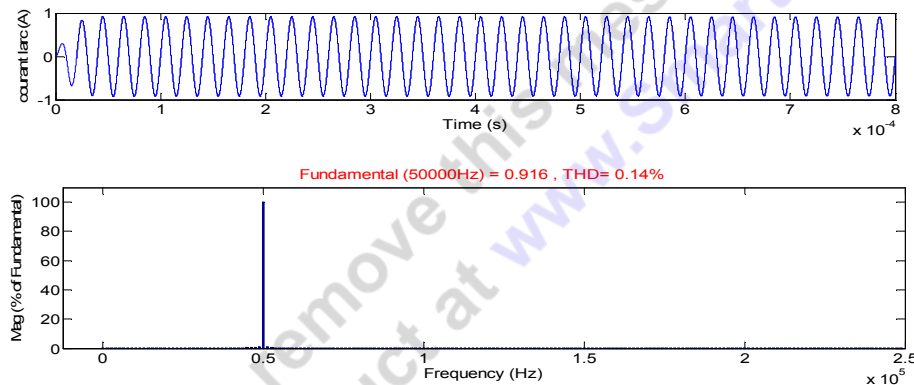


Fig.V.6-a : Forme d'onde et spectre harmonique du courant d'arc larc

b) Courant d'arc efficace

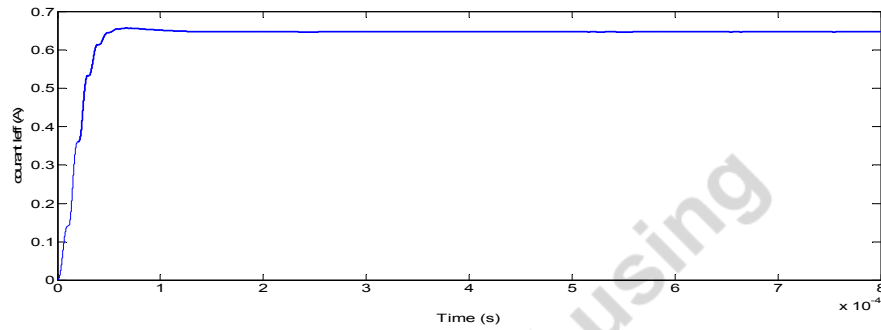


Fig.V.6-b : Courant d'arc efficace Ieff

c) Tension d'arc

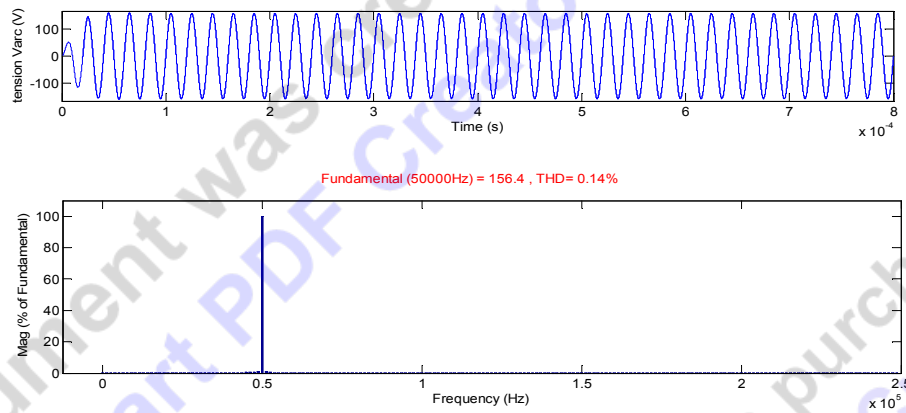


Fig.V.7 : Forme d'onde et spectre harmonique de la tension d'arc Varc.

d) Courant de charge

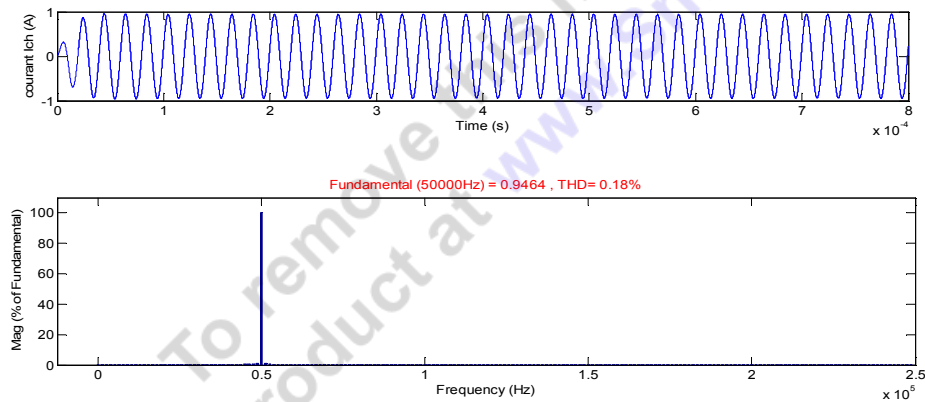


Fig.V.8 : Forme d'onde et spectre harmonique du courant de charge Ich.

e) Tension de charge

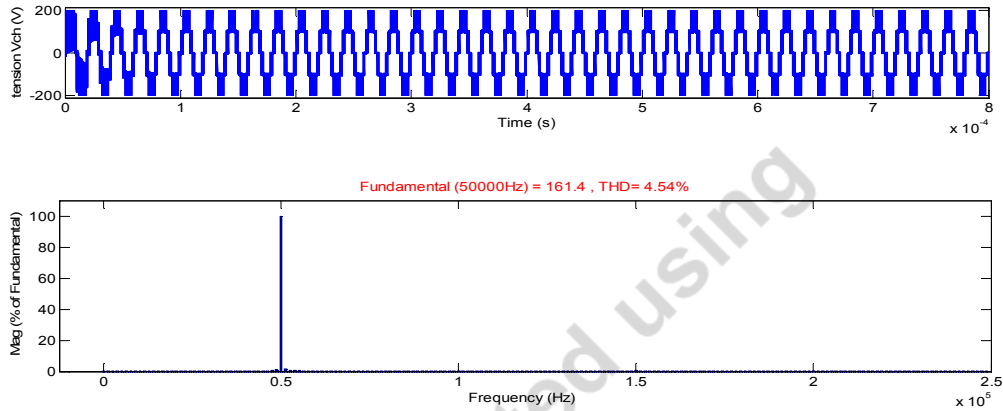


Fig.V.9 : Forme d'onde et spectre harmonique de la tension de charge Vch.

f) Tensions flottantes

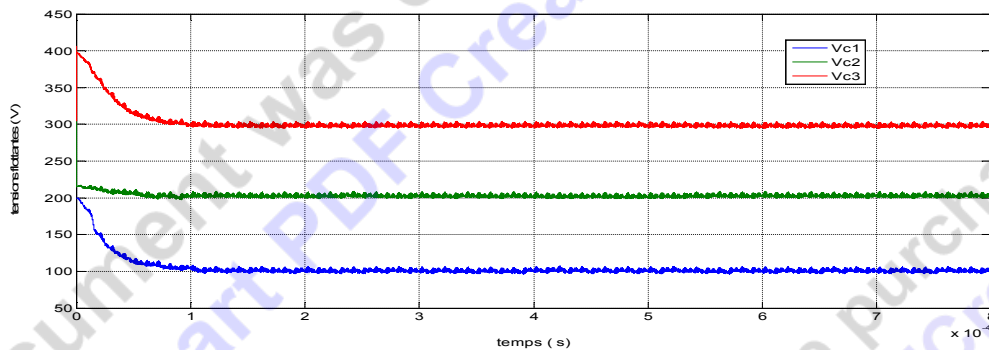


Fig.V.10 : Tensions flottantes Vc, Vc2, Vc3.

Interprétation

Sous une régulation classique PI du système, avec contrôle proportionnel des tensions condensateurs, les résultats restent inchangés par rapport à celles obtenues en boucle ouverte.

Note : les résultats obtenus sont identiques pour les deux valeurs de K_p (K_{p1} et K_{p2}).

Remarque importante :

En faisant augmenter le choix de la valeur du temps de réponse $tr_{5\%}$ suite à celle correspondante en boucle ouverte (de l'ordre de $80\mu s$) ; soit pour $tr_{5\%} = 70\mu s$, la valeur de ω_n devienne égale à 10^5 rad/s et par suite les deux valeurs de K_p et la valeur de K_i deviennent :

$$K_{p1} = -251.3342 ; K_{p2} = -4.7427 \cdot 10^4 \quad \text{et} \quad K_i = -1.2707 \cdot 10^8. \quad (\text{Les gains sont négatifs})$$

Les résultats de simulation obtenus sont comme suit :

V.A.2.1.2. Résultats de simulation pour $tr_{5\%}$ spécifié

Pour : $tr_{5\%} = 70 \mu\text{s}$.

a) Courant d'arc

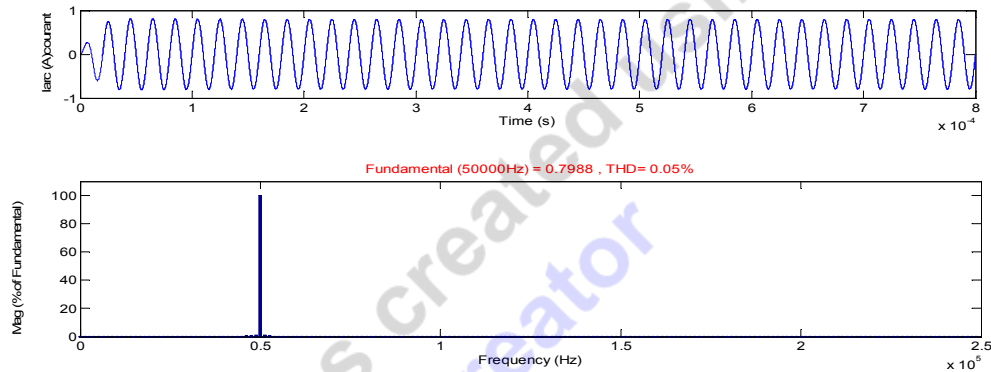


Fig.V.11-a : Forme d'onde et spectre harmonique du courant d'arc larc

b) Courant d'arc efficace

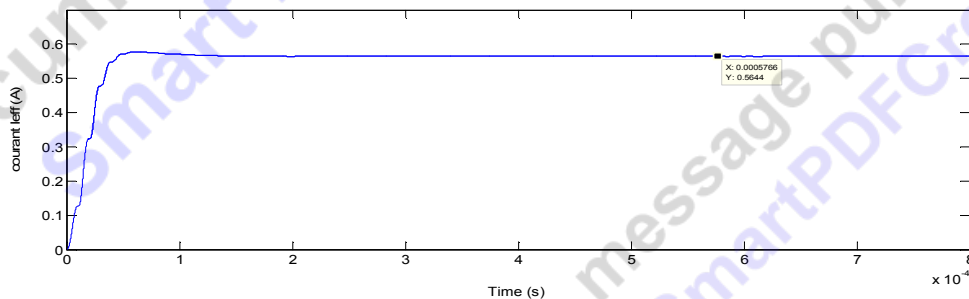


Fig.V.11-b : Courant d'arc efficace I_{eff}

Interprétation

Apparition d'une nette amélioration du niveau THD% en passant de la valeur 0.14 à la valeur 0.05, cependant la valeur efficace du courant d'arc I_{arc} voulue est réduite en passant de la valeur 0.65 A à la valeur 0.5644 A.

Si on augmente la tension d'alimentation à l'entrée du convertisseur juste de 15% (soit $E=460$ V au lieu de 400V), on remarque le retour du courant d'arc au voisinage de sa valeur de consigne 0.65 A avec toujours un THD% meilleur (0.05).

Les résultats de simulation confirment et sont à nouveau comme suit :

V.A.2.1.3. Résultats de simulation pour $t_{5\%}$ et tension d'alimentation E spécifiés

Pour : $tr_{5\%} = 70\mu s$; $E = 460V$

a) Courant d'arc

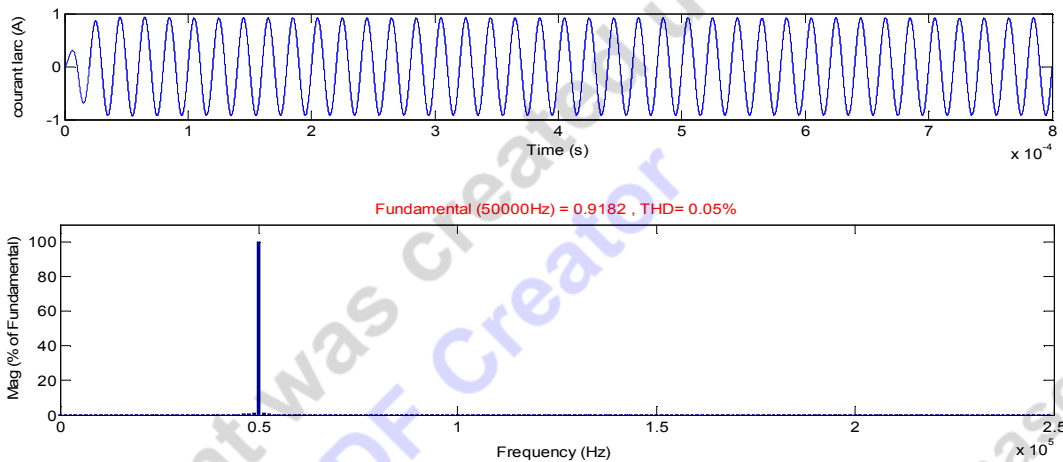


Fig.V.12-a : Forme d'onde et spectre harmonique du courant d'arc larc

b) Courant d'arc efficace

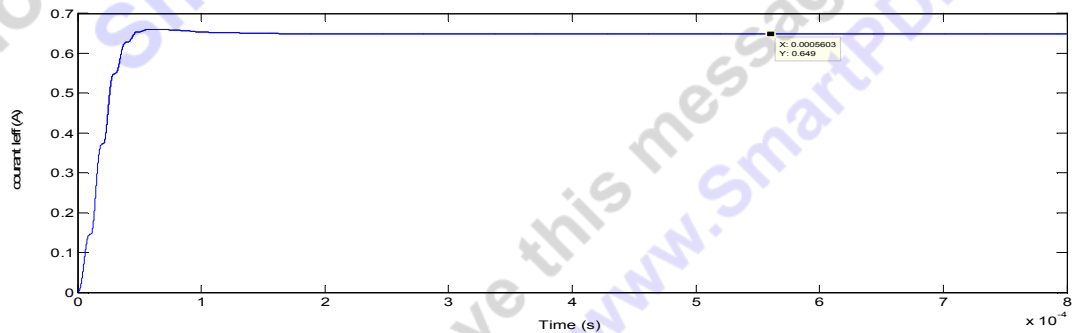


Fig.V.12-b : Courant d'arc efficace I_{eff}

La valeur efficace est $I_{eff} = 0.649$ A

c) Tension d'arc

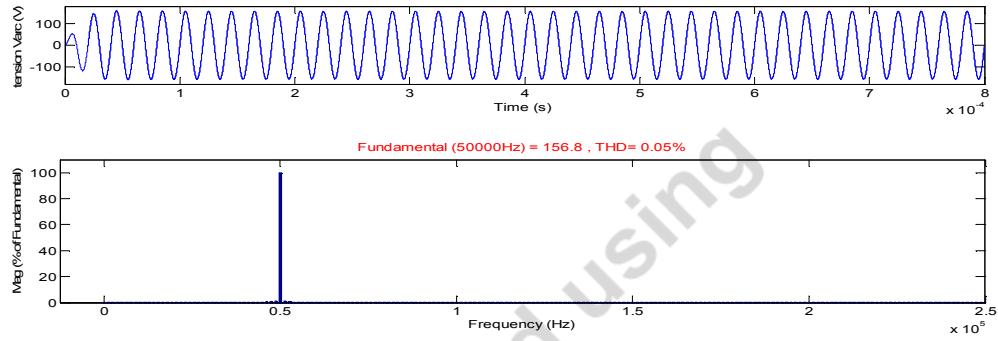


Fig.V.13 : Forme d'onde et spectre harmonique de la tension d'arc Varc.

d) Courant de charge

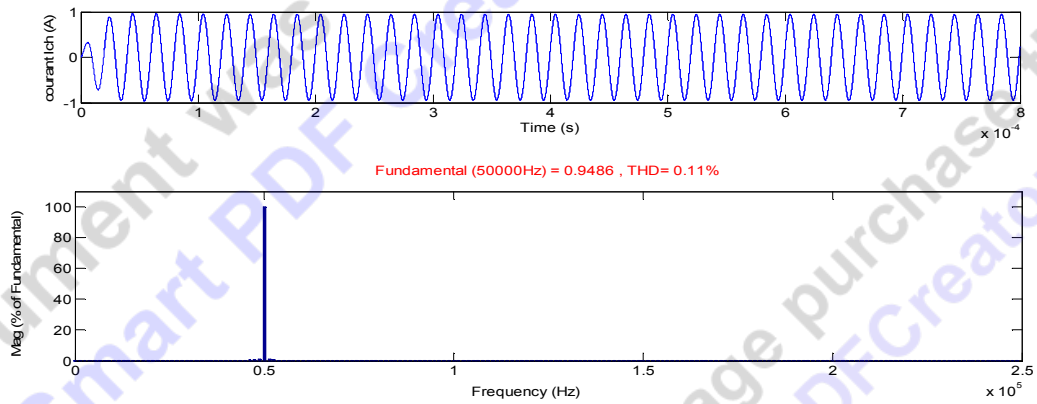


Fig.V.14 : Forme d'onde et spectre harmonique du courant de charge Ich.

e) Tension de charge

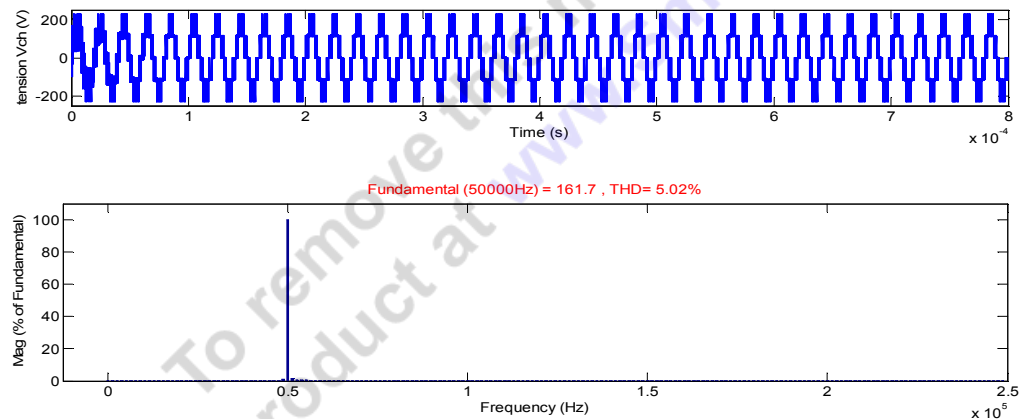


Fig.V.15 : Forme d'onde et spectre harmonique de la tension de charge Vch.

f) Tensions flottantes

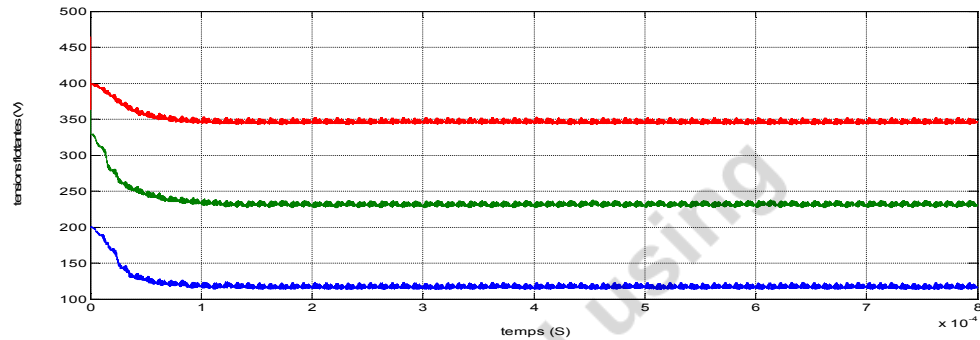


Fig.V.16 : Tensions flottantes V_c , V_{c2} , V_{c3} .

Interprétation

Le niveau THD% s'est nettement amélioré pour tous les grandeurs caractérisant le système à savoir le courant d'arc I_{arc} , la tension d'arc V_{arc} , le courant de charge I_{ch} et la tension de charge V_{ch} .

Ce choix spécifié de $tr_{5\%}$ nous à permet de tirer notre attention sur le phénomène suivant :

Si en revenant au paragraphe *V.A.2.1* ou les valeurs des gains étaient : $K_{p1} = 2.46 \cdot 10^5$; $K_{p2} = 1.1 \cdot 10^6$ et $K_i = 1.13 \cdot 10^{12}$ (voir chapitre 04) ; on a remarqué que si on inverse juste le signe du gain intégral K_i , peu importe le signe du gain proportionnel K_{p1} ou K_{p2} , on va obtenir les mêmes résultats de simulation qu'au paragraphe *V.A.2.1.3* ; le signe moins (-) du gain intégral K_i vient d'améliorer le niveau THD% au détriment d'une légère baisse du courant d'arc en efficace voulue, ou cette baisse est toujours corrigée en augmentant la tension d'alimentation continue E de 15%.

V.A.2.1.4. Résultats de simulation pour un gain intégral négatif

a) Courant d'arc

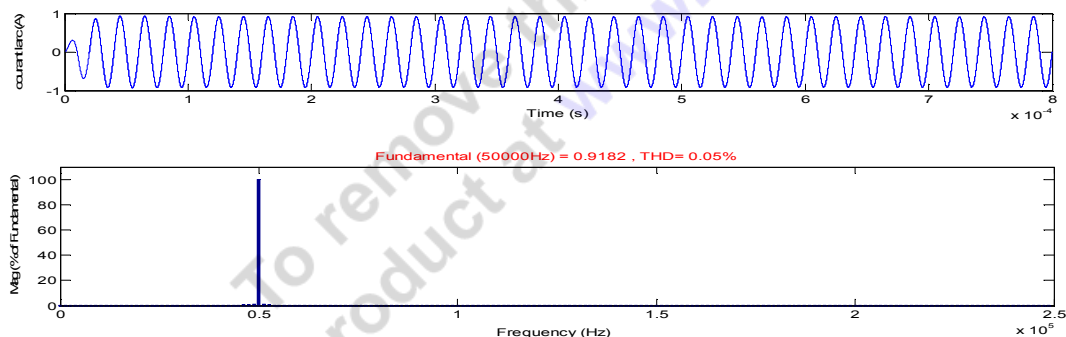


Fig.V.16-a : Forme d'onde et spectre harmonique du courant d'arc I_{arc}

b) Courant d'arc efficace

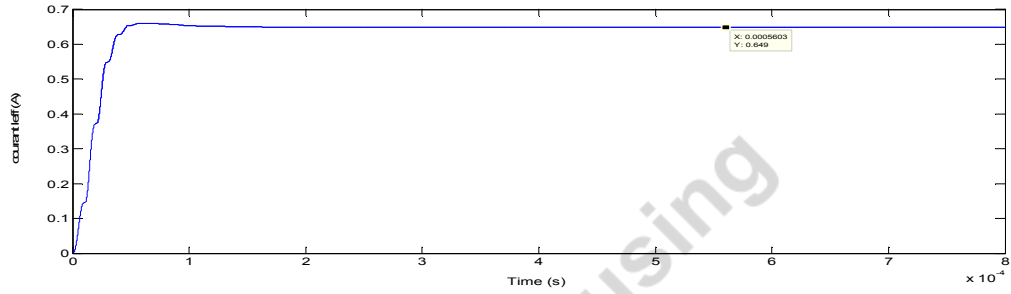


Fig.V.16-b : Courant d'arc efficace leff.

c) Tension d'arc

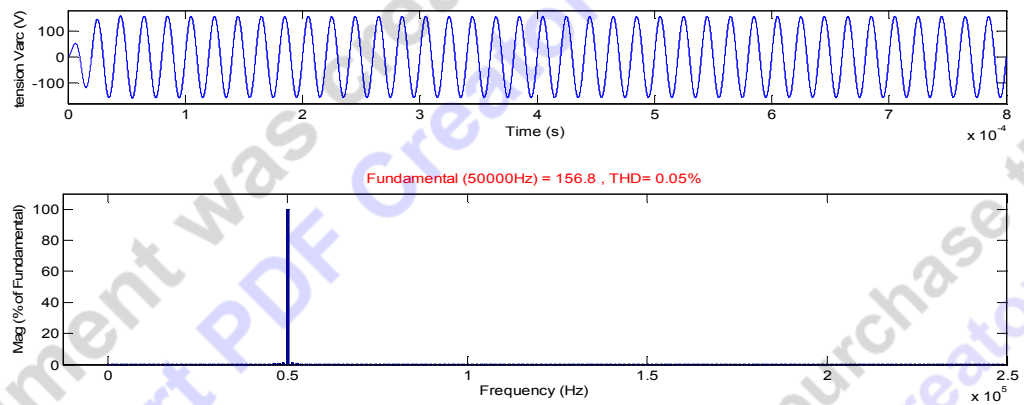


Fig.V.17 : Forme d'onde et spectre harmonique de la tension d'arc Varc.

d) Courant de charge

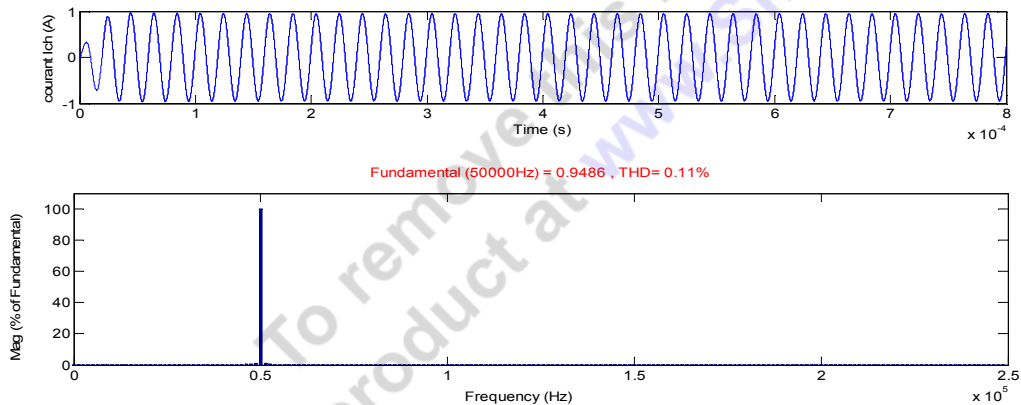


Fig.V.18 : Forme d'onde et spectre harmonique du courant de charge ICh.

e) Tension de charge

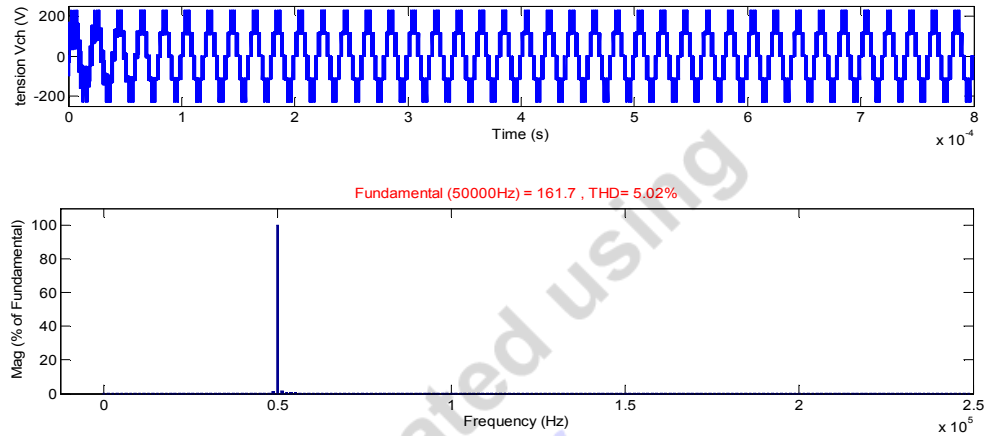


Fig.V.19 : Forme d'onde et spectre harmonique de la tension de charge V_{ch} .

f) Tensions flottantes

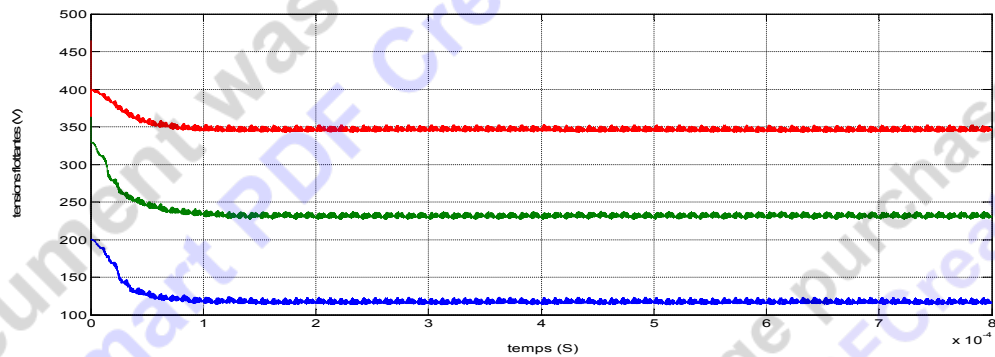


Fig.V.20 : Tensions flottantes V_{c1} , V_{c2} , V_{c3} .

V.A.2.1.5. Test de robustesse

Nous allons tester toujours la robustesse du régulateur PI mais cette fois-ci le convertisseur est sous contrôle par modulation des rapports cycliques ; ce test est vis-à-vis des variations paramétriques de la résistance d'arc ou du courant d'arc qui sont inversement proportionnelles 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.

1) Variation du courant d'arc efficace de 50%

On applique une perturbation sinusoïdale d'amplitude 50% de la valeur référence (0.65A) à l'instant 0.0002s, on obtient les résultats suivants.

a) Courant d'arc

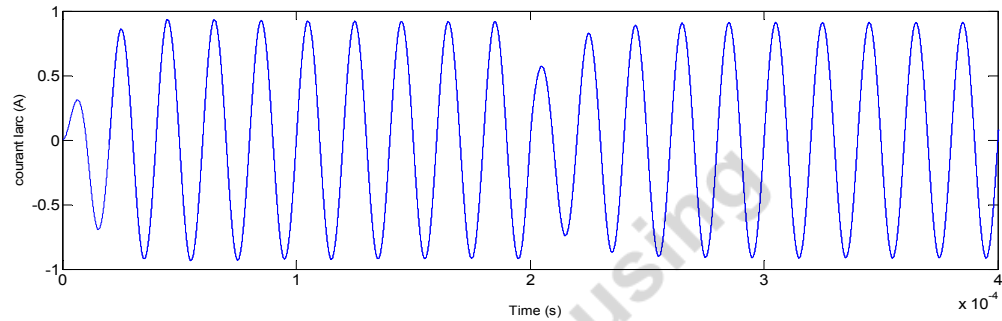


Fig.V.21 : Courant d'arc soumis à une perturbation à 0.0002s pour un régulateur PI avec modulation des rapports cycliques.

b) Courant d'arc efficace

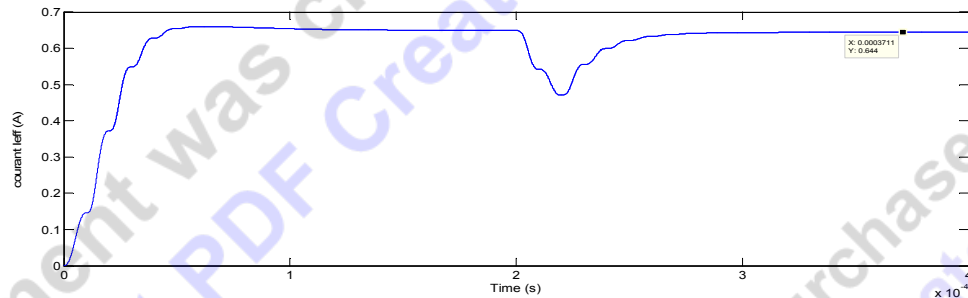


Fig.V.22 : Courant d'arc efficace I_{eff} soumis à une perturbation à 0.0002s

c) Courant de charge

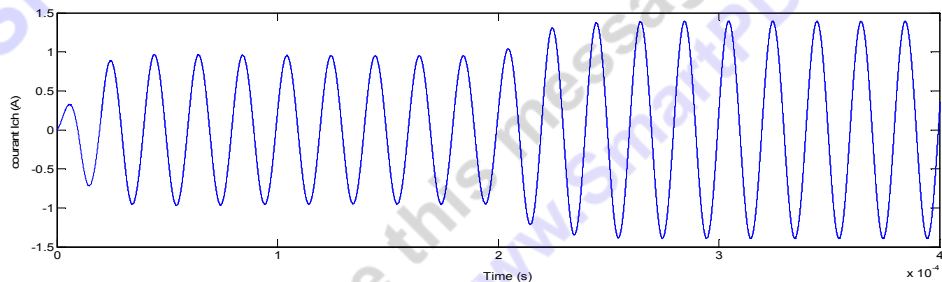


Fig.V.23 : courant de charge I_{Ch} soumis à une perturbation à 0.0002s.

4) Variation de la tension d'alimentation de 5%

On applique une perturbation en diminuant de 5% la tension d'alimentation du convertisseur multicellulaire à l'instant 0.0002s afin de simuler une variation sur la puissance d'arc reçue par la lampe, les résultats sont comme suit.

c) Courant d'arc

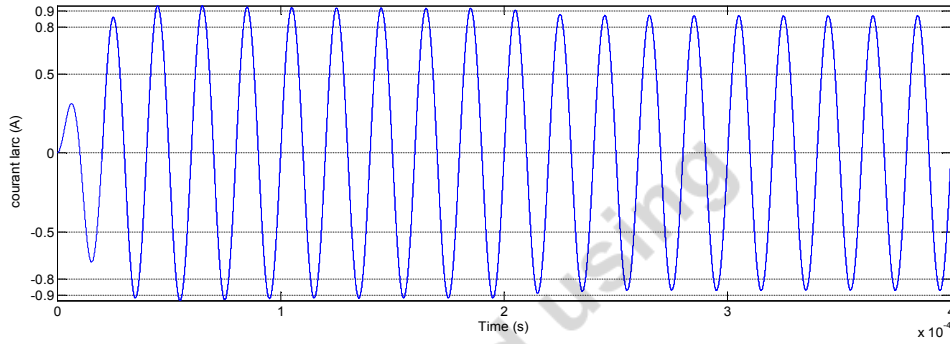


Fig.V.24 : Courant d'arc larc soumis à une perturbation à 0.0002s pour un régulateur PI avec modulation des rapports cycliques.

d) *Courant d'arc efficace*

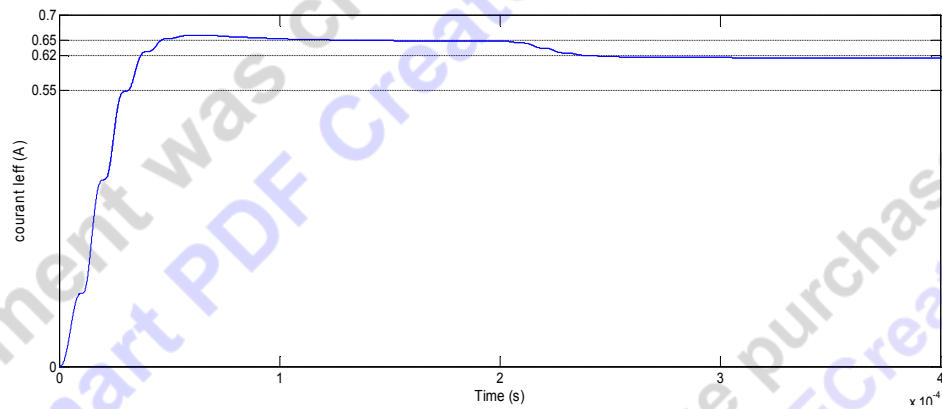


Fig.V.25 : courant d'arc efficace leff soumis à une perturbation à 0.0002s

e) *Courant de charge*

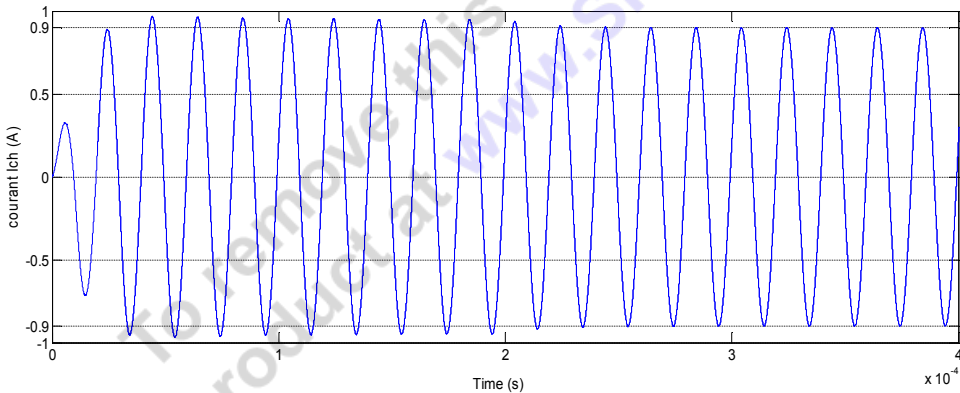


Fig.V.26 : courant de charge lch soumis à une perturbation à 0.0002s

f) *Tension de charge*

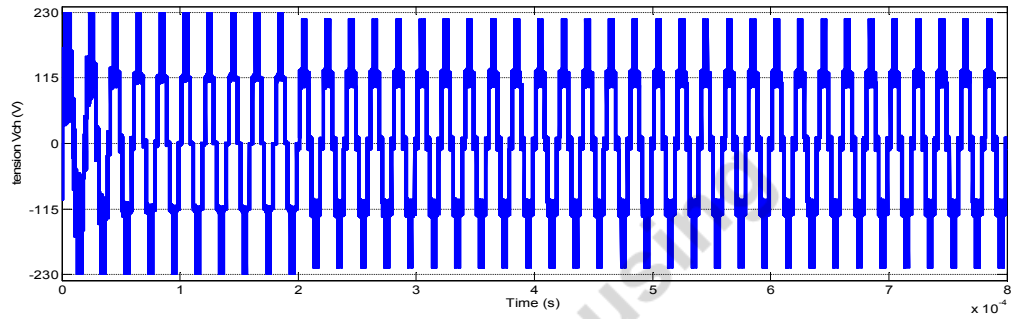


Fig.V.27 : tension de charge V_{ch} soumise à une perturbation à 0.0002s

g) Tension flottantes

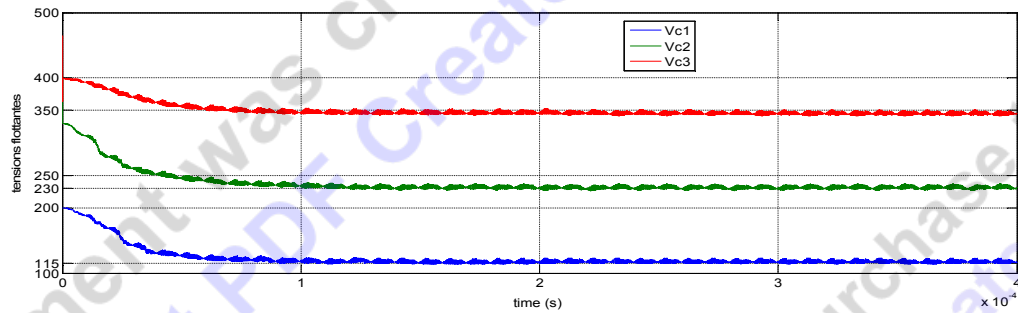


Fig.V.28 : tension flottantes V_{c1}, V_{c2}, V_{c3} soumise à une perturbation à 0.0002s

5) Variation de la résistance d'arc

Par augmentation de la résistance R_{arc} dans un ordre de 10%, les résultats de simulation sont comme suit :

a) Courant d'arc

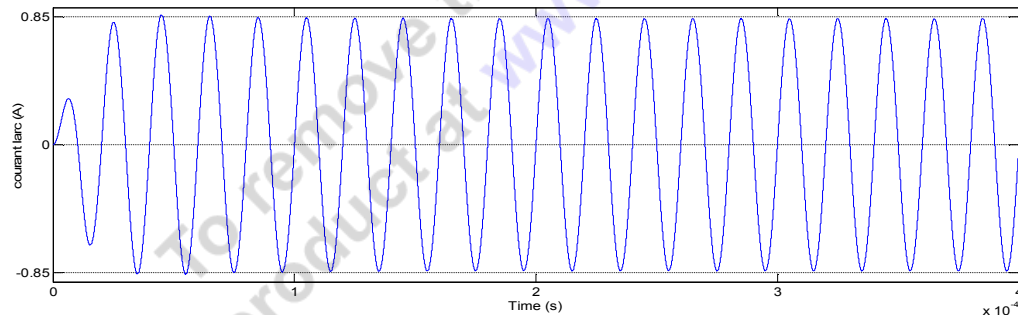


Fig.V.29 : Courant d'arc I_{arc} soumise à une perturbation à 0.0002s.

b) Courant d'arc efficace

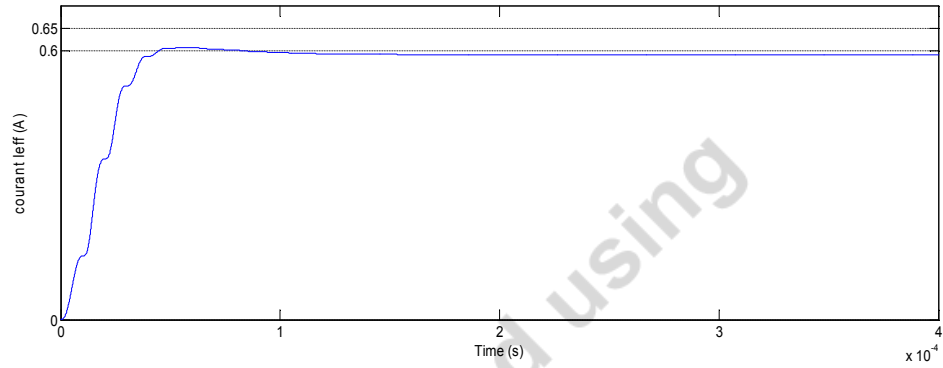


Fig.V.30 : courant d'arc efficace Ieff soumis à une perturbation à 0.0002s.

c) Courant de charge

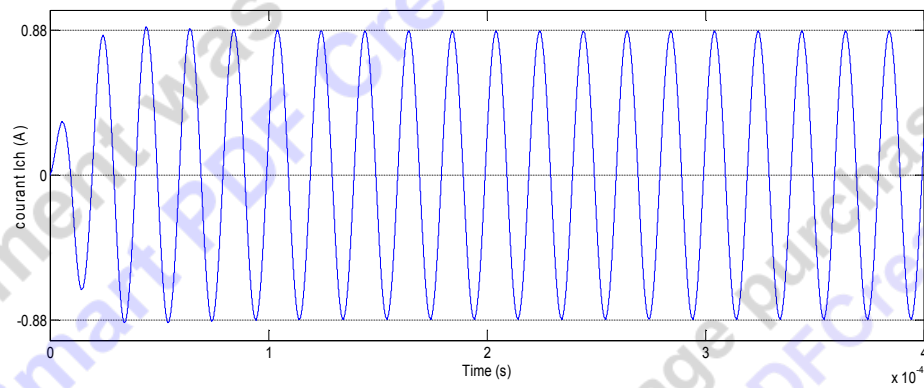


Fig.V.31 : courant de charge Ich soumis à une perturbation à 0.0002s

d) Tension de charge

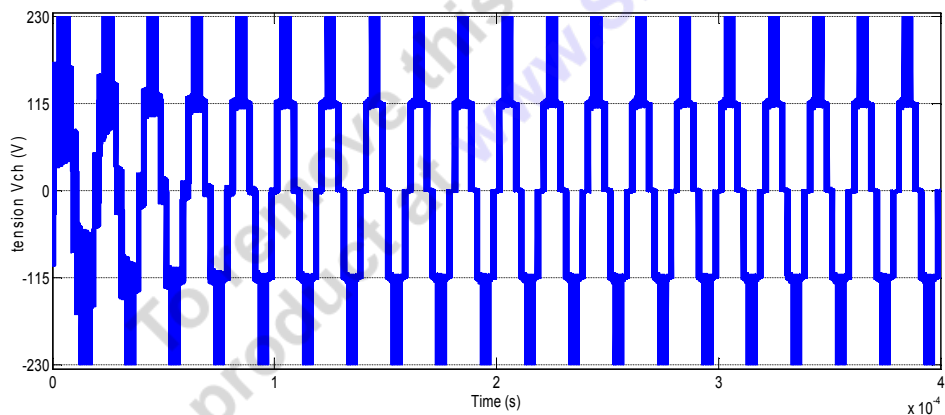


Fig.V.32 : tension de charge Vch soumise à une perturbation à 0.0002s

Interprétation

Ces résultats de robustesse sont identiques à celles obtenus pour une régulation proportionnelle intégrale sans contrôle du convertisseur (voir paragraphe IV.B.2.2.2 du chapitre IV) et par conséquent on peut déduire que l'état de contrôle du convertisseur n'influe pas sur les résultats de robustesse du régulateur PI.

V.A.2.2. Régulation proportionnelle intégrale dérivé (PID)

Les résultats obtenus sont identiquement similaires à ceux obtenus avec régulation PI, se qui concrétise le choix du régulateur proportionnel intégral comme régulateur classique pour notre système sans tenir compte de l'état de contrôle du convertisseur.

V.A.2.3. Commande par mode glissant super twisting

En considérant le même algorithme qu'en chapitre IV, on obtient les résultats suivants.

V.A.2.3.1. Résultats de simulation

a) Courant d'arc

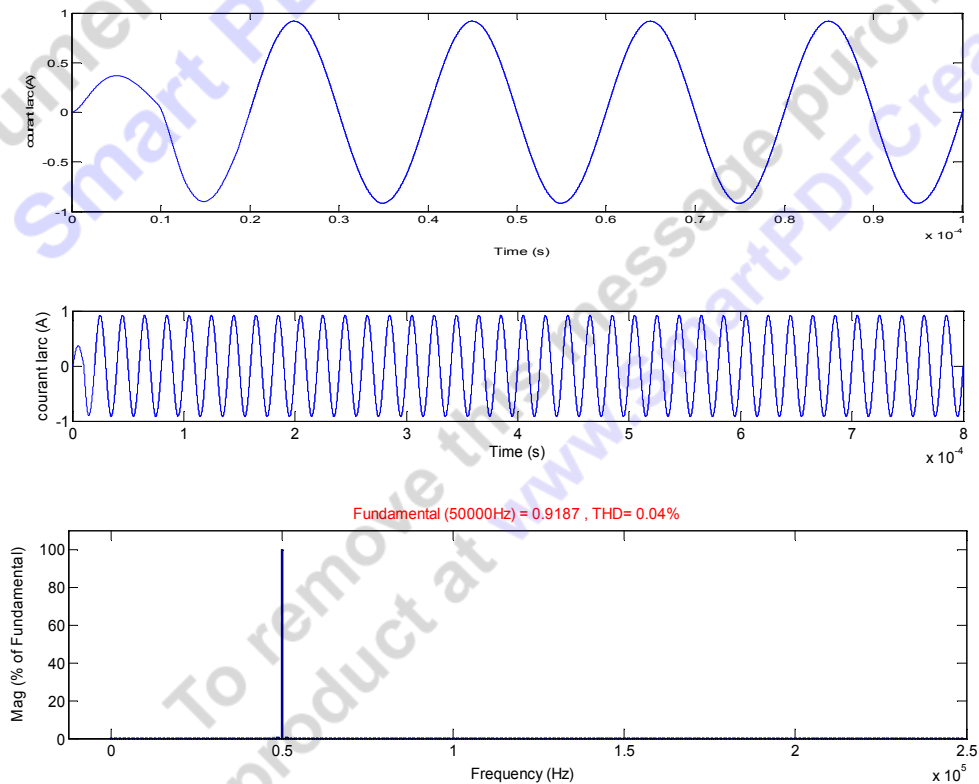


Fig.V.33-a : Forme d'onde et spectre harmonique du courant d'arc larc.

b) Courant d'arc efficace

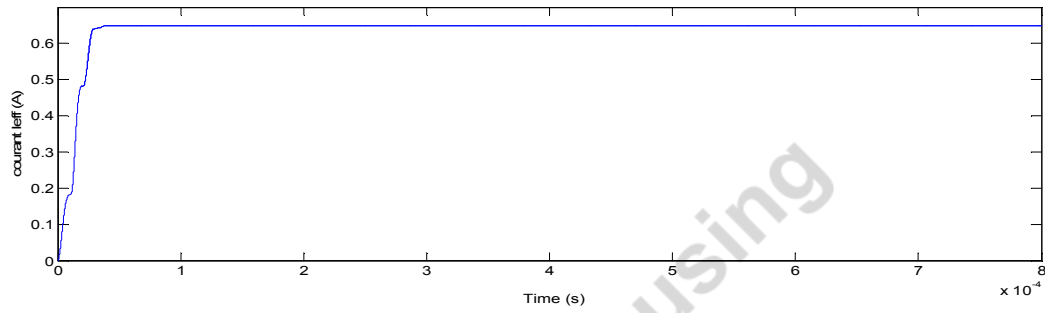


Fig.V.33-b : Courant d'arc efficace leff.

c) Tension d'arc

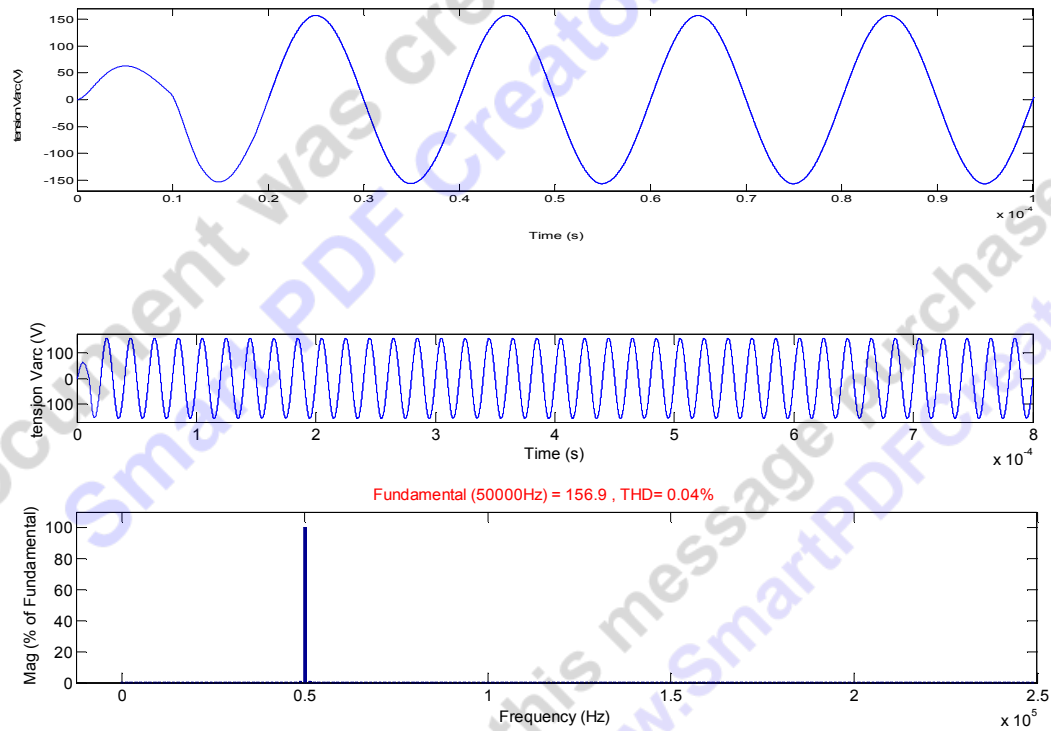
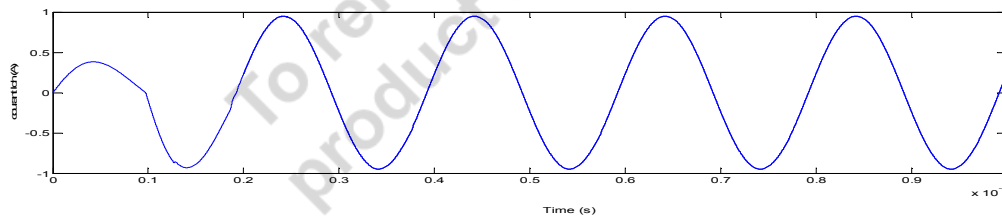


Fig.V.34 : Forme d'onde et spectre harmonique de la tension d'arc Varc.

d) Courant de charge



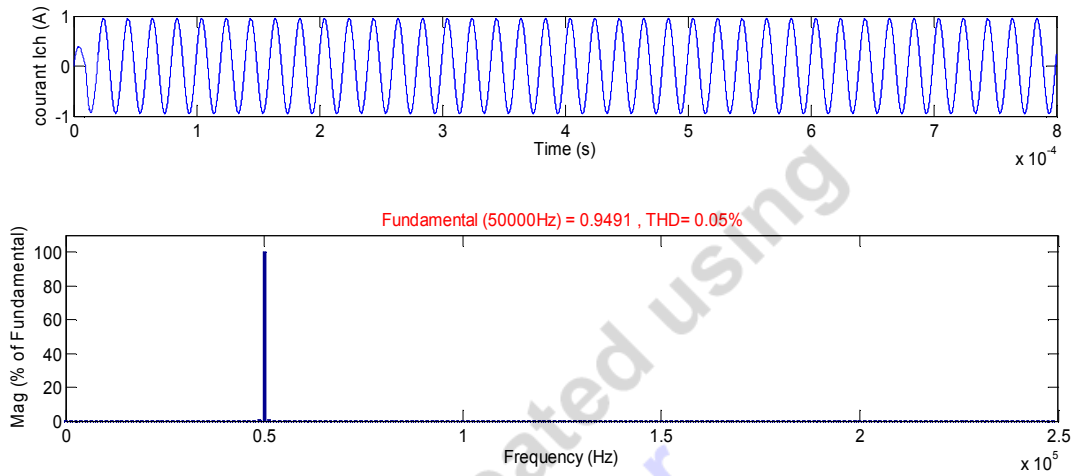


Fig.V.35 : Forme d'onde et spectre harmonique du courant de charge I_{ch} .

e) Tension de charge

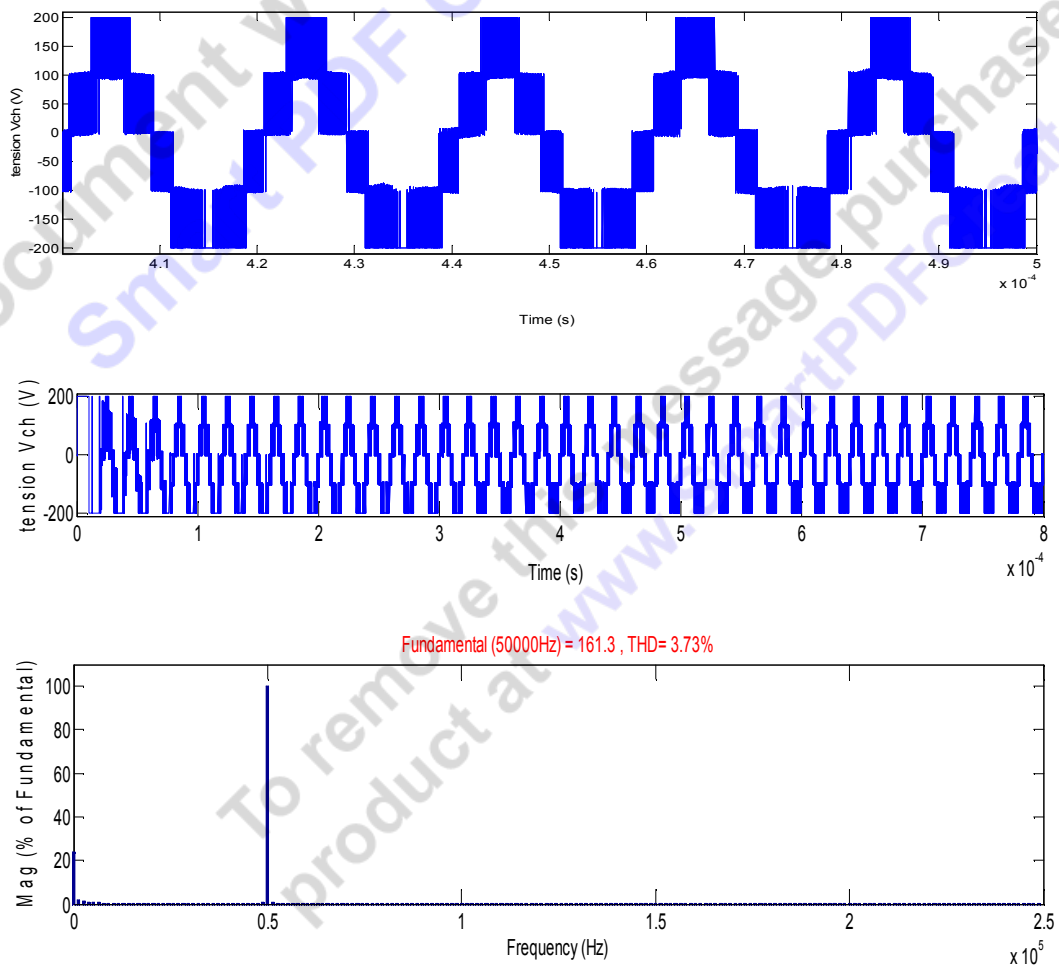
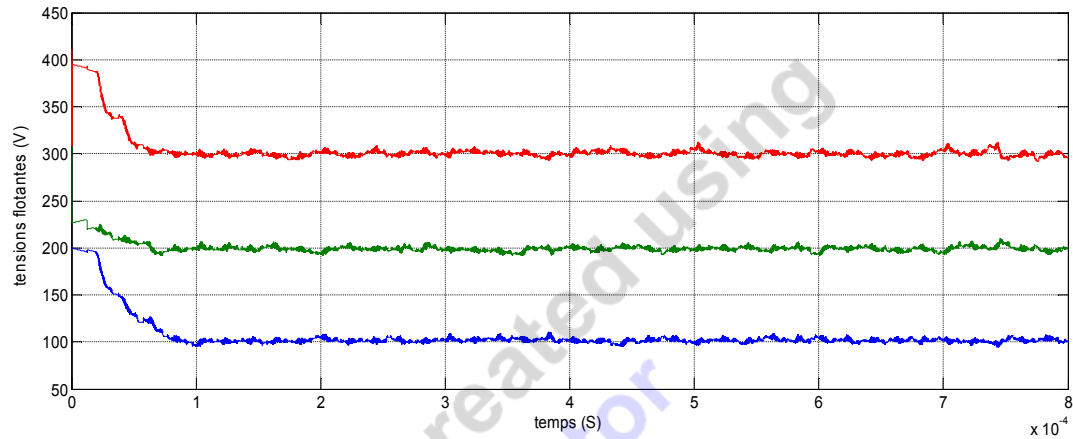


Fig.V.36 : Forme d'onde et spectre harmonique de la tension de charge V_{ch} .

f) Tensions flottantes

Fig.V.37 : Tensions flottantes V_{c1} , V_{c2} , V_{c3} .

g) Surface de glissement

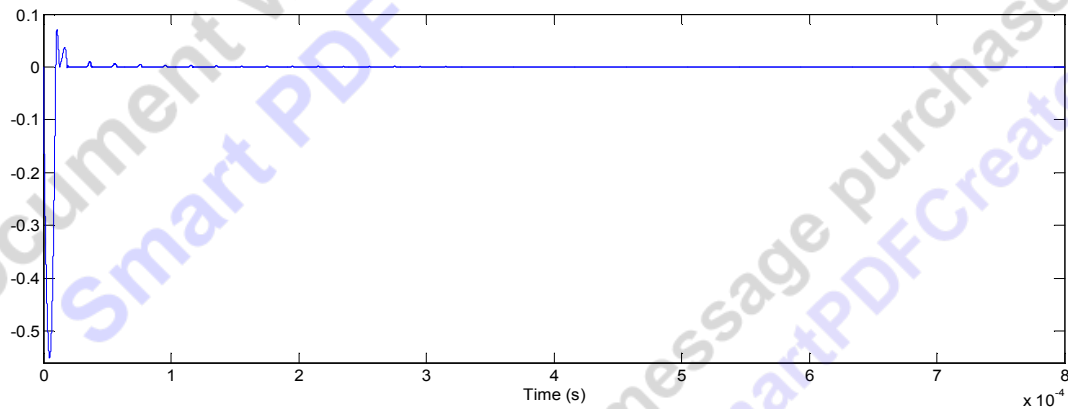


Fig.V.38 : Surface de glissement.

Interprétation

Ces figures montrent que le courant d'arc efficace, les tensions aux bornes des condensateurs flottants convergent vers leurs valeurs de références et la tension de charge ou de sortie du convertisseur est une tension multi niveaux. On regardant l'évolution de la surface en fonction du temps, nous observons bien la rapidité de convergence de S vers 0.

Nous avons obtenu des formes d'ondes parfaitement sinusoïdales pour les différentes grandeurs de la lampe à décharge, avec une amélioration du niveau THD du courant d'arc, devenu égal à 0.04%.

V.A.2.3.2. Test de robustesse

1) Variation de 50% du courant d'arc efficace

a) Courant d'arc

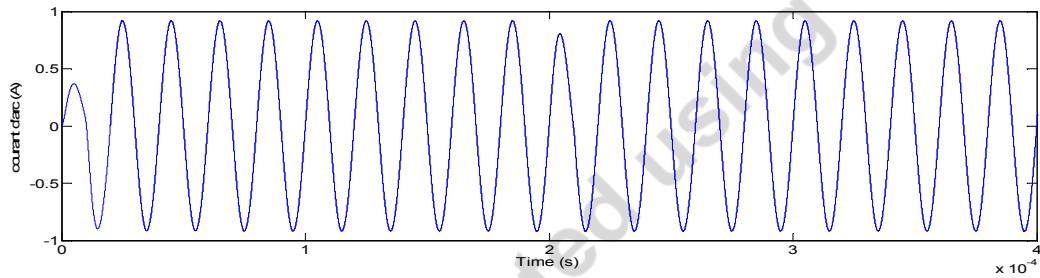


Fig.V.39 : Courant d'arc larc soumis à une perturbation à 0.0002s pour un régulateur super-twisting avec contrôle du convertisseur.

c) Courant d'arc efficace

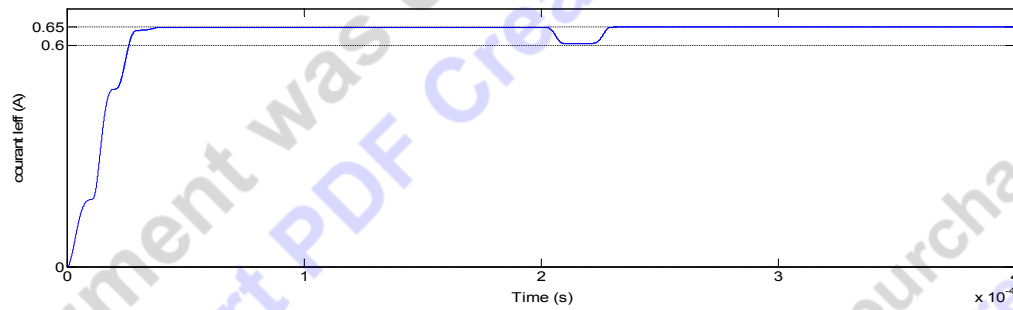


Fig.V.40 : Courant d'arc efficace leff soumis à une perturbation à 0.0002s

d) Courant de charge

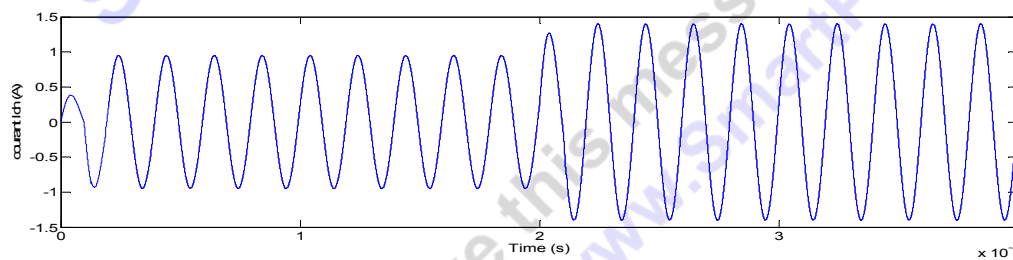


Fig.V.41 : Courant de charge lch soumis à une perturbation à 0.0002s

e) Tension de charge

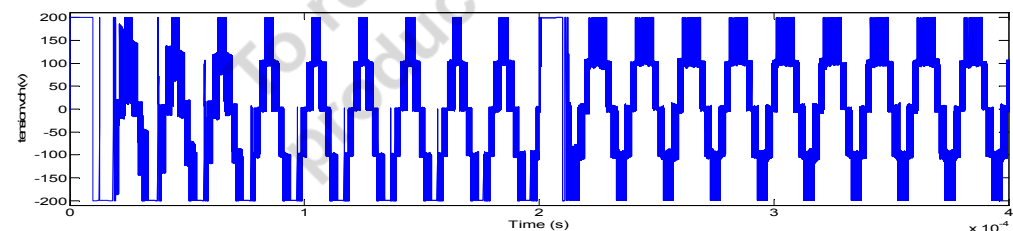


Fig.V.42 : Tension de charge Vch soumis à une perturbation à 0.0002s

f) Tensions flottantes

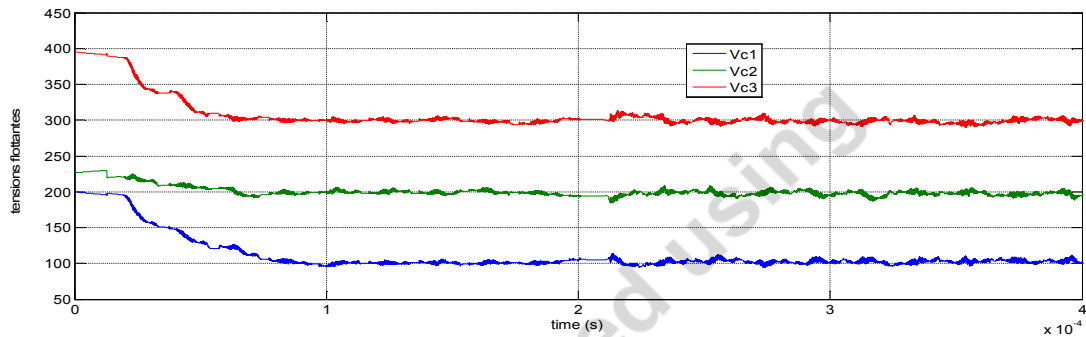


Fig.V.43 : Tensions flottantes V_{c1}, V_{c2}, V_{c3} soumises à une perturbation à 0.0002s

g) Surface de glissement

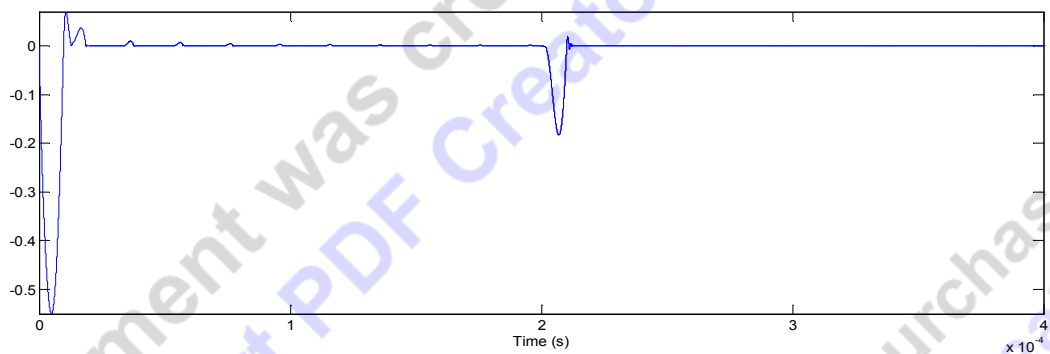


Fig.V.44 : Surface de glissement soumise à une perturbation à 0.0002s.

2) Variation de la tension d'alimentation de 25%

On applique une perturbation en diminuant de 25% la tension d'alimentation du convertisseur multicellulaire à l'instant 0.0002s afin de simuler une variation sur la puissance d'arc reçue par la lampe, les résultats sont comme suit.

f) Courant d'arc

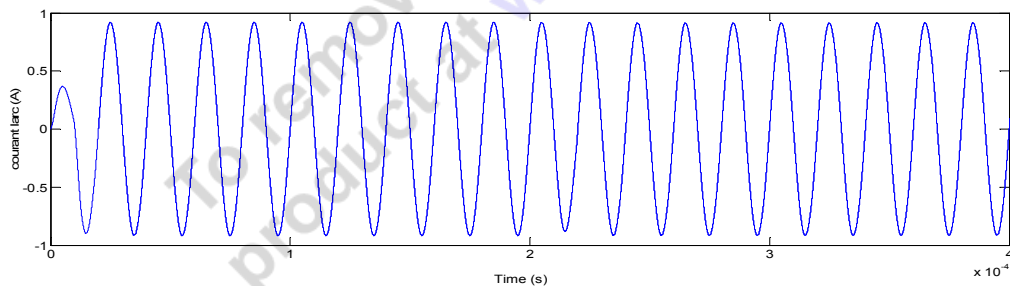


Fig.V.45 : Courant d'arc larc soumis à une perturbation à 0.0002s

g) Courant d'arc efficace

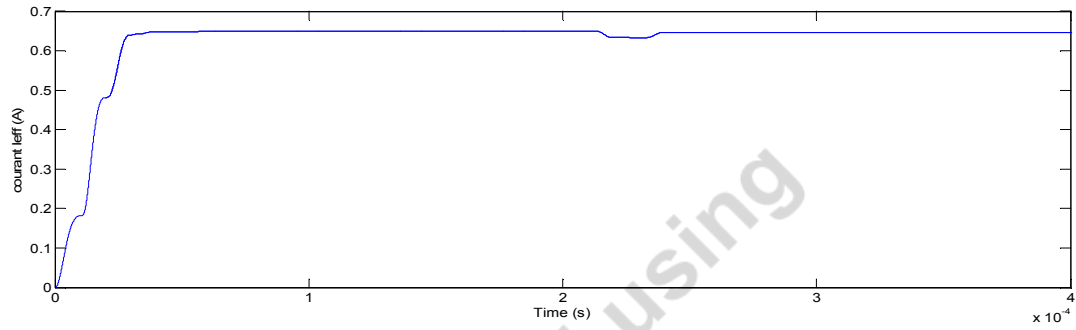


Fig.V.46 : Courant d'arc efficace I_{eff} soumis à une perturbation à 0.0002s

h) Courant de charge

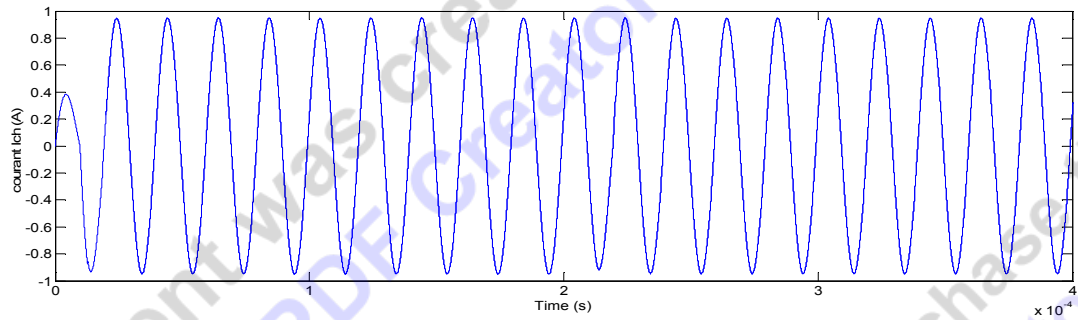


Fig.V.47 : Courant de charge I_{ch} soumis à une perturbation à 0.0002s

i) Tension de charge

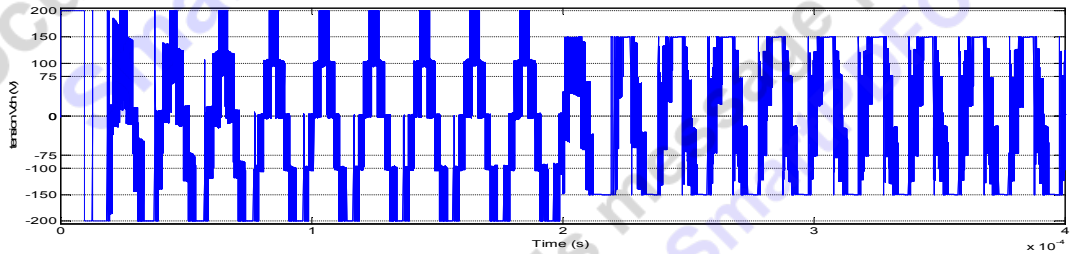


Fig.V.48 : Tension de charge V_{ch} soumise à une perturbation à 0.0002s.

j) Tension flottantes

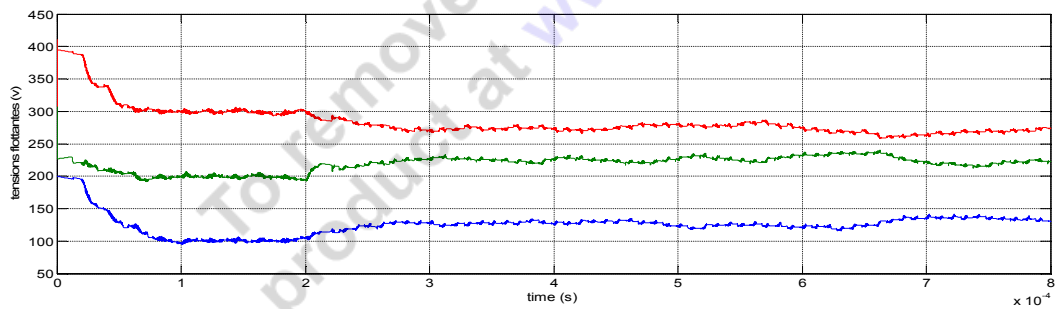


Fig.V.49 : Tensions flottantes V_{c1}, V_{c2}, V_{c3} .

k) Surface de glissement

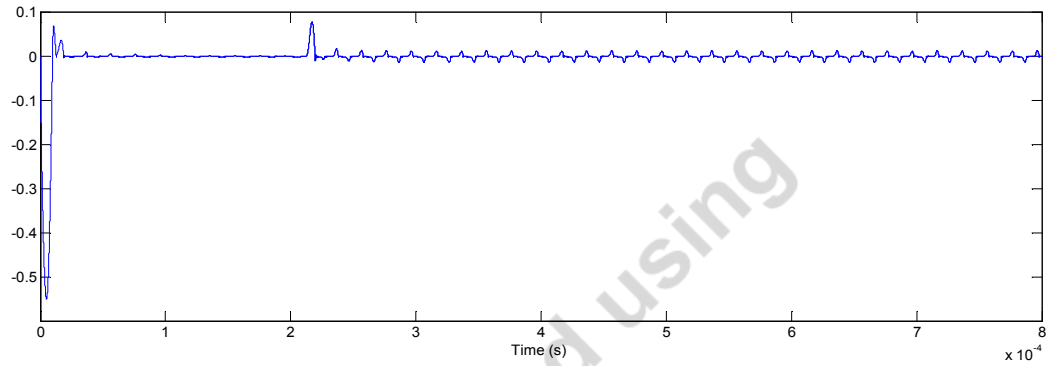


Fig.V.50 : Surface de glissement.

3) Variation de la résistance d'arc

Pour une variation constante par augmentation de la résistance d'arc à un ordre de 40%, on a obtenu les résultats suivants :

a) Courant d'arc

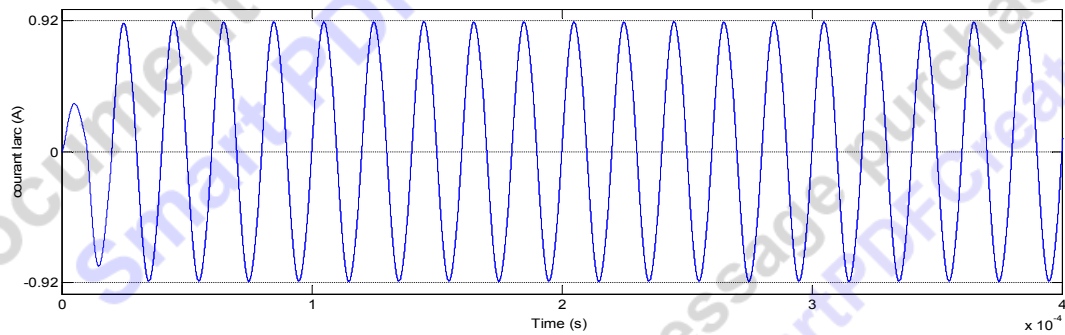


Fig.V.51: Courant d'arc soumis à une perturbation à 0.0002s

b) Courant d'arc efficace



Fig.V.52 : Courant d'arc efficace leff soumis à une perturbation à 0.0002s

c) Courant de charge

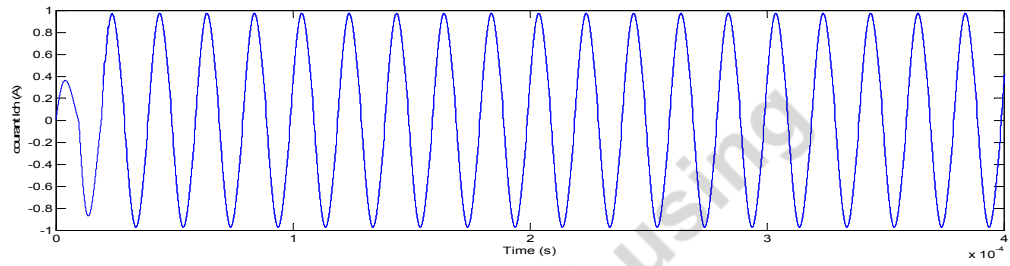


Fig.V.53 : Courant de charge I_{ch} soumis à une perturbation à 0.0002s

d) Tension de charge

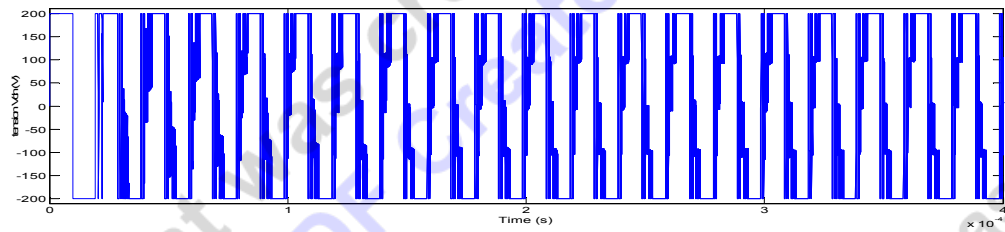


Fig.V.54 : Tension de charge V_{ch} soumise à une perturbation à 0.0002s.

e) Tension flottantes

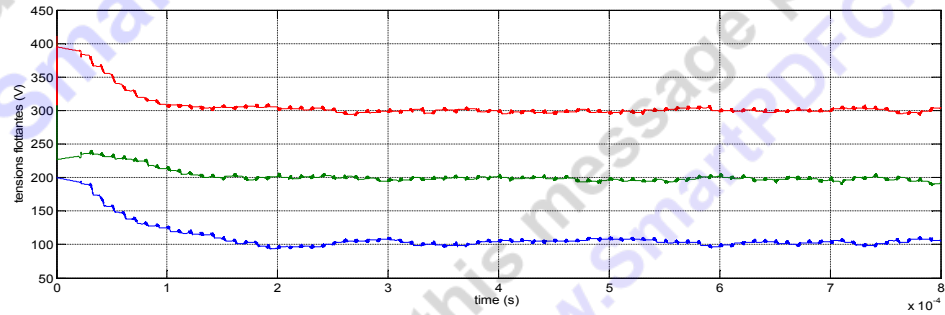


Fig.V.55 : Tensions flottantes V_{c1}, V_{c2}, V_{c3} .

f) Surface de glissement

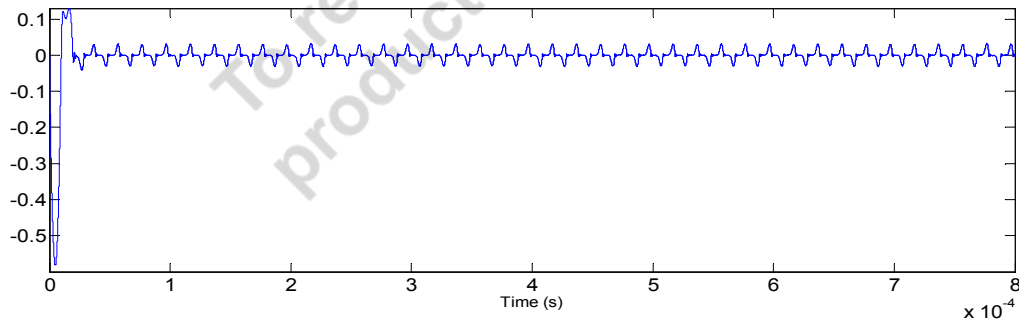


Fig.V.56 : Surface de glissement.

Interprétation

Les différents tests de robustesse effectués sur ce régulateur super twisting sous contrôle par modulation des rapports cycliques du convertisseur sont identiques à ceux obtenus pour le même régulateur sans contrôle du convertisseur ; à différence près de l'évolution des tensions flottantes des condensateurs inter cellulaires et de la tension de charge ou de sortie du convertisseur.

L'influence d'une perturbation sur le courant d'arc commence à apparaître après injection d'une variation de forme d'onde sinusoïdale de valeur efficace arrivant jusqu'à l'ordre de 50%, cette perturbation est rejetée après 30 μs . Ces résultats à la déférence avec ceux obtenus sans contrôle du convertisseur est que les tensions flottantes correspondantes sont bien stabilisées à leurs valeurs $k \cdot E/p$ correspondantes et peu influées à partir de l'instant d'injection de la perturbation sur le courant d'arc, la tension de sortie du convertisseur présente toujours un caractère multi niveaux; alors que pour le super twisting sans contrôle du convertisseur les tensions flottantes et la tension de sortie du convertisseur sont complètement aléatoires avec ou sans perturbation.

En ce qui concerne de la perturbation sur la tension d'alimentation, ce type de régulateur est robuste et rejette la perturbation arrivant jusqu'à un ordre de variation de 25% après un temps de 20 μs , alors que les tensions flottantes sont plus influées et la tension de charge ou de sortie du convertisseur perd son caractère multi niveaux à partir de l'instant d'injection de la perturbation sur la tension d'alimentation.

Pour une perturbation constante par augmentation de la résistance d'arc, le régulateur super twisting reste robuste jusqu'à un ordre de variation de 40%, les tensions flottantes restent au voisinage de leurs valeurs correspondantes tandis que la tension de charge ou de sortie du convertisseur perde complètement son caractère multi niveaux à partir de l'instant $t = 0$

D'après ces résultats, on s'aperçoit que la commande par modes glissants d'ordre supérieurs ait bien un comportement très robuste peu importe l'état de contrôle du convertisseur.

V.B. ETUDE COMPARATIVE.

Comme mentionné en introduction générale, l'objectif principal de l'utilisation du convertisseur multicellulaire, dans ce travail, est la comparaison de ses résultats avec celles obtenus par des études

de simulation à savoir celles du convertisseur conventionnel et du convertisseur matriciel, dont les résultats sont décrits dans la bibliographie [AIS05] et [BEN09], dont le but est d'arriver à concrétiser l'alimentation idéale de la lampe UV.

Dans ce contexte l'étude comparative entre les trois types de convertisseurs porte sur les deux types de commande du système « convertisseur-lampe », à savoir :

- Commande en boucle ouverte du système.
- Commande en boucle fermée du système sous régulation classique P.I.

Le choix de ses deux formes est fixé suite à leur exploitation sur les trois types de convertisseurs.

V.B.1. Etude Comparative en Boucle Ouverte

On présente les résultats de simulation du courant d'arc I_{arc} de la lampe obtenus par les trois types d'onduleurs, sources d'alimentations de notre lampe, à savoir :

- Alimentation par onduleur classique.
- ----- par onduleur matriciel.
- ----- par onduleur multicellulaire.

V.B.1.1. Courants d'arcs en efficace.

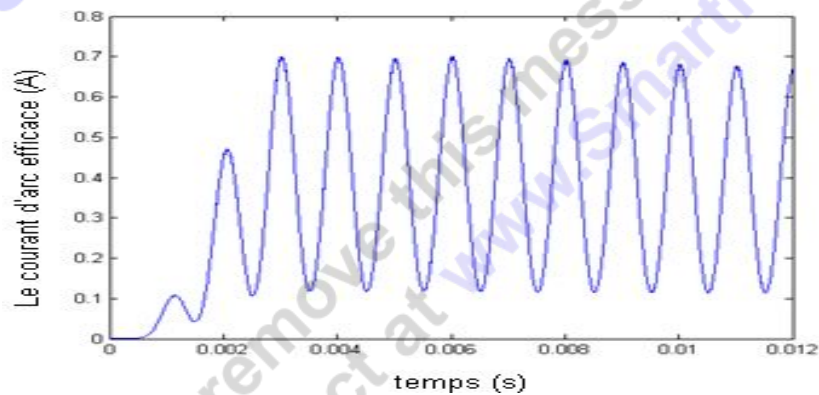


Fig.V.56 : Courant d'arc en efficace obtenu par onduleur classique. [AIS05]

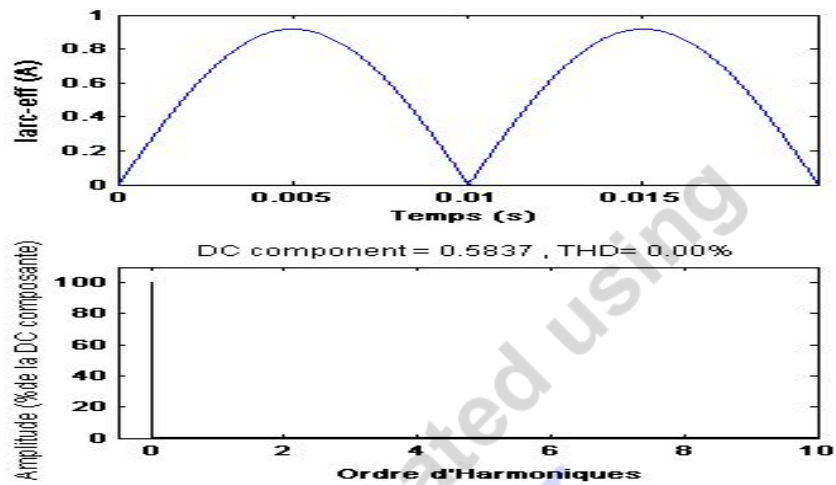


Fig.V.57 : Courant d’arc en efficace obtenu par onduleur matriciel. [BEN09]

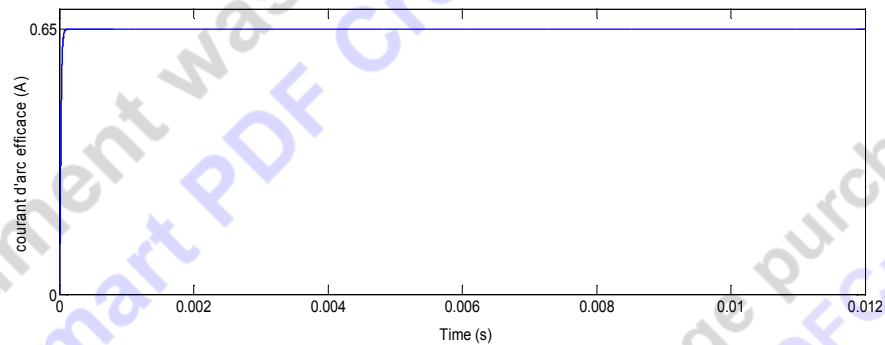


Fig.V.58 : Courant d’arc en efficace obtenu par onduleur multicellulaire.

V.B.1.2. Courants d’arcs et THD correspondants

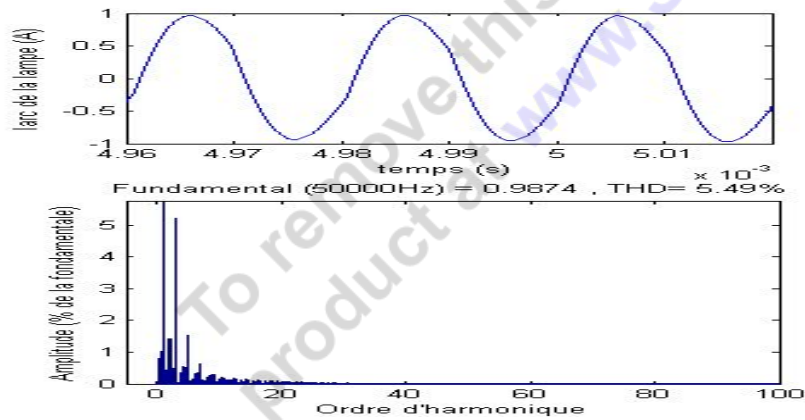


Fig.V.59 : Forme d’onde et spectre harmonique du courant d’arc obtenu par onduleur classique. [AIS05]

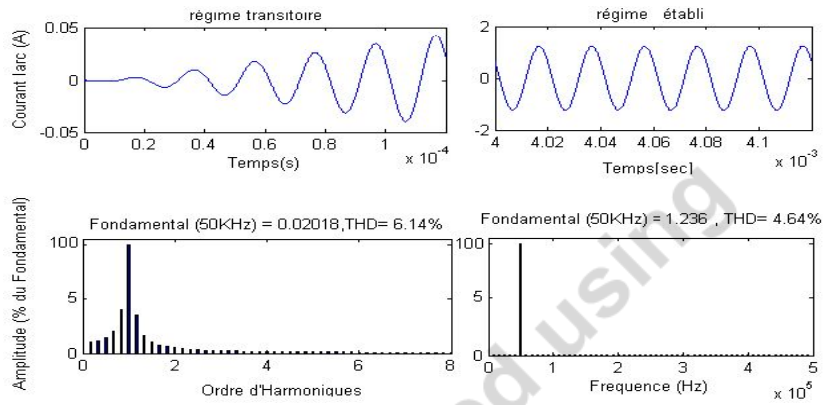


Fig.V.60: Forme d’onde et spectre harmonique du courant d’arc obtenu par onduleur matriciel. [BEN09]

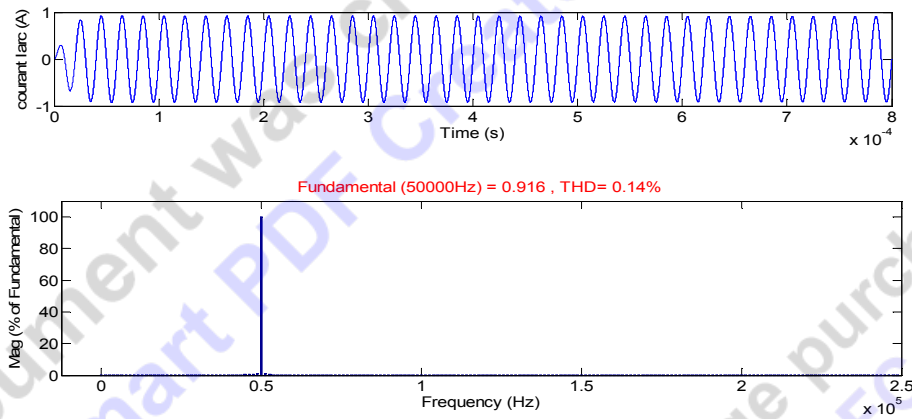


Fig.V.61: Forme d’onde et spectre harmonique du courant d’arc obtenu par onduleur multicellulaire.

V.B.2. Etude Comparative en Boucle Fermée

On présente les résultats de simulation du courant d’arc I_{arc} de la lampe obtenus toujours par les trois types d’onduleurs, sous régulation proportionnelle intégrale.

V.B.2.1. Courants d’arcs en efficace.

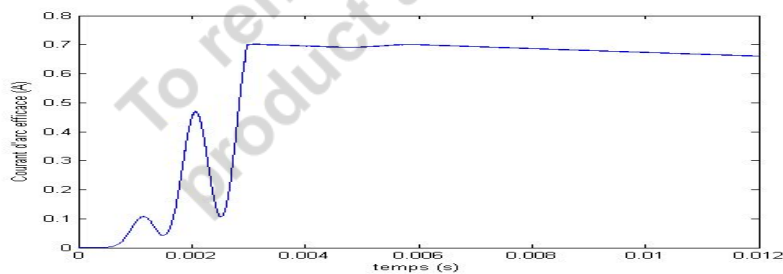


Fig.V.62 : Courant d’arc en efficace obtenu par onduleur classique. [AIS05]

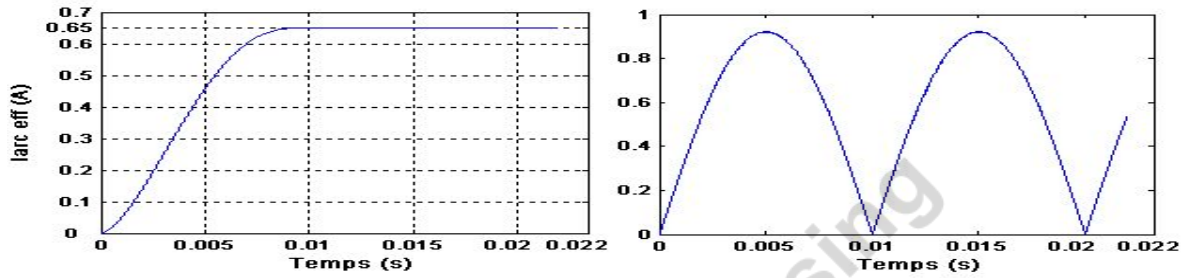


Fig.V.63 : Courant d’arc en efficace obtenu par onduleur matriciel pour une fréquence de 100Hz ensuite pour une fréquence de 50KHz. [BEN09]

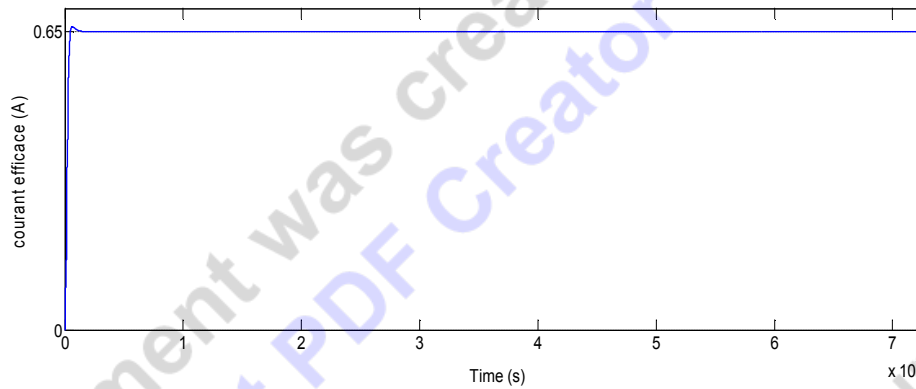


Fig.V.62 : Courant d’arc en efficace obtenu par onduleur multicellulaire.

V.B.2.2. Courants d’arcs et THD correspondants

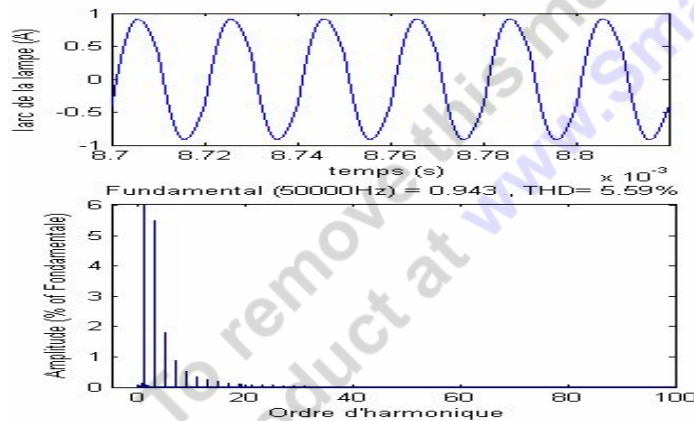


Fig.V.63 : Forme d’onde et spectre harmonique du courant d’arc obtenu par onduleur classique. [AIS05]

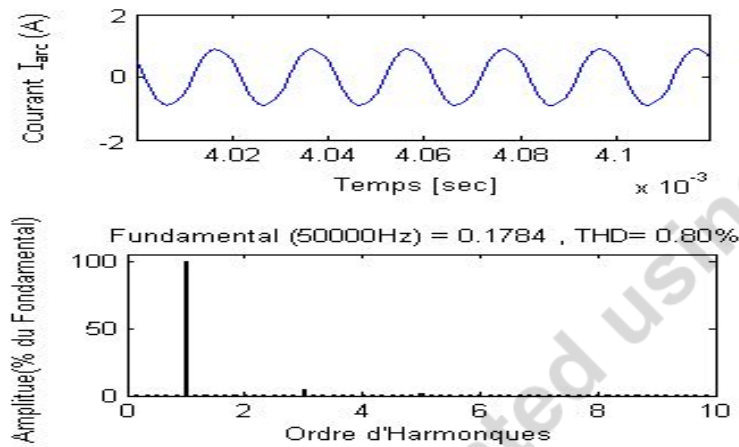


Fig.V.64 : Forme d'onde et spectre harmonique du courant d'arc obtenu par onduleur matriciel. [BEN09]

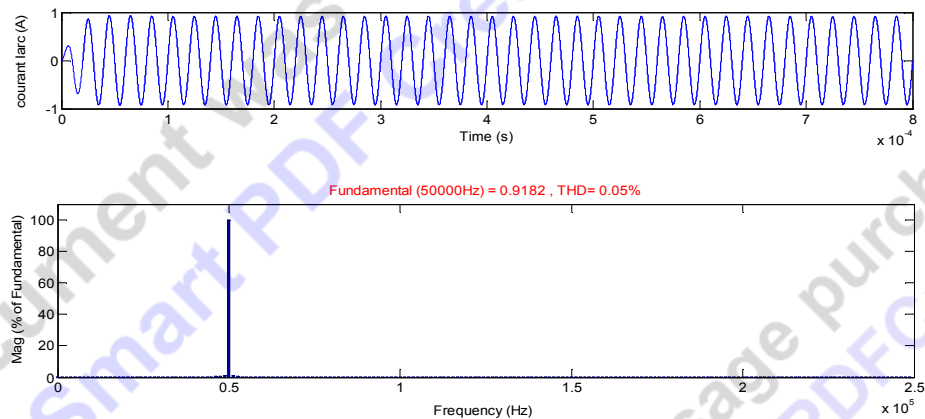


Fig.V.65 : Forme d'onde et spectre harmonique du courant d'arc obtenu par onduleur multicellulaire.

Interprétation

L'onduleur matriciel est loin d'être comparé avec les deux autres structures vu ces résultats qui ne sont acceptables que pour les basses fréquences (100Hz).

Les résultats obtenus par onduleur multicellulaire sont bien meilleurs que celles obtenus par onduleur classique, qualifiées par :

- Rapidité en réponse.
- Précision.
- Stabilité.
- Forme d'onde plus sinusoïdale.

Conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié la commande du système « convertisseur-lampe » avec contrôle des tensions flottantes des condensateurs intercellulaires du convertisseur.

En première phase, le système a été simulé en boucle ouverte, les résultats obtenus sont meilleurs que celles obtenus en chapitre quatre, le courant d'arc se stabilise autour de sa valeur de référence après un temps acceptable et avec une précision insignifiante, son taux d'harmoniques s'est amélioré en passant de la valeur en THD% de 0.17 à la valeur 0.14. Ces améliorations sont les résultats de la stabilisation des tensions flottantes aux valeurs k^*E/p correspondantes d'une manière rapide, soit après $100\mu s$, suite au contrôle proportionnel de ces tensions flottantes ; en boucle ouverte et sans contrôle de ces tensions flottantes, ses dernières ne se stabilisent aux valeurs k^*E/p correspondantes qu'à un instant tardif soit après $30*(100\mu s)=3ms$.

En seconde phase, le système est simulé en boucle fermée en exploitant un régulateur classique de type P.I, ensuite de type PID, de la même manière qu'en chapitre précédent afin de préciser le choix de l'un des deux suite à la détermination des gains correspondants en exploitant la méthode dite de synthèse par placement des pôles afin de confirmer s'il ya ou non une influence du contrôle des tensions flottantes sur le choix de l'un de ces deux régulateurs classiques P.I ou P.I.D; d'après les résultats de simulation, aucune distinction n'a été relevée et par la suite seulement le régulateur de type P.I a été retenu, ainsi ceci nous permet de confirmer que ce choix ne dépend de l'état de contrôle des tensions flottantes des condensateurs du convertisseur. En comparant les résultats de simulation en utilisant alors le régulateur P.I en boucle fermée avec celles obtenus en boucle ouverte du système, rien ne change, les résultats sont identiques, seulement que si on augmente la valeur du choix du temps de réponse $t_{r5\%}$ du système, ce qui modifie les gains de ce correcteur, plus précisément pour un gain intégral négatif, le régulateur P.I est devenu d'une influence positif sur le comportement du système, le taux d'harmoniques en distorsion s'est amélioré en passant de la valeur 0.14% à la valeur 0.05%, sachant à titre de rappel que le convertisseur est maintenant sous control de ces tensions flottantes. Les tests de robustesses du régulateur P.I précisent que ce dernier n'est pas robuste à toute perturbation éventuelle possible suite à la variation paramétrique de la résistance d'arc et aussi à une perturbation sur la tension d'alimentation du convertisseur. Ces résultats de robustesse sont identiques à celles obtenus pour une régulation proportionnelle intégrale sans contrôle du convertisseur et par conséquent on peut déduire que l'état de contrôle du convertisseur n'influe pas sur les résultats de robustesse du régulateur PI.

En dernière phase de ce chapitre, le système est toujours simulé en boucle fermée, mais cette fois-ci en utilisant une commande dite moderne par mode glissant d'ordre supérieur, ce type de régulateur est connu par sa robustesse et ces bonnes performances. Ces critères sont bien confirmés d'après les résultats de simulation obtenus ; et en plus, à la différence avec celui en chapitre précédent, les tensions flottantes sont identiques aux valeurs $K \cdot E/p$ correspondantes (100V, 200V, 300V) et la tension de charge ou à la sortie du convertisseur présente bien un caractère multi niveaux (-200V, -100V, 0, +100V, +200V).

Nous avons obtenus des formes d'ondes parfaitement sinusoïdales pour les différentes grandeurs de la lampe à décharge, avec un THD de 0.04% pour le courant d'arc en utilisant le régulateur moderne mode glissant super twisting ; pour le régulateur classique proportionnel intégral, le niveau THD est presque identique 0.05% en faisant un choix approprié sur la valeur du temps de réponse du système.

CONCLUSION GÉNÉRALE

L'objectif de mon travail est la contribution à la commande d'un convertisseur multicellulaire, dans le but de concrétiser l'alimentation idéale d'une lampe à décharge mercure-argon basse pression haute fréquence, suite aux travaux similaires menés précédemment et cités sur la bibliographie [AIS05] et [BEN09] ayant utilisée un convertisseur classique et un convertisseur matriciel.

La lampe à décharge contenant la vapeur de mercure et l'argon, portée à basse pression et haute fréquence est employée pour produire le rayonnement ultraviolet, cette lampe est d'une action germicide sur l'eau et d'autres produits finis.

C'est ainsi que dans le premier chapitre, on a essayé de donner une définition précise et complète à ce type de rayonnement et son interaction qu'en au traitement germicide de l'eau. Nous avons aussi rappelé les différents paramètres influençant la désinfection ainsi que les avantages et les inconvénients de cette méthode de désinfection.

Dans le second chapitre, la mise en évidence des interactions entre la source de puissance et la décharge nous a permis d'établir, les topologies les mieux adaptées au contrôle du point de fonctionnement électrique, qui permettent une maîtrise du courant instantané dans la décharge, d'où la qualification du convertisseur par une source de courant. 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 appliquée à la lampe et de sa température. Dans ce sens, un modèle de la lampe à décharge, avec starter et circuit résonant, a été développé.

Le troisième chapitre est consacré à la présentation des convertisseurs multicellulaires série: choix, 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 aussi exposé deux types de commandes pour le convertisseur. La première commande est en boucle ouverte ou aucune boucle de rétroaction ne vient contrôler les variables d'état du convertisseur, plus précisément les tensions flottantes aux bornes des condensateurs du convertisseur sont livrés à eux mêmes. La seconde commande est en boucle fermée basée sur la modulation des rapports cycliques de

chaque cellule du convertisseur, c'est une commande en durée et qui permet la régulation des tensions condensateurs à leurs valeurs de référence, afin d'assurer l'équilibrage des tensions aux bornes des interrupteurs. Suite à cela une simulation sous l'environnement Matlab-Simulink est appliquée au convertisseur tout seul afin de voir l'influence de ses deux commandes sur le comportement du convertisseur.

Le quatrième chapitre est consacré à l'étude de la commande du système « convertisseur-lampe » sans que les tensions flottantes des condensateurs intercellulaires du convertisseur ne soient contrôlées. Trois types de commande sont appliqués au système, une commande dite en boucle ouverte et deux commandes en boucle fermée, l'une classique et l'autre moderne dite à mode glissant. En boucle ouverte, les résultats obtenus sont satisfaisantes, le courant d'arc se stabilise autour de sa valeur de référence après un temps acceptable et avec une précision insignifiante. En boucle fermée, sous une régulation classique de type proportionnelle intégrale synthétisée par la méthode de placement de pôles, les résultats obtenus sont identiques à celles obtenues en boucle ouverte, soit aucune amélioration des performances, de plus elle ne permette pas un bon suivi de la consigne lorsqu'une faible présence d'une perturbation sur la résistance d'arc et sur la tension d'alimentation du convertisseur est injectée. Toujours en boucle fermée, mais cette fois ci en exploitant la commande dite moderne à mode glissant d'ordre deux (algorithme du super-twisting), dont le principe est de trouver une surface de glissement de degré relatif égal à un, puis on détermine les différents paramètres qui conditionnent la convergence de l'algorithme en un temps fini. On a obtenu un très bon suivi de la consigne sous des performances plus meilleures et avec une robustesse accrue et ce malgré le non suivi des tensions références par les condensateurs flottants du convertisseur. De plus on a remarqué que la fréquence de découpage s'est augmentée, ce qui augmente aussi la fréquence d'échantillonnage, cette dernière remarque est un inconvénient au niveau pratique, que ce soit au niveau de la commande ou au niveau du convertisseur.

Dans le dernier chapitre, on étudie toujours la commande du système, mais cette fois-ci les tensions flottantes des condensateurs intercellulaires du convertisseur sont contrôlées, cette technique de contrôle est une commande modulant des rapports cycliques, c'est une commande en durée qui nécessite l'utilisation d'une M.L.I et des capteurs pour avoir les tensions des bras du convertisseur. Suite à ceci, la stabilisation des tensions flottantes aux valeurs références correspondantes est plus rapide. Toujours les trois mêmes types de commande sont appliqués au système afin de voir l'impact de l'état de contrôle du convertisseur sur la grandeur à réguler. En boucle ouverte cette grandeur qui est le courant d'arc suit plus rapidement sa référence et avec un taux de distorsion plus meilleur que

lorsque le convertisseur est non contrôlé. En boucle fermée, en utilisant le régulateur P.I et plus précisément pour un gain intégral négatif, le niveau THD% de la grandeur objectif s'est nettement amélioré, mais sa robustesse reste toujours dans un cadre moins évoluée, et par conséquent l'état de contrôle du convertisseur n'est d'aucune influence sur la robustesse du régulateur. En utilisant le régulateur à mode glissant, les résultats en général, du coté performances que du coté robustesse restent inchangés que lorsque le convertisseur est non contrôlé, et ce malgré le suivi des tensions flottantes à leur références et le caractère multi niveaux de la tension de sortie du convertisseur.

En résumé, et d'après les résultats de simulation obtenus, l'asservissement des tensions des bras du convertisseur améliore le contenu spectrale lorsque le système « convertisseur-lampe » est commandé en boucle ouverte et en boucle fermée sous une régulation classique, ceci revient à la création rapide du caractère multi niveaux de la tension de sortie du convertisseur, par contre sous une régulation moderne par mode glissant super twisting cet asservissement n'est d'aucune influence spectrale vu le degré évolué des performances de ce type de régulateur. En ce qui concerne la robustesse des régulateurs classique ou moderne utilisés, l'asservissement des tensions des bras du convertisseur n'a pas d'effet puisque les régulateurs s'appliquent au système et non pas au convertisseur tout seul.

Enfin, l'étude comparative menée à la fin du dernier chapitre précisant l'intégralité du convertisseur multicellulaire comme alimentation idéale de notre lampe ultraviolet, nous à permet d'éclaircir les perspectives suivantes.

Perspectives

- ❖ Développer un modèle de la lampe reflétant un comportement plus réel.
- ❖ Implantation des lois de commande élaborées sur un calculateur et les appliquées sur la lampe réelle.

ANNEXE A

Décharge électrique

A.1. 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 ultra-violet, on obtient une décharge en produisant des particules chargées libres par ionisation des atomes neutres du gaz. Si le courant est suffisant, son passage entretient alors cette ionisation et conserve au milieu gazeux ces propriétés de conduction [POI98].



Figure A.1: Décharge électrique crée dans un gaz renfermé dans une enceinte.

A.2. Claquage et différents types de régimes

En appliquant une tension entre les électrodes, ceci provoque la circulation d'un courant et une décharge apparaît brusquement entre les électrodes. L'étude de ce phénomène nécessite l'emploi d'un dispositif limiteur de courant : le ballast. On relève alors la caractéristique courant-tension dont la figure (A.2) donne l'allure générale.

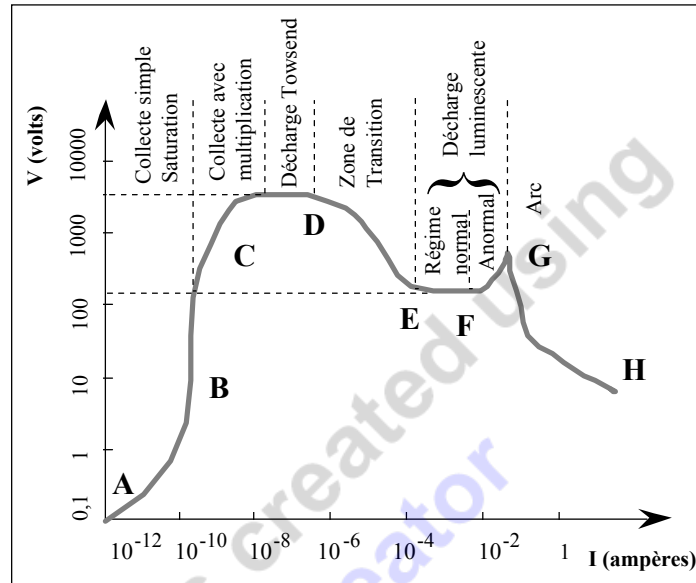


Figure A.2 : Caractéristique courant-tension d'une décharge électrique [COS00].

Cette figure permet de donner un aperçu des mécanismes conduisant des décharges non-autonomes aux arcs. Elle est découpée en plusieurs parties que nous allons décrire brièvement :

□ **Décharge non autonome**, collecte simple sans saturation : appliquons une tension entre les électrodes et provoquons une émission thermoélectronique ou photo-électronique près de la cathode, par un procédé extérieur thermique ou par un rayonnement ultra-violet. Un courant circule. En augmentant la tension, on arrivera à collecter une partie des électrons (partie A). Ensuite, il y a saturation (partie B). Si nous arrêtons le processus extérieur, alors le courant cesse. La décharge est non autonome.

□ **Zone de collecte avec multiplication** : Continuons à augmenter la tension. Le champ inter-électrode va accélérer les électrons qui ont maintenant une énergie suffisante pour provoquer l'ionisation des atomes ou molécules du gaz. Un phénomène d'avalanche se produit, les chocs entre électrons (ou ions) et atomes créent de nouveaux ions et de nouveaux électrons libres en arrachant des électrons aux atomes. Ces électrons (et ces ions), eux-mêmes accélérés, amplifient le phénomène, ceci accélère l'augmentation rapide du courant (partie C).

□ **Décharge Townsend** : Lorsque la tension continue de croître, les électrons très légers et par conséquent très mobiles acquièrent une vitesse élevée et ionisent de plus en plus les atomes ou les molécules du gaz. Les ions interagissent avec la cathode et provoquent l'émission d'électrons. Les caractéristiques de la décharge sont maintenant très dépendantes de la nature des électrodes. Le courant peut se maintenir ou croître, il ne dépend plus d'un agent extérieur et n'est limité que par le circuit

extérieur. On parle alors de décharge de Townsend, qui est une décharge autonome dont la tension correspondante est la tension d'amorçage V_D .

□ **Décharge luminescente** : Lorsque le courant augmente à partir de la décharge de Townsend, la tension commence par diminuer. C'est une zone de transition pour accéder à une décharge luminescente. Cette décharge est caractérisée par une différence de potentiel constante entre les électrodes. Seuls des changements situés au niveau de la cathode différencient cette décharge de la décharge en régime d'arc. A ce niveau, le champ électrique décroît et tous les électrons de la cathode sont émis sous l'effet d'un bombardement ionique.

□ **Régime d'arc** : Par la suite, les ions perdent moins d'énergie par collisions et en fournissent d'avantage à la cathode. En un point de la cathode, la densité de courant et la température s'élèvent plus que sur le reste de la surface, l'émission tend à se concentrer. Lorsque l'émission thermoélectronique devient importante, la pente $V=f(I)$ redevient négative. On est en régime d'arc. [BAD65]

A.3. Régime établi, répartition du potentiel

La constitution générale de la lampe et la répartition des potentiels en régime établi (luminescent ou arc) entre les différentes zones de la lampe sont représentées sur la figure (A.3). En faisant circuler un faible courant (de quelques 10^2 mA) entre les électrodes qui se trouvent aux extrémités du tube, on produit une décharge électrique.

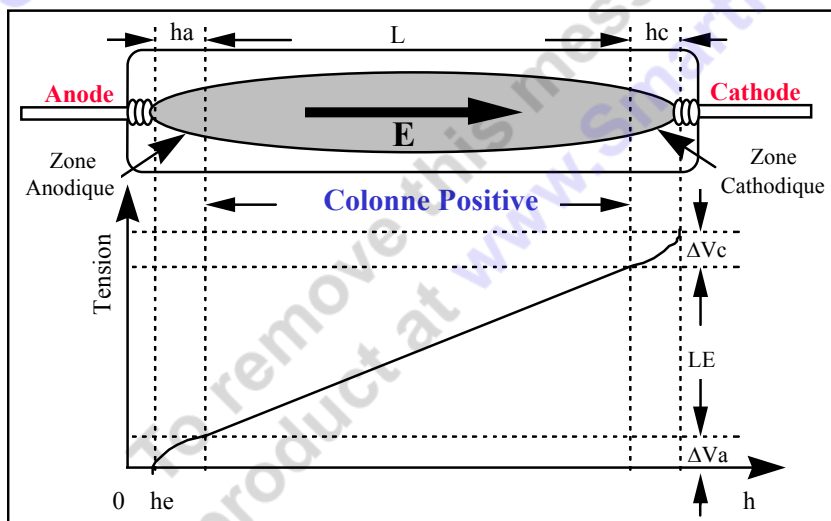


Figure A.3: Répartition du potentiel d'une lampe à décharge

On distinguera donc trois zones principales dans une lampe à décharge : la zone cathodique, la zone anodique et une zone intermédiaire qui s'étend pratiquement sur toute la longueur de la décharge.

C'est principalement dans cette partie qu'est produit le rayonnement. Cette zone est appelée colonne positive.

Lorsque la lampe est alimentée en courant alternatif, ce qui correspond à la majorité des applications, les deux électrodes jouent alternativement le rôle d'anode et de cathode.

□ **La cathode** : son rôle est d'émettre des électrons. En régime d'arc, l'émission est concentrée en un point unique très chaud appelé *spot*. Pour ce mode de fonctionnement, la chute de tension nécessaire au maintien de l'arc est de 10 Volts environ, pour les électrodes habituellement utilisées. L'énergie nécessaire à l'entretien de la température élevée du spot (2300 K), nécessaire à l'émission des électrons est apportée par le bombardement des ions, accélérés par la chute de tension cathodique. On parle alors, d'émission thermoïonique.

□ **L'anode** : à l'inverse de la cathode, elle n'est pas normalement une électrode "active". Elle collecte seulement les électrons, et elle pourrait le faire sans une chute de tension supplémentaire, mais pour des raisons de symétrie, ses dimensions sont identiques à celles de la cathode. En régime d'arc, la chute de tension totale aux électrodes est comprise entre 10 et 20 Volts.

□ **La colonne positive** : occupe la majeure partie du volume. La charge électrique du nuage de particules y est nulle macroscopiquement, le champ électrique y est donc constant. C'est par l'intermédiaire de celui-ci que la majeure partie de l'énergie fournie par le générateur est transférée aux particules chargées, puis aux particules neutres pour être ensuite transformée en rayonnement. Les électrons, du fait de leur faible inertie, jouent un rôle prépondérant dans ce transfert [COS00].

ANNEXE B

COMPARAISON ENTRE LE BALLAST MAGNETIQUE ET LE BALLAST ELECTRONIQUE [PER98]

Le type le plus commun de ballast en service est le ballast magnétique traditionnel qui a été utilisé pendant plusieurs décennies. Il se compose d'un transformateur limiteur de courant et d'un condensateur résonnant série. Quant le ballast est mis sous tension, la lampe est lentement chauffée et atteint par la suite un point de fonctionnement stable. Il n'y a aucun contrôle sur la puissance de lampe autre que marche-arrêt.

Les utilisateurs de l'équipement traitant U.V, cependant veulent avoir le contrôle de la puissance de la lampe, en particulier par l'intermédiaire d'un ordinateur ou d'un contrôleur programmable tout en améliorant la fiabilité.

Il est possible d'obtenir le contrôle de la puissance produite en utilisant un ballast traditionnel en ajoutant :

- des contacteurs de mercure avec des batteries de condensateurs à haute tension ;
- des réacteurs saturables ;
- ou, un régulateur de tension ferrorésonnant.

Cependant, le dispositif supplémentaire de la commande vient au dépend de la fiabilité, le rendement, le bruit acoustique, la taille et le coût concurrentiel.

B-1 TESTS DE COMPARAISON

Eric Persson et **Doug Kuusisto** ont fait une comparaison entre un ballast électronique et un ballast magnétique standard évalués tous les deux à 2.4 KW.

*) Le ballast magnétique a été équipé de la commande à trois niveaux par la commutation dans différentes valeurs du condensateur pour obtenir nominalement la puissance de 100% , 75% et 50%.

*) Le ballast électronique a eu sa commande, qui permet l'opération de 100% à 10% vers le bas de la pleine puissance.

*) Une lampe avec une longueur d'arc de 20 cm évaluée à 120 W/cm était la charge d'essai pour les deux ballasts.

Les essais suivants ont été réalisés :

- ❖ temps de démarrage ;
- ❖ régulation de la ligne ;
- ❖ la gamme de commande ;
- ❖ le facteur de puissance ;
- ❖ élévation du rendement et de la température.

B-1-1 TEMPS DE DEMARRAGE

Cet essai mesure le temps que la lampe prend pour atteindre le fonctionnement à pleine puissance démarrant à $t=0$ (la mise sous tension).

Le ballast magnétique a été installé avec sa batterie de condensateur à pleine puissance. Le ballast électronique travail à trois arrangements différents du courant de démarrage 100%, 200% et 300% du plein courant d'exécution.

Il y'a un paradoxe très intéressant dans le graphe de la puissance en fonction du temps de la figure B-1 : comment ce fait il que le ballast électronique avec un courant de démarrage de 100% (8.5 A) met en marche la lampe d'avantage qu'une minute plutôt que le ballast magnétique qui démarre à 135% du plein courant (11.5 A) ?

La réponse est que le ballast magnétique atteint la pleine puissance 20s après le ballast électronique mais prend un bon moment pour obtenir 95% à 100% parce que le courant est asymptotique à sa valeur finale. Le ballast électronique d'autre part a un système de commande en boucle fermée qui fait le réglage rapide à la valeur finale.

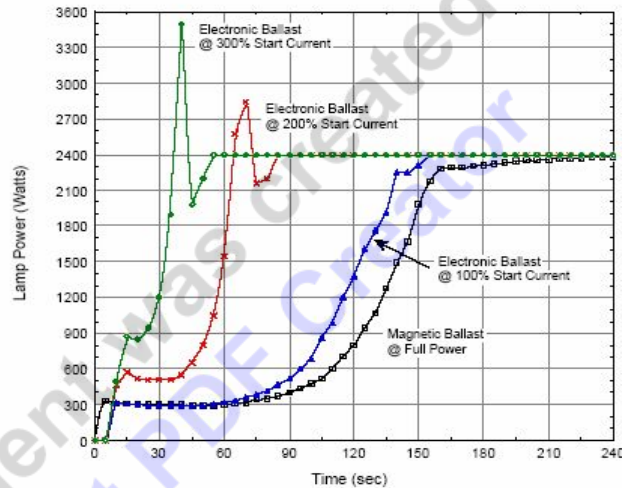


Fig.B-1 : Caractéristique du temps de démarrage d'une lampe à décharge pour les deux ballasts

B-1-2 REGULATION DE LA LIGNE

La tension de service fluctue de manière significative durant la journée. La régulation de la ligne est une mesure de combien de déviations dans la puissance de la lampe se produit quand la puissance d'entrée du ballast varie.

La figure B-2 montre la déviation de la puissance nominale, normale à 240 v, pour des variations approximativement de $\pm 15\%$ dans la tension du secteur pour les deux ballasts.

Considérant que le ballast magnétique n'a aucune rétroaction directe, la régulation est étonnement bonne. Elle a montré une déviation de l'excédent de 1.68% pour un changement de la tension du secteur de 30%.

Puisque le ballast électronique utilise la rétroaction du courant de la lampe, on compterait qu'il devrait juger le courant de lampe et donc la puissance tout à fait régulière pendant que la tension du secteur change. Les données expérimentales confirment qu'en effet, la puissance de la lampe est tenue à l'intérieur d'une déviation extraordinairement petite de seulement 0.29% excèdent la même gamme de 30% de la tension du secteur.

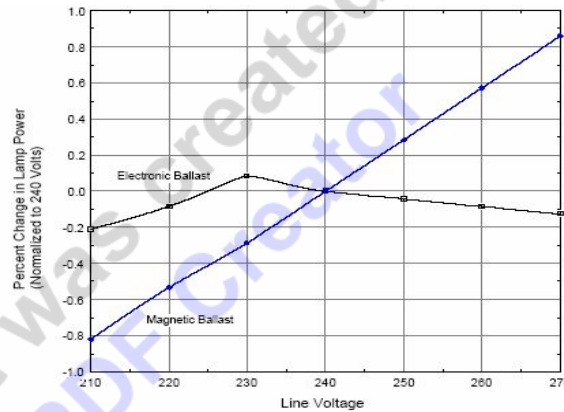


Fig.B-2 : Régulation de la ligne des ballasts électronique et magnétique.

B-1-3 LA GAMME DE COMMANDE

Dans le graphe de la gamme de commande (la puissance de la lampe en fonction de l'entrée de contrôle) figure B-3 on a pris pour le ballast magnétique trois points de repère 100%, 75% et 50% pour des valeurs des condensateurs de $24 \mu F$, $18 \mu F$ et $12 \mu F$. pour le ballast électronique la puissance de la lampe est variable sans interruption de 100% à 10%.

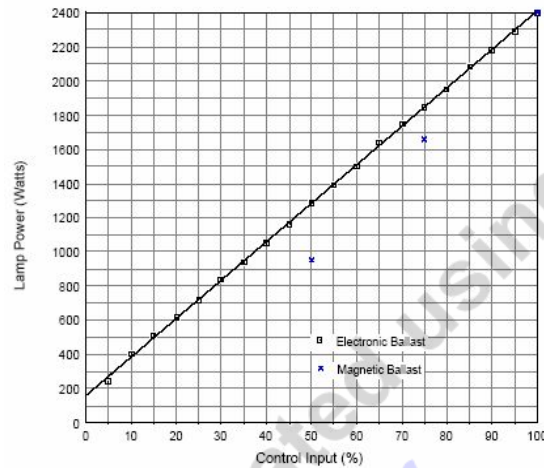


Fig.B-3 : La gamme de contrôle de la puissance de la lampe pour les ballasts magnétique et électronique

Les données du ballast magnétiques sont montrées en tant que trois points de repères discrets représentés par X. Bien que, les valeurs des condensateurs aient été mesurées pour être à moins de 5% de la plaque signalétique, la puissance de la lampe dévie de manière significative de la valeur désirée quand la lampe est supposée être à 75% et 50% de la puissance.

Le ballast électronique est représenté par de petits carrés qui dépistent étroitement une ligne droite de 100% vers le bas à 10%. Avec un refroidissement propre de la lampe, le ballast électronique peut conduire la lampe à n'importe quel niveau de puissance dans cette marche avec un temps de réponse de 0.1 s. Le refroidissement approprié est essentiel pour obtenir la commande optimale de la lampe.

B-1-4 FACTEUR DE PUISSANCE

Les dispositifs qui tirent la grande partie du courant réactif cause la réduction du facteur de puissance. En plus, les dispositifs qui tirent de grands courants harmoniques réduisent plus loin le facteur de puissance, puisque seulement le courant qui est en phase et à la fréquence fondamentale de la tension du secteur résulte la puissance fournie. Le facteur de

puissance varie de 0 (une charge purement réactive, pas de puissance active) à 1 (une charge résistive parfaitement linéaire).

Le ballast magnétique a mesuré un facteur de puissance de 0.9, celui du ballast électronique est de 0.8 pour des applications qui n'ont pas de condensateur de correction du facteur de puissance à l'entrée de service. Des condensateurs facultatifs (PFC) peuvent être appliqués à travers la ligne d'entrée du ballast électronique en rapportant vers le haut son facteur de puissance.

B-1-5 EVALUATION DU RENDEMENT ET DE LA TEMPERATURE

Dans le cas d'un ballast magnétique, toutes les pertes encourues à la batterie des condensateurs doivent être incluses avec la puissance des enroulements (fils en cuivre) et les stratifications en acier.

Pour le ballast électronique, des pertes de commutation et de conduction dans l'électronique de puissance, avec les pertes globales du circuit de commande doivent être incluses dans la mesure.

La figure B-4 montre le rendement en fonction de la puissance. Le ballast magnétique a mesuré 88.4% en pleine puissance, ce qui signifie qu'il absorberait environ 315 w de puissance en tant que chaleur dissipée. Le ballast électronique a mesuré 93.0% en pleine puissance absorbant seulement 180 w de chaleur dissipée.

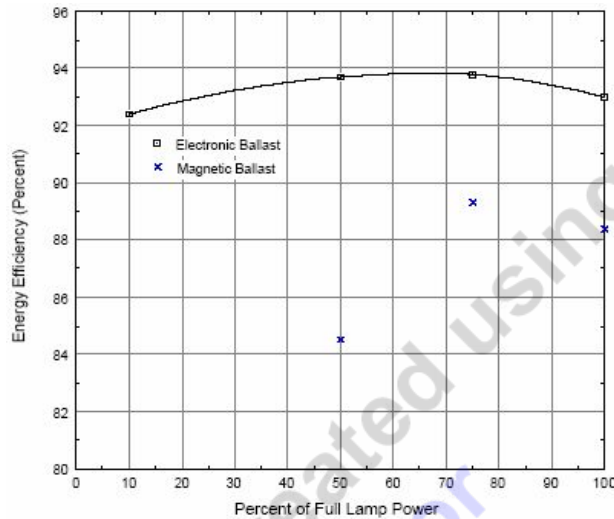


Fig.B-4 : Le rendement énergétique de la puissance de sortie des ballasts électronique et magnétique

Le ballast magnétique absorbe 75% plus de chaleur que le ballast électronique. Ceci apparaît clairement dans les mesures d'élévation de la température. Le ballast magnétique a une élévation normale de 106°C sur la surface d'enroulement et le ballast électronique a seulement 61°C d'élévation.

Un autre point important à considérer quand on évalue le rendement énergétique, l'aération et le coût de climatisation doivent également être considérés.

B-1-6 PREVISION DE FIABILITE

Le ballast magnétique quoi qu'il ait peu de composants, a une moyenne de temps de bon fonctionnement prévue de 35.160 heures. 60% du taux d'échec a été attribué aux condensateurs, presque 40% aux contacteurs de mercure et seulement quelques pour cent pour le transformateur lui-même.

Le ballast électronique est entré avec une moyenne de temps de bon fonctionnement de 160.232 heures. Le taux d'échec a été la plupart du temps distribué sur les composants

électroniques sur le panneau du circuit de commande. Le transformateur de puissance compte environ 4% des échecs prévus et l'interrupteur statique moins de 1%.

B-2 CONCLUSION

Les essais de performances entre le nouveau ballast et le ballast magnétique traditionnel montrent des améliorations significatives de la capacité à commander sans interruption la puissance de la lampe sur une large gamme et de mettre en marche la lampe rapidement. Bien que, le facteur de puissance du ballast électronique soit inférieur à celui du ballast magnétique, le ballast électronique a sensiblement amélioré la régulation de la ligne et le rendement énergétique. L'application de la même méthode de prévision de la fiabilité aux deux ballasts prouve que le nouveau ballast électronique a amélioré la fiabilité par un facteur de 4.5.

BIBLIOGRAPHIE

- [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 BOUKHTACHE,** « Commande d'une système lampe à décharge-ballast électronique pour épuration des eaux ». Mémoire de magister, Génie électrique, Université de Hassiba BEN BOUALI de Chlef, **2005**.
- [ALI00] « Le ballast électronique HF pour lampes fluorescentes. » Catalogue Sarl **ALICE,** révision Mai **2000**.
- [BAD65] **BADAREU E.** et **PAPESCU I.,** « Gaz ionisés », éd Dunod, Paris (1965).
- [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 de 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**.
- [BEZ03] Tahinaharinjaka **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, Spécialité Génie électrique, Université Paul SABATIER de Toulouse, **2003**.
- [BOU06] **M. BOUSQUET,** « Traitement germicide par rayonnement UVc, Note concernant l'application des rayonnements ultraviolets "C". », révision **2006** Catalogue ERIES Sarl.
- [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**.
-

- [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.
- [CAI88] **Jean-Philippe CAILLÈRES.** « Traitement de l'eau par ultraviolets. Application à la purification des coquillages. » Article 1629, novembre 1988.
- [COS00] **Corina COSTACHE,** « Etude d'un système lampe à décharge –alimentation–réacteur. Application au traitement tertiaire de l'eau. » Thèse de Doctorat, Spécialité Génie Electrique, Université Paul SABATIER de Toulouse, 2000.
- [CAR96] **P. CARRERE,** « Etude et réalisation des convertisseurs multicellulaires série à IGBT » Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, (INPT), 1996.
- [DAM03] **J.J DAMELINCOURT, B. MRABAT, A.GHAMMAM, H.ELOUMI, M.STAMBOULI,** « Alimentation en pseudo continu d'une lampe à décharge mercure-argon basse pression utilisée pour produire du rayonnement UV. » Université Paul SABATIER de Toulouse, 2003.
- [FLA94] **FLAUS Jean-Marie,** « traité des nouvelles technologies. Série automatique. La régulation industrielle, régulateur PID, prédictifs et flous ». Edition Hermes, Paris.1994.
- [GAT97] **G.GATEAU.** « Contribution à la commande des convertisseurs statiques multicellulaires série » Thèse de Doctorat, INPT, 1997.
- [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, Supelec, 2001.
- [GÚL99] **GÜLDNER H., LEHNERT K., BÖHME F.,** Dresden University of technology, and Franz Raiser, OSRAM GMBH, Hellabrennerstr, Germany. « Principles of electronic ballasts for fluorescent lamps. An overview ». Rev. IEEE. 1999.
- [HER06] **P.HERMAN** « Enceintes de Sécurité Microbiologique, Utilisation des lampes Ultraviolets dans les ESM » dernière révision, 24 mars 2006.
- [LAB08] **Laboratoires** Ultra Tech Incorporation division, exportation internationale, Québec. Web : www.ultrateck.net. Révision 2008.
- [LAG04] **S. LAGHROUCHE.** « Commande par modes glissants d'ordre supérieur: théorie
-

et applications » Thèse de Doctorat, Automatique et informatique appliquée, L'école centrale de Nantes et l'Université de Nantes, **2004**.

- [MAS00] Willy J. MASSCHELEIN, « Utilisation des U.V. dans le traitement des eaux » Éditeur Ed. Cebedoc, **2000**, 109 pages.
- [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 ". **1991**.
- [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.
- [MOK10] M. MOKRANI, M. HAMAZ « Commande moderne d'une lampe à décharge destinée à la stérilisation des eaux ». Mémoire d'ingénieur d'état, Génie électrique, Ecole National Polytechnique, Alger, **2010**.
- [POI98]. POINTU ANNE MARIE, JEROME PERRIN et JAQUES JOLLY, « Plasmas froids de décharge » Technique de l'ingénieur, traité génie électrique D 2830-1 à D 2830-21, **1998**.
- [PIN00] D.PINON. « Commandes des convertisseurs multicellulaires par mode de glissement » Thèse de Doctorat, INPT, **2000**.
- [SAL05] M. SALANNE Jean-Philippe, « Contrôle du point de fonctionnement des décharges électriques par l'intermédiaire de leur alimentation.» Thèse de Doctorat, Spécialité Génie électrique, I.N.P de Toulouse, **2005**.
- [SAR99] Hasna 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**.
- [TAC98] O.TACHON. « Commande découplante 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, **2008**, Alger.
- [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**.

[PER98] **PERSSON ERIC** and **DONG KUUSISTO**, « A performance comparison of electronic Vs. Magnetic ballast for powering gaz – discharge UV lamps ». Nicollet Technologies Corporation. Presented at Red Tech'98, Chicago, USA.

[ZIS90] **ZISSIS G.**, « 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**).

This document was created using
Smart PDF Creator
To remove this message purchase the
product at www.SmartPDFCreator.com
