



HAL
open science

Alimentation de puissance d'une lampe exciplexe à décharge à barrière diélectrique, en vue du contrôle du rayonnement

Rafael Diez

► **To cite this version:**

Rafael Diez. Alimentation de puissance d'une lampe exciplexe à décharge à barrière diélectrique, en vue du contrôle du rayonnement. Energie électrique. Institut National Polytechnique de Toulouse - INPT, 2008. Français. NNT : 2008INPT031H . tel-00555079

HAL Id: tel-00555079

<https://theses.hal.science/tel-00555079>

Submitted on 12 Jan 2011

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par *L'Institut National Polytechnique de Toulouse*
Discipline ou spécialité : *Génie Electrique*

Présentée et soutenue par *Rafael DIEZ MEDINA*

Le 16 octobre 2008

Titre : *Alimentation de puissance d'une lampe exciplexe à décharge à barrière diélectrique, en vue du contrôle du rayonnement*

JURY

MM.

Sounil BHOSLE : Membre

Jean-Marie CORMIER : Rapporteur

Jean-Francis LOISEAU : Membre

Hubert PIQUET : Directeur de thèse

Gérard ROJAT : Rapporteur

Georges ZISSIS : Président

Ecole doctorale : *Génie Electrique, Electronique, Télécommunications*
Unité de recherche : *Laboratoire Plasma et Conversion d'Energie, UMR5213 CNRS, INPT, UPS*
Directeur(s) de Thèse : *M. Hubert PIQUET*

Remerciements

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été réalisés au sein du groupe "G-ENESYS" du Laboratoire Plasma et Conversion d'Énergie (LAPLACE), unité mixte de recherche CNRS-INPT-UPS n° 5213.

Je tiens à remercier :

Messieurs Gérard ROJAT et Jean-Marie CORMIER pour avoir accepté d'être rapporteurs de cette thèse.

Monsieur Jean-Francis LOISEAU pour avoir accepté d'être membre du jury de cette thèse.

Monsieur Georges ZISSIS président du jury et aussi la personne nous ayant permis de réaliser nos études expérimentales sur un dispositif de type industriel.

Monsieur Sounil BHOSLE pour avoir accepté d'être membre du jury, mais avant tout pour la collaboration importante dans le cadre de l'action transversale OSDP, entre les équipes « G-ENESYS » et « Lumière et Matière » qu'il nous a apportée. De plus, je le remercie pour sa grande disponibilité durant ces trois années.

Je voudrais exprimer ma grande reconnaissance à Monsieur Hubert PIQUET directeur de cette thèse, qui est finalement la personne qui a apporté la plupart des idées qui sont développées dans ce manuscrit. Je tiens à le remercier pour la confiance qu'il m'a témoignée lors de l'attribution et du déroulement de cette thèse. Je le remercie aussi pour la méthodologie rigoureuse qu'il m'a transmise par ses conseils. J'espère sincèrement pouvoir continuer cette collaboration dans le futur.

Je remercie aussi Messieurs Christian LAURENT et Maurice FADEL respectivement directeur et directeur adjoint du laboratoire, pour avoir accepté de me recevoir au sein du LAPLACE.

Je remercie Monsieur Xavier ROBOAM, responsable du groupe "G-ENESYS", pour son accueil au sein d'une très bonne équipe de recherche. Je remercie les permanents : Nicolas ROUX, Bruno

SARENI, Christophe TURPIN, Stéphane ASTIER et Didier GINIBRIERE. J'ajouterai une pensée particulière à Jean-Marc BLAQUIERE pour son aide dans la mise en œuvre des convertisseurs.

Je remercie Marc COUSINEAU, du groupe Convertisseurs Statiques, à l'origine avec Nicolas ROUX de l'idée du « thyristor rapide ». J'ai beaucoup apprécié sa vision et ses connaissances en électronique. Dans le même sens, je remercie Zhifeng DOU qui avec Marc a réalisé la version optimisée de ce composant de synthèse.

Je remercie également Guillaume GATEAU et Olivier DURRIEU pour l'aide apportée sur le FPGA.

Je tiens à remercier le département de Génie Electrique et Automatique de l'ENSEEIH, ainsi que sa directrice Mme Maria DAVID pour m'avoir donné l'opportunité d'être moniteur. De la même manière Frédéric RICHARDEAU et Henri SCHNEIDER pour leur aide et leur collaboration pendant le monitorat.

Je remercie de manière plus conviviale (et avec quelques mots en espagnol) mes amis du laboratoire que je n'ai pas cité ci-dessus.

Bernardo y Meriem pour leur compagnie très agréable et leur amitié inconditionnelle. « Muy buena gente, los esperamos sin falta en nuestra casa ». Si toda la gente fuera tan servicial como Bernardo...quizás los demás seríamos más perezosos aún.

Nicolas MARTINEZ, « avec ce nom, il ne parle pas Espagnol??? ». Muchas gracias por la ayuda al final de la tesis y sobre todo por el espíritu de compañerismo. Estamos esperando al profesor Martínez.

Los viejos del laboratorio : Markos, Marcus, Bayram, Ali, Valentino, Rockys (je t'attends pour t'amener à Cali, capitale mondiale de la salsa), Cristóbal alias Titou, Mateo COUDERC, Adán el brasilero falso, Cedric, Eric, Oliverio, Vicente, los 2 Jerónimos MAVIER y FAUCHER, los 3 Franciscos PIGACHE, BONNET y DEFAY. Merci aux deux derniers François pour l'aide avec le dSPACE et le FPGA.

Aux plus jeunes (todavía les queda tiempo por sufrir) Silvio, Celina, Mateo el bretón, Lauriana, Marwan de los ángeles, Federico, Makará, Delfina, Rubinho e família, Miguel, Batista, Labo, Antonio (ex-presidente Lowinsky), Damián, Clemente, Sebastián (Merci beaucoup pour ton aide aussi), Nadia, Rafael (mi tocayo con ph y ë), Hoán (muy amable) y Djibrillah (mil gracias et bon courage). Les deseo a todos muchos éxitos en su doctorado.

Je remercie tous les autres doctorants et permanents du laboratoire que j'ai pu rencontrer au long de ces trois années inoubliables et que j'aurais oubliés.

Ramiro y familia: ya nos veremos en tierras suramericanas. Quizás en Carcarañá o por qué no en Colombia, que como dicen ustedes los argentinos « es lindo ».

El doctorado representa una etapa importante de mi vida, un sueño realizado gracias a la ayuda y el soporte de muchas personas, solo cito algunas, sin embargo agradezco a todas aquellas que puedan sentirse alegres y que compartan conmigo este logro.

Juan Carlos y Tatiana quienes me hicieron venir a Toulouse, a Claudia, Gustavo y Hernán por la compañía durante el primer año en Francia.

A mis suegros y mi cuñada que ahora hacen parte de mi familia.

A Ofelia, Jairo y Adriana, quienes me ayudaron y me soportaron durante tantos años, mil gracias.

Quiero dedicar este trabajo, a mi mamá que debe estar incluso más orgullosa que yo con el título obtenido, a mi hermano a quien le deseo mucho éxito en su vida y a mi papá, la persona que seguiré admirando siempre por su ingenio, versatilidad y empuje a la hora de hacer las cosas.

Finalizo agradeciendo a mi esposa Margarita “el motor de mi vida”. Me llena de orgullo estar a tu lado, espero que tengamos una larga vida juntos. “No te parece maravilloso?”, “Running over the same old ground, what have we found? ... Home, home again ...”.

Table des matières

Introduction.....	1
Chapitre 1. Les décharges à barrière diélectrique : état de l'art	3
1.1. Introduction aux plasmas	4
1.2. Régimes de décharge dans un gaz.....	6
1.3. Décharge à barrière diélectrique.....	12
1.4. Applications des DBDs	14
1.5. Excilampes	18
1.6. Alimentations électriques pour les DBD.....	24
Conclusion	28
Bibliographie	29
Chapitre 2. Modélisation de la lampe.....	31
2.1. Formulation du modèle de la lampe.....	32
2.2. Procédure d'identification des paramètres du modèle	35
2.3. Description de l'espace d'état	35
2.4. Calcul initial des paramètres du modèle	38
2.5. Algorithme d'identification	43
2.6. Validation du modèle électrique.....	47
2.7. Commentaires sur le modèle de la conductance.....	49
2.8. Modèle simplifié de la DBD	50
2.9. Changement dans la configuration des électrodes.....	51
2.10. Forme d'onde adéquate pour contrôler la puissance par l'intermédiaire de l'alimentation	52
Conclusion	56
Bibliographie	57
Chapitre 3. Synthèse des convertisseurs.....	59

3.1. Structure initiale du convertisseur.....	60
3.2. Pont en H.....	61
3.3. Thyristor haute fréquence.....	64
3.4. Transformateur élévateur.....	64
3.5. Source unidirectionnelle de courant (J).....	65
3.6. Alimentation en courant.....	66
3.7. Etude dans le plan de phase.....	71
3.8. Alimentation en puissance.....	79
3.9. Etude dans le plan de phase pour l'alimentation en puissance.....	82
Conclusion.....	86
Bibliographie.....	88
Chapitre 4. Réalisations pratiques.....	89
4.1. Thyristor rapide.....	90
4.2. Algorithme de dimensionnement.....	99
4.3. Détermination des caractéristiques parasites du transformateur.....	106
4.4. Réalisation expérimentale de « l'alimentation en courant ».....	115
4.5. Réalisation expérimentale de « l'alimentation en puissance ».....	117
4.6. Contrôle de la puissance électrique de la lampe.....	119
4.7. Système de gestion et pilotage des convertisseurs.....	121
Conclusion et perspectives.....	122
Bibliographie.....	123
Chapitre 5. Etude des Interactions Courant – Rayonnement.....	125
5.1. Contrôle de la puissance rayonnée.....	126
5.2. Mesures résolues dans le temps.....	128
5.3. Pureté spectrale du rayonnement UV.....	136
5.4. Etude d'une microdécharge.....	137
Conclusion.....	140
Conclusion générale.....	143
Bibliographie.....	147

Introduction

Le plasma est un état de la matière concernant lequel beaucoup reste aujourd'hui à comprendre ; découvert en 1879, il fait l'objet de nombreuses études et son utilisation connaît de nombreuses applications, qui sont de plus en plus palpables dans la vie de tous les jours. Des applications relativement récentes, comme par exemple les écrans plats sont aujourd'hui bien connues du public ; néanmoins, il est présent parmi nous depuis longtemps, avec les lampes phosphorescentes, les ozoneurs qui permettent de purifier l'eau. D'autres applications sont moins connues mais de grande importance, parmi lesquelles la destruction des gaz toxiques et des gaz à effet de serre, sujet très médiatisé depuis la fin des années 1970 avec la découverte d'un trou dans la couche d'ozone en Antarctique.

Le plasma est créé à partir des gaz selon deux possibilités : soit en les chauffant, soit en les soumettant à une décharge électrique. Cette dernière option permet d'obtenir un plasma qui possède une température relativement basse ; ce type de plasma, appelé « plasma froid », est très important à l'égard de nombreux procédés technologiques et son contrôle est un enjeu très important.

Un système de génération de plasma de décharge est généralement constitué d'une alimentation électrique, d'un applicateur et d'un gaz. L'applicateur comporte les électrodes conductrices et éventuellement des matériaux isolants. La géométrie de l'applicateur contribue à définir l'endroit où le courant électrique, fourni par l'alimentation, est injecté dans le gaz.

L'objet de cette thèse est l'étude de la conception de l'alimentation électrique de puissance, destinée à des décharges à barrière diélectrique, capable de contrôler les transferts de puissance vers la décharge. Les réalisations expérimentales concernent des lampes DBD à exciplex, utilisées pour la génération de rayons ultraviolets. Ce travail, situé au cœur de l'action transversale du laboratoire Laplace « Optimisation Source Décharge Procédés », s'est développé avec le soutien conjoint des équipes G-ENESYS (Energie Electrique et Systémique) et LM (Lumière et Matière).

Dans le premier chapitre de cette thèse, nous allons faire une introduction à la décharge « à barrière diélectrique » ainsi dénommée car son applicateur comporte un isolant entre les électrodes et le gaz. Nous illustrons son intérêt et ses multiples applications, ainsi que les différents types d'alimentations, géométries et variétés de gaz, utilisés dans ce type de décharge.

Au deuxième chapitre, nous développons la modélisation et l'identification expérimentale du dispositif de décharge. Le modèle électrique issu de cette étape est destiné à la simulation de la lampe à l'aide de simulateurs de type « circuit ». Les propriétés de la lampe DBD étudiée, dégagées au cours de la modélisation, nous amènent à définir un nouveau concept pour alimenter électriquement la décharge, respectant les principes de causalité.

Nous présentons ensuite, au troisième chapitre, le développement raisonné de deux structures de convertisseurs différents, satisfaisant les contraintes imposées par le concept d'alimentation souhaité. Le système alimentation-lampe exhibe un comportement résonant ; en conséquence, nous l'étudions théoriquement avec l'outil approprié : le plan de phase.

Le quatrième chapitre présente la mise en œuvre et la validation du fonctionnement des deux convertisseurs, réalisés avec l'aide d'un outil de dimensionnement qui utilise des simulations électriques du système « convertisseur-lampe » complet. Nous y prenons en compte certains éléments parasites du convertisseur, dont la présence s'avère déterminante, afin de déterminer la meilleure solution du point de vue énergétique et d'obtenir une simulation très proche de la réalité.

De plus, nous présentons le développement et l'implémentation d'un interrupteur que nous appelons « thyristor rapide », nécessaire pour le fonctionnement correct de l'alimentation proposée. Cet interrupteur peut éventuellement trouver une utilisation dans d'autres applications du domaine de l'électronique de puissance.

Pour finir, afin d'évaluer les performances des alimentations mises au point vis-à-vis de la finalité du procédé (la génération de rayonnement UV), une étude de la corrélation entre le courant imposé à la lampe et le rayonnement UV obtenu est réalisée, en exploitant les degrés de liberté offerts par le nouveau concept d'alimentation. Celle-ci permet de vérifier que ces alimentations contrôlent efficacement le rayonnement de la lampe, jusqu'à l'échelle de temps de leur période de fonctionnement.

Chapitre

1

Les décharges à barrière diélectrique : état de l'art

Dans ce premier chapitre nous nous proposons d'introduire le lecteur aux décharges à barrière diélectrique et à leurs diverses applications (actuelles et futures) dans le monde de l'industrie et dans la vie quotidienne. Chaque fois que cela sera possible, nous mentionnerons les caractéristiques de ces décharges que l'on retrouve dans les lampes DBD à excimères, que nous avons utilisées comme support d'expérimentation.

Nous commençons par une brève et simple introduction de l'ensemble des plasmas froids de décharge, en insistant en particulier sur les différents régimes de décharge possibles dans un gaz sous l'influence d'un champ électrique.

Nous avons choisi d'adopter une approche simple, dans une vision orientée vers les besoins d'ingénieurs ou d'étudiants en génie électrique, en apportant ponctuellement le complément de connaissances de la physique qui nous semble nécessaire pour mieux comprendre les phénomènes qui interagissent dans une décharge.

Ensuite, nous expliquons les concepts fondamentaux des décharges à barrière diélectriques, leurs différentes configurations physiques possibles et leurs applications les plus courantes.

Nous terminons le chapitre par une application spécifique de la DBD : les lampes à excimères ou exciplexes. Ce type de lampe sera l'élément expérimental d'étude dans cette thèse. Nous présentons les alimentations existantes jusqu'à aujourd'hui pour ce type de décharges.

1.1. Introduction aux plasmas

Si nous prenons un élément de la matière à son état solide et nous commençons à le chauffer, nous retrouverons son évolution comme le montre le schéma de la figure 1.1. Cet élément passe graduellement par son état liquide, ensuite à l'état gazeux, puis au plasma. Pour cette raison le plasma est appelé souvent « le quatrième état de la matière » [1.1] et constitue environ 99 % de la masse visible de l'univers [1.2].



Figure 1.1 Evolution de l'état de la matière avec la température

Accomplir expérimentalement la transformation entre ces quatre états, est un exercice difficile, voire impossible, à cause de l'énorme différence de température requise, pour passer de l'état solide jusqu'au plasma.

Si nous prenons par exemple un glaçon : 0 °C sont nécessaires pour passer à l'état liquide (eau), 100 °C à l'état gazeux et 100.000 °C au plasma [1.3]. En conséquence, dans la pratique, les plasmas sont générés à partir d'un gaz, en le soumettant à une décharge électrique (plasmas de décharge) ou à un champ magnétique (plasmas RF). Dans cette thèse nous ne considérons uniquement que les plasmas de décharge.

Un plasma proprement dit, ne possède ni molécules ni atomes ; il contient seulement des ions et des électrons libres. De plus, de même que pour le corps qui lui a donné naissance, sa charge électrique globale est nulle ; la somme algébrique totale des charges qu'il contient doit donc être nulle.

Nous retrouvons le plasma à l'état naturel dans divers milieux : dans la couronne solaire, le soleil, l'intérieur des étoiles, l'ionosphère, etc. [1.4].

Cependant, en laboratoire nous retrouvons plutôt un gaz ionisé, mélange d'atomes, d'ions et d'électrons, comme l'illustre la figure 1.2 ; les densités d'ions et d'électrons peuvent varier, raison pour laquelle le terme de « degré d'ionisation » est introduit.

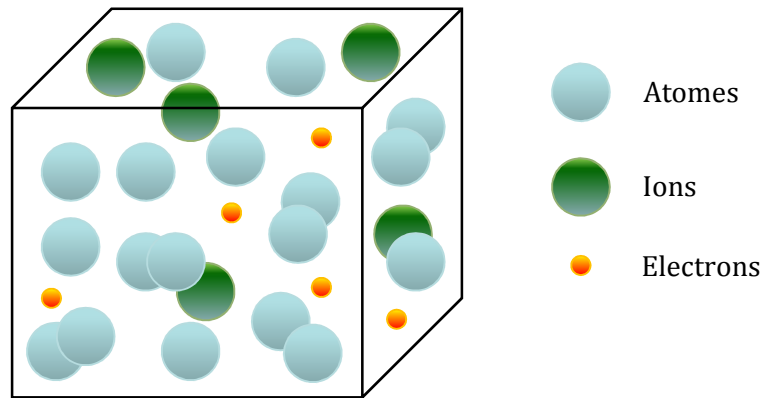


Figure 1.2 Volume pour décrire un plasma de laboratoire et introduire le degré d'ionisation.

Le degré d'ionisation (1.1) est défini comme le rapport entre la densité électronique (nombre d'électrons libres dans un volume unitaire) et la somme de la densité électronique et de la densité du gaz (nombre d'atomes dans le même volume).

$$\text{Degré d'ionisation} = \frac{n_e}{n_e + N_{\text{gaz}}} \quad (1.1)$$

Ce degré d'ionisation sert à distinguer deux familles parmi les plasmas de laboratoire : les plasmas chauds et les plasmas froids.

Si le volume est fortement ionisé (Degré d'ionisation ~ 1), la température de toutes les espèces est presque la même et nous pouvons dire que le plasma est « à l'équilibre thermodynamique ». Ce type de plasma est aussi appelé « plasma chaud ».

Dans le cas contraire, si le volume présente un degré d'ionisation faible (typiquement de l'ordre de 1×10^{-4}), les particules excitées sont à une température différente de celle des atomes ; dans ce cas nous pouvons l'appeler « plasma hors équilibre » ou « plasma froid ». Dans la littérature [1.1], [1.5], la frontière qui sépare les plasmas froids des plasmas chauds correspond à un degré d'ionisation de l'ordre de 1×10^{-2} .

Au laboratoire, l'ionisation du gaz peut s'obtenir par l'injection des électrons, par l'intermédiaire d'une décharge électrique, raison pour laquelle ces plasmas sont appelés « plasmas de décharge ».

Cette décharge électrique provoque des collisions, entre les électrons émis depuis la cathode vers l'anode et les espèces du gaz. Ces collisions génèrent des espèces nouvelles dans le gaz, lesquelles à leur tour, peuvent produire des changements temporaires ou définitifs, dans la structure du gaz ou d'un autre matériau exposé à la décharge.

Le tableau 1.1 présente les collisions produites par des électrons (les plus communes), dans une décharge électrique (**A** et **B** sont deux atomes du gaz).

Tableau 1.1. Collisions induites par un électron dans un plasma de décharge

Nom de la collision électronique	
Ionisation	$e + A \rightarrow A^+ + 2e$
Excitation	$e + A \rightarrow e + A^* \rightarrow e + A + h\nu$
Ionisation « Penning »	$e + A^* \rightarrow 2e + A^+$
Collision élastique	$e + A \rightarrow e + A$
Dissociation	$e + AB \rightarrow e + A + B$
Ionisation dissociative	$e + AB \rightarrow 2e + A^+ + B$
Attachement dissociatif	$e + AB \rightarrow A^- + B$
Recombinaison	$e + A^+ + B \rightarrow A + B$

Les collisions où d'autres espèces (Ions, Radicaux, etc.) interviennent, sont aussi très importantes dans la physique du plasma. Néanmoins, l'étude approfondie de ce sujet n'est pas l'objet de cette thèse.

1.2. Régimes de décharge dans un gaz

Un gaz soumis à une décharge de laboratoire, peut se trouver dans différents régimes de fonctionnement.

Afin d'identifier ces régimes, nous considérons une décharge de type continu : nous connectons à une source de tension continue V_{alim} (qui possède une résistance interne réglable R_{alim}), deux électrodes (anode et cathode) séparées par le gaz (à basse pression et confiné) qui sera ionisé ; la distance entre les électrodes est notée d_{dech} .

Nous considérons le cas où les électrodes sont des plaques métalliques parallèles ; ainsi, nous obtenons le système complet « alimentation-décharge » illustré à la figure 1.3. Nous mesurons, la tension entre les électrodes V_{dech} et le courant circulant dans le gaz I_{dech} .

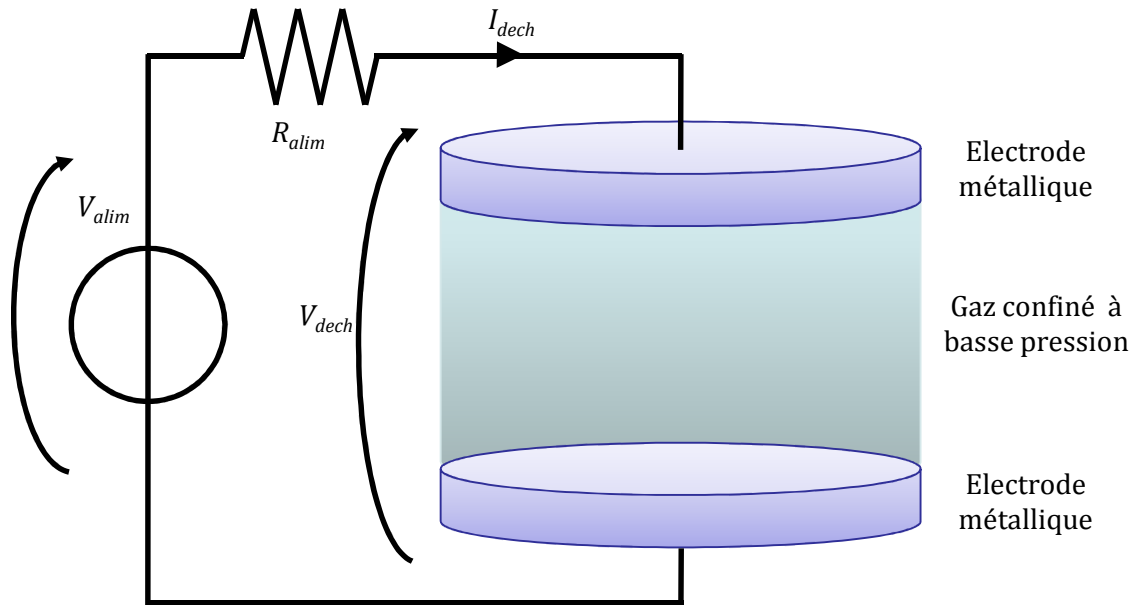


Figure 1.3 Décharge continue avec une configuration d'électrodes en forme de plaques parallèles

La décharge formée dans le gaz peut se présenter sur trois formes, au fur et à mesure que I_{dech} augmente : décharge obscure, décharge lumineuse et décharge d'arc.

Ces formes correspondent à trois zones différentes dans la caractéristique tension-courant du gaz (V_{dech} vs I_{dech}), et elles sont atteintes avec le système de la figure 1.3. Chaque zone peut être encore subdivisée en sous-régimes, comme le montre la figure 1.4.

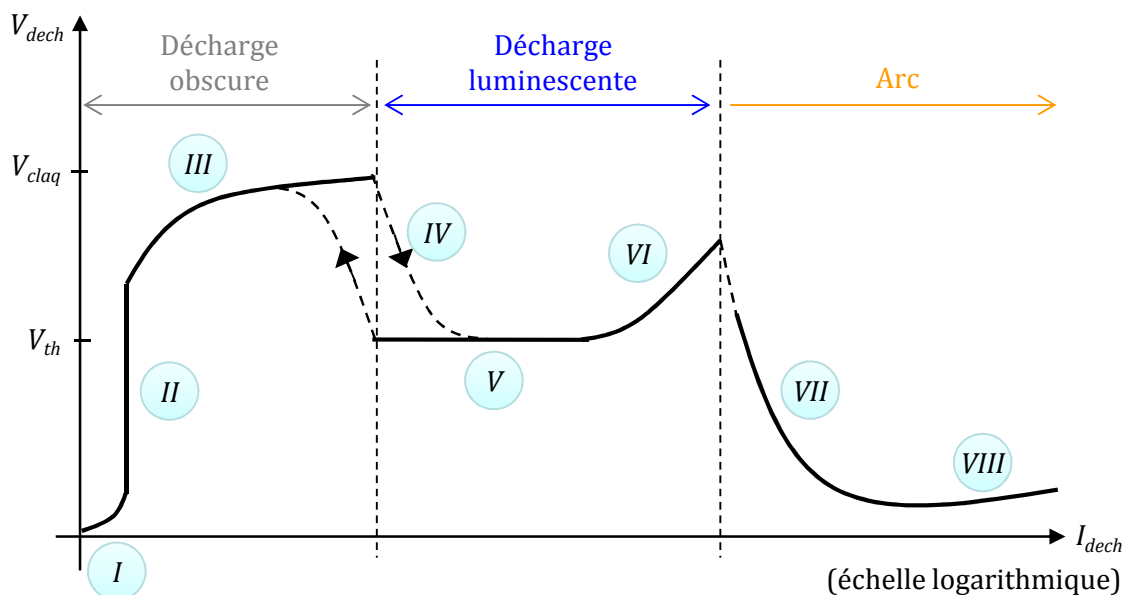


Figure 1.4 Caractéristique statique d'une décharge électrique

Chacun de ces régimes est maintenant présenté brièvement. A noter que l'ensemble de ces régimes ne s'obtient qu'avec une décharge à basse pression. Une explication détaillée peut être trouvée en [1.6] et [1.1].

1.2.1. Régime d'ionisation de fond

Si nous réglons la tension de sortie de l'alimentation V_{alim} , à une très faible valeur au dessus de 0 V, l'anode collecte les électrons libres qui sont présents dans l'atmosphère ; ceux-ci sont produits par le rayonnement cosmique. Un faible courant est alors mesuré dans la décharge ; ce courant s'accroît avec l'augmentation de la tension imposée (V_{alim}). Il s'agit de la zone **I** de la caractéristique statique de la figure 1.4.

1.2.2. Régime de saturation

Si l'on continue d'augmenter graduellement V_{alim} , à un certain moment tous les électrons libres et les ions vont disparaître, collectés par l'anode et la cathode respectivement. Si le champ électrique imposé ($V_{alim} / d_{déch}$) n'est pas suffisant pour ioniser le gaz, le courant dépend uniquement de la capacité du rayonnement cosmique à ioniser le gaz. Celui-ci produit un certain nombre d'électrons (ou d'ions) dans le volume de décharge par unité de temps, S [m^{-3}]. En conséquence, le courant sera constant (courant de saturation, I_{sat}) pour toutes les valeurs de tension et son expression est donnée par la relation (1.2), où Vol correspond au volume de la décharge et e à la charge de l'électron.

$$I_{sat} = S \cdot Vol \cdot e \quad (1.2)$$

Il s'agit de la zone **II** de la figure 1.4. La décharge produite dans ce régime (de même que celle produite par l'ionisation de fond) est qualifiée de « décharge non autonome », car elle dépend uniquement d'un facteur externe au dispositif de la figure 1.3, et si ce facteur externe disparaît, la décharge ne peut pas s'entretenir.

1.2.3. Régime de Townsend

Si on augmente l'amplitude du champ électrique appliqué, les électrons circulent avec une énergie plus élevée (vitesse supérieure au moment de l'impact à l'anode) ; si cette énergie est suffisante, les électrons qui rentrent en collision avec les éléments neutres du gaz, produisent des électrons supplémentaires ; ces électrons augmentent la valeur du champ électrique, ce qui à son tour accélère encore davantage les électrons (y compris les électrons supplémentaires), engendrant ainsi un processus de multiplication électronique (aussi appelé réaction en chaîne ou avalanche).

Dans cette zone (zone **III** de la caractéristique sur la figure 1.4) le courant augmente exponentiellement avec la tension appliquée aux électrodes.

Si l'une des électrodes est remplacée par une autre, en forme de pointe, comme l'illustre la figure 1.5, la surface effective de la section traversée par le courant étant moindre pour la pointe que pour le plan, la densité de courant dans la nouvelle électrode sera supérieure à celle du plan. Du fait de la présence de la pointe, le champ électrique est assez important pour ioniser un volume au voisinage de cette pointe, produisant une luminosité dans les environs de cette zone. Ce type de décharge est qualifié de « décharge couronne » et une de ses caractéristiques est qu'elle demeure obscure au voisinage de la seconde électrode (ici, l'électrode plane).

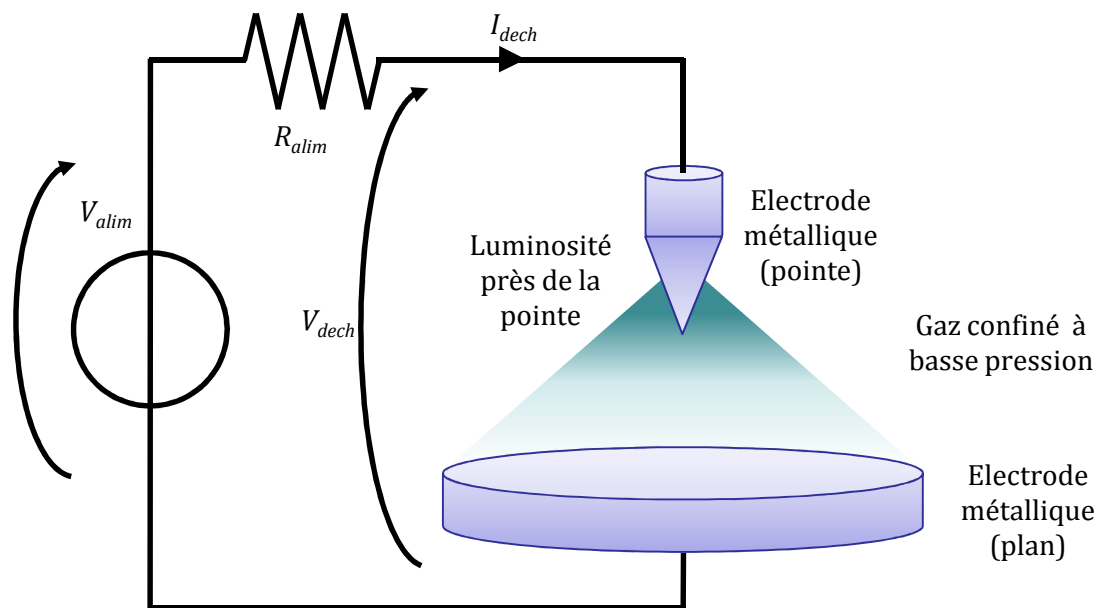


Figure 1.5 Configuration pour obtenir une décharge couronne avec une électrode en forme de pointe

1.2.4. Claquage du gaz : Transition entre le régime Townsend et la décharge lumineuse

Si le champ électrique est encore augmenté et devient suffisamment important, des électrons secondaires sont émis par la cathode, à cause du bombardement des ions positifs. Ces électrons secondaires font augmenter le courant et chuter la tension aux bornes du gaz, provoquant une transition discontinue entre le régime de Townsend et le régime lumineux. Ce champ électrique peut être désigné comme le champ électrique de claquage. Il s'agit de la région **IV** dans la caractéristique statique de la décharge (figure 1.4).

La tension correspondante au champ électrique de claquage est dénommée « tension de claquage » ou « potentiel disruptif » ; selon la « loi de PASCHEN » (1.3), elle dépend uniquement du produit entre la pression du gaz p_{gaz} et la distance inter électrodes d_{dech} .

$$V_{claq} = \frac{C \cdot p_{gaz} \cdot d_{dech}}{\ln \left(\frac{A \cdot p_{gaz} \cdot d_{dech}}{\ln \left(1 + \frac{1}{\gamma} \right)} \right)} \quad (1.3)$$

Dans cette équation, A et C sont des constantes propres à chaque gaz et γ est le coefficient d'émission électronique secondaire, qui représente le rapport entre le nombre d'électrons secondaires émis par la cathode et la somme des ions et photos qui la percutent (ce coefficient dépend du matériau de la cathode).

La loi de PASCHEN peut être transformée sous la forme (1.4), afin d'introduire la valeur du produit pression distance $(pd)_{min}$, pour lequel la tension de claquage est minimale et vaut $V_{claq,min}$. On cherchera aussi à déterminer la valeur de cette tension. Une fois ces deux paramètres identifiés pour un gaz, nous pouvons estimer la tension de claquage pour un système expérimental, dont nous connaissons le produit pression distance, en utilisant la « courbe universelle de PASCHEN » (1.4).

$$V_{claq} = V_{claq,min} \cdot \left[\frac{\frac{p_{gaz} \cdot d_{dech}}{(p \cdot d)_{min}}}{1 + \ln \left(\frac{p_{gaz} \cdot d_{dech}}{(p \cdot d)_{min}} \right)} \right] \quad (1.4)$$

Cette relation est très utile pour déterminer l'ordre de grandeur des tensions de claquage. Par exemple, si l'on veut prévoir quelle est la tension de claquage dans l'air, avec des électrodes en fer, séparées de 500 μm à pression atmosphérique (760 Torr).

Les sources bibliographiques [1.6] fournissent les valeurs suivantes : $V_{claq,min} = 360 \text{ V}$ et $(pd)_{min} = 5,7 \times 10^{-3} \text{ Torr m}$. Ainsi nous obtenons une tension de claquage de 4615 V.

Cette approche sera utilisée pour estimer l'ordre de grandeur de la tension de claquage de la lampe utilisée pour les expérimentations.

Remarque : dans la pratique, pour ce type de décharges à haute pression (au delà de 100 Torr), des filaments (couronne ou « streamers ») générés au niveau de l'anode apparaissent et font claquer le gaz à une tension plus faible que celle donnée par (1.4). Pour l'air sec et à température ambiante, nous pouvons écrire (1.5) (expression empirique valable pour des distances de 1 mm maximum).

$$V_{claqAIR} \cong 3 \times 10^6 \frac{V}{m} \cdot d_{dech} + 1350 V \quad (1.5)$$

Ainsi, la tension de claquage effective pour notre exemple sera d'environ 2850 V.

1.2.5. Régime de décharge luminescente normale

Une fois la transition au régime de décharge luminescente franchie, V_{dech} reste (zone *V* sur la figure 1.4) à une valeur constante (plus faible que la tension de claquage) pour plusieurs ordres de grandeurs de I_{dech} .

En effet, dans ce régime, la densité de courant aux électrodes reste constante, ce qui veut dire que la décharge n'occupe pas la totalité de la surface des électrodes.

De cette décharge nous pouvons souligner deux choses, le début de l'émission lumineuse par la décharge et la présence d'une région dans le volume gazeux appelée colonne positive.

La colonne positive possède les caractéristiques d'un plasma : un champ électrique faible (typiquement de 1 V/cm) et une charge d'espace nulle (même nombre d'électrons que des ions). Ici, la température des électrons est supérieure à celle des ions et des neutres, ce qui fait de ce volume un plasma hors équilibre.

1.2.6. Régime de décharge luminescente anormale

Dans la décharge luminescente normale, nous avons une densité de courant constante ; quand le courant augmentait, la surface du plasma s'élargissait. Si nous continuons à augmenter le courant, la surface du plasma couvre la totalité des électrodes.

Pour monter plus haut en courant, il est nécessaire de réaliser une augmentation de la densité de courant ; ainsi, la charge d'espace augmente, entraînant le renforcement du champ électrique ; ceci se traduit par un accroissement dans la tension de décharge. Ce régime correspond au secteur *VI* dans la figure 1.4.

1.2.7. Arc non thermique

Avec l'augmentation de la densité de courant, la cathode se chauffe jusqu'au point d'incandescence et produit, par effet thermoïonique, des électrons supplémentaires. Ces électrons créent un phénomène d'avalanche et font chuter de façon discontinue, la tension dans la décharge. Si la densité de courant continue d'augmenter, la tension est de plus en plus faible, à cause de la génération d'électrons par le même effet. Ceci donne une caractéristique de résistance négative, correspondant à la zone *VII* dans la figure 1.4.

Le régime d'arc non thermique peut apparaître à l'œil comme une décharge luminescente. Néanmoins, dans le régime d'arc, les densités de courant sont de l'ordre de quelques A/cm², alors que dans les décharges normales elles sont habituellement inférieures à 50 mA/cm².

1.2.8. Arc thermique

Dans ce régime, nous avons une température similaire pour toutes les espèces dans le gaz ; en d'autres termes, nous sommes près de l'équilibre thermodynamique (plasma chaud). Cette zone est caractérisée par une tension très faible et une faible augmentation de la tension avec le courant (résistance locale positive). Egalement, le niveau de courant est très élevé (normalement supérieur à 50 A). Il s'agit de la zone **VIII** de la caractéristique statique de la décharge sur la figure 1.4.

1.3. Décharge à barrière diélectrique

La décharge à barrière diélectrique (DBD) ou décharge silencieuse, présente en règle générale au moins un diélectrique intercalé entre les électrodes, comme le montre la figure 1.6. Initialement conçue par W. SIEMENS en 1857, elle avait comme objectif la génération d'ozone [1.7].

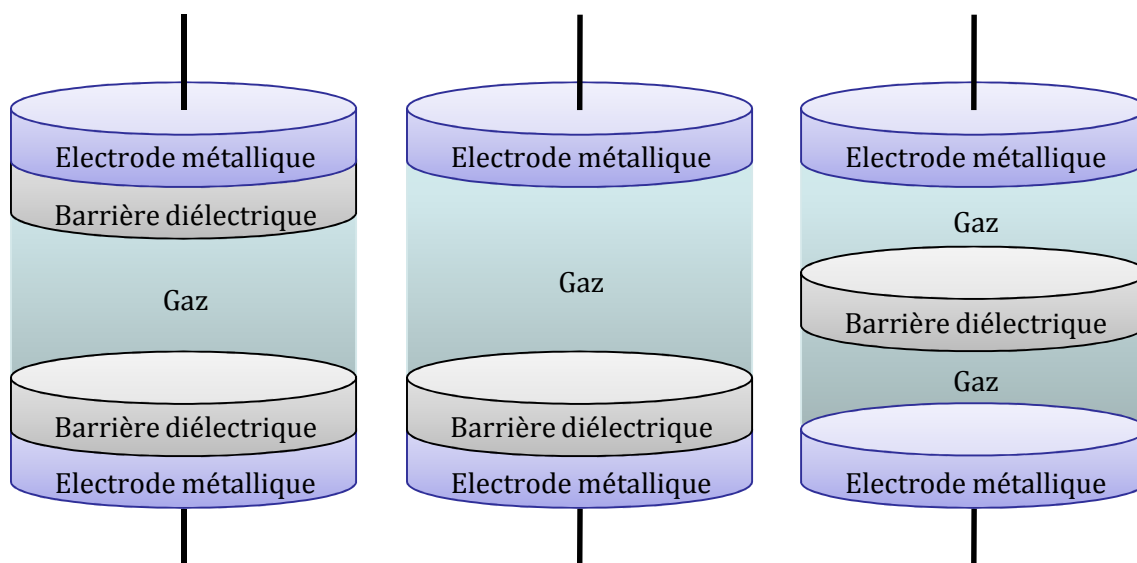


Figure 1.6 Possibles configurations d'une DBD. Au moins un diélectrique intercalé entre les électrodes

La DBD est généralement constituée par des filaments (cylindriques) ; ces filaments appelés aussi « microdécharges » ou « streamers », ont une caractéristique schématisée à la figure 1.7. La microdécharge présente un diamètre faible dans la plupart du volume ($\sim 200 \mu\text{m}$ à pression atmosphérique) ; elle s'étale à proximité du diélectrique (comportement diffus). Chaque microdécharge peut être, *a priori*, considérée comme une décharge normale en régime transitoire (plasma hors équilibre) [1.7].

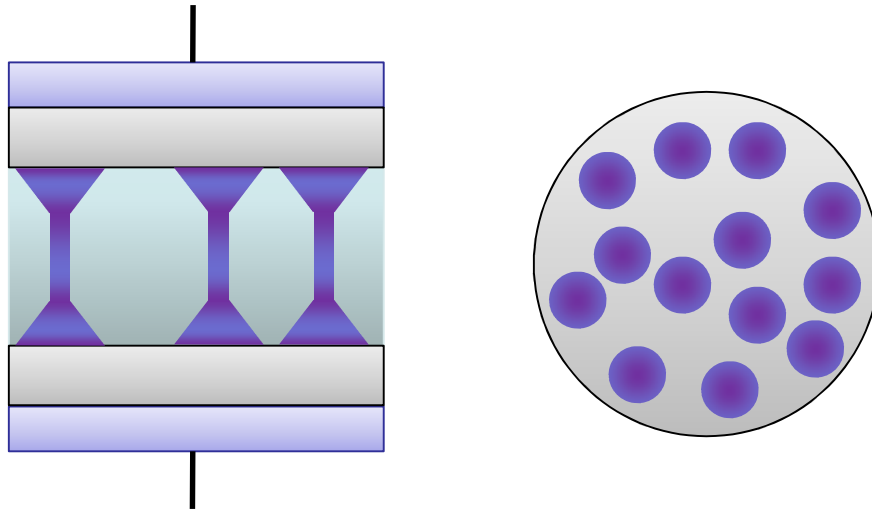


Figure 1.7 Microdécharges dans une configuration à deux barrières diélectriques. Les microdécharges ont une géométrie cylindrique dans la plupart du volume et elles s'étalent en surface (gauche). Plusieurs microdécharges dans la surface d'un diélectrique (droite)

Une particularité de la DBD, est d'éviter le passage au régime d'arc dans la décharge et donc de maintenir le plasma dans un état hors équilibre. Chaque microdécharge, étant un plasma, possède en effet un champ électrique réduit par rapport au volume restant du gaz. En effet si nous traçons en 2-D le profil de potentiel produit par une microdécharge dans une DBD à plaques parallèles, nous obtenons la courbe de la figure 1.8 (ligne bleu au milieu de l'image).

Tant qu'il y a de la surface libre de microdécharges sur le diélectrique, en cas d'augmentation de la tension aux bornes du gaz (suite à une variation de la tension de l'alimentation externe), le claquage se produit préférentiellement dans une zone de champ électrique fort, créant ainsi une nouvelle microdécharge, au lieu d'augmenter la densité de courant dans les microdécharges déjà présentes. En effet, nous observons dans la figure 1.8 (profil à gauche en noir) que la nouvelle microdécharge ne peut se produire qu'au delà de la distance d_{min} de la première microdécharge. Cette propriété de la barrière diélectrique d'éviter le passage à l'arc est la motivation essentielle de son utilisation.

Ainsi, au fur et à mesure que nous augmentons le courant dans la DBD, nous allons augmenter progressivement le nombre de microdécharges. En conséquence, avec un nombre important de microdécharges et le comportement diffus que chacune d'entre elles présente en surface, l'ensemble de la DBD peut être considérée comme une décharge homogène ; ce régime de fonctionnement, pour lequel la densité de courant est homogène sur toute la surface de la décharge, est particulièrement recherché pour les procédés relatifs aux surfaces.

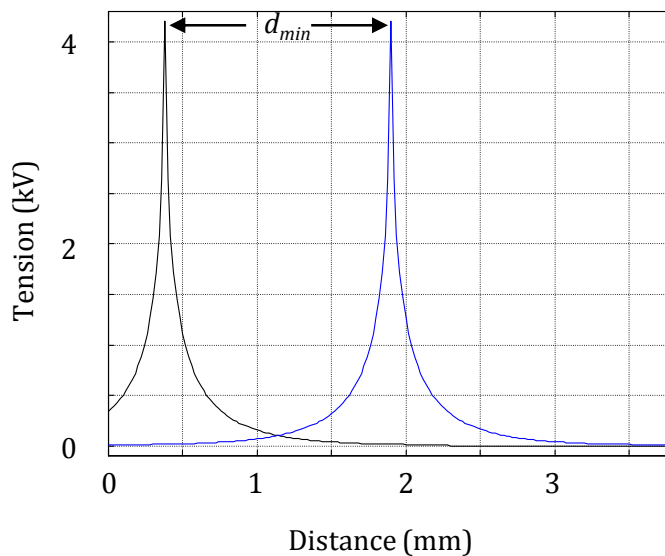


Figure 1.8 Profil de tension produit par une microdécharge qui empêche une deuxième microdécharge de se former près de la première

Dans les DBDs à deux diélectriques, le gaz est complètement séparé des électrodes, ce qui rend cette décharge très utile pour éviter la contamination d'un procédé. Par exemple, dans le cas des lampes, une durée de vie beaucoup plus importante est obtenue.

Si la caractéristique capacitive de la décharge donne beaucoup d'avantages par rapport au procédé, elle nécessite cependant une alimentation particulière, qui assure un courant alternatif. Nous reviendrons en détails sur les alimentations électriques pour ce type de décharges dans la section 1.6.

1.4. Applications des DBDs

Dans cette section nous allons évoquer quelques usages des DBD, en commençant par la plus ancienne : la production d'ozone. La grande diversité d'applications offertes par les DBD est un point motivant, qui ouvre le spectre des perspectives aux résultats obtenus dans cette thèse.

1.4.1. Production d'Ozone

L'ozone sert essentiellement au traitement de l'eau, en éliminant les bactéries, les virus et les odeurs désagréables. La production d'ozone « O_3 » à pression atmosphérique, est réalisée à partir de l'air ($\sim 4N_2 + O_2$), de l'oxygène (moléculaire à son état fondamental) « O_2 », ou d'autres mélanges gazeux composés d'oxygène et d'azote « N_2 » (moléculaire à son état fondamental).

La figure 1.9 présente le schéma de principe d'un ozoniseur alimenté en oxygène. Ici la DBD est constituée de deux barrières diélectriques coaxiales, la décharge est effectuée dans le volume par lequel le gaz circule. Le courant électrique va convertir une partie du gaz entrant en ozone.

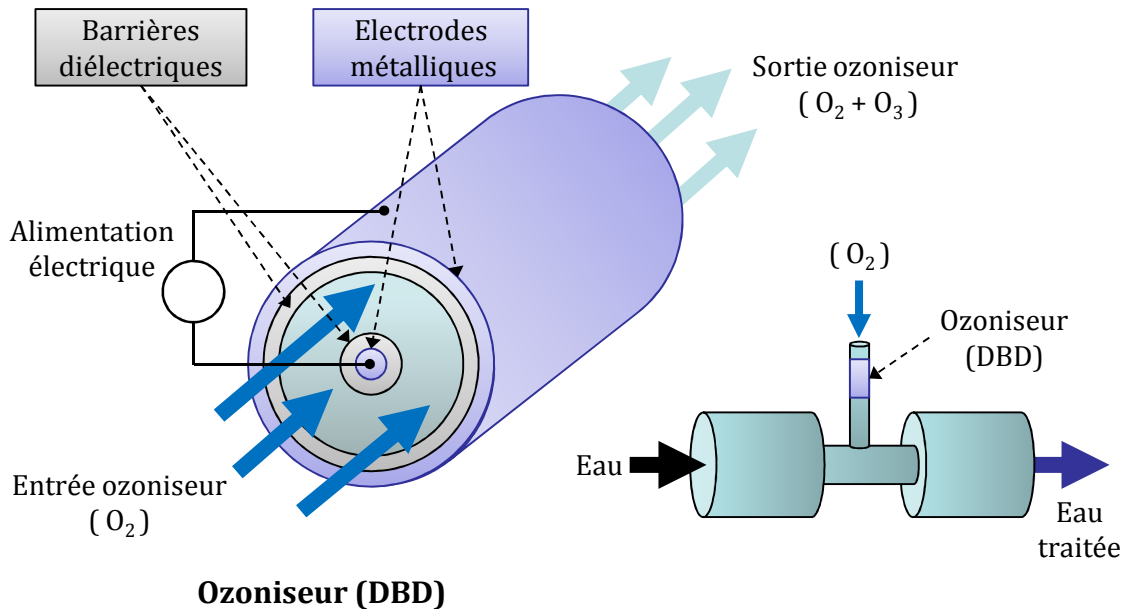
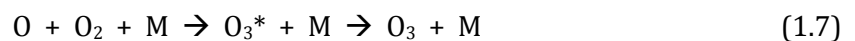


Figure 1.9 Schéma de principe d'un ozoniseur utilisé dans le traitement d'eau

Initialement, l'oxygène à son état fondamental est dissocié, par une collision électronique (conséquence du courant électrique de l'alimentation) produisant deux atomes d'oxygène.



Un atome O , s'associe dans un état excité, avec une molécule O_2 , à l'aide d'une troisième espèce M ; ce troisième composant peut être par exemple O_2 , O_3 , O ou N_2 . L'état excité généré O_3^* , revient à l'état stable le plus proche, correspondant à l'ozone O_3 .



Ci-dessus, nous montrons seulement la réaction initialement désirée ; toutefois, dans la décharge il y a une multitude de réactions ; quelques unes contribuent à une génération supplémentaire d'ozone, tandis que d'autres sont indésirables, car elles provoquent la destruction de l'ozone ou simplement un surplus de consommation de puissance. Toutefois, nous n'allons pas approfondir cet aspect, car il est loin de l'objectif de cette thèse (pour plus d'information lire [1.7]).

1.4.2. Traitement des gaz

La configuration de DBD mise au point pour la production d'ozone, est également appliquée à la décomposition des gaz toxiques (entrant dans « l'ozoniseur » au lieu de l'oxygène) comme le

sulfure d'Hydrogène H_2S [1.8], par des collisions avec : des électrons, des radicaux, des ions ou des photons (rayonnement UV).



Aujourd'hui, la DBD est objet d'étude dans la destruction des gaz d'échappement toxiques, comme le monoxyde de carbone CO , les oxydes d'azote NO_x et dans la réduction des émissions à effet de serre, comme le dioxyde de carbone CO_2 , responsables du réchauffement de la planète [1.9].

En outre, la DBD sert aussi (dans le domaine académique pour le moment) à produire de l'Hydrogène à partir d'hydrocarbures ou, afin de faciliter leur transport ; à faire la synthèse de combustibles liquides, comme le méthanol, à partir de gaz produits dans l'extraction pétrolière [1.10].

1.4.3. Traitement de surfaces

Grace à la caractéristique « homogène » des DBDs, elles sont utilisées dans la modification de surfaces ; un exemple est le traitement des plastiques, pour leur permettre de coller facilement ou d'être réceptifs à l'encre d'impression [1.11]. La DBD peut être facilement introduite dans le processus industriel de production de papier, en effectuant la décharge entre un rouleau qui fait tourner le papier et une électrode (parfois plusieurs) recouverte par un diélectrique, comme le montre la figure 1.10.

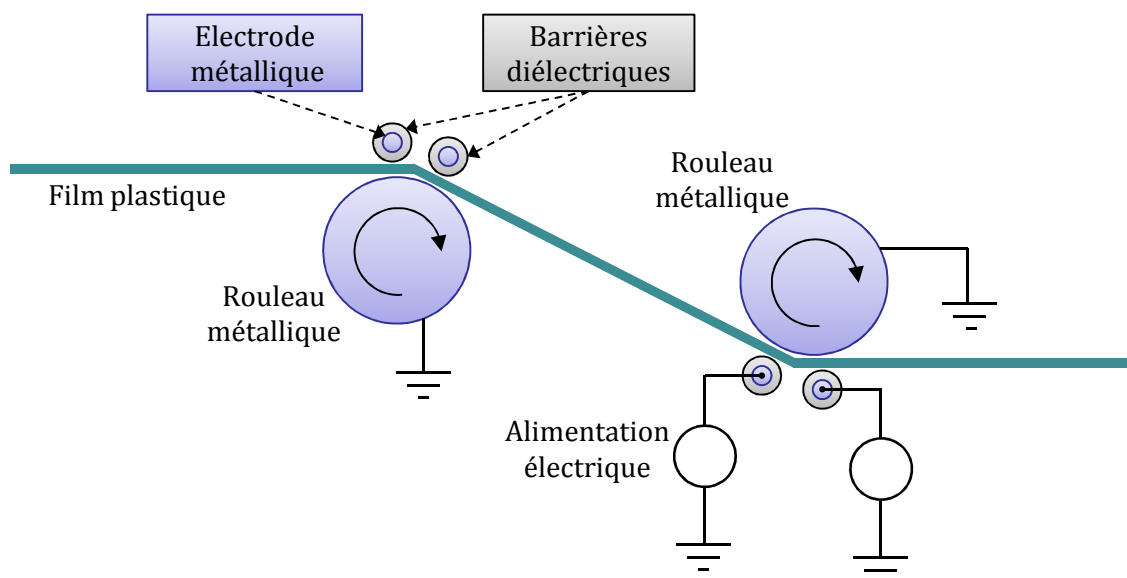


Figure 1.10 Utilisation d'une DBD dans le traitement surfacique de plastiques

Les DBDs sont amplement étudiées pour l'industrie des composants microélectroniques ; elles peuvent être impliquées dans plusieurs étapes de la fabrication d'un circuit intégré. Avec les

DBDs, il est possible de réaliser des dépôts de surfaces et des gravures, qui sont d'ailleurs très précises. Elles permettent de réaliser des gravures anisotropiques, caractéristique nécessaire pour la miniaturisation. Un intérêt de la DBD est la possibilité d'augmenter la pression du réacteur tout en obtenant, grâce à la structure plus homogène dans ce type de décharge, les mêmes résultats que ceux d'un procédé plasma actuel ; en conséquence les coûts de réalisation des puces peuvent chuter énormément, car le travail sous vide est très onéreux [1.12], [1.13].

1.4.4. Eclairage et écrans à plasma

Le contact entre l'électrode et le gaz dans les lampes, est la principale source de contamination du gaz et d'érosion des électrodes ; la DBD est une bonne solution à ce problème, et permet d'augmenter la durée de vie des lampes de nouvelle génération [1.14]. Elles permettent aussi l'élimination du mercure, qui est un élément dangereux pour la santé [1.15], [1.16].

En ce qui concerne **l'éclairage**, les lampes à DBD, ont également l'avantage de pouvoir produire un rayonnement homogène à travers la surface des électrodes [1.17] ; cette propriété est exploitée pour les lampes d'éclairage de fond dans les écrans LCD.

Les lampes DBD fluorescentes (en réalité il s'agit de lampes phosphorescentes) sont utilisées pour produire les pixels dans les **écrans à plasma** [1.18] ; elles ont une structure et un principe de fonctionnement similaire à celui des excilampes, qui seront présentées au paragraphe suivant. Elles sont de plus dotées d'un revêtement de poudre phosphorescente à l'intérieur de la paroi externe. La décharge dans le gaz conduit à la production de photons dans la région UV ; ces photons entrent en collision avec la substance phosphorescente, générant ainsi de la lumière visible.

Dans ces lampes DBD, le diélectrique externe (et parfois l'électrode externe qui est transparente) filtre l'UV, ne permettant que le passage de la couleur correspondante à une longueur d'onde visible. Cette longueur d'onde peut être choisie avec la substance fluorescente, ce qui est exploité dans la construction des écrans plats pour la télévision.

Un écran plat est constituée par un grand nombre de cellules ou « pixels » (par exemple 1280 en largeur par 1024 en hauteur), chacune constituée par trois mini-lampes phosphorescentes, l'une rayonnant dans le rouge, l'autre dans le vert et la troisième dans le bleu. La configuration de la cellule peut être avec des électrodes parallèles ou coplanaires, comme le montre la figure 1.11.

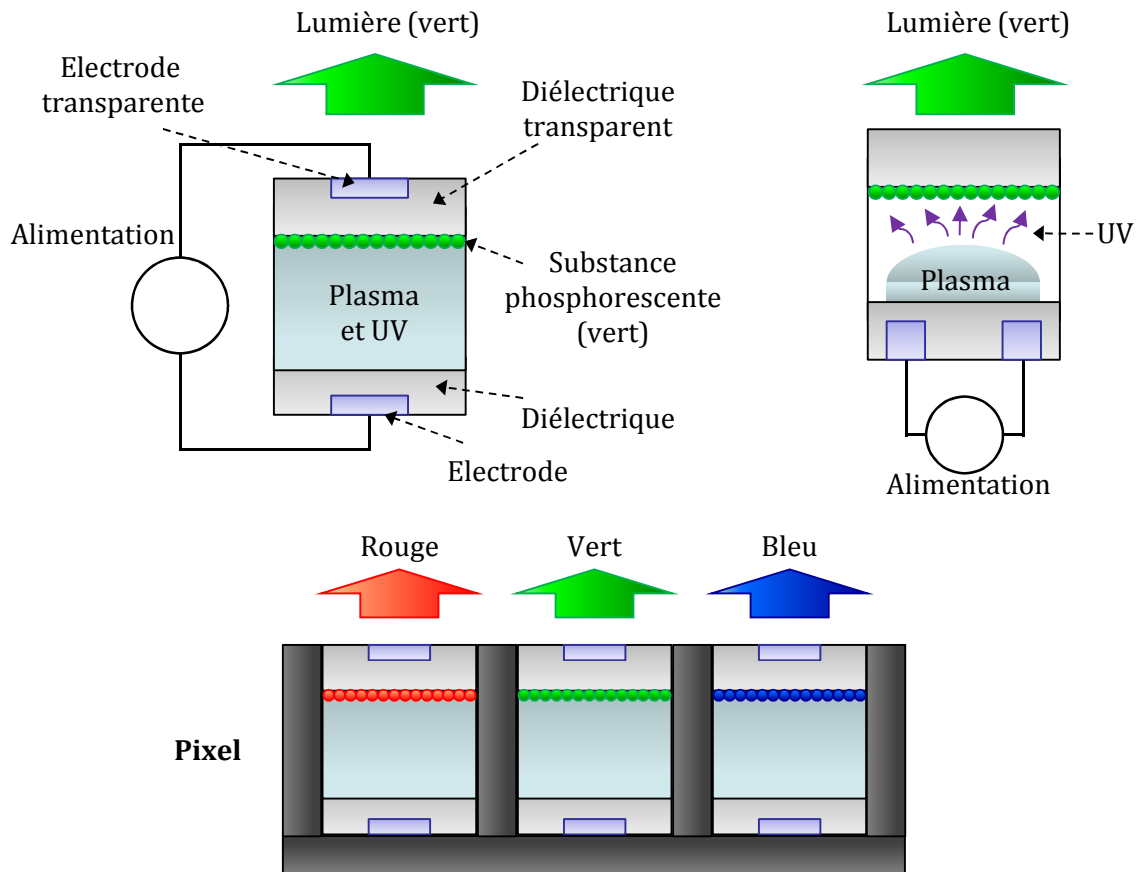


Figure 1.11 La DBD dans les écrans plats à plasma. DBD à électrodes parallèles (gauche). DBD à électrodes coplanaires (droite). Cellule élémentaire ou pixel (bas).

Dans la réalité, chaque cellule est construite de manière beaucoup plus complexe, entre autres, avec un revêtement de **MgO** sur les électrodes. Ce matériau protège les diélectriques du bombardement ionique et augmente le coefficient d'émission secondaire, de telle sorte que la tension de claquage diminue.

La tonalité finale de la couleur pour chaque DBD est obtenue, par le nombre de décharges effectuées pendant un cycle de rafraîchissement de l'écran.

Une dernière application des DBDs, est développée plus en détail dans la section suivante : « Les excilampes ». Ces dispositifs ont en effet servi de support expérimental au cours de cette thèse.

1.5. Excilampes

Une application spécifique des DBD concerne les dispositifs destinés à produire un rayonnement UV [1.19], créé par des excimères ou des exciplexes que nous présenterons plus loin dans cette section.

Parmi les applications les plus courantes de ces lampes, basées sur l'utilisation du rayonnement UV produit, nous trouvons : les traitements dermatologiques, la stérilisation de l'eau et les procédés pour la microélectronique [1.20].

Les lampes à espèces excitées, excimères ou exciplexes, présentent des avantages par rapport aux techniques classiques de production d'UV [1.21], [1.22] :

- elles n'utilisent pas le mercure dans le mélange gazeux, évitant des conséquences graves pour la santé et l'environnement ;
- elles n'ont pas besoin d'un système de chauffage du gaz (mercure) et peuvent être employées dans des applications à basse température (régime luminescente au lieu du régime d'arc) ;
- leur spectre d'émission peut être réglé avec le mélange gazeux, avec multiples choix (voir tableau 1.2), avec une largeur de raie de l'ordre de la dizaine de nanomètres.

1.5.1. Excimère

L'excimère, qui doit son nom à la contraction en anglais de « excited dimer », est une molécule excitée et instable, formée par deux atomes d'un gaz rare. Cette molécule libère une énergie en forme de photon, lors de son retour à l'état fondamental (deux atomes), avec une longueur d'onde qui dépend du gaz [1.23], [1.24].

Si nous prenons le cas du Xe, les réactions présentées en figure 1.12, sont celles qui vont créer l'excimère et ensuite rayonner dans l'UV :

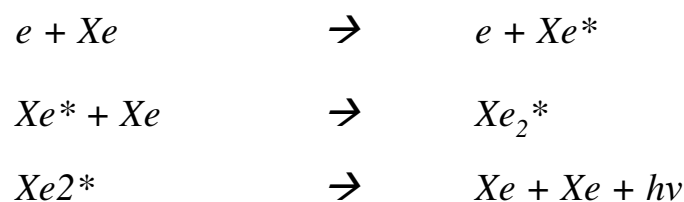


Figure 1.12 Réactions présentes dans le Xe pour la production de l'UV à 172 nm

- Initialement, un électron énergétique généré par le courant électrique de décharge, rentre en collision avec un atome de Xe, produisant un Xe excité ou « Xe* » (présentant une énergie supérieure à celle de l'état fondamental) ;
- Ensuite, il y a une association entre le Xe* et un atome de Xe, qui génère l'excimère « Xe₂* ». Cette espèce excitée a une énergie plus grande que celle de la somme de deux atomes de Xe ;

- Finalement, l'excimère Xe_2^* revient à son état fondamental (deux atomes de Xe), libérant le surplus d'énergie ($\sim 7,2$ eV) sous forme de photon. Le calcul de la longueur d'onde rayonné se fait avec l'équation (1.9), où h la constante de PLANK et c la vitesse de la lumière [1.25].

$$\lambda = \frac{h \cdot c}{\text{Energie}} \cong \frac{(6,63 \times 10^{-34}) \cdot (3 \times 10^8)}{(7,2) \cdot (1,602 \times 10^{-19})} \cong 172 \text{ nm} \quad (1.9)$$

1.5.2. Exciplexe

L'exciplexe est une molécule excitée instable, constituée par un atome d'un gaz rare et un autre d'un halogène. Son nom provient de l'anglais « excited complex » et le processus de génération de la lumière est similaire à celui d'un excimère, expliqué auparavant. Nous présentons maintenant les réactions correspondantes à la formation de l'exciplexe $XeCl^*$ (voir figure 1.13), qui est le mélange employé dans la lampe qui sert de support expérimental au cours de cette thèse [1.19] :

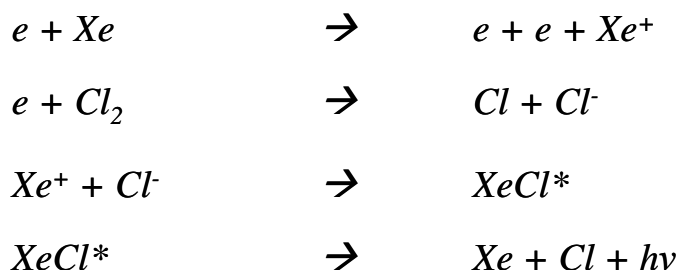


Figure 1.13 Réactions dans un mélange Xe + Cl₂, pour la production de l'UV à 308 nm

- Le mélange gazeux est composé essentiellement d'atomes de Xe et de molécules de chlore Cl₂.
- Un ion positif de Xe « Xe⁺ » est créé, produit d'une collision entre un électron énergétique (généré par le courant électrique) et un atome de Xe. Cet ion peut être généré aussi, à partir d'une Xe excité « Xe* » ou d'un Xe doublement excité « Xe** ».
- Un électron énergétique va dissocier la molécule de chlore, en produisant un ion négatif de chlore « Cl⁻ ».
- Les deux ions préalablement produits, vont s'associer, formant l'exciplexe « XeCl* ».
- L'exciplexe XeCl* se désassocie en : un atome de Xe, plus un atome de Cl ; libérant le excès d'énergie ($\sim 4,03$ eV) correspondant à une longueur d'onde de 308 nm.

Le tableau 1.2 présente l'ensemble des longueurs d'onde, exploitables dans la génération d'UV, par l'intermédiaire des excimères et des exciplexes.

Tableau 1.2. Différents excimères et exciplexes

Espèce excitée	Longueur d'onde (nm)
Ar ₂ *	126
Kr ₂ *	146
F ₂ *	158
ArBr*	165
Xe ₂ *	172
ArCl*	175
KrI*	190
ArF*	193
KrBr*	207
KrCl*	222
KrF*	249
XeI*	253
Cl ₂ *	259
XeBr*	283
Br ₂ *	289
XeCl*	308

1.5.3. Géométrie des excilampes

Les excilampes utilisées exclusivement dans la génération des UV, ont normalement une géométrie coaxiale, similaire à celle de la figure 1.9, avec le mélange gazeux enfermé entre le deux barrières diélectriques. Néanmoins, d'autres configurations de DBD sont possibles, comme les DBD planaires ou celles avec un seul diélectrique [1.26], [1.7]. La figure 1.14 présente plusieurs configurations d'excilampes.

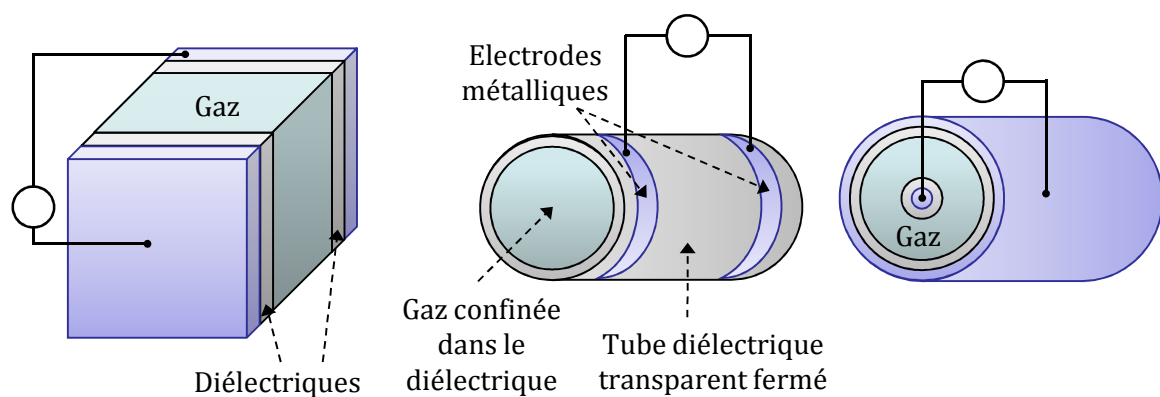


Figure 1.14 Différentes configurations des excilampes pour le rayonnement UV. De gauche à droite, configuration planaire, un seul cylindre diélectrique et géométrie coaxiale

Toutes ces configurations empêchent le contact direct entre le gaz et les électrodes. Ceci contribue à augmenter leur durée de vie ; dans le cas contraire, le gaz est contaminé avec les impuretés issues de l'érosion des électrodes [1.14].

La figure 1.15 nous montre que suivant le sens souhaité du rayonnement, une des électrodes est transparente (ou en forme de filet). Egalement, le choix du diélectrique est important, car il peut filtrer de façon indésirable la longueur d'onde émise à l'intérieur du gaz ; le plus souvent du verre de silice est utilisé (constante diélectrique égal à 4).

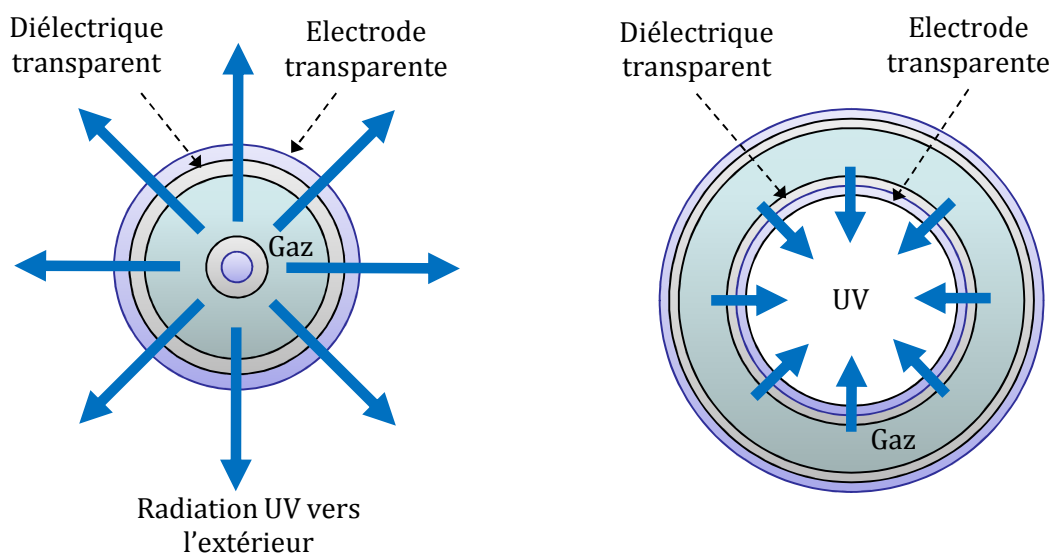


Figure 1.15 Vue frontale d'une DBD coaxiale. Rayonnement UV vers l'extérieur et vers l'intérieur de la lampe

1.5.4. Caractéristique électrique de la DBD

Afin de schématiser électriquement la DBD, nous pouvons suivre à travers tous les matériaux physiques, le courant électrique imposé par l'alimentation. Ceci est fait pour la configuration coaxiale utilisée dans cette thèse, cependant le processus peut être généralisé à toutes les DBDs.

Le courant sort de la borne supérieure de l'alimentation à travers un câble qui vient se connecter à l'électrode conductrice, représentée dans le schéma électrique de la figure 1.16 comme **conducteur 1**. Ensuite, le courant traverse le diélectrique externe, que nous représentons avec la capacité C_1 ; puis le courant passe à travers le gaz qui présente une caractéristique courant tension, comme celle de la figure 1.4. Finalement, nous trouvons la deuxième barrière diélectrique (C_2 dans le schéma) et le câble de retour à l'alimentation (**conducteur 2**).

La caractéristique courant-tension du gaz est dessinée de forme bidirectionnelle, pour prendre en compte les deux polarités possibles de l'alimentation.

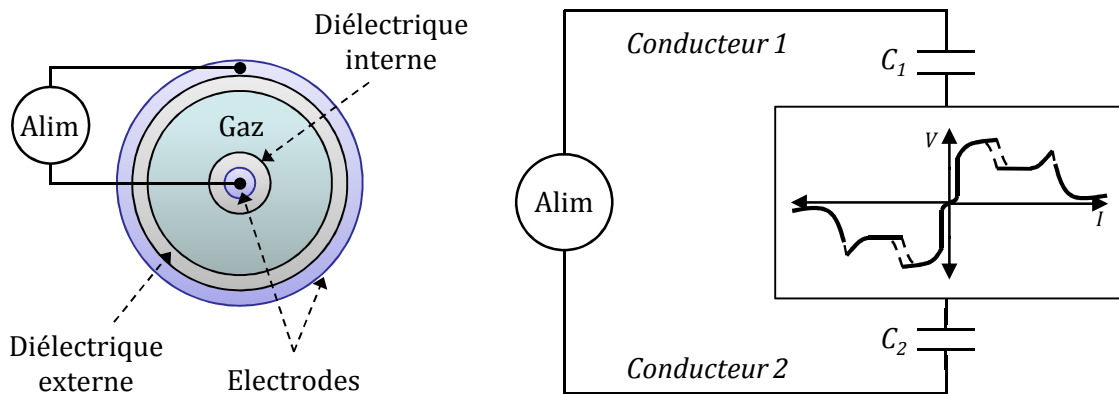


Figure 1.16 Caractéristique électrique d'une DBD à deux barrières diélectriques

Si nous négligeons les éléments résistifs des câbles et des électrodes, les caractéristiques physiques importantes qui fixent les valeurs électriques sont : la surface, l'épaisseur et la constante diélectrique de chaque barrière, afin de déterminer les capacités ; le type et la pression du gaz confiné, ainsi que la distance entre les deux barrières, pour déterminer la tension de claquage et la caractéristique électrique du gaz.

Dans notre cas particulier, ces valeurs clés sont citées dans le tableau 1.3

Tableau 1.3. Caractéristiques physiques de l'excilampe utilisé pendant la thèse

Longueur cylindre	130 mm
Matériau diélectrique	Silice (constante diélectrique = 4)
Diamètre externe barrière externe	43 mm
Diamètre interne barrière externe	40 mm
Diamètre externe barrière interne	23 mm
Diamètre interne barrière interne	20 mm
Capacité externe calculée	400 pF
Capacité interne calculée	207 pF
Mélange gazeux	Xe et Cl ₂ (pourcentages confidentiels)
Distance entre barrières	8,5 mm
Pression gaz	164 mbar = 123 Torr = 16,4 kPa = 0,162 atm
Tension de claquage	~ 2000 V

1.6. Alimentations électriques pour les DBD

A présent, nous introduisons un ensemble d'alimentations destinées aux DBDs ; toutes se caractérisent par des formes d'onde (courant et tension) alternatives, à cause du comportement capacitif inhérent à ce type de décharges, schématisé précédemment sur la figure 1.16.

Avec une alimentation en tension continue, au bout d'un certain temps, les capacités (barrières diélectriques) seraient chargées au potentiel imposé, empêchant le passage du courant. Avec une alimentation en courant continu, les diélectriques se chargeraient de plus en plus, conduisant à des tensions qui vont endommager un composant de l'alimentation ; ceci oblige à imposer un courant moyen nul.

Pour la lampe utilisé dans cette thèse, les grandeurs typiques sont : puissance électrique autour de 100 W, amplitude de la tension de l'ordre de 5 kV, fréquence de plusieurs dizaines de kHz et courant de plusieurs dizaines de mA. Cependant, dans l'industrie nous pouvons trouver des lampes plus grandes, qui peuvent atteindre une longueur de 2 m, avec une consommation de plusieurs kW [1.7].

1.6.1. Source de tension sinusoïdale

La façon la plus facilement réalisable et peut-être la plus ancienne, d'alimenter une DBD est d'utiliser un générateur de tension sinusoïdale [1.27], [1.28]. Dans ce type de configuration, il est nécessaire de placer un transformateur élévateur en sortie du générateur, quand la tension du générateur n'est pas suffisante pour faire claquer le gaz. Les alimentations sinusoïdales permettent un réglage de la fréquence et de l'amplitude de la tension.

Pour ce type d'alimentation, nous avons relevé expérimentalement sur une excilampe, les formes d'onde, de tension et courant, affichées sur la figure 1.17. Le générateur à 100 kHz, fait claquer le gaz quand la tension crête de la lampe est autour de 4 kV. Suite au claquage, cette tension redescend à 3 kV, avec un courant crêt d'environ 50 mA.

Nous pouvons remarquer le déphasage de 90° , entre la tension et le courant, ce qui signifie que le courant fourni par le générateur est un courant de déplacement, qui ne participe pas à la dissipation de puissance dans le gaz. Typiquement, avec ce type d'alimentation, le courant (de conduction) ne circule dans le gaz que de façon instantanée, aux moments du claquage du gaz (il s'agit des pics que l'on peut observer sur le courant fourni).

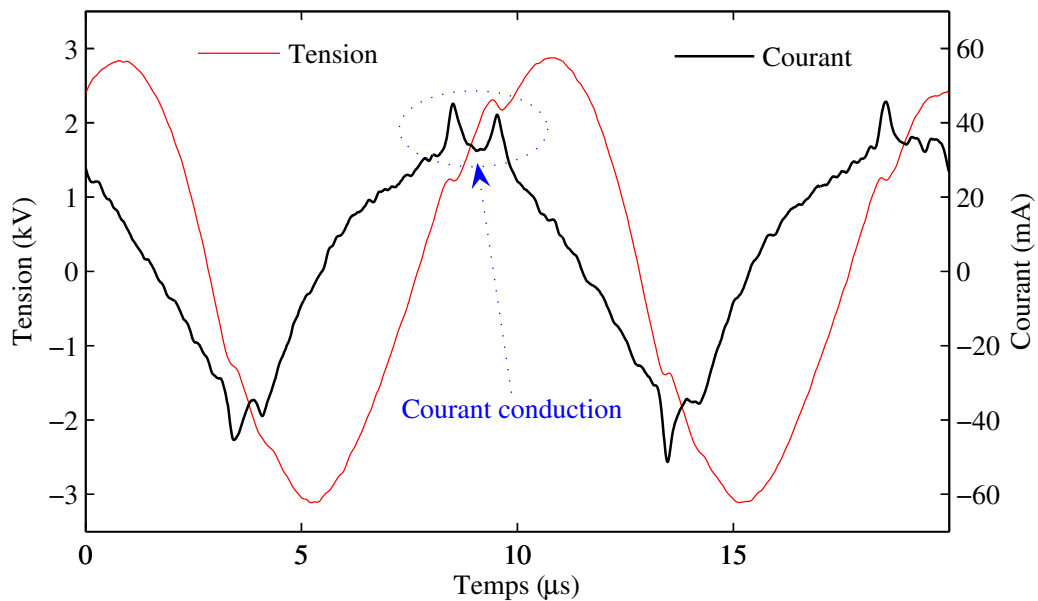


Figure 1.17 Forme d'onde du courant et de la tension, dans une DBD avec une alimentation sinusoïdale

1.6.2. Alimentation impulsionnelle

Les alimentations impulsionnelles pour les DBD présentent généralement une tension carrée, avec une amplitude de l'ordre de 10kV, des temps de montée de l'ordre de la centaine de ns et une fréquence de fonctionnement de l'ordre de plusieurs dizaines de kHz [1.29].

Ces sources de tension, sont actuellement utilisées dans les excilampes en raison de leur efficacité supérieure en termes de puissance rayonnée, par rapport aux alimentations sinusoïdales. La cause de cette amélioration a été attribuée aux dv/dt plus importants, dans la forme d'onde de la tension imposée [1.30]. Il faut noter que ces variations de tension sont déterminées par les temps de commutations des interrupteurs dans l'alimentation.

Des alimentations de ce type ont été conçues exclusivement pour alimenter les excilampes, permettant le réglage non seulement de l'amplitude et de la fréquence, mais aussi du rapport cyclique. Ce dernier aurait une influence sur le rendement du rayonnement de la lampe [1.31].

Nous présentons dans la figure 1.18 un convertisseur du type impulsionnel, utilisé dans des applications commerciales pour les traitements dermatologiques. Il est composé d'une source de tension continue et d'un hacheur dévolteur qui permet de régler le rapport cyclique α . Les niveaux de tension n'étant pas suffisants pour faire claquer le gaz, un transformateur élévateur est utilisé. Une capacité est nécessaire pour enlever la composante continue de la tension au primaire, afin de ne pas saturer le noyau magnétique du transformateur.

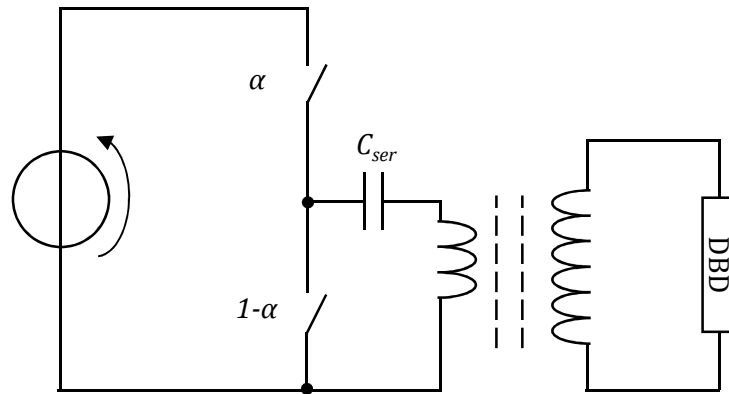


Figure 1.18 Alimentation impulsionnelle (commerciale) pour une excilampe avec fréquence et rapport cyclique variable

Nous montrons dans la figure 1.19, les formes d'onde de tension imposée et du courant circulant dans la lampe pour cette alimentation. L'expérience a été réalisée sur la même excilampe que pour l'alimentation sinusoïdale illustrée antérieurement. Nous observons que le passage de courant se fait pendant les changements de niveau de la tension imposée, dans des intervalles de temps très courts. Ce courant est effectivement un courant de conduction (qui produit une dissipation de puissance dans la décharge) et a une amplitude plus importante que celui fourni par l'alimentation sinusoïdale.

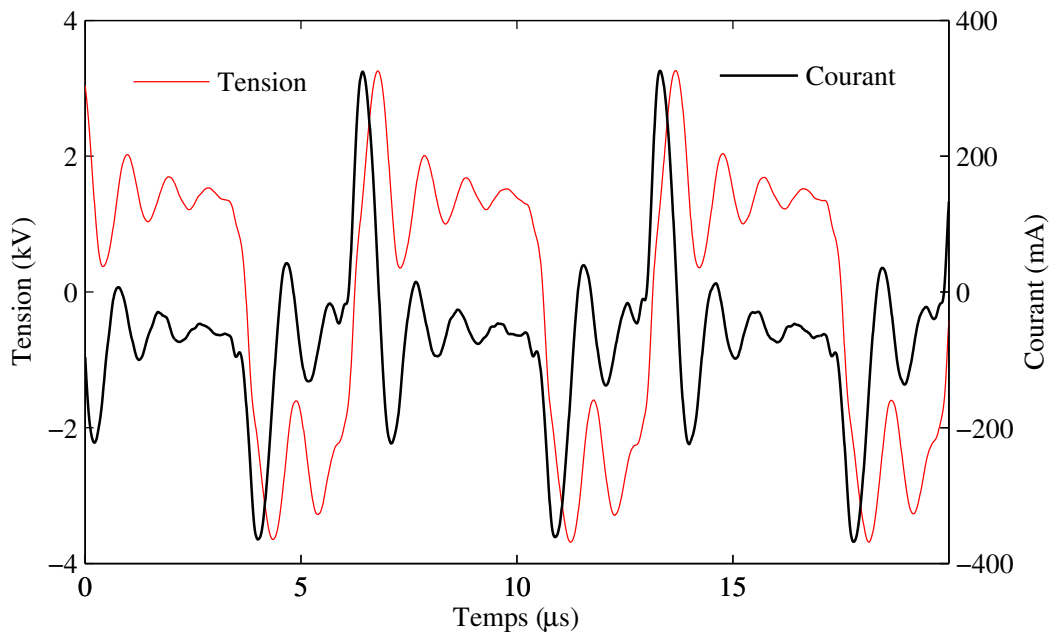


Figure 1.19 Forme d'onde du courant et de la tension, dans une DBD (excilampe) avec une alimentation impulsionnelle

Avec cette alimentation, le transfert d'énergie vers la charge s'effectue dans les moments où il y a une circulation de courant. Cependant, cette énergie dépend de l'amplitude du courant, qui est

difficile à contrôler, vu que c'est le dv/dt (comme nous allons l'expliquer ultérieurement) qui gère cette grandeur. Le contrôle de la puissance dans ce type d'alimentation peut se faire :

- par le rapport cyclique ;
- par la fréquence.

Dans les formes montrées pour l'alimentation impulsionnelle, nous remarquons de fortes ondulations dans la tension par rapport aux formes théoriques (carrées), obtenues dans un hacheur dévolteur classique. Ceci est un effet des éléments parasites de l'alimentation et de la nature capacitive de la charge.

1.6.3. Alimentation à résonance

Les alimentations à résonance, à différence des alimentations impulsionnelles, tiennent compte de la caractéristique de la charge (la DBD), permettant de maîtriser les ordres de grandeur des variables électriques. Des calculs théoriques, pendant la conception du convertisseur, permettent ainsi de dimensionner correctement les composants, évitant le surdimensionnement ou la destruction d'un composant au moment de l'implémentation.

Le schéma de base des alimentations à résonance destinées aux DBDs, illustré sur la figure 1.20, est composé d'une source de tension suivie d'un inverseur, d'une inductance et d'un transformateur élévateur. L'inductance et la capacité équivalente de la DBD vont définir la fréquence de résonance (voir nature capacitive de la DBD sur la figure 1.16).

Une capacité supplémentaire peut être rajoutée en parallèle, comme le montre la figure 1.20. Elle permet de maintenir la fréquence de résonance désirée, avec une valeur d'inductance plus faible [1.32].

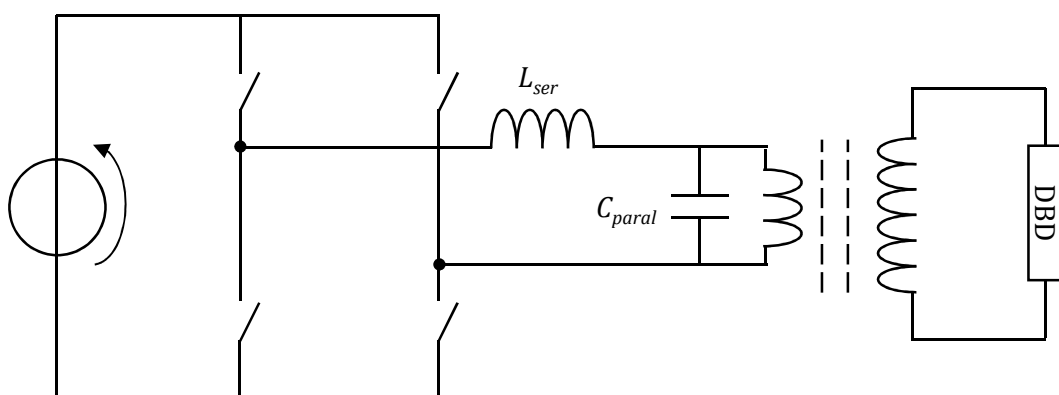


Figure 1.20 Configuration de base d'une alimentation à résonance pour une DBD

Les convertisseurs à résonance génèrent normalement une tension sinusoïdale [1.33]. La différence par rapport aux alimentations sinusoïdales classiques, est une nette amélioration dans le rendement, car dans les alimentations classiques (non commutées) il y a une résistance série en sortie du générateur qui dissipe la plupart de la puissance. De plus, avec les alimentations à résonance, il est possible d'obtenir une commutation douce des interrupteurs de l'inverseur, diminuant les pertes.

1.6.4. Alimentation en courant

Si nous réfléchissons à la façon correcte de contrôler la puissance dans la décharge, il suffit d'étudier la caractéristique électrique du gaz. *A priori* pour les DBDs le gaz se trouve dans le régime normal de décharge [1.7], comme nous le démontrerons dans le prochain chapitre, pour le cas de l'excilampe.

Ce régime est caractérisé par une tension constante (zone V sur la figure 1.4) ; ainsi la seule façon de contrôler efficacement la puissance est à travers le courant. En plus, le fait d'imposer le courant garantit le respect des règles de causalité dans les composants capacitifs de la lampe.

Ce nouveau concept d'alimentation en courant pour les DBDs, est le sujet que nous allons développer dans cette thèse ; nous allons d'abord faire une modélisation adéquate de la lampe, afin de connaître et décrire avec précision son comportement et définir son mode d'alimentation adéquat.

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons introduit le concept de décharge à barrière diélectrique et les éléments physiques qui la caractérisent. Les grandeurs électriques importantes ont été présentées, comme la capacité des barrières diélectriques et la tension de claquage du gaz.

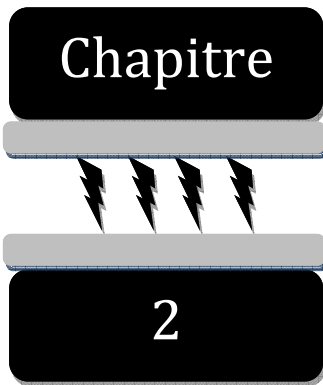
Nous avons montré brièvement la grande variété des applications pour la DBD, envisageables pour appliquer dans le futur, les résultats de cette thèse.

Nous avons inventorié les alimentations utilisées aujourd'hui pour les DBDs, et en particulier celles qui sont utilisées par les excilampes.

Bibliographie

- [1.1] A.M. POINTU, J. PERRIN, J. JOLLY. « *Plasmas froids de décharge : Propriétés électriques* ». Les techniques de l'ingénieur Dossier D 2 830 (02/2007)
- [1.2] T. LEHNER. « *L'état de plasma : le feu de l'univers* ». Vuibert, Paris, France. 2004
- [1.3] Référence web, Texte de vulgarisation scientifique : <http://www.plasmas.org/>
- [1.4] P. FAUCHAIS. « *Plasma thermiques : Aspects fondamentaux* ». Les techniques de l'ingénieur Dossier D 2 810 (02/2007)
- [1.5] A.M. POINTU, J. PERRIN, J. JOLLY. « *Plasmas froids de décharge : Applications et diagnostic* ». Les techniques de l'ingénieur Dossier D 2 835 (02/2007)
- [1.6] J. REECE ROTH. « *Industrial Plasma Engineering : Principles* ». Institute of Physics Publishing, London, U.K. 1995
- [1.7] U. KOGELSCHATZ. « *Dielectric-Barrier Discharges: Their History, Discharge Physics, and Industrial Applications* ». Plasma Chemistry and Plasma Processing, Vol. 23, No. 1, March 2003
- [1.8] U. KOGELSCHATZ, E. KILLER, B. ELIASSON. « *Decomposition of Hydrogen Sulfide in a Dielectric-Barrier Discharge* ». American Physical Society, Gaseous Electronics Conference October 5-8, 1999 Norfolk, VA
- [1.9] T. IKEMATSU, N. HAYASHI, S. IHARA, S. SATOH, C. YAMABE. « *Advanced oxidation processes (AOPs) assisted by excimer lamp* ». Vacuum 73 (2004) 579-582
- [1.10] K. OKAZAKI, T. KISHIDA, K. OGAWA, T. NOZAKI. « *Direct conversion from methane to methanol for high efficiency energy system with exergy regeneration* ». Energy Conversion and Management 43 (2002) 1459-1468
- [1.11] F. MASSINES, G. GOUDA, N. GHERARDI, M. DURAN, E. CROQUESEL. « *The Role of Dielectric Barrier Discharge Atmosphere and Physics on Polypropylene Surface Treatment* ». Plasmas and Polymers, Vol. 6, Nos. 1/2, June 2001
- [1.12] R. SEEBOCK, H. ESROM, M. CHARBONNIER, M. ROMAND, U. KOGELSCHATZ. « *Surface modification of polyimide using dielectric barrier discharge treatment* ». Surface and Coatings Technology 142-144 (2001) 455-459
- [1.13] Z. FALKENSTEIN, J.J. COOGAN. « *Photoresist etching with dielectric barrier discharges in oxygen* ». J. Appl. Phys. 82, 6273 (1997)
- [1.14] J.Y. ZHANG, I.W. BOYD. « *Lifetime investigation of excimer UV sources* ». Applied Surface Science 168 (2000) 296-299
- [1.15] T. SHIGA, S. MIKOSHIBA, S. SHINADA. « *Mercury-Free, High-Luminance and High-Efficacy Flat Discharge Lamp for LCD Backlighting* ». Electronics and Communications in Japan, Part 2, Vol. 84, No. 8, 2001
- [1.16] T. J. SOMMERER, D.A. DOUGHTY. « *Radiometric characterization of xenon positive column discharges* ». J. Phys. D: Appl. Phys. 31 (1998) 2803-2817
- [1.17] N.N. GUIVAN, J. JANCA, A. BRABLEC, P. STAHEL, P. SLAVICEK, L.L. SHIMON. « *Planar UV excilamp excited by a surface barrier discharge* ». J. Phys. D: Appl. Phys. 38 (2005) 3188-3193
- [1.18] J.P. BOEUF. « *Plasma display panels: physics, recent developments and key issues* ». J. Phys. D: Appl. Phys. 36 (2003) R53-R79

- [1.19]U. KOGELSCHATZ. « *Silent discharges for the generation of ultraviolet and vacuum ultraviolet excimer radiation* ». Pure & Appl. Chem., Vol. 62, No. 9, pp. 1667-1674,1990
- [1.20]M.I. LOMAEV, E.A. SOSNIN, V.F. TARASENKO, D.V. SHITS, V.S. SKAKUN, M.V. EROFEEV, A.A. LISENKO. « *Capacitive and Barrier Discharge Excilamps and Their Applications (Review)* ». Instruments and Experimental Techniques, 2006, Vol. 49, No. 5, pp. 595-616
- [1.21]U. KOGELSCHATZ, H. ESROM, J.Y. ZHANG, I.W. BOYD. « *High-intensity sources of incoherent UV and VUV excimer radiation for low-temperature materials processing* ». Applied Surface Science 168 (2000) 29-36
- [1.22]E.A. SOSNIN, M.V. EROFEEV, V.F. TARASENKO. « *Capacitive discharge exciplex lamps* ». J. Phys. D: Appl. Phys. 38 (2005) 3194–3201
- [1.23]J.B. BIRKS. « *Excimers* ». Rep. Prog. Phys. 1975 Vol. 38, pp. 903-974
- [1.24]U. KOGELSCHATZ, B. ELISSASSON, W. EGLI. « *From ozone generators to flat television screens: history and future potential of dielectric-barrier discharges* ». Pure & Appl. Chem., Vol. 71, No. 10, pp. 1819-1828,1999
- [1.25]M. PLANK. « *On the Law of Distribution of Energy in the Normal Spectrum* ». Annalen der Physik, vol. 4, p. 553 ff (1901)
- [1.26]M.I. LOMAEV, V.S. SKAKUN, E.A. SOSNIN, V.F. TARASENKO, D.V. SHITTS. « *Sealed efficient excilamps excited by a capacitive discharge* ». Technical Physics Letters, Vol. 25, No. 11, 1999
- [1.27]F. MASSINES, A. RABEHI, P. DECOMPS, R.B. GADRI, P. SEGUR, C. MAYOUX. « *Experimental and theoretical study of a glow discharge at atmospheric pressure controlled by dielectric barrier* ». Journal of Applied Physics Vol 83, No.6 (1998)
- [1.28]H.E. WAGNER, R. BRANDENBURG, K.V. KOZLOV, A. SONNEFELD, P. MICHEL, J.F. BEHNKE. « *The barrier discharge: basic properties and applications to surface treatment* ». Vacuum 71 (2003) 417–436
- [1.29]M. LAROUSSE, X. LU. « *Power consideration in the pulsed dielectric barrier discharge at atmospheric pressure* ». Journal of Applied Physics, Vol. 96, No. 5 (2004)
- [1.30]R.P. MILDREN, R.J. CARMAN. « *Enhanced performance of a dielectric barrier discharge lamp using short-pulsed excitation* ». J. Phys. D: Appl. Phys. 34 No 1 (2001) L1-L6
- [1.31]S. LIU M. NEIGER. « *Double discharges in unipolar-pulsed dielectric barrier discharge xenon excimer lamps* ». J. Phys. D: Appl. Phys. 36 (2003) 1565–1572
- [1.32]M. PONCE-SILVA, J. AGUILAR-RAMIREZ, E. BEUTELSPACHER, J.M. CALDERON, C. CORTES. « *Single-Switch Power Supply based on the Class E Shunt Amplifier for Ozone Generators* ». IEEE-PESC 2007, pp.1380-1385, (2007)
- [1.33]C. ORDIZ, J.M. ALONSO, M.A. DALLA COSTA, J. RIBAS, A.J. CALLEJA. « *Development of a high-voltage closed-loop power supply for ozone generation* ». IEEE-APEC 2008, pp.1861-1867, 2008



Modélisation de la lampe

Dans la phase de conception d'une alimentation de puissance, il est essentiel de connaître les caractéristiques de la charge à alimenter ; cela permet de synthétiser la structure et de dimensionner les différents composants du système [2.1].

Dans cette optique, nous avons choisi de réaliser une modélisation électrique de l'excilampe, sur la base de schémas équivalents, afin d'étudier aisément ses interactions avec le convertisseur.

Pour construire cette représentation électrique de la lampe, nous considérons le modèle structurel pour une DBD, issu de la littérature [2.2], que nous complétons avec une équation qui régit la conductance du gaz. Le modèle résultant comporte plusieurs paramètres qui doivent être correctement identifiés, dans l'objectif d'utiliser ce modèle pendant la phase de conception du convertisseur.

L'identification des paramètres du modèle est réalisée en exploitant les formes d'onde expérimentales ; celles-ci sont relevées en utilisant des alimentations « classiques » disponibles au laboratoire : sources de tension sinusoïdale et impulsionnelle [2.3]. Une analyse des relations de causalité entre les variables met en évidence la nécessité de considérer le courant dans la lampe comme grandeur à contrôler. Nous utilisons donc le courant expérimental de la lampe comme entrée du modèle et nous recherchons les valeurs des paramètres pour lesquels la différence entre la tension simulée et la tension expérimentale est minimale.

Finalement, nous analysons les résultats de cette modélisation, pour valider les relations de causalité que nous avons établies sur des bases structurelles. Sur cette base, nous définissons enfin le mode d'alimentation adéquat, permettant le contrôle de la puissance dans cette DBD.

2.1. Formulation du modèle de la lampe

La lampe possède une géométrie coaxiale, présentée à la figure 2.1. Dans cette structure, le mélange de gaz (Xe et Cl₂) est confiné entre deux cylindres coaxiaux réalisés en silice. A l'intérieur du cylindre interne est placé un demi-cylindre métallique, en cuivre ou aluminium, qui est en contact avec la silice et qui constitue l'électrode interne. L'électrode métallique externe recouvre la paroi externe du cylindre extérieur.

Pour permettre que les rayons UV sortent du volume intérieur de la lampe, il faut ouvrir une fenêtre dans l'électrode externe et faire un bobinage avec de fils fins non jointif. Il est important de faire coïncider l'électrode interne avec la fenêtre d'émission, pour obtenir un maximum de puissance rayonnée en sortie.

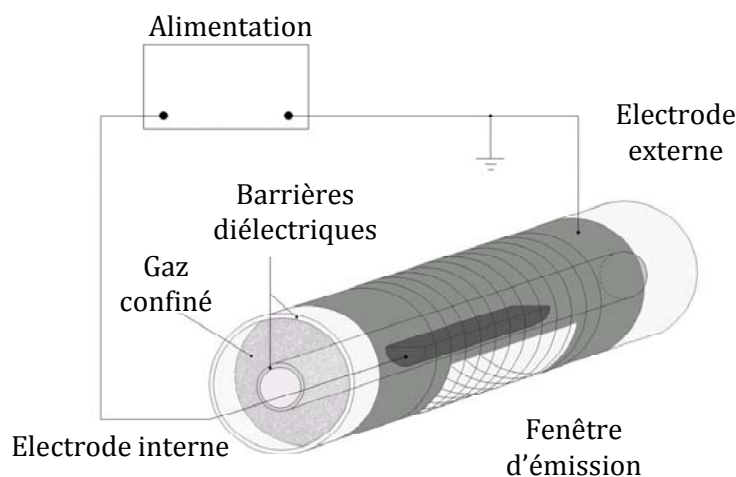


Figure 2.1 Structure de l'excilampe à modéliser

La décharge dans cette lampe suit le même principe qu'une DBD classique : les électrodes et le gaz sont séparés par des diélectriques. En conséquence, nous avons repris le modèle employé habituellement [2.2], [2.4], [2.5] pour ce type de décharges.

Les cylindres en silice forment les deux barrières diélectriques de cette DBD, le cylindre externe est représenté dans le modèle de la figure 2.2 (gauche), par la capacité $C_{dielEXT}$. Le cylindre interne constitue la capacité $C_{dielINT}$.

Le gaz confiné entre ces deux barrières diélectriques, peut présenter un comportement isolant ou conducteur, suivant la tension imposée à ses bornes v_{gaz} . Dans le premier cas, où v_{gaz} ne dépasse pas la tension de claquage, le courant qui circule à travers la lampe est uniquement un courant de déplacement ; ceci est représenté par la capacité C_{gaz} . Dans le deuxième cas, le claquage du gaz provoque un courant de conduction i_{gaz} .

Cette situation de conduction dans le gaz est gouvernée par la caractéristique tension-courant de la décharge. Afin de respecter la causalité du point de vue électrique, nous avons choisi de modéliser cette caractéristique par la conductance du gaz G_{gaz} ; ainsi le courant du gaz i_{gaz} est déduit des valeurs de la conductance et de la tension imposée par la capacité C_{gaz} . Ce point sera détaillé dans la section suivante.

Nous remarquons que les capacités $C_{dielEXT}$ et $C_{dielINT}$, sont en série. De ce fait, elles peuvent être simplifiées sous la forme d'une seule capacité équivalente C_{diel} , comme le montre la figure 2.2 (droite).

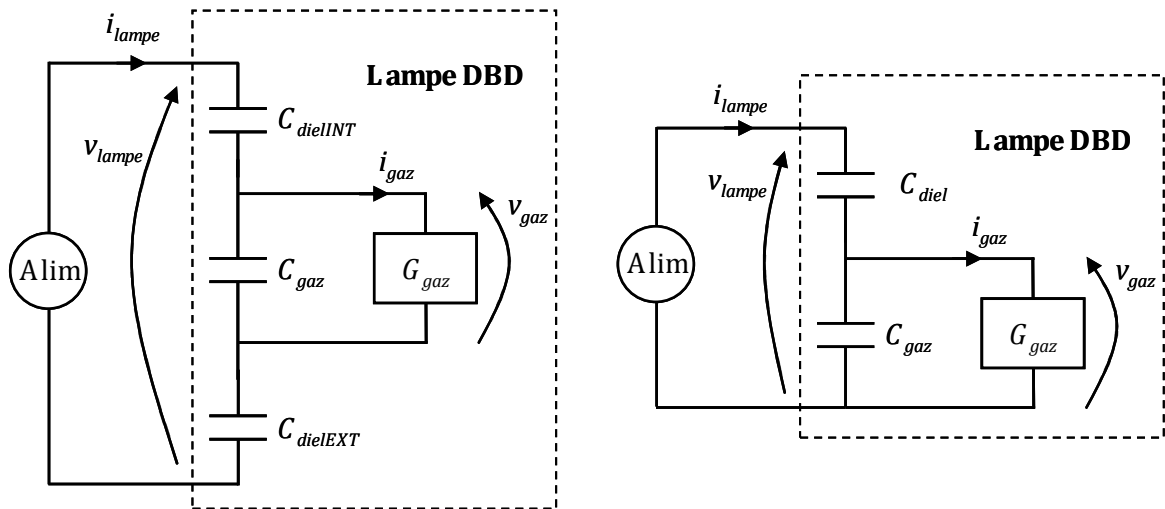


Figure 2.2 Modèle électrique de l'excilampe. Représentation de tous les éléments physiques impliqués (gauche). Modèle utilisé en simulation, avec une seule capacité pour les deux diélectriques (droite)

2.1.1. Modèle de la conductance

Le phénomène de conduction dans le gaz est représenté par un modèle de conductance variable, qui est placé en parallèle avec C_{gaz} .

Cette conductance est gouvernée par l'équation (2.1) ; dans ce modèle comportemental, elle comporte trois termes dans son membre de droite, que nous détaillons maintenant :

$$\frac{dG_{gaz}}{dt} = K_1 \cdot \left[1 + \exp\left(\frac{V_{th} - |v_{gaz}|}{\Delta V}\right) \right]^{-1} - K_2 \cdot G_{gaz} + K_3 \cdot |i_{gaz}| \quad (2.1)$$

- le premier terme (de création) représente le processus d'ionisation lié au claquage du gaz ; ce terme agit quand la tension du gaz atteint la tension de claquage. Ce terme de claquage, illustré sur la figure 2.3, est une fonction de Heaviside, mais elle a été approximée, afin d'obtenir une expression dérivable analytiquement, ce qui sera très utile pour effectuer l'identification des paramètres du modèle.

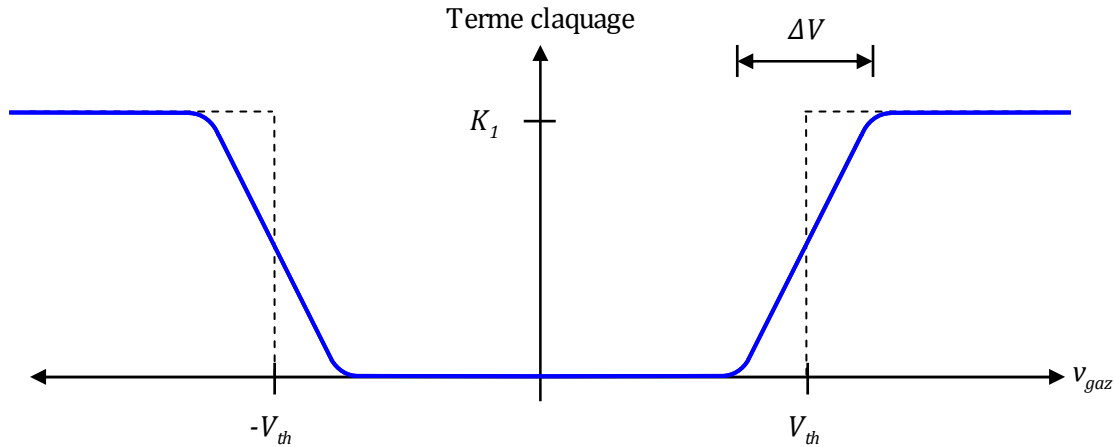


Figure 2.3 Contribution du terme de claquage à l'équation de la conductance

- Le deuxième terme est lié à l'extinction des porteurs de charge, une fois que le claquage est passé et que tout phénomène susceptible d'entretenir l'ionisation a cessé ; cette disparition des porteurs suit une loi exponentielle décroissante, avec une constante de temps égal à :

$$\tau_{extinction} = \frac{1}{K_2} \quad (2.2)$$

- Le troisième terme est un composant de création, qui induit une relation de proportionnalité entre le courant du gaz et la conductance, en régime permanent continu, c'est-à-dire quand dG_{gaz}/dt est égal à zéro. L'introduction de ce terme induit implicitement une hypothèse : le courant du gaz peut maintenir le gaz conducteur en régime permanent, sans qu'il soit nécessaire que se produise un claquage à chaque demi-période du signal d'alimentation.

Dans ce modèle, le courant et la tension du gaz, sont liés à travers :

$$i_{gaz} = v_{gaz} \cdot G_{gaz} \quad (2.3)$$

Nous rappelons l'ensemble des grandeurs et paramètres qui caractérisent ce modèle de la conductance :

- G_{gaz} : Conductance du gaz
- v_{gaz} : Tension du gaz
- i_{gaz} : Courant (de conduction) dans le gaz
- V_{th} : Tension de claquage du gaz au régime permanent

- ΔV : Coefficient d'approximation de la fonction de Heaviside
- K_1 : Coefficient de claquage
- K_2 : Coefficient d'extinction
- K_3 : Coefficient de proportionnalité (entre le courant du gaz et la conductance)

Cette représentation mathématique est une dérivation des modèles de CASSIE [2.6] et MAYR [2.7]; elle incorpore le terme de claquage du gaz, de façon analogue au modèle proposé en [2.8].

Il faut enfin noter que le modèle présenté considère que la décharge a un comportement homogène, ce qui n'est pas réellement le cas, car les décharges présentes dans l'excilampe, ont une nature filamentaire. Néanmoins, cette approche nous permet d'avoir une description générale de la décharge, très utile, pour la conception de l'alimentation électrique de la lampe.

2.2. Procédure d'identification des paramètres du modèle

Le modèle formulé précédemment est défini par plusieurs paramètres; ceux-ci doivent être identifiés, avant d'utiliser le modèle dans la phase de conception de l'alimentation. Nous avons utilisé la procédure suivante afin d'identifier ces paramètres :

- Description mathématique du système comme un modèle d'état (entrée : courant expérimental de la lampe, sortie : tension de la lampe).
- Calcul initial des paramètres du modèle.
- Algorithme itératif qui fait varier les paramètres et minimise l'erreur, entre la tension expérimentale et la tension simulée par le système d'état.
- Vérification du modèle identifié avec différentes expériences.

Cette procédure est inspirée des travaux réalisés par J-P. SALANNE, au cours de sa thèse au LEEI (devenu le LAPLACE) [2.9]; notamment, nous exploitons l'outil d'identification qu'il a développé. Nous détaillons maintenant les différentes caractéristiques de cette procédure.

2.3. Description de l'espace d'état

Un espace d'état est destiné à décrire l'état énergétique du système étudié; cette technique est détaillée en [2.10]. Dans notre cas particulier, l'espace d'état est caractérisé par :

- un vecteur d'entrée U (monodimensionnel, comme nous le verrons plus loin) ;
- les variables d'état qui forment le vecteur d'état X , représentatif de l'état énergétique du système, caractérisé par l'équation d'état :

$$dX/dt = fA(X) + fB(U) \quad (2.4)$$

fA et fB définissent des opérations matricielles dans le cas d'un système d'état linéaire ;

- l'équation de sortie qui permet de calculer le vecteur de sortie Y (également monodimensionnel dans notre cas) :

$$Y = fC(X) + fD(U) \quad (2.5)$$

- les paramètres du modèle.

2.3.1. Variable d'entrée

La variable expérimentale d'entrée du système, i_{lampe} , est le courant mesuré, en entrée d'une des électrodes de la lampe. Elle peut être repérée dans le modèle de la DBD sur la figure 2.2. Deux formes d'onde de ce signal, correspondantes à l'alimentation sinusoïdale et à l'alimentation impulsionnelle sont présentées sur la figure 2.6.

2.3.2. Paramètres

Les paramètres qui vont être ultérieurement identifiés, sont les suivants.

C_{diel} , C_{gaz} , V_{th} , ΔV , K_1 , K_2 et K_3 .

Ces paramètres sont introduits, avec leurs valeurs initiales, dans l'outil d'identification à travers l'interface montrée dans la figure 2.4. Ici, nous fixons également les valeurs limites, bornes supérieure et inférieure, que peut atteindre chaque paramètre ; il est aussi possible de garder un paramètre figé (dureté égale à zéro).

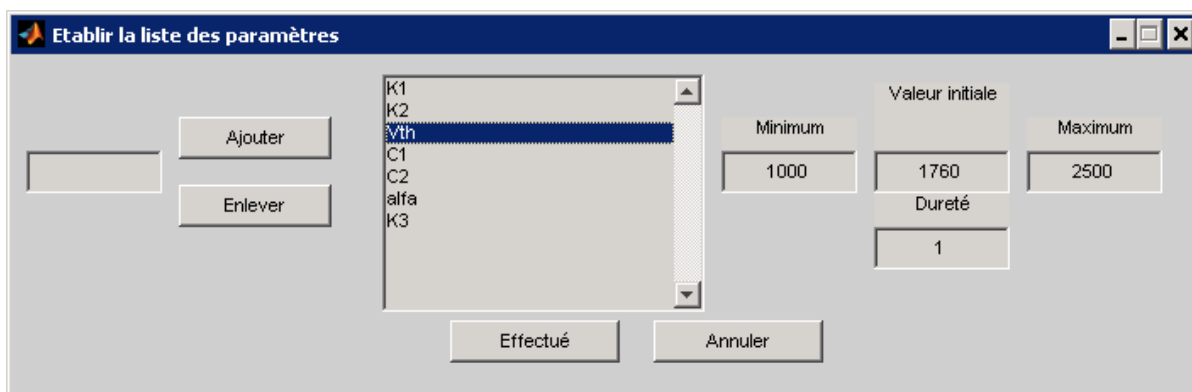


Figure 2.4 Interface de l'outil d'identification. Insertion des paramètres, de leur valeur initiale et de leurs limites de variation

2.3.3. Variables d'état

Les variables d'état qui décrivent le comportement dynamique du système, sont la tension du gaz, v_{gaz} , et la conductance du gaz G_{gaz} ; il faut noter que ces deux variables ne sont pas mesurables. Nous pouvons les voir, une fois qu'elles ont été déclarées dans l'outil d'identification, sur la figure 2.5.

2.3.4. Equations d'état

Les équations d'état définissent les dérivés des variables d'état.

Pour la conductance du gaz, nous réutilisons la relation (2.1) détaillée plus haut.

Nous exprimons le courant du gaz en fonction des variables d'état, en utilisant (2.3) : ainsi, nous obtenons la première équation d'état (2.6).

$$\frac{dG_{gaz}}{dt} = K_1 \cdot \left[1 + \exp\left(\frac{V_{th} - |v_{gaz}|}{\Delta V}\right) \right]^{-1} - K_2 \cdot G_{gaz} + K_3 \cdot |v_{gaz}| \cdot G_{gaz} \quad (2.6)$$

La deuxième équation d'état (2.8), correspond à la dérivée de la tension aux bornes du gaz. Elle est issue de la loi des nœuds (KIRCHHOFF), qui exprime que le courant fourni par l'alimentation est égal à la somme du courant circulant dans la capacité C_{gaz} et du courant dans le gaz (courant de conduction) :

$$i_{lampe} = C_{gaz} \frac{dv_{gaz}}{dt} + v_{gaz} \cdot G_{gaz} \quad (2.7)$$

Soit, sous une autre forme :

$$\frac{dv_{gaz}}{dt} = \frac{i_{lampe} - v_{gaz} \cdot G_{gaz}}{C_{gaz}} \quad (2.8)$$

2.3.5. Equation de sortie

L'équation de sortie permet de calculer la tension aux bornes de la lampe, à partir de la connaissance du vecteur d'entrée et du vecteur d'état. Cette relation est déterminée à partir de la loi des mailles (KIRCHHOFF) de l'alimentation :

$$v_{lampe} = v_{gaz} + \frac{1}{C_{diel}} \int i_{lampe} dt \quad (2.9)$$

L'interface graphique de l'outil d'identification, qui permet d'insérer l'équation de sortie, de même que les équations d'état, est illustrée sur la figure 2.5.

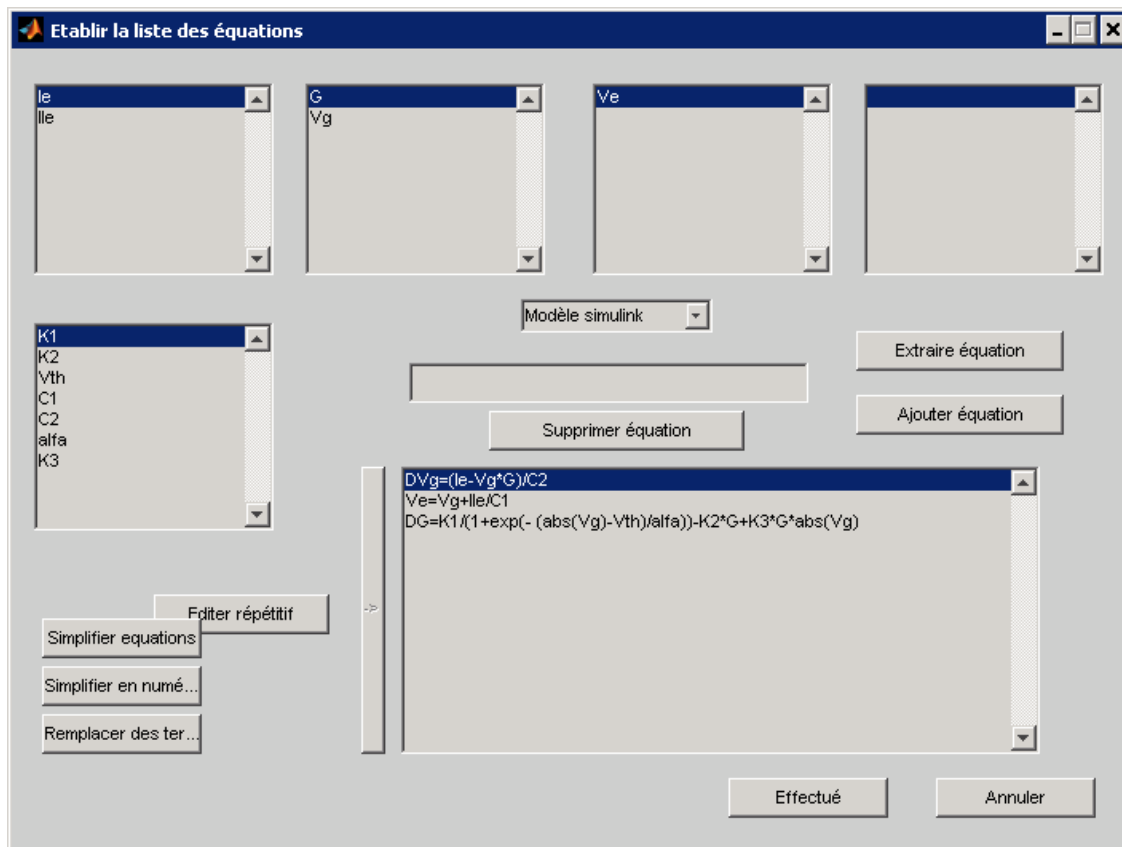


Figure 2.5 Interface de l'outil d'identification pour insertion des équations d'état et de sortie

2.3.6. Variable de sortie

La variable de sortie du système (simulé), est la tension aux bornes de la lampe, v_{lampe} . Si cette tension suit la même forme d'onde que la tension mesurée, nous pouvons considérer que le modèle de la lampe est identifié de façon satisfaisante. Deux formes d'onde (alimentation en tension sinusoïdale et en tension impulsionnelle) pour la tension mesurée, sont présentées sur la figure 2.6.

2.4. Calcul initial des paramètres du modèle

L'identification des paramètres, nécessite des valeurs initiales de ces paramètres. Plus celles-ci seront proches de la réalité, plus facile sera la convergence de l'algorithme d'identification. Nous déterminons ces valeurs théoriquement, dans un processus séquentiel que nous détaillons maintenant.

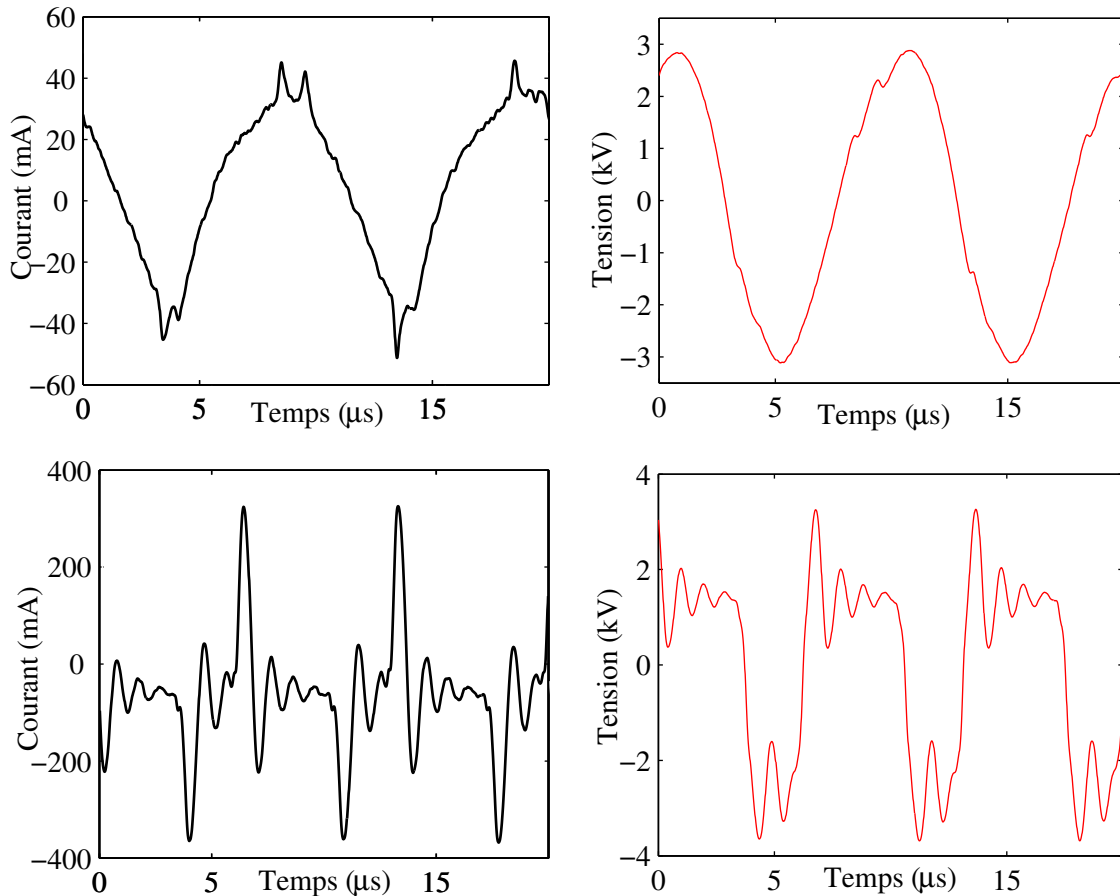


Figure 2.6 Formes d'onde relevées expérimentalement utilisées pour identifier les paramètres du modèle. Le courant servant d'entrée à l'algorithme d'identification (gauche) et la tension expérimentale (droite), pour une alimentation sinusoïdale (haut) et pour une alimentation impulsionnelle (bas)

2.4.1. Estimation initiale des capacités, C_{gaz} et C_{diel}

Les capacités du diélectrique du gaz, sont calculées avec la formule classique pour les capacités cylindriques (2.10), en considérant : la constante diélectrique (k_{diel}), du gaz égale à 1 et celle de la silice égale à 4. Les variables r_{int} et r_{ext} correspondent respectivement, aux rayons interne et externe de chaque « condensateur ». Le paramètre **Long** représente la longueur de chaque capacité, qui tient compte de la longueur de la lampe (130 mm) ou de la longueur de la fenêtre d'émission (50 mm).

$$C = \frac{2 \cdot \pi \cdot k_{diel} \cdot \epsilon_0 \cdot Long}{\ln\left(\frac{r_{ext}}{r_{int}}\right)} \quad (2.10)$$

Nous effectuons ce calcul initial, en utilisant les dimensions de la lampe (figure 2.7), telles que la figure les présente ; nous obtenons les valeurs suivantes :

$$C_{gaz} = 13,07 \text{ pF} ; C_{diel} = 136 \text{ pF}$$

Ces valeurs sont affinées, en utilisant les données expérimentales de courant et tension de la lampe, quand le claquage n'est pas atteint. Dans cette condition, l'équation (2.11) peut être utilisée, C_{eq} étant la capacité série équivalente de C_{gaz} et C_{diel} (2.12). Avec les valeurs précédentes, $C_{eqth} = 11,9$ pF.

$$v_{lampe} = \frac{1}{C_{eq}} \int i_{lampe} dt \quad (2.11)$$

$$C_{eq} = \frac{C_{gaz} \cdot C_{diel}}{C_{gaz} + C_{diel}} \quad (2.12)$$

Nous avons ajusté la capacité équivalente de la lampe, afin d'obtenir un bon accord, entre la tension simulée et la tension expérimentale, comme le montre la figure 2.8 (ici, $C_{eqmes} = 8,9$ pF).

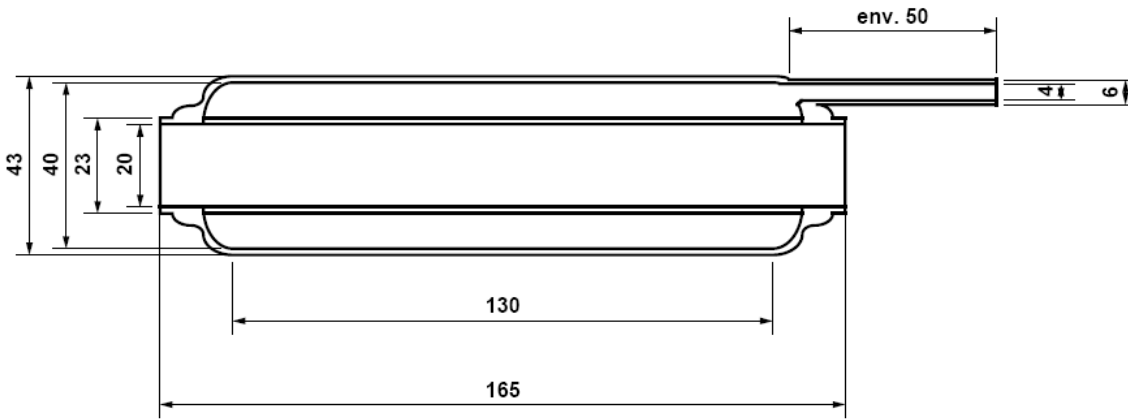


Figure 2.7 Dimensions de la cuve utilisée dans la lampe DBD. Les unités sont en mm.

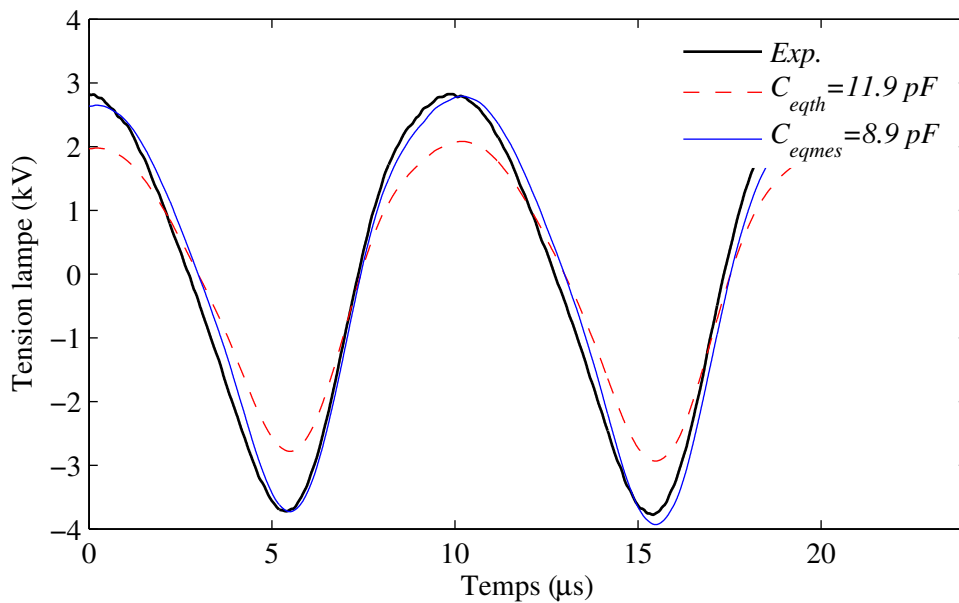


Figure 2.8 Estimation initiale de la capacité équivalente de la lampe

2.4.2. Estimation initiale de la tension de claquage, V_{th}

Une fois la capacité du diélectrique estimée, la tension aux bornes du gaz peut être calculée à l'aide de l'équation (2.13).

$$v_{gaz} = v_{lampe} - \frac{1}{C_{diel}} \int i_{lampe} dt \quad (2.13)$$

Pour des essais en condition de claquage du gaz, nous observons (figure 2.9) que cette tension gaz reste presque constante, tant qu'il y a passage du courant dans le gaz.

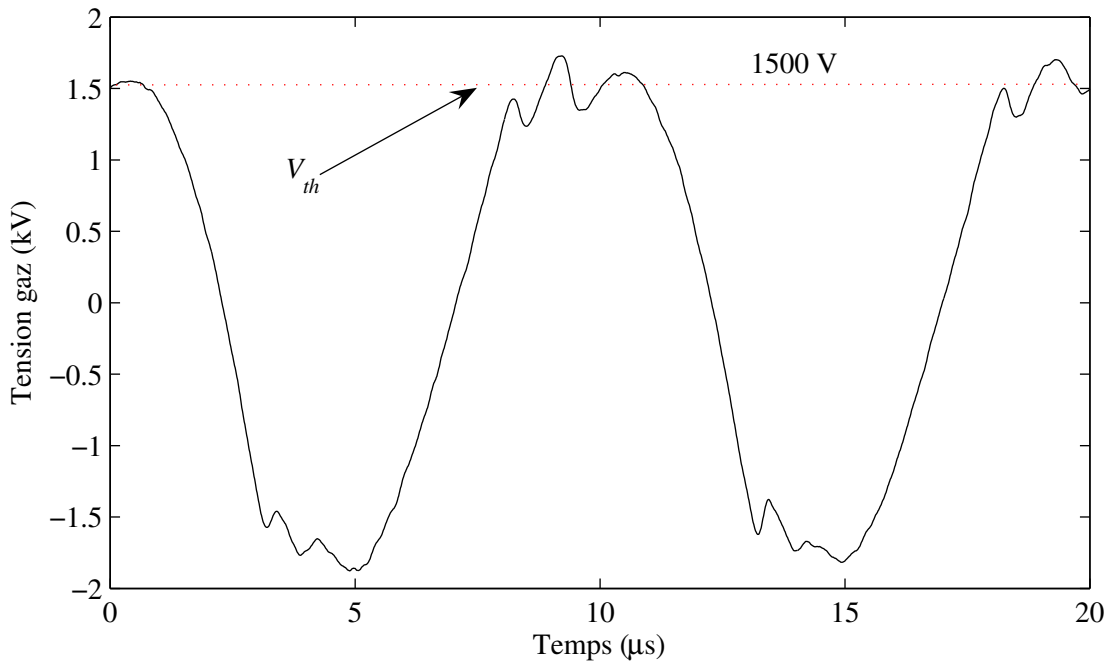


Figure 2.9 Estimation initiale de la tension normale V_{th} , en régime permanent

A partir de plusieurs relevés expérimentaux, nous avons déterminé la tension V_{th} à 1500 V ; cette valeur sera utilisée comme valeur initiale dans le processus d'identification. Il est important de souligner que cette tension est différente de la tension de claquage au démarrage, qui est plus élevée. V_{th} correspond à la tension de claquage une fois que la lampe est en régime établi.

2.4.3. Estimation initiale du coefficient d'extinction, K_2

Après avoir calculé la tension du gaz, l'équation (2.14) nous permet de reconstituer le courant dans le gaz.

$$i_{gaz} = i_{lampe} - C_{gaz} \frac{dv_{gaz}}{dt} \quad (2.14)$$

La conductance est ensuite décrite par l'équation (2.15).

$$G_{gaz} = \frac{i_{gaz}}{v_{gaz}} \tag{2.15}$$

La figure 2.10 présente ces deux variables ; les fronts raides observés sont des singularités numériques quand la tension du gaz passe par zéro. La valeur initiale de K_2 est retrouvée en calculant la constante de temps de l'exponentielle décroissante de la conductance, une fois le claquage atteint. Cette valeur est calculée graphiquement à $2,7 \times 10^{-6} \text{ s}^{-1}$; elle paraît raisonnable d'après la littérature [2.11].

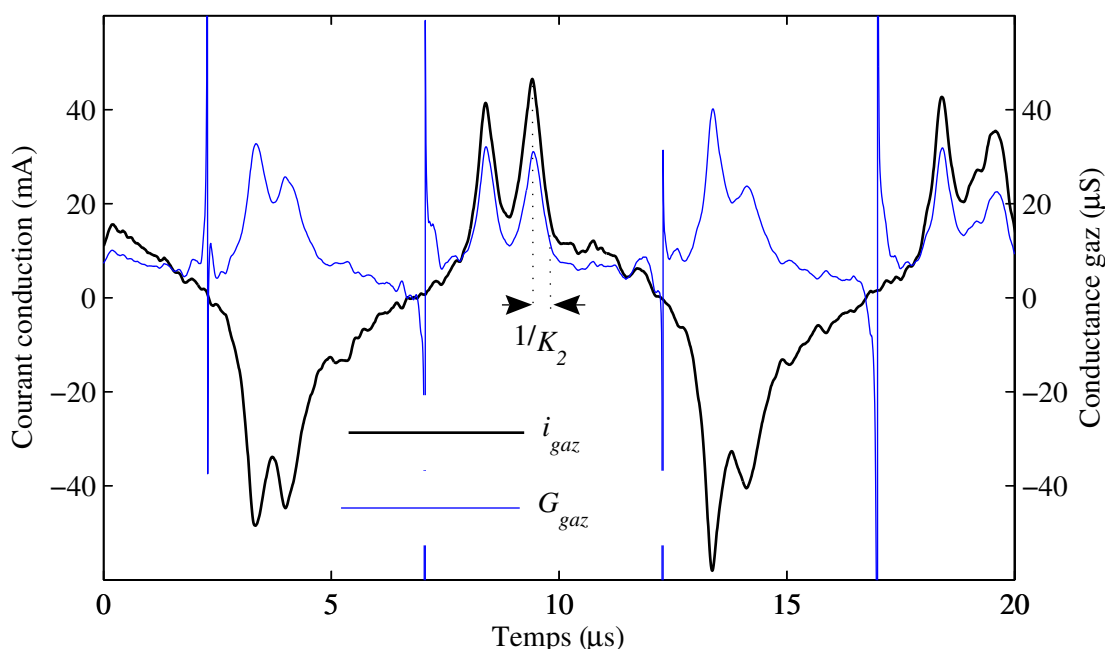


Figure 2.10 Courant et conductance du gaz, la constante d’extinction est déterminée avec le temps de décroissance

2.4.4. Estimation du coefficient de proportionnalité, k_3

Nous observons également à la figure 2.10, la similitude entre la valeur absolue du courant et la conductance du gaz ; ceci est en accord avec l’hypothèse d’un fonctionnement en régime de « décharge luminescente normal », supposé précédemment. A priori, l’ionisation créée par le claquage est un événement instantané ; en conséquence, si l’on considère une condition quasi-statique de régime permanent, le deuxième et troisième terme à droite de l’équation (2.1), peuvent être considérés de même amplitude ; de cette façon la valeur initiale de K_3 est de $1835 \text{ V}^{-1} \text{ s}^{-1}$.

2.4.5. Estimation des paramètres d’ionisation, ΔV et K_1

Comme mentionné plus haut, le processus d’ionisation est présumé instantané. Si cette hypothèse est confirmée, le coefficient d’approximation de la fonction de Heaviside, ΔV , doit tendre vers une valeur très faible. Nous le fixons initialement à 20 V et nous autorisons le

programme d'identification à le faire varier dans le deux sens, avec une valeur limite inférieure de 2,9 V (limitation de convergence du simulateur). Le coefficient d'ionisation, K_I , est initialisé en calculant numériquement la dérivée de la conductance par rapport au temps et en prenant la valeur maximale ; ainsi, il vaut initialement 130 S/s.

2.5. Algorithme d'identification

L'algorithme utilisé est basé sur la méthode du modèle ; dans cette approche l'entrée expérimentale (le courant mesuré) est utilisée pour simuler le système ; la sortie simulée (la tension aux bornes de la lampe) est ensuite comparée avec la forme d'onde expérimentale. Les paramètres sont ajustés afin de minimiser l'écart entre les deux formes d'onde.

2.5.1. Outil d'identification

Le détail du fonctionnement de cet algorithme peut être trouvé en [2.7]. Nous allons décrire ici, de manière succincte, la méthode du modèle employé par cet outil.

▪ Méthode du modèle

Pour notre cas concret, initialement le système est simulé, en utilisant les équations d'état et les paramètres initiaux, présentés précédemment. La sortie du système, qui est dans notre cas, la tension simulée de la lampe, est comparée à la tension réelle (mesurée). Si l'erreur entre les deux courbes est supérieure à une limite fixée, nous devons changer les paramètres, et simuler le système à nouveau, jusqu'à trouver une différence acceptable. Ce processus est effectué de manière itérative, jusqu'à retrouver le bon jeu des paramètres ou jusqu'à une certaine limite dans le nombre d'itérations.

▪ Calcul de l'erreur

L'erreur est la différence quadratique entre la simulation et la mesure, comme le montre l'équation (2.16).

$$erreur = \sum \frac{(S - M)^2}{M^2} = f([p]) \quad (2.16)$$

Cette erreur est la somme sur tous les points de l'échantillonnage, de la différence entre la simulation S et la mesure M , et elle peut être définie comme une fonction f qui dépend du jeu des paramètres $[p]$. Cette vision transforme le problème d'identification, en un problème de minimisation d'une fonction.

La variation des paramètres peut se faire des plusieurs façons ; l'outil d'identification employé dans cette thèse utilise seulement deux approches euristiques : la méthode du gradient et la méthode de Levenberg-Marquardt. Ces méthodes ne garantissent pas la convergence au

minimum global, raison pour laquelle il est important de bien estimer la valeur initiale des paramètres.

D'autres méthodes, basées sur des algorithmes évolutionnaires, pourraient être une solution à ce problème ; cependant, nous nous sommes limités à prendre en main l'outil qui avait été réalisé, car l'optimisation de ce logiciel n'est pas l'objectif de cette thèse.

▪ Variation des paramètres avec la méthode du gradient

La méthode du gradient permet de changer la valeur de chaque paramètre, entre deux pas du cycle itératif, en utilisant la valeur du gradient de l'erreur, comme le montre l'équation (2.17) ou, sous une autre forme, l'expression (2.18).

$$p_{i[k+1]} = p_{i[k]} + a \cdot \frac{f(p_{i[k]}) - f(p_{i[k-1]})}{p_{i[k]} - p_{i[k-1]}} \quad (2.17)$$

$$p_{i[k+1]} = p_{i[k]} + a \cdot \nabla f(p_i) \quad (2.18)$$

- i est l'index d'un paramètre,
- k est le pas qui vient d'être simulé et $k+1$ et le pas suivant ;
- la variable a peut être changée, pendant le processus de minimisation, afin d'influencer plus ou moins le poids du gradient dans la variation des paramètres.

Le gradient de l'erreur est calculé par rapport à chaque paramètre, entre la simulation à l'itération k , et celle de l'itération $k-1$. Pour un modèle constitué de fonctions dérivables, il est possible de calculer analytiquement ce gradient.

▪ Variation des paramètres avec la méthode de Levenberg-Marquardt

Une autre méthode pour changer les paramètres est celle de Newton (2.19), qui, au lieu de faire l'incrément (ou décrétement) du paramètre en utilisant la valeur du gradient, utilise la valeur inverse du Hessien (le Hessien H est la dérivé seconde de l'erreur par rapport à chacun des paramètres).

Si les deux méthodes sont combinées, nous pouvons écrire la variation du jeu des paramètres, à travers l'équation (2.20).

$$p_{i[k+1]} = p_{i[k]} - H_i^{-1} \nabla f(p_i) \quad (2.19)$$

$$[p_{[k+1]}] = [p_{[k]}] - (H + b \cdot I)^{-1} \nabla f([p]) \quad (2.20)$$

Avec :

- I la matrice identité ;
- b un coefficient qui permet de pondérer les deux méthodes, donnant plus de poids à la méthode de Newton ou à celle du gradient.

2.5.2. Procédure itérative

Dans notre cas particulier, l'algorithme de la figure 2.11 assure l'identification des paramètres.

Les valeurs initiales des paramètres, trouvées dans la section précédente, sont placés dans la première ligne du tableau de résultats d'identification (tableau 2.1).

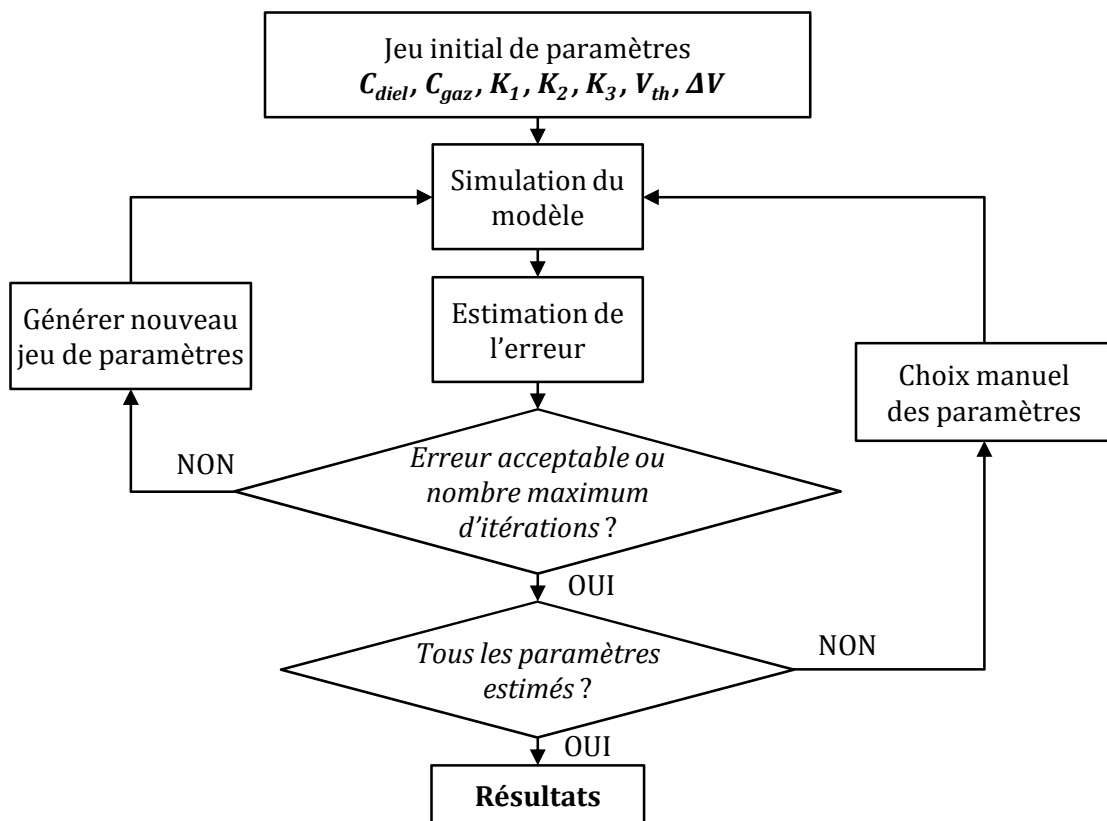


Figure 2.11 Algorithme itératif utilisé pour l'identification de paramètres du modèle de la lampe DBD

Cet algorithme d'identification, est appliqué initialement à une expérience où la lampe est alimentée par une source de tension sinusoïdale à 100 kHz ; ensuite, les résultats obtenus servent à réinitialiser le processus, pour une expérience où la lampe est alimentée par une source de tension impulsionnelle à 145 kHz et rapport cyclique de 60 %. Les résultats sont réinjectés dans l'algorithme jusqu'à que les paramètres convergent à la même valeur pour les deux expériences.

Tableau 2.1. Résultats du processus d'identification

	V_{th} (V)	ΔV (V)	K_1 ($\Omega \cdot s^{-1}$)	K_2 (s^{-1})	K_3 ($V^{-1} \cdot s^{-1}$)	C_1 (pF)	C_2 (pF)
Valeurs initiales	1500	20	130	$2,7 \times 10^6$	1835	27,89	13,07
Première identification	1270	2,9	$1,79 \times 10^3$	$2,7 \times 10^6$	295	35,07	11,39
Après variation de V_{th}	1800	2,9	$2,5 \times 10^3$	$1,5 \times 10^6$	6,95	40,03	13,87
Résultat définitif	1800	2,9	2×10^4	1×10^6	100	40,03	13,87

Les résultats obtenus avec cette première identification, sont affichés dans la deuxième ligne du tableau des résultats d'identification (tableau 2.1). La figure 2.12 montre les différences entre les simulations avec les paramètres, initiaux et ceux issus du processus d'identification.

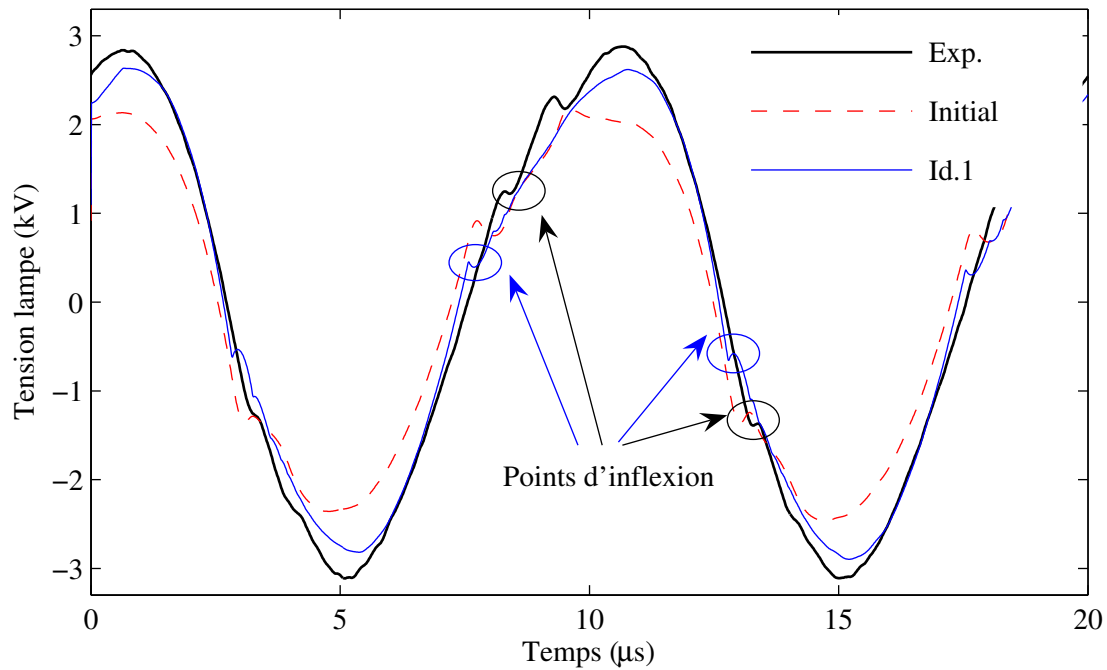


Figure 2.12 Résultats issus de la première phase d'identification (courbe Id.1), comparaison avec les valeurs initiales des paramètres (courbe en pointillé) et la courbe expérimentale

Bien que l'erreur entre la courbe de tension expérimentale et la simulation ait été minimisée, les points d'inflexion (que nous attribuons au phénomène de claquage) ne correspondent pas ; pour cette raison, nous avons incrémenté manuellement la valeur de V_{th} et nous l'avons figée avant de relancer l'algorithme d'identification.

Les résultats obtenus sont affichés dans la troisième ligne du tableau d'identification. Il est important de remarquer que les valeurs trouvées pour les capacités sont en accord avec la capacité équivalente de la lampe, quand il n'y a pas de claquage dans le gaz.

Les résultats obtenus approchent très bien la courbe simulée de la courbe expérimentale ; néanmoins, nous augmentons manuellement la constante d'ionisation K_1 afin de diminuer le temps d'ionisation à 10 ns, valeur proposée dans la littérature [2.12].

Finalement, seules les constantes K_2 et K_3 sont déclarées modifiables (les autres paramètres sont figés dans l'outil d'identification) et le programme d'identification est relancé. Nous obtenons alors les résultats définitifs d'identification, présentés à la dernière ligne du tableau d'identification.

Les différences entre les simulations et les courbes expérimentales, pour des alimentations en tension sinusoïdale et en tension pulsée, sont présentées à la figure 2.13.

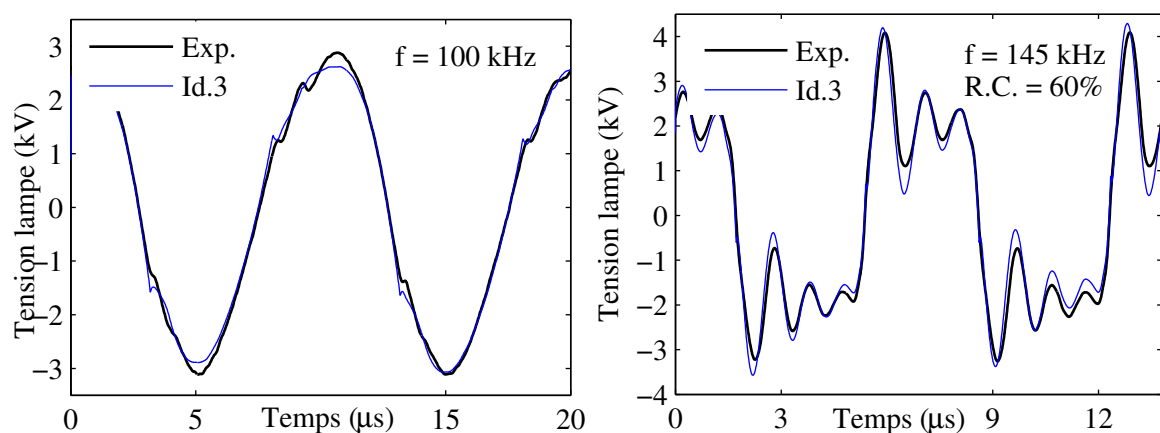


Figure 2.13 Résultats définitifs de la phase d'identification

2.6. Validation du modèle électrique

Le modèle identifié plus haut est implémenté dans des simulateurs de circuits électriques (PSIM, SABER ou PSpice).

A la figure 2.14, nous présentons le modèle implémenté dans le logiciel PSIM ; dans ce simulateur électrique l'entrée expérimentale (le courant mesuré) provient du logiciel « MATLAB Simulink » par l'intermédiaire d'un « SimCoupler » [2.13].

La vérification de ce modèle s'effectue avec plusieurs signaux, correspondants à des valeurs différentes de fréquence (et de rapport cyclique pour la source de tension impulsionnelle), tous différents de ceux utilisés pendant le processus d'identification.

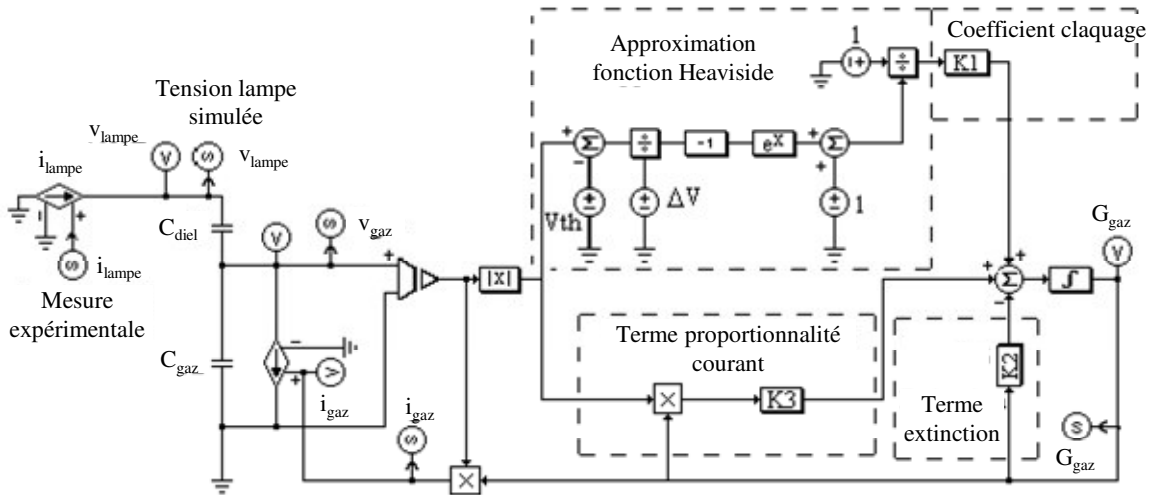


Figure 2.14 Implémentation du modèle identifié sur le simulateur PSIM

La comparaison entre les formes d'onde simulées et expérimentales est présentée à la figure 2.15. Les résultats obtenus sont satisfaisants, et permettent d'envisager l'utilisation du modèle dans la phase de conception de l'alimentation pour l'excilampe.

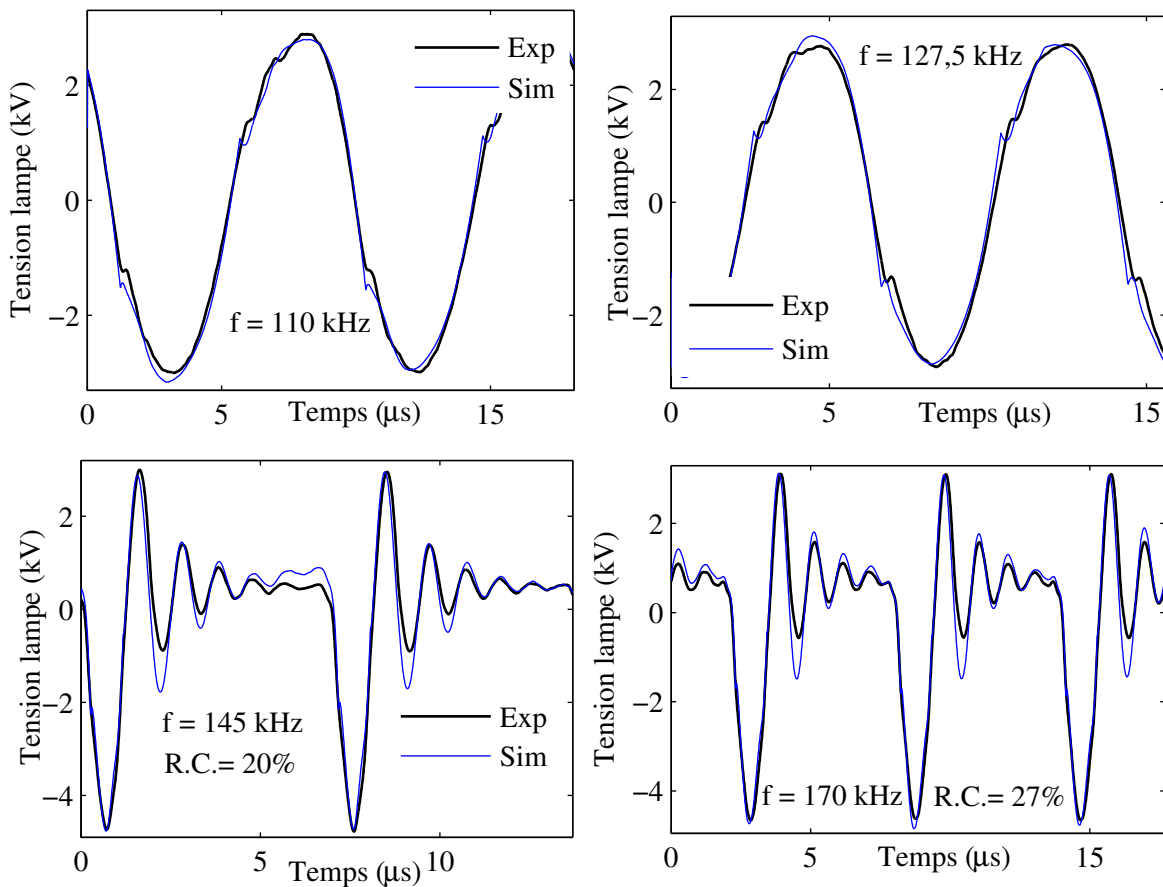


Figure 2.15 Vérification du modèle identifié avec des formes d'onde expérimentales différentes à celles utilisées pendant l'identification

2.7. Commentaires sur le modèle de la conductance

Nous pouvons observer à la figure 2.16, la contribution temporelle de chacun des trois termes du membre de droite de l'équation de la conductance.

Comme c'était prévisible, le terme du claquage est le plus important en amplitude et de type impulsionnel (d'une durée d'environ 10 ns), puis le terme de proportionnalité du courant et le terme de disparition agissent.

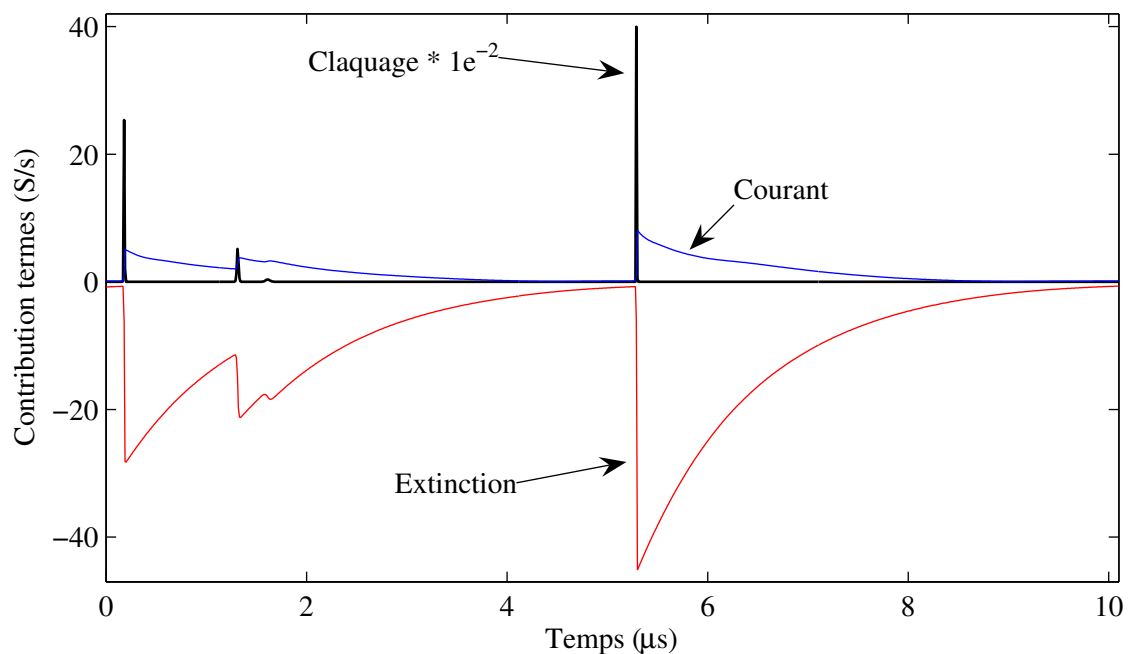


Figure 2.16 Contribution des trois termes du membre de droite de l'équation (2.1)

La similitude entre la forme d'onde du courant dans le gaz et celle de la conductance du gaz, peut être constatée à la figure 2.17. Ceci signifie que la tension dans le gaz est presque constante, confirmant l'hypothèse d'un fonctionnement en régime de « décharge lumineuse normale ». Cette propriété est confirmée par la caractéristique tension-courant du gaz, affichée sur la figure 2.18.

Soulignons aussi que ce modèle de la lampe DBD nous permet de réaliser l'observation de variables qui ne sont pas mesurables. C'est en particulier le cas des grandeurs G_{gaz} , v_{gaz} et i_{gaz} ; ces variables seront très utiles dans l'analyse des résultats, effectuée dans les chapitres suivants.

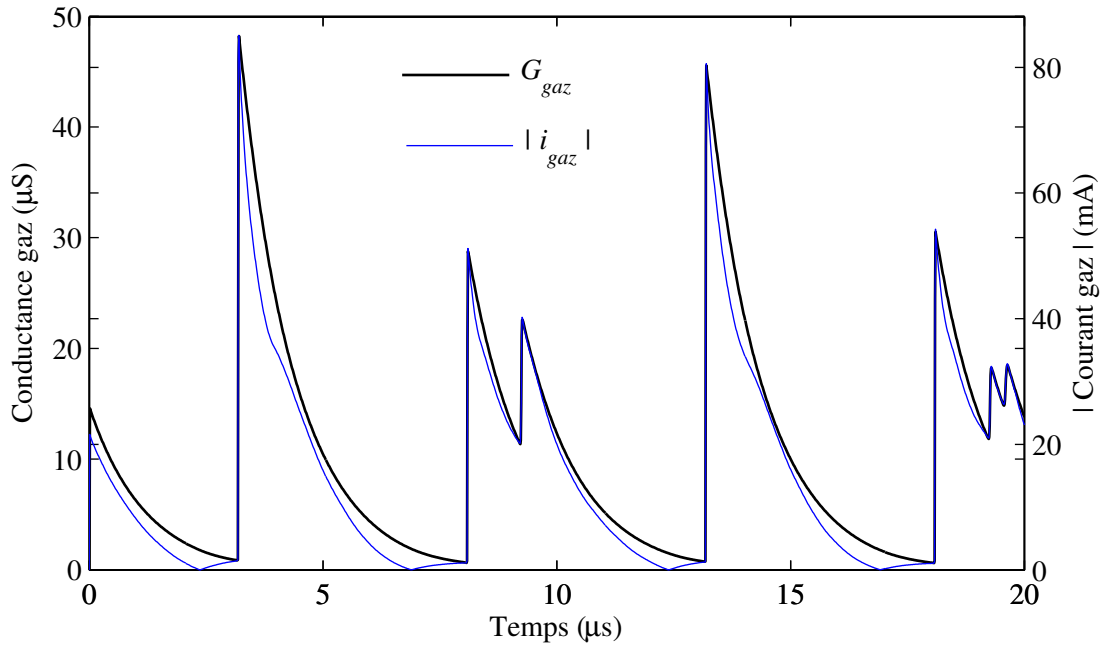


Figure 2.17 Similitude entre la conductance du gaz et la valeur absolue du courant de gaz, confirmant le régime normal de décharge

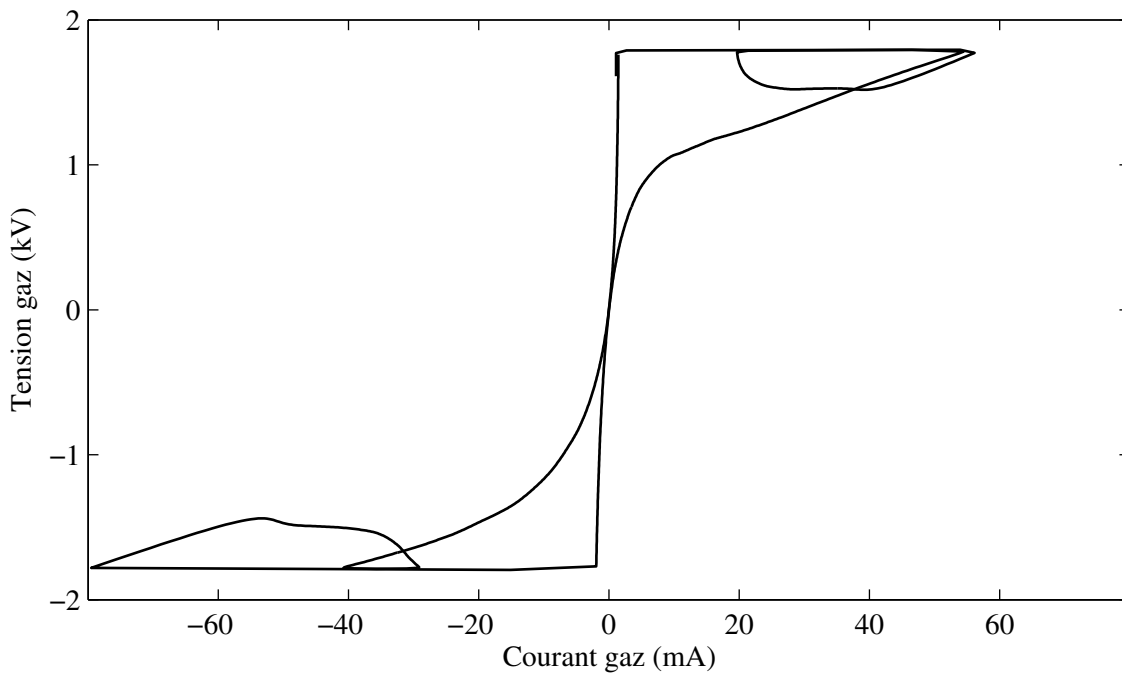


Figure 2.18 Caractéristique tension-courant du gaz

2.8. Modèle simplifié de la DBD

Nous pouvons simplifier le modèle de la DBD, en exploitant le fait que la tension aux bornes du gaz reste quasi constante pour la plage de fonctionnement de la lampe. Ce modèle très simple, affiché sur la figure 2.19, nous permet d'effectuer des calculs approximatifs, sans avoir besoin

du simulateur ; il va servir à justifier le choix d'alimentation et, dans le prochain chapitre, à l'étude dans le plan de phase.

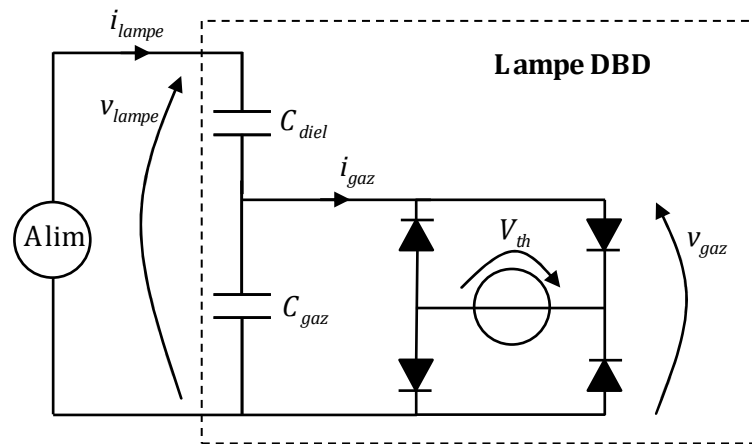


Figure 2.19 Modèle simple de la lampe DBD

Dans ce modèle, nous pouvons supposer que la capacité C_{gaz} , reste chargée à V_{th} , et que le courant dans le gaz est égal au courant de la lampe, une fois que la tension de claquage a été atteinte.

2.9. Changement dans la configuration des électrodes

La configuration de la lampe présentée précédemment, profite de la réflexion de quelques rayons UV dans l'électrode externe, pour augmenter la quantité de puissance optique émise dans une direction particulière. Bien que cette astuce soit importante pour une application industrielle, nous avons modifié la géométrie des électrodes, pour étudier plus facilement les interactions entre l'alimentation et le rayonnement de la lampe.

La nouvelle configuration de la lampe est illustrée à la figure 2.20. A l'intérieur du cylindre interne est placé un cylindre métallique, qui est en contact avec la silice et qui constitue l'électrode interne. Afin de permettre que les rayons UV sortent de la lampe, l'électrode externe est construite à l'aide d'un filet métallique qui recouvre la paroi externe du cylindre extérieur.

Nous avons effectué une identification du modèle de la lampe, avec la nouvelle disposition des électrodes. Les seuls paramètres qui sont changés, par rapport à la configuration initiale, sont les deux capacités : pour C_{diel} nous obtenons 95 pF et pour C_{gaz} 45 pF.

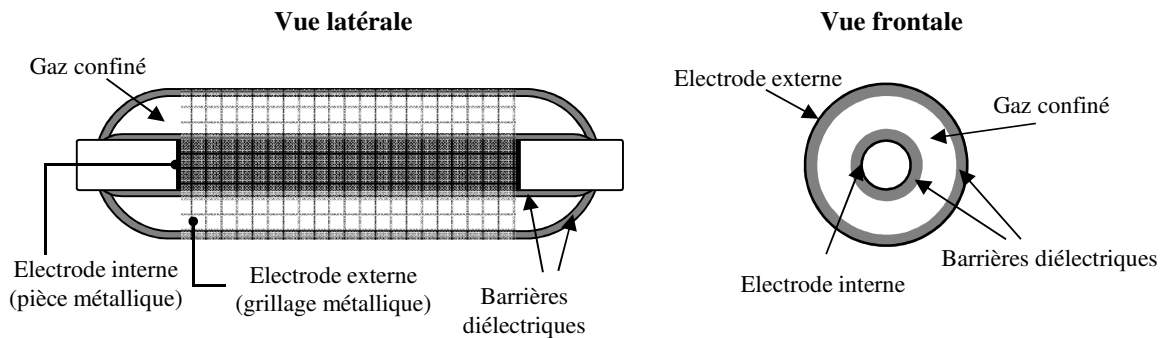


Figure 2.20 Variation dans les électrodes de la lampe. Cette nouvelle configuration permet un rayonnement similaire dans toutes les directions

2.10. Forme d'onde adéquate pour contrôler la puissance par l'intermédiaire de l'alimentation

Les résultats obtenus pendant le processus de modélisation, sont maintenant exploités pour proposer un mode d'alimentation pour les DBD, en particulier pour celles qui opèrent dans le régime normal de décharge.

Nous recherchons la forme d'onde à imposer à la charge, afin de contrôler de manière adéquate la puissance injectée. Ce mode d'alimentation doit offrir la possibilité de régler le point de fonctionnement et satisfaire les caractéristiques typiques de l'excilampe, en termes de fréquence de fonctionnement (dizaines de kHz) et puissance consommée (autour de 100 W).

2.10.1. Considérations de causalité

Nous avons remarqué deux points importants, pendant le processus de modélisation : le comportement capacitif de la lampe DBD et le régime normal de décharge dans le gaz, pour l'intervalle nominal de puissance de la lampe.

Le premier point nous impose une alimentation alternative, comme nous l'expliquons maintenant pour une source de tension et pour une source de courant.

▪ Source de tension

Si l'on alimente avec une source de tension continue, les capacités de la lampe vont se charger à la même valeur que la source de tension, et elles vont empêcher le passage du courant. En effet, ce courant dans la lampe est décrit par l'équation (2.21).

$$i_{lampe} = C_{diel} \cdot \frac{d(v_{lampe} - v_{gaz})}{dt} \quad (2.21)$$

Comme la tension dans le gaz est quasi constante, nous pouvons réécrire cette expression dans l'équation (2.22).

$$i_{lampe} = C_{diel} \cdot \frac{dv_{lampe}}{dt} \quad (2.22)$$

Nous pouvons en conclure, que le courant dans la lampe va dépendre uniquement des variations de la tension imposée, comme le montre la figure 2.21, nécessitant alors, une source de tension qui varie avec le temps.

Nous allons aussi découvrir ultérieurement que la tension aux bornes de la lampe atteint des valeurs très élevées, ce qui rend nécessaire l'utilisation d'un transformateur élévateur, qui à son tour, nécessite l'usage d'une tension avec une valeur moyenne nulle, pour éviter la saturation du noyau magnétique.

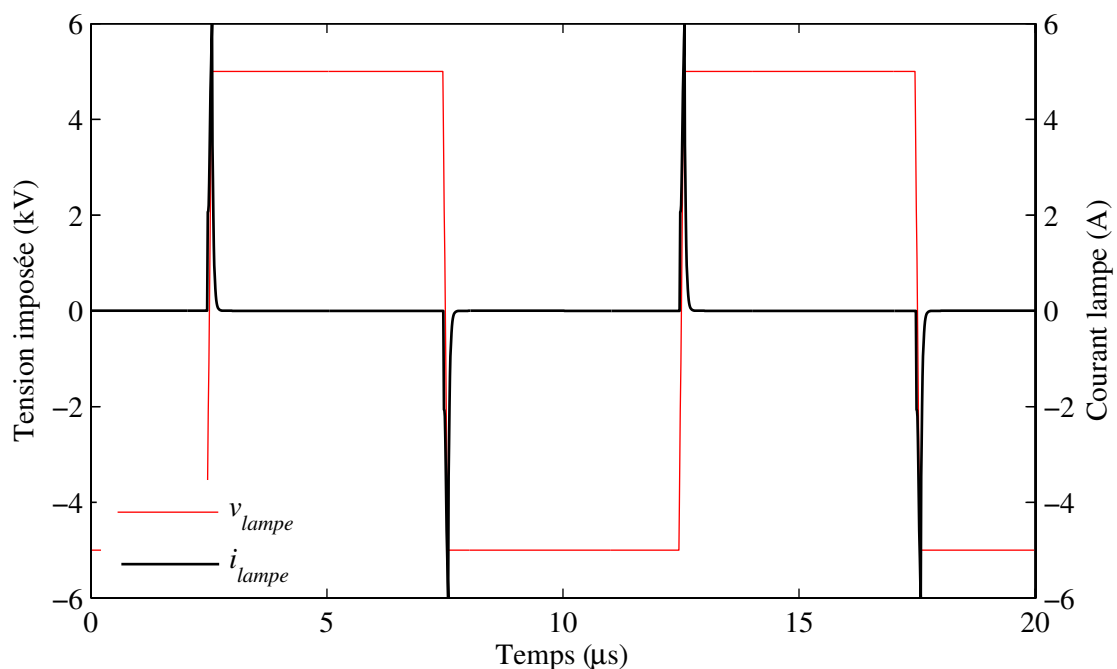


Figure 2.21 Formes d'onde de tension imposée et courant retourné, dans une DBD avec une alimentation en tension impulsionnelle

Le principal inconvénient avec ce type de source, est la difficulté à maîtriser les pentes montantes et descendantes de la tension imposée, car elles dépendent fortement des éléments parasites du transformateur et des caractéristiques dynamiques des interrupteurs ; paramètres qui sont méconnus au moment de la conception de l'alimentation, engendrant un dimensionnement de la structure difficile et une incertitude quant à la valeur de l'énergie envoyée pendant chaque phase de décharge.

▪ Source de courant

A cause de la nature capacitive de la DBD, nous ne pouvons pas y faire circuler un courant unidirectionnel, car la tension aux bornes de la lampe augmenterait de façon indéfinie d'après

l'équation (2.23). Ceci provoquerait inévitablement dans la pratique, des dégâts dans un des composants de l'alimentation (en particulier les dispositifs semiconducteurs). En conséquence, dans le cas d'une alimentation en courant, nous sommes obligés d'imposer une source de courant bidirectionnelle, avec une valeur moyenne nulle.

$$v_{lampe} = v_{gaz} + \frac{1}{C_{diel}} \cdot \int i_{lampe} dt \quad (2.23)$$

Avec cette équation, nous pouvons calculer, dès la phase de conception du convertisseur, la tension que la lampe va développer pour le courant imposé, comme le montre la figure 2.22, ce qui facilite le dimensionnement des composants de l'alimentation : interrupteurs, transformateur, câblage, etc.

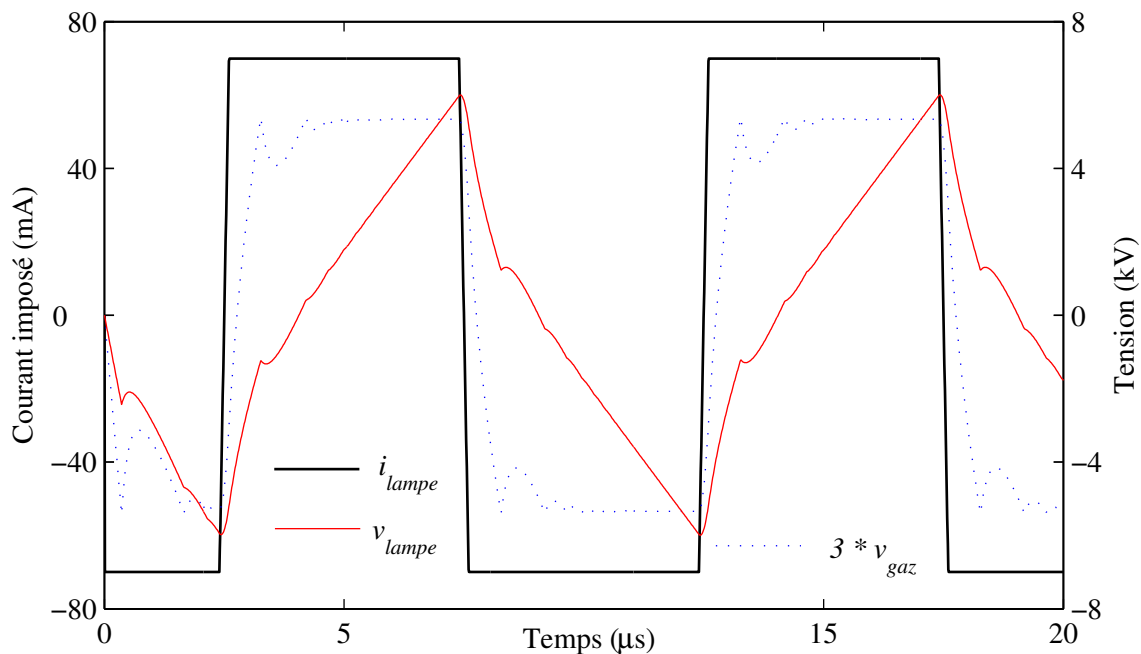


Figure 2.22 Formes d'onde de courant imposé et tension retournée para la lampe, avec une alimentation en courant

Un autre avantage de l'alimentation en courant, est la bonne maîtrise du point de fonctionnement dans la décharge. Comme nous pouvons l'observer sur la caractéristique statique tension-courant (bidirectionnelle) de la décharge, sur la figure 2.23, si l'on travaille dans la zone du régime normal (ce qui est notre cas), le point de fonctionnement est contrôlé uniquement par le courant du gaz. De cette façon, la manière la plus efficace, de contrôler la puissance dans la décharge, consiste à lui imposer le courant.

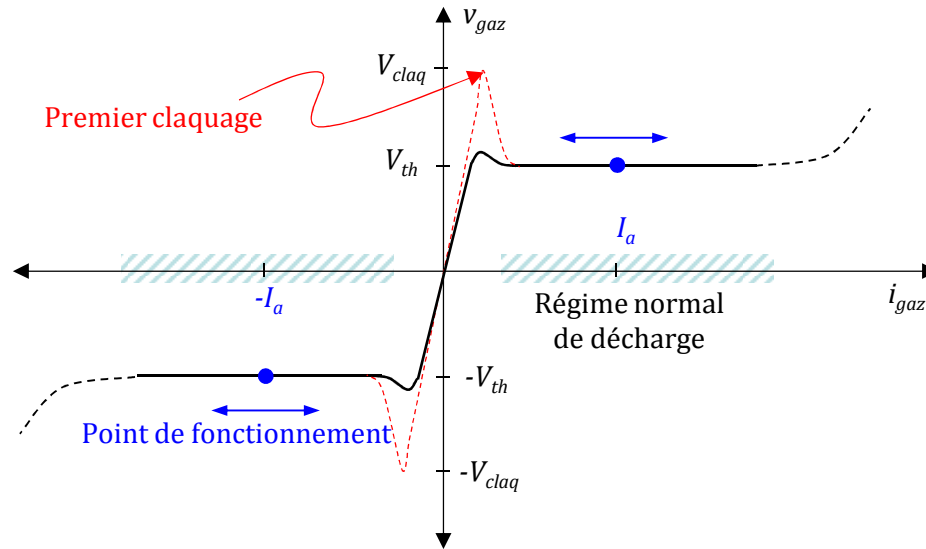


Figure 2.23 Caractéristique statique de la décharge, bidirectionnelle en tension et courant

2.10.2. Temps de relaxation

D'après les physiciens avec lesquels nous avons collaboré pour cette modélisation et pour les travaux expérimentaux, il est nécessaire de garder un temps de relaxation t_{rel} , pendant lequel le courant dans le gaz est interrompu, afin que les espèces excitées reviennent à leur état fondamental [2.14].

Même si cette hypothèse reste à confirmer, nous prenons en compte cette contrainte ; de ce fait, la forme d'onde adéquate est celle présentée à la figure 2.24. Elle consiste à imposer le courant dans la lampe et permet le contrôle de l'énergie envoyée durant chaque phase de décharge.

Pour effectuer une approximation de l'énergie envoyée pendant une période, nous prenons le cas idéal où la valeur absolue de la tension du gaz vaut toujours V_{th} :

$$Energie = 2 \cdot V_{th} \cdot I_a \cdot t_{dech} \quad (2.24)$$

Ainsi, la puissance délivrée à la lampe est contrôlable et réglable avec plusieurs degrés de liberté : l'énergie (réglable par I_a et t_{dech}) et la fréquence de fonctionnement de la lampe f_{lampe} (l'inverse de T_{lampe}) :

$$P_{lampe} = Energie \cdot f_{lampe} \quad (2.25)$$

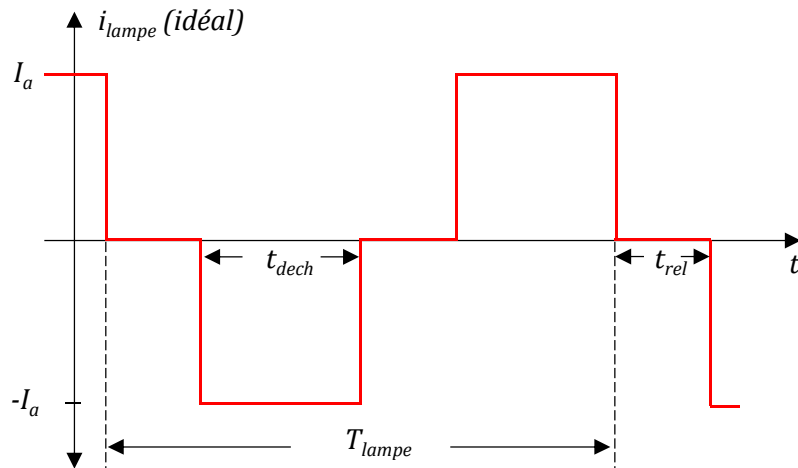


Figure 2.24 Forme d'onde idéale pour contrôler la puissance de la lampe

Conclusion

La modélisation de la lampe est un travail important, qui sert à connaître le comportement de la charge et qui va nous permettre dans un premier temps de définir l'alimentation adéquate pour contrôler la puissance dans la décharge.

Le modèle identifié de la lampe décrit les interactions alimentation-lampe, ce qui s'avère très utile pendant la phase de conception du convertisseur, car on peut ainsi connaître les valeurs de toutes les variables, par l'intermédiaire d'une simulation de l'ensemble du système, afin d'effectuer un dimensionnement correct de la structure.

Ce modèle va nous permettre aussi, dans une phase future d'analyse de résultats, de calculer les variables qui ne sont pas mesurables, comme le courant, la tension et la conductance du gaz.

Nous avons conclu que la meilleure façon de contrôler la puissance dans la lampe, est l'imposition d'un courant bidirectionnel avec une valeur moyenne nulle, réglable en fréquence et en amplitude, avec le respect des contraintes liées au temps de décharge et au temps de relaxation.

Comme extension à ce travail, nous pouvons imaginer l'inclusion d'un indicateur d'émission UV dans le modèle de la lampe [2.15]. Ceci permettrait de calculer la puissance rayonnée par la lampe et d'optimiser le système convertisseur-lampe, en vue de maximiser ce rayonnement.

Bibliographie

- [2.1] H. FOCH, M. METZ, T. MEYNARD, H. PIQUET, F. RICARDEAU. « *Des dipôles à la cellule de commutation* ». Les techniques de l'ingénieur Dossier D 3075 (09/2008)
- [2.2] A.A. PIKULEV, V.M. TSVETKOV. « *Simulation of the Discharge Process in a Barrier Discharge Cell Based on a Three-Parameter Models* ». Technical Physics, 2007, Vol. 52, No. 9, pp. 1121-1126
- [2.3] S. BHOSLE. « *Influence du mode d'alimentation sur des décharges à barrière diélectrique dans du xénon pour la production d'ultraviolets* ». Thèse de l'Université Paul Sabatier, Toulouse III, 2006
- [2.4] K. OLEG, M. SERGEY, M. NAKAOKA. « *Frequency characteristics analysis and switching power supply designing for dielectric barrier discharge type load* ». Power Electronics Congress, 2002. Technical Proceedings. CIEP 2002. VIII IEEE International, pp. 222-227
- [2.5] S. VONGPHOUTHONE, H. PIQUET, H. FOCH. « *Model of the homogeneous electrical discharge* ». Eur. Phys. Journal AP 15, 2001, 123-133
- [2.6] A.M. CASSIE. « *Théorie Nouvelle des Arcs de Rupture et de la Rigidité des Circuits* » CIGRE Report 102, 1939
- [2.7] P.H. SCHAVEMAKER, L. VAN-DER-SLUIS. « *An Improved Mayr-Type Arc Model Based on Current-Zero Measurements* ». IEEE Transactions on Power Delivery, vol.15, no.2, pp.580-584, Apr 2000
- [2.8] S. BHOSLE, G. ZISSIS, J.J. DAMELINCOURT, A. CAPDEVILA, K. GUPTA, F.P. DAWSON, V.F. TARASENKO. « *Electrical modeling of an homogeneous dielectric barrier discharge (DBD)* ». Industry Applications Conference, 2005, vol.4, no., pp. 2315-2319
- [2.9] J.P. SALANNE. « *Contrôle du point de fonctionnement des décharges électriques par l'intermédiaire de leur alimentation* ». Thèse de l'INP de Toulouse, 2005, pp. 95 - 116, web: <http://ethesis.inp-toulouse.fr/>
- [2.10] C.T. CHEN. « *Linear system theory and design* ». Oxford university press, New York, U.S.A., 1999
- [2.11] F. ADLER, S. MULLER. « *Formation and decay mechanisms of excimer molecules in dielectric barrier discharges* ». J. Phys. D: Appl. Phys. 33 (2000) 1705-1715
- [2.12] R.J. CARMAN, R.J. MILDREN. « *Computer modelling of a short-pulse excited dielectric barrier discharge xenon excimer lamp ($\lambda \sim 172$ nm)* ». J. Phys. D: Appl. Phys. 36 (2003) 19-33
- [2.13] Référence Web, Manuel d'utilisateur de PSIM : <http://www.powersimtech.com/>. (2008)
- [2.14] A. ODA, H. SUGAWARA, Y. SAKAI, H. AKASHI. « *Estimation of the light output power and efficiency of Xe barrier discharge excimer lamps using a one-dimensional fluid model for various voltage waveforms* ». J. Phys. D: Appl. Phys. 33 (2000) 1507 - 1513
- [2.15] S. BHOSLE, G. ZISSIS, J.J. DAMELINCOURT, A. CAPDEVILA, K. GUPTA, F.P. DAWSON, V.F. TARASENKO. « *Implementation of an efficiency indicator in an electrical modeling of a Dielectric Barrier Discharge Lamp* ». Record of the 41st IEEE-IAS Annual Meeting Conference, vol.4, pp.1784-1790, 2006



Synthèse des convertisseurs

Dans ce chapitre, nous utilisons les résultats du chapitre précédent, concernant la forme d'onde désirée pour alimenter la lampe, ainsi que les modèles de la lampe (modèle identifié et modèle simplifié), afin de définir deux structures d'alimentation, qui utilisent une philosophie similaire et permettent de contrôler le point de fonctionnement de la décharge.

Le principe de l'alimentation proposé associe une source unidirectionnelle de courant et un convertisseur type « pont en H » ; ce dernier sert à inverser le sens de circulation du courant dans la lampe à chaque demi-période. Deux possibilités pour construire la source unidirectionnelle de courant, ont été développées : la première est inspirée d'un hacheur survolteur et la deuxième d'un hacheur dévolteur-survolteur.

Nous allons nous rendre compte que l'utilisation d'un transformateur élévateur s'avère nécessaire, à cause de la haute tension retournée par la lampe pour les valeurs du courant correspondantes au cahier de charge. Nous allons profiter de cet élément pour minimiser le nombre d'interrupteurs dans les convertisseurs.

La synthèse des interrupteurs de chaque convertisseur, est réalisée en utilisant les formes d'onde simulées à l'aide du modèle électrique. Les caractéristiques de ces interrupteurs, correspondent à des comportements du type thyristor.

Les thyristors commerciaux n'existant pas pour la gamme de fréquence à laquelle la lampe doit fonctionner, un nouveau dispositif a dû être développé.

3.1. Structure initiale du convertisseur

Comme nous l'avons signalé au dernier chapitre, la source idéale pour alimenter une DBD en régime normal de décharge, est une source bidirectionnelle de courant. Pour le cas spécifique de la lampe, ce courant doit présenter des intervalles où le courant est nul, pour permettre la relaxation des espèces excitées. La partie haute de la figure 3.1 résume ces propriétés.

Nous appliquons ces formes d'onde aux modèles, avec pour objectif d'obtenir la tension retournée aux bornes de la lampe. Cette tension donne la forme d'onde montrée dans la partie basse de la figure 3.1. Nous vérifions que le modèle de la conductance est en accord avec le modèle simplifié, pour les valeurs de tension que la lampe développe et que le convertisseur doit supporter.

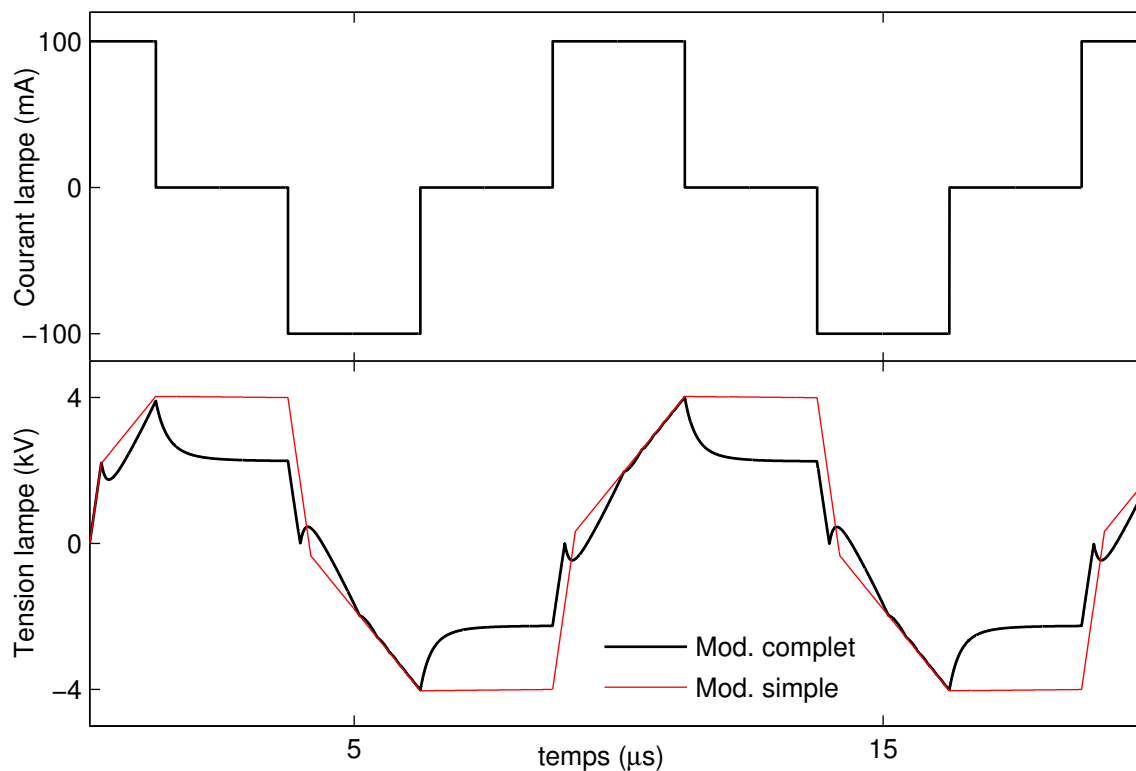


Figure 3.1 Simulation de la tension retournée par la lampe pour un courant bidirectionnel imposé. Avec le modèle identifié (courbe noire) et le modèle simple (courbe rouge)

La source bidirectionnelle de courant est conçue de la façon suivante : une source unidirectionnelle de courant pulsé est placée en cascade avec un convertisseur inverseur ; ce dernier change le signe du courant à chaque demi-période de façon synchronisée, aux moments où le courant est nul.

Il faut noter que la source unidirectionnelle de courant doit fonctionner en régime de conduction discontinu, pour permettre le temps de relaxation. Cette configuration est illustrée sur la figure 3.2.

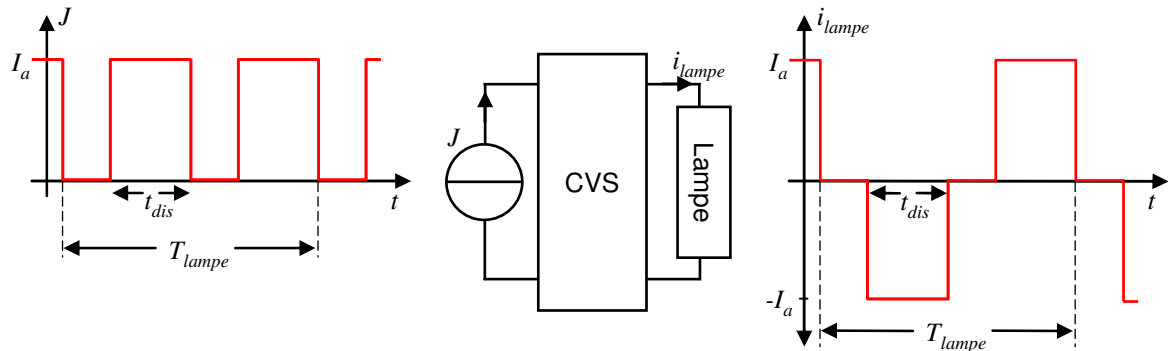


Figure 3.2 Génération du courant bidirectionnel à partir d'une source unidirectionnelle en mode de conduction discontinu

3.2. Pont en H

Initialement, nous allons supposer que la source unidirectionnelle est idéale et constante ; de cette façon, avec un pont en H idéal nous inversons le signe du courant, comme le montre la figure 3.3. A partir de cette structure nous pouvons simuler la tension et le courant dans chacun des interrupteurs idéaux et identifier quel est le dispositif semiconducteur à utiliser.

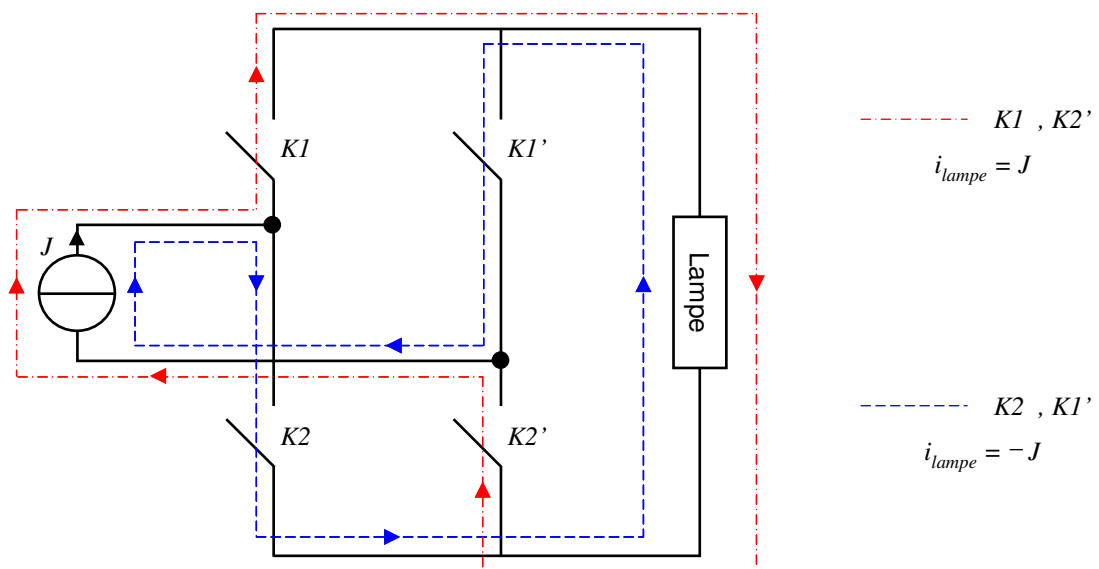


Figure 3.3 Structure de pont en H pour inverser le signe de courant dans la lampe

Dans ce pont en H, nous choisissons de commander **K1** en même temps que **K2'**, et **K2** avec **K1'** (cette option revient à perdre au profit de la simplicité un des degrés de liberté que comportent les deux cellules (K1, K2) et (K1', K2')).

De cette façon, si $K1$ et $K2'$ sont à l'état passant, pendant que $K2$ et $K1'$ sont bloqués, le courant dans la lampe sera égal à J . En revanche, si $K1$ et $K2'$ sont bloqués et $K2$ et $K1'$ sont passants, le courant vu par la lampe sera égal à $-J$.

Les formes d'onde de tension et courant retrouvées dans les interrupteurs, pour deux sources de courant imposées (continue et discontinue), sont présentées dans la figure 3.4.

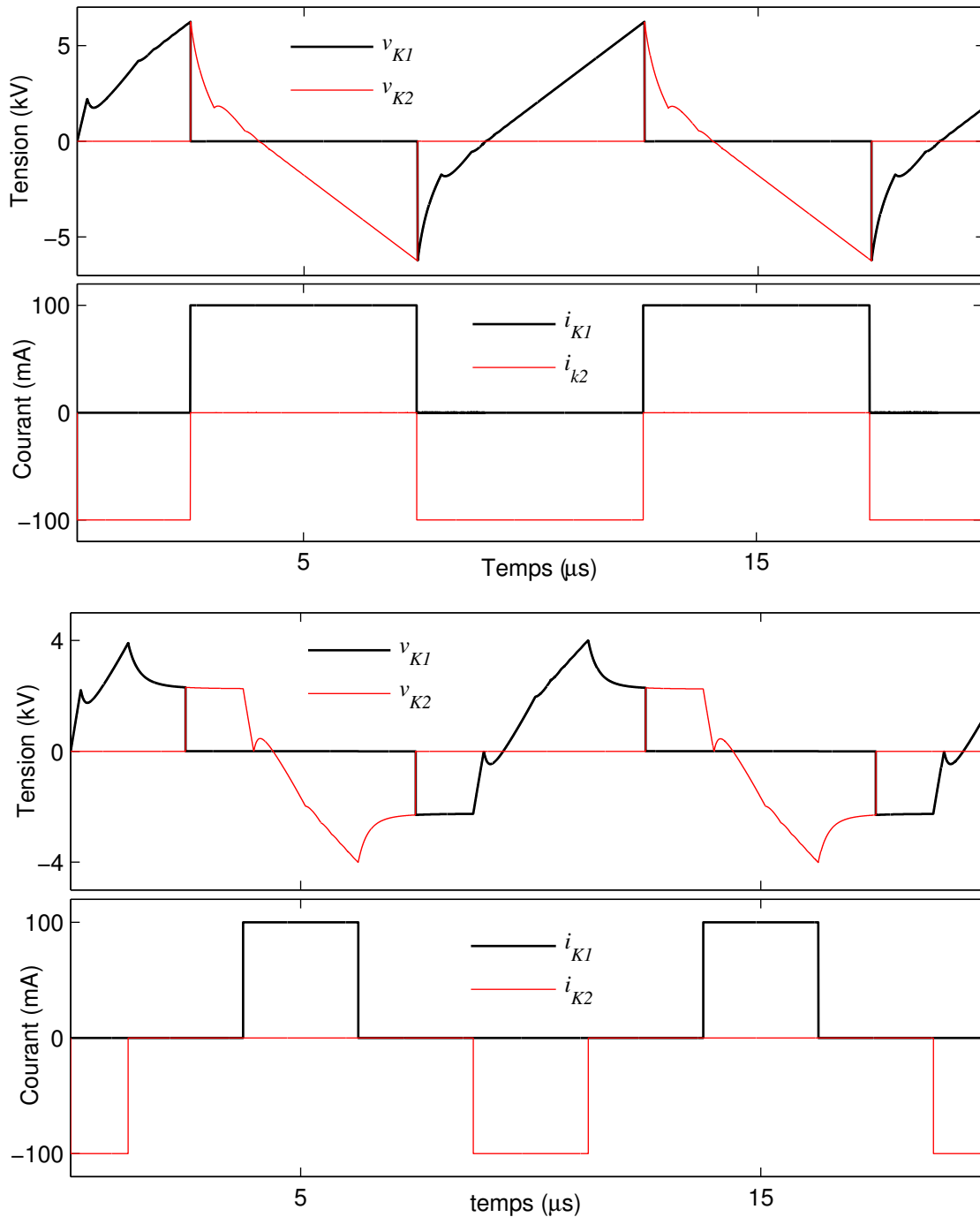


Figure 3.4 Formes d'onde dans les interrupteurs du pont. Pour une source de courant continue (haut) et une source de courant discontinue (bas). Les comportements pour $K2'$ et $K1'$, sont identiques à ceux de $K2$ et $K1$, respectivement

Si l'on considère, les variables courant et tension, pour l'interrupteur **K1** (démarche identique pour **K2**), on constate que la tension est positive avant l'amorçage ; puis, que le courant reste positif dès que l'interrupteur conduit. Une fois l'interrupteur bloqué, la tension à ses bornes devient négative.

Pour les interrupteurs **K2** et **K1'**, nous effectuons le même raisonnement ; pour ceux-ci : la tension est négative avant l'amorçage, le courant est négatif en phase de conduction et la tension devient positive une fois l'interrupteur bloqué.

Les propriétés décrites dans ces derniers paragraphes nous permettent de dessiner, dans la figure 3.5, les caractéristiques courant-tension, concernant les quatre interrupteurs du pont. Ces caractéristiques correspondent au comportement du type thyristor.

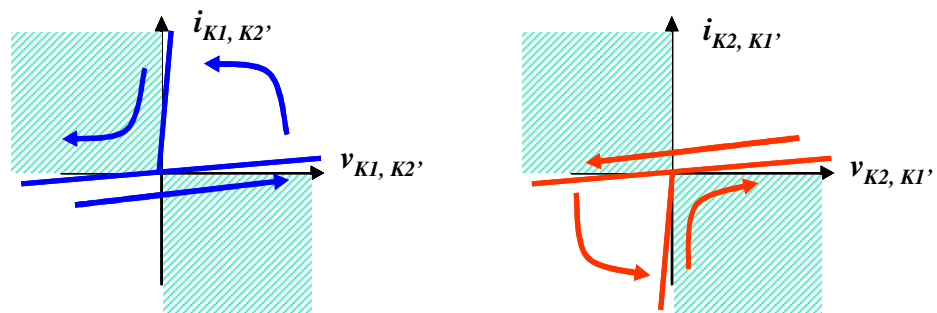


Figure 3.5 Caractéristique courant-tension des quatre interrupteurs du pont. Les quatre interrupteurs possèdent un comportement du type thyristor

En conséquence, la structure du pont après la synthèse des interrupteurs, prend la forme illustrée sur la figure 3.6.

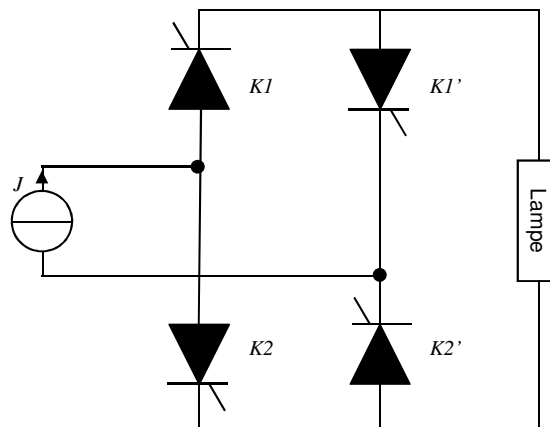


Figure 3.6 Pont en H avec les interrupteurs dûment identifiés ; tous correspondent au fonctionnement du type thyristor

3.3. Thyristor haute fréquence

Nous avons déterminé la nécessité de placer dans le pont des dispositifs qui se comportent comme des thyristors ; cependant, nous ne trouvons pas dans le commerce (en 2008) des thyristors qui puissent commuter aux fréquences requises (fréquence de fonctionnement de la lampe de 100 kHz environ).

En conséquence, nous avons implémenté un dispositif à comportement du type thyristor basé sur l'idée d'un transistor MOS en série avec une diode rapide et une logique de contrôle. Le schéma de base de ce dispositif est illustré sur la figure 3.7. La conception et la mise en œuvre de ce dispositif sont détaillées dans le chapitre suivant.

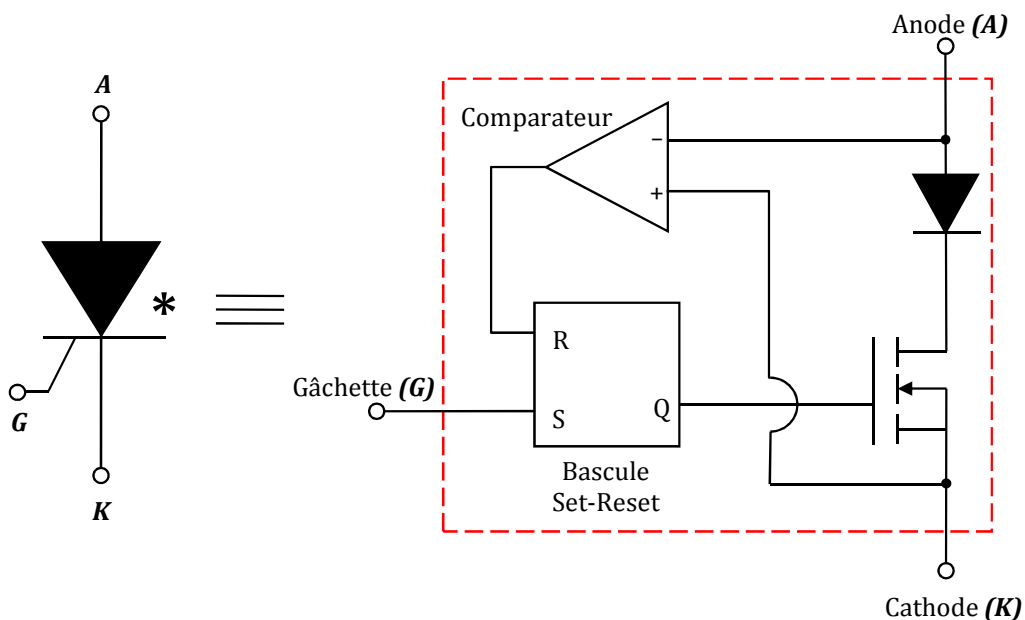


Figure 3.7 Diagramme de base du thyristor haute fréquence, en utilisant un MOSFET en série avec une diode et un circuit de contrôle

3.4. Transformateur élévateur

Pour les niveaux typiques de puissance fournie à la lampe (de l'ordre de 100 W), la tension développée à ses bornes atteint des niveaux d'environ 5 kV ; il s'agit d'une valeur très élevée pour la technologie actuelle des semiconducteurs (2008). Pour cette raison, nous sommes obligés d'inclure un transformateur élévateur entre le pont et la lampe ; celui-ci sera caractérisé par son rapport de transformation, noté n .

Ainsi, la structure du pont devient celle de la figure 3.8.

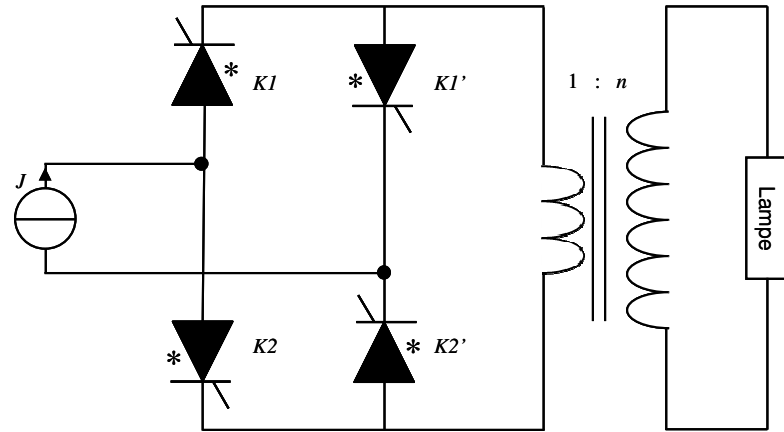


Figure 3.8 Transformateur élévateur nécessaire pour amener une tension supportable aux interrupteurs du pont et à la source unidirectionnelle de courant

L'introduction d'un transformateur permet de construire une configuration avec deux enroulements primaires et un enroulement secondaire, ce qui réduit le nombre d'interrupteurs à deux et permet de commander plus facilement la structure, car les deux interrupteurs restants, sont en configuration à cathode commune. Cet arrangement est illustré sur la figure 3.9.

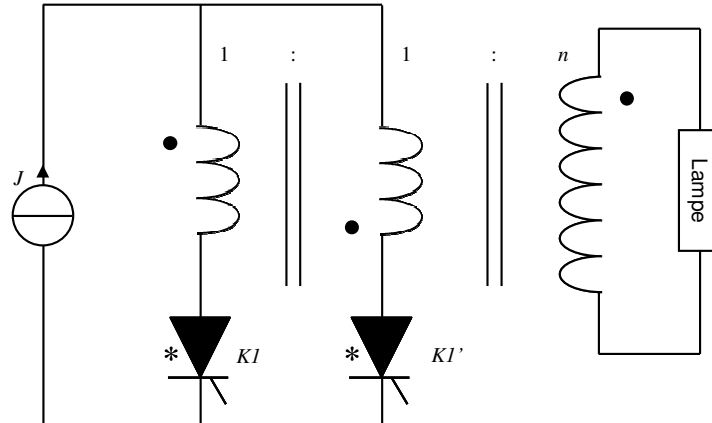


Figure 3.9 Réduction du nombre d'interrupteurs dans l'inverseur de courant, avec l'utilisation d'un transformateur à trois enroulements

3.5. Source unidirectionnelle de courant (J)

Il y a plusieurs possibilités pour construire la source unidirectionnelle de courant ; nous allons nous inspirer des hacheurs survolteur et dévolteur-survolteur, en mode de conduction discontinu [3.1]. Dans ces deux types d'alimentation, une inductance est chargée pendant un certain temps, afin de stocker une valeur déterminée d'énergie, pour ensuite, délivrer cette énergie à la charge. Nous allons développer ces deux configurations, que nous appellerons :

- « alimentation en courant » pour celle qui utilise le hacheur survolteur ;
- « alimentation en puissance » celle qui emploie le dévolteur-survolteur.

Le choix de ces noms vient du fait que les deux alimentations imposent leur courant à la charge ; toutefois, celle qui utilise le hacheur dévolteur-survolteur, contrôle de manière plus directe la puissance dans la lampe, comme cela sera expliqué ultérieurement.

3.6. Alimentation en courant

Le schéma de base de ce convertisseur, illustré sur la figure 3.10, est constitué d'un hacheur survolteur (ou « Boost » en anglais) suivi du convertisseur développé précédemment, qui inverse le signe du courant dans la lampe.

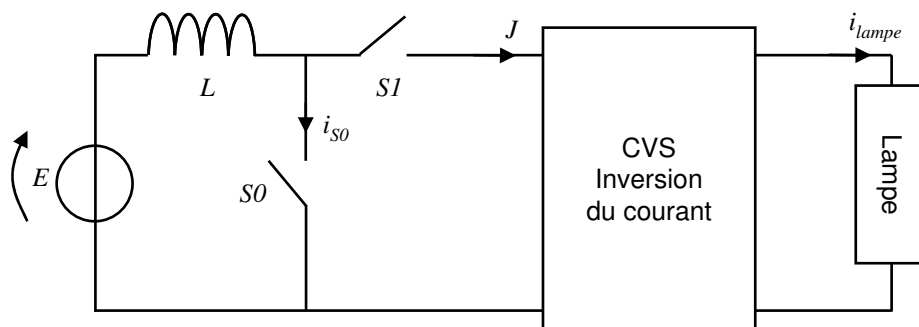


Figure 3.10 Schéma de base de l'alimentation en courant. Un hacheur survolteur en régime de démagnétisation complète est en cascade avec l'inverseur de courant

Avec ce type d'alimentation, en régime de démagnétisation complète, nous obtenons une forme d'onde pour le courant unidirectionnel J qui se rapproche de la forme d'onde idéale, comme le montre la figure 3.11.

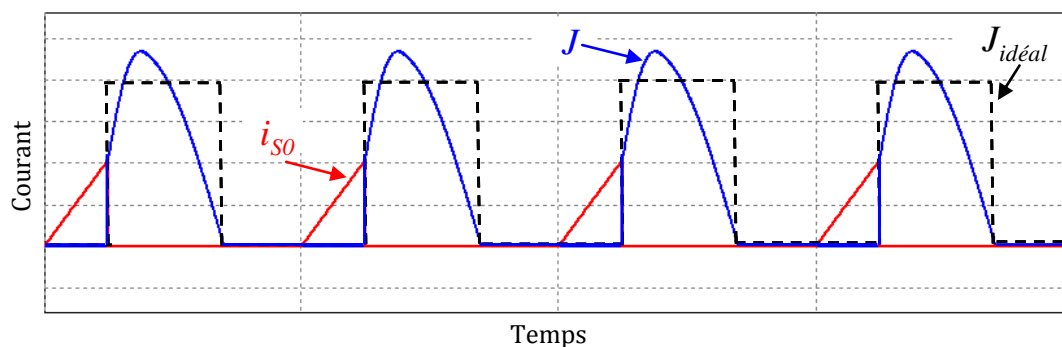


Figure 3.11 Courant unidirectionnel obtenue avec le convertisseur proposé, en forme de train d'impulsions

Le contrôle de l'énergie se fait pendant que **S0** est à l'état passant, séquence dorénavant appelée « phase de charge ». Le circuit équivalent est affiché dans la figure 3.12. L'équation qui décrit le comportement linéaire du courant dans l'inductance, pendant cette phase, est la suivante:

$$I_{0p} = \frac{E}{L} \cdot t_{ch} \quad (3.1)$$

t_{ch} est le temps employé pour faire croître, de 0 jusqu'à I_{0p} , le courant dans l'inductance.

A la fin de cette séquence, l'énergie stockée dans l'inductance est égale à :

$$Energie_{@t_{ch}} = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_{0p}^2 \quad (3.2)$$

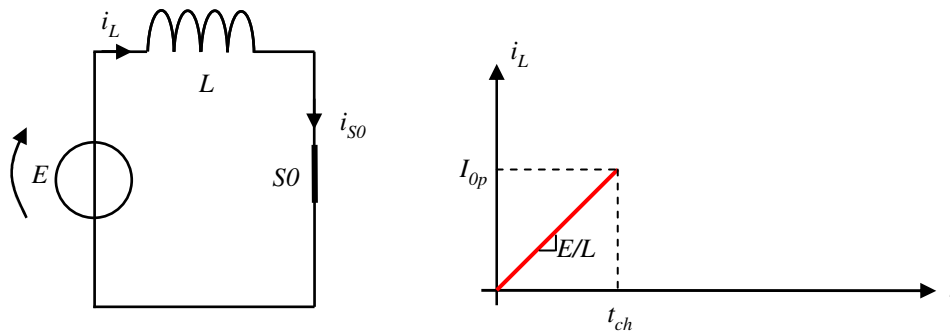


Figure 3.12 Circuit équivalent de l'alimentation en courant pendant la phase de charge

Une fois que l'on arrive à la valeur d'énergie désirée, on passe à la phase de décharge, en bloquant **S0** au même moment où l'on amorce **S1** (**S0** et **S1** forment une cellule) avec **K1** passant ; le raisonnement développé ici est basé sur l'utilisation d'interrupteurs **S0** et **S1** fonctionnels, dont la synthèse sera effectuée plus loin. Ainsi, le circuit équivalent devient celui présenté sur la figure 3.13.

Dans cette séquence, apparaît le circuit résonant, formé de l'inductance de charge **L** et de la lampe, qui présente un caractère capacitif (capacité égale à C_{diel} une fois que le claquage s'est produit).

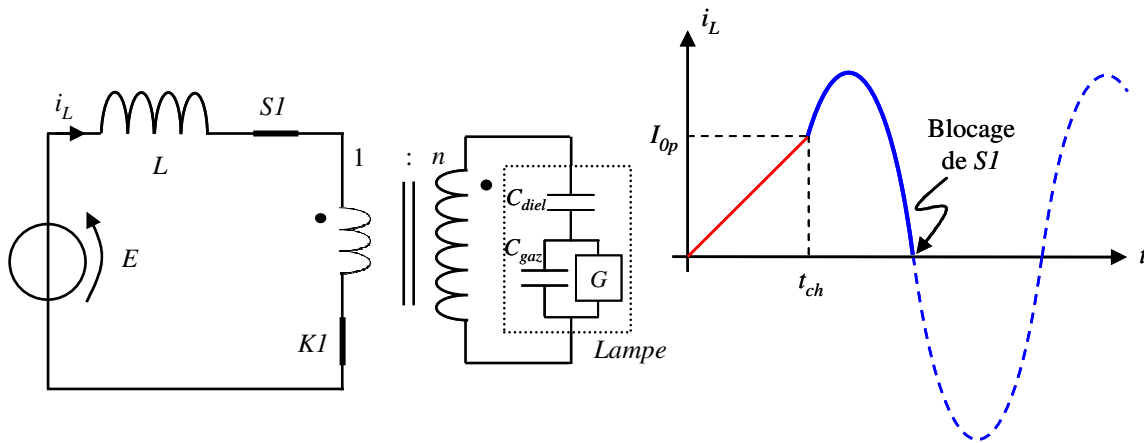


Figure 3.13 Circuit équivalent de l'alimentation en courant pendant la phase de décharge

Dans cette séquence, le courant dans l'inductance présente donc une forme d'onde sinusoïdale, avec une valeur initiale égale à I_{0p} . Les conditions pour déterminer si le courant croît ou décroît en suivant cette sinusoïde, seront exposées plus tard, dans l'étude avec le plan de phase.

Au moment du passage par zéro du courant, l'interrupteur **SI** est bloqué (commutation douce), terminant ainsi la phase de décharge. On maintient **SO** à l'état bloqué pendant le temps de relaxation souhaité.

Pour compléter une période entière, il est nécessaire de réaliser un autre cycle de charge et décharge ; en revanche, cette fois **KI'** est à l'état passant. De cette façon, le courant circule dans le sens négatif dans la lampe.

Les quatre cycles complets (en négligeant la séquence où tous les interrupteurs sont ouverts), sont illustrés dans la figure 3.14. Désormais, nous ramenons tous les composants de l'alimentation au secondaire du transformateur et nous utilisons le modèle simplifié de la lampe, afin de faciliter la représentation schématique et l'étude analytique.

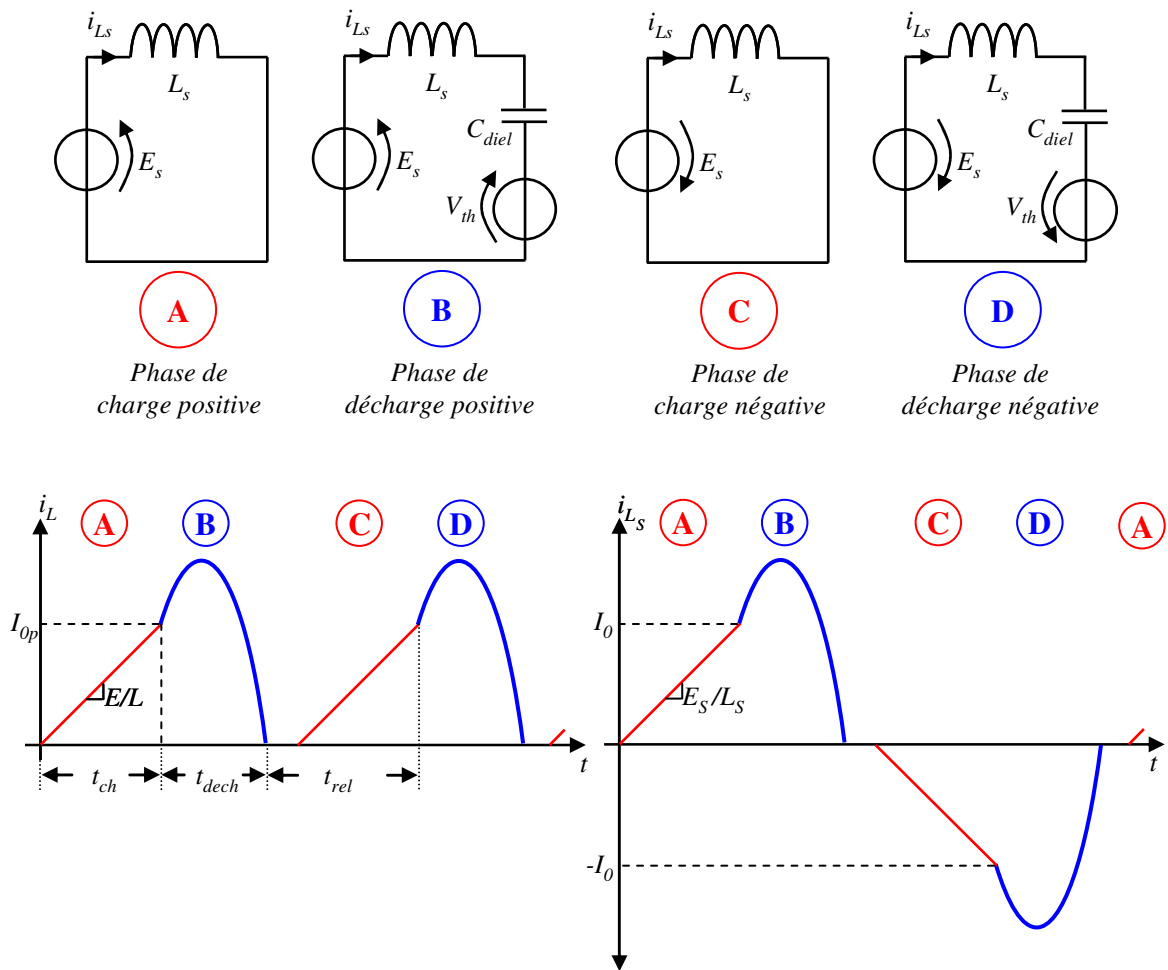


Figure 3.14 Les quatre séquences de charge et décharge correspondantes à l'alimentation en courant

Il faut noter que le courant circulant par la lampe comporte uniquement les parties sinusoïdales du courant, dans l'inductance ramenée au secondaire L_s (séquences B et D).

Les transformations équivalentes utilisées pour représenter le circuit sont :

$$E_s = n \cdot E \quad (3.3)$$

$$L_s = n^2 \cdot L \quad (3.4)$$

$$I_0 = \frac{I_{0p}}{n} \quad (3.5)$$

La synthèse des interrupteurs dans la source de courant, s'effectue de façon semblable à celle du pont en H, avec les formes d'onde pour la tension et le courant, présentées à la figure 3.15.

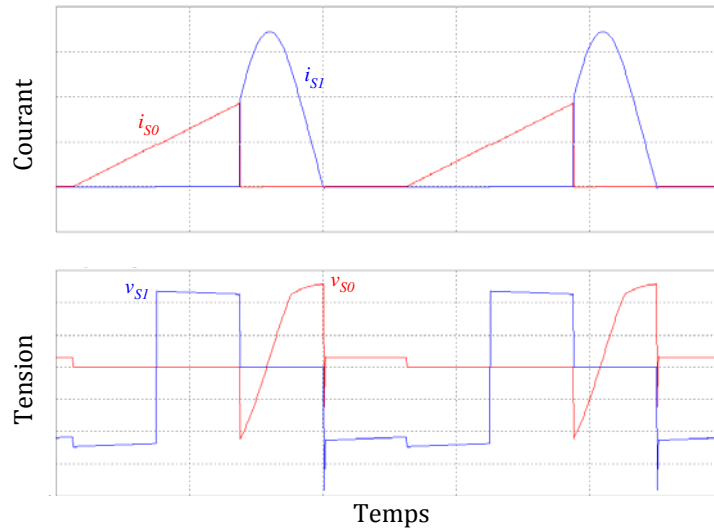


Figure 3.15 Formes d'onde de tension et courant pour les deux interrupteurs de la source unidirectionnelle de courant dans l'alimentation en courant

Pour les deux interrupteurs de la source de courant unidirectionnelle :

- la caractéristique statique est unidirectionnelle en courant et bidirectionnelle en tension,
- l'amorçage est commandé et le blocage spontané.

Ces propriétés permettent de conclure que ces interrupteurs sont à nouveau du type thyristor (haute fréquence).

Nous pouvons réduire encore le nombre d'interrupteurs, car **S1** est en série avec **K1** pendant les phases positives et avec **K1'** durant les phases négatives.

En conséquence, la structure expérimentale de l'alimentation en courant, présentée sur la figure 3.16, comporte seulement trois interrupteurs, tous du type thyristor de synthèse. Les interrupteurs sont associés dans une structure à cathode commune, ce qui facilite la réalisation de la commande.

Remarque : Dans cette configuration, l'abandon d'un degré de liberté (la phase de charge) avec la suppression de l'interrupteur **S0**, nous amène à une alimentation purement résonante, comme celle développée en [3.5].

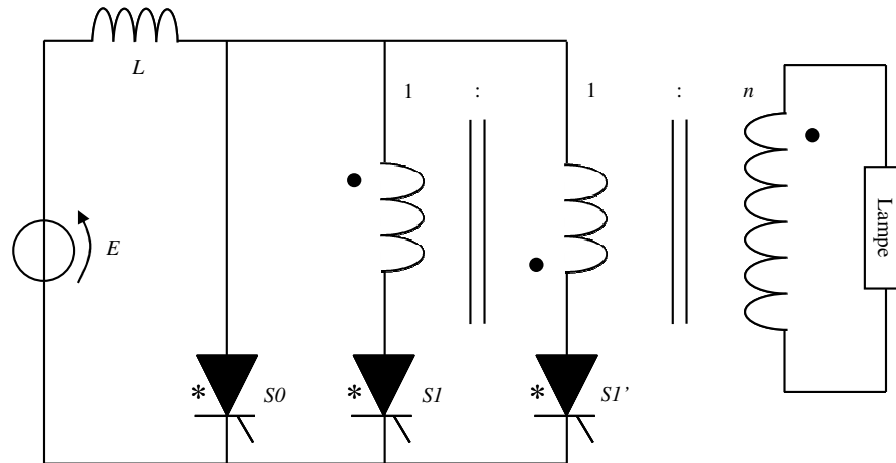


Figure 3.16 Configuration expérimentale de l'alimentation en courant

3.7. Etude dans le plan de phase

Pour certaines valeurs des variables de l'alimentation, nous avons remarqué, en simulation, que le système devient instable, comme le montre la figure 3.17.

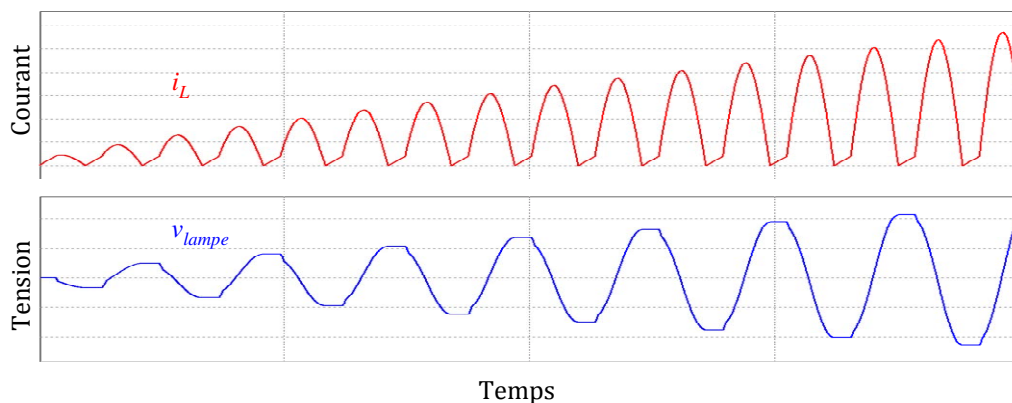


Figure 3.17 Instabilité du système trouvée pendant la simulation de l'alimentation en courant

Pour connaître la source des instabilités et pour mieux comprendre le fonctionnement du convertisseur, nous utilisons la méthode du plan de phase, vu la simplicité qu'elle apporte pour l'étude de la séquence résonante de décharge [3.2], [3.3], [3.4].

Cette étude nous permet de trouver les valeurs théoriques de tension et du courant dans le convertisseur (i.e. tension et courant maximum), et de déterminer si le courant commence à croître ou à décroître à partir du courant initial I_0 (séquences B et D).

Dans cette étude nous faisons plusieurs approximations :

- utilisation du modèle simplifié de la lampe,

- nous supposons que le courant du gaz est égal au courant dans la lampe, pendant toute la phase de décharge.

Ces considérations nous permettent d'obtenir une estimation initiale des valeurs réelles du système. Pour obtenir des données plus précises, nous proposons dans le prochain chapitre, une méthode pour dimensionner précisément le convertisseur, qui utilise le modèle complet (identifié) de la lampe.

Les quatre phases (grandeurs ramenées au secondaire du transformateur) à étudier sont celles présentées à la figure 3.14 :

- pendant les phases **A** et **C**, **S0** est passant,
- pendant la phase **B**, **S1** est passant,
- pendant la phase **D**, **S1'** est passant.

3.7.1. Normalisation

Comme nous l'avons remarqué précédemment ; les séquences **A** et **C**, décrivant une montée linéaire du courant, demandent une analyse triviale ; en revanche, la phase **B** comporte un circuit de deuxième ordre, représenté par les équations (3.6) et (3.7) ; de même, la phase **D** est décrite par (3.6) et (3.8).

$$C_{diel} \frac{dv_{c_{diel}}}{dt} = i_{L_s} \quad (3.6)$$

$$L_s \frac{di_{L_s}}{dt} = (E_s - V_{th}) - v_{c_{diel}} \quad (3.7)$$

$$L_s \frac{di_{L_s}}{dt} = (V_{th} - E_s) - v_{c_{diel}} \quad (3.8)$$

Nous utilisons les relations de normalisation suivantes, qui nous permettent de décrire les trajectoires de décharge, sinusoïdales dans le temps, de manière circulaire dans le plan de phase, par unité de valeur (en p.u.). Si le lecteur est familiarisé avec ce type d'analyse, nous lui proposons de passer à la section 3.7.2.

$$x = \frac{v}{V_N} \quad (3.9)$$

Cette première relation transforme une variable de tension quelconque, en variable de tension normalisée. La constante V_N est choisie arbitrairement, de façon à travailler avec des valeurs sans dimensions et proches de l'unité.

$$y = \frac{i}{V_N} \cdot R_0 \quad (3.10)$$

Cette seconde transformation transforme une variable de courant quelconque en variable de courant normalisée ; R_0 , est la résistance propre du système résonant (c'est-à-dire la moitié de la résistance critique, définie par un coefficient d'amortissement de 1) :

$$R_0 = \sqrt{\frac{L_s}{C_{diel}}} \quad (3.11)$$

Nous définissons aussi la pulsation propre du système résonant, ou pulsation de résonance comme :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s \cdot C_{diel}}} \quad (3.12)$$

Maintenant, nous pouvons réécrire pour la phase de décharge positive, les équations (3.6) et (3.7), de la façon suivante :

$$\frac{1}{\omega_0} \frac{dX}{dt} = Y \quad (3.13)$$

$$\frac{1}{\omega_0} \frac{dY}{dt} = (X_s - X_{th}) - X \quad (3.14)$$

X , X_s , X_{th} et Y sont les variables normalisées correspondantes à v_{Cdiel} , E_s , V_{th} et i_{Ls} , respectivement ; en combinant ces deux équations, nous pouvons arriver à l'équation différentielle du deuxième ordre :

$$\frac{d^2 X}{dt^2} + \omega_0^2 \cdot X - \omega_0^2 \cdot (X_s - X_{th}) = 0 \quad (3.15)$$

La solution de cette équation est donnée par :

$$X(t) = R \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \theta) + \Delta \quad (3.16)$$

$$Y(t) = R \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \theta) \quad (3.17)$$

Avec :

$$R = \sqrt{[X_0 - (X_s - X_{th})]^2 + Y_0^2}, \quad (3.18)$$

$$\Delta = (X_s - X_{th}) \quad (3.19)$$

$$\theta = \arcsin\left(\frac{Y_0}{R}\right) \quad (3.20)$$

X_0 et Y_0 sont respectivement les conditions initiales pour la tension et le courant, pendant la phase de décharge ; c'est à dire que :

- Y_0 correspond au courant I_0 , auquel nous arrêtons la phase de charge de l'inductance L_s
- X_0 est la valeur la plus négative de la tension sur C_{diel} .

Si l'on fait la tracé dans le plan cartésien Y en fonction de X (plan de phase), nous obtenons un cercle de rayon R , centré en Δ

Pour la phase de décharge négative, nous obtenons un résultat similaire, avec la même valeur du rayon pour le cercle, sauf que son centre sera en :

$$-\Delta = (X_{th} - X_s) \quad (3.21)$$

Et

$$\theta = \arcsin\left(-\frac{Y_0}{R}\right) \quad (3.22)$$

3.7.2. Trajectoires de démarrage

Nous pouvons tracer le plan de phase, dès le démarrage de l'alimentation et suivre les trajectoires dessinées à la figure 3.18.

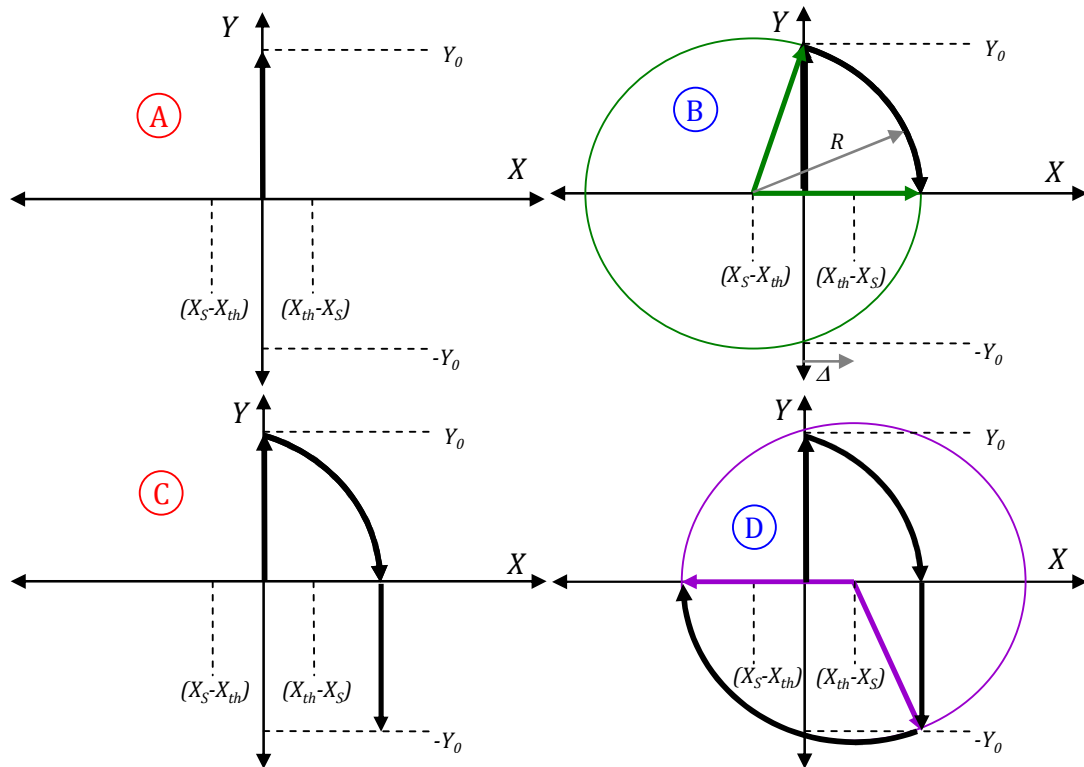


Figure 3.18 Les quatre premières phases de charge et décharge durant le démarrage du convertisseur

- La phase de charge positive, fait monter le courant dans l'inductance jusqu'à Y_0 , sans aucune conséquence sur la tension dans la capacité du diélectrique.
- La séquence de décharge positive, décrit une trajectoire circulaire, à partir du point final de la première trajectoire **A** ; le cercle est centré en $\Delta = X_s - X_{th}$. La trajectoire s'arrête quand le courant arrive à zéro.
- Le cycle de charge négative, fait descendre le point final de la phase **B**, à une valeur de courant égale à $-Y_0$.
- La séquence de décharge négative, trace le cercle centré en $-\Delta = X_{th} - X_s$, à partir du point final de la phase **C**, jusqu'à ce que le courant s'annule. Ensuite, nous recommençons avec la phase **A**, à partir du point final de la séquence **D**.

3.7.3. Stabilité de l'alimentation

La suite infinie de ces séquences nous donne, dans le cas d'une configuration stable, le comportement en régime permanent de l'alimentation, ainsi que la description transitoire pendant les cycles de démarrage. Trois exemples sont illustrés sur la figure 3.19, avec 25 cycles entiers tracés. Ici nous faisons varier uniquement, la tension continue E_s , en maintenant tous les éléments du circuit et la valeur de I_0 constants (la valeur de V_{th} est de 1800 V). Les valeurs

maximales en régime permanent, pour la tension et le courant sont affichées dans le tableau 3.1.

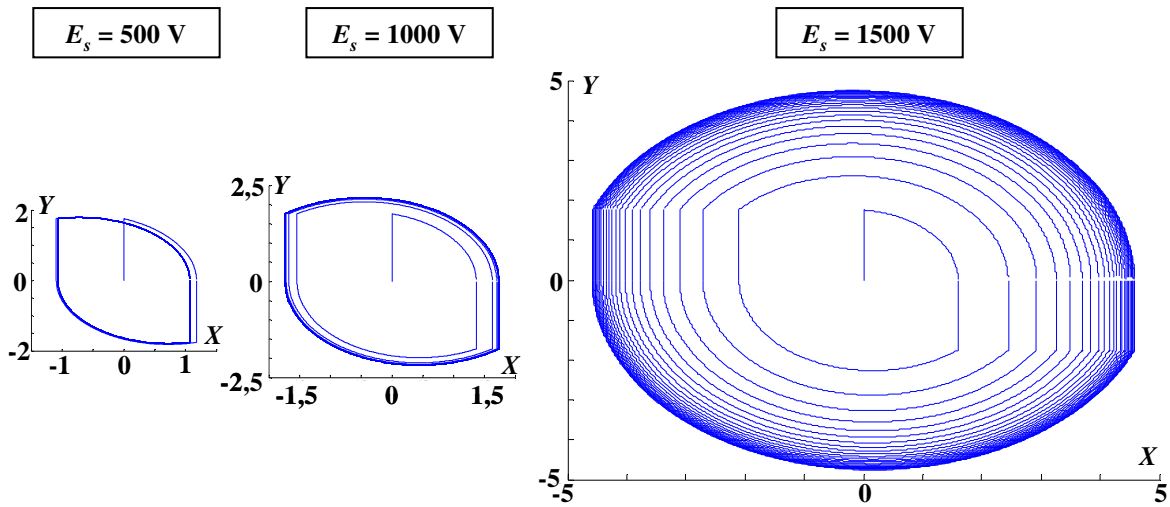


Figure 3.19 Exemple de l'utilité du plan de phase pour décrire les trajectoires de démarrage et régime permanent, dans un circuit où le seul élément à être modifié est l'amplitude de la tension d'entrée

Tableau 3.1. Valeurs maximales de la tension et du courant lampe, pour le cas de l'alimentation en courant, déterminées par l'intermédiaire du plan de phase, pour trois valeurs différentes de la tension d'entrée

$V_N = V_{th}$ (V)	I_o (mA)	L_s (mH)	C_{diel} (pF)	E_s (V)	$V_{lampeMAX}$ (V)	$I_{lampeMAX}$ (mA)
1800	200	10	40	500	5024	204
				1000	5724	248
				1500	10080	546

Cette méthode nous indique aussi si l'alimentation est instable ; ceci se produit quand les cercles décrivent une caractéristique divergente, comme dans la figure 3.20. Ici, nous conservons les mêmes valeurs des composants que pour les exemples précédents et nous avons continué d'augmenter E_s (25 cycles tracés).

Nous avons remarqué que système devient instable si la tension continue d'entrée, E_s (ramenée au secondaire), est supérieure ou égale à la tension de claquage en régime permanent V_{th} . (Cette condition sera retrouvée analytiquement dans la section suivante). Nous devons assurer alors que :

$$E_s < V_{th} \tag{3.23}$$

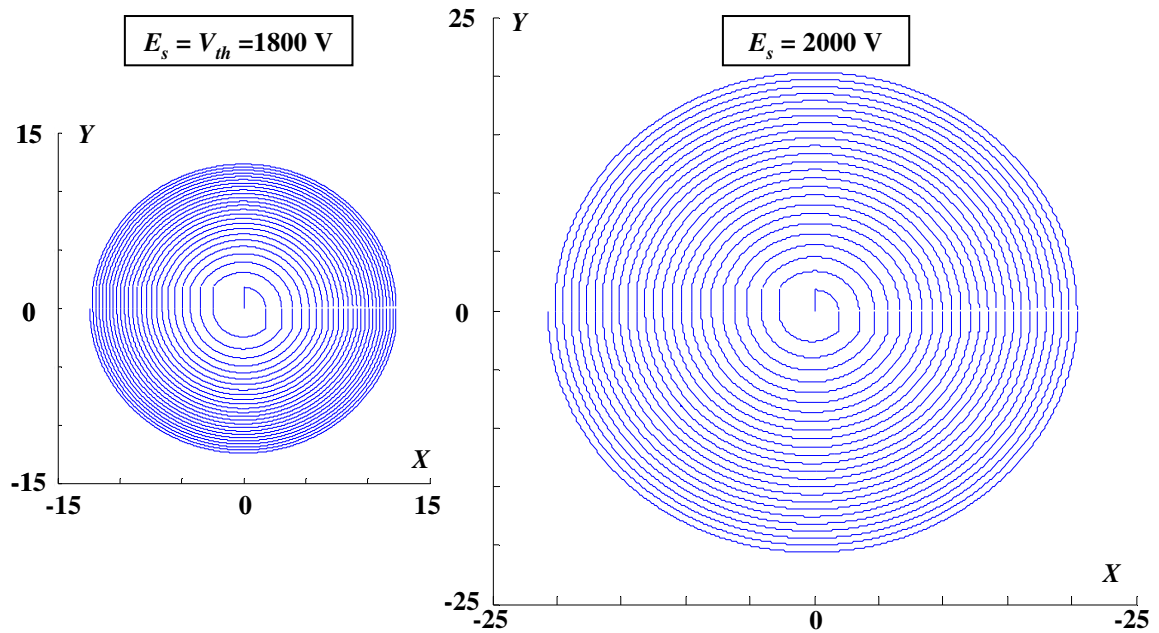


Figure 3.20 Exemples d'instabilité trouvés avec le plan de phase ; les trajectoires ont un comportement divergeant

3.7.4. Application au dimensionnement

Si cette condition de stabilité est satisfaite, nous pouvons décrire la trajectoire dans le plan de phase en régime permanent, comme l'indique la figure 3.21 (deux solutions possibles).

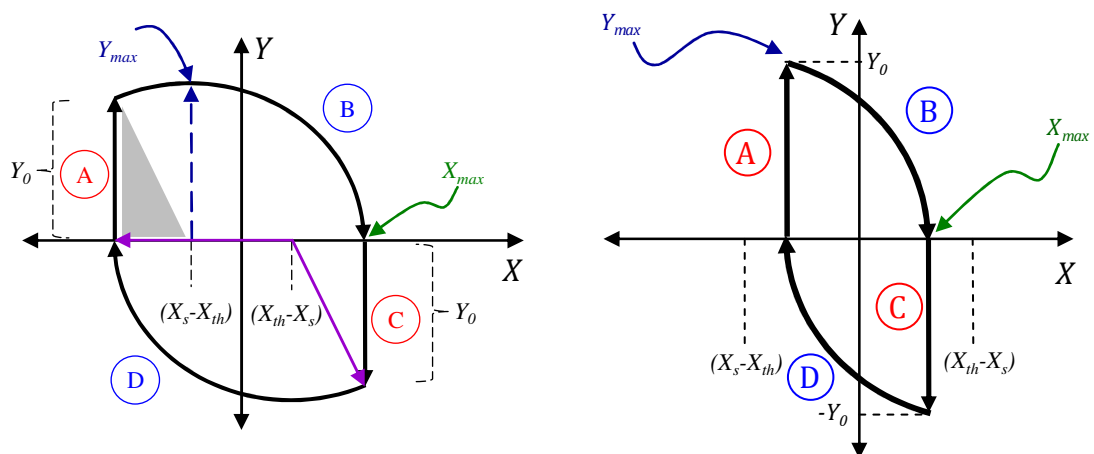


Figure 3.21 Deux trajectoires possibles du plan de phase en régime permanent pour l'alimentation en courant

Nous pouvons utiliser le triangle en grisé visible sur la trajectoire de gauche, pour exprimer la relation :

$$Y_0^2 + (X_{\max} - (X_{th} - X_s))^2 = (X_{\max} + (X_{th} - X_s))^2 \quad (3.24)$$

De cette équation, nous pouvons déduire :

$$X_{\max} = \frac{Y_0^2}{4 \cdot (X_{th} - X_s)} \quad (3.25)$$

Ainsi la tension maximale aux bornes du diélectrique est égale à :

$$\hat{V}_{c_{diel}} = \frac{L \cdot I_0^2}{4 \cdot C_{diel} \cdot (V_{th} - E_s)} \quad (3.26)$$

Et la tension maximale aux bornes de la lampe :

$$\hat{V}_{lampe} = \frac{L \cdot I_0^2}{4 \cdot C_{diel} \cdot (V_{th} - E_s)} + V_{th} \quad (3.27)$$

Le courant maximum dépend de la condition suivante :

$$Y_0 > 2 \cdot (X_{th} - X_s) \quad (3.28)$$

Si cette condition est satisfaite, la trajectoire de décharge commence avec la partie montante du cercle, comme le montre la partie gauche de la figure 3.21; ainsi :

$$Y_{\max} = X_{\max} + (X_{th} - X_s) \quad (3.29)$$

Dans le cas contraire, comme le montre la partie droite de la figure 3.21, le courant maximum de la lampe sera le courant fixé pendant la phase de charge :

$$Y_{\max} = Y_0 \quad (3.30)$$

Le temps de charge peut être calculé en réécrivant l'équation (3.1) de la façon suivante :

$$t_{ch} = \frac{L_s \cdot I_0}{E_s} \quad (3.31)$$

Quant au temps de décharge t_{dech} , nous le retrouvons en mesurant l'angle de parcours de la séquence \mathbf{B} , en sachant qu'un tour complet correspond à une période naturelle.

$$t_{dech} = \sqrt{L_s \cdot C_{diel}} \cdot \left[\pi - \arcsin \left(\frac{Y_0}{Y_{\max}} \right) \right] \quad (3.32)$$

si (3.28) est valable, sinon :

$$t_{dech} = \sqrt{L_s \cdot C_{diel}} \cdot \arcsin \left(\frac{Y_0}{X_{\max} + X_{th} - X_s} \right) \quad (3.33)$$

L'énergie fournie à la lampe pendant une phase de décharge, peut être calculée comme :

$$Energie = V_{th} \cdot \int_{T_0/2 - t_{dis}}^{T_0/2} I_{max} \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{T_0} t\right) dt \quad (3.34)$$

De cette façon, la puissance de la lampe vaut :

$$P_{lampe} = 2 \cdot f_{lampe} \cdot V_{th} \cdot I_{max} \sqrt{L_s \cdot C_{diel}} \cdot \left[\cos\left(\frac{t_{dis}}{\sqrt{L_s \cdot C_{diel}}}\right) + 1 \right] \quad (3.35)$$

Les contraintes électriques concernant les interrupteurs du convertisseur, sont :

- Pour l'interrupteur **S0** :

$$\hat{V}_{S0} = (X_{max} + X_{th}) \cdot \frac{V_N}{n} \quad (3.36)$$

$$\hat{I}_{S0} = I_0 \cdot n \quad (3.37)$$

- Pour les interrupteurs **S1** et **S1'**, le courant crête reste le même que pour l'inductance, et leur tension crête est doublée par rapport à l'interrupteur **S0**, à cause de la configuration à double primaire du transformateur :

$$\hat{V}_{S1,S1'} = 2 \cdot (X_{max} + X_{th}) \cdot \frac{V_N}{n} \quad (3.38)$$

$$\hat{I}_{S1,S1'} = Y_{max} \cdot \frac{V_N}{R_0} \cdot n \quad (3.39)$$

3.8. Alimentation en puissance

La deuxième configuration proposée, pour réaliser la source de courant unidirectionnelle en aval du pont, est conçue à partir d'un hacheur dévolteur-survolteur et est illustrée à la figure 3.22. Cette structure sera appelée à partir de maintenant « alimentation en puissance », pour des raisons détaillées plus loin.

La synthèse de cette structure s'effectue, de façon similaire à celle employée pour l'alimentation en courant.

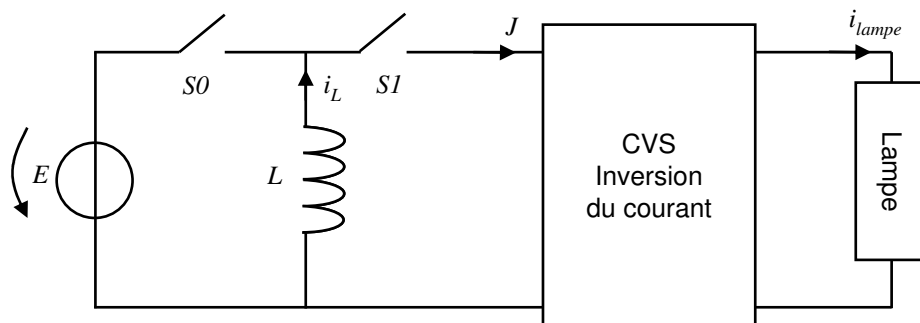


Figure 3.22 Schéma de principe de l'alimentation en puissance

Les séquences de charge et décharge, se font avec les mêmes interrupteurs que dans l'alimentation en courant ; elles sont présentées à la figure 3.23.

Les phases **A** et **C** assurent la charge de l'inductance à une certaine valeur de courant (I_{0p}). Les phases **B** et **D** sont les séquences de décharge positive et négative, respectivement : elles correspondent à un comportement résonant entre l'inductance et la capacité diélectrique de la lampe.

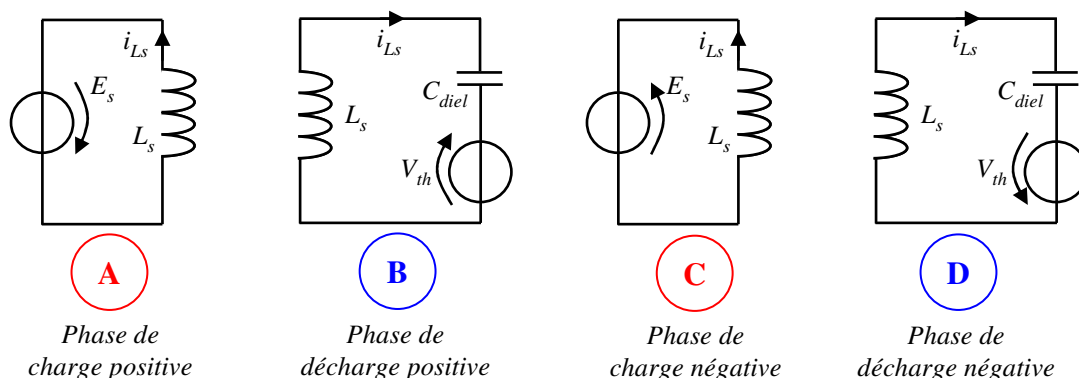


Figure 3.23 Séquences de charge et décharge de l'alimentation en puissance

Nous remarquons que pendant les phases de décharge, la source de tension continue, n'est pas présente ; en conséquence, l'énergie reçue par la lampe sera égale à l'énergie stockée dans l'inductance, pendant la phase de charge. Ceci implique que le contrôle de l'énergie et ainsi que celui de la puissance, se fait de façon directe avec le carré du courant I_{0p} . Pour ce motif, nous appelons cette configuration « Alimentation en puissance ».

Ici, la synthèse des interrupteurs donne deux modes de fonctionnement possibles. Le premier, avec deux composants de comportement thyristor (amorçage commandé, blocage naturel), comme le montre la figure 3.24.

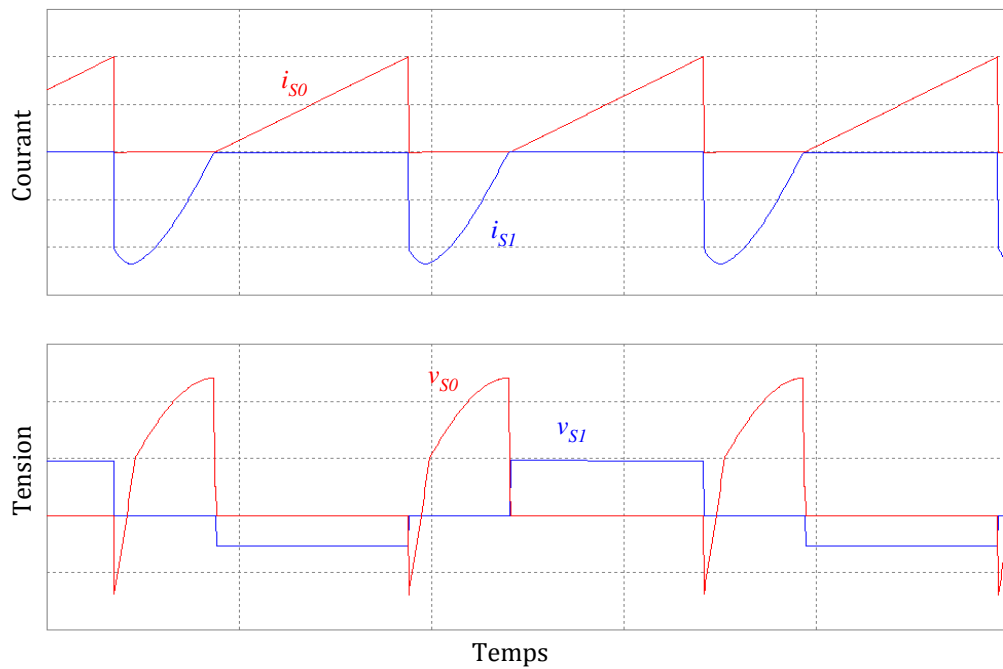


Figure 3.24 Formes d'onde de tension et courant pour les interrupteurs de la source unidirectionnelle de courant dans l'alimentation en puissance, utilisés pour faire la synthèse de ces interrupteurs

De la même façon que pour l'alimentation en courant, nous pouvons réduire le nombre d'interrupteurs à cause des interrupteurs en série ; ainsi, la structure expérimentale est présentée à la figure 3.25.

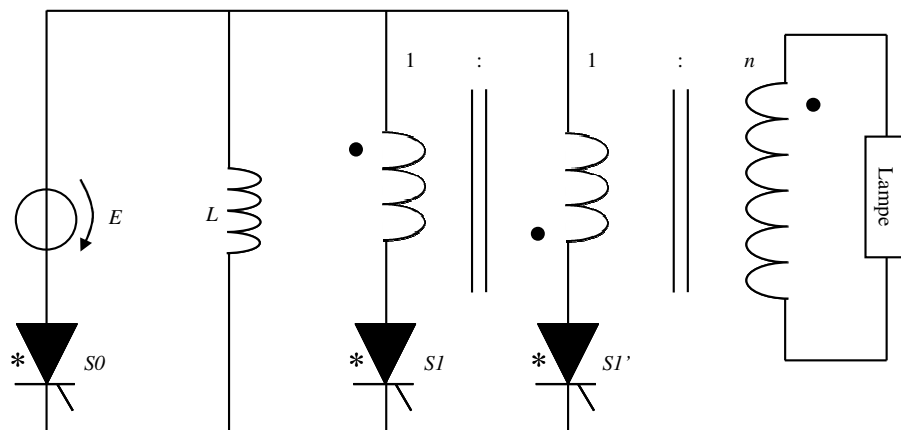


Figure 3.25 Configuration expérimentale de l'alimentation en puissance

Nous retrouvons une configuration avec trois thyristors à cathode commune ; en conséquence, nous pouvons utiliser dans la pratique, la même carte de puissance que pour l'alimentation en courant.

Pour maintenir le fonctionnement correspondant à cette configuration, il faut assurer que la tension continue, ramenée au secondaire E_s , soit plus petite que la tension maximale retournée par la lampe (convertisseur à fonctionnement survolteur).

Dans le cas contraire, nous passons à des formes d'onde qui donnent : pour $S0$, amorçage et blocage commandé (comportement transistor); pour $S1$, amorçage et blocage naturels (comportement diode). Par conséquent, la structure devient celle de la figure 3.26 (nous n'avons pas mis en œuvre cette configuration) :

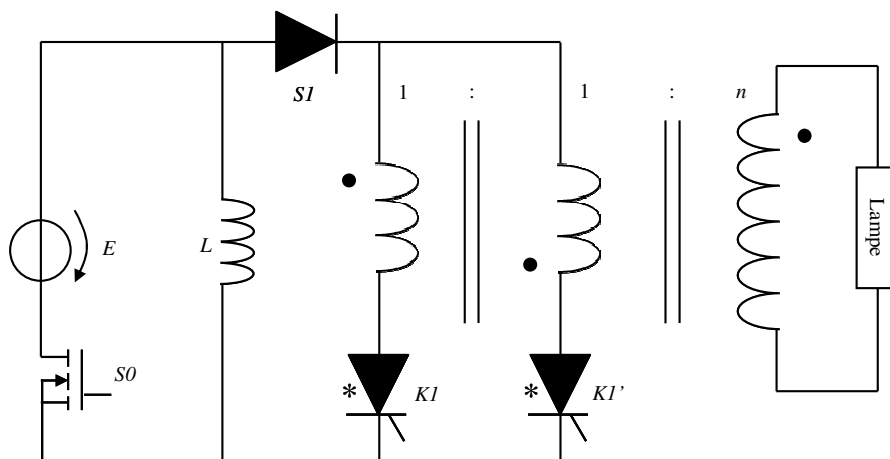


Figure 3.26 Configuration de l'alimentation en puissance pour E_s supérieure à la tension maximale de la lampe (non implémentée)

3.9. Etude dans le plan de phase pour l'alimentation en puissance

Pour l'alimentation en puissance, nous faisons les mêmes approximations que pour l'alimentation en courant, en considérant que la tension aux bornes du gaz est rectangulaire (modélisation simplifiée de la lampe) et en négligeant la différence entre le courant du gaz et le courant dans la lampe.

Les 4 premières phases du convertisseur, correspondantes aux schémas équivalents de la figure 3.23, suivent la même philosophie que celles de l'alimentation en courant, sauf que dans le plan de phase, les centres des cercles sont $-X_{th}$ pour la phase **B** et X_{th} pour la phase **D**, comme le montre la figure 3.27.

La description d'une période complète de fonctionnement, à partir des conditions initiales nulles, est la suivante :

- A. La phase de charge positive, fait croître le courant dans l'inductance jusqu'à Y_0 , avec une tension nulle aux bornes de la capacité du diélectrique.

- B. La séquence de décharge positive, décrit une trajectoire circulaire, à partir du point final de la première séquence ; le cercle est centré en $-X_{th}$. La trajectoire s'arrête quand le courant arrive à zéro.
- C. Le cycle de charge négative, fait descendre le point final de la phase **B** à $-Y_0$ en courant.
- D. La séquence de décharge négative, trace le cercle, centré en X_{th} , à partir du point final de la phase **C**, jusqu'à que le courant s'annule.

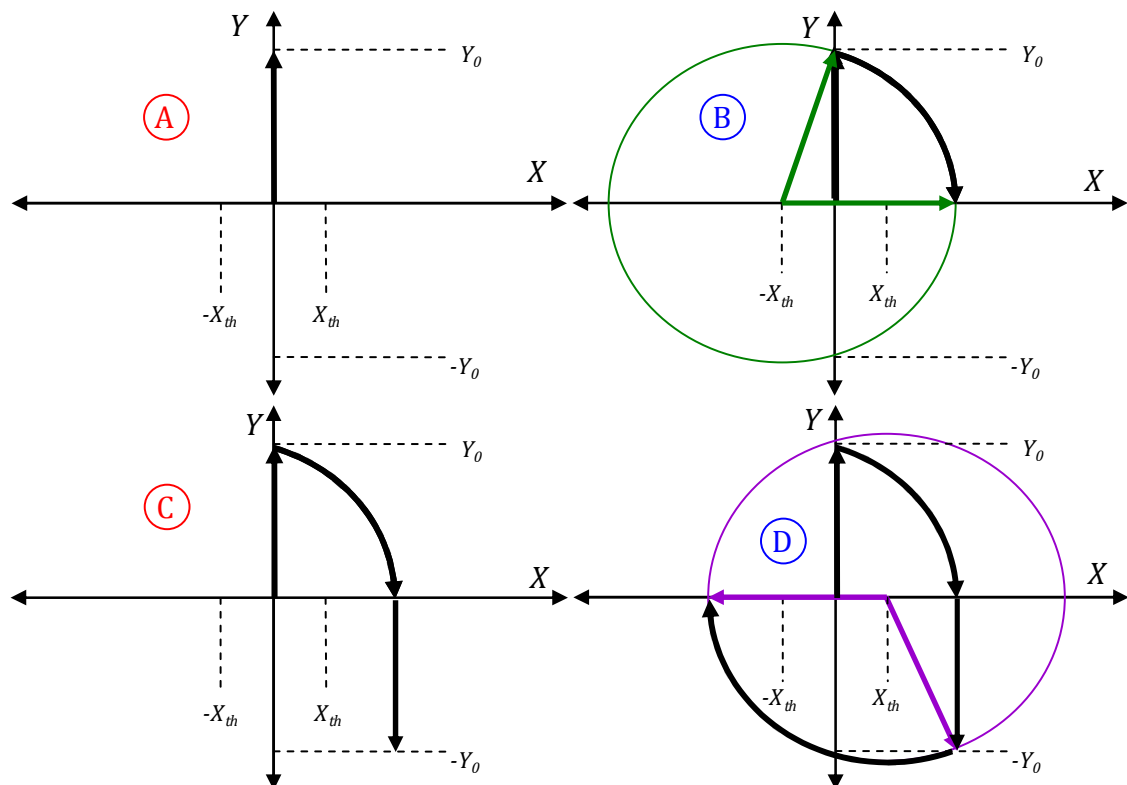


Figure 3.27 Les quatre premières phases de charge et décharge durant le démarrage de l'alimentation en puissance

3.9.1. Etude de la stabilité

A la différence de l'alimentation en courant, l'alimentation en puissance est toujours stable, quelle que soit la valeur de la tension continue en entrée. Nous observons dans les tracés du plan de phase sur la figure 3.28, correspondants aux 25 périodes après le démarrage, que le régime permanent est atteint. Ici nous faisons varier le courant initial de la phase de décharge I_0 . La variation de la tension d'entrée E_s n'a aucune conséquence sur la stabilité des trajectoires.

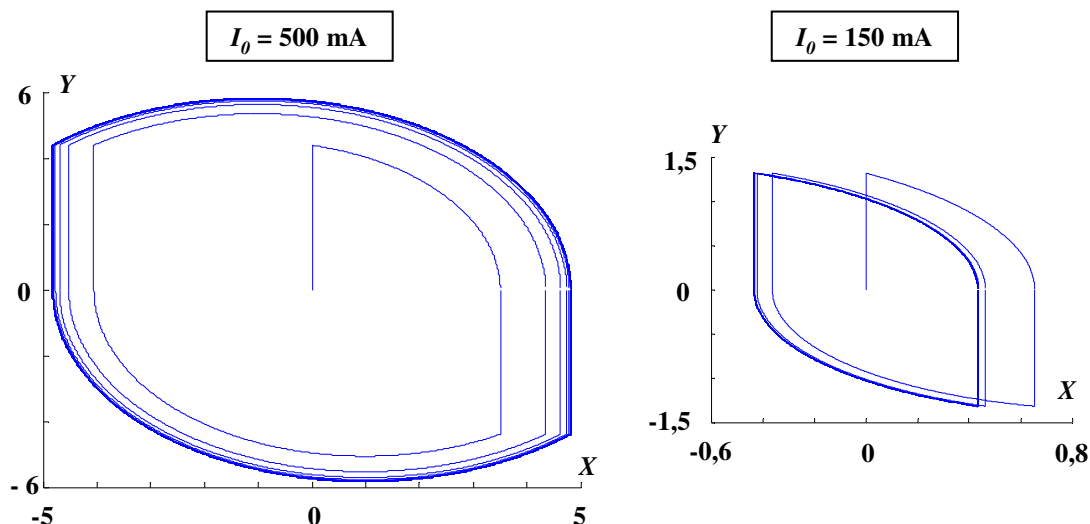


Figure 3.28 Trajectoires dans le plan de phase pour l'alimentation en puissance. Le régime établi est toujours retrouvé

3.9.2. Application au dimensionnement

Nous résumons les deux trajectoires possibles en régime établi, sur la figure 3.29.

Le cas de droite correspond à la condition où le courant maximum de l'inductance (ramenée au secondaire) est égal à I_0 .

Le cas de gauche répond à la situation où le courant dans la lampe commence dans la séquence **B** par une partie montante de la sinusoïdale.

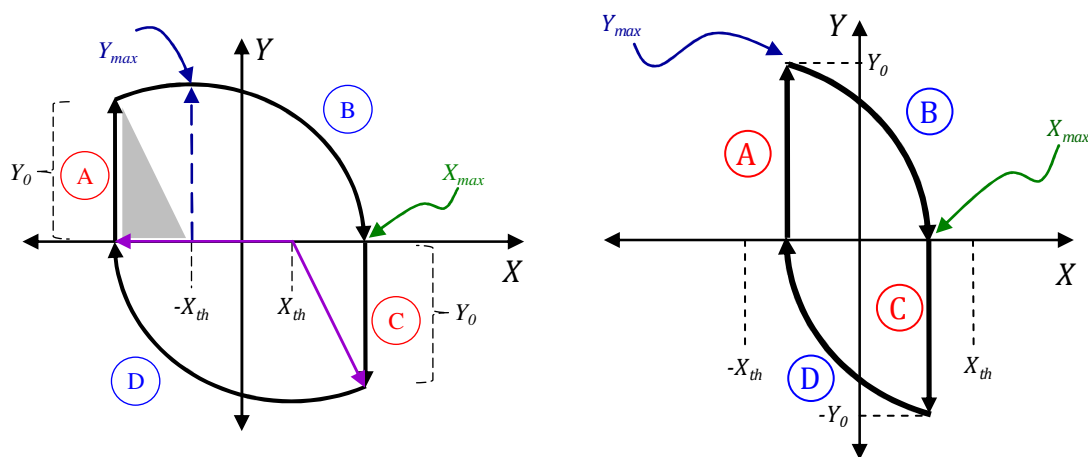


Figure 3.29 Deux trajectoires possibles du plan de phase en régime permanent pour l'alimentation en puissance

A l'aide de ces constructions, nous retrouvons les valeurs maximales de tension et courant, en fonction des paramètres de l'alimentation. Nous prenons d'abord l'équation du triangle grisé (trajectoire de gauche) :

$$Y_0^2 + (X_{th} - X_{max})^2 = (X_{max} + X_{th})^2 \quad (3.40)$$

Nous retrouvons la tension maximale aux bornes de la capacité diélectrique :

$$X_{max} = \frac{Y_0^2}{4 \cdot X_{th}} \quad (3.41)$$

Ainsi :

$$\hat{V}_{c_{diel}} = \frac{L \cdot I_0^2}{4 \cdot C_{diel} \cdot V_{th}} \quad (3.42)$$

La tension maximale aux bornes de la lampe est égale à :

$$\hat{V}_{lampe} = \frac{L \cdot I_0^2}{4 \cdot C_{diel} \cdot V_{th}} + V_{th} \quad (3.43)$$

La condition suivante permet de distinguer lequel des cas de la figure 3.29 nous concerne :

$$Y_0 > 2 \cdot X_{th} \quad (3.44)$$

Si elle est vraie (partie gauche de la figure 3.29) :

$$Y_{max} = X_{max} + X_{th} \quad (3.45)$$

Sinon (partie droite de la figure 3.29) :

$$Y_{max} = Y_0 \quad (3.46)$$

Le temps de décharge peut être calculé avec (3.32), si (3.44) est vérifiée ; dans le cas contraire :

$$t_{dech} = \sqrt{L_s \cdot C_{diel}} \cdot \arcsin\left(\frac{Y_0}{X_{max} + X_{th}}\right) \quad (3.47)$$

L'énergie envoyée dans la lampe pendant un cycle de décharge sera égale à :

$$Energie = \frac{1}{2} \cdot L_s \cdot I_0^2 \quad (3.48)$$

De cette façon, la puissance fournie à la lampe peut être écrite, de façon beaucoup plus simple que dans le cas de l'alimentation en courant :

$$P_{lamp} = 2 \cdot f_{lamp} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot L_s \cdot I_0^2 \right) \quad (3.49)$$

Les contraintes électriques, subies par les interrupteurs du convertisseur, seront :

- Pour l'interrupteur **S0** :

$$\hat{V}_{S0} = (X_{max} + X_{th} + X_s) \cdot \frac{V_N}{n} \quad (3.50)$$

$$\hat{I}_{S0} = I_0 \cdot n \quad (3.51)$$

- Pour les interrupteurs **S1** et **S1'** :

$$\hat{V}_{S1,S1'} = 2 \cdot (X_{max} + X_{th}) \cdot \frac{V_N}{n} \quad (3.52)$$

$$\hat{I}_{S1,S1'} = Y_{max} \cdot \frac{V_N}{R_0} \cdot n \quad (3.53)$$

Le développement théorique effectué pour les deux types de convertisseurs, dans le chapitre actuel, sert à effectuer le dimensionnement initial de l'alimentation, et à initialiser l'outil de calcul itératif, grâce auquel nous calculons les paramètres précis.

Cette procédure utilisera le modèle identifié complet de la lampe ; elle est détaillée dans le chapitre suivant.

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une approche argumentée, pour alimenter une DBD et plus particulièrement une excilampe ; elle consiste fondamentalement à contrôler le courant dans la décharge, au lieu d'imposer la tension du dispositif et à obtenir un contrôle précis des caractéristiques de ce courant : fréquence, amplitude, durée de décharge et durée de relaxation.

Cette technique permet d'obtenir un meilleur contrôle, par rapport à une alimentation en tension, de la puissance délivrée à la lampe ; elle permet de définir la quantité d'énergie envoyée à chaque demi période.

Nous avons proposé deux convertisseurs possibles pour alimenter la lampe, le premier appelé « Alimentation en courant » et le deuxième « Alimentation en puissance ».

L'étude dans le plan de phase, effectuée pour chacune de ces deux structures, nous permet :

- de comprendre et décrire le fonctionnement périodique des architectures,
- de calculer dès la phase de conception la puissance transmise à la lampe,
- de connaître les contraintes sur les composants des convertisseurs,
- d'exprimer les conditions de stabilité pour l'alimentation en courant.

Nous avons aussi brièvement présenté un composant essentiel pour l'alimentation : le thyristor haute fréquence de synthèse, qui pourrait également trouver d'autres applications que l'alimentation des DBD, pourvu qu'elles soient à basse puissance et haute fréquence.

Bibliographie

- [3.1] N. MOHAN, T.M. UNDELAND, W.P. ROBBINS. « *Power Electronic, Converters Applications and Design* ». John Wiley and Sons, second edition 1995, New York, U.S.A.
- [3.2] Y. CHERON. « *La commutation douce dans la conversion statique de l'énergie électrique* ». Lavoisier FRANCE, avril 1989
- [3.3] R. ORUGANTI, F.C. LEE. « *Resonant Power Processors, Part I – State Plane Analysis* ». IEEE Transactions on industry applications, Vol. IA-21, No. 6, 1985
- [3.4] C.Q. LEE, K. SIRI. « *Analysis and Design of Series Resonant Coverter by State Plane Diagram* ». IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-22, No. 6, pp 757 – 763, 1986
- [3.5] J.M. ALONSO, J. CARDESIN, J.A. MARTIN-RAMOS, J. GARCIA, M. RICO-SECADES. « *Using Current-Fed Parallel-Resonant Inverters for Electro-Discharge Applications: A Case of Study* ». IEEE-APEC, pp. 109-115 Vol.1, 2004

Ce chapitre est dédié à la présentation des réalisations expérimentales et des solutions et méthodes spécifiques dont elles ont nécessité le développement, concernant les alimentations de lampes DBD.

Nous présentons dans un premier temps, la réalisation du thyristor haute fréquence. Nous exposons sa philosophie de fonctionnement, ainsi que son implémentation initiale ; nous signalons les inconvénients rencontrés et les solutions apportées. Nous présentons également la configuration définitive avec ses améliorations et ses fonctionnalités supplémentaires, comme le système d'auto-alimentation.

Dans la deuxième partie, nous présentons le dimensionnement des deux structures : alimentation en courant et alimentation en puissance. Ici, un algorithme a été conçu, afin de déterminer automatiquement les valeurs des composants du convertisseur pour un cahier de charges donné.

Ensuite, nous traitons d'un point critique dans la réalisation de ces convertisseurs : le transformateur haute tension. Nous montrons les différentes difficultés rencontrées au cours de sa réalisation et de sa mise en œuvre, la structure expérimentale adoptée et les points clés sur lesquels il faudrait apporter des améliorations dans le futur.

Finalement, nous présentons les résultats expérimentaux pour les deux types de convertisseur, validant dans la pratique le principe de fonctionnement proposé dans cette thèse : le contrôle de la puissance électrique injectée dans la décharge.

Ce contrôle de la puissance électrique sera traduit ultérieurement, dans une approche orientée vers le procédé (la production du rayonnement UV), en tant que contrôle de la puissance lumineuse ; ce point sera traité dans le chapitre suivant.

4.1. Thyristor rapide

Dans le chapitre précédent, nous avons synthétisé les semi-conducteurs des structures de puissance proposées et fait apparaître le besoin d'interrupteurs de puissance dotés d'une caractéristique de type thyristor. Etant donné qu'actuellement (2008), nous ne pouvons pas trouver dans le commerce de thyristors qui puissent commuter aux fréquences requises par notre dispositif (de l'ordre de la centaine de kHz), il a fallu construire un thyristor synthétisé avec des éléments semi-conducteurs rapides.

L'idée générale du « thyristor rapide », repose sur un transistor en série avec une diode rapide. Nous avons choisi un MOSFET, car il est plus rapide que les bipolaires ou les IGBTs et parce que les valeurs de courant au primaire nous le permettent (typiquement moins de 5 A). Nous devons placer aussi un circuit de contrôle, pour piloter la grille du MOSFET.

Un diagramme initial du thyristor rapide, est illustré dans la figure 4.1, où nous pouvons apercevoir dans le circuit de contrôle, un comparateur et une bascule Set-Reset ; le comparateur maintient la bascule à son état bas en sortie, pour les valeurs négatives de tension anode-cathode, ne permettant pas d'amorcer la structure dans cette condition.

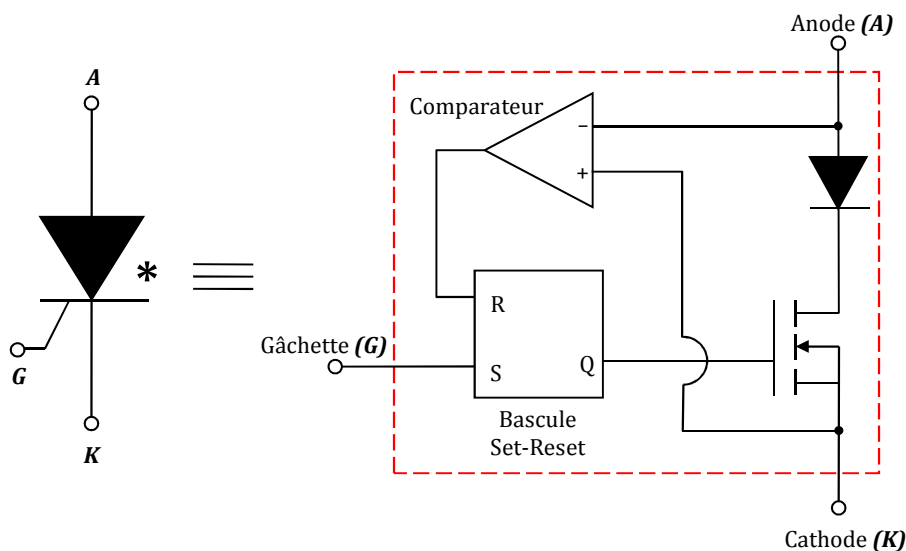


Figure 4.1 Diagramme de base du thyristor rapide. Le circuit de contrôle, de la grille du MOSFET, est implémenté ici, avec un comparateur et une bascule Set-Reset

La séquence d'amorçage commandé de cette structure, est la suivante : avec une tension anode-cathode positive (la sortie du comparateur est à l'état bas), si un signal de gâchette est reçu, la sortie de la bascule change à l'état haut, activant ainsi le MOSFET ; ensuite, la diode rentre en conduction de manière spontanée, permettant le passage de courant de l'anode vers la cathode.

Pour la séquence de blocage spontané : si le courant entre l'anode et la cathode devient nul, la diode se bloque naturellement et la tension anode-cathode devient négative ; ceci provoque un changement en sortie du comparateur vers l'état haut, qui réinitialise la bascule (sa sortie vers l'état bas) et bloque le MOSFET jusqu'au prochain ordre d'amorçage.

Les caractéristiques recherchées dans ce dispositif, qui permettent de remplir les besoins des convertisseurs présentés dans cette thèse, sont les suivantes :

Tableau 4.1. Cahier des charges du thyristor rapide

<i>Tenue en tension</i>	<i>Courant efficace</i>	<i>Courant crête</i>	<i>Fréquence de fonctionnement</i>	<i>Temps de blocage (maintien de tension inverse)</i>
1000 V	3 A	5 A	400 kHz	1 μ s

4.1.1. Configuration initiale

Dans la réalisation pratique de cet interrupteur, nous rencontrons plusieurs obstacles liés principalement au comparateur, car les niveaux de tension entre l'anode et la cathode (de l'ordre de la centaine de volts) sont très élevés pour les circuits intégrés disponibles dans le commerce. Pour remédier à cet inconvénient, nous avons utilisé, la structure montrée sur la figure 4.2, avec un circuit d'adaptation de niveau, composé par : R_1 , R_2 , D_2 et la diode Zener.

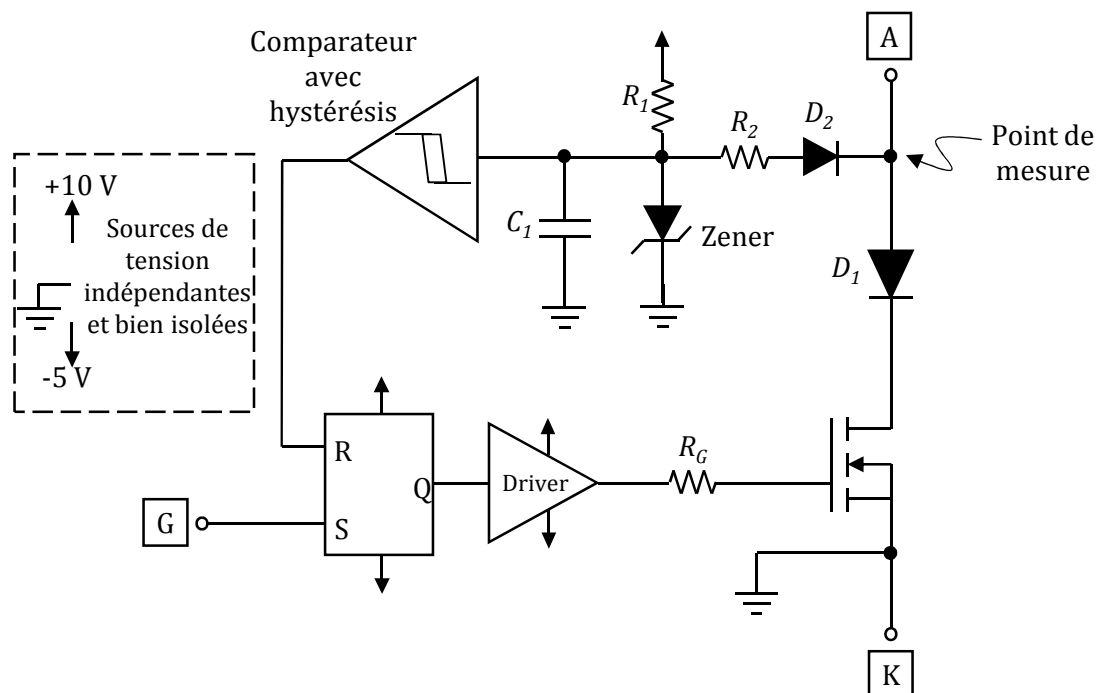


Figure 4.2 Configuration initiale du thyristor haute fréquence, en utilisant un MOSFET en série avec une diode et un circuit de contrôle

La résistance R_1 polarise la Zener en direct et assure un niveau de tension positif en entrée du comparateur, pendant que le thyristor conduit. Au moment du blocage spontané de D_1 , la tension de l'anode devient négative ; à ce moment, D_2 rentre en conduction et polarise la Zener en inverse à travers la résistance de puissance R_2 , ce qui fait changer la sortie du comparateur, et subséquemment bloque le MOSFET.

L'inconvénient avec cette configuration, outre la consommation de puissance dans la résistance R_2 , est la propagation des variations de la tension à l'anode (dv/dt), qui sont très importantes, vers l'entrée du comparateur ; ce fait est principalement dû au couplage capacitif occasionné par la diode D_2 qui peut générer un blocage indésirable de la structure.

Ce problème se produit notamment au moment de l'amorçage du thyristor : la tension qui était à une valeur élevée (environ 500 V) pendant que l'interrupteur était bloqué, retombe à une valeur presque nulle dans l'espace de quelques nanosecondes. Cette variation de tension passe en entrée du comparateur, génère une tension négative, qui réinitialise la bascule et conduit au blocage indésirable du MOSFET. La figure 4.3 illustre cet effet importun.

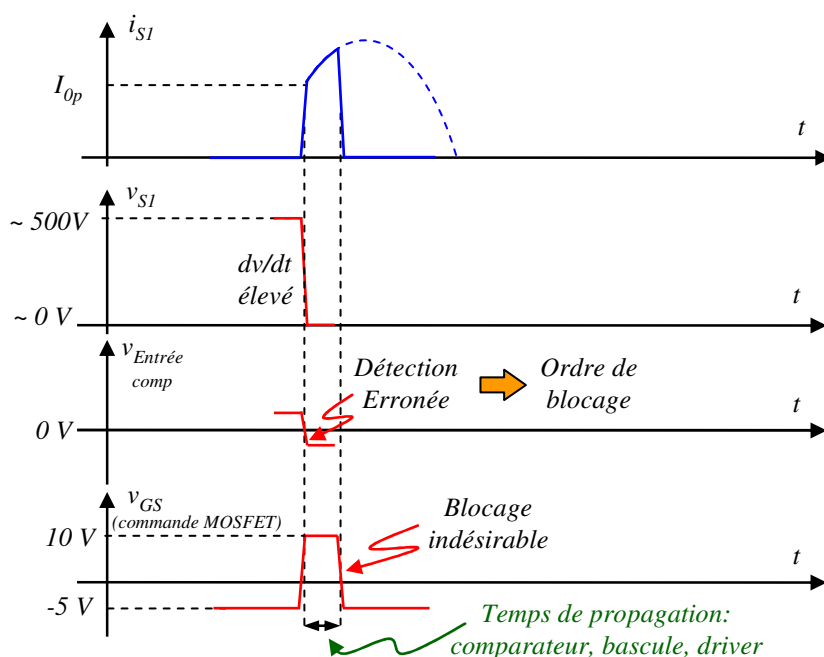


Figure 4.3 Blocage indésirable du thyristor synthétisé dû au couplage capacitif entre l'anode et l'entrée du comparateur

Afin de résoudre cet inconvénient, nous devons placer la capacitance C_1 (détériorant de ce fait la rapidité de réponse du système) visible sur la figure 4.2 ; sa valeur doit être suffisamment grande pour masquer les fausses détections de tension négative à l'anode ; cependant, elle doit être aussi assez faible pour permettre le blocage rapide du MOSFET, au moment d'une détection de blocage effectif de la diode D_1 .

Cette caractéristique de rapidité au blocage est très importante, car si la tension entre l'anode et la cathode, redevient positive au bout de quelque temps (c'est le cas dans nos alimentations), le thyristor rentrerait à nouveau en conduction de manière non souhaitée ; ainsi, le temps de blocage doit être minimisé. Pour notre système, ce temps doit rester obligatoirement inférieur à $1 \mu\text{s}$.

La figure 4.4 montre la validation expérimentale de la fonction thyristor rapide avec la configuration initiale. Nous observons que l'intervalle de temps, entre le passage par zéro du courant et le blocage du MOSFET, est d'environ 600 ns, respectant la consigne de temps de blocage maximum ($1 \mu\text{s}$) imposée.

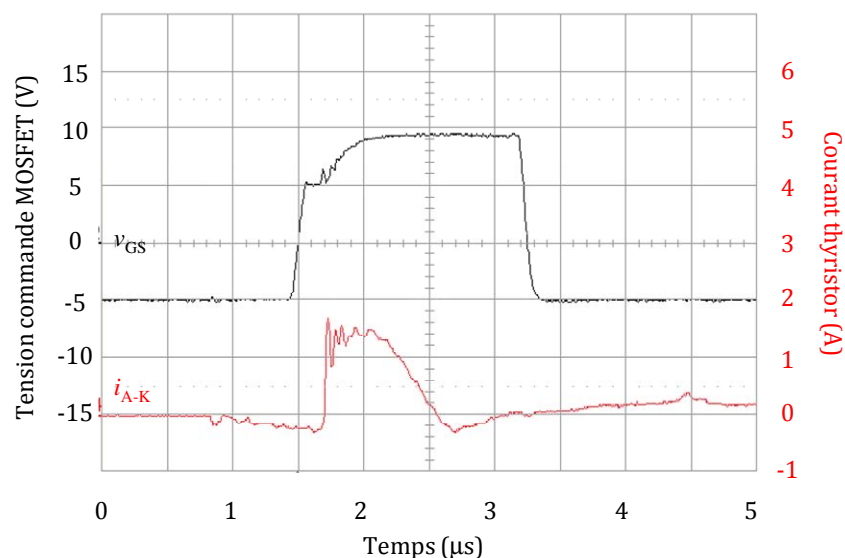


Figure 4.4 Formes d'onde qui valident la fonction thyristor, avec un temps de blocage d'environ 600 ns

A noter : des sources de tension indépendantes, présentant une bonne isolation galvanique, sont nécessaires pour alimenter les circuits intégrés de contrôle du thyristor (+10 V et -5V).

4.1.2. Configuration définitive

Une amélioration significative a été apportée par rapport à la configuration initiale, pendant le stage de Master de M. Dou ZI-FENG, encadré par MM. Marc COUSINEAU et Hubert PIQUET [4.1], dont l'objectif était précisément l'amélioration des performances et de la compacité de ce thyristor de synthèse. Dans cette nouvelle configuration, au lieu de bloquer le MOSFET à partir de la détection de la mesure négative de la tension v_{ak} , nous le faisons à partir d'une détection d'une valeur négative du courant i_{ak} .

Dans la configuration initiale, le blocage du thyristor est complet dès que la tension à l'anode devient négative ; pour cela, il faut attendre la fin du temps de recouvrement de la diode D_1 , une

fois que le courant est passé par zéro (quelques centaines de nanosecondes). Ceci occasionne un retard au blocage important.

Un autre inconvénient de la configuration initiale est le suivant : le point de mesure (anode du thyristor) peut être à des niveaux élevés de tension positifs ou négatifs ; la tension positive est bloquée par la diode D_2 , pendant que la tension négative chute dans la résistance R_2 , occasionnant une dissipation importante de puissance.

Avec la nouvelle configuration, présentée dans la figure 4.5, nous évitons les inconvénients de lenteur au blocage, en mettant en place une détection directe de l'annulation du courant du thyristor i_{ak} .

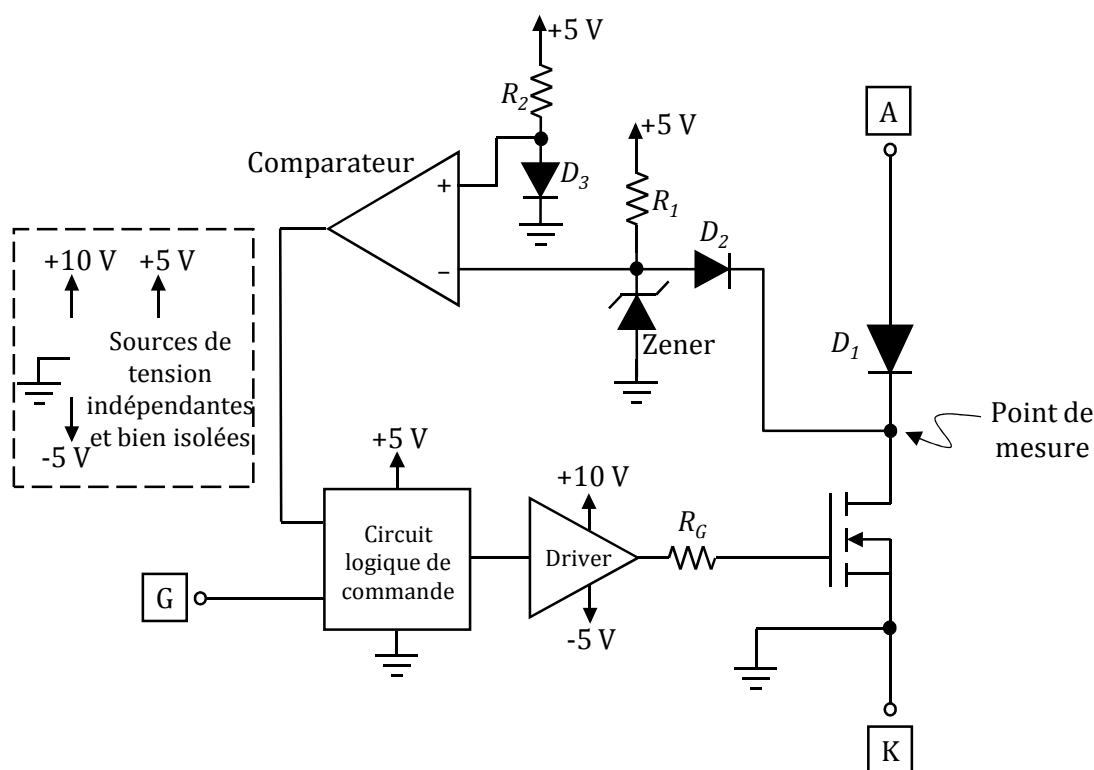


Figure 4.5 Configuration définitive du thyristor rapide

L'image du courant est reconstituée par la tension v_{ds} du MOSFET, grâce à sa résistance r_{ds} (entre drain et source), qui reste quasi constante durant la phase de la conduction. Cette proportionnalité, entre le courant du thyristor i_{ak} et la tension v_{ds} , peut être vérifiée dans la figure 4.6 (courbe « entrée du comparateur »).

Avec cette configuration, nous évitons aussi la forte dissipation de puissance, car les valeurs de tension négatives sont bloquées par la diode D_1 , alors que les valeurs élevées de la tension positive sont bloquées par la diode D_2 , laissant passer vers l'entrée du comparateur

uniquement des tensions de valeurs comprises entre 0,6 V et 4,4 V (si l'on considère la chute de tension, en conduction, sur D_2 à 0,6V).

L'introduction de la diode Zener évite que le potentiel à l'entrée du comparateur ne soit flottant quand D_2 est bloquée ; si la tension Zener est inférieure à 4,4 V, l'intervalle de la tension d'entrée sera entre 0,6 V et la tension Zener.

La sortie du comparateur peut être appréciée sur la figure 4.6 ; nous vérifions qu'elle change d'état juste après le passage par zéro du courant.

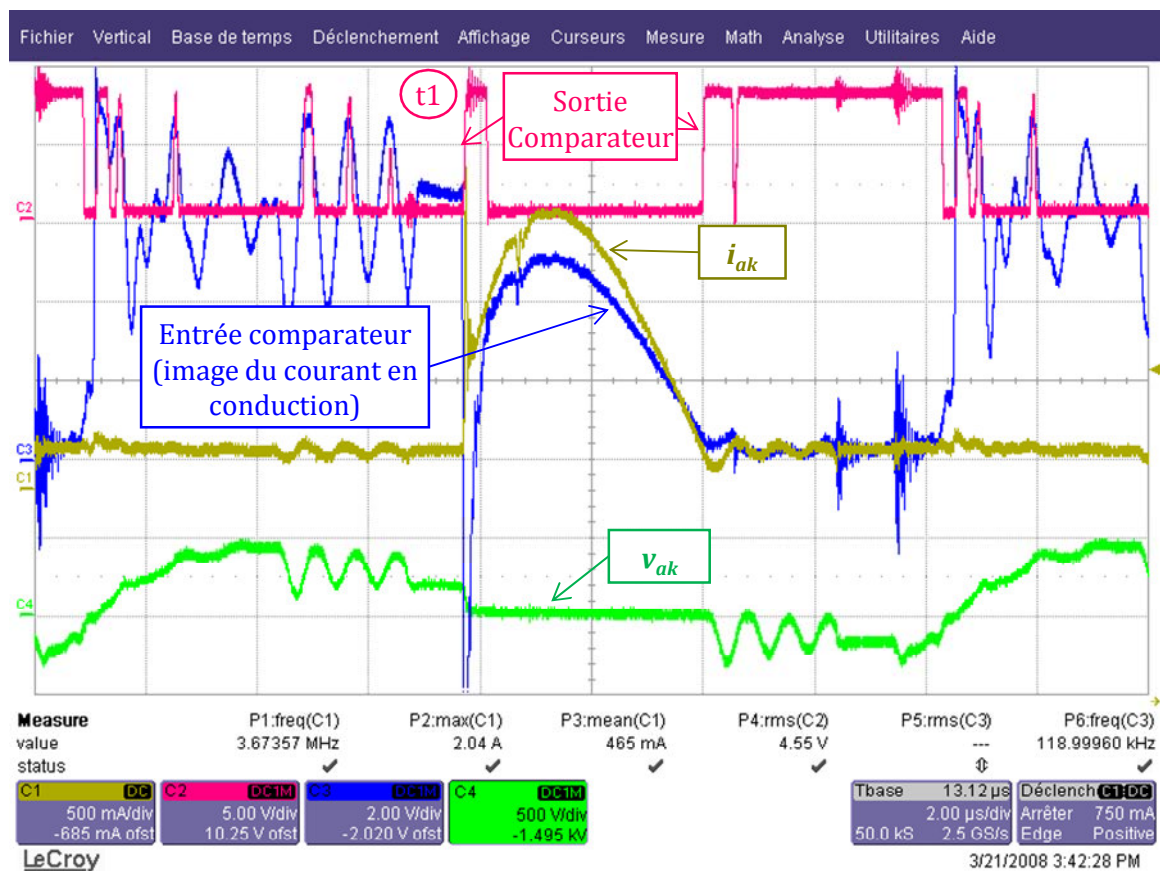


Figure 4.6 Ordre de blocage du thyristor donné avec l'image du courant. La tension en entrée du comparateur est l'image du courant entre anode et cathode i_{ak} , lorsque l'interrupteur est en conduction (v_{ak} nulle). La sortie du comparateur est activée au moment exact du passage par zéro du courant, évitant le retard à cause du recouvrement de la diode série

Dans cette figure nous pouvons observer en sortie du comparateur (cercle « t1 »), que le problème d'un fort dv/dt (expliqué dans la figure 4.3) réapparaît. Cette fois, il est résolu à travers une logique en aval du comparateur. Grâce à cette logique, une fois que l'ordre d'amorçage est donné à la gâchette du thyristor, la sortie du comparateur est filtrée (les changements d'état sont en fait ignorés) pendant un certain temps, pour ne pas bloquer la structure de façon indésirable. La logique de commande comporte en plus de ce filtrage et du

maintien de la commande (comportement de la bascule, expliqué dans la section précédente) deux autres caractéristiques :

La première concerne le blocage de sécurité, qui sert à interrompre la conduction du thyristor au delà d'un certain temps : nous introduisons ainsi une durée maximale de conduction, ajustable, au cas où il y ait un problème avec le circuit de détection du comparateur.

La deuxième est un délai réglable entre la détection du comparateur et l'envoi de l'ordre de blocage à la grille du MOSFET. Celui-ci peut servir à bloquer le thyristor au moment exact où le courant i_{ak} s'annule, à la fin de la phase de recouvrement ; on évite ainsi un di/dt fort dans un circuit inductif (comme c'est le cas dans notre application). Cette caractéristique, ainsi que le filtrage du comparateur sont présentées dans la figure 4.7.

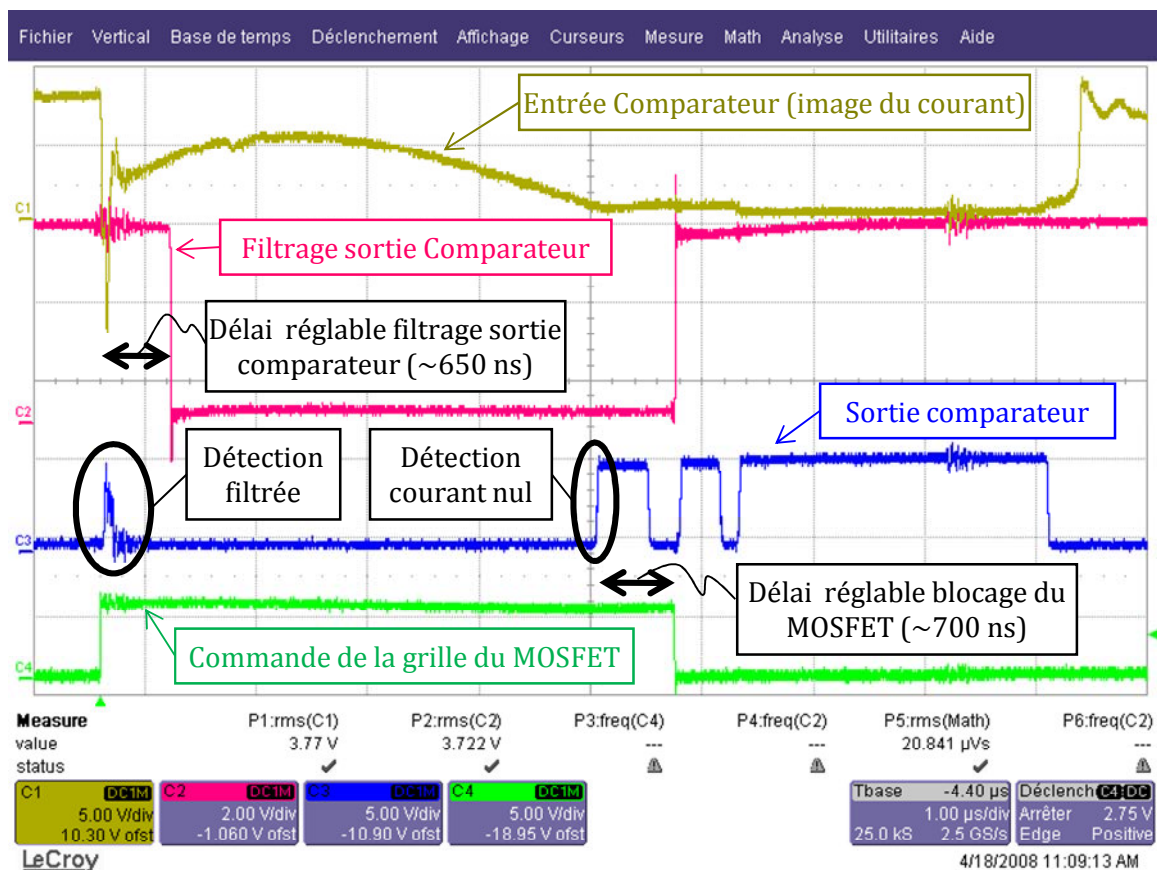


Figure 4.7 Fonctionnement de la logique de commande du MOSFET. Du haut vers le bas : l'image du courant, le signal de filtrage de la sortie du comparateur (quand le signal est à l'état haut, les variations de la sortie du comparateur ne sont pas prises en compte), la sortie du comparateur et la commande de la grille du MOSFET. Le filtrage de la sortie du comparateur se fait pendant 650 ns. Le MOSFET est bloqué 700 ns après le passage par zéro du courant

4.1.3. Auto-alimentation

La configuration définitive du thyristor rapide comporte aussi un système d'auto-alimentation qui produit les sources de tension nécessaires pour la logique que nous venons de présenter et

pour le driver du transistor MOS. Ce système est essentiel afin d'utiliser aisément cet interrupteur dans des applications où il doit être flottant, par exemple dans la partie haute d'un bras d'un commutateur de courant (cf. figure 3.6). Il permet aussi de considérer l'ensemble du thyristor rapide comme un dispositif à trois bornes (anode, cathode et gâchette), sans avoir à se soucier de lui fournir des alimentations auxiliaires.

Les caractéristiques électriques de l'auto-alimentation, nécessaires pour alimenter correctement, le driver du transistor et la logique, sont les suivantes :

- Tension positive driver $V+$ = 10 V ;
- Tension négative driver, $V-$ = -5V ;
- Puissance 200 mW approximativement.

Le système d'auto-alimentation, illustré sur la figure 4.8, profite des variations rapides de tension (front montant), entre drain et source du MOSFET, pour charger la capacité C_{cp+} à une tension positive $V+$ (10 V dans notre cas), avec un système de « pompe de charge ».

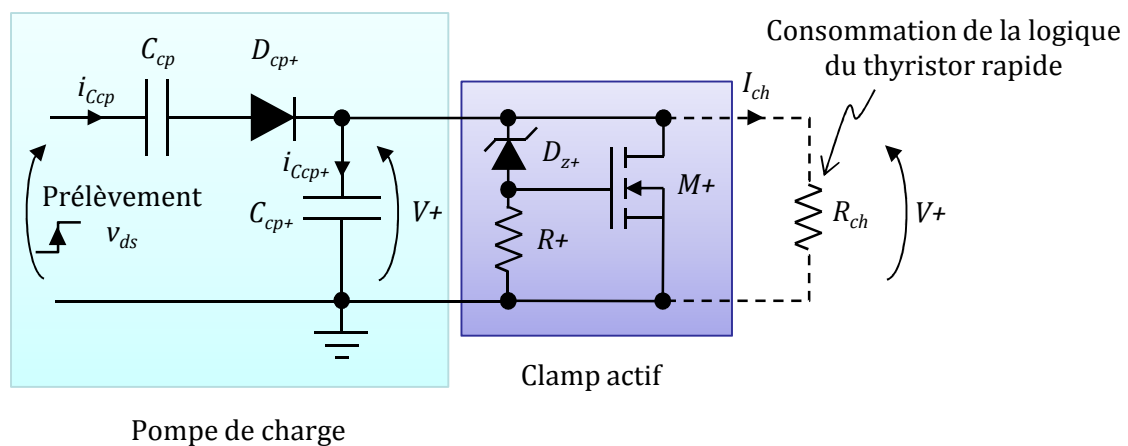


Figure 4.8 Schéma de la source positive de tension dans le système d'auto-alimentation

Dans notre système la tension $V+$ est négligeable par rapport aux variations de la tension v_{ds} ; ainsi, nous pouvons tracer le courant dans la capacité C_{cp} comme le montre la figure 4.9, (V_{max} désigne la tension maximale supportée par l'interrupteur). Le courant $i_{c_{cp}}$ sert à charger la capacité C_{cp+} , qui joue finalement le rôle de source de tension.

Pour limiter la tension dans la capacité C_{cp+} (qui aurait naturellement tendance à croître) un clamp actif est utilisé ; celui-ci consomme l'excès du courant qui lui est envoyé.

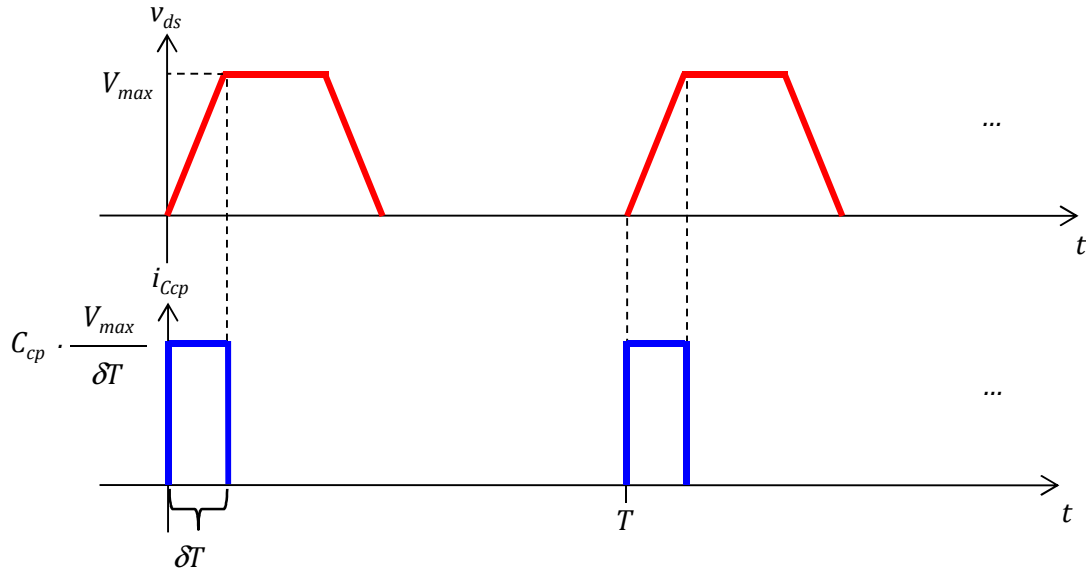


Figure 4.9 Courant dans la capacité C_{cp} , produite par les variations de tension au drain du MOSFET de puissance

La réalisation de l'ensemble du thyristor rapide est illustrée à la figure 4.10.

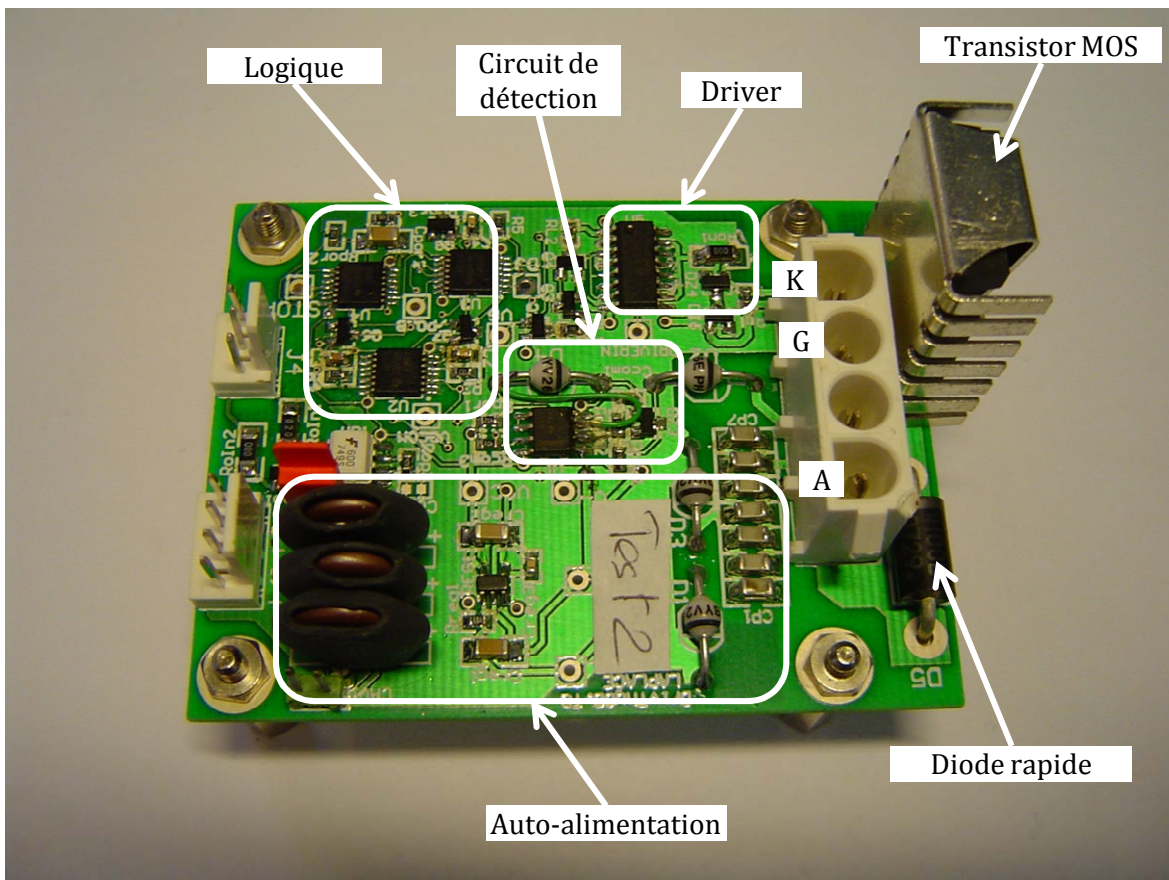


Figure 4.10 Réalisation CMS du thyristor rapide

4.2. Algorithme de dimensionnement

Dans cette section nous présentons la procédure de dimensionnement, qui a été mise au point afin de déterminer les valeurs des composants des convertisseurs, pour un cahier des charges donné.

Ces spécifications précisent : la puissance électrique à fournir à la lampe P_{lampe} , la période (ou la fréquence) de fonctionnement de la lampe T_{lampe} et le temps de décharge t_{dech} . Le temps de relaxation est implicite après le choix des deux derniers paramètres.

Pour les deux types d'alimentation (courant et puissance), nous utilisons l'algorithme de dimensionnement décrit à la figure 4.11. Cette procédure a été automatisée dans un outil informatique sous MATLAB [4.2], qui communique constamment et de façon itérative avec le simulateur de schémas électriques PSIM [4.3].

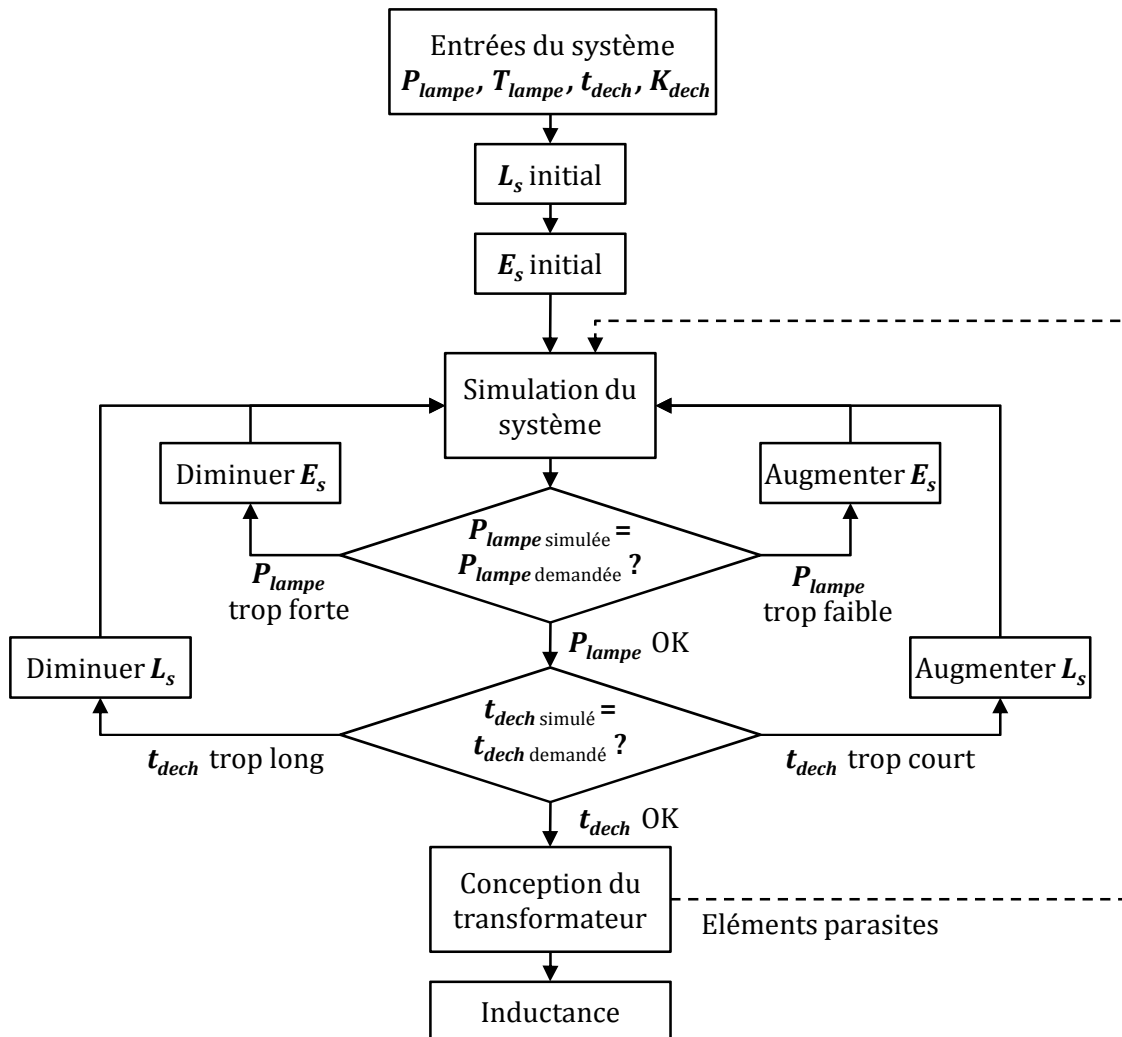


Figure 4.11 Algorithme utilisé pour le dimensionnement des convertisseurs

4.2.1. Valeur initiale de l'inductance

Dans cet algorithme nous prenons une valeur initiale pour l'inductance (ramenée au secondaire) L_s , en assumant que le temps de décharge va correspondre à un quart de la période naturelle d'oscillation (ou de résonance entre l'inductance et la capacité du diélectrique). Ceci est formulé dans l'équation (4.1). Cette valeur théorique correspond à la situation limite (plan de phase) pour que le courant dans la phase de décharge commence juste au sommet de la sinusoïde, avec une valeur égale à I_0 , comme le montre la figure 4.12.

$$L_{s\ initial} = \left(\frac{2 \cdot t_{dech}}{\pi} \right)^2 \cdot \frac{1}{C_{diel}} \tag{4.1}$$

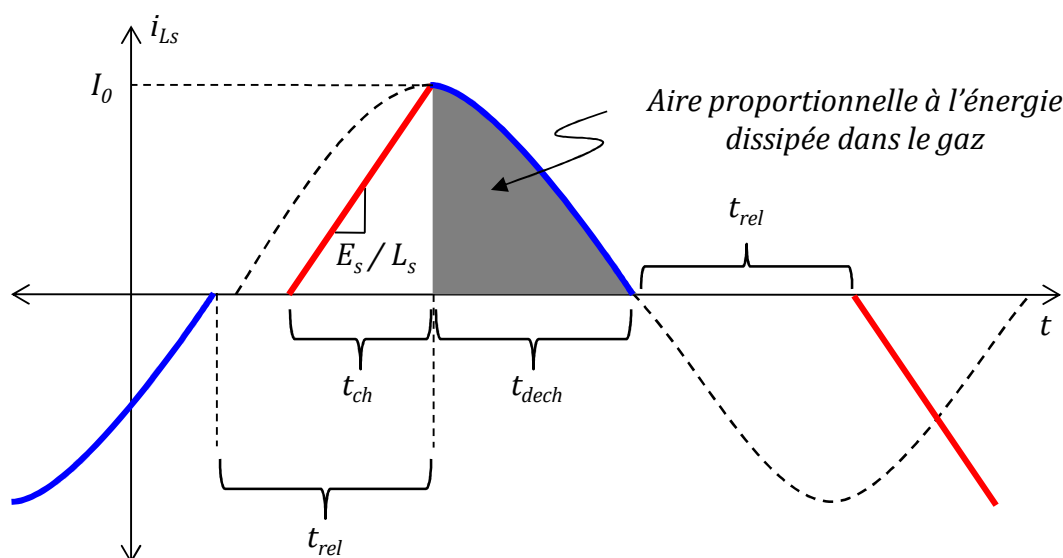


Figure 4.12 Cas spécifique traité, pour trouver les valeurs initiales de L_s et E_s , avant d'entrer dans les boucles de l'algorithme de dimensionnement

4.2.2. Valeur initiale de la tension d'alimentation continue

Avec le choix initial de l'inductance et les consignes correspondantes à la puissance et à la période de fonctionnement de la lampe, nous pouvons trouver la valeur initiale de E_s (tension continue d'entrée, ramenée au secondaire) qui permet de fournir la puissance nécessaire à la lampe.

Pour ce faire, nous abandonnons un degré de liberté concernant la durée de la phase de charge, qui doit toujours remplir la condition (4.2). Ainsi, nous introduisons la constante de rapport de charge K_{ch} , grandeur qui reste inférieure à 1, et représente le rapport de la durée de la phase de charge par rapport à la durée de relaxation (4.3). Cette constante sera une entrée additionnelle de l'algorithme de dimensionnement.

$$t_{ch} < \frac{T_{lampe}}{2} - t_{dech} \quad (4.2)$$

$$K_{ch} = \frac{t_{ch}}{t_{rel}} = \frac{t_{ch}}{\frac{T_{lampe}}{2} - t_{dech}} \quad (4.3)$$

Choix de la valeur initiale de E_s pour l'alimentation en puissance : ici la puissance dans la lampe dépend directement de I_0 ; nous employons donc l'équation (4.4) pour permettre d'envoyer l'énergie requise pendant chaque demi-période.

$$I_{0initial(a.puiss)} = \sqrt{\frac{P_{lampe} \cdot T_{lampe}}{L_s}} \quad (4.4)$$

Ainsi, nous pouvons calculer E_s par l'intermédiaire de l'équation (4.5).

$$E_{s\ initial(a.puiss)} = \frac{L_{s\ initiale} \cdot I_{0\ initial}}{K_{ch} \cdot \left(\frac{T_{lampe}}{2} - t_{dech} \right)} \quad (4.5)$$

Choix de la valeur initiale de E_s pour l'alimentation en courant : nous considérons le cas de la figure 4.12, à partir duquel nous pouvons approximer l'énergie envoyée au gaz pendant chaque phase de décharge, par l'intermédiaire de l'équation (4.6).

$$Energie_{initial} = V_{th} \cdot I_{0\ initial} \cdot \int_0^{T_0/4} \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{T_0} \cdot t\right) dt = V_{th} \cdot I_{0\ initial} \cdot \sqrt{L_{s\ initial} \cdot C_{diel}} \quad (4.6)$$

La puissance dissipée par la lampe est alors donnée par :

$$P_{lampe\ initial} = \frac{2 \cdot V_{th} \cdot I_{0\ initial} \cdot \sqrt{L_{s\ initial} \cdot C_{diel}}}{T_{lampe}} \quad (4.7)$$

En utilisant la condition de la phase de charge (équation 3.1), nous pouvons remplacer I_0 et écrire :

$$P_{lampe\ initial} = \frac{2 \cdot V_{th} \cdot \left(\frac{E_{s\ initial}}{L_{s\ initial}} \cdot \left(\frac{T_{lampe}}{2} - t_{dech} \right) \cdot K_{ch} \right) \cdot \sqrt{L_{s\ initial} \cdot C_{diel}}}{T_{lampe}} \quad (4.8)$$

D'où la valeur initiale de E_s :

$$E_{s\ initial(a.courant)} = \frac{P_{lampe} \cdot T_{lampe} \cdot L_{s\ initiale}}{V_{th} \cdot K_{ch} \cdot (T_{lampe} - 2 \cdot t_{dech}) \cdot \sqrt{L_{s\ initiale} \cdot C_{diel}}} \quad (4.9)$$

4.2.3. Simulation de la puissance dissipée dans le gaz et de la durée de décharge

Afin de prendre en compte les phénomènes non linéaires dans la décharge et les éléments parasites des composants, qui modifient sensiblement les formes d'onde dans la lampe, nous effectuons une simulation complète du système avec le modèle identifié de la lampe (et le maximum d'éléments parasites identifiables dans le convertisseur). A l'issue de cette simulation, nous récupérons la valeur de la durée de décharge et la puissance dissipée dans le gaz ; cette dernière est calculée à l'aide de l'équation (4.10).

$$P_{gaz} = \frac{1}{T_{lampe}} \int v_{gaz} \cdot i_{gaz} dt \quad (4.10)$$

Dans la première boucle nous maintenons le temps de charge constant pour ne pas affecter K_{ch} ; si la puissance calculée après simulation est inférieure à celle demandée par l'utilisateur, nous augmentons la valeur de E_s . Si elle est supérieure, nous diminuons la valeur de E_s .

Cette variation est opérée par une procédure de convergence qui utilise des approximations successives (démarche détaillée dans la section 4.2.4).

Une fois que la puissance dans la lampe atteint la valeur souhaitée (avec une marge d'erreur définie dans l'algorithme : par exemple 2 %), nous effectuons une opération similaire dans la deuxième boucle avec l'inductance L_s , afin de régler le temps de décharge t_{dech} à la valeur demandée.

En sortie de cette boucle nous avons les valeurs des composants de l'alimentation ramenés au secondaire. Nous détenons aussi les formes d'onde de tension et courant au secondaire du transformateur.

4.2.4. Méthode d'approximations successives

L'algorithme présenté à la figure 4.13 est utilisé pour faire varier (incrémenter ou décrémenter) les valeurs de E_s et L_s . Il est inspiré d'une méthode utilisée dans les CAN (convertisseurs analogique-numérique) ; qui est la plus simple pour trouver une valeur que l'on ne connaît pas à partir d'un point initial, en sachant à chaque fois, si l'on doit augmenter ou diminuer la valeur [4.4], [4.5].

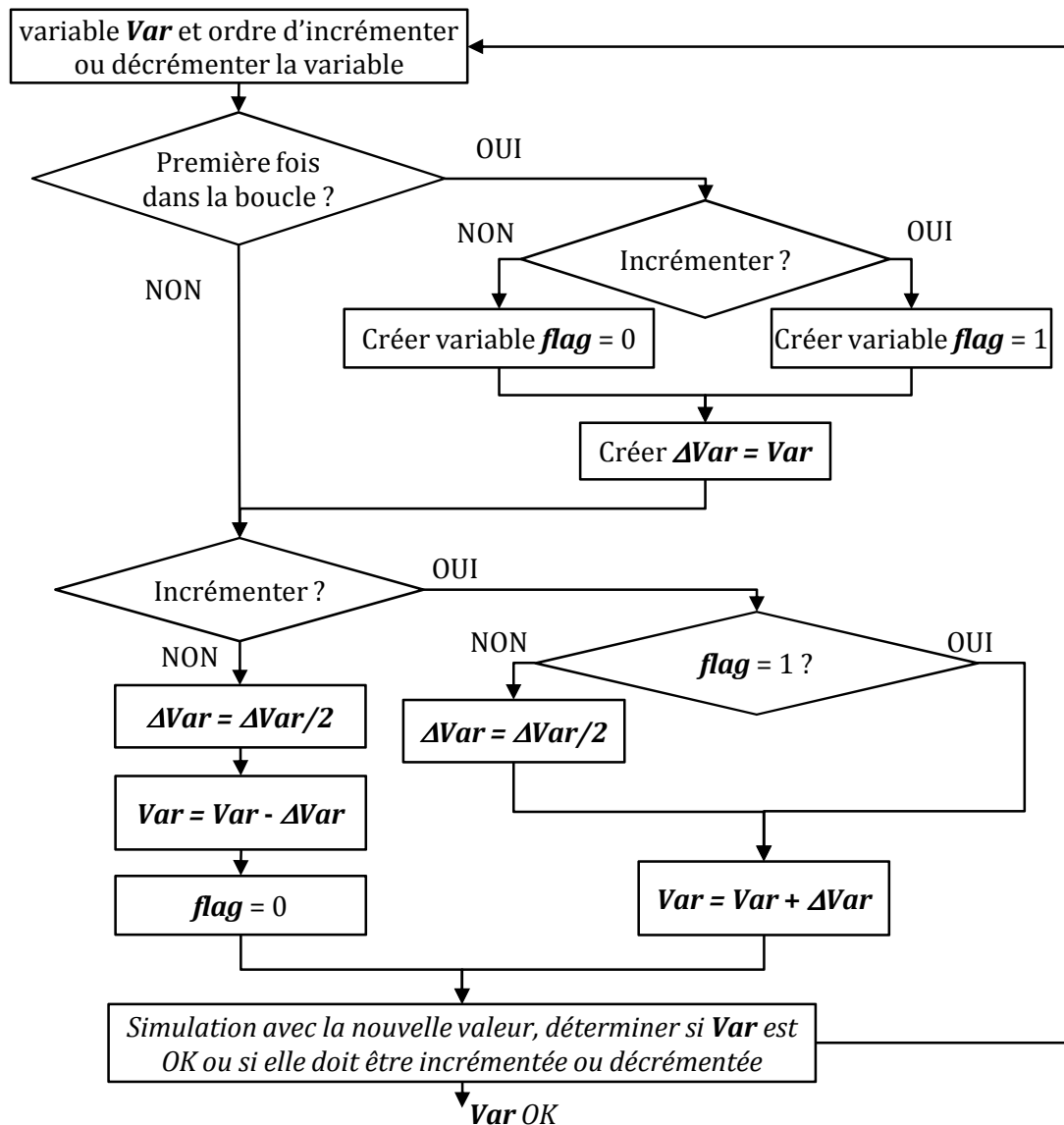


Figure 4.13 Méthode d'approximations successives utilisé pour trouver, dans les boucles de l'algorithme de dimensionnement, les bonnes valeurs de E_s et L_s

4.2.5. Choix du rapport de transformation et valeurs des composants au primaire

Une fois que nous connaissons les valeurs ramenées au secondaire, le rapport de transformation nécessaire pour ne pas risquer d'endommager les interrupteurs du pont ($S1$ et $S1'$), est trouvé en utilisant l'équation (4.11). $V_{lampeMAX}$ est la tension crête obtenue en simulation et V_{sem} représente la tension maximale que peuvent supporter les dispositifs semi-conducteurs (typiquement fixée à la moitié de la valeur limite donnée par le constructeur).

Ici, nous prenons le cas du transformateur à trois enroulements. Pour le cas du pont complet et un transformateur avec un seul primaire, ce rapport est divisé par 2.

$$n_{S1,S1'} = 2 \cdot \frac{V_{lampeMAX}}{V_{sem}} \quad (4.11)$$

Dans l'alimentation en courant, l'interrupteur **S0** supporte, soit la même tension que les interrupteurs de l'inverseur de courant en configuration de pont en H, soit la moitié de la tension de **S1** et **S1'** dans la configuration à trois interrupteurs en cathode commune. En conséquence, le rapport de transformation **n** est choisi avec l'équation (4.11).

Pour le cas de l'alimentation en puissance, en ce qui concerne l'interrupteur **S0**, le rapport de transformation minimum est trouvé avec l'équation (4.12).

$$n_{S0} = \frac{V_{lampeMAX} + E_s}{V_{sem}} \quad (4.12)$$

Avec la valeur du rapport de transformation, nous retrouvons facilement les valeurs de l'inductance **L** et de la source de tension **E** (au primaire), en utilisant les relations (4.13) et (4.14).

$$E = \frac{E_s}{n} \quad (4.13)$$

$$L = \frac{L_s}{n^2} \quad (4.14)$$

4.2.6. Dimensionnement du transformateur

A ce stade de l'algorithme, nous détenons les valeurs nécessaires (issues de la dernière simulation) pour la conception du transformateur : le rapport de transformation, le courant efficace primaire, le courant efficace secondaire et la forme d'onde de la tension au secondaire.

Nous avons mis en place un outil de conception de ce transformateur, où nous parcourons une base des données de câbles et de noyaux disponibles. Ensuite, nous sélectionnons la meilleure option en termes de rendement énergétique (minimum des pertes) qui n'altère pas le principe de fonctionnement du convertisseur.

Cette dernière contrainte concerne les valeurs de l'inductance magnétisante et des éléments parasites du transformateur, dont les calculs sont détaillés au paragraphe 4.3. Si leur valeur excède une limite dont la valeur sera présentée plus loin, la solution de dimensionnement du transformateur est rejetée. Leur prise en compte dans le processus d'optimisation, qui n'est pas incluse dans l'outil présenté ici, correspondrait à la boucle externe de l'algorithme, en pointillés sur la figure 4.11.

Concernant l'exploitation des possibilités offertes par la base de données :

- nous sélectionnons les câbles les moins encombrants pour bobiner le primaire et le secondaire ; nous tenons compte de l'effet de peau pour sélectionner éventuellement des fils divisés et considérons une densité de courant maximale de 5 A/mm² [4.6]. Nous ne prenons pas en compte l'effet de proximité [4.7].
- nous étudions une par une les configurations magnétiques de la base des données ; nous calculons le nombre maximum de spires susceptibles d'être logées dans la fenêtre de bobinage, en tenant compte des restrictions géométriques (l'isolant entre couches est aussi pris en compte, le cas échéant). Nous nous sommes limités au cas des bobinages à spires jointives.

Le nombre minimum de spires pour chaque configuration magnétique est calculé avec deux critères, le premier consiste à éviter la saturation du noyau et le deuxième à maintenir la valeur de l'inductance magnétisante à une valeur suffisamment élevée. La saturation du noyau magnétique est évitée quand le nombre de spires au secondaire dépasse la valeur donnée par l'équation (4.15). L'intégrale de la tension de la lampe est calculée à partir de la forme d'onde obtenue en simulation ; B_{max} est la densité de flux magnétique supportée par le noyau et A_e la section de ce noyau.

$$N_{\min Sat} = \frac{\int v_{lampe} dt}{2 \cdot B_{\max} \cdot A_e} \quad (4.15)$$

La forme d'onde du courant pendant la phase de décharge, n'est pas altérée si l'inductance magnétisante L_m est beaucoup plus grande que l'inductance de charge L_s (les deux grandeurs étant ramenées au secondaire), d'après nos résultats de simulation un rapport de 20 entre les deux valeurs est nécessaire ; ce sujet sera détaillé dans la section suivante. Ainsi, nous avons fixé une limite minimale du nombre de spires en posant l'équation (4.16).

La deuxième parenthèse du membre de droite de cette équation correspond à l'inductance spécifique du circuit magnétique : A_e est la section de la ferrite, l_e la longueur effective du circuit magnétique, μ_0 la perméabilité magnétique du vide et μ_r la perméabilité relative du matériau ferrite.

$$N_{\min Lm} = \sqrt{(20 \cdot L_s) \cdot \left(\frac{l_e}{A_e \cdot \mu_0 \cdot \mu_r} \right)} \quad (4.16)$$

Le nombre des spires à choisir pour chaque configuration magnétique varie ainsi, entre :

- le maximum fourni par les équations (4.15) et (4.16),
- la limite définie par la capacité de la fenêtre de bobinage, compte tenu des calibres des câbles et de l'épaisseur des isolants.

Toutes les valeurs des nombres de spires sont évaluées en considérant la somme des pertes (pertes fer et pertes ohmiques) et la capacité parasite de l'enroulement secondaire.

Pour chaque circuit magnétique, nous retenons finalement le nombre de spires optimal, pour lequel la somme des pertes est minimale ; nous mémorisons également un intervalle de tolérance des nombres de spires présentant des pertes inférieures à 110 % de la valeur optimale.

Finalement, nous comparons les solutions retenues pour chaque configuration magnétique et choisissons la meilleure d'entre elles. A noter que les options qui présentent une capacité parasite élevée sont rejetées (problème traité dans la section 4.3.).

4.2.7. Dimensionnement de l'inductance

Le dernier composant à concevoir est l'inductance L , que nous avons aussi appelée « inductance de charge ». Bien que cette partie puisse s'exécuter de façon classique [4.6], en minimisant la taille du noyau, nous avons mis en place une procédure similaire à celle du transformateur, avec un balayage d'un ensemble de noyaux disponibles. La solution sélectionnée est celle qui présente les pertes (pertes fer et pertes ohmiques) les plus faibles.

4.3. Détermination des caractéristiques parasites du transformateur

La réalisation pratique du transformateur a des conséquences directes sur le fonctionnement des convertisseurs, car ses éléments parasites peuvent altérer les formes d'onde de manière considérable par rapport à la théorie (pour cette raison, nous considérons qu'il serait très intéressant, dans une version future, d'incorporer le calcul de ces éléments dans l'algorithme de dimensionnement lui-même) [4.8], [4.9], [4.10].

Dans cette section nous allons mettre en évidence, grâce à la simulation, les conséquences de la présence des éléments parasites du modèle simple de la figure 4.14.

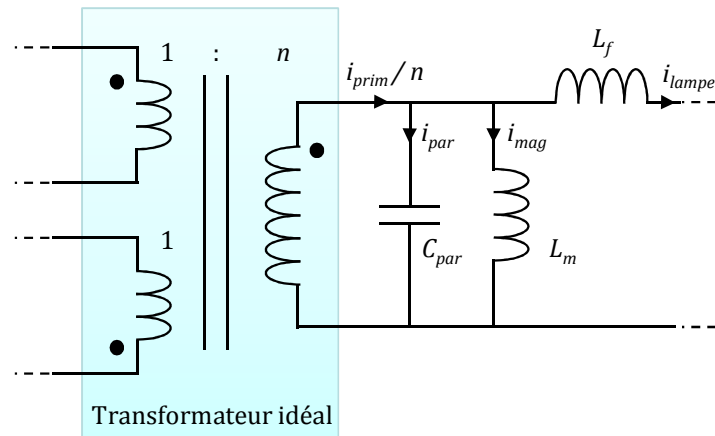


Figure 4.14 Modèle simplifié du transformateur, avec ses éléments parasites ramenés au secondaire

Remarque : le schéma équivalent ci-dessus reste encore très partiel, en ce qui concerne les éléments parasites du transformateur ; celui de la figure 4.15 pourrait être utilisé pour caractériser chacun des enroulements du transformateur et les couplages entre ces derniers [4.10], [4.11].

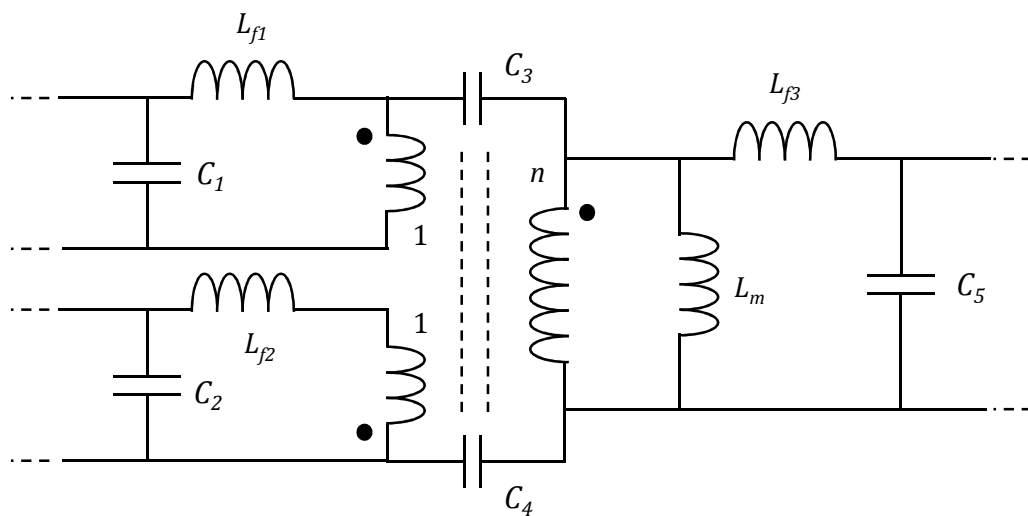


Figure 4.15 Modèle plus complexe du transformateur, qui tient compte des plusieurs éléments parasites, dont le couplage capacitif entre primaire et secondaire

4.3.1. Capacité parasite

Les problèmes occasionnés par la capacité parasite, sont illustrés dans les courbes simulées de la figure 4.16. Nous considérons dans un premier temps, le chronogramme du courant dérivé par la capacité parasite : celui ci augmente avec la valeur de cette capacité. Le courant injecté au primaire (et transmis au secondaire par le transformateur) est réparti entre deux capacités : la capacité parasite du transformateur et la capacité de la lampe ; cette dernière change de valeur avant et après le claquage.

Avant le claquage du gaz, la capacité de la lampe est l'équivalent série entre la capacité des diélectriques et la capacité du gaz, donnant pour notre cas particulier, une valeur proche de 10 pF. Après le claquage, la capacité est celle du diélectrique (~56 pF). Le changement de capacité est perceptible, au moment du claquage et se traduit par une rupture de pente dans la forme d'onde i_{lampe} sur les courbes de la figure 4.16.

La capacité parasite de l'enroulement secondaire nous oblige à injecter un courant plus important au niveau du primaire, afin d'obtenir le courant souhaité dans la lampe. Nous devons tenir compte de cela pendant le dimensionnement du convertisseur : câbles primaire et secondaire, interrupteurs, inductance et puissance de l'alimentation E .

Comme la capacité globale du circuit résonant est modifiée, le dépassement à partir de I_{op} et la durée de décharge sont plus importants. Ce dernier point peut être critique. Pour une capacité parasite trop élevée, nous pouvons être obligés d'effectuer un blocage forcé des interrupteurs pour satisfaire la contrainte sur la durée de décharge.

Pour éviter cela, les configurations des transformateurs sont rejetées dans l'outil de dimensionnement, quand elles présentent une capacité calculée supérieure à 10 pF. Le calcul de la capacité parasite est effectué de la façon suivante :

- pour les configurations à plusieurs couches au secondaire, avec l'équation (4.17), où C_{1-2} , $C_{2-3}, \dots, C_{(n-1)-n}$ sont les capacités entre deux couches successives (chaque capacité est calculée à partir de la surface des couches et de l'épaisseur d'isolant qui les sépare),

$$\frac{1}{C_{par}} = \frac{1}{C_{1-2}} + \frac{1}{C_{2-3}} + \dots + \frac{1}{C_{(n-1)-n}} \quad (4.17)$$

- pour les configurations à une seule couche au secondaire, nous exploitons l'équation (4.18) proposée dans [4.12] :
 - l_t est la longueur d'un tour, ϵ_0 est la permittivité diélectrique du vide,
 - ϵ_r est la constante diélectrique (de l'isolant placé autour du cuivre),
 - D_{in} est le diamètre du fil de cuivre (sans le vernis isolant),
 - D_{ex} le diamètre externe du câble (avec l'isolant).

Nous ne prenons pas en compte la capacité des enroulements primaires, négligeable une fois ramenée au secondaire, à cause de la valeur élevée du rapport de transformation.

$$C_{par} = 1,366 \cdot \epsilon_0 \cdot l_t \cdot \frac{2 \cdot \epsilon_r \cdot \arctan \left[\frac{(-1 + \sqrt{3}) \cdot \left(2 \cdot \epsilon_r + \left(\ln \frac{D_{ex}}{D_{in}} \right) \right)}{(1 + \sqrt{3}) \cdot \sqrt{\left(\ln \frac{D_{ex}}{D_{in}} \right) \cdot \left(2 \cdot \epsilon_r + \ln \frac{D_{ex}}{D_{in}} \right)}} \right]}{\sqrt{2 \cdot \epsilon_r \cdot \left(\ln \frac{D_{ex}}{D_{in}} \right) + \left(\ln \frac{D_{ex}}{D_{in}} \right)^2}} \quad (4.18)$$

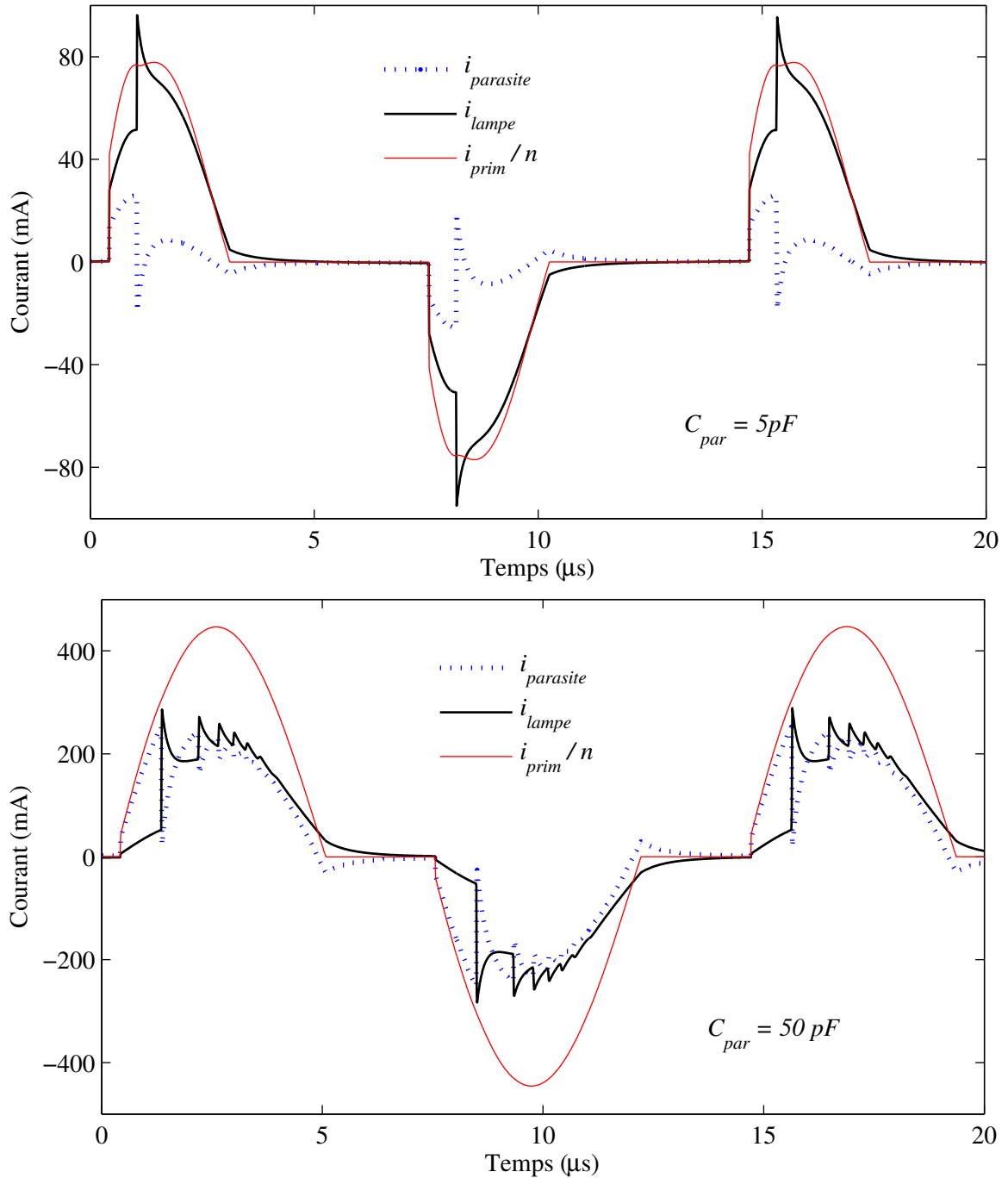


Figure 4.16 Inconvénient d'une capacité parasite élevée. Le courant injecté au primaire est divisé entre la capacité parasite et la lampe. Le temps de décharge et le dépassement en courant augmentent avec la valeur de cette capacité.

4.3.2. Inductance magnétisante

L'impédance correspondant à l'inductance magnétisante L_m , doit être beaucoup plus grande que celle de la capacité de charge ; dans le cas contraire, la forme d'onde du courant dans la lampe est affectée pendant la phase de décharge. Nous pouvons observer dans la figure 4.17 que cette inductance crée des ondulations en courant au niveau du secondaire, qui sont inversement proportionnelles à sa valeur (et proportionnelles à l'intégrale de la tension dans la lampe).

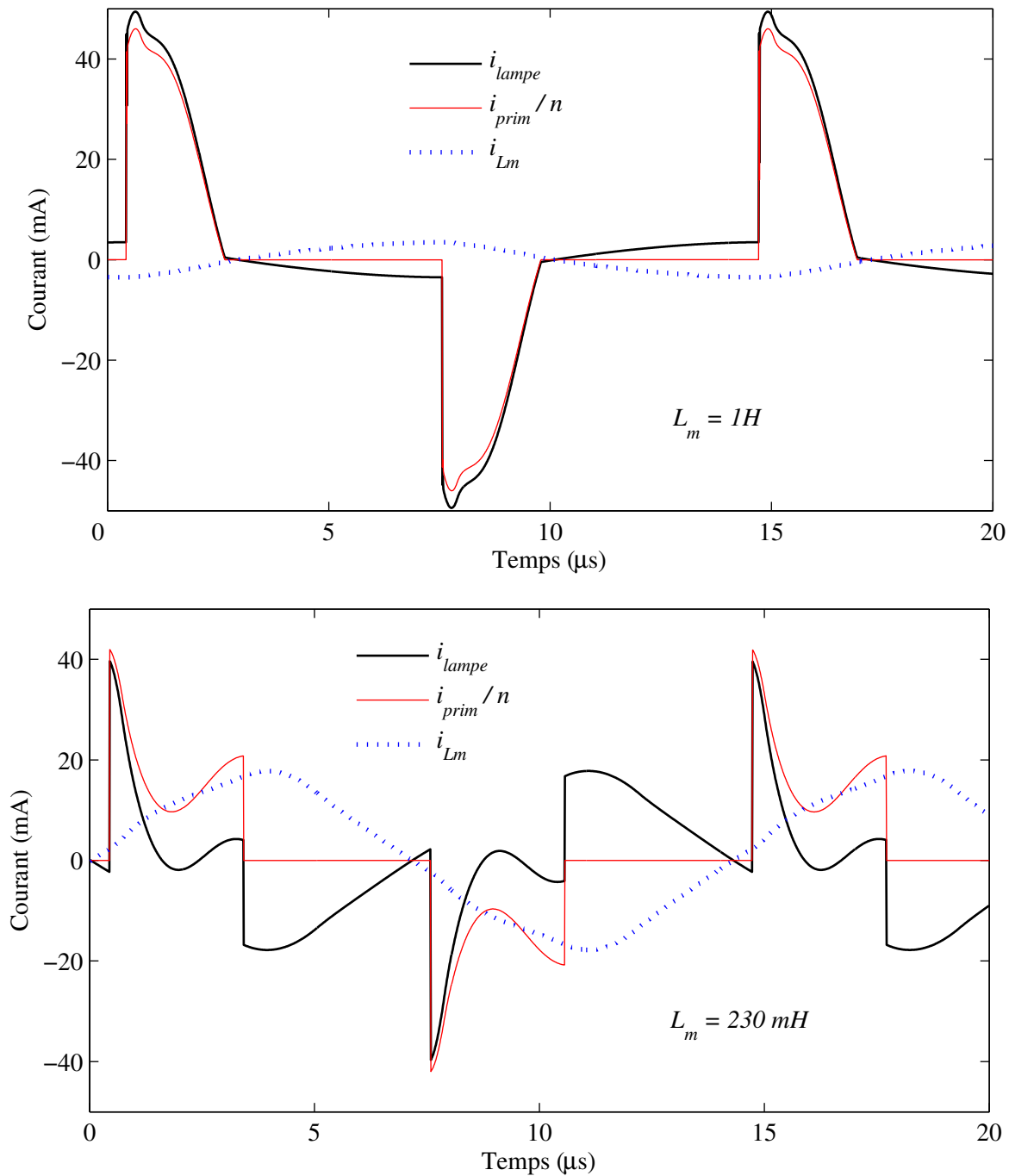


Figure 4.17 Problème d'une inductance magnétisante faible. Pour une valeur de L_m au delà de 20 fois L_s , des ondulations sont présentes (haut). Dans le cas contraire le mode de fonctionnement est perdu (bas)

Ces ondulations peuvent être tolérées jusqu'à un certain point, déterminé en simulation pour des valeurs de L_m au delà de 20 fois la valeur de L_s . Cette condition est remplie pour le cas de la courbe du haut de la figure 4.17, avec une valeur de L_m égal à 1 H. En revanche, pour les valeurs en dessous de cette marge, le mode de fonctionnement attendu est perdu, comme le montre l'exemple en bas de la figure 4.17, avec 10 fois la valeur de L_s ($L_m = 230$ mH).

Dans l'outil de dimensionnement, la valeur de l'inductance magnétisante est calculée avec l'équation (4.19), qui utilise et le nombre de tours au secondaire N_s et l'inductance spécifique du circuit magnétique. Les configurations pour lesquels la valeur de L_m est inférieure à 20 fois la valeur de L_s sont rejetées par l'algorithme de dimensionnement.

$$L_m = N_s^2 \cdot \left(\frac{A_e \cdot \mu_0 \cdot \mu_r}{l_e} \right) \quad (4.19)$$

4.3.3. Inductance de fuites

Le dernier des composants parasites identifiés, est l'inductance de fuites L_f . Si cette inductance a une valeur élevée, des ondulations indésirables altèrent le courant pendant la phase de décharge. De la même façon qu'avec une valeur de L_m très faible, ces ondulations empêchent la relaxation du gaz et obligent à un blocage forcé des interrupteurs **S1** et **S1'**, diminuant le rendement de l'alimentation et provoquant un grand di/dt dans l'inductance de charge, ce qui peut devenir dangereux pour les interrupteurs.

En conséquence, cette inductance de fuites doit être minimisée afin de conserver des formes d'onde satisfaisantes ; dans le cas contraire, nous obtenons des formes d'onde comme celles de la simulation de la figure 4.18.

Cependant, dans la pratique les techniques pour minimiser l'inductance de fuites amènent généralement à l'augmentation de la capacité parasite [4.13] ; pour cette raison, nous sommes amenés à réaliser un compromis entre ces deux grandeurs.

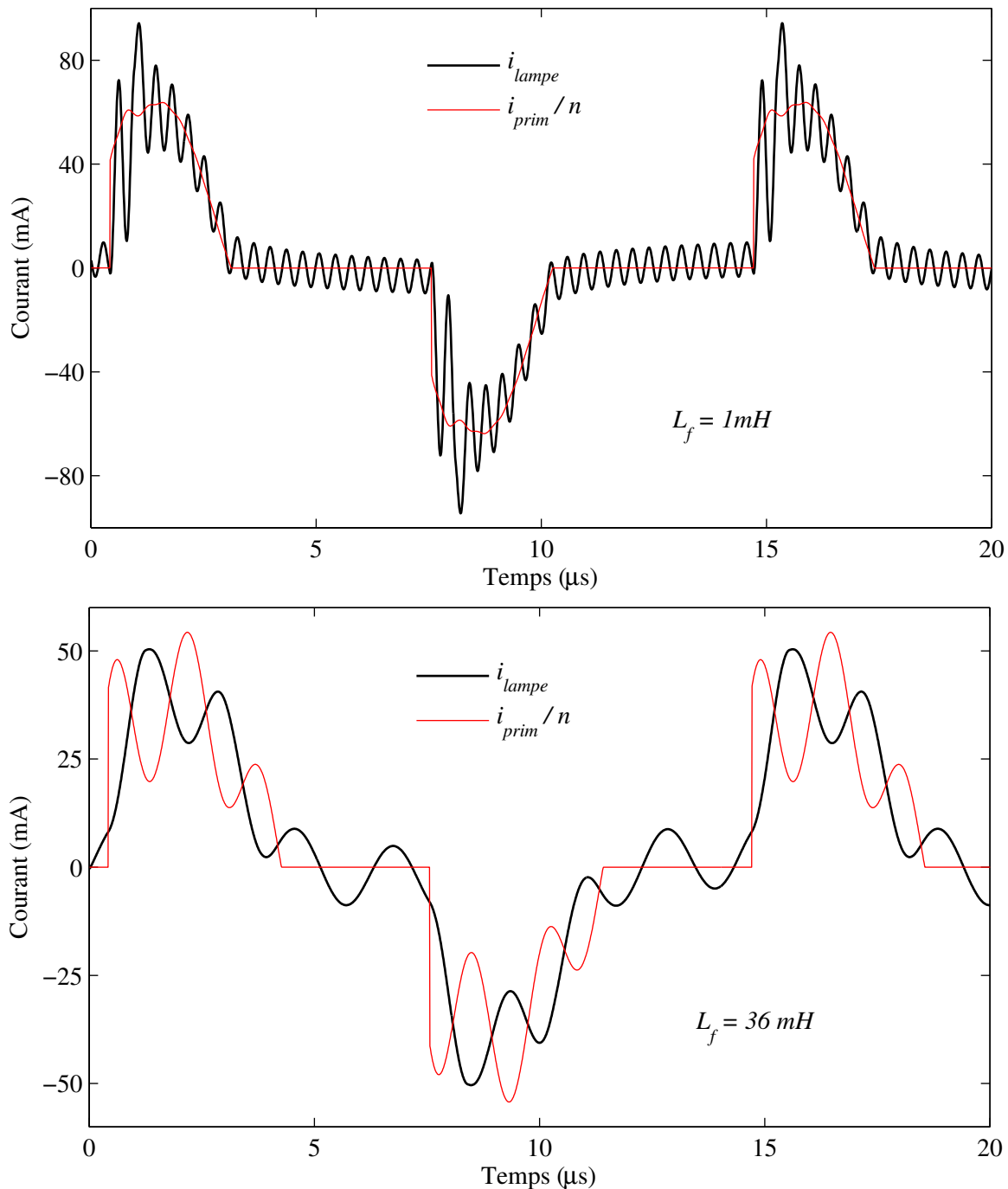


Figure 4.18 Problème d’une inductance de fuites importante. Avec une inductance de 1 mH, les ondulations ne s’observent qu’au secondaire et le passage par zéro du courant primaire reste au moment attendu (en haut). Avec une inductance de l’ordre de grandeur de l’inductance de charge (en bas), le courant au primaire est modifié et le blocage doit se faire de manière forcée si l’on veut conserver la durée de décharge

4.3.4. Configurations expérimentées pour le transformateur

Nous avons expérimenté plusieurs configurations pour la réalisation du transformateur : la structure « classique » est une configuration où les deux primaires et le secondaire sont bobinés sur deux jambes séparées, afin de minimiser le couplage capacitif entre primaire et secondaire. Cette solution, illustrée sur la figure 4.19, a été choisie par l’outil de

dimensionnement ; elle possède en théorie une longueur de jambe suffisante pour obtenir une inductance magnétisante élevée et pour ne pas saturer le noyau, avec une seule couche au secondaire, ce qui minimise aussi la capacité parasite.

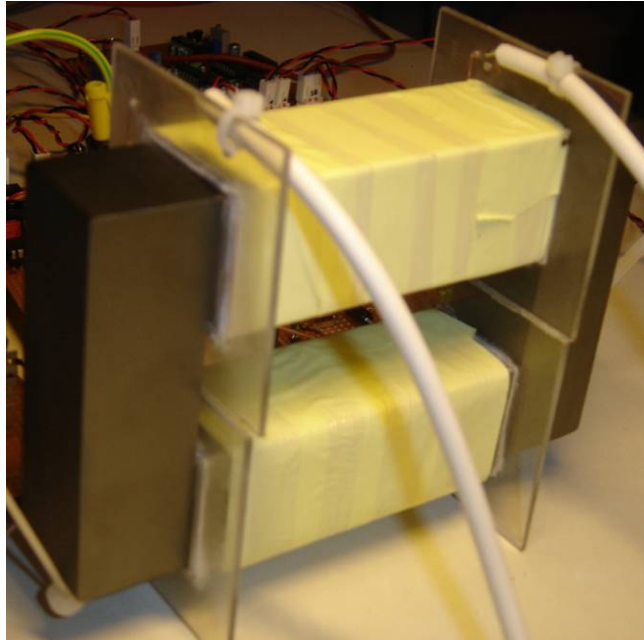


Figure 4.19 Une des configurations de transformateur à deux bobines séparées, une pour le secondaire et l'autre pour le deux primaires

Pendant le dimensionnement, le calcul de la capacité parasite nous donne 6 pF approximativement, pour l'inductance magnétisante nous obtenons environ 700 mH. Malheureusement, comme on peut le prévoir, le couplage magnétique n'est pas idéal et l'inductance de fuites est élevée. Nous constatons aussi dans la pratique, que l'inductance magnétisante est plus faible que prévu.

Les formes d'onde obtenues en pratique, avec une alimentation en courant équipée de ce transformateur, sont illustrées à la figure 4.20. Nous pouvons constater l'apparition des problèmes présentées dans la dernière section : le courant n'est pas nul pendant la durée de relaxation ; ceci est dû aux ondulations produites par une inductance magnétisante trop faible. Nous observons aussi des ondulations haute fréquence occasionnées par l'inductance de fuite élevée, qui nous obligent à bloquer de manière forcée les interrupteurs $S1$ et $S1'$, avant que le courant dans l'inductance ne passe par zéro (ce palliatif est destiné à contrôler la durée de décharge).

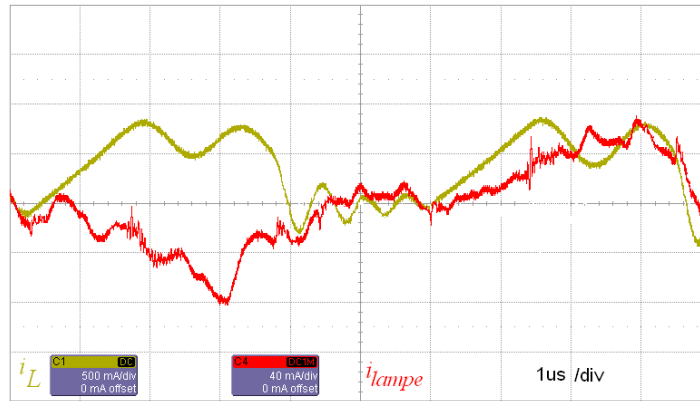


Figure 4.20 Formes d'onde de courant dans l'inductance et dans la lampe, obtenues avec le transformateur à deux bobines séparées. Les éléments parasites ne permettent pas, au bon moment, le retour à zéro du courant, empêchant le blocage naturel de $S1$ et $S1'$

Bien que le courant dans la lampe soit bidirectionnel et que le fonctionnement de la lampe semble correct, le fonctionnement de l'alimentation reste bien loin de ce qui était prévu ; nous avons donc mis en œuvre la solution décrite à la section suivante.

4.3.5. Configuration du transformateur retenue

Le problème de la valeur trop faible de l'inductance magnétisante a été résolu avec un transformateur, construit à partir de deux ferrites cylindriques très longues (24,5 cm), qui forment les jambes et avec deux ferrites en « I » pour fermer le circuit magnétique. Les primaires sont bobinés au dessus du secondaire pour minimiser l'inductance de fuites. Ce transformateur, présenté dans la figure 4.21, nous a permis de garantir un blocage spontané des interrupteurs $S1$ et $S1'$.

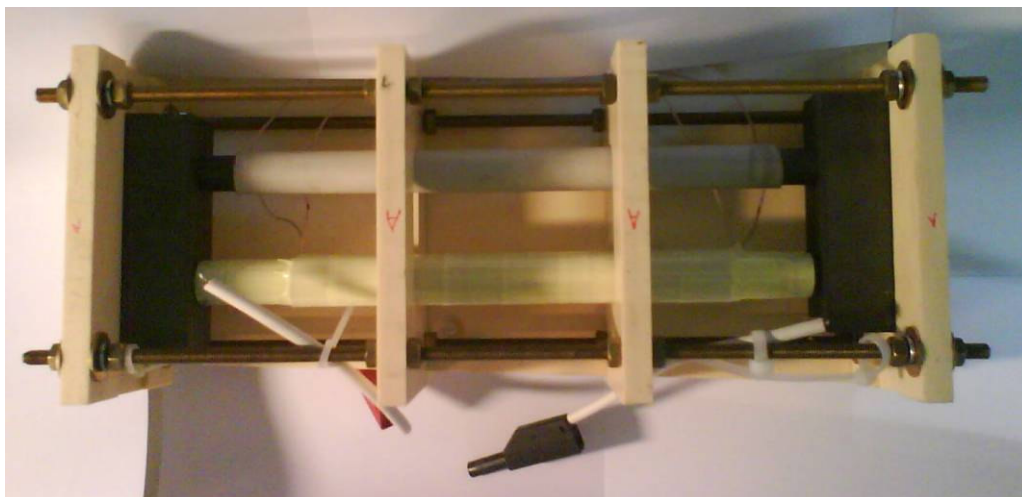


Figure 4.21 Transformateur qui permet le blocage spontané des interrupteurs $S1$ et $S1'$

Avec ce transformateur, nous avons pu valider expérimentalement, les deux types d'alimentation exposées dans cette thèse, qui seront présentées dans les sections suivantes.

4.4. Réalisation expérimentale de « l'alimentation en courant »

Dans cette section, nous présentons le fonctionnement expérimental de l'alimentation en courant. Les valeurs des composants du schéma de la figure 4.22, ont été calculées pour satisfaire le cahier des charges suivant :

- puissance de la lampe 50 W,
- fréquence de fonctionnement (lampe) 50 kHz,
- temps de décharge 5 μ s,
- rapport de charge 50 % (temps de charge 2,5 μ s).

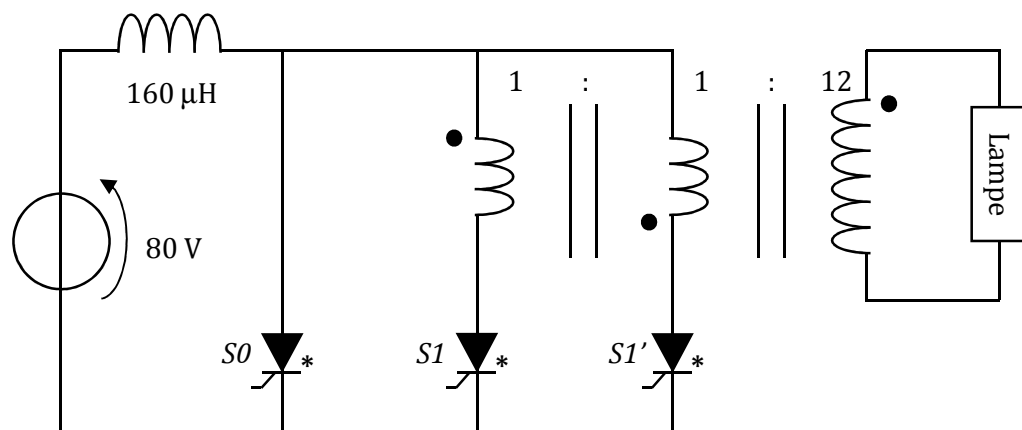


Figure 4.22 Schéma de l'alimentation en courant testée, avec les valeurs utilisés

Dans la figure 4.23 nous présentons les formes d'onde obtenues ; elles sont en accord avec la théorie : le courant dans l'inductance (courbe unidirectionnelle) présente :

- la rampe de la phase de charge,
- la partie sinusoïdale correspondante à la phase de décharge.

La valeur calculée pour I_{0p} coïncide avec la valeur affichée à l'oscilloscope (fin de la rampe) :

$$I_{0p} = \frac{(80 \text{ V}) \cdot (2,5 \mu\text{s})}{(160 \mu\text{H})} = 1,25 \text{ A} \quad (4.20)$$

Dans le courant de la lampe (courbe bidirectionnelle) nous percevons l'influence de la capacité parasite du transformateur, qui altère la forme d'onde au moment du claquage, comme cela a été expliqué auparavant (palier au départ de la phase de décharge). D'après les formes d'onde, nous pouvons estimer que cette capacité parasite est du même ordre de grandeur que la

capacité du gaz (~ 12 pF), ce qui n'affecte pas le bon fonctionnement du convertisseur, mais réduit inévitablement la puissance lumineuse produite.

Nous vérifions que le courant dans la lampe est quasi nul pendant les temps de relaxation et nous validons le fonctionnement de l'inverseur de courant, avec les cycles positifs et négatifs du courant dans la lampe, qui apparaissent symétriques.

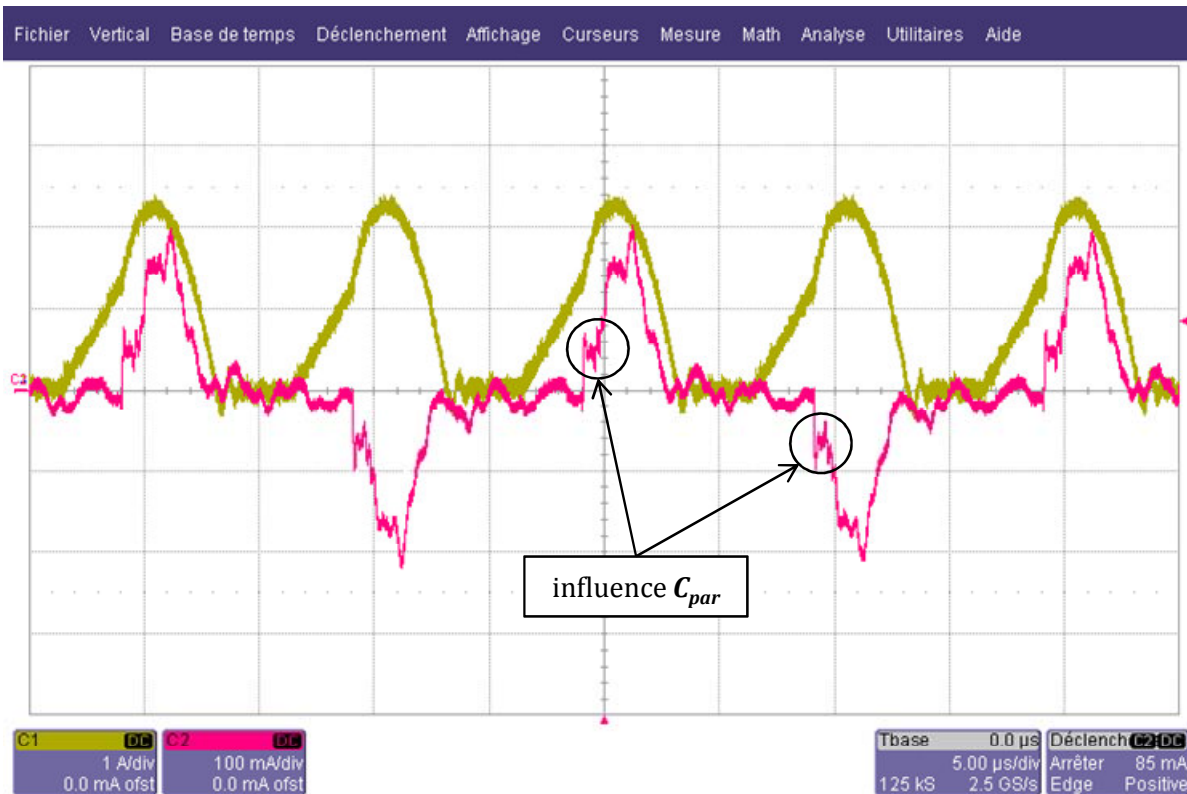


Figure 4.23 Formes d'onde obtenues pour l'alimentation en courant. L'allure unidirectionnelle correspond au courant dans l'inductance, le courant dans la lampe est bidirectionnel.

L'étude du rendement des structures n'est pas le but de cette thèse. Néanmoins, nous présentons la puissance mesurée dans chaque élément du convertisseur, autour du point de fonctionnement nominal, dans le tableau 4.2.

Tableau 4.2. Distribution des pertes dans l'alimentation en courant

$P_{entrée}$	P_{prim}	P_{lampe}	$P_{transfo}$	P_L	P_{S0}	$P_{S1, S1'}$
70 W	63 W	51 W	12 W	0,7 W	1,3 W	2,2 + 2,6 = 4,8 W
100 %	90 %	73 %	17 %	1 %	1,9 %	6,9 %

Nous obtenons un rendement d'environ 73%, avec environ 10 % de la puissance totale perdue dans les composants du primaire (interrupteurs et inductance) ; les 17 % restants sont perdus dans le transformateur, qui est pour l'instant le maillon faible du convertisseur.

Nous nous sommes rendus compte que les pertes dans les interrupteurs $S1$ et $S1'$, sont principalement dues à la commutation lors de l'amorçage. Une optimisation du temps de commutation (avec une variation de la résistance de grille du MOSFET) reste à effectuer, afin d'augmenter le rendement.

4.5. Réalisation expérimentale de « l'alimentation en puissance »

Pour la configuration d'alimentation en puissance, illustrée dans la figure 4.24, nous avons utilisé les mêmes composants que pour l'alimentation en courant ; il a seulement été nécessaire de modifier le câblage et d'augmenter la tension continue en entrée, afin d'atteindre la puissance de 50 W dans la lampe à la même fréquence de fonctionnement (50 kHz).

Une légère augmentation du temps de charge a été nécessaire, afin de limiter la tension d'entrée à 150 V et éviter un claquage possible de la capacité de filtrage de sortie de l'alimentation continue (elle supporte au maximum 200 V).

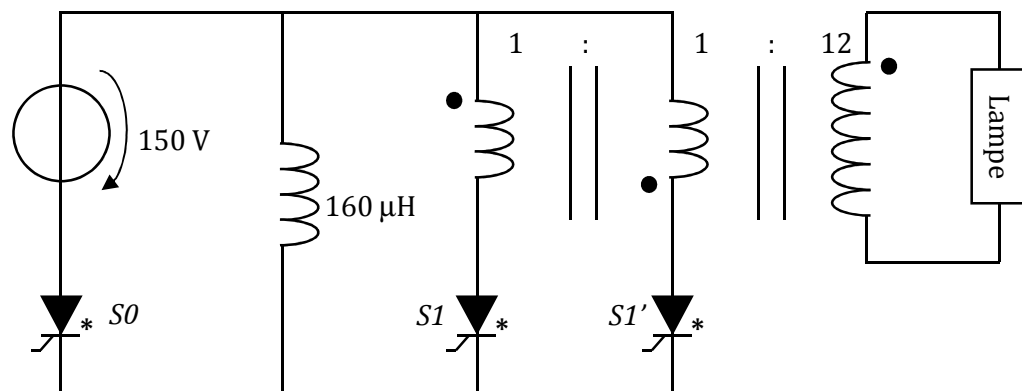


Figure 4.24 Schéma de l'alimentation en puissance testée, avec les valeurs utilisés

Avec la figure 4.25, nous vérifions le bon fonctionnement par rapport aux formes d'onde théoriques. Pour la même puissance délivrée à la lampe (~ 50 W) que dans l'alimentation en courant, nous observons que le courant crête dans l'inductance est plus proche de I_{op} (dépassement moindre) et que pour la même raison, la rampe doit monter plus haut (2,6 A au lieu de 1,25 A pour l'alimentation en courant) car dans cette configuration, la source de tension E n'apporte pas d'énergie pendant la phase de décharge.

Dans la courbe du courant dans la lampe (forme d'onde bidirectionnelle), nous remarquons qu'à cause de la plus forte valeur du courant I_0 , le palier (visible dans l'alimentation en courant) est presque négligeable, car le claquage est atteint de manière plus rapide par rapport à l'alimentation en courant.

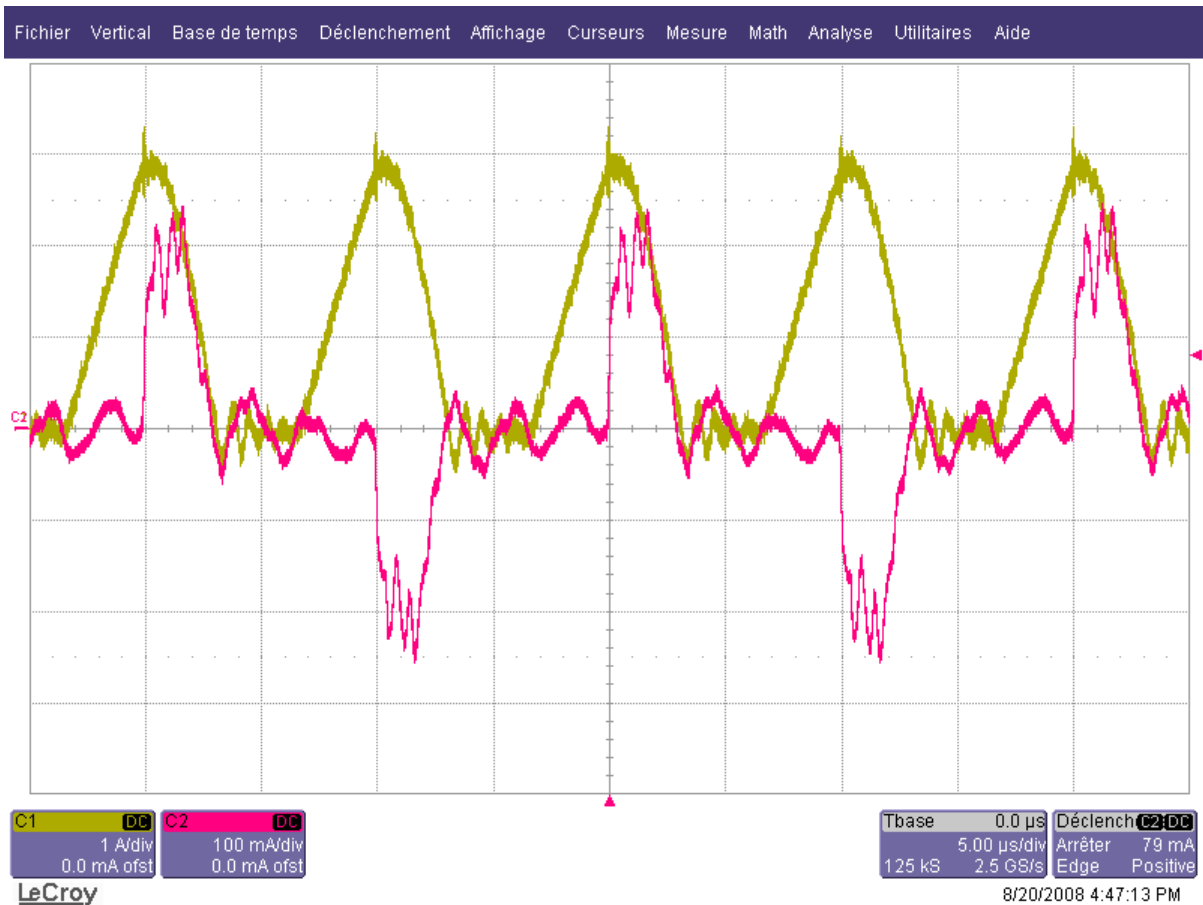


Figure 4.25 Formes d'onde obtenues pour l'alimentation en puissance. Le courant de charge dans l'inductance doit être porté à une valeur supérieure, par rapport à l'alimentation en courant, afin d'obtenir la même puissance dans la lampe

Pour l'alimentation en puissance, la distribution des puissances mesurées et des pertes est présentée dans le tableau 4.3.

Tableau 4.3. Distribution des pertes dans l'alimentation en puissance

$P_{entrée}$	P_{prim}	P_{lampe}	$P_{transfo}$	P_L	P_{S0}	$P_{S1, S1'}$
72 W	60 W	48 W	12 W	0,7 W	3,2 W	4 + 4 = 8 W
100 %	83 %	67 %	17 %	1 %	4,4 %	11 %

Nous remarquons que les pertes dans les interrupteurs ont augmenté considérablement à cause de l'augmentation (un peu plus du double) du courant de commutation (I_{op}). En conséquence, il apparaît que l'alimentation en courant est plus performante, en termes de puissance délivrée à la lampe, que l'alimentation en puissance (73 % contre 67 %).

4.6. Contrôle de la puissance électrique de la lampe

Bien que l'alimentation en puissance possède un rendement inférieur à l'alimentation en courant, nous l'avons préférée pour étudier le contrôle de la puissance électrique dans la lampe, car l'énergie envoyée pendant chaque séquence de décharge, dépend uniquement du carré du courant I_0 . Cette valeur est facilement modifiable par notre commande (grâce à la variation du temps de charge), comme le montre la figure 4.26 qui présente le résultat d'une variation brusque de la consigne I_0 .

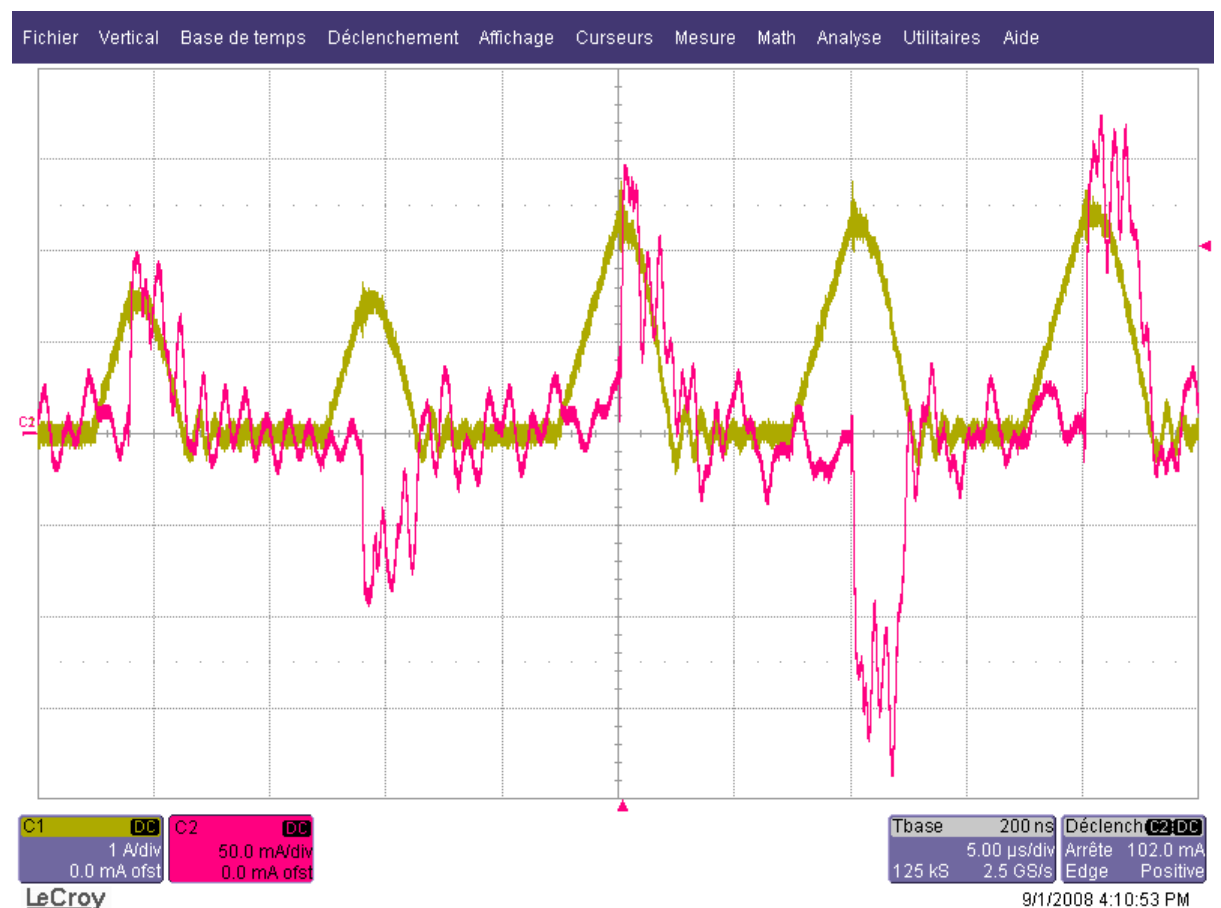


Figure 4.26 Réglage de la puissance avec une variation du temps de charge (variation de I_0)

De plus, l'alimentation en puissance nous permet d'obtenir un intervalle de puissance comprenant des valeurs très faibles, caractéristique qui sera exploitée dans le dernier chapitre.

Afin de caractériser le contrôle de la puissance dans la lampe, nous nous plaçons à une fréquence choisie et nous faisons varier la durée du temps de charge, ce qui modifie l'énergie envoyée à la lampe. Puis nous suivons la même procédure pour d'autres fréquences.

Le résultat est présenté à la figure 4.27 ; ces courbes démontrent que le contrôle de la puissance dans la lampe est réalisé grâce à la phase de charge (réglage de I_0). Cette figure nous montre aussi, les deux degrés de liberté que cette alimentation possède pour le contrôle de la puissance : l'énergie contrôlée par la phase de charge et la fréquence de fonctionnement.

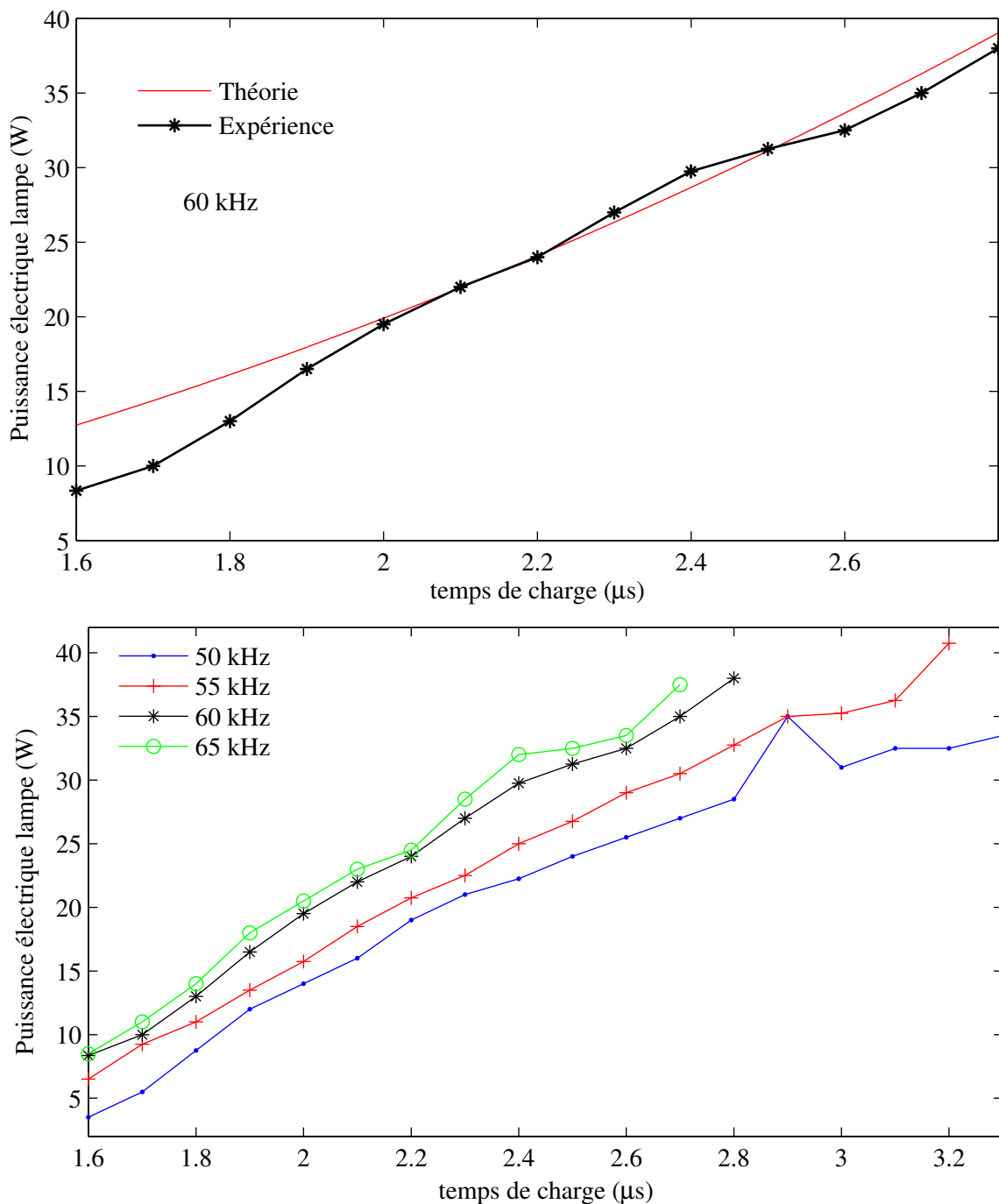


Figure 4.27 Contrôle de la puissance envoyée à la lampe est assuré par la phase de charge. Comparaison entre la théorie et l'expérience à 60 kHz (haut). Courbes expérimentales à plusieurs fréquences (bas)

Remarque : le modèle identifié de la lampe est utile afin de calculer, à partir du courant expérimental de la lampe, le courant, la tension et la puissance dans le gaz. Nous obtenons un très bon accord entre les courbes du courant et de la puissance en termes de durée et forme d'onde, comme le montre la figure 4.28. Ainsi, nous vérifions que le gaz est en régime normal de décharge (tension constante $\sim 1800V$) et que la puissance du gaz est contrôlée par le courant.

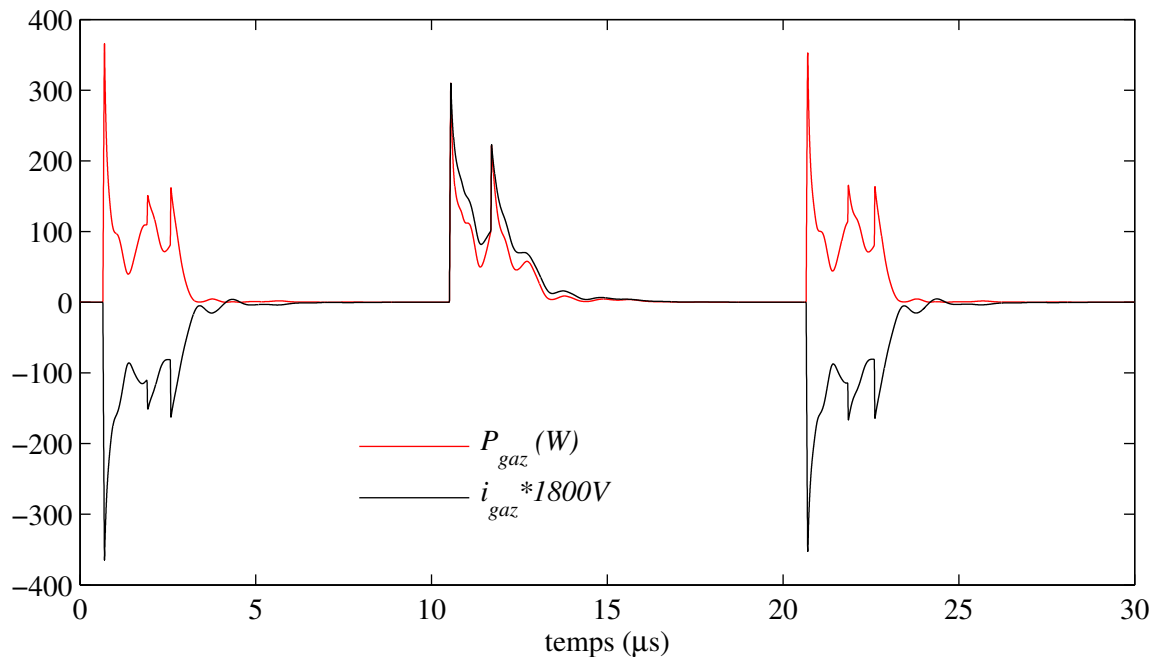


Figure 4.28 Puissance du gaz contrôlée par le courant. La tension du gaz est presque constante ($\sim 1800V$) pendant qu'il y a une circulation de courant à travers le gaz

4.7. Système de gestion et pilotage des convertisseurs

Le diagramme de la figure 4.29 illustre le schéma fonctionnel du système de gestion et pilotage des alimentations. La génération des signaux de commande est réalisée par une carte électronique basée sur un FPGA [4.14]; ces signaux sont envoyés aux interrupteurs du convertisseur, avec un isolement galvanique garanti par des optocoupleurs rapides.

Une carte *dSPACE 1104* [4.15] est utilisée pour envoyer, depuis un ordinateur, les consignes vers la carte FPGA. Sur l'interface utilisateur, il est possible de changer de fréquence de fonctionnement et le temps de charge (le deux degrés de liberté offerts par les alimentations). Cela, permet de définir précisément le point de fonctionnement du système alimentation - décharge et garantit la reproductivité des expériences.

La fréquence d'horloge de la FPGA est de 60 MHz, ce qui limite les changements dans la période de fonctionnement ou dans le temps de charge, à une résolution d'environ 17 ns, valeur suffisante pour notre application.

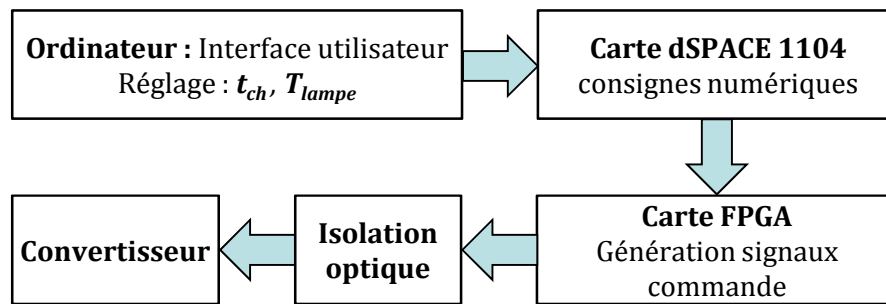


Figure 4.29 Système de gestion et pilotage des convertisseurs.

Conclusion et perspectives

Le « thyristor de synthèse haute-fréquence » a été développé et testé de manière satisfaisante ; l'utilisation de ce composant n'est pas limitée aux convertisseurs pour les DBDs ; elle pourrait bien s'élargir à d'autres applications, pour peu qu'elles restent dans les limites de puissance et de fréquence des MOSFETs et des diodes rapides.

Nous avons aussi conçu un outil de dimensionnement, afin d'obtenir les valeurs des composants des convertisseurs. Cet outil reste à compléter avec l'inclusion du calcul des éléments parasites du transformateur et leur prise en compte dans la simulation incluse dans la procédure itérative.

Nous avons enfin vérifié le fonctionnement correct des deux types des structures : alimentation en courant et alimentation en puissance. Nous nous sommes servis de cette dernière pour démontrer le contrôle de la puissance dans la lampe, grâce à l'énergie emmagasinée dans l'inductance ; nous avons aussi établi que la puissance dans la lampe est contrôlée par son courant, conformément aux hypothèses formulées au début de cette thèse.

L'intérêt commercial des nouveaux concepts d'alimentations reste à vérifier (elle nécessiterait que le transformateur soit optimisé) dans une comparaison avec les alimentations disponibles sur le marché, en termes de rendement et de puissance maximale fournie à la lampe. Cependant, nous pouvons assurer que notre concept permet le contrôle et la variation, avec deux degrés de liberté, de la puissance injectée dans la DBD.

Nous sommes aussi convaincus que la démarche de conception et de dimensionnement présentée ici est applicable à d'autres types de DBDs.

Bibliographie

- [4.1] D. ZHIFENG. « *Synthèse de Thyristor Haute Fréquences pour alimentation de puissance de lampes DBD* ». Rapport de stage Master Recherche, LAPLACE, 2008
- [4.2] Manuels de MATLAB et de SIMULINK. Référence web : <http://www.mathworks.com/>
- [4.3] Manuel d'utilisateur PSIM. Référence web : <http://www.powersimtech.com/>
- [4.4] R. VAN DE PLASSCHE. « *CMOS Integrated Analog-to-digital and Digital-to-analog Converters* ». 2nd edition, Kluwer Academic Publishers, Boston, U.S.A., 2003, pp. 244-256
- [4.5] B. RAZAVI. « *Principles of Data Conversion System Design* ». IEEE Press, NY, 1995
- [4.6] N. MOHAN, T.M. UNDELAND, W.P. ROBBINS. « *Power Electronic, Converters Applications and Design* ». John Wiley and Sons, second edition 1995, New York, U.S.A.
- [4.7] A.M. URLING, V.A. NIEMELA, G.R. SKUTT, T.G. WILSON. « *Characterizing high-frequency effects in transformer windings-a guide to several significant articles* ». Fourth IEEE-APEC, pp.373-385, 1989
- [4.8] J.A. COLLINS. « *An accurate method for modeling transformer winding capacitances* ». 16th IEEE-IECON, pp.1094-1099 vol.2, 1990
- [4.9] M.A. PEREZ, C. BLANCO, M. RICO, F.F. LINERA. « *A new topology for high voltage, high frequency transformers* ». 10th IEEE-APEC, pp.554-559 vol.2, 1995
- [4.10] M.J. PRIETO, A. FERNANDEZ, J.M. DIAZ, J.M. LOPERA, J. SEBASTIAN. « *Influence of transformer parasitics in low-power applications* ». 14th IEEE-APEC, pp.1175-1180 vol.2, 1999
- [4.11] H. YAN LU, J. GUO ZHU, S.Y. RON HUI. « *Experimental Determination of Stray Capacitances in High Frequency Transformers* ». IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, No. 5, pp 1105-1112, Sept 2003
- [4.12] A. MASSARINI, M.K. KAZIMIERCZUK. « *Self-Capacitance of Inductors* ». IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 12, No. 4, pp 671-676, Jul 1997
- [4.13] B. TALA-IGHIL. « *Utilisation des éléments parasites des transformateurs haute et très haute tension dans les convertisseurs statiques à résonance fonctionnant à fréquence variable* ». Thèse de l'université de Montpellier 2, 1992
- [4.14] Altera ACEX 1K Programmable Logic Device Family Data Sheet version 3.4. Référence web 2008 : <http://www.altera.com/literature/ds/acex.pdf>
- [4.15] Manuels d'utilisateur dSPACE : 1104 R&D Controller Board, ControlDesk

Etude des Interactions Courant – Rayonnement

Afin d'évaluer les conséquences produites par le nouveau concept d'alimentation sur le rayonnement UV de la lampe, nous avons réalisé plusieurs types de mesures optiques. Pour des facilités de contrôle, à valeurs faibles, de la puissance électrique dans la lampe, cette étude a été effectuée uniquement avec l'alimentation en puissance. Cependant, des résultats similaires peuvent être attendus dans l'alimentation en courant.

Initialement, nous utilisons un radiomètre qui capte la lumière à 308 nm, pour effectuer les mesures de puissance optique, en fonction de l'énergie envoyée à la lampe. Ici, nous vérifions que le contrôle de la puissance électrique de la lampe, démontré dans le chapitre précédent, peut se traduire en contrôle du rayonnement UV.

Ensuite, nous effectuons des mesures résolues dans le temps, afin de comparer les formes d'onde du rayonnement UV avec celles du courant dans la lampe et du courant dans le gaz. Ces mesures sont réalisées, dans un premier temps, avec un photodétecteur puis avec un montage purement optique, afin d'éviter les perturbations électromagnétiques.

A l'aide la spectrométrie, nous vérifions que la densité spectrale de puissance de l'émission UV, n'est pas affectée par le concept d'alimentation présenté dans ce travail, avec une raie centrée près de 308 nm (correspondant au mélange gazeux dont sont remplies les lampes).

Pour finir, nous réalisons une imagerie résolue en temps, pour mettre en évidence la possibilité d'étudier la dynamique d'une seule microdécharge dans la lampe. Ici, nous remarquerons que l'anode est plus lumineuse que la cathode et que la microdécharge est visible lors d'une circulation de courant.

5.1. Contrôle de la puissance rayonnée

Dans cette section, nous plaçons un radiomètre à 5 cm de la lampe, comme le montre la figure 5.1. Ce capteur perçoit les rayons dans une surface circulaire de 1 cm² et donne une valeur moyenne de la puissance captée, durant chaque seconde, sous la forme de puissance relative en mW/cm². La valeur affichée correspond uniquement à la longueur d'onde émise par l'exciplexe XeCl* (308 nm).

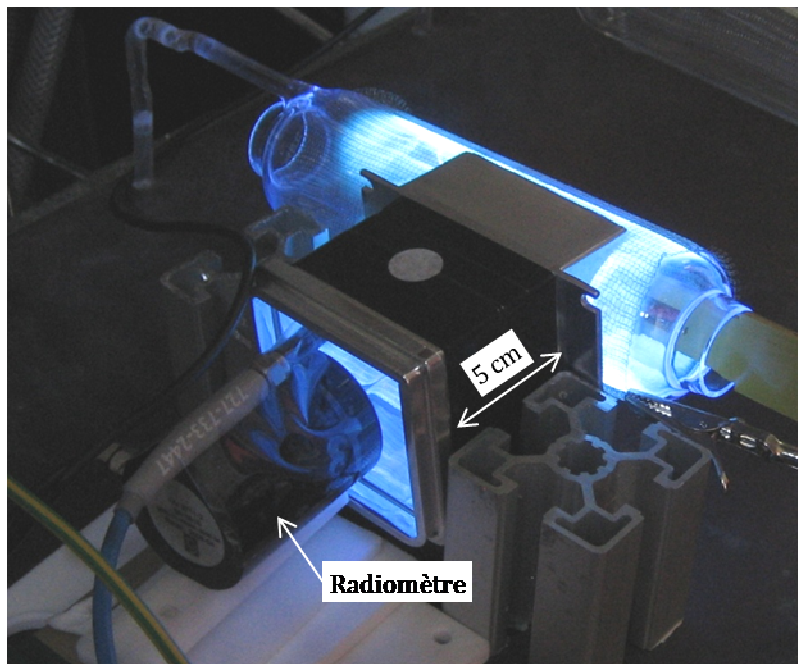


Figure 5.1 Montage utilisé pour mesurer la puissance UV moyenne, émise par la lampe. Le radiomètre est placé à 5 cm de la lampe

Nous avons figé la fréquence de fonctionnement de l'alimentation à une valeur constante et fait varier le courant I_0 (par l'intermédiaire du temps de charge t_{ch}), en relevant les valeurs données par le radiomètre. Ensuite, la même opération a été effectuée pour des fréquences différentes. Les courbes de la figure 5.2 présentent les résultats de cette expérience.

Le résultat obtenu est intéressant, puisque il apparait que le convertisseur contrôle de manière très efficace la puissance rayonnée. Nous remarquons cependant une différence par rapport aux courbes de la figure 4.27, correspondant à la puissance électrique transmise à la lampe : la courbe relevée à 50 kHz se rapproche de celle à 55 kHz ; on peut attribuer ceci au fait que le rendement de la lampe varie avec la fréquence, présentant apparemment une légère augmentation à 50 kHz, comme le montre la figure 5.3.

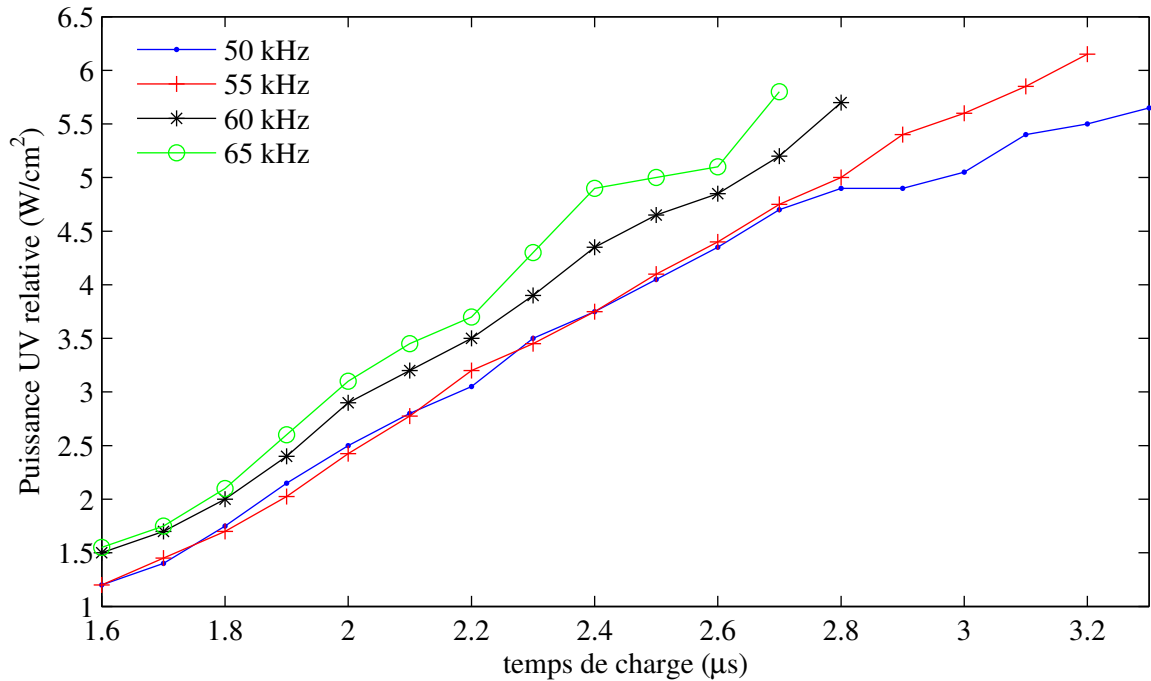


Figure 5.2 Variation de la puissance UV émise en fonction du temps de charge (ou de l'énergie envoyée)

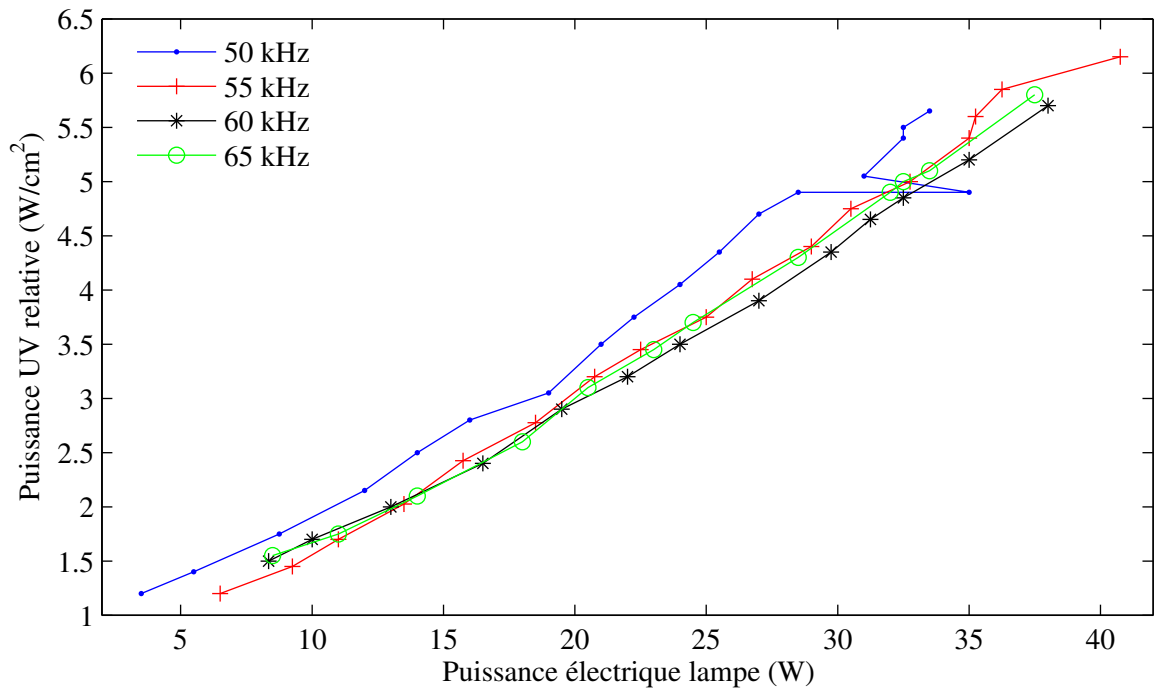


Figure 5.3 Puissance rayonnée en fonction de la puissance électrique injectée dans la lampe. Variation du rendement de la lampe avec la fréquence (supérieur à 50 kHz par rapport aux autres fréquences).

Cette dernière figure fait aussi apparaître un rendement quasi constant (pentes des lignes presque constantes).

De cette section nous pouvons retenir qu'effectivement, l'alimentation contrôle la puissance UV rayonnée par la lampe, avec deux degrés de liberté (fréquence et temps de charge) ; ceci est

très intéressant, car la lampe peut présenter un meilleur rendement à une fréquence donnée (pour la gamme de fréquences étudiées, 50 kHz semble être la fréquence de fonctionnement optimale).

Comme la puissance électrique dans le gaz est étroitement corrélée au courant i_{gaz} (comme cela a été établi au chapitre précédent), nous avons décidé d'effectuer des mesures résolues en temps, comme il sera montré dans la section suivante.

5.2. Mesures résolues dans le temps

5.2.1. Mesures au photodétecteur

Nous avons utilisé un photodétecteur à 308 nm, qui nous donne la forme d'onde de la puissance émise. Ce système, constitué d'une photodiode et d'un amplificateur rapide est présenté à la figure 5.4. Il présente l'avantage, d'une visualisation directe du rayonnement sur l'oscilloscope, ce qui permet de le comparer, en temps réel, avec les signaux électriques, notamment avec le courant dans la lampe.

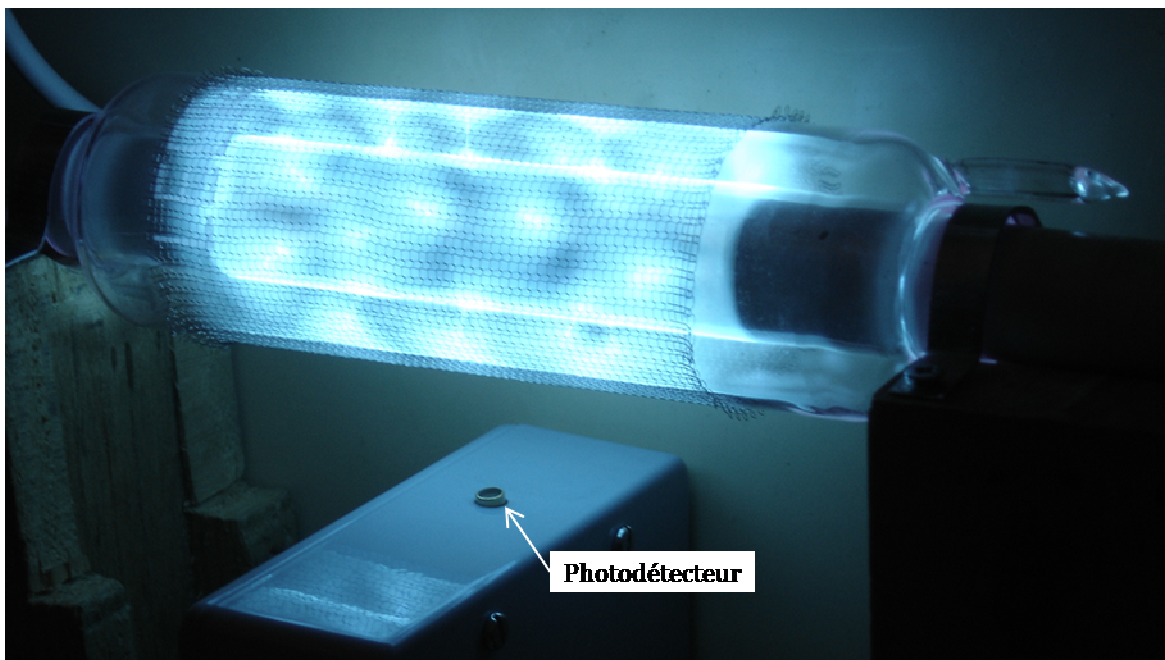


Figure 5.4 Montage avec photodétecteur pour mesurer le rayonnement en fonction du temps

Nous observons, à la figure 5.5 que le rayonnement se produit essentiellement, pendant qu'il y a une circulation du courant dans la lampe.

Nous avons vérifié que ce principe se conserve avec l'alimentation en courant, comme le montre la figure 5.6.

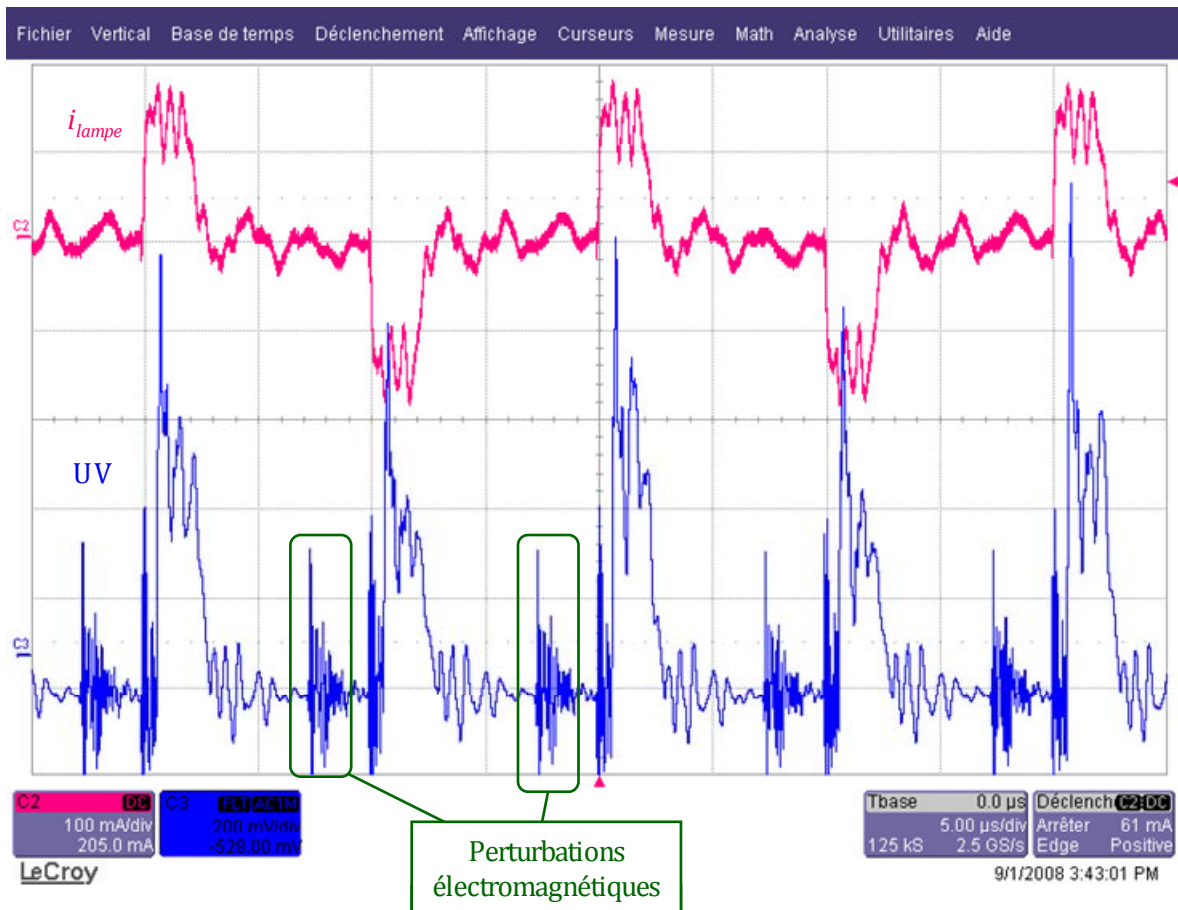


Figure 5.5 Concordance entre le courant dans la lampe et le rayonnement UV, pour une alimentation en en puissance. La puissance UV rayonnée est en unités arbitraires

Des perturbations électriques (nous reviendrons sur ce point dans la prochaine section) apparaissent lors des commutations des semi conducteurs, ainsi que dans les phases pendant lesquelles le courant est nul.

Il est à remarquer que le rayonnement est plus important pendant le demi-cycle où le courant circule de l'électrode externe vers l'électrode interne (courant positif), quand l'anode se trouve à l'extérieur ; ce résultat sera expliqué, ultérieurement, dans l'étude consacrée à l'imagerie.

L'inconvénient de cette mesure est la surface restreinte du capteur, qui est délimitée par la section de la photodiode, comme cela apparaît sur la photo de la figure 5.4 ; de ce fait on effectue une mesure sur un échantillon peu représentatif à l'égard des dimensions de la lampe.

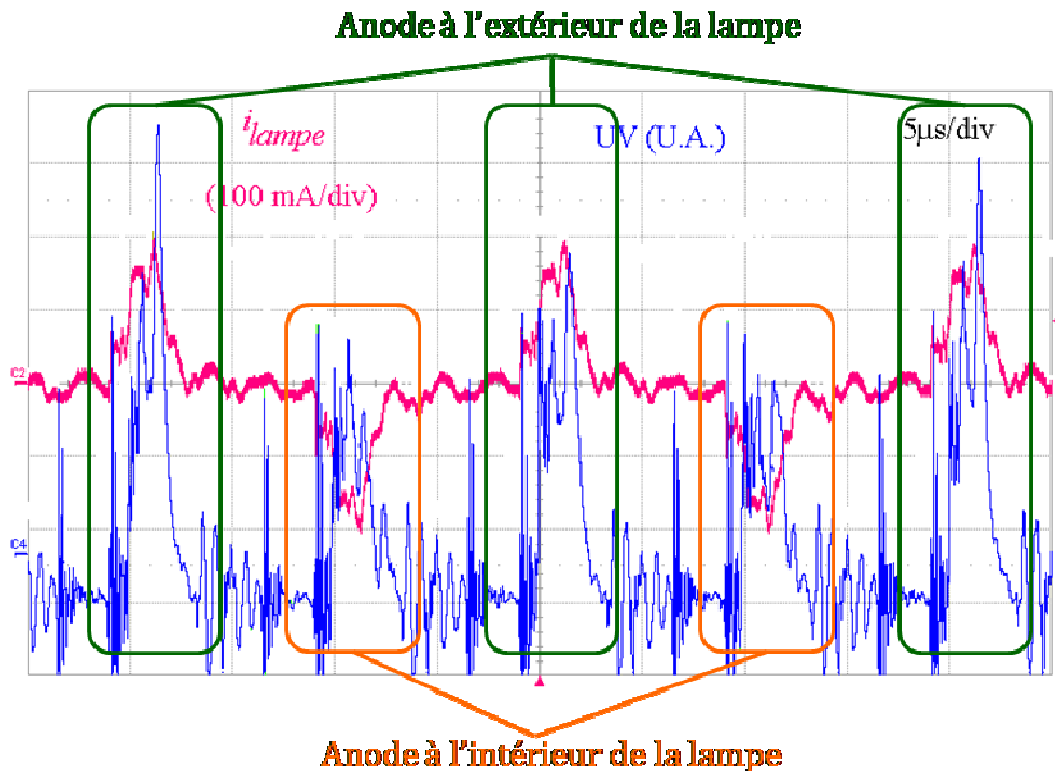


Figure 5.6 La concordance entre le rayonnement UV et le courant dans la lampe est aussi valable pour l'alimentation en courant. Différence entre les séquences où l'anode se trouve à l'intérieur ou à l'extérieur de la lampe

5.2.2. Spectrométrie résolue en temps

Afin d'éviter les perturbations électriques qui apparaissent sur la forme d'onde de la radiation UV, et de réaliser des mesures beaucoup plus fiables, nous réalisons une spectrométrie résolue en temps, à l'aide d'une caméra rapide et d'un monochromateur, qui filtre l'émission de la lampe et ne retient uniquement que la longueur d'onde correspondante à l'exciplexe XeCl^* (308 nm).

Entre le monochromateur et la lampe, nous plaçons un diffuseur, afin de moyenner spatialement le rayonnement qui n'est pas homogène du fait du comportement filamentaire de la décharge.

Ce montage est illustré sur la figure 5.7. Les images prises par la camera sont envoyées vers un ordinateur, où elles sont traitées, une par une, afin de donner une forme d'onde d'intensité en fonction du temps.

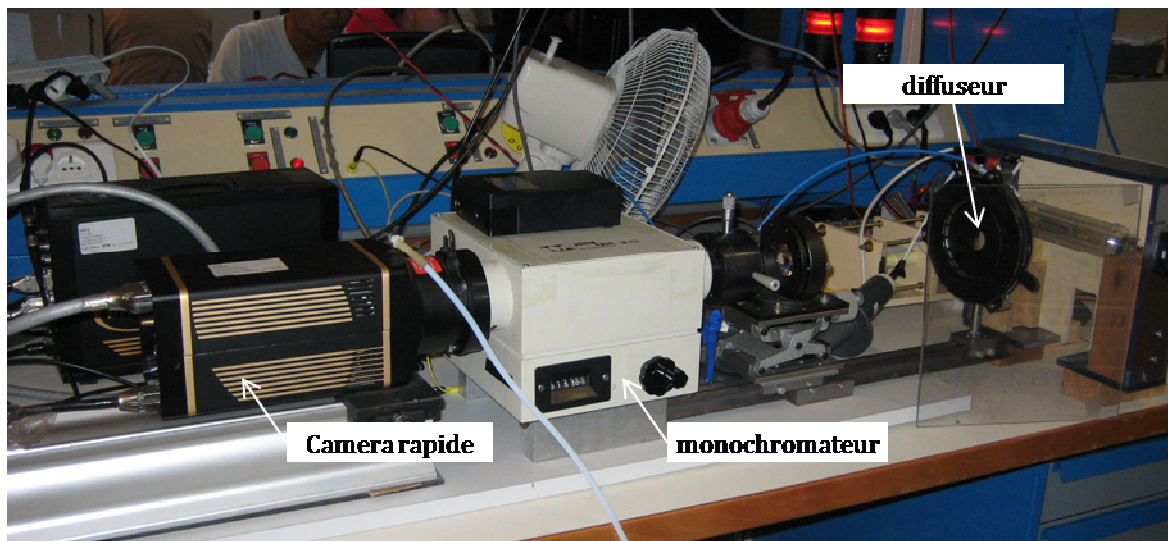


Figure 5.7 Montage utilisé pour réaliser la spectrométrie résolue en temps

De la même façon qu'avec le radiomètre, nous sélectionnons plusieurs valeurs du temps de charge (et donc de l'énergie envoyée à chaque période) à une fréquence donnée, pour relever le chronogramme de la puissance lumineuse ; puis nous avons répété la même procédure pour plusieurs fréquences. La figure 5.8 présente les relevés correspondant à 50 kHz et 65 kHz.

Ces formes d'onde démontrent qu'il n'y a pas d'émission UV, pendant que le courant est nul ; cela confirme bien, comme cela avait été supposé dans la section précédente, lors des mesures en temps réel, que les relevés réalisés avec le photodétecteur sont entachés de perturbations d'origine électrique.

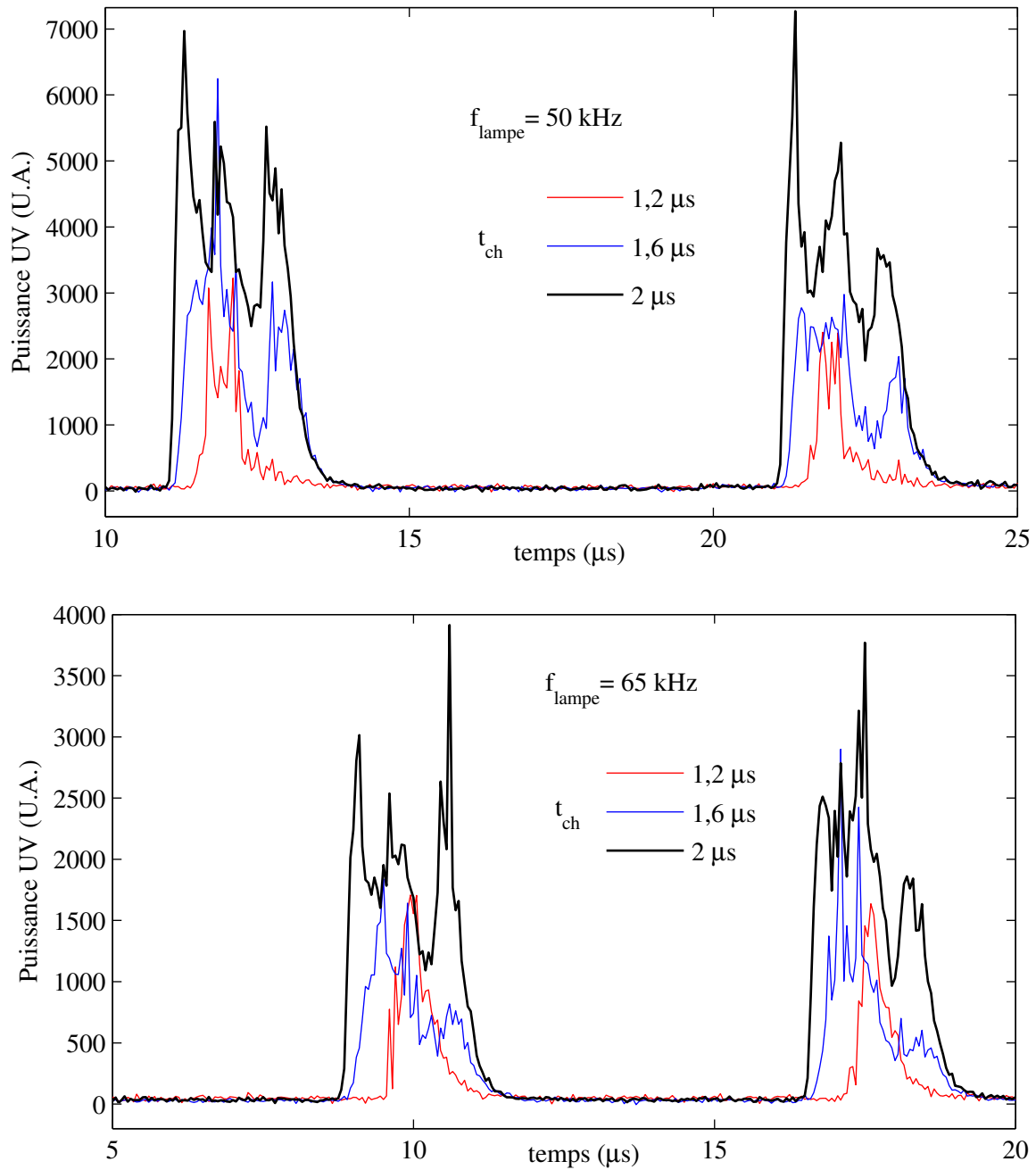


Figure 5.8 Rayonnement UV produit en fonction du temps pour plusieurs temps de charge (variation de l'énergie envoyée à la lampe)

Afin de mettre en relation les relevés optiques et les chronogrammes mesurés à l'oscilloscope, nous synchronisons les deux chaînes de mesure en utilisant un signal de déclenchement commun, issu de la commande des interrupteurs du convertisseur statique, pour l'oscilloscope et pour la camera rapide. De cette façon, nous assurons le synchronisme entre tous les signaux : courant dans la lampe, puissance UV du photodétecteur et puissance UV par spectrométrie.

Nous mesurons ainsi le courant dans la lampe i_{lampe} , qui est ensuite utilisé comme entrée du modèle identifié (sur le simulateur électrique), afin de reconstituer les variables non mesurables, comme le courant du gaz i_{gaz} , la tension du gaz v_{gaz} et la conductance G_{gaz} .

Sur la figure 5.9, nous présentons le courant mesuré dans la lampe et le courant simulé dans le gaz ; nous pouvons noter que le courant dans le gaz suit celui de la lampe, mais présente au début de chaque impulsion un palier nul, dû à l'inversion de signe de la tension v_{gaz} qui nécessite la charge de la capacité C_{gaz} .

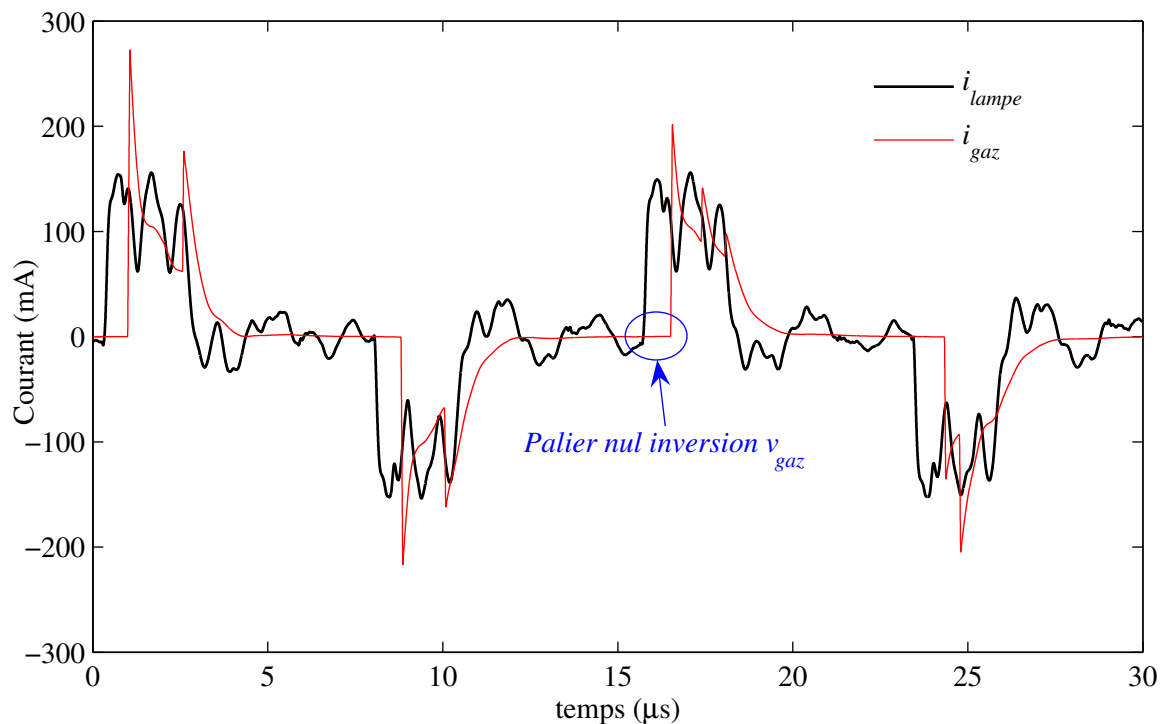


Figure 5.9 Reconstitution du courant du gaz à partir du courant mesuré dans la lampe. Exemple pris avec une fréquence de 65 kHz et 2 μ s de temps de charge

Cette reconstitution du courant dans le gaz, par l'intermédiaire du modèle identifié de la lampe, permet de réaliser une comparaison entre la puissance UV rayonnée et le courant du gaz, qui est également l'image de la puissance électrique dans le gaz, comme cela a été établi dans le chapitre précédent.

Nous remarquons dans l'exemple présenté à la figure 5.10 (65 kHz et 2 μ s de temps de charge), une étroite corrélation entre le courant du gaz et le rayonnement ; l'émission de la lumière se produit uniquement lors de la circulation de courant dans le gaz.

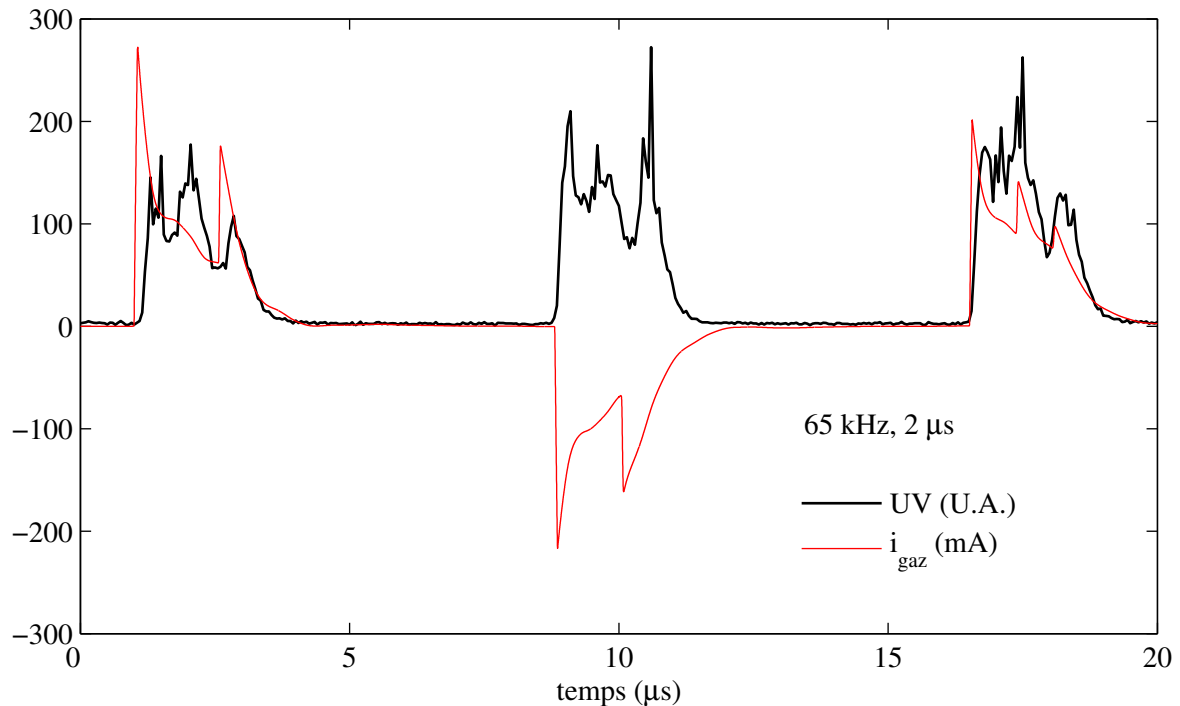


Figure 5.10 Corrélation entre le rayonnement UV produit par la lampe et le courant du gaz

Il nous semble ici qu'il est possible d'affirmer qu'il y a une proportionnalité entre la puissance rayonnée et le courant circulant dans le gaz. Cette corrélation est maintenue pour l'ensemble des points de fonctionnement que nous avons choisis.

Cependant, si l'énergie envoyée est très faible (temps de charge très court), la similarité des deux formes d'onde est moins bonne. Une explication à cette disparité est que le modèle de la lampe reste valable, tant que la décharge couvre toute la surface de la lampe, ce qui n'est pas le cas pour les valeurs faibles de I_0 (c'est à dire pour les faibles valeurs d'énergie), comme le montre la photo de la figure 5.11.

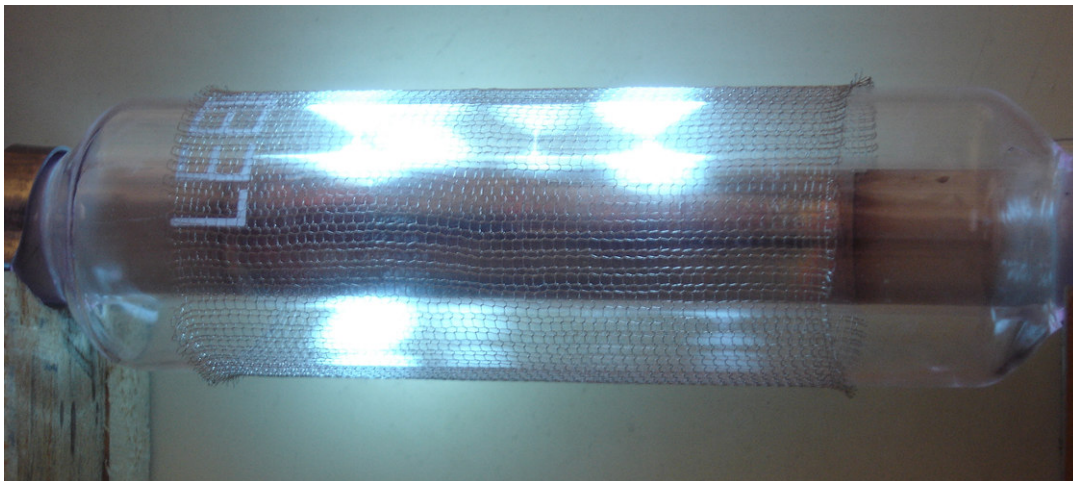


Figure 5.11 Lampe avec une faible énergie. La surface de décharge ne couvre pas la totalité de la lampe. Pour ces conditions le modèle de la lampe est inexact

Les résultats obtenus dans cette section, font apparaître la corrélation (qui semble même être une relation de proportionnalité) entre le rayonnement UV et le courant du gaz. Ceci ouvre la possibilité, dans le cadre de travaux futurs, de contrôler la durée et l'amplitude du rayonnement, à notre guise. Nous pouvons même envisager de maintenir le rayonnement à une valeur presque constante pendant toute la période, en utilisant une source de courant unidirectionnelle, qui fonctionne en mode de conduction continu (c'est-à-dire en injectant dans la lampe un courant quasi rectangulaire).

5.2.3. Temps de réponse du rayonnement

Afin d'étudier le temps de réponse de la lampe, nous avons imposé un changement abrupt dans la consigne de courant I_0 (avec une variation du temps de charge), et nous avons relevé simultanément le rayonnement résolu en temps mesuré par le photodétecteur.

Le résultat obtenu à l'oscilloscope, présenté à la figure 5.12, nous indique que la réponse de l'émission UV est immédiate.

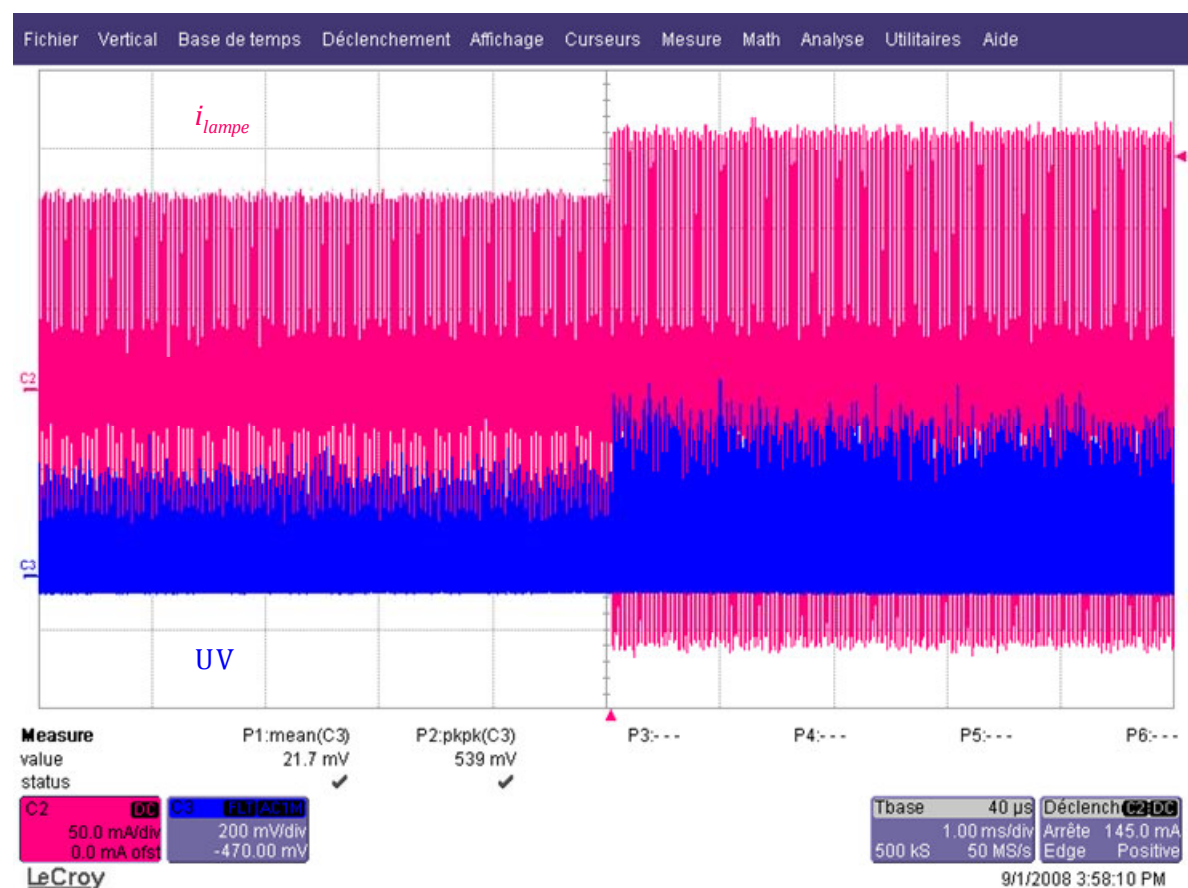


Figure 5.12 Rapidité de réponse du rayonnement UV, par rapport aux variations dans la consigne de courant I_0

5.3. Pureté spectrale du rayonnement UV

Avec le montage de spectrométrie utilisé dans la section précédente, nous fixons le système sur un certain point de fonctionnement et nous faisons varier la fréquence de filtrage du monochromateur. De cette façon, nous pouvons mesurer le spectre d'émission de la lampe ; sur la figure 5.13, nous présentons le spectre correspondant à la série de mesures effectuées à 50 kHz (pour les autres fréquences les résultats sont similaires).

Nous pouvons observer à la figure 5.14, que pour toutes les valeurs d'énergie, nous avons une très bonne densité spectrale, centrée sur 307,8 nm, ce qui indique clairement que l'alimentation n'altère pas le spectre d'émission de la lampe.

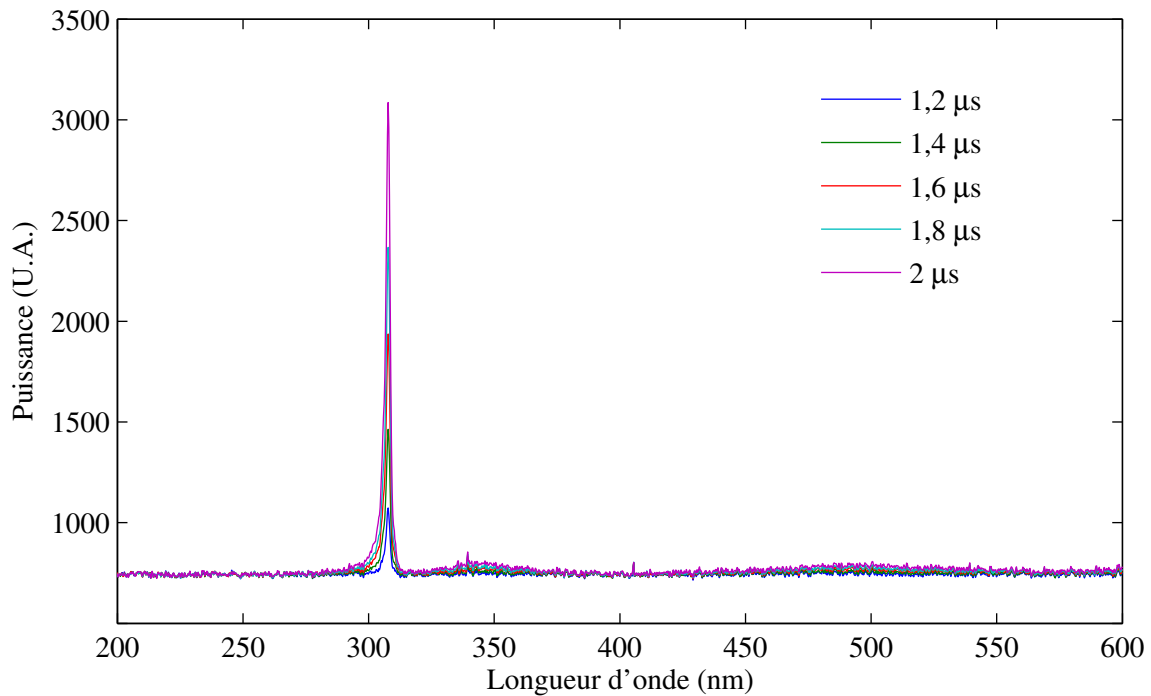


Figure 5.13 Densité spectrale de puissance, de l'émission de la lampe (à différentes énergies) obtenue avec le nouveau concept d'alimentation

Nous vérifions à nouveau le contrôle de la puissance rayonnée, par l'intermédiaire de l'énergie envoyé pendant chaque séquence de décharge (variation du temps de charge).

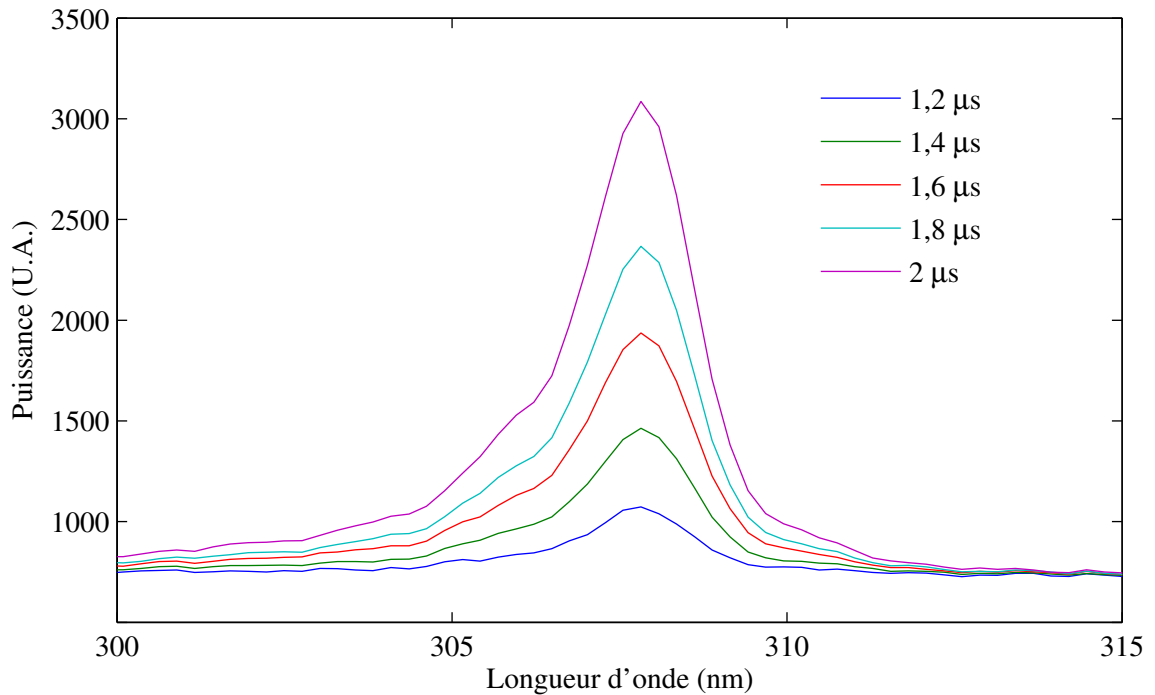


Figure 5.14 Agrandissement du spectre sur la longueur d'onde d'émission. Mise en évidence du contrôle de la puissance rayonné, par l'intermédiaire du temps de charge

5.4. Etude d'une microdécharge

L'alimentation en puissance possède l'avantage sur les alimentations classiques, de pouvoir contrôler l'énergie envoyée pendant chaque impulsion, y compris à des valeurs très basses. Nous avons exploité cette caractéristique, afin de maintenir une seule microdécharge dans la lampe, comme le montre la figure 5.15, et pouvoir ainsi faire de l'imagerie résolue en temps (dans le domaine visible), avec pour finalité d'étudier la formation et la disparition de cette microdécharge.

Cette condition a été trouvée à 63420 Hz, avec un temps de charge de 884 ns.

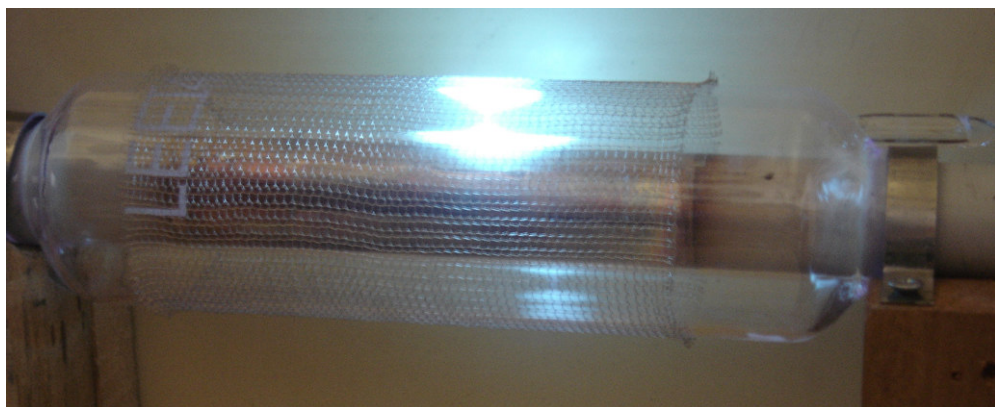


Figure 5.15 Une seule microdécharge stabilisée dans la lampe, grâce à l'injection d'une énergie de faible valeur contrôlée par l'alimentation en puissance

Les figures 5.16 et 5.17, nous montrent les séquences d'images, correspondantes à la durée de la microdécharge, en incluant les intervalles de création et de disparition. Ces images ont été prises avec la camera rapide, à une résolution de 30 ns. La camera a été synchronisée avec les signaux électriques, afin d'associer les images à la forme d'onde du courant de la lampe et à celle du courant dans le gaz.

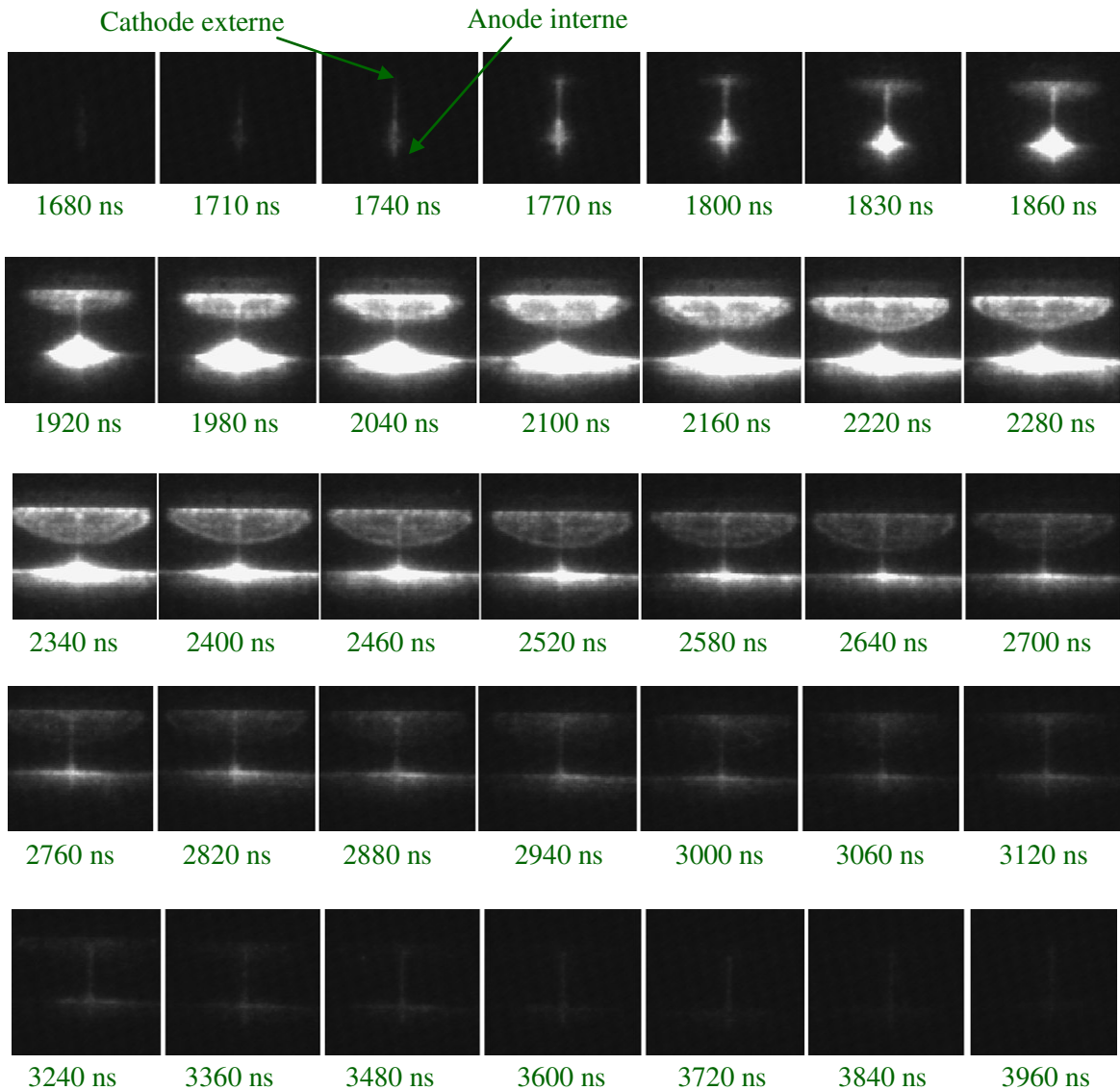


Figure 5.16 Séquence d'images montrant la formation et la disparition de la microdécharge pendant le cycle où le courant circule de l'intérieur vers l'extérieur

Nous avons remarqué que la formation de la microdécharge se fait toujours, de l'anode vers la cathode, et que l'anode reste plus lumineuse pendant tout l'intervalle. Les formes coniques ou en « champignon » que l'on peut apercevoir, sont l'effet de la courbature de la lampe, car les décharges restent du type surfacique.

Le fait que l'anode est plus lumineuse que la cathode, explique la disparité du rayonnement, entre les séquences positives et négatives du courant. Aux moments où la zone anodique se trouve près de la paroi externe, le capteur UV (à l'extérieur de la lampe) recueille plus de lumière que pendant le demi-cycle où la zone anodique se trouve près du cylindre interne.

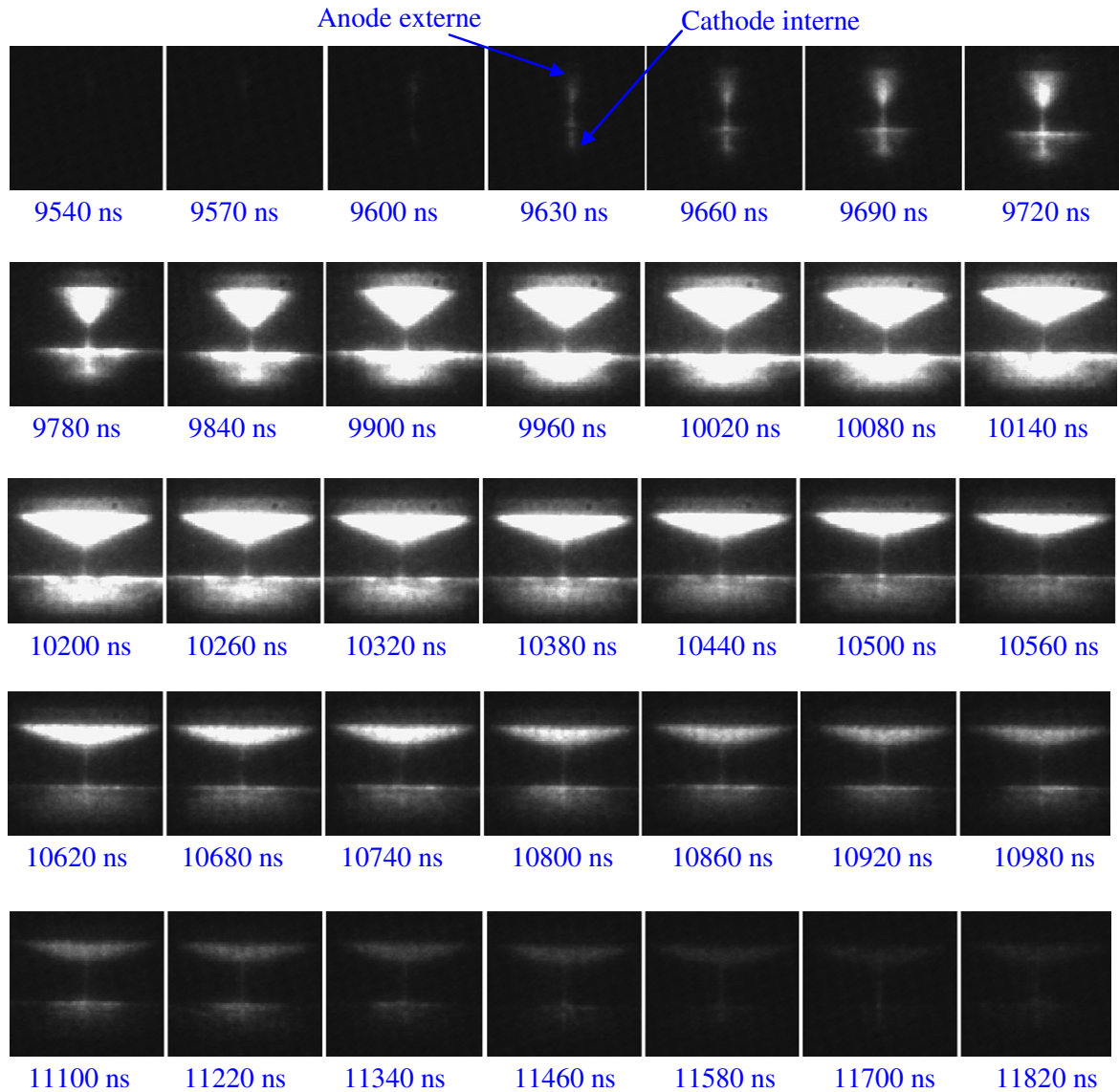


Figure 5.17 Séquence d'images montrant la formation et la disparition de la microdécharge pendant le cycle où le courant circule de l'extérieur vers l'intérieur

La durée de chacune des séquences montrées précédemment, est d'environ $2,3 \mu\text{s}$; cet intervalle correspond à la durée de chaque séquence de décharge dans le courant du gaz. Sur la figure 5.18, nous illustrons la correspondance entre l'existence de la microdécharge et les cycles positifs et négatifs des courants dans la lampe et dans le gaz.

Si le modèle de la lampe était absolument adapté aux conditions expérimentales, l'instant d'amorçage de la microdécharge, devrait correspondre au moment précis où le courant du gaz

devient non nul ; toutefois, comme l'aire de la décharge ne remplit pas la totalité de la surface de la lampe, les valeurs des paramètres sont certainement entachées d'inexactitude (elles ont été identifiées à partir de relevés expérimentaux qui correspondent au cas où la décharge couvre toute la surface des électrodes). Cependant la concordance entre les formes d'onde et les images reste satisfaisante.

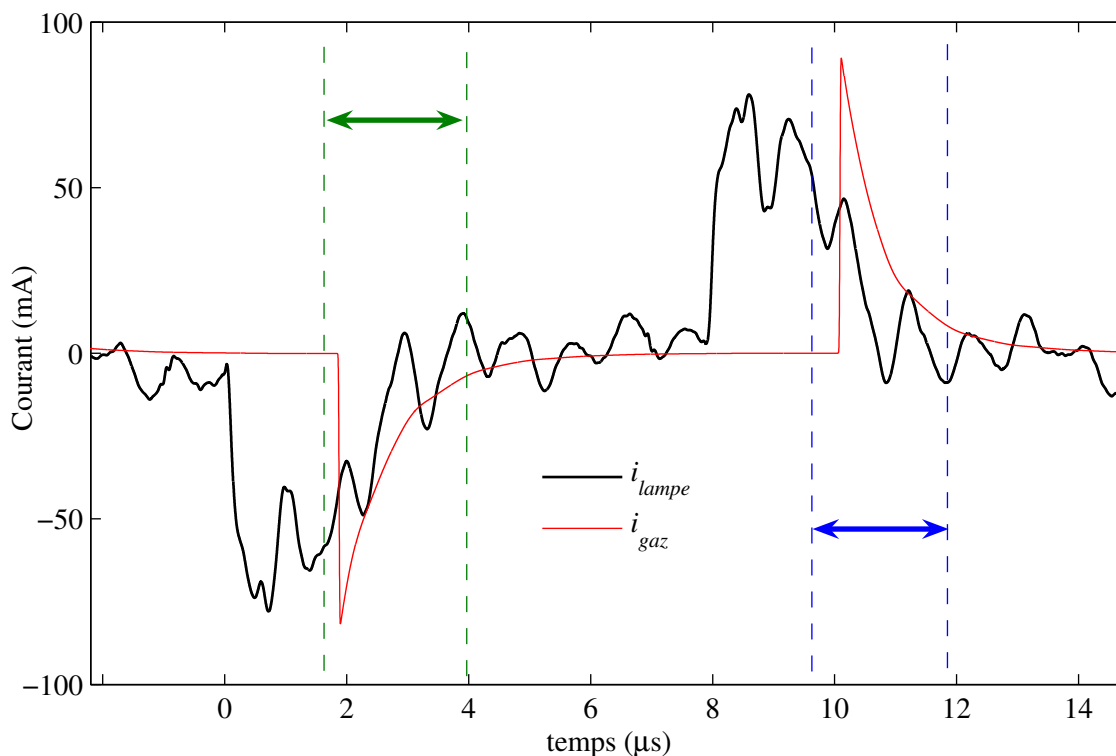


Figure 5.18 Courant mesuré dans la lampe et courant simulé dans le gaz pour un seul filament dans la lampe. L'intervalle en vert (à gauche) correspond à la séquence anodique interne ; celui en bleu (à droite) à la séquence anodique externe

Conclusion

Nous avons démontré que le concept d'alimentation présenté dans cette thèse est capable de contrôler le rayonnement UV de la lampe, avec deux degrés de liberté : la fréquence de fonctionnement et l'énergie envoyée pendant chaque cycle.

Nous avons constaté que le rendement de la lampe peut dépendre de la fréquence de fonctionnement. Dans la série de mesures effectuée, nous avons remarqué qu'à 50 kHz, nous produisons la même radiation UV avec une puissance électrique moindre, par rapport aux autres fréquences.

Avec les mesures résolues en temps, nous avons constaté que le rayonnement est étroitement corrélé, en amplitude et durée, avec le courant du gaz, qui est une image de la puissance

électrique de la lampe. Nous pouvons même dire, que les deux formes d'onde sont proportionnelles.

Le calcul du courant dans le gaz peut être réalisé avec le modèle identifié de la lampe, avec une excellente précision tant que la décharge couvre la totalité de la surface de la lampe.

Nous avons examiné la densité spectrale de puissance du rayonnement de la lampe ; pour tous les points de fonctionnement, nous obtenons une très bonne pureté à 307,8 nm et une largeur de raie d'environ 2 nm. Ceci signifie que les convertisseurs développés n'altèrent pas l'émission de la lampe.

Finalement, en exploitant la possibilité de maintenir une seule microdécharge dans la lampe, de manière stable, nous avons réalisé une imagerie rapide, ce qui nous a permis d'étudier la formation et la disparition de cette microdécharge. Nous avons constaté que la zone anodique est plus lumineuse que la cathodique, générant une dissymétrie dans le rayonnement UV capté à l'extérieur de la lampe, pendant les cycles positifs et négatifs du courant.

Conclusion générale

Nous avons présenté dans ce manuscrit une approche conduisant à la mise au point d'un nouveau type d'alimentation destinée à contrôler la puissance d'une décharge à barrière diélectrique ; en ce qui concerne les applications expérimentales, nous avons consacré nos efforts au cas des lampes excimères, dont nous souhaitons contrôler le rayonnement UV émis, par le biais de ce générateur.

Ce travail peut être divisé en trois parties principales : l'étude de la charge à alimenter du point de vue électrique ; ensuite, la définition des caractéristiques de la source électrique destinée à alimenter cette charge, permettant un contrôle de sa puissance et finalement, la mise en œuvre et la validation des performances de convertisseurs satisfaisant les conditions définies dans la partie précédente.

La modélisation électrique de l'excilampe nous a permis d'identifier de façon claire, la forme d'onde adéquate nécessaire pour contrôler la puissance de la lampe. Le modèle a été construit et validé à l'aide de chronogrammes expérimentaux. Ce modèle permet également d'étudier, pendant la phase de conception, les interactions entre le convertisseur et la lampe, grâce à des simulations numériques au niveau « circuit électrique ».

A travers le modèle identifié, nous avons établi la nature capacitive de la lampe et la caractéristique de type « source de tension » présentée par le gaz. Ces deux aspects expliquent le choix d'une alimentation en courant comme source idéale pour contrôler la puissance dans la lampe. Cette conclusion peut être généralisée à l'ensemble des DBDs qui travaillent en « régime normal de décharge ».

L'alimentation a été conçue comme deux blocs associés en cascade : une source unidirectionnelle de courant et un inverseur de courant. Ce dernier permet de maintenir un courant moyen nul dans la DBD, condition nécessaire pour garantir le bon fonctionnement du convertisseur. L'inverseur de courant a été réalisé à partir d'un pont en H et d'un transformateur élévateur ; le nombre d'interrupteurs a pu être réduit à deux, grâce à une configuration de transformateur à trois enroulements.

Pour la source de courant, nous avons choisi un fonctionnement en mode de conduction discontinu, tenant compte d'un temps d'attente entre deux impulsions de courant, *a priori* nécessaire pour la relaxation des espèces du gaz.

Deux solutions ont été retenues pour la source de courant : la première utilise un hacheur survolteur ; la deuxième un hacheur dévolteur-survolteur. Pour chaque alimentation, nous avons réduit le nombre d'interrupteurs lors de la mise en cascade avec l'inverseur, ce qui a donné naissance respectivement, à « l'alimentation en courant » et à « l'alimentation en puissance ».

Le système alimentation-lampe présente un comportement résonant, pour les deux cas de convertisseur. L'étude théorique de ces structures a été effectuée avec le plan de phase, qui aide à la compréhension du fonctionnement des alimentations et au choix des conditions limites, dont la connaissance permet d'assurer un fonctionnement satisfaisant des convertisseurs.

Le bon fonctionnement des convertisseurs nécessite l'utilisation d'interrupteurs de type thyristor ; cependant, la plage des fréquences de fonctionnement choisies les situent à des valeurs beaucoup trop élevées, pour les dispositifs commerciaux. Pour résoudre ce problème, nous avons conçu et mis en œuvre un « thyristor rapide », composant synthétisé à partir d'un MOSFET, d'une diode et d'une logique de contrôle pour gérer l'état du MOSFET. L'utilisation de ce dispositif peut être étendue à d'autres applications de l'électronique de puissance.

Le nouveau concept d'alimentation a été mis en œuvre et testé de manière satisfaisante pour les deux convertisseurs étudiés au cours de cette thèse. Les formes d'onde obtenues sont en accord avec la théorie. Le contrôle de la puissance fournie à la lampe a été vérifié ; deux degrés de liberté sont disponibles pour le mettre en œuvre : la fréquence de fonctionnement et l'énergie délivrée à chaque période.

Nous avons aussi vérifié que le contrôle du rayonnement de l'excilampe est accompli par le nouveau concept d'alimentation, avec les deux degrés de liberté mentionnés. Ceci est un aspect important, car nous pourrions ainsi rechercher quelle est la fréquence de fonctionnement optimale de la lampe et ensuite contrôler son rayonnement avec l'énergie envoyée à chaque période.

Il apparaît enfin, à travers les relevés réalisés en spectrométrie résolue en temps, que la puissance rayonnée par la lampe dépend directement du courant circulant à travers le gaz. La forme d'onde de la puissance UV émise suit dans le temps celle du courant dans le gaz, confirmant que le mode d'alimentation en courant choisi est bien adapté à l'objectif recherché.

Des améliorations sont à apporter dans l'outil de dimensionnement des convertisseurs ; notamment, dans l'amélioration du modèle du transformateur et dans le calcul théorique de ses éléments parasites. Ceci permettra d'optimiser le rendement énergétique de l'alimentation.

La procédure suivie dans cette thèse, nous semble applicable à une vaste gamme d'applications de la décharge à barrière diélectrique, afin d'obtenir un contrôle précis de la puissance fournie à la décharge.

Bibliographie

- [1.1] A.M. POINTU, J. PERRIN, J. JOLLY. « *Plasmas froids de décharge : Propriétés électriques* ». Les techniques de l'ingénieur Dossier D 2 830 (02/2007)
- [1.2] T. LEHNER. « *L'état de plasma : le feu de l'univers* ». Vuibert, Paris, France. 2004
- [1.3] Référence web, Texte de vulgarisation scientifique : <http://www.plasmas.org/>
- [1.4] P. FAUCHAIS. « *Plasma thermiques : Aspects fondamentaux* ». Les techniques de l'ingénieur Dossier D 2 810 (02/2007)
- [1.5] A.M. POINTU, J. PERRIN, J. JOLLY. « *Plasmas froids de décharge : Applications et diagnostic* ». Les techniques de l'ingénieur Dossier D 2 835 (02/2007)
- [1.6] J. REECE ROTH. « *Industrial Plasma Engineering : Principles* ». Institute of Physics Publishing, London, U.K. 1995
- [1.7] U. KOGELSCHATZ. « *Dielectric-Barrier Discharges: Their History, Discharge Physics, and Industrial Applications* ». Plasma Chemistry and Plasma Processing, Vol. 23, No. 1, March 2003
- [1.8] U. KOGELSCHATZ, E. KILLER, B. ELIASSON. « *Decomposition of Hydrogen Sulfide in a Dielectric-Barrier Discharge* ». American Physical Society, Gaseous Electronics Conference October 5-8, 1999 Norfolk, VA
- [1.9] T. IKEMATSU, N. HAYASHI, S. IHARA, S. SATOH, C. YAMABE. « *Advanced oxidation processes (AOPs) assisted by excimer lamp* ». Vacuum 73 (2004) 579–582
- [1.10] K. OKAZAKI, T. KISHIDA, K. OGAWA, T. NOZAKI. « *Direct conversion from methane to methanol for high efficiency energy system with exergy regeneration* ». Energy Conversion and Management 43 (2002) 1459–1468
- [1.11] F. MASSINES, G. GOUDA, N. GHERARDI, M. DURAN, E. CROQUESEL. « *The Role of Dielectric Barrier Discharge Atmosphere and Physics on Polypropylene Surface Treatment* ». Plasmas and Polymers, Vol. 6, Nos. 1/2, June 2001
- [1.12] R. SEEBOCK, H. ESROM, M. CHARBONNIER, M. ROMAND, U. KOGELSCHATZ. « *Surface modification of polyimide using dielectric barrier discharge treatment* ». Surface and Coatings Technology 142-144 (2001) 455-459
- [1.13] Z. FALKENSTEIN, J.J. COOGAN. « *Photoresist etching with dielectric barrier discharges in oxygen* ». J. Appl. Phys. 82, 6273 (1997)
- [1.14] J.Y. ZHANG, I.W. BOYD. « *Lifetime investigation of excimer UV sources* ». Applied Surface Science 168 (2000) 296-299
- [1.15] T. SHIGA, S. MIKOSHIBA, S. SHINADA. « *Mercury-Free, High-Luminance and High-Efficacy Flat Discharge Lamp for LCD Backlighting* ». Electronics and Communications in Japan, Part 2, Vol. 84, No. 8, 2001
- [1.16] T. J. SOMMERER, D.A. DOUGHTY. « *Radiometric characterization of xenon positive column discharges* ». J. Phys. D: Appl. Phys. 31 (1998) 2803–2817

- [1.17] N.N. GUIVAN, J. JANCA, A. BRABLEC, P. STAHEL, P. SLAVICEK, L.L. SHIMON. « *Planar UV excilamp excited by a surface barrier discharge* ». J. Phys. D: Appl. Phys. 38 (2005) 3188–3193
- [1.18] J.P. BOEUF. « *Plasma display panels: physics, recent developments and key issues* ». J. Phys. D: Appl. Phys. 36 (2003) R53–R79
- [1.19] U. KOGELSCHATZ. « *Silent discharges for the generation of ultraviolet and vacuum ultraviolet excimer radiation* ». Pure & Appl. Chem., Vol. 62, No. 9, pp. 1667-1674, 1990
- [1.20] M.I. LOMAEV, E.A. SOSNIN, V.F. TARASENKO, D.V. SHITS, V.S. SKAKUN, M.V. EROFEEV, A.A. LISENKO. « *Capacitive and Barrier Discharge Excilamps and Their Applications (Review)* ». Instruments and Experimental Techniques, 2006, Vol. 49, No. 5, pp. 595-616
- [1.21] U. KOGELSCHATZ, H. ESROM, J.Y. ZHANG, I.W. BOYD. « *High-intensity sources of incoherent UV and VUV excimer radiation for low-temperature materials processing* ». Applied Surface Science 168 (2000) 29-36
- [1.22] E.A. SOSNIN, M.V. EROFEEV, V.F. TARASENKO. « *Capacitive discharge exciplex lamps* ». J. Phys. D: Appl. Phys. 38 (2005) 3194–3201
- [1.23] J.B. BIRKS. « *Excimers* ». Rep. Prog. Phys. 1975 Vol. 38, pp. 903-974
- [1.24] U. KOGELSCHATZ, B. ELISSASSON, W. EGLI. « *From ozone generators to flat television screens: history and future potential of dielectric-barrier discharges* ». Pure & Appl. Chem., Vol. 71, No. 10, pp. 1819-1828, 1999
- [1.25] M. PLANK. « *On the Law of Distribution of Energy in the Normal Spectrum* ». Annalen der Physik, vol. 4, p. 553 ff (1901)
- [1.26] M.I. LOMAEV, V.S. SKAKUN, E.A. SOSNIN, V.F. TARASENKO, D.V. SHITS. « *Sealed efficient excilamps excited by a capacitive discharge* ». Technical Physics Letters, Vol. 25, No. 11, 1999
- [1.27] F. MASSINES, A. RABEHI, P. DECOMPS, R.B. GADRI, P. SEGUR, C. MAYOUX. « *Experimental and theoretical study of a glow discharge at atmospheric pressure controlled by dielectric barrier* ». Journal of Applied Physics Vol 83, No.6 (1998)
- [1.28] H.E. WAGNER, R. BRANDENBURG, K.V. KOZLOV, A. SONNEFELD, P. MICHEL, J.F. BEHNKE. « *The barrier discharge: basic properties and applications to surface treatment* ». Vacuum 71 (2003) 417–436
- [1.29] M. LAROUCSI, X. LU. « *Power consideration in the pulsed dielectric barrier discharge at atmospheric pressure* ». Journal of Applied Physics, Vol. 96, No. 5 (2004)
- [1.30] R.P. MILDREN, R.J. CARMAN. « *Enhanced performance of a dielectric barrier discharge lamp using short-pulsed excitation* ». J. Phys. D: Appl. Phys. 34 No 1 (2001) L1-L6
- [1.31] S. LIU, M. NEIGER. « *Double discharges in unipolar-pulsed dielectric barrier discharge xenon excimer lamps* ». J. Phys. D: Appl. Phys. 36 (2003) 1565–1572
- [1.32] M. PONCE-SILVA, J. AGUILAR-RAMIREZ, E. BEUTELSPACHER, J.M. CALDERON, C. CORTES. « *Single-Switch Power Supply based on the Class E Shunt Amplifier for Ozone Generators* ». IEEE-PESC 2007, pp.1380-1385, (2007)
- [1.33] C. ORDIZ, J.M. ALONSO, M.A. DALLA COSTA, J. RIBAS, A.J. CALLEJA. « *Development of a high-voltage closed-loop power supply for ozone generation* ». IEEE-APEC 2008, pp.1861-1867, 2008
- [2.1] H. FOCH, M. METZ, T. MEYNARD, H. PIQUET, F. RICARDEAU. « *Des dipôles à la cellule de commutation* ». Les techniques de l'ingénieur Dossier D 3075 (09/2008)
- [2.2] A.A. PIKULEV, V.M. TSVETKOV. « *Simulation of the Discharge Process in a Barrier Discharge Cell Based on a Three-Parameter Models* ». Technical Physics, 2007, Vol. 52, No. 9, pp. 1121–1126

- [2.3] S. BHOSLE. « *Influence du mode d'alimentation sur des décharges à barrière diélectrique dans du xénon pour la production d'ultraviolets* ». Thèse de l'Université Paul Sabatier, Toulouse III, 2006
- [2.4] K. OLEG, M. SERGEY, M. NAKAOKA. « *Frequency characteristics analysis and switching power supply designing for dielectric barrier discharge type load* ». Power Electronics Congress, 2002. Technical Proceedings. CIEP 2002. VIII IEEE International, pp. 222-227
- [2.5] S. VONGPHOUTHONE, H. PIQUET, H. FOCH. « *Model of the homogeneous electrical discharge* ». Eur. Phys. Journal AP 15, 2001, 123-133
- [2.6] A.M. CASSIE. « *Théorie Nouvelle des Arcs de Rupture et de la Rigidité des Circuits* » CIGRE Report 102, 1939
- [2.7] P.H. SCHAVEMAKER, L. VAN-DER-SLUIJS. « *An Improved Mayr-Type Arc Model Based on Current-Zero Measurements* ». IEEE Transactions on Power Delivery, vol.15, no.2, pp.580-584, Apr 2000
- [2.8] S. BHOSLE, G. ZISSIS, J.J. DAMELINCOURT, A. CAPDEVILA, K. GUPTA, F.P. DAWSON, V.F. TARASENKO. « *Electrical modeling of an homogeneous dielectric barrier discharge (DBD)* ». Industry Applications Conference, 2005, vol.4, no., pp. 2315-2319
- [2.9] J.P. SALANNE. « *Contrôle du point de fonctionnement des décharges électriques par l'intermédiaire de leur alimentation* ». Thèse de l'INP de Toulouse, 2005, pp. 95 - 116, web: <http://ethesis.inp-toulouse.fr/>
- [2.10] C.T. CHEN. « *Linear system theory and design* ». Oxford university press, New York, U.S.A., 1999
- [2.11] F. ADLER, S. MULLER. « *Formation and decay mechanisms of excimer molecules in dielectric barrier discharges* ». J. Phys. D: Appl. Phys. 33 (2000) 1705-1715
- [2.12] R.J. CARMAN, R.J. MILDREN. « *Computer modelling of a short-pulse excited dielectric barrier discharge xenon excimer lamp ($\lambda \sim 172 \text{ nm}$)* ». J. Phys. D: Appl. Phys. 36 (2003) 19-33
- [2.13] Référence Web, Manuel d'utilisateur de PSIM : <http://www.powersimtech.com/>. (2008)
- [2.14] A. ODA, H. SUGAWARA, Y. SAKAI, H. AKASHI. « *Estimation of the light output power and efficiency of Xe barrier discharge excimer lamps using a one-dimensional fluid model for various voltage waveforms* ». J. Phys. D: Appl. Phys. 33 (2000) 1507 - 1513
- [2.15] S. BHOSLE, G. ZISSIS, J.J. DAMELINCOURT, A. CAPDEVILA, K. GUPTA, F.P. DAWSON, V.F. TARASENKO. « *Implementation of an efficiency indicator in an electrical modeling of a Dielectric Barrier Discharge Lamp* ». Record of the 41st IEEE-IAS Annual Meeting Conference, vol.4, pp.1784-1790, 2006
- [3.1] N. MOHAN, T.M. UNDELAND, W.P. ROBBINS. « *Power Electronic, Converters Applications and Design* ». John Wiley and Sons, second edition 1995, New York, U.S.A.
- [3.2] Y. CHERON. « *La commutation douce dans la conversion statique de l'énergie électrique* ». Lavoisier FRANCE, avril 1989
- [3.3] R. ORUGANTI, F.C. LEE. « *Resonant Power Processors, Part I – State Plane Analysis* ». IEEE Transactions on industry applications, Vol. IA-21, No. 6, 1985
- [3.4] C.Q. LEE, K. SIRI. « *Analysis and Design of Series Resonant Coverter by State Plane Diagram* ». IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-22, No. 6, pp 757 - 763, 1986
- [3.5] J.M. ALONSO, J. CARDESIN, J.A. MARTIN-RAMOS, J. GARCIA, M. RICO-SECADES. « *Using Current-Fed Parallel-Resonant Inverters for Electro-Discharge Applications: A Case of Study* ». IEEE-APEC, pp. 109-115 Vol.1, 2004
- [4.1] D. ZHIFENG. « *Synthèse de Thyristor Haute Fréquences pour alimentation de puissance de lampes DBD* ». Rapport de stage Master Recherche, LAPLACE, 2008
- [4.2] Manuels de MATLAB et de SIMULINK. Référence web : <http://www.mathworks.com/>

- [4.3] Manuel d'utilisateur PSIM. Référence web : <http://www.powersimtech.com/>
- [4.4] R. VAN DE PLASSCHE. « *CMOS Integrated Analog-to-digital and Digital-to-analog Converters* ». 2nd edition, Kluwer Academic Publishers, Boston, U.S.A., 2003, pp. 244-256
- [4.5] B. RAZAVI. « *Principles of Data Conversion System Design* ». IEEE Press, NY, 1995
- [4.6] N. MOHAN, T.M. UNDELAND, W.P. ROBBINS. « *Power Electronic, Converters Applications and Design* ». John Wiley and Sons, second edition 1995, New York, U.S.A.
- [4.7] A.M. URLING, V.A. NIEMELA, G.R. SKUTT, T.G. WILSON. « *Characterizing high-frequency effects in transformer windings-a guide to several significant articles* ». Fourth IEEE-APEC, pp.373-385, 1989
- [4.8] J.A. COLLINS. « *An accurate method for modeling transformer winding capacitances* ». 16th IEEE-IECON, pp.1094-1099 vol.2, 1990
- [4.9] M.A. PEREZ, C. BLANCO, M. RICO, F.F. LINERA. « *A new topology for high voltage, high frequency transformers* ». 10th IEEE-APEC, pp.554-559 vol.2, 1995
- [4.10] M.J. PRIETO, A. FERNANDEZ, J.M. DIAZ, J.M. LOPERA, J. SEBASTIAN. « *Influence of transformer parasitics in low-power applications* ». 14th IEEE-APEC, pp.1175-1180 vol.2, 1999
- [4.11] H. YAN LU, J. GUO ZHU, S.Y. RON HUI. « *Experimental Determination of Stray Capacitances in High Frequency Transformers* ». IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, No. 5, pp 1105-1112, Sept 2003
- [4.12] A. MASSARINI, M.K. KAZIMIERCZUK. « *Self-Capacitance of Inductors* ». IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 12, No. 4, pp 671-676, Jul 1997
- [4.13] B. TALA-IGHIL. « *Utilisation des éléments parasites des transformateurs haute et très haute tension dans les convertisseurs statiques à résonance fonctionnant à fréquence variable* ». Thèse de l'université de Montpellier 2, 1992
- [4.14] Altera ACEX 1K Programmable Logic Device Family Data Sheet version 3.4. Référence web 2008 : <http://www.altera.com/literature/ds/acex.pdf>
- [4.15] Manuels d'utilisateur dSPACE : 1104 R&D Controller Board, ControlDesk

Alimentation de puissance d'une lampe exciplexe à décharge à barrière diélectrique, en vue du contrôle du rayonnement

Résumé :

Ce travail présente une approche raisonnée pour alimenter en énergie électrique une lampe exciplexe à décharge à barrière diélectrique, en vue du contrôle du rayonnement UV produit. Un modèle électrique de la lampe a été développé et identifié, permettant d'étudier les interactions alimentation-lampe. Ce modèle est également utilisé pour effectuer la synthèse des structures candidates du convertisseur ; celles-ci, procèdent à un contrôle direct du courant dans la lampe. Une étude expérimentale a été menée afin de valider l'approche théorique. Les degrés de liberté apportés par le réglage des convertisseurs sont exploités, pour analyser la corrélation entre le courant du gaz et le rayonnement UV.

Power supply for dielectric barrier discharge exciplex lamp, for radiation control purpose

Abstract:

This work presents a reasoned approach to deliver electric energy into a dielectric barrier discharge exciplex lamp, with the aim of controlling its UV emission. An electrical model of the lamp has been developed and identified, in order to study the interactions between the power supply and the lamp. This model is also employed to perform the synthesis of the candidate structures for the converter. These structures, accomplish a direct control of the lamp current. An experimental study was achieved to validate the theoretical approach. The degrees of freedom of these converters are exploited to analyze the correlation between the lamp current and the UV emission.