



HAL
open science

Alimentation sans transformateur pour dispositif de décharge à barrière diélectrique (DBD)

Mame Andallah Diop

► **To cite this version:**

Mame Andallah Diop. Alimentation sans transformateur pour dispositif de décharge à barrière diélectrique (DBD). Plasmas. Université Paul Sabatier - Toulouse III, 2017. Français. NNT : 2017TOU30092 . tel-01902468

HAL Id: tel-01902468

<https://theses.hal.science/tel-01902468>

Submitted on 23 Oct 2018

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.



Université
de Toulouse

THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par l'Université Toulouse 3 Paul Sabatier
Discipline ou spécialité : Génie Electrique

Présentée et soutenue par *Mame Andallah Diop*
le Lundi 30 Janvier 2017

Titre : *Alimentation sans transformateur pour dispositif de Décharge à Barrière Diélectrique (DBD)*

JURY

Pr. Hubert PIQUET, directeur de thèse
Dr. Antoine BELINGER, co-directeur de thèse
Pr. Dunpin HONG, rapporteur
Pr. Laurent PECASTAING, rapporteur
Pr. Corinne ALONSO, membre
Dr. Sounil BHOSLE, membre

Ecole doctorale : *GEET*
Unité de recherche : *LAPLACE*
Directeur(s) de Thèse : *Hubert PIQUET / Antoine BELINGER*
Rapporteurs : *Dunpin HONG / Laurent PECASTAING*

Résumé

Cette thèse porte sur le développement d'une structure d'alimentation sans transformateur pour des décharges à barrière diélectrique (DBD). Une DBD est une charge permettant d'obtenir des plasmas froids à la pression atmosphérique. Ce dispositif est fortement capacitif et son alimentation doit délivrer plusieurs kilovolts pour allumer et entretenir la décharge. Cette haute tension est classiquement obtenue à l'aide d'un transformateur élévateur. Dans une première partie, nous montrons que les éléments parasites du transformateur impactent fortement le transfert d'énergie vers la décharge.

C'est pourquoi dans une seconde partie, nous proposons une nouvelle topologie d'alimentation sans transformateur élévateur. Les caractéristiques fondamentales et le dimensionnement de notre alimentation sont obtenus par une analyse théorique. Dans cette topologie, les interrupteurs sont directement connectés à la DBD ; ils doivent donc supporter des tensions de plusieurs kilovolts. Il y a encore quelques années, il n'existait pas de semi-conducteur capable de supporter ce niveau de tension, à moins d'utiliser des interrupteurs fonctionnant à très basse fréquence. De récents progrès sur les matériaux semi-conducteurs ont permis d'élaborer des transistors et des diodes à base de carbure de silicium (SiC) capables de supporter des tensions allant jusqu'à 10 kV. Ce niveau de tension est tout à fait compatible avec la topologie d'alimentation proposée ici.

Nous consacrerons la troisième partie du manuscrit à la mise en œuvre de notre convertisseur. Ce dernier, conçu à base de semi-conducteurs SiC, est fonctionnel et permet d'allumer une décharge. Cependant le fonctionnement initialement prévu est fortement affecté par la présence des capacités parasites notamment celles des interrupteurs. Nous détaillerons le rôle de chacune d'entre elles. Nous proposerons enfin des solutions permettant d'améliorer le transfert de puissance : mise en série de semi-conducteurs basses tensions, utilisation sur DBD de forte puissance...

Mots clés: plasma froid, convertisseur statique, MOSFET SiCs, semi-conducteurs hautes tensions, décharge à barrière diélectrique, transformateur, résonance

Abstract

This thesis focuses on the development of a dielectric barrier discharge (DBD) transformerless power supply. A DBD can produce cold plasma at atmospheric pressure. This device is a capacitive load, which must be supplied by a high voltage alternative source. This high voltage is classically obtained by amplifying a low level voltage with a step up transformer. In the first part, we show that the parasitic elements of the transformer limit the power transfer to the DBD load.

This is why, in a second part, we propose a new topology without step-up transformer. A theoretical study of the converter allows to size our power supply and to deduce the fundamental characteristics of the latter. In our topology, the power switches are directly connected to the high voltage. A few years ago, it was inconceivable to connect directly a transistor to a high level of voltage (5kV), unless using very low frequency switches. Recent progress on semiconductor devices led to the development of transistors and diodes based on silicon carbide (SiC), which are able to hold up to 10kV. This voltage level is compatible with our topology.

In the third part, we focus on the realization of our transformerless power supply and its operation. Our power supply based on 10 kV SiC semiconductors can ignite the discharge; however the parasitic capacitance and particularly those of the switches affect the power transfer. The role of each one of them is analyzed in detail.

In the last part we propose solutions to improve the power delivered by this supply: series connection of lower voltage switches, supplying a high power DBD...

Key words : cold plasma, static converter, SiCs MOSFET, high voltage semiconductor, dielectric barrier discharge, transformer, resonance

Remerciements

A l'issu de la rédaction de ce manuscrit, je reste persuadé que la thèse est loin d'être une aventure solitaire. Je n'aurai jamais pu bien mener ce travail doctoral sans le soutien d'un grand nombre de personnes dont les conseils, la générosité, le soutien, la bonne humeur et l'intérêt manifesté à l'égard de mes travaux m'ont permis de progresser durant ces années.

Tout d'abord, je tiens à remercier Monsieur Hubert Piquet et Monsieur Antoine Bélinger, respectivement mon directeur de thèse et mon codirecteur de thèse, pour toutes les heures qu'ils ont consacrées à diriger mes travaux, pour m'avoir accordé toute leur confiance et pour leurs multiples conseils. Je les remercie aussi pour la méthodologie rigoureuse qu'ils m'ont transmise.

Mes remerciements vont également à Monsieur Laurent Pecastaing, professeur à l'université de Pau et des Pays de l'Adour, et à Monsieur Dunpin Hong, professeur à l'université d'Orléans qui m'ont fait l'honneur d'être les rapporteurs de ma thèse. Je les remercie pour leur lecture très attentive et leurs remarques précieuses. Je tiens également à remercier Madame Corinne Alonso, professeure à l'université de Toulouse d'avoir accepté d'être présidente du jury. Je remercie également Docteur Sounil Bhosle d'avoir accepté d'être membre de mon jury de soutenance.

Je tiens à remercier Messieurs Xavier Roboam et Christophe Turpin, respectivement ancien et nouveau responsable du groupe GENEGYS pour leur accueil au sein de l'équipe.

Un grand merci à Jean-Marc Blaquièrre pour son aide et ses conseils précieux pour la réalisation des prototypes réalisés durant la thèse. Une pensée pour Eric Bru et Sébastien Vinnac pour les aides qu'ils m'ont apportées durant ces trois années.

Je remercie également mes collègues du bureau E514, Mickael Faucher, Yann Ghanty, Andy Varais, pour leur soutien quotidien et les belles années passées ensemble. Je garderai de bon souvenir de nos discussions animées dans ce bureau. Merci aussi à Olivier Goualard, Alvaro, Clément et les autres doctorants pour les moments passés ensemble, de même que tout le personnel du laboratoire LAPLACE. Un grand merci à Xavier Bonnin, pour ses conseils et explications, pour m'avoir bien épaulé au début de cette thèse.

Je ne saurai finir sans remercier ma famille :

A ma tante Binetou Diène, merci d'avoir toujours été présente dans les différentes étapes de ma vie, merci pour tout ce que tu as fait pour moi et que je n'oublierai jamais, à ma tante Awa Cheikh Diène merci pour ton soutien et tes sages conseils à tout instant.

A mon oncle Ismaïla Diène, je te dédie ce manuscrit, et à très vite j'espère et bon courage à toi..., à mon oncle Omar Diène, merci pour tes conseils.

Mention spéciale à mon grand père Youssou Diène, à ma grande mère Ramatoulaye Seck pour toutes leurs prières et conseils. A ma grande mère Marième Seck (yaye boye), entre tes mains nous avons tous grandi et appris, tu as su nous inculquer des valeurs humaines et morales très importantes qui nous ont permis de nous construire, et pour ma part je te dois ce que je suis aujourd'hui et ce que je serai demain....merci.

Je tiens à remercier spécialement mon oncle Amadou Guèye, ton aide, ta générosité, ton soutien ont été pour moi une source de courage et de confiance. Qu'il me soit permis aujourd'hui de t'exprimer ma profonde gratitude et ma grande reconnaissance.

Un grand merci à tonton Malick, tata Diass, tata Seynabou, tonton Aziz et tonton Kader ainsi qu'à tous mes oncles et tantes que j'ai oublié de citer.

A mon frère Aboubacar Thiam, merci pour ton soutien de tous les jours et de m'avoir assisté dans certains moments difficiles. En témoignage de mon affection fraternelle, je te souhaite une vie pleine de bonheur et de succès.

Je ne saurai terminer sans souligner le soutien amical et chaleureux de mes amies et amis de tous les jours qui m'ont soutenus durant ce parcours doctoral. Je m'abstiens de les nommer tellement la liste est longue. Je remercierai tout de même Malick Cissokho et Fadel Seck pour leurs conseils et aides. Papa Yoro Bathily et Sokhna Sow pour leur soutien sans faille.

Enfin pour les deux personnes les plus importantes de ma vie : à ma mère Arame Diène, tous les mots du monde ne sauraient exprimer l'immense amour que je te porte, ni la profonde gratitude que je te témoigne pour tous les efforts et les sacrifices que tu n'as jamais cessé de consentir pour mon instruction et mon bien-être. A travers de tes encouragements je me suis forgé et à travers tes critiques je me suis réalisé. Et j'espère avoir répondu aux espoirs que tu as fondé en moi. Je te rends hommage par ce modeste travail en guise de ma reconnaissance éternelle...MERCI. A ma fille Kayla Arame Diop, merci pour ta joie de vivre, merci d'égayer ma vie malgré ton jeune âge, de me faire sourire quand ça ne va pas, merci pour ton énergie débordantes....tu es adorable et tu as rempli ma vie de bonheur, de joie et de tendresse, tu resteras à jamais ma princesse...il n'y a pas de mot pour décrire l'infini amour que je te porte.

Je remercie toutes les personnes que je n'ai pu citer et qui, de près ou de loin, ont contribué à rendre ce travail opérationnel....

À la mémoire de ma tante Ndeye Marie Diop, de mon grand père Élimane Thiam, de mon grand père Seybatou Guèye et de ma tante Dioubane Guèye, le destin ne nous a pas laissé le temps pour jouir ce bonheur ensemble et de vous exprimer tout mon respect et ma gratitude...Puisse la terre vous soit légère...

À ma mère et à ma fille (tu es mon tout, tu es ma vie).....

Table des matières

Résumé	III
Abstract	IV
Remerciements	V
Table des matières	IX
Table des figures	XIV
Liste des tableaux	XXIII
Introduction Générale.....	1
Chapitre 1 Décharges à Barrière Diélectrique (DBD) et leurs alimentations : Etat de l'Art.....	3
1.1 Introduction	4
1.2 Les régimes de décharges	5
1.2.1 Décharge obscure	6
1.2.2 Décharge luminescente	7
1.2.3 Arc	7
1.2.4 Notion de claquage dans le gaz	8
1.2.5 Note relative aux décharges à pression atmosphérique.....	9
1.3 Propriétés des Décharges à Barrières Diélectriques (DBD)	9
1.3.1 Modèles électriques des DBD	10
1.3.1.1 Modèle d'Udit Narayan Pal.....	11
1.3.1.2 Modèle de Raphael Diez	12
1.3.1.3 Modèle de Nicolas Naudé	13
1.3.1.4 Modèle de circuit retenu pour notre approche de conception	13
1.3.2 Quelques applications	14
1.3.2.1 Production d'Ozone.....	14
1.3.2.2 Traitement de surface	16
1.3.2.3 Les écrans à plasma.....	16
1.4 Sources d'alimentations électriques pour DBD.....	17

1.4.1	Alimentation en tension sinusoïdale	17
1.4.1.1	Puissance transférée dans la décharge.....	19
1.4.2	Alimentation en tension rectangulaire.....	22
1.4.3	Alimentations à résonance	23
1.4.3.1	Topologie de Xavier Bonnin [1.29]	24
1.4.3.2	Topologie de David Florez [1.30]	25
1.4.3.3	Topologies de Raphael Diez [1.13].....	26
1.4.4	Alimentation en tension pulsée	27
1.4.5	Alimentation en courant carré	29
1.4.6	Comparaison.....	33
1.5	Influence du transformateur sur la décharge.....	36
1.5.1	Influence de l'inductance de fuite du transformateur.....	36
1.5.2	Influence de l'inductance magnétisante du transformateur.....	38
1.5.3	Influence de la capacité parasite du transformateur	41
	Conclusion.....	44
	Bibliographie.....	45
	Chapitre 2 Etude théorique de l'alimentation sans transformateur pour DBD.....	49
2.1	Introduction	50
2.2	Principe de fonctionnement.....	50
2.2.1	Modèle de la décharge utilisée	50
2.2.2	Fonctionnement du convertisseur.....	51
2.2.2.1	Synthèse des interrupteurs.....	52
2.2.2.2	Fonctionnement séquentiel du convertisseur	53
2.3	Etude dans le plan de phase avec prise en compte du régime transitoire.....	57
2.3.1	Etude du régime transitoire sans claquage du gaz.....	59
2.3.2	Phénomène de claquage du gaz sur l'alternance positive	61
2.3.3	Après le claquage du gaz sur l'alternance positive	62
2.3.4	Avant le claquage du gaz sur l'alternance négative	64

2.3.5	Etude après le claquage du gaz sur l'alternance négative	65
2.4	Etude dans le plan de phase en régime permanent	68
2.4.1	Plan de phase sur l'alternance positive	68
2.4.1.1	Plan de phase avant le claquage du gaz sur l'alternance positive.....	68
2.4.1.2	Plan de phase après le claquage du gaz.....	70
2.4.2	Plan de phase sur l'alternance négative.....	71
2.4.2.1	Avant le claquage du gaz	71
2.4.2.2	Après le claquage du gaz.....	72
2.4.3	Eléments de dimensionnement.....	73
2.4.3.1	Courant maximal	73
2.4.3.2	Puissance dans la décharge	73
2.4.3.3	Sensibilité de la puissance vis-à-vis des caractéristiques de la DBD.....	75
2.4.3.4	Condition de commutation en ZCS	78
2.4.3.5	Condition de stabilité	82
2.5	Contraintes de dimensionnement	83
2.5.1	Contraintes sur les semi-conducteurs.....	83
2.5.2	Contraintes sur l'inductance.....	85
	Conclusion.....	88
	Bibliographie.....	89

Chapitre 3 Réalisations expérimentales : Mise en œuvre des MOSFETs

SiCs	91
3.1 Introduction	92
3.2 Dispositifs expérimentaux.....	92
3.2.1 Dispositifs DBD utilisés.....	92
3.2.1.1 DBD plan-plan	92
3.2.1.2 Lampe DBD	94
3.2.2 Choix des semi-conducteurs.....	96
3.2.2.1 Pour la DBD plan-plan.....	96
3.2.2.2 Pour la lampe DBD	97

3.2.3	Carte de commande	97
3.2.3.1	Convertisseur DC/DC	99
3.2.3.2	Régulateur de tension	99
3.2.3.3	Transmission des signaux de commande	100
3.2.3.4	Driver	102
3.2.4	Choix de l'inductance.....	103
3.2.4.1	Calcul théorique	104
3.2.4.2	Choix des matériaux et choix technologique	104
3.2.4.3	Mesure et caractérisation.....	104
3.3	Outils expérimentaux et de simulation.....	105
3.3.1	Outils expérimentaux	105
3.3.2	Identification des paramètres de la DBD et calcul des puissances	107
3.3.3	Mesure thermique de la puissance dissipé dans les interrupteurs	109
3.3.4	Outils de simulation	112
3.4	Fonctionnement du convertisseur.....	115
3.4.1	Cas particulier des faibles puissances	115
3.4.2	Courbes temporelles.....	117
3.4.3	Mesure de la puissance.....	120
3.4.4	La Rôle des capacités parasites	123
3.4.4.1	Rôle des capacités parasites des interrupteurs.....	123
3.4.4.2	Rôle de la capacité parasite de l'inductance.....	127
3.4.4.3	Rôle de la capacité parasite des sondes et de C_{para}	130
3.4.4.4	Prise en compte de toutes les capacités parasites.....	131
3.4.5	Bilan de puissance pour la lampe DBD	134
	Conclusion.....	136
	Bibliographie.....	137
	Chapitre 4 Optimisation de la puissance dans la décharge.....	139
4.1	Introduction	140
4.2	Mise en série des MOSFETS SiC 1.7kV.....	141

4.2.1	Effet de la dispersion des valeurs de la capacité C_{oss}	141
4.2.2	Effet de la capacité parasite de la commande	143
4.2.3	Effet du retard lors des commutations.....	146
4.2.4	Technique de mise en série	148
4.3	Approche expérimentale de la mise en série des MOSFETS SiC 1.7kV	149
4.3.1	Gestion expérimentale des retards.....	150
4.3.2	Technique expérimentale d'équilibrage des tensions	151
4.3.3	Mise en œuvre expérimentale de l'équilibrage.....	153
4.3.4	Evaluation des pertes avec la présence de snubbers	154
4.4	Mise en œuvre sur une DBD de forte puissance	159
4.4.1	Résultats expérimentaux avec l'utilisation des SiCs 10kV/10A	159
4.4.1.1	Puissance, pertes et rendements	160
4.4.2	Effet de l'instant de fermeture	163
4.4.2.1	Paramètres de la DBD et longueur de décharge.....	166
4.4.3	Résultats expérimentaux avec l'utilisation des SiCs 1.7kV en séries	170
	Conclusion.....	173
	Bibliographie.....	174
	Conclusion générale et perspectives	175

Table des figures

Figure 1-1 : Décharge continue : électrodes parallèles	5
Figure 1-2 : Caractéristique courant tension d'un gaz en régime DC à pression réduite.....	6
Figure 1-3 : Courbe de Paschen pour différents gaz	8
Figure 1-4 : Quelques géométries de dispositifs de décharge à barrière diélectrique	9
Figure 1-5 : Modélisation de la DBD.....	11
Figure 1-6 : Modèle électrique selon Udit Narayan Pal_2010 [1.10]	11
Figure 1-7 : Modèle électrique selon Diez_2005 [1.11]	12
Figure 1-8 : Modèle électrique selon Naudé_2005 [1.12]	13
Figure 1-9 : Modèle électrique d'un dispositif DBD en régime de Townsend	14
Figure 1-10 : Schéma de principe d'un Ozoniseur pour le traitement d'eau	15
Figure 1-11 : Traitement de surface de plastique via DBD.....	16
Figure 1-12 : Coupe transversale d'une cellule d'un écran à plasma.....	16
Figure 1-13 : Alimentation en tension sinusoïdale : cas idéal.....	18
Figure 1-14 : Alimentation en tension sinusoïdale avec $E=5kV$, $f=5kHz$,	18
Figure 1-15 : Diagramme Charge/tension (Q_{dbd}/V_{dbd}) d'un dispositif DBD.....	19
Figure 1-16 : Générateur en tension rectangulaire [1.21]	22
Figure 1-17 : Forme d'onde du générateur à tension rectangulaire [1.22].....	22
Figure 1-18 : Générateur en tension rectangulaire [1.23]	23
Figure 1-19 : Alimentation à résonance série.....	24
Figure 1-20 : Alimentation à résonance parallèle	25
Figure 1-21 : Convertisseur SRI.....	25
Figure 1-22 : Formes d'onde convertisseur SRI $C_{gaz}=28pF$, $C_{diel}=85pF$, $V_{th}=1310V$, $E=150V$, $m=10$	26
Figure 1-23 : Alimentation en courant [1.13]	26
Figure 1-24 : Forme d'ondes courant de charge et courant DBD [1.13]	27

Figure 1-25 : Alimentation quasi-résonant en puissance [1.13].....	27
Figure 1-26 : Alimentation pulsée [1.31]	28
Figure 1-27 : Alimentation pulsée avec un générateur de Marx	29
Figure 1-28 : Alimentation en courant carré : cas idéal	29
Figure 1-29 : Formes d'onde de la DBD pour une alimentation en courant carré avec $I_{dc}=21mA$, $f=5kHz$,	30
Figure 1-30 : Evolution du temps d'extinction de la décharge pour l'alimentation en courant carré et l'alimentation en tension sinusoïdale	31
Figure 1-31 : Evolution de la puissance dans la décharge pour l'alimentation en courant carré et l'alimentation en tension sinusoïdale	33
Figure 1-32 : Alimentation en courant carré : présence de l'inductance de fuite	36
Figure 1-33 : Formes d'onde courants et tensions avec la présence de L_f ; $I_{dc}=21mA$, $f=5kHz$,	36
Figure 1-34 : Formes d'onde courants dans les interrupteurs avec la présence de L_f ; $I_{dc}=21mA$, $f=5kHz$,.....	37
Figure 1-35 : Evolution de T_e en fonction de L_f ; $I=21mA$, $f=5kHz$,	38
Figure 1-36 : Alimentation en courant carré : présence de l'inductance magnétisante	38
Figure 1-37 : Formes d'onde des courants avec la présence de $L_m=30mH$, $I=21mA$, $f=5kHz$,	39
Figure 1-38 : Formes d'onde de la tension DBD sur une demi-période, avec la présence de L_m	39
Figure 1-39 : Puissance dans la décharges avec et sans la présence de L_m (30mH), avec une alimentation en courant carré , $f=5kHz$,	40
Figure 1-40 : Représentation des capacités parasites	41
Figure 1-41 : alimentation en courant carré : présence de la capacité parasite	41
Figure 1-42 : Evolution de t_{off} en fonction de la capacité parasite C_p	43
Figure 1-43 : Evolution de la puissance en fonction de la capacité parasite C_p	43
Figure 2-1 : Modèle de la DBD et de la conductance	50
Figure 2-2 : Décharge éteinte	51

Figure 2-3 : Décharge allumée	51
Figure 2-4 : Schéma du convertisseur avec interrupteurs parfaits	52
Figure 2-5 : Formes d'onde courants et tension des interrupteurs	52
Figure 2-6 : Caractéristique statique de S_1 et de S_2	53
Figure 2-7 : Thyristor de synthèse.....	53
Figure 2-8 : Th1 on ; Th2 off la décharge reste éteinte.....	54
Figure 2-9 : Formes d'onde courant tensions lorsque Th1 on ; Th2 off la décharge est éteinte	54
Figure 2-10 : Th1 on ; Th2 off avec claquage du gaz	55
Figure 2-11 : Formes d'onde courant tension lorsque Th1 on ; Th2 off avec claquage du gaz	55
Figure 2-12 : Th1 off ; Th2 off.....	55
Figure 2-13 : Formes d'onde courant tensions lorsque Th1 off, Th2off.....	55
Figure 2-14 : Th1 off ; Th2 pas de claquage du gaz	56
Figure 2-15 : Formes d'onde courant tensions pour Th1 off ; Th2 pas de claquage du gaz..	56
Figure 2-16 : Th1 off ; Th2 on avec décharge amorcée	56
Figure 2-17 : Formes d'onde courant tension pour Th1 off ; Th2 on avec claquage du gaz ..	56
Figure 2-18 : Th1 off ; Th2 off.....	57
Figure 2-19 : Formes d'onde courant tensions pour Th1 off, Th2 off	57
Figure 2-20 : Exemple de circuit avec 4 éléments LCEI	57
Figure 2-21 : Circuit équivalent du régime libre	57
Figure 2-22 : Evolution dans le plan (V_C , I_L).....	58
Figure 2-23 : Evolution dans le plan (V_C , $I_L \sqrt{L/C}$)	59
Figure 2-24 : Plan de phase sur l'alternance positive : il n'y a pas de claquage du gaz	60
Figure 2-25 : Schéma équivalent sur l'alternance positive	60
Figure 2-26 : Plan de phase sur l'alternance négative : sans claquage du gaz.....	60

Figure 2-27 Schéma équivalent sur l'alternance négative	60
Figure 2-28 : Plan de phase sur l'alternance positive à l'arrivée du premier claquage.....	62
Figure 2-29 : Plan de phase sur l'alternance positive après claquage du gaz	63
Figure 2-30 Schéma équivalent sur l'alternance positive lorsqu'il y a claquage.....	63
Figure 2-31 : Plan de phase sur l'alternance négative : pas de claquage du gaz.....	64
Figure 2-32 : Plan de phase sur l'alternance négative après claquage du gaz	65
Figure 2-33 Schéma équivalent sur l'alternance négative : après claquage du gaz	65
Figure 2-34 : Evolution de la tension DBD.....	66
Figure 2-35 Evolution du courant DBD	66
Figure 2-36 : Plan de phase avant claquage du gaz en positif.....	69
Figure 2-37 : Plan de phase après claquage du gaz en positif.....	70
Figure 2-38 : Plan de phase avant claquage du gaz en négatif.....	71
Figure 2-39 : Plan de phase après claquage du gaz en tension négative	72
Figure 2-40 : Evolution théorique de la puissance en fonction de E pour différentes fréquences et une tension V_{th} de 1310V, une capacité gaz de 21pF.....	75
Figure 2-41 : Evolution théorique de la puissance en fonction de C_{gaz} ; $C_{diel}=75pF$, $E=2000V$, $V_{th}=1200V$	75
Figure 2-42 : Evolution théorique de la puissance en fonction de V_{th} , $C_{gaz}=21pF$ et $C_{diel}=75pF$	76
Figure 2-43 : Evolution de la puissance en fonction de la tension d'entrée pour différentes valeurs de gap.....	77
Figure 2-44 : Tension maximale sur la DBD en fonction de la tension d'alimentation pour différentes valeurs de gap.....	78
Figure 2-45 : Chronogrammes avec les différentes durées	78
Figure 2-46 : Evolution de L_{max} en fonction de V_{th}	81
Figure 2-47 : Evolution de L_{max} en fonction des capacités	81
Figure 2-48 : Evolution de L_{max} en fonction de l'alimentation E.....	82

Figure 2-49 : Etude de la stabilité du système dans le plan de phase : à gauche $E < 2V_{th}$; à droite $E > 2V_{th}$	82
Figure 2-50 : Formes d'ondes Courants et Tensions aux bornes des thyristors, de l'inductance et de la DBD.....	84
Figure 2-51 : Formes d'ondes Courants DBD	85
Figure 3-1 : Dispositif DBD plan-plan et l'alimentation	92
Figure 3-2 : Dispositif DBD Lampe et l'alimentation	94
Figure 3-3 : Modèle capacité cylindrique	94
Figure 3-4 : Dispositif DBD Lampe dans l'hélium.....	95
Figure 3-5 : Evolution de $R_{DS(on)}$ en fonction du courant DRAIN-SOURCE du MOSFET C2M1000170D.....	96
Figure 3-6 : Schéma de l'alimentation avec les commandes	98
Figure 3-7 : Synoptique de la carte de commande des MOSFETs	98
Figure 3-8 : Schéma de réglage des tensions	99
Figure 3-9 : Schéma du circuit RC retardant le signal V_{GS}	101
Figure 3-10 : Retardement du signal V_{GS}	102
Figure 3-11 : Carte d'une branche du convertisseur pour les SiCs 10kV	103
Figure 3-12 : Diagramme de Bode de l'inductance	105
Figure 3-13 : Schéma du dispositif DBD avec les sondes de mesures	105
Figure 3-14 : Diagramme $Q_{dbd}-V_{dbd}$ avec le dispositif DBD plan-plan	108
Figure 3-15 : Schéma thermique équivalent	109
Figure 3-16 : Dispositif de caractérisation des pertes	110
Figure 3-17 : Evolution des températures	111
Figure 3-18 : Evolution des résistances thermiques.....	111
Figure 3-19 : MOSFET SiC 10kV avec son radiateur et son ventilateur.....	112
Figure 3-20 : Courant dérivé par la sonde de tension	113
Figure 3-21 : Modèle électrique du MOSFET	114

Figure 3-22 : Courbe d'évolution des capacités du MOSFET C2M1000170D.....	114
Figure 3-23 : Courbe d'évolution des capacités de la diode C4D02120A.....	115
Figure 3-24 : Diagramme Q-V de la lampe DBD sous différentes tensions d'alimentation à f=30kHz.....	116
Figure 3-25 : Diagramme Q-V de la lampe DBD sous l'hélium, sous différentes tensions d'alimentation à f=50kHz.....	117
Figure 3-26 : Formes d'ondes expérimentales dans l'hélium à f=50kHz et E=1100V.....	118
Figure 3-27 : Photo de la décharge allumée dans l'hélium avec les SiCs 1.7kV.....	118
Figure 3-28 : Formes d'ondes expérimentales dans le Xénon-Chlore à f=30kHz et E=3500V.....	118
Figure 3-29 : Photo de la décharge allumée dans le Xénon-Chlore avec les SiCs 10kV.....	118
Figure 3-30 : Formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de la diode D ₁	119
Figure 3-31 : Caractéristique I/V de la diode D ₁	119
Figure 3-32 : Th1 ON ; Th2 OFF ; pas de claquage du gaz.....	120
Figure 3-33 : Th1 ON ; Th2 OFF ; avec claquage du gaz.....	120
Figure 3-34 : Th1 OFF ; Th2 OFF.....	120
Figure 3-35 : Puissance dans la décharge et pertes dans un MOSFET en fonction de E pour f=30kHz.....	121
Figure 3-36 : Evolution de la puissance de la DBD lampe en fonction de la fréquence à E=3,5kV.....	122
Figure 3-37 : Evolution de la puissance de la DBD lampe en fonction de la tension d'alimentation f=30kHz.....	122
Figure 3-38 : Pertes simulées pour un MOSFET en fonction de la valeur de C _{oss} pour E=3kV et f=30kHz.....	122
Figure 3-39 : Modèle de simulation avec les capacités parasites de thyristors.....	123
Figure 3-40 : Formes d'ondes avec la présence de la capacité des interrupteurs Th1 OFF, Th2 ON, CTh1=CTh2=13pF.....	124
Figure 3-41 : Puissance transférée dans la décharge avec la capacité parasite des interrupteurs de 13pF (rouge), puissance dans la décharge sans la capacité parasite des interrupteurs (bleu).....	125

Figure 3-42 : Formes d'ondes avec la présence de la capacité des interrupteurs Th1 OFF, Th2 ON, $C_{Th1}=C_{Th2}=7,8\text{pF}$	126
Figure 3-43 : Evolution de la puissance dans la décharge en fonction de la capacité parasite des interrupteurs pour $E=3\text{kV}$ et $f=30\text{kHz}$	127
Figure 3-44 : Modèle de simulation avec la capacité parasite de l'inductance L et la capacité des interrupteurs	127
Figure 3-45 : Courant DBD ; $f=30\text{kHz}$; $E=3\text{kV}$	128
Figure 3-46 : Modèle de simulation avec uniquement la capacité parasite de l'inductance L	128
Figure 3-47 : Formes d'ondes avec la présence de C_{paraL} ; $f=30\text{kHz}$; $E=2\text{kV}$; $C_{paraL}=5\text{pF}$	129
Figure 3-48 : Evolution de la puissance avec et sans la présence de C_{paraL} ; $C_{paraL}=5\text{pF}$; $f=30\text{kHz}$	130
Figure 3-49 : Influence de C_{Para} et de C_{Sonde2} sur le courant DBD	131
Figure 3-50 : Modèle de simulation avec les capacités parasites.....	131
Figure 3-51 : Comparaison entre les formes d'ondes expérimentales et les formes d'ondes de simulation $E=3,5\text{kV}$; $f=30\text{kHz}$ avec les MOSFETs SiCs 10kV.....	132
Figure 3-52 : Evolution de la fréquence des oscillations en fonction des éléments parasites pris en compte	133
Figure 3-53 : Evolution de P_{dbd} en fonction des éléments parasites pris en compte	133
Figure 3-54 : Rendement du convertisseur avec la lampe DBD.....	134
Figure 4-1 : Schéma de deux MOSFETs en séries avec la DBD	141
Figure 4-2 : Formes d'ondes de V_{DS} aux bornes de MOS1 et MOS2 pour $C_{OSS1}=0,5\text{pF}$ et $C_{OSS2}=0,6\text{pF}$	142
Figure 4-3 : Evolution de ΔV en fonction de ΔC_{OSS} ; $C_{OSS1}=0,5\text{pF}$	143
Figure 4-4 : Synoptique de la commande avec la capacité du convertisseur DC/DC.....	143
Figure 4-5 : Deux MOSFETs avec prise en compte de la capacité parasite de la commande.....	144
Figure 4-6 : Tensions aux bornes des deux MOSFETs avec prise en compte de la capacité parasite de la commande	144
Figure 4-7 : Prise en compte de la capacité parasite de la commande	145

Figure 4-8 : Evolution du pourcentage de V_{switch} en fonction de C_p	146
Figure 4-9 : Formes d'ondes de la tension aux bornes des deux MOSFETs en série avec un retard de 8ns entre les signaux de commande	147
Figure 4-10 : Formes d'onde des tensions entre les deux MOSFETs en retard.....	147
Figure 4-11 : Evolution de la surtension aux bornes d'un MOSFET en fonction de son retard ; $C_{oss}=0,6pF$ pour tous les MOSFETs	148
Figure 4-12 : Schéma avec trois MOSFETs en série	150
Figure 4-13 : Commande de fermeture et d'ouverture des trois MOSFETs de Th2 avant synchronisation.....	150
Figure 4-14 : Commande de fermeture et d'ouverture des trois MOSFETs de Th2 après synchronisation.....	151
Figure 4-15 : Formes d'onde des tensions aux bornes des trois MOSFETs non équilibrés ..	151
Figure 4-16 : Mesure de f_{osc0} pour $E=900V$	152
Figure 4-17 : Courbes tensions aux bornes d'un interrupteur après mise en place des circuits snubbers.....	154
Figure 4-18 : Courbes tensions et courant aux bornes de la DBD	154
Figure 4-19 : Courbes tension et courant aux bornes de l'interrupteur Th1	155
Figure 4-20 : Chronogramme de l'énergie dissipée dans le thyristor Th1 sur une période ...	155
Figure 4-21 : Répartition des pertes sur Th1	156
Figure 4-22 : Répartition des pertes totales et de la puissance dans la décharge	157
Figure 4-23 : Courbes puissances et pertes pour $f=30kHz$	158
Figure 4-24 : Rendement MOSFETs SiC 10kV et mise en série de SiC 1,7kV	158
Figure 4-25 : Lampe DBD 10W.....	160
Figure 4-26 : Formes d'ondes courant tensions avec les SiCs 10kV/10A et la grande lampe pour $f=70kHz$ et $E=3,67kV$	160
Figure 4-27 : Puissance et pertes pour $f=60.24kHz$, $L=4mH$	161
Figure 4-28 : Rendement du convertisseur avec les SiCs 10kV et la grande lampe.....	162
Figure 4-29 : Comparatif de la puissance dans la DBD et des pertes pour la petite lampe et pour la grande lampe	162

Figure 4-30 : Comparatif du rendement pour DBD petite lampe et la DBD grande lampe, $f=30\text{kHz}$	163
Figure 4-31 : Evolution de la puissance en fonction de la fréquence pour $E=3,4\text{kV}$	163
Figure 4-32 : V_{DBD} et V_{Th2} pour $f=60,24\text{kHz}$ et pour $f=70\text{kHz}$ à $E=3,5\text{kV}$	164
Figure 4-33 : Comparatifs des pertes et puissances dans la grande lampe, $L=4\text{mH}$	165
Figure 4-34 : Rendement SiCs 10kV , $f=42.735\text{kHz}$, $L=4\text{mH}$	166
Figure 4-35 : Formes d'ondes de la tension DBD à $f=60,240\text{kHz}$	167
Figure 4-36 : Photo de la décharge avec différentes longueurs allumées	167
Figure 4-37 : Diagramme Q-V à $f=60,240\text{kHz}$	168
Figure 4-38 : Evolution de la capacité C_{diel} et $C_{\text{éq}}$ en fonction de la tension d'alimentation à $f=60,240\text{kHz}$	168
Figure 4-39 : Modèle équivalent de la DBD (grande lampe).....	169
Figure 4-40 : Longueur de la décharge à $f=60,240\text{kHz}$	169
Figure 4-41 : Pertes et puissances dans la grande lampe, $L=4\text{mH}$	170
Figure 4-42 : Formes d'ondes courant tensions aux bornes de la DBD pour $f=70\text{kHz}$ et $E=3,5\text{kV}$	171
Figure 4-43 : Comparatif de la puissance dans la DBD grande lampe avec les MOSFETs en série et les SiCs 10kV pour différentes valeurs de fréquence à $E=3,5\text{kV}$	171
Figure 4-44 : Comparatif du rendement avec les MOSFETs en série et les SiCs 10kV pour différentes valeurs de fréquence à $E=3,5\text{kV}$	172

Liste des tableaux

Tableau 1-1 : Comparaison de quelques alimentations.....	35
Tableau 2-1 : formules de dimensionnement	87
Tableau 3-1 : Caractéristiques SiCs 10kV	97

Introduction Générale

Les décharges à barrières diélectriques (DBD) sont des dispositifs, dont le principe repose sur la création d'un plasma : elles sont constituées de deux électrodes métalliques séparées par un gaz, dans lequel il s'agira de créer ce plasma, et d'au moins un diélectrique au contact de ce gaz, destiné à éviter la transition du plasma vers le régime d'arc. En effet, lorsque le courant traverse le plasma, il charge également ces diélectriques : leurs tensions augmentent, tandis que celle appliquée au plasma diminue, jusqu'à l'extinction totale de la décharge. Le caractère capacitif des diélectriques limite donc intrinsèquement le courant, y compris à une échelle locale (aux dimensions caractéristiques des streamers qui peuvent se développer) et interdit ainsi la transition à l'arc ; les plasmas ainsi obtenus sont qualifiés de « plasmas froids ». Cette dernière propriété rend ces dispositifs particulièrement attractifs dans diverses applications qui nécessitent l'emploi de plasmas à température peu élevée : lampes UV à excimères, contrôles d'écoulement, dépôts de couches minces, traitements de surface ...

Cependant, le caractère capacitif des diélectriques impose d'alimenter ces dispositifs à l'aide d'une source électrique alternative. De plus, la tension à appliquer pour produire le plasma est couramment de plusieurs kilovolts. Cette haute tension alternative est classiquement obtenue en amplifiant une tension sinusoïdale à l'aide d'un transformateur élévateur. Mais les éléments parasites du transformateur (inductance de fuite, capacités inter-spores ...), inhérents à sa structure physique, limitent le transfert de puissance. Par exemple, les capacités parasites de valeurs très faibles mais couramment du même ordre de grandeur que celles des DBD dérivent une partie significative du courant transmis au dispositif DBD (diélectriques + plasma). De plus elles ralentissent la montée de la tension et retardent ainsi la mise en conduction du plasma. Pendant une plage de temps non négligeable à l'échelle d'une période de fonctionnement, le plasma reste donc éteint. En particulier à cause du transformateur haute tension, le transfert de puissance est donc encore loin d'être optimal.

Ces problèmes nous ont poussés à réfléchir à des structures d'alimentation pour DBD dans lesquelles le transformateur serait éliminé, grâce à des interrupteurs capables de supporter des tensions alternatives élevées ($> 5kV$). Il y a encore quelques années, il était inimaginable de connecter directement un transistor à ces niveaux de tensions, à moins d'utiliser des interrupteurs fonctionnant à très basse fréquence. De récents progrès sur les matériaux semi-conducteurs ont permis d'élaborer des transistors et des diodes à base de carbure de silicium (SiC) capables de supporter des tensions allant jusqu'à $10kV$. Ce niveau de tension est tout à fait compatible avec les besoins d'une alimentation sans transformateur pour dispositifs DBD.

Nous proposons dans ce manuscrit une synthèse des études et expérimentations concernant une nouvelle structure de générateur électrique pour DBD, mettant en œuvre ces composants SiCs et ne nécessitant pas de transformateur haute tension.

L'ensemble du travail est présenté en quatre parties. Dans le premier chapitre, nous détaillons les dispositifs de décharges à barrières diélectriques, présentons leurs caractéristiques puis montrons leur intérêt dans différentes applications. Nous présentons plusieurs modèles électriques des dispositifs DBD et détaillons celui que nous avons retenu pour nos études, principalement orientées vers l'analyse du fonctionnement et le dimensionnement du générateur. Nous étudions par la suite quelques types d'alimentations pour DBD et nous apportons une attention particulière à l'alimentation en courant rectangulaire, afin de pointer les effets négatifs des éléments parasites du transformateur élévateur.

Le chapitre deux est consacré à l'étude de la topologie d'alimentation sans transformateur pour DBD que nous avons proposée : nous présentons son principe de fonctionnement et son étude dans le plan de phase. Il s'agit dans cette partie de montrer également quels sont les degrés de liberté dont dispose cette structure pour régler les formes d'ondes et d'établir les contraintes de dimensionnement, essentiellement aux niveaux des interrupteurs de puissance.

Le troisième chapitre traite de la mise en œuvre de MOSFETS SiC $10kV-10A$, pour notre topologie de générateur électrique sans transformateur ; le cas d'application considéré est celui de l'alimentation d'une lampe DBD dont le calibre en puissance est $100W$. Nous expliquons la conception du convertisseur et exposons les choix technologiques qui ont permis la mise au point d'un prototype expérimental. La puissance et le rendement du convertisseur font l'objet d'une analyse détaillée.

Enfin la dernière partie se focalise sur l'optimisation de cette alimentation sans transformateur : nous abordons des solutions permettant d'améliorer le rendement du convertisseur, notamment par la mise en série de MOSFETS SiC de faible calibre en tension, pour la lampe alimentée au chapitre III, mais aussi par l'utilisation de MOSFETS SiC $10kV-10A$ pour une lampe DBD de calibre $1kW$.

Chapitre 1

Décharges à Barrière Diélectrique (DBD) et leurs alimentations : Etat de l'Art

1.1 Introduction

En 1927, par analogie au plasma sanguin, le physicien Irvin Langmuir utilisait pour la première fois le terme plasma pour désigner un « quatrième état de la matière ». Beaucoup reste à comprendre sur ce plasma qui constitue la majorité de notre univers. L'atome ou l'assemblage d'atomes (ou molécules) représente le constituant de tout corps. Il est composé d'un noyau central (chargé positivement et constitué de protons et de neutrons) et d'un nuage périphérique composé d'électrons (chargés négativement et tournant à de grandes vitesses autour du noyau).

Pour comprendre l'état plasma raisonnons à l'échelle de la température et prenons l'exemple de la glace ; à l'état solide : ses atomes constituent un réseau rigide d'où son état solide. Lorsque l'on chauffe cette glace, elle passe à l'état liquide. Dans cet état les atomes arrivent à glisser les uns par rapport aux autres et on obtient un liquide (eau). Si la température continue à monter, l'eau se transforme en gaz (vapeur) : dans ce cas les atomes se déplacent librement et indépendamment les uns des autres. Enfin, si on arrive à monter ce gaz à des températures élevées (plusieurs milliers de degrés), l'état plasma est atteint. Dans ce cas les constituants de l'atome se séparent, noyau et électrons se déplacent indépendamment et forment un mélange globalement neutre. Les atomes peuvent être partiellement ou totalement ionisés. On considère le plasma comme un mélange d'ions (majoritairement chargés positivement) et d'électrons qui coexistent avec des atomes et des molécules neutres. Les différentes collisions entre ces particules produisent des photons ; le plasma se distingue donc du gaz par son rayonnement. En soumettant un gaz à un fort champ électrique, il est possible de transférer suffisamment d'énergie aux particules initialement chargées (majoritairement des électrons germes) pour ioniser ce milieu et produire un plasma.

Le plasma est donc constitué d'électrons, d'ions, de molécules neutres et de photons. Il est obtenu par apport d'énergie à un gaz.

Un plasma a un état d'ionisation qui est lié à sa température mais aussi à sa densité électronique n . A l'équilibre il contient une densité d'ions (notée n_i) égale à sa densité d'électrons (n_e). Le plasma est donc un milieu globalement neutre. On définit le degré d'ionisation du plasma par :

$$\alpha = \frac{n}{n_0 + n} \quad (1-1)$$

Avec n_0 le nombre de neutres par unité de volume.

Nous pouvons cependant distinguer deux types de plasmas :

Les plasmas froids qui sont partiellement ou faiblement ionisés : dans ces derniers la densité des neutres est en général supérieure à la densité des espèces chargées (les ions et les

électrons). Ces types de plasma sont observables dans notre quotidien que ce soit dans la nature (aurore boréale) ou dans nos maisons (tubes néon).

Les plasmas chauds ont des degrés d'ionisation élevés (il n'y a presque plus de molécules neutres) et ont par conséquent des températures extrêmement élevées (des centaines de milliers de Kelvins). Ces plasmas ne sont pas présents sur terre de façon naturelle, l'exemple le plus proche étant pour nous le soleil. Ce type de plasma est par contre obtenu en laboratoire, dans les tokamaks.

Les plasmas étudiés dans cette thèse sont des plasmas froids obtenus dans un réacteur de type Décharge à Barrières Diélectriques : DBD. Dans un premier temps, nous expliquerons les différents régimes de décharge auxquels un gaz peut être soumis, ce qui nous permettra de comprendre les phénomènes physiques présents dans ce type de réacteur. Il s'agira aussi de mettre en évidence certaines propriétés des DBD pour ensuite proposer une modélisation électrique de ce dispositif. Enfin, nous présenterons quelques applications notables.

Dans un second temps, nous présenterons les différents types d'alimentations existantes pour DBD. Ces alimentations utilisent pour la plupart un transformateur élévateur. Nous mettrons en évidence les imperfections de ce dernier à travers une étude théorique détaillée d'une alimentation en courant rectangulaire.

1.2 Les régimes de décharges

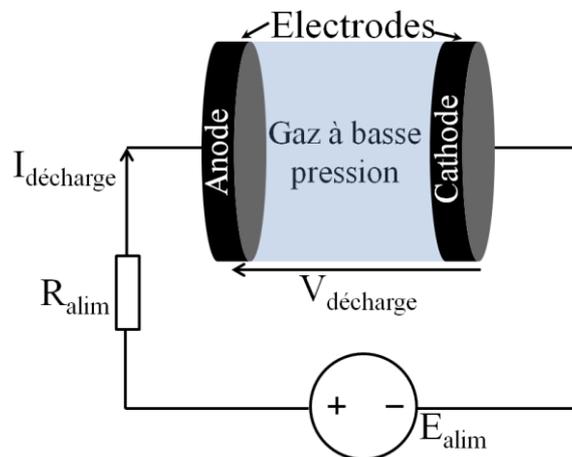


Figure 1-1 : Décharge continue : électrodes parallèles

Nous pouvons distinguer chaque décharge par sa caractéristique courant/tension qui dépend de la géométrie des électrodes, du gaz utilisé... Cette caractéristique est fortement non linéaire. En effet, avant de devenir conducteur, le gaz peut être considéré en première approche comme un isolant. Afin d'expliquer la transition entre ces différents états, nous prendrons l'exemple d'une décharge alimentée en continu. Cette expérience a été initialement réalisée avec une alimentation en tension continue connectée à deux électrodes entre lesquelles était confiné un gaz à basse pression ; le schéma est présenté en Figure 1-1. Cette

expérience étant réalisée à basse pression et dans des conditions bien particulières, la succession d'états observés nous permet de passer en revue les différents modes de décharge existantes, mais ne donne en aucun cas une « chronologie » de l'évolution d'une décharge.

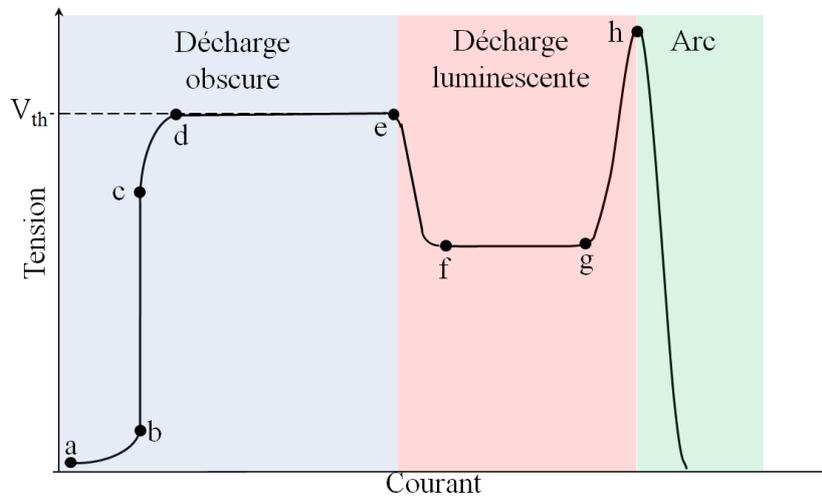


Figure 1-2 : Caractéristique courant tension d'un gaz en régime DC à pression réduite

Nous passerons d'un type de décharge à un autre en suivant l'évolution croissante du courant. Nous distinguerons trois principaux types de décharges à partir de la caractéristique courant/tension (Figure 1-2). Chaque couleur représente un type de décharge caractéristique. Chaque zone peut être encore divisée en sous zones.

Une étude détaillée de ces différentes zones et du mécanisme d'établissement d'une décharge dans un gaz peut être trouvée dans la littérature [1.1], [1.2], [1.3]. Cependant nous allons présenter brièvement ces régimes et montrer les phénomènes mis en jeu.

1.2.1 Décharge obscure

On comprend par son nom que c'est une décharge invisible à l'œil. Nous pouvons découper la zone en sous zones allant de a à e.

a-b : La tension d'alimentation aux bornes du dispositif présenté Figure 1-1 est initialement nulle. Cette tension est augmentée progressivement, un très faible courant de décharge est alors mesuré. Le champ électrique uniformément réparti permet de mettre en mouvement les électrons germes initialement présents dans l'espace inter-électrodes. Ces électrons germes sont générés par le rayonnement cosmique. Il est important de noter qu'en absence de charge « germes », cette phase ne peut pas exister: il est donc impossible d'allumer une décharge. A ce stade, les électrons n'ont pas suffisamment d'énergie pour ioniser les atomes neutres du gaz.

b-c : La tension augmente mais le courant sature à un certain niveau. En effet toutes les charges libres sont accélérées, cependant le champ électrique reste encore trop faible pour que les électrons acquièrent l'énergie suffisante à l'ionisation du gaz.

c-d : On franchit le seuil de champ suffisant pour que les électrons puissent ioniser certains atomes par collision inélastique. Cette ionisation s'accompagne logiquement de la création d'électrons, d'où l'augmentation du courant.

d-e : zone dite de la décharge de Townsend. Les ions produits sont à leur tour accélérés par le champ électrique. Certains acquièrent suffisamment d'énergie pour créer des électrons par émission secondaire. On peut donc à ce stade avoir une décharge auto-entretenu : le nombre d'électrons extraits à la cathode est suffisant pour fournir les électrons créés par ionisation et captés à l'anode. Cependant la densité ionique est encore trop faible pour déformer le champ géométrique. Le gaz est alors clairement conducteur. La tension de ce type de décharge n'évolue pas avec le courant et correspond à la tension de claquage du gaz. A la pression atmosphérique, cette tension est de l'ordre de plusieurs kilovolts et le courant de quelques milliampères. Ce type de décharge peut être obtenu dans les DBD homogènes dans l'azote ou l'air.

1.2.2 Décharge lumineuse

On peut séparer ce type de décharge en différents "sous-régimes". Nous avons d'abord la décharge lumineuse sub-normale dans laquelle il n'y a pas encore de plasma mais le champ géométrique se déforme petit à petit par la charge d'espace ionique qui se forme à la cathode : zone allant de e à f. Ce régime est extrêmement instable du fait de la caractéristique courant tension à pente négative. Un générateur ne peut donc maintenir ce régime mais il est préalable à la décharge lumineuse normale dans laquelle la tension de décharge reste constante pour plusieurs ordres de grandeur du courant de décharge : zone allant de f à g de la Figure 1-2. Du fait de la faible mobilité des ions par rapport à celle des électrons, une zone de charge d'espace apparaît, déformant le champ géométrique: elle ne recouvre donc pas la totalité de la surface des électrodes. La densité de courant est même constante dans cette zone. On observe alors une charge d'espace positive proche de la cathode, appelée gaine cathodique, où se concentre le champ électrique et une zone de plasma quasi neutre entre la gaine cathodique et l'anode appelée colonne positive. La particularité de cette zone plasma est sa luminosité ; c'est pourquoi elle est privilégiée pour les applications d'éclairage et notamment dans les lampes à décharge à barrières diélectriques. Il est à noter que dans le régime normal, c'est la déformation du champ électrique qui permet de travailler à tension plus faible. Nous passons ensuite en décharge lumineuse anormale où le plasma recouvre la surface de la cathode: zone allant de g à h Figure 1-2. Dans cette partie la densité de courant dans la gaine cathodique augmente

1.2.3 Arc

L'augmentation de la densité de courant implique une augmentation de l'ionisation ; la cathode chauffe et émet des électrons. On appelle ce phénomène thermo-ionisation. La tension de décharge baisse alors que le courant de décharge augmente ; on transite alors au

régime d'arc. La tension est alors de quelques dizaines de volts et le courant peut atteindre plusieurs milliers d'Ampères. Ce régime se caractérise par des températures très élevées et par une consommation du métal de la cathode.

1.2.4 Notion de claquage dans le gaz

Comme on vient de le voir, lorsqu'un courant électrique traverse un gaz, on peut générer un plasma. Les gaz sont des isolants et deviennent conducteurs lorsqu'un nombre suffisant de porteurs de charge est généré. En effet, lorsque nous reprenons le dispositif de la Figure 1-1, un électron primaire va être accéléré par le champ électrique et peut ioniser un atome du gaz. Un électron supplémentaire va alors être libéré puis accéléré et va acquérir une énergie suffisante afin d'ioniser lui aussi une autre particule. Ce phénomène d'ionisation successive est appelé l'avalanche électronique. Ce phénomène se poursuit jusqu'à ce que l'avalanche arrive à l'anode. Cette avalanche trace le chemin au claquage du gaz. Sur le dispositif de la Figure 1-1, la tension de claquage ne dépend que de deux paramètres : la pression du gaz et la distance inter-électrodes, selon la loi de Paschen. A une pression donnée, plus la distance inter-électrodes diminue, plus faible est la tension nécessaire pour produire un claquage du gaz. Ceci est vrai jusqu'à une valeur appelée minimum de Paschen en dessous de laquelle la tension disruptive remonte. La formule de la tension de claquage est donnée par :

$$V_{\text{claquage}} = \frac{B.P.d}{\ln(A.P.d) \ln(\ln(1+\gamma))} \quad (1-2)$$

A et B sont des constantes propres à chaque gaz dans cette équation.

γ représente le coefficient d'émission d'électrons secondaires à la cathode.

P la pression dans le gaz et d la distance inter électrodes.

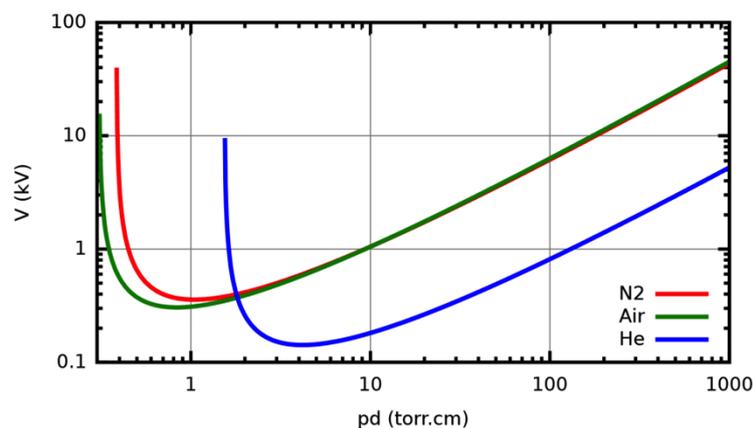


Figure 1-3 : Courbe de Paschen pour différents gaz

V_{claquage} est donc la tension minimum à atteindre pour « allumer » une décharge. Elle dépend comme nous venons de le voir, et comme le montre la Figure 1-3, du produit pression distance mais aussi de la nature du gaz.

1.2.5 Note relative aux décharges à pression atmosphérique

Les mécanismes de décharge décrits plus haut sont principalement observés à faible produit pression-distance. Lorsque la pression augmente, les mécanismes de claquage diffèrent pour des distances inter-électrodes supérieures à quelques centaines de micromètres. Les mécanismes d'amorçage ont alors tendance à se localiser et à former un amorçage de type streamer. Si le courant local n'est pas limité, on transite alors facilement à l'arc électrique. Pour cela on peut jouer sur l'alimentation électrique en utilisant des alimentations limitées en courant (décharge couronne DC) ou en utilisant des alimentations nano-pulsées afin de ne pas laisser le temps à la décharge de se développer complètement. On peut aussi simplement rajouter un diélectrique entre les deux électrodes comme pour les décharges à barrières diélectriques.

1.3 Propriétés des Décharges à Barrières Diélectriques (DBD)

En 1847, Siemens faisait la première utilisation industrielle des DBD dans le cadre de la génération d'ozone. Leur principe consistait à soumettre de l'air ou de l'oxygène, confiné entre deux tubes de verre, à un champ électrique suffisamment élevé, afin de produire des molécules d'ozone. Aujourd'hui, beaucoup d'études sont menées dans le but de comprendre les décharges à barrière diélectrique, et de plus en plus d'applications les utilisant voient le jour.

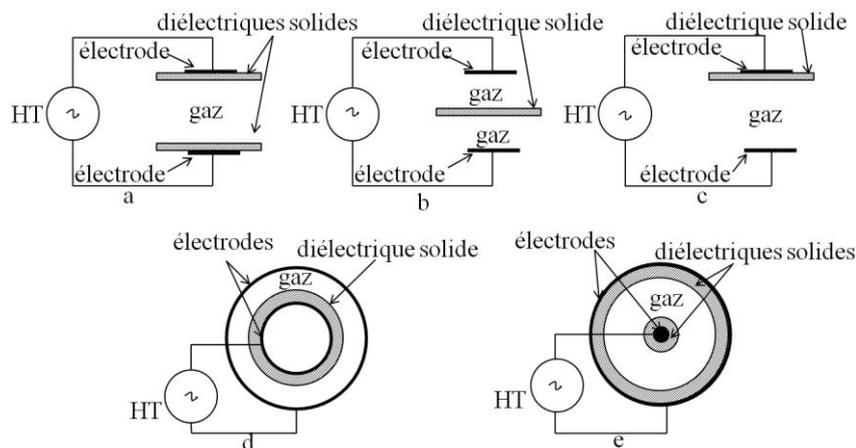


Figure 1-4 : Quelques géométries de dispositifs de décharge à barrière diélectrique

Le principe de la décharge à barrière diélectrique consiste à ajouter un diélectrique entre les électrodes. Plusieurs géométries peuvent être utilisées, comme présenté en Figure 1-4. La disposition plan-plan, Figure 1-4-a, permet d'éviter le contact entre le plasma et les électrodes. Cet arrangement est intéressant lorsqu'on travaille avec un plasma corrosif [1.4] qui pourrait user les électrodes. Lorsqu'on a besoin de traiter un matériau qui est un diélectrique, on peut l'utiliser comme barrière, et l'arrangement Figure 1-4-b est le plus

adéquat puisqu'une décharge peut être obtenue de part et d'autre du matériau. L'arrangement Figure 1-4-e est utilisé pour les DBD de configuration cylindrique permettant la production d'UV (lampe exciplexe par exemple).

La présence de diélectrique permet de limiter le courant local passant à travers la décharge et donc d'éviter le passage à l'arc. Comme nous l'avons vu plus haut, une fois la tension de claquage atteinte, un courant s'établit. Imaginons maintenant que la décharge s'établisse dans un filament de faible diamètre. Le courant charge les diélectriques à cet endroit, augmentant ainsi le champ électrique local sur les diélectriques. Ce champ est opposé au champ appliqué par la source d'alimentation ; il va donc s'opposer au passage du courant et éteindre le filament. De par sa nature, le diélectrique empêche donc la transition vers l'arc électrique. Tant que la tension imposée par la source est suffisamment élevée, la décharge se réamorçait à une autre position où le diélectrique n'est pas encore chargé.

La présence de ce diélectrique conduit à la formation d'un grand nombre de micro-décharges de durée de plusieurs dizaines de nanosecondes [1.5] ; elle permet aussi une répartition plus uniforme, dans le temps et dans l'espace, des micro-décharges sur toute la surface du diélectrique [1.6]. Le diélectrique vis-à-vis des micros décharges, se comporte comme un condensateur dont les armatures sont d'une part la décharge et d'autre part une électrode : on pourra donc le modéliser par une capacité.

En obtenant une pré-ionisation du gaz, il est possible d'obtenir une décharge répartie de manière homogène sur tout le diélectrique. Pour cela, il faut travailler dans des conditions d'alimentation bien particulières. Par exemple, dans l'azote, il est préférable de travailler à basse fréquence, alors que dans l'hélium une décharge homogène peut être obtenue à haute fréquence [1.7], [1.8]. Les mécanismes conduisant à ce type de décharge sont bien entendu différents dans les deux cas mais ne seront pas détaillés dans ce manuscrit [1.9].

1.3.1 Modèles électriques des DBD

Il est très important de pouvoir modéliser la DBD afin de concevoir son alimentation électrique. Nous ne cherchons pas à représenter finement le comportement du plasma mais plutôt à décrire le comportement macroscopique électrique de la DBD. De plus, il est préférable d'avoir un modèle de type circuit électrique, pour sa simplicité d'implantation dans un logiciel de simulation de circuits. Plusieurs modèles ont été proposés selon les applications visées. Lorsque nous considérons le schéma de la Figure 1-4, nous pouvons naturellement déduire la présence de capacités dans la modélisation électrique, à cause de la présence des diélectriques mais aussi de l'espace du gaz (qui est un isolant avant l'allumage de la décharge). Nous aurons la présence de C_{diel1} et C_{diel2} représentant les capacités des deux diélectriques comme nous le voyons sur la Figure 1-5. C_{diel1} sera relié à la haute tension et C_{diel2} à la masse. La capacité de l'espace gazeux est C_{gaz} .

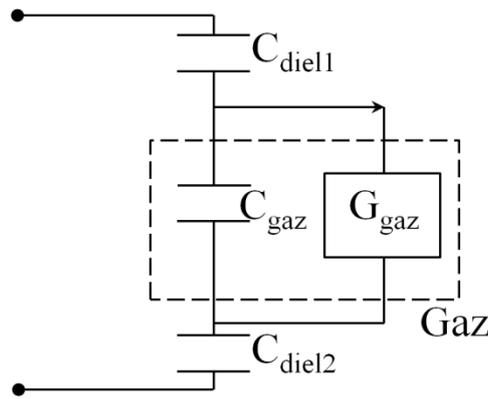


Figure 1-5 : Modélisation de la DBD

Ce qui diffère entre les différentes représentations électriques c'est la description du mécanisme de claquage du gaz. Celui-ci étant fortement non linéaire comme décrit en Figure 1-2, plusieurs types de modèles existent en fonction de la nature de la décharge. Nous allons en donner quelques exemples.

1.3.1.1 Modèle d'Udit Narayan Pal

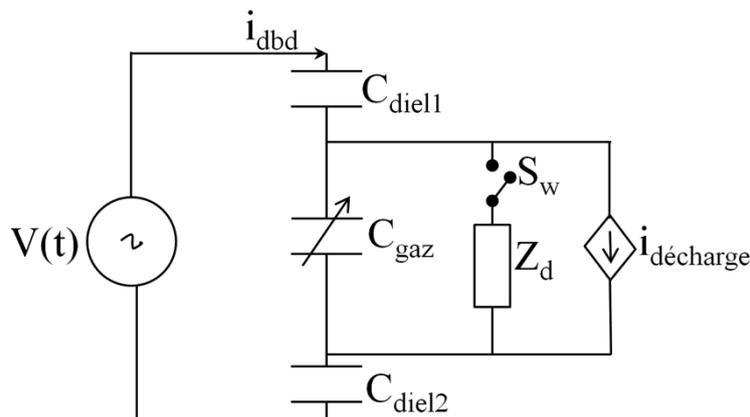


Figure 1-6 : Modèle électrique selon Udit Narayan Pal_2010 [1.10]

Dispositif modélisé et conditions de fonctionnement

Udit Narayan Pal [1.10] propose une modélisation (Figure 1-6) d'une lampe DBD de configuration cylindrique. Ce dispositif est rempli d'argon pur à 99,9%, les parois de quartz forment les barrières diélectriques. Une haute tension alternative allant jusqu'à 2,4kV à une fréquence pouvant aller de 20kHz à 100kHz est appliquée sur les électrodes afin de générer des micro-décharges.

Modèle

Dans la modélisation de la DBD, nous avons la présence des deux capacités des diélectriques mais la capacité gaz (C_{gaz}) est variable. Cela s'explique par le fait qu'après le claquage du gaz, le niveau d'ionisation varie et cela conduit à la modification de la valeur de la permittivité relative du gaz. L'auteur rajoute Z_d qui représente l'impédance des micro-

décharges, en parallèle de C_{gaz} . Cette impédance est constituée d'une résistance R_{dis} en série avec une capacité C_{dis} . R_{dis} représentant la puissance dissipée et C_{dis} la gaine cathodique. Lorsqu'il n'y pas de décharge, nous avons un circuit purement capacitif et S_w est ouvert. S_w est fermé lorsque la décharge est allumée et donc l'impédance Z_d (C_{dis} et R_{dis}) est introduite dans le circuit. R_{dis} représente la résistance des micro-décharges filamenteuses alors que C_{dis} représente le nuage de charges d'espace formée par la dissociation des porteurs de charges durant l'allumage de la décharge va varier en raison de la variation de la permittivité relative du gaz au cours de l'ionisation. La source de courant représente le courant de décharge.

1.3.1.2 Modèle de Raphael Diez

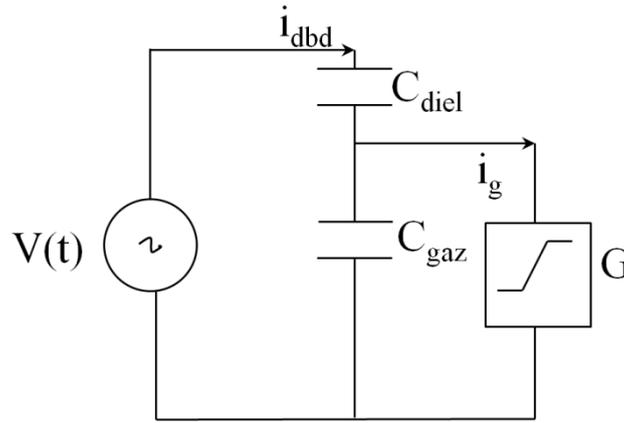


Figure 1-7 : Modèle électrique selon Diez_2005 [1.11]

Dans son modèle, Figure 1-7, Raphael Diez [1.11] propose une modélisation où il y a toujours la présence des capacités diélectriques et gaz. Cependant, il place en parallèle de C_{gaz} un modèle de conductance variable afin de représenter le phénomène de conduction dans le gaz donc de claquage.

L'équation (1-3) ci-dessous gouverne ce modèle de conductance.

$$\frac{dG_{gaz}}{dt} = K_1 \cdot \left[1 + \exp\left(\frac{V_{th} - |V_{gaz}|}{\Delta V}\right) \right]^{-1} - K_2 \cdot G_{gaz} + K_3 \cdot |i_{gaz}| \quad (1-3)$$

Dans cette équation nous pouvons distinguer trois termes. Diez introduit G_{gaz} qui est la conductance du gaz ; V_{gaz} est la tension du gaz ; i_{gaz} est le courant (de conduction) du gaz et V_{th} est la tension de claquage du gaz en régime permanent. Le processus d'ionisation lié au claquage du gaz est mis en évidence par le premier terme. Ce dernier agit lorsque la tension du gaz atteint la tension de claquage ; K_1 est le coefficient de claquage et ΔV le coefficient d'approximation de la fonction de Heaviside. L'extinction des porteurs de charge est déterminée par le second terme. Cette disparition des porteurs de charges suit une loi exponentielle une fois le claquage passé et une fois que tout phénomène susceptible d'entretenir l'ionisation a cessé ; K_2 est le coefficient d'extinction. Enfin, le troisième terme met en évidence une création impliquant une relation de proportionnalité entre le courant du

gaz et la conductance en régime permanent lorsque dG_{gaz}/dt est égale à zéro. L'hypothèse émise lors de l'introduction de ce terme est qu'en régime permanent, le gaz peut être maintenu conducteur par le courant gaz sans qu'il ne soit nécessaire qu'un claquage ne se produise à chaque demi-période ; K_3 est le coefficient de proportionnalité (entre le courant gaz et la conductance).

1.3.1.3 Modèle de Nicolas Naudé

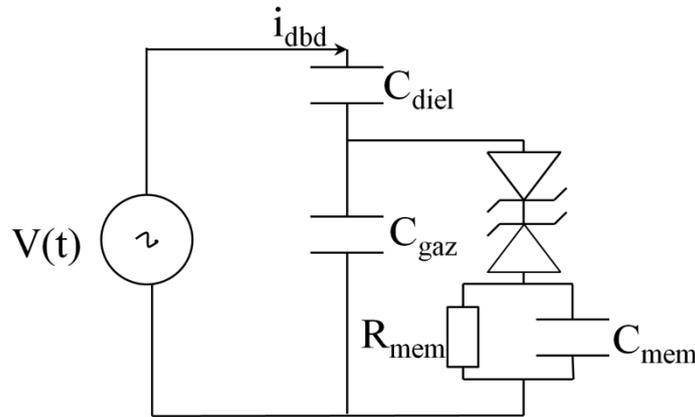


Figure 1-8 : Modèle électrique selon Naudé_2005 [1.12]

Nicolas Naudé [1.12] propose le modèle de la Figure 1-8 ; la capacité des diélectriques C_{diel} et celle du gaz C_{gaz} sont toujours présentes. Naudé rajoute en parallèle de la capacité gaz deux diodes zener tête bêche en série avec un circuit $R_{mem}C_{mem}$ parallèle. Naudé prend en compte dans son modèle l'effet mémoire. Il utilise deux diodes zeners tête bêche afin de modéliser le claquage du gaz, en effet il montre que le phénomène d'avalanche qui se produit dans le gaz lors d'un claquage de type Townsend est comparable au phénomène d'avalanche observé dans les semi-conducteurs. La tension de claquage des diodes représente la tension de claquage du gaz. R_{mem} et C_{mem} permettent de modéliser l'influence de la variation de l'émission secondaire. La constante de temps $R_{mem}C_{mem}$ représente la durée de l'effet mémoire lié à la présence des métastables entre deux décharges successives alors que la variation de l'émission secondaire pendant la décharge est caractérisée par la variation de la tension aux bornes de $R_{mem}-C_{mem}$. Pendant la décharge, C_{mem} se charge à une tension V_{mem} qui augmente jusqu'à ce que le courant traversant les diodes zeners devienne trop faible pour charger C_{mem} . A ce moment, la capacité C_{mem} se décharge dans la résistance R_{mem} jusqu'à ce que la tension gaz soit assez élevée pour initier une nouvelle décharge sur la prochaine alternance. Le modèle a été validé par Naudé pour une décharge de Townsend à pression atmosphérique dans de l'azote.

1.3.1.4 Modèle de circuit retenu pour notre approche de conception

Nous pouvons voir aussi plusieurs modèles où une résistance variable est juste placée en parallèle de la capacité C_{gaz} . Lorsque la décharge est éteinte cette résistance est infinie et

lorsqu'elle est allumée cette résistance devient très faible. Cette résistance représente la puissance réelle consommée dans la décharge [1.13].

Dans ce manuscrit, la capacité des deux diélectriques en série sera toujours définie par C_{diel} et la capacité du gaz par C_{gaz} . En général, $C_{gaz} \ll C_{diel}$. Lorsque la décharge est éteinte la tension aux bornes de la DBD est régie par la capacité équivalente C_{eq} . Cette dernière est la mise en série de C_{diel} et de C_{gaz} et est en général très proche de C_{gaz} . Lorsque la décharge est allumée, nous considérons que la tension de gaz ne varie pas et reste égale à la tension de claquage $\pm V_{th}$ (le signe dépend de la direction du courant). Cette hypothèse est valable lorsque la décharge est en régime de Townsend ; elle ne prend pas en compte les phénomènes locaux, mais rend compte d'un point de vue macroscopique et est largement suffisante pour tenir compte des non-linéarités du plasma dans une démarche de conception d'alimentations. Comme nous le voyons sur la Figure 1-9, la décharge est modélisée par un dipôle de caractéristique (V_{gaz}, I_{gaz}) qui traduit le mécanisme de claquage. Cette caractéristique est en parallèle avec la capacité gaz C_{gaz} . [1.14], [1.15]. La caractéristique courant tension du gaz est la même que celui de diode zener tête bêche, ce modèle est donc en fait très proche de celui de Naudé sans la prise en compte de l'effet mémoire.

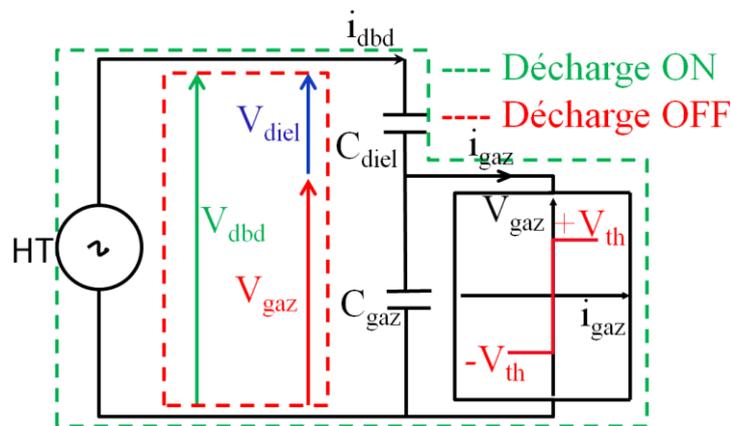


Figure 1-9 : Modèle électrique d'un dispositif DBD en régime de Townsend

Peu importe le modèle, l'objectif est de représenter le plus simplement possible les éléments électriques de la décharge pour pouvoir réaliser des simulations d'alimentation électrique.

1.3.2 Quelques applications

Nous allons dans cette partie présenter les principales applications des DBD qu'elles soient industrielles ou encore réservées à l'étude en laboratoire.

1.3.2.1 Production d'Ozone

L'une des applications les plus anciennes des décharges à barrières diélectriques est la production d'ozone pour de grandes installations industrielles. Les premières grandes installations d'ozone ont été mises en service à Nice en 1907 et à Saint-Pétersbourg en 1910 [1.5].

L'ozone est connu pour être un oxydant très puissant mais très instable se dégradant en O_2 très rapidement. Ceci lui permet d'être préféré au chlore pour la décontamination de l'eau. La matière première pour la production d'ozone est gratuite et abondante puisque le dioxygène dans l'air est utilisé. Grâce aux UV produits par la DBD, le dioxygène est décomposé et on obtient la formation de radicaux oxygénés. Ces derniers se lient conduisant à la formation d'ozone (O_3). La liaison entre ces trois atomes d'oxygène est faible et c'est cette propriété qui fait le caractère très oxydant de l'ozone. L'élimination des bactéries, des virus et des odeurs désagréables par l'ozone devient possible.

Lorsque l'on traite de l'eau de piscine, par exemple, par du chlore nous pouvons observer des effets indésirables tels que l'irritation ou la rougeur des yeux, mais aussi l'irritation ou le dessèchement de la peau. Ces effets pourraient être évités avec un traitement par ozone. Dans le cadre de la dépollution de l'eau, l'oxygène est aspiré puis par décharge électrique transformé en ozone et cet air ozoné est injecté sous forme de bulles d'air dans l'eau (Figure 1-10).

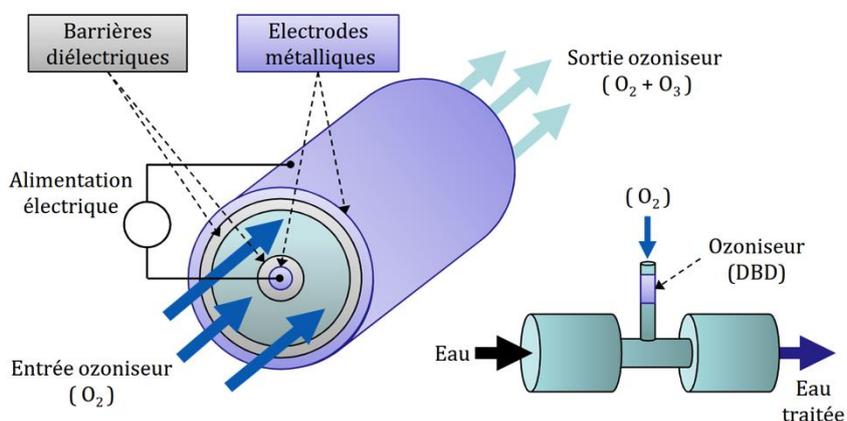


Figure 1-10 : Schéma de principe d'un Ozoniseur pour le traitement d'eau

Le traitement de l'eau peut se faire via la DBD lampe mais aussi par le biais de décharge couronne. La décharge par lampe DBD a l'avantage d'avoir un double effet. Elle produit de l'ozone lors du passage de l'air devant la lampe mais a un effet germicide sur les micro-organismes lorsque l'eau passe devant la lampe, grâce à la production d'UV. Le système est assez volumineux et on produit moins d'ozone que par décharge couronne. Pour créer de l'ozone par décharge couronne, il faut faire passer de l'air à travers une décharge électrique très forte. Et c'est ce dernier qui va fissurer les molécules d'oxygène et créer la molécule d'ozone. Ce système est comparable à la réaction provoquée par les éclairs lors d'un orage. Le procédé corona a pour avantage de nécessiter une consommation électrique moindre que la lampe DBD pour une production égale d'ozone. Mais pour produire une quantité d'ozone importante il faudra de l'air sec, il faudra donc rajouter dans le dispositif un système de sécheur d'air.

1.3.2.2 Traitement de surface

Certains plastiques sont des matériaux non polaires se composant de longues chaînes de polymères. Ces matériaux ont une énergie de surface très faible et c'est ce qui rend leurs surfaces non réceptives à une encre d'impression, ou à la liaison (collage) [1.16]. Une augmentation significative de l'énergie de surface de ces matériaux est possible grâce aux DBD. Ceci améliore ainsi l'adhérence, l'imprimabilité [1.8]. Le processus est montré par la Figure 1-11. Les dépôts de couches minces peuvent être envisagés via un traitement plasma, en effet lorsque nous mettons une pièce en contact avec un plasma contenant une ou plusieurs espèces, nous pouvons former sur la surface de cette pièce un film [1.17]. Nous pouvons citer le cas de dépôt de couches sur les cellules photovoltaïques ou de dépôt de couches hydrophobes sur une surface. En bombardant d'ions sur une surface, et selon le gaz, on peut nettoyer cette surface ou la préparer pour un assemblage ou même une soudure.

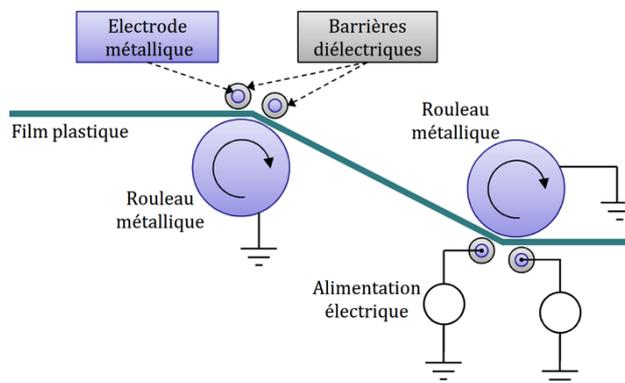


Figure 1-11 : Traitement de surface de plastique via DBD

1.3.2.3 Les écrans à plasma

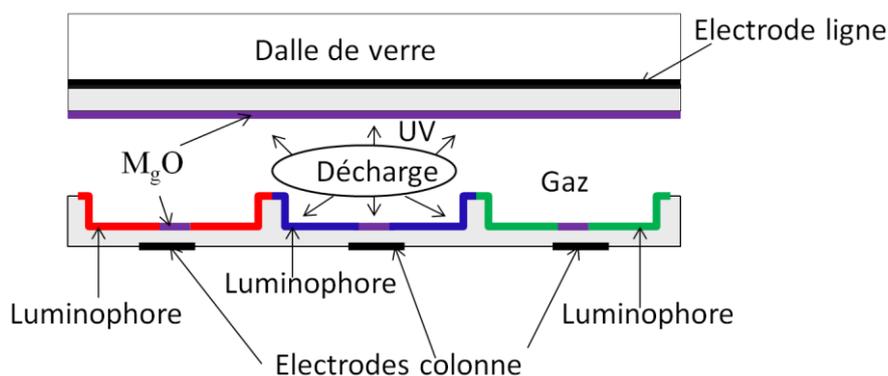


Figure 1-12 : Coupe transversale d'une cellule d'un écran à plasma

Dans les années 2000, nous avons noté l'avènement des écrans plasma dans nos salons ; une multitude de DBD composent l'écran. Deux dalles en verres, séparées de quelques centaines de micromètres [1.18], constituent les écrans plasmas : sur ces dalles, des réseaux d'électrodes parallèles et recouvertes de couches de diélectrique mais aussi d'une fine couche d'oxyde de

magnésium (MgO) sont sérigraphiés. Ces électrodes sont disposées en lignes et en colonnes. L'intersection entre une électrode ligne et une électrode colonne définit une cellule. Trois cellules élémentaires constituent un pixel de l'écran. Une décharge luminescente se produit dans chacune de ces trois cellules et elles correspondent aux trois couleurs de base (rouge, vert et bleu). L'émission d'UV est convertie en rayonnement visible par excitation de luminophores déposés dans chaque cellule.

Un des rôles de l'oxyde de magnésium est la protection du diélectrique du bombardement ionique constant [1.19].

1.4 Sources d'alimentations électriques pour DBD

L'alimentation est un point clé pour les dispositifs de décharges DBD ; elle permet notamment de régler la puissance injectée dans la décharge.

La nature capacitive de la décharge implique d'alimenter la DBD par une source de courant alternative. Les sources d'alimentation pour DBD sont diverses, la majorité nécessite la présence de transformateur élévateur afin d'obtenir des hautes tensions. En effet, la plupart des applications DBD présentées plus haut nécessitent de fonctionner à une pression proche de la pression atmosphérique. La tension de claquage est alors de plusieurs kilovolts. Il est alors nécessaire de placer un transformateur élévateur entre l'alimentation et la DBD pour atteindre des niveaux de tension élevés. De plus, la présence des diélectriques augmente sensiblement la tension à appliquer. Couramment les alimentations utilisées développent des tensions de plusieurs kilovolts.

1.4.1 Alimentation en tension sinusoïdale

Du fait de la présence du transformateur, alimenter une DBD avec une tension sinusoïdale est sans doute la façon la plus évidente et la plus simple. L'idée est d'utiliser un générateur de signaux qui permet le réglage de l'amplitude et de la fréquence comme le montre la Figure 1-13.

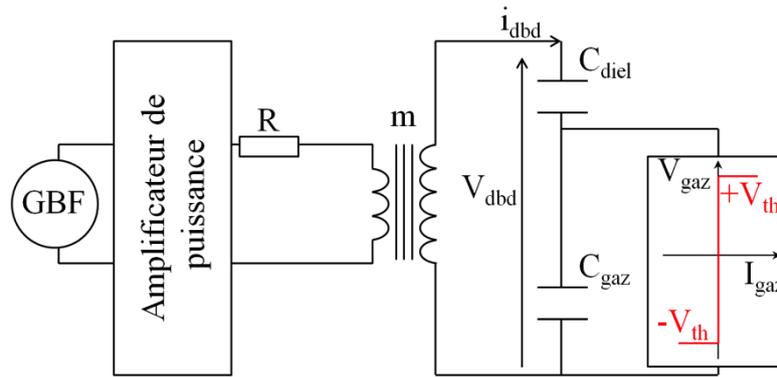


Figure 1-13 : Alimentation en tension sinusoïdale : cas idéal

La puissance délivrée par ce genre de générateur est très faible. Le courant est amplifié par un amplificateur linéaire de type classe A ou classe B. Dans la gamme de fréquence usuelle, un amplificateur audio est très souvent utilisé. La tension en sortie de l'amplificateur de quelques volts ; un transformateur élévateur permet d'amplifier la tension. Afin d'atteindre des tensions de plusieurs kilovolts, le rapport de transformation est très élevé. L'impédance de la DBD ramenée coté primaire est donc très faible. Il faut donc en général ajouter une résistance en sortie de l'amplificateur audio, afin d'adapter son impédance de sortie (4 ou 8 ohm). L'ajout de cette résistance, ainsi que les pertes intrinsèques liées à l'utilisation d'un amplificateur linéaire, implique un faible rendement de ce type d'alimentation.

Les formes d'ondes des grandeurs électriques de la décharge sont présentées Figure 1-14. Nous noterons la durée d'allumage de la décharge et celle pendant laquelle elle est éteinte t_{off} . Nous voyons que la décharge est éteinte pendant un temps non négligeable. De ce fait, la puissance injectée dans la décharge n'est pas optimale.

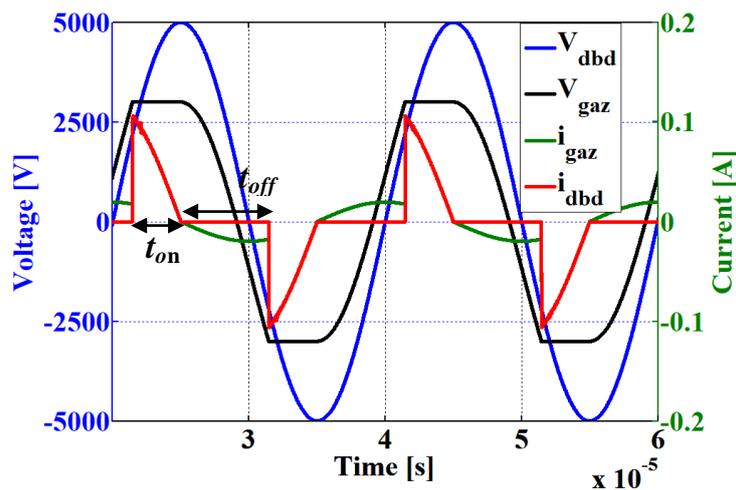


Figure 1-14 : Alimentation en tension sinusoïdale avec $E=5kV$, $f=5kHz$,

$$C_{gaz}=15pF, C_{diel}=75pF \text{ et } V_{th}=3kV$$

1.4.1.1 Puissance transférée dans la décharge

Avec ce type de source, la décharge passe dans l'état ON (décharge allumée) et dans l'état OFF (décharge éteinte) deux fois par période. Le diagramme de la Figure 1-15 représente dans le plan « charge transférée-tension », la trajectoire du point de fonctionnement d'une DBD sur une période.

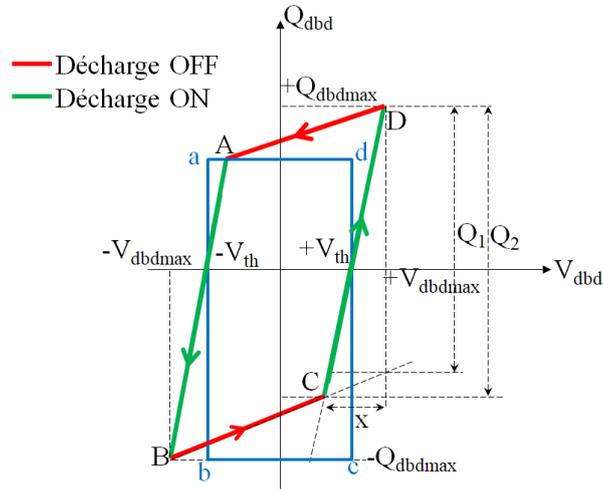


Figure 1-15 : Diagramme Charge/tension (Q_{dbd}/V_{dbd}) d'un dispositif DBD

Lorsque la décharge est éteinte, nous voyons bien en Figure 1-13, que le courant circule dans les deux capacités C_{gaz} et C_{diel} . La mise en série de ces deux capacités est appelée $C_{\acute{e}q}$ et représente la valeur des pentes des cotés AD et BC du parallélogramme de la Figure 1-15,

Le gaz devient conducteur lors de l'allumage de la décharge. Conformément à la Figure 1-13, nous considérons que le courant ne passe pas dans la capacité gaz : seule la capacité C_{diel} est mise en jeu. Cette capacité correspond aux pentes des cotés AB et DC du parallélogramme Figure 1-15.

L'intersection de la trajectoire avec l'axe des abscisses permet d'obtenir la tension de claquage V_{th} [1.20]. Un des intérêts du diagramme est de permettre de déterminer expérimentalement les paramètres de la DBD. Nous allons ici l'utiliser pour déterminer la puissance transférée du dispositif présenté en Figure 1-13.

L'énergie transférée dans la décharge, sur une période de fonctionnement correspond à l'aire du parallélogramme ABCD de la Figure 1-15. Géométriquement, calculer cette aire revient à calculer l'aire du rectangle $abcd$ présenté en Figure 1-15. L'énergie s'écrit donc :

$$E = 2V_{th} * Q_2 \quad (1-4)$$

De cette même figure nous pouvons déduire les relations suivantes :

$$\frac{Q_2}{x} = C_{diel} \quad (1-5)$$

De même :

$$\frac{Q_2 - Q_1}{x} = C_{\acute{e}q} \quad (1-6)$$

Aussi :

$$\hat{V}_{dbd} = \frac{\hat{Q}_{dbd}}{C_{diel}} + V_{th} \quad (1-7)$$

Donc :

$$Q_1 = 2(\hat{V}_{dbd} - V_{th}).C_{diel} - 2\hat{V}_{dbd}.C_{\acute{e}q} \quad (1-8)$$

En combinant les équations (1-6), (1-7) et (1-8) il vient que :

$$Q_2 = \left(2 \left(\hat{V}_{dbd} - V_{th} \right) C_{diel} - \hat{V}_{dbd} \frac{C_{diel} C_{gaz}}{C_{diel} + C_{gaz}} \right) \frac{C_{diel} + C_{gaz}}{C_{diel}} \quad (1-9)$$

En remplaçant Q_2 par son expression dans l'équation (1-4) on a alors l'expression de l'énergie injectée dans la décharge :

$$E = 4V_{th} C_{diel} \hat{V}_{dbd} \left(1 - \left(1 + \frac{C_{gaz}}{C_{diel}} \right) \frac{V_{th}}{\hat{V}_{dbd}} \right) \quad (1-10)$$

En multipliant par la fréquence de fonctionnement, la puissance transférée dans la décharge sur une période s'exprime :

$$P = 4fV_{th} C_{diel} \hat{V}_{dbd} \left(1 - \left(1 + \frac{C_{gaz}}{C_{diel}} \right) \frac{V_{th}}{\hat{V}_{dbd}} \right) \quad (1-11)$$

Cette formule est cohérente avec celle proposée par T. C. Manley en 1943 qui étudiait les caractéristiques électriques d'un ozoneur [1.20]. Dans **Erreur ! Source du renvoi introuvable.**, les auteurs montrent que, quel que soit le type de décharge, filamentaire ou homogène, la puissance obtenue par le biais du diagramme Q_{dbd}/V_{dbd} est fiable. Il a été montré que, pour des fréquences élevées, par exemple alimentation sinusoïdale à 10MHz, une ellipse est obtenue au lieu d'un parallélogramme [1.5]. A ces hautes fréquences, la décharge n'est jamais complètement éteinte, il n'y a donc pas de rupture brutale sur les capacités de la DBD.

La durée t_{on} pendant laquelle la décharge est allumée peut être calculée. En regardant la courbe de la Figure 1-14 nous pouvons voir que le courant DBD, après le claquage, passe à zéro à $T/4$ (on a alors $V_{dbd}/dt=0$). Considérons que le rapport de transformation de la topologie

présentée Figure 1-13 est égale à l'unité et que la tension d'alimentation E est considérée après l'amplificateur de puissance. Nous pouvons écrire alors :

$$E = \hat{V}_{dbd} \sin(2\pi \cdot f) \quad (1-12)$$

Considérons aussi que de la puissance est transférée dans la décharge lorsque la tension gaz est égale à V_{th} et que l'on a du courant dans le gaz. Nous pouvons alors réécrire la puissance dans la décharge comme suit :

$$P = 2f \cdot \int_{\frac{T}{4} - t_{on}}^{\frac{T}{4}} V_{th} \cdot i_{dbd}(t) \quad (1-13)$$

Lorsque la décharge est allumée, le courant dans la DBD s'écrit :

$$i_{dbd}(t) = C_{diel} \cdot \frac{dV_{dbd}(t)}{dt} \quad (1-14)$$

Et donc

$$P = 4f \cdot C_{diel} \cdot V_{th} \cdot \hat{V}_{dbd} (1 - \cos^2(\pi \cdot f \cdot t_{on})) \quad (1-15)$$

En égalisant les équations (1-13) et (1-15), on peut déduire l'expression de t_{on} qui est :

$$t_{on} = \frac{1}{\pi \cdot f} \arccos \sqrt{\left(\frac{C_{diel} \cdot (C_{diel} + C_{gaz}) V_{th}}{C_{diel} \cdot \hat{V}_{dbd}} \right)} \quad (1-16)$$

1.4.2 Alimentation en tension rectangulaire

Le convertisseur présenté Figure 1-16 est proposé par S. Liu [1.21]. Sur ce dernier, la tension du secteur de fréquence 50Hz est utilisée et redressée par un pont de diodes c'est le premier convertisseur AC-DC du schéma. Cette tension va charger la capacité C_1 et la tension continue obtenue sera convertie, via un onduleur, en une sinusoïde haute fréquence. Un transformateur élévateur permettra d'amplifier cette haute tension sinusoïdale obtenue qui sera par la suite redressée en tension continue qui chargera la capacité C_2 . Lorsque S_1 est fermé et S_2 ouvert, la haute tension aux bornes de C_2 charge les capacités de la DBD. La tension aux bornes de la DBD passe de zéro à la tension aux bornes de C_2 . Et cette tension aux bornes de la DBD est constante aussi longtemps que S_1 reste fermé. Lorsque S_1 est ouvert et S_2 est fermé, la DBD est court-circuitée et on décharge les capacités de la DBD via cet interrupteur. Une haute tension rectangulaire est donc obtenue aux bornes de la DBD. Ce convertisseur peut fournir des tensions pouvant aller de 0 à 15kV , cette tension est réglée grâce au convertisseur AC-DC avant la capacité C_2 .

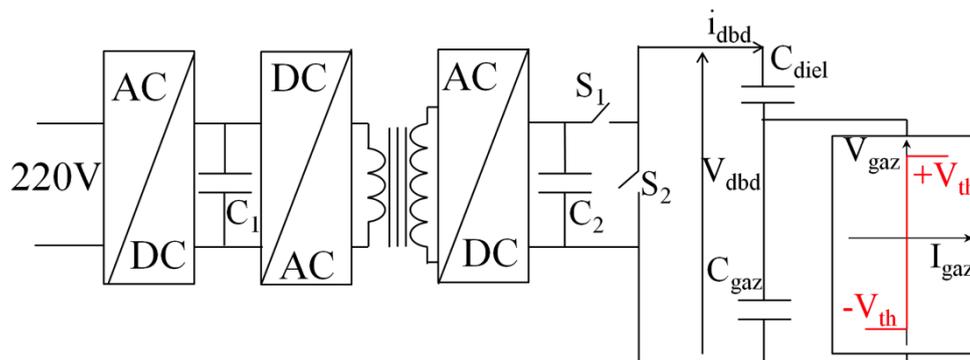


Figure 1-16 : Générateur en tension rectangulaire [1.21]

La forme d'onde de ce convertisseur est présentée Figure 1-17 :

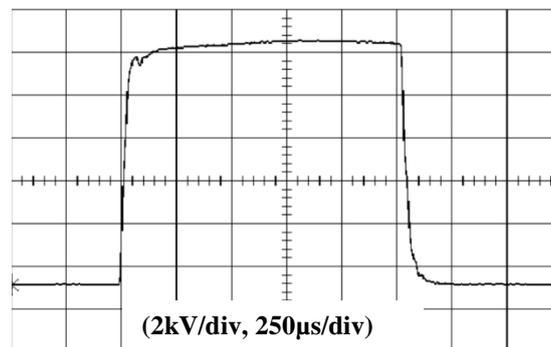


Figure 1-17 : Forme d'onde du générateur à tension rectangulaire [1.22]

Le convertisseur présenté Figure 1-18 est proposé par M. I. Lomaev. Le but est de transformer la tension secteur en impulsions de haute tension rectangulaire. Sur ce convertisseur, la tension secteur est redressée par un pont de diodes. La tension continue obtenue alimente un circuit PFC (Power Factor Corrector) qui stabilise la tension aux bornes du demi-pont

d'interrupteurs, Figure 1-18. Ces interrupteurs reçoivent un signal de commande et une impulsion de tension de largeur de $2\mu s$ est vue au primaire du transformateur d'impulsion. Au secondaire du transformateur, une impulsion de tension de $6kV$ d'amplitude est vue. L'auteur place un circuit permettant d'indiquer l'allumage de la décharge. Ces impulsions de tensions rectangulaires ont un taux de répétition pouvant aller de 1 à $200kHz$ et la puissance peut aller de $10W$ à $1kW$. L'auteur utilise ce type de convertisseur pour alimenter des exilampes remplies de Xénon.

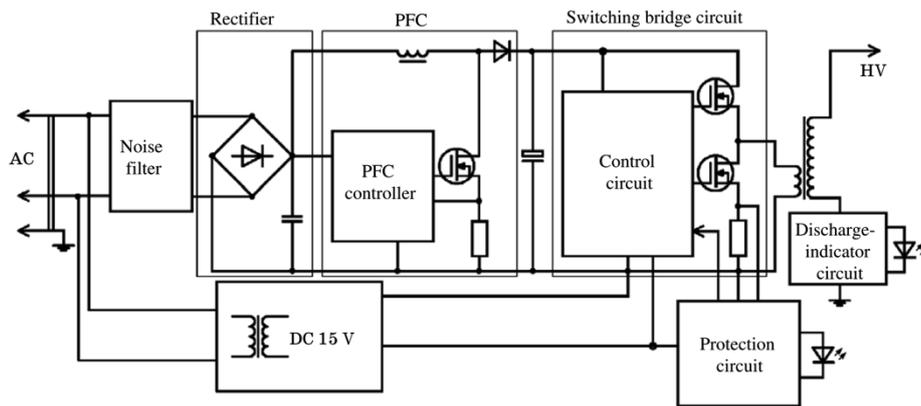


Figure 1-18 : Générateur en tension rectangulaire [1.23]

1.4.3 Alimentations à résonance

Le principe des structures d'alimentations à résonance est largement expliqué dans la littérature [1.24], [1.25]. Elles sont souvent utilisées pour les dispositifs DBD, [1.26], [1.27], [1.28] notamment pour des procédés industriels du fait de leurs excellents rendements. L'idée, est d'intercaler une inductance entre l'alimentation et le dispositif DBD, afin d'obtenir un circuit oscillant. Sachant que la DBD est une charge capacitive, nous pouvons utiliser sa capacité pour réaliser le circuit LC . La fréquence d'oscillation est donc la fréquence de résonance du circuit LC_{diel} . L'objectif sera d'alimenter ce circuit résonant (RLC) par un créneau de courant ou de tension de fréquence proche de sa fréquence de résonance propre. Avec cette alimentation, il est possible de réaliser une commutation douce et donc de diminuer les pertes [1.25].

1.4.3.1 Topologie de Xavier Bonnin [1.29]

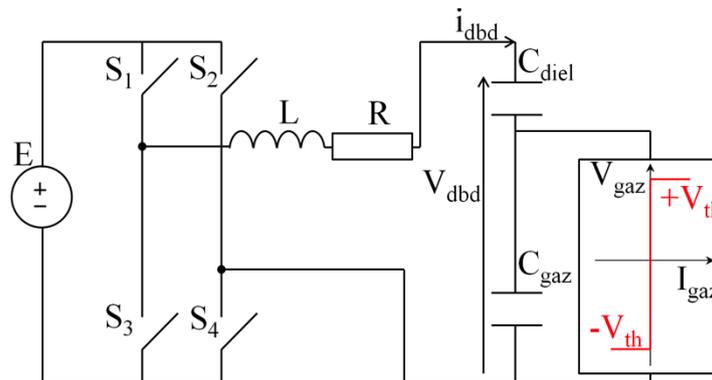


Figure 1-19 : Alimentation à résonance série

Xavier Bonnin [1.29] s'est focalisé sur une alimentation à résonance basée sur la topologie présentée Figure 1-19. L'auteur montre l'étude d'un convertisseur pouvant atteindre des fréquences allant jusqu'au mégaHertz avec une tension de sortie de $5kV$. Ceci permet à l'auteur d'injecter dans la décharge des courants impulsionnels avec un fort taux de répétition. La réalisation du pont complet est faite avec des semi-conducteurs de technologie grand gap : de types GaN, choisis pour leur performance en fréquence. Une commutation à zéro de tension (ZVS) est opérée dans cette topologie, dans le but de diminuer les pertes à l'amorçage des interrupteurs. Pour les dispositifs DBD de types lampes exciplexes, il faut une tension très supérieure à la tension de claquage V_{th} pour obtenir le premier amorçage de la décharge. Par exemple il a été observé par Bonnin que, à $1MHz$, pour une lampe ayant un seuil de claquage à $1200V$, le premier claquage ne survient que lorsque la tension gaz atteint une tension de $4kV$. Pour pallier cela, il a inséré un transformateur élévateur de rapport assez faible (rapport $m = 4$) à la sortie du convertisseur. Ce dernier permet d'atteindre la tension nécessaire au premier claquage du gaz. Pour les alimentations résonantes, la fréquence de résonance peut avoir tendance à varier pour diverses raisons : modification de la valeur de l'inductance en chauffant, modification de la capacité équivalente suite à une modification de la nature de la décharge. C'est pour cela que Bonnin [1.29] ajoute dans son dispositif un système de poursuite de la résonance.

L'alimentation à résonance parallèle, Figure 1-20, est un dual de l'alimentation série, présentée Figure 1-19. Dans le cas parallèle, il s'agira d'alimenter le circuit avec un créneau de courant de fréquence proche à la fréquence de résonance du circuit RLC_{dbd} comme nous le voyons dans la Figure 1-20.

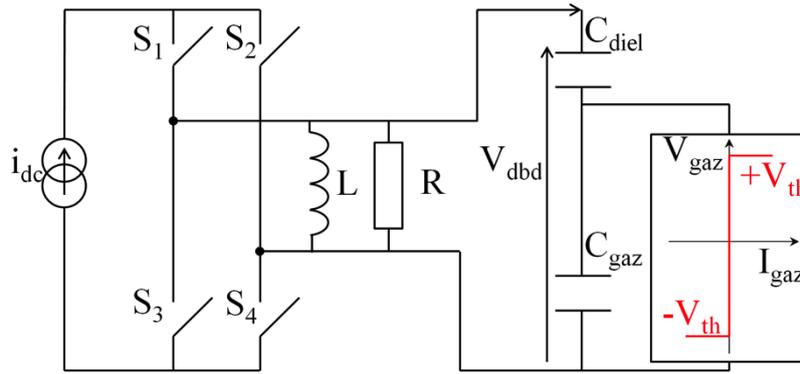


Figure 1-20 : Alimentation à résonance parallèle

L'intérêt de ce type de dispositif est son rendement qui est en général supérieur à 90%. Mais l'inconvénient majeur de ce type d'alimentation est son fonctionnement à une fréquence unique. Elle est très utilisée d'un point de vue industriel lorsque le procédé est optimisé. Cependant, pour une alimentation de laboratoire, il est souvent intéressant d'avoir un dispositif à fréquence variable.

1.4.3.2 Topologie de David Florez [1.30]

David Florez [1.30] a étudié la topologie proposée Figure 1-21. Cette dernière est basée sur une résonance série présentée plus haut. Lorsqu'on ferme S_1 et S_3 , nous avons un circuit résonant LC et un courant positif traverse la DBD. Lorsque ce courant s'annule, ces deux interrupteurs sont ouverts, ce qui permet d'avoir une commutation douce ZCS (commutation à courant nul) et de réduire les pertes. Un temps mort souhaité est attendu et puis S_2 et S_4 sont fermés, ce qui permet d'avoir un courant négatif dans la décharge.

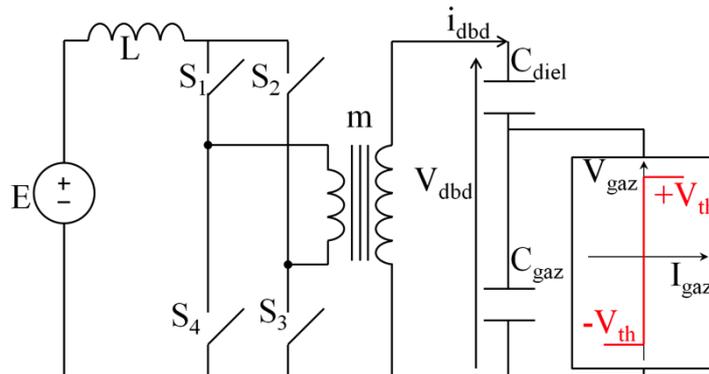


Figure 1-21 : Convertisseur SRI

Les formes d'onde courant tension aux bornes de la DBD sont présentées Figure 1-22. L'auteur a utilisé ce dispositif dans le cadre d'alimentation de lampes DBD afin de produire de l'UV et a mis en évidence un rendement du convertisseur de 90%.

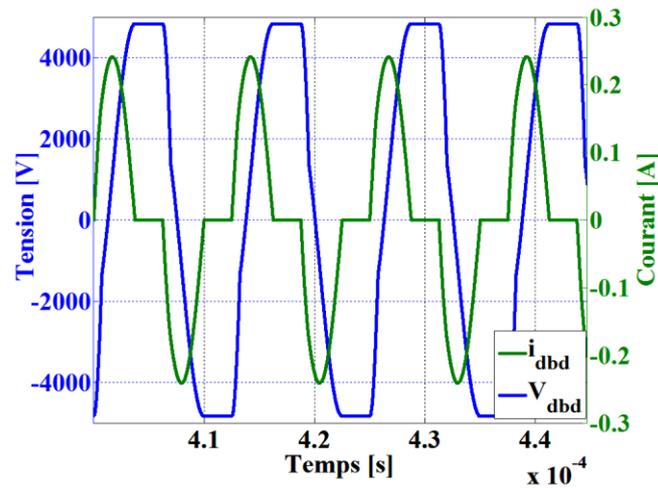


Figure 1-22 : Formes d'onde convertisseur SRI $C_{gaz}=28pF$, $C_{diel}=85pF$, $V_{th}=1310V$, $E=150V$, $m=10$

1.4.3.3 Topologies de Raphael Diez [1.14]

La topologie de l'alimentation en courant de la Figure 1-23 a été développée au LAPLACE, il est basé sur le principe de résonance [1.14].

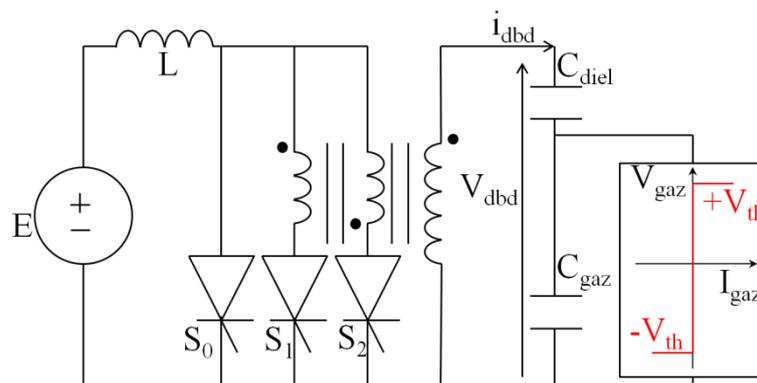


Figure 1-23 : Alimentation en courant [1.14]

Son fonctionnement est le suivant : dans un premier temps, l'interrupteur S_0 est amorcé ; on est dans une séquence appelée phase de charge puisque l'inductance L est chargée à un courant I_{L0} désiré pendant un temps t_{ch} Figure 1-24. Lorsqu'on a stocké la valeur d'énergie souhaitée, S_1 est amorcé (ce qui provoque le blocage automatique de S_0). Cette séquence est une phase de décharge du transformateur via un circuit résonant formé par l'inductance L et la capacité de la DBD ramenée au primaire. Le courant présent dans l'inductance est sinusoïdal et au moment du passage du courant à zéro S_1 se bloque, ce qui permet d'avoir une commutation douce. S_0 est alors maintenu bloqué pendant le temps de relaxation souhaité. Ensuite, une autre séquence est reprise. Le rendement de cette alimentation dans le cadre de production d'UV est de 73%.

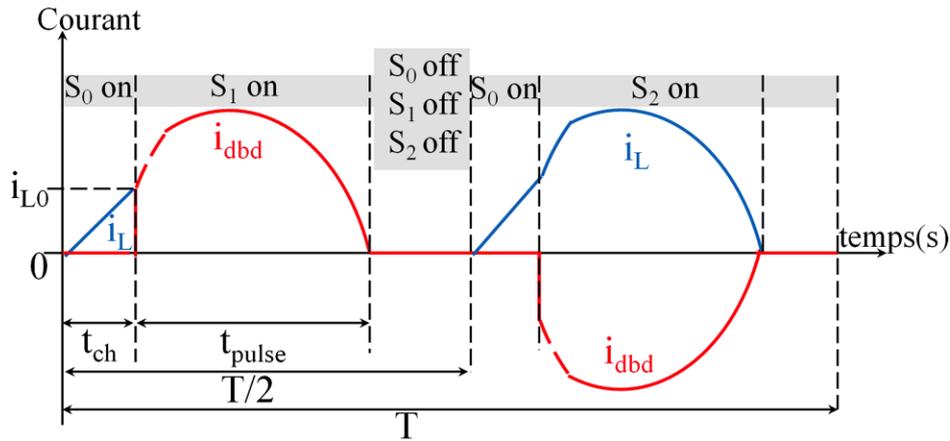


Figure 1-24 : Forme d'ondes courant de charge et courant DBD [1.14]

La topologie Figure 1-25 fonctionne sur le même principe de résonance que celle de la Figure 1-23 avec toujours une phase de charge suivie d'une phase de décharge. Dans cette topologie, la DBD est déconnectée de la source de tension lors de la phase de décharge. Le rendement de cette alimentation dans le cadre de production d'UV est de 67% [1.14].

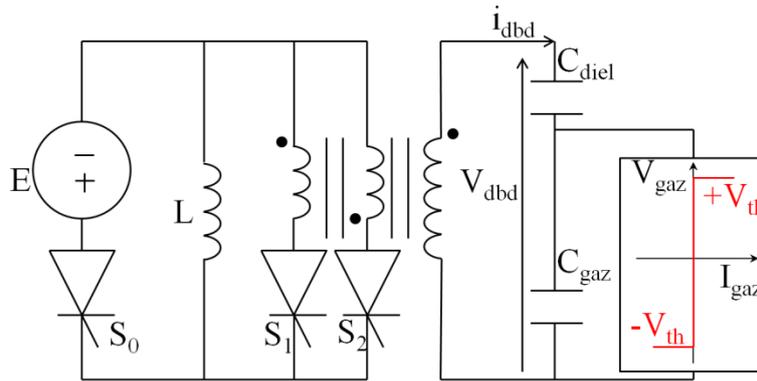


Figure 1-25 : Alimentation quasi-résonant en puissance [1.14]

1.4.4 Alimentation en tension pulsée

Le but est ici d'obtenir des pulses de tensions rectangulaires de très courte durée pouvant descendre à la dizaine de nanosecondes. Pour générer des impulsions unipolaires ou bipolaires, une structure à demi-pont peut être utilisée comme nous le voyons sur la Figure 1-26 [1.31].

Cette topologie (Figure 1-26), se base sur une charge de la capacité C . Lorsque $Q1$ est fermé un courant circule à travers L , C et la diode SOS. Une fois la capacité chargée, le MOSFET $Q1$ est bloqué et $Q2$ est fermé, de ce fait la capacité C se décharge à travers l'inductance L , $Q2$ et la diode SOS se fait jusqu'au blocage de la diode où le courant s'annule.

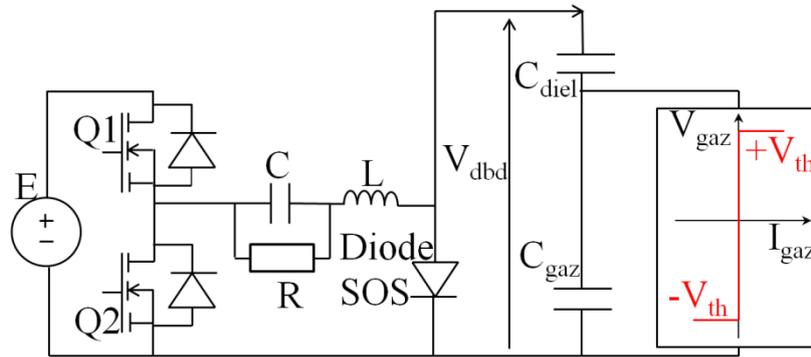


Figure 1-26 : Alimentation pulsée [1.31]

Une impulsion de tension d'amplitude élevée (plusieurs fois la tension d'entrée E) et d'une durée de quelques centaines de nanosecondes est observée aux bornes de la diode et donc de la DBD. Ensuite, $Q2$ est bloqué et le processus reprend. La diode SOS est un élément important dans cette topologie, parce qu'elle est à la base de la production de l'impulsion de tension élevée et extrêmement courte (quelques 100 ns). En effet, c'est une diode qui va être polarisée en direct et placée en série avec une source de stockage d'énergie (l'inductance ici). Des charges sont stockées après la polarisation en direct de la diode. Puis lorsqu'on polarise la diode en inverse, elle continue à conduire et lorsqu'une quantité spécifique de charge est écoulée à travers la diode, cette dernière s'ouvre brutalement et le courant dans l'inductance est commuté dans la charge (DBD) qui est en parallèle avec la diode. Donc c'est le changement brutal d'état de la diode qui est mis à profit afin de générer des impulsions très courtes.

Mildren [1.32] a fait l'essai dans une lampe DBD remplie de Xénon (X_e) à la pression de $100\text{-}400\text{ Torr}$, le dispositif est alimenté avec une alimentation sinusoïdale puis une alimentation pulsée, les deux alimentations ont une fréquence de $3,3\text{ kHz}$ et une amplitude de 8 kV (crête - crête) pour l'alimentation pulsée le temps de montée est de 50 ns - 60 ns . Jiang [1.33] a fait un essai sur une décharge réalisée à pression atmosphérique dans l'air entre deux électrodes distantes de 1 mm . Dans un premier temps, la source d'alimentation de la DBD est une alimentation sinusoïdale à différentes tensions (de 10 kV à 22 kV), puis une alimentation pulsée de 40 ns de temps de montée et d'une durée de 70 ns à différentes tensions (15 kV à 25 kV) excite la DBD. Mildren et Jiang montrent que l'alimentation pulsée produit une décharge homogène durant chaque impulsion de tension alors que pour une alimentation sinusoïdale des micros décharges sont observées. Du fait des forts dv/dt imposés par ce genre d'alimentation, des courants d'amplitude assez élevée de l'ordre d'une dizaine d'ampères traversent la DBD.

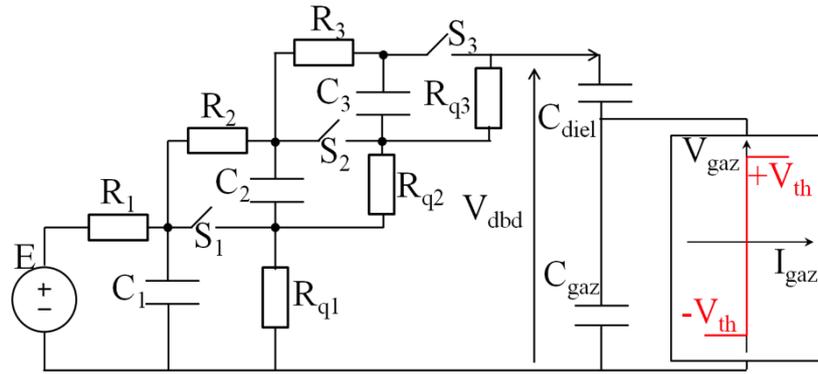


Figure 1-27 : Alimentation pulsée avec un générateur de Marx

Les générateurs de Marx peuvent aussi être utilisés afin d'obtenir une tension pulsée bipolaire ou unipolaire [1.34], [1.35] : l'idée de ce type de générateur est, comme le montre la Figure 1-27, de charger n condensateurs associés en parallèle à une tension E et une fois ces n condensateurs chargés, ils sont ensuite associés en série puis déchargés à travers les interrupteurs $S1$, $S2$ et $S3$ afin de produire une haute tension pulsée de valeur n fois la tension d'entrée. [1.34] montre une structure de générateur de Marx pouvant générer des tensions répétitives d'environ $10kV$ avec un temps de montée et de descente de $50ns$ chacun.

1.4.5 Alimentation en courant carré

Il est important de pouvoir contrôler la puissance injectée dans la décharge. En effet, lorsque nous observons la caractéristique de la Figure 1-2, nous voyons qu'il est plus judicieux d'alimenter en courant. Cela permet de stabiliser le régime de décharge. De plus, le caractère capacitif de la DBD impose d'alimenter la DBD avec une source de courant afin de respecter les règles de causalités [1.36].

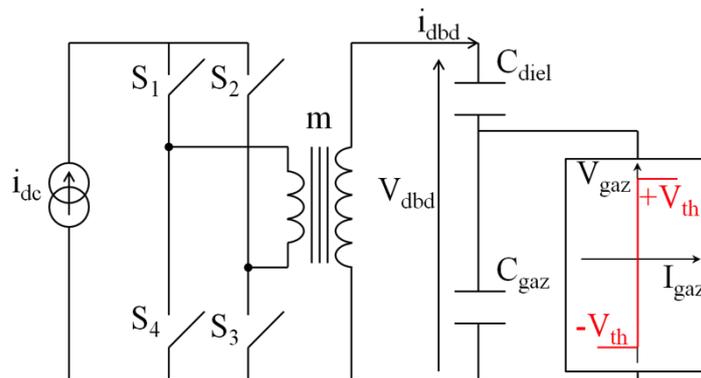


Figure 1-28 : Alimentation en courant carré : cas idéal

Prenons le dispositif présenté Figure 1-28 ; la DBD est alimentée à partir d'une source de courant continu I_{dc} . Cette source de courant peut être réalisée à partir d'un hacheur régulé en courant. Un commutateur de courant permet d'alimenter la DBD par un courant de valeur moyenne nulle [1.15]. Le commutateur de courant est réalisé à partir de composants semi-conducteurs : ($S1$, $S2$, $S3$, $S4$). Jusqu'à présent, ce type de composant ne supporte que des

tensions relativement faibles (maximum 1,7 kV). L'utilisation d'un transformateur élévateur est alors nécessaire pour augmenter la tension appliquée.

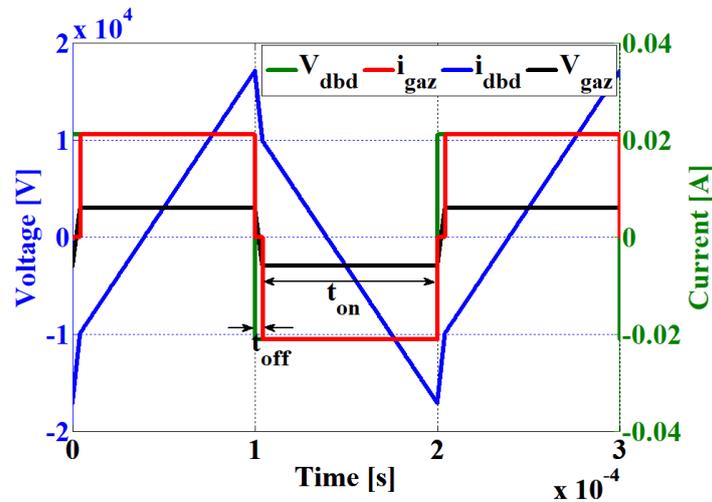


Figure 1-29 : Formes d'onde de la DBD pour une alimentation en courant carré avec $I_{dc}=21\text{mA}$, $f=5\text{kHz}$,

$$C_{gaz}=15\text{pF}, C_{diel}=75\text{pF} \text{ et } V_{th}=3\text{kV}$$

Compte tenu du caractère capacitif du dispositif, les interrupteurs S_1 et S_3 permettent d'alimenter la DBD pendant l'alternance positive alors que S_2 et S_4 se chargent de l'alternance négative. La fréquence de commutation des interrupteurs est f . Le fonctionnement est le suivant (Figure 1-29) :

De 0 à $1/2f$, S_1 et S_3 sont fermés et S_2 et S_4 restent ouverts ; un courant positif est alors imposé à la DBD : I_{dc}/m (courant au secondaire du transformateur). La tension V_{dbd} augmente linéairement avec une pente égale à C_{eq} tout comme celle du gaz jusqu'au claquage ; la décharge est alors amorcée. D'après le modèle électrique choisi [1.11], Figure 1-9, la tension aux bornes de C_{gaz} reste constante et égale à la tension de claquage $+V_{th}$. La tension V_{dbd} continue à croître linéairement mais cette fois avec une pente C_{diel} jusqu'à la prochaine alternance.

De $1/2f$ à f , S_2 et S_4 sont fermés et S_1 et S_3 restent ouverts. La DBD voit un courant $-I_{dc}/m$. Les tensions aux bornes de la DBD et aux bornes de C_{gaz} diminuent avec les mêmes pentes que précédemment jusqu'au claquage du gaz sous une tension négative. Puis la tension aux bornes du gaz reste constante à $-V_{th}$ alors que la tension V_{dbd} continue à évoluer linéairement jusqu'à l'alternance suivante.

Calcul de la puissance transférée dans le cas d'un transformateur idéal

Le transformateur est considéré comme idéal avec un rapport de transformation m ; la tension secondaire est la tension DBD comme sur la Figure 1-28.

Lorsque la décharge est éteinte, sur la durée t_{off} (Figure 1-29), le courant i_{dbd} est le même que le courant dans la capacité gaz ; il s'exprime :

$$IC_{gaz}(t) = C_{gaz} \frac{dVC_{gaz}(t)}{dt} \quad (1-17)$$

Pendant ce temps, la tension gaz passe de $-V_{th}$ à $+V_{th}$ soit une variation de $2V_{th}$. On peut donc déduire la durée t_{off} pendant laquelle la décharge est éteinte :

$$t_{off} = \frac{1}{2f} \chi \quad (1-18)$$

Avec

$$\chi = \frac{4mfV_{th}C_{gaz}}{I_{dc}} \quad (1-19)$$

La capacité gaz limite donc intrinsèquement la durée de la décharge. La durée pendant laquelle la décharge est allumée est alors :

$$t_{on} = (1 - \chi) \frac{1}{2f} \quad (1-20)$$

Nous pouvons voir, comme le montre la Figure 1-30, que le temps d'allumage de la décharge est supérieur avec l'alimentation en courant carré pour une même valeur de courant maximal dans la DBD obtenue par une source de tension sinusoïdale.

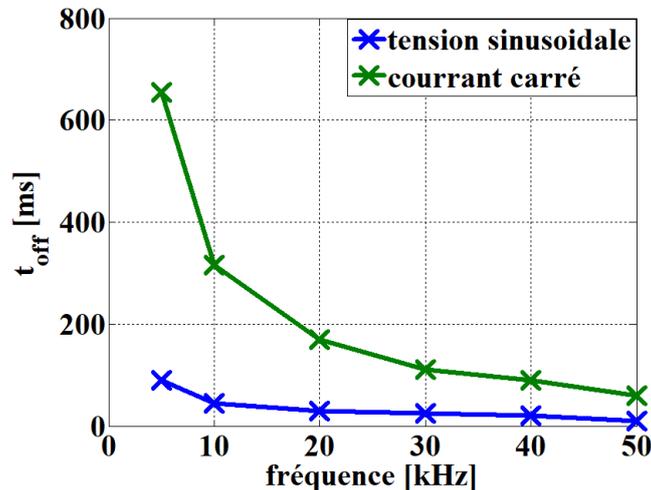


Figure 1-30 : Evolution du temps d'extinction de la décharge pour l'alimentation en courant carré et l'alimentation en tension sinusoïdale

La caractéristique charge/tension Figure 1-15, est toujours utilisée pour calculer la puissance dans la décharge. Sur une demi période (de D à B, Figure 1-15, par exemple), nous avons une variation de ΔQ qui est deux fois la charge maximale.

Or,

$$i = \frac{dq}{dt} \quad (1-21)$$

Sur une demi-période, nous pouvons écrire :

$$\Delta Q = I_{dc} \cdot \frac{T}{2} \quad (1-22)$$

On peut donc déduire :

$$\hat{Q}_{dbd} = \frac{I_{dc} \cdot T}{4 \cdot m} \quad (1-23)$$

En combinant les équations (1-7), (1-11) et (1-23) on obtient la puissance sur une période, qui est de :

$$P = \frac{I_{dc} V_{th}}{m} (1 - \chi) \quad (1-24)$$

La tension maximale aux bornes de la DBD peut être calculée ; sur une demi-période nous pouvons écrire l'expression de la tension maximale aux bornes de C_{diel} .

$$\hat{V}C_{diel} = \frac{I_{dc}}{4mfC_{diel}} \quad (1-25)$$

Et donc nous pouvons déduire la tension maximale subie par la DBD et par le secondaire du transformateur:

$$\hat{V}_{dbd} = V_{th} \left(1 + \frac{r}{\chi} \right) \quad (1-26)$$

Avec

$$r = \frac{C_{gaz}}{C_{diel}} \quad (1-27)$$

Aussi la Figure 1-31 montre que la puissance injectée dans la décharge est plus importante avec l'alimentation en courant carré qu'avec une alimentation en tension sinusoïdale, pour la même valeur de courant maximal dans la DBD.

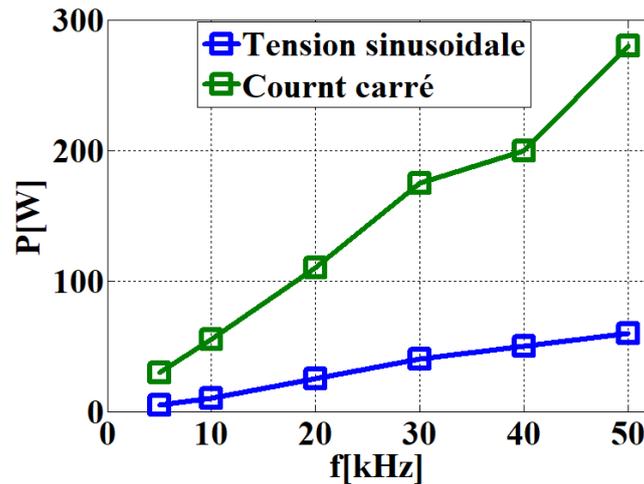


Figure 1-31 : Evolution de la puissance dans la décharge pour l'alimentation en courant carré et l'alimentation en tension sinusoïdale

M.C.Bouzidi, [1.37] a fait un comparatif entre une alimentation en tension sinusoïdale et une alimentation en courant carré dans le cadre d'une décharge de Townsend à pression atmosphérique dans de l'azote. Ce comparatif confirme les courbes des Figure 1-30 et Figure 1-31. Les résultats de M.C.Bouzidi montrent clairement qu'avec une alimentation en courant carré on a une augmentation considérable de la durée d'allumage de la décharge mais aussi de la puissance injectée dans la décharge. L'alimentation en courant carré permet donc d'obtenir une décharge homogène plus longtemps.

1.4.6 Comparaison

Dans cette partie, il s'agit de faire un comparatif de quelques topologies d'alimentations. Nous verrons l'expression de la puissance transférée dans la décharge et de la durée t_{on} pendant laquelle la décharge est allumée.

L'alimentation SRI a l'avantage de ne pas nécessiter de temps de charge d'inductance. Deux paramètres, E et f , permettent le réglage de la puissance injectée dans la décharge. Cette topologie d'alimentation garantit une commutation en ZCS à l'ouverture et à la fermeture des interrupteurs, ce qui permet d'avoir des pertes en commutation assez faibles. Cependant cette topologie d'alimentation passe dans une zone d'instabilité lorsque la tension d'alimentation dépasse la tension de claquage V_{th} .

L'alimentation résonante en courant a un fonctionnement en ZCS à la fermeture des interrupteurs, ce qui lui permet elle aussi de diminuer les pertes par commutation. Nous pouvons régler la puissance injectée dans la décharge via la fréquence, le courant I_{Lo} et la tension d'alimentation E . Cependant cette alimentation a une zone d'instabilité lorsque la tension E est supérieure à V_{th} .

L'alimentation en puissance a aussi un fonctionnement en ZCS. Le réglage de la puissance est possible grâce à des paramètres que sont le temps de charge de l'inductance et la fréquence de

commutation des interrupteurs. Contrairement à l'alimentation résonante en courant, l'alimentation en puissance ne présente pas de zone d'instabilité, il n'y a donc pas de restriction sur la tension d'alimentation E .

L'alimentation en courant carré donne des degrés de liberté supplémentaires : la fréquence, le courant injecté dans la décharge et le rapport cyclique. C'est celle qui est la plus flexible pour le réglage de la puissance. Elle a, de plus, l'avantage d'avoir un temps d'allumage important. Nous pouvons remarquer que nous ne contrôlons pas la tension aux bornes de la DBD : celle-ci peut devenir très importante. De plus, cette topologie n'a pas de commutation en ZCS donc on peut s'attendre à ce que les pertes sur ce convertisseur soient plus importantes.

Topologie d'alimentation	Puissance	t_{on}
Alimentation en tension Sinusoïdale Figure 1-13	$4.f.V_{th}.C_{diel}.\hat{V}_{dbd} \cdot \left(1 - \left(1 + \frac{C_{gaz}}{C_{diel}}\right) \cdot \frac{V_{th}}{\hat{V}_{dbd}}\right)$	$\frac{1}{\pi.f} \arccos \sqrt{\left(\frac{C_{diel}(C_{diel} + C_{gaz})V_{th}}{C_{diel}\hat{V}_{dbd}}\right)}$
Alimentation SRI Figure 1-21	$4.f.V_{th}^2.C_{gaz} \cdot \frac{E}{V_{th} - E}$	$\sqrt{LC_{diel}} \cdot \left(\pi - \arcsin\left(\frac{i_{dbdbr}}{E - \hat{V}_{dbd}} \cdot \sqrt{\frac{L}{C_{diel}}}\right)\right)$
Alimentation résonante en courant Figure 1-23	$\frac{f.V_{th} \cdot (L.I_{L0}^2 + 4.E.V_{th}.C_{gaz})}{V_{th} - E}$	$\sqrt{LC_{diel}} \cdot \left(\pi - \arcsin\left(\frac{i_{dbdbr}}{\hat{I}_{dbd}}\right)\right)$
Alimentation résonante en puissance Figure 1-25	$f.L.I_{L0}^2$	$\sqrt{LC_{diel}} \cdot \left(\pi - \arcsin\left(\frac{i_{dbdbr}}{\hat{I}_{dbd}}\right)\right)$
Alimentation en courant carré Figure 1-28	$I_{dc}.V_{th} \cdot \left(1 - \frac{4.V_{th}.C_{gaz}.f}{I_{dc}}\right)$	$\left(1 - \frac{4.f.V_{th}.C_{gaz}}{I_{dc}}\right) \cdot \frac{1}{2f}$

Tableau 1-1 : Comparaison de quelques alimentations

1.5 Influence du transformateur sur la décharge

Comme nous l'avons vu la plupart des alimentations possède un transformateur élévateur. L'alimentation en courant carré étant la plus efficace, nous allons illustrer ici l'influence des éléments parasites du transformateur sur ce type de convertisseur. Nous n'allons pas considérer ici tous les éléments parasites mais juste insister sur certains qui nous paraissent être les plus problématiques.

1.5.1 Influence de l'inductance de fuite du transformateur

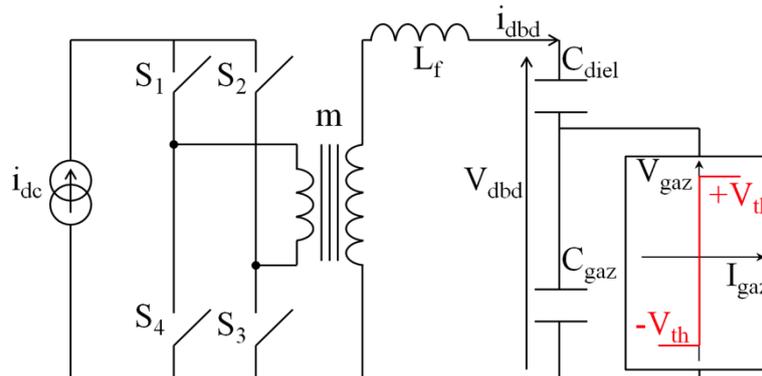


Figure 1-32 : Alimentation en courant carré : présence de l'inductance de fuite

Dans un transformateur, une partie du bobinage au primaire ne transmet pas son flux au secondaire et vice versa ; ces phénomènes sont respectivement modélisés par les inductances de fuite au primaire et au secondaire. Pour des raisons de simplifications, nous considérerons ici un modèle de fuite globalisé et ramené au secondaire. Le fonctionnement de la décharge avec la présence de l'inductance de fuite L_f seule est étudié. Les formes d'ondes obtenues sont celles de la Figure 1-33.

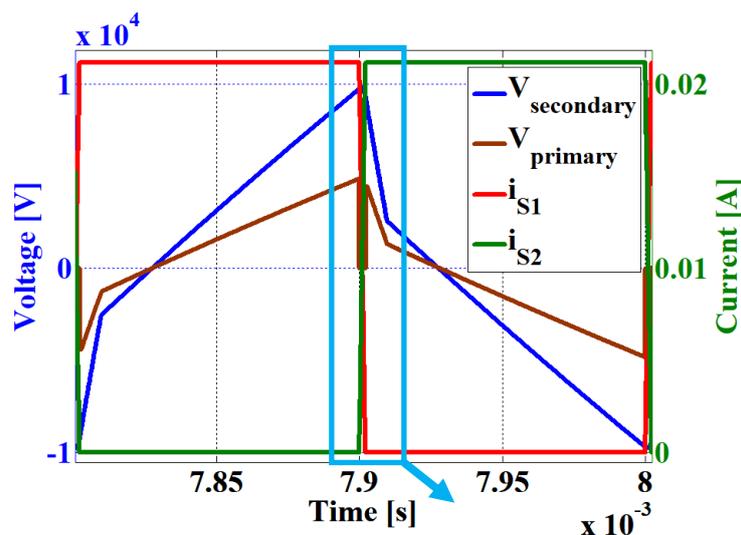


Figure 1-33 : Formes d'onde courants et tensions avec la présence de L_f ; $I_{dc}=21\text{mA}$, $f=5\text{kHz}$,

$$C_{gaz}=15\text{pF}, C_{diel}=75\text{pF}, L_f=1\text{mH} \text{ et } V_{th}=3\text{kV}$$

Les formes d'onde mettent en évidence un phénomène d'empiètement (Figure 1-34) : à cause de l'inductance de fuite, les courants dans les interrupteurs ne peuvent varier instantanément : pendant une petite durée ces derniers conduisent donc en même temps. Ceci peut poser un problème lorsqu'on veut travailler à des fréquences élevées (la fréquence de découpage du commutateur de courant est la même que celle des interrupteurs).

Le courant DBD est le courant au secondaire du transformateur. Pendant le temps d'empiètement, tout se passe comme si le secondaire du transformateur était court-circuité. La tension aux bornes de l'inductance de fuite est donc celle de la DBD.

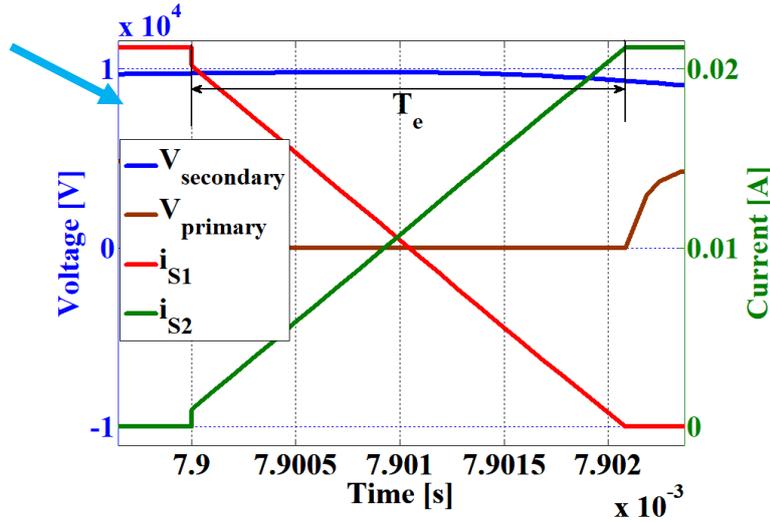


Figure 1-34 : Formes d'onde courants dans les interrupteurs avec la présence de L_f ; $I_{dc}=21\text{mA}$, $f=5\text{kHz}$,

$$C_{gaz}=15\text{pF}, C_{diel}=75\text{pF}, L_f=1\text{mH} \text{ et } V_{th}=3\text{kV}$$

$$\hat{V}_{dbd}(t) = L_f \frac{dI_{dbd}(t)}{dt} \quad (1-28)$$

Le temps T_e , étant relativement court, on considère que la tension de la DBD n'évolue pas pendant cette durée :

$$T_e = \frac{L_f \cdot \Delta I_{dbd}}{\hat{V}_{dbd}} \quad (1-29)$$

En remplaçant la tension DBD maximale par son expression équation (1-26) dans (1-29), il vient :

$$T_e = 2 \cdot \frac{\chi}{r + \chi} \cdot \frac{L_f \cdot I_{dc}}{2 \cdot V_{th}} \quad (1-30)$$

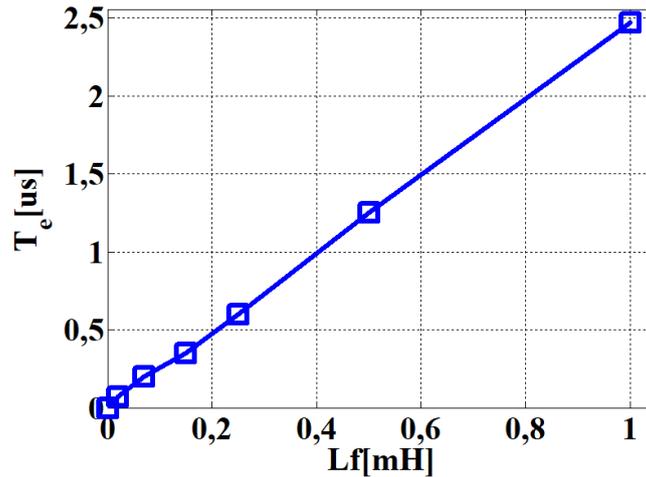


Figure 1-35 : Evolution de T_e en fonction de L_f ; $I=21mA$, $f=5kHz$,
 $C_{gaz}=15pF$, $C_{diel}=75pF$ et $V_{th}=3kV$

Il faudra que la période de commutation soit très grande devant ce temps T_e afin de minimiser l'effet relatif de l'empiètement. La Figure 1-35 montre la durée de ce dernier en fonction de la valeur de L_f . Il faudra ainsi minimiser la valeur de l'inductance de fuite lors de la conception du transformateur :

$$L_f \ll \frac{I}{2} \frac{r + \chi}{\chi} \frac{m \cdot V_{th}}{I_{dc} \cdot f} \quad (1-31)$$

1.5.2 Influence de l'inductance magnétisante du transformateur

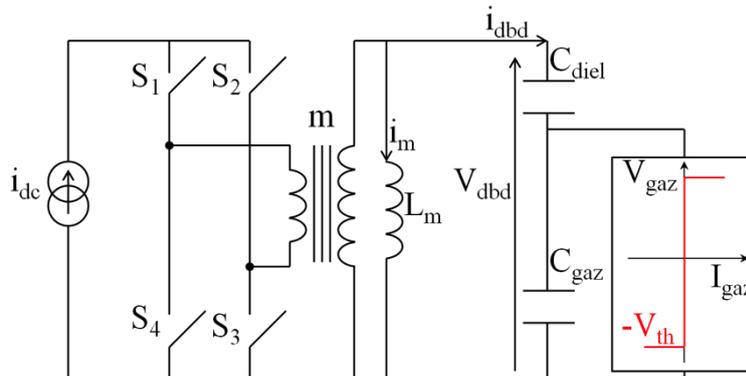


Figure 1-36 : Alimentation en courant carré : présence de l'inductance magnétisante

L'inductance magnétisante est l'inductance mesurée au primaire lorsque le secondaire est à vide. Lorsque la valeur de l'impédance de l'inductance magnétisante est faible, une partie du courant fourni par la source est déviée par cette dernière et le courant au niveau du secondaire du transformateur est déformé. Pour la conception, on doit avoir une valeur de cette impédance très supérieure à celle de la DBD (C_{diel} et C_{gaz}). Les formes d'onde obtenues sont présentées en Figure 1-37 et illustrent bien que le courant injecté dans la DBD n'est pas celui désiré et mettent en évidence la présence d'un courant magnétisant.

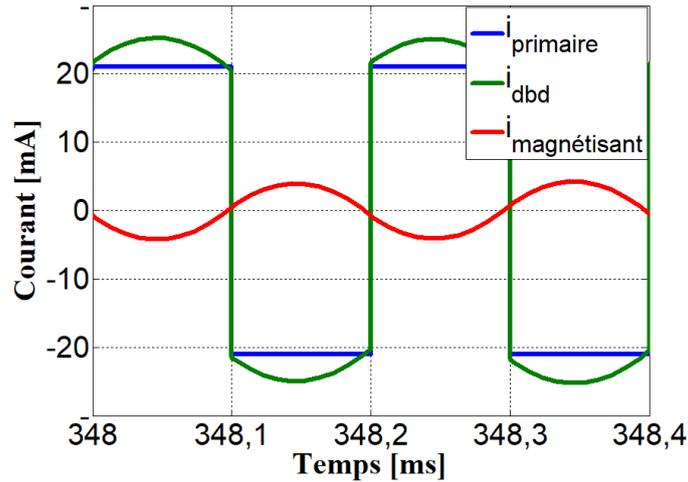


Figure 1-37 : Formes d'onde des courants avec la présence de $L_m=30\text{mH}$, $I=21\text{mA}$, $f=5\text{kHz}$,

Nous allons faire l'hypothèse que ce courant est petit devant le courant DBD. Ainsi la tension DBD n'est pas affectée par le courant magnétisant ; on utilise donc la forme d'onde de la tension DBD obtenue sans éléments parasites. Elle est rappelée en Figure 1-38 sur une demi-période. D'après le schéma de la Figure 1-36, il vient:

$$V(t) = L_m \frac{di_{mag}(t)}{dt} \quad (1-32)$$

Lorsque la décharge est allumée nous avons une pente $1/C_{diel}$ et lorsque la décharge est éteinte la pente est $1/C_{\acute{e}q}$.

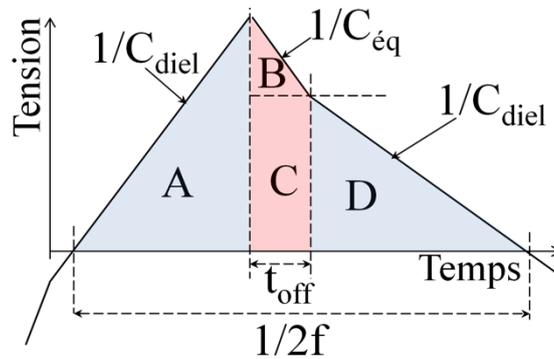


Figure 1-38 : Formes d'onde de la tension DBD sur une demi-période, avec la présence de L_m

Nous pouvons réécrire l'équation (1-32)

$$\hat{i}_{mag} = \frac{I}{2.L_m} \cdot \int_0^{\frac{1}{2}f} V_{dbd}(t) dt \quad (1-33)$$

Grâce à la Figure 1-38, nous pouvons écrire :

$$\hat{i}_{mag} = \frac{1}{2L_m} \cdot [A + B + C + D] \quad (1-34)$$

Nous pouvons facilement déterminer les expressions de A , B , C et D et déduire que :

$$\hat{i}_{mag} = \frac{V_{th}}{8mfL_m} \cdot \left(\frac{r}{\chi} + \left(\frac{2r+1}{r} \right) \cdot \chi \right) \quad (1-35)$$

Connaissant la fréquence de découpage des interrupteurs, le courant magnétisant devient :

$$i_{mag}(t) = \frac{V_{th}}{8mfL_m} \cdot \left(\frac{r}{\chi} + \left(\frac{2r+1}{r} \right) \cdot \chi \right) \cos(2\pi \cdot f) \quad (1-36)$$

Le courant dans la DBD est alors :

$$i_{dbd}(t) = \frac{I_{dc}}{m} - \frac{V_{th}}{8mfL_m} \cdot \left(\frac{r}{\chi} + \left(\frac{2r+1}{r} \right) \cdot \chi \right) \cos(2\pi \cdot f) \quad (1-37)$$

La puissance injectée dans la décharge est modifiée par rapport au cas sans transformateur. :

$$P = \frac{2fV_{th}}{m} \cdot \left(i_{dc} \cdot t_{on} + \hat{i}_{mag} \cdot t_{off} \cdot \sin c(2\pi \cdot f \cdot t_{off}) \right) \quad (1-38)$$

La Figure 1-39 montre bien que l'inductance magnétisante seule ne modifie que très peu la puissance injectée dans la décharge.

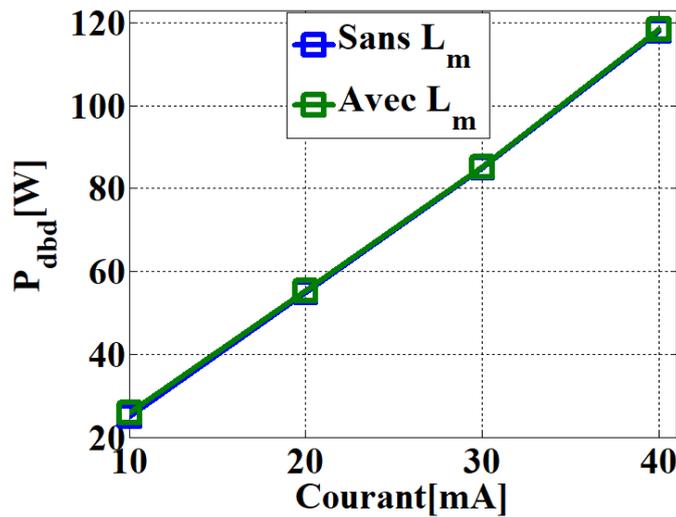


Figure 1-39 : Puissance dans la décharges avec et sans la présence de L_m (30mH), avec une alimentation en courant carré, $f=5kHz$,

1.5.3 Influence de la capacité parasite du transformateur

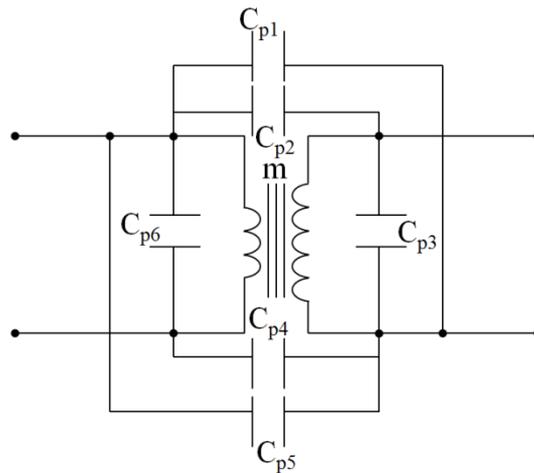


Figure 1-40 : Représentation des capacités parasites

Le point le plus critique au niveau du transformateur élévateur est sans doute sa capacité parasite. Cette dernière, notée C_p , est la résultante de la capacité entre primaire et secondaire du transformateur mais aussi des capacités parasites entre spires et couches de spires du primaire et du secondaire. Nous pouvons voir sur la Figure 1-40 une représentation des capacités parasites dans le cas d'un transformateur parfait.

Pour des raisons de simplifications, nous allons rassembler ces capacités parasites en une seule capacité placée au secondaire du transformateur élévateur comme le montre la Figure 1-41. La valeur de cette capacité est en général du même ordre de grandeur que les capacités du dispositif DBD.

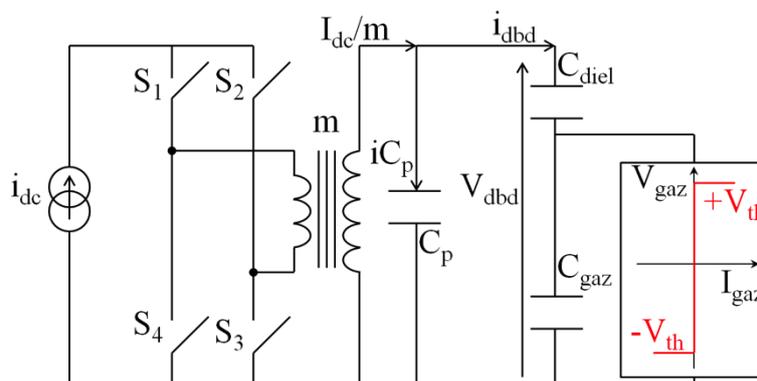


Figure 1-41 : alimentation en courant carré : présence de la capacité parasite

La Figure 1-41 présente ce qui s'apparente à un pont diviseur capacitif entre les capacités de la DBD et la capacité parasite C_p : une partie iC_p du courant secondaire I_{dc}/m , devant aller vers le dispositif DBD sera déviée par la capacité parasite du transformateur. Plus la valeur de cette capacité est élevée, plus l'amplitude du courant injecté dans la décharge baisse. Au final, la puissance injectée dans la décharge est affectée par cette capacité.

Lorsque la décharge est allumée :

$$i_{dbd}(t) = \pm \frac{I_{dc}(t)}{m} \frac{C_{diel}}{C_{diel} + C_p} \quad (1-39)$$

Et

$$iC_p(t) = \pm \frac{I_{dc}(t)}{m} \frac{C_p}{C_p + C_{diel}} \quad (1-40)$$

Lorsque la décharge est éteinte :

$$i_{dbd}(t) = \pm \frac{I_{dc}(t)}{m} \frac{C_{\acute{e}q}}{C_{\acute{e}q} + C_p} \quad (1-41)$$

Et

$$iC_p(t) = \pm \frac{I_{dc}(t)}{m} \frac{C_p}{C_p + C_{\acute{e}q}} \quad (1-42)$$

Lorsque la décharge est éteinte le courant circulant dans la capacité C_{gaz} est le même que le courant DBD donc son expression est celle de l'équation (1-41). Sachant que, pendant la durée d'extinction de la décharge, la tension gaz varie de $2V_{th}$ (elle passe de $-V_{th}$ à $+V_{th}$), nous pouvons exprimer cette durée en fonction de t_{off} (1-18). Et t_{off2} est ici la durée d'extinction en prenant en compte la capacité parasite alors que t_{off} est la durée d'extinction sans capacité parasite:

$$t_{off2} = t_{off} \left(1 + \frac{C_p}{C_{\acute{e}q}}\right) \quad (1-43)$$

Lorsque la DBD est allumée la tension aux bornes du gaz est V_{th} et l'expression du courant en ce moment-là est donnée par l'équation (1-39). La durée d'allumage, sur une demi-période, est la différence entre la demi-période et t_{off2} . Ces éléments permettent de déduire la puissance transmise sur une période et son expression est :

$$P_2 = \frac{1}{1+r_2} \cdot \left(P - \left(1 + \frac{1}{r}\right) \cdot r_2 \cdot I_{dc} \cdot V_{th} \cdot \chi \right) \quad (1-44)$$

Avec

$$r_2 = \frac{C_p}{C_{diel}} \quad (1-45)$$

En comparant les expressions (1-18) et (1-43), nous pouvons conclure que la présence de C_p augmente la durée d'extinction du gaz, ceci est illustré avec la courbe de la Figure 1-42. De même les expressions (1-24) et (1-44) montrent bien une diminution de la puissance injectée dans la décharge.

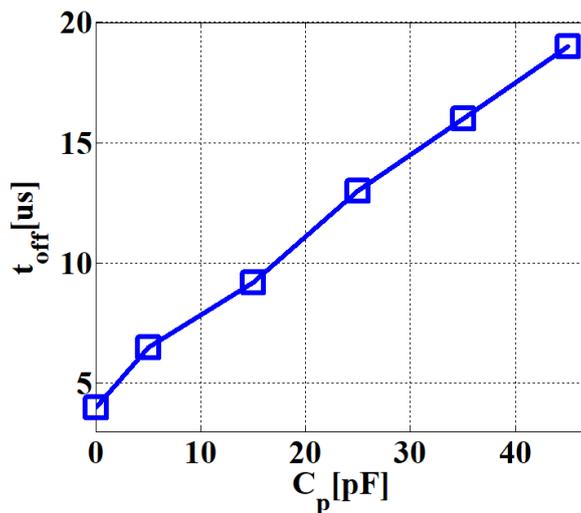


Figure 1-42 : Evolution de t_{off} en fonction de la capacité parasite C_p

Aussi puisqu'une partie du courant est déviée par la capacité parasite, l'amplitude du courant DBD diminue ce qui affectera forcément la puissance injectée dans la décharge comme présenté en Figure 1-43.

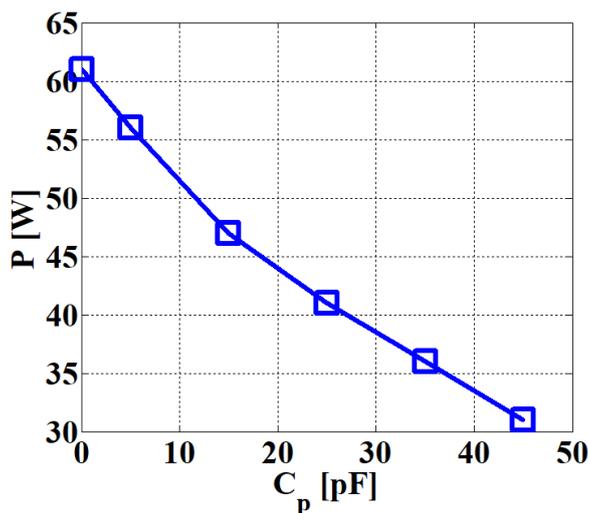


Figure 1-43 : Evolution de la puissance en fonction de la capacité parasite C_p

Des éléments parasites du transformateur, nous avons noté que c'est plutôt la capacité parasite qui a le plus d'influence sur le comportement de la décharge en termes de puissance transmise ou de durée d'allumage de la décharge. Comme nous l'avons dit, la capacité parasite d'un transformateur est de l'ordre d'une dizaine de pF . Nous savons aussi que les DBD sont des charges capacitives et la valeur des capacités sont de l'ordre d'une centaine de pF voire moins. Donc nous pouvons comprendre que la présence d'un diviseur de courant capacitif fait que le courant devant aller dans la DBD soit dévié par la capacité du transformateur et donc la puissance transmise à la décharge n'est pas du tout optimale. Une solution serait de réaliser un bobinage qui pourrait permettre de diminuer sa valeur.

Conclusion

Ce chapitre s'est intéressé aux alimentations pour Décharge à Barrière Diélectriques. L'intérêt principal des DBD est de produire une décharge/plasma à basse température jusqu'à des pressions voisines de la pression atmosphérique. On imagine bien l'avantage de cette basse température pour les traitements de surface mais aussi pour des applications d'éclairage ou toute augmentation de température s'apparente à des pertes. L'application impose bien souvent la géométrie de la DBD, cependant elles ont toutes en commun la présence d'au moins un diélectrique entre leurs électrodes. Ce diélectrique limite naturellement le courant et donc le passage à l'arc. Le diélectrique est un moyen simple et peu coûteux d'obtenir un plasma froid à la pression atmosphérique. Le caractère capacitif de la DBD implique d'alimenter ces dispositifs par une source de courant alternative.

Afin de comparer les différents convertisseurs existants, mais aussi de développer notre propre convertisseur, nous avons choisi une modélisation électrique du dispositif DBD. Ce modèle prend en compte la présence des diélectriques à travers leurs capacités et le gaz à travers sa capacité ainsi qu'un mécanisme traduisant le claquage du gaz. Lorsque la DBD est éteinte, l'alimentation ne voit qu'un circuit capacitif. Lorsque la décharge est allumée, nous considérons le gaz comme une source de tension constante.

Nous avons ensuite présenté quelques alimentations développées ces dernières années. Bien que l'alimentation sinusoïdale utilisant un amplificateur linéaire soit encore souvent utilisée en laboratoire, de récents travaux ont montré l'intérêt d'utiliser d'autres sources d'alimentation : on peut citer les alimentations nano-pulsés, certaines alimentations à résonance ou encore l'alimentation en courant carré. La plupart de ces alimentations ont en commun l'utilisation d'un transformateur élévateur. En effet la tension de claquage élevée du gaz implique d'alimenter la DBD avec une haute tension.

Nous avons mis en évidence, sur la base de l'alimentation en courant carré, les inconvénients du transformateur élévateur. Nous avons découplé les phénomènes afin de bien mettre en évidence le problème posé par chacun des éléments parasites. La capacité parasite limite le temps d'allumage de la décharge et donc la puissance transmise. L'inductance de fuite n'influe pas sur la décharge mais peut présenter des problèmes sur l'alimentation liés à l'empiétement des semi-conducteurs.

Au vu de ces constats, nous avons décidé de nous pencher sur l'étude d'alimentations pour DBD sans transformateur. Cette étude a été fortement motivée par la récente disponibilité de semi-conducteurs haute-tensions en carbure de silicium (SiC). Nous proposons, dans la suite, du manuscrit une alimentation pour DBD n'utilisant pas de transformateur élévateur. Cette nouvelle topologie est présentée dans le chapitre suivant.

Bibliographie

- [1.1] A. BERS, J.L DELCROIX. «*Physique des plasmas I* ». InterÉdition/CNRS Édition, 1994
- [1.2] J. R. ROTH. «*Industrial Plasma Engineering : Volume1 : Principe*», 1995
- [1.3] A.M. POINTU, J. PERRIN, J. JOLLY. «*Plasmas froids de décharge : Propriétés électriques* ». Les techniques de l'ingénieur Dossier D 2830 (02/2007)
- [1.4] N. NAUDE, J. PAILLOL, A. BELINGER, R. SUBILEAUX, «*Diagnostics électriques et alimentations des Décharges à Barrière Diélectrique*», réseau plasma froid, <http://plasmasfroids.cnrs.fr/IMG/pdf/Naude-Paillol.pdf>
- [1.5] U. KOGELSHATZ. «*Dielectric-Barrier Discharges: Their history, Discharge Physics, and Industrial Applications*». Plasma Chemistry and Plasma Processing, Vol. 23, No. 1, March 2003
- [1.6] U. KOGELSHATZ, B. ELIASSON, W. EGLI. «*Dielectric-Barrier Discharges. Principle and Applications* ». Journal de Physique IV Colloque, 1997, 07 (C4), pp.C4-47-C4-66.
- [1.7] Yu. B. GOLUBOVSKII, V.A. MAIOROV, J. F. BEHNKE, J. TREPPER and M. LINDMAYER. «*Study of the homogeneous glow-like discharge in nitrogen at atmospheric pressure*», J. Phys. D. : Appl. Phys. 37 (2004) 1346-1356
- [1.8] F. MASSINES, G. GOUDA «*A comparison of polypropylene-surface treatment by filamentary, homogeneous and glow discharges in helium at atmospheric pressure* », J. Phys. D: Appl. Phys., 31 (1998), pp. 3411–3420
- [1.9] F. MASSINES, N. GHERARDI, N. NAUDE, P. SEGUR, «*Recent advances in the understanding of homogeneous dielectric barrier discharges*», The European Physical Journal Applied Physics, volume 47, August 2009, <http://dx.doi.org/10.1051/epjap/2009064>
- [1.10] U.N. PAL, A.K. SHARMA, J.S.SONI, SONU KR, H.KHATUN, M.KUMAR, B.L. MEENA, M.S. TYAGI, B.J. LEE, M. IBERLER, J.JACOBY, K. FRANK «*Electrical modelling approach for discharge analysis of a coaxial DBD tube filled with argon*». J. Phys. D: Appl. Phys. 42 (2009) 045213 (8pp)
- [1.11] R. DIEZ, J.-P. SALANNE, H. PIQUET, S. BHOSLE and G. ZISSIS, «*Predictive model of a DBD lamp for power supply design and method for the automatic identification of its parameters* », The European Physical Journal Applied Physics, volume 37, March 2007, <http://dx.doi.org/10.1051/epjap:2007017>

- [1.12] N. NAUDÉ, J-P CAMBRONNE, N. GHERARDI and F. MASSINES « *Electrical model and analysis of the transition from an atmospheric pressure Townsend discharge to filamentary* », J. Phys. D : Appl.Phys.38, 2005
- [1.13] PIPA, A. V., BRANDENBURG, R., HODER, T., & KOSKULICS, J. (2012). The simplest equivalent circuit of a pulsed dielectric barrier discharge and the determination of the gas gap charge transfer. Review of Scientific Instruments, 83(11), 115112-115112.
- [1.14] R-DIEZ MEDINA, « *Alimentation de puissance d'une lampe exciplexe à décharge à barrière diélectrique, en vue du contrôle de rayonnement* », thèse de l'université de Toulouse, INPT 2008
- [1.15] X. BONNIN, « *Alimentation électrique des dispositifs de décharges à barrières diélectriques* », Thèse de l'université de Toulouse, INPT 2015.
- [1.16] 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
- [1.17] R. COZZOLINO. « *Etude des couches minces organométalliques déposées par procédé plasma basse pression à partir de Zirconium Tert Butoxide : application aux traitements antireflets* ».Thèse de l'université de Toulouse Paul Sabatier, 2012
- [1.18] J.P. BOEUF. « *Plasma display panels : physics, recent developments and key issues* ». J. Phys. D : Appl.Phys.36 (2003) R 53-R79
- [1.19] C.PUNSET. « *Modélisation bidimensionnelle fluide d'un écran plasma* ».Thèse de l'université de Toulouse 3, 1998
- [1.20] T.C. MANLEY « *THE ELECTRIC CHARACTERISTICS OF THE OZONATOR DISCHARGE*», A paper presented at the Eighty-Fourth General Meeting held at New York, October 14, 1943
- [1.21] S. LIU, Electrical modeling and unipolar-pulsed energization of dielectric barrier discharge: Ph. D Thesis Electronics and Information Techniques (University of Karshuruhe), Germany 2002
- [1.22] S. LIU, and M. NEIGER, "Excitation of dielectric barrier discharges by unipolar submicrosecond square pulses", Journal of Physics D : Applied Physics, Volume 34, (2001) 1632-1638
- [1.23] M. I. LOMAEV, V. S. SKAKUN, V. F. TARASENKO, and D. V. SHITTS, "Exilamps based on xenon dimers excited by a barrier discharge". Journal of Optical Technology, Vol. 79, Issue 8, pp. 498-502 (2012), <https://doi.org/10.1364/JOT.79.000498>

- [1.24] J.P. FERRIEUX, F. FOIREST. «*Alimentation à découpage, convertisseurs à résonance*». Dunod, 2006
- [1.25] Y. CHERON, *Soft Commutation*, London: Chapman & Hall, 1992.
- [1.26] M. LITTLEFAIR, J. RICHARDSON, R.T. RAKOWSKI. «*RESONANT POWER SUPPLY FOR DISCHARGE LAMPS*». Nordson LTD, UK, Brunel University UK
- [1.27] M. AMJAD, Z. SALAM, M. FACTA, S. MEKHILEF. «*Analysis and Implementation of Transformerless LCL Resonant Power Supply for Ozone Generation*». *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 2, August 2013
- [1.28] L. CHANG, T. GUO, J. LIU, C. ZHANG, Y. DENG, and X. HE. «*Analysis and Design of a Current-Source CLCC Resonant Converter for DBD Applications*». *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 4, April 2014
- [1.29] X. BONNIN, J. BRANDELEIRO, N. VIDEAU, H. PIQUET, T. MEYNARD. «*A High Voltage High Frequency Resonant Inverter for Supplying DBD Devices with Short Discharge Current Pulses*». *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 8, August 2014
- [1.30] D. FLOREZ, R. DIEZ, H. PIQUET. «*DCM-Operated Series-Resonant Inverter for the Supply of DBD Eximer Lamps*». *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 1, January/February 2014
- [1.31] M.I. LOMAEV, E.A. SOSNIN, V.F. TARASENKO, D.V. SHITTS, V.S. SKAKUN, M.V. EROFEEV, A.A. LISENKO. «*Capacitive and Barrier Discharge Excilamps and Their Application (Review)* ». *Instruments and Experimental Techniques*, 2006, Vol. 49, No. 5, pp. 595–616, 2006
- [1.32] R.P. MILDREN, R.J. CARMAN, I.S. FALCONER. «*Visible and VUV Emission From a Xenon Dielectric Barrier Discharge Using Pulsed and Sinusoidal Voltage Excitation Waveforms*». *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 30, no. 4, February 2002
- [1.33] H. JIANG, T. SHAO, C. ZHANG, Z. NIU, Y. YU, P. YAN, Y. ZHOU. «*Comparison of AC and Nanosecond-Pulsed DBDs in Atmospheric Air*». *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 39, no. 11, November 2011
- [1.34] D. TASTEKIN, F. BLANK, A. LUNK, J. ROTH-STIELOW. «*POWER SUPPLY WITH BIPOLAR PULSED OUTPUT VOLTAGE AND HIGH REPETITION RATE BASED ON A SOLID STATE MARX TOPOLOGY* », *IEEE Pulsed Power Conference*, 2011.
- [1.35] Y. WANG, Y. LU, J. QIU, K. LIU. «*Repetitive High Voltage All-Solid-State Marx Generator for Dielectric Barrier Discharge Pulsed Plasma*»

- [1.36] R. W. ERICKSON and D. MAKSIMOVIC, Fundamentals of Power Electronics 2nd ed. Norwell, MA: Kluwer, 2001
- [1.37] M.C. BOUZIDI, X. BONNIN, N. NAUDE, H. PIQUET, A. BELINGER, N. GHERARDI, «*Maximization of the working domain of an Atmospheric Pressure Townsend Discharge (APTD) using a current-source static converter*», journal of physics : conference series, volume 550, conference1, 2014, doi:10.1088/1742-6596/550/1/012044

Chapitre 2

Etude théorique de l'alimentation sans transformateur pour DBD

2.1 Introduction

Dans ce chapitre, il s'agit d'étudier un convertisseur innovant sans transformateur, n'utilisant que deux interrupteurs. Dans un premier temps, nous proposerons une étude qualitative du fonctionnement de ce convertisseur. Ensuite, une étude analytique sera proposée à l'aide du plan de phase [2.1], [2.2], [2.3]. Cette étude permettra de trouver les relations fondamentales du convertisseur et de dimensionner les semi-conducteurs de puissance. Afin de faciliter la compréhension, les éléments parasites des semi-conducteurs ne seront pas pris en compte lors de cette étude. L'avantage principal de ce convertisseur est le réglage de la puissance injectée dans la décharge par plusieurs moyens que nous détaillerons. Cette topologie est aussi intéressante du fait de sa simplicité et de son fonctionnement basé sur le principe de résonance. La commutation lorsque le courant s'annule permet d'avoir a priori des pertes en commutation assez faible. En effet nous montrerons que ce convertisseur peut fonctionner en ZCS.

2.2 Principe de fonctionnement

2.2.1 Modèle de la décharge utilisée

Dans cette partie, une étude séquentielle du convertisseur est présentée, en utilisant un modèle simple de la décharge Figure 2-1. Les dispositifs DBD alimentés dans cette thèse sont d'une part une DBD de type plan-plan et d'autre part une lampe DBD de forme cylindrique.

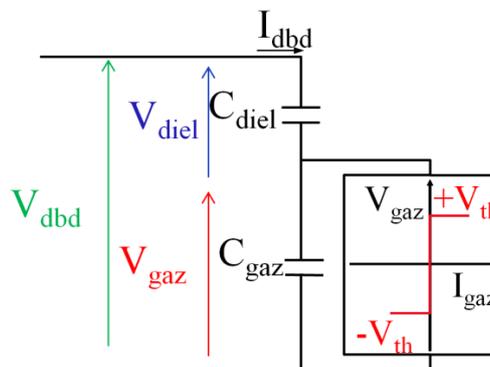


Figure 2-1 : Modèle de la DBD et de la conductance

Le modèle électrique de la DBD a deux capacités : l'une est due aux diélectriques comme le montre la Figure 2-1 (cette capacité est appelée C_{diel}) et une autre capacité (C_{gaz}) qui est due à l'espace gazeux. En parallèle de la capacité gaz, une conductance est placée. Cette dernière permet de représenter le claquage du gaz. Le modèle utilisé pour représenter le mécanisme de claquage est assez simplifié mais est assez suffisant pour dimensionner le convertisseur.

Le courant DBD passe par les capacités C_{diel} et C_{gaz} lorsque la décharge est éteinte Figure 2-2, aucun courant ne circule dans la conductance. Et lorsque la décharge est allumée, tout le courant circule dans la conductance Figure 2-3, le courant DBD et le courant dans la

conductance sont les mêmes. En effet, lorsque la décharge est allumée, la tension aux bornes du gaz est à la tension V_{th} qui est la tension de claquage du gaz. De ces deux éléments, nous pouvons dire que, sur une période, la puissance injectée dans la DBD est la même que la puissance dans la conductance.

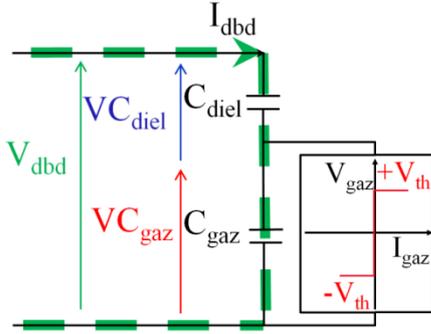


Figure 2-2 : Décharge éteinte

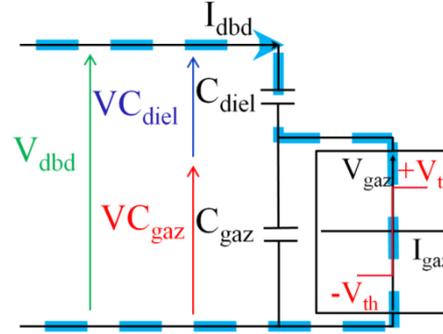


Figure 2-3 : Décharge allumée

Le moment où le claquage se produit est appelé t_{br} . La tension gaz reste constante à V_{th} à partir de ce moment [2.4], ceci jusqu'à ce que le courant DBD s'annule. Lorsque la décharge est allumée, l'énergie est dissipée dans la décharge avec une tension V_{th} entre le temps où la tension gaz atteint la tension de claquage V_{th} (t_{br}) et le moment où le courant I_{dbd} s'annule (t_{off}). Ceci permet d'écrire l'énergie transférée à la décharge au cours d'une impulsion de courant :

$$E_{dbd} = \int_{t_{br}}^{t_{off}} V_{th} \cdot i_{dbd}(t) \cdot dt \quad (2-1)$$

La DBD étant une charge capacitive, son alimentation doit être alternative et donc le courant circulant dans le dispositif doit être bidirectionnel. Il faut donc considérer une impulsion de courant positive sur la première demi-période et une impulsion de courant négative sur la seconde demi-période. En multipliant par la fréquence et en considérant les deux demi-périodes, on obtient :

$$P_{dbd} = 2 \cdot V_{th} \cdot f \cdot \int_{t_{br}}^{t_{off}} i_{dbd}(t) \cdot dt \quad (2-2)$$

En prenant en considération les caractéristiques électriques du gaz précédemment énoncées, et l'équation (2-2), on voit clairement que le contrôle de la puissance injectée dans le gaz nécessite de commander le courant circulant à travers le DBD [2.5]. De plus, compte tenu du caractère capacitif du dispositif DBD, le courant DBD a une valeur moyenne nulle.

2.2.2 Fonctionnement du convertisseur

Comme nous pouvons le voir Figure 2-4, la topologie de notre convertisseur est très simple. Elle comprend une source de tension continue ainsi qu'un demi-pont alimentant un circuit

résonant. Une inductance placée en série avec le dispositif DBD, jouant ici le rôle de capacité, forment un circuit résonant.

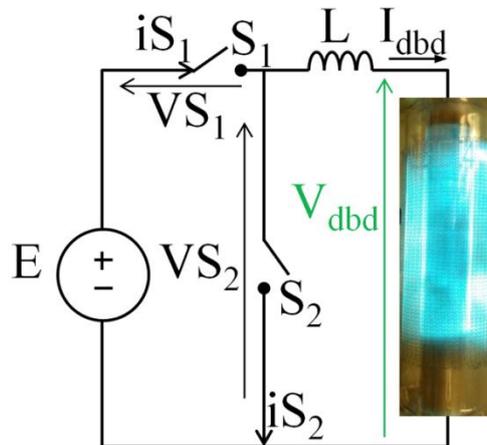


Figure 2-4 : Schéma du convertisseur avec interrupteurs parfaits

2.2.2.1 Synthèse des interrupteurs

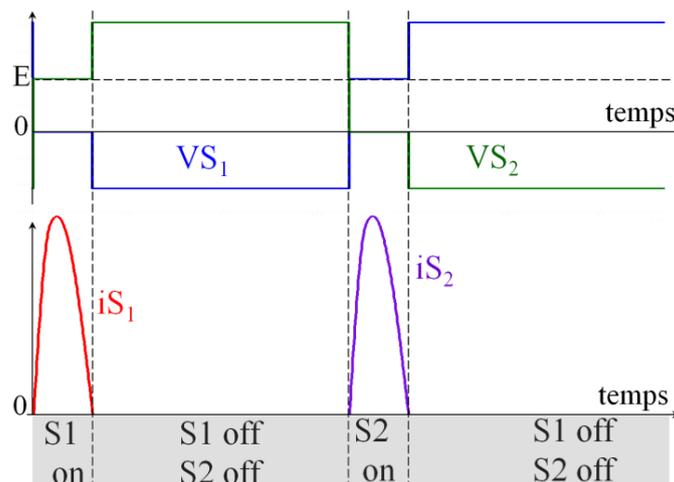


Figure 2-5 : Formes d'onde courants et tension des interrupteurs

Dans notre structure, Figure 2-4, le sens de circulation du courant dans le dispositif DBD dépend de l'état des interrupteurs S_1 et S_2 . Une simulation a été réalisée sur ce principe à l'aide d'interrupteurs unidirectionnels en courant: les formes d'ondes des courants et tensions aux bornes des interrupteurs S_1 et S_2 ont été relevées (Figure 2-5). Lorsque S_1 est fermé et S_2 ouvert, un courant positif circule dans l'interrupteur S_1 . Avec les conventions d'orientation données Figure 2-4, la Figure 2-5 montre qu'avant la fermeture de S_1 , la tension à ses bornes est positive. Quand l'interrupteur S_1 se bloque, il voit à ses bornes une tension négative.

Nous pouvons faire le même raisonnement lorsque S_1 est ouvert et S_2 fermé. Nous aurons dans ce cas là un courant positif dans l'interrupteur S_2 . Avant la fermeture de S_2 , la tension à ses bornes est positive et après son ouverture cette tension est négative.

En résumé, les interrupteurs S_1 et S_2 voient tantôt une tension positive et tantôt une tension négative, et conduisent un courant positif.

Nous avons tracé sur la Figure 2-6 les caractéristiques des interrupteurs S_1 et S_2 . Ceci est une caractéristique statique de thyristor. La fermeture des interrupteurs est commandée et le blocage spontané, ce qui représente la caractéristique dynamique des thyristors.

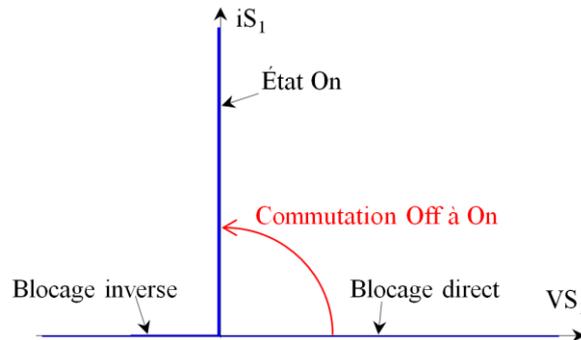


Figure 2-6 : Caractéristique statique de S_1 et de S_2

Cependant, dans la gamme de fréquences visées (plusieurs dizaines de kHz), il n'existe pas de thyristors sur le marché ; nous allons donc synthétiser cette fonction en mettant un MOSFET et une diode en série comme présenté sur la Figure 2-7 [2.6]. Le blocage de l'interrupteur est géré par le passage du courant pas zéro dans la diode. Il faut donc s'assurer que le temps de fermeture du MOSFET soit supérieur au temps de conduction de l'interrupteur. L'ordre de blocage du MOSFET ne doit être donné qu'une fois la diode bloquée, et avant que la tension aux bornes de l'interrupteur (MOSFET + diode) ne redevienne positive.

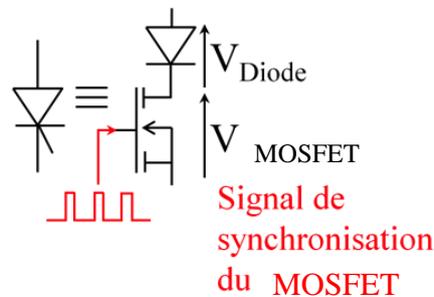


Figure 2-7 : Thyristor de synthèse

2.2.2.2 Fonctionnement séquentiel du convertisseur

Nous allons ici présenter le fonctionnement du convertisseur étape par étape. Dans la présentation, les interrupteurs S_1 et S_2 sont remplacés par des thyristors, respectivement $Th1$ et $Th2$ et la DBD par son schéma équivalent Figure 2-1.

Le fonctionnement en régime permanent du convertisseur présenté à la Figure 2-4 peut être divisé en six étapes qui dépendent d'une part de l'état des semi-conducteurs et d'autre part de l'état du gaz. Les étapes sont décrites ci-dessous.

Etablissement d'une tension positive aux bornes de la DBD.

Dans un premier temps, $Th1$ est amorcé ($Th2$ reste bloqué), le gaz n'a pas encore claqué, et n'est donc pas conducteur. On notera la capacité équivalente du dispositif DBD $C_{\acute{e}q}$.

$$C_{\acute{e}q} = \frac{C_{gaz} \cdot C_{diel}}{C_{gaz} + C_{diel}} \quad (2-3)$$

Les grandeurs électriques de la décharge sont gouvernées par le circuit résonant $LC_{\acute{e}q}$, (Figure 2-8), pendant un intervalle de temps que nous noterons Δt_{off} , puisque la décharge comme nous allons le voir reste éteinte (Figure 2-9). En régime permanent, la DBD est initialement chargée négativement ; une tension positive étant appliquée au circuit résonant, V_{dbd} et VC_{gaz} vont croître. Le courant i_{dbd} qui était initialement nul évolue alors de manière sinusoïdale. Le circuit équivalent gouvernant l'évolution des grandeurs électriques reste inchangé jusqu'à ce que la tension gaz atteigne la tension de claquage $+V_{th}$.

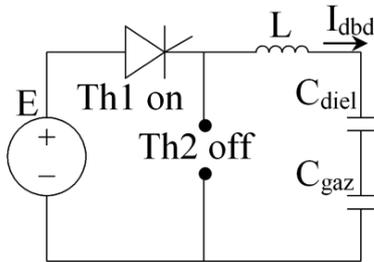


Figure 2-8 : $Th1$ on ; $Th2$ off la décharge reste éteinte

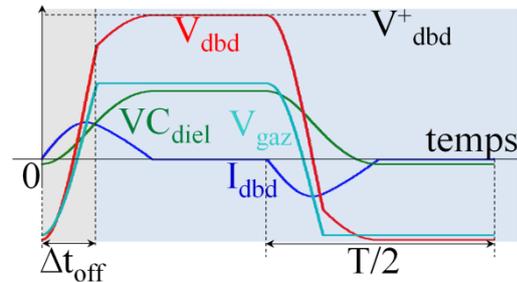


Figure 2-9 : Formes d'onde courant tensions lorsque $Th1$ on ; $Th2$ off la décharge est éteinte

Impulsion de courant positive dans le gaz.

Au moment où V_{gaz} atteint V_{th} il y a claquage du gaz ; à partir de cet instant, nous considérons que la tension gaz reste constante à $VC_{gaz} = +V_{th}$. La tension aux bornes de C_{gaz} n'évoluant plus cette dernière ne joue plus de rôle sur l'évolution des grandeurs électriques. On peut donc la retirer du circuit électrique équivalent. La capacité du dispositif DBD est donc C_{diel} . La décharge est allumée et son courant est positif. Les grandeurs électriques de la tension V_{dbd} et du courant I_{dbd} sont gouvernées par le circuit résonant LC_{diel} (Figure 2-10), jusqu'à ce que le courant I_{dbd} s'annule. A cet instant, la décharge s'éteint et la tension aux bornes de la DBD demeure à sa valeur maximale, que l'on nomme V^+_{dbd} . La durée de la séquence Figure 2-11 est notée Δt_{on} .

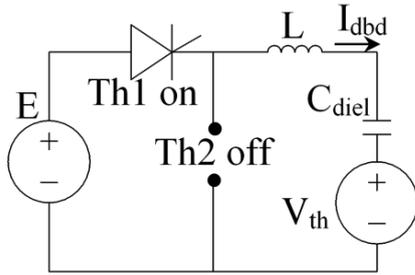


Figure 2-10 : $Th1$ on ; $Th2$ off avec claquage du gaz

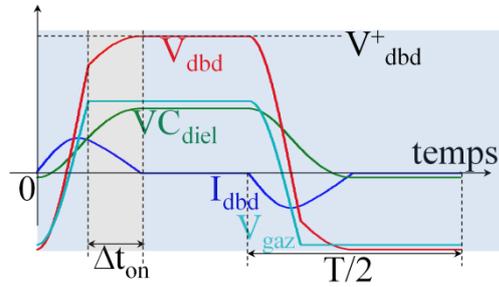


Figure 2-11 : Formes d'onde courant tension lorsque $Th1$ on ; $Th2$ off avec claquage du gaz

Intervalle de temps à courants nuls.

Le passage du courant DBD par zéro provoque le blocage spontané de $Th1$. Nous avons montré sur la Figure 2-7 que le thyristor est composé en réalité d'un MOSFET et d'une diode en série et c'est donc la diode qui se bloque. L'ordre d'ouverture du MOSFET doit être envoyé après cet instant, mais avant $T/2$. Dans tous les cas, à partir de l'ouverture de la diode, les deux interrupteurs $Th1$ et $Th2$ sont ouverts Figure 2-12. La décharge est éteinte, et la capacité gaz reste chargée à la tension V_{th} . Tout se passe donc comme si C_{gaz} ne jouait aucun rôle. Comme on peut le voir en Figure 2-12, aucune charge ne peut circuler dans le circuit. L'amplitude des tensions et des courants ne varie donc plus (Figure 2-13), jusqu'à ce que $Th2$ soit amorcé. On attend la fin de la demi-période pour amorcer $Th2$. Ce temps de pause est appelé Δt_{blank} (Figure 2-13).

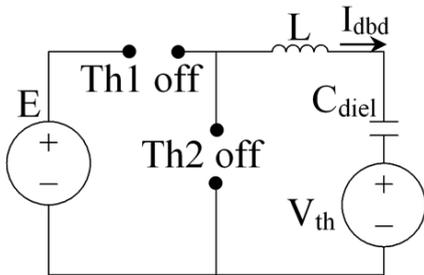


Figure 2-12 : $Th1$ off ; $Th2$ off

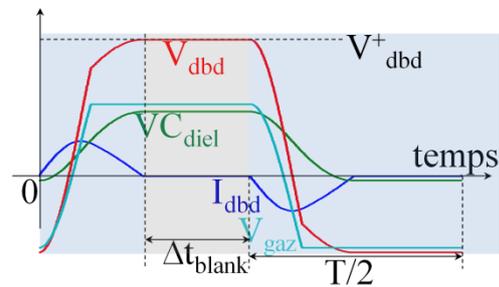


Figure 2-13 : Formes d'onde courant tensions lorsque $Th1$ off, $Th2$ off

Séquence d'inversion de la polarité de V_{dbd} .

Ensuite, $Th2$ est amorcé ($Th1$ reste bloqué) ; la source d'alimentation continue n'est pas électriquement connectée à la DBD. Dans cette étape, les charges stockées sur les diélectriques sont utilisées pour amorcer une nouvelle décharge. Pour cela on court-circuite le circuit résonant comprenant la DBD et l'inductance L . On inverse donc les charges initialement stockées sur les diélectriques de la DBD, le courant sera donc dans un premier temps négatif.

Dans cette séquence, le circuit résonant est composé de LC_{eq} Figure 2-14 car la décharge n'est pas encore amorcée. La tension DBD décroît (Figure 2-15) de même que la tension gaz,

tandis que le courant DBD, qui était initialement à zéro, évolue négativement. Cette séquence prend fin au claquage du gaz, lorsque V_{gaz} atteint $-V_{th}$.

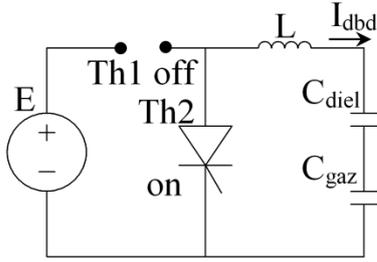


Figure 2-14 : Th1 off ; Th2 pas de claquage du gaz

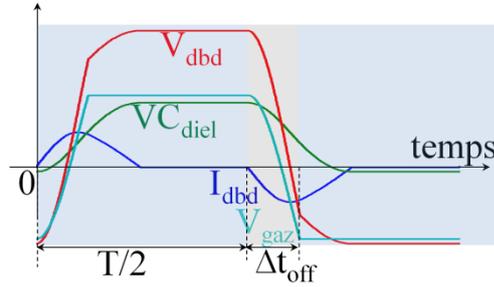


Figure 2-15 : Formes d'onde courant tensions pour Th1 off ; Th2 pas de claquage du gaz

Impulsion de courant négative dans le gaz

Une fois la décharge amorcée sous courant négatif, la tension gaz reste constante à $-V_{th}$. Le courant DBD et la tension DBD sont gouvernés par le circuit LC_{diel} , car aucun courant ne passe dans C_{gaz} (la tension à ses bornes est constante) (Figure 2-16). La tension DBD continue d'évoluer jusqu'à l'annulation du courant. La tension maximale aux bornes de la DBD lorsque le courant s'annule est notée V_{dbd} Figure 2-16.

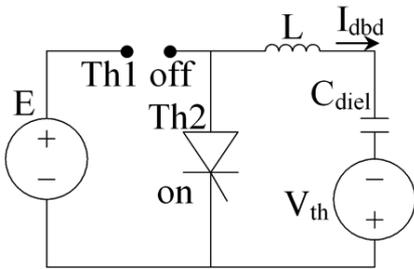


Figure 2-16 : Th1 off ; Th2 on avec décharge amorcée

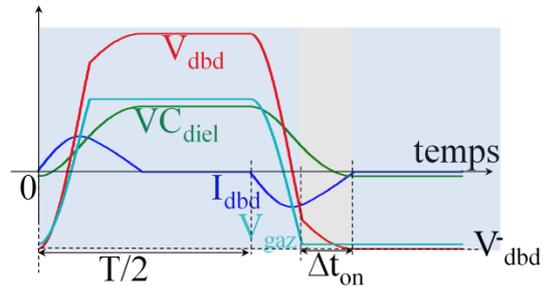


Figure 2-17 : Formes d'onde courant tension pour Th1 off ; Th2 on avec claquage du gaz

Intervalle de temps à courants nuls.

Lorsque le courant DBD s'est annulé, la diode de Th2 se bloque et on envoie ensuite l'ordre d'ouverture au MOSFET qui lui est associé avant le début de la nouvelle demi période. Les deux interrupteurs sont ouverts Figure 2-18 et les grandeurs de la DBD n'évoluent plus Figure 2-19.

Les formes d'ondes de la tension VC_{gaz} et du courant I_{dbd} sont symétriques par rapport à celles obtenues au cours de la première demi-période. Une part importante des charges stockées sur les matériaux diélectriques pendant la première demi période est dissipée dans la décharge au cours de la seconde demi-période. Par conséquent, la tension V_{dbd} ne peut être symétrique.

Comme nous avons pu le voir, la source d'alimentation continue ne fournit de l'énergie à la DBD que durant la première demi période. Une partie de cette énergie est utilisée pour amorcer la décharge lors de la seconde demi période.

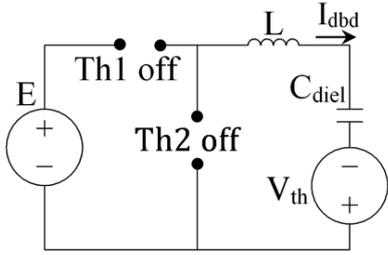


Figure 2-18 : Th1 off ; Th2 off

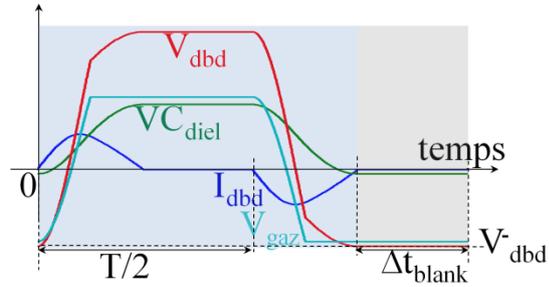


Figure 2-19 : Formes d'onde courants tensions pour Th1 off, Th2 off

2.3 Etude dans le plan de phase avec prise en compte du régime transitoire

Pour étudier le convertisseur, nous allons utiliser le plan de phase [2.1], qui est un outil conçu pour étudier les circuits oscillants. Lorsque nous avons un circuit LC, dès lors que les éléments L et C peuvent échanger librement de l'énergie, le circuit peut osciller. Prenons le schéma de la Figure 2-20, nous avons un circuit LCEI soumis à une excitation en tension, le régime libre de ce circuit est présenté Figure 2-21. Nous voyons bien que la réponse est oscillante car nous avons un circuit LC fermé sur lui-même.

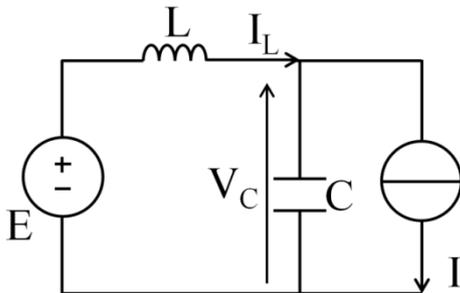


Figure 2-20 : Exemple de circuit avec 4 éléments LCEI

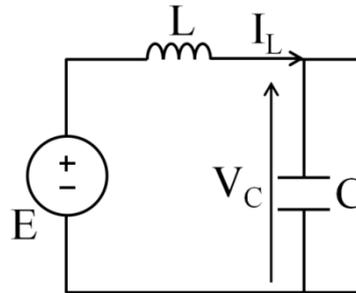


Figure 2-21 : Circuit équivalent du régime libre

Nous voyons sur la Figure 2-21 que les courants I_L et I_C sont égaux. Les courants I_L et I_C , de même que la tension V_C sont sinusoïdaux. Lorsque l'on néglige l'amortissement, on peut écrire la tension V_C sous sa forme sinusoïdale et si on considère que la pulsation propre du circuit oscillant Figure 2-21 est ω_0 , il vient :

$$V_C = \hat{V} \cos(\omega_0.t + \varphi) \quad (2-4)$$

L'expression du courant I_C est :

$$I_C = C \frac{dV_C}{dt} = -\omega_0.C.\hat{V}.\sin(\omega_0.t + \varphi) \quad (2-5)$$

Sachant que :

$$\hat{V}_C = Z_C \cdot \hat{I}_C \quad (2-6)$$

En combinant les équations (2-5), (2-6) et vu que $I_L = I_C$, nous pouvons écrire que

$$I_L = \hat{I} \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi) \quad (2-7)$$

Si l'on prend les équations (2-4) et (2-7) et sachant que la somme du carré du cosinus avec le carré du sinus est égale à l'unité, nous pouvons écrire :

$$\left(\frac{V_C}{\hat{V}} \right)^2 + \left(\frac{I_L}{\hat{I}} \right)^2 = 1 \quad (2-8)$$

Nous voyons bien que l'équation (2-8) est, sur le plan (V_C, I_L) , celle d'une ellipse centrée sur 0 , dont les demi-axes ont respectivement pour amplitude \hat{V} et \hat{I} comme nous pouvons le voir sur la Figure 2-22.

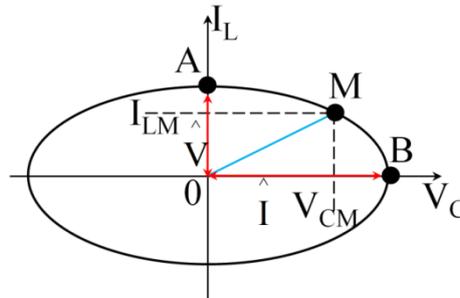


Figure 2-22 : Evolution dans le plan (V_C, I_L)

Sur la Figure 2-22, le point M de coordonnées (V_{LM}, I_{CM}) est appelé point courant. L'amortissement étant négligé, alors entre les point A et B de la Figure 2-22 il y a conservation de l'énergie. Au point A, la tension est nulle et le courant est maximal : cette énergie est :

$$E_A = \frac{1}{2} L \cdot \hat{I}^2 \quad (2-9)$$

Au point B, le courant est nul et la tension maximale, on peut écrire :

$$E_B = \frac{1}{2} C \cdot \hat{V}^2 \quad (2-10)$$

En égalisant les équations (2-9) et (2-10), nous avons :

$$\hat{V} = \hat{I} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2-11)$$

L'ellipse présentée Figure 2-22 devient un cercle si nous choisissons comme ordonnée ($i_L \sqrt{L/C}$) : les demi-axes deviennent égaux et nous obtenons un cercle centré sur 0, de rayon $\hat{v} = \hat{i} \sqrt{L/C}$ comme nous le voyons sur la Figure 2-23. Nous avons donc appliqué un coefficient de normalisation $\sqrt{L/C}$ au courant I_L pour transformer l'ellipse en cercle.

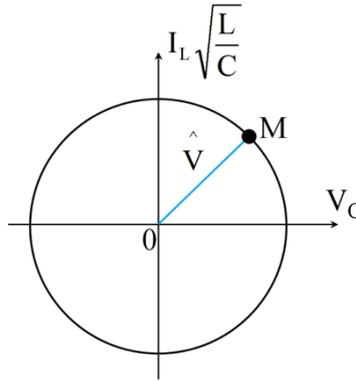


Figure 2-23 : Evolution dans le plan ($V_C, I_L \sqrt{L/C}$)

La courant I_L est positif dans le premier quadrant lorsqu'on regarde la Figure 2-23, de plus la Figure 2-21 montre bien que $I_L = I_C$ donc V_C sera croissante dans ce quadrant. Donc le point courant M doit se déplacer dans le sens trigonométrique inverse, afin de correspondre à l'accroissement de la tension V_C .

Nous pouvons résumer en disant que pour tout circuit LCEI dont le circuit équivalent du régime libre se ramène à un circuit LC fermé sur lui-même et sans court-circuit, le point courant décrit un cercle dans le plan ($V_C, i_L \sqrt{L/C}$). Le cercle est centré sur le point de régime permanent ($V_{Cf}, i_{Lf} \sqrt{L/C}$); il part du point de conditions initiales ($V_{C0}, i_{L0} \sqrt{L/C}$), doit tourner dans le sens trigonométrique inverse et a pour angle de rotation $\omega_0 t$ [2.1].

Les formules analytiques du convertisseur seront construites à l'aide d'une étude séquentielle réalisée dans le plan de phase.

2.3.1 Etude du régime transitoire sans claquage du gaz

Nous allons faire l'étude de notre convertisseur dans le plan de phase en considérant que le régime permanent n'est pas atteint. A la mise sous tension, les conditions initiales sont: courant $i_{dbd} = 0$ et tension $V_{dbd} = 0$. Comme le montre la Figure 2-24, l'amorçage de $Th1$ ($Th2$ reste bloqué) correspond au schéma de la Figure 2-25 et se matérialise par un point courant qui décrit un demi-cercle centré sur ($V_{dbd} = E$ et $I_L = 0$) allant de $V_{dbd} = 0$ jusqu'à $V_{dbd} = 2.E$. Le courant DBD circule dans les deux capacités de la DBD, avec un signe positif. On est en

régime transitoire et il n'y a pas de claquage: la capacité équivalente du dispositif est donc $C_{\text{éq}}$.

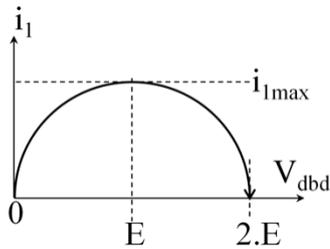


Figure 2-24 : Plan de phase sur l'alternance positive : il n'y a pas de claquage du gaz

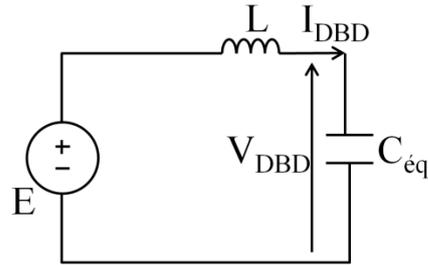


Figure 2-25 : Schéma équivalent sur l'alternance positive

Nous allons poser :

$$i_1 = i_{\text{dbd}} \cdot \sqrt{\frac{L}{C_{\text{éq}}}} \quad (2-12)$$

D'après la Figure 2-24, le courant maximal sur cette séquence dans la DBD est $i_{1\text{max}}$:

$$i_{1\text{max}} = E \cdot \sqrt{\frac{C_{\text{éq}}}{L}} \quad (2-13)$$

Une fois que le courant s'est annulé, *Th1* se bloque et la tension DBD est à son maximum "local". Il faut donc apporter une modification au circuit pour voir une évolution de la tension DBD. A la fin de la demi-période, *Th2* est amorcé et une nouvelle séquence démarre. Le schéma équivalent de cette séquence est présenté en Figure 2-27.

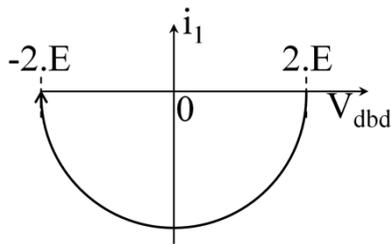


Figure 2-26 : Plan de phase sur l'alternance négative : sans claquage du gaz

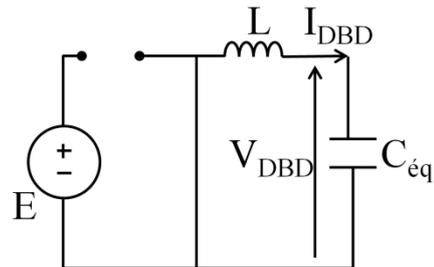


Figure 2-27 Schéma équivalent sur l'alternance négative

La décharge n'est pas allumée : la DBD a toujours une capacité équivalente $C_{\text{éq}}$. Comme nous l'avons dit le dispositif est électriquement déconnecté de la source de haute tension E sur cette séquence. Le point courant décrit un demi-cercle centré sur $V_{\text{dbd}}=0$ et $I_L=0$ et démarrant au point obtenu à la fin de la séquence précédente $V_{\text{dbd}} = 2.E$ et $I_L=0$. Le point courant va parcourir un cercle jusqu'à $V_{\text{dbd}} = -2.E$. On va donc inverser les charges initialement stockées sur les diélectriques jusqu'à ce que le courant DBD s'annule comme le montre la Figure 2-26 :

durant cette séquence le courant est donc négatif. Nous pouvons déduire que le courant minimal (négatif) sur cette séquence est :

$$i_{1\min} = -2.E.\sqrt{\frac{C_{\text{ég}}}{L}} \quad (2-14)$$

Nous voyons bien que, d'une demi-période à une autre, l'amplitude du courant DBD augmente. De plus, nous ne revenons pas à la tension initiale ($V_{dbd}=0$), ce qui confirme que nous sommes encore en régime transitoire. Il faudra attendre la fin de la période de fonctionnement pour pouvoir réamorcer *ThI* et tant qu'il n'y a pas de claquage la capacité du dispositif est $C_{\text{ég}}$.

Le plan de phase de la Figure 2-28 décrit le fonctionnement sur plusieurs périodes avant le claquage du gaz, dans le repère ($V_{dbd}, I_{dbd} \sqrt{L/C_{\text{ég}}}$) ; le centre du cercle utilisé pour décrire l'évolution du point courant est modifiée d'une demi-période à la suivante : soit $V_{dbd}=E$ et $I_{dbd}=0$ sur les alternances de courant positif ; soit $V_{dbd}=0$ et $I_{dbd}=0$ sur les alternances négatives.

2.3.2 Phénomène de claquage du gaz sur l'alternance positive

Comme on peut le voir en Figure 2-28, la tension V_{dbd} sur l'alternance positive est toujours supérieure ou égale à la valeur absolue sur l'alternance négative. De ce fait, le premier claquage se produira sur l'alternance positive. Nous ne traiterons donc que ce cas de figure ; en pratique, à cause de la fluctuation de la tension de claquage, il y a une probabilité pour que la décharge s'amorce sur l'alternance négative. L'alternance sur laquelle se produira le claquage est donc décrite par le schéma de la Figure 2-28 .

Comme nous pouvons le déduire de la Figure 2-28, avant le claquage, la tension DBD obtenue décrit, sur les intervalles où le courant est nul, une suite:

$$V_{dbd(n)} = (n+1).E \quad (2-15)$$

Avec n le nombre de demi-périodes avant le claquage du gaz (pour les alternances positives n est impair). On peut donc prévoir l'évolution de la tension DBD à chaque période.

Sur l'alternance négative, la tension DBD décrit une suite qui est :

$$V_{dbd(n)} = n.E \quad (2-16)$$

Avec n paire.

Avant le claquage, nous pouvons voir la DBD comme un pont diviseur capacitif. La tension gaz est alors :

$$VC_{gaz} = V_{dbd} \cdot \frac{C_{diel}}{C_{gaz} + C_{diel}} \quad (2-17)$$

Lorsque le premier claquage intervient, la tension gaz a atteint $+V_{th}$. En remplaçant VC_{gaz} par V_{th} et en posant $r=C_{gaz}/C_{diel}$, alors la tension aux bornes de la DBD au moment du claquage est:

$$V_{dbdbrl}^+ = V_{th} \cdot (1 + r) \quad (2-18)$$

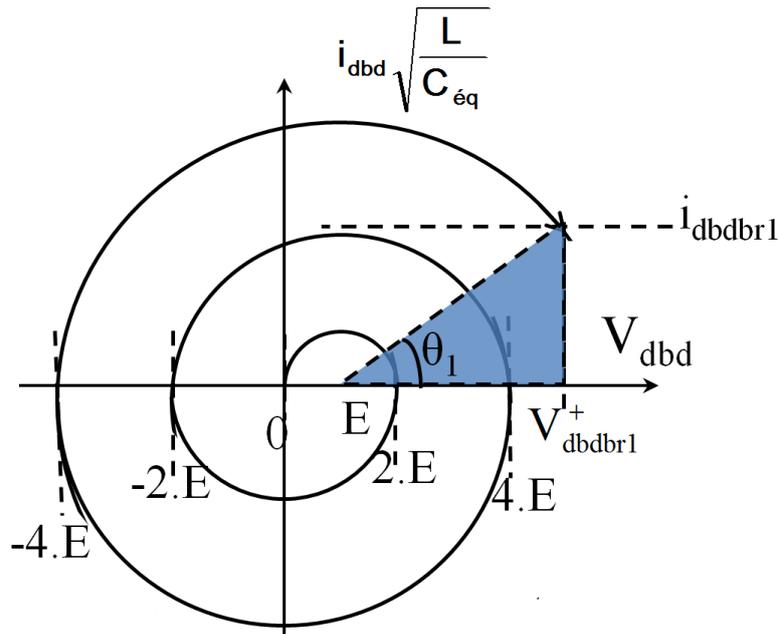


Figure 2-28 : Plan de phase sur l'alternance positive à l'arrivée du premier claquage

En exploitant le triangle de la Figure 2-28, et en appliquant le théorème de Pythagore :

$$(n.E + E)^2 = (V_{dbdbrl}^+ - E)^2 - i_{dbdbrl}^2 \quad (2-19)$$

En remplaçant V_{dbdbrl}^+ par son expression issue de l'équation (2-18), dans l'équation (2-19), nous pouvons évaluer le courant dans la DBD, lors du premier claquage, nommé i_{dbdbrl} :

$$i_{dbdbrl} = \sqrt{\frac{C_{eq}}{L} \left((n+2) \cdot n \cdot E^2 + V_{th} \cdot (1+r) \cdot (2.E - V_{th} \cdot (1+r)) \right)} \quad (2-20)$$

2.3.3 Après le claquage du gaz sur l'alternance positive

Une fois que le claquage a lieu, le circuit résonant change. Le courant DBD passe par la conductance et non par la capacité C_{gaz} (car sa tension est constante et égale à $+V_{th}$). L'évolution du fonctionnement va donc être décrite dans le plan $VC_{diel}, I_{DBD} \cdot \sqrt{L/C_{diel}}$.

Posons :

$$i_2 = i_{dbd} \sqrt{\frac{L}{C_{diel}}} \quad (2-21)$$

Nous connaissons la tension de premier claquage de la DBD (2-18) ; sachant que la tension gaz vaut $+V_{th}$, nous pouvons déduire la tension au niveau de C_{diel} lors du premier claquage :

$$VC_{dielbr1} = V_{th} \cdot r \quad (2-22)$$

Nous pouvons alors tracer la trajectoire circulaire du point courant dans le repère (VC_{diel}, i_2) comme le montre la Figure 2-29. On considère le circuit de la Figure 2-30 ; le point de régime forcé est $(VC_{diel}=E-V_{th}, i_2=0)$. Le point de départ est le courant de claquage ($i_{dbdbr2} = i_{dbdbr1} \sqrt{C_{diel}/C_{éq}}$) et la tension de claquage $VC_{dielbr1}^+$. Pour passer du plan de phase avant le claquage du gaz (Figure 2-28) au plan de phase après claquage du gaz (Figure 2-29), il est nécessaire de faire le changement de repère aussi sur le courant, nous allons donc écrire :

$$i_{dbdbr1}^2 \cdot \frac{C_{éq}}{C_{diel}} = i_{dbdbr2}^2 \quad (2-23)$$

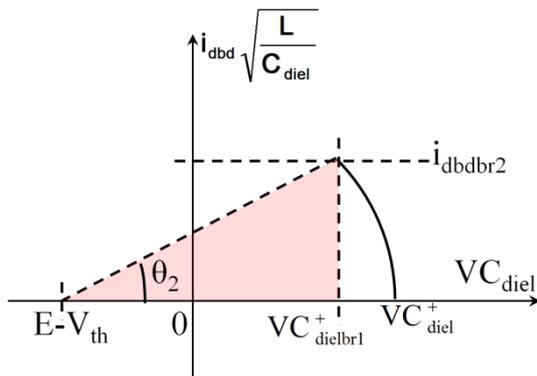


Figure 2-29 : Plan de phase sur l'alternance positive après claquage du gaz

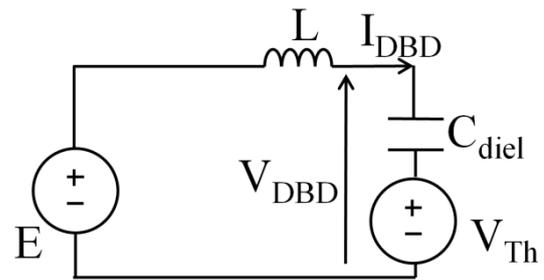


Figure 2-30 Schéma équivalent sur l'alternance positive lorsqu'il y a claquage

Dans cette séquence la décharge est allumée et de l'énergie est transférée à la DBD, le circuit résonant LC_{diel} gouverne les grandeurs électriques du dispositif.

Calcul de la tension en fin de séquence (lorsque le courant i_2 s'annule)

Lorsqu'on regarde le triangle de la Figure 2-29, nous voyons que la portion de cercle décrite par le point courant a un rayon de $VC_{dielbr1}^+ - E + V_{th}$, ceci permet d'écrire la relation suivante :

$$\left(VC_{dielbr1}^+ - E - V_{th}\right)^2 = i_{dbdbr2}^2 + \left(VC_{dielbr1}^+ - E + V_{th}\right)^2 \quad (2-24)$$

Or nous savons que la tension aux bornes de $VC_{dielbr1}^+$ n'est autre que la différence entre la tension V_{dbd}^+ et la tension V_{th} . Ceci nous permet d'écrire, avec les équations (2-20), (2-23) et

(2-24) l'expression de la tension DBD à la fin de l'alternance positive, qui sera nommée V_{dbd}^+ :

$$V_{dbd}^+ = \sqrt{\left((n+2).n.E^2 + V_{th} \cdot (1+r) \cdot (2.E - V_{th} \cdot (1+r)) \right) \frac{C_{\acute{e}q}}{C_{diel}} + (V_{th} \cdot (1+r) - E)^2 + E} \quad (2-25)$$

2.3.4 Avant le claquage du gaz sur l'alternance négative

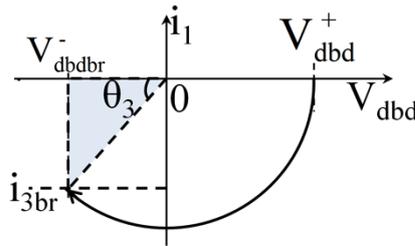


Figure 2-31 : Plan de phase sur l'alternance négative : pas de claquage du gaz

Une fois que le courant DBD s'est annulé et qu'on a attendu la fin de la demi-période, $Th2$ est amorcé. La DBD n'étant alors pas connectée à la source, le point courant est centré sur ($V_{dbd}=0, i_1=0$). On a comme conditions initiales $V_{dbd}=V_{dbd}^+$ et $i_{dbd} = 0$ comme le montre la Figure 2-31. Le circuit équivalent lors de cette séquence est le même que celui de la Figure 2-27.

Puisque la décharge n'est pas allumée, nous avons la présence de la capacité $C_{\acute{e}q}$, et nous pouvons écrire :

$$i_{dbd}(t) = C_{\acute{e}q} \frac{dV_{dbd}}{dt} \quad (2-26)$$

Avant le claquage, la DBD est purement capacitive ; sa tension passe de V_{dbd}^+ à V_{dbdbr}^- . On peut donc écrire

$$V_{dbdbr}^- = V_{dbd}^+ + \frac{1}{C_{\acute{e}q}} \int_{T/2}^{t_{br}} i_{dbd}(t) dt \quad (2-27)$$

Avant le claquage du gaz, le courant DBD circule dans la capacité gaz. En utilisant la loi d'ohm d'un condensateur on peut écrire:

$$\int_{T/2}^{t_{br}} I_{dbd}(t) dt = C_{gaz} \cdot \Delta V_{C_{gaz}} \quad (2-28)$$

De $T/2$ à t_{br} , la tension gaz passe de $+V_{th}$ à $-V_{th}$; la variation est donc de $2.V_{th}$. En combinant les deux équations précédentes, nous pouvons alors écrire :

$$V_{dbdbr}^- = V_{dbd}^+ - 2.V_{th} \cdot (1+r) \quad (2-29)$$

Du triangle présenté en Figure 2-31 on peut en déduire :

$$(V_{dbd}^+)^2 = i_{3br}^2 + (V_{dbdbr}^-)^2 \quad (2-30)$$

En combinant l'équation (2-29) et l'équation (2-30), nous obtenons le courant lors du premier claquage sur l'alternance négative :

$$i_{dbdbr3} = \sqrt{\frac{C_{\acute{e}q}}{L} (4 \cdot V_{th} \cdot (I+r) \cdot V_{dbd}^+ - 4 \cdot V_{th}^2 \cdot (I+r)^2)} \quad (2-31)$$

Et le temps Δt_{off} sur l'alternance de courant négatif, entre l'instant d'amorçage de $Th2$ et le blocage du gaz est :

$$\Delta t_{off} = \sqrt{L \cdot C_{\acute{e}q}} \left(\pi - \arccos \left(\frac{V_{dbd}^+ - 2 \cdot V_{th} \cdot (I+r)}{V_{dbd}^+} \right) \right) \quad (2-32)$$

L'expression de V_{dbd}^+ est donnée par l'équation (2-25).

2.3.5 Etude après le claquage du gaz sur l'alternance négative

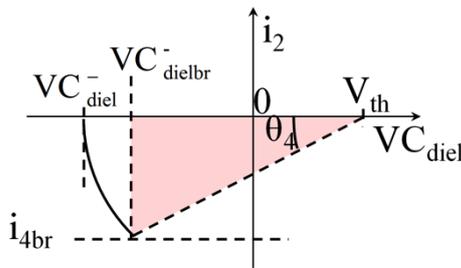


Figure 2-32 : Plan de phase sur l'alternance négative après claquage du gaz

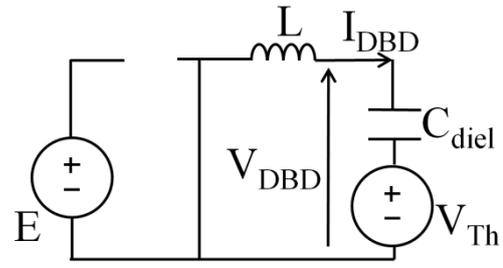


Figure 2-33 Schéma équivalent sur l'alternance négative après claquage du gaz

La trajectoire du point courant après le claquage du gaz sur l'alternance négative est présentée en Figure 2-32. Le circuit résonant LC_{diel} détermine l'évolution des grandeurs de la DBD, comme le montre la Figure 2-33. Nous effectuons un changement de repère pour passer des grandeurs de la Figure 2-31 à la Figure 2-32 grâce à l'équation suivante :

$$i_{3br}^2 \cdot \frac{C_{\acute{e}q}}{C_{diel}} = i_{4br}^2 \quad (2-33)$$

Grâce au triangle de la Figure 2-32, nous pouvons écrire :

$$(V_{th} + VC_{diel}^-)^2 = i_{4br}^2 + (V_{th} + VC_{dielbr}^-)^2 \quad (2-34)$$

Nous savons que VC_{diel}^- est la différence entre V_{dbd} et V_{th} et que VC_{dielbr}^- est la différence entre V_{dbdbr} (équation (2-29)) et V_{th} . En utilisant les équations (2-31), (2-33) et (2-34), nous pouvons déduire que :

$$V_{dbd}^- = \sqrt{(V_{dbd}^+)^2 - 4.V_{th}.V_{dbd}^+ + 4.V_{th}^2.(1+r)} \quad (2-35)$$

Et donc le temps pendant lequel la décharge est allumée sur l'alternance de courant négatif est :

$$\Delta t_{off} = \sqrt{L.C_{diel} \cdot \left(\arccos \left(\frac{V_{dbd}^+ - 2.V_{th}.(1+r)}{V_{dbd}^-} \right) \right)} \quad (2-36)$$

On retrouve maintenant le point de départ de l'analyse et, à partir de ce moment, on recommence l'étude du plan de phase comme présenté plus haut. Les grandeurs V_{dbd} , VC_{diel} et i_{dbd} vont évoluer vers le régime permanent périodique. On peut alors exprimer les lois de récurrence suivantes :

Sur l'alternance positive nous aurons :

$$V_{dbd(n)}^+ = \sqrt{(V_{dbd(n-1)}^-)^2 - (4.V_{th} - 2.E).V_{dbd(n-1)}^- + 4V_{th}^2.(1+r) - E.(4.V_{th} - E) - E} \quad (2-37)$$

Sur l'alternance négative nous aurons :

$$V_{dbd(n)}^- = \sqrt{(V_{dbd(n-1)}^+)^2 - 4.V_{th}^+.V_{dbd(n-1)}^+ + 4V_{th}^2.(1+r)} \quad (2-38)$$

n est le numéro de la demi-période courante.

Pour valider ces expressions analytiques et l'étude, nous avons effectué une simulation sur le logiciel PLECS [2.7] selon le modèle de la Figure 2-1. Pour la simulation, les interrupteurs sont des thyristors idéaux fournis par le logiciel PLECS. Nous avons utilisé les valeurs suivantes : $C_{gaz}=21pF$, $C_{diel}=75pF$, $f=50kHz$, $L=100mH$, $V_{th}=1200V$ et $E=500V$. Ces valeurs ont l'ordre de grandeur d'un dispositif de la « petite lampe » DBD. Nous avons pu tracer alors l'évolution temporelle des grandeurs de la DBD Figure 2-34 et Figure 2-35.

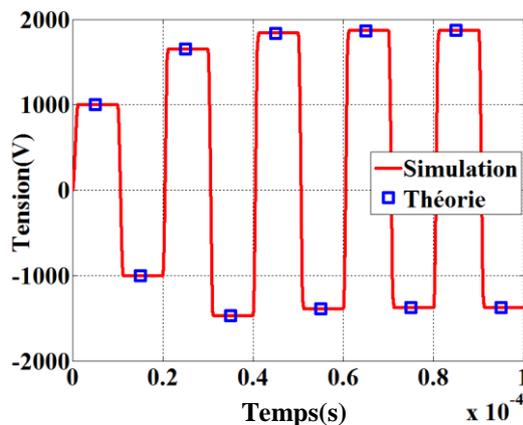


Figure 2-34 : Evolution de la tension DBD

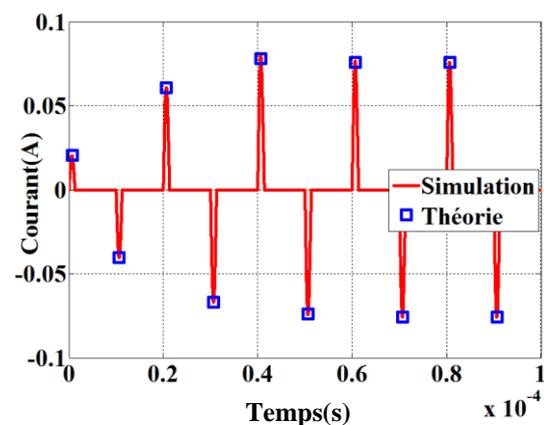


Figure 2-35 Evolution du courant DBD

Sur Figure 2-34 et Figure 2-35 nous comparons l'évolution de la tension maximale et du courant maximal DBD sur chaque demi période, obtenue par simulation et par l'étude

analytique. Comme nous pouvons le voir, les valeurs théoriques et les résultats de simulation sont identiques, ce qui valide les expressions théoriques obtenues plus haut.

Sur l'exemple choisi, nous présentons les points jusqu'à la cinquième période. Le régime permanent est quasiment atteint au bout de la quatrième période. Nous pouvons aussi constater deux faits importants lorsque que le régime permanent est atteint:

- le courant DBD est symétrique d'une demi-période à la suivante
- la tension DBD sur l'alternance positive (V_{dbd}^+) est la somme de la tension d'entrée E et de la tension DBD sur l'alternance négative (V_{dbd}).

Nous pouvons enfin prévoir quelle est la demi-période où intervient le premier claquage. Comme dit plus haut, le premier claquage ne peut intervenir que sur la demi-période positive, pour une valeur de n impaire, (demi-période impaire). Lorsque le premier claquage intervient, nous pouvons écrire:

$$(n+1).E = V_{th} \cdot (I+r) \quad (2-39)$$

Et donc le numéro de la demi-période où le premier claquage intervient est :

$$n = \frac{V_{th} \cdot (I+r)}{E} - 1 \quad (2-40)$$

Sachant que le premier claquage ne peut intervenir que sur l'alternance positive, deux cas peuvent se présenter : si n est impaire alors la partie entière de la valeur trouvée est le numéro de la demi-période où le premier claquage intervient ; si n est paire, le premier claquage arrive à la demi-période impaire suivante.

Connaitre n permettra d'appliquer directement les formules présentées dans l'étude. Un avantage de ce convertisseur est que quelle que soit la tension d'entrée on arrive à amorcer la décharge. Avant le claquage du gaz, les charges sont toujours stockées par les diélectriques de la DBD et ne sont jamais dissipées ni renvoyées vers la source d'alimentation. Au contraire, sur chaque alternance "positive", l'alimentation continue vient rajouter de "nouvelles" charges. La tension de la DBD va donc naturellement croître jusqu'à l'amorçage comme le montre la Figure 2-28. En pratique, il semble toutefois illusoire d'utiliser une tension d'alimentation trop faible. En effet, d'une période à la suivante, les charges sont inversées aux bornes de la DBD en passant par l'inductance, les fils de connections et l'interrupteur $Th2$. Leurs résistances parasites vont consommer de l'énergie est donc réduire naturellement les charges stockées sur la DBD : entre la fin de l'alternance positive et la fin de alternance négative, en valeur absolue, la quantité de charge stockée aura donc diminué.

Toutefois, même en prenant en compte les résistances parasites, le caractère élévateur de cette structure ne fait aucun doute. La tension d'alimentation continue peut donc être relativement faible par rapport à la tension DBD.

2.4 Etude dans le plan de phase en régime permanent

A l'aide du plan de phase, nous étudions ici le fonctionnement du convertisseur en régime permanent. Nous décrivons donc le comportement du circuit résonant de la Figure 2-4 ; et nous étudions donc l'évolution conjointe de grandeurs normalisées représentatives de la tension et du courant de la DBD.

2.4.1 Plan de phase sur l'alternance positive

2.4.1.1 Plan de phase avant le claquage du gaz sur l'alternance positive

Dans cette première phase, nous étudions le comportement du circuit résonant de la Figure 2-8 qui représente le circuit avant le claquage. Nous avons donc le circuit résonant $LC_{\acute{e}q}$. Nous pouvons alors tracer une trajectoire circulaire évoluant dans le sens horaire et décrivant la caractéristique courant-tension du circuit oscillant dans le plan d'abscisse V_{dbd} et d'ordonnée i_1 (définie en équation (2-41)). Durant la demi-alternance positive le point courant décrit une portion de cercle centrée sur $V_{dbd}=E$ et $i_{dbd}=0$ (Figure 2-36) jusqu'au claquage du gaz. Nous posons comme précédemment :

$$i_1 = I_{dbd} \sqrt{\frac{L}{C_{\acute{e}q}}}, \text{ avec } C_{\acute{e}q} = \frac{C_{gaz} C_{diel}}{C_{gaz} + C_{diel}} \quad (2-41)$$

La tension de la DBD lorsque VC_{gaz} atteint V_{th} est noté V_{dbdbr} . Comme précisé précédemment la DBD est chargée négativement au début de cette phase à V_{dbd} et le courant DBD est nul. Les conditions initiales sont donc :

$$V_{dbd0} = V_{dbd}(t_0) = V_{dbd}^- \quad (2-42)$$

$$i_{dbd0} = i_{dbd}(t_0) = 0 \quad (2-43)$$

Initialement la tension gaz était $-V_{th}$. Lorsque le claquage se produit, la variation totale de la tension gaz a donc été de $2.V_{th}$. Nous voyons bien qu'entre l'instant initial t_0 et l'instant où se produit le claquage du gaz (t_{br}) la décharge n'est pas allumée ; le courant DBD i_{dbd} passe donc uniquement par le condensateur C_{gaz} ; d'après la loi d'Ohm du condensateur nous pouvons écrire :

$$\int_{t_0}^{t_{br}} i_{dbd}(t) dt = 2 \cdot V_{th} \cdot C_{gaz} \quad (2-44)$$

Durant cette phase la DBD est équivalente à la capacité $C_{\acute{e}q}$ exprimée plus haut. On peut donc exprimer l'évolution de V_{dbd} entre t_0 et t_{br} :

$$V_{dbd}(t_{br}) = V_{dbd}^- + \frac{I}{C_{\acute{e}q}} \int_{t_0}^{t_{br}} i_{dbd}(t) dt \quad (2-45)$$

Des équations (2-44) et (2-45) nous pouvons déduire l'expression de la tension DBD lors du claquage :

$$V_{dbdbr} = V_{dbd}^- + 2 \cdot V_{th} \cdot (1+r) \quad (2-46)$$

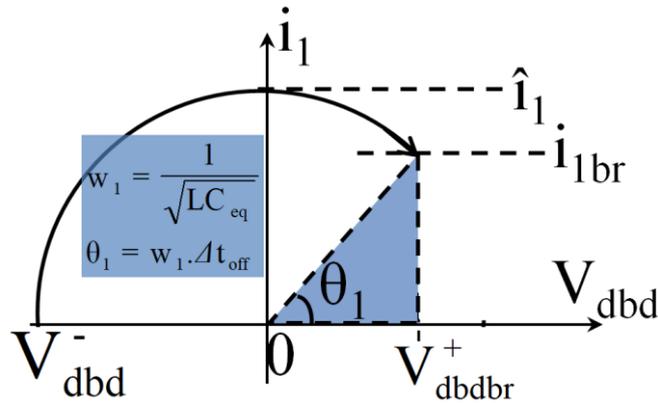


Figure 2-36 : Plan de phase avant claquage du gaz en positif

En utilisant les propriétés de l'arc de cercle décrit par le point courant de la Figure 2-36, nous pouvons exprimer la valeur crête du courant dans cette séquence :

$$\hat{i} = (E - V_{dbd}^-) \sqrt{\frac{L}{C_{\acute{e}q}}} \quad (2-47)$$

En utilisant le triangle de la Figure 1-29, nous pouvons exprimer la valeur du courant au moment du claquage :

$$i_{1br}^2 = (E - V_{dbd}^-)^2 - (V_{dbdbr}^+ - E)^2 \quad (2-48)$$

2.4.1.2 Plan de phase après le claquage du gaz

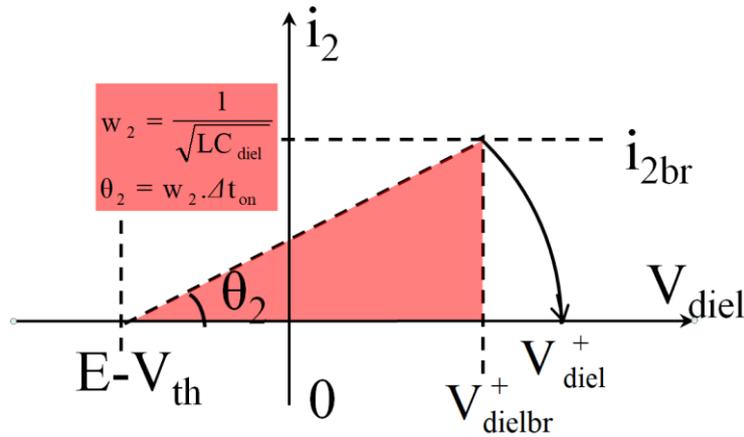


Figure 2-37 : Plan de phase après claquage du gaz en positif

Après le claquage du gaz, seule la capacité C_{diel} est prise en compte, puisque la capacité C_{gaz} voit la tension $+V_{th}$. Du fait du changement de capacité équivalente du circuit résonant nous devons modifier le coefficient de normalisation et travailler dans le repère (V_{diel}, i_2) , avec :

$$i_2 = I_{dbd} \sqrt{\frac{L}{C_{eq}} \cdot \frac{C_{eq}}{C_{diel}}} = i_1 \sqrt{\frac{C_{eq}}{C_{diel}}} \quad (2-49)$$

La tension aux bornes du gaz étant maintenant constante, le point courant parcourt des portions d'un cercle de centre $i_2=0, VC_{diel} = E - V_{th}$

Le courant DBD au début de cette séquence est le courant i_{1br} calculé à équation (2-48). Le théorème de Pythagore appliqué au triangle de la Figure 2-37 permet d'écrire :

$$i_{2br}^2 = (V_{diel}^+ + (V_{th} - E))^2 - (V_{dielbr}^+ + (V_{th} - E))^2 \quad (2-50)$$

Aussi nous savons que :

$$V_{diel}^+ = V_{dbd}^+ - V_{th} \quad (2-51)$$

$$V_{dielbr}^+ = V_{dbdbr}^+ - V_{th} \quad (2-52)$$

En combinant les équations (2-49) et (2-50), nous obtenons:

$$i_{1br}^2 \frac{C_{eq}}{C_{diel}} = (V_{diel}^+ + (V_{th} - E))^2 - (V_{dielbr}^+ + (V_{th} - E))^2 \quad (2-53)$$

Lorsque nous remplaçons l'expression du courant i_{1br} de l'équation (2-48) dans (2-53), il vient :

$$(E - V_{dbd}^-)^2 - (V_{dbdbr}^- - E)^2 \frac{C_{eq}}{C_{diel}} = (V_{diel}^+ + (V_{th} - E))^2 - (V_{dielbr}^- + (V_{th} - E))^2 \quad (2-54)$$

Et grâce à (2-46), (2-51), (2-52) et (2-54), nous pouvons écrire :

$$(V_{dbd}^+)^2 - (V_{dbd}^-)^2 - 2.E.V_{dbd}^+ + 2.E.V_{dbd}^- - 4.V_{th}.V_{dbd}^- - 4.V_{th}^2 - 4.r.V_{th}^2 + 4.E.V_{th} = 0 \quad (2-55)$$

2.4.2 Plan de phase sur l'alternance négative

2.4.2.1 Avant le claquage du gaz

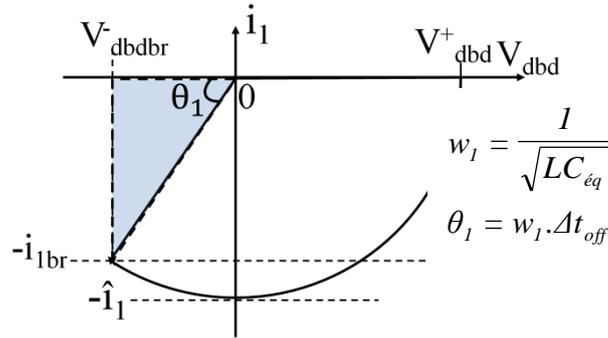


Figure 2-38 : Plan de phase avant claquage du gaz en négatif

Lorsque $Th2$ est amorcé, la tension gaz est initialement à $+V_{th}$; la tension DBD vaut V_{dbd}^+ et le courant DBD est nul. Le dispositif étant déconnecté de la tension d'alimentation E , le point courant va décrire une portion de cercle centré sur 0 . Avant l'amorçage de la décharge, le circuit résonant est toujours LC_{eq} . Nous avons montré précédemment que lors du régime permanent le courant DBD est symétrique d'une demi-période à la suivante. Nous noterons donc le courant "réduit" i_1 comme dans la partie précédente, (équation (2-41)). Le point courant décrit un cercle centré sur $V_{dbd}=0$ et $i_{dbd}=0$, jusqu'au claquage du gaz sous tension négative.

En utilisant les propriétés de l'arc de cercle décrit par le point courant de la Figure 2-38, nous pouvons obtenir :

$$\hat{i}_1 = V_{dbd}^+ \sqrt{\frac{L}{C_{eq}}} \quad (2-56)$$

En appliquant le théorème de Pythagore sur le triangle bleu de la Figure 2-38:

$$i_{1br}^2 = (V_{dbd}^+)^2 - (V_{dbdbr}^-)^2 \quad (2-57)$$

En égalisant les relations (2-47) et (2-56) ou les équations (2-48) et (2-57) nous trouvons :

$$V_{dbd}^+ = -V_{dbd}^- + E \quad (2-58)$$

Cette relation nous permettra de construire les relations de dimensionnement des interrupteurs du convertisseur.

2.4.2.2 Après le claquage du gaz

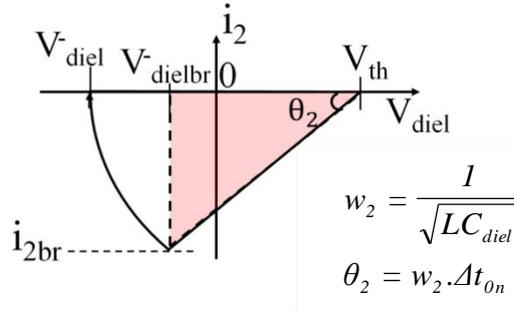


Figure 2-39 : Plan de phase après claquage du gaz en tension négative

Après le claquage du gaz, le circuit résonant consiste en la capacité C_{diel} et l'inductance L . Du fait du changement de capacité équivalente du circuit résonant, nous travaillons dans le repère (V_{diel}, i_2) . Le point courant décrit une portion de cercle centrée sur $VC_{diel} = -V_{th}$, $i_{dbd} = 0$. L'équation posée en (2-49) reste toujours valable pour cette partie.

Grâce à la Figure 2-39 nous pouvons écrire :

$$i_{2br}^2 = (V_{th} - V_{diel}^-)^2 - (V_{th} - V_{dielbr}^-)^2 \quad (2-59)$$

Et en utilisant les équations (2-49), (2-57) et (2-59) nous pouvons écrire que :

$$\left((V_{dbd}^+)^2 - (V_{dbdbr}^-)^2 \right) \frac{C_{eq}}{C_{diel}} = (V_{th} - V_{diel}^-)^2 - (V_{th} - V_{dielbr}^-)^2 \quad (2-60)$$

En résolvant l'équation (2-55) ou l'équation (2-60) en prenant compte l'équation (2-58), nous obtenons l'expression de la tension DBD sur l'alternance négative :

$$V_{dbd}^- = \frac{E \cdot (4V_{th} - E) - 4V_{th}^2 \cdot (1+r)}{4V_{th} - 2E} \quad (2-61)$$

Et nous pouvons déduire que :

$$V_{dbd}^+ = \frac{4V_{th}^2(1+r) - E^2}{4V_{th} - 2E} \quad (2-62)$$

Les expressions des tensions maximales de la DBD ont donc été obtenues. Ces valeurs participent au dimensionnement des semi-conducteurs.

2.4.3 Eléments de dimensionnement

2.4.3.1 Courant maximal

Le courant maximal dans la décharge peut être calculé à partir de la Figure 2-36:

$$\hat{i}_l = V_{dbd}^- \sqrt{\frac{C_{eq}}{L}} \quad (2-63)$$

Il vient alors que :

$$i_{dbdmax} = \frac{4V_{th}^2(I+r) - E^2}{4V_{th} - 2E} \sqrt{\frac{C_{eq}}{L}} \quad (2-64)$$

C'est aussi le courant qui circule dans Th_1 et dans Th_2 . Il donne ainsi le calibre en courant des interrupteurs. Un calcul un peu plus complexe permet le calcul du courant efficace, et ainsi de dimensionner l'inductance (en particulier pour le choix du diamètre du fil nécessaire à la réalisation du bobinage).

2.4.3.2 Puissance dans la décharge

Nous allons maintenant calculer la puissance fournie à la DBD. Nous pouvons observer une symétrie entre l'alternance positive et l'alternance négative, que ce soit pour le courant i_{dbd} et la tension gaz. Pour ces raisons de symétrie, nous ne développerons le calcul que sur l'alternance positive. Sur cette dernière, l'énergie n'est transmise qu'entre l'instant du claquage t_{br} et l'instant d'extinction de la décharge t_{off} . Pendant cet intervalle de temps, la tension gaz est égale à $+V_{th}$.

Nous pouvons donc écrire que l'énergie sur une période est :

$$E = \int_0^{T/2} V_{dbd}(t) I_{dbd}(t) dt \quad (2-65)$$

De l'énergie est dissipée dans la décharge entre t_{br} et t_{off} ; la tension gaz est alors V_{th} et pour une période complète on a donc :

$$E = 2V_{th} \int_{t_{br}}^{t_{off}} i_{dbd}(t) dt \quad (2-66)$$

Nous ne connaissons pas l'expression du courant DBD mais, lorsque la décharge est allumée i_l est identique à iC_{diel} . Nous pouvons alors écrire :

$$E = 2V_{th} \int_{t_{br}}^{t_{off}} iC_{diel}(t) dt \quad (2-67)$$

Or

$$\int_{t_{br}}^{t_{off}} iC_{diel}(t)dt = C_{diel} \cdot (VC_{diel}(t_{off}) - VC_{diel}(t_{br})) \quad (2-68)$$

En combinant les équations (2-46) et (2-51), les expressions de V_{diel} à $t = t_{off}$, et à $t = t_{br}$ peuvent être connues et donc l'énergie transmise à la DBD sur une période :

$$E_{dbd} = 4 \cdot V_{th}^2 \cdot C_{gaz} \frac{E}{2V_{th} - E} \quad (2-69)$$

La fréquence de commutation des interrupteurs détermine la fréquence de fonctionnement du convertisseur. En multipliant l'énergie par la fréquence, il vient la puissance injectée dans la décharge sur une période :

$$P_{dbd} = 4 \cdot f \cdot V_{th}^2 \cdot C_{gaz} \frac{E}{2V_{th} - E} \quad (2-70)$$

L'expression de la puissance injectée dans la DBD montre qu'il existe deux degrés de liberté afin de régler la puissance dans la décharge : la tension d'alimentation E et la fréquence f . Nous ne pouvons agir que sur ces deux paramètres car la capacité gaz et la tension de claquage sont intrinsèques au dispositif DBD. Les caractéristiques de fonctionnement sont tracées à la Figure 2-40.

Il est intéressant de remarquer que notre alimentation possède une certaine zone de stabilité en tension comprise entre $E=0$ et $E < 2 \cdot V_{th}$. Il faut donc prêter particulièrement attention à la tension d'alimentation, afin de ne pas dépasser $2 \cdot V_{th}$. Il est aussi important de noter que cette caractéristique de fonctionnement a été obtenue en considérant que la tension du gaz est toujours égale à V_{th} pendant la décharge. Cette hypothèse est relativement simpliste et ne prend pas en compte le fait que la tension de décharge évolue avec le courant et a même tendance à diminuer.

De plus, en pratique, lorsque la densité de puissance augmente de manière importante, la surface de la décharge a tendance à se réduire (phénomène de filamentation). Les capacités équivalentes de la DBD décrites plus haut sont donc modifiées [2.8]. Les courbes et les relations décrites plus haut au voisinage de $2 \cdot V_{th}$ ne tiennent pas compte de ces phénomènes. Elles sont sans aucun doute approchées.

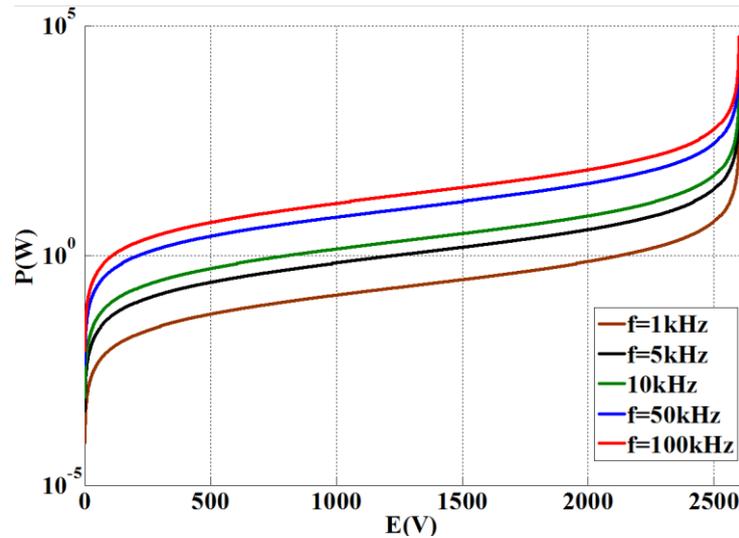


Figure 2-40 : Evolution théorique de la puissance en fonction de E pour différentes fréquences et une tension V_{th} de 1310V, une capacité gaz de 21pF

2.4.3.3 Sensibilité de la puissance vis-à-vis des caractéristiques de la DBD

Pour optimiser la puissance, nous pouvons aussi optimiser le dispositif à alimenter. Choisir les dimensions du dispositif permet d'agir sur les paramètres que sont la pression ou la distance inter-électrodes et donc sur la tension de claquage V_{th} .

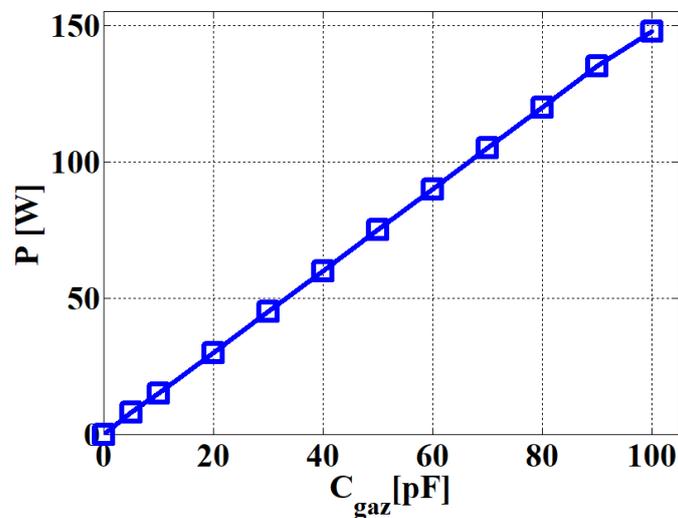


Figure 2-41 : Evolution théorique de la puissance en fonction de C_{gaz} ; $C_{diel}=75pF$, $E=2000V$, $V_{th}=1200V$

Sur des DBD de type plan-plan par exemple il est possible, par le choix de la distance inter-électrodes ou de la surface des diélectriques, de fixer la valeur de C_{gaz} . Nous pouvons noter, en considérant l'expression de la formule de la puissance proposée (2-70), que la valeur de la capacité C_{diel} n'a pas d'impact sur la puissance. La courbe présentée en Figure 2-41 montre qu'il est plus intéressant de travailler avec des valeurs de capacités C_{gaz} élevées pour augmenter la puissance dans la décharge.

Pour les lampes DBD, la longueur est proportionnelle à la valeur des capacités du dispositif DBD. Si l'on veut augmenter la puissance on peut donc simplement augmenter la longueur de ces lampes.

La tension de claquage du gaz est un paramètre qui permet d'optimiser la puissance dans la DBD. Ce dernier peut être fixé lors de la conception du dispositif DBD par le biais de la nature et de la pression du gaz. La courbe Figure 2-42 montre qu'en plus d'augmenter la puissance on peut aussi augmenter la zone de stabilité du système avec des tensions de claquage élevées.

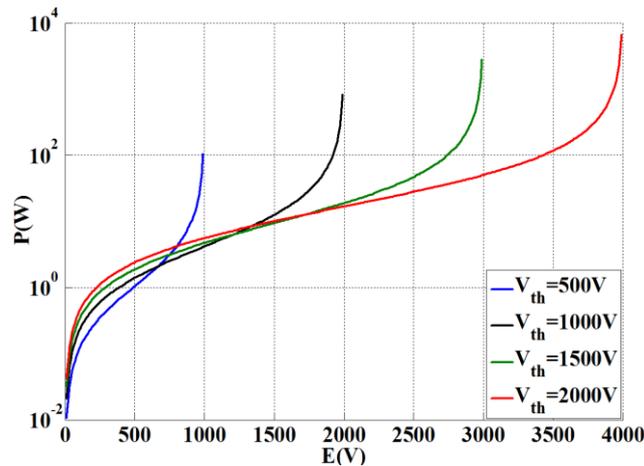


Figure 2-42 : Evolution théorique de la puissance en fonction de V_{th} , $C_{gaz}=21pF$ et $C_{diel}=75pF$

La Figure 2-41 montre que la puissance de notre alimentation dépend linéairement de la capacité gaz et non linéairement de la tension de claquage V_{th} . Or pour une DBD donnée ces deux paramètres dépendent de la distance inter-électrodes. On peut donc logiquement s'interroger sur l'influence de ce paramètre sur la puissance dissipée dans la décharge. Afin de simplifier l'étude, nous allons prendre le cas d'une DBD plan-plan fonctionnant dans l'air. La capacité C_{gaz} est donnée par :

$$C_{gaz} = \epsilon_0 \cdot \frac{S}{d} \tag{2-71}$$

Avec S la surface des électrodes, ϵ_0 la permittivité diélectrique de l'air que nous approximations à la permittivité du vide et d la distance inter électrodes.

Nous fixerons la surface des diélectriques à $10cm^2$ et pour la tension de claquage V_{th} , nous linéariserons la loi de Paschen pour des distances allant de $0,5mm$ à $5mm$. Cela se traduira alors par l'équation :

$$V_{th} = 3500 \cdot d \tag{2-72}$$

Avec d qui est la distance inter-électrodes en millimètres.

Nous pouvons donc tracer l'évolution de la puissance en fonction de la tension d'alimentation E pour différentes valeurs de la distance inter-électrodes en utilisant l'équation (2-70).

$$P_{dbd}(d) = 4 \cdot f \cdot V_{th}^2(d) \cdot C_{gaz}(d) \cdot \frac{E}{2 \cdot V_{th}(d) \cdot E} \quad (2-73)$$

Pour une fréquence de $50kHz$ pour l'étude, les résultats sont présentés sur la Figure 2-43.

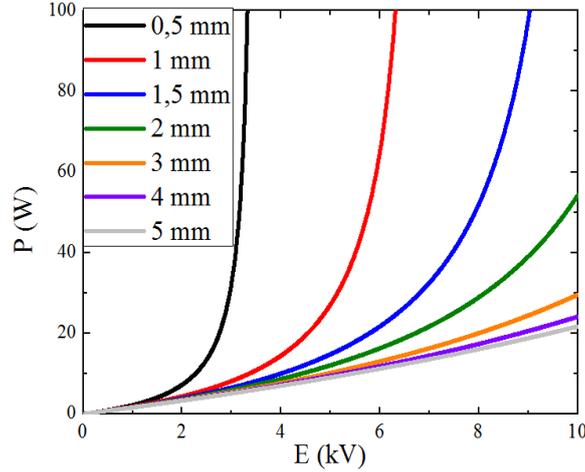


Figure 2-43 : Evolution de la puissance en fonction de la tension d'entrée pour différentes valeurs de gap

Quelle que soit la distance inter électrodes, la courbe de la puissance en fonction de la tension d'alimentation présente toujours cette forme hyperbolique. Comme on peut le voir sur la Figure 2-43, plus le gap est faible et plus la puissance transmise est importante, quelle que soit la tension d'alimentation. Afin de maximiser la puissance transmise, il est donc préférable de minimiser l'espace inter-électrodes. Cependant, privilégier un faible gap réduit fortement la plage de réglage. Dans le cas présenté ci-dessus, si l'on veut régler la puissance entre 0 et $20W$, il est préférable de privilégier un gap de 1 mm .

La puissance transférée est un paramètre important ; cependant, il est aussi important de garder à l'esprit que notre alimentation présente un caractère élévateur et que les tensions supportées par la DBD sont aussi supportées par les interrupteurs. Nous avons montré précédemment que la tension maximale aux bornes de la DBD, V_{dbd}^+ , est :

$$V_{dbd}^+(d) = \frac{4V_{th}^2(d) \cdot \left(\frac{C_{gaz}(d) + C_{diel}}{C_{diel}} \right) - E^2}{4V_{th}(d) - 2E} \quad (2-74)$$

Nous traçons l'évolution de la tension maximale V_{dbd}^+ en fonction de la distance inter électrodes en fixant la capacité diélectrique à 160 pF (la permittivité relative est 9 et l'épaisseur des diélectriques de $0,5\text{ mm}$). Les résultats sont présentés en Figure 2-44

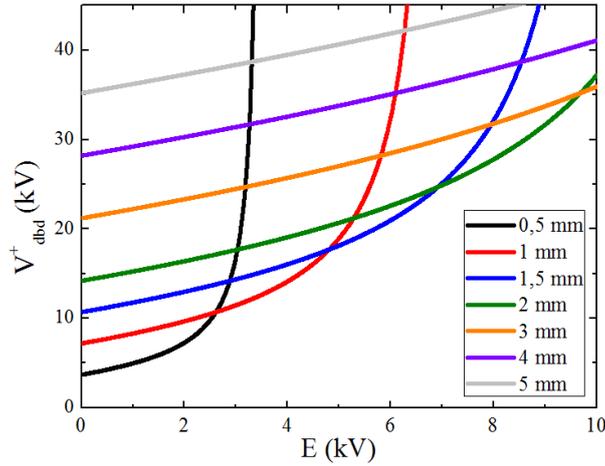


Figure 2-44 : Tension maximale sur la DBD en fonction de la tension d'alimentation pour différentes valeurs de gap

Comme on peut le voir en Figure 2-44 et comme l'on pouvait s'y attendre, l'alimentation a un caractère élévateur quelle que soit la tension d'alimentation ou la distance inter-électrodes. Dans la zone stable de fonctionnement, la distance inter-électrodes joue un rôle primordial sur la tension maximale appliquée sur la DBD. Pour minimiser la tension tenue par la DBD, il est préférable de minimiser le gap. Si l'on met ces résultats en regard de ceux obtenus en Figure 2-43, on voit qu'il est préférable de travailler avec des DBD ayant un faible gap pour maximiser la puissance et minimiser la tension tenue par la DBD et les interrupteurs.

2.4.3.4 Condition de commutation en ZCS

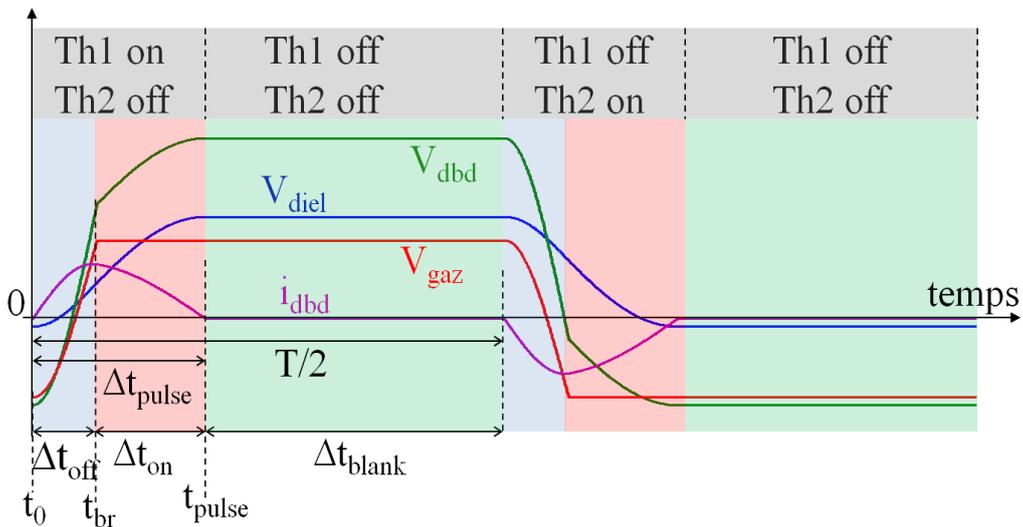


Figure 2-45 : Chronogrammes avec les différentes durées

La fréquence de commutation des MOSFETS est f , et Δt_{pulse} est la durée de l'impulsion du courant i_{dbd} . Cette impulsion de courant doit être toujours plus courte que la demi-période de fonctionnement (les différentes durées sont rappelées Figure 2-45), sinon une mise en

conduction simultanée des deux interrupteurs a lieu. Cela aurait pour effet de court-circuiter la source de tension continue. Il faudra donc toujours respecter :

$$\Delta t_{pulse} = \Delta t_{on} + \Delta t_{off} < \frac{1}{2f} \quad (2-75)$$

Les deux équations suivantes peuvent être écrites grâce aux Figure 2-36 et Figure 2-37;

$$\Delta t_{off} = \frac{\theta_1}{\omega_1} \quad (2-76)$$

θ_1 repère l'instant de claquage du gaz et ω_1 est la pulsation propre du circuit oscillant (L, C_{eq}).

$$\Delta t_{on} = \frac{\theta_2}{\omega_2} \quad (2-77)$$

θ_2 repère aussi l'instant de claquage du gaz et ω_2 est la pulsation propre du circuit oscillant (L, C_{diel}).

Nous pouvons voir que :

$$\cos\theta_1 = \frac{V_{dbdbr}^+ - E}{E - V_{dbd}^-} \quad (2-78)$$

Et

$$\cos\theta_2 = \frac{V_{dielbr}^+ - E + V_{th}}{VC_{diel}^+ - E + V_{th}} \quad (2-79)$$

On déduit alors les expressions :

$$\Delta t_{off} = \sqrt{LC_{eq}} \left(\pi - \arccos \left(\frac{4V_{th}(1+r)(V_{th} - E) + E^2}{4V_{th}^2(1+r) - E^2} \right) \right) \quad (2-80)$$

Et

$$\Delta t_{on} = \sqrt{LC_{diel}} \left(\arccos \left(\frac{4V_{th}(1+r)(V_{th} - E) + E^2}{4V_{th}^2(1+r) - E(4V_{th} - E)} \right) \right) \quad (2-81)$$

Si on pose

$$A = \left(\pi - \arccos \left(\frac{4V_{th}(1+r)(V_{th} - E) + E^2}{4V_{th}^2(1+r) - E^2} \right) \right) \quad (2-82)$$

Et

$$B = \left(\arccos \left(\frac{4V_{th}(I+r)(V_{th}-E) + E^2}{4V_{th}^2(I+r) - E(4V_{th}-E)} \right) \right) \quad (2-83)$$

Nous avons la condition pour le dimensionnement de L ,

$$L < \frac{I}{4f^2(A\sqrt{C_{eq}} + B\sqrt{C_{diel}})^2} \quad (2-84)$$

Conclusion : en connaissant les paramètres de la DBD, il est possible de dimensionner L en accord avec l'équation (2-84). Ainsi une commutation à zéro de courant est obtenue à l'ouverture et à la fermeture des MOSFETS, ce qui permet de minimiser les pertes par commutation. Nous travaillons en mode discontinu conformément à l'équation (2-75). Nous pouvons aussi choisir l'inductance L et en déduire la durée $\Delta tpulse$. Si l'on fait cette opération l'inductance limite la fréquence de fonctionnement pour rester en ZCS.

Les Figure 2-46, Figure 2-47, Figure 2-48 suivantes représentent les valeurs de l'inductance L maximale, selon l'équation (2-84), qui permettent de garantir le fonctionnement en ZCS. Nous considérons le système nominal :

- $E=3kV$
- $V_{th}=1500V$
- $C_{gaz}=28pF$
- $C_{diel}=85pF$
- $f=30kHz$

Nous traçons à chaque fois l'évolution de L en fonction d'un de ces paramètres, les autres restants à leur valeur nominale.

La Figure 2-46 montre qu'avec une valeur de V_{th} élevée, il est possible de choisir une valeur d'inductance plus grande.

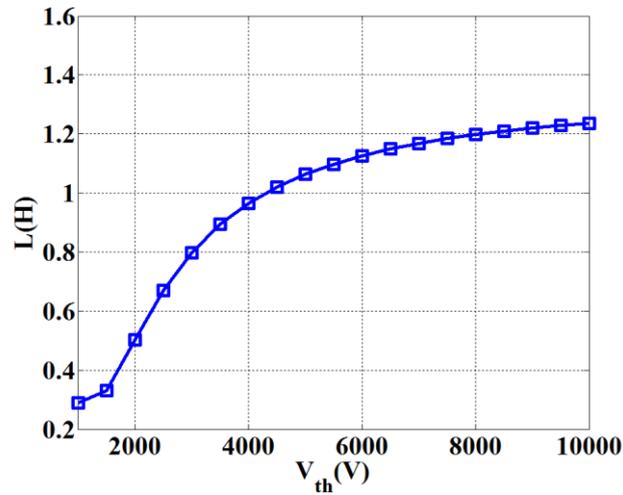


Figure 2-46 : Evolution de L_{max} en fonction de V_{th}

La Figure 2-47 nous montre que, quelle que soit la valeur de C_{gaz} , la valeur maximale de l'inductance reste constante donc ce n'est pas cette capacité qui posera une limite pour commuter en ZCS. Cette même Figure 2-47 montre cependant que la capacité C_{diel} constitue un frein à la commutation en ZCS, en effet nous voyons bien qu'une valeur importante de cette capacité impose le choix d'une valeur d'inductance assez faible.

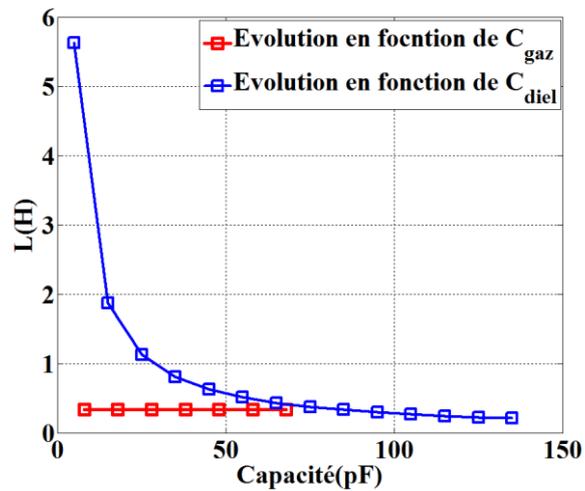


Figure 2-47 : Evolution de L_{max} en fonction des capacités

La Figure 2-48 montre qu'une valeur importante de la tension d'alimentation implique de faire le choix d'une inductance de valeur faible afin de rester en ZCS.

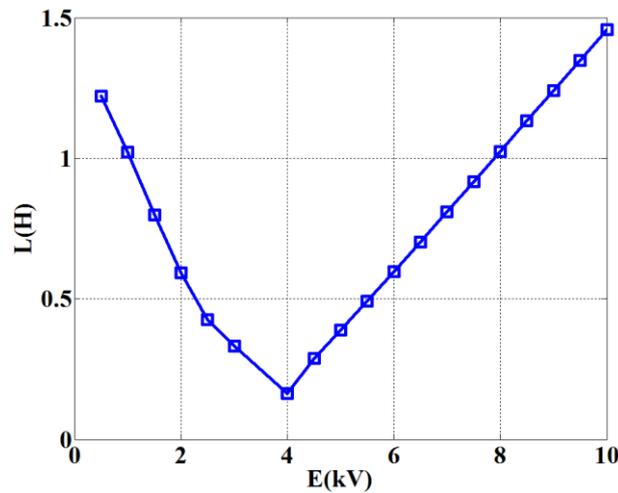


Figure 2-48 : Evolution de L_{max} en fonction de l'alimentation E

2.4.3.5 Condition de stabilité

En théorie, nous voyons une limite au fonctionnement du convertisseur. Lorsque E se rapproche de $2.V_{th}$ la puissance tend vers l'infini. Donc l'augmentation de la tension d'alimentation E met en lumière une zone d'instabilité : la tension d'alimentation doit être inférieure à $2.V_{th}$. Nous voyons ceci clairement sur la courbe donnant la puissance en fonction de la tension d'alimentation en Figure 2-40. Sur cette courbe, la tension de claquage V_{th} est de $1300V$, nous observons une plage de tension d'alimentation sur laquelle les grandeurs électriques évoluent de façon linéaire et le système est stable. Et à partir d'une tension d'alimentation E de $2600V$, les grandeurs électriques de la DBD évoluent exponentiellement et le système diverge. Nous illustrons aussi cette propriété sur le tracé dans le plan de phase de la Figure 2-49.

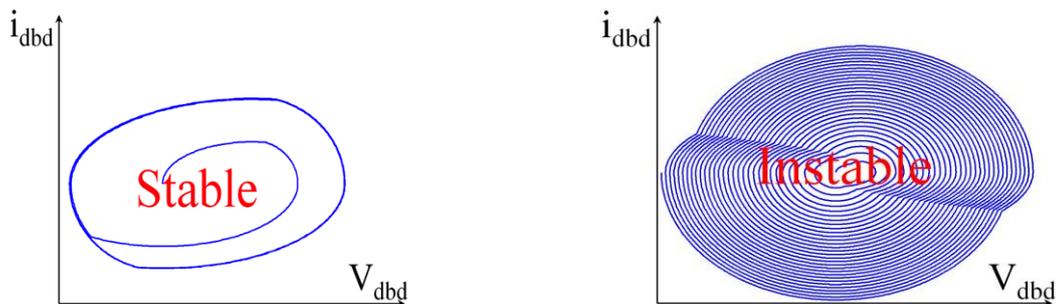


Figure 2-49 : Etude de la stabilité du système dans le plan de phase : à gauche $E < 2V_{th}$; à droite $E > 2V_{th}$

Cette instabilité s'explique par le fait que nous nous sommes placés dans un cas idéal ; le seul élément dissipatif de notre système est le gaz. A chaque demi-période, la puissance fournie par l'alimentation doit être dissipée dans la décharge ; cela se traduit par :

$$\int_0^{t_{off}} E \cdot i_{dbd}(t) dt = \int_{t_{br}}^{t_{off}} V_{th} \cdot i_{dbd}(t) dt \quad (2-85)$$

En régime permanent, l'énergie stockée dans l'inductance, sur une demi-période est nulle, car le courant DBD à t_0 et le courant DBD à t_{off} sont nuls. L'énergie stockée dans C_{gaz} est nulle aussi sur une demi-période car la tension gaz à t_0 et la tension gaz à t_{off} ont la même en valeur absolue (V_{th}). Donc nous pouvons dire que le seul élément pouvant provoquer l'augmentation de la tension DBD est la capacité C_{diel} . A cause de l'énergie stockée dans C_{diel} , la tension VC_{diel} augmente. Cette énergie stockée dans C_{diel} est

$$E_{C_{diel}} = \frac{1}{2} \cdot C_{diel} \cdot (VC_{diel}^2(t_{off}) - VC_{diel}^2(t_0)) \quad (2-86)$$

Cette énergie va évoluer d'une période à une autre et donc il faudra se placer à une tension $E < 2V_{th}$ pour éviter que cette quantité diverge.

2.5 Contraintes de dimensionnement

2.5.1 Contraintes sur les semi-conducteurs

Les contraintes en tension sur les semi-conducteurs peuvent être évaluées analytiquement ; la relation entre la tension aux bornes des thyristors et la tension d'alimentation est :

$$V_{Th1} + V_{Th2} = E \quad (2-87)$$

Comme nous le voyons sur la Figure 2-50 , lorsque $Th1$ est fermé, la tension à ses bornes est nulle. Par conséquent la tension aux bornes de $Th2$ est égale à la tension de la source d'alimentation E . Le courant de l'inductance prend la forme d'une impulsion et la tension DBD évolue de façon croissante.

A la suite de l'annulation du courant dans l'inductance, plusieurs événements se produisent :

- Le blocage du thyristor $Th1$.
- La tension DBD n'évolue plus et reste à sa valeur V_{dbd}^+ .

L'annulation durable du courant dans l'inductance conduit à l'annulation de sa tension ; de ce fait la tension V_{dbd} se trouve appliquée aux bornes de $Th2$.

Et conformément à l'équation (2-87), le thyristor $Th1$ supporte alors la tension ($V_{dbd}^+ - E$). On notera que cette tension n'est autre que V_{dbd} (ceci a été démontré en conclusion de la partie 2.3.5). Cette tension négative, V_{dbd} , est supportée par la diode $D1$ de $Th1$. Ceci est valable jusqu'à la fin de la demi-période.

Puis lorsque $Th2$ est amorcé, la DBD n'est plus connectée à la source, E impose sa tension à $Th1$ jusqu'à ce que le courant i_{Th2} s'annule. La tension DBD décroît. Cette évolution dure jusqu'à l'annulation du courant dans l'inductance.

A la suite de l'annulation du courant dans l'inductance, plusieurs événements se produisent :

- Le blocage du thyristor $Th2$.

- La tension DBD n'évolue plus et reste à sa valeur V_{dbd} .

L'annulation durable du courant dans l'inductance conduit à l'annulation de sa tension ; de ce fait la tension V_{dbd} se trouve appliquée aux bornes de $Th2$.

Le thyristor $Th1$ supporte alors la tension $(V_{dbd} - E)$ en valeur absolue. On notera que cette tension n'est autre que V_{dbd}^+ . Cette tension positive, V_{dbd}^+ , est supportée par le MOSFET de $Th1$. Ceci est valable jusqu'à la fin de la période.

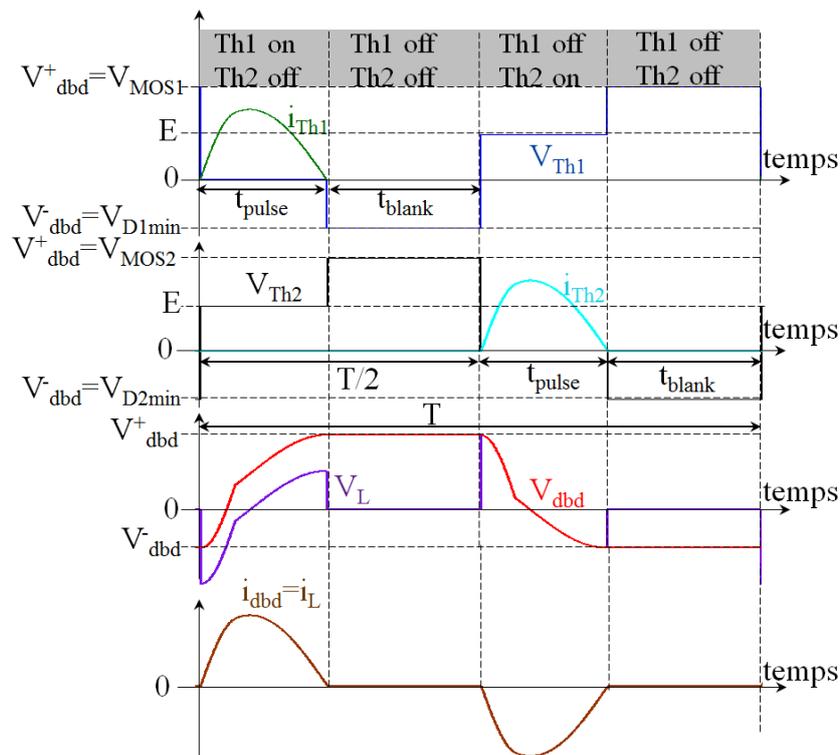


Figure 2-50 : Formes d'ondes Courants et Tensions aux bornes des thyristors, de l'inductance et de la DBD

Calibres en tension :

Nous pouvons donc sur la base de cette étude, faire le choix des calibres en tension des MOSFET et des diodes. Pour le MOSFET, la tension maximale à l'état bloqué est V_{dbd}^+ :

$$V_{DS\max} = V_{dbd}^+ = \frac{4V_{th}^2(1+r) - E^2}{4V_{th} - 2E} \quad (2-88)$$

De même, le calibre en tension des diodes est défini par :

$$V_{D\max} = |V_{dbd}^-| = -\frac{E \cdot (4V_{th} - E) - 4V_{th}^2(1+r)}{4V_{th} - 2E} \quad (2-89)$$

Lorsque nous résolvons cette équation (2-88), pour une valeur de V_{dbd} donnée, compatible avec la tenue en tension des MOSFETs, nous en déduisons la condition suivante sur la tension d'alimentation pour éviter de détruire le MOSFET :

$$E < V_{DS} - \sqrt{V_{DS}^2 - 4 \cdot (V_{th} \cdot V_{DS} - V_{th}^2 \cdot (1+r))} \quad (2-90)$$

Calibre en courant :

Le MOSFET et sa diode associée sont connectées en série. Il faut donc considérer entre les deux celui qui a le plus faible calibre en courant et donc le courant DBD maximal ne doit pas dépasser ce calibre au risque de détruire le semi-conducteur. Appelons ce courant à ne pas dépasser I_{inter} . Il faudra :

$$I_{inter} > \frac{4V_{th}^2(1+r)}{4V_{th}} \frac{E^2}{2E} \sqrt{\frac{C_{eq}}{L}} \quad (2-91)$$

2.5.2 Contraintes sur l'inductance

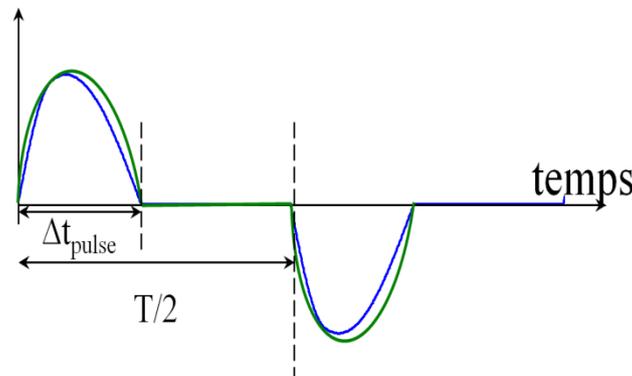


Figure 2-51 : Formes d'ondes Courants DBD

Nous savons que le courant DBD n'est pas vraiment sinusoïdal (courbe bleue Figure 2-51). Nous allons cependant la considérer comme étant sinusoïdale (courbe verte Figure 2-51), sa valeur efficace est donnée par :

$$i_{dbdeff} = 2 \cdot i_{dbdmax} \sqrt{\frac{\Delta t_{pulse}}{T}} \quad (2-92)$$

Et nous pouvons donc écrire la condition sur I_{inter} :

$$I_{inter} > 2 \cdot \frac{4V_{th}^2(1+r) - E^2}{4V_{th} - 2E} \sqrt{\frac{C_{eq} \cdot \Delta t_{pulse}}{L \cdot T}} \quad (2-93)$$

Nous voyons sur cette équation une autre contrainte de dimensionnement sur l'inductance L . La valeur de l'inductance doit donc être supérieure à une certaine valeur.

$$L > 4 \cdot \frac{C_{\text{eq}} \cdot \Delta_{\text{pulse}}}{I_{\text{inter}}^2 \cdot T} \cdot \left(\frac{4 \cdot V_{\text{th}}^2 \cdot (1+r) - E^2}{4V_{\text{th}} - 2E} \right)^2 \quad (2-94)$$

En conclusion nous voyons qu'il y a une valeur de L minimum à respecter si on veut éviter le risque de destruction d'un interrupteur.

Le Tableau 3-1 ci-dessous récapitule les éléments de dimensionnement du convertisseur.

Tension DBD maximale sur l'alternance positive	$V_{dbd}^+ = \frac{4V_{th}^2(1+r) - E^2}{4V_{th} - 2E}$
Tension DBD minimale sur l'alternance négative	$V_{dbd}^- = \frac{E(4V_{th} - E) - 4V_{th}(1+r)}{4V_{th} - 2E}$
Courant maximal	$i_{dbdmax} = \frac{4V_{th}^2(1+r) - E^2}{4V_{th} - 2E} \sqrt{\frac{C_{eq}}{L}}$
Durée d'allumage de la décharge	$\Delta t_{on} = \sqrt{LC_{diel}} \left(ar \cos \left(\frac{4V_{th}(1+r)(V_{th} - E) + E^2}{4V_{th}^2(1+r) - E(4V_{th} - E)} \right) \right)$
Durée d'inversion de V_{gaz} de $-V_{th}$ à $+V_{th}$	$\Delta t_{off} = \sqrt{LC_{eq}} \left(\pi - ar \cos \left(\frac{4V_{th}(1+r)(V_{th} - E) + E^2}{4V_{th}^2(1+r) - E^2} \right) \right)$
Durée des impulsions de courant DBD	$\Delta t_{pulse} = \Delta t_{on} + \Delta t_{off}$
Inductance maximale	$L < \frac{1}{4f^2(A\sqrt{C_{eq}} + B\sqrt{C_{diel}})^2}$ Avec A et B donnés équations (2-82) et (2-83)
<i>Tableau 2-1 : Formules de dimensionnement</i>	

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé une structure de convertisseur n'utilisant pas de transformateur élévateur et n'utilisant que deux interrupteurs. Ce convertisseur fonctionne en mode discontinu et a aussi comme avantage de commuter à courant nul. Grâce au modèle électrique de la lampe et l'étude dans le plan de phase, nous avons pu décrire et comprendre le fonctionnement sur une période.

Nous avons proposé une étude théorique du dimensionnement dans le plan de phase du convertisseur sans la prise en compte des capacités parasites des semi-conducteurs. Dans cette étude, la puissance transmise à la DBD et les contraintes sur les composants du convertisseur ont été déterminés analytiquement.

Nous avons mis en évidence les degrés de liberté que sont la tension d'alimentation, la fréquence, et les capacités de la DBD afin de régler la puissance dans la décharge. Cependant, nous pouvons encore rendre plus complète l'étude dans le plan de phase en rajoutant la capacité parasite des interrupteurs ce qui aura pour effet de modifier les séquences de fonctionnement. Cette prise en compte sera proposée au chapitre 3.

Bibliographie

- [2.1] Y. CHERON, la commutation douce dans la conversion statique de l'énergie électrique, Technique et Documentation, Novembre 1999
- [2.2] R. ORUGANTI, and F. LEE, "Resonant power processors, part I-State plane analysis", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-21, No. 6, NOVEMBER/DECEMBER 1985
- [2.3] R. ORUGANTI, and F. LEE, "Resonant power processors, part II-Methods of Control", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-21, No. 6, NOVEMBER/DECEMBER 1985
- [2.4] R. DIEZ, H. PIQUET, M. COUSINEAU, and S. BHOSLE, «*Current-Mode Power Converter for Radiation control in DBD Eximer Lamps*», IEEE Trans. On Industrial Electronics, vol. 59, n°4, pp.1912-1919, 2012
- [2.5] H. PIQUET, S. BHOSLE, R. DIEZ, and M. V. EROFEEV, «*Pulsed current-mode supply of dielectric barrier discharge exilamps for the control of the radiated ultraviolet power*», IEEE Transaction on Plasma Science, vol. 38, pp.2531-2538, Oct. 2010.
- [2.6] M. COUSINEAU, R. DIEZ, H. PIQUET, and O. DURRIEU, «*Synthesized High-Frequency Thyristor for Dielectric Barrier Discharge Eximer Lamps* », IEEE Trans. On Industrial Electronics, vol. 59, n°4, pp.1920-1928, 2012
- [2.7] PLECS, Simulation Platform for Power Electronics System ; <http://www.plexim.com/plecs>
- [2.8] U. KOGELSHATZ. «*Dielectric-Barrier Discharges: Their history, Discharge Physics, and Industrial Applications*». Plasma Chemistry and Plasma Processing, Vol. 23, No. 1, March 2003

Chapitre 3

Réalisations expérimentales : Mise en œuvre des MOSFETs SiCs

3.1 Introduction

Nous avons établi précédemment les éléments de dimensionnement d'un convertisseur n'utilisant pas de transformateur élévateur. Dans ce chapitre, nous allons aborder la mise en œuvre du convertisseur. Deux types de dispositif seront alimentés : une DBD de type plan-plan et une lampe excimer à barrières diélectriques. Dans le premier dispositif, nous travaillons sous un flux d'hélium et avec un gap faible afin d'obtenir une faible tension de claquage. Ce premier dispositif nous permettra de valider le fonctionnement d'un convertisseur avec des interrupteurs de faible calibre en tension.

Le second dispositif est une lampe DBD remplie d'un mélange de Xénon-Chlore mais son gap est relativement important, de plusieurs centimètres. Ce dispositif à tension de claquage élevée nous permettra de tester notre convertisseur avec des interrupteurs "haute tension". Dans ce chapitre, nous allons présenter le dimensionnement et la réalisation du convertisseur pour ces deux dispositifs.

Nous commencerons par présenter les outils utilisés dans ce chapitre qu'ils soient expérimentaux ou numériques. Un soin particulier sera apporté au développement de la carte de commande. Nous présenterons ensuite les résultats et performances de notre convertisseur. L'analyse des résultats s'appuiera en grande partie sur des simulations utilisant le logiciel PLECS [3.1].

3.2 Dispositifs expérimentaux

3.2.1 Dispositifs DBD utilisés

Nous présentons ici les dispositifs DBD retenus pour les expérimentations, et l'estimation a priori de leur paramètres, utilisées pour le dimensionnement du convertisseur. Une fois celui-ci utilisé, une mesure expérimentale viendra corriger les estimations.

3.2.1.1 DBD plan-plan

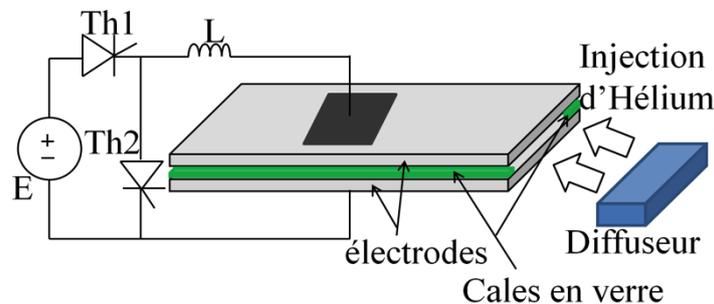


Figure 3-1 : Dispositif DBD plan-plan et l'alimentation

La DBD de type plan-plan est constituée de deux diélectriques en alumine de $115,44\text{mm}$ de longueur et $70,02\text{ mm}$ de largeur et une épaisseur de $0,62\text{mm}$. Une peinture en argent est

déposée sur les diélectriques afin de réaliser l'électrode. Cette peinture maximise le contact électrique et empêche la formation d'éventuelles micro "bulles d'air" qui viendraient modifier la capacité équivalente. Sur la DBD utilisée, les électrodes ont une surface de $9\text{cm}^2 (3\text{cm} \times 3\text{cm})$. Les électrodes étant peintes sur deux diélectriques différents, une attention particulière est apportée à leur alignement. Un gap de $g=1\text{ mm}$ d'épaisseur permet de séparer physiquement les deux diélectriques et de garder l'espace inter électrodes constant.

Ces données géométriques nous permettent de remonter au schéma équivalent [3.2] présenté aux chapitres précédents. Les capacités diélectriques étant "en série", nous les modélisons par une seule capacité équivalente C_{diel} et C_{gaz} quant à elle représente la capacité de l'espace gazeux.

Pour toutes les capacités, nous considérerons que le champ électrique est uniquement appliqué entre les électrodes (nous négligerons les effets de bord), nous appliquerons la formule du condensateur plan pour déterminer les capacités du système :

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r S}{d} \quad (3-1)$$

Avec ϵ_r la permittivité relative du diélectrique, ϵ_0 la permittivité relative du vide, et S la surface des électrodes. Pour la capacité diélectrique, d sera égale à la somme des deux épaisseurs soit: $1,24\text{ mm}$ et ϵ_r est égale à 9 (donnée constructeur). Pour la capacité gaz, d est égal au gap: 1mm et $\epsilon_r=1$.

Nous trouvons en appliquant cette formule (3-1), une capacité C_{gaz} de $7,9\text{pF}$ et une capacité C_{diel} de 57pF .

La DBD est parcourue par un flux de gaz. Ce flux permet de renouveler l'atmosphère à l'intérieur de la DBD et de chasser les impuretés. Des cales en verres permettent de diriger le flux de gaz et d'éviter les fuites (ils permettent aussi de garder le gap constant). Toujours afin de garder l'étanchéité du système vis à vis de flux extérieur, les deux électrodes sont fixées l'une en face de l'autre et tenues par un adhésif en Kapton.

Nous avons choisi avec ce dispositif de travailler dans l'hélium afin d'avoir des tensions de claquage réduites. Etant donné le gap, la tension de claquage est d'environ 600V .

Le flux est régulé par un débitmètre Bonkhorst [3.3], nous avons classiquement des flux de 2slm . Etant données les caractéristiques géométriques de la DBD, ce flux correspond à des vitesses de $1,1\text{ m/s}$, l'écoulement est donc laminaire. Le gaz est donc renouvelé dans la DBD en 27ms . A la dizaine de kHz, cela correspond à plus de $500\ 000$ décharges. L'atmosphère est donc renouvelé mais l'effet mémoire des décharges précédentes est conservé.

3.2.1.2 Lampe DBD

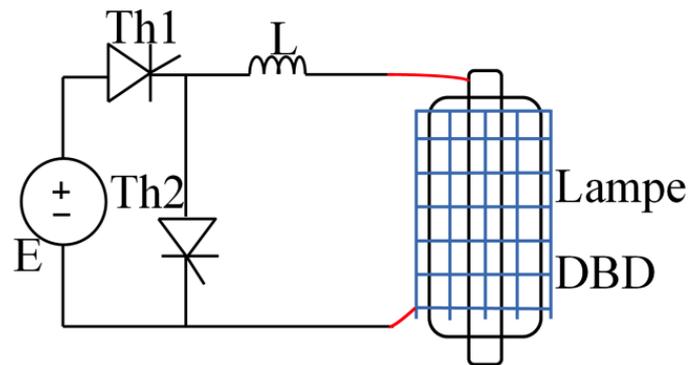


Figure 3-2 : Dispositif DBD Lampe et l'alimentation

La lampe utilisée ici propose une configuration cylindrique. Deux barrières diélectriques (Figure 3-2) composées de deux tubes de quartz coaxiaux renferment un volume de gaz. Les électrodes sont disposées sur les faces externe et interne de la lampe au contact des diélectriques. L'électrode interne est un tube en plexiglass sur lequel est fixé un adhésif conducteur en aluminium. L'épaisseur de l'adhésif est "ajustée" afin de placer le conducteur métallique en contact avec le diélectrique interne. La seconde électrode est une maille métallique disposée à l'extérieur de la lampe. Ces deux électrodes sont reliées au générateur via des connecteurs. Les dimensions de la lampe sont :

- Diamètre extérieur : 40mm
- Diamètre intérieur : 20mm
- Longueur des électrodes : $11,5\text{cm}$
- Epaisseur diélectrique : $1,5\text{mm}$

Rappel théorique : estimation des paramètres du schéma équivalent.

Si l'on considère deux cylindres coaxiaux d'une longueur l et de rayon R_a et R_b , avec $R_b > R_a$ comme le montre la Figure 3-3, il est possible de calculer la capacité d'une tranche de longueur h de ce système.

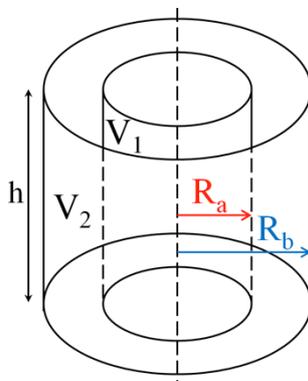


Figure 3-3 : Modèle capacité cylindrique

La valeur de cette capacité est :

$$C = \frac{2 \cdot \pi \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot h}{\log\left(\frac{R_b}{R_a}\right)} \quad (3-2)$$

Avec ϵ_r la permittivité relative du matériau ou du gaz utilisé.

Paramètres électriques de la lampe.

Le quartz a une permittivité relative de 4, et en utilisant la formule proposée (3-2) et les données géométriques, nous pouvons déduire une valeur de capacité C_{gaz} de 13,1 pF et une capacité C_{diel} de 103,5 pF.

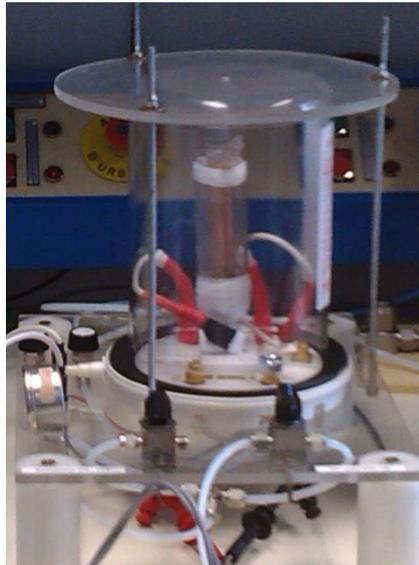


Figure 3-4 : Dispositif DBD Lampe dans l'hélium

Nous disposons de deux lampes DBD, la première est ouverte et placée dans une enceinte remplie d'hélium comme présenté sur la Figure 3-4. L'utilisation de l'hélium nous permet ici de travailler sous tension réduite lors des premiers tests. Afin de remplir l'enceinte (et donc la lampe) uniquement d'hélium, un pompage s'avère nécessaire. Une pompe permet de descendre à une pression de 1 mbar. Le vide n'est donc pas parfait, une certaine quantité d'impuretés persiste à l'intérieur de l'enceinte. Cette faible quantité est toutefois acceptable pour avoir une tension de claquage proche de celle de "l'hélium pur". Une fois le vide obtenu, le robinet d'injection de l'hélium est ouvert. La quantité d'hélium injecté permet de modifier la pression au niveau du dispositif et donc d'adapter la tension de claquage du gaz [3.4]. Nous pouvons ainsi travailler à des tensions réduites. L'utilisation de ce dispositif nous a permis de valider le principe de fonctionnement de nos convertisseurs sous tension réduite et avec des capacités équivalentes égales à celles de la seconde lampe.

La seconde lampe est remplie de Xénon-Chlore et scellée. La pression, dans ce cas, est constante et est égale à 20 mbar. Du fait du large gap, la tension de claquage reste assez

élevée. Nous avons typiquement des tensions de claquage de 1500 V . Cette lampe nous permet de valider le principe de nos convertisseurs sur un dispositif haute tension.

3.2.2 Choix des semi-conducteurs

3.2.2.1 Pour la DBD plan-plan

Les éléments clés de notre convertisseur sont les semi-conducteurs. Nous avons montré dans le plan de phase que, pour un thyristor de synthèse donnée, la tension positive de la DBD est soutenue par le MOSFET et que la tension négative est soutenue par la diode.

Nous avons montré dans le chapitre 2 que la tension positive de la DBD doit être supportée par le MOSFET et la tension négative par la diode. Considérons une tension de claquage $V_{th}=600\text{V}$ (tension de claquage faible que l'on pourrait avoir dans l'hélium), et avec les paramètres de la DBD lampe ($C_{gaz}=13,1\text{pF}$ et $C_{diel}=103,8\text{pF}$) présentés ci-dessus. Nous avons aussi montré dans le chapitre 2 que la tension d'alimentation doit être inférieure à $2.V_{th}$, pour éviter une divergence du système ; de ce fait prenons une tension d'alimentation de 1kV . En calculant les valeurs de V_{dbd}^+ et de V_{dbd}^- nous déduisons qu'il faut choisir un MOSFET dont le calibre est supérieur à $1,5\text{kV}$ et une diode de calibre supérieur à 500V .

Pour faire le choix du MOSFET, les éléments parasites doivent aussi être pris en compte. Aussi il est important de faire un compromis entre la valeur de la résistance du MOSFET à l'état passant $R_{DS(on)}$ et la capacité parasite C_{oss} . Une valeur de la résistance à l'état ON élevée induira des pertes par conduction importantes. Il est aussi préférable de minimiser la capacité parasite afin de minimiser les pertes par commutation. A ces calibres de tension nous ne trouvons pas de transistor ayant un faible $R_{DS(on)}$ et un faible C_{oss} .

Nous avons regardé chez plusieurs fabricants de MOSFET et avons fait le choix du MOSFET SiC $C2M1000170D$ [3.5] de CREE, de calibre 1700V , qui a pour avantage d'avoir une capacité C_{oss} faible (12pF) à sa tension maximale et une valeur de $R_{DS(on)}$ raisonnable. La courbe de cette valeur de résistance en fonction du courant drain source est présentée Figure 3-5. On peut voir que $R_{DS(on)}$ est de l'ordre de quelques ohms ; au vu des courants mis en jeu dans une DBD (inférieurs à 1 A), les pertes par conduction ne seront pas très importantes.

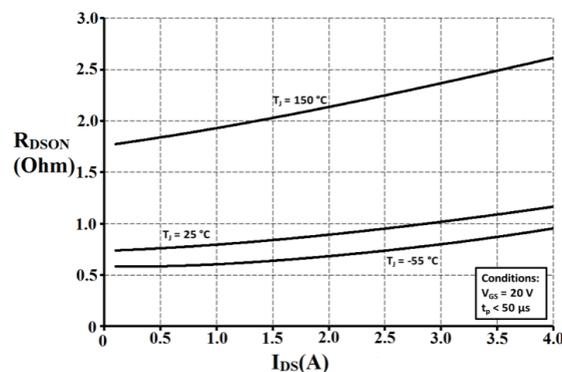


Figure 3-5 : Evolution de $R_{DS(on)}$ en fonction du courant DRAIN-SOURCE du MOSFET $C2M1000170D$

Pour la diode, la référence *C4D02120A* [3.6] de calibre *1200V* de CREE a été choisie. Dans l'optique de diminuer les pertes: cette diode a pour avantage sa faible capacité et son courant de recouvrement nul.

3.2.2.2 Pour la lampe DBD

Nous souhaitons dans cette thèse tester des nouveaux interrupteurs hautes tensions en carbure de silicium: SiC. Ces interrupteurs ne sont pas encore commercialisés au grand public et ne sont vendus qu'à des laboratoires. Ils sont produits et distribués par CREE. Ces interrupteurs peuvent tenir des tensions de *10 kV*. Leurs calibres sont compatibles avec les contraintes des DBD travaillant à la pression atmosphérique ou celles de la lampe Xénon-Chlore présentée plus haut. Ces MOSFETs n'étant pas commercialisés, quelques caractéristiques sont présentés Tableau 3-1.

V_{DS}	10kV
R_{dson}	0.5 Ω
I_D	10A
V_{GS}	-5V à +20V
Température de fonctionnement	-55 °C à +175°C
T_{on}	10ns
T_{off}	50ns

Tableau 3-1 : Caractéristiques SiCs 10kV

3.2.3 Carte de commande

Dans le convertisseur présenté au chapitre 2, la source de l'interrupteur "high-side" est en contact avec la DBD. Elle est donc soumise à des tensions de plusieurs kilovolts. En ce qui concerne l'interrupteur "low-side", sa source peut être directement connectée à la masse mais peut aussi bien être flottante si la diode du thyristor de synthèse est directement connectée à la masse. En tout état de cause, au moins une des sources du MOSFET (celle du "high side") est reliée à une tension élevée. Comme pour tous les MOSFETs, les commandes doivent être envoyées entre leur grille et leur source. Il est donc nécessaire d'isoler les commandes de la partie puissance, pour ne pas relier la commande à une tension de plusieurs kilovolts.

Afin de commander les deux MOSFETs de manière similaire, nous utiliserons la même carte de commande pour chaque MOSFET. Les cartes de commande seront donc connectées comme présenté en Figure 3-6.

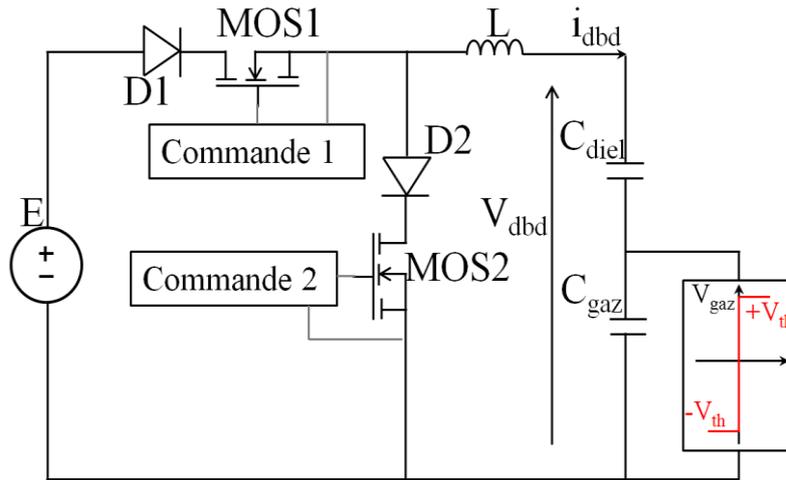


Figure 3-6 : Schéma de l'alimentation avec les commandes

Le principe de la carte de commande est présenté en Figure 3-7. Tout d'abord, la puissance nécessaire à la commutation des MOSFET est apportée par une alimentation stabilisée continue externe 12V. Cette alimentation est isolée du MOSFET par deux convertisseurs isolés DC/DC. Coté carte, ces deux convertisseurs sont reliés entre eux afin de créer la "masse" de cette carte qui est aussi reliée à la source du MOSFET. Ces deux convertisseurs fournissent une tension positive et une tension négative qui, après un ajustement via des régulateurs, alimentent un driver. Ensuite, le signal de commande fourni par le FPGA et isolé de la carte via une fibre optique est transmis au Driver. Enfin le driver permet d'appliquer sur la grille du MOSFET une tension positive lorsque le signal de commande est à "1" et une tension légèrement négative lorsque la commande est à "0".

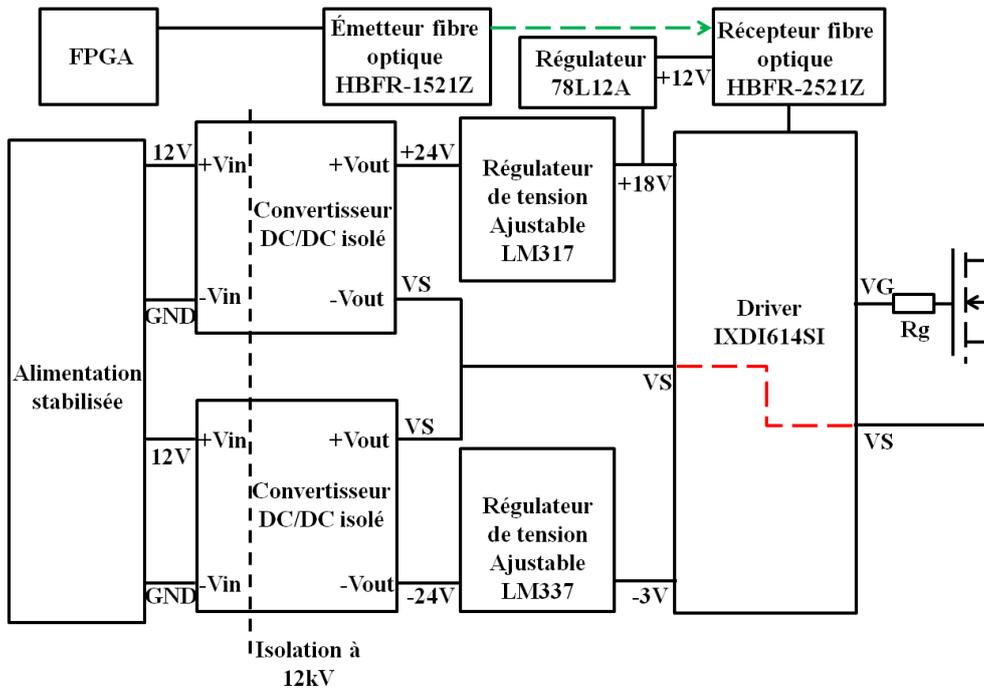


Figure 3-7 : Synoptique de la carte de commande des MOSFETs

D'après les caractéristiques des deux MOSFETs, la tension de commande positive maximale est de $20V$, nous fixons $18V$ pour des raisons de sécurité. De plus, il est préférable d'appliquer une tension légèrement négative pour accélérer l'ouverture du MOSFET ; cette tension est au minimum de $-5V$. Toujours pour des raisons de sécurité, nous fixons cette tension à $-3V$. Nous allons maintenant détailler le fonctionnement de chacun de ces étages.

3.2.3.1 Convertisseur DC/DC

Nous utilisons deux types de convertisseurs : le premier est de type TRACO-POWER THP3 [3.7] ; il permet de soutenir des tensions de $3kV$ entre l'entrée et la sortie. Il sera utilisé pour la commande des MOSFETs SiCs $1.7kV$. Le second est de type MORNSUN AYD_1W [3.8] ; il permet d'isoler l'entrée de la sortie jusqu'à des tensions de $12kV$. Il sera utilisé pour les interrupteurs SiCs $10kV$. Chaque MOSFET aura deux convertisseurs DC/DC. Un des convertisseurs permettra de fournir une tension positive ($+24V$ pour les TRACO-POWER [3.7] et les MORNSUN [3.8]). L'autre fournit une tension négative de ($-12V$ pour les TRACO-POWER [3.7] et $-24V$ pour les MORNSUN [3.8]). Le convertisseur DC/DC de type TRACO-POWER [3.7] a une capacité d'isolation de $7pF$ alors que le MORNSUN [3.8] a $5pF$ de capacité parasite. Cette capacité d'isolation représente la capacité équivalente entre la masse de l'entrée et la masse de la sortie du convertisseur.

3.2.3.2 Régulateur de tension

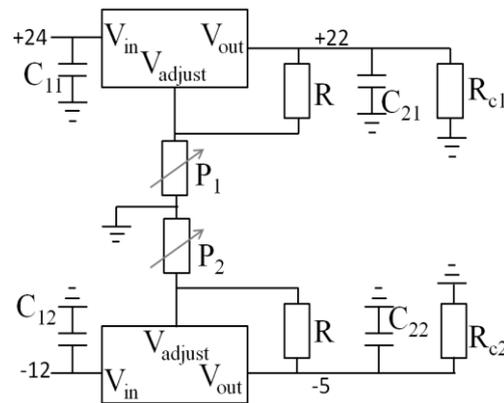


Figure 3-8 : Schéma de réglage des tensions

Les sorties des convertisseurs sont les entrées de régulateurs de type LM317 pour la tension positive et LM337 pour la tension négative. Le schéma électrique de ces régulateurs est présenté en Figure 3-8. Ces deux composants possèdent trois broches : une pour l'entrée, une pour la sortie et une troisième qui est la référence. C'est sur cette dernière sur laquelle il faut agir pour régler la tension de sortie. Les capacités C_{11} et C_{22} découplent les tensions d'entrée et C_{21} et C_{22} découplent les sorties afin de stabiliser les tensions. Les tensions de sortie des deux régulateurs peuvent être ajustées entre $+21V$ et la tension d'entrée $-8V$. La tension de sortie minimale de ces deux régulateurs est de $1,25V$. D'après la datasheet elle peut être calculée comme suit :

$$V_{out} = 1,25 * I + \frac{P}{R} \quad (3-3)$$

P est la résistance du potentiomètre P_1 pour le LM317 et la résistance du potentiomètre de P_2 pour le LM337 ; R est la résistance de sortie. R est fixe à $1k\Omega$; c'est P_1 et P_2 qui doivent être ajustés.

Ceci permettra de réaliser une tension réglable, sur une certaine plage de tension et d'adapter la tension V_{GS} nécessaire à la commande du MOSFET.

Il faut garder à l'esprit que ces deux régulateurs fournissent un courant pouvant aller jusqu'à $1,5A$ maximal. La différence entre la tension d'entrée et la tension de sortie doit être au minimum de $3V$.

A la sortie de chaque régulateur, nous avons placé les résistances (R_{C1} et R_{C2} Figure 3-8), calculées afin de consommer un minimum de puissance lorsque les MOSFET ne commutent pas. Les datasheets des convertisseurs DC-DC préconisent de consommer un courant de $20mA$ à vide. Nous avons préféré placer les résistances du côté des régulateurs car ils doivent eux aussi consommer $0,01A$.

3.2.3.3 Transmission des signaux de commande

La génération des signaux de commande d'ouverture et de fermeture est réalisée par un FPGA DEO Nano [3.9]. Nous avons besoin de générer deux signaux : un pour commander le MOSFET de $Th1$ et l'autre pour commander celui $Th2$. La durée à l'état haut est calculée pour commuter à zéro de courant à l'ouverture des interrupteurs. Nous ferons donc très attention à garder un temps à l'état haut plus long que le temps de conduction du MOSFET, mais inférieur à la demi-période, afin que $Th1$ et $Th2$ ne soient pas fermés en même temps et ne court-circuitent pas la source de tension en entrée du convertisseur. Etant donnée la symétrie du convertisseur, le temps à l'état haut noté T_{pluse} est le même pour les 2 interrupteurs et est fixé par la valeur de l'inductance comme mentionnée au chapitre précédent. Nous noterons T_{blank} la durée pendant laquelle les deux MOSFETs sont bloqués. La gestion de ce temps permet d'ajuster la fréquence de fonctionnement du convertisseur.

Ces signaux sont ensuite envoyés vers un émetteur fibre optique HBFR-1521Z [3.10]. L'intérêt d'utiliser la fibre optique est d'une part de préserver l'isolation galvanique entre la partie commande et la partie puissance et d'autre part de garantir une très bonne immunité au bruit.

L'émetteur est relié à son récepteur HBFR-2521Z via une fibre optique [3.10]. Le signal est ensuite connecté à l'entrée du driver de type IXDI614. Le récepteur HBFR-2521Z doit être alimenté en $+12V$. Cette tension est obtenue par un régulateur 78L12 connecté entre la tension positive de la carte d'alimentation et le récepteur à fibre optique. Ce régulateur fonctionne de la même manière que ceux présentés précédemment.

Entre la sortie du récepteur fibre optique et l'entrée du driver IXDI614 nous avons placé un circuit RC comme nous le voyons sur la Figure 3-9, afin de pouvoir retarder "manuellement" le signal de commande. Cet ajustement manuel permet de prévenir tout problème de chevauchement entre les commandes des interrupteurs $Th1$ et $Th2$. Ces problèmes pourraient être dus à une différence de temps de propagation dans les composants, dans la fibre optique (différente longueur). Comme nous ne savons pas a priori quelle commande sera en avance, nous ajoutons ce circuit de retard sur toutes les cartes.

La résistance est variable alors que le condensateur C_{retard} est fixe. La tension V_{GS} désirée est $+18V/-3V$. Le niveau de déclenchement à l'état haut (V_{IH}) du driver est de $3V$ minimum et le niveau de déclenchement à l'état bas (V_{IL}) est de $0,8V$ maximum.

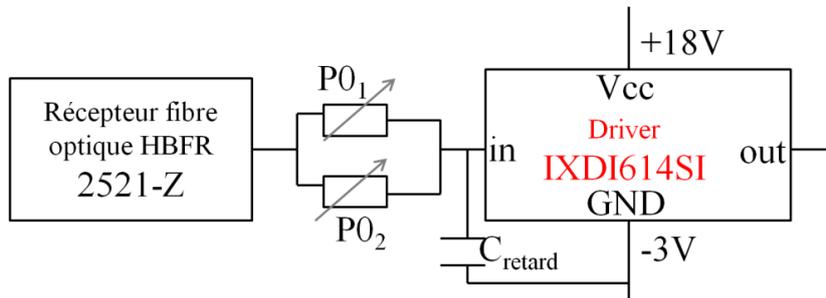


Figure 3-9 : Schéma du circuit RC retardant le signal V_{GS}

Le signal sortant du récepteur fibre optique est donc retardé comme le montre la Figure 3-10. Sur cette figure, R_1 est la résistance choisie en agissant sur le potentiomètre PO_1 et R_2 la valeur choisie via PO_2 . Le driver est déclenché lorsque la tension aux bornes du condensateur atteint la tension de déclenchement du driver SH . Le signal à l'état haut est retardé de R_2C_{retard}

Sur le front descendant lorsque la valeur de la tension du condensateur atteint SL le driver passe à l'état bas. R_1C_{retard} est le temps de retard du signal à l'état bas.

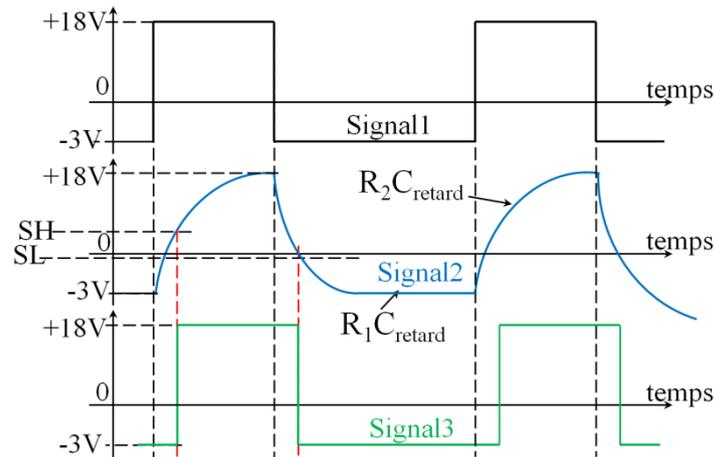


Figure 3-10 : Retardement du signal V_{GS}

Comme nous le voyons sur la Figure 3-10, le signal3, qui, est le signal à la sortie du driver, est décalé par rapport au signal1, signal à la sortie de l'émetteur fibre optique, via le signal2 (tension aux bornes du condensateur). Le potentiomètre $P0_1$ permet de retarder le passage à l'état haut et la valeur du potentiomètre $P0_2$ retarde le passage à l'état bas. Nous avons choisi d'obtenir un temps de retard maximum de $66ns$; pour une valeur de capacité de $33pF$ nous obtenons:

$$P0_1=2k\Omega \quad P0_2=2k\Omega$$

D'autre part, étant donnée la valeur de $P0_1$ et $P0_2$, ce circuit ne consomme pratiquement pas de puissance.

3.2.3.4 Driver

Le driver est un élément clé de notre dispositif. Nous avons choisi un driver IXDI614 pouvant fournir une tension jusqu'à $35V$ et un courant jusqu'à $14A$. Ce driver a un temps de propagation assez faible ($30ns$), les temps de montée et de descente sont respectivement de $25ns$ et $18ns$. Ce driver est très intéressant pour des applications hautes fréquences et fortes puissances.

La Figure 3-11 est une présentation d'une carte de notre convertisseur. Au final nous avons fait fonctionner la carte jusqu'à une fréquence de $100kHz$. Au vu des caractéristiques, il est fort probable qu'elle puisse fonctionner à plus haute fréquence. Elle consomme une puissance de $4W$. La majeure partie de la puissance est consommée par les régulateurs.

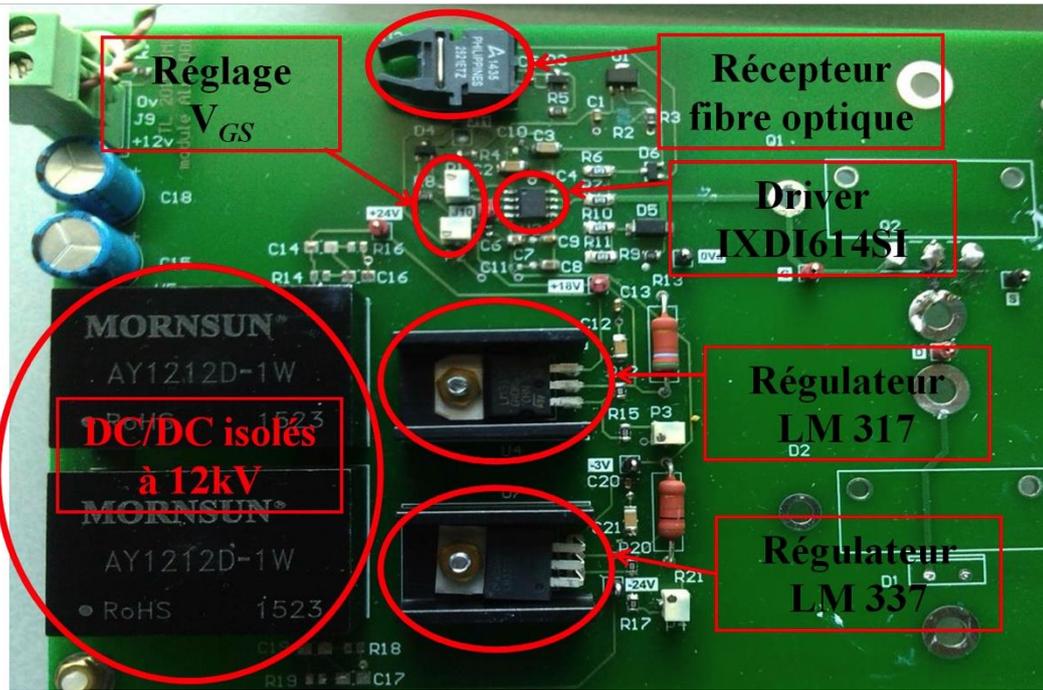


Figure 3-11 : Carte d'une branche du convertisseur pour les SiCs 10kV

3.2.4 Choix de l'inductance

L'inductance du dispositif, et les capacités de la DBD forment le circuit résonant du convertisseur. Nous avons vu sur les études théoriques que l'inductance joue un rôle important sur la durée des impulsions du courant DBD, mais aussi sur la valeur maximale du courant. Pour dimensionner cette inductance, il faut s'assurer, d'une part, que le courant DBD maximal ne dépasse pas le calibre en courant des semi-conducteurs, au risque de les détruire. D'autre part, il faut s'assurer que la durée des impulsions de courant soit toujours strictement inférieure à la demi-période de fonctionnement des interrupteurs. Les contraintes sur l'inductance L sont donc les suivantes alors:

$$\frac{C_{eq}}{2 \cdot I_{inter}} \left(\frac{4V_{th}^2(1+r) - E^2}{4V_{th} - 2E} \right)^2 < L < \frac{1}{4f^2 (A\sqrt{C_{eq}} + B\sqrt{C_{diel}})^2} \quad (3-4)$$

Par exemple, pour la lampe DBD remplie de Xénon Chlore, nous rappelons que la tension de claquage est de 1310V, C_{eq} de 28pF. Nous fixons les paramètres de l'alimentation de 2500V et $f=30kHz$. Nous utiliserons les MOSFETs SiCs 10kV, leur calibre en courant est de 10A.

La valeur minimale de l'inductance est $L_{min}=126,18\mu H$ et la valeur maximale est $L_{max}=246,6mH$.

Plus la valeur de la fréquence augmente et plus la valeur maximale diminue, pour une fréquence de 70kHz par exemple nous aurons $L_{max}=63mH$.

3.2.4.1 Calcul théorique

La valeur de l'inductance est réglée par le choix du nombre de spires, pour un noyau donné (inductance spécifique A_L) selon la formule :

$$L = N^2 \cdot A_L \quad (3-5)$$

Dans notre convertisseur, l'inductance est placée en série avec la DBD. Il faut donc porter une attention particulière à la disposition des spires et à leur isolation. Un fil permet de supporter une tension de 600V environ. Pour éviter le claquage entre spires, lorsqu'on utilise l'équation (1-5) et qu'on trouve un nombre assez faible pour N , il est préférable de choisir un noyau ayant un coefficient A_L plus faible.

Si l'on veut réduire la capacité parasite de l'inductance, il faut laisser un espacement entre les spires.

3.2.4.2 Choix des matériaux et choix technologique

La fréquence de travail de notre convertisseur nous donne une première idée sur les matériaux magnétiques utilisables pour la réalisation de l'inductance. Dans la gamme de fréquence visée (plusieurs 10kHz), le noyau de type 3F3 proposé par Ferroxcube convient parfaitement. Les noyaux de type 3F3, peuvent être utilisés jusqu'à une fréquence de 700kHz. Si on voulait travailler à des fréquences de l'ordre du MHz, des noyaux toroïdaux à entrefer repartit seraient alors les plus adéquats.

Notre convertisseur fonctionne avec un courant efficace maximal dans la DBD de 200mA. La densité de courant maximale pour un fil de cuivre est de 5A par mm² si l'on veut éviter l'échauffement. La formule permettant de déterminer la section nécessaire, S en mm², est :

$$S = \frac{I_{DBDeff}}{5} \quad (3-6)$$

D'après la formule (3-6), la section du fil de cuivre est de 18μm².

Et en appliquant la formule présentée à l'équation (3-5), nous avons déduit qu'il nous faut réaliser 76 spires pour réaliser une inductance de 17mH

Pour réaliser l'inductance un noyau de type 3F3 de référence ETD 49/25/16 (Ferroxcube) permet de réaliser une inductance de 17mH en ne faisant qu'une seule couche de bobinage d'après la formule (3-5).

3.2.4.3 Mesure et caractérisation

L'objectif dans cette partie est d'identifier les paramètres R , L , C de l'inductance. La caractérisation de l'inductance a été faite sur un analyseur d'impédance 4294 A (Agilent). Ce dernier peut balayer des fréquences comprises entre 40Hz et 110 MHz.

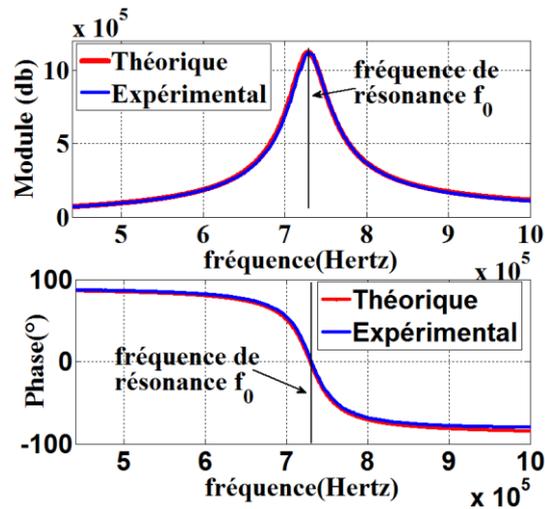


Figure 3-12 : Diagramme de Bode de l'inductance

La Figure 3-12 présente le relevé d'impédance (module et phase) obtenu. Notre inductance se comporte en réalité comme un circuit RLC parallèle à cause de la capacité parasite entre spires et de la résistance R modélisant les pertes globalisées (circuit magnétique et pertes joules).

On obtient à partir de ce relevé :

- Inductance (BF) : $17mH$
- Fréquence de résonance : $730kHz$
- Capacité parasite : $4pF$
- $R = 4\Omega$

3.3 Outils expérimentaux et de simulation

3.3.1 Outils expérimentaux

La Figure 3-13 présente un schéma du dispositif expérimental, avec la disposition des appareils de mesure.

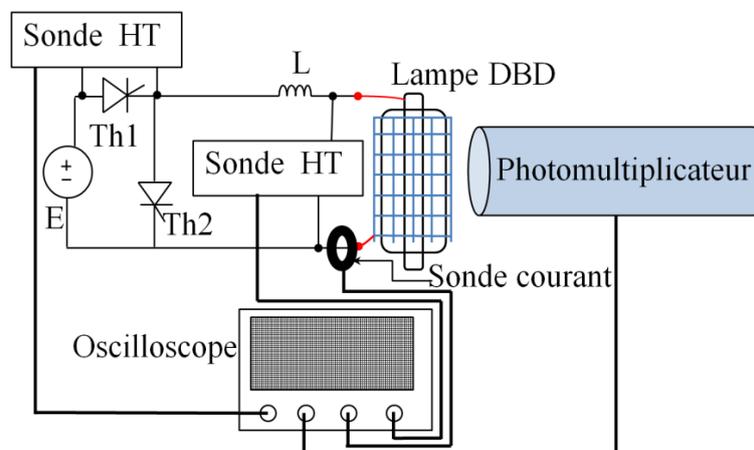


Figure 3-13 : Schéma du dispositif DBD avec les sondes de mesures

Les tensions sont mesurées par des sondes différentielles haute tension TESTEC TT-SI 9010 A présentant une bande passante de 70MHz et un rapport de transformation $1/1000$. Ces sondes peuvent mesurer des tensions maximales de 7000V . Avec ces sondes nous pouvons mesurer la tension aux bornes de la DBD ou la tension aux bornes des interrupteurs $Th1$ ou $Th2$.

Le courant de décharge est mesuré par une sonde Pearson 4100 ayant une bande passante de 20MHz et de rapport de sonde égal à l'unité. Il est important de noter que ce type de sonde ne laisse pas passer la composante continue des courants. Cela ne pose pas de problème pour la mesure du courant de la DBD qui, de par sa nature capacitive, présente une valeur moyenne nulle. Si l'on veut mesurer les courants dans les interrupteurs, ces sondes sont utilisables, mais il faut décaler le courant de la valeur moyenne. Cette opération peut se faire en "post-traitement".

Nous avons utilisé aussi une sonde LECROY AP015, afin de mesurer le courant dans un interrupteur. Cette sonde permet de mesurer un courant continu et a une bande passante de 200MHz .

Entre la sonde de courant et la sonde de tension, nous avons vérifié sur une résistance qu'il n'y avait pas de déphasage des deux signaux aux fréquences de fonctionnement du convertisseur. Le calcul du produit courant tension permet donc d'obtenir la puissance instantanée, pour ensuite déduire la puissance moyenne, l'énergie sur telle ou telle phase.

Les signaux électriques sont ensuite observés sur un oscilloscope LECROY Wavesurfer 24XS. Cet oscilloscope a une bande passante de 200MHz . Les signaux sont normalement numérisés sur 12 bits, et l'échelle verticale s'étend sur 4096 valeurs. Il est toutefois possible d'augmenter cette résolution verticale en diminuant la bande passante de l'oscilloscope. Les signaux sont enregistrés à partir de l'oscilloscope pour être ensuite traités numériquement et obtenir toutes sortes d'information: puissance, fréquence locale, tension maximale...

Dans certaines expériences nous avons voulu savoir à partir de quel moment la décharge était allumée. Pour cela, nous avons utilisé un photomultiplicateur Hamamatsu H10720. Ce dernier recueille la lumière sur une bande spectrale allant de 230 à 700nm . Cependant, afin de recueillir toute la lumière émise par la DBD nous utilisons une lentille (ou plus exactement un collimateur) qui coupe les longueurs d'onde inférieures à 350nm . Le photomultiplicateur est alimenté par une source dédiée (Hamamatsu C7169). Le photomultiplicateur transforme le signal lumineux en signal électrique observable à l'oscilloscope.

La source de puissance du convertisseur est une alimentation haute tension continue 10kV : SFRDO-F-2000 de marque Technix. Elle peut délivrer une puissance maximale de 10kW , elle est donc largement suffisante pour nos expériences.

3.3.2 Identification des paramètres de la DBD et calcul des puissances

Concernant la puissance fournie par la source de tension continue P_{PS} , cette dernière indique la tension et le courant moyen respectivement noté V_{PS} et I_{PS} . Il est donc simple de calculer la puissance par:

$$P_{PS} = V_{PS} \cdot I_{PS} \quad (3-7)$$

Les mesures présentées plus haut nous permettent de déduire diverses informations concernant la DBD ou d'autres composants du système.

En premier lieu il est possible de mesurer la puissance P_{moy} , que ce soit au niveau des interrupteurs ou de la DBD, en mesurant une tension V et le courant I aux bornes d'un composant:

$$P_{MOY} = \frac{1}{T} \int_0^T V(t) \cdot I(t) dt \quad (3-8)$$

La tension et le courant étant numérisés, le calcul de l'intégrale se fera en utilisant un algorithme basé sur la méthode des trapèzes. Comme précisé auparavant, lorsque le courant est mesuré avec une sonde de courant supprimant sa valeur continue, il est nécessaire de la rajouter manuellement.

Si l'on s'intéresse au paramètre de la DBD, dipôle globalement capacitif, le diagramme de Lissajous proposé par T. C. Manley apparaît comme un outil particulièrement adapté.

Le tracé du diagramme de Manley représente la tension de la DBD V_{dbd} en fonction de la quantité charges passant dans la DBD Q_{dbd} . Cette dernière est calculée à partir de la mesure du courant de la DBD soit:

$$Q_{dbd} = \int I_{dbd} \cdot dt \quad (3-9)$$

Cette intégrale est aussi calculée en utilisant une méthode des trapèzes.

On peut donc tracer le diagramme Q_{dbd}, V_{dbd} comme présenté sur la figure suivante:

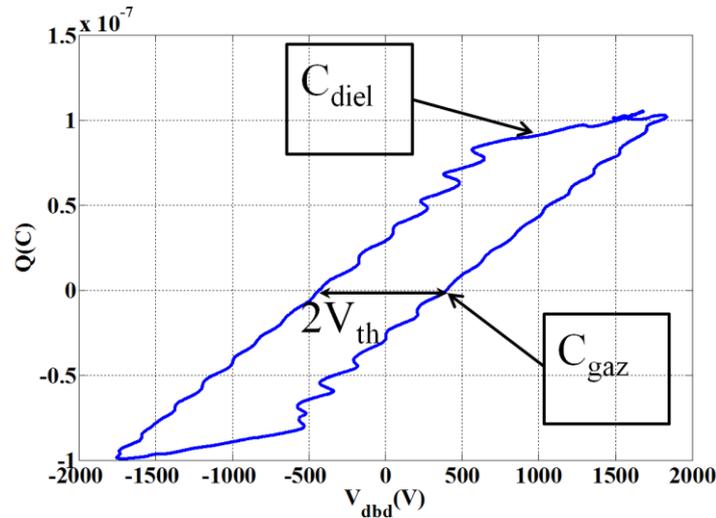


Figure 3-14 : Diagramme Q_{dbd} - V_{dbd} avec le dispositif DBD plan-plan

Ce diagramme permet d'identifier les paramètres de la décharge et du dispositif DBD conformément à ce qui a été annoncé dans le chapitre 1[3.11], [3.12].

La relation entre I_{dbd} , V_{dbd} et la quantité de charge dans la DBD (Q_{dbd}) et la capacité de la DBD est :

$$I_{dbd} = \frac{dQ_{dbd}}{dt} = C_{dbd} \frac{dV_{dbd}}{dt} \quad (3-10)$$

Lorsque la décharge est allumée, la tension gaz est constante et égale à V_{th} , les variations de charges et de tensions n'ont donc lieu que sur le diélectrique soit :

$$dQ_{dbd} = C_{diel} \cdot dV_{dbd} \quad (3-11)$$

Nous pouvons à partir de l'équation **Erreur ! Source du renvoi introuvable.** déduire par la mesure de la pente lorsque la décharge est allumée, la capacité C_{diel} du tracé Q_{dbd} - V_{dbd} Figure 3-14.

Lorsque la décharge est éteinte la DBD est équivalente à la capacité C_{diel} en série à la capacité C_{gaz} . Nous appelons cette capacité équivalente C_{eq} . Les variations de charges et de tensions sont donc appliquées à C_{eq} , soit:

$$dQ_{dbd} = C_{eq} \cdot dV_{dbd} \quad (3-12)$$

Sur le tracé Q_{dbd} - V_{dbd} , de la mesure de la pente lorsque la décharge est éteinte, on peut déduire C_{eq} .

Pour n'importe quel dipôle caractérisé par une tension $u(t)$ et un courant $I(t)$, on peut écrire l'énergie dissipée sur une période de fonctionnement :

$$E = \int_0^T U(t).I(t).dt = \int_0^T U(t). \frac{dQ(t)}{dt}.dt \quad (3-13)$$

Comme l'évolution de la charge ne dépend que du temps

$$E = \int_{Q_0}^{Q_T} U(Q).dQ \quad (3-14)$$

Avec Q_0 la charge à l'instant initial et Q_T la charge de la DBD après une période de fonctionnement. La surface du diagramme $Q_{dbd}-V_{dbd}$ représente donc l'énergie dissipée dans la décharge sur une période de fonctionnement. Nous mesurons la surface du diagramme à partir de la méthode des trapèzes interne à Matlab (fonction trapz).

Cette approche est fiable et est souvent utilisée pour calculer la puissance dans une DBD [3.12].

3.3.3 Mesure thermique de la puissance dissipée dans les interrupteurs

Comme nous l'avons précisé plus haut, la puissance dissipée dans les interrupteurs peut être obtenue par une mesure de tension et de courant. Dans notre cas, cette mesure ne peut s'effectuer qu'en "post-traitement" car nous devons rajouter la composante continue sur nos mesures de courant. Nous avons donc cherché à mesurer la puissance avec une méthode plus directe. Une méthode couramment utilisée [3.13] consiste à mesurer la température sur le MOSFET pour ensuite remonter à la puissance thermique. En effet la puissance dissipée par le MOSFET est transformée en chaleur.

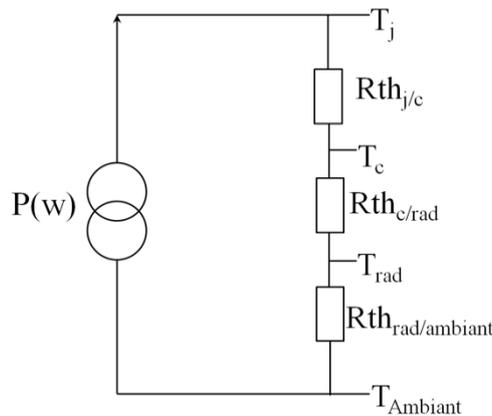


Figure 3-15 : Schéma thermique équivalent

Pour ne pas dépasser la température de jonction préconisée par le constructeur, les MOSFETs sont placés sur un radiateur permettant d'évacuer rapidement la chaleur. Nous pouvons voir dans la littérature [3.13] des modèles thermiques équivalents mettant en relation la température et la puissance dissipée par le MOSFET. Certains de ces modèles sont basés sur une analogie thermique/électrique et permettent une représentation électrique d'un modèle

thermique. Dans cette approche, les températures sont équivalentes à des tensions et les pertes à des courants. D'après la loi de Fourier, pour représenter la conduction, la résistance thermique est équivalente à une résistance électrique. Pour représenter la convection, une résistance prend en compte le coefficient de convection. Il est important de noter que ce type d'approche ne peut pas modéliser les transferts de chaleurs par rayonnement.

Nous proposons le modèle présenté à la Figure 3-15. Sur le schéma Figure 3-15, $R_{th_{j/c}}$ représente la résistance thermique entre la jonction dans le MOSFET et son boîtier ; cette valeur est donnée par les constructeurs. $R_{th_{c/rad}}$ est la résistance thermique entre le boîtier et le radiateur, et $R_{th_{rad/ambient}}$ est la résistance thermique entre le radiateur et l'ambient ; cette dernière représente la convection thermique. P est ici la puissance dissipée dans le MOSFET. Dans ce modèle nous considérons que la totalité de la chaleur du MOSFET transite à travers le dissipateur.

Pour relier la température mesurée sur le radiateur à la puissance dissipée, nous devons au préalable connaître toutes les résistances thermiques.

$$Pertes = \frac{T_j - T_{ambient}}{\sum R_{th}} \quad (3-15)$$

Il nous faut donc mesurer les deux résistances inconnues, $R_{th_{c/rad}}$ et $R_{th_{rad/ambient}}$ à partir de mesures de T_c , T_{rad} et $T_{ambient}$ (Figure 3-15). Les MOSFETs SiCs 10kV ont été caractérisés, thermiquement, avec leur radiateur. Le dispositif de caractérisation est présenté Figure 3-16.

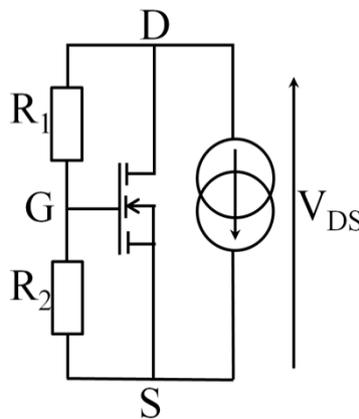


Figure 3-16 : Dispositif de caractérisation des pertes

Le MOSFET est placé sur son radiateur [3.14] avec un ventilateur et on le fait fonctionner en mode ballast. Une source de courant continue est placée en parallèle du drain et de la source du MOSFET. Une partie de la tension V_{DS} est appliquée sur V_{GS} afin d'avoir un MOSFET fermé en permanence. Nous faisons varier la source de courant continu pour modifier la puissance injectée dans le MOSFET. Pour chaque tension V_{DS} , la température au niveau de la jonction radiateur MOSFET et la température sur le radiateur sont relevées. Toutes ces

mesures sont bien entendu effectuées lorsque le régime permanent en température est atteint. La puissance injectée est mesurée comme suit :

$$P = V_{DS} \cdot I_{DS} \quad (3-16)$$

Connaissant la température ambiante, les températures de jonction du MOSFET, et la puissance injectée P nous pouvons donc caractériser les différentes résistances comme suit :

$$RTh_{rad/ambient} = \frac{T_{rad} - T_{ambient}}{P} \quad (3-17)$$

Et

$$RTh_{c/rad} = \frac{T_c - T_{rad}}{P} \quad (3-18)$$

Les courbes des Figure 3-17 et Figure 3-18 montrent l'évolution des températures mesurées et des résistances thermiques en fonction de la puissance. Nous ne notons pas d'évolution significative des résistances thermiques avec la puissance, ce qui semble logique. Nous calculons donc les résistances thermiques moyennes qui nous serviront par la suite;

$$Rth_{rad/ambient} = 0,5^\circ C/W$$

$$Rth_{c/rad} = 0,1^\circ C/W$$

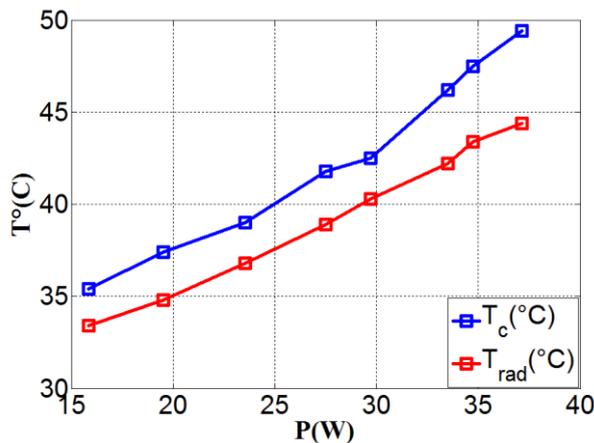


Figure 3-17 : Evolution des températures

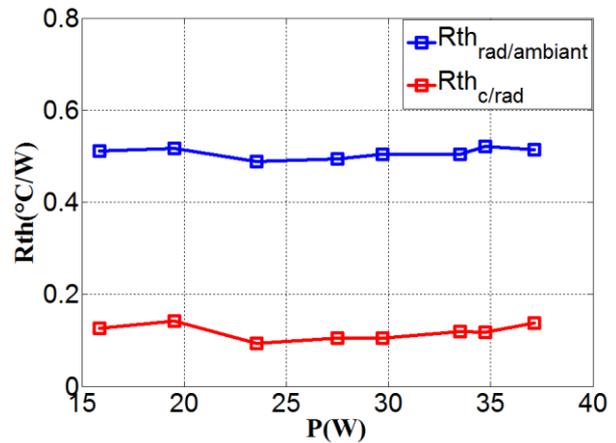


Figure 3-18 : Evolution des résistances thermiques

Il suffit maintenant d'appliquer la formule présentée (3-15) pour avoir les pertes.

Nous pouvons voir sur la Figure 3-19 la photo d'un MOSFET SiC 10kV avec son radiateur.



Figure 3-19 : MOSFET SiC 10kV avec son radiateur et son ventilateur

En ce qui concerne les MOSFETs SiCs $1,7kV$ utilisés avec la DBD plan-plan, il n'y a dans ce cas peu de pertes dans les interrupteurs. Nous ne plaçons donc pas de radiateur. D'après le datasheet, la température de jonction maximale admissible est de $150^{\circ}C$ et la résistance thermique jonction ambiant est de $40^{\circ}C/W$ (résistance lorsqu'il n'y a pas de radiateur placé sur le MOSFET).

Nous évaluerons les pertes à partir de l'équation suivante:

$$P = \frac{T_{jonction} - T_{ambiant}}{R_{th}} \quad (3-19)$$

Il est à noter que d'après les données du constructeur, avec une température ambiante de $25^{\circ}C$ le MOSFET dissiperait au maximum $3,1Watts$.

3.3.4 Outils de simulation

Pour analyser nos résultats expérimentaux, nous ferons largement usage d'outils de simulation de schémas électriques, principalement avec le logiciel PLECS.

Le modèle de chaque élément dépendra principalement du degré de finesse retenu. Par exemple, en ce qui concerne le modèle de l'inductance L , caractérisée avec un pont d'impédance, nous pouvons utiliser le modèle RLC équivalent si l'on veut prendre en compte les pertes induites et d'éventuelles oscillations, ou simplement l'inductance L si l'on veut un modèle comportemental de l'alimentation. Il en est de même pour tous les autres éléments du système et notamment les sondes de tension.

En ce qui concerne les sondes de tensions, elles ont été modélisées en utilisant deux sondes de courant: une placée en amont (i_{sc1}) et une placée en aval (i_{sc2}) de la sonde de tension. La différence entre les deux courants est le courant dérivé par la sonde de tension (Figure 3-20). Connaissant la tension sonde, on peut calculer une capacité parasite des sondes de tension. Nous avons mesuré le courant dérivé par la sonde lorsque celui-ci alimente la lampe DBD.

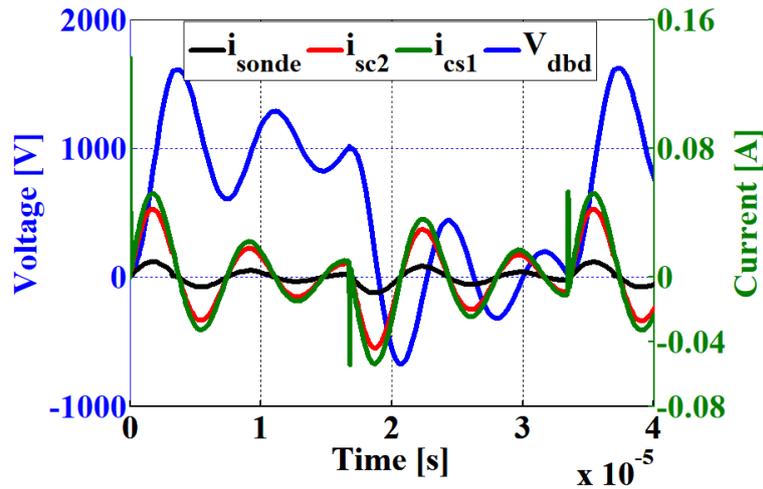


Figure 3-20 : Courant dérivé par la sonde de tension

Comme on peut le voir sur la Figure 3-20, le courant dérivé dans la sonde est loin d'être négligeable lorsque l'on alimente une DBD. En effet, sa capacité parasite est de 15pF , c'est-à-dire de l'ordre de grandeur des capacités de la DBD. Cette capacité devra donc être prise en compte si l'on veut être réaliste quant à la comparaison de nos expériences avec un modèle.

On peut, si l'on veut être complet, prendre en compte d'autres éléments parasites que nous avons appelés R_{para} et C_{para} , la résistance et capacité parasite entre la connexion de la haute tension et le dispositif DBD par rapport à la masse. Ceux-ci ne peuvent pas être calculés préalablement puisqu'ils sont dépendants de la longueur et de la disposition des fils. Lorsque nous en aurons besoin, ces éléments seront déterminés expérimentalement lorsque la décharge est éteinte.

En dehors des éléments parasites, il est indispensable de disposer d'un modèle fin des semi-conducteurs.

Modèle du MOSFET

PLECS propose des modèles de MOSFET simplifiés que nous avons utilisés. Cependant, ces modèles ne sont pas assez complets, et ne sont pas suffisamment adaptés à la modélisation des commutations. Nous avons donc utilisé un modèle classiquement utilisé en électronique [3.15] et présenté en Figure 3-21. Nous considérerons que le courant drain-source du MOSFET est proportionnel à la tension grille-source soit : $I_{drain-source} = g \cdot (V_{GS} - V_{GSTH})$. g est l'amplification du MOSFET.

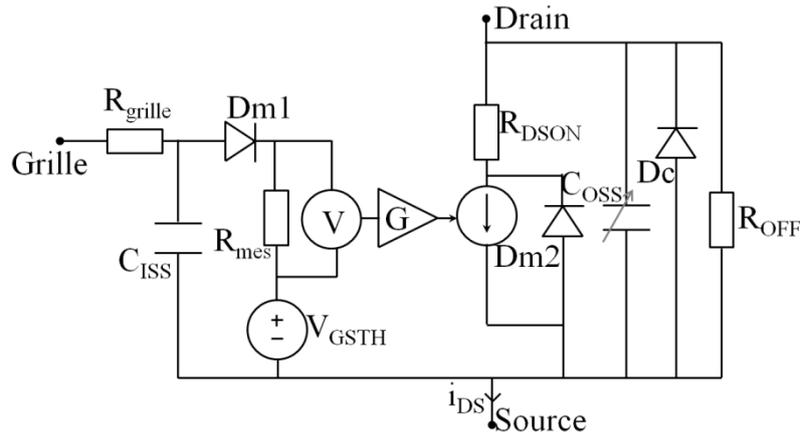


Figure 3-21 : Modèle électrique du MOSFET

Ce modèle est composé d'une source de courant contrôlée par la différence de tension V_{GS} et la tension V_{GSTH} . Lorsque le courant i_{DS} est inférieur au courant de cette source, le courant en excès passe dans la diode de roue libre D_{m2} . Lorsque la tension grille-source est supérieure à une tension seuil V_{GSTH} , le courant entre drain et source s'établit. La résistance à l'état passant R_{DSON} est placée en série de la source de courant ; elle représente les pertes liées à la conduction. La résistance R_{OFF} représente la résistance du MOSFET lorsqu'il est bloqué. La diode de corps du MOSFET est aussi placée en anti parallèle ; elle est considérée comme idéale car les datasheets ne fournissent pas d'informations la concernant. Nous prenons aussi en compte les capacités parasites du MOSFET C_{ISS} et C_{OSS} dépendent de la tension drain-source comme présenté en Figure 3-22. Les valeurs de ces capacités sont prises sur les datasheets et ensuite implémentées dans un tableau indexé sur les valeurs de V_{DS} . A chaque pas de calcul, le logiciel PLECS utilise la tension V_{DS} du pas de calcul précédent pour modifier les valeurs de ces capacités. Ainsi nous reproduisons la variation de C_{ISS} , C_{OSS} en fonction de V_{DS} .

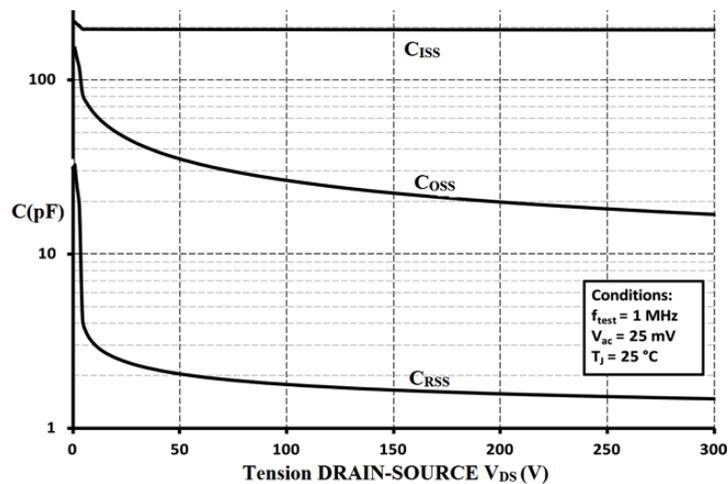


Figure 3-22 : Courbe d'évolution des capacités du MOSFET C2M1000170D

Modèle de la diode

Nous utilisons un modèle de diode parfait fourni par le logiciel PLECS [3.1]. A ce dernier nous pouvons rajouter une capacité variable. Les valeurs de la capacité sont prises sur les datasheets de la diode choisie (Figure 3-23). Comme pour le MOSFET, les valeurs sont placées dans un tableau indexé par la tension V_R . La diode choisie n'ayant pas de recouvrement, ce phénomène n'est pas modélisé.

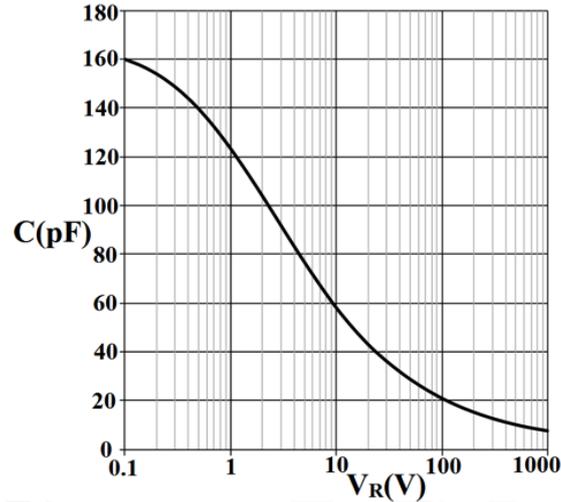


Figure 3-23 : Courbe d'évolution des capacités de la diode C4D02120A

3.4 Fonctionnement du convertisseur

Nous présentons ici le fonctionnement du convertisseur sur les différentes DBD présentées plus haut. Le but de cette partie est principalement d'observer et d'expliquer les phénomènes mis en jeu. Une analyse du rendement énergétique de notre convertisseur est proposée à la fin de cette partie.

3.4.1 Cas particulier des faibles puissances

Cas de la lampe avec le mélange Xénon-Chlore :

La courbe de la Figure 3-24 montre l'évolution de l'énergie dans la lampe DBD, avec les MOSFET SiCs 10kV, sous différentes tensions d'alimentation E . Ces cas correspondent à des faibles puissances dissipées dans la lampe. Nous voyons clairement que la surface et donc l'énergie dissipée dans la décharge évoluent avec la tension d'alimentation E . La pente représentant la capacité équivalente lorsque la décharge est éteinte, C_{eq} , est par contre toujours la même. De plus, plus l'énergie dans la décharge est grande et plus la forme du parallélogramme est nette. La capacité C_{diel} est déterminée de façon plus fiable lorsque l'énergie dissipée dans la décharge est importante. A basse puissance, la décharge ne recouvrant pas toute la surface de la lampe, la capacité globale C_{eq} n'est pas la même que lorsque la décharge est entièrement allumée. Ainsi lorsque nous prenons les pentes quand la

DBD est allumée à $4kV$ (courbe bleue Figure 3-24), nous mesurons une capacité équivalente C_{eq} de $21,5pF$ alors qu'à $3kV$ nous mesurons une capacité de $17,8pF$ (courbe rouge Figure 3-24).

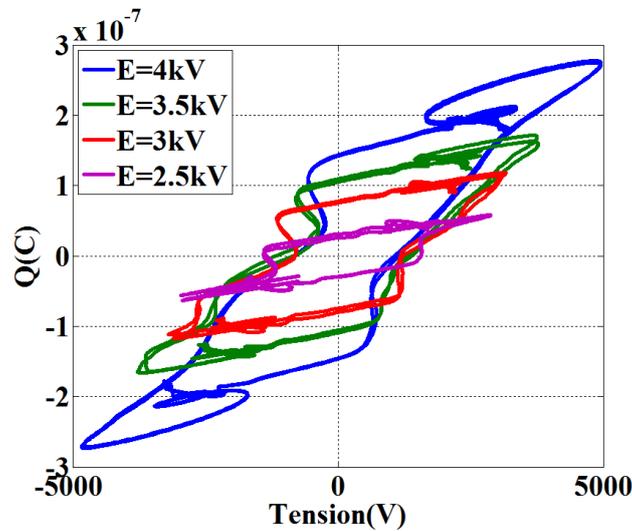


Figure 3-24 : Diagramme Q - V de la lampe DBD sous différentes tensions d'alimentation à $f=30kHz$

Cas de la lampe sous hélium :

Nous avons tracé le diagramme Q_{dbd} - V_{dbd} pour la lampe DBD dans l'hélium (dispositif présenté Figure 3-4). Cependant il n'a pas été possible de déterminer la capacité lorsque la décharge est allumée : on se retrouve même avec une pente négative. Ceci est dû, comme nous l'avons dit précédemment, au fait que l'on injecte trop peu de puissance dans la lampe. En effet, nous avons une lampe de calibre $100W$ et nous n'y injectons même pas le cinquième de cette valeur. Dans [3.16], l'auteur propose une façon de déterminer C_{diel} , pour une DBD excitée par une source pulsée et dissipant aussi peu de puissance. Cette méthode consiste à alimenter la décharge à plusieurs tensions et de prendre la droite passant aux maximales des Q_{DBD} - V_{DBD} ; nous avons utilisé cette méthode et obtenu la valeur de $C_{diel} = 51pF$. Cette valeur est loin de celle calculée théoriquement, probablement car la décharge s'allume sur un temps très court et pas simultanément sur la totalité de la surface de la lampe. Comme nous l'avons vu sur ces deux systèmes, les capacités équivalentes mesurées en pratique sont différentes de celles calculées théoriquement. Les expressions théoriques trouvées au chapitre deux peuvent être affectées par cette "modification" de capacité équivalente.

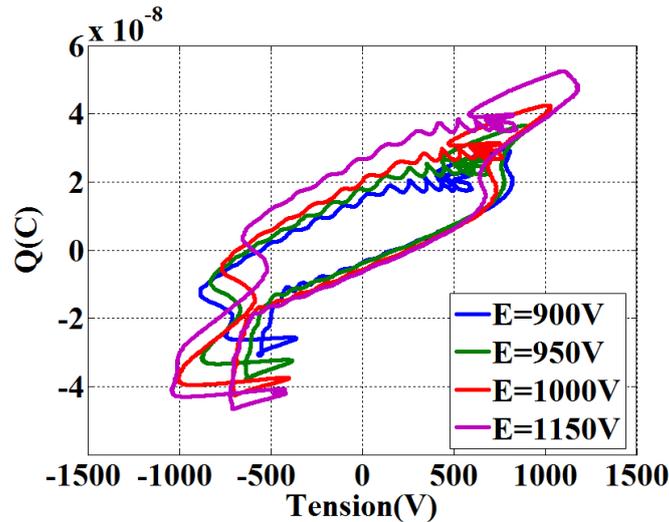


Figure 3-25 : Diagramme Q - V de la lampe DBD sous l'hélium, sous différentes tensions d'alimentation à $f=50\text{kHz}$

3.4.2 Courbes temporelles

Nous avons validé le principe de fonctionnement de notre convertisseur sur la lampe "ouverte" remplie d'hélium afin d'avoir des tensions de claquage relativement faibles. Les formes d'ondes expérimentales sont présentées sur la Figure 3-26 : le convertisseur permet l'allumage de la décharge comme nous le voyons Figure 3-27. La décharge est bien allumée mais est très peu lumineuse puisque l'on injecte très peu de puissance. Le courant (en vert) est relativement "bruité" ; de plus il est de très faible amplitude. Pour observer la présence de décharges, nous utilisons un photomultiplicateur. Comme on peut le voir il y a deux "paquets" de décharge par demi période : un principal et un secondaire, tous les deux composés de plusieurs pics de courant. Ces pics sont en fait des micro-décharges [3.11], des filaments très localisés ce qui n'est pas étonnant avec ce type dispositif. La tension de la DBD continuant à croître après le premier paquet, il n'est pas étonnant de voir un deuxième claquage se produire.

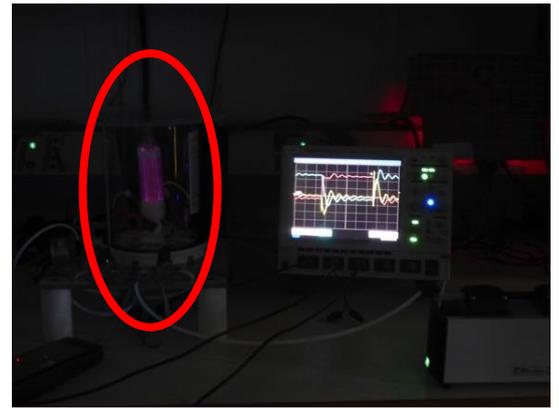
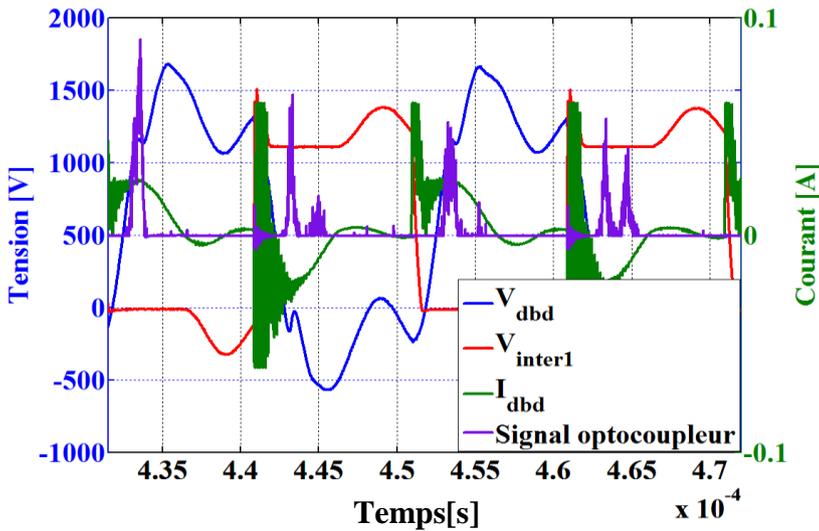


Figure 3-26 : Formes d'ondes expérimentales dans l'hélium à $f=50\text{kHz}$ et $E=1100\text{V}$

Figure 3-27 : Photo de la décharge allumée dans l'hélium avec les SiCs 1.7kV

La Figure 3-28 montre les formes d'ondes expérimentales obtenues avec la lampe remplie de Xénon-Chlore : la décharge est bien allumée comme montrée à la Figure 3-29. Notre convertisseur fonctionne aussi pour des tensions plus élevées. Dans ce cas, le pic de courant est bien plus élevé. Le bruit provenant des commutations semble donc relativement plus faible. Dans les deux cas, nous observons une légère rupture de la pente de la tension DBD lors du claquage du gaz : ceci correspond au changement de la valeur de capacité de la DBD lors de son allumage mais aussi à une variation brutale de la charge sur les diélectriques qui servent à allumer la décharge.

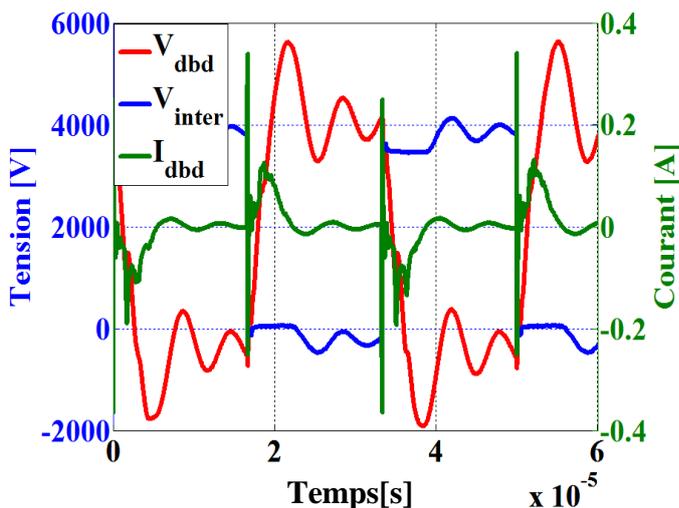


Figure 3-28 : Formes d'ondes expérimentales dans le Xénon-Chlore à $f=30\text{kHz}$ et $E=3500\text{V}$

Figure 3-29 : Photo de la décharge allumée dans le Xénon-Chlore avec les SiCs 10kV

Nous rappelons que l'extinction de la décharge résulte du passage à zéro du courant DBD, induisant un blocage spontané de la diode et menant donc à l'ouverture des interrupteurs. La

Figure 3-30 montre bien que la diode se bloque après le passage à zéro du courant et la caractéristique courant tension de la diode est montrée Figure 3-31. Les appareils de mesures et fils de connexions présentent des éléments parasites qui perturbent la mesure. Comme on peut le voir, ces perturbations apparaissent lors des fronts raides et donc sur les commutations. On voit donc en Figure 3-31 des courants négatifs et des tensions positives correspondant à ces perturbations. Cette figure ne représente pas le fonctionnement d'une diode mais de la diode et des éléments parasites proches.

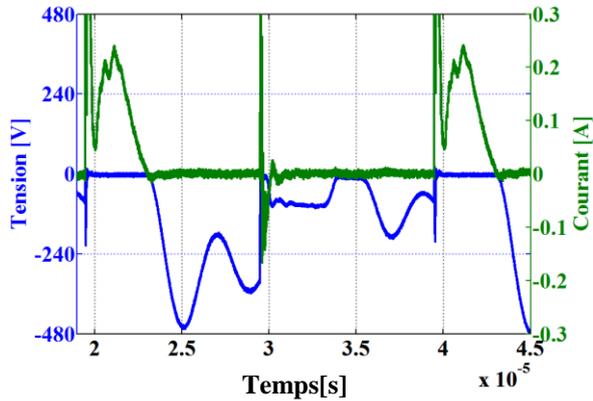


Figure 3-30 : Formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de la diode D_1

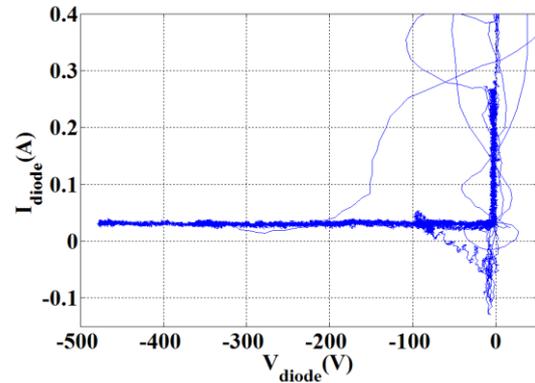


Figure 3-31 : Caractéristique I/V de la diode D_1

Comme nous pouvons l'observer sur les Figure 3-28 et Figure 3-30, des oscillations apparaissent lorsque la décharge s'éteint et que les interrupteurs sont ouverts. Ces oscillations sont présentes sur le courant, la tension DBD mais aussi la tension des interrupteurs. La tension DBD n'est pas constante comme nous l'avions prévu au chapitre 2, car un transfert de charge s'opère entre la DBD et les capacités intrinsèques des interrupteurs. Lorsque qu'une diode se bloque et que le MOSFET associé est ouvert, les capacités parasites des semi-conducteurs n'ont plus de tension imposée à leurs bornes; elles affectent donc le fonctionnement de l'alimentation. Les séquences de fonctionnement du chapitre 2, étudiées sans la prise en compte des capacités parasites peuvent être reformulées comme suit.

Lorsque $Th1$ est fermé, ($Th2$ est bloqué), les capacités parasites de l'interrupteur $Th2$ c'est-à-dire C_{OSS2} et C_{D2} sont présentes dans le circuit comme le montrent les Figure 3-32 et Figure 3-33. Avant le claquage du gaz, la capacité équivalente de la DBD est $C_{\acute{e}q}$. $LC_{\acute{e}q}$ gouverne le circuit oscillant (Figure 3-32). Après claquage du gaz, la capacité de la DBD est C_{diel} : le circuit LC_{diel} gouverne le circuit oscillant (Figure 3-33). Sur ces deux séquences, la source de haute tension continue E impose sa tension aux bornes des capacités parasites des semi-conducteurs de $Th2$. Les capacités parasites du MOSFET2 et de la Diode $D2$ ne peuvent dériver le courant de décharge ou participer aux oscillations.

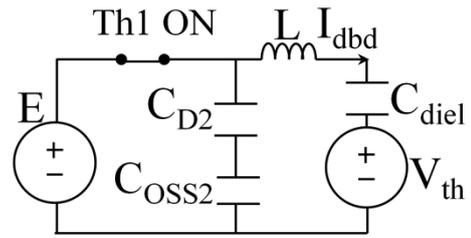
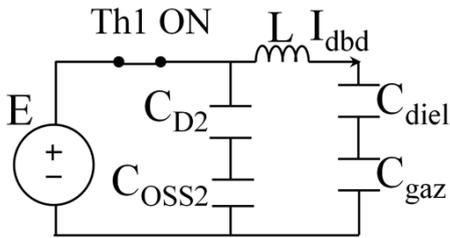


Figure 3-32 : Th1 ON ; Th2 OFF ; pas de claquage du gaz Figure 3-33 : Th1 ON ; Th2 OFF ; avec claquage du gaz

Lorsque le courant DBD s’annule, la décharge s’éteint et la diode $D1$ se bloque spontanément. Après un court instant (permettant de garantir une ouverture en ZCS), le $MOSFET1$ reçoit l’ordre de s’ouvrir. A partir de ce moment-là, les tensions aux bornes du $MOSFET2$ et de la diode $D2$ fluctuent. Tous les interrupteurs sont ouverts et nous avons un transfert de charge entre les capacités C_{D1} , C_{D2} , C_{oss1} , C_{oss2} , et $C_{ég}$ (Figure 3-34).

Donc comme nous pouvons le voir sur cette même figure, lorsque la source de haute tension continue n’impose pas de tension aux bornes des thyristors de synthèse, des oscillations apparaissent. Sur l’alternance négative, le raisonnement et le constat sont les mêmes.

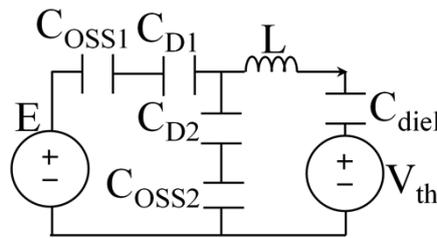


Figure 3-34 : Th1 OFF ; Th2 OFF

En plus de la capacité parasite des semi-conducteurs, il faut noter que la capacité parasite des sondes de tension influe aussi sur les formes d’ondes. La sonde permettant la mesure de la tension DBD est connectée en parallèle à la lampe. Il y a un diviseur de courant entre la capacité de la sonde et les capacités de la DBD. Cependant, quelle que soit la topologie du convertisseur, une partie du courant de décharge sera toujours déviée par les sondes de tension. La capacité parasite de l’inductance L (Figure 3-1) et une autre capacité parasite, due aux câblages, peuvent aussi contribuer aux oscillations. Cependant, comme nous le verrons, elles ne peuvent pas en être l’origine. C’est bien les capacités des semi-conducteurs qui, étant flottantes pendant le temps OFF, autorisent un transfert de charges entre elles et la DBD.

3.4.3 Mesure de la puissance

Les performances de notre convertisseur ont été mesurées sur le dispositif DBD lampe avec comme gaz un mélange de Xénon-Chlore. Nous pouvons voir sur la Figure 3-35 la puissance injectée dans la décharge en fonction de la tension d’entrée E , pour le dispositif avec les SiCs $10kV$. Pour ce dernier, la tension d’alimentation maximale d’alimentation E sera de $4kV$, afin de protéger les MOSFETs, qui doivent soutenir la tension DBD supérieure à la tension E . Jusqu’à une tension d’alimentation de $2kV$, il n’y a pas de puissance dissipée dans la décharge

car cette dernière n'est pas allumée ; cependant de la puissance est dissipée dans les interrupteurs. Il est frappant de voir que la majorité de la puissance fournie par l'alimentation est dissipée dans les interrupteurs. Lorsqu'on a une tension d'alimentation de $3kV$, la puissance dans la décharge est de $19Watts$, alors que les pertes sur un seul MOSFET sont de $45Watts$. Le rendement est donc de $16,6\%$. A ce point, il est difficilement envisageable d'utiliser ce convertisseur. Ce niveau de pertes est toutefois mesuré sur ces types de MOSFETs par H. Mirzaee dans [3.17].

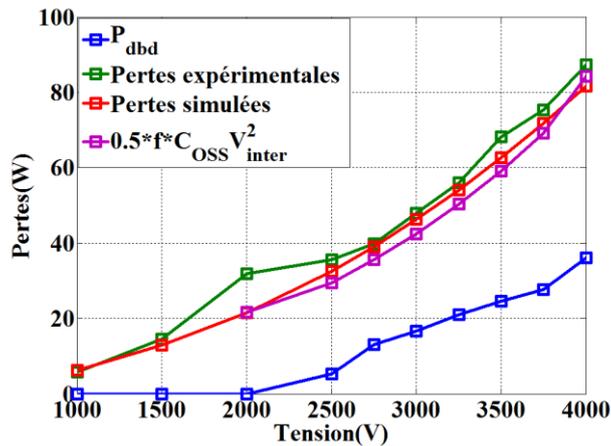


Figure 3-35 : Puissance dans la décharge et pertes dans un MOSFET en fonction de E pour $f=30kHz$

Les pertes par conduction sont négligeables, de même que les pertes dans l'inductance qui sont essentiellement constituées de pertes cuivres. Par exemple la résistance à l'état ON des SiCs $10kV$ est de $0,5m\Omega$, à $E=3kV$ et $f=30kHz$: en multipliant cette valeur de résistance par le courant élevé au carré, nous obtenons des pertes de l'ordre de $20mW$. De même, la résistance de l'inductance est de 4Ω et donc on peut estimer ses pertes à $40mW$.

Nous avons démontré théoriquement que la tension d'alimentation et la fréquence de commutation permettent d'agir sur la puissance injectée dans la décharge. Nous pouvons voir sur les Figure 3-36 et Figure 3-37 que les tendances sont correctes. Cependant elles ne sont pas du tout de l'ordre de grandeur de celles estimées précédemment.

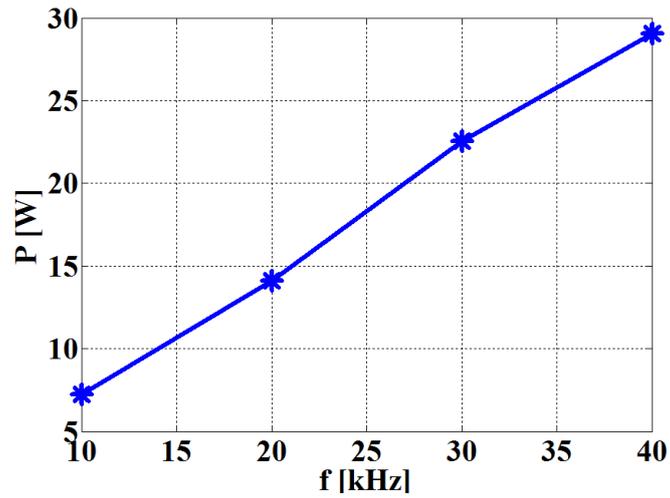


Figure 3-36 : Evolution de la puissance de la DBD lampe en fonction de la fréquence à $E=3,5kV$

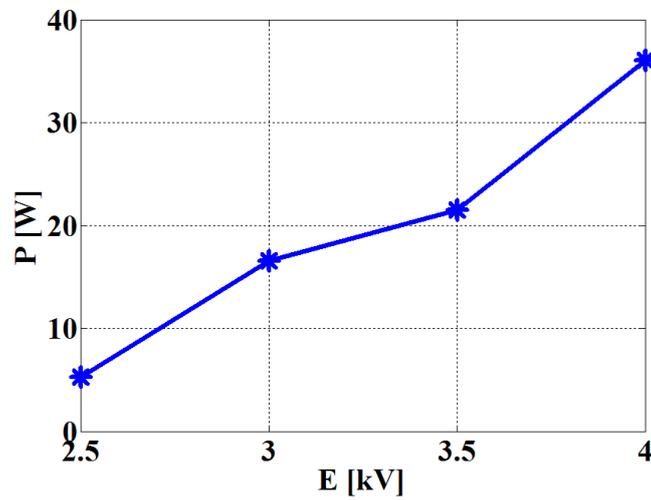


Figure 3-37 : Evolution de la puissance de la DBD lampe en fonction de la tension d'alimentation $f=30kHz$

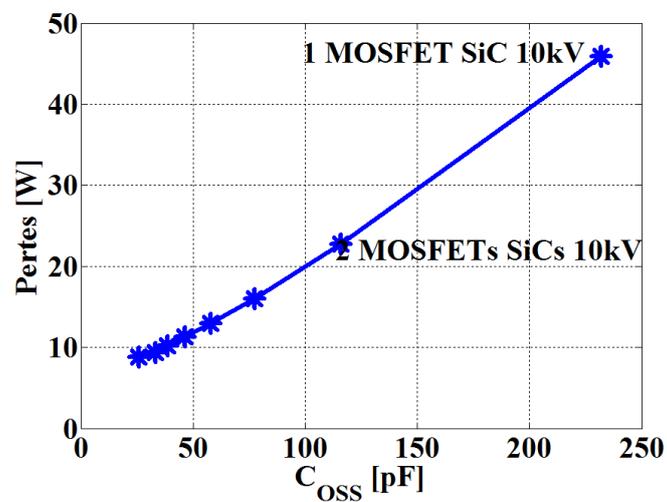


Figure 3-38 : Pertes simulées pour un MOSFET en fonction de la valeur de C_{OSS} pour $E=3kV$ et $f=30kHz$

Une simulation de notre dispositif avec lampe a été réalisée sur PLECS et a permis de construire la caractéristique de la Figure 3-38 qui montre l'évolution des pertes dans un MOSFET en fonction de la valeur de C_{OSS} . Nous voyons que les pertes évoluent de façon quasi linéaire avec la valeur de C_{OSS} . En effet, pour une valeur de capacité égale à celle des SiCs ($232pF$) nous avons $47W$ de pertes. Ces pertes sont divisées par deux pour une capacité qui est la moitié de la capacité des SiCs $10kV$ (c'est comme si on avait deux MOSFETs $10kV$ en série). La capacité C_{OSS} des MOSFETs joue un rôle essentiel sur les pertes dans le convertisseur. Lors de la fermeture des MOSFETs, l'énergie contenue dans C_{oss} est dissipée dans le MOSFET. Pour les SiCs $10kV$, ces capacités C_{oss} sont importantes ce qui explique le niveau de pertes. Ces pertes sont intrinsèques aux MOSFETs et ne changent pas avec le niveau de puissance transmise à la charge mais uniquement en fonction de la tension tenue par les semi-conducteurs.

3.4.4 Rôle des capacités parasites

Nous avons vu plus haut que les capacités des MOSFET jouent un rôle prédominant sur les pertes dans les interrupteurs. De plus, nous observons des oscillations relativement importantes sur la tension et le courant. Il est donc légitime de s'y intéresser plus en détails. Nous allons ici à l'aide de simulations comprendre le rôle de chaque capacité parasite sur le transfert de puissance mais aussi sur les oscillations.

3.4.4.1 Rôle des capacités parasites des interrupteurs

Dans cette partie, nous réalisons une simulation sur PLECS [3.1], afin d'étudier l'influence de la capacité parasite des interrupteurs : nous utilisons le modèle de thyristor idéal du logiciel PLECS [3.1]. Pour chaque thyristor, $Th1$ et $Th2$, une seule capacité C_{Th1} et C_{Th2} , est ajoutée en parallèle pour tenir compte des effets parasites. Toutes les autres capacités parasites du dispositif sont ignorées, comme on peut le voir sur la Figure 3-39.

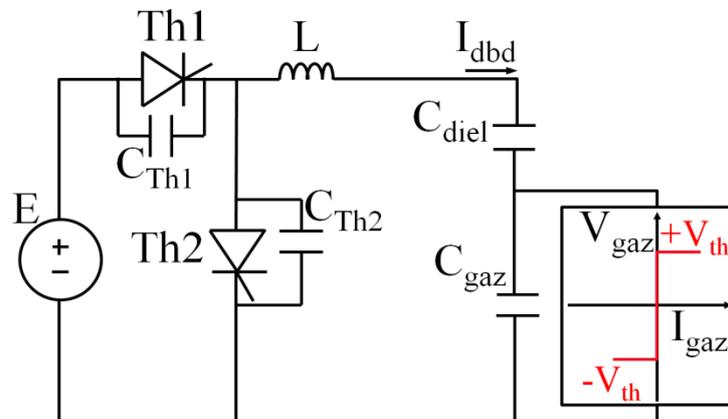


Figure 3-39 : Modèle de simulation avec les capacités parasites de thyristors

La simulation du schéma présenté Figure 3-39 a été réalisée pour une fréquence de $30kHz$. La Figure 3-40 montre l'évolution temporelle de V_{DBD} , $V_{C_{diel}}$, V_{Th2} et i_{Th1} sur la première demi-

période (lorsque $Th2$ est bloqué) et la Figure 3-41 montre la puissance transférée dans la décharge.

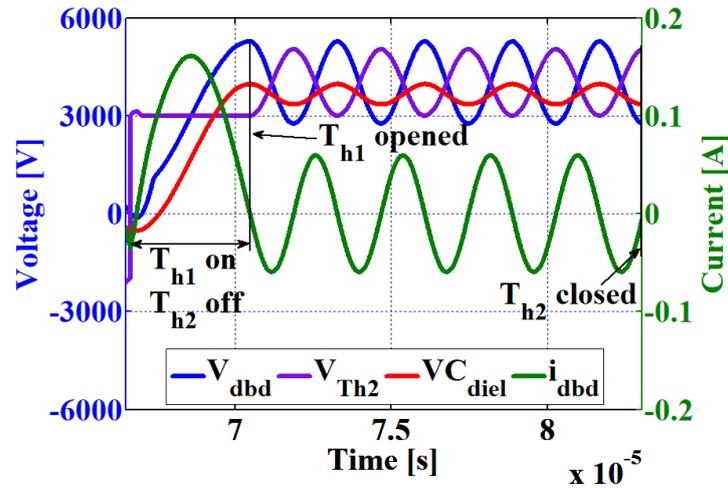


Figure 3-40 : Formes d'ondes avec la présence de la capacité des interrupteurs $Th1$ OFF, $Th2$ ON, $C_{Th1}=C_{Th2}=13\text{pF}$

Quand $Th1$ est amorcé, avec ou sans la présence de capacités parasites, la forme d'onde ne change pas. Au cours de cette séquence, la capacité parasite de $Th1$ est court-circuitée alors que celle de $Th2$ est chargée sous la tension d'alimentation E : il n'y a pas de transfert de charges entre les capacités parasites des interrupteurs et d'autres éléments du circuit. Lorsque $Th1$ est amorcé, la capacité parasite du thyristor ne joue aucun rôle. Lorsque le courant i_{Th1} passe à zéro, la décharge s'éteint et l'interrupteur se bloque spontanément. A partir de cet instant, tous les semi-conducteurs sont ouverts, aucune tension n'est imposée sur les thyristors ouverts, et on a un transfert de charges entre la DBD et les interrupteurs. Des oscillations apparaissent donc sur les formes d'ondes et elles sont la conséquence du transfert de charge expliquée plus haut. Par conséquent, les capacités parasites $Th1$ et de $Th2$ sont les seules responsables de ces oscillations. Par le même raisonnement, nous pouvons voir que le même phénomène apparaît sur la seconde demi-période après la séquence ($Th1$ bloqué et $Th2$ amorcé), lorsque $Th2$ se bloque.

Dans la Figure 3-41, nous présentons l'évolution de la puissance en fonction de la tension d'alimentation E pour une capacité parasite C_{Th} de 13 pF (identique pour les deux thyristors). Cette valeur est choisie car elle est de l'ordre de grandeur des capacités parasites de nos interrupteurs haute tension présentées plus haut. La courbe rouge de la Figure 3-41, correspond aux valeurs de puissances obtenues lorsque l'on simule le schéma présenté à la Figure 3-39. La puissance P est obtenue en prenant la valeur moyenne du produit $V_{DBD} \cdot I_{DBD}$ sur une période. La courbe bleue présente l'évolution théorique de la puissance obtenue au chapitre 2. Comme on peut le voir dans la Figure 3-41, les capacités parasites des thyristors affectent clairement la puissance transférée à la décharge.

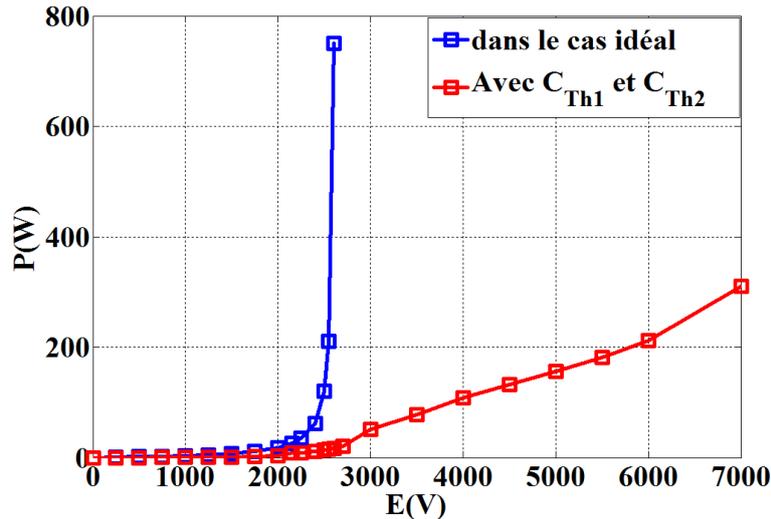


Figure 3-41 : Puissance transférée dans la décharge avec la capacité parasite des interrupteurs de 13pF (rouge), puissance dans la décharge sans la capacité parasite des interrupteurs (bleu)

1. La puissance dissipée dans la décharge est toujours plus faible lorsque nous prenons en compte les capacités parasites
2. De plus, la courbe de la puissance ne prend pas une allure hyperbolique pour E tendant vers $2.V_{Th}$. Le dispositif peut fonctionner sur une plage beaucoup plus importante de la valeur de l'alimentation E .

Ce sont les principaux effets des capacités parasites des interrupteurs sur le fonctionnement du convertisseur.

Analyse du fonctionnement avec prise en compte des capacités parasites des interrupteurs : Lorsque tous les thyristors sont ouverts, leurs capacités parasites déchargent le diélectrique de la DBD, et c'est pour cette raison qu'il y a des oscillations. D'une part, comparé à l'approche théorique, moins de charges sont stockées sur le diélectrique lorsque l'on passe à l'alternance suivante. D'autre part, les charges stockées sur les diélectriques de la DBD lorsque la décharge est éteinte, imposent en partie le courant de la prochaine décharge. Si moins de charges sont disponibles pour amorcer la décharge suivante, l'énergie transmise sera inférieure. Ce phénomène explique pourquoi la puissance dissipée dans la décharge avec $C_{Th1} = C_{Th2} = 20 \text{ pF}$ est inférieure à la puissance calculée dans la décharge sans capacités parasites. En déchargeant le diélectrique, les capacités parasites des interrupteurs contribuent donc d'une certaine manière à stabiliser le fonctionnement du convertisseur.

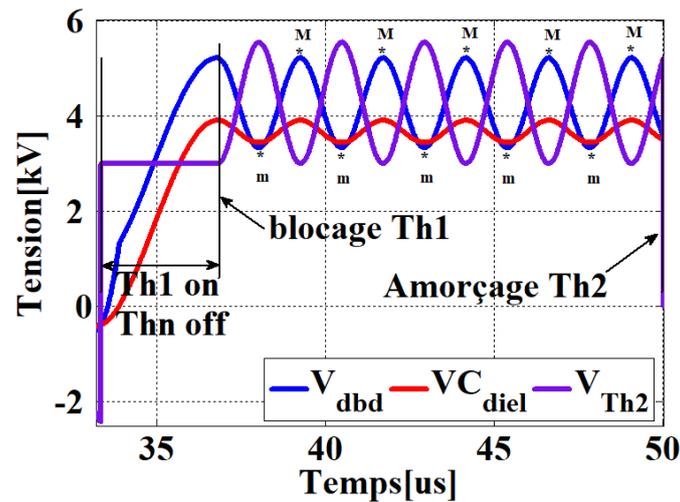


Figure 3-42 : Formes d'ondes avec la présence de la capacité des interrupteurs $Th1$ OFF, $Th2$ ON, $C_{Th1}=C_{Th2}=7,8pF$

La puissance transférée à la décharge ne dépend pas linéairement de la capacité parasite des thyristors. La Figure 3-43 présente l'évolution de la puissance transférée à la décharge en fonction des capacités C_{Th1} et C_{Th2} pour une fréquence de 30 kHz et $E=3\text{ kV}$. Globalement, la puissance diminue avec la capacité parasite des thyristors, mais nous pouvons observer des maximums locaux, pour lesquels la puissance augmente fortement.

Pour comprendre cette augmentation de la puissance, nous devons examiner attentivement l'évolution temporelle des tensions V_{Th2} et VC_{diel} présentées à la Figure 3-40 et à la Figure 3-42. La Figure 3-42 correspond à une augmentation de puissance, et la Figure 3-40 correspond à une baisse de la puissance. Comme nous pouvons le constater, il n'y a pas le même nombre de minima et maxima locaux au cours des oscillations sur la Figure 3-40 et sur la Figure 3-42. Les maxima et minima sont désignés à la Figure 3-42, respectivement, par les lettres M et m. Le nombre de maxima locaux et de minima locaux de VC_{diel} est ensuite dénombré et représenté graphiquement en fonction de C_{Th1} et de C_{Th2} sur la Figure 3-43. La capacité parasite des semi-conducteurs modifie la fréquence et le nombre d'oscillations lorsque la décharge est éteinte ($Th1$ et $Th2$ sont bloqués). Pour cette raison, le nombre de maxima locaux et de minima locaux de VC_{diel} change lorsque la capacité des interrupteurs est modifiée.

Après chaque augmentation de la puissance, il existe une réduction du nombre de maxima locaux et après chaque baisse de la puissance, il y a une réduction du nombre de minima locaux. Dans le cas où $Th2$ est fermé alors que VC_{diel} est maximale, il y a une augmentation de puissance. A l'inverse lorsque $Th2$ est fermé lorsque VC_{diel} est minimale, il y a une baisse de puissance. Par conséquent, il y a une baisse de puissance lorsque moins de charges sont stockées sur les diélectriques, et à l'opposé, il y a une augmentation de la puissance lorsque plus de charges sont stockées sur les diélectriques. Cela confirme que la puissance dissipée

dans la décharge dépend fortement des charges stockées sur les diélectriques avant le claquage du gaz.

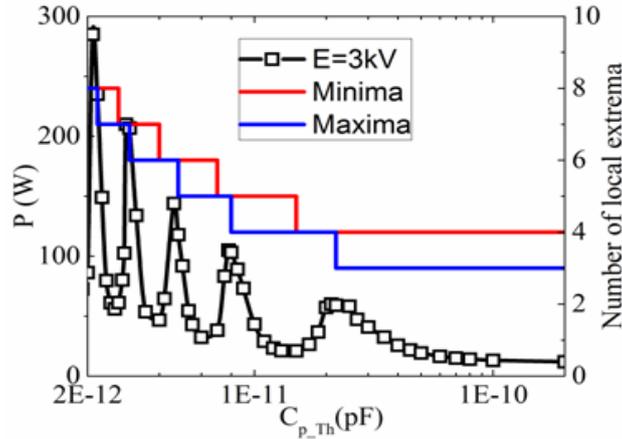


Figure 3-43 : Evolution de la puissance dans la décharge en fonction de la capacité parasite des interrupteurs pour $E=3\text{kV}$ et $f=30\text{kHz}$

Les capacités parasites des interrupteurs modifient donc la puissance transférée dans la décharge. Dans certains cas, la valeur des capacités parasites amplifie cette puissance transférée. Cela peut être une idée afin d'améliorer la puissance transférée dans la décharge. Cependant, il est important de noter que le pic de puissance apparaît lorsque la capacité parasite des interrupteurs est inférieure à $C_{\acute{e}q}$. Il semble donc difficile voire illusoire de vouloir ajuster parfaitement la valeur de la capacité parasite des interrupteurs dès lors qu'elles sont intrinsèques aux semi-conducteurs et sont surtout variables.

3.4.4.2 Rôle de la capacité parasite de l'inductance

La capacité parasite de l'inductance affecte aussi sensiblement le fonctionnement du convertisseur ; nous analysons ici son impact par simulation, selon que l'on tient compte ou non des capacités parasites des interrupteurs de puissance.

Prise en compte de la capacité des interrupteurs.

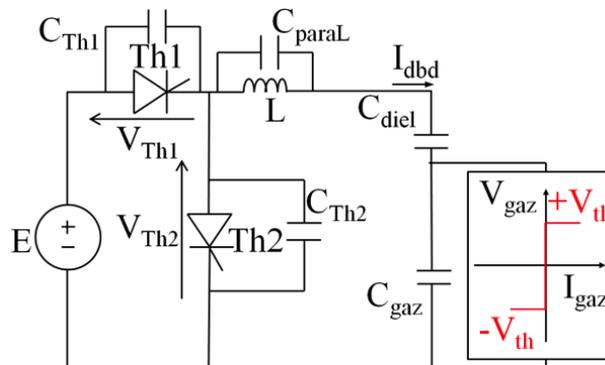


Figure 3-44 : Modèle de simulation avec la capacité parasite de l'inductance L et la capacité des interrupteurs

Une simulation sur PLECS [3.1] a été réalisée sur le modèle présenté Figure 3-44 : la capacité de l'inductance et celles des interrupteurs sont prises en compte ; la valeur de C_{paraL} est de $5pF$. Cette capacité parasite de l'inductance étant assez faible, c'est pour cela que lorsqu'elle est prise en compte avec la capacité parasite des interrupteurs (Figure 3-44), le fonctionnement du dispositif est le même que celui décrit en 3.4.4.1. Dans ce cas, l'influence des capacités parasites des MOSFETs reste prédominante. Cette capacité parasite de l'inductance influe à peine sur la puissance injectée dans la décharge. On note cependant un pic de courant à l'amorçage de $Th1$ ou de $Th2$. Nous pouvons observer ces pics sur la Figure 3-45.

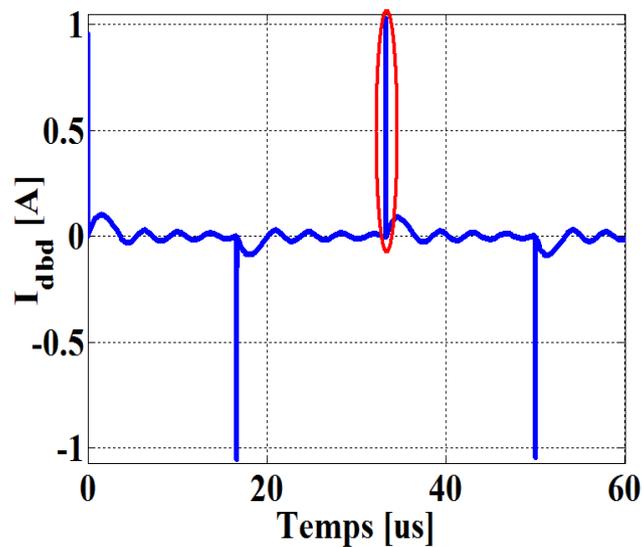


Figure 3-45 : Courant DBD ; $f=30kHz$; $E=3kV$

Sans prise en compte de la capacité des interrupteurs.

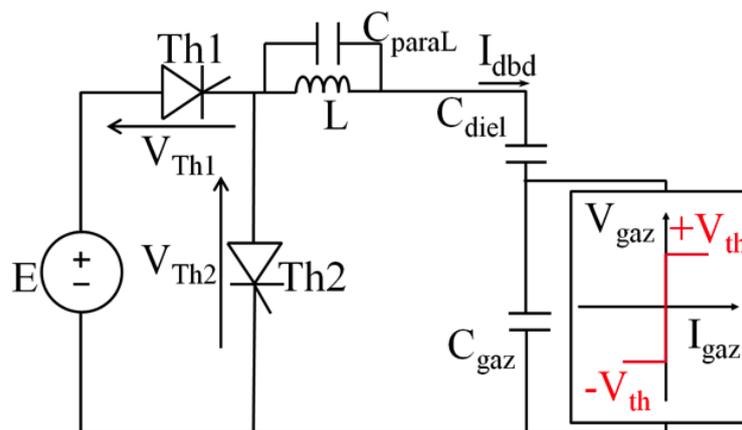


Figure 3-46 : Modèle de simulation avec uniquement la capacité parasite de l'inductance L

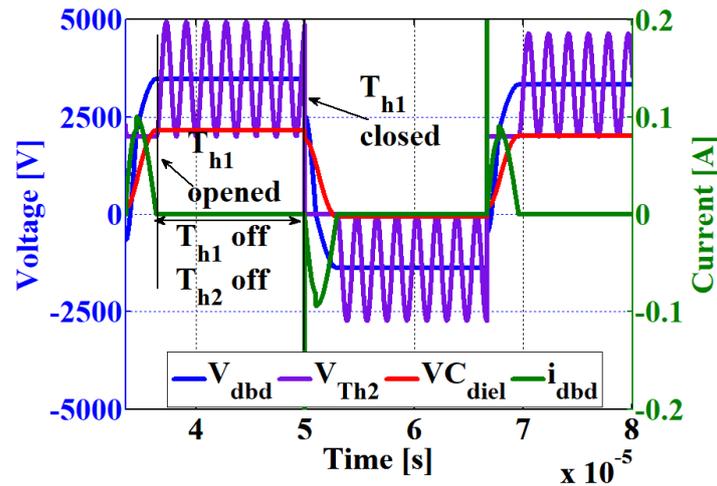


Figure 3-47 : Formes d'ondes avec la présence de C_{paraL} ;
 $f=30kHz$; $E=2kV$; $C_{paraL}=5pF$

La Figure 3-46, représente le modèle de simulation avec uniquement la prise en compte de la capacité parasite de l'inductance égale à $5pF$. L'évolution temporelle des grandeurs V_{Th2} , V_{dbd} , $V_{C_{diel}}$ et I_{dbd} est présentée Figure 3-47. V_{Th1} évolue de la même manière que V_{Th2} avec un retard d'une demi-période ; pour cette raison elle n'est pas présentée. Lorsque tous les interrupteurs sont ouverts, des oscillations sont observées sur les interrupteur $Th1$ et $Th2$. Ces oscillations ne sont pas présentes sur la tension V_{dbd} . En effet, au moment où les interrupteurs s'ouvrent, un transfert de charges s'opère entre l'inductance et sa capacité parasite. La tension aux bornes des interrupteurs étant la somme de la tension DBD et de la tension aux bornes du circuit oscillant, des oscillations sont observées sur les interrupteurs. Ces oscillations ne sont pas l'expression d'un transfert de charges de la capacité DBD.

A la fermeture de $Th1$ ou de $Th2$, un pic de courant est observé sur I_{dbd} . Ceci est dû au fait que la tension appliquée aux bornes de la capacité parasite de l'inductance subit une variation brusque. Ce pic de courant pourrait détruire des semi-conducteurs si sa valeur dépassait les calibres en courant de ces derniers. Dans la réalité, l'amplitude de ce pic de courant sera limitée par la résistance parasite (des fils, des semi-conducteurs...).

Avec la présence de C_{paraL} seule, la Figure 3-48 montre que la puissance évolue de manière hyperbolique lorsque la tension d'alimentation E augmente mais on n'observe pas la même tendance lorsqu'il n'y a pas d'éléments parasites. La capacité parasite de l'inductance limite la puissance transférée dans la décharge. Il n'y a pas d'augmentation exponentielle lorsque la tension d'alimentation est supérieure à $2.V_{th}$.

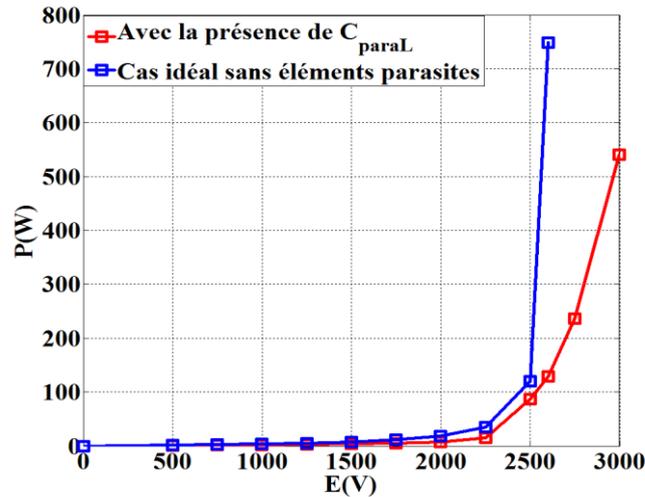


Figure 3-48 : Evolution de la puissance avec et sans la présence de C_{paraL} ; $C_{paraL}=5pF$; $f=30kHz$

Lorsqu'un interrupteur est amorcé, le circuit série constitué de l'inductance et de la DBD subit une forte chute de tension rapide. Lorsque C_{paraL} n'est pas présente, cette chute de tension est tenue par l'inductance ; en présence de C_{paraL} , elle est tenue par les trois capacités en série : C_{paraL} , C_{gaz} et C_{diel} . La baisse de tension se répartit donc entre ces trois capacités. Ceci provoque une légère baisse de V_{dbd} et $V_{C_{diel}}$ lorsque l'on ferme $Th1$ ou $Th2$. Cette baisse de tension aux bornes des diélectriques provoque comme expliqué précédemment une limitation de la puissance.

3.4.4.3 Rôle de la capacité parasite des sondes et de C_{para}

Lorsqu'on ne tient pas compte de la capacité parasite des interrupteurs, mais uniquement de C_{para} (qui prend en compte la capacité parasite entre la connexion de la haute tension et du dispositif DBD par rapport à la masse) et de la capacité parasite de la sonde de mesure de la tension DBD C_{sonde2} , il n'y a pas d'oscillations lorsque les semi-conducteurs sont ouverts. Et dans ce cas nous voyons que la courbe de la puissance en fonction de la tension d'alimentation E est une hyperbole.

La présence de C_{sonde2} et de la capacité C_{para} ne change pas vraiment le fonctionnement décrit en 3.4.4.1 (lorsque l'on prend en compte la présence de la capacité parasite des interrupteurs). Cependant, ces deux capacités parasites modifient la capacité équivalente vue par l'inductance, et lorsque $Th1$ ou $Th2$ sont fermés le courant dans le dispositif DBD est modifié. Puisque ces deux capacités sont en parallèle avec le dispositif DBD, on a donc un diviseur capacitif. Une partie du courant devant aller vers la DBD est alors dérivée par les capacités parasites des sondes. Ce phénomène est illustré sur la Figure 3-49 où $i_{idéal}$ représente le courant DBD s'il n'y avait pas C_{para} et C_{sonde2} . i_{dbd} représente le courant réel dans la DBD, quand nous prenons en compte ces capacités parasites. Nous voyons bien qu'une partie du

courant $I_{idéal}$ est dérivée par C_{para} et C_{sonde2} . La puissance dans la décharge est donc affectée par la présence de ces sondes.

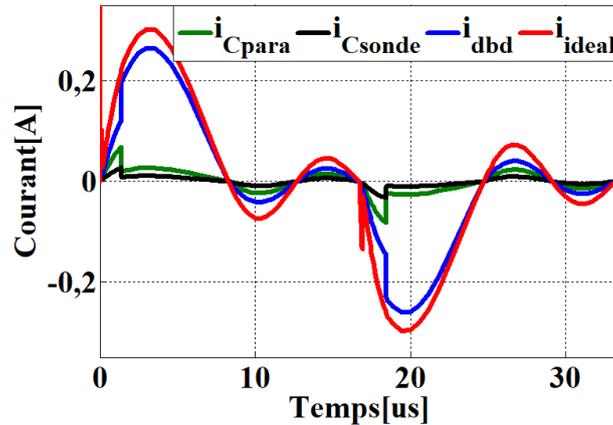


Figure 3-49 : Influence de C_{para} et de C_{sonde2} sur le courant DBD

Par ailleurs, la prise en compte des capacités parasites des interrupteurs, en présence de C_{sonde2} et de C_{para} montre que lorsque $Th1$ et $Th2$ sont ouverts, les oscillations sont toujours observées (Figure 3-49). Si la sonde de tension est placée aux bornes d'un interrupteur, sa capacité parasite aura le même effet que la capacité parasite des interrupteurs sur la décharge. En conclusion, nous pouvons dire que la présence des capacités C_{para} et C_{sonde2} ne va pas changer fondamentalement le fonctionnement de notre convertisseur mais affecte tout de même ses performances.

3.4.4.4 Prise en compte de toutes les capacités parasites

Ici nous prenons en compte la totalité des capacités parasites et nous simulons le dispositif sous PLECS [3.1] comme le montre la Figure 3-50.

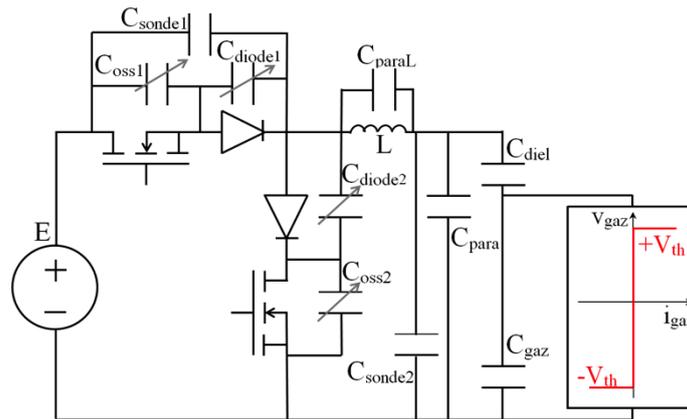


Figure 3-50 : Modèle de simulation avec les capacités parasites

Les formes d'ondes simulées corroborent les résultats expérimentaux avec une bonne précision comme nous le montre la Figure 3-51. Les oscillations observées expérimentalement et en simulation ont les mêmes fréquences. Les tensions DBD et les

tensions aux bornes des interrupteurs ont les mêmes amplitudes en simulation et expérimentalement.

Cependant on peut noter une petite différence entre le courant DBD simulé et le courant DBD expérimental lorsque la décharge est allumée, ceci est sans doute due au fait que nous avons utilisé un modèle électrique très simple de la DBD.

Le modèle présenté ici permet donc de bien représenter les phénomènes. Lorsque l'on ne tient pas compte d'une seule de ces capacités parasites, les courbes simulées ne s'accordent pas aux courbes théoriques : elles n'ont par exemple plus la même fréquence d'oscillation ou plus les mêmes amplitudes. La Figure 3-52 illustre bien cela : cette figure fait le comparatif de la fréquence des oscillations expérimentales et de celles obtenues en simulation avec prise en compte d'une partie seulement des différents éléments parasites.

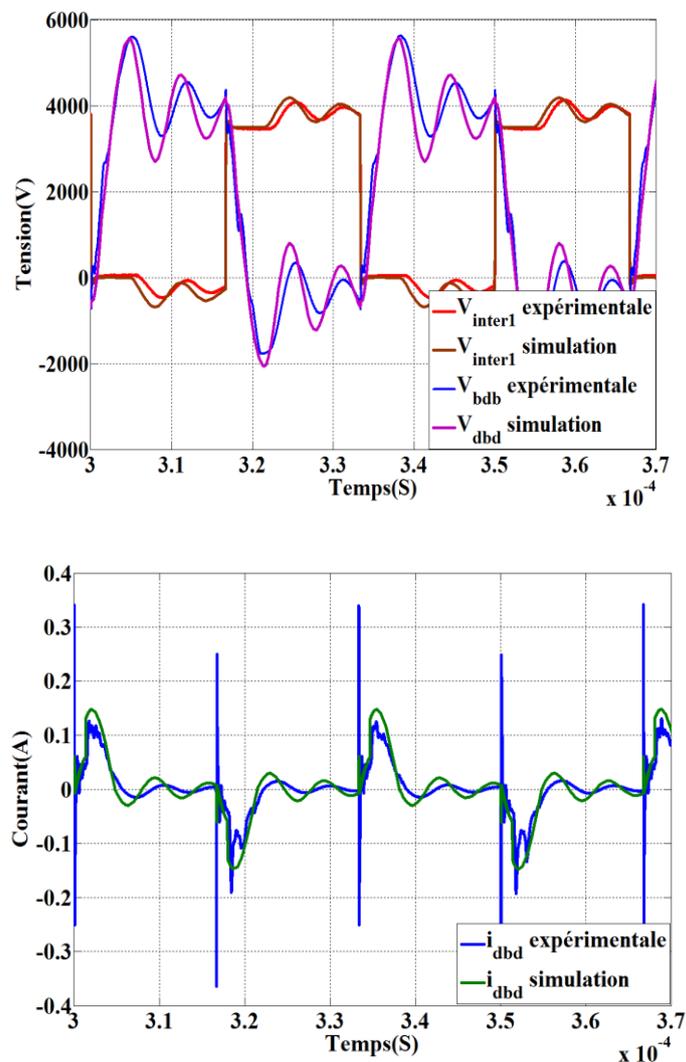


Figure 3-51 : Comparaison entre les formes d'ondes expérimentales et les formes d'ondes de simulation
 $E=3,5kV$; $f=30kHz$ avec les MOSFETs SiCs 10kV

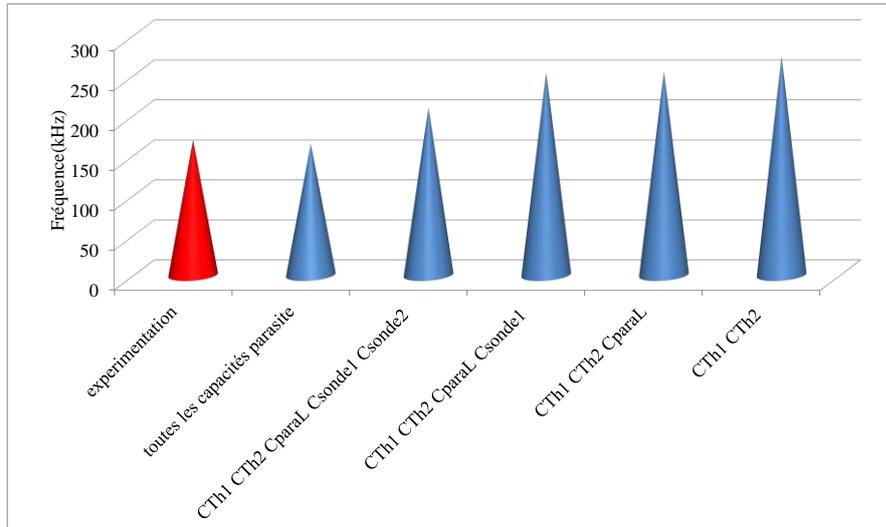


Figure 3-52 : Evolution de la fréquence des oscillations en fonction des éléments parasites pris en compte

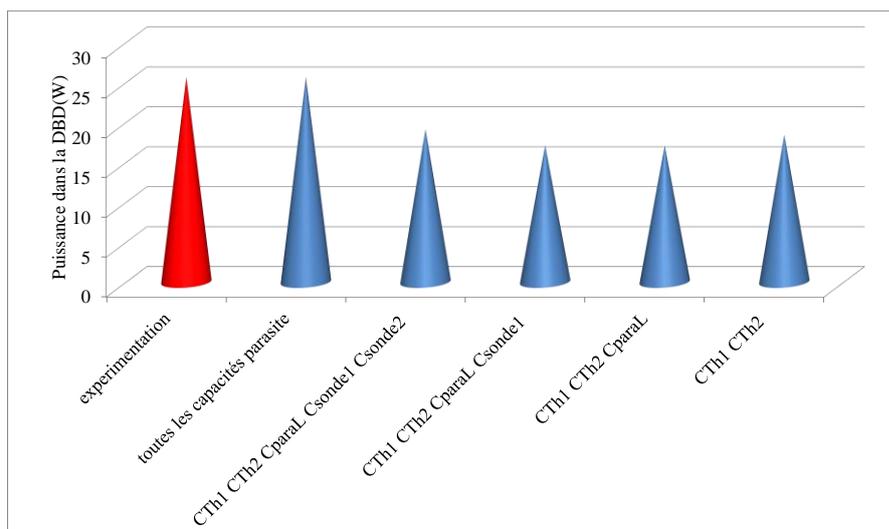


Figure 3-53 : Evolution de P_{dbd} en fonction des éléments parasites pris en compte

En Figure 3-53, on peut voir l'évolution de la puissance dissipée dans la DBD en fonction des différentes capacités parasites. Lorsque l'on prend en compte juste C_{Th1} et C_{Th2} , la puissance est plus importante que lorsque l'on rajoute C_{paraL} ou C_{sonde} . Ensuite la puissance remonte lorsque l'on rajoute toutes les capacités parasites jusqu'à atteindre la valeur obtenue expérimentalement. Ceci s'explique par le fait que l'ajout de capacités parasites tend à réduire le nombre d'oscillations. La tension diélectrique avant la fermeture des interrupteurs est donc modifiée et on peut se trouver dans le cas où il y a un minimum ou un maximum local de la tension tenue par les diélectriques avant fermeture du MOSFET. On a donc plus ou moins de puissance dissipée. Pour retrouver, par simulation, la puissance dissipée expérimentalement, il est nécessaire d'avoir exactement la même fréquence d'oscillation pour avoir une même

tension diélectrique à la fermeture des interrupteurs. Par conséquent, on voit bien qu'il est nécessaire de prendre en compte toutes les capacités parasites pour retrouver la puissance mesurée expérimentalement.

3.4.5 Bilan de puissance pour la lampe DBD

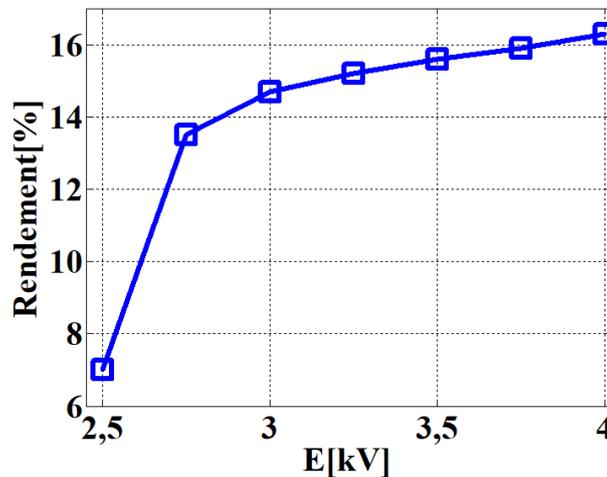


Figure 3-54 : Rendement du convertisseur avec la lampe DBD

La courbe présentée Figure 3-54 montre le rendement du convertisseur avec l'utilisation des interrupteurs SiCs 10kV. Nous pouvons voir que ce dernier est assez faible, du fait des pertes dans les interrupteurs comme présenté plus haut. Pour expliquer ces pertes assez élevées, nous avons montré sur les séquences de fonctionnement que lorsque $Th1$ est amorcé et que $Th2$ est bloqué, la tension aux bornes de l'interrupteur est supportée par la capacité parasite de $Th2$. Lorsque $Th2$ est amorcé, sa capacité parasite est court-circuitée ; de ce fait l'énergie qui était stockée dans cette capacité parasite est dissipée dans le MOSFET. Donc :

$$P_{commutation} = \frac{1}{2} \cdot f \cdot C_{OSS} \cdot V_{Mosfet}^2 \quad (3-20)$$

Sachant qu'à leur tension maximale, les MOSFETS SiCs 10kV ont une valeur de capacité de 230pF, les pertes dans les interrupteurs sont trop importantes par rapport à la puissance transférée. De ce fait, nous obtenons les rendements présentés en Figure 3-54.

Nous pouvons ajouter que, compte tenu de la topologie, ces niveaux de pertes ne peuvent être évités. En effet un moyen de diminuer les pertes serait de diminuer la tension d'alimentation de plusieurs kilovolts, ce qui poserait problème pour l'allumage de la décharge puisqu'il n'y a pas de transformateur élévateur et qu'il faut plusieurs kilovolts pour faire claquer le gaz. Quoiqu'il en soit, les interrupteurs verront une tension élevée, ce qui induira des pertes élevées. Nous pouvons conclure que les MOSFETS SiC 10kV utilisés actuellement ne sont pas adaptés au transfert de faible puissance. Les pertes n'étant liées qu'à la tension supportée par les MOSFETS, elles ne dépendent pas de la puissance transférée. Nous sommes ici dans un cas particulièrement défavorable où nous dissipons trop peu de puissance $P < 20Watts$. Ce

faible niveau de puissance peut aussi s'expliquer par la présence des capacités parasites qui limitent le transfert de puissance. Contrairement à ce que nous avons prévu théoriquement au chapitre 2, la puissance ne tend pas vers l'infini lorsque E est proche de $2.V_{th}$.

Le rendement est donc mauvais car:

- La puissance transférée est faible à cause de la présence des capacités parasites,
- Les pertes dans les interrupteurs sont importantes à cause de la présence des capacités parasites.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la réalisation expérimentale de notre convertisseur et son fonctionnement sur deux dispositifs DBD. Nous avons montré que le convertisseur a permis d'allumer la décharge et que la puissance transférée dans la décharge est contrôlable via la tension d'alimentation et la fréquence de commutation des interrupteurs. Nous avons relevé cependant plusieurs points négatifs : les capacités parasites des interrupteurs (MOSFET et diode) réduisent sensiblement la puissance transmise dans la décharge. Contrairement à ce que prévoyait l'étude théorique, la plage autorisée des valeurs de la tension E de l'alimentation du convertisseur dépasse $2.V_{th}$: ceci est dû à la présence des capacités parasites des interrupteurs qui détournent une partie des charges stockées sur les diélectriques lorsque la décharge est éteinte. Enfin, les capacités parasites des interrupteurs favorisent des pertes importantes dans les MOSFETs. Ces pertes sont essentiellement dues à l'énergie stockée dans les capacités parasites des interrupteurs avant leur amorçage. Il est donc nécessaire d'envisager des solutions alternatives. Nous envisageons une solution de mise en série d'interrupteurs SiCs de faible calibre et de faible valeur de C_{OSS} , afin de réduire ces capacités parasites ; cela permettra de diminuer les pertes lors de l'amorçage des interrupteurs et d'améliorer le rendement de notre convertisseur. Ce point sera traité au chapitre 4.

Bibliographie

- [3.1] PLECS, Simulation Platform for Power Electronic Systems ; <http://www.plexim.com/plecs>
- [3.2] R-DIEZ MEDINA, « *Alimentation de puissance d'une lampe exciplexe à décharge à barrière diélectrique, en vue du contrôle de rayonnement* », thèse de l'université de Toulouse, INPT 2008
- [3.3] http://www.bronkhorst.fr/files/downloads/brochures_french/elflowfr.pdf
- [3.4] YU. P. RAIZER, Gas Discharge Physics. Springer, Berlin, New York, 1991, 1997
- [3.5] MOSFET 1700V, CREE C2M1000170D Silicon Carbide Power MOSFET ; available online : <http://www.wolfspeed.com/downloads/dl/file/id/173/product/13/c2m1000170d.pdf>
- [3.6] Diode 1200V, CREE C4D02120A Silicon Schottky Diode ; available online : <http://www.wolfspeed.com/downloads/dl/file/id/75/product/52/c4d02120a.pdf>
- [3.7] TRACOPOWER DC-DC converter ; available online : <http://www.tracopower.com/products/thp3-application.pdf>
- [3.8] MORNSUN DC-DC Converter, available online : http://www.mornsun-power.com/pdf/DCDC%20Converter/AY_D-1W.pdf
- [3.9] ALTERA DE0 Nano User Manual; available online: ftp://ftp.altera.com/up/pub/Altera_Material/Boards/DE0-Nano/DE0_Nano_User_Manual.pdf
- [3.10] OPTICAL FIBER ; available online : <http://docs-europe.electrocomponents.com/webdocs/0ad6/0900766b80ad66b3.pdf>
- [3.11] U.KOGELSCHATZ, "Dielectric-barrier discharges : Their history, discharge physics, and industrial applications, " Plasma Chemistry and Plasma Processing, vol. 23,no. 1,pp. 1-46, 2003
- [3.12] T. C. MANLEY, "The electric characteristics of ozonator discharge," Transactions of The Electrochemical Society, vol. 84, pp. 83-96, Oct. 1943
- [3.13] P. SZABO, O. STEFFENS, M. LENZ, and G. FARKAS, "Transient Junction-to-Case Thermal Resistance Measurement Methodology of High Accuracy and High Repeatability," IEEE transaction on components and packaging technologies, vol.28, n0. 4, December 2005
- [3.14] Miniature cooling aggregates; Available online : www.fischerelektronik.de/en/latest-news/press-release/miniature-cooling-agregates/
- [3.15] J. BRANDELERO, B. COUGO, N. VIDEAU, X. BONNIN, T. MEYNARD, O. GOUALARD et H. SCHNEIDER, «Evaluation des pertes par commutation pour la conception des convertisseurs et applications des composants grand gap,» Symposium de Génie Electrique (SGE2014), July 2014.

- [3.16] A.V.PIPA, T.HODER, J.KOSKULICS, M.SCMIDT, and R. BRANDENBURG, « Experimental determination of dielectric barrier discharge capacitance » [Review of Scientific Instruments](#) 83, 075111, 2012;<http://dx.doi.org/10.1063/1.4737623>
- [3.17] MIRZAEH,H.; ANKAN De; TRIPATHI, A.; BHATTACHARYA, S., Design comparison of high power medium-voltage converters based on 6.5kV Si-IGBT/Si-PiN diode, 6.5kV Si-IGBT/SiC-JBS diode, and 10kV SiC MOSFET/SiC-JBS diode," Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 50, no. 4, pp. 2728-2740, 2014

Chapitre 4

Optimisation de la puissance dans la décharge

4.1 Introduction

Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, nous avons pu utiliser les interrupteurs SiC $10kV$ dans un convertisseur qui fonctionne selon le principe imaginé et décrit au chapitre II, qui permet d'obtenir l'allumage d'une décharge à barrière diélectrique pour une tension d'alimentation E de $2,5kV$.

Cependant, les capacités parasites élevées des MOSFETs SiC $10 kV$ limitent le transfert de puissance. Les pertes dans ces MOSFETs sont très élevées : celles-ci sont essentiellement constituées de pertes par commutation, liées à l'énergie stockée dans la capacité C_{oss} .

Les interrupteurs SiCs $1,7kV$, avec leur faible capacité de sortie offrent une option alternative, afin de minimiser ces pertes. Leur calibre en tension étant également relativement faible, l'idée est de les connecter en série afin de pouvoir supporter les tensions mises en jeu dans la lampe DBD.

Cependant cette mise en série n'est pas sans risque : en effet, si on considère deux MOSFETs de même référence, leurs caractéristiques telles que les capacités parasites C_{ISS} et C_{OSS} , la résistance de grille, la résistance équivalente à l'état conducteur R_{dson} ne sont pas identiques pour ces deux composants. Même si leurs commandes sont parfaitement synchronisées, ils ne se fermeront pas exactement en même temps. De ce fait, celui des MOSFETs qui se fermera en dernier aura à supporter l'intégralité de la tension mise en jeu, et risque donc la destruction. Il faudra donc, à l'étape de la mise en œuvre expérimentale, apporter un soin particulier à l'environnement proche des MOSFETs, afin d'obtenir des commutations simultanées.

Une seconde option pour optimiser le rendement de l'application est d'accepter le niveau de pertes obtenu au chapitre précédent, et d'augmenter la puissance transférée à la décharge, en tirant profit du calibre en courant des MOSFETs $10kV$, qui peuvent accepter des intensités de $10A$. On envisage donc de travailler avec une DBD de plus forte puissance, mais sans augmenter les tensions mises en jeux. Nous proposons ici d'étudier une lampe présentant les mêmes diamètres que celle utilisée au chapitre III, mais de longueur plus importante : cela revient à augmenter les capacités C_{diel} et C_{gaz} . Le fait d'avoir une DBD de plus grande longueur implique que pour une même densité de courant dans le gaz, on augmentera le courant injecté dans la DBD et donc la puissance de la décharge.

Nous allons proposer dans ce chapitre l'étude de la mise en série des interrupteurs SiC $1,7kV$ et sa réalisation expérimentale. Nous comparerons le rendement de ce convertisseur avec celui avec les SiC $10kV$ présenté au chapitre précédent.

Dans une dernière partie, nous allons proposer d'allumer la lampe DBD de plus grande dimension. Pour cela, nous allons utiliser le convertisseur réalisé avec les MOSFETs SiC $10kV$ puis avec les MOSFETs $1,7kV$ connectés en série ; nous comparerons la puissance injectée dans la décharge et les rendements obtenues.

4.2 Mise en série des MOSFETS SiC 1,7kV

Dans le chapitre précédent, les interrupteurs SiC 1,7kV ont été utilisés pour la DBD de type plan-plan dans l'hélium. Dans cette partie il s'agit d'utiliser ces MOSFETs de faible calibre en tension, afin d'allumer la lampe DBD, qui requiert des tensions beaucoup plus élevées (pour l'allumage et en fonctionnement).

La seule solution, pour atteindre notre objectif, est de les mettre en série. En associant en série trois interrupteurs SiCs 1,7kV, on pourrait en théorie supporter 5,1kV aux bornes de l'interrupteur total et donc aux bornes de la DBD ; d'après les expériences réalisées avec les MOSFETs SiC 10kV, ceci permettra d'allumer la « petite » lampe DBD.

La mise en série des MOSFETs étant assez délicate, nous allons tout d'abord présenter les problématiques au moyen de simulations.

4.2.1 Effet de la dispersion des valeurs de la capacité C_{OSS}

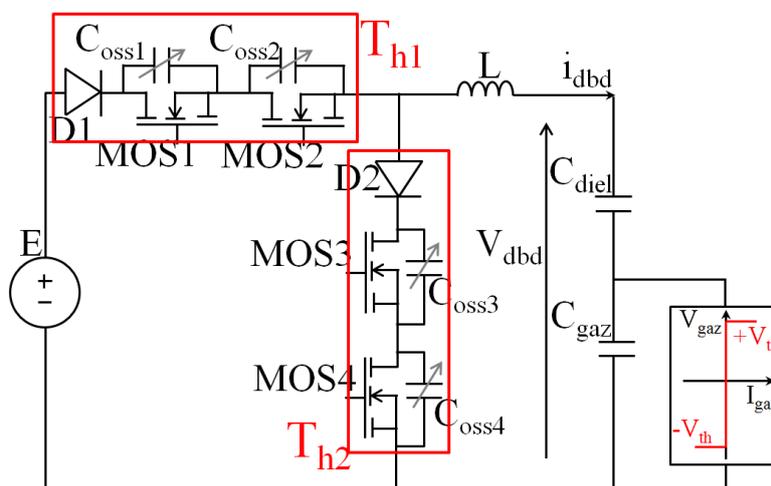


Figure 4-1 : Schéma de deux MOSFETs en séries avec la DBD

Pour étudier l'effet de la mise en série sur notre dispositif, nous allons considérer le schéma de la Figure 4-1 pour lequel la partie commandable de chaque thyristor est réalisée grâce à la mise en série de deux MOSFETs. $Th1$ est constitué des MOSFETs $MOS1$, $MOS2$ et de la diode $D1$. $Th2$, quant à lui, est constitué de $MOS3$, $MOS4$ et de la diode $D2$.

Nous allons étudier l'effet des capacités parasites des MOSFETs en nous focalisant sur $Th1$. Pour simplifier la compréhension, nous allons considérer les capacités des MOSFETs constantes en fonction de la tension à leurs bornes. Nous allons considérer alors C_{OSS1} fixe à $0,5pF$ et nous ferons varier la valeur de C_{OSS2} , pour mettre en évidence la sensibilité du circuit vis-à-vis de la différence entre C_{OSS1} et C_{OSS2} .

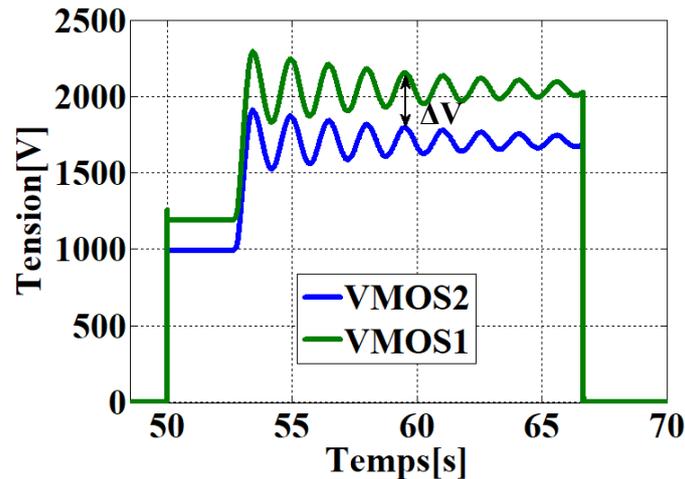
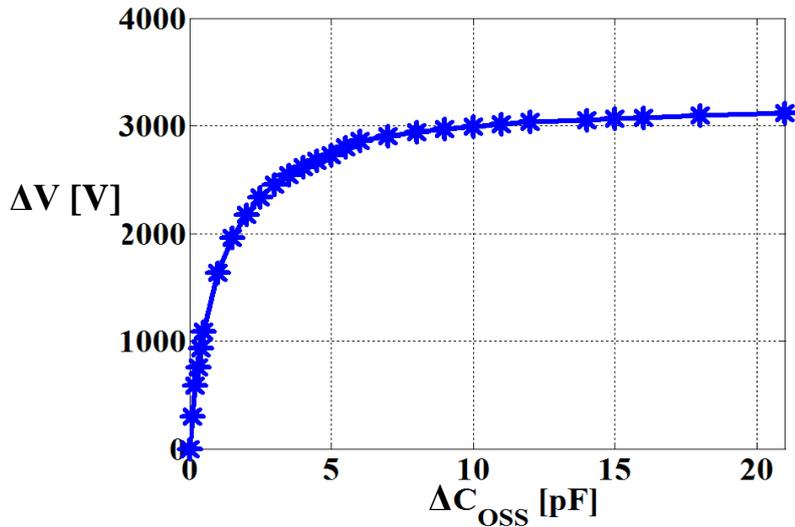


Figure 4-2 : Formes d'ondes de V_{DS} aux bornes de MOS1 et MOS2 pour $C_{OSS1}=0,5pF$ et $C_{OSS2}=0,6pF$

La Figure 4-2 montre clairement qu'une différence de $0,1pF$ entre C_{OSS1} et C_{OSS2} pose un problème d'équilibrage des tensions aux bornes des deux MOSFETs en série (MOS1 et MOS2). Ce problème de déséquilibre est d'autant plus important que l'écart entre les deux capacités est important. Ceci est bien illustré par la Figure 4-3. Sur cette figure, le schéma présenté à la Figure 4-1 est simulé sur le logiciel PLECS : nous gardons toujours des valeurs de capacités parasites des MOSFETs invariantes en fonction de la tension à leurs bornes. C_{OSS1} est toujours fixe et égale à $0,5pF$; on fait varier la valeur de C_{OSS2} . La différence entre les tensions aux bornes des deux MOSFETs est tracée en fonction de la différence entre les deux capacités (C_{OSS1} et C_{OSS2}). On observe une forte augmentation suivie d'une zone de stabilisation. La même tendance aurait été obtenue si on avait utilisé des capacités C_{OSS} variables (en fonction de la tension) avec un écart entre C_{OSS1} et C_{OSS2} . Ce déséquilibre est quasiment inévitable lorsque les MOSFETs sont connectés en série, puisque même si les composants appartiennent à la même série de fabrication, il est pratiquement impossible d'avoir des MOSFETs ayant des caractéristiques identiques.


 Figure 4-3 : Evolution de ΔV en fonction de ΔC_{OSS} ; $C_{OSS1}=0.5pF$

4.2.2 Effet de la capacité parasite de la commande

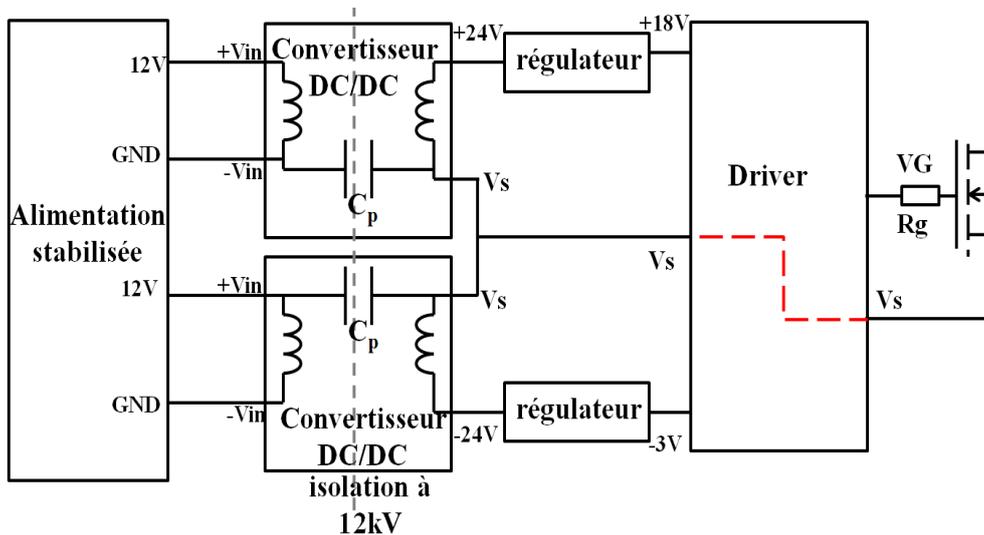


Figure 4-4 : Synoptique de la commande avec la capacité du convertisseur DC/DC

Nous allons étudier maintenant l'effet des capacités parasites du circuit de commande sur le dispositif. Les MOSFETs sont commandés par un driver lui-même isolé de la puissance par un convertisseur DC/DC isolé. Or ce convertisseur possède une capacité d'isolation C_p entre le primaire et le secondaire comme le montre la Figure 4-4. Ce convertisseur DC/DC imposant la tension source du MOSFET, la capacité d'isolation est équivalente à une capacité localisée entre la source du MOSFET et la masse, comme présenté en Figure 4-5.

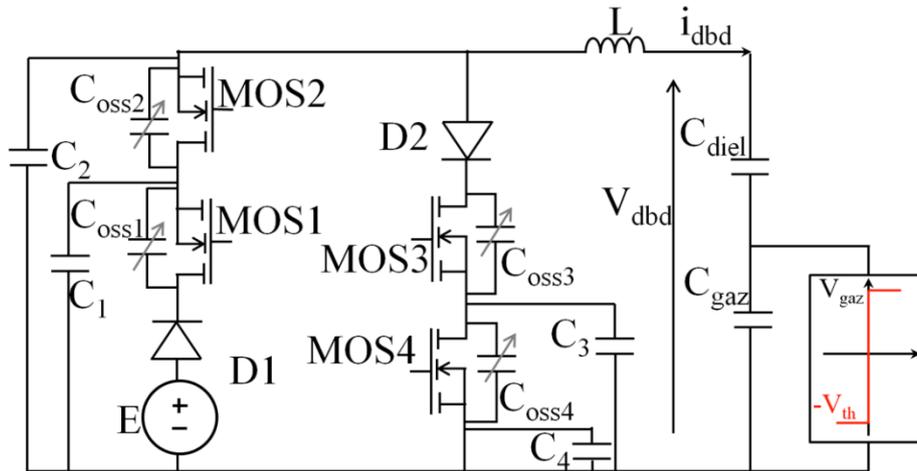


Figure 4-5 : Deux MOSFETs avec prise en compte de la capacité parasite de la commande

Pour simuler le dispositif du schéma présenté Figure 4-5, nous considérons des capacités C_{oss} variables en fonction de la tension aux bornes du composant, identiques pour tous les MOSFETs. Les capacités C_1 à C_4 représentent les capacités d'isolations des convertisseurs DC/DC de la commande des MOSFETs ; celles-ci sont chacune de $5pF$ (valeur donnée par le constructeur des convertisseurs DC/DC 12V).

Nous pouvons observer sur la Figure 4-6 un net déséquilibre entre les tensions de MOS1 et MOS2 ; un déséquilibre identique est obtenu entre MOS3 et MOS4. Ce phénomène s'explique en considérant la capacité équivalente aux bornes de chaque MOS.

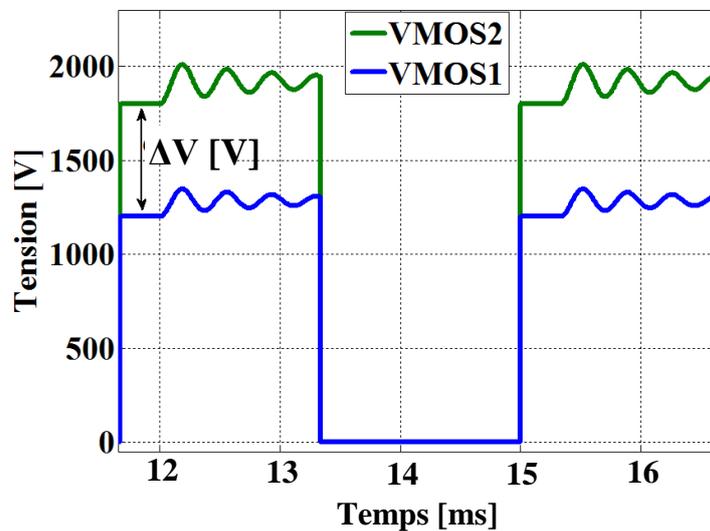


Figure 4-6 : Tensions aux bornes des deux MOSFETs avec prise en compte de la capacité parasite de la commande

Comme nous pouvons le voir sur Figure 4-5, les capacités équivalentes vues par chaque MOSFET sont différentes. Afin de faciliter la compréhension du phénomène nous allons l'étudier sur une seule branche (c'est-à-dire un seul thyristor). Considérons le schéma de la Figure 4-7.

Sur ce schéma, nous considérons une branche sans intégrer la présence de la diode (sous polarisation positive, celle-ci est passante) : à partir de la valeur de la tension totale V_{switch} (tension aux bornes de trois MOSFETs connectés en série), nous pouvons calculer les valeurs théoriques des tensions V_{MOS1} , V_{MOS2} , V_{MOS3} en considérant :

- la même capacité C_{oss} pour chacun,
- la même capacité d'isolation C_p (capacité entre la carte de commande et la masse de chacun des MOSFETs).

Nous ne présentons pas ici les résultats analytiques car les résultats sont très "lourds" et peu parlants. Il est cependant extrêmement simple de les retrouver par les formules de ponts diviseurs et de capacités équivalentes.

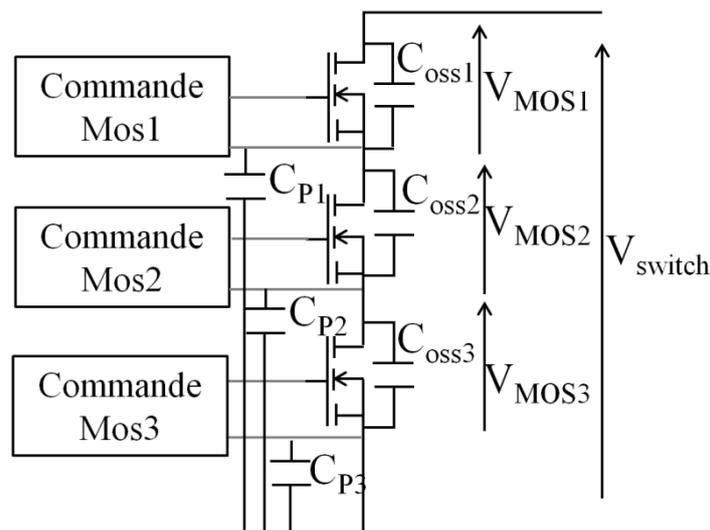


Figure 4-7 : Prise en compte de la capacité parasite de la commande

Les résultats sont présentés en Figure 4-8 : on peut visualiser la variation des tensions supportées par chacun des MOSFETs, exprimées en pourcentage de la tension V_{switch} , en fonction de la valeur de la capacité d'isolation C_p .

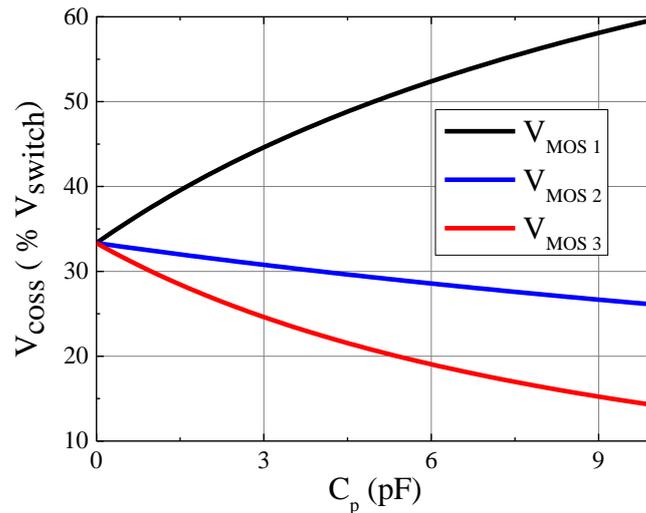


Figure 4-8 : Evolution du pourcentage de V_{switch} en fonction de C_p

Comme on pouvait s'y attendre, lorsqu'il n'y a pas de capacité C_p (pas de couplage parasite à travers la commande des MOSFETs), les tensions des trois MOSFETs sont réparties de façon équilibrée. Lorsque la capacité C_p augmente, la capacité équivalente vue par le MOS1 est plus faible que celle des autres MOSFET. La tension aux bornes du MOS1 est donc logiquement plus importante. C'est donc le MOSFET coté haute tension qui supportera l'essentiel de la tension de l'interrupteur.

En conclusion, cette capacité parasite C_p inhérente à la commande a elle aussi un effet sur la répartition des tensions entre les interrupteurs MOSFETs, au même titre que la dispersion des valeurs des capacités C_{oss} des interrupteurs.

4.2.3 Effet du retard lors des commutations

Nous avons réalisé une simulation de notre dispositif en considérant toujours deux MOSFETs en série comme sur la Figure 4-1. Nous nous focaliserons ici sur un retard de commande uniquement entre les MOSFETs connectés en série pour réaliser le thyristor $Th1$. Les résultats sont les mêmes avec $Th2$.

Dans la simulation, le MOS1 de $Th1$ est en retard par rapport au MOS2 de $Th1$ (Figure 4-1). Au niveau de $Th2$, les deux MOSFETs commutent de façon parfaitement synchrone. La Figure 4-9 montre les conséquences de ce retard : sur cette figure nous ne voyons pas la courbe de MOS2 puisqu'elle est superposée à MOS1, sauf pour la surtension. Un zoom sur cette surtension est présenté Figure 4-10 et là nous pouvons voir les deux formes d'onde (MOS1 et MOS2). Compte tenu de la durée du retard ($8ns$), l'effet n'est pas sensible à l'échelle de la période de fonctionnement du convertisseur ; on observe néanmoins une surtension (transitoire dont la durée est inférieure à l'épaisseur du trait) sur MOS1, lors de l'amorçage de $Th1$.

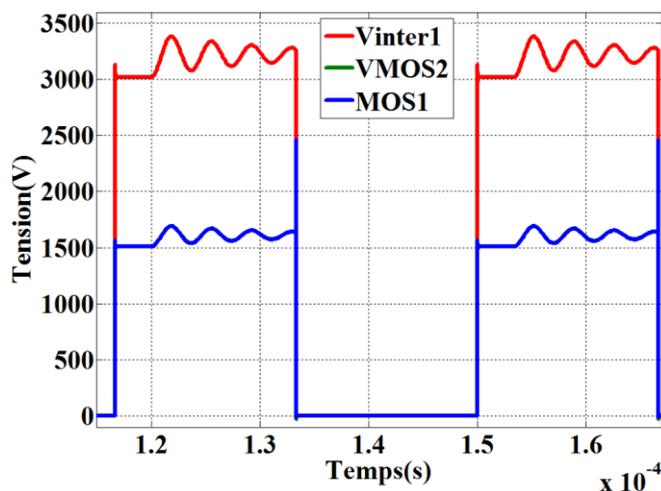


Figure 4-9 : Formes d'ondes de la tension aux bornes des deux MOSFETs en série avec un retard de 8ns entre les signaux de commande

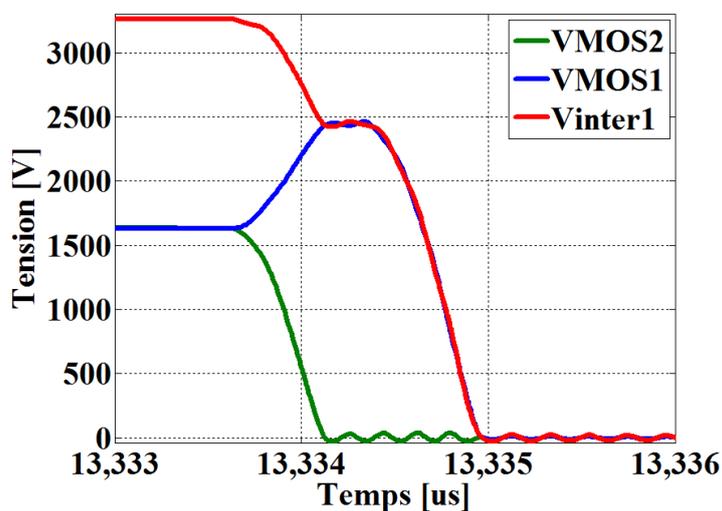


Figure 4-10 : Formes d'onde des tensions entre les deux MOSFETs en retard

La Figure 4-10 montre bien que lorsque deux MOSFETs sont placés en série, un retard de commande entre ces deux MOSFETs conduit à une surtension sur le semi-conducteur qui est fermé en dernier. Cette surtension est d'autant plus grande que le retard des deux MOSFETs est important.

Ceci est bien mis en évidence avec la courbe de la Figure 4-11. La surtension augmente très rapidement jusqu'à un retard de 5ns, avant de se stabiliser à la valeur de la tension totale supportée par les deux interrupteurs. Cette transition à 5ns est due à la capacité équivalente vue par les interrupteurs. Il est évident qu'avec une capacité plus importante, la commutation est plus lente.

Il faut noter que le petit écart de commande (8ns dans nos premières simulations) peut être compensé au préalable, mais comme on peut le voir un faible retard du MOSFETs peut le détruire.

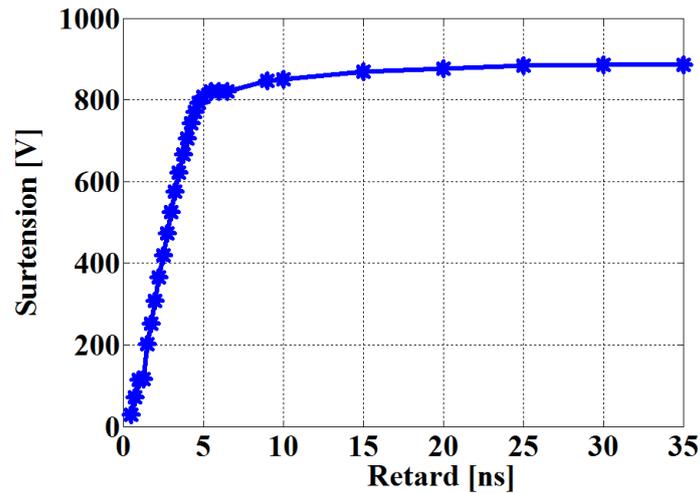


Figure 4-11 : Evolution de la surtension aux bornes d'un MOSFET en fonction de son retard ; $C_{OSS}=0,6pF$ pour tous les MOSFETs

4.2.4 Technique de mise en série

Nous venons de voir que plusieurs éléments peuvent être à l'origine du déséquilibre des tensions lors de la mise en série des transistors. Ce déséquilibre peut s'accroître au point qu'un MOSFET doit subir l'intégralité de la tension de l'interrupteur thyristor. Il est donc nécessaire d'équilibrer les tensions afin d'éviter la destruction d'un MOSFET.

Des techniques d'équilibrage existent et sont basées sur la mise en place de circuits snubber. Plusieurs solutions peuvent être considérées ; une des plus répandues consiste à utiliser des snubbers constitués d'un dipôle $R_S.C_S$ connecté en parallèle entre drain et source de chaque MOSFET [4.1]

Nous dressons ici un panorama sommaire des différentes solutions d'équilibrage : certaines agissent sur le circuit de commande des MOSFETs ; d'autres consistent à ajouter en parallèle, entre drain et source du MOSFETs ou entre drain et grille MOSFETs un circuit passif. Nous pouvons citer ci-dessous quelques techniques :

- Rajout d'une capacité seule : dans ce cas il s'agira de rajouter une capacité en parallèle entre drain et source ou en parallèle entre grille et drain. En effet, ce sont la capacité drain source et la capacité grille drain qui évoluent considérablement en fonction de la tension V_{DS} , la capacité grille drain étant quasiment constante. Les deux capacités précédemment citées, de par la dispersion de leurs valeurs peuvent être à l'origine des déséquilibres des tensions. Donc une capacité ainsi placée en parallèle de chaque drain et source ou chaque grille et source des MOSFETs en série pourrait permettre d'atténuer les déséquilibres. En effet cette capacité influence la vitesse de croissance de la tension V_{DS} .
- Rajout de résistance seule : ce type d'équilibrage est utilisé pour réaliser un équilibrage statique, vu qu'un diviseur résistif est créé. De ce fait, la tension aux

bornes des MOSFETs est imposée en fonctionnement statique. Cependant, ce dispositif d'équilibrage peut générer des pertes assez importantes, car la tension aux bornes des résistances sera la même qu'aux bornes des capacités C_{OSS} .

- D'autres type d'équilibrage consistent à agir sur la commande et donc sur le courant de grille. Il s'agira de compenser les déséquilibres causés par le MOSFET ou les capacités parasites du circuit de commande [4.2], [4.3], [4.4], [4.5], [4.6].

Dans notre cas, nous allons utiliser un dipôle $R_S.C_S$ qui permet de limiter la vitesse d'accroissement de la tension V_{DS} et d'agir ainsi sur la dynamique de la tension.

Pour déterminer les valeurs de R_S et de C_S , nous allons dans un premier temps nous intéresser aux éléments parasites de notre circuit en nous basant sur des solutions présentées dans [4.7].

Le condensateur C_S aura pour rôle de réduire les oscillations lors de la commutation et d'imposer la vitesse de commutation du MOSFET, de sorte que les semi-conducteurs mis en série évoluent avec les mêmes dV/dt . La résistance R_S aura pour rôle de dissiper complètement les charges stockées dans la capacité snubber après chaque cycle. La qualité de cette résistance est importante : elle doit être aussi peu inductive que possible.

4.3 Approche expérimentale de la mise en série des MOSFETS SiC 1,7kV

Nous allons maintenant présenter la manière dont nous avons réalisé la mise en série, pour chacun des deux thyristors de notre convertisseur, de trois MOSFETs « basse tension » ; le dispositif DBD alimenté est une lampe remplie d'un mélange de Xénon et de Chlore (cf. chapitre 3), donnée pour une puissance typique de $100W$.

La Figure 4-12 présente le synoptique du convertisseur qui a permis ces investigations ; chaque thyristor de synthèse met en œuvre trois interrupteurs MOSFET SiC de faible calibre ($1,7kV$) et une diode SiC $1,2kV$.

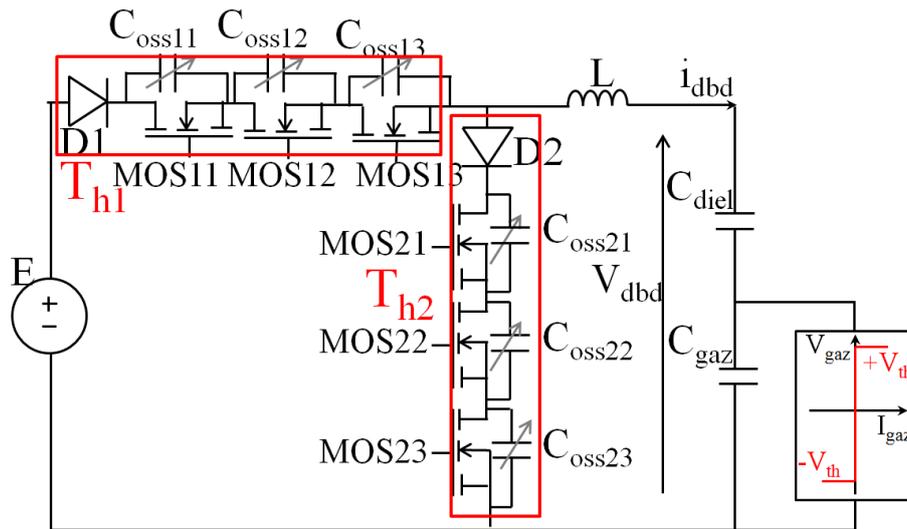


Figure 4-12 : Schéma avec trois MOSFETs en série

4.3.1 Gestion expérimentale des retards

Comme nous l'avons vu précédemment un faible écart sur les commandes pourrait être destructeur pour les MOSFETs ; il faut donc gérer ce problème au préalable.

Les courbes de la Figure 4-13 montrent les signaux de commande à la fermeture et à l'ouverture des MOSFETs de Th_2 .

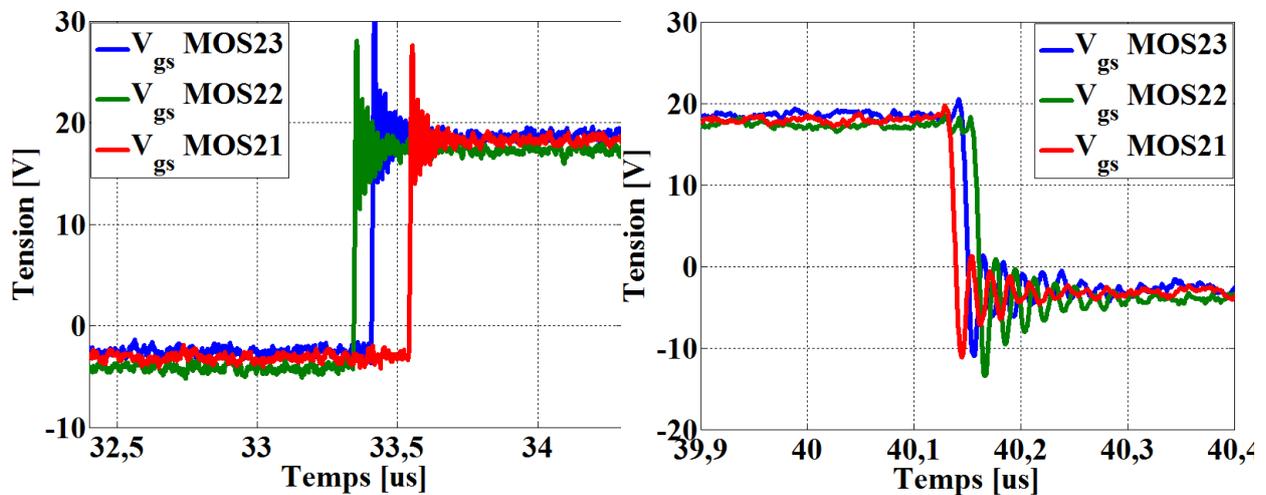


Figure 4-13 : Commande de fermeture et d'ouverture des trois MOSFETs de Th_2 avant synchronisation

Nous pouvons voir à travers les courbes de la Figure 4-13 le retard évident entre les différentes tensions V_{gs} . Ce retard est dû au temps de propagation des signaux de commande dans les drivers et les cartes de commandes, qui ne sont pas strictement identiques. Dans le chapitre 3 (page 102), nous avons présenté un circuit RC placé à l'entrée de chaque driver et qui permettait de synchroniser ces signaux de commande. Les courbes de la Figure 4-14 montrent les signaux de commande ainsi synchronisés.

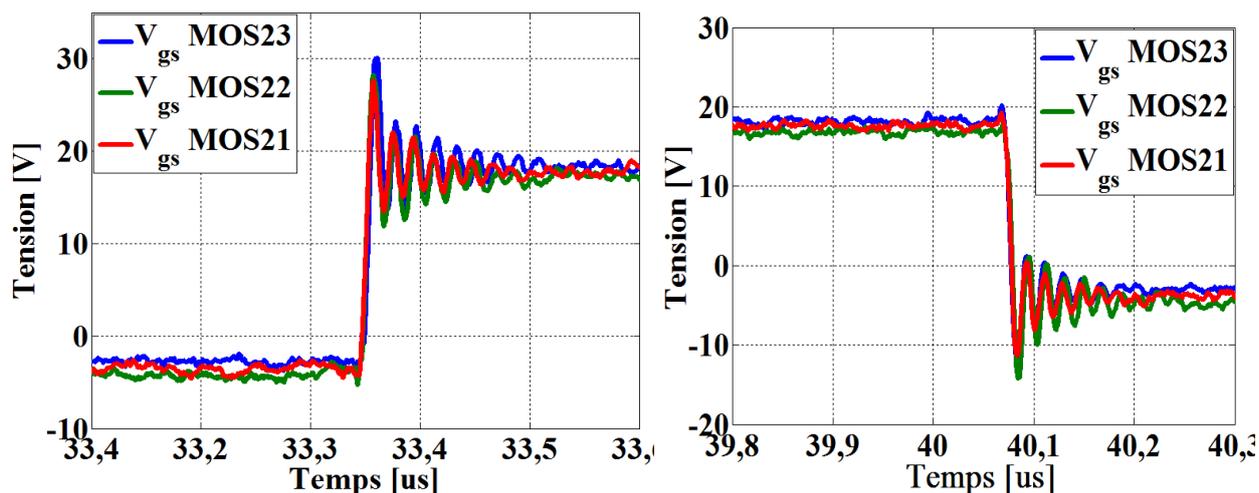


Figure 4-14 : Commande de fermeture et d'ouverture des trois MOSFETs de Th2 après synchronisation

4.3.2 Technique expérimentale d'équilibrage des tensions

Malgré la synchronisation des signaux de commande, nous pouvons voir sur la Figure 4-15 que les tensions aux bornes des MOSFETs ne sont pas bien réparties, d'où la nécessité de placer les circuits snubber $R_S.C_S$ en parallèle de chaque MOSFET.

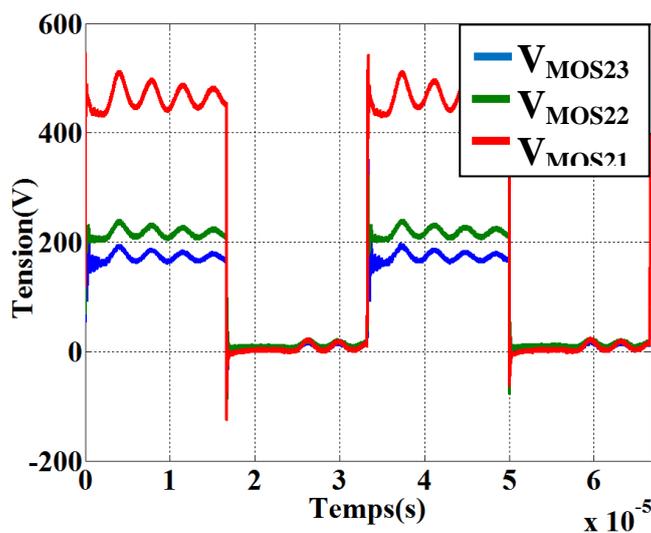


Figure 4-15 : Formes d'onde des tensions aux bornes des trois MOSFETs non équilibrés

Il faut dans un premier temps déterminer la capacité parasite et l'inductance parasite interne de notre dispositif (que l'on appellera C_{OSC} et L_{OSC}), car celles-ci conditionnent les transitoires obtenus lors des commutations. Pour cela, nous allons, dans un premier temps, caractériser le dispositif DBD avec un seul MOSFET et une diode pour *Th1* (idem pour *Th2*). Avec cette approche, nous considérons que tous les MOSFETs contribuent de façon équivalente à la définition des parasites C_{OSC} et L_{OSC} . Elle a donc pour intérêt de ne nécessiter la caractérisation que d'un seul MOSFET et d'utiliser les valeurs obtenues pour tous les transistors ayant la même référence. On effectue bien sûr ces mesures sous une tension réduite

et l'on mesure la tension V_{DS} et la fréquence des oscillations f_{OSCO} comme indiqué sur la Figure 4-16.

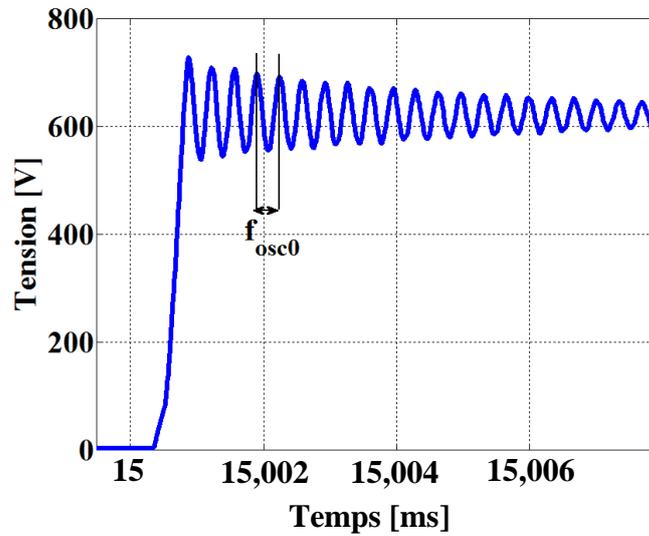


Figure 4-16 : Mesure de f_{osco} pour $E=900V$

Nous avons alors :

$$f_{osco} = \frac{I}{2.\pi.\sqrt{L_{osc}.C_{osc}}} \quad (4-1)$$

Une fois cette fréquence mesurée, nous rajoutons une capacité connue (C_{Connue}) entre drains et sources des MOSFETs et relevons une nouvelle fréquence d'oscillation f_{OSCI} qui sera :

$$f_{osci} = \frac{I}{2.\pi.\sqrt{L_{osc}.(C_{osc} + C_{Connue})}} \quad (4-2)$$

En posant $m=f_{osco}/f_{osci}$, nous pouvons déduire la capacité C_{OSC} :

$$C_{osc} = \frac{C_{Connue}}{m^2 - 1} \quad (4-3)$$

Une fois que C_{OSC} est calculée, nous déterminons L_{OSC} à partir de l'équation (4-1) ou de (4-2).

Maintenant que la capacité C_{OSC} et l'inductance L_{OSC} sont connues, nous allons calculer la résistance snubber R_S . Cette résistance R_S , va modifier l'amortissement du circuit oscillant comme on peut le voir sur l'équation ci-dessous:

$$z = \frac{I}{2.R_s} \sqrt{\frac{L_{osc}}{C_{osc}}} \quad (4-4)$$

On impose alors l'amortissement pour en déduire la résistance. En théorie, lorsque $z=0$, le système oscille indéfiniment, même si en pratique la résistance du circuit réel amortit les oscillations. Lorsque $z=1$, on a le régime critique. Il faudra donc choisir z entre 0 et 1 ; nous

avons choisi un amortissement de 0,7 qui semble être un bon compromis. Nous trouvons alors $R_S=50\Omega$.

Ensuite il faut que les charges stockées dans la capacité snubber aient le temps de se dissiper dans la résistance R_S avant que le MOSFET passe à son état ON. A partir du temps de commutation du MOSFET (T_{on}) relevé sur le datasheet, nous posons :

$$T_{on} > 5.R_S.C_S \quad (4-5)$$

Cette relation nous permet de déterminer la capacité snubber C_S

Les éléments du circuit snubber sont ainsi déterminés.

4.3.3 Mise en œuvre expérimentale de l'équilibrage

Le principe du snubber est d'équilibrer les capacités vues par le MOSFET pour équilibrer la distribution des tensions. Comme nous l'avons vu plus haut, a priori les capacités vues par les MOSFETs ne sont pas toutes les mêmes, en particulier à cause de la capacité d'isolation C_p du driver.

En effet, en interchangeant les MOSFETs au sein d'une même fonction thyristor, c'est toujours celui qui se trouve positionné coté haute tension qui doit supporter la tension la plus élevée, comme nous l'avons montré Figure 4-8. La capacité d'isolation C_p du driver joue ici un rôle primordial.

Enfin, afin de minimiser les pertes dans les snubbers nous équilibrons les tensions aux bornes des MOSFETs en sélectionnant les capacités snubbers minimales.

Nous avons utilisé la technique proposée ci-dessus et avons trouvé une inductance L_{OSC} de $588nH$ et une capacité C_{OSC} de $89pF$. Nous avons choisi un amortissement $z=0,7$. Nous avons mis entre chaque drain et source des MOSFETs un circuit snubbers $R_S.C_S$ série avec $R_S=50\Omega$; pour le *MOS21* nous avons placé une capacité $C_S=22pF$; pour le *MOS22* nous avons mis $C_S=47pF$ et pour le *MOS23* $C_S=90pF$.

Les relevés expérimentaux de la Figure 4-17 montrent la qualité de la répartition des tensions aux bornes des interrupteurs obtenue.

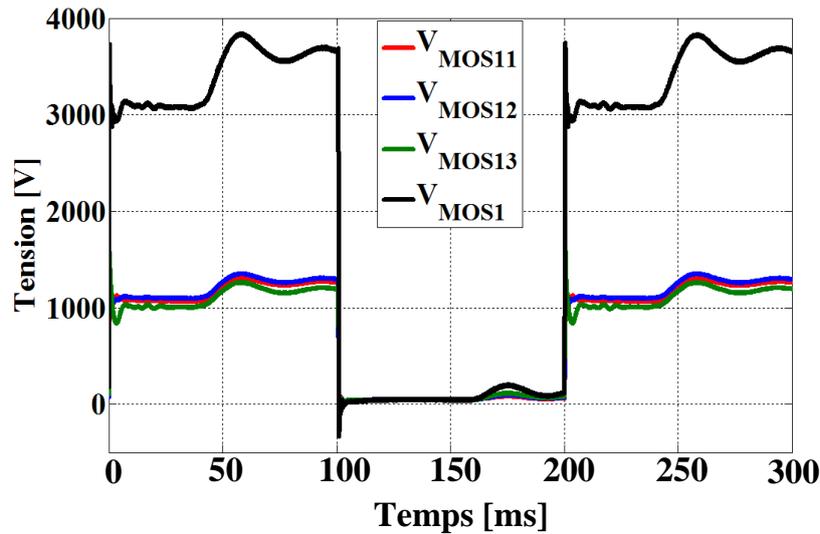


Figure 4-17 : Courbes tensions aux bornes d'un interrupteur après mise en place des circuits snubbers

Après avoir placé les circuits d'équilibrage, la décharge s'est bien allumée, pour la « petite » lampe, comme nous pouvons le voir sur les formes d'onde de la Figure 4-18.

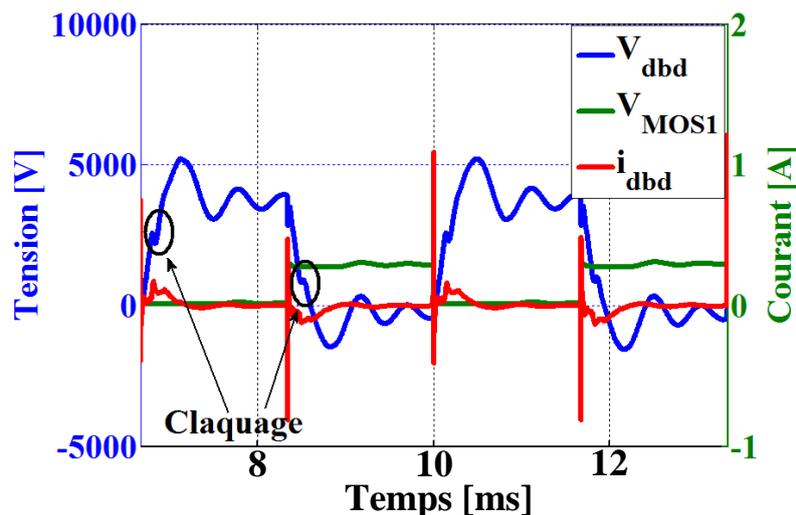


Figure 4-18 : Courbes tensions et courant aux bornes de la DBD

Nous retrouvons les mêmes formes d'ondes qu'avec les MOSFETs $10kV$, les snubbers ne semblent donc pas perturber le fonctionnement du système.

4.3.4 Évaluation des pertes avec la présence de snubbers

Une fois mise en évidence la performance de notre solution d'équilibrage, nous avons évalué les pertes sur ce dispositif.

Le courant et la tension ont été relevés expérimentalement pour chaque thyristor de synthèse $Th1$ et $Th2$. Les essais présentés ici ont été réalisés à une tension d'alimentation $E=3kV$ et à la fréquence de $f=30kHz$. A cette tension d'alimentation, le générateur de tension continue fournit un courant de $16mA$, soit une puissance d'entrée de $48Watts$. Cette puissance d'entrée calculée permettra plus tard de justifier la répartition des pertes.

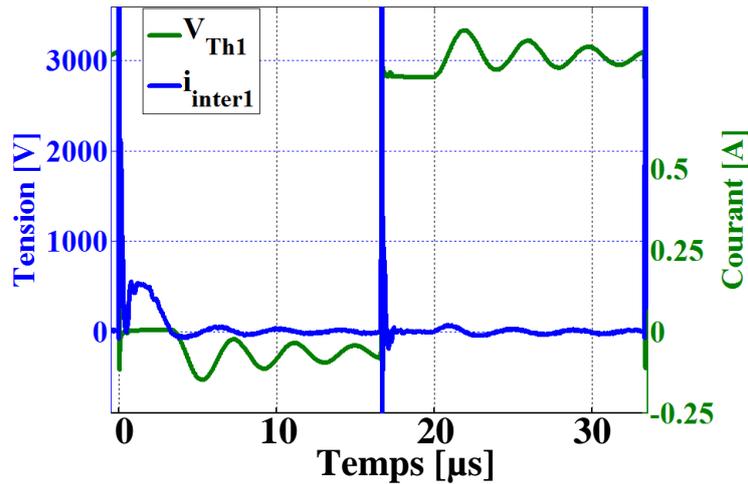


Figure 4-19 : Courbes tension et courant aux bornes de l'interrupteur $Th1$

Comme prévu théoriquement et déjà observé quand $Th1$ est réalisé en utilisant un seul MOSFET haute tension, nous pouvons observer que la tension est bidirectionnelle. Lors de la première demi-période, après la mise en conduction, la tension négative est bien supportée par la diode alors que sur la deuxième demi période c'est bien le MOSFET qui supporte la tension positive appliquée à l'interrupteur.

Le courant dans $Th1$ est bien unidirectionnel. Les pics de courant observés lors des commutations, sont conduits par les éléments parasites et ne passent pas directement dans les semi-conducteurs. La mise en série des MOSFETs basse tension pour réaliser la fonction « interrupteur commandé » de $Th1$ ne change donc pas le fonctionnement global du thyristor de synthèse.

A partir des relevés de la tension et du courant, nous en déduisons par intégration l'énergie sur une période comme présenté sur la Figure 4-20.

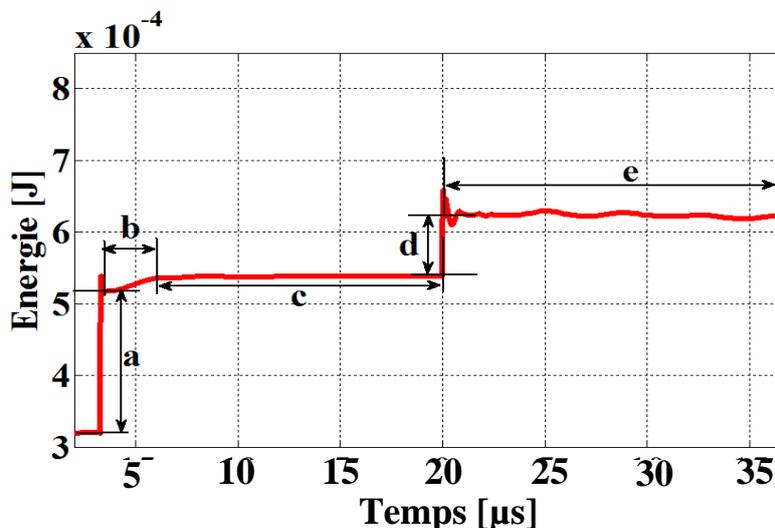


Figure 4-20 : Chronogramme de l'énergie dissipée dans le thyristor $Th1$ sur une période

Sur la Figure 4-20, nous décomposons la période de fonctionnement en cinq phases, numérotées de a à e.

- La phase (a) correspond à la fermeture du MOSFET (donc à l'amorçage du thyristor de synthèse) : durant cette phase nous aurons essentiellement des pertes à l'amorçage.
- La phase (b) correspond à une phase où le MOSFET et la diode conduisent ; les pertes obtenues durant cette phase sont des pertes par conduction.
- La phase (d) correspond à l'instant où la tension aux bornes de l'interrupteur, initialement supportée par la diode (car négative) est ensuite supportée par le MOSFET ; il s'agit donc du blocage de la diode.
- La phase (c) correspond à la durée pendant laquelle la tension interrupteur est tenue par la diode (bloquée) et la phase (e) correspond à la durée pendant laquelle la tension interrupteur est supportée par le MOSFET (bloqué). Nous pouvons naturellement constater que sur ses deux phases qu'il n'y a pas d'évolution de l'énergie et donc pas de pertes.

Il est important de noter que pour les phases (a) et (d) il y a un dépassement sur le chronogramme de l'énergie. Celui-ci est dû aux quantités d'énergie stockée dans des éléments réactifs. Nous ne comptabiliserons donc pas ces dépassements d'énergie pour établir le bilan de puissance.

La Figure 4-21 montre la répartition des pertes dans le thyristor *Th1*. Le produit de l'énergie mesurée à la Figure 4-20 par la fréquence de fonctionnement permet de déterminer les pertes. Cependant il faut noter que les pertes ainsi obtenues sont les pertes totales (MOSFETs + diode + snubber). La quantité désignée « Pertes D/M » correspond aux pertes lors de la phase (d) de la Figure 4-20 (blocage de la diode).

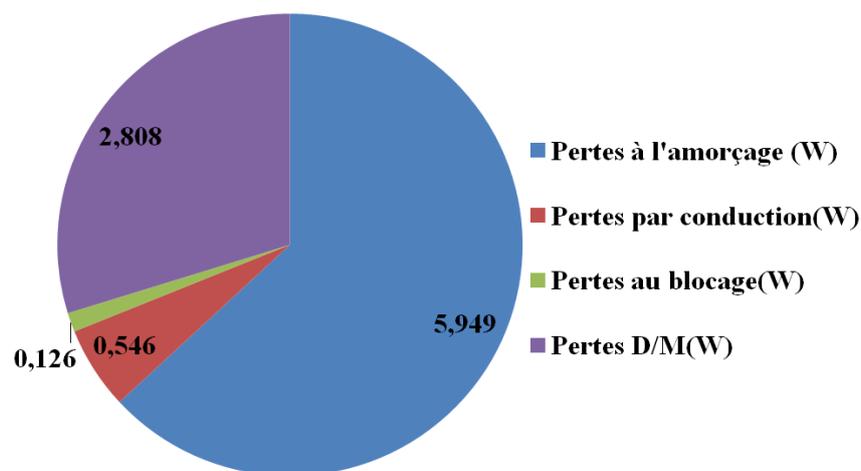


Figure 4-21 : Répartition des pertes sur *Th1*

Nous avons utilisé la même méthode pour étudier les pertes sur $Th2$ et nous avons une répartition quasi identique. Comme on peut le voir, les pertes à l'amorçage sont majoritaires ; elles sont dues pour partie à l'énergie stockée dans les capacités C_{OSS} (énergie dissipée dans les MOSFETs) et pour partie à l'énergie stockée dans les condensateurs des snubbers.

Pour distinguer ces deux composantes de l'énergie dissipée à l'amorçage, considérons le schéma de la Figure 4-19 : la tension aux bornes de $Th1$ avant sa fermeture est de $3360V$. Si on considère une répartition homogène de la tension entre les trois MOSFETs, nous aurons donc $1120V$ aux bornes de chaque MOSFET. La capacité C_{OSS} aux bornes de chaque MOSFET à cette tension est de $12pF$. Nous avons aussi la capacité de la sonde de tension ($15pF$) qui sera répartie entre les trois MOSFETs de même que la capacité parasite C_{para} (introduite au chapitre III), correspondant à la capacité entre le dispositif et la terre.

En prenant en compte toutes ces capacités, à chaque commutation nous aurons donc $1,62W$ de pertes sur les trois MOSFETs. Et sur les trois snubbers, nous avons $3W$ de pertes. Donc nous avons $4,62W$ de pertes entre les snubbers et le MOSFET lors de l'amorçage et la majorité de ces pertes se situe dans les snubbers. Le circuit d'équilibrage affecte donc clairement les performances du convertisseur, il est malheureusement nécessaire à son bon fonctionnement.

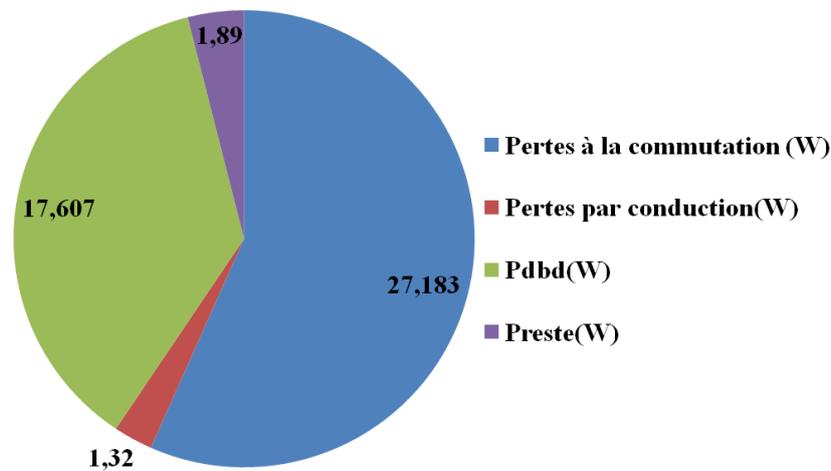


Figure 4-22 : Répartition des pertes totales et de la puissance dans la décharge

Pour un point de fonctionnement particulier ($f=30kHz$; $E=3kV$), sur le convertisseur total, la répartition entre la puissance dans la décharge et les pertes totales est présentée sur la Figure 4-22. Il est évident, lorsqu'on voit ces deux figures, que la majorité des pertes est due aux commutations.

La différence entre la tension DBD et la tension V_{th2} a été mesurée et multipliée par le courant DBD, ceci dans le but d'avoir les pertes dans l'inductance ; nous mesurons des microwatts. Donc les pertes restantes P_{reste} ne sont pas celles de l'inductance mais correspondent à tout l'environnement du système (fil + inductance + connecteur, ...).

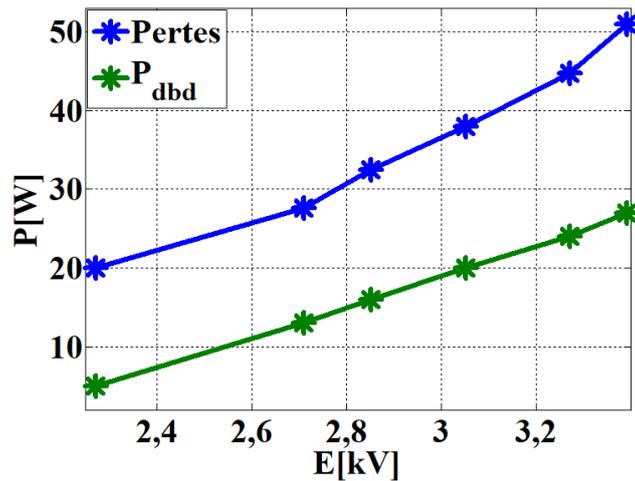


Figure 4-23 : Courbes puissances et pertes pour $f=30\text{kHz}$

La courbe des pertes totales et de la puissance dans la DBD est présentée Figure 4-23. Nous pouvons voir qu'à une tension d'alimentation de 3kV , nous avons 17W de puissance dissipée dans la décharge et $30,3\text{W}$ de perte. Avec les MOSFETs SiCs de calibre 10kV présentés au chapitre précédent, à cette même tension d'alimentation et à la même fréquence ($E=3\text{kV}$ et $f=30\text{kHz}$), les pertes totales étaient de $97,4\text{W}$. Dans les deux cas et dans les mêmes conditions, on transmet la même puissance dans la décharge (17W). Les pertes ont été divisées par trois avec les MOSFETs de faible calibre en série.

Pour la petite lampe, il est donc plus intéressant de travailler avec les interrupteurs SiC $1,7\text{kV}$ en série. Les pertes sont pratiquement toutes dues à l'énergie dans les capacités parallèles au MOSFET, que ce soit leur capacité intrinsèque ou la capacité snubber. L'ajout de la capacité snubber n'est donc pas suffisant pour réduire significativement les pertes.

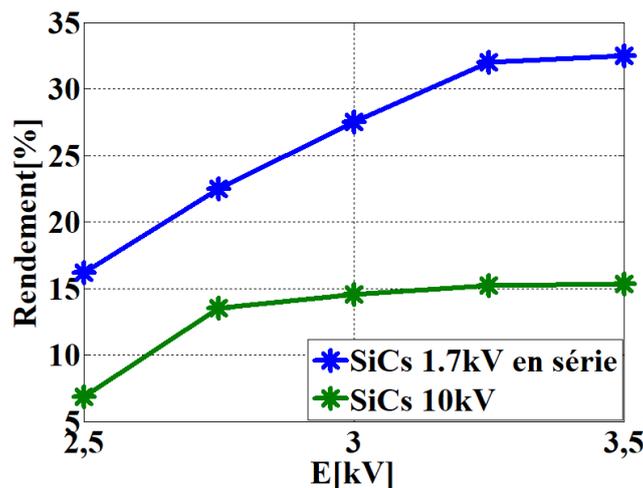


Figure 4-24 : Rendement MOSFETs SiC 10kV et mise en série de SiC $1,7\text{kV}$

Le rendement de l'alimentation avec les interrupteurs en série est tracé Figure 4-24. Nous le comparons à celui obtenu avec les interrupteurs SiCs 10kV . Au vu des conclusions précédentes, le rendement est logiquement doublé avec les SiCs de faibles calibres mis en

série. Cette augmentation du rendement peut s'expliquer grâce à la faible valeur de C_{OSS} des SiCs $1,7kV$ qui même en rajoutant les capacités des snubbers reste très faible devant la capacité C_{OSS} de SiCs $10kV$ et par le fait que, mises en série, les capacités diminuent.

Nous pouvons conclure que la mise en série d'interrupteurs de faible calibre est plus adaptée pour les dispositifs DBD de faible puissance que l'utilisation de SiC $10kV$.

4.4 Mise en œuvre sur une DBD de forte puissance

Nous avons mis en évidence en 4.3.2 la mise en série des MOSFETs en série afin d'augmenter le rendement du convertisseur sur la DBD petite Lampe de calibre $100W$. Dans cette partie, il sera question d'allumer une lampe DBD de configuration cylindrique pouvant transiter plus de puissance. Cette lampe a logiquement de plus grandes capacités. Le but est ici d'accepter les pertes intrinsèques au MOSFET mais de transférer plus de puissance dans la décharge.

Dans cette partie, la lampe utilisée présente les caractéristiques géométriques suivantes :

- diamètre du tube intérieur de $20mm$,
- diamètre du tube extérieur de $45mm$,
- épaisseur des parois de quartz de $1,5mm$,
- une maille métallique de $60cm$ de longueur est placée à l'extérieur de la lampe et représente l'électrode externe,
- l'électrode interne est un conducteur massif ajusté à l'intérieur du tube intérieur.

Avec ce dispositif, il sera possible d'injecter plus de courant dans la décharge et donc d'augmenter la puissance dans la décharge.

Par ailleurs il faudra reconsidérer l'inductance utilisée pour ce dispositif : compte tenu des nouvelles valeurs des capacités équivalentes de la lampe (C_{eq} et C_{diel}), il faut ajuster la valeur de L pour fonctionner dans toute la gamme de fréquence précédemment utilisée (rappelons que l'impulsion de courant consécutive à l'allumage d'un des thyristors doit avoir pris fin avant la seconde demi-période, au début de laquelle le second thyristor sera à son tour allumé). D'autre part, il faut augmenter le diamètre de son fil et éviter toute saturation (nous avons choisi d'y ajouter un entrefer). En tout état de cause, cette modification d'inductance ne change rien sur la puissance transférée comme nous l'avons vu au chapitre II. Elle modifie simplement la valeur maximale du courant et la largeur du pic de courant.

4.4.1 Résultats expérimentaux avec l'utilisation des SiCs $10kV/10A$

Le convertisseur mettant en œuvre les MOSFETs SiC $10kV/10A$ a été mis en œuvre ; il a permis d'allumer la décharge comme le montre la Figure 4-25.

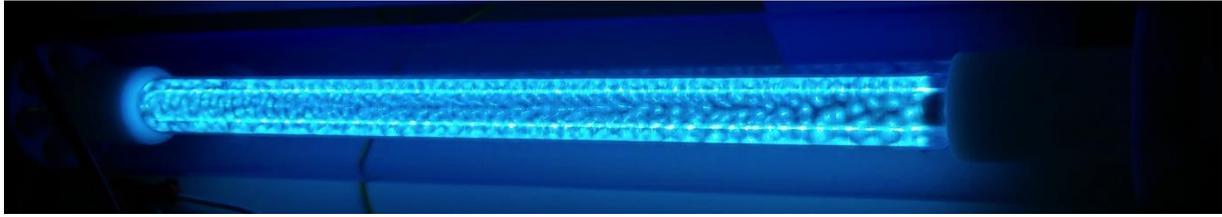


Figure 4-25 : Lampe DBD 10W

Les formes d'ondes expérimentales sont présentées ci-dessous en Figure 4-26.

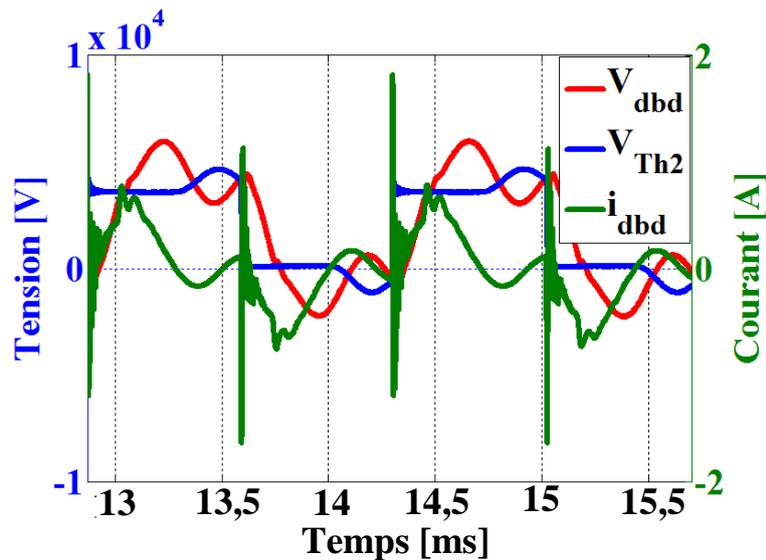


Figure 4-26 : Formes d'ondes courant tensions avec les SiCs 10kV/10A et la grande lampe pour $f=70\text{kHz}$ et $E=3,67\text{kV}$

Comme nous pouvons le voir, les formes d'ondes sont très proches de celles obtenues dans les expérimentations précédentes. Néanmoins, le niveau de courant est beaucoup plus élevé (proche de I_A max). On peut aussi observer que la tension DBD négative est cette fois plus importante. Ce phénomène est dû aux modifications des capacités du système ; nous avons donc été conduits à utiliser des diodes de calibres plus élevés (diodes SiCs 10kV/10A).

4.4.1.1 Puissance, pertes et rendements

Nous avons évalué les performances de notre alimentation avec comme interrupteurs les MOSFETs SiCs 10kV/10A en série avec les diodes SiCs 10kV/10A sur la DBD présentée plus haut.

La Figure 4-27 présente les relevés effectués à 60kHz ; l'amplitude de la tension est utilisée pour ajuster la puissance injectée dans la DBD.

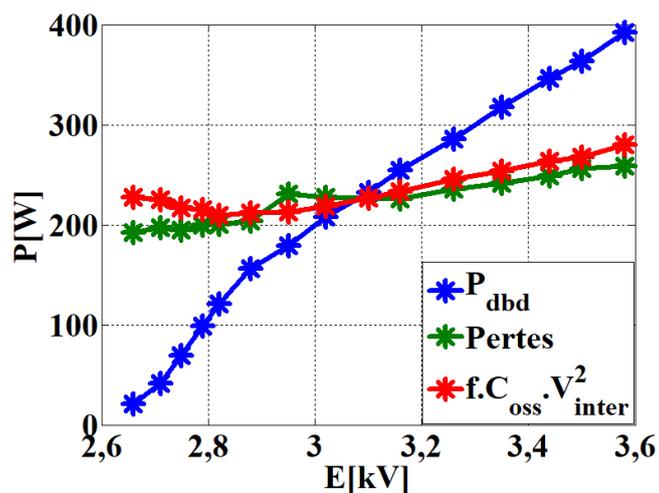


Figure 4-27 : Puissance et pertes pour $f=60.24\text{kHz}$, $L=4\text{mH}$

La tension maximale d'alimentation E a été limitée à $3,9\text{kV}$, afin d'éviter tout risque de destruction des semi-conducteurs. En dessous de $2,6\text{kV}$ la lampe ne s'allume pas.

La courbe de la Figure 4-27 montre la puissance dans la décharge et les pertes pour une fréquence de 60kHz . Nous pouvons observer que jusqu'à une tension d'alimentation de $3,1\text{kV}$ la majorité de la puissance fournie par l'alimentation haute tension est dissipée dans les interrupteurs. Par la suite, la puissance est majoritairement dissipée dans la DBD.

Nous avons aussi relevé la tension aux bornes des interrupteurs (MOSFETs + diode) juste avant la fermeture des interrupteurs et calculé l'énergie stockée dans la capacité C_{OSS} . En ce qui concerne la valeur de la capacité C_{OSS} , nous prenons les valeurs constructeur à haute tension soit : 232pF . Nous présentons le résultat sur la Figure 4-27 (courbe rouge, présentant les valeurs de $f.C_{oss}.V_{inter}^2$, puissance dissipée par les 2 interrupteurs). Les pertes calculées dans C_{OSS} étant très proches des pertes mesurées, nous pouvons conclure que la majorité des pertes est due à l'énergie stockée dans C_{OSS} .

Le rendement du dispositif est tracé sur la Figure 4-28, pour différentes fréquences. Pour 30kHz et de 50kHz , nous avons utilisé une inductance de 9mH . Pour la fréquence de 70kHz , nous avons utilisé une inductance de 4mH (cette valeur plus faible garantit à cette fréquence que la durée des impulsions de courant DBD reste inférieure à la demi-période). Ces modifications d'inductance n'influent pas sur l'énergie dissipée dans la décharge. La largeur des impulsions et l'amplitude du courant sont modifiées mais pas suffisamment pour changer le régime de décharge. Nous observons sur cette figure que nous obtenons des rendements supérieurs à 50% . On voit aussi que, pour les plus faibles fréquences, le rendement n'a pas encore atteint son plateau (nous n'avons pas augmenté les tensions au-delà de $3,9\text{kV}$ pour ne pas risquer de détruire les MOSFETs).

On peut ainsi confirmer que les SiCs $10\text{kV}/10\text{A}$ sont adaptés à de forts transferts de puissance. Sur la Figure 4-27, nous transférons des puissances de l'ordre de 400W dans la décharge. A

cette puissance et au-delà de $60,24\text{kHz}$, la source continue haute tension entre en limitation de courant et nous ne pouvons donc pas augmenter la tension.

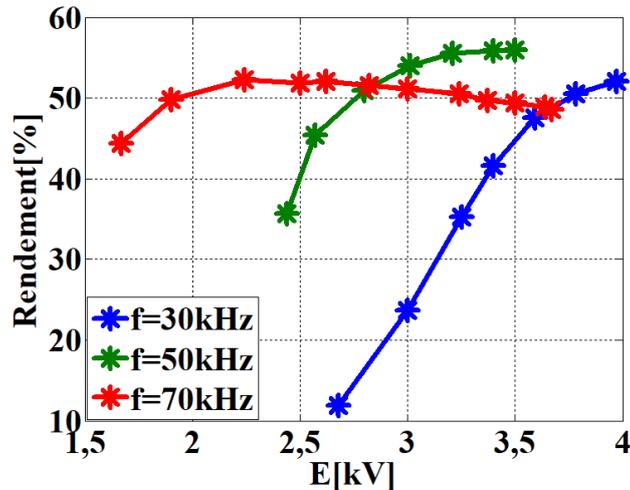


Figure 4-28 : Rendement du convertisseur avec les SiCs 10kV et la grande lampe

Nous comparons sur la Figure 4-29 les puissances et les pertes pour la DBD de faibles capacités (petite lampe présentée au chapitre 3) et la DBD de grandes capacités (grande lampe présentée dans cette partie) pour une fréquence de $f=30\text{kHz}$. Dans les deux cas, nous travaillons avec des interrupteurs identiques. La capacité des MOSFETs étant identique, les pertes, proportionnelles à la tension soutenue par les interrupteurs, sont elles aussi identiques. On voit bien que la grande lampe permet de dissiper bien plus de puissance que la petite lampe.

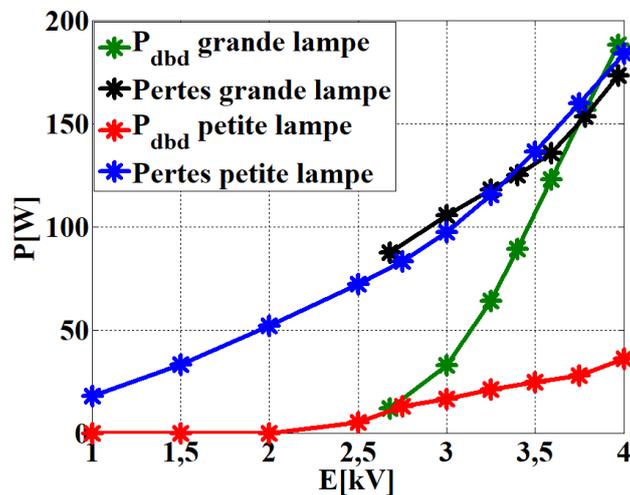


Figure 4-29 : Comparatif de la puissance dans la DBD et des pertes pour la petite lampe et pour la grande lampe

Ceci confirme bien que les SiCs $10\text{kV}/10\text{A}$ sont adaptés pour les DBD de grandes capacités. La comparaison des rendements présentée Figure 4-30 le confirme bien.

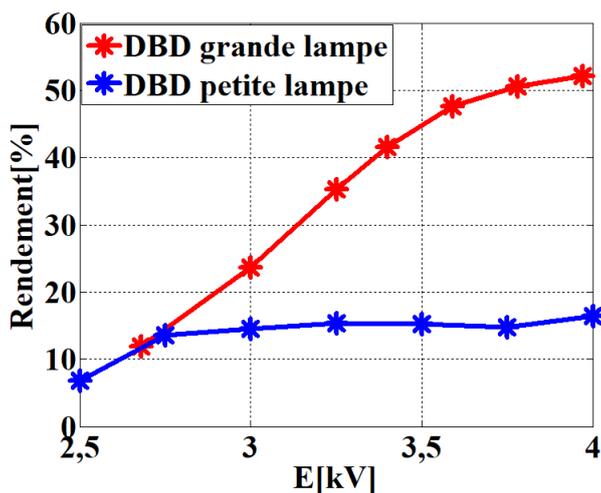


Figure 4-30 : Comparatif du rendement pour DBD petite lampe et la DBD grande lampe, $f=30\text{kHz}$

4.4.2 Effet de l'instant de fermeture

Nous avons montré au chapitre II, qu'en théorie, la puissance de la décharge augmente linéairement avec la fréquence de fonctionnement ; cette relation s'appuie sur une analyse au cours de laquelle les capacités parasites des semi-conducteurs ont été ignorées. La courbe de la Figure 4-31 présente l'évolution de la puissance relevée expérimentalement dans la « grande lampe » pour différentes fréquences ; la tension continue d'alimentation demeure inchangée à $3,4\text{kV}$.

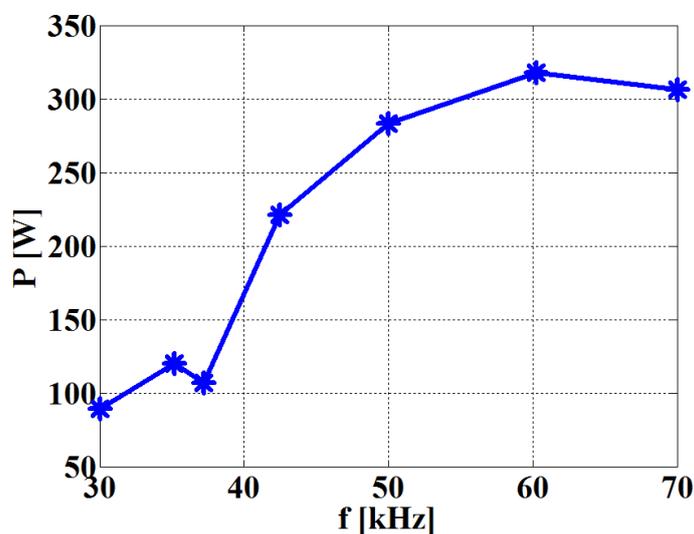


Figure 4-31 : Evolution de la puissance en fonction de la fréquence pour $E=3,4\text{kV}$

Nous voyons clairement sur la Figure 4-31 que la puissance n'évolue pas de façon linéaire, ce qui contredit la tendance théorique établie au chapitre II. Nous notons même des cas où la puissance décroît lorsque la fréquence augmente. Par exemple, à $f=35,2\text{kHz}$, nous notons une puissance de 120W dans la décharge alors qu'à $37,2\text{kHz}$ nous avons 107W .

Par ailleurs, comme nous l'avons vu au chapitre III, les tensions aux bornes des diélectriques de la DBD au moment de la fermeture des interrupteurs influent fortement sur le transfert de puissance. En effet lorsqu'un interrupteur est amorcé et que la tension DBD est à son maximum, le transfert de puissance est beaucoup plus favorable que lorsque l'interrupteur est amorcé avec une tension DBD à un minimum.

Pour illustrer ce propos nous présentons la situation pour deux fréquences différentes (relevés expérimentaux) :

- Cas pour lequel la tension DBD est maximale au moment de la fermeture, obtenu à une fréquence de $60,24\text{kHz}$
- Cas pour lequel la tension DBD est minimale au moment de la fermeture, obtenu à une fréquence de 70kHz

On présente l'évolution de V_{Th2} (tension thyristor $Th2$) et V_{DBD} pour ces deux fréquences de fonctionnement sur la Figure 4-32.

Il est aussi très intéressant de remarquer qu'un maximum de tension DBD correspond à un minimum de tension tenue par les semi-conducteurs au moment de la fermeture.

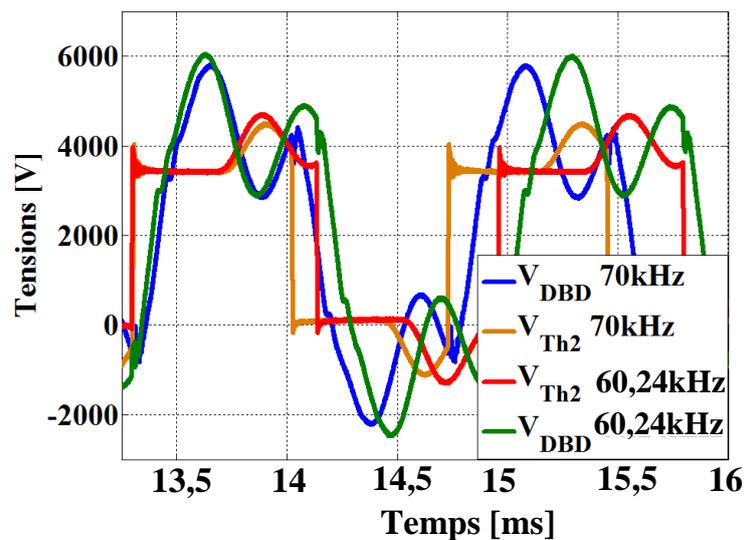


Figure 4-32 : V_{DBD} et V_{Th2} pour $f=60,24\text{kHz}$ et pour $f=70\text{kHz}$ à $E=3,5\text{kV}$

La durée de conduction des MOSFETs étant imposée par la valeur de l'inductance et les capacités du système, celle-ci ne change pas avec la fréquence de fonctionnement du convertisseur. La fréquence affecte la durée pendant laquelle la décharge n'est allumée, c'est à dire la durée pendant laquelle nous avons des oscillations. En changeant la fréquence, on modifie donc le nombre de périodes d'oscillations dans cet intervalle de temps. On peut donc se situer, au moment de l'amorçage des thyristors, sur un minimum ou un maximum de la tension V_{DBD} .

Nous pouvons observer l'évolution de la puissance dans la DBD et les pertes sur la Figure 4-33 pour $f=70kHz$ et $f=60,24kHz$; la puissance dans la DBD est ici ajustée grâce à la valeur de la tension d'alimentation E .

Nous savons que la puissance dans la décharge est liée en partie aux charges stockées sur les diélectriques avant le claquage du gaz. En effet, lorsque la tension DBD est à son minimum, nous avons moins de charges stockées sur les diélectriques. Lorsque la tension DBD est à son maximum, plus de charges sont stockées sur les diélectriques. De ce fait, à $f=60,24 kHz$ nous injectons une énergie plus élevée dans la décharge à chaque période ; ceci peut se traduire par une valeur plus élevée de la puissance (produit de l'énergie par la fréquence) dans la décharge, même pour une fréquence plus faible.

Il est aussi intéressant de noter qu'à $60,24kHz$ les pertes dans le convertisseur sont également bien plus faibles qu'à $70kHz$. Ceci est dû d'une part au fait que la fréquence est plus faible mais aussi au fait que la tension tenue par les semi-conducteurs au moment de leur fermeture est plus faible. On rappelle que les pertes dans les semi-conducteurs sont données par:

$$Pertes = \frac{1}{2} \cdot f \cdot C_{OSS} \cdot V_{MOSFET}^2 \quad (4-6)$$

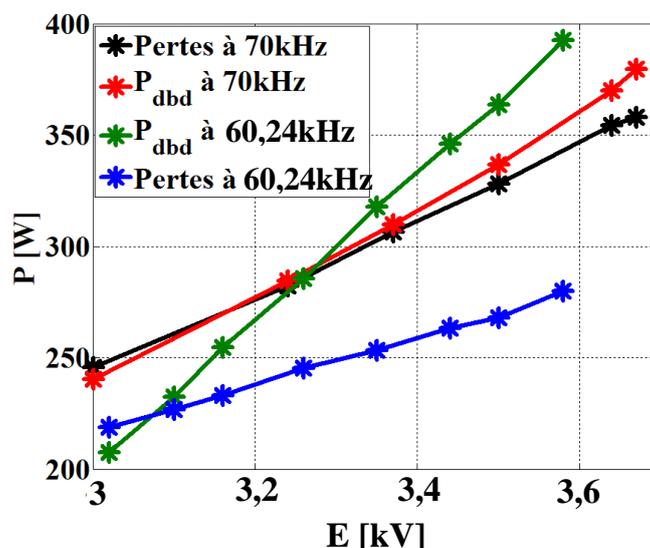


Figure 4-33 : Comparatifs des pertes et puissances dans la grande lampe, $L=4mH$

Du fait que la puissance transférée est plus importante et que les pertes dans les semi-conducteurs sont plus faibles, le rendement est plus élevé lorsqu'on travaille à $f=60,24kHz$ qu'à $70kHz$ (Figure 4-34). Maximiser la tension DBD avant la fermeture des interrupteurs permet donc bien de maximiser le transfert de puissance.

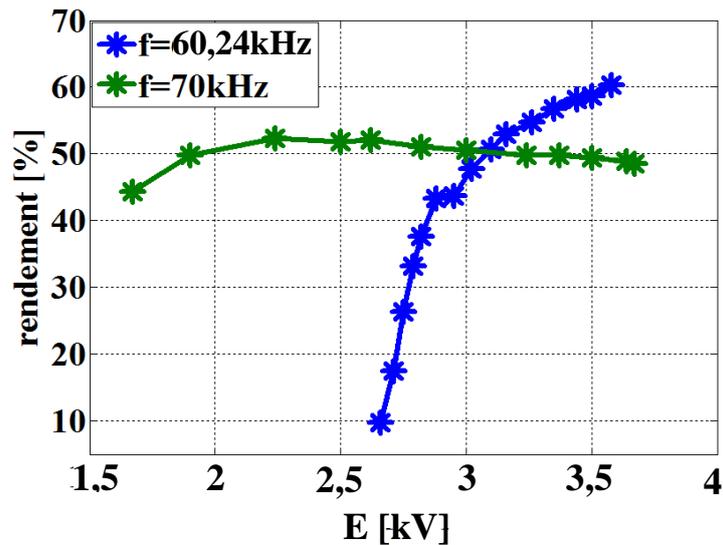


Figure 4-34 : Rendement SiCs 10kV, $f=42,735\text{kHz}$, $L=4\text{mH}$

En minimisant les pertes et en maximisant le transfert de puissance nous arrivons à obtenir des rendements plus élevés allant jusqu'à 60%. Ceci n'en fait pas une alimentation ultra compétitive au niveau du rendement mais ce résultat est tout de même comparable à celui des alimentations utilisant des transformateurs.

Nous pouvons aussi noter l'augmentation significative de rendement par rapport aux résultats présentés au chapitre 3. Nous avons donc réussi, tout en gardant le même niveau de pertes dans les semi-conducteurs, à maximiser le transfert de puissance.

4.4.2.1 Paramètres de la DBD et longueur de décharge

Nous présentons sur la Figure 4-35 un ensemble de formes d'ondes expérimentales de la tension DBD à $f=60,24\text{kHz}$, pour différentes tensions d'alimentation (E). Cette figure met en évidence une augmentation, avec la tension d'alimentation, de la fréquence des oscillations lorsque la décharge est éteinte. Il y a donc une modification du circuit oscillant. Cette modification pourrait provenir de l'inductance ou de l'une ou l'autre des capacités du circuit oscillant.

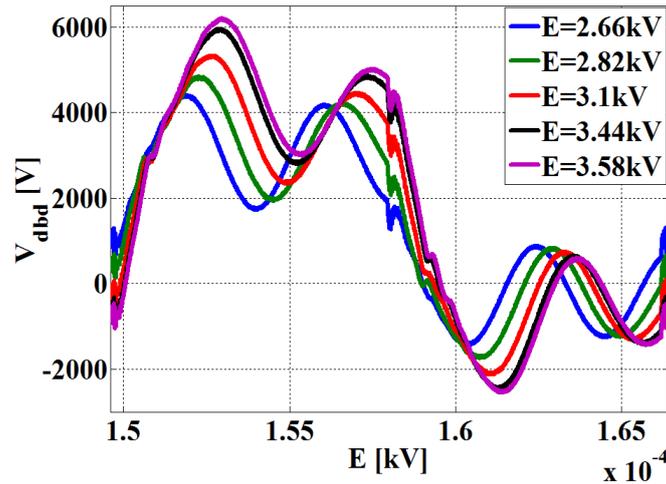


Figure 4-35 : Formes d'ondes de la tension DBD à $f=60,240\text{kHz}$

On peut voir par ailleurs sur la Figure 4-36 que la surface sur laquelle la décharge s'étend est modifiée par la tension d'alimentation. Il y a donc une partie de la lampe sur laquelle s'étend la DBD et une partie de la lampe sur laquelle la décharge reste éteinte. Plus on augmente E et plus la longueur sur laquelle la lampe s'allume augmente. Ceci a donc tendance à modifier la capacité globale de la DBD vue par le convertisseur.

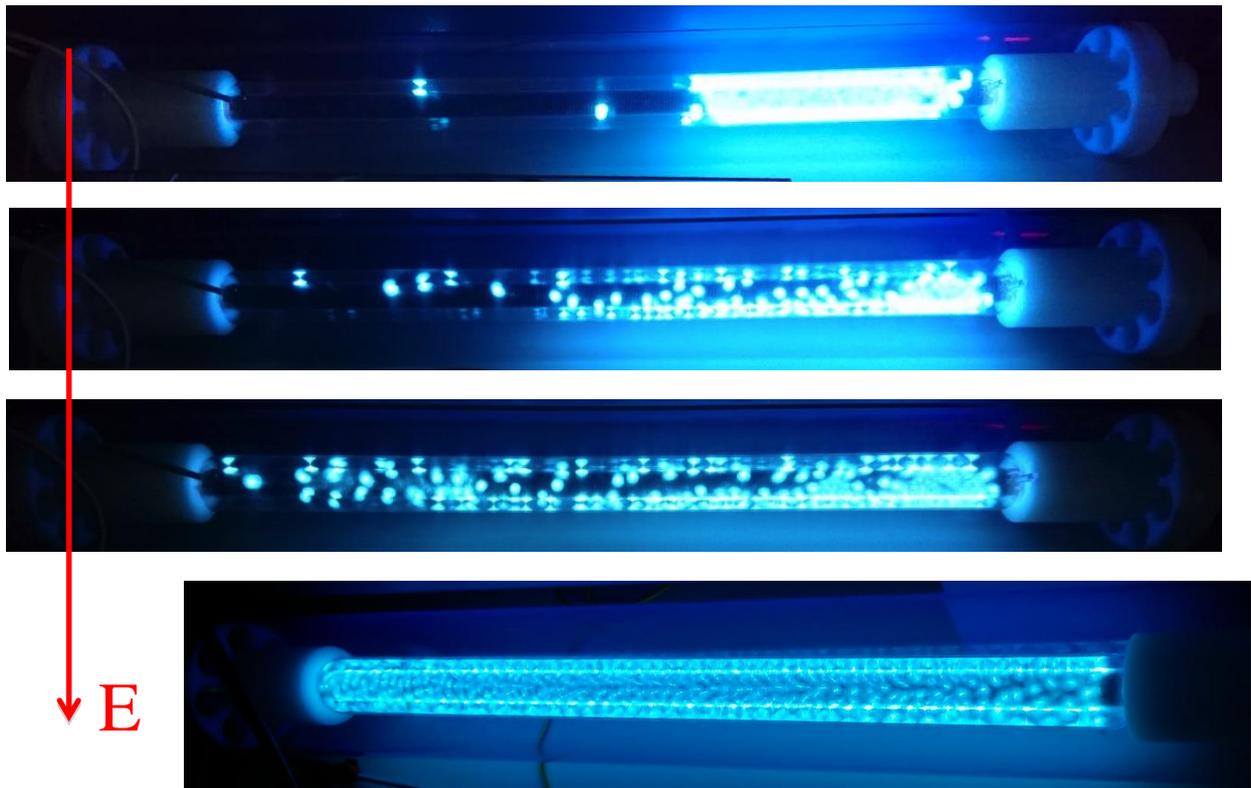


Figure 4-36 : Photo de la décharge avec différentes longueurs allumées

Cette variation des capacités globales peut s'observer sur la figure de Lissajous QV (diagramme de Manley) présentée sur la Figure 4-37.

On peut observer une modification des pentes associées à la capacité C_{diel} lorsque la tension d'alimentation E croit (pentes des côtés droit et gauche des parallélogrammes). Sur ces diagrammes $Q-V$ nous pouvons mesurer :

- la pente lorsque la décharge est allumée, qui donne la valeur de C_{diel} (nous appellerons cette mesure de capacité $C_{dielmes}$)
- la pente lorsque la décharge est éteinte, qui donne la valeur de C_{eqmes} (pentes des côtés inférieur et supérieur des parallélogrammes).

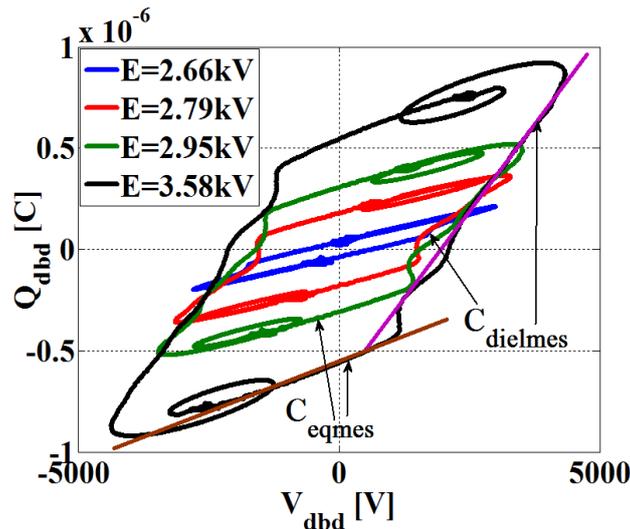


Figure 4-37 : Diagramme $Q-V$ à $f=60,240kHz$

Nous présentons l'évolution des capacités mesurées sur la Figure 4-38. On observe que la capacité C_{eqmes} n'évolue que très peu avec la tension d'alimentation. Par contre, la capacité diélectrique mesurée est largement modifiée par la tension d'alimentation. Pour essayer de comprendre cette évolution, nous sommes conduits à introduire un nouveau modèle équivalent de la DBD présenté en Figure 4-39.

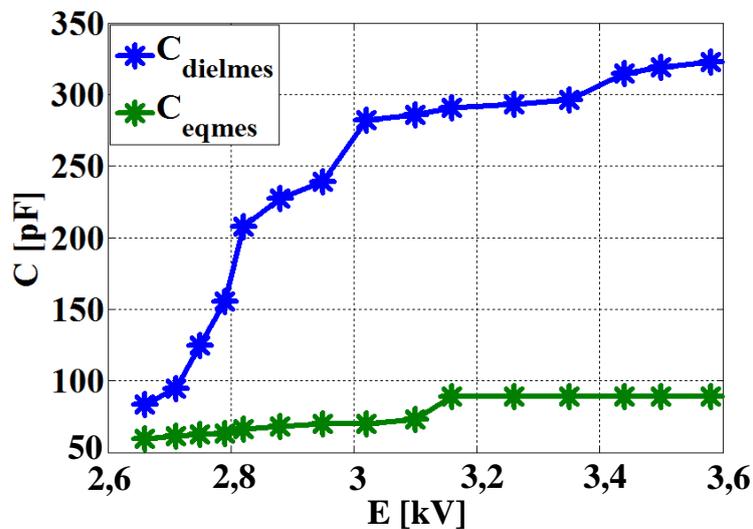


Figure 4-38 : Evolution de la capacité C_{diel} et C_{eq} en fonction de la tension d'alimentation à $f=60,240kHz$

Dans le modèle de la Figure 4-39, nous introduisons une partie dans laquelle la décharge est allumée, indiquée avec les coefficients x (cette partie correspond à $x\%$ de la longueur totale) ; et une partie où la décharge n'est pas allumée notée avec les coefficients $(1-x)$.

On divise donc la capacité C_{diel} et la capacité C_{gaz} en deux parties. On considère donc que la partie où la décharge est allumée n'influence pas la partie sans décharge. Lorsque la décharge est allumée sur toute sa longueur alors $x=1$ et la capacité C_{diel} est maximale. Les notations C_{diel} et C_{gaz} sont celles définies précédemment et représentent respectivement les capacités diélectriques et gaz lorsque la décharge est allumée sur toute la longueur de la lampe.

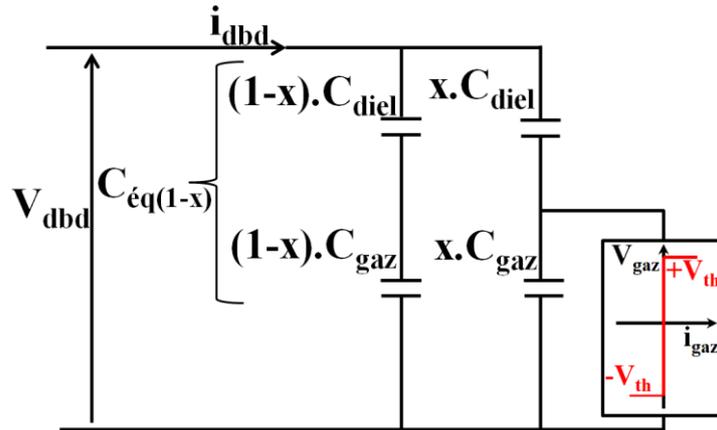


Figure 4-39 : Modèle équivalent de la DBD (grande lampe)

La capacité équivalente $C_{dielmes}$ peut être calculée lorsque la décharge est allumée est égale à :

$$C_{dielmes} = \frac{(1-x).C_{diel}.C_{gaz}}{C_{diel} + C_{gaz}} + x.C_{diel} \quad (4-7)$$

A partir de la mesure de $C_{dielmes}$, nous pouvons donc déduire la longueur où la décharge est allumée ; les résultats sont présentés en Figure 4-40.

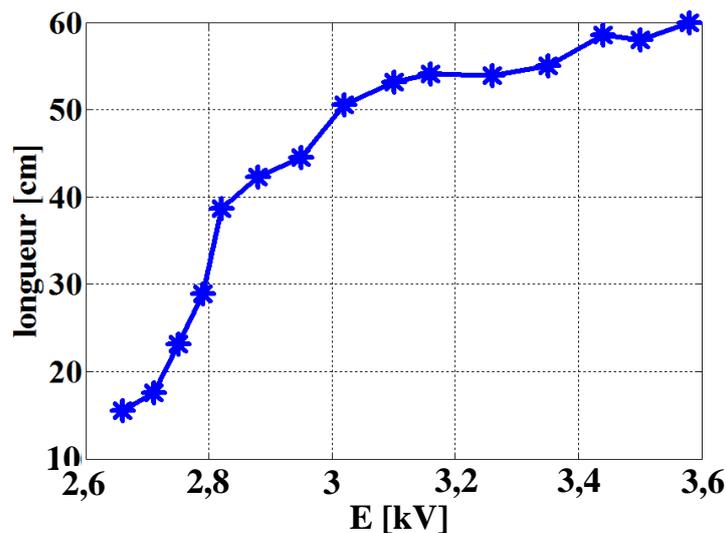


Figure 4-40 : Longueur de la décharge à $f=60,240\text{kHz}$

La mesure des capacités équivalentes montre donc bien ce que nous observons sur les photographies Figure 4-36, à savoir que la longueur de la décharge augmente avec la tension d'alimentation.

Cette modification de la capacité équivalente a un effet très net sur la fréquence d'oscillation comme nous avons pu le voir au début de ce paragraphe. A $60,24\text{kHz}$, pour les tensions les plus faibles; la tension DBD est minimale lorsque les interrupteurs se ferment. Lorsque l'on augmente la tension d'alimentation, la décharge s'étend sur toute la surface de la DBD, la capacité globale de la DBD augmente, ce qui diminue la fréquence des oscillations. Lorsque le MOSFET est commandé à la fermeture, la tension DBD est de plus en plus importante ; on a donc tendance à maximiser le transfert de puissance.

Nous n'observons pas cet effet à 70kHz : la décharge s'étend très rapidement sur toute la surface de la DBD. Nous voyons donc sur la Figure 4-41 qu'en dessous de 3 kV la puissance à $60,24\text{kHz}$ est inférieure à la puissance à 70 kHz .

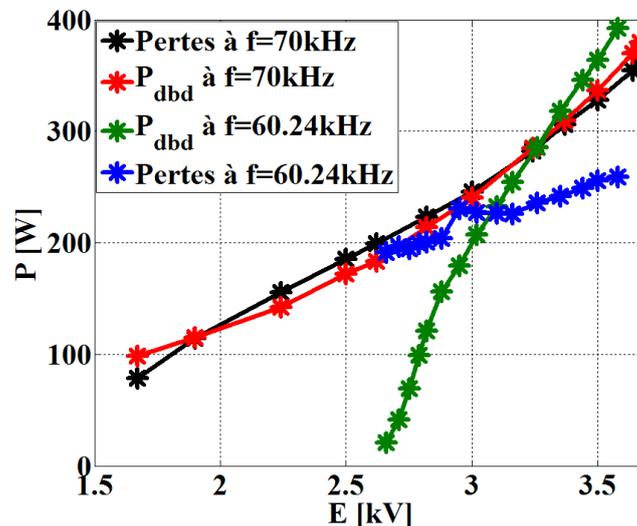


Figure 4-41 : Pertes et puissances dans la grande lampe, $L=4\text{mH}$

En généralisant le raisonnement développé pour $f=60\text{kHz}$, dans certains cas, la DBD ne s'étend pas sur la totalité de la longueur de la lampe dès l'allumage. L'augmentation de la puissance (par action sur l'amplitude de E) étend la décharge sur la totalité de la DBD, modifiant ainsi la capacité équivalente de la DBD. La fréquence d'oscillations lorsque la décharge est éteinte est alors modifiée. On peut donc se retrouver alors dans un cas où la tension DBD lors de la fermeture des interrupteurs est maximale et donc augmenter le transfert de puissance, comme présenté ici.

4.4.3 Résultats expérimentaux avec l'utilisation des SiCs $1,7\text{kV}$ en série

Le convertisseur avec la mise en série des SiCs $1,7\text{kV}$ a été aussi testé sur la DBD « grande lampe » ; les formes d'ondes de la tension DBD et de la tension aux bornes de $Th1$, ainsi que du courant dans la DBD sont présentées Figure 4-42.

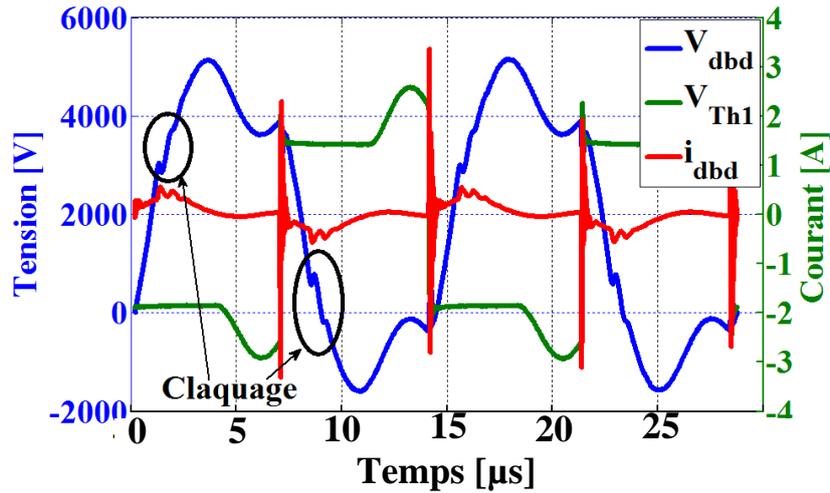


Figure 4-42 : Formes d'ondes courant tensions aux bornes de la DBD pour $f=70\text{kHz}$ et $E=3,5\text{kV}$

La courbe de la Figure 4-43 montre l'évolution de la puissance dans la décharge à différentes fréquences, pour une même tension d'alimentation E de $3,5\text{kV}$. Nous avons mis en regard les relevés de la puissance dans la décharge obtenue avec les MOSFETs SiC $10\text{kV}-10\text{A}$. Nous voyons sur cette figure que nous transmettons beaucoup plus de puissance dans cette décharge avec les SiCs 10kV .

A $f=70\text{kHz}$, nous transférons 336W dans la décharge avec les SiCs $10\text{kV}-10\text{A}$ alors qu'avec les SiCs $1,7\text{kV}$ en série nous transmettons un peu plus de la moitié, 180W . Les rendements avec les SiCs 10kV restent meilleurs comme le montre la Figure 4-44. Ce rendement est dû au fait que l'on injecte plus de puissance dans la DBD avec les SiCs 10kV plutôt qu'avec les MOSFETs SiCs $1,7\text{kV}$ en série. Cependant les pertes sont plus élevées avec les SiCs 10kV comme le montre la Figure 4-43. Il est important de noter qu'avec les SiCs $1,7\text{kV}$, les capacités équivalentes ne sont pas les mêmes qu'avec les SiCs 10kV . La fréquence d'oscillations est donc très différente dans les deux cas, ce qui peut expliquer les différences sur la puissance transférée, ainsi que sur les pertes.

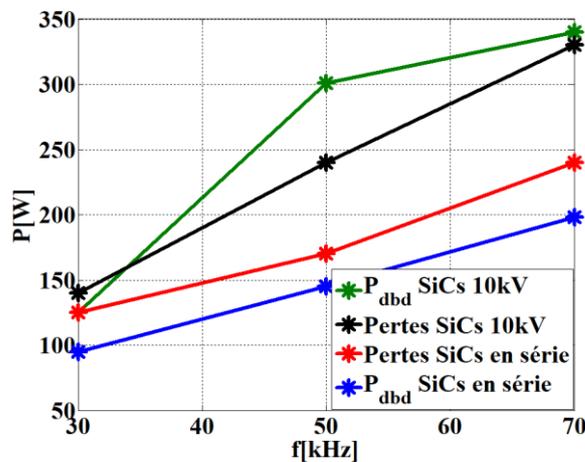


Figure 4-43 : Comparatif de la puissance dans la DBD grande lampe avec les MOSFETs en série et les SiCs 10kV pour différentes valeurs de fréquence à $E=3,5\text{kV}$

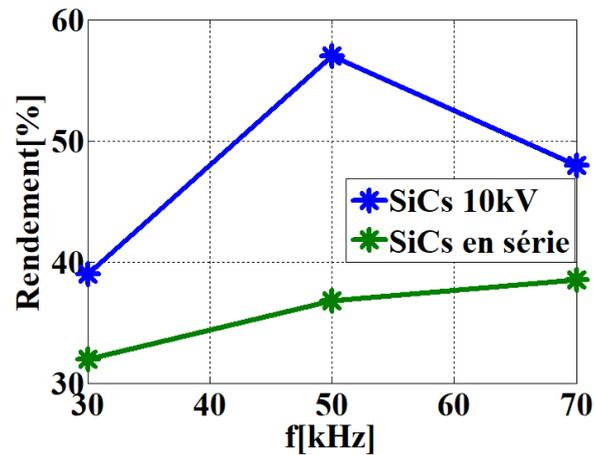


Figure 4-44 : Comparatif du rendement avec les MOSFETs en série et les SiCs 10kV pour différentes valeurs de fréquence à $E=3,5kV$

Comme nous pouvons le voir en Figure 4-44, les MOSFETs SiC 10kV sont ici plus adaptés au transfert de puissance sur une DBD de forte puissance. Cependant nous avons vu que les capacités parasites influent fortement sur le transfert de puissance et de ce fait cette conclusion, au bénéfice des MOSFETs SiC 10kV, n'est donc pas absolue et pourrait devoir être révisée, suivant le dispositif DBD.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la réalisation expérimentale du convertisseur sur la petite lampe DBD de calibre $100W$ et sur une grande lampe DBD de calibre $1kW$.

Nous avons réalisé la mise en série des MOSFETs SiC $1,7kV$, solution qui s'est révélée performante pour l'alimentation de la petite lampe DBD. Cependant, il a fallu prendre en compte les déséquilibres dans la répartition des tensions aux bornes des MOSFETs lors de la mise en série. De ce fait, nous avons proposé une technique de dimensionnement de circuits RC snubber permettant l'équilibrage des tensions.

Nous avons alimenté la décharge sur la grande lampe avec les MOSFETs SiC $10kV-10A$ mais aussi avec les MOSFETs basse tension ($1,7kV$) connectés en série. Nous avons montré l'évolution de la longueur sur laquelle la décharge s'établit en fonction de la tension d'alimentation E et avons proposé un modèle de la décharge prenant en compte ce comportement. Nous avons aussi confirmé qu'il existe un cas favorable (lorsque la tension DBD est à son maximum lors de la fermeture des MOS) et un cas défavorable (lorsque la tension DBD est à son minimum lors de la fermeture des MOS) pour le transfert de la puissance.

Enfin, nous avons montré que les MOSFETs SiC $10kV-10A$ sont plus adaptés pour le transfert de grande puissance (DBD de fortes capacités) alors que les MOSFETs SiC $1,7kV$ en série sont plus adaptés pour le transfert de faible puissance (DBD de faible capacité).

Bibliographie

- [4.1] P. C. TODD, "Snubber circuits: Theory, design and application," in Unitrode Switching Regulated Power Supply Design Seminar Manual, SEM-900. Merrimack, NH: Unitrode Corp., May 1993
- [4.2] NGUYEN T.-V., JEANNIN P.-O., VAGNON E., Frey D., Crebier J.-C, "Series connection of IGBT," Applied Power Electronics Conference and Exposition, Twenty-Fifth Annual IEEE, pp.2238-2244, 2010
- [4.3] H.L.HESS, and R. J. BAKER, "Transformerless Capacitive Coupling of Gate Signals for Series Operation of Power MOS Devices," IEEE Transaction on power electronics, vol. 15, no. 5, Semptember 20
- [4.4] J. BIELA, D. AGGELER, D. BORTIS, and J. KOLAR, "Balancing Circuit for a 5kv/50ns Pulsed Power Switch Based on SiC-JFET Super Cascode," in IEEE transaction on plasma science, vol. 40, no. 10, October 2012
- [4.5] P. R. PALMER and A. N. GITHIARI, "The Series connection of IGBT's with Active Voltage Sharing," IEEE Transactions on power electronics, vol. 12, no. 4, July 1997.
- [4.6] S. HONG, V. CHITTA, and D. A. TORREY, "Series connection of IGBTs (sic) with active voltage balancing," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 35, pp.917–923, July/Aug. 1999.
- [4.7] J. F. CHEN, J.N. LIN and T. H. AI, "The techniques of the serial and paralleled IGBTs," IEEE IECON. 22nd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, Vol. 2, Pages : 999-1004, doi : 10.1109/IECON.1996.566015

Conclusion générale et perspectives

Comme cela est apparu dans ce manuscrit, les dispositifs de décharge à barrière diélectrique sont des charges complexes à contrôler, en particulier de par leur non linéarité. Cette thèse a pour objectif principal d'étudier une stratégie d'alimentation pour dispositif de décharges à barrière diélectrique (DBD) ne requérant pas l'utilisation d'un transformateur élévateur haute tension ; le travail d'investigation concernant la structure est complété par une étude de l'impact de cette solution sur le contrôle de la puissance injectée dans la décharge. Pour l'expérimentation, nous nous sommes focalisés sur l'alimentation de lampes UV à excimères, dispositifs DBDs tout à fait réalistes vis-à-vis d'une application industrielle et ne nécessitant pas une mise en œuvre délicate (réacteur hermétique, dispositif de pompage et d'injection de gaz).

Dans la première partie, nous avons proposé une modélisation électrique de notre dispositif DBD et réalisé un comparatif de différentes structures d'alimentation pour DBD. La présence des diélectriques implique la nature capacitive des dispositifs DBD et donc le besoin d'une alimentation alternative. La tension de claquage élevée des gaz impose la nécessité d'alimenter ces dispositifs avec une haute tension. De ce fait, les structures d'alimentation DBD proposées dans la première partie utilisent pour la plupart un transformateur élévateur. Le cas de l'alimentation en courant carré nous a permis de mettre en lumière les imperfections de ce transformateur élévateur et leurs impacts sur la décharge, notamment sur la puissance injectée. Nous avons montré que pour le transformateur élévateur, l'élément parasite le plus pénalisant reste la capacité parasite de ce dernier qui, dérivant une partie du courant, diminue la puissance injectée dans la décharge.

Pour pallier les effets négatifs de ce transformateur élévateur sur la décharge, nous avons proposé en seconde partie l'étude d'une structure d'alimentation sans transformateur ayant pour spécificité de n'utiliser que deux interrupteurs. Ce convertisseur, basé sur la résonance de circuits LC , a pour avantage de présenter deux degrés de liberté permettant de régler la puissance injectée dans la décharge : la tension d'alimentation E et la fréquence. Un autre élément intéressant que nous avons mis en évidence sur ce convertisseur est sa commutation à courant nul (ZCS) et aussi la forme impulsionnelle du courant DBD qui peut être réglée, tant sur sa durée que son amplitude via l'inductance L ; le terme capacitif C avec lequel l'inductance L entre en résonance est apporté par le dispositif DBD. Cependant, en théorie nous avons montré une zone d'instabilité lorsque la tension d'alimentation E est supérieure à $2.V_{th}$ (V_{th} est la tension de claquage du gaz). Nous avons aussi montré sur notre dispositif que la tension DBD est subie par les interrupteurs durant le fonctionnement et avons proposé un mode de choix des calibres des MOSFETs.

La mise en œuvre expérimentale de notre convertisseur sans transformateur a été réalisée sur une « petite lampe » DBD (100W). Cette expérimentation a été effectuée avec l'utilisation de MOSFETs SiCs 10kV-10A, ce qui a permis de soulever un certain nombre d'inconvénients lié à l'utilisation de ces composants pour cette alimentation ne fournissant qu'une puissance limitée. Sur cette petite lampe, nous avons montré que nous avons beaucoup plus de pertes dans les interrupteurs que de puissance injectée dans la décharge et les rendements obtenus sont de l'ordre de 15%. Nous avons aussi montré la présence d'oscillations sur les formes d'onde (courant, tension de la DBD) lorsque tous les interrupteurs sont ouverts. En réalité, les capacités parasites des interrupteurs sont à l'origine de ces deux phénomènes. Les capacités, C_{OSS} , élevées des interrupteurs SiCs 10kV-10A sont à l'origine des pertes aussi élevées et donc du faible rendement ; le transfert de charges entre ces capacités parasites et la DBD est à l'origine des oscillations. Cependant, un avantage résultant de la présence de ces capacités parasites est l'absence d'instabilité lorsque la tension d'alimentation E dépasse $2.V_{th}$.

Afin de diminuer les pertes nous avons proposé l'utilisation de MOSFETs SiC de plus faible calibre 1,7kV connectés en série pour remplacer les MOSFETs SiCs 10kV-10A. Pour ce faire, nous avons proposé une technique d'équilibrage des tensions aux bornes des MOSFETs. Nous avons dimensionné des circuits snubbers permettant d'obtenir des tensions équilibrées atteignant jusque 1,2kV aux bornes de chaque MOSFETs et donc 3,6kV aux bornes de trois MOSFETs connectés en série ; cette tenue en tension a donc permis d'allumer la décharge. Cet essai (le convertisseur alimentant la « petite lampe » - 100W) a permis de mettre en évidence des pertes moins importantes dans les interrupteurs qu'avec les MOSFETs SiC 10kV-10A et d'obtenir un rendement de 30% (le double de ce qui avait été obtenu avec les MOSFETs SiCs 10kV-10A). L'analyse fine des pertes au cours de ces expérimentations a aussi permis de montrer que l'essentiel des pertes de notre convertisseur est dû à la commutation d'amorçage des transistors de puissance.

Nous avons également évalué les performances de notre structure d'alimentation pour l'alimentation d'une DBD de plus grandes dimensions (la « grande lampe », capable d'accepter 1kW). Le raisonnement a consisté à accepter les pertes relativement élevées dans les interrupteurs MOSFETs SiCs 10kV-10A mais aussi à augmenter la puissance injectée dans la décharge. Ceci a permis de mettre en évidence un rendement pouvant atteindre jusque 60% et nous avons injecté jusqu'à 400W dans la décharge (la limite sur cette valeur de la puissance résulte principalement de la limitation en courant de l'alimentation continue haute tension disponible pour les expérimentations).

Nous avons aussi montré l'augmentation de la fréquence des oscillations qui apparaissent lorsque les interrupteurs sont tous ouverts, quand on fait croître la tension d'alimentation et donc la puissance injectée dans la DBD. Nous avons aussi mis en évidence, en ce qui concerne le contrôle de la puissance injectée dans la DBD, grâce à la fréquence de fonctionnement du convertisseur :

- De la loi de variation linéaire en fonction de cette fréquence ;
- De variations non linéaires autour de la première tendance évoquée : selon le choix de la fréquence du convertisseur, les amorçages des thyristors peuvent intervenir (suivant la fréquence des oscillations) à un instant où la tension DBD est maximale ou minimale ; selon le cas la puissance injectée dans la décharge correspondra à un maximum ou à un minimum local.

Quand la puissance injectée dans la DBD est faible, le plasma n'occupe pas toute la surface des électrodes ; il a été mis en évidence une variation de la capacité diélectrique en fonction de la tension d'alimentation E , qui est liée à la longueur allumée de la « grande lampe ». Ceci nous a conduits à proposer un nouveau modèle électrique de la DBD prenant en compte le pourcentage de la surface des diélectriques couverts par le plasma.

L'analyse détaillée des conditions expérimentales nous a permis de conclure que, pour les DBD de faible calibre, il est plus judicieux d'utiliser les interrupteurs SiCs $1,7kV$ en série qui présentent des capacités C_{OSS} très faibles. Cependant pour les DBD de fortes puissances, les interrupteurs SiCs $10kV$ apportent une solution très intéressante.

Les investigations expérimentales pourraient aujourd'hui être complétées par les travaux suivants :

- Etude du rendement de l'alimentation pour la lampe $1kW$, utilisant les MOSFETs SiCs $10kV-10A$, pour des valeurs de puissance supérieures à $400W$. Cela nécessitera la disponibilité d'une alimentation continue de puissance dont la limitation en courant soit supérieure au $200mA$ de celle dont nous disposons actuellement ; les perspectives sur ce point sont d'autant plus intéressantes que les courbes de rendement en fonction de la puissance actuellement obtenues montrent que l'on n'a pas encore atteint de plateau.
- Etude de l'impact de la valeur de l'inductance L sur le fonctionnement de la décharge ; cette valeur conditionne l'amplitude et la durée des impulsions de courant injectées dans la DBD. Les calibres en courant des MOSFETs SiCs $10kV-10A$ permettraient de rechercher l'obtention d'impulsions très courtes, de très haute amplitude (relativement à ce qui a été expérimenté dans notre travail – amplitudes inférieures à $1A$).
- La structure du convertisseur permet l'utilisation de deux inductances (une pour chaque branche thyristor) permettant de régler différemment les caractéristiques des impulsions de courant positives et négatives ; une étude de l'impact de ce degré de liberté, sur la décharge et la puissance injectée apparaît très intéressante.

