

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES

Faculté de Génie Electrique

Département d'Électrotechnique



Thèse présentée par :

MARREF Mohammed Amine

Pour l'obtention du diplôme de :

Doctorat en Électrotechnique

Spécialité : Commande Electrique

Intitulé de la thèse :

Contribution à l'étude de la commande de gradation de la lumière d'un système d'éclairage urbain en vue de son optimisation énergétique.

Soutenue devant le jury composé de :

Mr. AYAD Abdelghani	Professeur	UDL de Sidi Bel Abbès	Président
Mr. HAMDAOUI Habib	Professeur	UDL de Sidi Bel Abbès	Directeur de thèse
Mr. NASSOUR Kamel	MCA	UDL de Sidi Bel Abbès	Examineur
Mr. YOUNES Mohammed	Professeur	Université d'Ain-Temouchent	Examineur

Soutenue le : 17/11/2022

Laboratoire : Intelligent Control and Electrical Power Systems ICEPS

Remerciements

Je tiens à exprimer ma très profonde reconnaissance à Monsieur HAMPDAOUI Habib, pour la confiance qu'il m'a accordée en acceptant de m'encadrer, pour sa présence et son aide efficace.

Je tiens aussi à remercier Monsieur AYAD Abdelghani, qui me fait honneur de présider le jury de soutenance de cette thèse et Monsieur YOUNES Mohammed et Monsieur NASSOUR Kamel pour avoir accepté d'examiner ce travail.

Je voudrais ensuite exprimer mes plus grands remerciements à Monsieur ZIANE Mohammed, puisqu'il est à l'origine du projet sans lequel je n'aurais pu effectuer cette thèse.

Je tiens à remercier également mon frère BECHEKIR Seyf-Eddine pour son soutien, son aide, son amitié et les bons moments que l'on a passé ensemble.

Merci aussi à toutes les personnes qui assurent le bon fonctionnement du laboratoire, la direction, les personnels administratifs et techniques ainsi que les enseignants.

Enfin un merci particulier à mes parents et mes frères et sœurs à Ma femme et mon fils Racim Adem pour m'avoir soutenu tout au long de ces années d'études et à Adi pour m'avoir supporté pendant la fin de la rédaction du mémoire.

Table des matières

Introduction générale	1
Chapitre I : Sources de la lumière : lampes à décharges	
I. Introduction	3
I.1 Grandeurs photométriques visuelles	4
I.2 Domaines d'enragées visuelles	4
I.2.1 Réponses de l'oeil dépendantes des longueurs d'onde émises par la source	5
I.2.2 Grandeurs photométriques	6
-a/ Flux lumineux	6
-b/ Efficacité lumineuse de la source	7
-d/ Intensité lumineuse	7
-e/ Indice rendu couleur	8
-f/ Température de couleur	9
I.3 Différentes sources lumineuses	10
I.3.1 Lampes à incandescence standard	10
I.3.2 Lampe LEDs à base de semi-conducteurs	11
I.3.3 Lampe à décharge	12
I.4 Etude fondamentale des lampes à décharge	14
I.4.1 Notion de décharge	14
I.4.2 Plasma	14
I.4.2 Degré d'ionisation	15
I.4.4 Décharge électrique	15
I.4.5 Différents stades de la décharge	16
I.5 Bilan de puissance pour les lampes à décharge	17
I.6 Alimentation des lampes à décharge	19
I.6.1 Alimentation par source de tension	19
I.6.2 Alimentation par source de courant	20
I.7 Chiffres sur éclairage public	20
I.8 Conclusion	21
Chapitre II : Modélisation de la lampe à décharge alimentée par ballast électronique	
II.1. Introduction.....	22
II.2 Résonances acoustiques.....	22
II.2.1 Définition.....	22
II.2.2 Model physique de la résonance acoustique.....	23
II.2.3 Calcule des fréquences de résonance acoustique.....	24
II.3 Modèle de la résistance de la lampe.....	26
II.3.1 Intérêt de la haute fréquence pour la lampe à décharge.....	27
II.3.2 Ballast ferromagnétique (alimentation à 50 HZ).....	28
II.3.3 Ballast électronique (alimentation en haute fréquence).....	28
II.3.4 Modèle linéaire de la lampe.....	29
II.4 Différents ballasts électroniques.....	30
II.4.1 Ballast électronique type Onduleur à résonance parallèle de Push-Pull.....	31

II.4.2	Ballast électronique à alimentation en créneau basse fréquence.....	32
II.4.3	Ballast électronique à alimentation Flyback	33
II.4.4	Ballast électronique à alimentation créneau en haute fréquence.....	34
II.4.5	Ballast électronique de type LCC	36
II.5	Etude du ballast électronique utilisé.....	37
II.5.1	Principe.....	37
II.5.2	Etude du premier étage.....	38
II.5.2.1	Redresseur monophasé (pont de Graetz).....	38
II.5.2.2	Filtrage de la tension redressée.....	39
II.5.2.3	Hacheur boost (PFC).....	39
II.5.2.4	Calcul la tension et le courant moyen de boost.....	41
II.5.2.5	Système de contrôle Boost PFC.....	42
II.6	Etude du 2ème étage.....	44
II.6.1	Amorçage par résonance électrique.....	44
II.6.2	Phénomène de résonance.....	45
II.6.2.1	Calcul la pulsation de résonance.....	45
II.7	Gradation de la lumière « Dimming ».....	46
II.8	Conclusion.....	48

Chapitre III : Simulation de l'ensemble ballast électronique-lampe à décharge

III.1	Introduction.....	49
III.2	Structures de ballast électronique LsCsCp.....	49
III.3	Caractéristique de ballaste LsCsCp.....	50
III.4	Fonction de transfert du ballast électronique.....	50
III.4.1	Circuit d'amorçage.....	51
III.4.1.1	Fonction de transfert de circuit.....	52
III.4.1.2	Diagramme de bode de système.....	52
III.4.2	Circuit en régime permanent.....	53
III.4.2.1	Fonction de transfert dans ce cas.....	53
III.4.2.2	Diagramme de bode de système.....	54
III.4.3	Principe l'amorçage lampe par circuit L _s C _s C _p	55
III.5	Choix des paramètres du ballast.....	56
III.5.1	Les paramètres de Ballast calculé.....	58
III.6	Modélisation de ballaste électronique-lampe.....	58
III.6.1	Circuit équivalent de ballaste électronique-lampe.....	59
III.6.2	Modèle mathématique de système.....	59
III.6.3	Résultat de simulation.....	60
III.7	Contrôle la stabilité de courant.....	60
III.7.1	Filtre passe bande sélectif.....	61
III.7.2	Etude de la stabilité en boucle fermé.....	62
III.7.3	Choix de correcteur PI Contrôle linéaire.....	62
III.7.4	Etude de la stabilité en boucle fermé.....	63
III.7.4.1	Le critère de Routh-Hurwitz (critère algébrique).....	63
III.7.4.2	Le critère de Nyquist.....	64
III.7.4.3	Contrôle non linéaire.....	65
III.8	Conclusion.....	66

Chapitre IV : Réalisation pratique du ballast et résultats expérimentaux

IV.1 Introduction.....	67
IV.2 Réalisation du ballast.....	67
IV.2.1 Réalisation de 1er étage.....	67
IV.2.2 Dimensionnement des composants.....	69
IV.2.2.1 Dimensionnement de l'inductance Lboost.....	69
IV.2.2.2 Calcul du temps de conduction de MOSFT Mboost.....	70
IV.2.2.3 Calcul du temps de fermeture de l'interrupteur MOSFT Mboost.....	70
IV.2.2.4 Dimensionnement de l'interrupteur Mboost.....	72
IV.2.2.5 Dimensionnement de la diode Dboost.....	72
IV.2.2.6 Dimensionnement du condensateur C.....	72
IV.2.3 Résultats expérimentaux obtenus.....	72
IV.2.4 Réalisation du 2ème étage.....	73
IV.2.4.1 Temps mort des interrupteurs (dead time).....	74
IV.2.4.2 Amplification des impulsions et isolation galvanique.....	75
IV.2.4.3 Circuit de commande et d'amorçage de la porte d'un MOSFET.....	76
IV.2.4.4 Circuit de commande.....	78
IV.3 Description du montage utilisé.....	79
IV.3.1 Résultat de la Phase amorçage et régime permanent.....	79
IV.3.2 Variation de puissance (Dimming).....	80
IV.3.3 Etude de la distorsion harmonique totale et de (PFC) du courant d'entrée.....	82
IV.4 Modèle linéaire de la conductance de la lampe.....	83
IV.5 Conclusion.....	84
Conclusion générale.....	85
Bibliographie.....	87
Annexes.....	93

Liste des figures

Chapitre I : Les sources de la lumière : lampes à décharges

Figure I.1 Lumières sur la ville l'éclairage public	4
Figure I.2 Variation de l'hyperpolarisation maximale pour un bâtonnet et un cône (valeurs normées) en fonction de la luminance visuelle croissante de la stimulation (cd./m)	5
Figure I.3 Courbes de sensibilité de l'œil humain dans des conditions de vision photo-pique et scotopique	6
Figure I.4 Principe d'éclairage	7
Figure I.5 Intensité lumineuse : dans une direction donnée, la candela	8
Figure I.6 Incidence de l'indice rendu colleur d'un éclairage	9
Figure I.7 Spectre du rayonnement émis par une lampe à LED blanche	11
Figure I.8 Spectre du rayonnement émis par une lampe SBP	13
Figure I.9 Spectre du rayonnement émis par une lampe SHP	13
Figure I.10 Représentation schématique des quatre états de la matière	14
Figure I-11 Schéma de la différence entre un gaz neutre et un plasma	15
Figure I.12 Caractéristique courant tension d'une décharge	16
Figure I.13 Bilan énergétique dans une lampe à mercure haute pression 250 w	18
Figure I.14 Bilan énergétique dans une lampe SHP 250 w	18
Figure I.15 Montage en source de tension	19
Figure I.16 Montage en source de courant	20

Chapitre II : Modélisation de la lampe à décharge alimentée par ballast électronique

Figure II.1 Image d'une lampe HSP 400W intacte coté gauche, et des lampes endommagées par la résonance acoustique coté droite	23
Figure II.2 Tube cylindrique qui représente la décharge	24
Figure II.3 Les trois différents types d'oscillations pouvant apparaître dans une cavité cylindrique	25
Figure II.4 Allure des tensions et des courants d'une lampe à décharge à 50Hz et 60.1 KHz	27
Figure II.5 Formes d'ondes de la lampe Sodium 150W à 50Hz. (a) courant (x100) et tension en fonction du temps. (b) tension en fonction du courant	28
Figure II.6 Formes d'ondes de la lampe Sodium 150W à 10 kHz	29
Figure II.7 Caractéristique P(V) pour une lampe HSP 150w alimentée par ballast électronique	30
Figure II.8 Schéma d'un ballast électronique de type push-pull de circuit à résonance parallèle	31
Figure II.9 Formes d'ondes tension et courant en fonction de temps	32
Figure II.10 Ballast électronique à alimentation en créneau à basse fréquence	33
Figure II.11 Formes d'ondes de la lampe CMH (70W) tension et courant en fonction de temps délivrés par le ballast électronique	33
Figure II.12 Circuit d'un Ballast électronique à alimentation Flyback	34
Figure II.13 Forme d'ondes de la tension lampe (100V/div) et du courant lampe (1A/div) d'une lampe HM 35W	34

Figure II.14 Schéma d'alimentation en créneau HF	35
Figure II.15 Résultat expérimental de la tension, puissance et du courant d'une lampe HM 70W pour la structure de (a)	35
Figure II.16 Schéma des ballasts électroniques Class D type LCC : (a) Série, (b) parallèle, (c) série-parallèle, (d) parallèle-série	36
Figure II.17 Schéma fonctionnel du ballast proposé à deux étages	37
Figure II.18 Schéma fonctionnel du 1er étage proposé	38
Figure II.19 Schéma du redresseur monophasé	39
Figure II.20 Allure de tension et de courant pour redressement monophasé	39
Figure II.21 Schéma d'un bosst PFC	40
Figure II.22 deux modes de fonctionnement pour bosst	40
Figure II.23 Formes d'ondes idéalisées du mode de conduction critique (CrM)	41
Figure II.24 Système de contrôle Boost PFC	43
Figure II.25 Modèle électrique du correcteur PI	43
Figure II.26 Boucle de courant	43
Figure II.27 Schéma du 2ème étage du ballast	44
Figure II.28 Schéma équivalent à l'amorçage du système 2eme ordre en régime sinusoïdal	45
Figure II.29 Amorçage d'une lampe à décharge SHP 150W par résonance électrique avec circuit LsCsCp à une fréquence de 380 KHZ	46
Figure II.30 Variation de puissance en fonction la tension pour une lampe à décharge 40w	46
Figure II.31 Principe de gradation de la lumière à trois niveaux	47

Chapitre III : Simulation de l'ensemble ballast électronique-lampe à décharge

Figure III.1 Structures de ballast électronique de classe D type LCsCp alimenté par onduleur demi-pont	50
Figure III.2 Ballast électronique de type LsCsCp alimenté par un onduleur	50
Figure III.3 Schéma équivalent du ballast électronique	51
Figure III.4 Schéma équivalent de l'amorçage en régime sinusoïdal	51
Figure III.5 Diagramme de Bode pour le circuit d'amorçage	53
Figure III.6 Schéma équivalent du ballast en régime permanent	53
Figure III.7 Diagramme de bode pour circuit permanent	55
Figure III.8 Principe de démarrage de la lampe en fonction du temps	55
Figure III.9 Présentation du principe de la lampe d'amorçage par le diagramme de Bode	56
Figure III.10 Ballast électronique de type LsCsCp alimenté par onduleur en demi-pont	56
Figure III.11 Modèle équivalent en régime sinusoïdal	58
Figure III.12 Modèle du ballast électronique-lampe en blocs sous Simulink	59
Figure III.13 Courbes de courant et de tension du ballast-lampe simulé	60
Figure III.14 Principe de la régulation du courant	61
Figure III.15 Régulation du courant de la lampe	62
Figure III.16 Forme d'onde du courant de la lampe simulée en boucle fermée	63
Figure III.17 Diagramme de Nyquist du système en boucle ouverte	64
Figure III.18 Schéma de la régulation du courant par hystérésis à bande fixe	65
Figure III.19 Schéma de la régulation du courant par le correcteur à hystérésis	65
Figure III.20 Forme d'onde du courant de la lampe	66

Chapitre IV : Réalisation pratique du ballast et résultats expérimentaux

Figure IV.1 Schéma de réalisation du 1er étage	68
Figure IV.2 Formes d'ondes idéalisées du mode de conduction critique (CrM)	70
Figure IV.3 Fréquence de commutation sur un demi-cycle de réseau	71
Figure IV.4 Résultats du boost réalisé	72
Figure IV.5 Schéma de l'onduleur de puissance	73
Figure IV.6 Schéma du circuit de contrôle de l'onduleur	74
Figure IV.7 Système de retard et oscillogramme du temps mort	74
Figure IV.8 Signal de commande à la sortie de l'optocoupleur	75
Figure IV.9 Signaux de commande au niveau de sortie du driver de sortie IR2131	77
Figure. IV.10 Schéma électrique de l'alimentation de l'interface de puissance	78
Figure IV.11 Photo du prototype proposé	79
Figure IV.12 Courbes de la tension et du courant, en régime d'amorçage, de la lampe	80
Figure IV.13 Courbes de la tension, du courant et de la puissance de la lampe en régime permanent	80
Figure IV. 14 Allures de la tension, du courant et de la puissance (Dimming)	81
Figure IV.15 Paramètres électriques et photométriques de la lampe SHP 150W	82
Figure IV.16 Analyse THD du courant alternatif : (a) avec PFC, et (b) sans PFC	83
Figure IV.17 Allure dynamique de la conductance d'une lampe SHP 150 a 75W	83

Liste des tableaux

Chapitre I : Les sources de la lumière : lampes à décharges

Tableau I.1 Différentes températures de couleur pour des sources lumineuses naturelles et artificielles comprises entre 1000 et 10000 °K	10
--	----

Chapitre IV : Réalisation pratique du ballast et résultats expérimentaux

Tableau IV.1 Résultats expérimentaux de trois niveaux de flux de la lampe	68
---	----

Introduction générale

L'éclairage public à partir de réseaux électrique représente aujourd'hui environ 15 à 20% de la consommation d'énergie mondiale globale, et plus de 5% des émissions mondiales de gaz à effet de serre (GHC) ; Le passage aux nouvelles technologies permettrait de diminuer la consommation de l'énergie à 939 TWH par an et de réduire les émissions de CO₂ environ de 580 millions de tonnes par an. Pour cette raison, le remplacement des sources d'éclairage efficaces, telles que les diodes électroluminescentes LEDs et les lampes à décharge, sont de plus en plus utilisées comme une solution alternative simple et peu coûteuse pour réduire la contribution des consommateurs d'électricité.

Malgré l'évaluation durable des lampes LEDs et la possibilité de pouvoir augmenter leur puissance, les lampes à décharge sont toujours compétitives surtout dans les implications qui nécessitant des puissances importantes pour leur rendement énergétique élevé. Dans ce sens les lampes LEDs à faible puissance sont plus rentables que lampes LEDs de grande puissance. Actuellement, Plusieurs type de lampes à décharge HID (high intensity discharge) sont disponible sur le marché, une catégorie de ces lampes qui prédomine le marché utilise le sodium à haute pression (SHP) en raison de leur efficacité énergétique élevée (lumen/watt) et leur longue durée vie qui atteint à 25000 H avec un indice rendu couleur acceptable et une possibilité de variation de leur puissance (dimming). Tous ces avantages nous ont poussé de choisir une lampe SHP à 150W pour notre travail.

Ces dernières années, les ballasts électroniques à haute fréquence pour les lampes à décharge ont été présentés comme un produit de remplacement pour le ballast magnétique en raison de leurs qualités supérieures telles que le rendement élevé du système (amélioration du facteur de puissance), le poids léger, l'intensité lumineuse produite par watt, la longue durée de vie, la fonction de régulation d'éclairage (dimming). Dans ce contexte, la variation de puissance fait l'objet de nombreux articles car l'opération de gradation de la lumière peut optimiser une d'énergie d'environ de 40 à 60%. Pour la variation de la puissance deux manières sont possibles, pour les lampes à décharge la variation de fréquence ou bien la variation de tension continue DC à l'entrée de l'onduleur.

Dans le cadre de cette application, les caractéristiques recherchées chez les ballasts électroniques hauts fréquence ont principalement un faible coût, un haut rendement énergétique et une large plage d'opération. La plage d'opération implique la variation de la tension d'entrée, la variation de la tension de sortie et la variation de la puissance convertie. Le rendement énergétique du ballast électronique est très important puisqu'il a un impact direct sur l'efficacité du la lampe dans lequel il est installé. Les ballasts électroniques représentent à ce jour le choix le plus populaire lorsqu'il est question d'adapter une source électrique à une charge particulière de façon efficace pour un faible coût.

Cette thèse est divisée en quatre différents chapitres :

Le premier chapitre est consacré à l'analyse générale et aux définitions de base de la photométrie. Sur la base de ces concepts, les sources disponibles de lumière artificielle, les familles de lampes à décharge et leurs principes de fonctionnement seront présentés, en mettant l'accent sur leurs sources d'alimentation. Nous définissons également la conversion énergétique des lampes à décharge et comment l'énergie électrique est convertie en énergie lumineuse. Nous décrirons aussi les propriétés statiques et spectrales des lampes à décharge. Nous finalisons ce chapitre par l'état de l'art de l'éclairage public et pourquoi il doit être optimisé, ce qui fait partie intégrante de ce mémoire.

Le deuxième chapitre introduit l'étude de la résonance acoustique des lampes au sodium à haute pression. Nous allons d'abord passer en revue quelques-uns des fondements physiques qui permettent de formuler des modèles mathématiques des résonances acoustiques en montrant leurs forces et leurs faiblesses, et pourquoi une caractérisation expérimentale de ce phénomène est nécessaire. Ensuite, nous présenterons dans un premier temps les différents modes d'alimentation et les ballasts électroniques de différentes structures fournis. Ces études bibliographiques nous conduiront à une synthèse de nouvelles propositions pour simplifier les ballasts, les onduleurs en demi pont plutôt que les alimentations en pont complet dans les solutions traditionnelles. Nous expliquons les conseils sur le choix des ballasts électroniques et la gradation.

Le troisième chapitre traite le mode d'alimentation et de la structure du ballast électronique LsCsCp, et introduit sa synchronisation. L'étude des modes de puissance est liée à divers outils auxiliaires, tandis que la structure des ballasts électroniques implique le nombre d'interrupteurs, la disposition, le type et la taille des filtres d'entrée ou de sortie et les méthodes d'allumage. La section de commande intègre la sélection des variables asservies, les propriétés et paramètres du correcteur et les éventuels filtres. Une caractéristique importante à prendre en compte avec ce type de lampe est qu'elle implique le changement de la résistance équivalente sur le temps d'allumage correspondant de la lampe, ce qui permet un contrôle de puissance.

Dans le quatrième chapitre, nous comparons les résultats obtenus pour chaque convertisseur, pour valider notre étude théorique, nous présenterons les résultats de différentes implémentations incluant les ballasts, les onduleurs demi-pont et leurs commandes. De plus, nous construisons également un modèle expérimental à deux étages du ballast. Il sera démontré que le fonctionnement de la lampe dans ces expériences doit être contrôlé en boucle fermée. Enfin, cette étude nous permettra d'évaluer à nouveau la relation entre les variations des paramètres électriques de la lampe. Par conséquent, nous pourrions vérifier les résultats obtenus dans les tests précédents présentés au chapitre 2.

Enfin nous terminons notre travail par une conclusion générale.

Chapitre I :

Sources de la lumière : lampes à décharges

I.1 INTRODUCTION

Depuis l'antiquité, l'homme a toujours voulu prolonger son activité au-delà du coucher du soleil. Pendant des millions d'années, l'œil humain a été conditionné pour désigner la seule lumière disponible comme étant le clair de lune, puis l'homme a créé sa première lumière artificielle, le feu. Dès qu'il a été capable de créer, l'homme a naturellement cherché à reproduire artificiellement le rayonnement auquel il est le plus habitué.

Le premier type d'éclairage artificiel était la flamme. Elle est restée la seule jusqu'au début du 18^{ème} siècle environ. Ce n'est qu'en 1812 que la lampe telle que nous la connaissons est apparue grâce à l'électricité et par (Humphry Davy et Michael Faraday). Les premières lampes électriques installées dans les lieux publics étaient des lampes à arc électrique. Elles ont été suivies soixante ans plus tard par les lampes à incandescence qui les ont supplantées pendant longtemps grâce à leur facilité d'utilisation [1][2].

Aujourd'hui les lampes LED (diodes électroluminescentes) et les lampes à décharges sont devenues des sources artificielles très répandues dans nos sociétés modernes grâce à leur bon rendement énergétique et leur puissance lumineuse et leur durée de vie importante, plus la possibilité de la gradation de ces lampes [3][6].

Le choix du type de lampe s'est rapidement porté sur une lampe à décharge haute pression à sodium qui présente à nous un grand nombre d'avantages pour utilisation en éclairage public (grande efficacité lumineuse, longue durée de vie, indice rendu de couleur acceptable Ext.)[7][8]. Et pour leur alimentation nous avons porté le choix du ballast électronique haute fréquence qui fait notre besoin à la gradation.

Ce premier chapitre est dédié à l'analyse générale et les définitions de base des grandeurs photométriques. À la lumière de ces notions, sera présentée les différentes sources artificielles disponibles, sera présentée aussi la famille des lampes à décharge électrique et leur principe de fonctionnement et mettant l'accent sur leurs alimentations. On a défini aussi la conversion d'énergie pour les lampes à décharge et comment transformé d'une puissance électrique en puissance lumineuse. Nous présenterons les caractéristiques statiques et la propriété spectrique des lampes à décharge. Ce chapitre est finalisé par l'état de l'art en éclairage public et pour quoi l'optimisation de ce dernier est nécessaire qui fait partie intégrante de cette thèse.



Figure I.1 Lumières sur la ville : l'éclairage public.

I.1 Grandeurs photométriques visuelles :

La photométrie est la science qui étudie le rayonnement lumineux tel qu'il est ressenti par la vision humaine. Elle se base sur la radiométrie, qui étudie la puissance des rayonnements électromagnétiques, dont la lumière est un cas particulier, en affectant la puissance de chaque longueur d'onde d'un coefficient d'efficacité lumineuse spectrale qui reflète statistiquement la sensation lumineuse humaine. Pour le reste, les concepts et grandeurs de la photométrie sont homologues à ceux de la radiométrie.

Le spectre lumineux représente la répartition de l'intensité du rayonnement d'une source lumineuse en fonction de la longueur d'onde. Selon le type de source lumineuse, on distingue plusieurs types de spectres :

- ❖ Le spectre atomique constitue de raies spectrales (exemple : lampe sodium basse pression).
- ❖ Le spectre continu exemple (lumière de jour, lampe incandescence...).
- ❖ Le spectre moléculaire constitué qui intermédiaire entre les deux précédent (ex : lampe sodium haut pression).

Afin de permettre au lecteur une bonne compréhension des enjeux et contraintes qui interviennent dans le cadre du développement d'un système d'éclairage, nous définirons ici les grandeurs de références utilisées en éclairage. Ces notions de base permettront ensuite de comparer les avantages et les inconvénients des différents types de sources la lumière artificielle disponible.

Les grandeurs photométriques sont à la base de toutes les mesures en éclairage et il en existe six fondamentales [9].

I.2 Domaines d'enrègées visuelles

Pendant longtemps, le seul détecteur utilisé en Optique a été l'œil. C'est pour cette raison que s'est développée une photométrie visuelle avec ses propres caractéristiques et ses propres unités.

La lumière visible n'est en effet qu'une très faible partie des radiations électromagnétiques. Elle est spécifique car ses rayonnements sont capables d'interagir avec les cellules réceptrices du système visuel -les photorécepteurs- qui captent les photons grâce à la photo pigments qu'ils contiennent. Ils déclenchent une cascade de réactions à l'origine de la sensation, qui dépend des niveaux d'énergies et des longueurs d'onde des sources.

Les caractéristiques énergétiques de la lumière (flux, intensité, luminance et éclairage énergétique) sont transmises à l'oeil qui devient l'appareil de mesure. Ses réponses ne sont ni linéaires, ni uniformes ; elles dépendent, d'une part, de l'énergie émise par la source lumineuse et, d'autre part, des longueurs d'onde qui la composent.

Les trois domaines d'énergies lumineuses résultent de la cohabitation des deux systèmes de photorécepteurs dans la rétine qui répondent l'un seul, puis les deux ensembles.

Le premier domaine est dit *scotopique*. Il correspond aux très faibles énergies (en dessous de 0.01cd/m^2) pour lesquels seuls les bâtonnets répondent de façon reproductible et graduable.

Le second domaine est dit *mésopique*. Il correspond aux faibles et moyennes énergies intermédiaires entre (0.001 et 10cd/m^2). Pour lesquelles les bâtonnets répondent de façon graduable, mais où la réponse des cônes est inconstante.

Le troisième domaine est dit *photopique*. Il correspond aux fortes énergies plus de 10cd/m^2 pour lesquelles les bâtonnets répondent toujours de la même façon (réponse saturée) et les cônes répondent de façon reproductible et graduable.

Les stimulations lumineuses peuvent être quantifiées à l'aide d'unités visuelles bien définies dans les deux domaines correspondant à des fonctionnements cellulaires reproductibles : scotopique et photopique. Aucun système d'unités visuelles n'est actuellement défini ou utilisé dans le domaine mésopique [9].

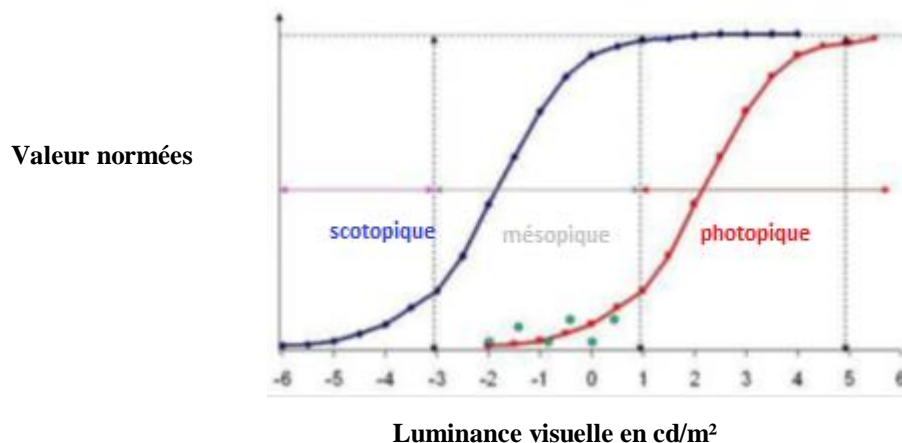


Figure I.2 Variation de l'hyperpolarisation maximale pour un bâtonnet et un cône (valeurs normées) en fonction de la luminance visuelle croissante de la stimulation (cd./m).

1.2.1 Réponses de l'oeil dépendantes des longueurs d'onde émises par la source

Pour les niveaux lumineux appartenant aux domaines scotopique et photopique, les réponses de l'oeil sont limitées à la gamme de longueurs d'onde comprise pratiquement entre 400 et 700 nm car, en dehors de cette gamme, il n'y a pas de photopigments capables de capter les photons des radiations électromagnétiques. Les radiations de longueurs d'onde inférieures à

400 nm sont les ultraviolets et celles supérieures à 700 nm sont les infrarouges ; elles ne procurent pas de sensation.

Pour des énergies données à l'intérieur de chacun des domaines scotopique et photopique, la réponse de l'oeil varie en fonction de la longueur d'onde de la lumière, c'est-à-dire que pour une même énergie physique donnée, le rendement énergétique de l'oeil est variable selon la longueur d'onde de la lumière émise [9].

La sensibilité de l'œil humain moyen en fonction de la longueur d'onde a été donnée dans la figure suivante :

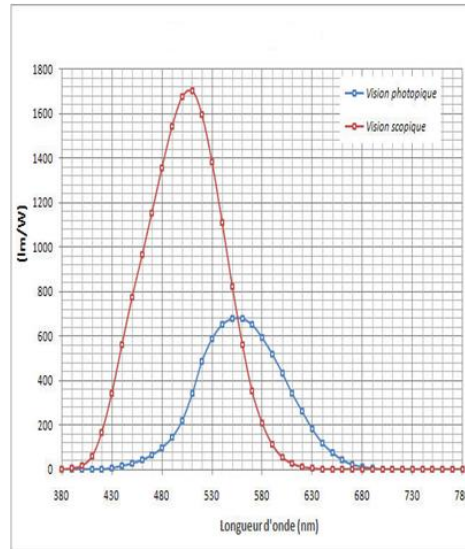


Figure I.3 Courbes de sensibilité de l'œil humain dans des conditions de vision photo-pique et scotopique.

La courbe d'efficacité lumineuse scotopique correspond au rendement énergétique des bâtonnets pour des niveaux lumineux du domaine scotopique, notée $V(\lambda)$. Son maximum, normalisé à un, se situe vers 507 nm.

Cependant la courbe d'efficacité lumineuse photo-pique correspond au rendement énergétique des cônes pour des niveaux lumineux du domaine photo-pique, elle est dite $V(\lambda)$. Son maximum, normalisé à un, se situe vers 555 nm [9].

I.2.2 Grandeurs photométriques

-a/ Flux lumineux :

Le transfert de l'énergie émise se fait par rayonnement. Toutes les fréquences de ce rayonnement ne sont pas visibles par l'œil humain. La « puissance visible » du rayonnement porte le nom de flux lumineux et s'exprime en lumen [10].

La sensibilité spectrale de l'œil et s'écrit :

$$F = K \int_{400}^{780} P(\lambda) \cdot V(\lambda) d\lambda \quad (I-1)$$

P : puissance radiative

V : filtre reproduisant la réponse photonique de l'œil

F : flux lumineux [lm]

K : constante 683 en SI [lm/W]

-b/ Efficacité lumineuse de la source :

L'efficacité lumineuse d'une source est le rapport entre le flux lumineux émis par cette source lumineuse et la puissance absorbée par la source. Elle s'exprime donc en lumens par watt (lm/W) dans le Système international d'unités.

Si l'on note P la puissance électrique reçue par la source, le plus souvent sous forme électrique, et F le flux lumineux émis, alors L'efficacité lumineuse d'une source η vaut par définition :

$$\eta = \frac{F}{P} \quad (\text{I-2})$$

Elle donne une information sur les performances d'une source lumineuse. Les fabricants indiquent couramment sa valeur parmi les données techniques des lampes. Certains auteurs utilisent aussi le terme de rendement lumineux pour désigner cette efficacité [11].

-c/ Eclairage

L'éclairage en un point donné : c'est le quotient du flux lumineux (Φ) reçu par un élément de surface, divisé par l'aire globale de la surface (S). Usuellement par m² de surface. Le lux est une unité fondamentale dans le monde de la photométrie Lx. i faut donc définir une unité de flux lumineux par unité de surface : c'est éclairage E

L'éclairage s'exprime en lux et se mesure à l'aide d'un luxmètre [11].

$$E = \frac{d\Phi}{dS} \quad (\text{I-3})$$



Figure I.4 Principe d'éclairage.

-d/ Intensité lumineuse

Est une grandeur physique qui correspond, en photométrie, au pouvoir éclairant d'une source lumineuse ponctuelle. L'unité photométrique d'intensité lumineuse visuelle est la candela (cd). La candela est l'une des sept unités de base du Système international (SI).

Tout comme les autres grandeurs photométriques, l'intensité lumineuse dépend directement de la sensibilité de la vision humaine : c'est une grandeur perceptive. La photométrie s'occupe principalement des questions d'éclairage, et prend pour base, sauf mention contraire, la sensibilité spectrale relative photonique d'un individu moyen fictif que la Commission internationale de l'éclairage appelle l'« observateur de référence ».

L'intensité lumineuse d'une source, dans une direction donnée, correspond au flux lumineux émis par unité d'angle solide. On peut formuler cette relation de la manière mathématique suivante [11]:

$$I = \frac{d\phi}{d\Omega} \quad (\text{I-4})$$

I : désigne l'intensité lumineuse

$d\phi$: désigne le flux lumineux.

$d\Omega$: désigne l'angle solide d'émission

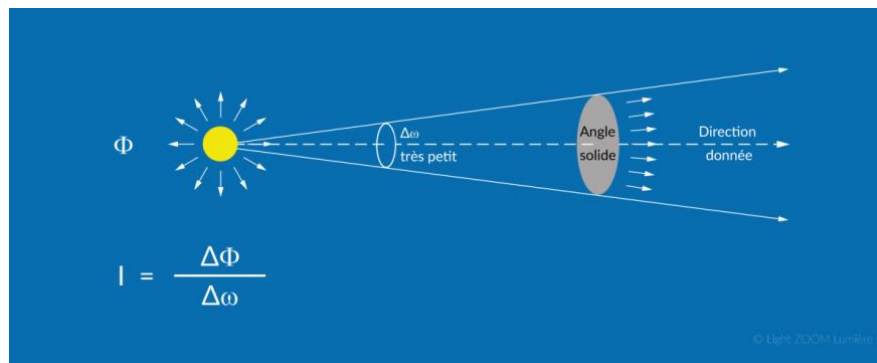


Figure I.5 Intensité lumineuse : dans une direction donnée, la candela.

-e/ Indice rendu couleur

L'indice de rendu de couleur, ou IRC, est un nombre compris entre 0 et 100, qui a pour objectif de rendre compte de l'aptitude d'une source de lumière à restituer les couleurs d'un objet par rapport à celles produites avec une source de référence. C'est, avec la température de couleur, le second facteur permettant de qualifier une source de lumière et donc d'en mesurer la qualité perçue. En cela, comparer l'IRC de deux sources lumineuses n'a de sens que dans la mesure où la température de couleur émise par ces sources est la même.

Pour un éclairage de bonne qualité, il est conseillé d'utiliser des lampes dont l'IRC est supérieur à 80

- ❖ La lumière du jour est par définition de $R_a=100$.
- ❖ Les lampes à incandescence sont proches de $R_a=100$.

Les lampes à décharge ont un IRC qui dépend du mélange gazeux utilisé et la pression dans le tube à décharge.

Certaines lampes utilisées dans le secteur routier ou autoroutier sont de type lampe à vapeur de sodium basse pression. C'est leur IRC particulièrement bas inférieur à 20 (même si la plupart des fabricants n'applique même pas l'IRC à ces lampes).

Les lampes au sodium haute pression ont un IRC un peu plus élevé, sauf les lampes SHP blanches qui, elles, ont un bien meilleur IRC (65-80), avec une lumière plus blanche convenant à un usage commercial, mais un rendement et une durée de vie insuffisants pour l'éclairage urbain.

Les lampes aux halogénures métalliques ont un IRC compris entre 60 et 95, donc un très bon rendu des couleurs, comparé au sodium haute pression. Les lampes à mercure ont un IRC variable, autour de 15 pour les claires. Avec un revêtement fluorescent, elles ont un IRC d'environ 50, mais un spectre pauvre en couleurs.

Les premières LED blanches étaient dominées par leur LED bleue utilisée pour pomper leurs luminophores émettant dans le jaune et n'avaient qu'un IRC de 70 à 80. Depuis 2009, des LED_s blanches atteignent l'IRC de 85 et deviennent ainsi mieux adaptées à l'éclairage. En 2013, des LED_s de haut de gamme peuvent avoir un IRC de 98 [11].



Sous lampe (IRC=100)



Sous lampe (IRC=25)

Figure I.6 Incidence de l'indice rendu couleur d'un éclairage.

-f/ Température de couleur :

La température de couleur est une caractérisation des sources de lumière par comparaison à un matériau idéal émettant de la lumière uniquement par l'effet de la chaleur.

Elle indique en kelvins (unité du système international dont le symbole est K) ou en mired (ou megakelvin) la température du corps noir dont l'apparence visuelle serait la plus proche de la source de lumière (CIE, Dic. Phys.)

Donner la température de couleur d'une source lumineuse, c'est par définition comparer sa couleur (donc, son émission dans le visible) à celle d'un corps noir, typiquement chauffé entre 1800 et 10000 K pour les valeurs courantes.

La température de couleur d'une source n'a de rapport avec la température effective de l'élément lumineux que si elle produit de la lumière par incandescence : flamme, lampe à incandescence ou lampe à arc. Pour les autres sources lumineuses (lampes à décharge, lampes à LED, etc.), la température est nettement inférieure à la température de couleur : leur spectre d'émission, plus concentré dans les régions de la lumière visible, diffère considérablement de celui du corps noir.

La couleur d'une source lumineuse varie du rouge orangé de la flamme d'une bougie (1850 K) au bleuté (9000 K) d'un arc électrique. Celle de la lumière du jour varie entre 55 00

et 6500 K selon qu'il s'agit de soleil direct ou d'un éclairage moyen, d'un temps couvert, de la hauteur du soleil sur l'horizon [11].

Température (K)	Sources
1000-1500	Lave en fusion
1850	Bougie
2200-2500	Lampe au sodium
2500-2800	Lampe incandescence
2700-3000	Lampe fluorescente blanc chaud
32000	Lampe halogène
4000-4200	Lampe fluorescente blanc neutre
4500-6000	Lampe à l'iodure métallique
5500-6500	Lumière de jours
9000	Arc électrique

Tableau I.1 Différentes températures de couleur pour des sources lumineuses naturelles et artificielles comprises entre 1000 et 10000 °K [11].

Les fabricants proposent pour certaines lampes différentes températures de couleur. On trouve donc sur ces lampes des indications regroupant à la fois l'indice de rendu de couleur (IRC), et la température de couleur, résumées dans un code à trois chiffres. Le premier chiffre de l'indice IRC, les deux suivants de la température de couleur.

I.3 Différentes sources lumineuses

Les sources de lumière artificielle sont des convertisseurs d'énergie dans lesquels l'énergie électrique est transformée en rayonnement lumineux.

Le choix judicieux d'une source lumineuse de longue durée de vie, et un indice rendu de couleur acceptable, d'efficacité lumineuse adéquate permet une économie appréciable tant sur le plan de la fréquence de remplacement des lampes détériorées que sur le plan de l'énergie consommé. Ces sources de lumière de l'éclairage électrique peuvent être classées en trois grandes familles. [11]

I.3.1 Lampes à incandescence standard

La lampe à incandescence classique, inventée en 1879 par Joseph Swan et améliorée par les travaux de Thomas Edison, produit de la lumière par incandescence et basé sur une émission d'énergie rayonnante visible d'origine thermique. Un filament métallique formant une résistance électrique est parcourue par un courant électrique. L'énergie électrique E est transformée en énergie calorifique. Du fait de la haute température, il y a production d'énergie lumineuse. 90% de flux est émis dans l'infrarouge et au-delà. Ce phénomène étant régi par la loi

de Planck, l'émission lumineuse sera plus importante à haute température (d'où le principe des lampes halogène). Pour éviter la détérioration du filament on le place à l'abri de l'oxygène dans une ampoule contenant un gaz inerte.

Pour les lampes à incandescence, la répartition spectrale présente un spectre plus riche en couleurs chaudes (rayonnements rouge, jaune et orange) qu'en en couleurs froides (rayonnements bleu, violet et vert). Pour ce qui est de la partie non visible du spectre, on a beaucoup de rayons infrarouges et très peu de rayonnement ultraviolet. Le spectre continu de lampe à incandescence permet un rendu des couleurs excellent, mais l'ensemble des lampes à incandescence présente le gros désavantage d'avoir une faible durée de vie (environ 1000 h), et son rendement est inférieur à 15lm/W [12].

I.3.2 Lampe LED, à base de semi-conducteurs

La lampe à diode électroluminescente, ou lampe à LED (*Light-Emitting Diode*), plus rarement lampe à DEL (abrégié du français), est un type de lampe électrique qui utilise des diodes électroluminescentes.

Historiquement, les diodes électroluminescentes furent d'abord utilisées pour réaliser des voyants lumineux, en raison de leur tension d'alimentation adaptée à l'électronique et de leur longue durée de vie (témoin de veille ou de fonctionnement d'appareils électriques, signalisation...). Puis, suite aux avancées technologiques et à l'augmentation des puissances, elles sont devenues couramment utilisées pour l'éclairage.

Les LEDs peuvent produire une lumière blanche soit en couplant trois LEDs couleurs primaire (rouge, vert, bleu) sur un support commun, soit en utilisant des LEDs bleues munies d'une couche interne à base de phosphore qui transforme la lumière bleue ou les UV en lumière blanche.

Les LEDs bleues ainsi que les LEDs blanches contiennent un spectre bleu de forte intensité potentiellement dangereux pour la rétine si elles entrent dans le champ de vision, même périphérique. Ceci est bien sûr proportionnel à leur puissance [13]. Cela devient de plus en plus préoccupant puisque des LEDs toujours plus puissantes sont mises sur le marché. Toutefois sont récemment apparues des LEDs à tons chauds, au spectre appauvri en lumière bleue. SEBASTIEN POINT spécialiste des sciences et technologies de l'éclairage considère, dans un ouvrage paru en 2016, que les travaux pour une meilleure compréhension des effets sanitaires des LED doivent continuer mais qu'en l'état actuel des connaissances, le risque est essentiellement lié à une insuffisance de la norme en vigueur à prendre en compte les situations où les paramètres d'exposition (puissance, durée, distance) ne sont pas maîtrisés et les cas particuliers comme par exemple l'œil de l'enfant (plus transparent que l'œil adulte). Il appelle notamment à une éducation du consommateur qui selon lui « dans une société technologique doit être instruit des spécificités des technologies qu'il utilise ». Dans une conférence tenue en octobre 2016, Sébastien Point a notamment insisté sur les risques que certaines fausses thérapies comme la chromothérapie peuvent faire courir pour la santé oculaire des utilisateurs, en cas d'utilisation de LED bleues pour éclairer le visage sans contrôle de la distance et de la durée d'exposition [14].

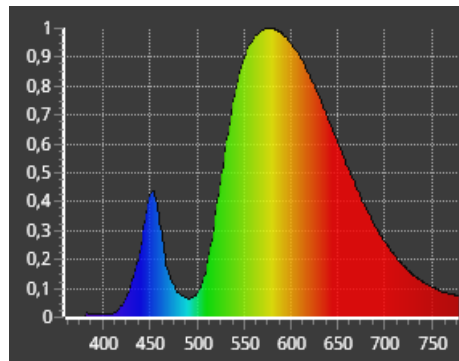


Figure I.7 Spectre du rayonnement émis par une lampe à LED blanche.

I.3.3 Lampe à décharge

Les lampes à décharge utilisent le phénomène de luminescence qui consiste à entretenir une décharge électrique dans gaz. La couleur de la lumière produit dépend du mélange gazeux utilisé et la pression. Comme nous le verrons ci-après, et contrairement aux à lampe à incandescence, les lampes à décharge ne peuvent pas être directement raccordées sur le réseau. La décharge doit être stabilisée par un dispositif de régulation (ballast) pour maintenir la décharge. Le plus souvent, il est également nécessaire de produire une tension élevée jusqu'à 5 KV pour amorcer la décharge c'est le rôle de l'amorceur. Les lampes à décharge doivent avoir des caractéristique électrique et options adaptées aux exigences des diverses utilisations. Toutes les lampes à décharge offrent une bonne efficacité lumineuse et une importante durée de vie (de 10.000 à 24.000 heures), mais leur rendu des couleurs parfois médiocre et leurs contraintes d'alimentation ne les rendent pas toujours attrayantes [15].

❖ Lampes aux halogénures ou iodures métalliques

L'ampoule contient de la vapeur de mercure haute pression dans laquelle on a ajouté des halogénures métalliques. Suivant le fabricant, les iodures métalliques sont différents (dysprosium, scandium, sodium, thallium, indium, etc.). La température de couleur et l'indice de rendu couleur dépend des iodures métalliques présents.

La lumière est émise, en majeure partie sous forme de rayonnements visibles, mais une petite partie est émise sous forme de rayonnements ultraviolets invisibles. Dans les lampes ellipsoïdes, on tente de récupérer ces rayons en tapissant la paroi intérieure de l'ampoule d'une poudre qui absorbe les U.V. et les transforme en rayons visibles de couleur chaude, de manière à obtenir une couleur globale moins froide. Cette poudre rend l'ampoule opaline.

Leur efficacité lumineuse est légèrement inférieure à celui des lampes sodium haute pression, mais elles offrent une lumière blanche de bonne qualité avec notamment un meilleur rendu des couleurs. Leur durée de vie est équivalente à celles des lampes SHP. Elle présente aussi l'avantage de former une source lumineuse compacte qui peut être facilement orientée optiquement, ce qui permet de réduire le cout du luminaire.

Les premières générations de lampe à halogénure métallique ont fait appel à un brûleur quartz mais à longtemp connu des problèmes de stabilité de couleur dans le temps. Donc cette technologie est tout doucement remplacée par des brûleurs en céramique qui :

- ✓ Supporte mieux les plus hautes températures permettant une miniaturisation des lampes.
- ✓ Est moins sensible à la corrosion des halogénures métalliques.

- ✓ Est moins poreux aux éléments de remplissage.
- ✓ Améliore l'efficacité lumineuse et le rendu de couleur.

Pour les lampes aux iodures métalliques la gradation de tension risque d'entraîner des problèmes d'allumage, de décrochages, de dérives de la température de couleur, de dégradation de l'indice de rendu des couleurs et une éventuelle réduction de la durée de vie des lampes. La variation de puissance n'est possible que pour certains types précis de lampes, et uniquement avec un ballast électronique adapté [16].

❖ Lampe à vapeur de sodium basse pression

Les lampes à vapeur de sodium sous basse pression (SBP) sont composées d'un tube à décharge plié en forme de U et enclos dans une ampoule externe tirée sous vide.

Ce type de lampe contient un mélange de vapeur de sodium et de gaz tels que le néon et l'argon qui produit une lumière orange monochromatique (de longueur d'onde 590 nm). Les caractéristiques de la lampe sont proches de celles des lampes fluorescentes, avec un très mauvais indice de rendu des couleurs compensé par la grande efficacité lumineuse (jusqu'à 180 lm/w) actuellement existante. A cause de cette propriété, elles sont longtemps été utilisées dans les endroits où l'entretien des luminaires est difficile ou indice de rendu des couleurs n'est pas nécessaire tel que (parkings, tunnels ...) [17].

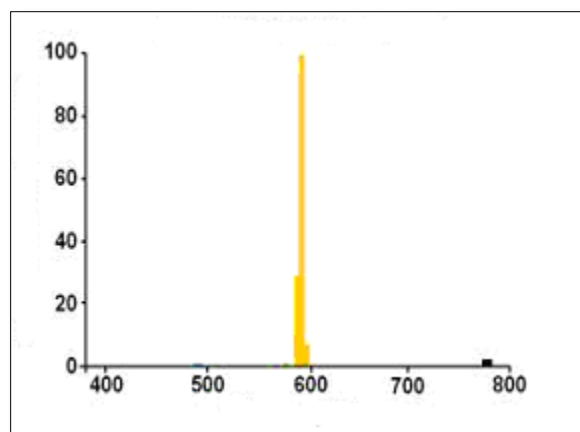


Figure I.8 Spectre du rayonnement émis par une lampe SBP.

Spectre d'une lampe au sodium basse pression : la bande jaune intense est due au sodium ; 90 % de la lumière visible de ce type de lampe est émise dans cette bande.

❖ Lampe à vapeur de sodium haute pression

Les lampes à vapeur de sodium sous haute pression (SHP) Plus économique que les lampes à vapeur de mercure tout en ayant un flux lumineux supérieur, elles se sont généralisées pour l'éclairage public dans les années 1980 avec la baisse du prix, l'optimisation énergétique et l'augmentation de la durée de vie. Elles utilisent d'autres composés chimiques pour des raisons pratiques. Cependant, seul le sodium est responsable de l'émission lumineuse, le xénon et le mercure ne servant qu'à permettre à la lampe de démarrer, et à fixer les bonnes propriétés électriques de la décharge.

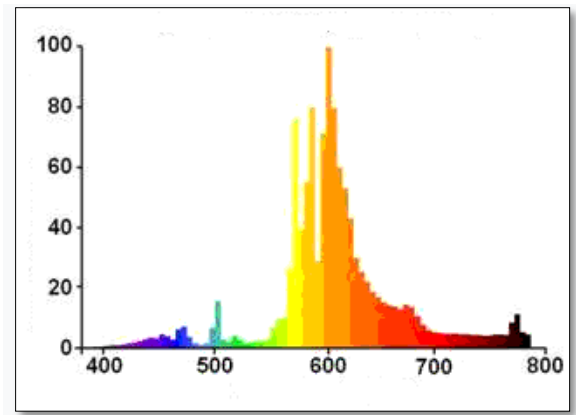


Figure I.9 Spectre du rayonnement émis par une lampe SHP.

A l'heure actuelle, il existe des lampes à vapeur de sodium haute pression avec un meilleur rendu des couleurs (de l'ordre de $Ra > 80$). Cette amélioration se fait au détriment de l'efficacité lumineuse : Sodium "blanche" ou Sodium "confort". Ces lampes ne sont pas disponibles chez tous les fabricants et dans toutes les gammes de puissance.

Pour les lampes sodium haute pression : la variation de la tension est possible uniquement si le ballast est ferromagnétique et la variation de puissance est possible avec un ballast électronique adapté.

Spectre d'une lampe à sodium haute-pression. La bande rouge-jaune correspond à l'émission du sodium ; la ligne turquoise est due à la décharge du sodium à basse pression, qui devient intense à haute pression. Les autres lignes (vert, bleu et violet) proviennent principalement du mercure [18].

I.4 Etude fondamentale des lampes à décharge

L'appellation 'lampe à décharge' regroupe les sources lumineuses dont la production de lumière ne vient pas ou pas seulement de la température des matériaux. La production de la lumière se fait lors principalement par des processus chimiques ou électriques. Comme nous l'avons vu plus haut, ces lampes se distinguent principalement par la pression de la nature de gaz qu'elles contiennent [19].

I.4.1 Notion de décharge

Plasma :

Le terme "plasma", introduit en physique en 1928 par le physicien Langmuir, désigne un gaz ionisé électriquement neutre. Le plasma constitue le quatrième état de la matière après l'état solide, l'état liquide et l'état gazeux, les molécules sont rapprochées les unes des autres ce qui donne au solide son caractère indéformable. Si on fournit de l'énergie, sous forme de chaleur par exemple, les molécules tentent de s'éloigner les unes des autres sans adopter de forme propre ; c'est l'état liquide. Si la chaleur augmente encore, le liquide se transforme en gaz et un gaz surchauffé forme un plasma, 4ème état de la matière où les électrons sont excités ou arrachés des atomes. L'ensemble des états cités est illustré sur la figure I.10 [20].

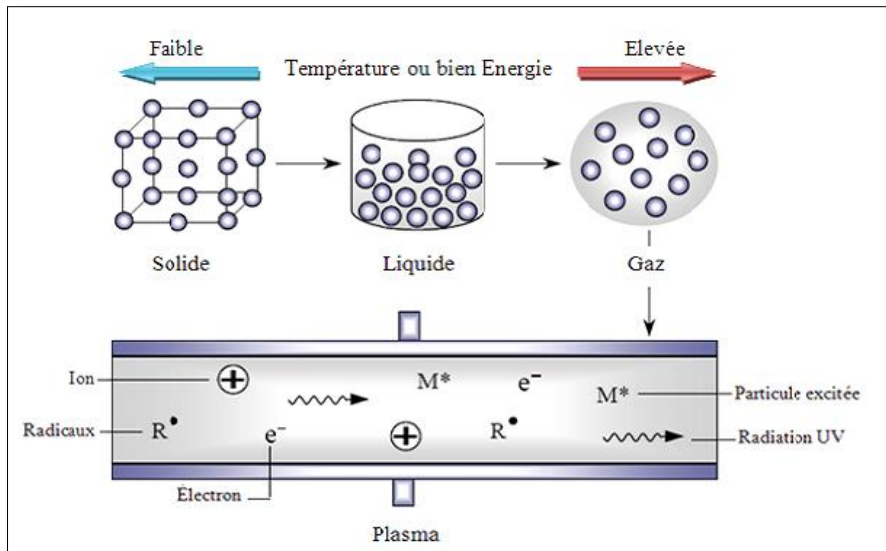


Figure I.10 : Représentation schématique des quatre états de la matière.

On appelle plasma un milieu gazeux partiellement ou totalement ionisé et globalement Neutre. On peut le trouver à l'état naturel (foudre, aurore boréale, etc . . .) ou, il peut être Créé quand un courant électrique traverse un gaz. [20]

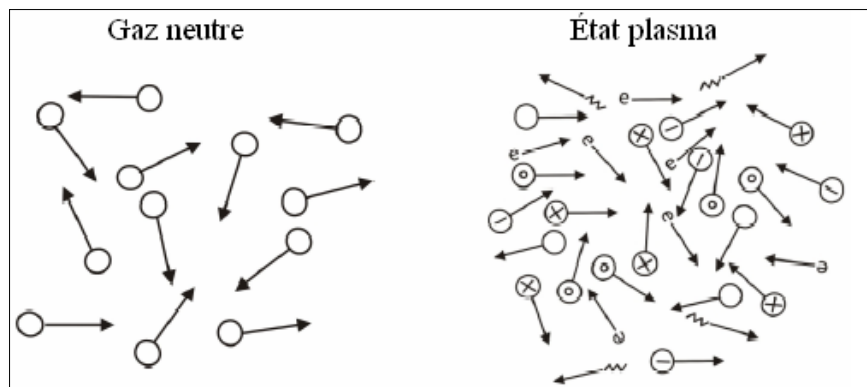


Figure I-11 : Schéma de la différence entre un gaz neutre et un plasma.

I.4.2 Degré d'ionisation

Le résultat d'une décharge dans un gaz est la production d'un gaz ionisé contenant un nombre d'électrons n_e , d'ion n_i et de molécules neutres n_0 par unité de volume.

On caractérise tout plasma par son degré d'ionisation donné par équation suivant :

$$\alpha = n / (n_0 + n) \quad (\text{I-5})$$

Avec :

n : densité des électrons ou des ions

n_0 : densité des molécules neutres.

Les valeurs du degré d'ionisation dans les divers types de gaz ionisés varient en pratique depuis des valeurs très faibles, jusqu'à l'unité. Quand le degré d'ionisation est égal à l'unité, c'est-à-dire on dit que le gaz est totalement ionisé ou qu'il constitue un plasma [21].

1.4.3 Décharge électrique :

Par ailleurs, les décharges électriques peuvent être définies comme étant des convertisseurs D'énergie. En effet, grâce aux collisions qui se produisent dans le gaz, l'énergie électrique Fournie par le champ électrique est transformée en rayonnement électromagnétique ou en Chaleur.

À chacune de ces quantités d'énergies correspond une radiation d'une certaine longueur d'onde, (la longueur λ) est liée à l'énergie perdue E par la relation :

$$\lambda = \frac{h \cdot c}{E} \quad \text{(I-6)}$$

h : étant la constante de Planck. ($6,626\ 070\ 040 \times 10^{-34}$ J.s,)

C : la vitesse de lumière (300.000 Km/s).

Si la radiation est visible, à la quantité d'énergie perdue correspond une lumière monochromatique [22].

I.4.4 Différents stades de la décharge

Les gaz sont connus par être des bons isolants. Cependant, lorsqu'un champ électrique leur est appliqué, une avalanche électronique peut être créée à partir d'électrons germes pour donner naissance à un courant électrique. C'est le phénomène de claquage.

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 donne l'allure générale. Il est illusoire de croire qu'un même dispositif expérimental permet de tracer la courbe $V=f(I)$ entre 10^{-12} et 10 A par exemple. Pour obtenir la courbe ci-dessous en totalité, il est nécessaire de faire varier tantôt V, tantôt I, tantôt les deux à la fois [10].

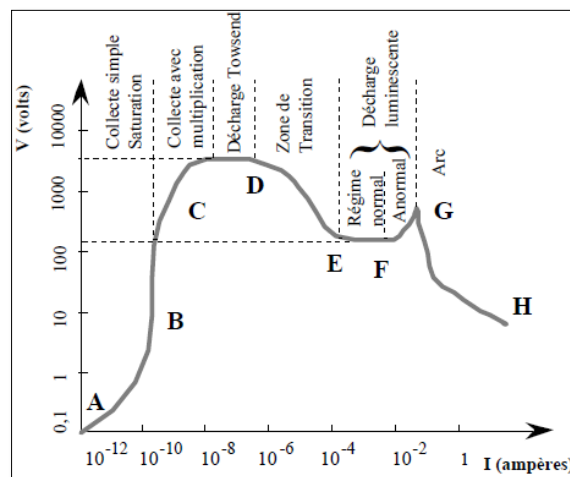


Figure I.12 Caractéristique courant tension d'une décharge.

La figure I.12 n'a aucune réalité physique dans son ensemble, mais 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. Un courant circule. En augmentant la tension, on arrivera à collecter une partie des électrons (partie A). Ensuite, suivra un phénomène de saturation pour le courant (partie B). Si nous arrêtons le processus extérieur, donc la production d'électrons, 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 de remplissage. 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, etc. De ce processus résulte une 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. La tension correspondant à ce phénomène 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. La région cathodique se comporte comme une décharge de Townsend. Bien que le courant continue de croître, la tension reste constante. La densité de courant à la cathode, invariante jusqu'alors, va augmenter lorsque la totalité de la surface de la cathode va être envahie par la décharge, on dit que la lueur cathodique présente un caractère anormal.

Régime d'arc : Par la suite, les ions perdent moins d'énergie par collisions et en fournissant davantage 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. La transition entre le régime de décharge luminescente anormale et le régime d'arc est due à l'apparition de nouveaux phénomènes d'émission électronique à la cathode quand la tension et le courant augmentent et au chauffage du gaz. L'émission s'effectue alors à partir d'une région très localisée sur la cathode et souvent très mobile appelé spot cathodique [19].

I.5 Bilan de puissance pour les lampes à décharge

Sur les figures est illustré le bilan d'énergie dans les lampes à décharge sodium haute pression 250W, et mercure haute pression 250 W respectivement. Comme on peut le constater, il n'y a qu'une partie de la puissance électrique fournie aux lampes qui est transformée en lumière visible. [23]

La puissance électrique injectée dans la lampe et la puissance rayonnée dans le visible, est partagée entre les pertes par radiation émises dans le domaine des UV et IR et la dissipation de chaleur due :

- ✓ au chauffage par conduction des parois de brûleur.
- ✓ aux pertes par effet joule aux électrodes.
- ✓ au phénomène de conduction et convection dans la décharge.

Lampe mercure haute pression 250 w					
Pertes aux électrodes 19 w		Puissance dans la colonne positive 231 w			
		Pertes non radiative 111 w	Puissance rayonnée 120 w		
			U.V. 45 W	Visible 37 w 13000 lm	I.R. 38 w
Chaleur dissipée 175 w					
Convection et conduction 46 w		Rayonnement Thermique 129 w			

Figure I.13 bilan énergétique dans une lampe à mercure haute pression 250 w .[23]

Lampe sodium haute pression 250 w					
Pertes aux électrodes 15 w	Puissance dans la colonne positive 235 w				
	Pertes non radiative 110 w	Puissance rayonnée 75 w			
		U.V. 1 W	Visible 74 w 30000 lm	I.R. 50 w	
Chaleur dissipée 126 w					
Convection et conduction 37w		Rayonnement Thermique 89 w			

Figure I.14 bilan énergétique dans une lampe SHP 250W.[23]

Ainsi, dans une lampe mercure haute pression de 250 W, seul 37 W, à peu près de 15% de la puissance électrique est transformée en lumière visible, et 74 W Jusqu'à 29% dans le cas de la lampe sodium haute pression de la même puissance. Par ailleurs, les pertes aux électrodes peuvent être réduites en baissant l'intensité du courant électrique fourni à la lampe. Quant aux pertes liées à la conduction et à la convection, elles peuvent être réduites en diminuant la longueur de tube décharge électrique (c'est-à-dire, en réduisant la distance entre les deux électrodes), puisque la puissance dissipée par unité de longueur reste presque constante [23].

I.6 Alimentation des lampes à décharge

Un autre point important dans les lampes à décharge, c'est leur alimentation. En effet, j'ai mentionné précédemment les différentes phases d'une décharge électrique à partir de la décharge non autonome jusqu'à le régime d'arc.

Nous avons abordé prochainement l'alimentation des lampes de façon générale, en mettant l'accent sur son alimentation en régime permanent et en omettant, volontairement, de parler de son amorçage. En effet, avant que la lampe atteigne un régime de fonctionnement stable, il faut, dans un premier temps, les amorcer en ionisant le gaz qui se trouve dans le tube à décharge de la lampe. Une fois la décharge amorcée elle se stabilisera, après quelques minutes la lampe prend sa température nominale. Dans ce qui suit, nous allons discuter brièvement le mode d'alimentation de la lampe.

I.6.1 Alimentation par source de tension

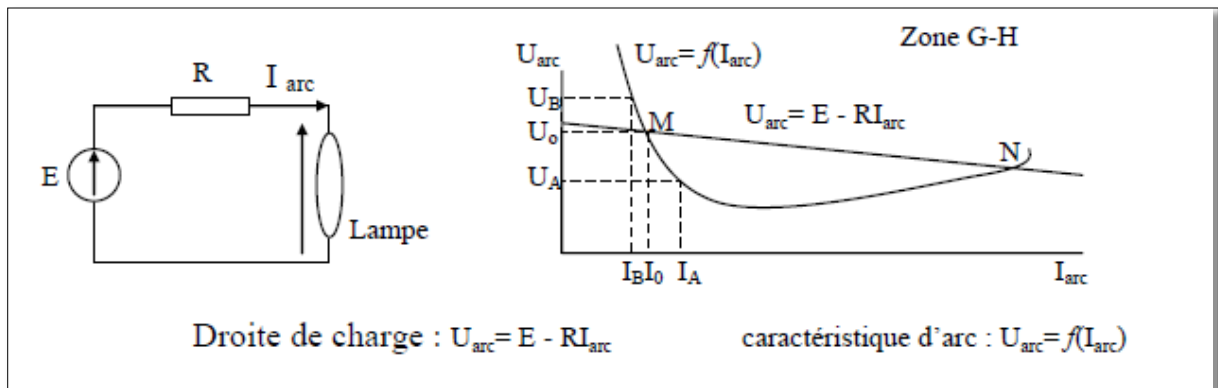


Figure I.15 : Montage en source de tension.

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 augmente encore. On se trouve alors dans la configuration de départ avec un courant $I + \Delta I$. Le système est instable, le courant augmente jusqu'à ce que la zone N soit atteinte.

Si la lampe est conçue pour fonctionner dans la zone M, il y a destruction de la lampe. Si la lampe est conçue pour fonctionner dans la zone N, le système atteint un état d'équilibre. Toutefois, même dans ce cas, de petites modifications de tensions vont entraîner de grandes variations de courant, ce qui est incompatible avec le bon fonctionnement de la lampe. Une diminution ΔI 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 $I - \Delta I$. Le système est instable, le courant diminue indéfiniment jusqu'à extinction de la lampe [24].

I.6.2 Alimentation par Source de courant

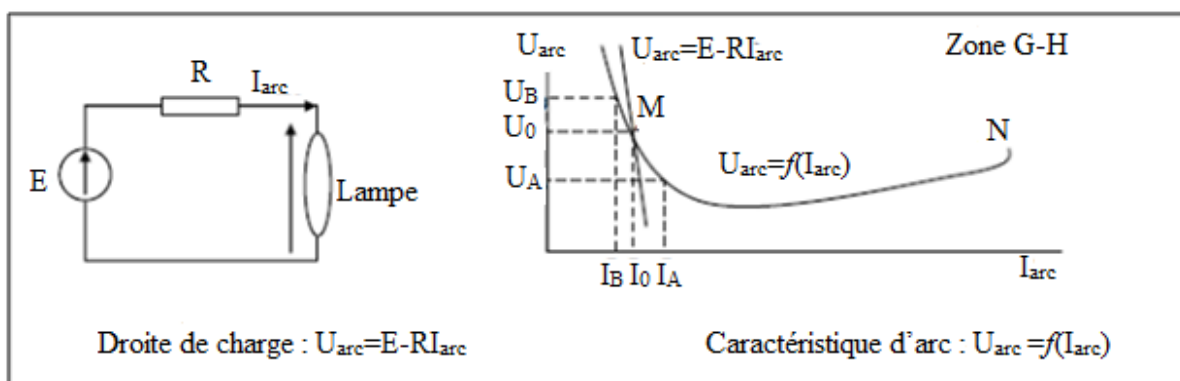


Figure I.16 : Montage en source de courant.

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 $U_{arc} > E - R I_{arc}$, pour rétablir ce déséquilibre le

courant diminue et tend à revenir rapidement vers le point de départ qui est alors un point d'équilibre stable.

Une diminution ΔI 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 $U_{\text{arc}} < E - RI_{\text{arc}}$, 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.

En résumé, pour alimenter une lampe à décharge de façon stable, une source de courant est conseillée pour laquelle la pente de la droite statique $U(I)$ de la source d'alimentation soit plus grande que celle de la lampe [24.]

I.7 Chiffres sur éclairage public

Aujourd'hui l'éclairage public à partir de réseaux électricité, représente dans un pays industrialisé environ 15 à 20% de la consommation d'énergie globale et plus de 40% de la consommation d'énergie dans un pays en voie de développement, et plus de 5% des émissions mondiales de gaz à effet de serre de (GHC). Le passage aux nouvelles technologies de l'éclairage permettrait de démunie la consommation d'énergie à 939 TWH par an et de réduire les émissions de CO_2 de 580 millions de tonnes par an [25] [26].

Pour cette raison, le remplacement des sources d'éclairage efficaces, telles que les diodes électroluminescentes LEDs, et les lampes à décharge sont de plus en plus utilisées comme une solution simple et peu coûteuse pour optimisation et de réduire la contribution des consommateurs d'électricité au éclairage public.

I.8 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes grandeurs photométriques utilisées en photométrie. Nous avons défini les sources de la lumière artificielle disponible. Les caractéristiques de la décharge électrique. Et ci que concerne les modes alimentations pour les lampes à décharges, nous pouvons retenir qu'une source de courant garantir la stabilité de son fonctionnement. Et pour leur bilan énergétique on a constaté, qu'une seule partie de la puissance électrique fournie aux lampes à décharge qui est transformée en lumière visible.

Chapitre II : Modélisation de la lampe à décharge alimentée par ballast électronique

II.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté les définitions de base utilisées en photométrie, se référant aux sources de lumière artificielle, et nous avons également présenté la famille des lampes à décharge. Nous avons également pu approximer le mode d'alimentation de ces lampes, la quantité caractéristique de décharge qui implique sa conversion en énergie lumineuse.

Dans ce chapitre, la première partie du chapitre traite de l'étude de la résonance acoustique des lampes Sodium Haute Pression. Stress, études théoriques : Nous allons d'abord passer en revue quelques-uns des fondements physiques qui permettent de formuler des modèles mathématiques des résonances acoustiques en montrant leurs forces et leurs faiblesses, et pourquoi une caractérisation expérimentale de ce phénomène est nécessaire. Si les résonances acoustiques font varier plusieurs paramètres de la décharge, nous nous intéresserons plus particulièrement dans cette thèse aux variations des grandeurs électriques de la lampe.

Ensuite, nous présenterons dans un premier temps les différents modes d'alimentation et les différentes structures de ballasts électroniques proposés dans la littérature au chapitre 2, nous détaillerons les caractéristiques de ces différentes alimentations, puis nous essaierons de synthétiser ces différentes solutions pour résumer sous forme de comparaison. Ces études bibliographiques nous conduiront à une synthèse de nouvelles propositions de construction simplifiée des ballasts, des onduleurs demi-pont plutôt que des alimentations en pont complet dans les solutions traditionnelles. Nos contributions concernent principalement les modèles d'approvisionnement et le contrôle des ballasts avec une sélection structurelle minimale.

Enfin, sur la base des conclusions précédentes, nous expliquerons notre proposition de sélection de ballasts électroniques, et la gradation de la lumière que nous faisons pour le niveau du ballast.

II.2 Résonances acoustiques

II.2.1 Définition

Lorsqu'une lampe à décharge haute pression est alimentée en haute fréquence, l'arc électrique dans Le brûleur parfois devient instable et détruit la lampe. Ces instabilités, sont prend le nom de résonance acoustique [9]. Elles peuvent se traduire par (le changement de la couleur de la lumière à cause d'un changement de l'équilibre chimique, une contraction de l'arc électrique, la fluctuation des paramètres électriques de la lampe, une érosion plus rapide des électrodes, réduisant ainsi la durée de vie de la lampe ...) [27] [28].

Donc une connaissance approfondie de ces fréquences de résonance, ainsi que des stratégies susceptibles de les éviter, sont très utiles aux concepteurs de ballast électronique Elles permettent de créer Des ballasts optimisés en fréquence, sans risque de réduction de la durée de

vie de la lampe en régime optimale aussi bien qu'en gradation. Dans cette optique, il nous a paru important d'identifier précisément l'emplacement de ces fréquences à risque dans le spectre, ainsi que leur répartition, afin de choisir la meilleure façon d'alimenter notre lampe à décharge.

Les fréquences de résonance acoustique sont fixées par taille de tube à décharge ainsi que le mélange gazeux. Comme nous le verrons par la suite, de par les écarts relatifs de précision en production concernant le dosage des composés du mélange et les ajustements géométriques, et de par l'influence du vieillissement, elles seront différentes d'une lampe à l'autre [24].

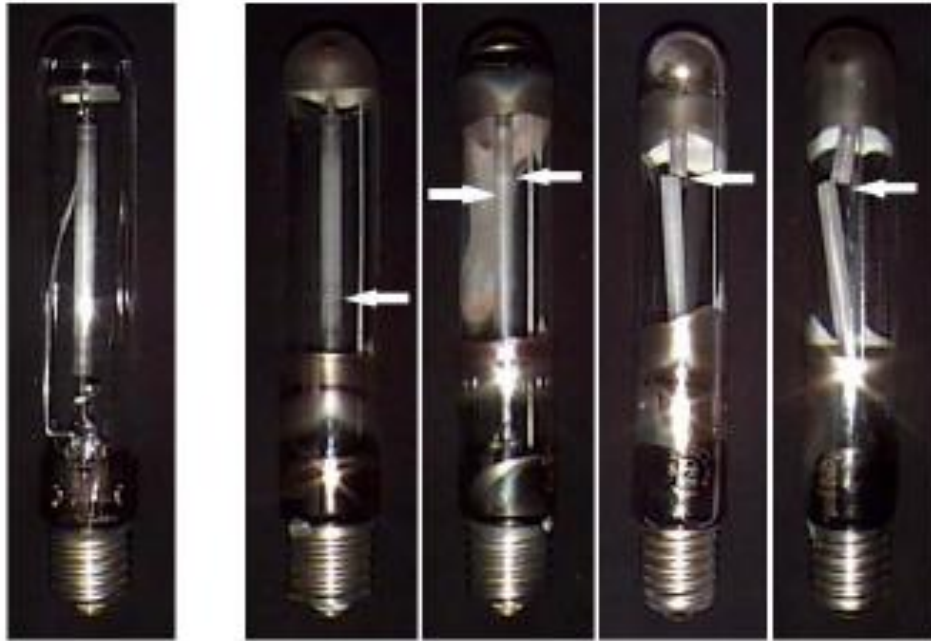


Figure II.1 Image d'une lampe HSP 400W intacte côté gauche, et des lampes endommagées par la résonance acoustique côté droit [10].

II.2.2 Modèle physique de la résonance acoustique

Le modèle physique de la résonance acoustique permet la prédiction des conditions d'excitation de résonance acoustique et la forme de l'arc. La décharge dans la lampe est considérée comme un plasma en Equilibre Thermodynamique Local (ETL). L'obtention du profil géométrique de la température du plasma est nécessaire pour la détermination des fréquences de résonance acoustique. Ainsi la modélisation du comportement de la décharge est possible à l'aide des lois de conservation (de la masse, de la quantité de mouvement et de l'énergie), couplées aux relations électriques et de rayonnement. Les termes d'amortissements peuvent être négligés. Ce qui nous amène à l'équation II-1 caractérisant la propagation des ondes de pression dans le plasma [29] [30]:

$$\frac{\partial^2 p}{\partial t^2} = (\gamma - 1) \frac{\partial N}{\partial t} + c_s^*{}^2 \Delta p \quad (\text{II-1})$$

P: est la variation de la pression autour de la valeur moyenne.

N: le terme source qui fait intervenir la puissance électrique injectée par unité de volume.

c_{s^*} : la vitesse du son moyen dans le plasma, cette quantité dépend de la température.

$$c_{s^*} = \sqrt{\frac{C_p}{C_v} \frac{R^* T}{M}} = \sqrt{\gamma \frac{R^* T}{M}} \quad (\text{II-2})$$

- T : température de la décharge unité en [K].
- M : masse molaire d'une molécule [Kg/mole].
- R : constante molaire (constante des gaz parfait) $R=8.314 \text{ J/mole.K}$.
- γ : le rapport des chaleurs spécifiques à la pression et au volume constant.

* Dans une cavité cylindrique la température n'est pas homogène donc il faut calculer la température moyenne dans le tube, qui donne une valeur de vitesse de son dans le plasma moyenne [9].

II.2.3 Calcule des fréquences de résonance acoustique

Après la simplification de l'équation II-1, car elle est très complexe et nécessite la connaissance d'un grand nombre de données et sa résolution est extrêmement difficile. A la fin on obtint une formulation connue sous le nom (équation de Helmholtz) de l'équation II-3, qui représente les oscillations périodique de pression obéissent à une équation de propagation dans un gaz chaud et pas ionisé [10].

$$\Delta p c_{s^*}^2 = \frac{\partial^2 p}{\partial t^2} \quad (\text{II-3})$$

Pour calculer ces fréquences de résonance acoustique, l'équation de propagation d'ondes sont utilisées dans un volume cylindrique représenté la décharge.

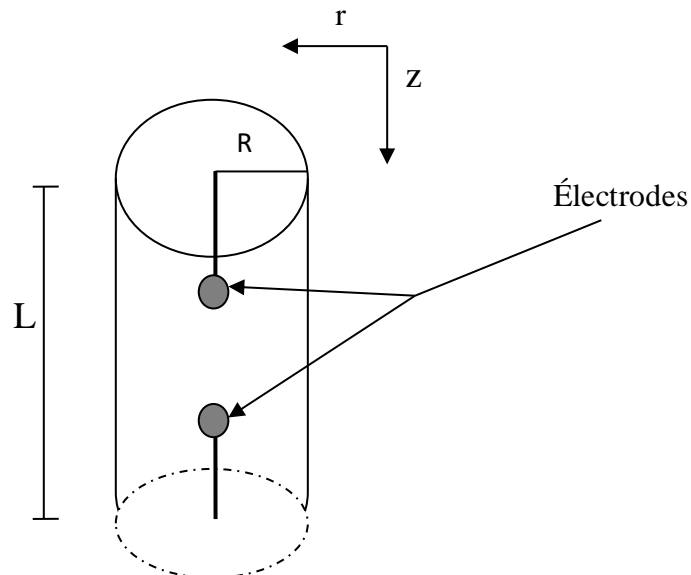


Figure II.2 Tube cylindrique qui représente la décharge

- L : la longueur de tube à décharge.
- R : le rayon de tube à décharge.

L'opérateur laplacien Δ est plus simple à prendre en cordonner cylindrique :

$$\Delta p = \frac{1}{r} \left[\frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial p}{\partial r} \right) + \frac{1}{r} \frac{\partial^2 p}{\partial \varphi^2} + r \frac{\partial^2 p}{\partial z^2} \right] \quad (\text{II-4})$$

Pour déterminer les fréquence : propre de résonance acoustique par le modèle physique dans un premier temps, nous considérons que la vitesse de propagation du son est constante, et la température est constante donc une célérité constante, avec cette condition l'équation est résolue dont les paramètres du cylindre [R : le rayon , L : la longueur].

L'expression de la pression en fonction de temps est donnée par : $p(t) = P * e^{-j\omega t}$

Par méthode de séparation de variable on a :

$$p(r, \varphi, z, t) = p \cos\left(\frac{\omega z}{c_s^*} Z\right) \cdot J_n\left(\frac{\omega r}{c_s^*} r\right) \cos(n\varphi) e^{-j\omega t} \quad (\text{II-5})$$

- Z, r, φ : sont les coordonnées cylindrique .
- J_n : est la fonction de bessel d'ordre n
- ω : célérité propre de propagation , $\omega = \sqrt{\omega_z^2 + \omega_r^2}$

Dans une cavité cylindrique représenté trois différents types d'oscillations périodiques [24] :

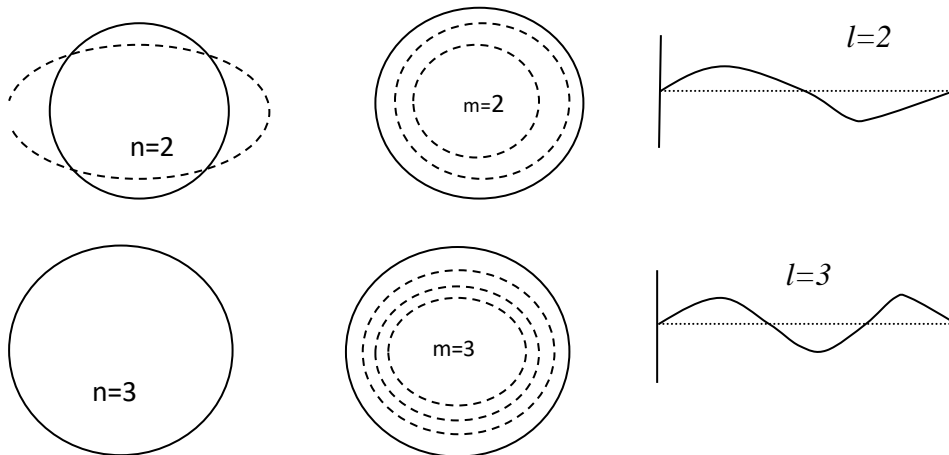


Figure II.3 Les trois différents types d'oscillations pouvant apparaitre dans une cavité cylindrique

l : le nombre l déterminé la périodicité dans la direction axial Z. C'est $n=0$ et $m=0$ on parlera de résonance (axiale).

n : le nombre n déterminé la périodicité dans la direction azimutale. C'est $l=0$ et $m=0$ on parlera de résonance (azimutale).

m : le nombre m déterminé la périodicité dans la direction radial. C'est $n=0$ et $l=0$ on parlera de résonance (radiale).

Avec :

$$f_{nm} = \left(\frac{a_{nm} c_s^*}{R \cdot 2\pi} \right) : \text{fréquence de résonance transversale.} \quad (\text{II-6})$$

$$f_l = \left(\frac{1 c_s^*}{2 \cdot L} \right) : \text{fréquence de résonance axial.} \quad (\text{II-7})$$

$$f_{nml} = \sqrt{\left(\frac{a_{nm} c_s^*}{2\pi \cdot R} \right)^2 + \left(\frac{1 c_s^*}{2 \cdot L} \right)^2} : \text{fréquence de résonance globale.} \quad (\text{II-8})$$

a_{nm} : désigne Premières Racines de la dérivée de la fonction Bessel. Les valeurs de a_{nm} et représenté sur le tableau dans l'annexe.

Quelques fréquences de résonance acoustique déterminées par le modèle physique De notre lampe OSRAM SHP 150W avec un tube à décharge de rayon $R=2.5\text{mm}$, et de longueur $L=8\text{cm}$, pour une température dans le plasma moyen : $T=2000\text{ K}$.

$$f_{0.0.1} = \frac{1 \cdot c_s^*}{L \cdot 2} = 2.94 \text{ KHz.}$$

$$f_{0.0.2} = \frac{1 \cdot c_s^*}{L \cdot 2} = 5.88 \text{ KHz.}$$

$$f_{0.0.10} = \frac{1 \cdot c_s^*}{L \cdot 2} = 29.375 \text{ KHz.}$$

$$f_{1.0.0} = \frac{a_{10} \cdot c_s^*}{R \cdot 2 \cdot \pi} = 55.09 \text{ kHz.}$$

$$f_{1.1.0} = \frac{a_{11} \cdot c_s^*}{R \cdot 2 \cdot \pi} = 79.11 \text{ KHz.}$$

$$f_{0.1.0} = \frac{a_{01} \cdot c_s^*}{R \cdot 2 \cdot \pi} = 112.56 \text{ KH.}$$

Remarque : Par conséquent, en raison des tolérances de fabrication, nous pouvons avoir des fréquences de résonance acoustique légèrement différentes pour des lampes du même type et du même fabricant. Cela peut être important si les lampes sont fabriquées par différentes marques en raison de la taille géométrique de leur tube à décharge (L, R) et de la dose de gaz sélectionnée dans la décharge.

En fait, la résonance acoustique est un problème très complexe. Jusqu'à présent, en physique des plasmas, les chercheurs n'ont pas été en mesure de proposer un modèle complet qui doit inclure tous les processus physiques présents dans la décharge. Pour détecter son apparition, nous utilisons généralement un modèle simple et facile à mettre en œuvre.

II.3 Modèle de la résistance de la lampe

Les lampes à décharge à haute intensité sont des systèmes complexes. En physique des plasmas, un modèle complet doit inclure tous les processus physiques présents dans la décharge, ainsi que les changements d'état de toutes les espèces chimiques présentes. à ce jour, il n'a pas été possible d'obtenir un modèle aussi simple et facile à mettre en œuvre en raison de la complexité du phénomène (physique - interactions chimiques) dans le rejet. Dans ce cas, le modèle dynamique peut être remplacé par un modèle statique représentant la conductance de la lampe.

II.3.1 Intérêt de la haute fréquence pour la lampe à décharge

La Figure II.4 présente les formes d'onde de la tension et du courant pour une lampe à décharge à 50 Hz et 60,1 kHz. Comme nous l'avons remarqué sur cette figure, à mesure que la fréquence augmente, la forme d'onde de tension aux bornes de la lampe se rapproche d'une forme quasi-sinusoïdale. Les pics de réamorçage apparaissent à 50 Hz tous les demi-cycles et disparaissent à 60,1 kHz.

Notons qu'avec une alimentation à haute fréquence pour les lampes à décharge, 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 fréquence permet donc d'augmenter le rendement énergétique de l'ensemble lampe-ballast [31] [32].

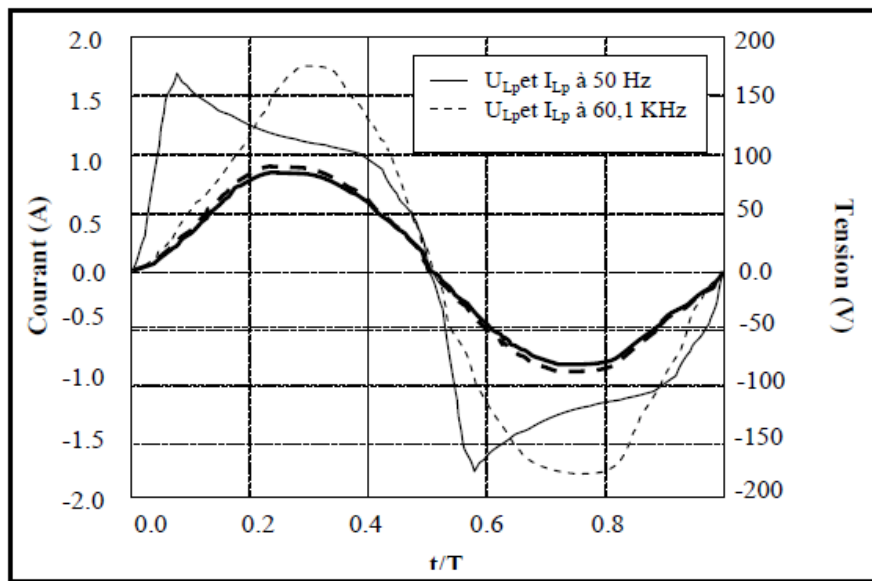


Figure II.4 Allure des tensions et des courants d'une lampe à décharge à 50Hz et 60.1 KHz.

Une lampe à décharge est une charge non linéaire, qui même alimentée sous une Tension sinusoïdale, génère des courants non – sinusoïdaux sur le réseau. De manière Générale, nous pouvons dire que, lorsque l'on passe de 50 Hz à quelle que dizaine de 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.

II.3.2 Ballast ferromagnétique (alimentation à 50 HZ)

Les ballasts électromagnétiques (appelés aussi «inductifs» ou «conventionnels») permettent aux appareils les plus simples et les plus anciens d'être de type magnétique. Utilisé historiquement pour limiter l'intensité électrique afin de ne pas endommager la lampe et participer à l'allumage. Pour la plupart des lampes à décharge alimentées par le secteur (230V-50Hz ou 110V-60Hz)). Le ballast ferromagnétique est simple à fabriquer, et se compose alors d'un enroulement de cuivre autour de tôles magnétiques, d'une durée de vie de 10 ans, et le prix n'est pas cher, mais le rendement n'est pas élevé, il est donc de moins en moins utilisé dans l'éclairage professionnel. Tout d'abord, il provoque une surconsommation de l'ordre de 20% de la puissance nominale de la lampe du fait de la résistance ohmique de la lampe. Ensuite, parce qu'il

contient une ferrite pour augmenter son inductance, il est lourd et encombrant, et dans de nombreux cas il contient du plomb.

La connexion en série d'un élément inductif dans un circuit purement résistif entraîne un déphasage entre le courant et la tension, qui est à l'origine de la puissance réactive dans les réseaux urbains. Pour augmenter ce $\cos(\varphi)$, un condensateur de compensation est connecté en parallèle avec le ballast. Mais les condensateurs électrolytiques ont une durée de vie courte, en particulier lorsqu'ils sont exposés aux conditions climatiques changeantes et, dans certains cas, extrêmes, des villes. Donc quitte à remplacer l'élément capacitif tous les 10 ans, le $\cos(\varphi)$ global du système ne fera que se dégrader avec le temps [34] [35] [10].

La figure II.5 représente les formes d'ondes d'une lampe à Sodium SHP 150W à 50Hz. (a) courant (x100) et tension en fonction du temps. (b) tension en fonction du courant.

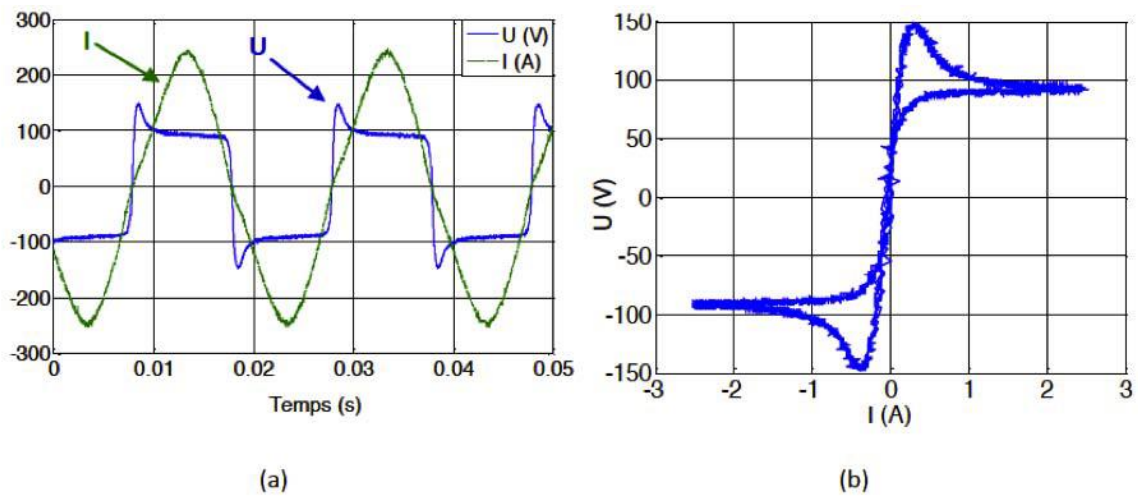


Figure II.5. Formes d'ondes de la lampe Sodium 150W à 50Hz. (a) courant (x100) et tension en fonction du temps. (b) tension en fonction du courant [10].

II.3.3 Ballast électronique (alimentation en haute fréquence)

Les ballasts électroniques ou ballasts haute fréquence fonctionnent à des fréquences bien supérieures qu'aux 50 Hz des ballasts ferromagnétiques. Ce type de ballast présente de nombreux avantages dont la consommation d'énergie, la durée de vie prolongée de la lampe et une très bonne compensation de déphasage ($\cos\Phi$).

De plus, il réduit le scintillement (moins de fatigue oculaire) et ce ballast coupe automatiquement l'alimentation d'une lampe défectueuse et évite son clignotement en fin de vie et également le "bourdonnement" qui peut apparaître avec les ballasts magnétiques, plus possibilité de varier la puissance de la lampe [19] [36].

La Figure II.6 montre les formes d'onde du courant x(100) et de la tension en fonction du temps pour une lampe au sodium de 150 W à 10 kHz (a). (b) la tension en fonction de courant.

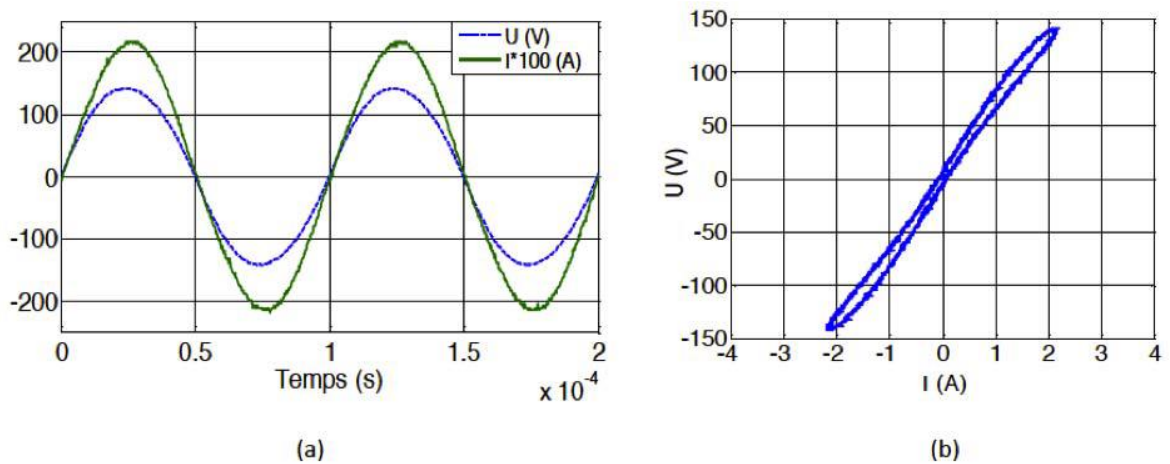


Figure II.6 Formes d'ondes de la lampe Sodium 150W à 10 kHz. (a) courant x(100) et tension en fonction du temps. (b) tension en fonction du courant [10].

Sur la caractéristique dynamique de tension et courant en fonction de temps a la Figure II.6 (a). On constate donc que la tension est sinusoïdale et qu'il n'y a plus de pic de réamorçage. De plus, les caractéristiques dynamiques de tension en fonction de courant sur la figure II.6 (b) ont tendance à être linéaires, réduisant la non-uniformité observée dans le cas de l'alimentation utilisant des ballasts ferromagnétiques.

Ces changements de caractéristiques des lampes sont dus au fait que la fréquence d'alimentation dépasse une valeur critique située autour du quelle que dizaine de KHz. Cette valeur correspond en fait au temps caractéristique du plasma et est liée au phénomène de diffusion bipolaire, qui garantit une électrification locale dans le plasma lors du déplacement de deux porteurs de charge (électrons et ions) de masses différentes.

Enfin, les ballasts électroniques ont un meilleur rendement énergétique, et l'obtention d'un état 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.

II.3.4 Modèle linéaire de la lampe

Les physiciens du plasma utilisent le terme conductance pour le passage de courant entre les électrodes de la lampe, tandis que les électrotechniciens parlent de résistance ou d'impédance.

La dernière Figure II.7 a été présentée par [37] [38]. Nous observons que dans notre cas, la conductance de la lampe à décharge SHP150W est alimentée par un ballast électronique, pour des puissances comprises entre 150W et 68W la caractéristique dynamique de puissance en fonction de la tension de la lampe peut être considérée comme linéaire, permettant ainsi à la conductance interne du plasma d'être corps agit comme un modèle linéaire, avec des caractéristiques électriques purement résistives.

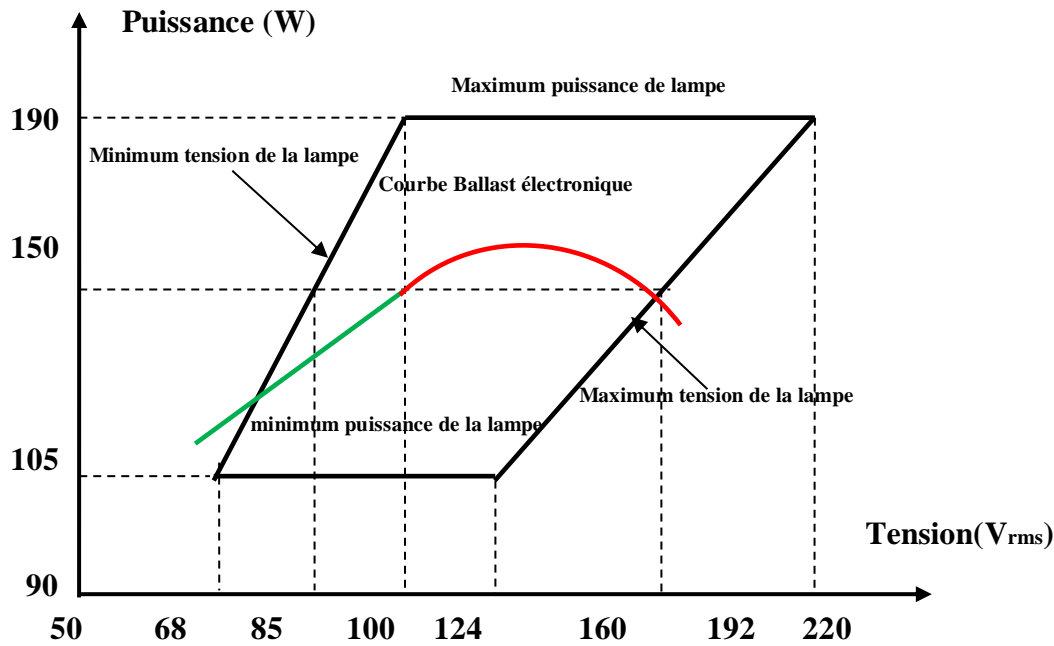


Figure II.7 Caractéristique P(V) pour une lampe HSP 150w alimentée par ballast électronique [37].

Nous rappelons également que ce modèle ils ont été établis uniquement pour un fonctionnement en régime permanent de la lampe et ne concernent pas le régime transitoire. (phase d'amorçage).

En effet, la résistance de la lampe se modélise alors de manière simple par l'équation suivante :

$$R_{Lp} = (U_{arc} - E_{Lp}) / I_{arc} \quad (II-9)$$

Avec :

- U_{arc} = tension aux bornes de la lampe
- I_{arc} = courant traversant la lampe
- R_{Lp} = résistance interne du plasma
- E_{Lp} = chute de tension simplifier aux électrodes

Dans le cas de notre lampe alimenté par ballast électronique LC_sC_p , pour une lampe sodium haute pression SHP150W On aura un peu prêt :

$$R_{lp} = 60 \text{ ohm} , \text{ et } E_{lp} = 10v.$$

II.4 Différents ballasts électroniques

Ces dernières années, les ballasts électroniques haute fréquence pour les lampes à décharge ont été introduits comme alternative aux ballasts magnétiques en raison de leur efficacité élevée du système (facteur de puissance amélioré), de leur faible poids, de leur intensité lumineuse par watt produit , de leur longue durée de vie, de la fonction de réglage de l'éclairage (dimming), pas de lumières scintillantes en raison de la fréquence de fonctionnement

élevée, pas de bruit audible, en plus des aspects techniques et des exigences, une attention particulière doit être portée au coût des ballasts électroniques.

Pour notre travail, parmi les ballasts électroniques présentés, nous avons trouvé pas mal de circuits servant à alimenter des lampes à décharge de faible et moyenne puissance. Bientôt nous référencerons et définirons quelle que type de ce dernier.

II.4.1 Ballast électronique de type de Push-Pull (onduleur) à résonance parallèle :

Les Ballast électronique du type push-pull à circuit résonant parallèle, principalement destiné à l'alimentation de lampes à décharge en très haute fréquence > 200 KHz. Cette structure permet d'isoler galvaniquement le circuit, Par conséquent, à l'entrée de l'onduleur en demi-pont, la commutation et l'onde carrée et la tension sinusoïdale au niveau de la sortie sont indépendantes de la charge.

Le bobinage primaire de N_1 spires est constitué de deux demi-bobinages identiques. Le bobinage secondaire comporte N_2 spires. Pour rapport de transformateur $n = n_2 / (2n_1)$.

La figure II.8 montre la structure d'un ballast électronique push-pull à circuit résonnant parallèle, Et figure II.9 illustre, en concordance de temps, la tension et le courant (a) d'une lampe à décharge fluorescent 40w, et (b) d'une lampe à décharge iodure métallique de 100 W alimentée par cette dernière [39].

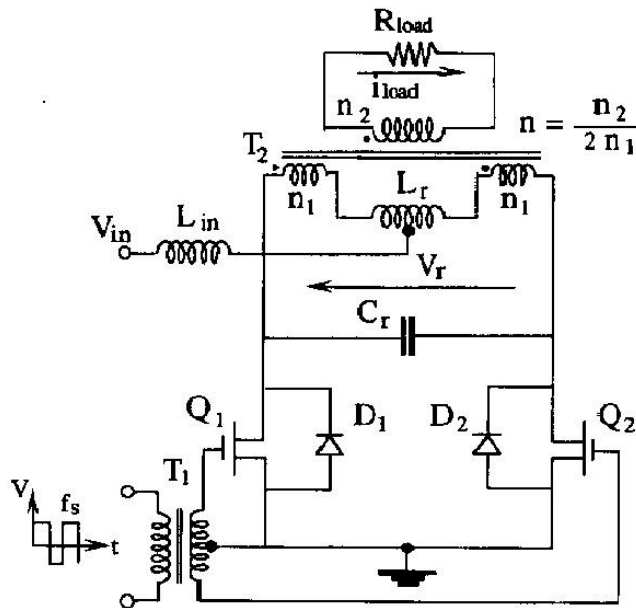


Figure II.8 Schéma d'un ballast électronique de type push-pull de circuit à résonance parallèle [39].

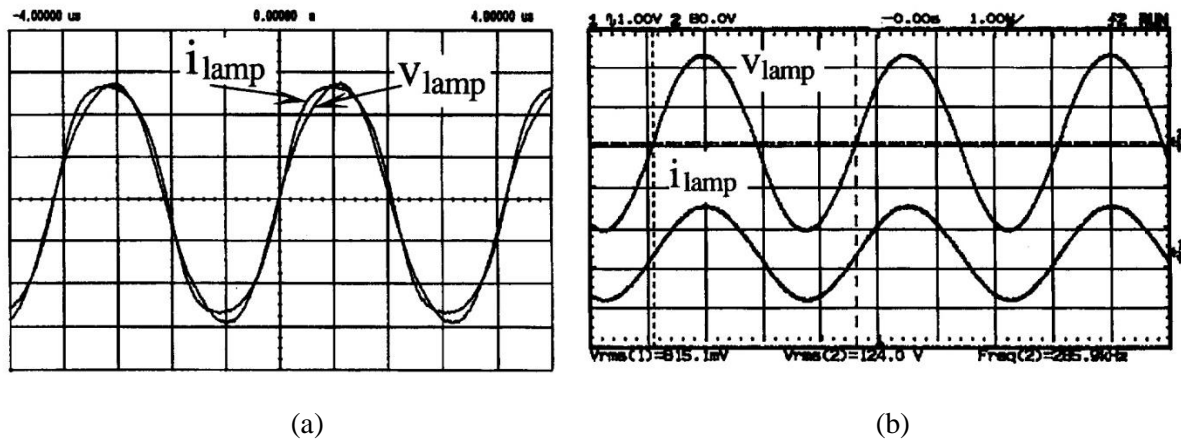


Figure II.9 Formes d'ondes tension et courant en fonction de temps. (a) lampe à décharge fluorescent 40w. (b) lampe à décharge iodure métallique HM (100 W) [39].

L'avantage de cette alimentation repose sur la mise à zéro de la tension, ce qui augmente l'efficacité du circuit et faible amplitude de la source de tension nécessaire pour fournir une charge plus élevée et plus la lampe alimentée est comme une charge linéaire et purement résistive.

Par contre ce type de ballast présente plusieurs inconvénients, le circuit comporte plusieurs composants passifs, avec des tailles plus importantes pour ces composants, et dans la réalité, les inductances de fuite du transformateur peuvent engendrer des fortes surtensions donc il convient de protéger les interrupteurs Q1 et Q2.

II.4.2 Ballast électronique à alimentation en créneau basse fréquence :

Le ballast électronique à alimentation basse fréquence est utilisé pour alimenter une lampe à décharge en créneau, le circuit de ballast est alimenté par onduleur à pont complet. L'intérêt de cette alimentation réside dans le découpage à basse fréquence des deux premiers interrupteurs (150 Hz), qui combinée simultanément avec un découpage haute fréquence des deux autres interrupteurs (100 KHz). Le signal est ensuite coupé de manière modulée en impulsions (modulation de largeur d'impulsion, PWM) [40].

La figure II.10 présente la structure de ballast électronique à alimentation basse fréquence. L'interrupteur au primaire (M1 et M2) commute en basse fréquence, et les interrupteurs au secondaire (M3 et M4) commutent en haute fréquence. Et la figure II.11 en concordance de temps la tension et le courant en basse fréquence au borne dans la lampe à décharge de type CMH 70 W, qui alimenté avec le ballast [41] [9].

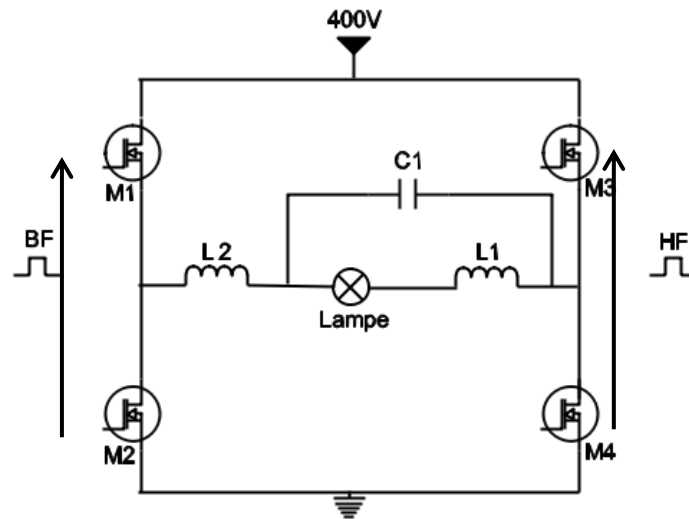


Figure II.10 Ballast électronique à alimentation en créneau à basse fréquence [9].

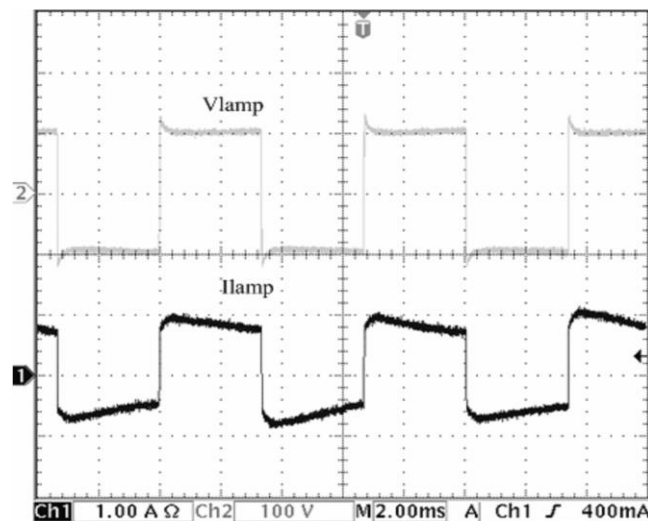


Figure II.11 Formes d'ondes de la lampe CMH (70W) tension et courant en fonction de temps délivrés par le ballast électronique [42].

L'avantage de cette alimentation par rapport aux autres ballasts est que l'inductance placée naturellement en série avec la lampe assure une haute impédance grâce à l'effet inductif des deux inductances, maintenant ainsi la stabilité du courant lors du fonctionnement en décharge en boucle ouverte, et l'alimentation en créneau de courant produit une puissance instantanée constante sans harmoniques, évitement complètement des résonances acoustiques.

II.4.3 Ballast électronique à alimentation Flyback ;

Un convertisseur flyback est une alimentation à découpage qui a généralement une isolation galvanique entre l'entrée et la sortie. Le schéma de base est le même qu'un convertisseur abaisseur-élevateur qui remplace l'inductance par un transformateur. Les convertisseurs Flyback sont sans aucun doute les structures les plus couramment utilisées dans l'industrie. Il est généralement réservé aux applications de faible puissance. Egalement utilisé pour alimenter les

lampes à décharge en créneau BF, le schéma de base d'un ballast électronique à alimentation Flyback est illustré à la Figure II.12. L'interrupteur au primaire commute en haute fréquence (40KHZ) et les deux interrupteurs au secondaire commutent en basse fréquence (400HZ).[43]

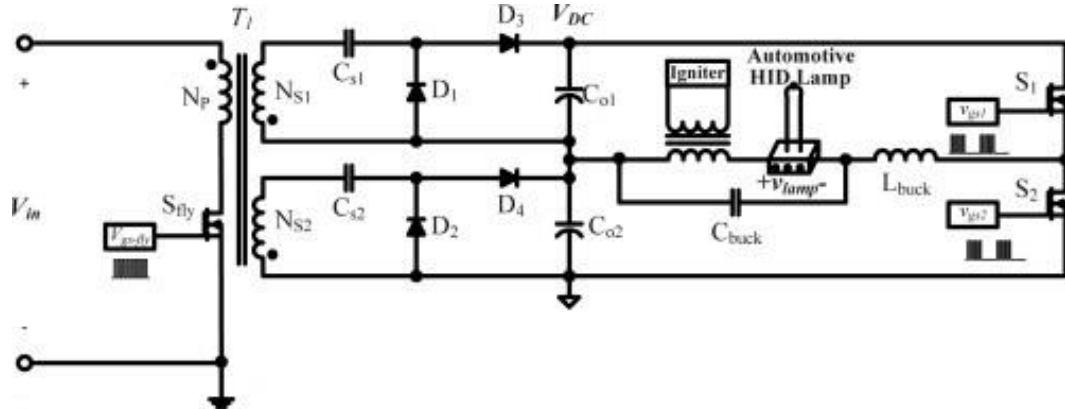


Figure II.12 Circuit d'un Ballast électronique à alimentation Flyback [43].

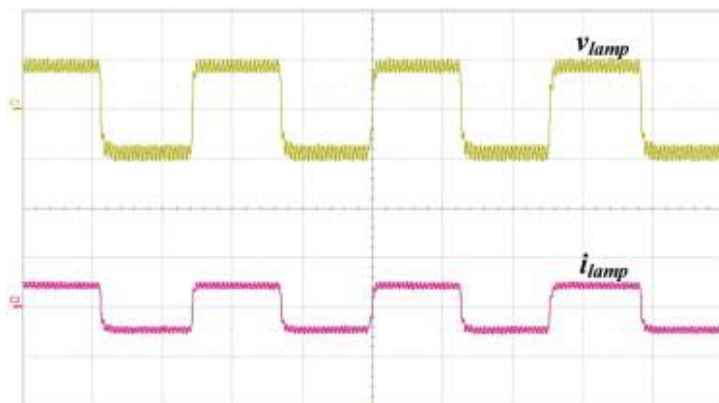


Figure II.13 Forme d'ondes de la tension lampe (100V/div) et du courant lampe (1A/div) d'une lampe HM 35W [44].

Contrairement à certains types de ballasts, le Flyback fournit alors une puissance constante à la charge. C'est notamment le cas des alimentations pour lampes à décharge, telles que les lampes aux halogénures métalliques, dont la puissance doit rester constante tout au long de leur durée de vie, et la tension d'arc augmente en fonction de l'usure des électrodes. Le convertisseur est donc particulièrement simple puisqu'il ne nécessite aucune régulation de puissance. Il n'y a donc pas de risque d'instabilité de régulation liée aux caractéristiques dynamiques de la lampe, notamment du fait de la résistance négative de l'arc lors de la phase d'amorçage. La Figure II.12 montre les ondes carrées BF du courant et de la tension pour une lampe à décharge MH de 35 W.

II.4.4 Ballast électronique à alimentation créneau en haute fréquence

Une notre ballast électronique proposé, qui alimenté les lampes à décharge en créneau en haute fréquence. Sur la figure II.14 (a) et (b) présenté les différentes structures pour ce type

d'alimentation. Nous rappelons également qu'avec ce type d'alimentation en pratique expérimentale l'amorçage est fait avec un circuit externe [45].

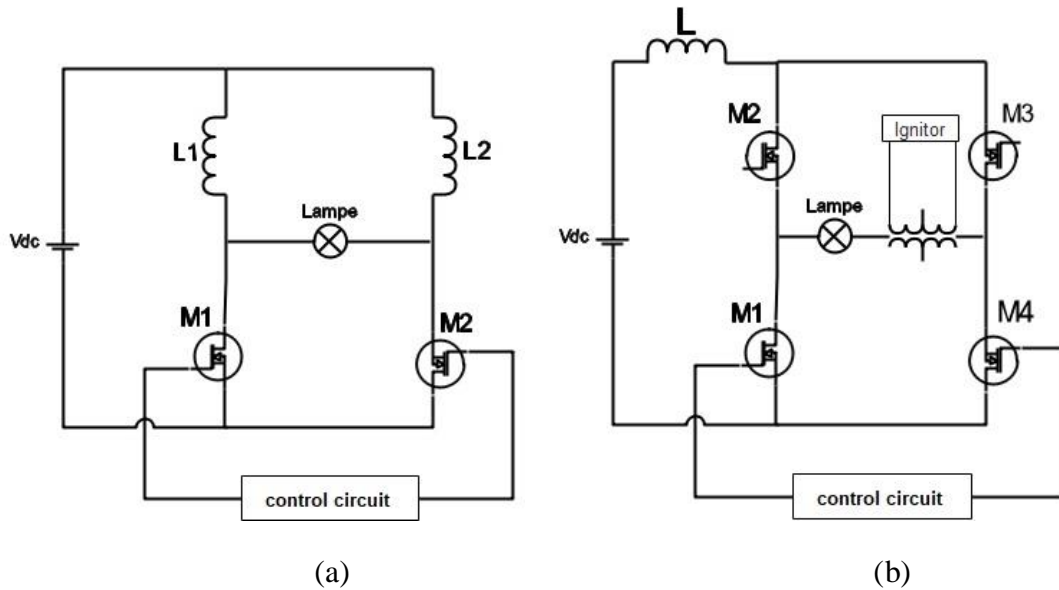


Figure II.14 Schéma d'alimentation en créneau HF, (a) schéma en demi pont, (b) schéma en pont complet [45].

Pour le ballast illustré par la figure II.14(a), la première configuration de ce type, au début, l'interrupteur (M1) est fermé, l'interrupteur (M2) est ouvert, et l'inductance L1 est chargée linéairement avec un tension constante lorsque l'inductance L2 est déchargée à travers la lampe, et lorsque les deux interrupteurs (M1 et M2) sont fermés, les deux inductances sont chargées linéairement et le courant de la lampe est nul, en mode 3, lorsque M1 est ouvert et M2 est fermé, l'inductance L2 se charge linéairement avec une tension constante, tandis que l'inductance L1 se décharge à travers la lampe. Cette structure et travaille A une fréquence de puissance très élevée, sélectionnable entre (20 KHz, 100 KHz). Pour la deuxième configuration représentée sur la Figure II.14 (b), il s'agit d'un onduleur complet avec 4 interrupteurs et une inductance pour assurer la symétrie du courant [46].

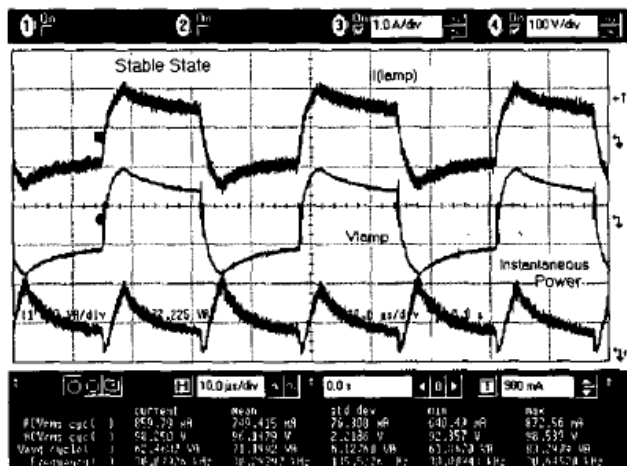


Figure II.15 Résultat expérimental de la tension, puissance et du courant d'une lampe HM 70W pour la structure de (a) [45].

Cette structure est simple et l'avantage de ce circuit est que le nombre de composants est réduit et que la puissance dans la lampe est presque constante. Par contre il y a des inconvénients, le circuit nécessite une très grande inductance ($<12\text{ mH}$) pour amortir l'ondulation de courant dans la lampe, et il est difficile d'avoir un puits de courant avec un rapport cyclique exactement égal à 50%.

II.4.5 Ballast électronique de type LCC et LC

Les articles [37] [38] ont présenté les structures des ballasts électronique LCC et LC. L'objectif de ces ballasts est d'alimenter des lampes à décharges, faible et moyen puissance à base de l'électronique de puissance et asservissement présentant les propriétés des circuits résonants LCC selon leur comportement sous des sources très variables ou une charge à différentes fréquences de commutation. Les paragraphes ci-après décrivent la structure des ballasts, leurs avantages et leurs inconvénients. La figure II.16 explique clairement le principe de fonctionnement et les types de branchement de ces derniers.

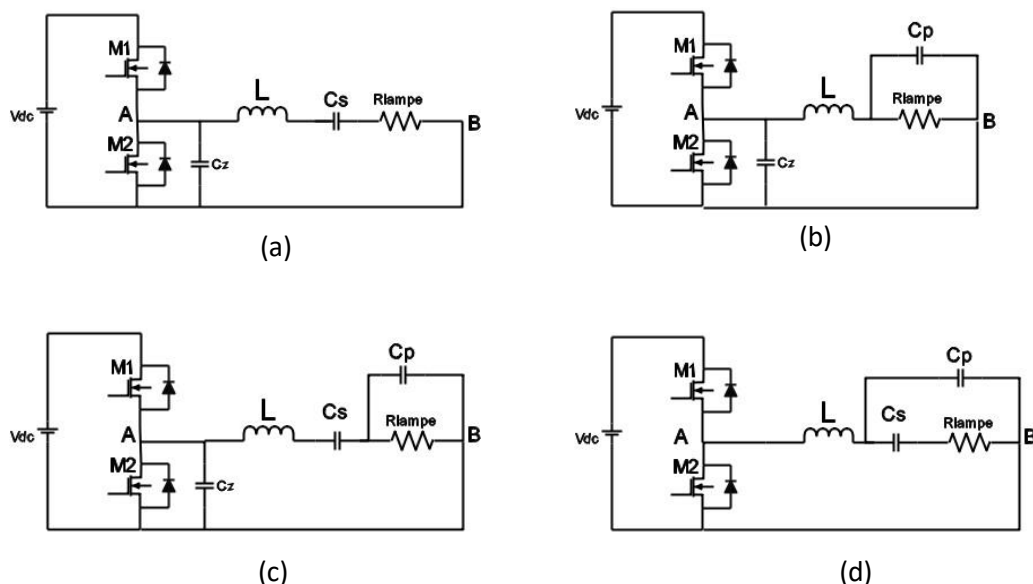


Figure II.16 Schéma des ballasts électroniques Class D type LCC :
 (a) Série, (b) parallèle, (c) Série-parallèle et (d) Parallèle-Séries.

La figure II.16 montre les quatre types de ballast électronique LCC dans leur version classe D dans son application la plus courante. Le développement de l'électronique de puissance et la réduction des coûts de fabrication des composants de puissance, grâce à la maîtrise et à l'optimisation des procédés de fabrication, ont permis le développement des ballasts électroniques. L'utilisation de ces ballasts pour le fonctionnement des lampes à décharge haute pression s'est généralisée et ils remplacent progressivement les ballasts ferromagnétiques. En effet, l'avantage le plus important des ballasts électroniques LCC, qui a permis leur développement, réside dans la possibilité qu'ils offrent de faire fonctionner les lampes à haute fréquence.

Comme nous l'avons mentionné dans ce chapitre, l'utilisation d'une alimentation à haute fréquence augmente considérablement le rendement du couple ballast-lampe et annule les effets indésirables causés par les alimentations inductives. Cependant, l'alimentation haute fréquence présente un autre avantage aussi : "la réduction des coûts de fabrication des ballasts" [47].

Parmi les ballasts électroniques commerciaux dans la plage de puissance entre 70 à 250W en cette méthode peut être utilisée pour alimenter les lampes à vapeur de sodium. La topologie LCC est largement reconnue comme la plus avantageuse et les plus utilisés, du fait de leur simplicité et le nombre réduit de composants passif, plus la réduction spectrale de puissances harmoniques. Le circuit LCC est particulièrement utilisé dans le ballast des lampes fluorescentes et des lampes à décharge de faible puissance.

Les circuits résonnants LCC montrent leur principale faiblesse dans les applications où il existe de grandes variations de la tension de fonctionnement d'entrée ou de sortie. Si le réservoir est correctement conçu, la "commutation à zéro de tension" peut être maintenue même en présence de variations de tension assez importantes, mais cela implique une réduction des avantages par rapport à d'autres topologies, en raison de l'impact négatif sur les coûts et les performances que cela implique [48].

II.5 Etude du ballast électronique utilisé

II.5.1 Principe

Nous avons précédemment identifié la meilleure forme d'alimentation d'une lampe à décharge. L'article [37] a déjà développé une architecture de ballast électronique de type $L_s C_s C_p$ qui répond à nos besoins. Nous capitalisons sur ce travail en améliorant certains points.

Ce type de ballast électronique permet d'alimenter une lampe à décharge grâce une commande appliquée à travers un circuit à semi-conducteur. Il convient de noter que le filtre du ballast $L_s C_s C_p$ (série-parallèle) de classe D peut être un filtre passe-bas en mode d'amorçage et un filtre passe-bande en mode de régime permanent, en fonction la variation de la résistance de la lampe. Le ballast est alimenté avec un onduleur en demi-pont. Ce type de ballast est particulièrement utilisé pour alimenter les lampes à décharge de faible et moyenne puissance.

La figure II.17 montre le schéma du ballast proposé.

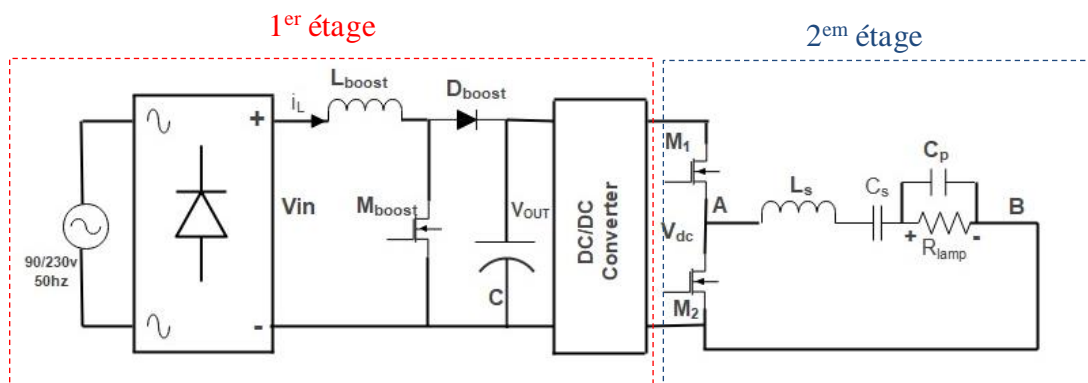


Figure II.17 Schéma fonctionnel du ballast proposé à deux étages.

L'architecture du ballast proposé se compose de deux étages principaux. Le premier étage, qui comprend un redresseur en pont complet en série avec un hacheur boost alimenté par une commande ce qui permet de réaliser la correction du facteur de puissance (PFC), suivi d'un convertisseur DC/DC abaisseur de tension dans le but d'obtenir une tension continue (V_{dc}) dans l'intervalle [330–260 V] pour alimenter le deuxième étage. Ensuite, le deuxième étage comprend un onduleur en demi-pont et un circuit résonant $L_s C_s C_p$.

Il est à noter que cet étage est hautement essentiel pour alimenter la lampe en courant alternatif à haute fréquence (163-368) Khz. Notons également que l'alimentation en haute fréquence de ce type de lampe permet d'avoir un fonctionnement plus stable. De plus, les divers composants passifs utilisés dans les différentes étapes, (amorçage, préchauffage, le régime permanent et la gradation), sont de taille assez réduite.

II.5.2 Etude du premier étage

Le 1^{er} système du ballast électronique utilisé il se compose principalement d'un redresseur et d'un hacheur parallèle survolteur. Suivi à un condensateur de filtrage de grande valeur en sortie on obtient une source de tension 400V continu, et d'un convertisseur DC/DC abaisseur (hacheur série), cette étape est brièvement représentée sur la figure II.18.

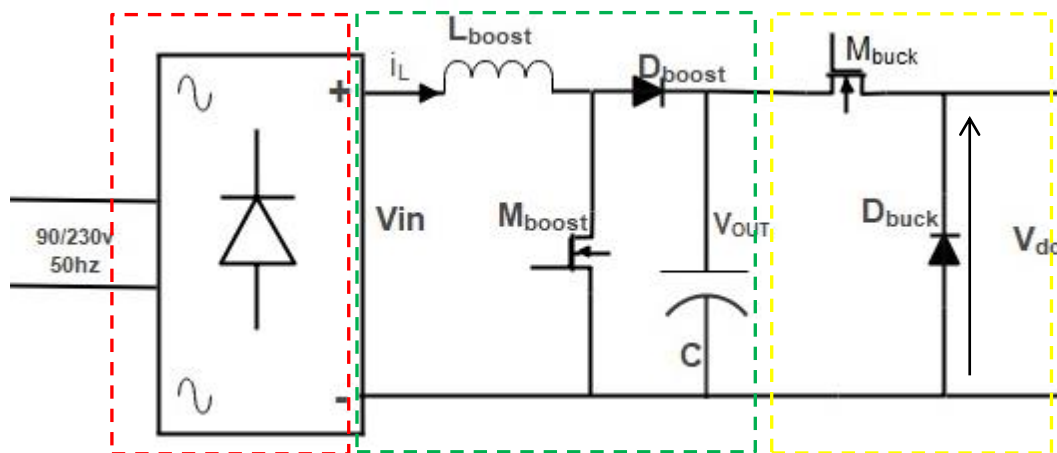
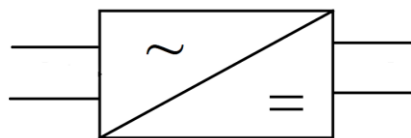


Figure II.18 Schéma fonctionnel du 1er étage proposé.

II.5.2.1 Redresseur monophasé (pont de Graetz)

Un redresseur c'est un convertisseur statique alternatif/continu, est un convertisseur destiné à alimenter une charge qui nécessite de l'être par une tension ou un courant continu à partir d'une source alternative. L'alimentation est la plupart du temps un générateur de tension. On peut grouper les composants utilisés dans les convertisseurs statiques AC-DC en deux catégories : (Les diodes et Les thyristors) [49].



Ce type de redressement permet de supprimer l'alternance négative d'un signal en conservant l'alternance positive, On peut les représenter par le schéma global de la figure II.19. Les courbes de la tension de sortie U_r et la tension d'entrée U_e plus le courant I_e du convertisseur sont données dans la figure II.20.

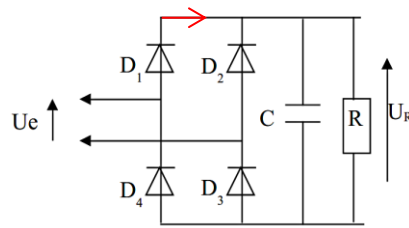


Figure II.19 Schéma du redresseur monophasé

II.5.2.2 Filtrage de la tension redressée

Pour les dispositifs de faible puissance, le filtrage le plus simple est effectué à l'aide d'un ou plusieurs condensateurs placés en parallèle de la sortie. Le condensateur stocke l'énergie lorsque le courant traverse les diodes et la restitue ensuite.

- Pour une charge donnée, plus la capacité du condensateur est grande, plus le filtrage est efficace.
- Pour un condensateur donné, moins la charge appelle du courant (R grand), plus le filtrage est efficace
- En règle générale, lorsque le redresseur alimente une charge résistive de résistance R , plus le produit RC , est grande, plus le filtrage n'est efficace [49].

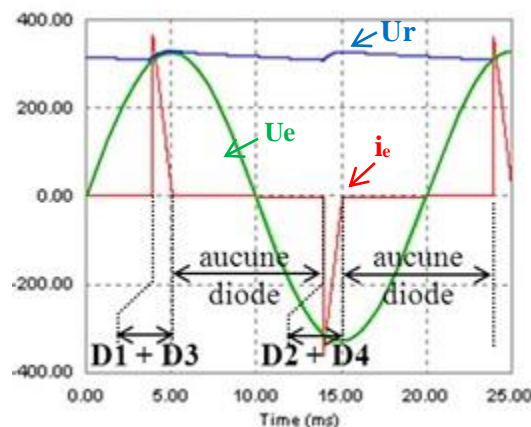


Figure II.20 Allure de tension et de courant pour redressement monophasé.

D'après la figure II.20 On constate donc que plus la capacité du condensateur est grande plus on limite les ondulations de tension. Cependant l'augmentation de la capacité correspond à une augmentation du coût et de l'encombrement et d'autre part une capacité trop importante entraîne des pics de courant très étroits, ce qui provoque une pollution harmonique sur le réseau de distribution avec un faible facteur de puissance. Enfin le courant transitoire du courant de charge de la capacité à la mise sous tension du redresseur peut entraîner une destruction de ce dernier par dépassement de l'intensité maximale admissible.

II.5.2.3 Hacheur boost (PFC)

Presque tous les ballasts électroniques nécessitent une alimentation électrique pour convertir la tension de réseaux AC en tension continu DC de l'appareil électronique. Les alimentations linéaires, même celles avec filtrage passif, ont un faible facteur de puissance et introduisent des courants harmoniques dans le système [50].

L'impact global d'un seul ballast électronique n'est pas énorme, mais compte tenu des millions de ces consommables, l'impact combiné de la qualité de l'alimentation de ces blocs peut être considérable. Nous pouvons améliorer cette situation en utilisant une alimentation qui intègre un circuit de correction du facteur de puissance étage PFC, qui améliore le facteur de puissance et réduit les courants harmoniques.

L'un des circuits PFC actifs les plus courants est le convertisseur PFC boost, qui est un circuit relativement simple et peu coûteux. Outre les composants utilisés dans les convertisseurs PFC boost linéaires, les seuls composants supplémentaires requis sont l'interrupteur (Mboost), diode et une inductance. La figure II.20 ci-dessous montre un convertisseur élévateur PFC. Vous pouvez voir qu'il s'agit essentiellement d'une alimentation linéaire avec un convertisseur élévateur inséré entre le redresseur et les condensateurs de filtrage [51].

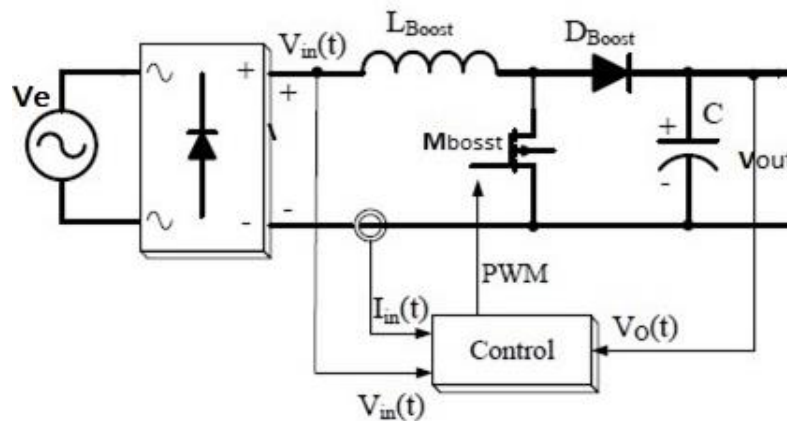


Figure II.21 Schéma d'un boost PFC.

Principe de fonctionnement

L'objectif global du convertisseur statique hacheur élévateur PFC est d'activer et de désactiver rapidement le commutateur Mboost avec un rapport cyclique variable afin que le courant d'entrée vers l'alimentation I_{ac} soit sinusoïdal et en phase avec la tension du réseau V_e [52].

Le circuit de suralimentation PFC passe rapidement d'un état à l'autre. Le premier état se produit lorsque l'interrupteur Mboost est fermé, comme le montre la figure II.21(a), dans laquelle l'inductance est alimentée du côté alimentation du circuit à travers le redresseur, ce qui entraîne une augmentation du courant de l'inductance. Dans le même temps, la diode Dboost est polarisée en inverse et le condensateur alimente la charge [53]. La Figure II.21(b) montre le deuxième état, qui se produit lorsque Mboost est ouvert. Dans cet état, l'inductance est désexcitée (le courant diminue) car elle alimente la charge et recharge le condensateur.

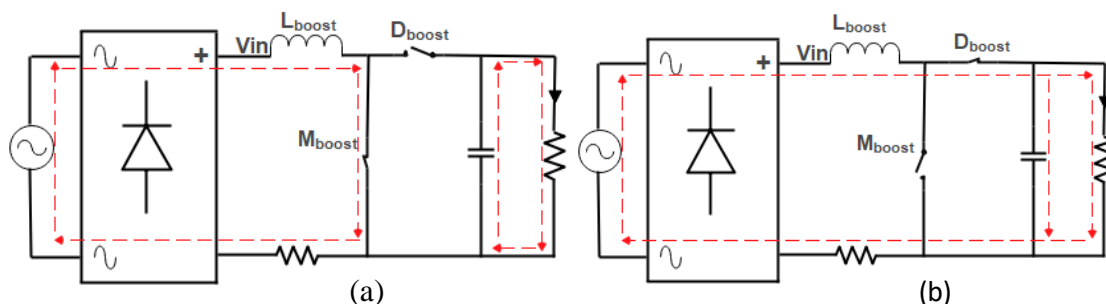


Figure II.22 Deux modes de fonctionnement pour boost.

Le cycle entre les deux états se produit à des fréquences élevées d'au moins des dizaines de kHz, mais généralement d'un ordre de grandeur (ou plus) supérieur à cela. Le cycle d'aller-retour entre les deux états peut être effectué rapidement et de manière à maintenir une tension de sortie constante et à contrôler le courant d'inductance moyen (et par la suite le courant alternatif moyen) [54].

Étant donné que le courant de l'inductance augmente à l'état 1 et diminue à l'état 2, comme le montre la Figure II.23, le rapport cyclique détermine quand le courant de l'inductance augmente et diminue. Par conséquent, en modifiant le rapport cyclique, le courant d'excitation moyen peut être ajusté. En suivant ce courant moyen par rapport au courant attendu, nous pouvons améliorer considérablement le facteur de puissance et la distorsion harmonique totale (THD) [55].

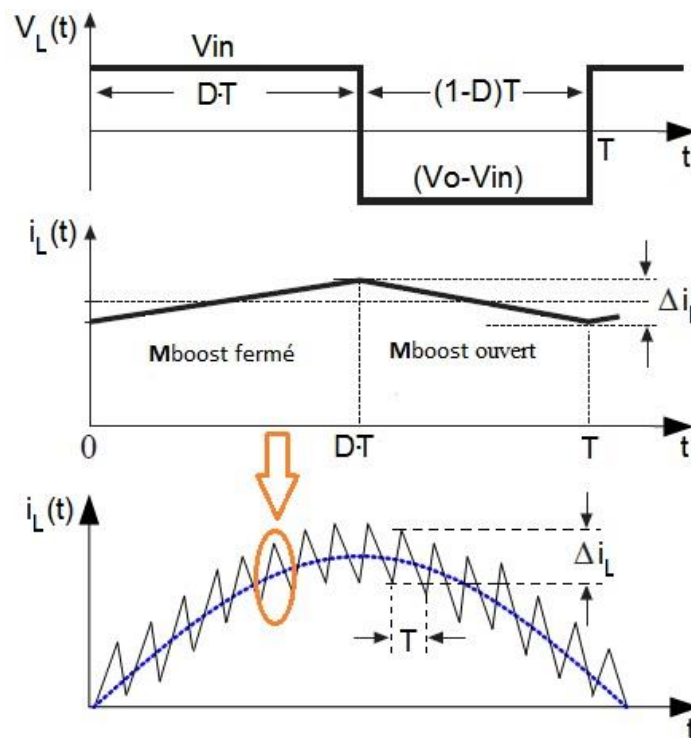


Figure II.23 Formes d'ondes idéalisées du mode de conduction critique (CrM).

Ces courants ont la forme générale qu'ils devraient avoir (onde sinusoïdale/onde sinusoïdale redressée), mais il y a une chose à noter : les fils de signal sont épais. Cette épaisseur est due à l'augmentation et à la diminution progressive du courant au cours d'un cycle lorsque le courant moyen est contrôlé pour suivre la tension sinusoïdale de référence. L'amplification du courant d'inductance montre la montée et la chute du courant d'inductance lorsque le système commute entre les deux états, comme le montre la figure II.23.

II.5.2.4 Calcul de la tension et du courant moyen de boost

Le rapport cyclique D est défini par [57] :

$$D = \frac{t_{on}}{T} \tag{II.10}$$

et

$$(1-D) = \frac{t_{off}}{T} \tag{II.11}$$

Avec t_{on} temps de fermeture du Mboost et t_{off} est le temps d'ouverture.

Le courant de sortie moyen $i_d(t)$ est donné par :

$$\langle i_d(t) \rangle = (1-D) * \langle i_L(t) \rangle \quad (\text{II.12})$$

$$\langle i_d(t) \rangle = \frac{V_{inmax}}{V_{out}} * I_{Lmax} |\sin * \omega t|^2 \quad (\text{II.13})$$

L'équation (II.13) peut être réécrite sous la forme suivante [58] :

$$\langle i_d(t) \rangle = \frac{1}{2} \frac{V_{inmax}}{V_{out}} * I_{Lmax} - \frac{1}{2} \frac{V_{inmax}}{V_{out}} * I_{Lmax} \cos * 2\omega t \quad (\text{II.14})$$

avec

$$I_d = \frac{1}{2} \frac{V_{inmax}}{V_{out}} * I_{Lmax} \quad (\text{II.15})$$

et

$$i_{d2}(t) = \frac{1}{2} \frac{V_{inmax}}{V_{out}} * I_{Lmax} \cos * 2\omega t \quad (\text{II.16})$$

L'équation (II.14) est composée d'un premier terme continu I_d absorbé par la résistance R (équation II.15), et d'un second terme harmonique $i_{d2}(t)$ (équation II.16) absorbé par le condensateur C.

L'ondulation au niveau de la tension de sortie est déterminée toujours par [58]:

$$V_{ond}(t) \approx \frac{1}{\omega C} \int i_{d2} d(\omega t) \quad (\text{II.17})$$

D'après équation II.14 et II.17 on a :

$$V_{ond}(t) = - \left(\frac{V_{in} * I_{in}}{4\omega C * V_{out}} \right) \sin 2\omega t \quad (\text{II.18})$$

avec :

$$V_{ond \max} = \left(\frac{V_{in} * I_{in}}{4\omega C * V_{out}} \right) \quad (\text{II.19})$$

II.5.2.4 Système de contrôle du Boost PFC

Le contrôle en boucle fermée est nécessaire pour s'assurer que la tension de sortie et le courant alternatif sont maintenus sinusoïdaux et en phase avec la tension d'alimentation.

La figure II.24 nous donne une idée générale de l'ensemble du système. Un circuit d'hacheur boost PFC avec un module de contrôleur qui accepte trois entrées et génère une sortie de modulation de largeur d'impulsion (PWM) qui est appliquée au MOSFT (Mboost) [59].

La commande du MOSFT est obtenue en comparant le courant d'entrée à un courant de référence I_{ref} élaboré à partir de mesure de la tension alternative pour fournir une référence pour le courant inducteur et par un asservissement de la tension (V_{out}) pour assurer son maintien au niveau de référence (V_{ref}). Dans la boucle externe, la tension de sortie est captée par un diviseur de tension composite à deux résistances. L'erreur fournie par le comparateur est généralement compensée par un système de contrôle PI ou PID pour s'assurer que la différence entre le signal de référence et le signal souhaité est aussi petite que possible. Puisque la tension de sortie V_{out} contient des ondulations harmoniques du second ordre (équation II.17), la bande passante de cette boucle est limitée à 15 Hz [60].

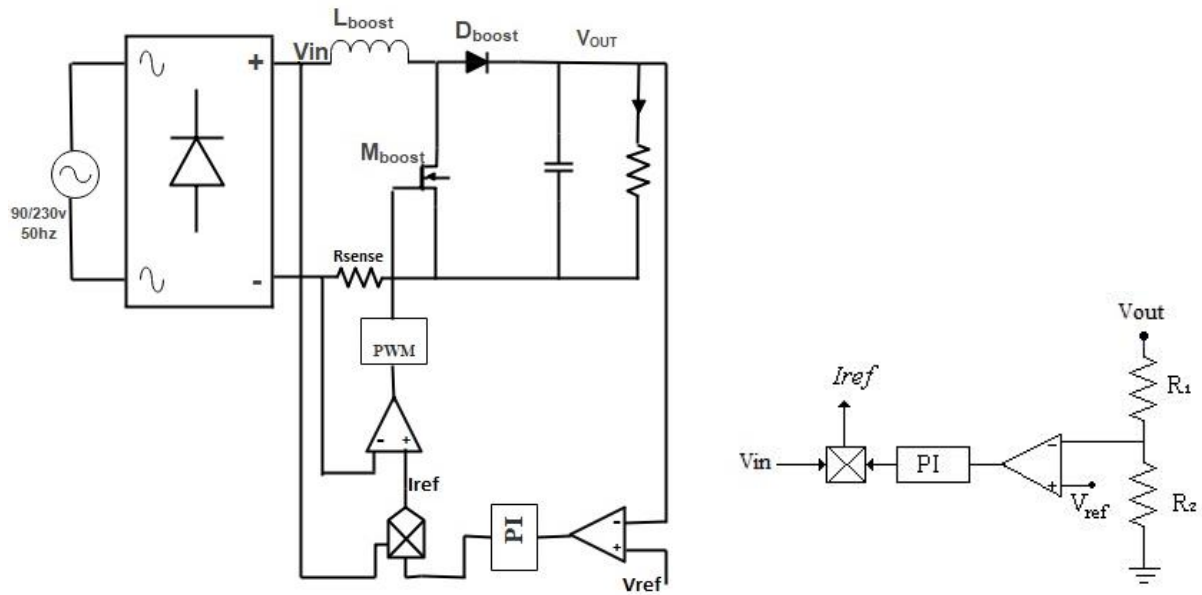


Figure II.24 Système de contrôle Boost PFC.

La fonction de transfert G_{vs} (tension de sortie/courant de l'inductance) en basse fréquence est donnée par [60] :

$$G_{vs}(s) = \frac{V}{I_L(s)} = \frac{V_{in}}{2V_{out}(1+CR*s)} \quad (II.20)$$

Le modèle électrique du correcteur PI est donné par la figure II.25, sa fonction de transfert est de la forme [57].

$$G_{vs}(s) = \frac{Kv}{1+T*s} \quad (II.21)$$

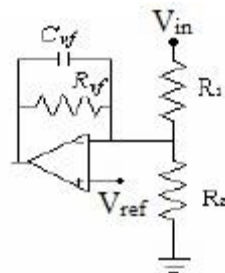


Figure II.25 Modèle électrique du correcteur PI.

Dans la boucle interne (boucle de courant), le courant de l'inductance I_L est prélevé sur une résistance shunt R_{sh} et l'erreur est comparée à la porteuse triangulaire pour fournir le signal de commande PWM [57] (voir la Figure II.26).

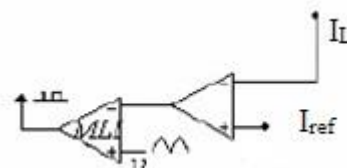


Figure II.26 Boucle de courant.

II.6 Etude du 2ème étage :

Le second étage est illustré à la figure II.27, il se compose d'un onduleur MOSFET en demi-pont et d'un circuit résonnant LC_sC_p . La présence du condensateur série C_s bloque naturellement la tension continue V_{dc} . Une fréquence variable est appliquée aux deux MOSFET et combinée avec la variation de la résistance de la lampe, permet de créer l'amorçage et la stabilité de cette dernière [37].

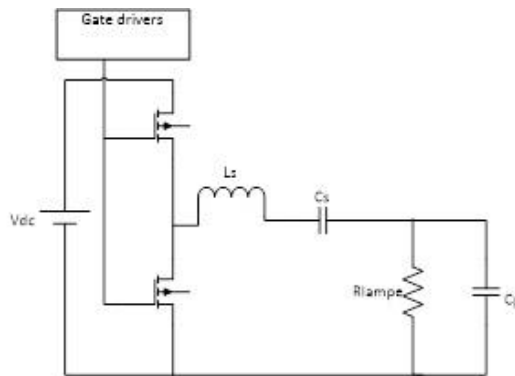


Figure II.27 Schéma du 2eme étage pour le ballast.

II.6.1 Amorçage par résonance électrique

Le principe de l'amorçage par la résonance électrique est basé sur l'exploitation de la combinaison de composants passif (inductances et condensateurs) qui constituent un filtre avec un module sur la tension sortie important autour de la fréquence de résonance du circuit dans lequel la lampe éteinte joue le rôle d'élément résistif. Ce module peut être déterminé par un calcul analytique simple. La figure II.28 montre un exemple d'un circuit d'amorçage par résonance électrique entre l'inductance L et le condensateur C qui présente un filtre passe-bas. La fréquence de résonance parallèle est donnée par la relation $f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$. L'amorçage se fait par la variation de la fréquence d'alimentation qui, en s'approchant de la fréquence de résonance, provoquera une importante surtension aux bornes des électrodes d'où son amorçage [10].

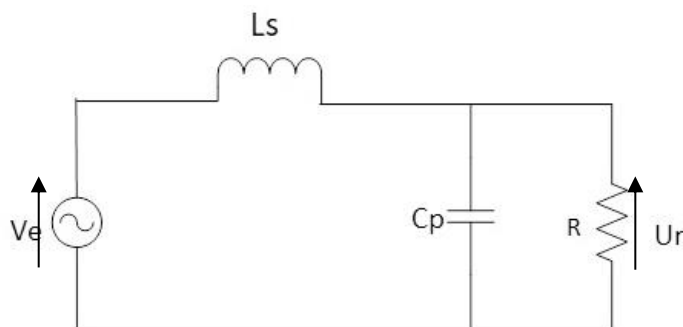


Figure II.28 Schéma équivalent à l'amorçage du système 2eme ordre en régime sinusoïdal.

La fonction de transfert du second ordre peut s'écrire sous la forme [61] :

$$G(p) = \frac{1}{1 + \frac{L}{R}p + CpLP^2} = \frac{K}{1 + \frac{2\xi}{\omega n}p + \frac{1}{\omega n^2}p^2} \quad (\text{II.22})$$

En remplace $p = (j\omega)$

$$G(p) = \frac{K}{1 + \frac{2\xi}{\omega n}j\omega + \frac{1}{\omega n^2}(j\omega)^2} \Rightarrow \begin{cases} |G(\omega)| = \frac{K}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega n}\right)^2\right)^2 - \left(2\xi \frac{\omega}{\omega n}\right)^2}} \\ \varphi(\omega) = -\arctg\left(\frac{2\xi \omega / \omega n}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega n}\right)^2}\right) \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

II.6.2 Phénomène de résonance

Pour $\omega = \omega_n$ $|G(\omega)| = \frac{K}{2\xi}$ si $\xi \rightarrow 0$, $|G(\omega)| \rightarrow \infty$

II.6.2.1 Calcul la pulsation de résonance

Revenons eu gain et en remplacent $|G(\omega)|$ par $H(\omega)$.

$$H^2(\omega) = \frac{(K \omega n^2)^2}{(\omega n^2 - \omega^2)^2 + (2\xi \omega \omega n)^2} \quad (\text{II.24})$$

Le numérateur étant Coste, le gain présentera un maximum si son dénominateur une minimum pour que cela arriviez :

$$\omega^2 = X, \quad H^2(X) = \frac{(K \omega n^2)^2}{(\omega n^2 - X)^2 + (2\xi \omega n)^2 X} \quad (\text{II.25})$$

$$D(X) = (\omega n^2 - X)^2 + (2\xi \omega n)^2 X \quad (\text{II.26})$$

$$\frac{dD(X)}{dX} = -2\omega n^2 + 2X + 4\xi^2 \omega n^2 \quad (\text{II.27})$$

Donc il faut que la dérivée par rapport X s'annule. Notons $X = \omega n^2(1 - 2\xi^2)$

Con ce a $X \geq 0$ si $1 - 2\xi^2 > 0$.

$\xi \leq \frac{\sqrt{2}}{2}$ En observant le singe de la drivée seconde, on vérifia que le dénominateur présente une minimum, la résonance ce fait avec une pulsation :

$$\omega r = \omega n \sqrt{(1 - 2\xi^2)} \quad \text{Pour } 0 \leq \xi \leq \frac{\sqrt{2}}{2}.$$

Le gain de résonance c'est dire le gain max :

$$|G(\omega)| = \frac{K}{2\xi \sqrt{(1 - 2\xi^2)}} \quad (\text{II.28})$$

Comme on peut le voir sur la figure II.29 ci-dessous, au démarrage, le gain augmente jusqu'à une très grande valeur avec pulsation de résonance parallèle ω_p . (La tension au niveau de la charge est d'environ 2kv.) Cette valeur est suffisante pour produire l'allumage de la lampe.

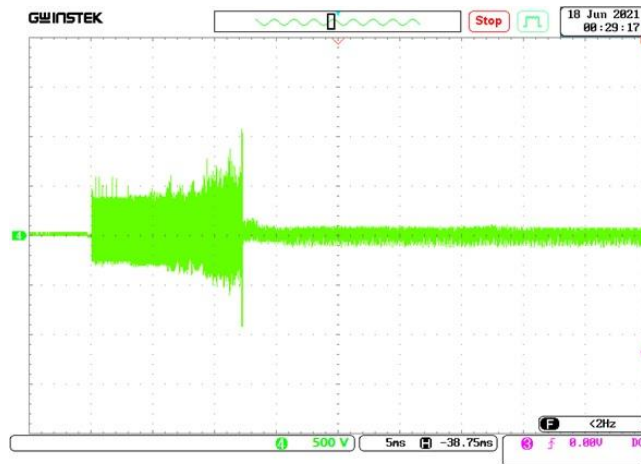


Figure II.29 Amorçage d'une lampe à décharge SHP 150W par résonance électrique avec circuit $L_s C_s C_p$ à une fréquence de 380 KHZ.

II.7 Gradation du la lumière « Dimming »

Au cours des dernières années, les ballasts électroniques à haute fréquence pour les lampes à décharge ont été présentés comme un remplacement des ballasts magnétiques en raison de leurs qualités supérieures et de leurs avantages tels que leur rendement élevé (facteur de puissance amélioré), leur poids réduit, leur intensité lumineuse élevée, leur longue durée de vie et la possibilité de contrôler l'intensité lumineuse (gradation de la lumière). Depuis quelques années, la variation de la puissance des lampes est un sujet de recherche important pour un grand nombre de chercheurs, car le contrôle de l'intensité lumineuse par la gradation peut aider à réduire la consommation d'énergie d'environ 40 à 60%. [62] [63] [64].

Il est largement reconnu que la variation de la puissance des lampes à décharge peut se faire de deux manières différentes, à savoir par la variation de la fréquence pour augmenter l'impédance donc diminuer l'intensité du courant et la puissance consommée pour les lampes à décharge dont la puissance est ≤ 150 W, ou bien par la variation de la tension continue appliquée à l'entrée de l'onduleur V_{dc} . Dans un passé récent, un certain nombre de chercheurs [65] [66] ont effectué une comparaison entre les deux méthodes et ont constaté que la seconde technique est plus avantageuse car elle permet un fonctionnement plus linéaire de la lampe. La figure II.30 présente la caractéristique variation de la puissance en fonction de tension V_{dc} pour une lampe à décharge 40W alimentée par un ballast électronique.

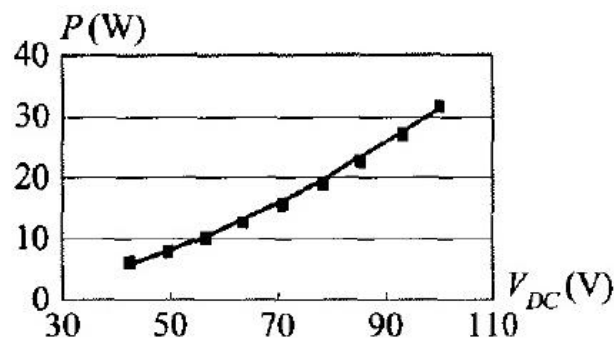


Figure II.30 Variation de puissance en fonction la tension pour une lampe à décharge 40w [65].

Les objectifs de notre projet sont notamment l'optimisation de la consommation d'énergie. Pour simplifier la mise en œuvre de la gradation de lumière du point vue électronique, et comme nous n'avons pas besoin de régler l'amplitude d'éclairage de façon très précise, nous avons choisie trois niveaux de flux et donc trois niveaux de puissance, [150W et 105W et 75W].

Ces paliers ont un espace entre eux de 25% de puissance nominale. Le passage d'une puissance nominale de 150W à 75W ne s'est pas fait instantanément, mais progressivement, et afin de permettre une stabilisation optimale des équilibres thermodynamiques du plasma, une durée minimale de 5 minutes a été établie entre chaque palier, pour éviter la phase transitoire de la lampe.

Par contre le passage brusque d'un niveau de puissance à l'autre crée des effets néfastes sur la lampe ou bien sur l'éclairage et de même sur la durée vie de lampe.

La figure II.31 présente les trois niveaux de puissance choisie pour la gradation de notre lampe SHP 150 W.

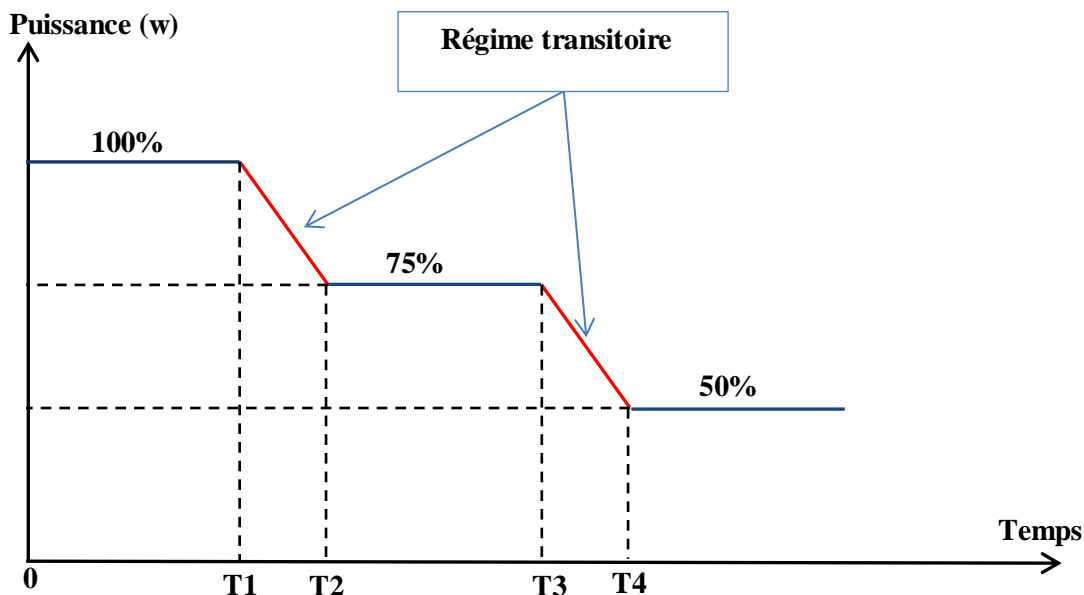


Figure II.31 Principe de gradation de la lumière à trois niveaux.

Comme nous l'avons précisé dans la phase transitoire, en omettant, volontairement, de parler de son amorçage. En effet, avant que la lampe atteigne un régime de fonctionnement stable, il faut d'abord l'amorcer en provoquant un claquage en appliquant une tension de l'ordre de plusieurs kV sur le gaz contenu dans la lampe et le rendre conducteur, la phase de démarrage de la lampe doit toujours être effectuée à la puissance nominale pour éviter le phénomène de pulvérisation de "éjection de matière des électrodes sur les parois". Par conséquent, un temps de fonctionnement d'au moins 15 minutes a été prévu pour chaque allumage afin d'obtenir une variation de puissance.

II.7 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la présentation des fréquences résonances acoustiques dans les lampes à décharge haute pression alimentées à hautes fréquences ainsi que leur influence sur les paramètres de la décharge et les différents calculs de ces fréquences pour éviter leur apparition. Malgré les nombreuses études menées sur le sujet modélisation de la conductance de décharge aucun modèle existant ne convenant à nos besoins pour améliorer la compréhension de ce phénomène et l'appréhender, il n'existe pas de solution permettant de travailler dans les zones de hautes fréquences.

Par la suite, on a présenté un modèle électrique d'une lampe à décharge dans le but de définir et prévoir le mode d'interaction de la décharge électrique pour une utilisation d'un point vue électrotechnique.

Une grande partie de ce chapitre a été est consacrée aux différentes constructions de ballasts électroniques et aux différentes conceptions de lampes à décharge haute pression. Nous avons vu que chaque technologie d'alimentation correspond à un circuit spécifique, bien sûr, elle présente un certain nombre d'avantages, mais aussi d'inconvénients.

Dans la construction des ballasts électroniques, les onduleurs à circuits résonnants $L_s C_s C_p$ sont les plus largement utilisés car ils réduisent le nombre de composants passifs et sont capables d'amorcer la lampe par résonance électrique du circuit. D'après cette étude, la meilleure façon d'alimenter une lampe à décharge est définie comme une alimentation sinusoïdale à haute fréquence de "environ 160 KHZ" avec un circuit résonnant $L_s C_s C_p$ alimenté par un onduleur en demi-pont. En suite la gradation de lumière s'effectuera simplement en diminuant la tension continue V_{dc} à l'entrée de l'onduleur, et le principe de gradation est basé sur trois niveaux de flux et donc trois niveaux de puissance.

Chapitre III : Simulation de l'ensemble ballast électronique-lampe à décharge

III.1 Introduction

Dans le troisième chapitre, nous allons d'abord introduire la méthode d'alimentation et la structure du ballast électronique $L_s C_s C_p$, et enfin introduire sa séquence. L'étude des modes de puissance est liée à diverses aides, tandis que la construction des ballasts électroniques implique le nombre d'interrupteurs, leur disposition, le type et la taille des filtres d'entrée ou de sortie, ainsi que le mode d'allumage. La partie commande intègre la sélection des variables asservies, les propriétés et réglages du correcteur, et les éventuels filtres. Une caractéristique importante de ce type de lampe à noter est qu'elle implique la variation de la résistance équivalente pendant la durée d'allumage correspondante de la lampe, qui tient compte du contrôle de puissance commandée.

Notre objectif reste de trouver une alimentation capable d'alimenter des lampes à décharge à travers une structure de convertisseur statique simple. Nous avons choisi un onduleur demi-pont avec un circuit résonant série parallèle $L_s C_s C_p$, fonctionnant à des fréquences élevées. Alimenté par l'étage PFC. Dans ce chapitre, nous présenterons une nouvelle méthode d'alimentation. L'idée principale de cette approche est d'alimenter les lampes via un onduleur demi-pont $L_s C_s C_p$ et de contrôler le plus parfaitement possible leur courant de décharge.

Ce chapitre fait l'objet d'un travail de simulation de lampe pour étudier le comportement dynamique du système puis ajuster la valeur efficace du courant d'arc de la lampe. Dans ce cas, deux régulateurs sont utilisés séparément :

- Régulateur PI classique.
- Régulateur d'hystérésis non linéaire.

Ce chapitre présente quelques études de clarification que nous avons réalisées pour le développement des ballasts électroniques sur la modélisation des interactions lampe-ballast.

III.2 Structures de ballast électronique $L_s C_s C_p$

Ces dernières années, les ballasts électroniques haute fréquence pour lampes à décharge de gaz ont été introduits comme alternative aux ballasts magnétiques en raison de leur efficacité élevée du système (facteur de puissance amélioré), de leur faible poids, de leur intensité lumineuse par watt, de leur longue durée de vie, de la fonction Deming, en raison de la haute fréquence de fonctionnement, pas de lumières scintillantes, pas de bruit audible et plus d'aspects et d'exigences techniques, une attention particulière doit être portée au coût des ballasts électroniques.

Dans les ballasts électroniques destinés à alimenter des lampes de faible à moyenne puissance, on retrouve souvent les circuits LC ou LCC les plus utilisés en raison de leur simplicité et du nombre réduit de composants passifs.

Dans notre cas, nous emporterons un ballast électronique de classe D de type $L_sC_sC_p$ (Série-Parallèle) alimenté par un onduleur demi-pont.

Les ballasts électroniques de ce type peuvent alimenter des lampes à décharge grâce à des commandes appliquées via un circuit semi-conducteur. La structure du filtre des ballasts $L_sC_sC_p$ (série parallèle) de classe D pour lampes peut être un filtre passe-bas dans l'état de démarrage et un filtre passe-bande dans l'état stable, en fonction du changement de résistance de la lampe. L'alimentation du ballast est fournie par un onduleur en demi-pont. Ce ballast est particulièrement utilisé pour alimenter des lampes fluorescentes et des lampes à décharge de faible et moyenne puissance. Les paragraphes suivants décrivent les caractéristiques de ce ballast [10] [25] [37].

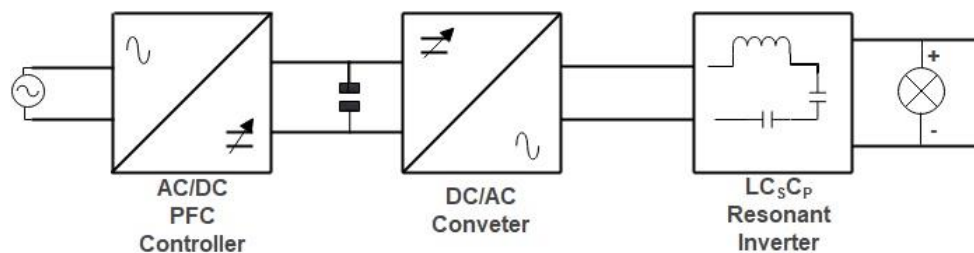


Figure III.1 Structures de ballast électronique de classe D type $L_sC_sC_p$ alimenté par onduleur demi-pont.

III.3 Caractéristique de ballaste $L_sC_sC_p$

Cette section présente un circuit de résonance $L_sC_sC_p$ largement utilisé dans de nombreuses applications. Du fait de la présence d'un condensateur série (C_s), la tension continue d'entrée (V_{dc}) est automatiquement bloquée ; dans ce cas, le circuit peut être alimenté uniquement par un onduleur demi-pont seulement.

Dans les sections suivantes, les caractéristiques du ballast électronique $L_sC_sC_p$ (série-parallèle) de classe D sont présentées. Afin de déterminer les composants passifs du ballast. De plus, un ballast électronique $L_sC_sC_p$ alimenté par un onduleur est présenté à la figure III.3 (a), et le schéma équivalent du ballast électronique est présenté à la figure III.3 (b).

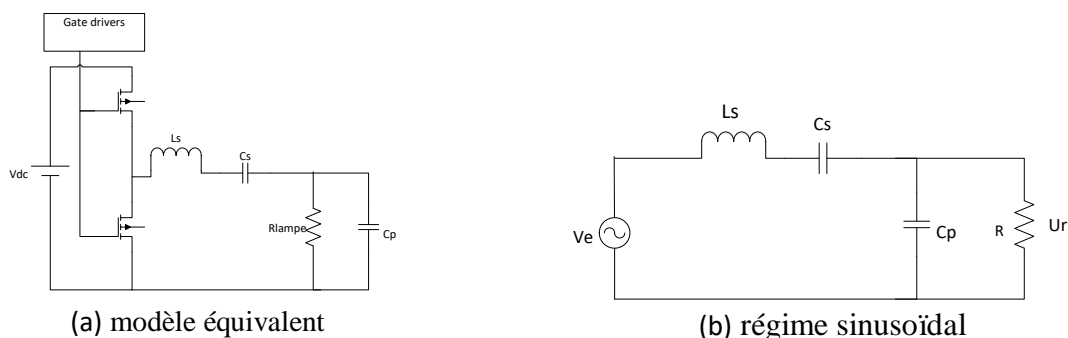


Figure III.2 Ballast électronique de type $L_sC_sC_p$ alimenté par un onduleur

III.4 Fonction de transfert du ballast électronique

Le modèle sinusoïdal équivalent est illustré à la figure III.3 :

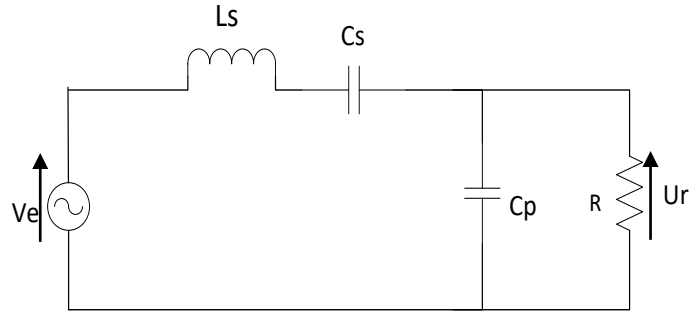


Figure III.3 Schéma équivalent du ballast électronique.

Le circuit électrique est un diviseur de tension : Le rapport des tensions est égal au rapport des impédances

$$G(p) = \frac{U_r}{V_e} = \frac{Z_p}{Z_s + Z_p}, \quad p = j\omega \tag{III-1}$$

$$\begin{cases} Z_s = L_s * P + \frac{1}{C_s * P} \\ Z_p = \frac{R}{1 + R * C_p * P} \end{cases} \tag{III-2}$$

$$G(p) = \frac{U_r}{V_e} = \frac{R C_s P}{1 + R(C_s + C_p)P + L_s C_s P^2 + R_s L C_s C_p P^3} \tag{III-3}$$

III.4.1 Circuit d'amorçage :

Avant l'allumage, la résistance de la lampe est pratiquement infinie. Maintenant, la capacité équivalente C_{eq} des deux condensateurs en série C_s et C_p doit être calculée comme indiqué ci-dessous :

$$C_{eq} = \frac{C_s * C_p}{C_s + C_p} \quad \text{si } C_s \gg C_p, \quad C_{eq} \rightarrow C_p \tag{III-4}$$

Il faut noter que notre travail ne doit commencer qu'avec l'inductance série L_s et le condensateur parallèle C_p . Le circuit du ballast en mode amorçage est présenté à la figure III.4. ($C_s \gg C_p, C_{eq} \rightarrow C_p$).

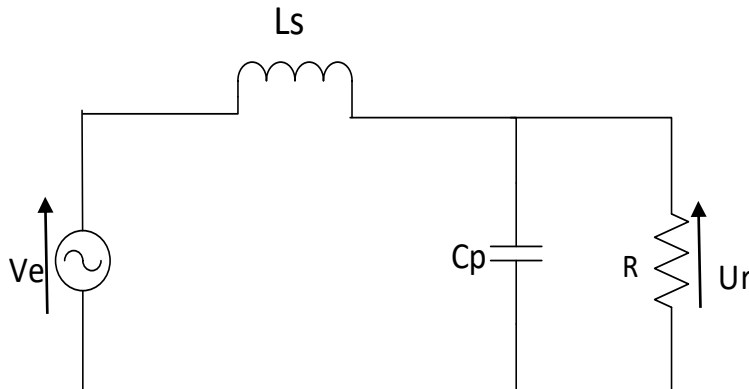


Figure III.4 Schéma équivalent du ballast en mode l'amorçage en régime sinusoïdal.

Le circuit du ballast en mode d'amorçage est alors équivalent à un circuit résonant parallèle $L_s C_p R$ qui représente un filtre passe-bas ; il est décrit par une fonction de transfert du second ordre présentée par l'équation III.5.

III.4.1.1 Fonction de transfert de circuit d'amorçage :

La fonction de transfert du système peut alors être écrite sous la forme :

$$G(p) = \frac{Ur}{Ve} = \frac{1}{1 + \frac{L_s}{R}p + C_p L_s p^2} = \frac{K}{1 + \frac{2\xi}{\omega_p}p + \frac{1}{\omega_p^2}p^2} \quad \text{(III-5)}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \xi = \sqrt{\frac{L}{C_p}} * \frac{1}{2R} : (\text{Coefficient d'amortissement}) \\ \omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_s C_p}} : (\text{pulsation propre nommée}) \end{array} \right.$$

Par conséquent, la pulsation de résonance peut être écrite sous la forme :

$$\omega_r = \omega_p \sqrt{1 - 2\xi^2} = \frac{1}{\sqrt{L_s C_p}} \sqrt{1 - \frac{L}{C_p R^2}} \quad \text{(III-6)}$$

Convient de noter qu'avant l'allumage, la résistance de la lampe peut être considérée comme infinie :

$$R \rightarrow \infty, \omega_r \rightarrow \omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_s C_p}} \quad \text{(III-7)}$$

Notons qu'il est possible de déterminer la pulsation d'amorçage comme: $\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_s C_{eq}}}$, avec n rapport de capacité C_s/C_p .

De plus, il est aussi possible d'écrire :

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} \sqrt{1 + n} = \omega_s \sqrt{1 + n} \quad \text{(III-8)}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} n = C_s/C_p : (\text{rapport de capacité}) \\ \omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} : (\text{pulsation série}) \end{array} \right.$$

III.4.1.2 Diagramme de Bode de système d'amorçage :

La figure III.5 permet de voir qu'à l'amorçage, le gain augmente et prend des valeurs très importantes pour la fréquence de résonance parallèle f_p . On remarque que la tension à la charge est d'environ 2 kV. Cette valeur est suffisante pour l'amorçage du système.

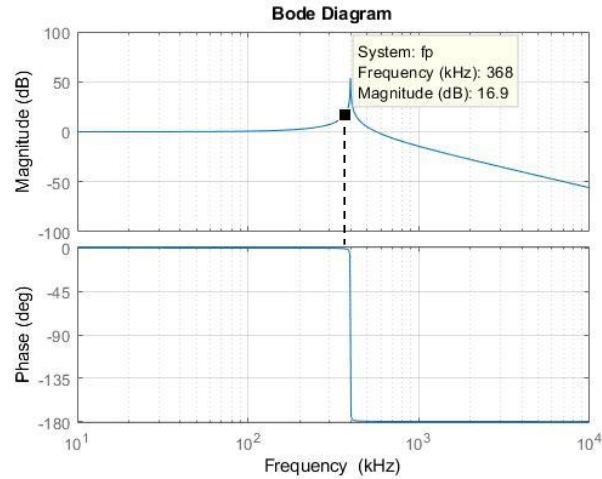


Figure III.5 Diagramme de Bode pour le circuit d'amorçage.

III.4.2 Circuit en régime permanent :

Après l'allumage, la résistance de la lampe devient beaucoup plus petite que l'impédance du condensateur C_p , ce qui implique que $R \ll Z_{C_p}$ et Z_{eq} est entre R et Z_{C_p} et tend vers 0. Il est utile d'indiquer qu'en régime permanent, le condensateur C_p peut être négligé, et que seules l'inductance L_s et la capacité C_s sont prises en considération. Le circuit du ballast en régime permanent est présenté à la figure 8.

Dans le cas d'une lampe SHP150W ($R = 60\Omega$) en régime permanent [37], on peut écrire

$$Z_{C_p} = \frac{1}{C_p \omega} \quad : \text{(impédance de condensateur P).} \quad \text{(III-9)}$$

$$Z_{eq} = \frac{R}{1 + R * C_p * P} \quad : \text{(impédance équivalent entre R et } C_p) \quad \text{(III-10)}$$

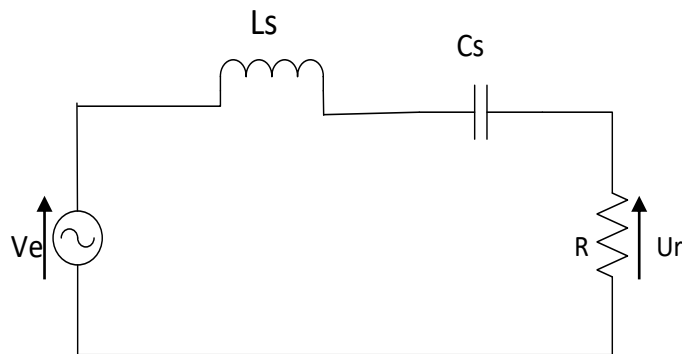


Figure III.6 Schéma équivalent du ballast en régime permanent.

Le circuit ballast en régime permanent est alors équivalent à un circuit RL_sC_s série qui représente un filtre passe-bande de second ordre. Ce type de filtre permet de filtrer les fréquences qui sont en dehors de sa bande passante.

III.4.2.1 Fonction de transfert en régime permanent :

La fonction de transfert d'un filtre passe-bande du second ordre peut être exprimée sous la forme suivante :

$$G(p) = \frac{U_r}{V_e} = \frac{RCsP}{1+RCsP+CsLsP^2} = \frac{1}{1+(\frac{1}{Q_s})*j(k-1/k)} \quad , \quad p=j\omega \quad (\text{III-11})$$

Avec :

$$K = \omega_s / \omega_0 \text{ (pulsation normalisé)} \quad (\text{III-12})$$

$$Q_s = R * \sqrt{\frac{C_s}{L_s}} \text{ : facteur de qualité série} \quad (\text{III-13})$$

Dans un circuit passe bande : Aux basses fréquences, la capacitance agit comme un circuit ouvert, et donc aucun courant ne circule dans la résistance. A haute fréquences l'inductance agit comme un circuit ouvert, empêchant un courant du circuit dans la résistance. Entre les hautes et basses fréquences, la capacitance et l'inductance permettent à l'entrée de se rendre à la sortie puisque leurs impédances ne sont pas trop élevées. A une certaine fréquence, l'impédance de condensateur (Qui est négative) annule l'impédance de l'inductance, l'amplitude de la fonction de transfert est réelle, et la tension à la sortie presque est la même que celle à l'entrée.

Fréquence centrale ω_0 : C'est la fréquence à laquelle la fonction de transfert du Filtre est purement réelle. On l'appelle aussi la fréquence de résonance. La fréquence centrale est la moyenne géométrique des fréquences de coupure, $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}}$ Pour un Filtre passe-bande, l'amplitude de la fonction de transfert est maximale à la fréquence de résonance.

Ou les deux fréquences de coupure :

$$\omega_{c1} = -\frac{R}{2L_s} + \sqrt{\left(\frac{R}{2L_s}\right)^2 + \left(\frac{1}{L_s C_s}\right)} \quad (\text{III-14})$$

$$\omega_{c2} = \frac{R}{2L_s} + \sqrt{\left(\frac{R}{2L_s}\right)^2 + \left(\frac{1}{L_s C_s}\right)} \quad (\text{III-15})$$

D'autre part, il convient de noter que la bande passante $\Delta\omega$ est égale à la différence entre les deux fréquences de coupure. Par conséquent :

$$\Delta\omega = \frac{R}{L_s} \quad (\text{III-16})$$

Par conséquent, le point de fonctionnement optimal ainsi que le facteur de qualité Q_s du circuit série peuvent alors être définis comme le rapport de la bande passante $\Delta\omega$ sur la pulsation série ω_s .

$$Q_s = \frac{\Delta\omega}{\omega_s} \quad (\text{III-17})$$

III.4.2.2 Diagramme de Bode de système

Le diagramme de bode du système en régime permanent est présenté à la figure III.7 :

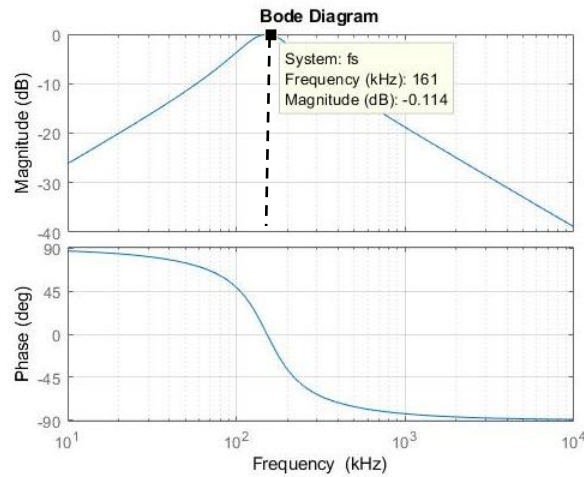


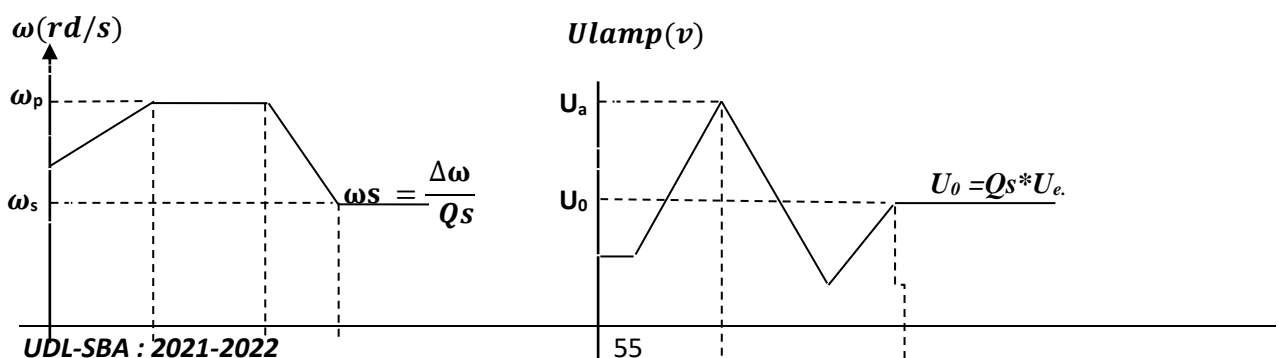
Figure III.7 Diagramme de Bode du circuit permanent.

Les filtres de sortie résonnants haute fréquence (série-parallèle) éliminent les composants harmoniques d'ordre supérieur du courant de sortie. Ce circuit résonnant fonctionnant au-dessus de la fréquence de résonance pour fournir ZVS est conçu pour établir le courant nominal de la lampe à l'état stable. Lorsqu'il est allumé, il fonctionne avec un facteur de qualité élevé (la lampe a une résistance infinie), ce qui garantit une tension de démarrage élevée pour piloter la lampe [38].

A partir de [67] le rendement lumineux d'une lampe augmente avec augmentation la fréquence d'alimentation. D'autre part, on sait que lorsque la fréquence augmente, la taille des composants passifs diminue et les pertes dans le circuit magnétique et dues à la commutation des transistors augmentent. De plus, l'influence du rayonnement électromagnétique augmente. En tenant compte de ces facteurs, nous pouvons choisir les fréquences de résonance du convertisseur entre 380KHz et 160KHz.

III.4.3 Principe l'amorçage lampe par circuit L_sC_sC_p :

Les figures III.8 (a) et (b) montrent la procédure de variation de fréquence et de tension pour l'allumage d'une lampe à décharge à sodium haute pression avec le circuit L_sC_sC_p en fonction du temps.



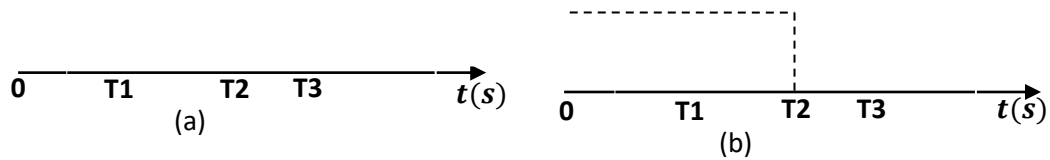


Figure III.8 Principe de démarrage de la lampe en fonction du temps.

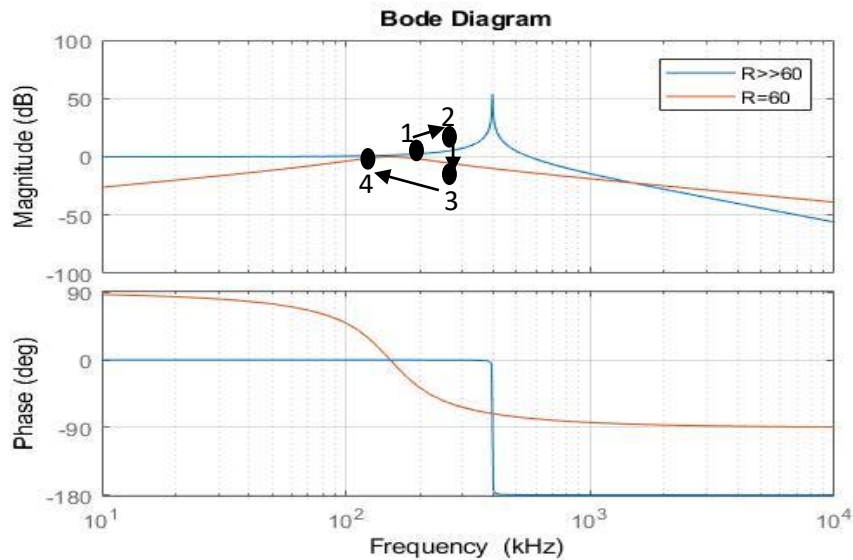


Figure III.9 Présentation du principe de la lampe d'amorçage par le diagramme de Bode.

D'après la figure III.9, il est tout à fait possible d'amorcer la lampe avec une fréquence f_p égale à 368 KHz. De plus, il est utile de préciser que le circuit a été piloté par une fréquence proche de la fréquence d'amorçage f_p (point 1). Ensuite, la fréquence a été progressivement augmentée jusqu'à ce que la tension (U_a) aux bornes de la lampe atteigne quelques Kilovolts. Cette tension, qui est suffisante pour allumer la lampe, correspond au point (2). Ensuite, la lampe, qui est en phase d'échauffement avec une baisse significative de la tension point (3). Il est à noter que pendant cette phase la lampe change sa couleur, et la fréquence d'alimentation (f_s) peut être réduite à 161 KHz (point 4). Ensuite, la lampe met quelques minutes pour atteindre sa température nominale et son régime nominal.

III.5 Choix des paramètres du ballast :

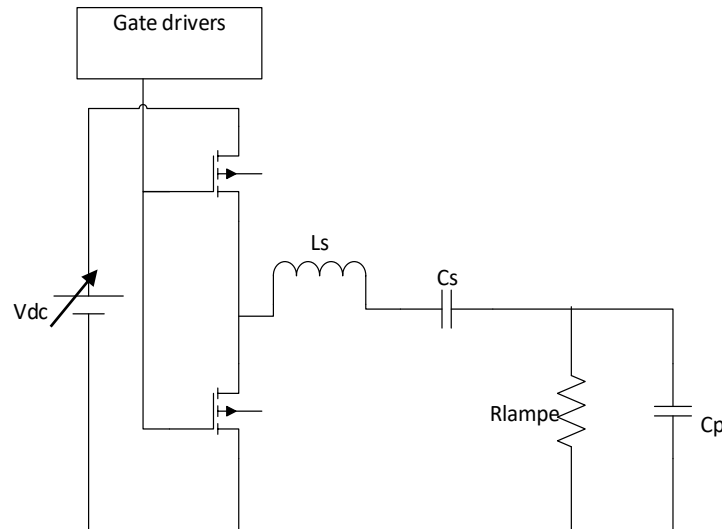


Figure III.10 Ballast électronique de type $L_s C_s C_p$ alimenté par onduleur en demi-pont.

En régime permanent, la résistance de la lampe est bien connue, à savoir $R = 60 \Omega$ (figure II.7). Dans le cas présent, la lampe utilisée est une lampe à sodium haute pression de 150 watts (lampe SHP).

Il est donc possible de trouver la tension aux bornes de la résistance. Cette tension est égale au facteur de qualité série Q_s multiplié par la tension d'alimentation U_e . Par conséquent, $U_r = Q_s * U_e$.

où

$$Q_s = R \sqrt{\frac{C_s}{L_s}} : \text{Facteur de qualité série} \quad \text{(III-18)}$$

$$K = \frac{\omega_s}{\omega_0} : \text{pulsation normalisée.} \quad \text{(III-19)}$$

D'autre part la relation $P_{lampe} = U_{eff} * i_{eff} * \cos\phi$. (en régime résonance $\cos\phi=1$) utilisée pour calculer la valeur efficace du courant.

$$i_{eff} = 1.5A \quad \text{(III-20)}$$

Il est également possible d'écrire $P_{lampe} = R * i_{eff}^2$, utilisée pour calculer la résistance de la lampe.

$$R = 60 \text{ ohm} \quad \text{(III-21)}$$

La tension appliquée à la lampe est sinusoïdale ; son amplitude s'exprime comme suit :

$$U_r = \sqrt{2} * U_{eff}. U_r = 141.4V \quad \text{(III-22)}$$

En ce qui concerne l'amplitude de la tension d'alimentation U_e , il a été décidé de prendre la valeur de l'harmonique fondamentale qui est donnée par :

$$U_e = \frac{4 * (V_{dc}/2)}{\pi} = 210.2V. \text{ Avec } V_{dc} = 330V \quad \text{(III-23)}$$

En outre, le facteur de qualité de la série est alors exprimé et posé comme suit :

$$Q_s = \frac{\Delta\omega}{\omega_s} = \frac{U_r}{U_e} = 0.67 < 0.707 \quad \text{(III-24)}$$

Par conséquent, en considérant Q_s et $\omega_s = 2\pi \cdot f_s$, il devient possible de choisir les paramètres du circuit de résonance série tels que :

$$Z_s = L_s * \omega_0 = \frac{1}{C_s * \omega_0} \implies Z_s = \frac{R}{Q_s} \quad (\text{III-25})$$

$$L_s = \frac{R}{\omega_0 * Q_s} \quad \text{Et} \quad C_s = \frac{Q_s}{\omega_0 * R} \quad (\text{III-26})$$

Enfin, le choix du condensateur C_p a été fait en considérant le rapport de capacité $n = C_s / C_p$. Pour une fréquence parallèle f_p , suffisante pour créer l'allumage, la pulsation parallèle peut alors s'écrire comme :

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} \sqrt{1 + n} \quad (\text{III-27})$$

III.5.1 Calcul de paramètres du Ballast :

Le principe de dimensionnement du filtre $L_s C_s C_p$, Dans ce cas, L_s et C_s peuvent être choisis pour un fonctionnement en régime permanent du ballast, en imposant Q_s et ω_s , le coefficient de qualité série Q_s doit être choisi pour minimiser l'atténuation du gain en tension et garder la région de phase linéaire suffisamment grande pour maintenir la qualité du signal de sortie du filtre $L_s C_s C_p$. Enfin, il suffit de définir la fréquence de résonance parallèle à l'aide de l'équation III.15 en imposant n , qui représente la différence entre la fréquence de départ ω_p et la fréquence série ω_s .

Les valeurs pratiques calculées utilisées dans le prototype sont : le condensateur série $C_s = 11 \text{ nF}$, et le condensateur parallèle $C_p = 2,2 \text{ nF}$, et la valeur de l'inductance série $L_s = 88,5 \mu\text{H}$, et le facteur de qualité série calculé est $Q_s = 0,67$, la tension continue $V_{dc} = 330 \text{ V}$, La fréquence d'alimentation en mode permanent est fixée $\omega_s = 2\pi * 161000 \text{ rd}$, et donc la fréquence parallèle $\omega_p = 2,36 * 2\pi * 161000 \text{ rd/s}$.

III.6 Modélisation du ballast électronique-lampe

Un modèle est généralement défini comme un outil mathématique qui permet de représenter ou de reproduire fidèlement un système réel donné. Le modèle ne doit pas être trop simple afin de ne pas trop s'éloigner de la réalité physique mais, en même temps, il ne doit pas être trop complexe afin de simplifier l'analyse et la synthèse des structures de contrôle.

L'objectif de ce travail est de donner un aperçu sur la modélisation du ballast électronique pour lampes à décharge basée sur des équations d'état qui expriment la relation entre les différents paramètres physiques qui déterminent l'état du système, en vue de son contrôle en régime permanent. Le modèle sinusoïdal équivalent est présenté dans la figure III.11.

III.6.1 Circuit équivalent du ballast électronique-lampe

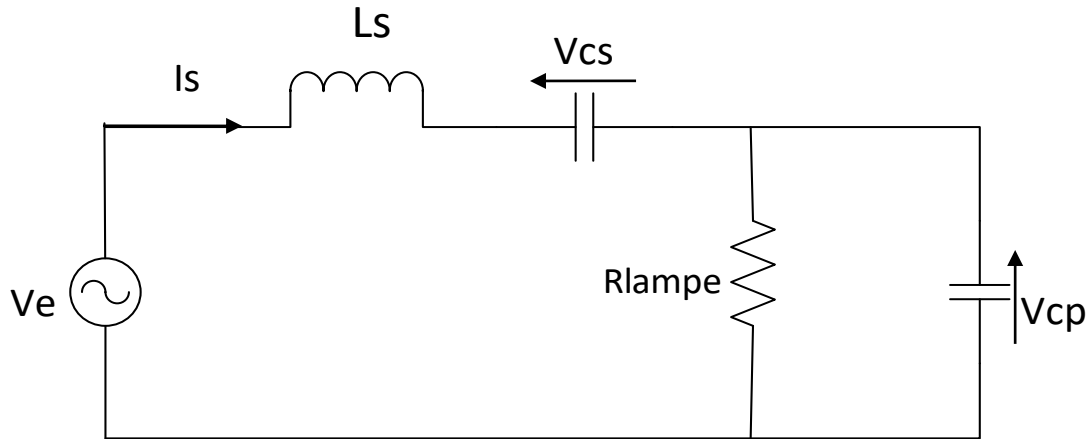


Figure III.11 Modèle équivalent en régime sinusoïdal.

III.6.2 Modèle mathématique de système

En se basant sur le circuit de la figure III.11 on constate qu'il y a trois variables d'état : I_s , V_{cs} et V_{cp} .

$$\begin{cases} V_e(t) = L_s \frac{dI_s}{dt} + V_{cp}(t) + V_{cs}(t) \\ I_s(t) = C_s \frac{dV_{cs}}{dt} \\ I_s(t) = C_p \frac{dV_{cp}}{dt} + \frac{V_{cp}}{R} \end{cases} \quad \text{(III-28)}$$

$$\begin{cases} \frac{dI_s}{dt} = \frac{1}{L_s} * V_{cp}(t) - \frac{1}{L_s} * V_{cs}(t) + \frac{1}{L_s} * V_e(t) \\ \frac{dV_{cs}}{dt} = \frac{1}{C_s} * I_s(t) \\ \frac{dV_{cp}}{dt} = \frac{1}{C_p} * I_s(t) - \frac{1}{R * C_p} * V_{cp}(t) \end{cases} \quad \text{(III-29)}$$

Le système d'équations différentielles peut être écrit dans l'espace d'état comme suit :

$$\begin{pmatrix} \frac{dI_s}{dt} \\ \frac{dV_{cs}}{dt} \\ \frac{dV_{cp}}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{0} & -\frac{1}{L_s} & -\frac{1}{L_s} \\ \frac{1}{C_s} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \frac{1}{C_p} & \mathbf{0} & -\frac{1}{R * C_p} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_s(t) \\ V_{cs}(t) \\ V_{cp}(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L_s} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{pmatrix} V_e(t) \quad \text{(III-30)}$$

$$I_r = \begin{pmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & \frac{1}{R} \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} I_s \\ V_{cs} \\ V_{cp} \end{pmatrix} \quad \text{(III-31)}$$

Ce dernier système d'équations ci-dessus représente le modèle mathématique du ballast électronique pour lampes à décharge de classe D et de type $L_s C_s C_p$ (série - parallèle). Il peut être

représenté dans le régime permanent sur les blocs MUX et FCN de MATLAB Simulink dans la figure III.12.

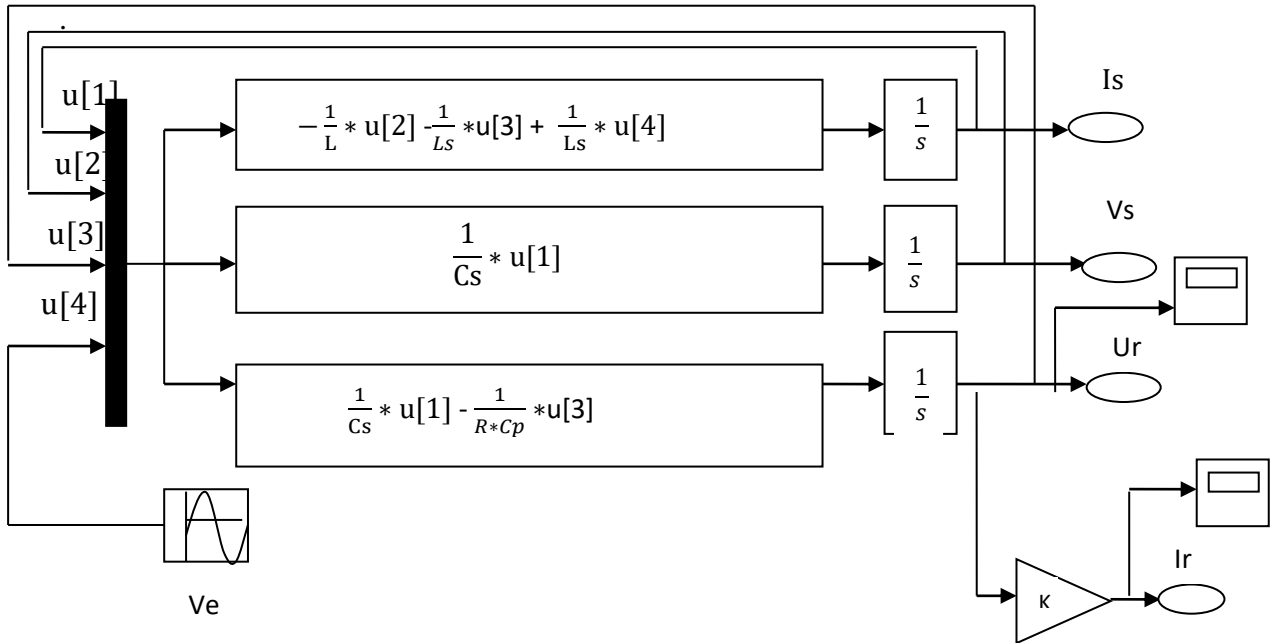


Figure III.12 Modèle de ballast électronique-lampe en blocs sous Simulink.

III.6.3 Résultat de simulation :

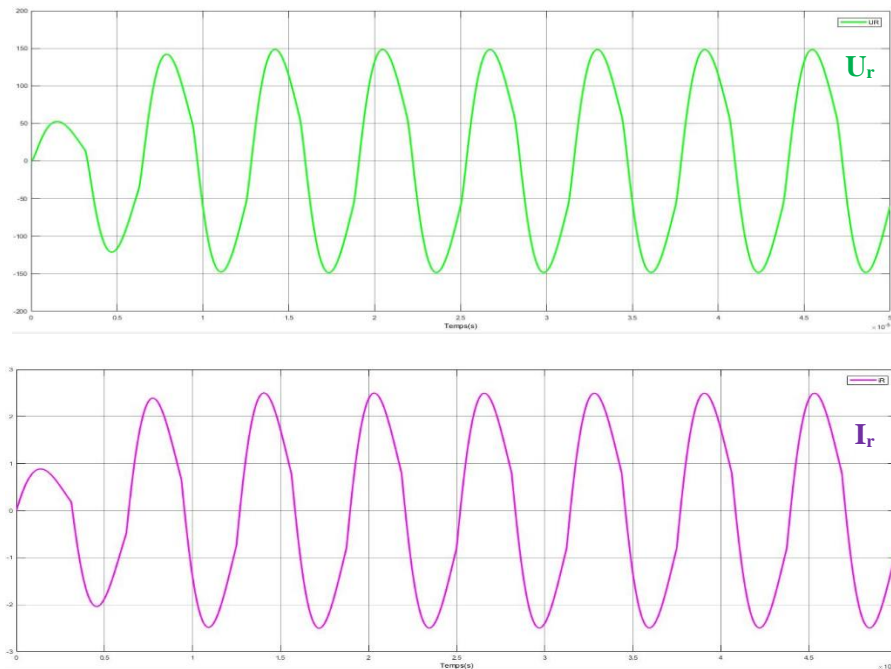


Figure III.13 Courbes de courant et de tension du ballast-lampe simulé.

Ce modèle statique nous a permis, malgré sa simplicité, de valider rapidement un certain nombre d'hypothèses et d'observations expérimentales, en particulier concernant ce qui touche à la gradation. Il présente l'avantage d'être très facile à mettre en œuvre et très souple d'utilisation.

La figure III.13 montre les courbes de courant et de tension aux bornes de la lampe, obtenus à partir du modèle présenté ci-dessus.

III.7 Contrôle la stabilité de courant :

Comme nous l'avons déjà mentionné en général dans la phase finale de décharge électrique, le courant augmente à des valeurs très élevées (voir chapitre 1), et afin d'assurer sa stabilité, la lampe doit être alimentée par une source de courant. Cela permet d'utiliser une solution passive, avec une impédance en série entre la lampe et l'alimentation pour limiter le courant généré par la décharge.

Selon [68] [69], les lampes à décharges (fluorescence puis SHP) qui sont alimentées par un circuit résonant série $L_s C_s R$ dont la fréquence est proche à la fréquence de résonance série, leur fonctionnement est généralement instable.

Dans notre cas, en régime permanent le circuit résonant série $L_s C_s R$ à la fréquence de fonctionnement de lampe est proche à la fréquence de résonance série, l'impédance est pratiquement nulle, et donc la lampe alimentée par une source de tension qui est parfois devient instable. Mais on peut la stabiliser à l'aide d'une boucle de régulation de courant. Le principe de cette régulation est présenté sur la figure III.14.

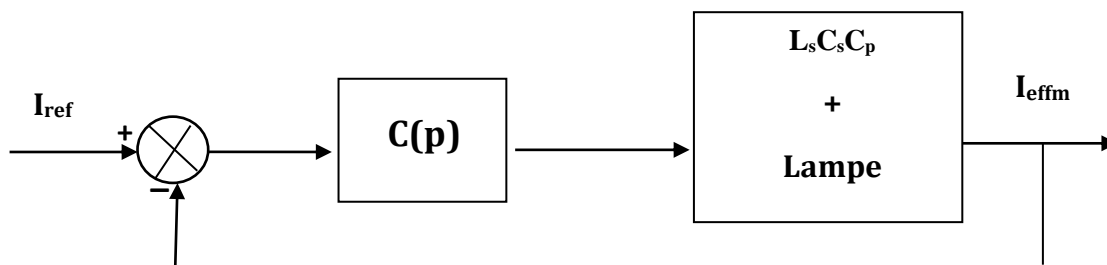


Figure III.14 Principe de la régulation du courant.

Dans la suite de notre étude nous présenterons le modèle de du circuit $L_s C_s R$, et en considérant toujours la lampe comme une résistance pure et constante afin de déterminer les paramètres de correcteur.

III.7.1 Le filtre passe bande sélectif :

La fonction de transfert du ballast électronique $L_s C_s C_p$ série parallèle en régime permanent et le circuit $L_s C_s R$ série où le condensateur C_p est négligeable devant la résistance de la lampe et si le filtre $L_s C_s R$ série est un filtre passe bande sélectif peut s'écrire sous la forme suivante [70] :

$$G(j\omega) = \frac{\widehat{U}_r}{V_e} = \frac{1}{1 + \left(\frac{2\Delta\omega}{Q_S * \omega_0}\right) * j} \quad \text{(III-32)}$$

$$G(P) = \frac{Ur}{Ve} = \frac{1}{1 + \left(\frac{2Ls}{R}\right)*P} \quad \text{(III-33)}$$

Et pour la relation entre la tension d'entrée et le courant efficace de sortie de la lampe on a la fonction de transfert suivante :

$$G(P) = \frac{Ir}{Ve} = \frac{1}{R + (2Ls)*P} = \frac{1/R}{1 + (2Ls/R)*P} \quad \text{(III-34)}$$

A la fin on obtient le modèle d'enveloppe sous une forme facile à analyser, et nous constatons que c'est un filtre 1^{er} ordre de caractéristique passe-bas et que le condensateur Cs l'intervient pas.

On peut facilement asservir le courant efficace de la lampe, et il suffit de choisir les bons paramètres du régulateur PI.

III.7.2 Etude de la stabilité en boucle fermée

Le but maintenant est d'expliquer et de démontrer comment calculer un correcteur PI (proportionnel-intégral) pour notre système ballast-lampe. Considérons le système à asservir avec une fonction de transfert G(p), le système en boucle fermé est donné par la figure III.15.

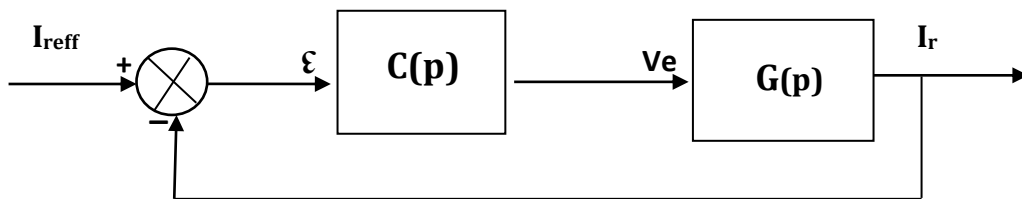


Figure III.15 Régulation du courant de la lampe.

III.7.3 Choix de correcteur PI

La fonction de transfert du système est donnée par :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1+FTBO} = \frac{C(p)*G(p)}{1+C(p)*G(p)} \quad \text{(III-35)}$$

Comme G(P) est modélisé par un système du premier ordre, sa fonction de transfert est donnée par :

$$G(P) = \frac{1/R}{1 + \left(\frac{2Ls}{R}\right)*P} \quad \text{(III-36)}$$

Nous rappelons l'expression du correcteur PI, son équation est donnée par C(p):

$$C(p) = K_p + \frac{K_i}{p} = K_p \left(\frac{1+T_i*p}{T_i*p} \right) \quad \text{où : } T_i = \frac{K_p}{K_i} \quad \text{(III-37)}$$

La fonction de transfert du système en boucle fermée devient :

$$FTBF = \frac{I_r}{I_{\text{reff}}} = \frac{1+T_i \cdot P}{1 + \left(\frac{R}{K_i} + T_i\right)P + \frac{2L_s}{K_i}P^2} \quad \text{(III-38)}$$

On peut écrire un système 2em ordre de façon suivant :

$$FTBF = \frac{1+T_i \cdot P}{1 + \frac{2\xi}{\omega_n}P + \frac{1}{\omega_p^2}P^2} \quad \text{(III-39)}$$

Nous pouvons déduire les paramètres du correcteur PI en imposant la fréquence de coupure ω_n et le coefficient l'amortissement ξ de la boucle fermée, alors après identification les membres des équations III.38 et III.39, on aura :

$$\frac{1}{\omega_n^2} = \frac{2L_s}{K_i} \quad \text{Et} \quad \frac{2\xi}{\omega_n} = \left(\frac{R}{K_i} + T_i\right) \quad \text{(III-40)}$$

d'où :

$$K_i = 2L_s \cdot \omega_n^2 \quad \text{Et} \quad T_i = \frac{2\xi}{\omega_n} - \frac{R}{K_i} \quad \text{(III-41)}$$

Nous rappelons également que le premier objectif du correcteur PI synthétique était la stabilité du courant de décharge. Le correcteur PI devait être placé dans une plage dynamique nettement inférieure à celle du circuit ballast, ce qui correspond à un fonctionnement de fréquence de la lampe autour de 160kHz en régime permanent, pour assurer la validité du modèle de contrôle, d'autre part, le placement du correcteur PI doit tenir compte de la dynamique associée au circuit qui mesure le courant efficace de la lampe. Selon les paramètres de ballast que nous choisissons, la dynamique en boucle fermée souhaitée est initialement de l'ordre de la bande passante de filtre $\Delta f = \frac{R}{2\pi \cdot L_s}$ du circuit $L_s C_s C_p$, qui est d'environ 100 kHz. Avec un coefficient d'amortissement égal à $\xi = 0,7$. La figure III.16 présente le résultat de simulation du courant de la lampe en boucle fermée.

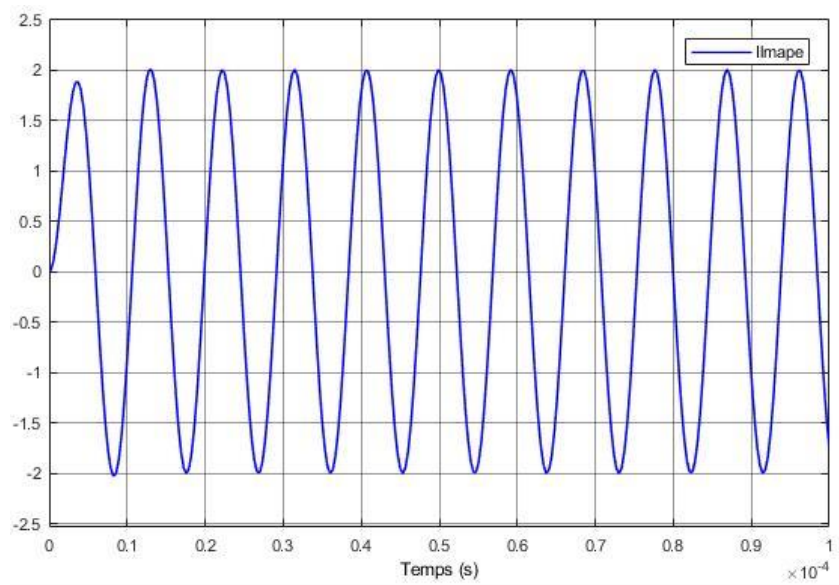


Figure III.16 Forme d'onde du courant de la lampe simulée en boucle fermée.

III.7.4 Etude de la stabilité en boucle fermé :

Il existe deux grandes familles de critère pour étudier la stabilité en boucle fermée d'un système :

II.7.4.1 Le critère de Routh-Hurwitz (critère algébrique) :

Le critère de stabilité de Routh se décompose en deux conditions : une condition nécessaire de la stabilité exige que tous les coefficients a_i soient de même signe et non nuls.

Une autre condition nécessaire et suffisante : le système est stable (si les zéros de $D(p)$, c'est-à-dire les pôles de $G(p)$, sont tous à partie réelle strictement négative) si et seulement si tous les termes de la 1ère colonne du tableau de Routh sont de même signe [71].

La fonction de transfert du système en boucle fermée est écrite sous la forme suivante :

$$FTBF = \frac{N(p)}{D(p)} = \frac{1+T_i \cdot P}{1 + (\frac{R}{K_i} + T_i)P + \frac{2Ls}{K_i}P^2}, \text{ avec } K_i \text{ Et } T_i > 0 \quad \text{(III-42)}$$

Soit $D(p)$ le dénominateur de la fonction de transfert dans notre système en boucle fermée. $D(p)$ peut être écrit sous la forme :

$$1 + (\frac{R}{K_i} + T_i)P + \frac{2Ls}{K_i}P^2 = 0 \quad \text{(III-43)}$$

Pour que le système soit stable, il faut et il suffit que les racines de $D(p)$ n'aient pas de parties réelles positives.

$$\frac{2PLs}{K_i} \text{ et } (\frac{R}{K_i} + T_i) > 0 \quad \text{(III-44)}$$

Tableau de Routh :

P² :	$\frac{2PLs}{K_i}$	1
P¹ :	$(\frac{R}{K_i} + T_i)$	
P⁰ :	1	

Tous les coefficients sont de même signe, la condition nécessaire est vérifiée. Et tous les coefficients de la première colonne sont de même signe, le système est donc stable.

III.7.4.2 Le critère de Nyquist :

Le critère de Nyquist permet de déterminer la stabilité d'un système en boucle fermée sur la base de sa réponse harmonique en boucle ouverte.

La fonction de transfert en boucle ouverte du système peut s'écrire sous la forme suivante :

$$FTBO = \frac{\frac{kP}{R}(1+T_i \cdot P)}{T_i \cdot P + \frac{2T_i \cdot Ls}{R}P^2} \quad \text{(III-45)}$$

La condition nécessaire et suffisante de stabilité d'un système asservi linéaire est que son lieu de transfert en boucle ouverte, parcouru de $\omega = -\infty$ à $\omega = +\infty$, autour du point critique $(-1,0)$

dans le sens trigonométrique un nombre de fois égal au nombre de pôles instables de la fonction de transfert en boucle ouverte [71].

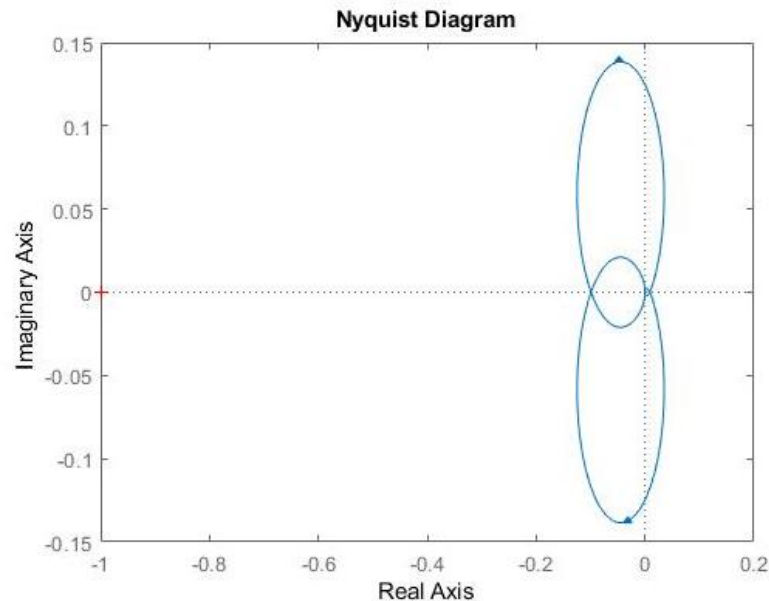


Figure III.17 Diagramme de Nyquist du système en boucle ouverte.

Nombre de pôles instables de la FTBO(p) : $P = 0$

Nombre de tours que fait le lieu complet de Nyquist (ω variant de $-\infty$ à $+\infty$) autour du point critique $(-1,0)$ dans le sens trigonométrique (sens anti-horaire), $N = 0$.

$Z = P - N$ est le nombre Z de zéros instables de l'équation caractéristique $1+FTBO(p) = 0$ et donc de pôles instables de la FTBF(p) puisque $Z = 0$, le système asservi est stable.

III.7.4.3 Contrôle non linéaire

Le correcteur hystérésis est une solution valable pour la régulation des grandeurs alternatives, La commande par hystérésis à bande fixe présentée sur la figure III.18, consiste à maintenir le courant à l'intérieur d'une bande encadrant sa référence. La commande se fait alors sur la lampe par rapport à une référence calculée. L'écart existant entre le courant mesuré et le courant de référence est comparé à une bande fixe, appelée bande d'hystérésis (HB). Sa sortie génère directement le signal de commutation envoyé aux interrupteurs de puissance de l'onduleur en demi-pont. Cette technique de régulation présente l'avantage d'être rapide, robuste et facile à mettre en œuvre. En revanche dans ce cas de contrôle du courant, la fréquence de commutation dépend essentiellement de la dérivée du courant de consigne. L'amplitude de la dérivée n'est donc pas maîtrisée et la fréquence de commutation n'est pas donc fixe. Ce point peut être particulièrement pénalisant dans le cas des systèmes de fortes puissances ou la fréquence de commutation est limitée à des valeurs de l'ordre du kHz du fait des caractéristiques des composants.

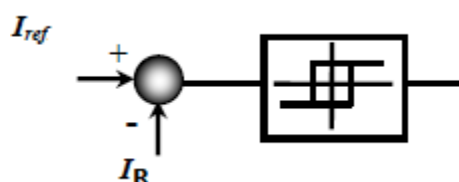
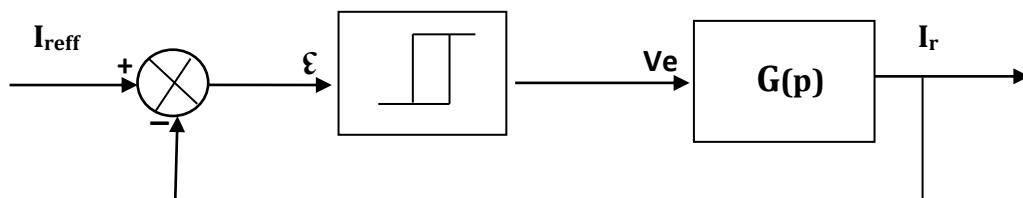


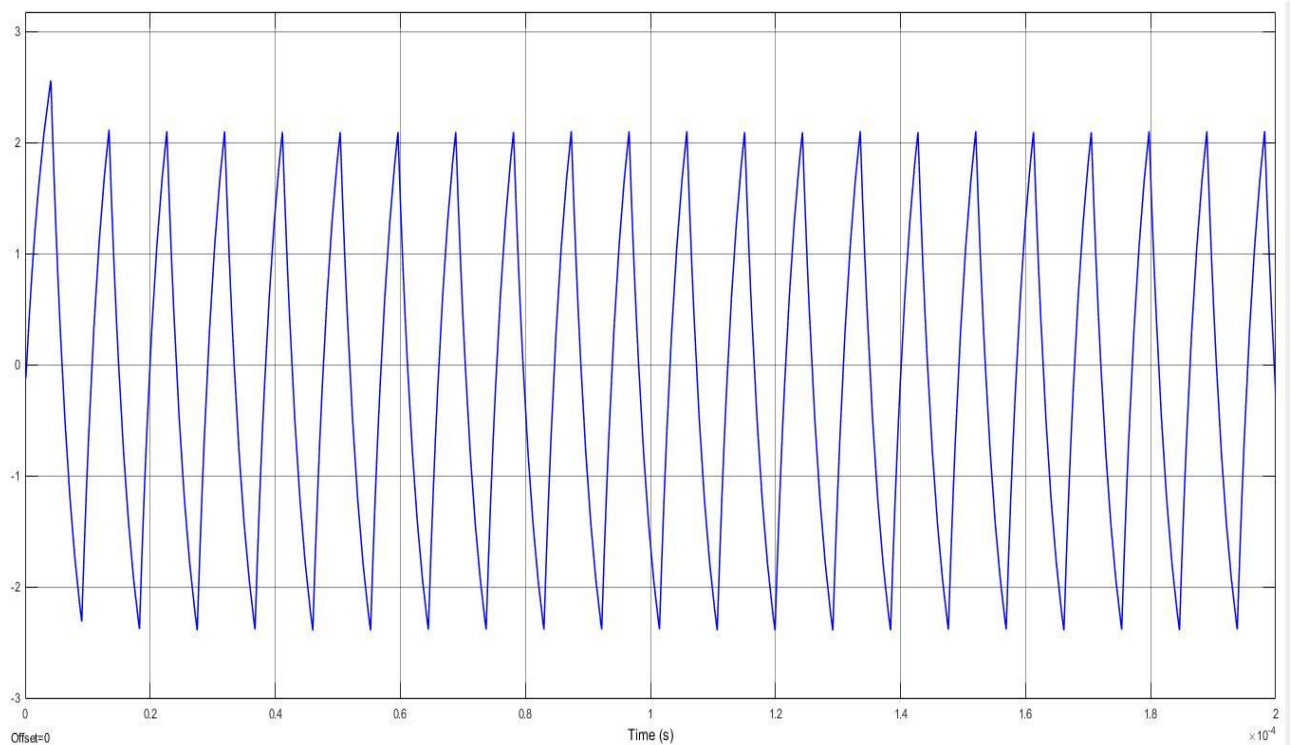
Figure III.18 Schéma de la régulation du courant par hystérésis à bande fixe.

La commande par hystérésis Nous le trouvons dans plusieurs applications, telles que la commande des machines électriques et le filtrage [72] [73] [74]. L'inconvénient bien connu de cette commande réside dans la variation forte de la fréquence de commutation, qui peut entraîner des pertes par commutation importantes dans les interrupteurs de puissance et pose quelques problèmes de compatibilité électromagnétique. Le principe de régulation de courant pour le circuit résonant $L_s C_s C_p$ est illustré sur la figure III .19.

**Figure III. 19** schéma de la régulation du courant par le correcteur à hystérésis.

Nous avons simulé, en utilisant Matlab/ Simulink, le comportement de la lampe dont nous disposons avec la stratégie de commande étudiée pour le calcul de courants de références optimaux. Cette lampe est associée à un onduleur demi-pont à MOSFET piloté à 160 kHz. La bande du régulateur par hystérésis à bande fixe est alors calculée pour cette fréquence de commutation, et cette bande donc liée à l'ondulation du courant de la lampe à contrôler.

Dans le cas de contrôle par hystérésis à bande fixe, nous proposons de simuler cette commande. Etant donné que la bande d'hystérésis est définie par $2HB=\Delta i$, le choix l'ondulation du courant de la lampe est pris à 0,4A.

**Figure III.20** Forme d'onde de courant de la lampe.

La Figure III.20 montre les résultats de simulation obtenus en utilisant un contrôleur d'hystérésis à bande fixe. On voit alors que l'on a un bon suivi de la trajectoire de référence. L'erreur de poursuite en régime permanent est négligeable sur la bande de fréquence fixe. Ceci dépend directement de la largeur de la bande de fréquence fixe et se traduit par une ondulation excessive du courant de charge près de sa référence. Il en résulte une réduction significative des pertes supplémentaires. La commande du correcteur d'hystérésis est encore limitée en pratique par la variation de sa fréquence de découpage.

III.8 Conclusion

Dans ce chapitre, une large partie était consacrée aux structures de ballast électronique a circuits résonance $L_s C_s C_p$. Ils sont les plus utilisés grâce à leur nombre réduit de composants passifs et leur capacité d'amorçage de la lampe par la résonance électrique du circuit.

Ce chapitre nous a permis d'analyser les performances de la stratégie de commande appliquée au ballast électronique utilisé pour alimenter la lampe à décharge haute fréquence destinée au éclairage public.

L'analyse des résultats de simulation, montre que cette stratégie de contrôle a de bonnes performances statiques et dynamiques, et garantit un courant de sortie sinusoïdal avec un faible facteur de de puissance. Nous avons montré que les circuits $L_s C_s C_p$ fonctionnant à des fréquences proches de la fréquence de résonance série nécessitent un contrôle du courant en boucle fermée pour assurer la stabilité de la décharge.

Le chapitre suit fera l'objet d'une réalisation pratique d'un ballast électronique avec sa commande.

Chapitre IV : Réalisation pratique du ballast et résultats expérimentaux

IV.1 Introduction

Notre objectif est toujours de contrôler le courant efficace dans une lampe alimentée par une structure de convertisseur statique simple. Nous avons choisi l'onduleur en demi pont avec un circuit à résonance série parallèle $L_s C_s C_p$, fonctionnant en haute fréquence et alimenté par un étage PFC. Dans ce chapitre, nous présenterons une nouvelle méthode d'alimentation. L'idée principale de cette méthode est d'alimenter la lampe via un onduleur demi pont $L_s C_s C_p$ et de contrôler le plus parfaitement possible les harmoniques de puissance, dans une bande passante choisie pour le ballast. A ce titre, nous devons utiliser l'analyse spectrale afin d'évaluer les contenus fréquentiels du courant, de la tension et des puissances harmoniques.

Pour commencer, nous présenterons, dans le paragraphe suivant, le principe de l'alimentation proposée. Nous étudierons ensuite le mode d'alimentation. Afin d'évaluer la performance de ce principe de superposition, il est également nécessaire d'étudier les contraintes de sélection des paramètres dues au facteur de qualité, qui a un impact sur le vieillissement de la lampe.

Pour valider nos études théoriques, nous présenterons différents résultats de réalisation d'une maquette expérimentale d'un ballast à deux étages avec un onduleur demi pont commandé en MLI. Il sera mis en évidence que le fonctionnement de la lampe dans ces expériences doit être contrôlé en boucle fermée et non pas en boucle ouverte comme précédemment. Enfin, cette étude nous permettra d'évaluer encore une fois, la relation entre les variations des paramètres électriques de la lampe. Nous pourrons ainsi vérifier les résultats obtenus dans les essais précédents présentés dans le chapitre II.

IV.2 Réalisation du ballast

Dans cette section on montre la réalisation expérimentale du ballast électronique universel pour les lampes à décharge proposé et on démontre ses performances pour un ensemble de lampes représentatives. Les détails des différentes pièces du ballast sont décrits en premier. Ensuite, les formes d'ondes en régime permanent et transitoire du ballast dans différentes conditions de fonctionnement, y compris la gradation, sont affichées.

IV.2.1 Réalisation de 1^{er} étage

Cet étage doit corriger le facteur de puissance et maintenir un faible taux de distorsion harmonique sur le réseau. La puissance de sortie maximale de cet étage est de 170W. La tension de sortie est fixe pour limiter les variations de la tension d'entrée du deuxième étage. Un convertisseur élévateur est utilisé comme convertisseur AC-DC, comme illustré à la Figure IV.1

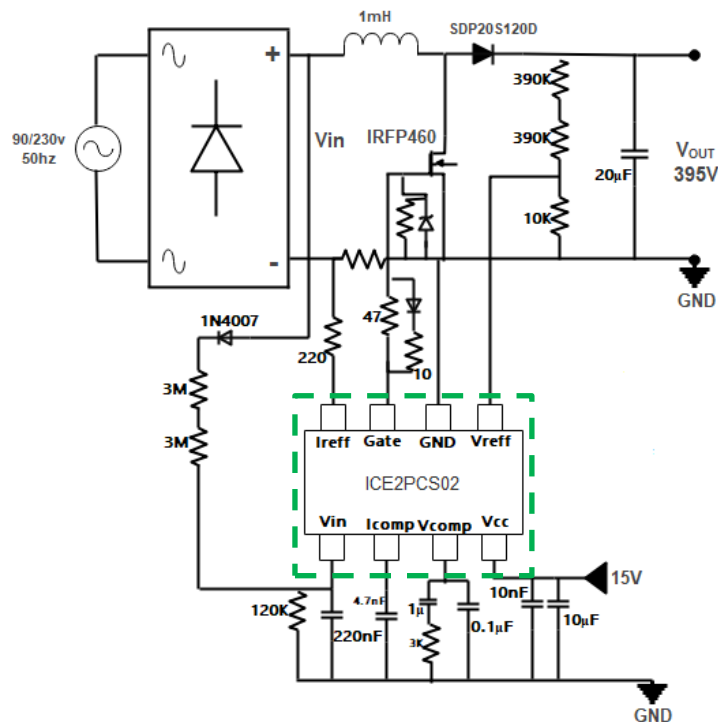


Figure IV.1 Schéma de réalisation du 1^{er} étage.

Le convertisseur de choix pour effectuer la correction du facteur de puissance et le redressement de la tension d'alimentation est un PFC élévateur. Cet étage comporte une inductance L_{Boost} , un interrupteur M_{Boost} , une diode de puissance rapide D_{Boost} , et un condensateur de filtrage C , le convertisseur est commandé par circuit (ICE2PCS02). Cette topologie fonctionne pour cette application pour un certain nombre de raisons. Premièrement, son faible nombre de composants en fait une topologie avantageuse en termes de prix. Un commutateur référencé à la terre minimise le coût de son circuit de commande. De plus, la présence d'une inductance directement connectée à l'entrée du convertisseur permet un courant d'entrée continu. Cette topologie convertit la tension continue en une tension continue plus élevée.

Puisque la fréquence de commutation du convertisseur est très élevée par rapport à la fréquence du réseau électrique 50HZ, la tension du réseau peut être considérée comme continue pendant un cycle de commutation du convertisseur. Par conséquent une conversion AC-DC peut être effectuée permettant une correction du facteur de puissance via le mode de conduction critique (CRM) de l'inductance. La conception du premier étage suppose que le courant est une sinusoïde parfaite et est en phase avec la tension d'entrée. Dans cette application, la ligne d'entrée est universelle et peut aller jusqu'à 320V. Par conséquent, une tension de sortie de 395 V est requise selon l'équation.

$$V_{out} > V_{in} \quad (IV-1)$$

Remarque : La puissance de sortie maximale envoyée vers le 2^{ème} étage est de 150W. Afin de compenser les pertes du 2^{ème} étage et de prévoir une marge de manœuvre en cas de condition anormale, une puissance de sortie maximale P_{OutMax} de 170W est prévue pour la suite de calcul.

IV.2.2 Dimensionnement des composants

Comme le montre la figure II.17 du chapitre II, le ballast électronique se compose de deux étages de puissance. La première étape comprend deux parties : un redresseur et un convertisseur Boost avec son contrôleur. Le convertisseur élévateur, illustré à la figure V.1, se comporte comme un mode de conduction critique grâce au contrôleur représenté par le circuit ICE2PCS02. L'interrupteur principal du convertisseur est basé sur l'action complémentaire de deux dispositifs en carbure de silicium, le MOSFET M_{boost} (IRFP460) et la diode D1 (SDP20S120D). La résistance de grille MOSFET est de 10 ohm, et la protection parallèle se compose d'une résistance 10 k ohm et d'une diode zener 16V-500mW, l'inductance série de Boost est de 1mH et le condensateur de sortie est composé de deux condensateurs en polypropylène de 10 μ F chacun, avec une tension de claquage de 500V connectés en parallèle avec quatre condensateurs céramiques de 1 μ F et la même tension de claquage pour protection.

IV.2.2.1 Dimensionnement de l'inductance L_{boost}

La taille d'une inductance dépend du courant maximal qui la traverse. Cela se produit lorsque la tension de crête du réseau est minimale ($V_{\text{ac}} = 220\text{V}$) et la puissance de sortie est maximale ($P_{\text{outmax}} = 170\text{W}$). Dans ces conditions, le rendement η du convertisseur boost PFC est estimé à 95 % [76]. À partir de cette efficacité on peut déduire la puissance d'entrée maximale du convertisseur selon l'équation (IV-1).

$$P_{\text{a}_{\text{max}}} = \frac{P_{\text{outmax}}}{\eta} = 179\text{W} \quad (\text{IV-2})$$

L'équation de la tension minimale du réseau en fonction du temps est donnée comme suit :

$$V_{\text{ac min}}(t) = \hat{V}_{\text{ac min}} \sin(2\pi 50t) \quad (\text{IV-3})$$

La valeur efficace du courant maximal $I_{\text{ac}_{\text{max}}}$ tiré par le convertisseur de la ligne électrique est obtenue en divisant la puissance d'entrée maximale $P_{\text{a}_{\text{max}}}$ par la tension d'entrée minimale $V_{\text{ac}_{\text{min}}}$ comme suit :

$$I_{\text{ac}_{\text{max}}} = \frac{P_{\text{a}_{\text{max}}}}{V_{\text{ac}_{\text{min}}}} = 0.81\text{A} \quad (\text{IV-4})$$

Et donc l'amplitude de courant d'entrée maximum est donnée par l'équation suivante :

$$\hat{I}_{\text{ac}} = \sqrt{2} I_{\text{ac}_{\text{max}}} = 1.14\text{A} \quad (\text{IV-5})$$

La correction du facteur de puissance est effectuée par le mode de conduction critique (CrM) de l'inductance d'entrée L_{boost} , comme le montre la figure IV.2. Pendant l'intervalle de marche, l'interrupteur M_{boost} est fermé (T_{on}) et la tension d'entrée V_{ac} est appliquée à l'inductance. Le temps passant est constant en mode de conduction critique, ce qui permet au courant $I_{L_{\text{boost}}}$ d'atteindre une valeur proportionnelle à la tension d'entrée instantanée $V_{\text{ac}}(t)$ à chaque cycle.

La valeur maximale du courant $I_{L_{\text{boost}}}$ atteinte à chaque cycle est deux fois supérieure au courant d'entrée instantané [77].

Lors du blocage, l'interrupteur M_{boost} est ouvert (T_{off}), la tension appliquée à l'inductance est la tension de sortie moins la tension d'entrée. Pendant cet intervalle, le courant diminue jusqu'à zéro.

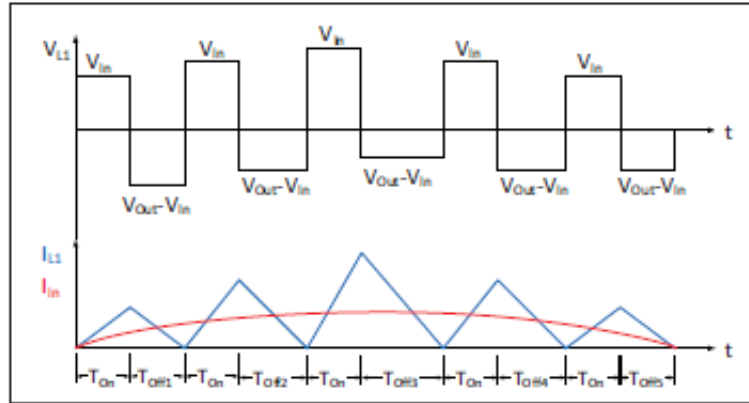


Figure IV.2 Formes d'ondes idéalisées du mode de conduction critique (CrM).

Le contrôleur ICE2PCS02 régule la tension V_{out} en ajustant le temps de conduction afin que la puissance nécessaire soit livrée en sortie. Le temps de réponse du régulateur est plus lent que la fréquence du réseau. Par conséquent, le temps de marche ne varie pas au cours d'un cycle. Le courant d'entrée est le résultat du courant I_{Lboost} filtré de la fréquence de commutation. Le mode de conduction critique assure un courant d'entrée sinusoïdal et en phase avec la tension.

IV.2.2.2 Calcul du temps de conduction du MOSFT M_{boost} :

Pendant l'intervalle de temps de commutation de la fermeture de M_{boost} (T_{on}), le courant dans l'inductance augmente de 0 à 2 fois la valeur du courant d'entrée du convertisseur I_{ac} . La durée de cet écart est déterminée à l'aide de l'équation suivante pour la tension d'inductance.

$$V_{Lboost} = \frac{di_{Lboost}}{dT} \longrightarrow T_{on}(t) = \frac{2L_{boost} * \hat{I}_{ac} \sin(2\pi 50t)}{\hat{V}_{ac} \sin(2\pi 50t)} \quad (IV-6)$$

Les termes dépendant du temps de l'équation s'annulent et l'amplitude de courant \hat{I}_{ac} s'exprime en fonction de la puissance d'entrée (P_a) est l'expression du temps de conduction de l'interrupteur M_{boost} . Cette équation ne contient pas de variable associée au temps. Le temps de conduction est fixe pour la tension de ligne, la puissance et la valeur d'inductance données [78].

$$T_{on} = \frac{4L_{boost} * P_a}{\hat{V}_{ac}^2} \quad (IV-7)$$

IV.2.2.3 Calcul du temps de fermeture de l'interrupteur MOSFT M_{boost}

Lorsque le commutateur M_{boost} n'est pas conducteur, la diode D_{boost} est conductrice, et la tension appliquée à l'inductance est égale à la tension de sortie, moins la tension d'entrée selon la formule suivante :

$$V_{Lboost} = V_{out} - V_{in} \quad (IV-8)$$

Pendant cet intervalle, le courant $I_{L_{boost}}$ décroît linéairement. La valeur du courant initial est le double du courant d'entrée instantané $I_{ac}(t)$. A la fin de l'intervalle, le courant I_{L1} est nul. La durée de l'intervalle (T_{off}) peut également être obtenue à partir de l'équation de base de la tension aux bornes de l'inductance. Par conséquent, le temps de non-conduction n'est pas constant et son expression est la suivante :

$$T_{off}(t) = \frac{4L_{boost} * (\frac{Pa}{\hat{V}_{ac}}) \sin(2\pi 50t)}{V_{out} - \hat{V}_{ac} \sin(2\pi 50t)} \quad (IV-9)$$

La valeur de la période de conduction est donnée par la somme des temps de conduction T_{on} et T_{off} .

$$T = T_{on} + T_{off} = \frac{4L_{boost} * Pa}{\hat{V}_{ac}^2} + \frac{4L_{boost} * (\frac{Pa}{\hat{V}_{ac}}) \sin(2\pi 50t)}{V_{out} - \hat{V}_{ac} \sin(2\pi 50t)} \quad (IV-10)$$

La fréquence de commutation est l'inverse de cette période et donner par équation suivant.

$$F(t) = \frac{1}{\frac{4L_{boost} * Pa}{\hat{V}_{ac}^2} + \frac{4L_{boost} * (\frac{Pa}{\hat{V}_{ac}}) \sin(2\pi 50t)}{V_{out} - \hat{V}_{ac} \sin(2\pi 50t)}} \quad (IV-11)$$

Étant donné que la tension d'entrée et la puissance d'entrée du convertisseur sont données par la spécification du projet, la valeur de l'inductance est le seul paramètre qui détermine la fréquence de commutation du convertisseur [78].

$$L_{boost} = 1 \text{ mH} \quad (IV-12)$$

Bien que le temps de marche soit fixe pour une tension d'entrée et une charge données, la fréquence de commutation varie. La figure IV.3 illustre la fréquence de commutation du commutateur M_{boost} en fonction du temps sur un demi-cycle du réseau pour différentes tensions de ligne, une charge de 170W, un rendement de 95% et une inductance L_{boost} de 1mH.

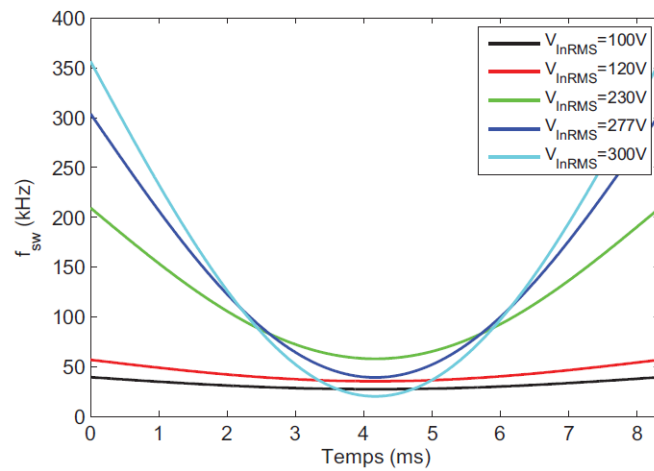


Figure IV.3 Fréquence de commutation sur un demi-cycle de réseau.

On constate que la valeur de l'inductance L_{boost} détermine la fréquence de découpage du convertisseur. La fréquence de commutation élevée permet l'utilisation d'inductances de plus petite taille et moins chers, mais entraîne des pertes de commutation plus élevées sur l'interrupteur M_{boost} .

IV.2.2.4 Dimensionnement de l'interrupteur M_{boost}

La tension bloquée par l'interrupteur lorsqu'il ne conduit pas est la tension de sortie auteure de 400V. Afin de prévoir un facteur de sécurité, un MOSFET de 600V pouvant supporter un courant moyen de 10 A lorsque la température ambiante de 25° est choisi. Le numéro de pièce de l'interrupteur sélectionné est IRFP460 de 600V et 15A.

IV.2.2.5 Dimensionnement de la diode D_{boost}

La tension bloquée par la diode lorsqu'elle ne conduit pas est la tension de sortie V_{out} . La diode sélectionnée est une SDP20S120D de 1200V et 20A.

IV.2.2.6 Dimensionnement du condensateur C

Le condensateur de sortie doit supporter la tension de sortie V_{out} . L'ondulation crête maximale est posée à 5% de la tension V_{out} de 400V, soit 20V. Cette ondulation provient de la puissance alternative tirée du réseau. La puissance d'entrée alternative est exactement égale à la puissance moyenne calculée [80].

$$\Delta V_{\text{out}} = X_C I_{\text{outmax}} \quad (\text{IV-13})$$

La valeur minimale du condensateur de sortie est donnée par l'équation suivant :

$$C=20 \mu\text{F}/500\text{v} \quad (\text{IV-14})$$

IV.2.3 Résultats expérimentaux obtenus

La figure V.4 illustre les résultats issus d'un convertisseur Boost PFC réalisé. La valeur atteinte à chaque cycle est proportionnelle à la tension d'entrée instantanée. La valeur moyenne de ce courant est donc une onde sinusoïdale rectifiée en phase avec la tension d'entrée. La tension de sortie V_{out} moyenne est de 395V.

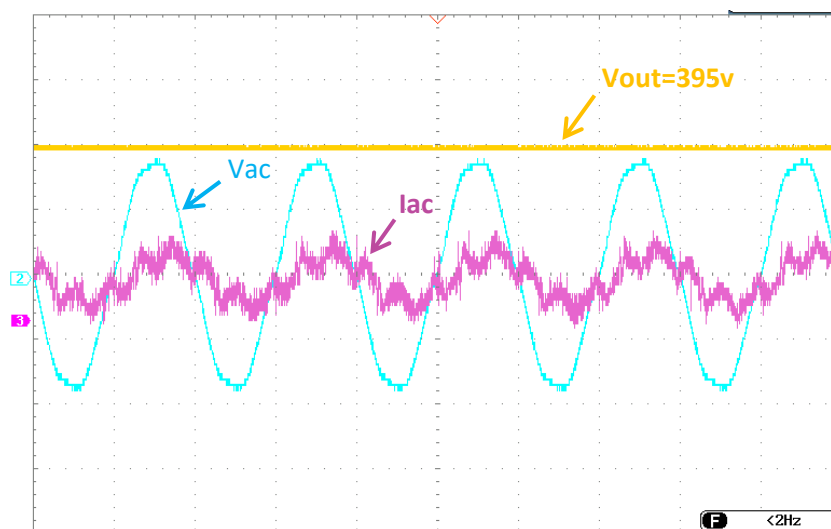


Figure IV.4 Résultats du boost réalisé.

IV.2.4 Réalisation du 2ème étage

La figure IV.5 montre l'architecture du 2ème étage du circuit qui comprend un onduleur en demi-pont avec deux MOSFETs (30N60). Les deux interrupteurs sont pilotés par le driver IR2113 avec des résistances, et une diode rapide, une grille de 10 ohms avec une diode UF4007 en parallèle. De plus, une résistance de 1 k Ω et une diode Zener de 15 V sont placées en parallèle pour la protection entre la masse et la grille. En ce qui concerne les composants passifs du circuit résonnant, l'inductance série utilisée a une valeur $L_s = 90\mu\text{H}$; les condensateurs utilisés ont des valeurs de capacité $C_s = 13\text{nF} / 1600\text{V}$ et $C_p = 2,2\text{nF} / 2000\text{V}$. La lampe utilisée est une ampoule GE Lucalox de 150W à sodium haute pression (HPS).

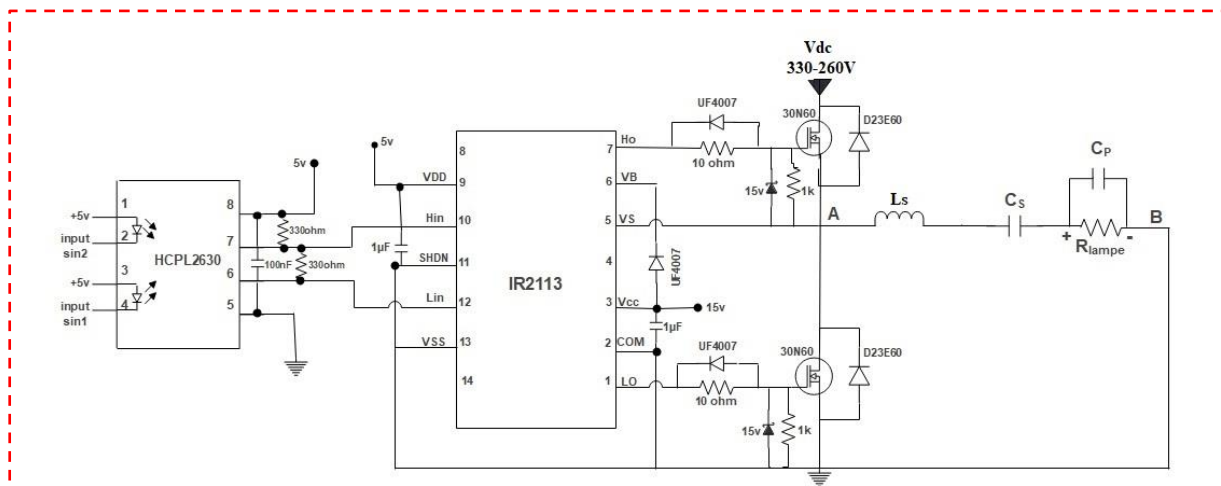


Figure IV.5 Schéma de l'onduleur de puissance.

Dans la configuration actuelle, un programme a été développé dans le but de générer un signal carré, avec un rapport fixe de 0,5. La commande de l'onduleur utilise ce signal de commande carré pour l'allumage du système ; sa fréquence est comprise entre (300KHz et 368KHz). Notez qu'elle utilise le mode de balayage de fréquence. De plus, la génération du signal est réalisée à l'aide d'une carte électronique arduino. Le principe du balayage de fréquence est illustré sur les figures III.8.a et III.8.b La fréquence est progressivement abaissée jusqu'à atteindre la valeur $f_s = 163\text{KHz}$. Le second signal de commande est alors inversé à l'aide d'un circuit logique 74ahc04, avec un temps de retard entre les deux signaux. Ceci est réalisé en utilisant un filtre RC passe-bas de premier ordre, avec un temps de retard égal à 0,1 μs . Les deux signaux de commande sont envoyés à un optocoupleur qui assure une isolation galvanique entre le circuit de commande et le circuit de puissance. Dans notre travail, l'optocoupleur HCPL2630 a été utilisé. La partie commande est représentée sur la figure IV.6. Le programme utilisé est donné en annexe.

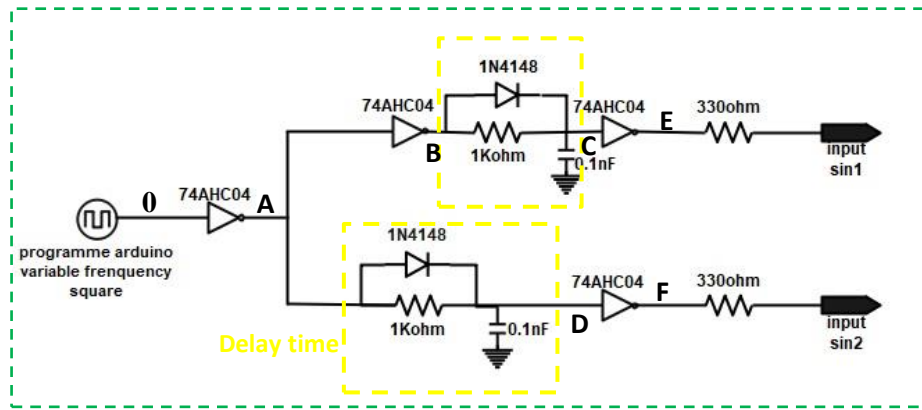


Figure V.6. Schéma du circuit de contrôle de l'onduleur.

IV.2.4.1 Temps mort des interrupteurs (dead time) :

Dans de tels systèmes de commande, des pics de tension à haute fréquence et/ou un bruit d'interférence électromagnétique peuvent être générés par la lampe pendant le fonctionnement et également par la commutation, (en raison de leurs fréquences de fonctionnement élevées). Par conséquent, pour éliminer les composantes de tension à haute fréquence, il est nécessaire de concevoir et de mettre en œuvre un simple filtre passe-bas RC avec une fréquence de coupure de filtre $f = 1/RC$, un pour chaque signal de commande.

Le temps mort est le temps pendant lequel aucune partie du pilote du convertisseur n'est active. À utiliser lorsqu'il y a deux signaux PWM complémentaires (l'un allumé et l'autre éteint) afin que ni le côté haut ni le côté bas du convertisseur ne puissent être allumés en même temps [81] [82].

Les MOSFET ne passent pas instantanément de ON à OFF, ou de OFF à ON, mais ont à la place des temps de charge et de décharge de grille. Si nous n'incluons pas le temps mort dans la forme d'onde, un MOSFET peut s'allumer alors que l'autre est encore allumé (période d'extinction). La configuration de ce temps mort est importante. Plus il y a de temps mort, moins le convertisseur est efficace [83].

La figure V.7 illustre la technique du système de retard utilisé dans le circuit de commande de l'onduleur pour atteindre le temps mort.

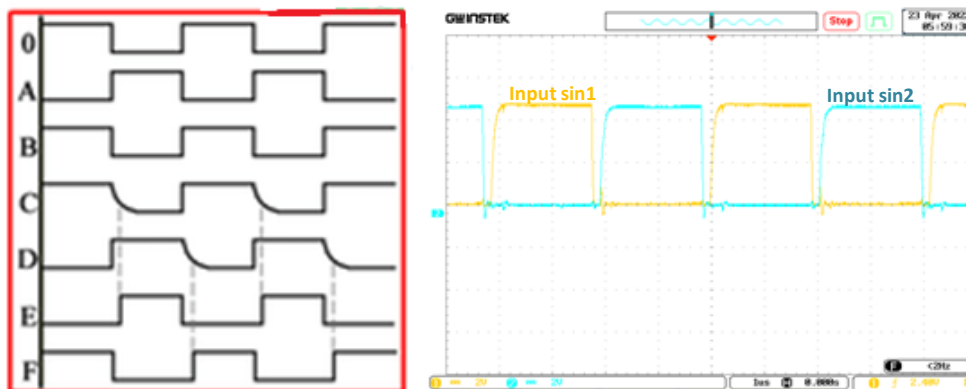


Figure IV.7 Système de retard et oscillogramme du temps mort.

IV.2.4.2 Amplification des impulsions et isolation galvanique

Les signaux de sortie de la carte de commande sont des impulsions de tension de 0V ou 5V. Cependant, pour pouvoir piloter les MOSFET, ils doivent être accompagnés d'un courant suffisant. Or, le courant de sortie de tout microcontrôleur n'est pas suffisant et pour cette raison, les signaux de sortie doivent être amplifiés avant tout traitement. D'où la nécessité d'un circuit inverseur hexagonal. Le circuit intégré sélectionnée ici qui permet d'amplifier et d'inverser les signaux sortant du microcontrôleur est le 74ahc04 (Texas Instruments, Dallas, TX, USA) qui consiste en six portes NOT et est alimenté par 5V. Ensuite, les signaux d'impulsions inversés et amplifiés sont dirigés vers un opto-coupleur qui réalise une isolation galvanique entre le circuit de contrôle et le circuit d'alimentation. Pour réaliser cette isolation entre les deux circuits, il y a une diode électroluminescente à l'entrée de l'opto-coupleur. Qui émet de la lumière lorsqu'une tension est détectée. A sa sortie, se trouve un phototransistor à collecteur ouvert, avec un espace d'isolation entre eux. Dans cet espace, aucun courant ne peut passer, mais des impulsions lumineuses, ce qui permet de séparer les potentiels de terre des deux circuits et de protéger le circuit de commande contre les fuites. L'opto-coupleur utilisé dans cette application est le HCPL2631 (Fairchild Semiconductors, San Jose, CA, USA) qui répond parfaitement aux exigences de l'application. Il est alimenté par une tension de 5V et délivre un signal qui maintien la forme qu'il avait en sortant du microcontrôleur.

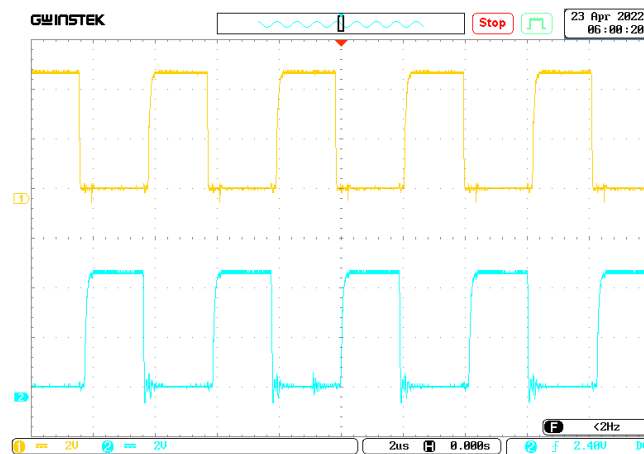


Figure IV.8 Signal de commande à la sortie de l'optocoupleur.

IV.2.4.3 Circuit de commande et d'amorçage de la porte d'un MOSFET

Il s'agit de la deuxième partie du module de l'étage pilote. Ici aussi il faut choisir une puce (circuit intégré) appropriée qui sera chargée de renforcer les impulsions jusqu'au niveau de puissance souhaité afin de garantir que les MOSFETs sont correctement pilotés.

L'IR2113 (International Rectifier) est l'un des choix les plus robustes, fiables et bon marché, qui peut fonctionner à haute tension et à haute fréquence et qui présente deux canaux de sortie indépendante (haute et basse). De plus, ces derniers ne peuvent pas être activés simultanément (ce qui est souhaitable) car le driver a été conçu pour fonctionner en mode bootstrap (figure IV.5). Le seul inconvénient est qu'il a besoin de deux tensions d'alimentation différentes, 5V (entre V_{cc} et V_{ss}) et une autre comprise entre 10V et 20V (entre V_{cc} et Com).

Dans notre application, nous avons utilisé une tension de 15V. Ainsi les signaux de commande entrants de 5V sont envoyés aux entrées HIN et LIN et les signaux de la porte du MOSFET sortent des sorties HO et LO à un niveau de tension de 15V. La broche de source des MOSFETs côté bas est connectée en permanence à la masse, de sorte que chaque fois qu'une impulsion arrive à l'entrée LIN, la sortie LO est connectée à l'alimentation de 15V [84].

En revanche, la méthode de bootstrap décrite en détail ci-dessous permet d'alimenter les MOSFETs du côté supérieur. Plus précisément, lorsque le MOSFET côté bas est en mode de conduction, le V_S de supérieur acquiert le potentiel de terre. Le condensateur d'amorçage (C_{BOOT}) est alors chargé par la diode bootstrap (D_{BOOT}), à partir de l'alimentation 15V. Lorsque le MOSFET inférieur cesse de conduire et que le supérieur commence à conduire, le condensateur d'amorçage se décharge à travers la grille du MOSFET supérieur, ce qui permet à ce dernier de passer à l'état inactif. La diode bootstrap empêche dans ce cas le courant de décharge de retourner à la source VCC. La connexion bootstrap a l'avantage d'être simple et économique, mais elle a aussi des limites.

Le temps de début de conduction et le rapport cyclique sont limités par les exigences de charge du condensateur bootstrap. Cependant, l'inconvénient majeur de cette méthode est que la tension négative qui se produit à la source du MOSFET pendant l'état d'ouverture, a pour conséquence que le courant de charge est fortement dirigé vers la source.

Le courant de charge est fortement dirigé vers la diode de roue libre du MOSFET inférieur. La tension négative peut être un problème pour la sortie du driver de porte car elle affecte directement la borne V_S du driver. Un autre problème découlant de cette tension négative est la possibilité de surtension au niveau du condensateur d'amorçage [84]. La diode d'amorçage doit avoir une légère chute de tension lorsqu'elle conduit et un court temps de récupération inverse pour minimiser la charge retournant du condensateur à l'alimentation. Pour cette raison, une diode à récupération ultra-rapide doit être utilisée. La diode UF4007 a donc été sélectionnée et qui est placée très près du condensateur bootstrap. De plus, le condensateur doit être de capacité suffisante pour fournir le courant nécessaire à l'allumage du MOSFETs supérieur et maintenir sa tension pendant la conduction. À cette fin, un condensateur au tantale de $1\mu\text{F}/35\text{ V}$ a été utilisé. Les condensateurs au tantale ont été choisis car ils ont une capacité élevée, une faible résistance interne (ESR) et un courant de fuite minimal par rapport aux condensateurs électrolytiques. Le calcul de la capacité du condensateur d'amorçage est donné ci-dessous. Tout d'abord, il est nécessaire de calculer la tension D_{VBS} minimale qui doit être maintenue par le condensateur lorsque le MOSFET supérieur est conducteur [84].

$$D_{vbs} \leq V_{cc} - V_f - V_{GSmin} \quad (\text{IV-15})$$

où V_{cc} est la tension d'alimentation de l'IR2113 (15 V), V_f est la chute de tension de la diode (1,7V) et V_{GSmin} est la tension minimale nécessaire pour maintenir la conduction du MOSFET (4V). Ensuite, la charge totale stockée dans le condensateur doit être calculée :

$$Q_{tot} = Q_{gate} + (I_{LKcap} + I_{LKGS} + I_{QBS} + I_{LK} + I_{LKDiode}) * t_{on} + Q_{LS} \quad (\text{IV-16})$$

où I_{LKcap} est le courant de fuite du condensateur d'amorçage, I_{LKGS} est le courant de fuite grille-source du MOSFET, I_{QBS} est le courant de repos du circuit d'amorçage, I_{LK} est le

courant de fuite du circuit d'amorçage, $I_{LKDiode}$ est le courant de fuite de la diode bootstrap, t_{on} est le temps de retard de conduction du MOSFET et Q_{LS} est la charge requise par le décalage de niveau interne (qui est fixé à 3ns pour tous les pilotes de porte HV).

Enfin, l'équation IV-17 donne la valeur du condensateur qui, dans notre cas, est de $0.2\mu\text{F}$. Pour cette application, des condensateurs au tantale d'une capacité de $1\mu\text{F}$, c'est-à-dire 5 fois supérieure à la valeur calculée, ont été choisis pour éliminer la possibilité d'une décharge rapide du condensateur pendant la conduction du MOSFET [84] [85] :

$$C_{boot} = \frac{Q_{tot}}{Dv_{bs}} \quad (\text{IV-17})$$

Plus précisément, selon [86], le condensateur d'amorçage est le composant le plus important parce qu'il fournit un chemin à faible impédance pour fournir les courants de pointe élevés afin de charger le commutateur côté haut. En règle générale, ce condensateur d'amorçage doit être dimensionné de manière à avoir suffisamment d'énergie pour commander la grille du MOSFET côté haut. Sans être épuisé de plus de 10%. Ce condensateur d'amorçage doit être au moins 4 fois supérieur à la capacité de grille du FET côté haut. La raison en est de permettre la variation de capacité due à la polarisation en courant continu et à la température, ainsi que les cycles sautés qui se produisent pendant les transitoires de charge. Ici nous avons suivi une approche plus précise sur le calcul de la charge totale (équation IV-16) en prenant en compte analytiquement tous les courants de fuite des composants pertinents et donc le facteur "5x" est justifié.

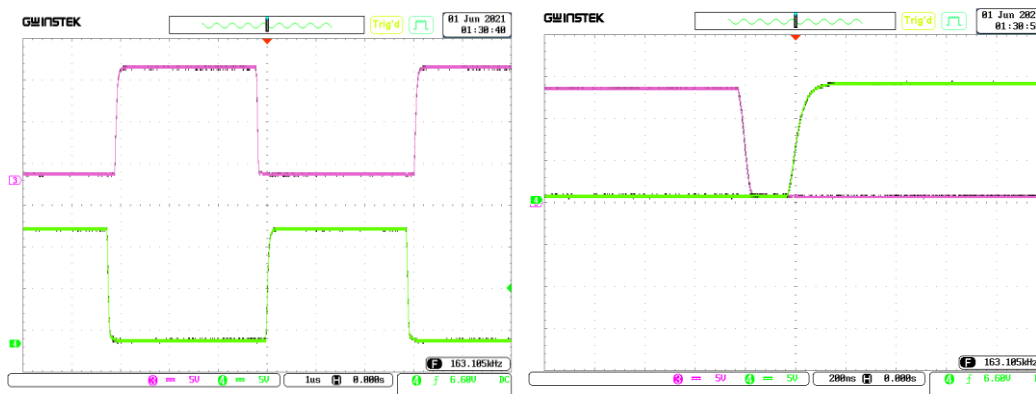


Figure IV.9 Signaux de commande au niveau de sortie du driver de sortie IR2131.

Dans un premier temps, quelques expériences ont été réalisées concernant les impulsions de commande générées. La Figure IV.7, vérifie en fait l'alimentation correcte des signaux PWM, sur la base de la méthodologie de la Section III.2 pour le circuit présenté à la figure IV.7. Plus précisément, pour une fréquence de commutation de 163kHz, les impulsions générées par la sortie du carte ARDUINO sont envoyées au 74ahc04 qu'il les inverse et, à son tour, alimente l'opto-coupleur HCPL2631. Comme on peut le voir sur la figure IV.8, les impulsions de la sortie du HCPL2630 sont identiques aux impulsions générées à l'origine par la carte de commande. Ensuite la figure IV.9 vérifie le bon fonctionnement du pilote de MOSFET IR2113. On peut voir que par rapport à l'amplitude de l'impulsion à l'entrée du 74ahc04 (5V), l'impulsion de sortie de l'IR2113 a été amplifiée de manière appropriée (14V) afin de piloter la porte du MOSFET.

IV.2.4.4 Circuit de commande :

Le circuit de commande global nécessite des tensions d'alimentation en courant continu pour les différents circuits. La plupart d'entre eux ont besoin d'une tension de 5V. Cependant les drivers de portes nécessitent à la fois 5V et 15V et les circuits intégrés pour le conditionnement de la tension aux bornes de la lampe.

Puisque la carte de commande est destinée à être utilisée dans un environnement autonome, il est possible d'obtenir une tension de 5V fournie par la carte pour la partie de commande. Par conséquent les tensions de la commande utilisée dans partie de puissance une alimentation DC de 19V doivent être abaissées à 15V et 5 V, avec le moins de pertes de puissance possible. Bien que deux convertisseurs Buck puissent être utilisés, leur coût serait élevé.

La solution était donc d'utiliser des régulateurs de tension. Plus précisément les régulateurs LM7805, LM7815 ont été utilisés en cascade. Leur puissance de sortie maximale est de 1A, ce qui est plus que suffisant pour les modules de faible puissance [87]. Pour chaque niveau de tension, la sortie de chaque régulateur est conduite vers l'optocoupleur et le driver.

Le schéma de principe du module d'alimentation est présenté dans la Figure IV.10.

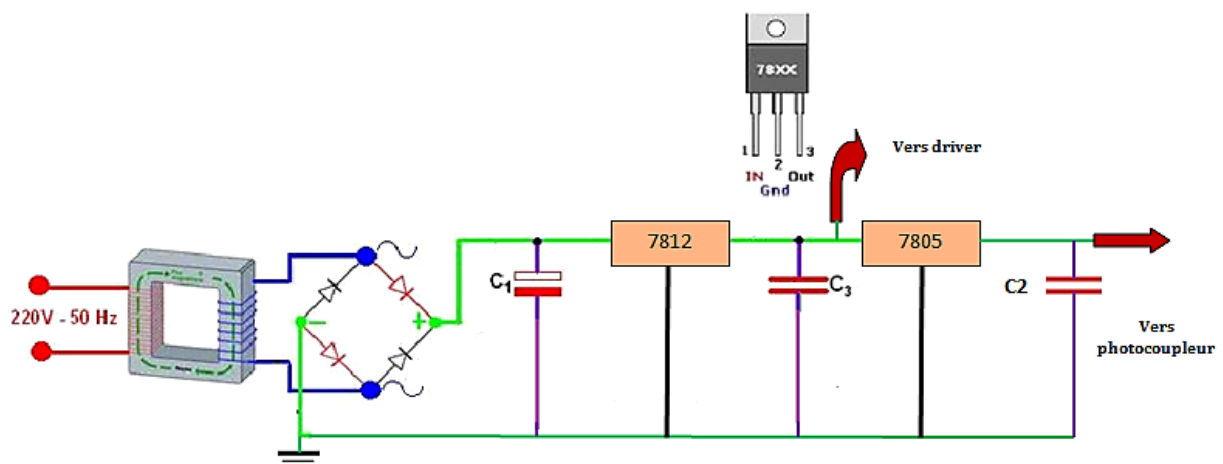


Figure. IV.10. Schéma électrique de l'alimentation de l'interface de puissance.

IV.3 Description du montage utilisé :

La figure IV.11 donne une représentation claire du plan fonctionnel global de notre étude. Il se compose d'une carte microcontrôleur Arduino Uno, d'une interface de commande qui comprend le circuit de pilotage IR2113, en plus des dispositifs de mesure, de l'ensemble ballast qui intègre onduleur demi-pont et le circuit LCsCp qui est alimenté par une source de tension continue variable, laquelle alimente une ampoule sodium haute pression (HPS) 150W.

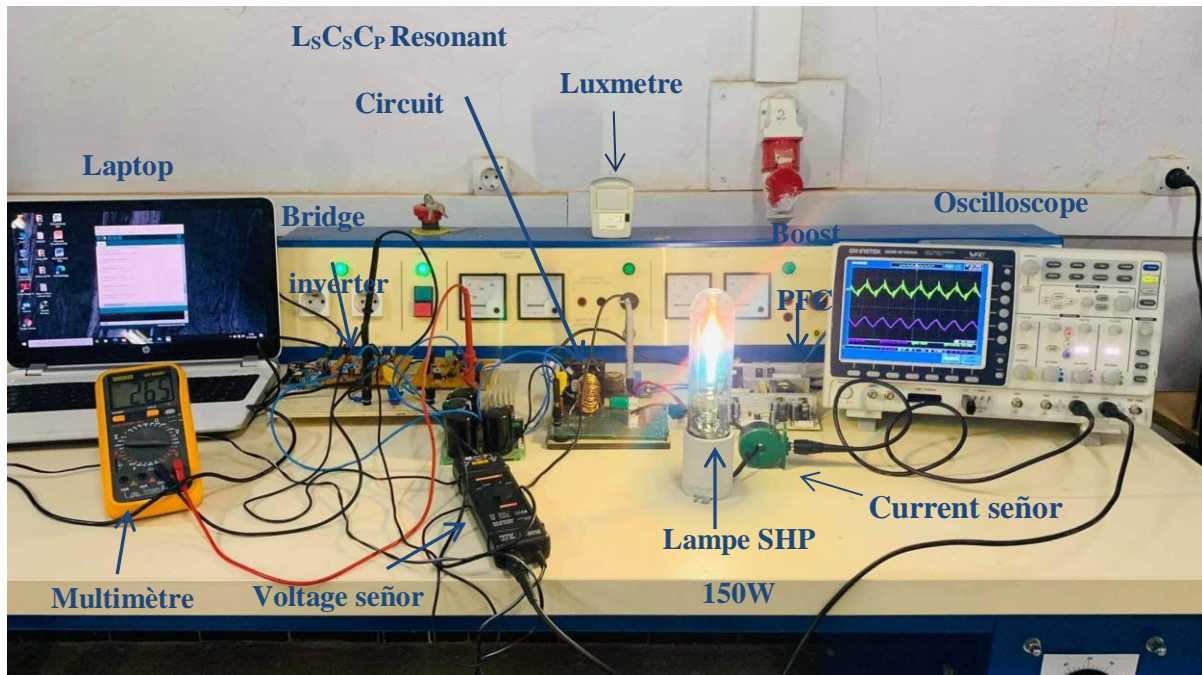


Figure IV.11 Photo du prototype proposé.

IV.3.1 Résultat de la Phase amorçage et régime permanent :

Nous avons amorcé la lampe à la fréquence de résonance, et nous avons appliqué une tension alternative d'amplitude croissante à la lampe jusqu'à son amorçage, avec quelques impulsions entre 1 à 2 KV de tension crête. Chaque impulsion d'une durée de 10ms par période. Le ballast électronique utilisé joue le rôle d'amorceur et fournit pendant un court laps de temps une tension de plusieurs kilovolts (jusqu'à 2.5KV dans notre cas).

La figure V.12 montre les résultats expérimentaux de la tension et du courant d'une ampoule Lucalox 150W à sodium haute pression HPS en régime d'amorçage alimentée par le ballast électronique réalisé au niveau du laboratoire ICEPS.

Ce ballast permet un fonctionnement stable de la décharge haute pression de la lampe. Les résultats en régime permanent sont présentés sur la figure IV.13.

Remarque : Lors de l'amorçage de la lampe, elle crée ainsi un appel de courant et pour l'éteindre tout de suite après, l'interruption brusque entrainera une augmentation très brutale de la tension aux bornes du ballast et par suite aux bornes de l'onduleur demi-pont, donc il faut prévoir un système de protection contre les surtensions.

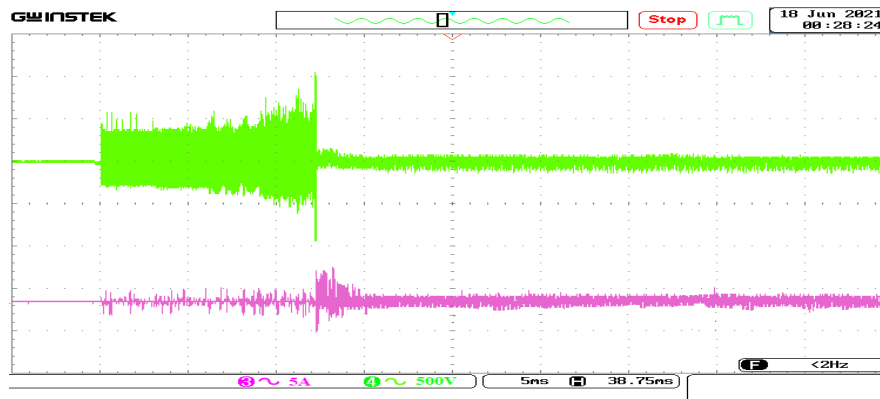


Figure IV.12 Courbes de la tension et du courant, en régime d'amorçage, de la lampe.

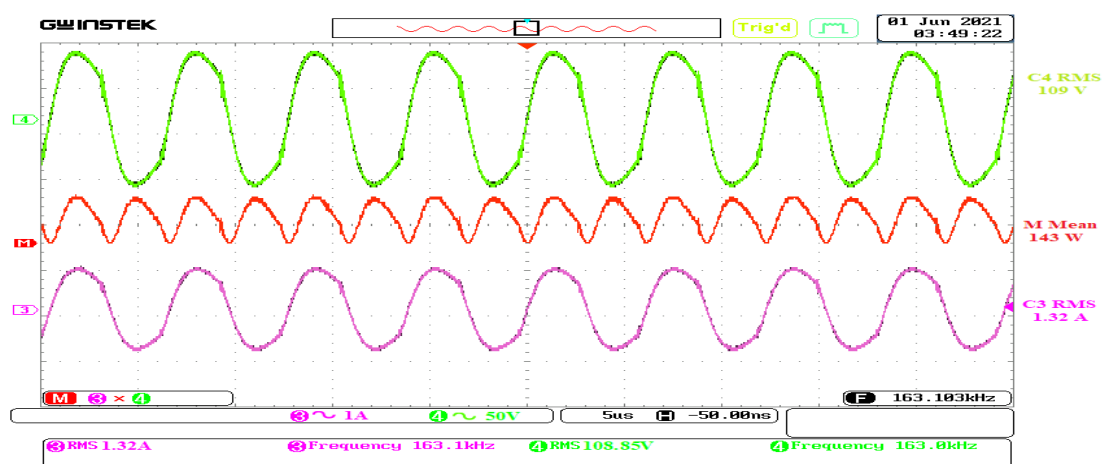


Figure IV.13 Courbes de la tension, du courant et de la puissance de la lampe en régime permanent.

IV.3.2 Variation de puissance (Dimming)

Le but principal de ce travail est d'économiser l'énergie. Cette étude peut donc être considérée comme la partie la plus importante de notre recherche. Elle permet principalement à quantifier les fortes variations des grandeurs électriques et photométriques au cours d'un fonctionnement à puissance réduite.

Il s'agit maintenant d'appliquer une réduction de puissance sur la lampe dans cette optique, deux alternatives fondamentales sont possibles : la variation de fréquence ou bien la variation de la tension continue V_{dc} . Nous rappelons également qu'en régime permanent nous obtenons une valeur de la tension au niveau de la charge qui est proportionnelle au facteur de qualité série multiplié à la tension d'alimentation, $U_r = Q_s * U_e$ et $Q_s = \frac{\Delta\omega}{\omega_s}$ donc soit on varie la tension d'entrée U_e , soit on diminue la valeur de Q_s par variation de la fréquence.

Notre choix s'est basé sur la variation de la tension continue V_{dc} , ce qui fait varier automatiquement la puissance de la lampe.

Nous avons utilisé trois paliers de puissances 143W, 108W et 75W où la durée minimale entre chaque palier est choisie de 3 minutes afin de permettre une stabilisation optimale des équilibres thermodynamiques du plasma.

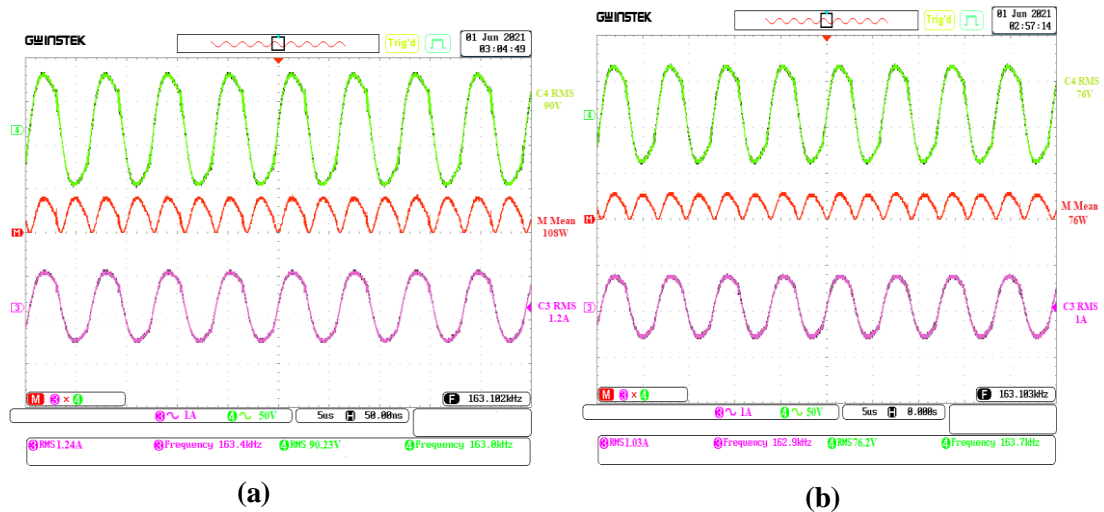


Figure IV. 14 Allures de la tension, du courant et de la puissance (Dimming)

- (a) : à 75% de puissance nominal lampe
- (b) : à 50% de puissance nominal lampe (b)

<i>Tension continue Vdc (V)</i>	<i>Tension de la lampe (V)</i>	<i>Courant de la lampe (A)</i>	<i>Puissance de la lampe (W)</i>	<i>Flux lumineux (%)</i>	<i>Efficacité énergétique (lum/w)</i>
270	110V	1.3A	143W / 100%	100%	91.2
230	90V	1.2A	108W / 75%	63.33%	76
190	76V	1A	76W / 50%	33.33%	57

Tableau IV.1 Résultats expérimentaux de trois niveaux de flux du la lampe.

Nous avons synthétisé dans le tableau IV.1 les résultats expérimentaux afin de montrer les trois niveaux de puissance les plus significatifs. Pour la référence 108W, une réduction de puissance à 76% de la puissance nominale de la lampe se traduit par une réduction de flux lumineux de 63.33%. Dans le cas de la référence 76W une réduction de puissance à 50 % ne donne que 33.33% de flux lumineux.

Le niveau 108W représente à nos yeux un bon compromis entre économie d’énergie à 25% et bonne efficacité énergétique de 76 (Lum/W).

Le travail réalisé consiste à analyser la variation des paramètres électriques et photométriques de la lampe SHP 150W, suite à la réduction de la puissance. Le même diapositif expérimental que celui présenté en tableau IV.1 nous a permis de rassembler les données présentées sur les figures IV.15-(a)- (b)-(c)-(d).

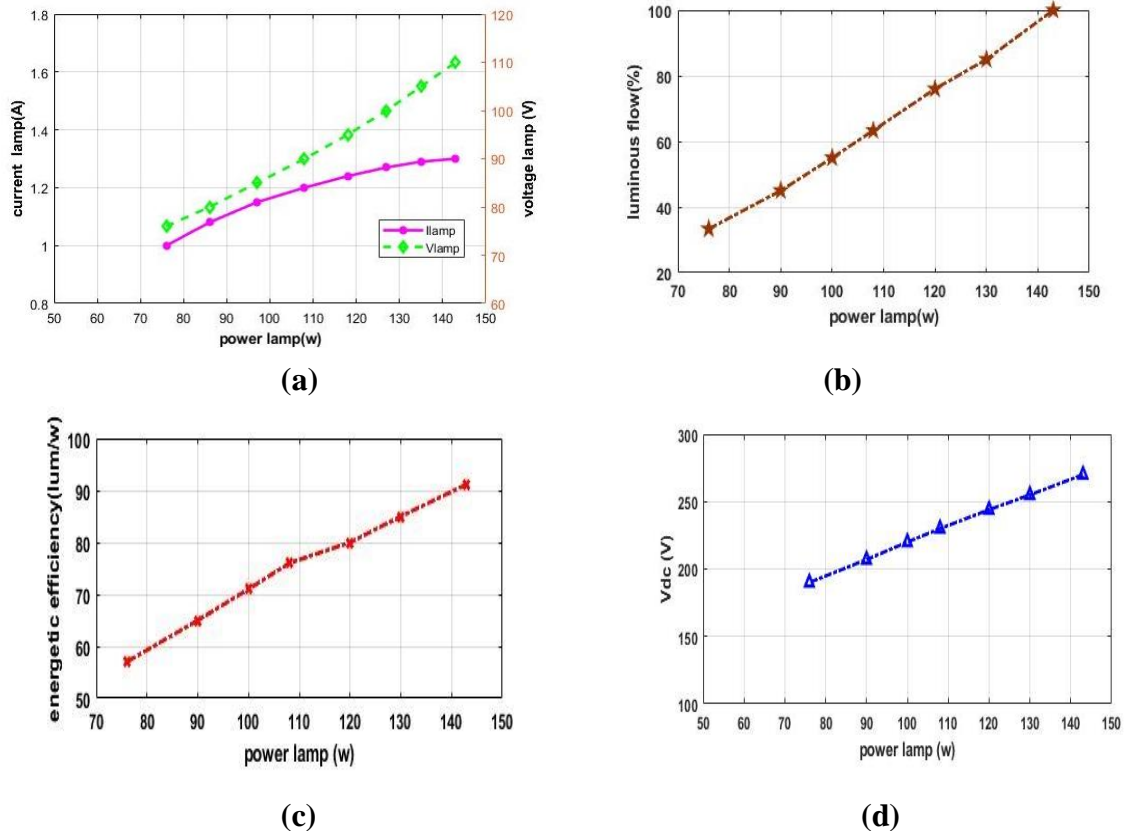


Figure IV.15 Paramètres électriques et photométriques de la lampe SHP 150W.

Comme le montrent les figures IV.15-(a)-(b)-(d), le fait de réduire la puissance appliquée à une lampe SHP 150W va modifier les paramètres de courant, la tension, le flux de la lampe et la tension continue Vdc de façon proportionnelle entre ces paramètres et la puissance de lampe. En ce qui concerne l'efficacité énergétique qui est présentée sur la figure la figure IV.15-(c) on a une dégradation du rendement lumineux, une valeur de 91 (Lum/W) à 100% de puissance de lampe, par contre n'est plus que d'environ 57 (Lum/W) à 50% de puissance nominale de la lampe, l'efficacité énergétique de ce type de lampe est donc moins bonne à puissance réduite.

IV.3.3 Etude de la distorsion harmonique totale et de la correction du facteur de puissance (PFC) du courant d'entrée :

L'analyse du système étudié indique que la distorsion harmonique totale THD du courant d'alimentation d'entrée CA est d'environ 12 % avec un étage de correction du facteur de puissance (PFC). Cependant, ce THD est supérieur à 96% en l'absence de l'étage PFC.

Ces chiffres indiquent que la qualité du courant est assez bonne lorsque le circuit est équipé d'un étage PFC. Ces résultats sont suffisamment bons pour répondre aux exigences des courants harmoniques dans les réseaux.

Il convient de préciser que les résultats de la distorsion harmonique totale THD ont été mesurés en régime permanent. Ces résultats sont illustrés dans le figure IV.16 : (a) avec étage PFC et (b) sans étage PFC.

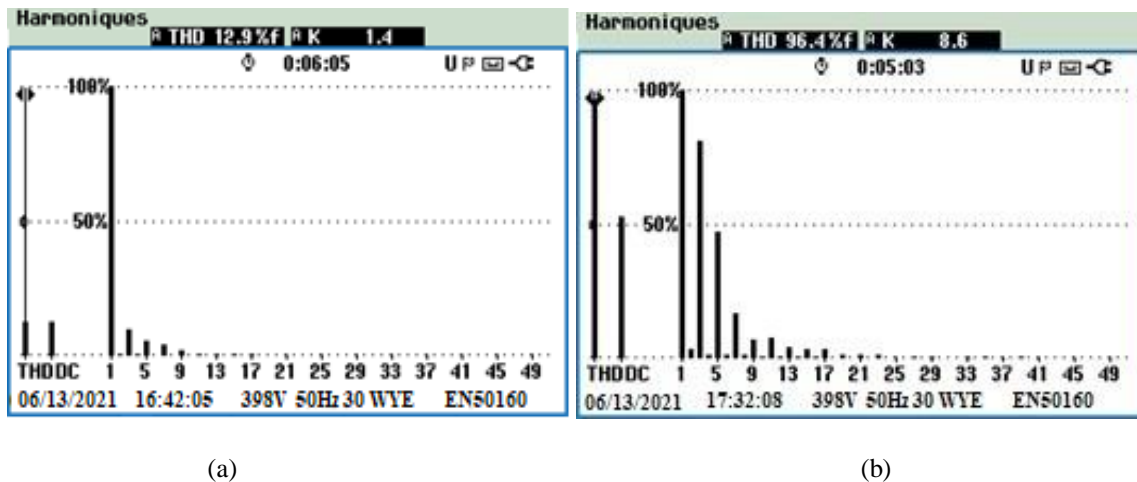


Figure IV.16 Analyse du THD du courant alternatif : (a) avec PFC, et (b) sans PFC.

IV.4 Modèle linéaire de la conductance de la lampe :

L'alimentation en 50 HZ, la caractéristique du courant I en fonction de la tension V de la lampe (conductance) et fortement non-linéaire (voir la figure II.5 du chapitre II), avec notamment une zone d'impédance négative, tandis que l'allure de la conductance en alimentation haute fréquence se rapproche plus à une forme linéaire (figure IV.17, à cause de cette différence fondamentale, l'ensemble des modèles dynamiques de conductance actuellement développés pour les lampes à décharge haute pression sont inadaptés une alimentation « continue en puissance ». Cette mesure à 75 W (figure V.17), nous a permis de constater que la résistance est plutôt constante sur une importante gamme de puissance. Dans notre cas d'alimentation, pour des puissances comprises entre 75w et 150w, la résistance de la lampe pourra être considérée comme linéaire.

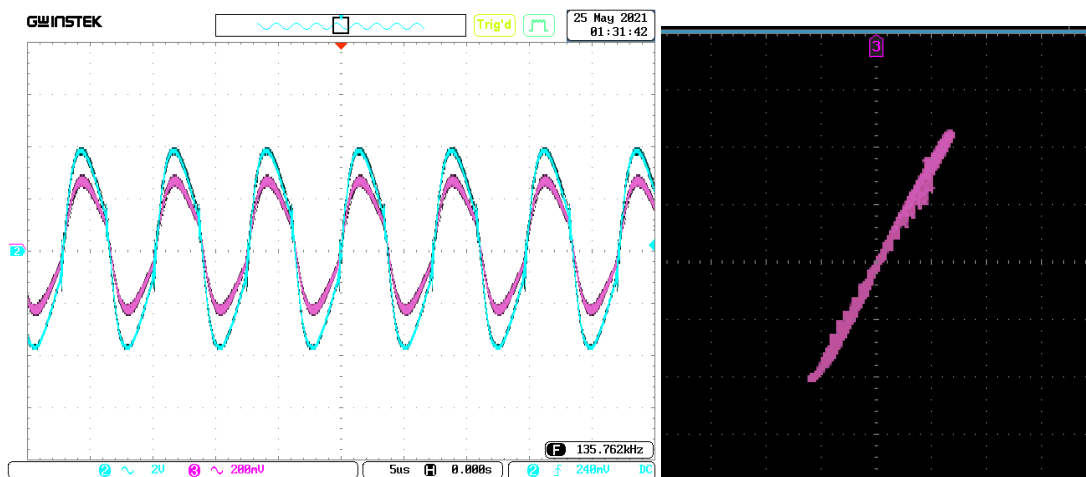


Figure IV.17 Allure dynamique de la conductance d'une lampe SHP-150 à 75W.

Il est noté que ce modèle linéaire n'est fidèle que sur la partie de puissance supérieure à 50% de la puissance nominale. Or de cette limitation n'est pas garante dans notre cas, donc de ce type de lampe à moins de 50% de puissance nominale peut poser de problèmes de fonctionnement.

IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre un ballast électronique à deux étages pour alimenter des lampes à décharge basé sur la correction du facteur de puissance PFC et un circuit résonant $L_S C_S C_P$ ont été réalisés. Le ballast délivre une puissance souhaitée à la lampe quelle que soit l'impédance de la lampe. Cette caractéristique assure le fonctionnement de la lampe à puissance nominale pendant toute la durée de vie de la lampe et permet la variation facile de la puissance et une gradation de lumière plus stable. Le ballast a été testé avec des lampes à Sodium haute pression (HPS) et lampe Iodure métallique (HM), avec une variation de puissance (Dimming) entre 100% à 50% de puissance nominale de la lampe.

Nous avons amélioré la qualité de l'alimentation grâce un étage de correction du facteur de puissance PFC, ce qui augmente le facteur de puissance et réduit les courants harmoniques de 96% à 12%, donc avec un facteur de puissance proche à l'unité.

Conclusion générale

Les lampes au sodium haute pression présentent des avantages indéniables par rapport aux autres types de lampes à décharge, comme une meilleure efficacité lumineuse et une bonne durée de vie. Comparé aux ballasts électromagnétiques, les ballasts électroniques leur fonctionnement à haute fréquence réduit la taille du circuit et améliore l'efficacité électrique et les performances de régulation. Cependant, la présence de résonances acoustiques dans les lampes fonctionnant à des fréquences élevées peut entraîner une déformation de l'arc, des fluctuations de lumière, l'extinction des arcs de décharge, le vieillissement de la lampe et même des dommages à la lampe dans le pire des cas. Il faut donc s'en occuper.

Dans cette thèse, nous avons étudié le principe de fonctionnement des lampes à décharge de gaz du point de vue de l'ingénierie électrique et physique. Cette étude bi-disciplinaire approfondie nous a permis de bien comprendre les subtilités de l'interaction entre les lampes et les ballasts, qui était l'axe principal de notre travail.

La mise en œuvre des lampes à décharge, que ce soit pour l'éclairage ou pour des applications à vocation plus industrielles (traitement des produits finis), fait appel à des connaissances diversifiées : électrotechnique, physique des plasmas, chimie... Nous nous étions attachés, dans le premier chapitre de ce mémoire, à une description des principales alimentations des lampes à décharge. Une description succincte des principes de fonctionnement des lampes à décharge et leurs constitutions ainsi que les caractéristiques de la lampe à décharge.

Dans le deuxième chapitre, nous avons approfondi sur les résonances acoustiques, qui affectent les lampes à décharge à haute pression, et nous avons essayé de définir des régions du spectre exemptes de résonances et ne présentant aucun risque pour les lampes. Nos résultats expérimentaux, ainsi que la modélisation associée, suggèrent que les fréquences supérieures à quelques kilohertz ne peuvent être considérées que comme sans risque. Nous avons étudié différentes méthodes d'alimentation pour les lampes à décharge afin de synthétiser une nouvelle stratégie d'alimentation. On note également que les circuits résonnants LCC sont les plus courants, d'autant plus qu'ils peuvent être utilisés pour le démarrage et le régime établi. D'après ces études, la meilleure façon d'alimenter les lampes à décharge aujourd'hui est définie comme une alimentation sinusoïdale haute fréquence. La gradation en puissance d'un tel signal ne peut s'effectuer qu'en modifiant l'amplitude de tension continu V_{dc} si l'on souhaite conserver les avantages de ce type d'alimentation.

Le troisième chapitre a été consacré à l'étude d'une structure de convertisseur, nous avons présenté le modèle d'enveloppe du circuit LCC en vue de la commande et pour asservir le courant efficace de la lampe. Cette commande permet de stabiliser la lampe fonctionnant à la fréquence de résonance électrique et contrôler sa puissance moyenne. Ce principe de régulation a été utilisé dans les études théoriques et expérimentales que nous avons présentées dans le chapitre 4. La deuxième partie de ce chapitre a été consacré à la régulation

du courant d'arc de la lampe. Dans ce contexte, deux régulateurs ont été séparément utilisés : PI classique et hystérésis avancée. Ces deux techniques de commande ont permis à la fois de contrôler la valeur efficace du courant et d'améliorer la forme d'onde des courants et des tensions.

Dans le quatrième chapitre, une fois le choix du ballast électronique est fait, nous avons procédé logiquement à la mise en œuvre du premier prototype, aboutissant à un ballast en bon état de fonctionnement dont le fonctionnement était garanti sans effets néfastes sur la lampe. Des manipulations sur la lampe sodium haute pression 150W ont également été conduites pour valider le mode d'alimentation proposé. Nous avons notamment obtenu des bonnes valeurs de la tension et du courant de la lampe à la fréquence principale. Néanmoins, nous subissons les effets de l'hystérésis de la lampe (courant-tension), de l'atténuation du filtrage du circuit LCC et des temps morts, qui n'étaient pas pris en compte dans la commande, qui modifient le spectre de la tension, du courant et en conséquence des puissances harmoniques.

Globalement, dans ce travail de thèse, nous avons proposé une nouvelle méthode d'alimentation des lampes sodium haute pression qui respecte la condition de non gradation de la lumière. Le problème de contrôle des composants fréquents est un problème distinct, et une solution peut être trouvée par commande. Nous avons proposé également une méthode de changement de puissance des lampes, et les résultats obtenus conduisent à de nouvelles pistes de recherche pour répondre à la question « *Comment mieux éclairer en économisant l'énergie* ».

Enfin, nous souhaitons que ce modeste travail servira comme référence bibliographique pour toute personne qui s'intéresse à ce domaine.

Bibliographie

- [1] J.A.J.M. van Vliet, ir, and J.J. de Groot, Dr. ir, « High-pressure sodium discharge lamps», IEE PROC, Vol. 128, Pt. A, No. 6, SEPTEMBER 1981.
- [2] http://www.ieeeahn.org/wiki/index.php/Early_Light_Bulbs.
- [3] Philips QL Induction Lighting Systems Information for Original Equipment Manufacturers, July 2007. http://www.stefanslichtparade.de/files/ql_oem_guide.pdf.
- [4] Tabaka. P, and Rozga. P, «Influence of a light source installed in a luminaire of opal sphere type on the effect of light pollution» *Energies*, 2020, 13, 306, <https://doi.org/10.3390/en13020306>.
- [5] Giezedanner. F, Kolar. J. W, and Biela. J. W, «optimization and performance Evaluation of an AC-Chopper Ballast for HPS lamps» .IEEE trans.Ind.Elctron.2014.
- [6] Javer. S, Diego. G, Lamar. M. M. Hernando, Miguel. R, and Arturo. F, «Average Small-Signal Modelling of the Power Stage of Power Factor Correctors With a fast Output- Voltage Feedback Loop», 2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. 10.1109/APEC.2009.4802784.
- [7] Costa. M. A. D, Kirsten. A. L, Alonso. J. M, Garcia. J, and Gasio.D, «Analysis,Design,and Experimentation of a Closed-Loop Metal Halide Lmap Electronique Ballast», IEEE Transactions on Industry Applications, vol.48, pp.28-36, DOI: 10.1109/TIA.2011.2175681 .
- [8] Mohamed. N. N, Nsibi. W, Abdeljelil. C, and Anis. S, "Harmonic characterization of HPS lamp fed by two supply modes, "December 2015,Conference: Modelling, Identification and Control (ICMIC), 2015 7th International Conference, DOI:10.1109/ICMIC.2015.7409420.
- [9] Robert Ruscassié « Contribution à l'étude des modes d'alimentation des lampes à décharge haute pression à halogénures métalliques en vue d'une application gardable pour l'éclairage urbain ». Thèse de doctorat spécialité électronique, université Montpellier II sciences et techniques du languedoc.2005
- [10] Labo CHHUN « Mode d'alimentation et de commande des lampes sodium haute pression en vue d'éviter les résonances acoustiques ». Thèse de doctorat spécialité génie électrique, L'université de TOULOUSE .2010
- [11] Lionel Sevier, «Influence de l'alimentation par commutateur de courant sur le rayonnement des lampes sodium haute-pression », thèse doctorat en génie électrique, université paul sabatier, Toulouse, France. en 1995.
- [12]. Eclairage juste présenté par ADEME (Agence de l'environnement et de la maîtrise de l'énergie).https://www.ademe.fr/sites/default/files/assets/documents/74511_7038_72dpi_eclair_juste.pdf.
- [13] Djuretic. A, and Kostic. M, « Actual energy savings when replacing high-pressure sodium with LED luminaires in street lighting» *Energy* , vol.157, pp.367–378, 2018.
- [14] *Lumière bleue Éclairage à led et écrans menacent-ils notre santé* livre De Sébastien Point 2016. <https://www.decitre.fr/livres/lumiere-bleue-9782372460415.html>.
- [15] J.W. Denneman, Ir., « Low-pressure sodium discharge lamps », IEEPROC, Vol. 128, Pt. A, No. 6, SEPTEMBER 1981, Page(s): 397-414.
- [16] JOHN F. WAYMOUTH, «Metal Halide Lamps», PROCEEDINGS OF THE IEEE, VOL. 59, NO. 4, APRIL 1971.
- [17] Hooker, J.D.; « The low-pressure sodium lamp», *Plasma Science*, 1997. IEEE Conference Record - Abstracts, 1997 IEEE International Conference on 19-22 May 1997.

- [18] M. Stambouli «étude de l'influence de la thermalisation d'une décharge mercure haute pression: application à l'analyse de la mise en régime d'un réseau d'éclairage », Thèse d'état, ESSTT TUNIS .1996.
- [19] Arezki TOUMI « Étude des résonances acoustiques dans une lampe à décharge haute pression à enveloppe céramique ». Thèse de doctorat spécialité génie électrique, l'Université Toulouse III - Paul Sabatier.2012.
- [20] BOUANAKA FOUZI « Contribution à la Modélisation des Plasmas de Dépôt Basse Pression » Thèse de doctorat spécialité électronique, UNIVERSITE CONSTANTINE 1 Faculté des Sciences de la Technologie.2013.
- [21] J.A.J.M. van Vliet, ir, and J.J. de Groot, Dr. ir., « High-pressure sodium discharge lamps » , IEE PROC, Vol. 128, Pt. A, No. 6, SEPTEMBER 1981.
- [22] . Salane, « Contrôle du point de fonctionnement des décharges électriques par l'intermédiaire de leur alimentation », thèse de doctorat spécialité génie électrique, Université Paul Sabatier, Toulouse, France. 2005.
- [23] A. G. Jack and M. Koedam. « Energy balances for some high pressure gas discharge lamps », Jour. Illum. Eng. Soc., 3 :323–329, 1974.
- [24] S. Epron. «Étude et effets des oscillations acoustiques dans les lampes à décharge haute pression», Thèse de doctorat Université Paul Sabatier de Toulouse. 1999.
- [25] Hugo. Valderrama-Blavi, Antonio. Leon-Masich, Carlos. O, and Angel. cid-pastor, «A Loss-Free Resistor-Based Versatile Ballast for Discharge Lamps», Energy 2019, 12, 1403, <https://doi.org/10.3390/en12071403>.
- [26] THE STREET LIGHTING MARKET - GERMANY Available on line : <https://www.businesscoot.com/fr/etude/le-marche-de-leclairage-public-allemand> (last update 08/12/2020).
- [27] Attila Vagvolgyi, Agoston Boroczki, Szabolcs Gyimothy and Imre Sebestyén, «Modeling acoustic resonance in high-pressure discharge lamp arc chambers», International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics 2001/2002 – IOS Press.
- [28] Yan Jiang, Miaosen Shen, Hua Li and Zhaoming Qian, « An Adaptive Acoustic Resonance Free Electronic Ballast for HID Lamps », Industry Applications Conference, 2003, 38th IAS Annual Meeting, Conference Record of the Volume 2, 12-16 Oct. 2003.
- [29] H. Peng, S. Ratanapanachote, P. Enjeti, L. Laskai and I. Pitel, «Evaluation of Acoustic Resonance in Metal Halide (MH) Lamps And an Approach to Detect Its Occurrence», Industry Applications Conference, 1997, Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97., Conference Record of the 1997 IEEE, Volume 3, 5-9 Oct. 1997.
- [30] Harald L. Witting, «Acoustic resonances in cylindrical high-pressure arc discharges», Journal of Applied Physics, Vol 49, No 5, May 1978, 2680-2683.
- [31] Aïssa Boukhtache Aïcha « Commande d'un système lampe à décharge ballaste électronique pour épuration des eaux ». Thèse de magister spécialité électrotechnique, université hassiba ben boualide de chelf.2005.
- [32] Maâmar BENALLOU « Commande d'un système "Convertisseur matriciel. Lampe UV" destinée à la stérilisation ». Thèse de magister spécialité électrotechnique, université hassiba ben boualide de chelf.2009.
- [33] J.W. ter Vrugt and J.K.P. Verwimp, «High pressure mercury vapour lamps » , IEEPROC, Vol. 127, Pt. A, No. 3, APRIL 1980.

- [34] W. Yan, S. Y. R Hui and H. Chung, «Nonlinear high-intensity discharge lamp model including a dynamic electrode voltage drop», IEE Proc.-Sci Mem. Technol. Yo1 ISO, No. 4, July, Page(s): 161-167.
- [35] Giezedanner. F, Kolar. J. W, and Biela. J. W, «Optimization and performance Evaluation of an AC-Chopper Ballast for HPS lamps» .IEEE trans.Ind.Electron.2014
- [36] Christian.B, Francisco. J. A, and Salvador. B, «Design of LCpCs Resonant Inverters as a Power Source for HID Lamp Ballast Applications» IEEE Transactions on Industry Applications, vol.41,pp. 1584 – 1593, doi: 10.1109/TIA.2005.857468, 2005.
- [37] Rosario.C, Christian. B, Francisco. J. A, and Salvador. B, «Resonant Converters: Properties and Applications for Variable Loads," 31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, pp. 1553-572X, doi: 10.1109/IECON.2005.1569235, 2005.
- [38] Gulko, M.; Ben-Yaakov, S, «Current-Sourcing Push-pull Parallel- Resonance Inverter (CS-PPRI): Theory and Application as a Discharge Lamp Driver», Industrial Electronics, IEEE Transactions. Volume 41, Issue 3, June 1994,285 – 291.
- [39] Chun-An Cheng, Hung-Liang Cheng, «A compact, high-power-factor HID lamp ballast» Conference: Power Electronics and Drive Systems, 2009. PEDS 2009. International Conference, DOI: 10.1109/PEDS.2009.5385882 · Source: IEEE Xplore.
- [40] Miaosen Shen, Zhaoming Qian, and Fang Zheng Peng, «Design of a Two-Stage Low-Frequency Square-Wave Electronic Ballast for HID Lamps» IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 39, NO. 2, MARCH/APRIL 2003.
- [41] Yijie Wangy, Xiangjun Zhang, Wei Wang, and Dianguo Xu, «Digital Control Methods of Two-Stage Electronic Ballast for Metal Halide Lamps with a ZVS-QSW Converter» Journal of Power Electronics, Vol. 10, No. 5, September 2010.
- [42] Wei Yan and S. Y. (Ron) Hui, «An Improved High-Intensity Discharge Lamp Model Including Acoustic Resonant Effect on the Lamp Arc Resistance», Power Electronics, IEEE Transactions on Volume 19, Issue 6, Nov. 2004, Page(s):1661-1667.
- [43] Marcos Alonso, Javier Ribas, Manuel Rico-Secades, Jorge Garcia, Jesus Cardesin and Marco A. Dalla Costa, «Evaluation of High-Frequency Sinusoidal Waveform Superposed With Third Harmonic for Stable Operation of Metal Halide Lamps», Industry Applications, IEEE Transactions on Volume 41, Issue 3, May-June 2005 Page(s):721 – 727.
- [44] M. Ponce, A. **Lopez**, J. Correa, J. Arau, «Electronic Ballast for HID Lamps with High Frequency Square Waveform to Avoid Acoustic Resonances» APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.01CH37181), **DOI:** 10.1109/APEC.2001.912439.
- [45] J. García-García, J. Cardesín, J. Ribas, A. Calleja, E. L. Corominas, J. M. Alonso, M. Rico-Secades, «Non-Resonant, Quasi-Square Wave, High-Frequency Inverter for HID Lamps Operation from a DC Bus», Industry Applications Conference, 2003, 38th IAS Annual Meeting Conference Record of the Volume 1, 12-16 Oct. 2003.
- [46] G. A. Trestman and O. Sylvania. «Minimizing cost of HID lamp electronic ballast». In IECON 02, IEEE, pages 1214–1218, 2002.
- [47] Costa. M. A. D, Kirsten. A. L, Alonso. J. M, Garcia. J, and Gasio.D, «Analysis,Design,and Experimentation of a Closed-Loop Metal Halide Lmap Electronique Ballast», IEEE Transactions on Industry Applications, vol.48, pp.28-36, DOI: 10.1109/TIA.2011.2175681 .

- [48] LUCAS HERNANDEZ, these de doctorat «Etude et réalisation d'un convertisseur AC/DC Buck Boost réversible à haut rendement pour alimentation de secours», L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE,2017.
- [49] M. Orabi, and T. Ninomiya, «A Unified Design of Single-stage and Two-Stage PFC Converter», IEEE Xplore, 0-7803-7754-0/03(2003) 1720-1725.
- [50] Javer. S, Diego. G, Lamar. M. M. Hernando, Miguel. R, and Arturo. F, «Average Small-Signal Modelling of the Power Stage of Power Factor Correctors With a fast Output- Voltage Feedback Loop», 2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. 10.1109/APEC.2009.4802784.
- [51] Peter. Stumpf, Andras. L. O, and Istvan. N, «Stability of Digitally Controlled PFC Boost Converter with Auxiliary State Vector», IEEE Fellow · May 2013 DOI: 10.1109/ISIE.2013.6563861.
- [52] Y. Jang, «Integrated Boost converter with intrinsic voltage-doubler characteristic for universal-line PFC front end. Power electronics", IEEE Transactions, Vol.22, pp.1394-1401,2007.
- [53] Banaei.M.R, Bonab.H.A.F, "A novel structure for single-switch nonisolated transformerless buck–boost DC–DC converter», IEEE Trans. Ind. Electron, vol.64, pp.198–205, 2017.
- [54] Peter Stumpf, I. Nagy, «Stability of Digitally Controlled PFC Boost Converter with Auxiliary State Vector», 14-th EPE-PEMC 2010 Conference, DOI: 10.1109/ISIE.2013.6563861.
- [55] T.K. Jappe, «Discrete-time current control techniques applied in PFC boost converter at instantaneous power interruption», 2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics. DOI: 10.1109/IECON.2009.5414946.
- [56] Z.Dey, M K Fellah, A.Benaissa«Technique de Correction du Facteur de Puissance (PFC) dans les convertisseurs AC-DC monophasé : Application boost PFC», International Conference on Electrical Engineering and its Applications. DOI: 10.13140/2.1.1233.2321.
- [57] N.Mohan «Power electronics and drives” 2003 Published by: MNPERE.
- [58] Haoqi Zhu, Dongliang Liu , Xu Zhang and Feng Qu, «Reliability of Boost PFC Converters with Improved EMI Filters», www.mdpi.com/journal/electronics, Electronics **2018**, 7, 413; doi:10.3390/electronics7120413.
- [59] J-L. Fang. «Design and Implementation of High Efficient Active Power Factor Correction Circuits», thesis 2006.
- [60] Mohammed-Karim FELLAH, «Cours d'Asservissements Linéaires Continus». Université Djilali Liabès de Sidi Bel.
- [61] Jang.T, and Kim. Hi, "Dimming Control Characteristics of Electrodeless Fluorecent lampe," IEEE Trans . Ind.electron, vol.56, pp. 93 – 100, 2009.
- [62] S. Peters, M. Kettlitz, H. Schneidenbach, M. Wendt, and A. Kloss, «Dimming Characteristics of Metal Halide Plasma Lamps», IEEE Transactions on Plasma Science, Vol. 36, pp.1178-1179, August 2008.
- [63] J.Zhou, Tao. F, C. Lee, N. Onichi, and M. Okawa, «High power density electronic ballast for HID lmapes», Conference Record - IAS Annual Meeting IEEE Industry Applications Society 2002, vol.3, pp.1875 – 1880, doi:10.1109/IAS.2002.1043789.
- [64] Y. Qiu, S. Y. (Ron) Hui, and S. H. C, «Parameter Monitoring of High-frequency Electronically Operated Discharge Lamp Systems», IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, vol. 20, pp. 0885-8993,doi: 10.1109/TPEL.2005.850973.

- [65] Fraytag, J., Schlittler, M.E., Costa, M.A.D., Seidel, A.R., Alonso, J.M., Prado, R.N.D., and Silva, M.F.D., «A Comparative Performance Investigation of Single-Stage Dimmable Electronic Ballasts for Electroless Fluorescent Lamp Applications», *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.30, pp.2239–2252, 2015.
- [66] Corominas E.L., Alonso J.M., Calleja A.J., Ribas J. and Secades Rico M., Universidad de Oviedo de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, Área de Tecnología Electrónica, campus de Viesques-Grijou (Asturias), Spain. « Analysis of topeductor inverters as low-power fluorescent lamp ballasts supplied from a very low input voltage». *Rev. IEEE.* 1999.
- [67] E. Deng, Part I, «Negative Incremental Impedance of Fluorescent Lamps, » these de doctorat, California Institute of Technology, September, 1995.
- [68] Ribas, J.; Alonso, J.M.; Calleja, A.J.; Lopez, E.; Cardesin, J.; Garcia, J.; Rico, M.; «Small signal dynamic characterization of HID lamps», *Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting Conference Record of the Volume 2*, 13-18 Oct. 2002, 1489 – 1493.
- [69] L. Chhun, P. Maussion, S. bhosle, and G. zissis, «Étude comparative de différents correcteurs pour la commande optimale avec défauts d'une machine pentaphasée Characterization of Acoustic Resonance in a High-Pressure Sodium Lamp», *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.47, pp. 1071 – 1076, DOI: 10.1109/TIA.2010.2102993, 2011.
- [70] Prof. Mohammed-Karim FELLAH cours, Automatique 1 et 2 (Asservissements Linéaires Continus). université djélali liabs sidi bel abbes
- [71] Fatiha Mekri, Jean-Frederic Charpentier, Xavier Kestelyn, Eric Semail «Étude comparative de différents correcteurs pour la commande optimale avec défauts d'une machine pentaphasée» BCRM Ecole Navale et des Groupes du Poulmic CC 600-29240 BREST, France Jean-frederic.charpentier@ecole-navale.fr <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00804468>.
- [72] Søren Poulsen and Michael A. E. Andersen, «Hysteresis Controller with Constant Switching Frequency». *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Vol. 51, No. 2, MAY 2005.
- [73] E. Monmasson, livre « Commande rapprochée de convertisseur statique2, contrôle en courant », Hermes Science, LA VOISIER, 2009.
- [74] A. Tripathi and P. C. Sen, «Comparative Analysis of Fixed and Sinusoidal Band Hysteresis Current Controllers for Voltage Source Inverters», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, VOL. 39, NO. 1, February 1992, Page(s): 63-73.
- [75] Yang, Bo. 2003. « Topology investigation for front end DC/DC power conversion for distributed power system ». these de doctorat, Virginia Polytechnic Institute and State University.
- [76] Salcone, M.; Bond, J. « Selecting film bus link capacitors for high performance inverter applications» In *Proceedings of the IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, Miami, FL, USA, 3–6 May 2009.
- [77] Furst, F. « Design of a 48 V three-phase inverter for automotive applications» Master's Thesis, Department of Energy and Environment, Chalmers University of Technology, Gothenburg, Sweden, 2015.
- [78] Chou, E., F. Chen, C. Adragna, et B. Lu. Sept 2009. « Ripple steering AC-DC converters to minimize input filter ». In *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009.* IEEE. p. 1325-1330.
- [79] Cuk, S. Mar 1983. « A new zero-ripple switching DC-to-DC converter and integrated magnetics». *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 19, n° 2, p. 57-75.

- [80] Mario Chavarria, Philippe Marmillod, Liu Youjiang, Juergen Brugger, «High sensitivity field asymmetric ion mobility spectrometer», *Review of Scientific Instruments* 88, 035115 (2017); doi: 10.1063/1.4978960.
- [81] Anand Sreekumar, V. N. Panchalai, Bineesh P Chacko, Preethi Thekkath, «Multilevel converter for excitation of underwater transducers», 15 International Conference on Advances in Computing, Communications and Informatics (ICACCI), August 2015, DOI: 10.1109/ICACCI.2015.7275684.
- [82] yan Cai, Wenlong Xie¹ and Haihua Zhang, «Remote distributed monitoring system of switched reluctance motor», *Measurement and Control* 2019, Vol. 52(3-4) 276–290, doi.org/10.1177/0020294019836111.
- [83] Fairchild Semiconductor Corporation, « Design and application guide of bootstrap circuit for high-voltage gate-drive IC». Application Note, no. AN-6076, revision date 18 December 2014.
- [84] Zheng, S. «TPA31xxDx Bootstrap Circuit. Application» Report No. SLOA259, Texas Instruments, Dallas, Texas, November 2017.
- [85] Diallo, M. «Bootstrap Circuitry Selection for Half-bridge Configurations» Application Report No. SLUA887. High Power Drivers Group, Texas Instruments: Dallas, TX, USA, August 2018.
- [86] Yannis L. Karnavas, Anestis S. Topalidis and Maria Drakaki, «Development and Implementation of a Low Cost Based Brushless DC Motor Sensorless Controller: A Practical Analysis of Hardware and Software Aspects», *Electronics* **2019**, 8, 1456; doi:10.3390/electronics8121456.

Annexe

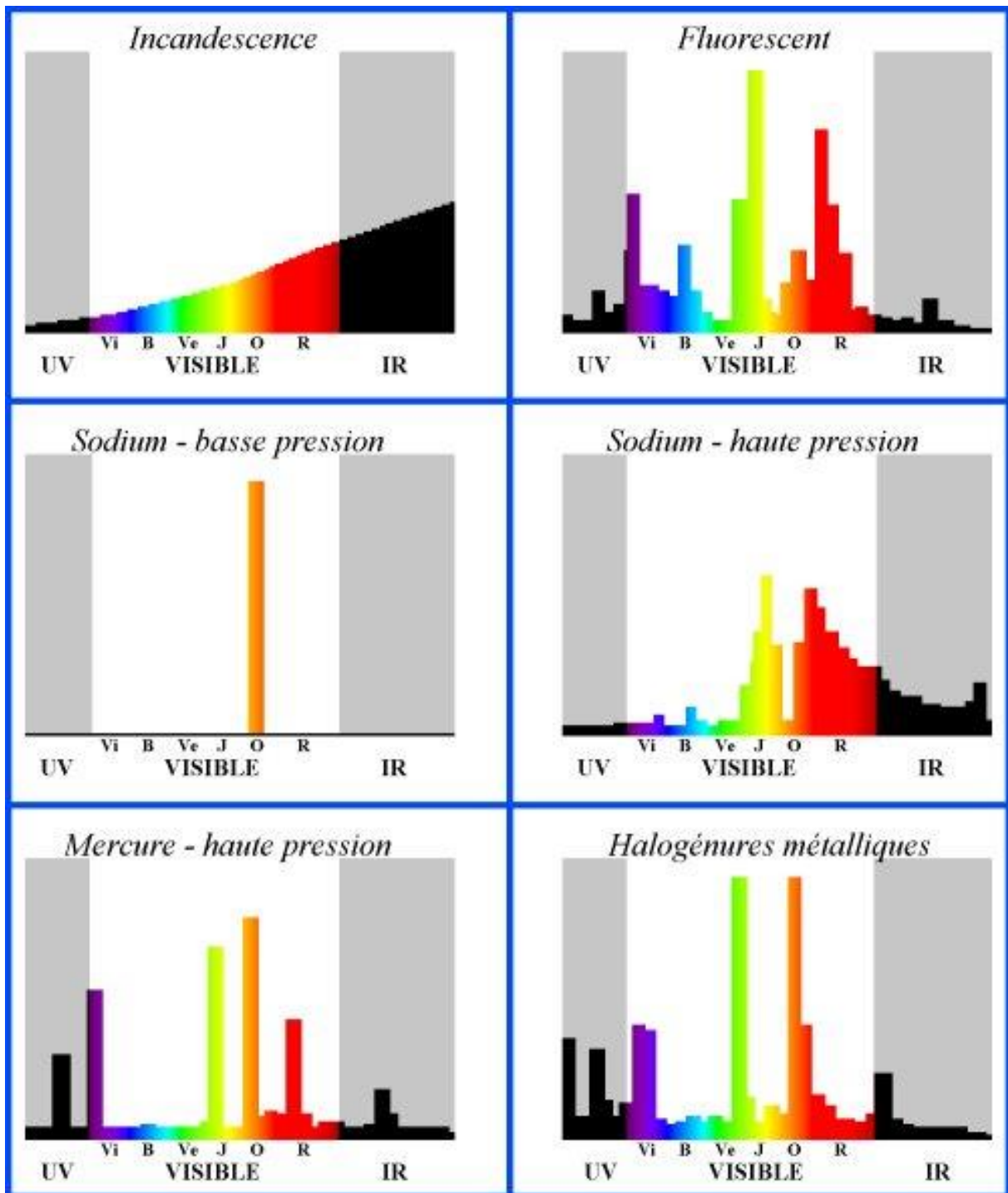


Figure : comparaison entre les différents spectres observables pour des différentes sources.

Nous rappelons que la solution de l'équation de propagation du modèle physique de prédiction des résonances acoustiques contient un terme lié aux racines de la dérivée de la fonction Bessel cf tableau :

$$f_{nml} = \sqrt{\left(\frac{anm c_s^*}{2\pi * R}\right)^2 + \left(\frac{lc_s^*}{2 * L}\right)}$$

anm	0	1	2	3	m	4	5	6	7
0	0,0000	3,8317	7,0156	10,1735		13,3237	16,4706	19,6159	22,7601
1	1,8412	5,3314	8,5363	11,7060		14,8636	18,0155	21,1644	24,113
2	3,0542	6,7061	9,9695	13,1704		16,3475	19,5129	22,6721	
3	4,2012	8,0152	11,3459	14,5859		17,7888	20,9724	24,1469	
4	5,3175	9,2824	12,6819	15,9641		19,1960	22,4010		
5	6,4156	10,5199	13,9872	17,3128		20,5755	23,8033		
6	7,5013	11,7349	15,2682	18,6374		21,9318			
7	8,5778	12,9324	16,5294	19,9419		23,2681			
8	9,6474	14,1156	17,7740	21,2291		24,5872			
9	10,7114	15,2868	19,0045	22,5014					
10	11,7709	16,4479	20,2230	23,7608					
11 n	12,8265	17,6003	21,4309						
12	13,8788	18,7451	22,6293						
13	14,9284	19,8832	23,8194						
14	15,9754	21,0154							
15	17,0203	22,1423							
16	18,0633	23,2644							
17	19,1045	24,3819							
18	20,1441								
19	21,1823								
20	22,2191								
21	23,2548								
22	24,2894								

Tableau : Premières Racines de la dérivée de la fonction Bessel

Quelle que Fréquences de résonance acoustique, pour la lampe sodium haute pression OSRAM 150W, déterminées par le modèle physique de résonance acoustique :

Lampe SHP OSRAM 150 W							
Modes	f_{nml} (Khz)	Modes	f_{nml} (Khz)	Modes	f_{nml} (Khz)	Modes	f_{nml} (Khz)
0.0.1	2,937	1.0.0	55,09	1.0.9	61,10	1.0.23	87,17
0.0.2	5.875	1.0.1	55,168	0.0.21	61,69	2.0.0	91.43
0.0.3	8.812	1.0.2	55,402	1.0.10	62,43	1.0.25	91,79
0.0.4	11.75	1.0.3	55.79	1.0.11	63,87	0.0.32	94,00
0.0.5	14.687	1.0.5	57,01	0.0.22	64,62	2.0.8	94,40
0.0.6	17.625	0.0.20	57,50	0.0.23	67,56	0.0.33	96,93
0.0.7	20.562	1.0.6	57,84	1.0.16	72,41
0.0.8	23.50	1.0.7	58,80	0.0.25	73,44
0.0.9	26.437	1.0.8	59,89	1.0.17	74,33
0.0.10	29.375	1.0.9	61,10	0.0.28	82,25

Programme utilisé

```

const int potentiometre = 0;
const int potentiometre1 = 1;
void setup() {
  pinMode( 9 , OUTPUT );
  TCCR1A = _BV( COM1A0 ) | _BV( COM1B0 );
  TCCR1B = _BV( WGM13 ) | _BV( WGM12);
  OCR1A = 0;
}
#define CLK 16000000UL
int setWaveforms( unsigned long freq , int shift ) {
  unsigned long clocks_per_toggle = (CLK / freq) / 2;
  ICR1 = clocks_per_toggle;
  unsigned long offset_clocks
  0 );
  delay(120000);
  setWaveforms( 165000 , 0 );
  delay(720000); }= (clocks_per_toggle * shift) / 180UL;
  OCR1B= offset_clocks;
  TCCR1B |= _BV( CS10 );
}
void loop() {
  analogWrite ( 12 , 60 );
  int val = analogRead(potentiometre);
  int angle = val / 5.7;
  int val1 = analogRead(potentiometre1);
  int freq1=val1*50;
  setWaveforms( 300000 , 0 );
  delayMicroseconds(3000);
  setWaveforms( 320000 , 0 );
  delayMicroseconds(3000);
  setWaveforms( 340000 , 0);
  delayMicroseconds(3000);
  setWaveforms( 360000 , 0 );
  delayMicroseconds(3000);
  setWaveforms( 380000 , 0 );
  delay(180000);
  setWaveforms( 250000 , 0 );
  delay(120000);
  setWaveforms( 200000 ,

```

RESUME

Ce travail présente l'étude d'un ballast électronique pour lampes à décharge. Ce ballast est composé de deux étages : le premier étage est un hacheur boost-buck qui effectue la correction du facteur de puissance et fournit une tension de liaison continue DC approximativement variable pour piloter le deuxième étage qui est un onduleur en demi pont avec un circuit résonnant $L_sC_sC_p$ pour piloter la lampe à décharge à haute fréquence. Le ballast électronique conçu ici est un ballast polyvalent qui a été testé expérimentalement pour des lampes à décharge au sodium haute pression 150W et des lampes aux halogénures métalliques 150W. Il a été révélé que ce mode de fonctionnement permet de faire varier et atténuer la lumière de la lampe et d'améliorer la qualité de l'alimentation tout en réduisant les courants harmoniques dans les réseaux.

MOTS CLES

Electronique de Puissance, ballast électronique, lampe à décharge, correction du facteur de puissance (PFC), gradation.

ملخص:

يقدم هذا العمل دراسة الدارة الإلكترونية لمصابيح التفريغ. تتكون هذه الدارة من مرحلتين: المرحلة الأولى عبارة عن دائرة رافعة للجهد التي تقوم بتصحيح عامل الطاقة وتوفر جهدًا متغيرًا تقريبًا لوصلة الجهد المستمر لقيادة المرحلة الثانية وهي عبارة عن عاكس نصف جسر مزود بدائرة $L_sC_sC_p$ الرنانة لقيادة مصباح تفريغ عالي التردد. الكابح الإلكتروني المصمم هنا عبارة عن كابح متعدد الاستعمالات تم اختباره تجريبيًا لمصابيح تفريغ الصوديوم عالية الضغط بقدرة 150 وات ومصباح الهاليد المعدنية بقدرة 150 وات. تم العثور على وضع التشغيل هذا لتعتيم وخفت ضوء المصباح وتحسين جودة الطاقة مع تقليل التيارات التوافقية في الشبكات.

كلمات مفتاحية:

إلكترونيات الطاقة، الدارة الإلكترونية، مصباح التفريغ، تصحيح عامل الطاقة (PFC)، التعتيم.

ABSTRACT

This work presents the study of an electronic ballast for discharge lamps. This ballast consists of two stages: the first stage is a boost-buck chopper that performs the power factor correction and provides an approximately variable DC link voltage to drive the second stage, which is a half-bridge inverter with an $L_sC_sC_p$ resonant circuit to drive the high-frequency discharge lamp. The electronic ballast designed here is a multi-purpose ballast which was experimentally tested for high-pressure sodium discharge lamps 150W and metal halide lamps 150W. It was revealed that this mode of operation makes it possible to vary and dim the light of the lamp and to improve the quality of the power supply while reducing the harmonic currents in networks.

KEYWORDS

Electronic power, electronic ballast, discharge lamp, power factor correction (PFC), dimming.