



HAL
open science

Alimentation électrique des dispositifs à décharge à barrière diélectrique (DBD)

Xavier Bonnin, Hubert Piquet, Nicolas Naudé, Nicolas Ghérardi, Jean-Marc
Blaquière

► **To cite this version:**

Xavier Bonnin, Hubert Piquet, Nicolas Naudé, Nicolas Ghérardi, Jean-Marc Blaquière. Alimentation électrique des dispositifs à décharge à barrière diélectrique (DBD). EF'11 - Electronique de Puissance du Futur EPF'2011, Dec 2011, Belfort, France. pp. 1-10. hal-01984451

HAL Id: hal-01984451

<https://hal.science/hal-01984451v1>

Submitted on 17 Jan 2019

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.



Open Archive TOULOUSE Archive Ouverte (OATAO)

OATAO is an open access repository that collects the work of Toulouse researchers and makes it freely available over the web where possible.

This is an author-deposited version published in: <http://oatao.univ-toulouse.fr/>
Eprints ID : 18151

To cite this version :

Bonnin, Xavier and Piquet, Hubert and Naudé, Nicolas and Gherardi, Nicolas and Blaquièrre, Jean-Marc. *Alimentation électrique des dispositifs à décharge à barrière diélectrique (DBD)*. (2011) In: EF'11 - Électrotechnique du Futur 2011, 14 December 2011 - 15 December 2011 (Belfort, France)

Any correspondence concerning this service should be sent to the repository administrator: staff-oatao@listes-diff.inp-toulouse.fr

Alimentation électrique des dispositifs à décharge à barrière diélectrique (DBD).

Xavier BONNIN, Hubert PIQUET, Nicolas NAUDE, Nicolas GHERARDI, Jean-Marc BLAQUIERE

Université de Toulouse ; INPT ; UPS ; CNRS ; LAPLACE (Laboratoire Plasma et Conversion d'Énergie) ; 2 rue Camichel, F-31071 Toulouse cedex 7, France.

RESUME – L'utilisation d'une Décharge contrôlée par Barrière Diélectrique (DBD) permet d'obtenir un plasma froid à pression atmosphérique dont une des utilisations est le traitement de surface. Actuellement, de tels dispositifs sont alimentés par des sources de tension variable (amplitude, fréquence) : la décharge obtenue est le plus souvent filamentaire (défavorable à la qualité du traitement de surface), notamment lorsque l'on souhaite transmettre une puissance élevée. Des études récentes menées pour l'alimentation de lampes à excimères [1] ont montré l'intérêt de remplacer la source de tension par une source de courant, afin d'obtenir la décharge sur une plus grande plage de puissance et de fréquence, de disposer de degrés de liberté permettant le contrôle de la puissance transmise. Cet article est dédié à l'étude théorique et expérimentale d'une structure d'alimentation électrique de ce type.

ABSTRACT – The use of a Dielectric Barrier controlled Discharge (DBD) allows to obtain low temperature plasma at atmospheric pressure which is used in surface treatment. Currently, such a device is supplied by alternative tunable voltage sources (frequency, amplitude): the discharge obtained is most often filamentary (which makes a low quality surface treatment) mainly when we wish to provide high power. Recent studies, aimed at excimer lamps power supplies improvement [1], have shown that it should be interesting to replace voltage source by a current source. Indeed we could provide more power to the DBD, and control efficiently the operating point. Thus, such a power supply will be studied in this article, with theoretical and experimental approaches.

MOTS-CLES – barrière diélectrique, pression atmosphérique, transformateur élévateur, source de courant, aiguilleur de courant.

1. Introduction

Les traitements de surfaces par plasma sont actuellement majoritairement réalisés à pression réduite puisque cela permet l'obtention d'un plasma homogène, bénéfique pour la surface à traiter. Les applications sont nombreuses ; citons : la gravure sur silicium pour la microélectronique, le dépôt de couches anti-reflets pour la fabrication des panneaux photovoltaïque, ... Néanmoins, la maîtrise de tels procédés à pression atmosphérique apporterait des avantages significatifs : le traitement en ligne deviendrait envisageable ce qui implique un gain de rentabilité ; on se passerait en outre des dispositifs de pompe à vide coûteux en investissement et en entretien. La mise en œuvre de ses dispositifs à une telle pression nécessite l'insertion d'une barrière diélectrique entre les 2 électrodes métalliques où est appliquée la tension: en effet, celle-ci permet d'éviter le régime d'arc électrique, destructeur pour le traitement de surface [2]. Nous obtenons alors le dispositif présenté Figure 1. La maîtrise d'un tel procédé nécessite de s'intéresser d'une part à la physique de la décharge dans le plasma, en considérant la contribution de l'ensemble {électrodes métallique + barrière diélectrique} et de leurs caractéristiques [3], et d'autre part aux aspects relatifs à l'alimentation électrique, qui font l'objet du présent travail. Nous étudions ici une alimentation en créneaux de courant adaptée à la charge constituée par le dispositif de Décharge à Barrière Diélectrique (DBD), dont une étude préliminaire appliquée aux lampes excimères a montré les potentialités pour l'obtention d'une décharge homogène à pression atmosphérique [1]. Cette alimentation doit satisfaire aux exigences suivantes :

- amplitude des créneaux de courant de l'ordre de plusieurs dizaines de milliampères,
- tension maximale supérieure à 10 kV,
- fréquence d'excitation autour de la dizaine de kilohertz,

- amplitude et fréquence des créneaux de courant réglables.

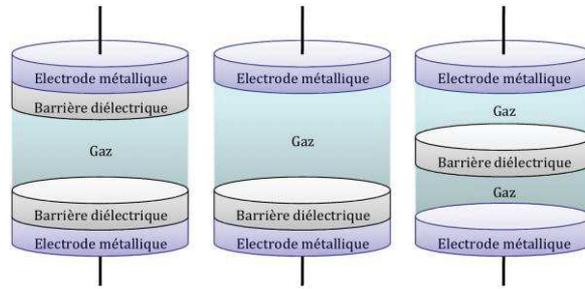


Figure 1 : Insertion de barrière(s) diélectrique(s) entre les 2 électrodes métalliques afin de repousser l'apparition du régime d'arc électrique.

Compte tenu de la gamme de tension considérée, l'insertion d'un transformateur élévateur est nécessaire. Son dimensionnement est un point critique, et doit permettre de quantifier et de minimiser autant que possible les effets parasites : par exemple, nous avons mis en évidence que les capacités parasites jouent un rôle très défavorable vis-à-vis de la qualité de la forme d'onde appliquée à la décharge. Pour générer l'onde de courant en créneaux, nous avons choisi de cascader deux convertisseurs statiques : le premier étage génère un courant constant, de valeur adaptée à la puissance que l'on désire transmettre au dispositif DBD, et le second aiguille le courant vers la charge. Nous abordons le dimensionnement, le contrôle de ces convertisseurs et les choix technologiques qui en découlent.

Dans un premier temps, nous justifions la pertinence d'une source de courant pour alimenter ce type de charge, puis présentons la topologie « source de courant » qui a fait l'objet de notre étude. Dans une seconde partie nous abordons le dimensionnement des différents éléments qui constituent le convertisseur statique, puis étudions l'influence de certains phénomènes parasites. Enfin, nous analysons les relevés expérimentaux afin de tirer les premières conclusions et de guider nos futures investigations.

2. Pertinence d'une alimentation en courant pour alimenter un DBD

2.1 Décharge dans l'azote obtenue avec une source de tension sinusoïdale

Lorsque nous utilisons une source de tension sinusoïdale pour alimenter un dispositif DBD dans de l'azote à pression atmosphérique, le régime de décharge est conditionné par la valeur du couple {tension, fréquence}. La Figure 2 présente un exemple de domaine de fonctionnement électrique de la DBD dans l'azote. La limite inférieure du domaine correspond à l'amplitude de la tension appliquée nécessaire pour que la décharge recouvre la totalité de la surface des électrodes. La limite supérieure correspond, soit à l'amplitude de la tension appliquée pour laquelle la décharge transite vers un régime filamentaire, soit à la limite du générateur.

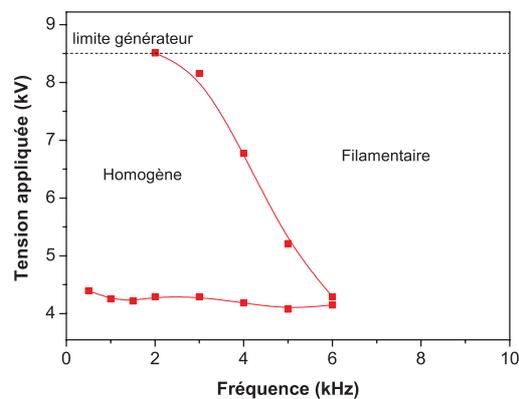


Figure 2: Exemple de domaine de fonctionnement tension – fréquence d'une DBD homogène dans l'azote.

Nous présentons les chronogrammes d'un régime homogène Figure 3, et ceux de la transition vers le régime filamentaire

Figure 4. La Figure 2 met en évidence l'existence de plusieurs zones de fonctionnement :

- Zone a : la décharge est éteinte, car la tension appliquée ne suffit pas pour amorcer la décharge.
- Zones b et c : la décharge est amorcée, et de la puissance est transmise à la charge.
- Zone d : la décharge s'éteint.

Nous constatons que la durée d'amorçage est faible par rapport à une période de fonctionnement, ce qui fait que le transfert de puissance ne s'opère pas de façon optimale. Une façon d'augmenter cette durée est d'augmenter la fréquence de fonctionnement ou l'amplitude de la tension appliquée, puisque dans ces deux cas, la tension appliquée au dispositif DBD atteint plus rapidement la valeur permettant le claquage de l'azote [4]. Cependant, nous constatons Figure 4 que nous atteignons rapidement un régime filamentaire, caractérisé par une perte de contrôle du courant. Nous trouvons une explication de cette perte de contrôle en examinant l'allure de la caractéristique statique de l'azote en basse pression Figure 5. Le point de fonctionnement de la décharge homogène d'une DBD dans l'azote se situe dans la zone III, dite décharge de Townsend. L'horizontalité de cette zone nous montre qu'il peut être vain de vouloir contrôler le courant injecté dans le gaz en agissant sur la tension appliquée.

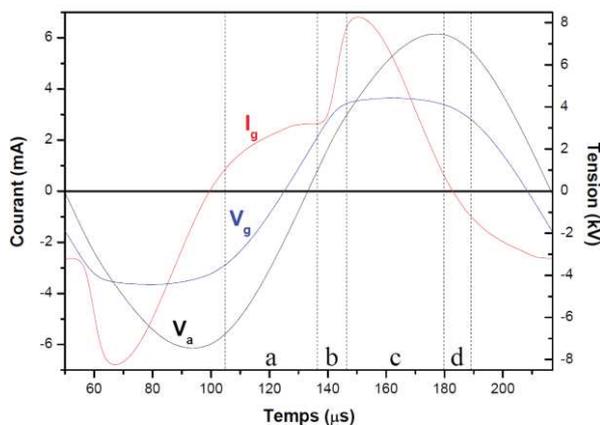


Figure 3 : Relevé du courant injecté dans le dispositif DBD en régime homogène, et de la tension appliquée (V_g).

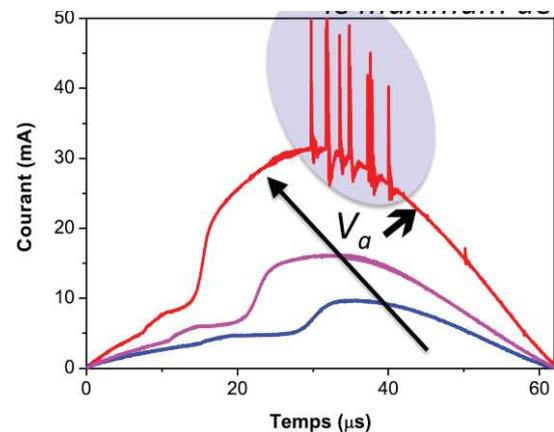


Figure 4 : Relevé expérimental (zoom) du courant injecté dans le DBD, pour différentes tensions appliquées.

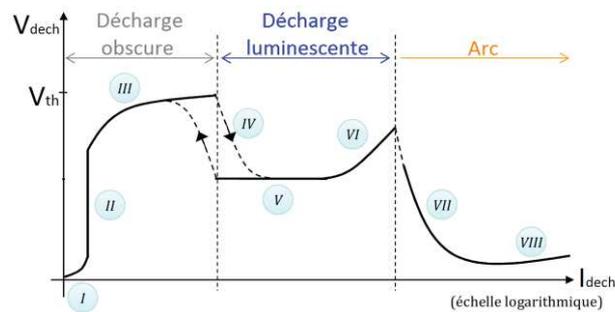


Figure 5 : Allure de caractéristique statique d'un gaz à basse pression

Pour pallier cet inconvénient, nous proposons d'alimenter le dispositif DBD par une source de courant en créneaux, dont les premières caractéristiques ont été présentées en introduction.

2.2 Topologie d'une alimentation en courant répondant au cahier des charges

Nous avons évoqué le caractère quasi-indispensable du transformateur élévateur de tension vu l'ordre de grandeur de la tension aux bornes de la charge, ainsi que la nécessité de générer un courant de valeur moyenne nulle. Nous proposons Figure 6 un premier modèle de notre système {convertisseur, charge}. Le modèle électrique simplifié de la charge [5] permet de tenir compte des capacités de la barrière diélectrique et du gaz contenu dans le gap, ainsi que de l'effet de seuil (claquage du gaz) modélisé par 2 diodes zener idéales montées tête-bêche. En amont nous retrouvons une source de courant en créneaux suivie du transformateur élévateur. Les chronogrammes théoriques sont présentés Figure 7. Lors d'une demi-période, nous

retrouvons 2 phases de fonctionnement :

- Lorsque $0 < t < t_1$: Le gaz n'a pas claqué, et tout le courant va charger la capacité C_g . Durant cette phase, aucune puissance n'est transmise au gaz, puisque la tension à ses bornes est inférieure à la tension de seuil.
- Lorsque $t_1 < t < T/2$: Le gaz claqué, donc $V_{gaz} = V_{th}$ (la tension de claquage). Durant cette phase, on transmet de la puissance au gaz. La tension au secondaire du transformateur continue à croître à cause de la présence de C_{BD} , la capacité de la barrière diélectrique, qui en pratique est un ordre de grandeur au dessus de la capacité C_g (dans notre dispositif expérimental, $C_g \approx 20$ pF et $C_{BD} \approx 180$ pF) d'où la rupture de pente assez nette.

La structure complète du convertisseur est présentée Figure 8. Le premier bloc est une alimentation en tension constante générée soit à partir d'une alimentation de laboratoire, soit à partir du réseau EDF et d'un redresseur. La diode symbolise le fait que cette alimentation est la plupart du temps non-réversible. Le second bloc réalise une source de courant positif constant. Le troisième bloc représente le commutateur de courant, chargé d'alimenter le transformateur par un courant positif ou négatif en fonction de l'état de ses interrupteurs. Le choix des topologies proposées ici et le dimensionnement des divers éléments sont abordés ultérieurement.

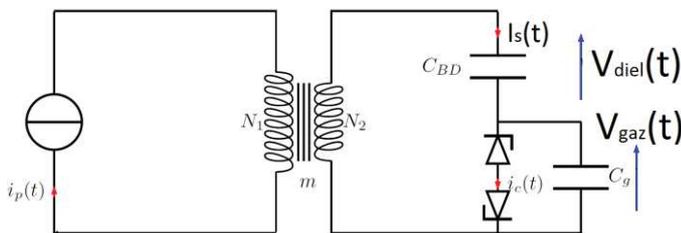


Figure 6 : Schéma de la situation. La source de courant générant une onde en créneaux (+I et -I) attaque le primaire du transformateur élévateur.

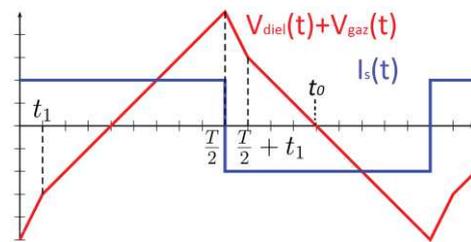


Figure 7 : Allure des chronogrammes théoriques (échelles non respectées).

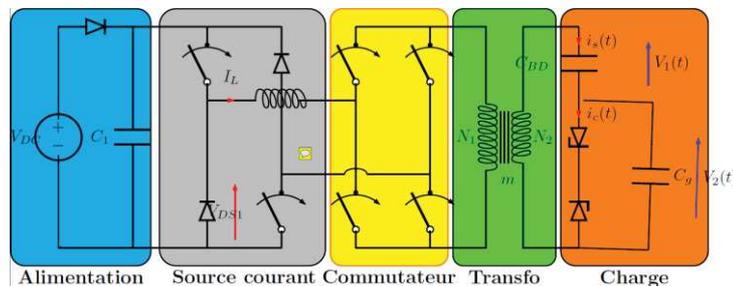


Figure 8 : Topologie de la source de courant.

3. Etude et dimensionnement des éléments constituant l'alimentation en courant

3.1 Etude analytique du système et dimensionnement du transformateur élévateur

Nous basons notre étude analytique sur le schéma Figure 6. Cette étude nous permet de prendre connaissance de certains ordres de grandeurs importants, ainsi que de dimensionner le transformateur élévateur, qui nous le verrons, est un élément critique du convertisseur.

La non-linéarité spécifique de la charge nous invite à considérer l'état du système comme une succession d'états régis par des lois linéaires. Notre démarche est donc d'établir les équations linéaires qui caractérisent chacun des états, et d'exploiter la continuité des grandeurs d'état (tension aux bornes des capacités) afin de raccorder les solutions.

- Lorsque $0 < t < t_1$: $i_s(t) = +I_s$

$$\begin{cases} V_{diel}(t) = V_{diel}(0) + \frac{I_s}{C_{diel}}t \\ V_{gaz}(t) = V_{gaz}(0) + \frac{I_s}{C_{gaz}}t \end{cases}$$

- Lorsque $t_1 < t < T/2$: $i_s(t) = +I_s$ et le gaz a claqué

$$\begin{cases} V_{diel}(t) = V_{diel}(t_1) + \frac{I_s}{C_{diel}}(t - t_1) \\ V_{gaz}(t) = V_{th} \end{cases} \quad (2)$$

- Lorsque $T/2 < t < T/2 + t_2$: $i_s(t) = -I_s$, la décharge s'est éteinte

$$\begin{cases} V_{diel}(t) = V_{diel}(T/2) - \frac{I_s}{C_{diel}}\left(t - \frac{T}{2}\right) \\ V_{gaz}(t) = V_{gaz}(T/2) - \frac{I_s}{C_{gaz}}\left(t - \frac{T}{2}\right) \end{cases} \quad (3)$$

- Lorsque $T/2 + t_2 < t < T$: $i_s(t) = -I_s$ et le gaz a claqué

$$\begin{cases} V_{diel}(t) = V_{diel}\left(\frac{T}{2} + t_2\right) - \frac{I_s}{C_{diel}}\left(t - \left(\frac{T}{2} + t_2\right)\right) \\ V_{gaz}(t) = -V_{th} \end{cases} \quad (4)$$

Nous regroupons ainsi les 9 inconnues que sont t_1 , t_2 , $V_{diel}(0)$, $V_{diel}(t_1)$, $V_{diel}(T/2)$, $V_{diel}(T/2+t_2)$, $V_{gaz}(0)$, $V_{gaz}(T/2)$, $V_{gaz}(T/2+t_2)$ et nous écrivons 9 équations : continuité des deux tensions en t_1 , $T/2$, $T/2+t_2$, T et exploitation du fait que la valeur moyenne de la tension secondaire est nécessairement nulle. Une résolution analytique avec *Maple* [6] fournit l'expression des inconnues citées ci-dessus. Les calculs font naturellement apparaître deux paramètres adimensionnés que nous utiliserons tout au long de l'exposé (nous notons F la fréquence des créneaux de courant) :

$$x = \frac{4V_{th}C_{gaz}F}{I_s} \text{ et } r = \frac{C_{gaz}}{C_{diel}}.$$

La valeur de x peut être interprétée de la façon suivante : c'est le temps de charge de la capacité C_{gaz} sous un courant I_s nécessaire pour augmenter la tension à ses bornes du double de la tension claquage $2V_{th}$, normalisé par rapport à une demi-période ($2/F$). Nous comprenons que pour notre application $0 < x < 1$, puisque $x = 0$ correspond à un temps de charge nul (on charge C_{gaz} avec un courant « infini », il s'agit donc d'une limitation physique) tandis que $x = 1$ correspond à une décharge qui ne s'allume jamais (inintéressant dans notre application). Ainsi, nous avons grand intérêt de travailler avec de faibles valeurs de x .

3.1.1 Expression de la tension maximale atteinte au secondaire

Cette valeur conditionne en partie la technique de bobinage du transformateur, ainsi que le choix du fil pour réaliser les enroulements (épaisseur des isolants). Cette valeur maximale atteinte à l'instant $T/2$ (voir chronogramme Figure 7) est donnée par :

$$V_{max} = V_{diel}\left(\frac{T}{2}\right) + V_{gaz}\left(\frac{T}{2}\right) = V_{th}F_1^r(x) \text{ où } F_1^r(x) = \left(1 + r\left(8 + \frac{1}{x}\right)\right). \quad (5)$$

3.1.2 Expression de la puissance délivrée à la charge

Un simple calcul de puissance moyennée sur une période donne :

$$P = V_{th}I_sF_2^r(x) \text{ où } F_2^r(x) = (1 - x). \quad (6)$$

3.1.3 Expression du flux magnétique dans le noyau du transformateur

Son expression est calculée en intégrant la tension secondaire, et en considérant que le flux moyen est nul sur une période de fonctionnement : cette hypothèse est exclusivement liée à la façon dont on pilotera l'aiguilleur chargé de générer les créneaux de courant, il faudra donc veiller à ne pas polariser le noyau magnétique du transformateur. Le flux magnétique dans le noyau du transformateur est maximum (en valeur absolue) lors de l'annulation de la tension secondaire du transformateur (loi de Faraday) se produisant à l'instant que nous noterons t_0 (Figure 7). Le flux maximum est alors donné par :

$$\varphi_{max} = \varphi(t_0) = \frac{V_{th}}{N_2 F} F_3^r(x) \quad \text{où} \quad F_3^r(x) = \frac{1}{8} \left(\left(2 + \frac{1}{r} x \right) + \frac{4r}{x} \right). \quad (7)$$

3.1.4 Dimensionnement du transformateur et produit des aires

Les expressions précédentes ont été établies dans un but précis : dimensionner le transformateur élévateur. Pour aboutir, nous choisissons de le dimensionner avec la méthode du produit des aires [7]. Pour cela nous allons exprimer le produit de la section du circuit magnétique et de l'aire de la fenêtre de bobinage ($S_m * S_b$) en fonction des paramètres connus, en passant par le calcul du flux dans le transformateur.

Le flux de saturation permet de calculer la section du circuit magnétique minimale.

$$\varphi_{sat} = \varphi_{max} = B_{sat} S_m \Rightarrow S_m > \frac{V_{th}}{N_2 F B_{sat}} F_3^r(x). \quad (8)$$

La densité de courant maximale admissible J_{max} , en admettant un coefficient de bobinage k_b ($k_b < 1$), nous permet de calculer l'aire minimale de la fenêtre de bobinage.

$$S_b > \frac{2N_2 I_s}{k_b J_{max}}. \quad (9)$$

On en déduit ainsi le produit des aires minimal :

$$S_m S_b > \frac{2V_{th} I_s}{k_b J_{max} B_{sat} F} F_3^r(x). \quad (10)$$

3.1.5 Vers le dimensionnement du transformateur

Nous dressons 3 abaques relatifs aux fonctions $F_1^r(x)$, $F_2^r(x)$ et $F_3^r(x)$ Figure 9.

Nous sommes ainsi en mesure de proposer une méthode de dimensionnement du transformateur élévateur :

1. On se donne la tension maximale que l'on peut atteindre au secondaire du transformateur en considérant l'épaisseur du gap et la nature du gaz que l'on utilise, puis d'après le premier abaque, on en déduit la valeur minimale du paramètre x .
2. En considérant la tension maximale que peut supporter l'électronique de puissance connectée au primaire du transformateur, on en déduit le rapport de transformation m .
3. On se donne la puissance maximale que l'on désire transmettre à la charge compte-tenu de l'aire de la surface que l'on souhaite traiter puis on en déduit la valeur maximale de I_s grâce à l'expression de la puissance.
4. On en déduit la fréquence de fonctionnement minimale grâce à l'expression du paramètre x . Si celle-ci est encore trop élevée, il faut reprendre l'étape 1 en choisissant un transformateur plus robuste, ou revoir à la baisse la puissance maximale que l'on désire transmettre. Si sa valeur est largement inférieure à ce que l'on désire, on peut revoir à la hausse la valeur de la puissance transmise en reprenant l'étape 3 ou revoir à la baisse la tenue en tension du transformateur en reprenant l'étape 1.

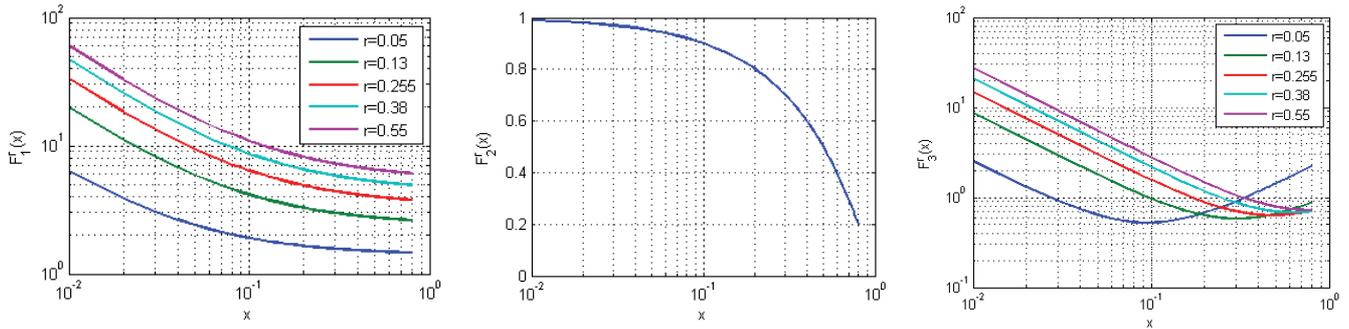


Figure 9 : fonctions $F_i(x)$ permettant le calcul de la tension maximale, de la puissance transmise, et du produit des aires.

- Par lecture de l'abaque donnant $F_3(x)$, on en déduit le produit des aires minimum, et on choisit des noyaux magnétiques compatibles avec cette condition.
- On en déduit les valeurs maximales et minimales du nombre de spires au secondaire N_2 grâce aux expressions de S_b et S_m , ainsi que la valeur de N_1 connaissant le rapport de transformation m .

3.1.6 Influence des capacités parasites

Un transformateur élévateur réel est le siège de plusieurs effets parasites qui n'ont pas été pris en compte dans l'analyse précédente (ce qui n'enlève rien à sa pertinence). Citons l'effet de l'inductance magnétisante qui va dévier une part du courant, et déformer le créneau de courant au secondaire, l'inductance de fuite qui adoucit les transitions du créneau de courant (allure trapézoïdale), les capacités parasites qui dévient une part importante du courant, et empêchent d'obtenir un transfert de puissance sur toute la durée d'alimentation. Ces 2 dernières sont celles que l'on observe principalement en pratique : nous allons quantifier les effets des capacités parasites dans ce paragraphe, les effets de l'inductance de fuite seront abordés ultérieurement car pour être compris, ils nécessitent quelques éléments sur l'aiguilleur de courant situé en amont du transformateur.

Nous considérons uniquement la capacité parasite vue aux bornes du secondaire du transformateur, puisque celle-ci est importante par constitution (grand nombre de spires) et que cette hypothèse suffit à expliquer les observations expérimentales. Les valeurs numériques choisies sont tirées des mesures effectuées préalablement sur le transformateur [4]. Le schéma est donné Figure 10, et nous présentons les résultats de simulation numérique (avec les valeurs mesurées) Figure 11.

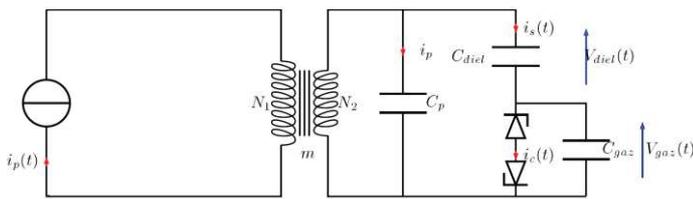


Figure 10 : Circuit électrique considéré mettant en évidence l'effet de la capacité parasite $C_p = 50 \text{ pF}$, $C_{gaz} = 20 \text{ pF}$, $C_{driel} = 180 \text{ pF}$. $I_s = 50 \text{ mA}$

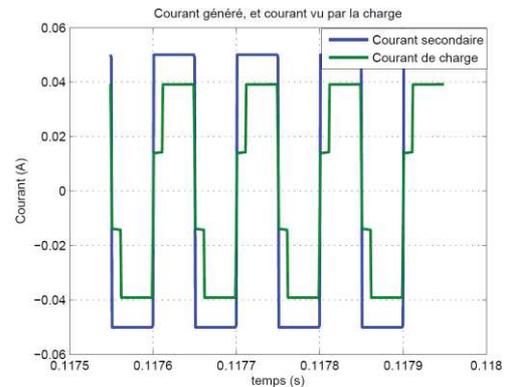


Figure 11 : Résultat de la simulation (PSIM). $F = 10 \text{ kHz}$

L'allure du courant injecté dans le dispositif de décharge est modifiée : non seulement le délai avant amorçage du gaz est allongé car C_g est faible devant C_p , mais la hauteur des créneaux de courant qui traversent la charge est abaissée, puisqu'une proportion non-négligeable du courant passe dans la capacité parasite C_p au lieu d'alimenter la charge. Nous observerons cet effet dans les relevés expérimentaux (Figures 14 et 16).

3.2 Dimensionnement de l'aiguilleur de courant

En s'appuyant sur les chronogrammes Figure 7 et sur l'état des interrupteurs dans chaque phase, nous montrons que les interrupteurs réalisent une fonction thyristor. Pour cette étude, nous considérons la charge vue au primaire comme une source

de tension $V(t)$ générant la forme d'onde théorique proposée Figure 7, et nous considérons la source de courant comme parfaite, délivrant un courant constant positif $+I$. Nous nous intéressons aux tensions et courants relatifs à l'interrupteur K_1 représenté Figure 12. Ces observations sont reportées Figure 13, afin de tracer les caractéristiques statiques et dynamiques de K_1 .

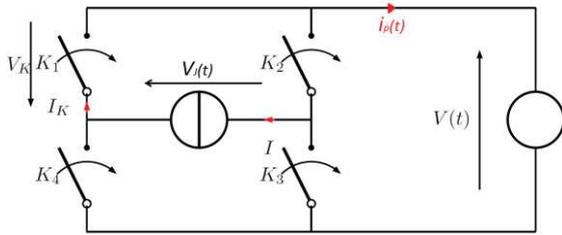


Figure 12 : Représentation de la situation vue par l'aiguilleur de courant.

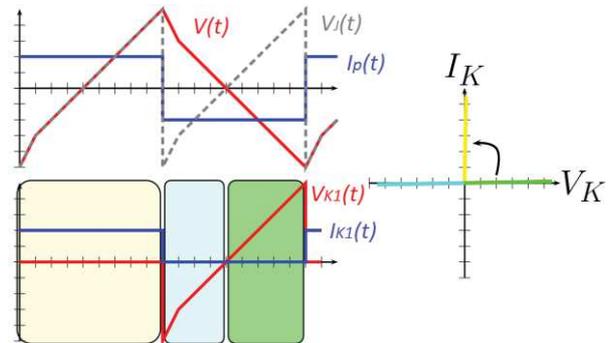


Figure 13 : Chronogrammes théoriques.

Nous réalisons donc un thyristor de synthèse à l'aide d'un transistor MOS en série avec une diode, et d'une loi de commande adaptée permettant de réaliser un thyristor de synthèse fonctionnant à haute fréquence [8] (le blocage n'est ordonné que si le courant s'annule en changeant de signe). La même analyse nous montre que tous les autres interrupteurs de l'aiguilleur réalisent une fonction thyristor. Pour parvenir à cette fin, et pour des raisons de simplicité de réalisation, nous avons choisi de commander les MOS de chaque cellule avec un temps de retard au blocage suffisant pour s'assurer que le courant dans celui-ci a changé de signe. Au niveau de la commande, il faut pouvoir garantir que le courant injecté au primaire du transformateur ne possède pas de composante continue, sous peine de polariser son noyau magnétique, et d'éventuellement provoquer sa saturation. Pour traiter cet aspect, nous avons inséré la commande dans une boucle de régulation, avec mesure du courant moyen par un capteur à effet Hall et une consigne de valeur nulle.

Influence de l'inductance de fuite du transformateur élévateur sur le courant injecté au primaire

Le commutateur de courant fonctionnant avec des thyristors de synthèse, l'inductance de fuite ramenée au primaire du transformateur génère de l'empiètement, tel qu'on le rencontre dans les ponts redresseurs à thyristors. En pratique cela se caractérise par une transition lente du courant (allure trapézoïdale) et une annulation temporaire de la tension mesurée au primaire du transformateur. Lors du dimensionnement du transformateur, il faudra veiller à ce que ce temps de transition soit faible devant la période de fonctionnement du commutateur de courant.

3.3 Dimensionnement de la source de courant

Celle-ci est réalisée à l'aide d'une structure en pont (Figure 8), autorisant la réversibilité en tension, mais pas en courant (voir Figure 8). Du point de vue de ce convertisseur, la tension de charge est représentée Figure 13 (en pointillés gris) : elle est caractérisée par une valeur moyenne positive (quelques dizaines de Volts) à l'échelle d'une période de fonctionnement de l'aiguilleur de courant ($\sim 200 \mu s$ max.), d'une composante fluctuante située entre 5 et 15 kHz (fréquence de fonctionnement de l'aiguilleur) d'amplitude V_{max}/m (typiquement plus d'une centaine de Volts). Cette analyse nous montre que le convertisseur doit être capable de réguler le courant dans l'inductance malgré une tension de sortie variant à une fréquence élevée. Pour cela, nous choisissons de travailler à une fréquence de découpage de 100 kHz en acceptant toutes les difficultés de conception qui en découlent (CEM, pertes par commutation ...), et d'adopter une régulation de courant de type « contrôle en mode courant » qui contrairement aux régulations linéaires classiques, présente l'avantage de fournir une excellente dynamique en plus de laisser au concepteur le choix de la fréquence de découpage (contrairement à la commande par hystérésis). Ce choix est d'autant plus aisé que le marché dispose de nombreux circuits intégrés réalisant cette fonction à moindre coût (par exemple : la famille des NCP-12xx).

Le contrôle en mode courant est cependant caractérisé par une propension à l'instabilité lorsque la consigne exige un rapport cyclique supérieur à 50%. Ce problème étant bien connu, nous avons mis en œuvre les méthodes prescrites dans la littérature [9] (rampe de compensation) afin de stabiliser notre régulation dans sa plage de fonctionnement nominal. Le reste du dimensionnement faisant appel à des méthodes de dimensionnement usuelles, nous ne l'abordons pas ici.

4. Relevés expérimentaux et comparaison avec une alimentation en tension

Une maquette de la structure présentée Figure 8 a été mise au point au laboratoire LAPLACE. Alimentée par une source de tension continue de 300 Volts, elle permet de délivrer des créneaux de courant d'amplitude réglable, de valeur maximale de 7

ampères au primaire du transformateur élévateur ($m = 155$) à une fréquence réglable dans la plage 5 kHz - 15kHz. Le dispositif DBD est constitué de deux plaques carrées, métallisées sur une surface de 9 cm^2 , en vis-à-vis séparées d'un millimètre. Pour atteindre la densité maximale de courant obtenues avec une alimentation en tension (2 mA/cm^2), il faut disposer d'un courant secondaire d'au moins 18 mA ; notre maquette nous permettant d'atteindre 45 mA au secondaire (sans tenir compte des effets parasites). Nous présentons les relevés effectués à 5 kHz / 5 A, au primaire (Figure 14), et au secondaire (Figure 15), ainsi qu'à 15 kHz / 8 A (Figure 16 au primaire et Figure 17 au secondaire). Les valeurs du courant à 5 kHz sont limitées volontairement car le transformateur utilisé n'est pas dimensionné pour fonctionner à plus de 10 kV. Les oscillogrammes sont en accord avec les études théoriques menées : nous retrouvons les effets capacitifs sur les tracés du courant dans le DBD (marches d'escaliers), qui sont d'autant plus importants que la fréquence de fonctionnement est élevée. De plus les phénomènes d'empiètement liés à la présence de l'inductance de fuite sont observés (annulation temporaire de la tension mesurée au primaire). Cependant, nous pouvons confirmer l'apport de l'alimentation en courant en terme de puissance transmise : la puissance est transférée sur quasiment toute la durée d'alimentation (seuls les effets capacitifs au sein du transformateur limitent ce transfert). A 5 kHz, pour un courant de 12 mA nous mesurons un temps d'allumage de 74% d'une période (qui correspond à une puissance active de 27.4 W) contre 58% pour une alimentation en tension fournissant 12 mA maximum (qui correspond à une puissance active de 15.8 W), et pourrait être rendue supérieure en minimisant les effets parasites lors de la conception d'un transformateur dédié à cette utilisation.

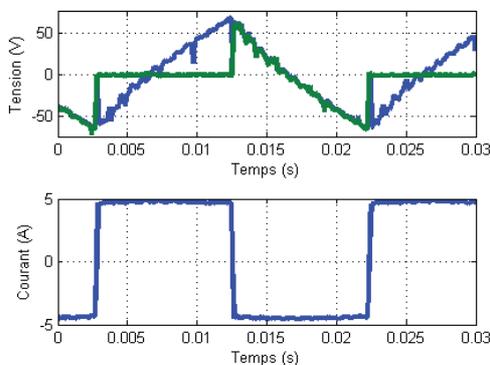


Figure 14 : $F = 5\text{kHz}$, $I = 5\text{A}$. Tension mesurée au primaire du transformateur (bleu), aux bornes d'un thyristor de synthèse de l'aiguilleur de courant (vert), et courant injecté au primaire du transformateur (bas).

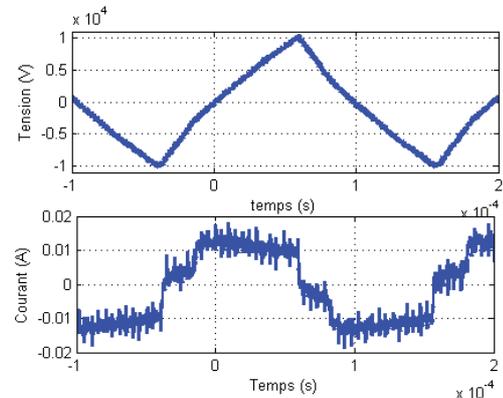


Figure 15 : $F = 5\text{kHz}$, $I = 5\text{A}$. Tension mesurée au secondaire du transformateur (en haut) et courant injecté dans le DBD (en bas)

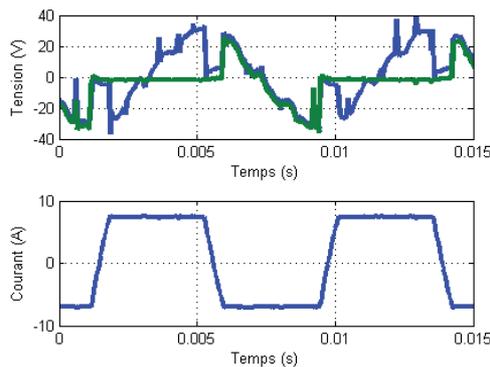


Figure 16 : $F = 15\text{kHz}$, $I = 8\text{A}$. Idem Figure 14

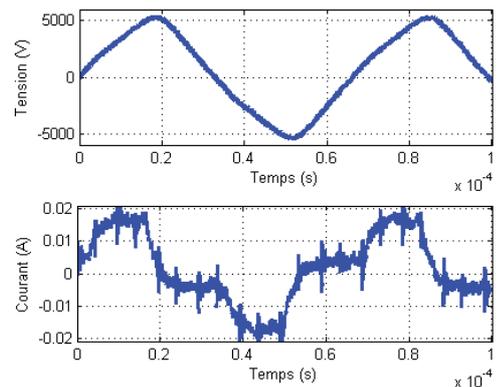


Figure 17 : $F = 15\text{kHz}$, $I = 8\text{A}$. Idem Figure 15.

5. Conclusion

Au cours de cette étude nous avons dimensionné un convertisseur statique permettant d'alimenter en créneaux de courant un dispositif DBD.

- Après une étude analytique, nous avons proposé une méthode systématique de dimensionnement pour le transformateur élévateur (négligeant les effets parasites) permettant de conduire rapidement à un choix de l'élément magnétique.

- Nous avons formulé et résolues les contraintes liées à l'alimentation d'une telle charge pour assurer la constance du courant injecté, malgré les fortes variations de la tension aux bornes du dispositif DBD.
- Une réalisation pratique nous a permis de souligner 2 points :
 - Une alimentation en courant permet d'augmenter significativement le transfert de puissance.
 - Cette augmentation du transfert de puissance est rapidement limitée par les effets capacitifs au sein du transformateur : le choix du transformateur ne peut se faire sans tenir compte de cet aspect important.

Remerciements

Les travaux présentés ici ont été soutenus par la région Midi-Pyrénées (projet PHPA).

Références

- [1] **Diez, R.; Piquet, H.; Cousineau, M.; Bhosle, S.** ; "Current-Mode Power Converter for Radiation Control in DBD Excimer Lamps," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.PP, no.99, pp.1, 0 doi: 10.1109/TIE.2011.2126536
- [2] **U. Kogelschatz.** "Dielectric-barrier Discharges: Their History, Discharge Physics, and Industrial Applications", *Plasma Chemistry and Plasma Processing*, 23 (2003) 1-46s
- [3] **Xinxin Wang, Haiyun Luo, Zhuo Liang, Ting Mao and Ruili Ma.** Influence of wire mesh electrodes on dielectric barrier discharge. *Plasma Sources Sci. Technol.* 2006, 15 845.
- [4] **Naudé, N.** Etude électrique de la physique d'une décharge de Townsend à pression atmosphérique et de son interaction avec un générateur : modèle et expérience . *Thèse de doctorat de l'université Paul Sabatier.* Toulouse : s.n., 2005.
- [5] **S. Vongphouthone, H. Piquet and H. Foch.** Model of the homogeneous electrical discharge. *The European Physical Journal Applied Physics.* 2001, Vol. 15, 123-133.
- [6] **Lionel Porcheron.** *Maple : cours et applications.* Dunod, 1999
- [7] **Ferrieux, JP et Forest, F.** Alimentations à découpage - Convertisseurs à résonance. *Dunod, 2006*
- [8] **Cousineau, M.; Diez, R.; PIQUET, H.; Durrieu, O.**; , "Synthesized High-frequency Thyristor for Dielectric Barrier Discharge Excimer Lamps," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.PP, no.99, pp.1, 0 doi: 10.1109/TIE.2011.2116761
- [9] **ON Semiconductor, C.Basso.** Ramp compensation for NCP1200, *Application note ON Semiconductor.*