

Université de Montréal

**Adaptation d'impédance des applicateurs de champ HF
servant à l'entretien de plasmas d'onde de surface**

par

Thomas Fleisch

Université de Montréal

Faculté des arts et des sciences

Mémoire présenté à la Faculté des études supérieures
en vue de l'obtention du grade de
Maître ès Sciences (M. Sc)
en physique

Décembre 2005

© Thomas Fleisch, 2005



alc
3
U54
2006
V.035

Direction des bibliothèques

AVIS

L'auteur a autorisé l'Université de Montréal à reproduire et diffuser, en totalité ou en partie, par quelque moyen que ce soit et sur quelque support que ce soit, et exclusivement à des fins non lucratives d'enseignement et de recherche, des copies de ce mémoire ou de cette thèse.

L'auteur et les coauteurs le cas échéant conservent la propriété du droit d'auteur et des droits moraux qui protègent ce document. Ni la thèse ou le mémoire, ni des extraits substantiels de ce document, ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans l'autorisation de l'auteur.

Afin de se conformer à la Loi canadienne sur la protection des renseignements personnels, quelques formulaires secondaires, coordonnées ou signatures intégrées au texte ont pu être enlevés de ce document. Bien que cela ait pu affecter la pagination, il n'y a aucun contenu manquant.

NOTICE

The author of this thesis or dissertation has granted a nonexclusive license allowing Université de Montréal to reproduce and publish the document, in part or in whole, and in any format, solely for noncommercial educational and research purposes.

The author and co-authors if applicable retain copyright ownership and moral rights in this document. Neither the whole thesis or dissertation, nor substantial extracts from it, may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

In compliance with the Canadian Privacy Act some supporting forms, contact information or signatures may have been removed from the document. While this may affect the document page count, it does not represent any loss of content from the document.

Université de Montréal
Faculté des études supérieures

Ce mémoire intitulé :

Adaptation d'impédance des applicateurs de champ HF servant à l'entretien de plasmas
d'onde de surface

présenté par :
Thomas Fleisch

a été évalué par un jury composé des personnes suivantes :

Mme Joëlle Margot, présidente du jury
M. Michel Moisan, directeur de recherche
M. Louis-André Hamel, membre du jury

Résumé

Lors de l'utilisation d'un dispositif utilisant des plasmas entretenus par des micro-ondes, l'adaptation d'impédance de l'applicateur de champ HF à la ligne de transmission doit être parfaitement réalisée pour assurer l'efficacité du transfert de la puissance micro-ondes incidente au plasma d'un tel dispositif.

Dans ce mémoire, deux nouveaux applicateurs nous ont permis d'illustrer les phénomènes liés à l'adaptation d'impédance. Le premier, un guide d'onde à crête, est de type surfaguide et le second est basé sur la technologie triplaqué. Dans les deux cas, un élément compensateur permet d'élargir les courbes caractéristiques obtenues par le déplacement du piston court-circuit faisant partie intégrante de l'applicateur (courbe donnant le rapport de la puissance réfléchie vue à l'entrée de l'applicateur à la puissance incidente en fonction du déplacement l_s du piston court-circuit).

Afin de proposer des optimisations rendant l'applicateur surfaguide à crête le plus insensible possible aux variations des conditions opératoires, nous avons relevé différentes courbes caractéristiques en fonction de la puissance incidente, du débit des gaz et de la composition d'un mélange gazeux constitué d'argon et d'azote. Nous avons remarqué que, dans pratiquement toutes les situations étudiées, pour une valeur fixe de l'élément compensateur, la position en l_s du minimum de puissance réfléchie restait la même. L'optimisation d'un applicateur doit alors se faire sur la partie réelle de l'impédance de la région de lancement de l'onde de surface.

Enfin, nous avons démontré que si la position du piston court-circuit est telle que le minimum de puissance réfléchie est au centre d'une courbe caractéristique large et symétrique, la puissance réactive entre la décharge et le plan réflecteur du piston est faible, diminuant ainsi le risque de claquage électrique et les pertes ohmiques dans la région du piston.

Mots-clés : Applicateur micro-ondes de champ HF, plasma d'onde de surface, adaptation d'impédance, courbe caractéristique, modélisation des lignes de champ électrique dans un applicateur

Abstract

When using a microwave application to sustain plasma, the impedance matching of the incoming microwave power to the transmission line must be perfect to ensure the highest energy efficiency of such a device.

Two new microwave field applicators are used to illustrate the phenomena of impedance matching. The first one is based on the stripline technology and the second one is a ridged surfaguide. In both cases, a compensation element makes it possible to widen characteristic curves, the return of reflected power at the entrance port of the applicator normalized to incident power, as a function of l_s , the position of the short circuit plunger placed at the end of the applicator transmission line.

In order to optimize the ridge surfaguide and make it insensitive to changes in the operating conditions, we measured the characteristic curves at different incident power, flow of gas and composition of an argon-nitrogen gas mixture.

In most of the studied situations, for a fixed value of the compensation element, we noticed that the position of the minimum of reflected power remained the same. The optimization of such an applicator must then be focused on the real part of the launching gap impedance.

Finally, we showed that if the plunger position is such that the minimum of reflected power is in the center of a broad and symmetrical characteristic curve, the reactive power between the discharge and the reflectors plan of the plunger is weak, thus decreasing the risk of electrical breakdown and reducing eventual ohm losses in the area between the discharge tube and the plunger.

Keywords: Microwave field applicator, surface-wave plasmas, impedance matching, characteristic curves, modeling of the applicator electric field lines.

Table des matières

Résumé.....	iii
Abstract.....	iv
Table des matières.....	v
Liste des tableaux.....	viii
Liste des figures.....	ix
Liste des notations et symboles.....	xviii
Remerciement.....	xxiv
Introduction.....	1
Chapitre 1 Généralités sur les applicateurs de champ HF produisant des plasmas et leur adaptation d'impédance.....	3
1.1 Les applicateurs produisant une décharge plasma : vue d'ensemble.....	4
1.1.1 Classification des différents applicateurs plasma.....	4
1.1.2 Les plasmas à ondes de surfaces.....	5
1.2 Adaptation d'impédance d'un lanceur d'onde de surface.....	8
1.2.1 Adaptation d'impédance d'une ligne de transmission	8
1.2.2 Adaptation par un piston court-circuit.....	11
1.2.3 Région de l'interstice de lancement de l'onde de surface et circuit équivalent.....	12
1.2.4 Accord d'impédance pour un applicateur micro-ondes lanceur d'ondes de surface.....	17
1.3 Courbes d'accord d'impédance des applicateurs micro-onde lanceur d'ondes de surface.....	19
1.3.1 Courbe caractéristique de type 1.....	20

1.3.2	Courbe caractéristique de type 2.....	21
1.3.3	Paramètres faisant varier l'impédance de lancement et donc modifiant l'allure des courbes d'accord d'impédance.....	24
1.3.4	Explication de la largeur des courbes caractéristiques par l'étude de la fonction tangente.....	27
1.3.5	Lissage des courbes caractéristiques.....	28
1.4	Problématique.....	28
1.5	Conclusion du chapitre 1.....	30
Chapitre 2 L'applicateur surfaguide à crête.....		34
2.1	Analyse de l'impédance de l'onde dans un guide d'onde standard et dans un guide d'onde à crête.....	36
2.1.1	Le guide d'onde standard.....	36
2.1.2	Exemple du guide d'onde WR-340.....	37
2.1.3	Le guide d'onde à crête.....	38
2.1.4	Les transformateurs basés sur les guides d'onde à crête.....	42
2.2	Introduction d'un élément compensant la susceptance.....	45
2.3	Circuit équivalent de l'applicateur surfaguide à crête.....	47
2.4	L'applicateur surfaguide à crête entretenant un plasma confiné dans un tube diélectrique.....	50
2.5	Conclusion du deuxième chapitre.....	57
Chapitre 3 Effet des conditions opératoires (puissance incidente, débit et composition du gaz) sur la puissance réfléchie en fonction de la largeur des courbes caractéristiques d'accord d'impédance du surfaguide à crête et du surfaguide classique.....		59
3.1	Effet de la variation des conditions opératoires sur les caractéristiques électromagnétiques du surfaguide à crête.....	61

3.1.1 Mise en place des expériences	61
3.1.2 Résultats en fonction de la puissance incidente.....	62
3.1.3 Résultats en fonction du débit.....	65
3.1.4 Résultats en fonction de la composition du mélange.....	67
3.1.5 Exploitation des résultats obtenus.....	69
3.1.6 Optimisation de la puissance réfléchie en fonction de la puissance incidente.....	72
3.2 Comparaison avec le surfaguide classique.....	74
3.2.1 Variation de la puissance incidente.....	76
3.2.2 Variation du débit des gaz.....	78
3.2.3 Variation de la concentration des gaz.....	81
3.2.4 Conclusions sur les résultats obtenus avec un surfaguide classique.	83
3.3 Courbes d'accord d'impédance d'un mélange $N_2/O_2/SF_6$ avec le surfaguide à crête.....	84
3.4 Variation des paramètres géométriques autour de la décharge (cas du surfaguide à crête.....	88
3.5 Résumé et conclusion du chapitre 3.....	92

Chapitre 4 Considérations énergétiques et modélisation des lignes de champ électrique à l'intérieur du surfaguide à crête.....	97
4.1 Comparaison des pertes de puissance dans le surfaguide à crête et le surfaguide classique.....	97
4.1.1 Pertes de puissance dans un applicateur de champ HF : cas général	97
4.1.2 Pertes dans le surfaguide à crête et comparaison avec le surfaguide classique.....	99
4.2 Représentation des lignes de champ électrique pour différentes largeurs de courbe caractéristique par l'utilisation d'un logiciel de modélisation.....	101
4.2.1 Description du logiciel de modélisation HFSS.....	101

4.2.2 Démarche de la modélisation du surfaguide à crête.....	101
4.2.3 Courbes d'accord d'impédance obtenues par modélisation.....	102
4.2.4 Visualisation de l'intensité des lignes de champ EM en fonction de la largeur des courbes caractéristiques.....	104
4.3 Explication physique liée à la largeur des courbes d'accord d'impédance : la puissance réactive.....	107
4.3.1 Définition de la puissance réactive.....	107
4.3.2 Puissance réactive à l'intérieur du surfaguide à crête.....	109
4.3.3 Effet de la largeur des courbes caractéristiques sur la puissance absorbée par le plasma.....	110
4.4 Conclusion du quatrième chapitre.....	111
Conclusion	113
Annexe I L'applicateur sandwich : un lanceur d'onde de surface compact à haute puissance.....	I-1
I.1 Concept et configuration d'applicateurs micro-ondes pour produire des plasmas à ondes de surface utilisant la technologie triplaque.....	I-2
I.2 Conception du sandwich.....	I-5
I.3 Circuit équivalent de l'applicateur triplaque et courbes caractéristiques théoriques.....	I-9
I.4 Réalisations expérimentales d'un applicateur sandwich avec un tube à décharge.....	I-15
I.5 Réalisations expérimentales d'un applicateur sandwich alimentant une torche à plasma.....	I-23
I.6 Conclusion de l'annexe I.....	I-31
Annexe II Plan détaillé du conducteur interne refroidi de l'applicateur sandwich.....	II-1

Liste des tableaux

Chapitre 1

Tableau 1-1 Domaines de recherche poursuivis par le Groupe de physique des plasmas de l'Université de Montréal et comparaison de leurs conditions opératoires.....	7
Tableau 1-2 Dispositifs lanceurs d'onde de surface pour la création de colonne de plasma avec indication de leur domaine d'efficacité en fonction de la fréquence. D'après [21].....	7

Chapitre 2

Tableau 2 1 Caractéristiques de différents types d'applicateur sur guide d'onde à crête utilisant un transformateur en biais à l'entrée (entre le générateur et la décharge) et un transformateur en biais ou en escalier avant le piston court-circuit.	49
---	----

Chapitre 3

Tableau 3 1 Dimensions des différentes pièces utilisées pour la série d'expérience présentant l'influence du diamètre du tube à décharge sur l'allure des courbes d'accord d'impédance. Il est à noter que l'épaisseur de la gaine du liquide réfrigéré ainsi que la distance entre le tube contenant le liquide réfrigéré et la pastille sont maintenues constantes.....	89
---	----

Liste des figures

Chapitre 1

- Figure 1.1 Schéma de principe de la transmission d'énergie EM par l'intermédiaire d'une ligne de transmission, de longueur l et d'impédance caractéristique Z_0 , alimentant une charge d'impédance Z_T à partir d'un générateur d'impédance de sortie Z_{Gen}9
- Figure 1.2 Insertion à l'extrémité d'une ligne de transmission, d'une ligne auxiliaire, d'impédance caractéristique Z_{0s} et de longueur l_m variable terminée par un court-circuit.....12
- Figure 1.3 Schéma de face et de coupe de la région de l'interstice de lancement d'une onde de surface pour un applicateur alimenté par un ligne autre qu'en guide d'onde (surfatron et Ro-box). Ce schéma permet de référer les différents éléments composant la région de l'interstice de lancement. Sont également indiquées de façon approximative les lignes de champ EM. Inspiré de [21].....13
- Figure 1.4 Représentation de la région de l'interstice de lancement pour un applicateur réalisé à partir d'un guide d'onde montrant, de façon approximative, les lignes de champ électrique permettant l'excitation du plasma (TIA, TIAGO, surfaguide...). Inspiré de [21].....14
- Figure 1.5 Circuit équivalent de la région de lancement comprenant l'interstice de lancement proprement dit et les deux colonnes de plasma produites par l'onde de surface, le tout formant l'impédance Z_g vue dans le plan de l'interstice de lancement. Z_g est appelée l'impédance de lancement. Z_p caractérise la puissance dissipée dans le plasma de la seule région de l'interstice et Z_E , celle dissipée à l'extérieur du plasma au niveau de l'interstice. D'après [21].....15
- Figure 1.6 Variation théorique de l'impédance de la colonne de plasma R_w vue par l'onde de surface, pour un mode de propagation $m=0$ (mode à symétrie azimutale), en fonction de la densité électronique. n_d est la densité minimale de propagation de l'onde de surface. Calcul effectué à 2450 MHz dans un tube de silice fondue

- ($\epsilon_r=3.78$) de 10 mm de diamètre interne et de 12 mm de diamètre externe. D'après [21].....17
- Figure 1.7 a) Circuit équivalent d'une DOS montrant le circuit d'adaptation d'impédance du lanceur, l'impédance de la région de lancement Z_g et celui du piston court-circuit Z_s .
 b) Impédance Z_L représentant l'ensemble {système d'accord d'impédance, applicateur, piston court-circuit}. Z_{in} est l'impédance de tout le système DOS ramenée au plan de sortie du générateur.....18
- Figure 1.8 Courbe d'accord d'impédance d'une TIAGO. Les points représentent les données expérimentales et la courbe pleine, le lissage de ces points par les relations découlant du circuit équivalent. D'après [16]. La signification des constantes g_a et b_a sera précisée au chapitre 3.....20
- Figure 1.9 Courbe caractéristique de type 2 d'une torche surfatron. Un transformateur d'impédance permet le passage d'une courbe étroite (a) à la courbe large (b). À chaque position l_s , le coupleur capacitif est ajusté pour obtenir le minimum de puissance réfléchi. D'après [15].....21
- Figure 1.10 Variation du rapport P_R/P_I en fonction de la puissance incidente pour une position fixe du piston court-circuit au minimum de deux courbes d'accord d'impédance de largeur différente (voir figure 1.9a et 1.9b). Le coupleur capacitif est toujours ajusté afin d'obtenir le minimum de puissance réfléchi. D'après [15].....22
- Figure 1.11 Courbe caractéristique de type 1 obtenu avec un surfatron dont la position du coupleur capacitif est fixée.23
- Figure 1.12 Exemple de la variation des courbes d'accord d'impédance d'un applicateur à onde de fuite en fonction de la pression du gaz [4]. Si l'on place, par exemple, le piston court-circuit à une position $l_s/\lambda_g=0.56$ et que la pression du gaz varie, l'impédance de lancement est modifiée, ce qui provoque, à l'entrée de l'applicateur, une variation de la puissance réfléchi.25
- Figure 1.13 Courbes d'accord d'impédance pour différents diamètres internes des tubes à décharge. D'après [24]. Tout comme pour la figure 1.12, si on se place à une position

fixe du piston court-circuit et que l'on varie l'épaisseur du tube à décharge, la puissance réfléchie s'en trouve modifiée.....	25
Figure 1.14 Variation de la fonction $f(l_s/\lambda_g)=\tan(2\pi l_s/\lambda_g)$ autour de $l_s/\lambda_g=0$ (a) et $l_s/\lambda_g=-0.125$ (b). Noter la variation non symétrique de $f(l_s/\lambda_g)$ autour de $l_s/\lambda_g=-0.125$	27

Chapitre 2

Figure 2.1 Vue générale de l'applicateur de champ micro-ondes surfaguide. a) vue de dessus; b) vue de dessous.....	36
Figure 2.2 Représentation des paramètres a et b définissant la section transversale d'un guide d'onde rectangulaire.....	37
Figure 2.3 Représentation des paramètres définissant la section transversale d'un guide d'onde rectangulaire à crête.....	38
Figure 2.4 Fréquence de coupure pour le mode fondamental en fonction du rapport dimensionnel s/a d'un guide d'onde à crête où le rapport $b/a=0.45$. D'après [3].	40
Figure 2.5 Facteur de correction de la longueur d'onde de coupure en fonction du rapport dimensionnel s/a pour un rapport $b/a \neq 0.45$. D'après [3].....	41
Figure 2.6 Valeur de l'impédance $Z_{O\infty}$ en fonction du rapport s/a pour différentes valeurs de b/d , $b/a=0.45$ [5].....	42
Figure 2.7 Schéma représentant deux types de transformateurs pour accompagner un guide d'onde à crête : a) le transformateur en escalier; b) le transformateur en biais. Les traits en pointillés représentent les arêtes du guide d'onde à l'intérieur duquel est situé le transformateur. L'applicateur aura alors les mêmes dimensions s et d que le transformateur.....	43
Figure 2.8 Circuit équivalent des deux types de transformateurs : a) le transformateur en escalier; b) le transformateur en biais.....	44
Figure 2.9 Schéma représentant l'emplacement de la vis compensatrice (a) et son circuit équivalent (b) (voir aussi figure 2.15).....	46
Figure 2.10 Circuit équivalent général du surfaguide à crête.	47

Figure 2.11 Comparaison des largeurs de courbe caractéristique d'un applicateur surfaguide à crête de type 3 et de type 4, pour des mêmes valeurs de b_g , g_g et k_T	49
Figure 2.12 Schéma de l'applicateur surfaguide à crête de type 4 utilisé pour l'UPAS. Vue de côté. Toutes dimensions en mm.....	51
Figure 2.13 Schéma de l'applicateur surfaguide à crête de type 4 utilisé pour l'UPAS. Vue de dessus. Toutes dimensions en mm.	52
Figure 2.14 Vue générale d'un surfaguide à crête (type 4) : a) vue de dessus, b) vue de dessous.	53
Figure 2.15 Vue resserrée autour de la vis compensatrice du surfaguide à crête.....	54
Figure 2.16 Courbes théoriques caractéristiques à g_g fixe lorsque le paramètre b_g varie de 0 à -4.....	55
Figure 2.17 Courbes théoriques caractéristiques à b_g fixe lorsque le paramètre g_g varie de 2.3 à 6.	55
Figure 2.18 Exemple de courbes caractéristiques obtenues à différentes positions h_i de la vis compensatrice : à noter que la valeur du minimum de P_R/P_I ne varie pas (g_g est presque constant).	56

Chapitre 3

Figure 3.1 Courbes d'accord d'impédance pour différentes puissances et pour une hauteur h_0 de la vis compensatrice.	62
Figure 3.2 Courbes d'accord d'impédance pour différentes puissances et pour une hauteur h_3 de la vis compensatrice.	62
Figure 3.3: Variation de la susceptance normalisée b_g en fonction de la puissance incidente pour différentes hauteurs de la vis compensatrice.	64
Figure 3.4 Variation de la conductance normalisée g_g en fonction de la puissance incidente pour les mêmes hauteurs de la vis compensatrice que la figure 3.3.....	64
Figure 3.5 Courbes d'accord d'impédance pour différents débits de N_2 et pour une hauteur h_0' de la vis compensatrice.....	65

- Figure 3.6 Courbes d'accord d'impédance pour différents débit de N_2 et pour une hauteur h_3' de la vis compensatrice.65
- Figure 3.7 Variation de la susceptance normalisée en fonction du débit d'azote pour quatre différentes hauteurs de la vis compensatrice.66
- Figure 3.8 Variation de la conductance normalisée en fonction du débit d'azote pour les mêmes hauteurs de la vis compensatrice que pour la figure 3.7.66
- Figure 3.9 Courbes d'accord d'impédance pour différentes compositions du gaz et pour une hauteur h_0'' de la vis compensatrice.67
- Figure 3.10 courbes d'accord d'impédance pour différentes compositions du gaz et pour une hauteur h_3'' de la vis compensatrice.67
- Figure 3.11 Variation de la susceptance normalisée b_g en fonction de la concentration d'argon pour différentes hauteurs de la vis compensatrice.68
- Figure 3.12 Variation de la conductance normalisée g_g en fonction de la concentration d'argon pour les mêmes hauteurs de la vis compensatrice que pour la figure 3.11...69
- Figure 3.13 Variation obtenue d'après calculs de la puissance réfléchiée en fonction de la position du piston court-circuit pour deux courbes d'accord d'impédance différentes et pour des puissances différentes. Les courbes en noir (trait plein et pointillé) correspondent au lissage des courbes expérimentales à 2.2 kW.....71
- Figure 3.14 Variation du rapport P_R/P_1 en fonction de g_g pour différentes valeurs de k_T . La valeur de la puissance incidente correspondant à g_g a été reportée sur l'échelle en haut de la figure.....73
- Figure 3.15 Variation de la puissance réfléchiée en fonction de g_g pour différentes valeurs de k_T qui rend compte de la quantité d'énergie réellement perdue par le dispositif.73
- Figure 3.16 Variation de la puissance réfléchiée en fonction de la position du piston court-circuit pour deux courbes d'accord d'impédance différentes (2 hauteurs différentes de vis compensatrice) et pour différentes puissances lorsque k_T est ajusté de façon à donner $\min(P_R/P_1)=0$ ($k_T=0.56$).74

- Figure 3.17 Vue de face du surfaguide classique montrant que le petit côté du guide rectangulaire standard amenant la puissance micro-ondes est réduit à une hauteur d au niveau de l'interstice de lancement.....75
- Figure 3.18 Courbes d'accord d'impédance pour différentes puissances. Mesures prises avec un surfaguide classique ayant une hauteur $d=15\text{mm}$. La droite en pointillé réunit approximativement les valeurs de $\min(P_R/P_I)$77
- Figure 3.19 Courbes d'accord d'impédance pour différentes puissances. Mesures prises avec un surfaguide classique ayant une hauteur $d=25\text{mm}$. La droite en pointillé réunit approximativement les valeurs de $\min(P_R/P_I)$77
- Figure 3.20 Variation de la susceptance normalisée du b_a en fonction de la puissance incidente pour 2 hauteurs différentes du surfaguide.....78
- Figure 3.21 Variation de la conductance normalisée g_a en fonction de la puissance incidente pour 2 hauteurs différentes du surfaguide.78
- Figure 3.22 Courbes d'accord d'impédance pour différents débits. Mesures prises avec un surfaguide classique ayant une hauteur $d=15\text{mm}$79
- Figure 3.23 Courbes d'accord d'impédance pour différents débits. Mesures prises avec un surfaguide classique ayant une hauteur $d=25\text{mm}$80
- Figure 3.24 Variation de la susceptance normalisée b_a en fonction du débit pour 2 hauteurs différentes du surfaguide.80
- Figure 3.25 Variation de la conductance normalisée g_a en fonction du débit pour 2 hauteurs différentes du surfaguide.81
- Figure 3.26 Courbes d'accord d'impédance pour différentes concentrations. Mesures prises avec un surfaguide classique ayant une hauteur $d=15\text{mm}$82
- Figure 3.27 Courbes d'accord d'impédance pour différentes concentrations. Mesures prises avec un surfaguide classique ayant une hauteur $d=25\text{mm}$82
- Figure 3.28 Conductance normalisée b_a en fonction de la concentration de N_2 dans un mélange de N_2 -Ar pour 2 hauteurs différentes du surfaguide.83

Figure 3.29 Susceptance normalisée g_a en fonction de la concentration de N_2 dans un mélange de N_2 -Ar pour 2 hauteurs différentes du surfaguide.....	83
Figure 3.30 Courbes d'accord d'impédance pour différentes puissances incidentes pour de l'azote pur.	85
Figure 3.31 Courbes d'accord d'impédance pour différentes puissances incidentes d'un mélange de gaz $N_2/O_2/SF_6$	85
Figure 3.32: Variation de la susceptance normalisée b_a en fonction de la puissance incidente pour de l'azote pur et pour un mélange de gaz $N_2/O_2/SF_6$	86
Figure 3.33: Variation de la conductance normalisée g_a en fonction de la puissance incidente pour de l'azote pur et pour un mélange de gaz $N_2/O_2/SF_6$	87
Figure 3.34 Taux de destruction du SF_6 observé en fonction de la puissance micro-ondes, pour deux pourcentages différents de SF_6 dans le mélange gazeux. Le plasma est entretenu dans un tube en silice fondue. D'après [1].	88
Figure 3.35 Courbes d'accord d'impédance pour différents diamètres du tube à décharges pour un débit de N_2 de 30 lsm.	90
Figure 3.36: Courbes d'accord d'impédance pour différents diamètres du tube à décharges pour un débit de N_2 de 50 lsm.	91
Figure 3.37 Variation de la susceptance de lancement en fonction du diamètre interne du tube à décharge.	91
Figure 3.38 Variation de la conductance de lancement en fonction du diamètre interne du tube à décharge.....	92
Figure 3.39 Représentation schématique du plasma autour de la région de lancement de l'O.D.S. : a) Situation de départ du plasma à bas débit et à faible puissance incidente; b) Situation du plasma à bas débit mais pour une puissance incidente supérieure à la situation de départ; c) Situation du plasma pour un débit et une puissance incidente supérieurs à la situation de départ.....	95

Chapitre 4

- Figure 4.1 Schéma représentant les différents types de pertes de puissance lors de l'utilisation d'un applicateur à DOS. Inspiré de [1].96
- Figure 4.2 Comparaison du taux de destruction du CF_4 , en fonction de la puissance absorbée par le plasma, relevé avec deux applicateurs différents : le surfaguide à crête et le surfaguide classique. Les barres d'incertitude sur le taux de destruction étant très faibles, ne sont pas visibles sous les différents points expérimentaux.98
- Figure 4.3 Courbes caractéristiques obtenues avec le logiciel HFSS pour deux positions différentes de la vis compensatrice. Le lissage de ces points a été effectué de façon similaire au lissage des points expérimentaux. Il est à noter que l_s/λ_g balaye un domaine compris entre -0.05 et 0.55, soit un domaine plus grand qu'une période $l_s/(2\lambda_g)$101
- Figure 4.4 Représentation de l'intensité des lignes de champ électrique à la surface supérieure du surfaguide à crête pour différentes valeurs de la phase φ de l'onde incidente en degré. La vis compensatrice est ajustée de sorte que la courbe caractéristique soit large et le piston court-circuit réglé au minimum de cette courbe.103
- Figure 4.5 Même conditions que la figure 5.4, mais avec une courbe caractéristique étroite.104
- Figure 4.6 Courbes caractéristiques expérimentales du surfaguide à crête pour différentes hauteurs h_i ($i=0,1, 2, 3$) de la vis compensatrice.108
- Figure 4.7 Taux de destruction (TDD) du SF_6 dans un mélange N_2-O_2 en fonction de la différence P_I-P_R lorsque le piston court-circuit est placé au minimum des courbes caractéristiques de la figure 4.6. Les barres d'incertitude sur le taux de destruction étant très faibles, ne sont pas visibles sous les différents points expérimentaux.109

Liste des notations et symboles

Acronymes

DOS	Décharge d'onde de surface
HF	Haute fréquence
ICP	Inductively coupled plasma
EM	Électromagnétique
TIA	Torche à injection axiale
TIAGO	Torche à injection axiale sur guide d'onde
TE	Mode de propagation transverse électrique
TEM	Mode de propagation transverse électromagnétique
PPHC	Peak power handling capability
ODS	Onde de surface
UPAS	Universal plasma abatement system
HFSS	High frequency structure simulator

Abréviations

lsm	Litre standard (normal) par minute
-----	------------------------------------

Symboles latins

Les impédances, admittances ainsi que leurs composantes désignées par des lettres minuscules sont normalisées par rapport à l'impédance caractéristique de la ligne, Z_0 .

a	Grand côté d'un guide d'onde rectangulaire
b	Petit côté d'un guide d'onde rectangulaire
B_c	Susceptance engendrée par l'introduction d'une vis compensatrice permettant la modification des courbes d'accord d'impédance d'un lanceur d'O.D.S.

B_g	Susceptance totale de la région de lancement
B_a	Susceptance totale de l'applicateur surfaguide
B_T	Susceptance introduite, dans le cas d'un guide d'onde à crête, par un transformateur en escalier
C_{w1}	Capacitance dans la région de lancement vue par l'onde de surface 1
C_{w2}	Capacitance dans la région de lancement vue par l'onde de surface 2
D	Diamètre du conducteur interne cylindrique de la ligne triplaque
d	Largeur du parallélépipède interne caractérisant le guide d'onde à crête
f	Fréquence
\vec{E}	Vecteur champ électrique
$\varepsilon(t)$	Énergie électrique dépendante du temps
$\varepsilon_{réactive}$	Énergie réactive
ε_{active}	Énergie active
G_g	Conductance totale de la région de lancement
G_a	Conductance totale de l'applicateur surfaguide
\vec{H}	Vecteur champ magnétique
h	Hauteur de la vis compensatrice d'un applicateur surfaguide à crête
$i(t)$	Intensité électrique dépendante du temps
k_s	Coefficient définissant la transformation d'impédance produite entre le tube à décharge et le plan réflecteur du piston court-circuit
k_T	Coefficient de transformation d'un double transformateur quart-d'onde
l_{11}	Distance entre la fin du premier transformateur et l'axe du tube à décharge pour le surfaguide à crête
l_{12}	Distance entre l'axe du tube à décharge et la vis compensatrice pour le surfaguide à crête
l_m	Longueur d'une ligne court-circuitée
l_s	Déplacement du piston court-circuit translaté

n_d	Densité électronique critique définissant la limite de propagation de l'onde de surface
n_e	Densité électronique du plasma
$p(t)$	Puissance électrique dépendante du temps
P_A	Puissance absorbée par le plasma
P_I	Puissance incidente
P_R	Puissance réfléchie
P'_S	Puissance perdue dans le système d'accord d'impédance
P''_S	Puissance perdue dans la région de lancement de l'onde de surface
P'''_S	Puissance rayonnée dans l'espace provenant d'un mauvais couplage de l'onde de surface au plasma
Q	Débit de gaz
R	Rayon interne du tube à décharge
R_g	Résistance totale de la région de lancement
R_T	résistance de la charge
R_{w1}	Résistance représentant l'impédance de la colonne de plasma vue par l'onde de surface 1
R_{w2}	Résistance représentant l'impédance de la colonne de plasma vue par l'onde de surface 2
s	Hauteur du parallélépipède interne caractérisant le guide d'onde à crête
t	Épaisseur du conducteur interne rectangulaire de la ligne triplaque
$u(t)$	Tension électrique dépendante du temps
V_{max}	Tension maximale appliquée dans une structure de propagation
w	Largeur du conducteur interne rectangulaire de la ligne triplaque
W	Largeur de la ligne triplaque
X_g	Réactance totale de la région de lancement
X_S	Réactance du piston court-circuit
X_T	Réactance de la charge

X_{tige}	Réactance introduite par la tige supportant la vis compensatrice de l'applicateur surfaguide à crête
Y_0	Admittance caractéristique d'une ligne de transmission
Y_L	Admittance totale de l'ensemble {applicateur, système d'accord d'impédance, piston court-circuit}
Z_0	Impédance caractéristique d'une ligne de transmission
Z_{01}	Impédance caractéristique de la première section quart-d'onde
Z_{0C}	Impédance caractéristique du coaxial défini par l'introduction d'une vis compensatrice pour un surfaguide à crête
Z_{0S}	Impédance caractéristique de la section de ligne de transmission menant au plan réflecteur du piston court-circuit
Z_E	Impédance représentant l'énergie dissipée en dehors du plasma dans la région de lancement
Z_g	Impédance totale de la région de lancement
Z_{Gen}	Impédance de sortie du générateur
Z_{in}	Impédance de tout le système DOS ramenée au plan de sortie du générateur
Z_L	Impédance totale de l'ensemble {applicateur, système d'accord d'impédance, piston court-circuit}
Z_P	Impédance représentant l'énergie dissipée dans le plasma de la région de lancement
Z_T	Impédance complexe d'une charge

Symbole grecs

β	Coefficient de propagation de l'onde électromagnétique
Γ_T	Coefficient de réflexion de la charge
Δ	Distance entre les plaques de référence d'une ligne triplaque
ϵ_r	Permittivité relative

λ	Longueur d'onde dans la ligne de transmission
λ_0	Longueur d'onde dans le vide
λ_c	Longueur d'onde critique
λ_g	Longueur d'onde dans le guide
φ	Phase de l'onde électromagnétique entrant dans l'applicateur micro-ondes

Remerciements

J'aimerais tout d'abord remercier mon directeur de recherche, le professeur Michel Moisan, pour m'avoir accueilli dans son laboratoire de recherche. Tout en supervisant de près mes travaux de recherche, il m'a laissé jouir d'une grande liberté, ce que j'ai beaucoup apprécié. Son soutien constant, sa patience et ses connaissances de la physique m'ont permis de réaliser ce travail dans les meilleures conditions.

Je tiens à exprimer également mes plus sincères remerciements au professeur Zenon Zakrzewski qui m'a introduit, lors de mon premier stage à l'Université de Montréal, à la physique des applicateurs plasmas. Sa présence à Montréal au cours des étés 2003 et 2004 m'a été extrêmement instructive.

Je tiens à remercier la professeure Joëlle Margot et le professeur Louis-André Hamel pour accepter de participer à mon jury de maîtrise

Un grand merci à Danielle pour m'avoir supporté pendant ces deux années et fait en sorte que mes expériences et la rédaction de ce mémoire se fassent dans les meilleures conditions!

Je tiens à témoigner toute ma gratitude à Kremena, Yassine, Eduardo, Martin et Jérôme P. pour l'aide et le temps que vous m'avez apportés dans la réalisation de ce projet.

Les pièces usinées et les nombreux applicateurs que j'ai utilisés aux cours de ces deux dernières années ont été réalisés avec soins et minutie par Jean-Sébastien Mayer, Laurent Goyer et Tomy Arial. Merci pour votre patience et votre gentillesse

Je tiens aussi à exprimer ma gratitude envers les anciens et actuels membres du Groupe de physique des plasmas pour avoir rendu ce séjour parmi vous des plus agréables :

Ahlem, Antoine, Bachir, Crina, Jean-Sébastien, Karim, Karl, Luc, Mathieu, Mohamed, Nicolas P, Olivier B et Olivier L. Un gros merci à Élisabeth et Jérôme S, pour votre bonne humeur, vos fous rires et votre gentillesse dans le bureau.

Mes parents, bien que loin, m'ont toujours apporté leur soutien et leur encouragement dans les études que j'entreprenais. Je tiens à leur exprimer mes plus sincères remerciements.

Enfin, je voudrais remercier Dominique, ma blonde rousse, pour son appui et son aide dans l'écriture de ce mémoire. Merci d'avoir cru en moi!

Introduction

Le Groupe de physique des plasmas de l'Université de Montréal est, depuis plusieurs années déjà, un pionnier dans la conception et la modélisation des applicateurs de champ de haute fréquence (HF) produisant des décharges plasma entretenues par des ondes de surface. Par applicateur de champ HF, on désigne un dispositif déterminant la distribution spatiale du champ électrique HF présent dans l'enceinte et permettant la création du plasma. L'applicateur peut se situer à l'intérieur ou à l'extérieur de l'enceinte à décharge mais, dans ce dernier cas, l'enceinte doit être de nature diélectrique pour être transparente au rayonnement HF.

De nombreuses applications industrielles utilisant ce type de décharge ont vu le jour et ce, dans différentes conditions opératoires de puissance de l'onde électromagnétique, de débit des gaz et de pression dans l'enceinte ou dans le tube diélectrique (une liste de certaines applications est présentée au premier chapitre). Les applicateurs ainsi conçus pour les industries doivent être simples d'utilisation et d'une efficacité énergétique maximale quelles que soient les conditions opératoires lors de leur utilisation. Les problèmes liés à la puissance réfléchie à l'entrée de ces applicateurs et aux pertes de puissance de façon générale nous incitent donc à concevoir des applicateurs de plus en plus performants.

Ce travail s'inscrit dans le cadre d'une collaboration industrielle entre le Groupe de physique des plasmas et la société Air Liquide sur un projet de destruction de gaz à effet de serre par un plasma micro-ondes à la pression atmosphérique. La variété des gaz à détruire ainsi que leurs différentes concentrations sont autant de conditions différentes dont il faut tenir compte lors du choix et de la réalisation des applicateurs de champ HF.

Nous verrons, au cours du premier chapitre, que le retour de puissance à l'entrée de l'applicateur est essentiellement dû à une mauvaise adaptation de l'impédance du plasma et de la structure servant d'applicateur à celle du générateur HF. Par une représentation dite courant-tension, aussi appelée circuit équivalent, de l'applicateur de champ, nous

considérons les moyens à notre disposition pour réduire la puissance réfléchie par l'applicateur et ainsi augmenter l'efficacité énergétique de la source plasma. La notion de courbe caractéristique sera particulièrement examinée et nous verrons que l'allure de ces courbes est un critère de la qualité des applicateurs décrits dans la littérature scientifique.

L'annexe I et le deuxième chapitre de ce mémoire présenteront deux nouveaux applicateurs micro-ondes : le sandwich et le surfaguide à crête. Le premier est basé sur une utilisation nouvelle de la technologie triplaque, pour les plasmas entretenus par des décharges d'onde de surface. Le second peut être vu comme une amélioration du surfaguide décrit par M. Moisan et *al.* en 1984. Dans les deux cas, le cheminement que nous introduirons pour décrire l'adaptation d'impédance entre la région entourant le plasma et la ligne de transmission est le même.

Dans le troisième chapitre, nous étudierons, pour la première fois en détail, l'évolution des courbes caractéristiques du surfaguide à crête en fonction des conditions opératoires (puissance incidente, débit et concentration des gaz). Nous effectuerons aussi une comparaison des propriétés électromagnétiques qui existent entre cet applicateur et le surfaguide classique. De nombreux résultats expérimentaux seront présentés et l'analyse qui en découle permettra d'optimiser le système pour des conditions opératoires données.

Enfin, une modélisation numérique, relativement simple, de l'intensité des lignes du champ électrique lié à l'onde se propageant à l'intérieur du surfaguide à crête sera présentée au cours du quatrième chapitre. Bien que les résultats que nous avons obtenus soient approximatifs, ils permettent de donner un sens physique à la largeur des courbes caractéristiques.

L'ensemble de ce travail se veut une source d'information à tous ceux qui s'intéressent de près ou de loin à l'adaptation d'impédance des applicateurs de champ HF. Ils trouveront des références qui leur permettront d'élargir leurs conceptions des dispositifs micro-ondes et de mieux aborder les problèmes liés à l'adaptation d'impédance.

Chapitre 1 Généralités sur les applicateurs de champ HF produisant des plasmas et leur adaptation d'impédance

Notre étude portant sur la compréhension des variations d'impédance, en fonction des conditions opératoires, de certains applicateurs HF servant à produire des plasmas à ondes de surface, nous avons jugé utile, pour le lecteur, de commencer ce mémoire par un rappel général en trois points.

Le premier permettra de situer les applicateurs à ondes de surface par rapport aux différentes catégories d'applicateurs micro-ondes déjà existants, et d'effectuer un rappel historique sur les décharges à ondes de surface (DOS).

Dans notre deuxième point, nous aborderons quelques notions élémentaires concernant les lignes de transmission et l'adaptation d'impédance. Nous retiendrons qu'une mauvaise adaptation d'impédance est responsable d'un niveau important de puissance réfléchi, entraînant perte de puissance et dommage au circuit. Nous détaillerons également l'impédance de l'interstice de lancement des DOS car elle occupe une place centrale dans ce mémoire.

Avant de poser la problématique de notre travail, le troisième point introduira la notion de courbes d'accord d'impédance, appelées aussi courbes caractéristiques, et présentera une rétrospective des différentes formes que peuvent présenter ces courbes dans la littérature scientifique. Une liste des variables opératoires susceptibles d'affecter l'accord d'impédance sera aussi présentée.

1.1.1 Les applicateurs produisant une décharge plasma : vue d'ensemble

1.1.2 Classification des différents applicateurs plasma

De nombreux applicateurs radio-fréquences ($3 \text{ kHz} < f < 300 \text{ MHz}$) et micro-ondes ($0.3 \text{ GHz} < f < 300 \text{ GHz}$), conjointement référés sous le vocable haute fréquence (HF), servant à l'entretien de décharges plasma ont été créés durant les 50 dernières années. Z.Zarkzewski et M. Moisan [1-3] suggèrent un classement de ces différents applicateurs et distinguent deux grandes catégories :

1. les applicateurs de champ HF où les décharges sont entretenues et confinées à l'intérieur même de l'applicateur; l'extension du plasma est alors limitée aux dimensions de l'applicateur. Ces décharges seront désignées par le vocable « décharge avec zone active localisée ». La décharge inductive, dite ICP, et, pour le domaine micro-ondes, la cavité cylindrique résonnante peuvent être citées comme exemples de cette catégorie de décharges.
2. la deuxième catégorie rassemble les applicateurs linéaires¹ dont les décharges sont entretenues par la propagation d'une onde, progressive ou stationnaire. Ces plasmas peuvent alors atteindre des longueurs non négligeables par rapport à la longueur d'onde du champ électromagnétique (EM). Ces applicateurs peuvent être séparés en deux sous-ensembles suivant la manière dont la puissance est transférée au plasma: les applicateurs de type antenne et ceux de type ligne de transmission.
 - L'onde qui se propage dans la structure des applicateurs linéaires de type antenne est rayonnée vers l'extérieur de la structure où elle engendre une décharge plasma qui n'a, en principe, que peu d'influence sur l'applicateur (par exemple l'applicateur à onde de fuite [4]).

¹ Le terme "applicateur linéaire" désigne des structures allongées dont une des dimensions est bien plus grande que les deux autres [3].

- Dans les applicateurs linéaires de type ligne de transmission, la puissance est transférée au plasma par l'intermédiaire du champ EM d'une onde guidée. Le plasma étant créé à l'intérieur ou à proximité de la structure de guidage, les propriétés de cette onde dépendent des propriétés de la décharge et réciproquement (exemple du surfatron [5]). Une modification des conditions opératoires du plasma (puissance, débit des gaz, etc.) entraînera alors des changements dans la propagation des ondes à l'intérieur de l'applicateur.

Les applicateurs dont nous allons étudier les caractéristiques électromagnétiques appartiennent à cette dernière catégorie. De façon plus spécifique, la transmission de la puissance de la structure de propagation au plasma se fait par l'intermédiaire d'une onde de surface dont l'historique et les propriétés sont maintenant rappelés brièvement.

1.1.3 Les plasmas à ondes de surface

À la fin des années cinquante, Trivelpiece et Gould révèlent, pour la première fois, l'existence d'une onde guidée par une structure plasma/diélectrique [6], connue maintenant sous le nom d'onde de surface. Le plasma était alors produit par une décharge en courant continu, le champ de l'onde ne contribuant pas à son ionisation. Le premier applicateur utilisant une onde de surface pour générer des colonnes de plasma est décrit par Tuma en 1970 [7]. Les DOS, dont la physique est précisée dans [8, 9], sont entretenues par des ondes se propageant à l'interface entre le plasma et le diélectrique l'enveloppant. Généralement, le plasma est confiné à l'intérieur d'un tube diélectrique, lui-même entouré d'air. De façon théorique, la présence d'un tube diélectrique sur toute la longueur de la colonne de plasma n'est pas obligatoire, mais elle est nécessaire lorsque l'on souhaite travailler à des pressions plus faibles que la pression atmosphérique ou afin d'éviter toute contamination du plasma par l'air ambiant. De plus, une cloison conductrice (faisant office de cage de Faraday) est habituellement installée autour du tube diélectrique pour protéger l'expérimentateur ainsi que le matériel du laboratoire de tout rayonnement EM provenant de cette source de plasma. Les ondes de surface permettent

de créer de longues colonnes cylindriques de plasma ainsi que des décharges planes (utilisées pour le dépôt de couches minces par exemple) de forte densité électronique (sur-dense).

Il s'est avéré préférable d'utiliser ce type de plasma à celui en colonne positive d'une décharge en courant continu (CC) [2]. En effet, comme il n'y a pas d'électrode dans l'enceinte de la décharge, il ne peut y avoir ni corrosion de l'électrode, ni contamination du plasma par celle-ci, qui peut entraîner des difficultés de stabilité avec le temps de ces plasmas. Les effets catastrophiques causés par l'apparition d'impuretés ou de mélanges non volontaires de gaz sont grandement réduits dans le cas des DOS. Il n'est pas nécessaire non plus de placer la décharge dans un champ magnétique extérieur pour pouvoir l'entretenir.

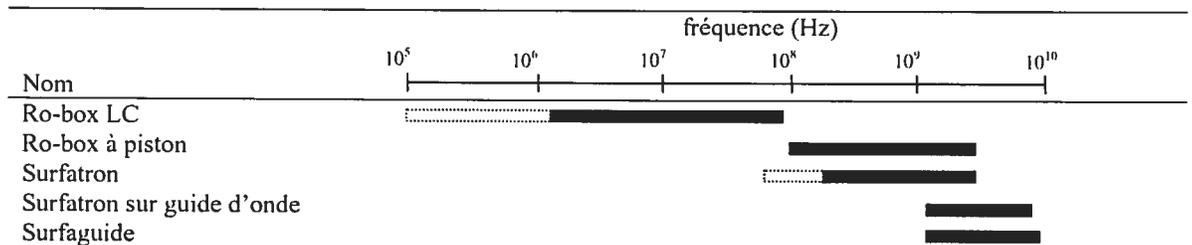
Dans ce mémoire, nous allons restreindre notre étude à des plasmas confinés dans un tube diélectrique ou excités à la sortie d'une buse métallique (torche plasma). Le Groupe de physique des plasmas de l'Université de Montréal s'est spécialisé, depuis de nombreuses années, dans la construction et le développement des applicateurs micro-ondes entretenant des DOS. Le surfatron [5, 10] fut l'un des premiers applicateurs micro-ondes à entretenir des DOS en absence de champ magnétique. Cet applicateur, de petite taille par rapport à la longueur des décharges produites, est d'une réalisation relativement simple, peu onéreuse et permet, grâce à un coupleur capacitif, d'arriver à peu de puissance réfléchi dans la ligne d'alimentation en puissance micro-ondes. Par la suite, d'autres applicateurs sont apparus: le surfaguide [11], le surfatron en guide d'onde [12], le Ro-Box LC et le Ro-Box à piston [13], la torche à injection axiale (TIA) [14], la torche surfatron [15] et la torche à injection axiale sur guide d'onde (TIAGO) [16].

Les applications industrielles des plasmas (cylindriques et plans) à ondes de surface sont nombreuses et ont été beaucoup exploitées, sous différentes conditions de fréquence, de pression, de débit et de puissance. Le tableau 1 récapitule différentes applications développées à l'Université de Montréal ainsi que leurs conditions opératoires.

Applications	Ordre de grandeur de puissance	Débit des gaz	Pression	Nature des gaz	Fréquence	Diamètre du tube à décharge
Destruction des gaz à effet de serre [17]	kW	10-100 l/min	atm	SF ₆ , CF ₄ (N ₂ , O ₂)	2.45 GHz	4-12 mm
Stérilisation d'objets médicaux [18]	10 ² W	quelques cm ³ /min	qq. Torr	N ₂ , O ₂ , Ar	2.45 GHz 433 MHz 915 MHz	6 mm
Gravure de couches minces [19]	10 ² W	quelques cm ³ /min	10 ⁻³ Torr	SF ₆ , Ar, Cl ₂ , CF ₄ , BCl ₃	190-210 MHz	152 mm
Dépôt de diamant [20]	kW	100 cm ³ /min	1-60 Torr	H ₂ , CH ₄	915 MHz	55 mm

Tableau 1 Exemples de projets poursuivis par le Groupe de physique des plasmas de l'Université de Montréal et comparaison de leurs conditions opératoires.

Il n'existe malheureusement pas un applicateur de champ HF unique qui soit optimum pour la production de décharges stables à ces différentes conditions. L'expérimentateur devra donc choisir, à l'intérieur de la famille des applicateurs d'onde de surface, celui procurant la meilleure efficacité de transfert de la puissance incidente au plasma (appelé efficacité de couplage) et la meilleure tenue dans le temps pour des conditions opératoires choisies. Un exemple comparant l'efficacité énergétique de différents applicateurs en fonction de la fréquence de travail est présenté par M. Moisan et Z. Zakrzewski [21] (tableau 2).



■ Domaine de fréquences correspondant à une efficacité énergétique maximale pour un applicateur donné.

Tableau 2 Dispositifs lanceurs d'onde de surface pour la création de colonne de plasma avec indication de leur domaine d'efficacité en fonction de la fréquence. D'après [21].

De plus, pour un même applicateur, les variations de conditions opératoires peuvent engendrer des pertes d'efficacité de couplage importantes. Par exemple, la puissance réfléchie par un applicateur utilisé pour la stérilisation d'objets médicaux peut augmenter fortement en fonction de la pression ou la concentration des gaz entrant dans l'enceinte de stérilisation. L'augmentation de puissance réfléchie provoque une diminution de la puissance absorbée par le plasma, entraînant, dans le pire des cas, une extinction de ce dernier. Par ailleurs, le retour de puissance produit des ondes stationnaires, créant alors d'importants points de surchauffe qui peuvent endommager la ligne de transmission acheminant la puissance incidente. Ces phénomènes énergétiques préoccupent grandement les industriels qui souhaitent obtenir des procédés plasmas les plus stables et efficaces possibles.

Comme nous l'avons évoqué plus tôt, la variation des conditions opératoires pour des plasmas créés par des applicateurs linéaires affecte la propagation de l'onde EM à l'intérieur même de l'applicateur. Ce phénomène modifie l'impédance vue à l'entrée de l'applicateur, et influe sur la puissance réfléchie. La réalisation d'un bon système d'accord d'impédance est donc un élément important dans la conception de ces applicateurs.

Dans la prochaine section, nous aborderons les concepts reliés à l'adaptation d'impédance en partant du cas général d'une ligne de transmission et en l'appliquant à un lanceur de DOS.

1.2 Adaptation d'impédance d'un lanceur d'onde de surface

1.2.1 Adaptation d'impédance d'une ligne de transmission

Faisons un bref rappel théorique de la question de l'adaptation d'impédance dans un circuit électrique. Plaçons-nous dans le cas général où l'on dispose d'un générateur d'impédance de sortie Z_{Gen} , d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_0 , et d'une charge d'impédance complexe Z_T (figure 1.1). Par la suite, nous pourrons utiliser

le plasma, en remplaçant simplement la charge dissipative par l'applicateur de champ EM incluant le plasma produit.

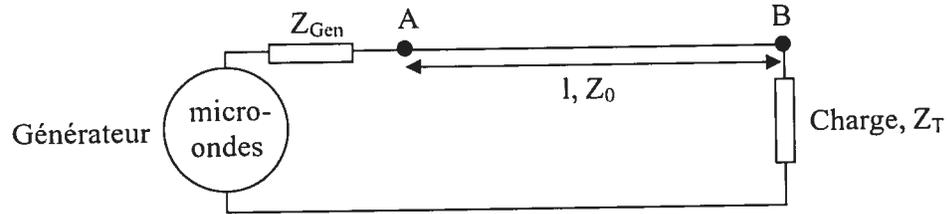


Figure 1.1 Schéma de principe de la transmission d'énergie EM par l'intermédiaire d'une ligne de transmission, de longueur l et d'impédance caractéristique Z_0 , alimentant une charge d'impédance Z_T à partir d'un générateur d'impédance de sortie Z_{Gen} .

L'impédance ramenée en A, c'est-à-dire l'impédance vue à la sortie du générateur, peut s'écrire de la façon suivante [22] :

$$Z_A = \frac{Z_T + jZ_0 \tan(\beta l)}{1 + jY_0 Z_T \tan(\beta l)}, \quad (1.1)$$

où $Y_0 = 1/Z_0$ est l'admittance caractéristique de la ligne de transmission, β et l sont respectivement le coefficient de propagation de l'onde et la longueur de la ligne entre les points A et B. Rappelons que le coefficient de propagation est relié à la longueur d'onde dans la ligne, λ , par la relation $\beta = 2\pi/\lambda$.

On remarque alors quatre cas limites :

1. $Z_{Gen} = Z_0 = Z_T$: dans ce cas, $Z_A = Z_0$, quelle que soit l (voir (1.1)). Il n'y a pas d'onde réfléchie et toute la puissance est transmise à la charge. C'est le cas idéal.
2. $Z_{Gen} = Z_0 \neq Z_T$: il y alors réflexion d'une partie de la puissance incidente en B vers le générateur. La puissance absorbée par la charge est alors la différence entre la puissance incidente et la puissance réfléchie.
3. $Z_{Gen} \neq Z_0 = Z_T$: il n'y a pas de réflexion de l'onde à la charge mais l'impédance de sortie du générateur n'est pas adaptée, ce qui signifie qu'il ne transmet pas à la ligne toute la puissance qu'il est susceptible de fournir.

4. $Z_{Gen} \neq Z_0 \neq Z_T$: c'est le cas le plus défavorable. Il y a réflexion de la puissance aussi bien à la sortie du générateur qu'à l'entrée de la charge, entraînant la création d'un système d'onde stationnaire complexe.

Généralement, l'impédance de sortie du générateur est adaptée à l'impédance de la ligne de transmission mais ne l'est pas à la charge. Dans ce cas, $Z_{Gen} = Z_0 \neq Z_T$ (cas limite 2). Notre objectif va donc être d'adapter l'impédance de la charge à l'impédance caractéristique de la ligne par un procédé ne consommant pas de puissance, de telle sorte que la totalité de la puissance produite par le générateur soit absorbée par la charge.

La quantité qui caractérise l'adaptation d'impédance entre la ligne de transmission d'impédance Z_0 et la charge d'impédance Z_T est le coefficient de réflexion, noté Γ_T , dont l'expression est² :

$$\Gamma_T = \frac{Z_T - Z_0}{Z_T + Z_0} = \frac{z_T - 1}{z_T + 1}. \quad (1.2)$$

Si le coefficient de réflexion est nul, l'adaptation d'impédance est optimale. Ceci se produit lorsque $Z_T = Z_0$ ($z_T = 1$) comme nous l'avons déjà mentionné plus tôt. Notons

que $z_T \equiv \frac{Z_T}{Z_0} = \frac{R_T}{Z_0} + j \frac{X_T}{Z_0} = r_T + jx_T$, où R_T est appelée la résistance de la charge et X_T ,

sa réactance.

Le rapport de la puissance réfléchie à la puissance incidente, en fait $|\Gamma_T|^2$, s'écrit alors :

$$\frac{P_R}{P_I} = |\Gamma_T|^2 = \left| \frac{z_T - 1}{z_T + 1} \right|^2 = \left| \frac{r_T + jx_T - 1}{r_T + jx_T + 1} \right|^2. \quad (1.3)$$

² Par la suite, nous noterons les impédances et admittances normalisées par rapport à l'impédance caractéristique de la ligne par des caractères en minuscule (par exemple $z_T = \frac{Z_T}{Z_0}$).

La charge absorbe l'ensemble de la puissance délivrée par le générateur si elle est bien adaptée à la ligne de transmission, autrement dit si $r_T=1$ et $x_T=0$.

L'utilisation d'un piston court-circuit en bout de ligne de transmission est une solution physique permettant d'obtenir la compensation de la réactance x_T . Facilement réalisable dans plusieurs technologies différentes (guide d'onde, coaxiale, etc.), il est employé avec tous les applicateurs à DOS. Son fonctionnement est décrit de façon précise dans la prochaine section.

1.2.2 Adaptation par un piston court-circuit

Un piston court-circuit est un plan réflecteur mobile permettant, par la création d'une onde stationnaire, de compenser n'importe quelle susceptance³. En effet, l'impédance d'une ligne court-circuitée d'une longueur l_m à partir de la charge (voir figure 1.2), est, en principe, purement imaginaire et a pour expression:

$$Z_s(l_m)=jX_s(l_m)=jZ_{0s}\tan(\beta l_m), \quad (1.4)$$

Z_{0s} étant l'impédance caractéristique de la ligne court-circuitée. Cette équation est obtenue en remplaçant Z_T par la valeur zéro dans l'équation 1.1⁴. Comme $\tan(\beta l_m)$ peut varier sur le domaine $[-\infty, +\infty]$ pour βl_m allant de $-\pi/2$ à $+\pi/2$ (l_m allant de $-\lambda/4$ à $\lambda/4$), il est possible de trouver une longueur l_m compensant entièrement toute valeur de susceptance. Une fois cette distance correctement ajustée, $X_T+X_s=0$, satisfaisant ainsi à l'une des conditions permettant d'obtenir une parfaite adaptation d'impédance. Lorsque le piston court-circuit est placé en bout de ligne de transmission, dans ces conditions, l'impédance complexe de la charge Z_T apparaît alors, au plan de sortie du générateur, comme une simple résistance.

³ Par définition, la susceptance est la partie imaginaire de l'admittance

⁴ Cela revient à dire que l'onde est entièrement réfléchie, au plan du court-circuit, sans aucune dissipation de puissance.

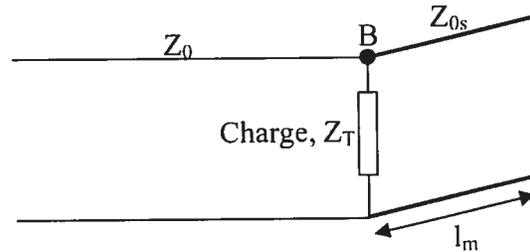


Figure 1.2 Insertion à l'extrémité d'une ligne de transmission, d'une ligne auxiliaire, d'impédance caractéristique Z_{0s} et de longueur l_m variable terminée par un court-circuit.

Il est donc possible d'annuler la partie imaginaire d'une charge quelconque par l'intermédiaire d'un piston court-circuit afin de maximiser le transfert de puissance micro-ondes du générateur vers la charge (le plasma).

La prochaine section abordera les propriétés de la région de lancement de l'onde de surface qui alimente en puissance les DOS. Nous identifierons alors les différentes impédances constituant le circuit équivalent de cette région et en définirons l'impédance totale équivalente, nommée impédance de lancement.

1.2.3 Région de l'interstice de lancement de l'onde de surface et circuit équivalent

Avant même de discuter de l'accord d'impédance des applicateurs micro-ondes, nous allons détailler le circuit équivalent de la région entourant le lancement de l'onde de surface. Il s'agit d'une représentation en termes de circuit électrique des différents éléments composant cette région. La figure 1.3 représente l'interstice de lancement de l'onde de surface constitué par un segment de ligne coaxiale (son conducteur externe n'est pas représenté). Il comprend deux éléments importants : un manchon cylindrique conducteur entourant le tube à décharge (conducteur externe du segment de ligne coaxiale) le long duquel l'onde EM est acheminée, et, une plaque conductrice mince (appelée pastille par la suite), trouée en son centre, disposée perpendiculairement au tube à décharge diélectrique, et située à quelques millimètres du manchon. Lorsque l'accord

d'impédance est bien réalisé et que la puissance incidente est suffisante, le fort champ électrique existant entre ces deux parties conductrices lance alors une onde pouvant produire un plasma. Suivant l'environnement de l'interstice de lancement, l'onde de surface peut être excitée, avec une puissance plus ou moins égale, dans les deux directions suivant l'axe du tube (ondes 1 et 2 par la suite). En plus de la puissance associée à ces deux ondes, il y a aussi une puissance emmagasinée, dite réactive, dans le champ EM aux environs de l'interstice de lancement. Une faible quantité de celle-ci est dissipée dans la partie du plasma située strictement dans la région de l'interstice.

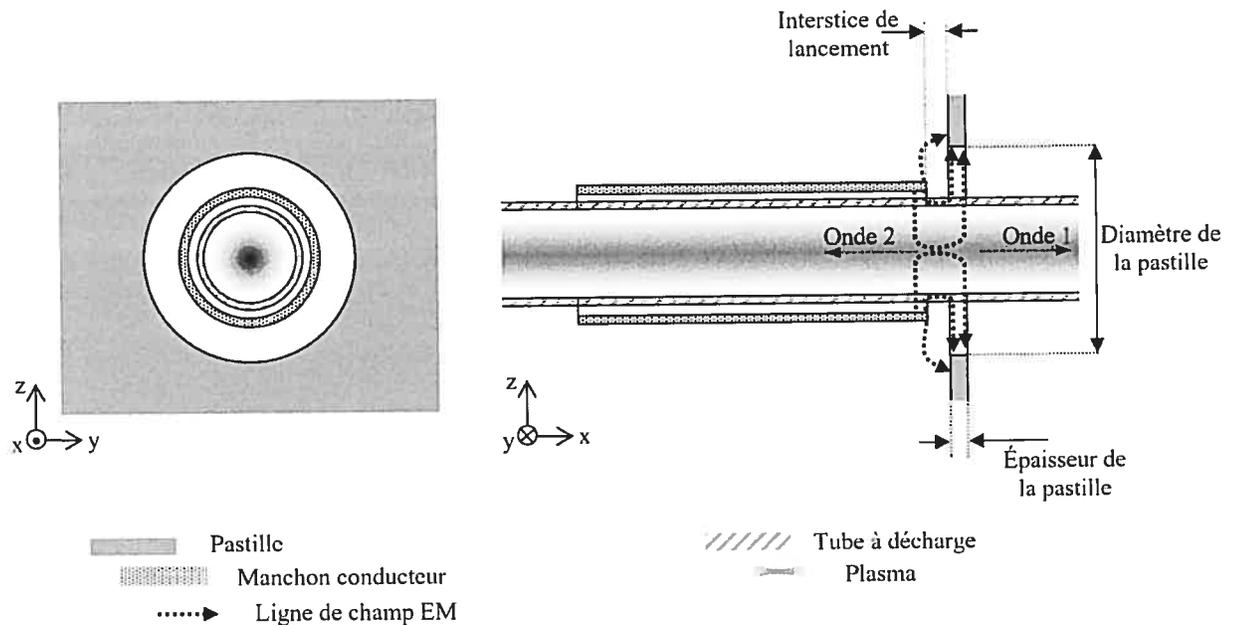


Figure 1.3 Schéma de face et de coupe de la région de l'interstice de lancement d'une onde de surface pour un applicateur alimenté par un ligne autre qu'en guide d'onde (surfatron et Ro-box). Ce schéma permet de référer les différents éléments composant la région de l'interstice de lancement. Sont également indiquées de façon approximative les lignes de champ EM. Inspiré de [21].

L'interstice de lancement, pour un applicateur alimenté par un guide d'onde, est présenté sur la figure 1.4. Dans ce cas, le champ électrique se trouve entre les parois inférieure et supérieure du guide d'onde (propagation dans le guide du mode principal

TE₁₀). Cette différence mise à part, nous allons pouvoir tenir le même raisonnement au sujet du circuit équivalent des deux configurations d'alimentation du plasma.

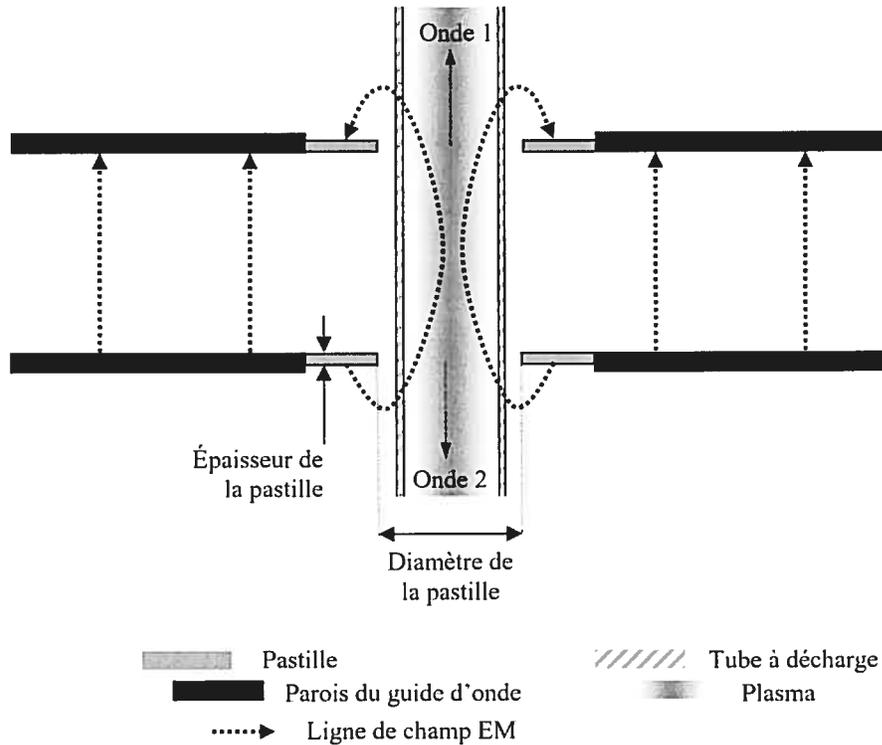


Figure 1.4 Représentation de la région de l'interstice de lancement pour un applicateur réalisé à partir d'un guide d'onde montrant, de façon approximative, les lignes de champ électrique permettant l'excitation du plasma (TIA, TIAGO, surfaguide...). Inspiré de [21]

Le circuit équivalent de la région de l'interstice de lancement est représenté sur la figure 1.5. Cette représentation permet de décrire, sous forme d'équations simples, les variations d'intensité des champs électrique et magnétique (\vec{E} et \vec{H}) en termes de courant et de tension [23]. La ligne de propagation est, quant à elle, représentée par des résistances, des capacitances et des inductances dont les valeurs changent en fonction du mode de propagation considéré. Cette description est appelée « représentation courant-tension ».

Le circuit équivalent de la région de l'interstice de lancement (figure 1.5) comporte les résistances R_{w1} et R_{w2} qui représentent l'impédance de la colonne de plasma

vue respectivement par les ondes 1 et 2. Ces impédances sont reliées aux puissances transportées par les ondes alors que l'énergie emmagasinée, essentiellement réactive, au niveau de l'interstice de lancement apparaît dans les termes capacitifs C_{w1} et C_{w2} . Enfin, l'énergie dissipée dans le plasma de la région de l'interstice peut être représentée par l'impédance Z_p et celle dissipée, dans cette région mais en dehors du plasma, par Z_E .

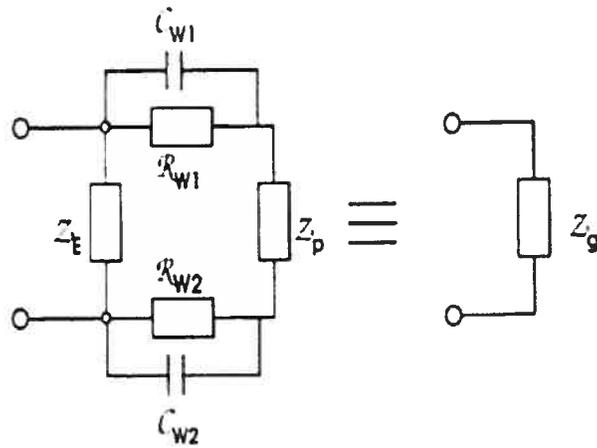


Figure 1.5 Circuit équivalent de la région de lancement comprenant l'interstice de lancement proprement dit et les deux colonnes de plasma produites par l'onde de surface, le tout formant l'impédance Z_g vue dans le plan de l'interstice de lancement. Z_g est appelée l'impédance de lancement. Z_p caractérise la puissance dissipée dans le plasma de la seule région de l'interstice et Z_E , celle dissipée à l'extérieur du plasma au niveau de l'interstice. D'après [21].

L'impédance totale de ce circuit équivalent, dans le plan de l'interstice, est notée Z_g (l'indice g provenant du mot *gap*) et s'écrit :

$$Z_g = R_g + jX_g \text{ (ou encore } z_g = r_g + jx_g \text{)}. \quad (1.5)$$

Utilisée plus facilement lorsque l'on décrit un circuit dans lequel les charges sont placées en parallèle, l'admittance correspondante à Z_g a pour expression :

$$Y_g = \frac{1}{Z_g} = G_g + jB_g \text{ (ou encore } y_g = g_g + jb_g \text{)}. \quad (1.6)$$

La conductance, G_g , est liée à l'énergie micro-ondes émanant de l'interstice de lancement, alors que la susceptance B_g caractérise l'énergie emmagasinée dans l'interstice (à l'intérieur et à l'extérieur du plasma).

Comme la puissance perdue dans le tube diélectrique est négligeable par rapport au flux de puissance, tous les éléments du circuit équivalent, à l'exception de R_w et de Z_p ⁵, peuvent être considérés comme imaginaires ([24]). De plus, dans le cas où les ondes 1 et 2 seraient approximativement les mêmes, $C_{w1} \approx C_{w2} = C_w$, et $R_{w1} \approx R_{w2} = R_w$. L'admittance de l'interstice de lancement, dans le plan de l'interstice, s'écrit alors :

$$Y_g = \frac{1}{R} \times \frac{1}{1 + (X/R)^2} + j \left(\left(\frac{1}{X_E} + \frac{X/R}{1 + (X/R)^2} \right) \right), \quad (1.7)$$

avec $R = R_p + 2R_w / (1 + \omega^2 \tau_w^2)$, $X = X_p - 2R_w \omega \tau_w / (1 + \omega^2 \tau_w^2)$, $\tau_w = R_w C_w$.

Cette représentation de l'interstice de lancement de l'onde de surface est en accord avec celle de Barlow et Brown pour les lanceurs d'ondes de surface radiofréquences terrestre [25].

La figure 1.6 représente la forme typique de la variation de l'impédance caractéristique de la colonne de plasma, R_w , en fonction de la densité électronique n_e [21]. Cette courbe montre que :

- pour une densité inférieure à la densité critique n_d , il ne peut y avoir création de plasma car l'onde de surface ne se propage pas (R_w tend vers l'infini);
- dans un intervalle de densité n_e tout juste supérieure à n_d , la grande variation de l'impédance de l'onde de surface, en fonction de n_e , ne permet pas d'obtenir un accord d'impédance stable si n_e fluctue. La forte variation de puissance réfléchie ainsi engendrée peut même provoquer un arrêt de la décharge;
- enfin, pour une densité très supérieure à n_d , on remarque qu'il n'y a pratiquement plus de variation de R_w en fonction de n_e .

⁵ Une discussion sur la relation entre les paramètres du plasma et Z_p sera présentée au § 3.5

Il est important de se rappeler ce comportement de l'impédance de la colonne de plasma, notamment lorsque l'on souhaite interpréter le comportement des DOS à des densités n_e voisines de n_d , c'est-à-dire à des puissances proches de l'extinction du plasma⁶.

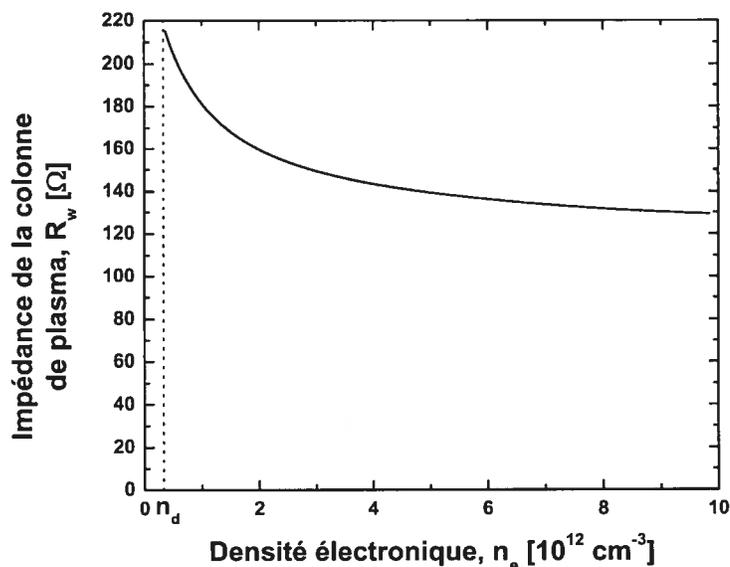


Figure 1.6 Variation théorique de l'impédance de la colonne de plasma R_w vue par l'onde de surface, pour un mode de propagation $m=0$ (mode à symétrie azimutale), en fonction de la densité électronique. n_d est la densité minimale de propagation de l'onde de surface. Calcul effectué à 2450 MHz dans un tube de silice fondue ($\epsilon_r=3.78$) de 10 mm de diamètre interne et de 12 mm de diamètre externe. D'après [21].

1.2.4 Accord d'impédance pour un applicateur micro-ondes lanceur d'ondes de surface

Désignons l'impédance équivalente à l'ensemble {applicateur, système d'accord d'impédance, piston court-circuit}, présentée au générateur, par Z_L (figure 1.7).

⁶ Une propriété intéressante des DOS est que la densité électronique n_e est, en première approximation, proportionnelle à la puissance absorbée par le plasma.

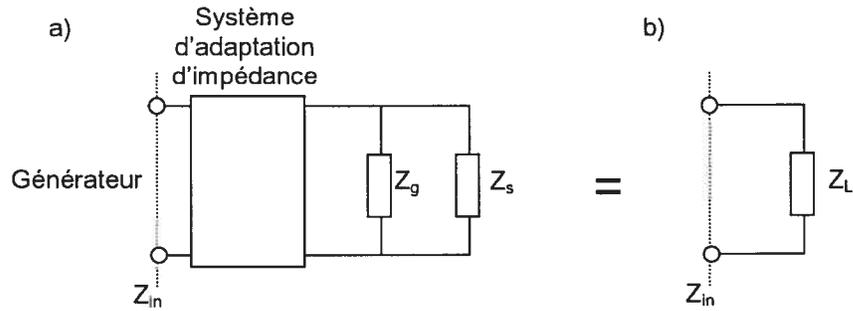


Figure 1.7 a) Circuit équivalent d'une DOS montrant le circuit d'adaptation d'impédance du lanceur, l'impédance de la région de lancement Z_g et celui du piston court-circuit Z_s . b) Impédance Z_L représentant l'ensemble {système d'accord d'impédance, applicateur, piston court-circuit}. Z_{in} est l'impédance de tout le système DOS ramenée au plan de sortie du générateur.

Comme nous l'avons mentionné dans la section 1.2.1, le coefficient de réflexion a pour expression:

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{z_L - 1}{z_L + 1}. \quad (1.2)$$

et le rapport de la puissance réfléchie à la puissance incidente :

$$\frac{P_R}{P_I} = |\Gamma_L|^2 = \left| \frac{z_L - 1}{z_L + 1} \right|^2 = \left| \frac{r_L + jx_L - 1}{r_L + jx_L + 1} \right|^2. \quad (1.3)$$

Les paramètres r_L et x_L pourront s'écrire de la façon suivante :

$$r_L = k_1 \times r_g, \quad (1.9)$$

$$x_L = k_2 \times (x_g + x_s), \quad (1.10)$$

où k_1 et k_2 sont des coefficients de transformation introduits par le système d'accord d'impédance. Par exemple, des coupleurs (capacité variable en série avec une inductance pour le surfatron, piston court-circuit situé dans l'axe du tube à décharge pour le surfatron en guide d'onde) ou une optimisation de la hauteur du guide d'onde servant d'applicateur (surfaguide) sont autant de solutions couramment utilisées pour modifier k_1 et ainsi obtenir $r_L=1$ ($g_g=1$) qui est une des conditions de transfert maximal de la puissance micro-ondes au plasma. Grâce au piston court-circuit installé en bout de ligne de transmission, il sera toujours possible d'obtenir une position l_m pour laquelle $x_g+x_s=0$,

et ainsi de satisfaire à la deuxième condition maximisant le transfert d'énergie au plasma. La transformation introduite par le coefficient k_2 ne conduit pas à $x_L=0$, mais plutôt à obtenir, sur un domaine plus ou moins large en l_m , une variation très faible de la puissance réfléchie (voir le chapitre 2 et l'annexe I).

L'analogie avec une simple ligne de transmission, alimentée par un générateur dissipant sa puissance micro-ondes dans une charge, et l'introduction de l'impédance de lancement nous ont permis de représenter simplement le circuit électrique d'un applicateur alimentant une DOS. Nous avons pu mettre en évidence qu'une variation de l'impédance du plasma engendre une transformation de l'impédance de lancement, pouvant désadapter l'impédance de l'applicateur de celle de Z_0 et ainsi augmenter le retour de puissance vers le générateur.

1.3 Courbes d'accord d'impédance des applicateurs micro-ondes lanceur d'ondes de surface

Par le terme « courbe d'accord d'impédance » ou encore « courbe caractéristique », nous définissons des courbes représentant le rapport de la puissance réfléchie à la puissance incidente (P_R/P_I) en fonction du déplacement l_s d'un piston court-circuit. On représente généralement en abscisse, l_s normalisée à la longueur d'onde λ_g de la ligne de transmission liée au piston court-circuit. Les courbes caractéristiques sont alors périodiques, de période $l_s/(2\lambda_g)$. La distance l_s correspond à une simple translation du déplacement l_m du piston court-circuit permettant de tracer la courbe caractéristique dans un intervalle l_s/λ_g donné. Le rapport des puissances sera relevé par l'intermédiaire de bolomètres reliés à un coupleur bidirectionnel situé dans la ligne d'alimentation (mesurant les puissances incidente et réfléchie), en amont de l'applicateur. La courbe d'accord d'impédance permettra de connaître la ou les positions du piston court-circuit pour lesquelles $x_L=0$ (une des deux conditions nécessaires au transfert maximal de puissance au plasma).

Différents types de courbes caractéristiques peuvent être obtenus et nous pouvons classer les applicateurs micro-ondes lanceur d'onde de surface en deux catégories.

1.3.1 Courbe caractéristique de type 1

Les courbes caractéristiques de type 1 ne comportent qu'un seul minimum de réflexion sur une période $l_s / (2\lambda_g)$. Le surfaguide, le Ro-Box LC et celui à piston ainsi que la TIAGO sont des applicateurs dont les courbes caractéristiques appartiennent à cette catégorie. Ils ne possèdent qu'un seul moyen d'accord d'impédance variable lors de leur utilisation, en l'occurrence le piston court-circuit.

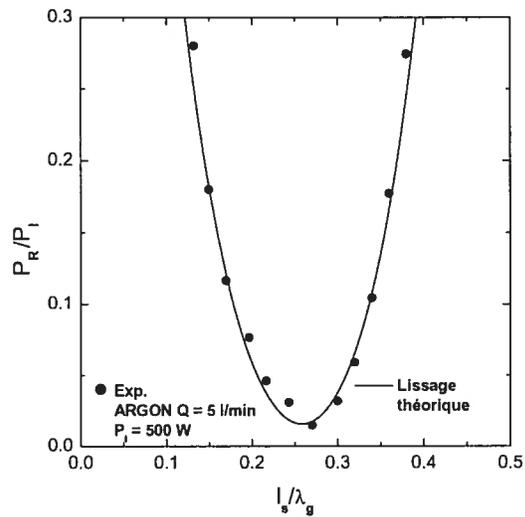


Figure 1.8 Courbe d'accord d'impédance d'une TIAGO. Les points représentent les données expérimentales et la courbe pleine, le lissage de ces points par les relations découlant du circuit équivalent. D'après [16].

La figure 1.8 présente une courbe d'accord d'impédance mesurée et celle obtenue d'un modèle à circuit équivalent pour la TIAGO. Elle possède un seul minimum de puissance réfléchie sur un intervalle l_s/λ_g s'étendant de 0 à 0.5.

1.3.2 Courbe caractéristique de type 2

Dans la deuxième catégorie de courbes, les applicateurs possèdent tous un deuxième moyen d'accord d'impédance mobile (un coupleur), sous forme d'une capacité à valeur variable en série avec une inductance (surfatron et la torche surfatron) ou d'un piston court-circuit situé dans l'axe du tube à décharge (surfatron sur guide d'onde et TIA). Grâce à ce coupleur, il est possible de faire tendre la partie imaginaire de z_L vers 0 pour une position particulière du piston court-circuit. Les courbes d'accord d'impédance ainsi relevées seront appelées « courbes d'accord d'impédance de type 2 ». Elles possèdent un ou deux minima de P_R/P_I avec un maximum secondaire plus ou moins important entre les deux minima.

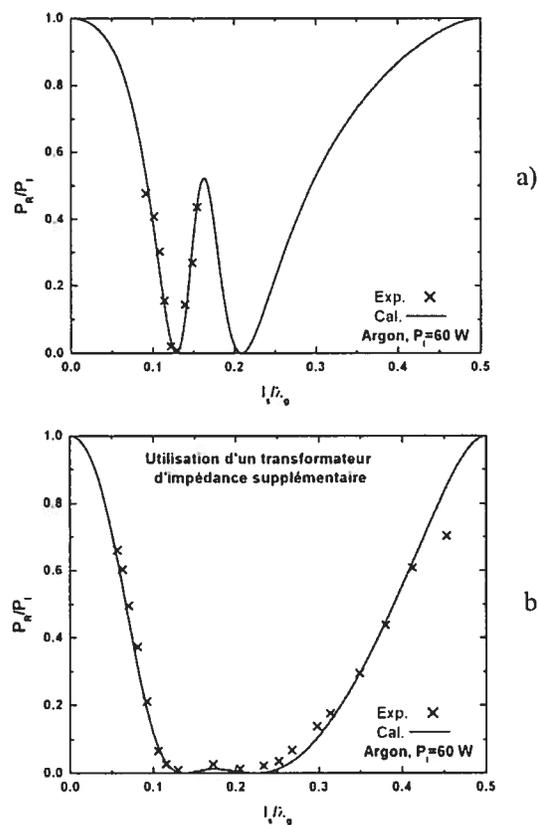


Figure 1.9 Courbe caractéristique de type 2 d'une torche surfatron. Un transformateur d'impédance permet le passage d'une courbe étroite (a) à la courbe large (b). À chaque position I_1 , le coupleur capacitif est ajusté pour obtenir le minimum de puissance réfléchi. D'après [15].

La figure 1.9a représente une courbe d'accord d'impédance de la torche surfatron possédant deux minima de puissance réfléchie séparés par un maximum secondaire. L'un d'eux est situé à $l_s/\lambda_g=0.12$, l'autre à $l_s/\lambda_g=0.20$ et le maximum secondaire atteint 50% de P_R/P_I , à $l_s/\lambda_g=0.16$. À l'aide d'un transformateur d'impédance [15], l'allure de la courbe caractéristique a pu être modifiée afin de diminuer la valeur du maximum secondaire (figure 1.9b). Nous observons encore deux minima de puissance réfléchie mais le maximum secondaire a une amplitude beaucoup plus faible. Si le transformateur avait été parfaitement choisi, la valeur du maximum secondaire aurait été nulle et il n'apparaîtrait plus qu'un seul minimum, étendu. La courbe caractéristique de la figure 1.9b est dite plus large que celle présentée sur la figure 1.9a, car elle présente un plus grand domaine de l_s/λ_g où la puissance réfléchie est basse (disons inférieure à 5% de la puissance incidente).

Pour ces applicateurs, il a été démontré que, lorsque la courbe d'accord d'impédance est très large, une modification des conditions opératoires influe moins sur elle. La figure 1.10 montre, par exemple, le comportement de la puissance réfléchie lorsque l'on fait varier la puissance incidente à l'entrée de l'applicateur.

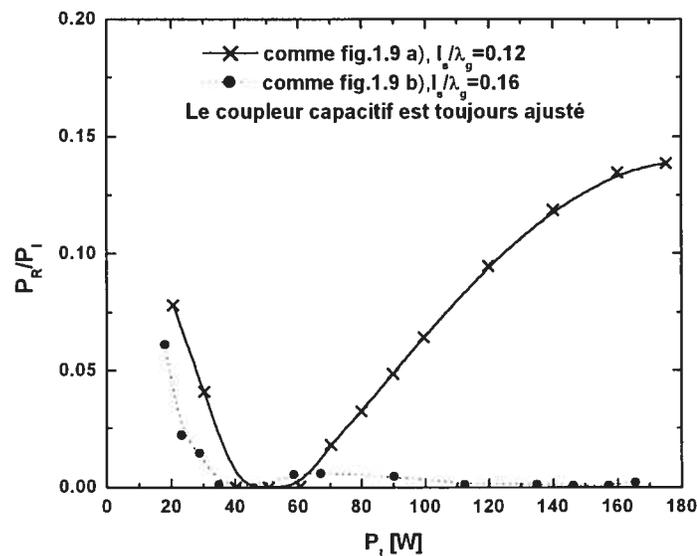


Figure 1.10 Variation du rapport P_R/P_I en fonction de la puissance incidente pour une position fixe du piston court-circuit au minimum de deux courbes d'accord d'impédance de largeur différente (voir figure 1.9a et 1.9b). Le coupleur capacitif est toujours ajusté afin d'obtenir le minimum de puissance réfléchie. D'après [15].

Ceci implique qu'un expérimentateur pourrait obtenir un meilleur accord d'impédance lors du changement des paramètres opératoires du plasma à condition, toutefois, de retoucher à la position du coupleur. Par contre, ces courbes ne correspondent pas à une situation avantageuse pour un applicateur implanté en milieu industriel car, à chaque fois que les paramètres opératoires changent, un ajustement du coupleur est nécessaire. Cependant, si le coupleur reste à une position fixe, il est possible d'obtenir une courbe caractéristique de type 1 car il n'existe alors qu'un seul moyen d'accord d'impédance. La figure 1.11 présente la courbe caractéristique d'un surfatron dont la position du coupleur capacitif est restée fixe. Elle ne présente alors plus qu'un seul minimum de réflexion à $l_s/\lambda_g=0.1$.

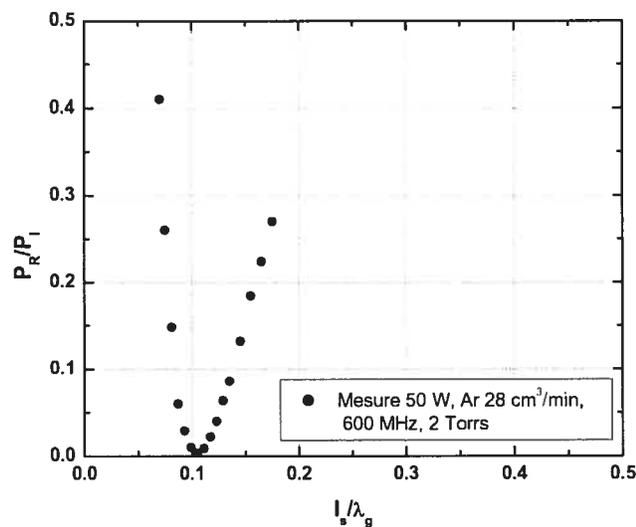


Figure 1.11 Courbe caractéristique de type 1 obtenu avec un surfatron dont la position du coupleur capacitif est fixée.

La prochaine section présentera divers paramètres susceptibles de faire varier l'impédance de lancement et donc les courbes caractéristiques.

1.3.3 Paramètres faisant varier l'impédance de lancement et donc modifiant l'allure des courbes d'accord d'impédance

D'un bon applicateur micro-ondes qui entretient un plasma, nous souhaitons que la puissance réfléchie à son entrée soit toujours négligeable. La variation de la puissance réfléchie dans le temps doit aussi être très faible afin que la décharge soit stable. Une lecture de la puissance réfléchie vers le générateur nous renseigne alors sur cette stabilité. Or, comme le plasma est considéré comme un élément à part entière de l'impédance de lancement, lorsque les conditions opératoires du plasma varient, l'accord d'impédance est modifié. Les principales variables qui, lorsqu'elles sont modifiées, provoquent un changement de l'impédance de lancement vue par le générateur, se divisent en deux catégories. La première concerne les conditions opératoires, telles que :

- la puissance incidente,
- la nature du gaz ou du mélange de gaz,
- son débit,
- sa pression,
- la fréquence de l'onde EM,
- la présence d'un liquide de refroidissement,

et la seconde, les paramètres géométriques et physiques autour de la décharge :

- la nature du tube diélectrique (silice fondue, céramique...),
- son diamètre et son épaisseur,
- son état (dégradation due à la gravure, chauffage du tube par contact d'un filament du plasma sur les parois du tube...)
- le diamètre et l'épaisseur de la ou des pastilles de l'interstice de lancement,

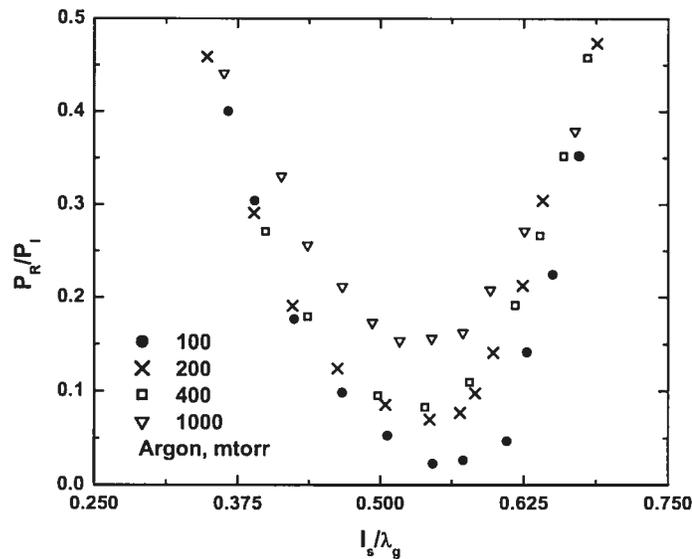


Figure 1.12 Exemple de la variation des courbes d'accord d'impédance d'un applicateur à onde de fuite en fonction de la pression du gaz [4]. Si l'on place, par exemple, le piston court-circuit à une position $l_s/\lambda_g=0.56$ et que la pression du gaz varie, l'impédance de lancement est modifiée, ce qui provoque, à l'entrée de l'applicateur, une variation de la puissance réfléchie.

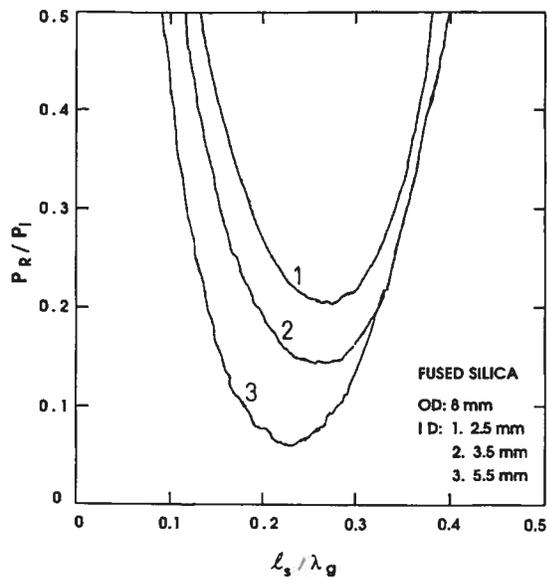


Figure 1.13 Courbes d'accord d'impédance pour différents diamètres internes des tubes à décharge. D'après [24]. Tout comme pour la figure 1.12, si on se place à une position fixe du piston court-circuit et que l'on varie l'épaisseur du tube à décharge, la puissance réfléchie s'en trouve modifiée.

Les figures 1.12 et 1.13 sont deux exemples qui illustrent bien la variation de la puissance réfléchie lorsqu'on modifie certaines conditions opératoires incluant les dimensions du tube à décharge. Ces différents effets doivent être pris en compte lors de la conception et de l'utilisation des applicateurs afin d'obtenir une source de plasma stable et adaptée à la ligne de transmission. Un applicateur dont l'impédance n'est pas constante en fonction des conditions opératoires peut conduire à des variations de puissance réfléchie élevées et provoquer une détérioration de la ligne micro-ondes et l'arrêt de la décharge.

Les industriels ne souhaitent pas avoir de procédés plasma nécessitant la présence de personnel ou d'automate (trop compliqué) réadaptant l'impédance du circuit à chaque changement de conditions opératoires. La destruction des gaz à effet de serre (gaz perfluorés par exemple), émanant des usines de microélectronique, est un exemple concret où il faut faire face à autant de variations de conditions opératoires qu'il y a de procédés plasma différents au cours d'un cycle de fabrication de puces. Ces gaz perfluorés non utilisés par le réacteur ainsi que leurs sous-produits ne peuvent être libérés dans l'air, en raison de leur fort potentiel de réchauffement planétaire et de leur grande durée de vie (une molécule de CF_4 à une durée de vie moyenne de 50 000 ans). Dilués dans de l'azote (inertage) afin de réduire les dommages qu'ils occasionneraient aux pompes à vide lors de leur passage, on les introduit dans un système plasma, dans lequel les électrons vont rompre les liaisons de ces molécules perfluorées et, grâce à un ajout d'oxygène moléculaire, des produits stables, de nature acide seront créés. Ces derniers sont alors facilement récupérés par un lit de chaux sodée à l'aide une réaction acido-basique [17].

Un tel système de destruction des gaz à effet de serre doit pouvoir faire face, sans extinction du plasma, à des variations importantes de débit et de teneur des gaz à détruire ainsi que de débit d'azote de chaque réacteur. Ces changements provoquent alors des variations importantes de l'impédance du plasma et, suivant l'applicateur utilisé, une variation plus ou moins importante de la puissance réfléchie.

1.3.4 Explication de la largeur des courbes caractéristiques par l'étude de la fonction tangente

Comme nous avons pu le montrer dans le paragraphe §1.2, l'adaptation par l'entremise d'un piston court-circuit permet de compenser la valeur de la partie imaginaire de l'impédance de lancement, b_g . Rappelons que l'impédance du piston varie de façon tangentielle en fonction de sa position par rapport au tube à décharge (1.4). La figure 1.14 montre les variations de la fonction tangente autour de deux points, l'un ayant une abscisse $l_s/\lambda_g=0$ et l'autre une abscisse $l_s/\lambda_g=-0.125$.

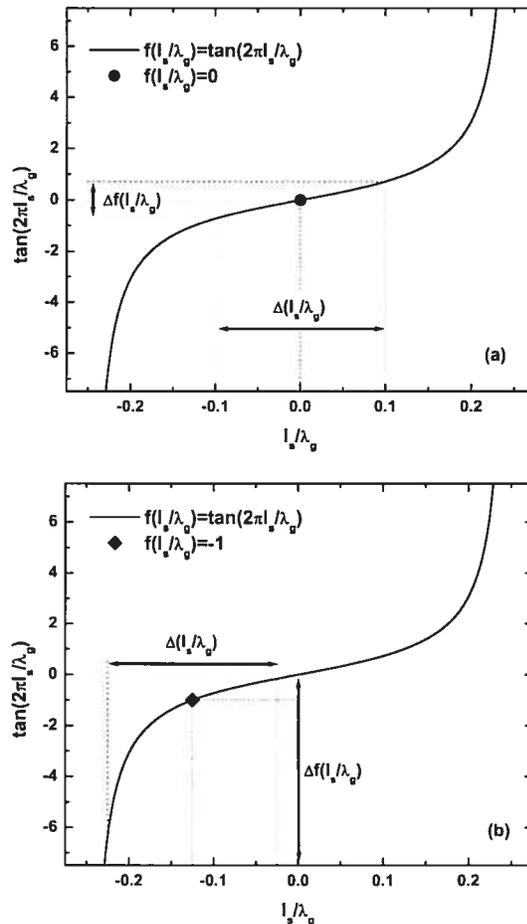


Figure 1.14 Variation de la fonction $f(l_s/\lambda_g) = \tan(2\pi l_s/\lambda_g)$ autour de $l_s/\lambda_g = 0$ (a) et $l_s/\lambda_g = -0.125$ (b). Noter la variation non symétrique de $f(l_s/\lambda_g)$ autour de $l_s/\lambda_g = -0.125$.

Dans le cas où $Z_{0s}=Z_0$ (voir équation 1.4), ces valeurs représentent alors les positions que doit prendre le piston pour compenser la valeur de b_g lorsque celle-ci est respectivement nulle ou égale à 1. Regardons la variation de la fonction tangente autour de ces deux points lorsque nous nous écartons, à gauche et à droite, de $0.1 l_s/\lambda_g$. Pour un même écart total d'abscisse $\Delta(l_s/\lambda_g)=0.2$, la variation $\Delta f(l_s/\lambda_g)$ de la fonction tangente est beaucoup plus faible autour de $l_s/\lambda_g=0$ que de $l_s/\lambda_g=-0.125$. De ce fait, la courbe caractéristique est large et symétrique (même variation de $f(l_s/\lambda_g)$ autour de 0) lorsque $b_g=0$. La courbe caractéristique pour $b_g=1$ est quant à elle plus étroite, et la variation de P_R/P_I autour de $f(l_s/\lambda_g)=-0.125$ n'est pas symétrique puisque, dans l'intervalle $[-0.125;0]$, la variation est moins importante que dans l'intervalle $[-0.25;-0.125]$.

1.3.5 Lissage des courbes caractéristiques

Pour réduire le rapport P_R/P_I d'une courbe caractéristique donnée, en somme « aplatis » celle-ci, il est essentiel de lisser cette courbe d'après la relation théorique tirée du circuit équivalent afin de connaître la valeur de l'impédance du plasma (g_g et b_g), ce qui permet ensuite de modifier l'impédance de l'applicateur en conséquence. La démarche à suivre est alors la suivante : il faut considérer l'expression de l'impédance z_L (ou de l'admittance y_L) de l'ensemble {applicateur, système d'accord d'impédance, piston court-circuit} en fonction de r_g , x_g , de l'admittance du piston court-circuit z_s et des valeurs connues des coefficients k_1 et k_2 (voir les équations 1.9 à 1.10). Il faut ensuite agir sur les valeurs de k_1 et k_2 pour ajuster le système d'accord d'impédance afin d'élargir le domaine des faibles valeurs de P_R/P_I .

1.4 Problématique

La recherche de courbes caractéristiques avantageuses est devenue depuis quelques années un critère important dans la conception de nouveaux applicateurs micro-ondes, en effet :

- une courbe caractéristique avec un minimum de puissance réfléchié bas permet de diminuer la perte énergétique par chauffage provoquée par les ondes stationnaires dans la ligne de transmission et de profiter de la pleine capacité du générateur. En diminuant les ondes stationnaires, les risques de claquage électrique dans la ligne sont également grandement diminués.
- les larges courbes d'accord d'impédance sont recherchées dans l'espoir de rendre ainsi l'applicateur peu sensible à la position du piston court-circuit. Il n'est pas prouvé jusqu'à présent que de larges courbes de type 1 rendent notre système moins sensible à la variation des paramètres opératoires, dans le cas où on ne retouche pas à l'accord d'impédance (piston court-circuit en position fixe par exemple). Cependant, il est évident qu'avec une courbe caractéristique de type 1 large, la précision sur la position du court-circuit, autour du minimum de puissance réfléchié, sera moins critique. Cette souplesse est d'autant plus importante pour les industries, que le piston court-circuit est remplacé par un plan réflecteur fixe.

En vue d'une implantation en milieu industriel des applicateurs à DOS, l'étude que nous allons développer dans les chapitres suivants, devrait permettre de mieux comprendre la variation des courbes d'accord d'impédance en fonction des conditions opératoires (puissance, pression, débit et composition des gaz) mais aussi de la géométrie des éléments situés dans l'environnement de la décharge (diamètre des tubes diélectriques, présence ou non d'un liquide de refroidissement, diamètre de l'interstice de lancement..). La possibilité d'obtenir des courbes caractéristiques dont on peut faire varier la largeur permettra d'étudier les variations d'accord d'impédance en fonction du changement des paramètres opératoires et d'en minimiser les effets. Nous devons être, notamment, en mesure de répondre à la question suivante: quel est le sens physique de la largeur des courbes d'accord d'impédance des lanceurs d'onde de surface?

1.5 Conclusion du chapitre 1 et suite

Les applicateurs micro-ondes lanceurs d'ondes de surface peuvent être caractérisés par la forme de leur courbe d'accord d'impédance. De larges courbes caractéristiques de type 2 sont le signe d'une insensibilité de l'applicateur aux variations des conditions opératoires pourvu que l'on réajuste correctement le coupleur. Pour les applicateurs dont les courbes caractéristiques sont de type 1, aucune expérience n'a encore prouvé l'avantage d'une large courbe.

De nouveaux applicateurs haute puissance sur guide d'onde à crête (chapitre 2) ou utilisant la technologie triplaque seront présentés dans les prochains chapitres (annexe I). Nous verrons qu'il est possible d'obtenir de larges ou de très étroites courbes caractéristiques de type 1. Il nous sera alors possible d'étudier les propriétés de ces applicateurs, en réponse aux variations de conditions opératoires, en fonction de la largeur de leurs courbes caractéristiques (chapitre 3).

Bibliographie du chapitre 1

1. Zakrzewski Z, Moisan M. Linear field applicators. *J. Phys.* IV 1998; 8: 109-118.
2. Moisan M, Hubert J, Margot J, Zakrzewski Z. Advanced technologies based on wave and beam generated plasmas, The development and use of surface-wave sustained discharges for applications. 23-64, Pays-Bas: Kluwer Academic Publishers; 1999.
3. Zakrzewski Z, Moisan M. Plasma sources using long linear microwave field applicators: main features, classification and modelling. *Plasma Sources Sci. Technol.* 1995; 4: 379-397.
4. Sauvé G, Moisan M, Zakrzewski Z. Slotted waveguide field applicator for the generation of long uniform plasma. *Journal of microwave power and electromagnetic energy* 1993; 28: 123-131.
5. Moisan M, Beaudry C, Leprince P. small microwave plasma source for long column production without magnetic field. *IEEE Transactions on Plasma Science* 1975; PS-3: 55-59.
6. Trivelpiece AW, Gould RW. Space charge waves in cylindrical plasma columns. *J. Appl. Phys.* 1959; 30: 1784-1793.
7. Tuma DR. A quiet uniform microwave gas discharge for lasers. *Review of Scientific Instruments* 1970; 41: 1519-1520.
8. Margot J, Moisan M. Characteristics of surface-wave propagation in dissipative cylindrical plasma columns. *J. Plasma Physics* 1993; 49: 357-374.
9. Margot J, Moisan M. Plasma processing of semiconductors. Printed in Netherlands: Kluwer Academic Publishers; 1997.
10. Moisan M, Beaudry C, Leprince P. A new HF device for the production of long plasma columns at a high electron density. *Physics Letters A* 1974; 50A: 125-126.

11. Moisan M, Zakrzewski Z, Pantel R, Leprince P. A waveguide-based launcher to sustain long plasma columns through the propagation of an electromagnetic surface wave. *IEEE transactions on plasma science* 1984; 3: 203-214.
12. Moisan M, Chaker M, Zakrzewski Z, Paraszczak J. The waveguide surfatron: a high power surface-wave launcher to sustain-diameter dense plasma columns. *J. Phys. E: Sci. Instrum.* 1987; 20: 1356-1361.
13. Moisan M, Zakrzewski Z. New surface wave launchers for sustaining plasma columns at submicrowave frequencies (1-300MHz). *Review of Scientific Instruments* 1987; 58: 1895-1900.
14. Moisan M, Sauv e G, Zakrzewski Z, Hubert J. An atmospheric pressure waveguide-fed microwave plasma torch: the TIA design. *Plasma Sources Sci. Technol.* 1994; 3: 584-592.
15. Moisan M, Grenier R, Zakrzewski Z. Electromagnetic performance of a surfatron-based coaxial microwave plasma torch. *Spectrochimica Acta, Part B: Atomic Spectroscopy* 1995; v 50B: 781.
16. Moisan M, Zakrzewski Z, Rostaing J-C. Waveguide-based single and multiple nozzle plasma torches: the TIAGO concept. *Plasma Sources Sci. Technol.* 2001; 10: 387-394.
17. Kabouzi Y, Moisan M, Rostaing J-C, Trassy C, Guerin D, Keroack D, Zakrzewski Z. Abatement of perfluorinated compounds using microwave plasmas at atmospheric pressure. *Journal of Applied Physics* 2003; 93: 9483-9496.
18. Moisan M, Barbeau J, Crevier M-C, Pelletier J, Philip N, Saoudi B. Plasma sterilization. Methods and mechanisms. *Pure Appl. Chem.* 2002; 74: 349-358.
19. Stafford L, Margot J, Chaker M, Pauna O. Characterization of neutral, positive, and negative species in a chlorine high-density surface-wave plasma. *Journal of Applied Physics* 2003; 93: 1907-1913.
20. Ilias S, Campillo C, Borges CFM, Moisan M. Diamond coatings deposited on tool materials with a 915 MHz scaled up surface-wave-sustained plasma. *Diamond and Related Materials* 2000; 9: 1120-1124.

21. Moisan M, Zakrzewski Z. Plasma sources based on the propagation of electromagnetic surface waves. J. Phys. D:Appl. Phys. 1991; 24: 1025-1048.
22. Hubin M. http://perso.wanadoo.fr/michel.hubin/physique/transm/chap_prop3.htm. 2005.
23. Gardiol F. Introduction to microwaves. 1984.
24. Moisan M, Zakrzewski Z, Etemadi R, Rostaing J-C. Multitube surface-wave discharges for increased gas throughput at atmospheric pressure. Journal of applied physics 1998; 83: 5691-5701.
25. Barlow HM, Brown J. Radio surface-waves. Oxford, Clarendon; 1962.

Chapitre 2 L'applicateur surfaguide à crête

Bien qu'un applicateur basé sur la technologie guide d'onde ait des dimensions supérieures à un applicateur de type sandwich (voir annexe I), il peut être intéressant de l'utiliser dans certaines situations, comme par exemple à 2.45 GHz où la taille des guides d'onde n'est pas incompatible avec leur implantation en milieu industriel.

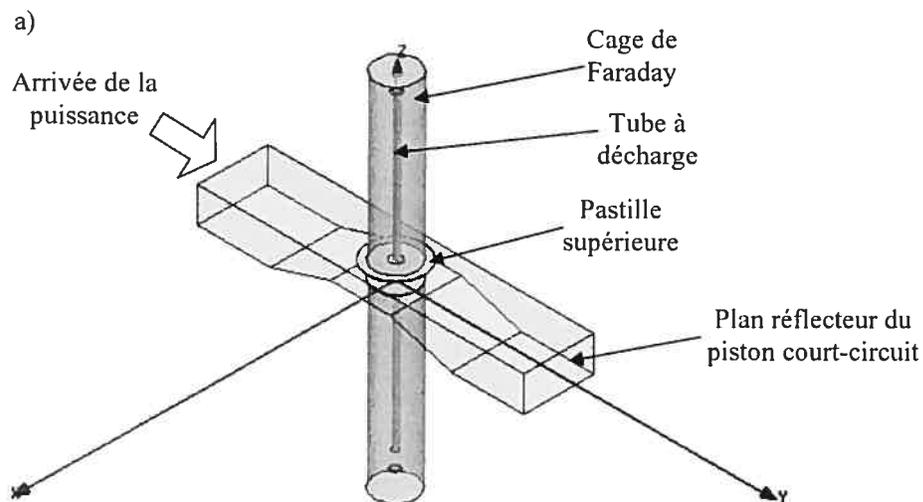
Ainsi en est-il du surfaguide, que nous qualifierons de classique, qui permet l'entretien de décharges plasma à haute puissance (plusieurs kilowatts). Le premier article le décrivant date de 1984 (M. Moisan et al.) : afin d'exciter une onde électromagnétique de surface à l'interface entre le plasma et le tube diélectrique, onde qui va entretenir la décharge, une ouverture est pratiquée dans la paroi des deux grands côtés du guide, ouvertures situées transversalement à l'axe du guide, l'une en face de l'autre. Le tube diélectrique vient se positionner dans l'ouverture, la hauteur du guide ayant été réduite à cet endroit (figure 2.1).

Comme pour l'applicateur sandwich, l'adaptation d'impédance doit se faire sur les parties réelle et imaginaire de l'impédance Z_L . La partie imaginaire est annulée en jouant sur la position d'un piston court-circuit, également en guide d'onde et placé en bout de ligne de transmission. Quant à la partie réelle de Z_L , elle est adaptée à l'impédance caractéristique de la ligne de transmission l'alimentant en réduisant la hauteur du guide d'onde à l'interstice de lancement.

Cependant, il n'existe pas de modèle susceptible de nous donner, de façon précise, la hauteur réduite du surfaguide donnant le plus faible retour de puissance. Cette réduction de hauteur s'accompagne aussi d'une modification de la largeur des courbes d'accord d'impédance. Aucune expression reliant le taux de puissance réfléchi

et l'impédance de la région de lancement (abstraction faite du rapport de transformation engendré par la diminution de la hauteur du guide d'onde), n'a encore été développée pour le surfaguide classique. De ce fait, il serait très utile de disposer d'un tel type d'applicateur en guide d'onde, doté de courbes caractéristiques de grandes largeurs et ayant un minimum de puissance réfléchi proche de zéro. Ceci permettrait de s'affranchir de la précision sur la position du piston court-circuit. De plus, si le rapport P_R/P_I pouvait être exprimé directement en fonction de l'admittance y_g (ou de l'impédance z_g), nous pourrions obtenir un lissage plus précis des courbes caractéristiques expérimentales et ainsi construire un surfaguide mieux adapté à la décharge désirée.

Le surfaguide à crête dont les caractéristiques sont détaillées dans les prochaines sections fut construit dans ce sens. Cette invention est l'œuvre du professeur Z. Zakrzweski; les sections 2.1 à 2.3 sont tirées d'un de ses rapports non publiés [1].



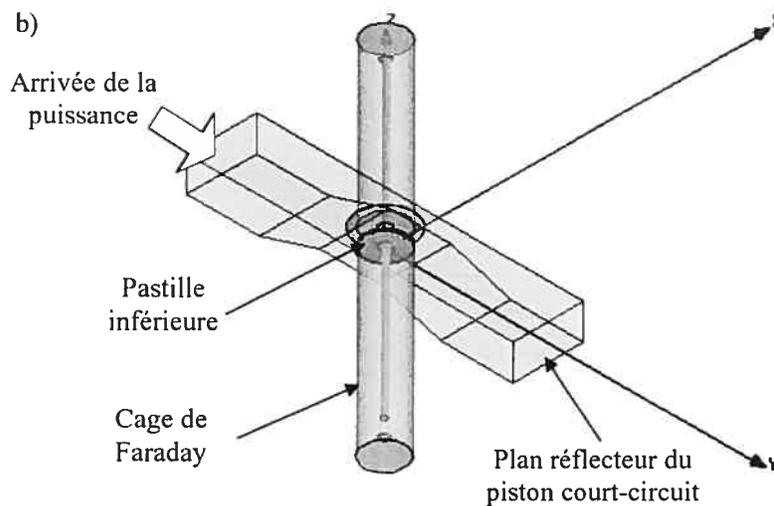


Figure 2.1 Vue générale de l'applicateur de champ micro-ondes surfaguide. a) vue de dessus; b) vue de dessous

2.1 Analyse de l'impédance de l'onde dans un guide d'onde standard et dans un guide d'onde à crête

Cette section a pour but de décrire le calcul de l'impédance caractéristique vue par une onde électromagnétique circulant dans un guide d'onde standard ainsi que dans un guide d'onde à crête. Nous verrons alors qu'en fonction des dimensions du guide d'onde à crête, il est possible de construire deux types de transformateur quart-d'onde.

2.1.1 Le guide d'onde standard

La figure 2.2 représente la coupe d'un guide d'onde rectangulaire de largeur a et de hauteur b . Généralement, les dimensions du guide d'onde sont adaptées à la fréquence de travail pour obtenir un seul mode de propagation de l'onde électromagnétique, plus particulièrement le mode transverse électrique TE_{10} , dit mode fondamental. La longueur d'onde dans le guide, notée λ_g , se calcule d'après l'expression suivante :

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_c)^2}}, \quad (2.1)$$

λ_0 étant la longueur d'onde dans le vide et λ_c la longueur d'onde de coupure. Pour le mode TE_{10} , $\lambda_c = 2a$. L'impédance caractéristique du guide pour ce mode s'écrit alors :

$$Z_0 = \frac{2b}{a} \frac{\lambda_g}{\lambda_0} \eta_0, \quad (2.2)$$

où $\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi$, l'impédance du vide.

2.1.2 Exemple du guide d'onde WR-340

Le guide d'onde WR-340 permet le passage d'ondes à 2.45 GHz dans le mode TE_{10} . Ses dimensions sont de 86.36 mm de largeur et de 43.18 mm de hauteur. La longueur d'onde dans le guide est alors $\lambda_g = 173.6$ mm. L'impédance caractéristique de ce guide est $Z_0 = 534.54 \Omega$.

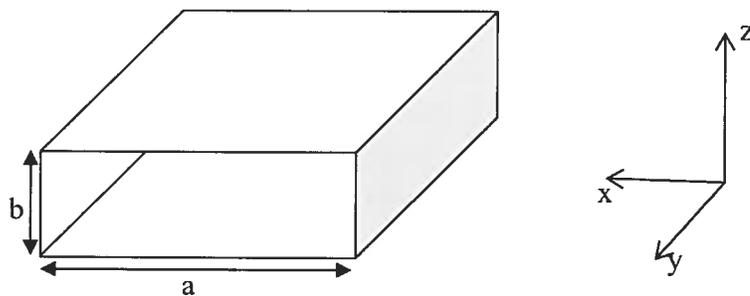


Figure 2.2 Représentation des paramètres a et b définissant la section transversale d'un guide d'onde rectangulaire.

2.1.3 Le guide d'onde à crête

La figure 2.3 représente une coupe transversale d'un guide d'onde à crête et définit les paramètres a , b , d et s . Il est alors beaucoup plus difficile de calculer l'impédance de l'onde dans un guide d'onde à crête, mais on peut trouver, dans la littérature scientifique, des modèles de calculs approchés ([2], [3], [4], [Helszajn, 2000 #46]).

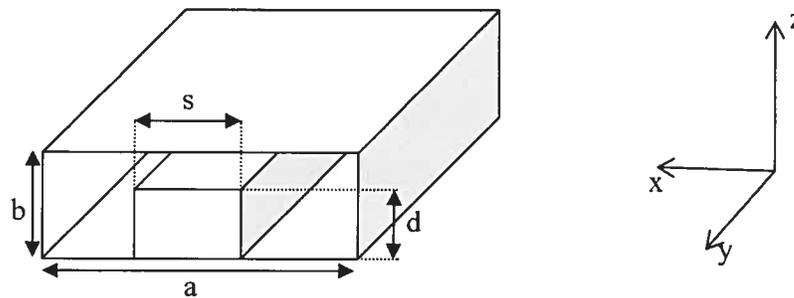


Figure 2.3 Représentation des paramètres définissant la section transversale d'un guide d'onde rectangulaire à crête.

Voici la démarche que nous allons suivre afin d'obtenir une valeur approximative de l'impédance de l'onde dans le guide d'onde à crête.

Nous devons dans un premier temps déterminer les dimensions du guide d'onde à crête. Nous commençons par fixer la valeur de la longueur d'onde de coupure λ_c . Si le rapport b/a du guide d'onde utilisé est différent de 0.45, la valeur de λ_c peut être obtenue à l'aide de la formule empirique suivante [3]¹:

$$\frac{\lambda_c}{a} = \left[\frac{\lambda_c}{a} \right]_0 + \left[\frac{b}{a} - 0.45 \right] * F_a, \quad (2.3)$$

¹ Le rapport $b/a=0.45$ est un standard adopté par les scientifiques américains dans les années cinquante. Le facteur de correction est donc une extension calculée à ce rapport.

où la valeur $\left[\frac{\lambda_c}{a} \right]_0$ est relevée sur la figure 2.4 (pour $b/a=0.45$) et le facteur de correction, F_a , sur la figure 2.5. La longueur d'onde dans le guide d'onde à crête a la même expression que pour le guide d'onde standard : $\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_c)^2}}$ avec la valeur de λ_c donnée par (2.3). Finalement, la valeur de l'impédance caractéristique Z_{01} de l'onde dans un guide d'onde à crête est :

$$Z_{01} = \frac{\lambda_g}{\lambda_0} Z_{0\infty}, \quad (2.4)$$

avec

$$Z_{0\infty} = \frac{\pi \eta_0 d}{\lambda_c \left\{ \left(\frac{d}{a} \right) \left(\frac{4a}{\lambda_c} \right) \ln \operatorname{cosec} \left(\frac{\pi d}{2b} \right) \cos^2 \Theta_2 + \frac{\Theta_2}{2} + \frac{\sin(2\Theta_2)}{4} + \left(\frac{d}{b} \right) \left(\frac{\cos(\Theta_2)}{\sin(2\Theta_1)} \right)^2 \left[\frac{\Theta_1}{2} \frac{\sin(2\Theta_1)}{4} \right] \right\}} \quad (2.5)$$

l'impédance caractéristique pour une fréquence infinie, et :

$$\Theta_1 = \frac{\pi(a-s)}{\lambda_c}, \quad (2.6)$$

$$\Theta_2 = \frac{\pi s}{\lambda_c}. \quad (2.7)$$

La figure 2.6 représente un exemple typique de la valeur de $Z_{0\infty}$ en fonction du rapport s/a pour différentes valeurs de d/b .

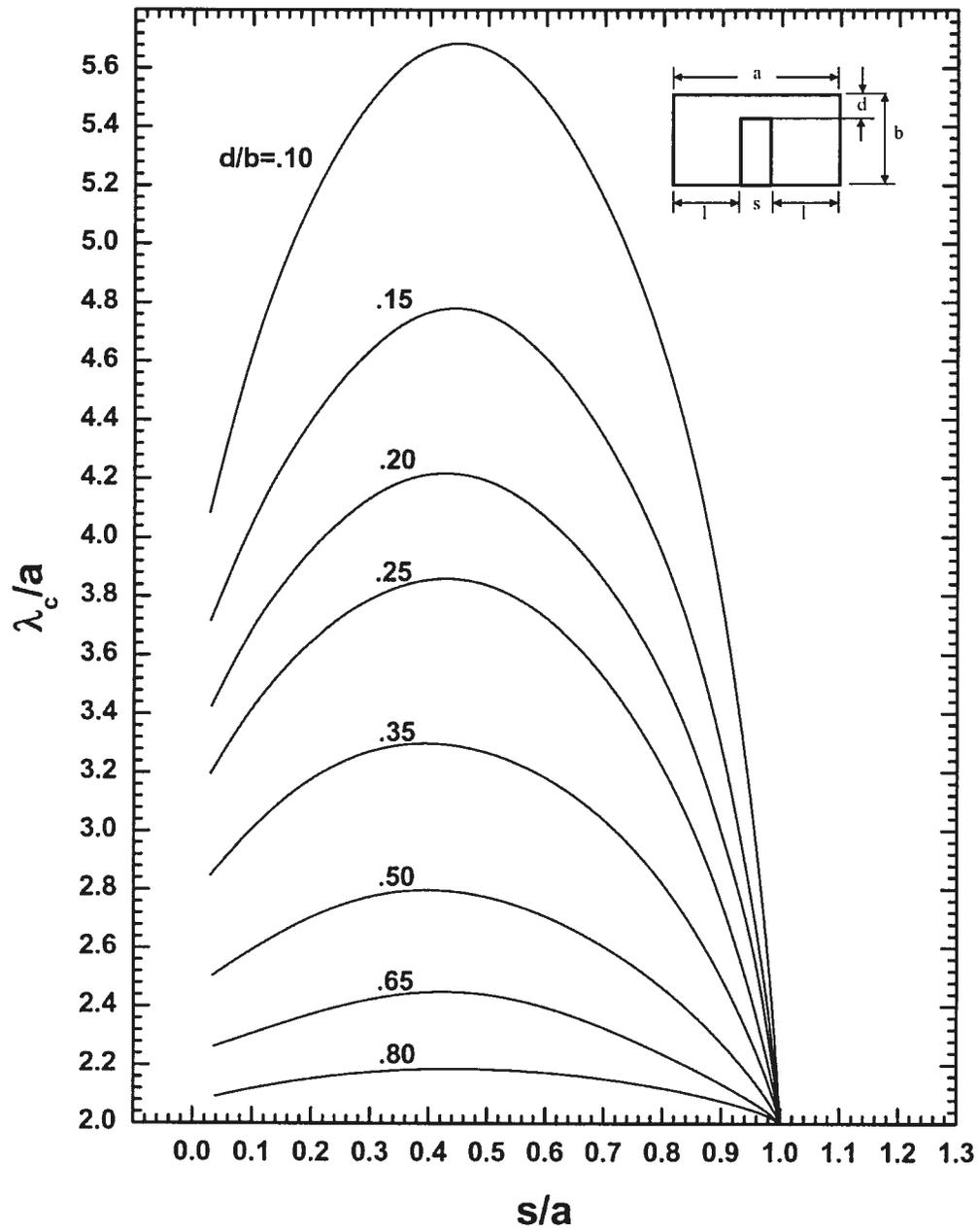


Figure 2.4 Fréquence de coupure pour le mode fondamental en fonction du rapport dimensionnel s/a d'un guide d'onde à crête où le rapport $b/a=0.45$. D'après [3].

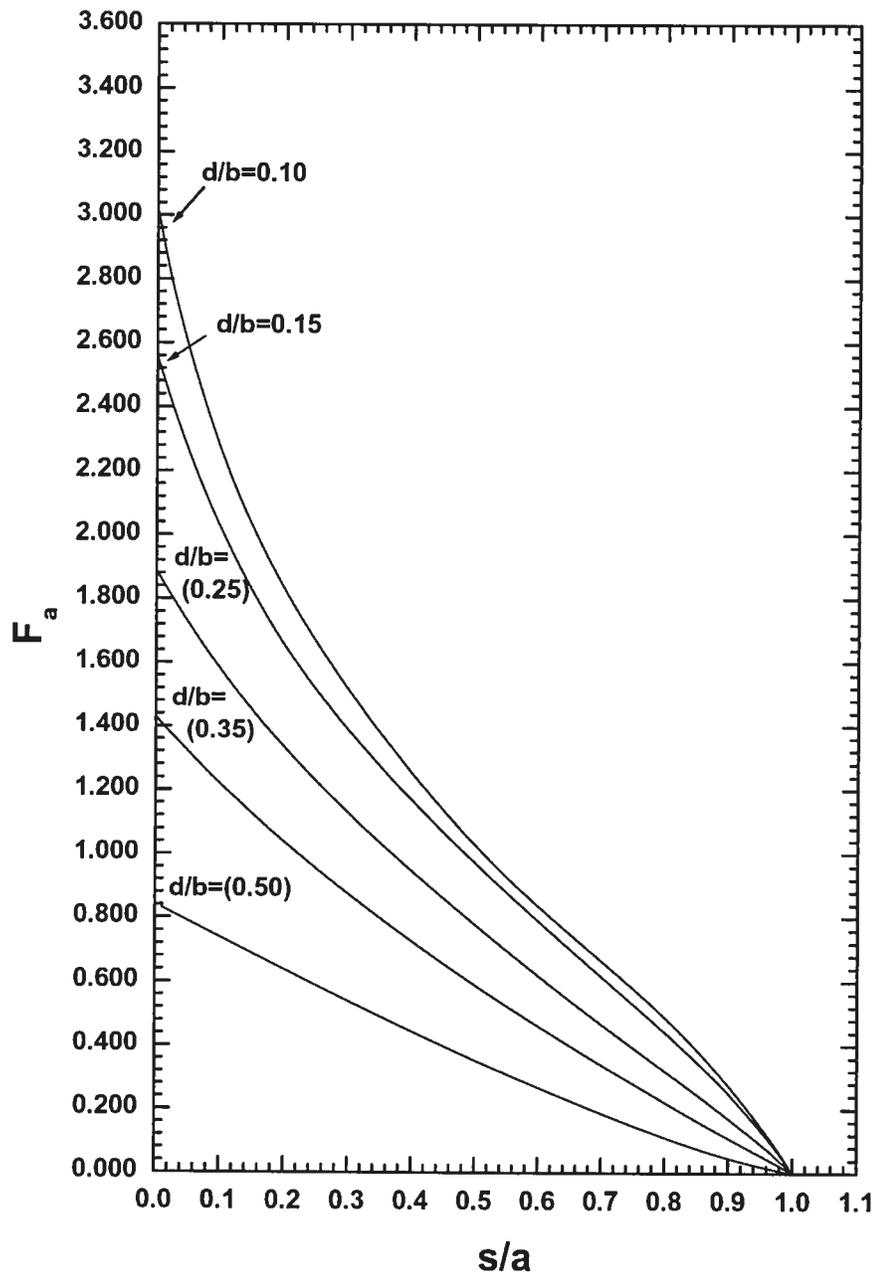


Figure 2.5 Facteur de correction de la longueur d'onde de coupure en fonction du rapport dimensionnel s/a pour un rapport $b/a=0.45$. D'après [3].

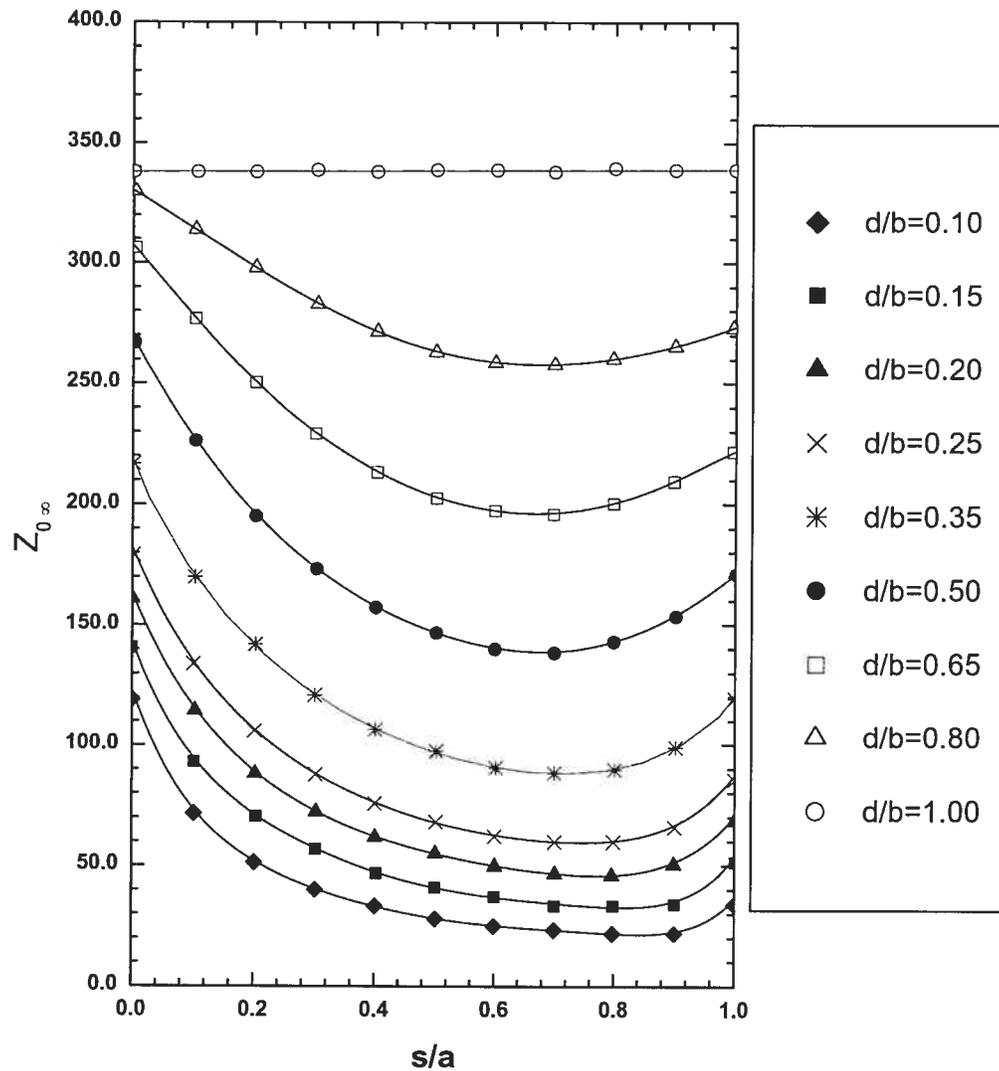


Figure 2.6 Valeur de l'impédance $Z_{0\infty}$ en fonction du rapport s/a pour différentes valeurs de b/d , $b/a=0.45$ [Helszajn, 2000 #46].

2.1.4 Les transformateurs basés sur les guides d'onde à crête

Maintenant que nous pouvons calculer une valeur approchée de l'impédance caractéristique d'un guide d'onde à crête, nous allons être en mesure de construire un transformateur d'impédance qui nous permettra d'adapter la conductance de la région de lancement g_g , rôle tenu par le double transformateur quart-d'onde dans l'applicateur

sandwich (annexe I). Deux types de transformateurs basés sur la transition entre un guide d'onde standard et un guide d'onde à crête peuvent être utilisés (figure 2.7): le transformateur en escalier et le transformateur en biais.

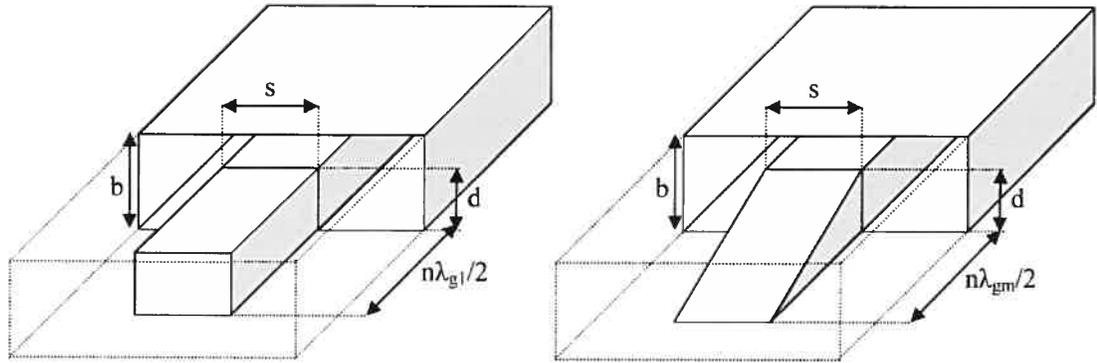


Figure 2.7 Schéma représentant deux types de transformateurs pour accompagner un guide d'onde à crête : a) le transformateur en escalier; b) le transformateur en biais. Les traits en pointillés représentent les arêtes du guide d'onde à l'intérieur duquel est situé le transformateur. L'applicateur aura alors les mêmes dimensions s et d que le transformateur.

Dans le cas du transformateur en escalier, les effets de la variation abrupte entre le guide d'onde standard et le guide d'onde à crête peuvent se traduire par l'ajout d'une susceptance jB_T dans le cas où la longueur du transformateur est $n\lambda_{g1}/2$ ($n=1, 2, 3\dots$). Un des circuits équivalents possibles est alors représenté sur la figure 2.8 (a). Le rapport de transformation est dans ce cas égal à 1 et l'admittance Y_{in} vue à l'entrée du transformateur terminée par Y_L est alors :

$$Y_{in}=jB_T+Y_L. \quad (2.8)$$

Pour le transformateur en biais, la transition entre le guide d'onde standard et le guide d'onde à crête se fait de façon graduelle. La forme choisie ainsi que la longueur $n\lambda_{gm}/2$ (λ_{gm} étant la moyenne des longueurs d'onde intégrée sur la longueur de la partie en biais) sont supposées ne pas introduire de discontinuités au bord du transformateur. Le circuit équivalent est dessiné sur la figure 2.8(b). Le rapport de transformation est égal à :

$$k = \frac{Z_{01}}{Z_0} = \frac{Y_0}{Y_{01}} \quad (2.9)$$

et l'admittance d'entrée s'écrit alors :

$$Y_{in} = k Y_L \quad (2.10)$$

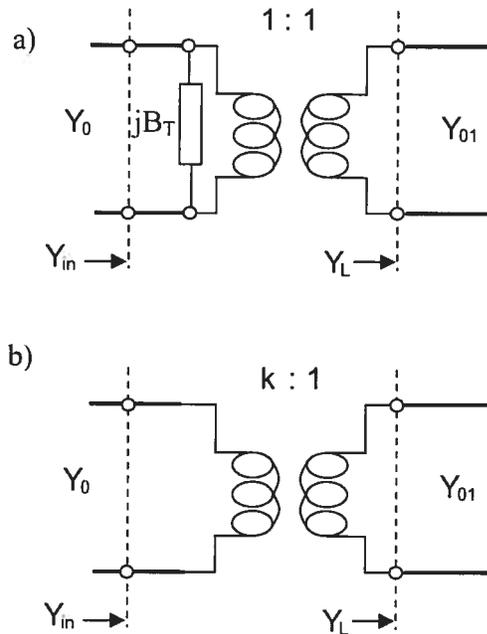


Figure 2.8 Circuit équivalent des deux types de transformateurs : a) le transformateur en escalier; b) le transformateur en biais.

Afin de pouvoir adapter la conductance g_g de la région de lancement, il faut utiliser un transformateur qui influe sur la valeur de la conductance. Le transformateur en escalier ajoute seulement un élément de susceptance à l'admittance d'entrée. Nous utiliserons donc un transformateur en biais entre le générateur et la décharge pour adapter g_g . La valeur du rapport de transformation, notée k_T par la suite, sera comprise entre 0 et 1.

Le recours au guide d'onde à crête nous permet de faire appel à des transformateurs susceptibles d'adapter la conductance g_g et de connaître précisément le

rapport de transformation. Comme pour tous les applicateurs à DOS, la susceptance du surfaguide à crête sera adaptée par un piston court-circuit, placé en bout de ligne. Afin d'élargir les courbes caractéristiques, nous introduirons un élément dit compensateur et nous nous intéresserons à l'expression de l'impédance Z_L à l'entrée de l'applicateur, en fonction de la position de cet élément compensateur par rapport au guide d'onde à crête.

2.2 Introduction d'un élément compensant la susceptance

Pour compenser la partie imaginaire de l'impédance du plasma, nous disposons d'abord d'un piston court-circuit placé en bout de ligne. Comme nous l'avons vu pour le cas de l'applicateur de type sandwich (annexe I), en introduisant un deuxième piston court-circuit, la susceptance du plasma peut être compensée, donnant ainsi lieu à des courbes d'accord d'impédance plus larges (voir section 1.3.4 lorsque $b_g=0$). Dans le cas du surfaguide à crête, nous avons introduit une vis inductive à une distance l_{12} de l'axe du tube à décharge. Sa position, par rapport au plan supérieur du transformateur, est maintenue par une tige qui s'appuie sur la paroi du guide d'onde. La figure 2.9 présente un schéma de l'emplacement et du déplacement possible de cette vis compensatrice, ainsi que son circuit équivalent. La forme finale du transformateur sera discutée par la suite.

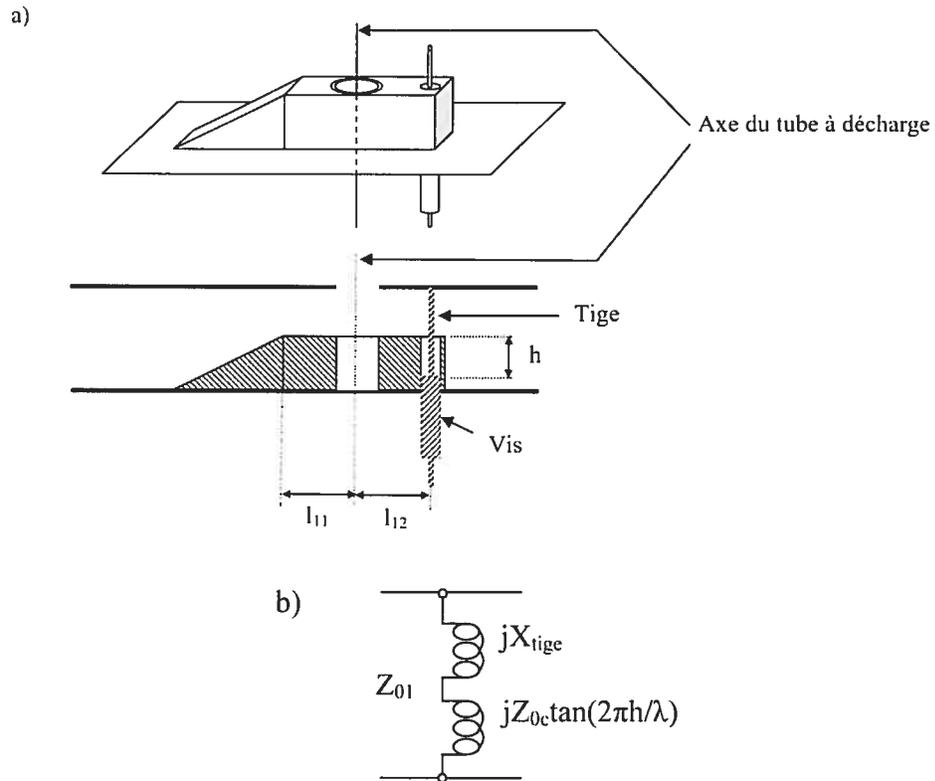


Figure 2.9 Schéma représentant l'emplacement de la vis compensatrice (a) et son circuit équivalent (b) (voir aussi figure 2.15).

L'introduction de cette vis compensatrice produit une somme d'impédances purement imaginaires. La portion extérieure au guide à crête de la tige peut être représentée comme une simple réactance, notée X_{tige} ; la section évidée de longueur h dans le guide d'onde à crête, définit une section de ligne coaxiale, où la tige représente le conducteur interne et la paroi cylindrique du guide d'onde à crête la conducteur externe. L'effet produit par l'ajout de cette vis est alors représenté par une susceptance b_c , dont l'expression totale est :

$$b_c^{-1} = Z_{01}^{-1} \left(X_{tige} + Z_{0c} \tan\left(\frac{2\pi h}{\lambda}\right) \right), \quad (2.11)$$

où :

Z_{0c} et λ sont respectivement l'impédance caractéristique et la longueur d'onde de la section coaxiale,

la valeur de X_{tige} est relative à la tige maintenant la vis compensatrice en appui sur la paroi du guide interne du guide standard.

h est la position de la vis compensatrice par rapport au plan supérieur du transformateur ainsi formé.

2.3 Circuit équivalent de l'applicateur surfaguide à crête

La figure 2.10 représente le circuit équivalent du surfaguide à crête :

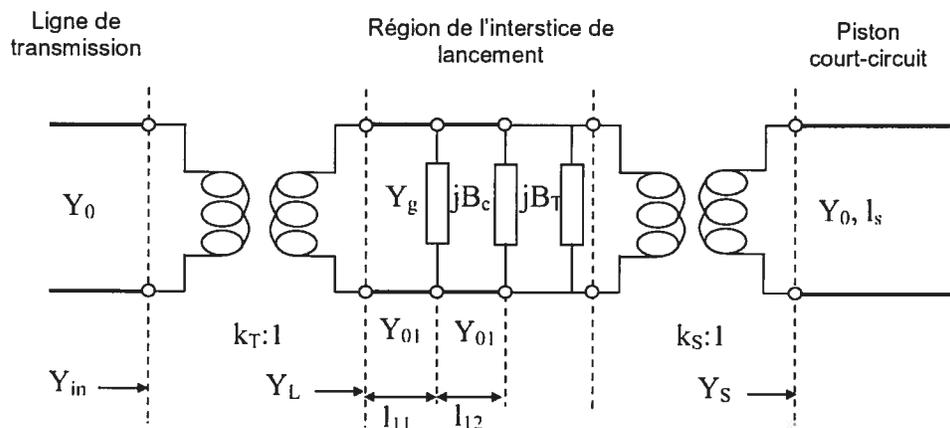


Figure 2.10 Circuit équivalent général du surfaguide à crête.

Les explications des notations de la figure 2.10 sont les suivantes :

- $Y_g = G_g + jB_g$: admittance de la région de lancement,
- Y_0, Y_{01} : admittance caractéristique du guide d'onde standard et du guide d'onde à crête,
- $k_T = Y_0 / Y_{01}$: facteur de transformation du premier transformateur (transformateur en biais),

- $k_s = k_T^{-1}$ ou $k_s = 1$: facteur de transformation du second transformateur, respectivement dans le cas d'une transformation en biais ou en escalier,
- l_s : distance relative au tube à décharge du déplacement du piston court-circuit,
- $Y_s = jB_s = jY_0 t_s^{-1}$ avec $t_s = \tan(2\pi l_s / \lambda_g)$: susceptance introduite par le piston court-circuit,
- jB_c : susceptance engendrée par l'introduction de la vis compensatrice,
- jB_T : susceptance introduite par le transformateur en escalier entre la décharge et le plan réflecteur du piston court-circuit. jB_T est nulle dans le cas d'un transformateur en biais.
- l_{11} est la distance entre la fin du premier transformateur et l'axe du tube à décharge,
- l_{12} est la distance entre l'axe du tube à décharge et la vis compensatrice,
- λ_g et λ_{g1} sont respectivement la longueur d'onde dans le guide d'onde standard et le guide d'onde à crête.

Pour une hauteur donnée h_i de la vis compensatrice, il est alors possible de produire une courbe caractéristique de type 1 en relevant les puissances réfléchie et incidente pour chaque déplacement l_s du piston court-circuit. Afin de lisser les courbes caractéristiques expérimentales du surfaguide à crête, nous devons calculer l'expression de l'impédance de l'applicateur (z_L) en fonction des paramètres définis dans le circuit équivalent. Nous rappelons que le rapport de la puissance réfléchie à la puissance

incidente est donné par la relation $\frac{P_R}{P_I} = |\Gamma_L|^2 = \left| \frac{z_L - 1}{z_L + 1} \right|^2$. Pour différentes longueurs l_{12}

ainsi que pour les deux types de transformateur, nous obtenons différentes expressions résumées dans le Tableau 2-1[1].

Les applicateurs de type 1 et 3, d'une part, et 2 et 4, d'autre part, ont des largeurs de courbes caractéristiques identiques. En effet, les valeurs absolues des fonctions tangente (t_s) et cotangente (t_s^{-1}) dans l'expression de z_L (voir tableau 2-1), imposent la même variation à l_s/λ_g , mais avec un décalage de $0.25 l_s/\lambda_g$. De plus, ils possèdent tous le même type de transformateur à l'entrée de l'applicateur. La différence qui existe entre un applicateur de type 3 et 4 (ou entre type 1 et type 2) provient du transformateur situé entre la décharge et le piston court-circuit. Un applicateur ayant, à cette position, un transformateur en escalier plutôt qu'un transformateur en biais possédera une courbe caractéristique plus large (voir figure 2.11) pour la même admittance y_g .

Type	I_{11}	I_{12}	k_s (transformateur)	z_L
1	$\lambda_{g1}/4$	$\lambda_{g1}/4$	k_T^{-1} (biais)	$k_T g_g + j(k_T b_g + t_s)$
2	$\lambda_{g1}/4$	$\lambda_{g1}/4$	1 (escalier)	$k_T g_g + j k_T (b_g + t_s)$
3	$\lambda_{g1}/4$	$\lambda_{g1}/2$	k_T^{-1} (biais)	$k_T g_g + j(k_T b_g - t_s^{-1})$
4	$\lambda_{g1}/4$	$\lambda_{g1}/2$	1 (escalier)	$k_T g_g + j k_T (b_g + t_s^{-1})$

Tableau 2-1 Caractéristiques de différents types d'applicateur sur guide d'onde à crête utilisant un transformateur en biais à l'entrée (entre le générateur et la décharge) et un transformateur en biais ou en escalier avant le piston court-circuit.

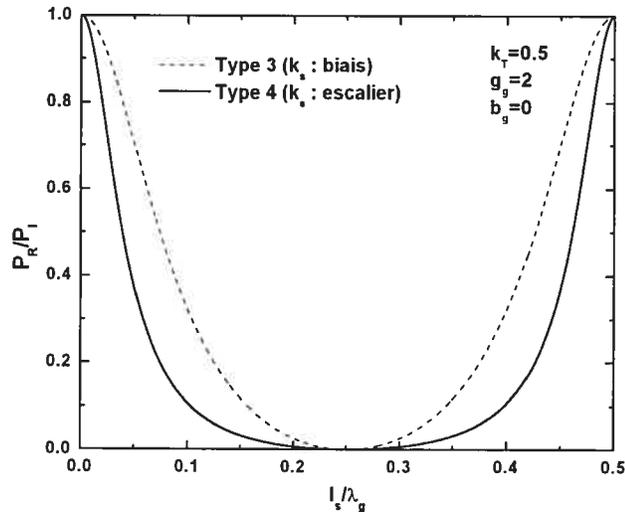


Figure 2.11 Comparaison des largeurs de courbe caractéristique d'un applicateur surfaguide à crête de type 3 et de type 4, pour des mêmes valeurs de b_g , g_g et k_T .

Comme pour l'applicateur sandwich (annexe I), le minimum de puissance réfléchi pour ces quatre types d'applicateur, à une valeur nulle de la partie imaginaire de z_L , est :

$$\min \left(\frac{P_R}{P_I} \right) = \left(\frac{g_g - k_T^{-1}}{g_g + k_T^{-1}} \right)^2. \quad (2.12)$$

La valeur de (2.12) est nulle si $g_g = 1/k_T$.

Par l'intermédiaire d'un guide d'onde à crête, nous avons pu montrer la possibilité de construire un applicateur adapté à la ligne de transmission, avec une courbe d'accord d'impédance large. La prochaine section proposera une description détaillée d'un surfaguide à crête utilisé pour entretenir un plasma d'azote à des puissances micro-ondes de plusieurs kilowatts.

2.4L'applicateur surfaguide à crête entretenant un plasma confiné dans un tube diélectrique

Tout comme pour le sandwich (annexe I), le surfaguide à crête peut exciter un plasma placé dans un tube diélectrique ou à l'extrémité d'une buse métallique dans le cas d'une torche plasma.

Un premier prototype d'applicateur surfaguide à crête (configuration tube) a été testé pour la destruction des gaz à effet de serre (UPAS). Il est de type 4 et les dimensions de la crête transformant l'impédance sont présentées sur les figures suivantes (figures 2.12, 2.13). Cette crête est insérée dans un guide d'onde WR-340, taille optimisée pour le passage de micro-ondes à la fréquence de 2.45 GHz dans le mode TE₁₀.

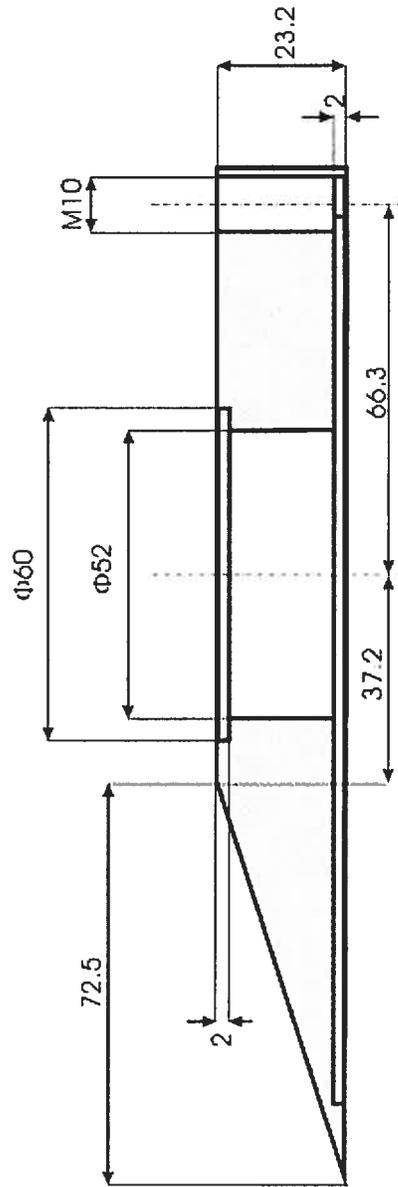


Figure 2.12 Schéma de l'applicateur surfaguide à crête de type 4 utilisé pour l'UPAS. Vue de côté. Toutes dimensions en mm.

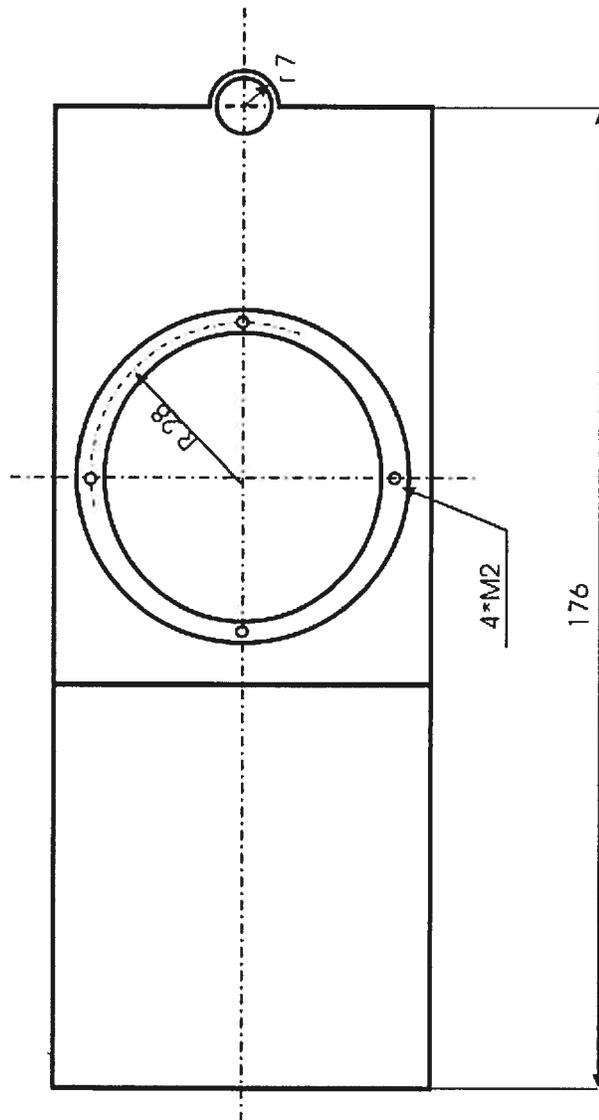


Figure 2.13 Schéma de l'applicateur surfaguide à crête de type 4 utilisé pour l'UPAS. Vue de dessus. Toutes dimensions en mm.

La figure 2.14 présente deux schémas de l'applicateur surfaguide à crête avec le tube à décharge. La figure 2.15 montre une vue rapprochée autour de la vis compensatrice.

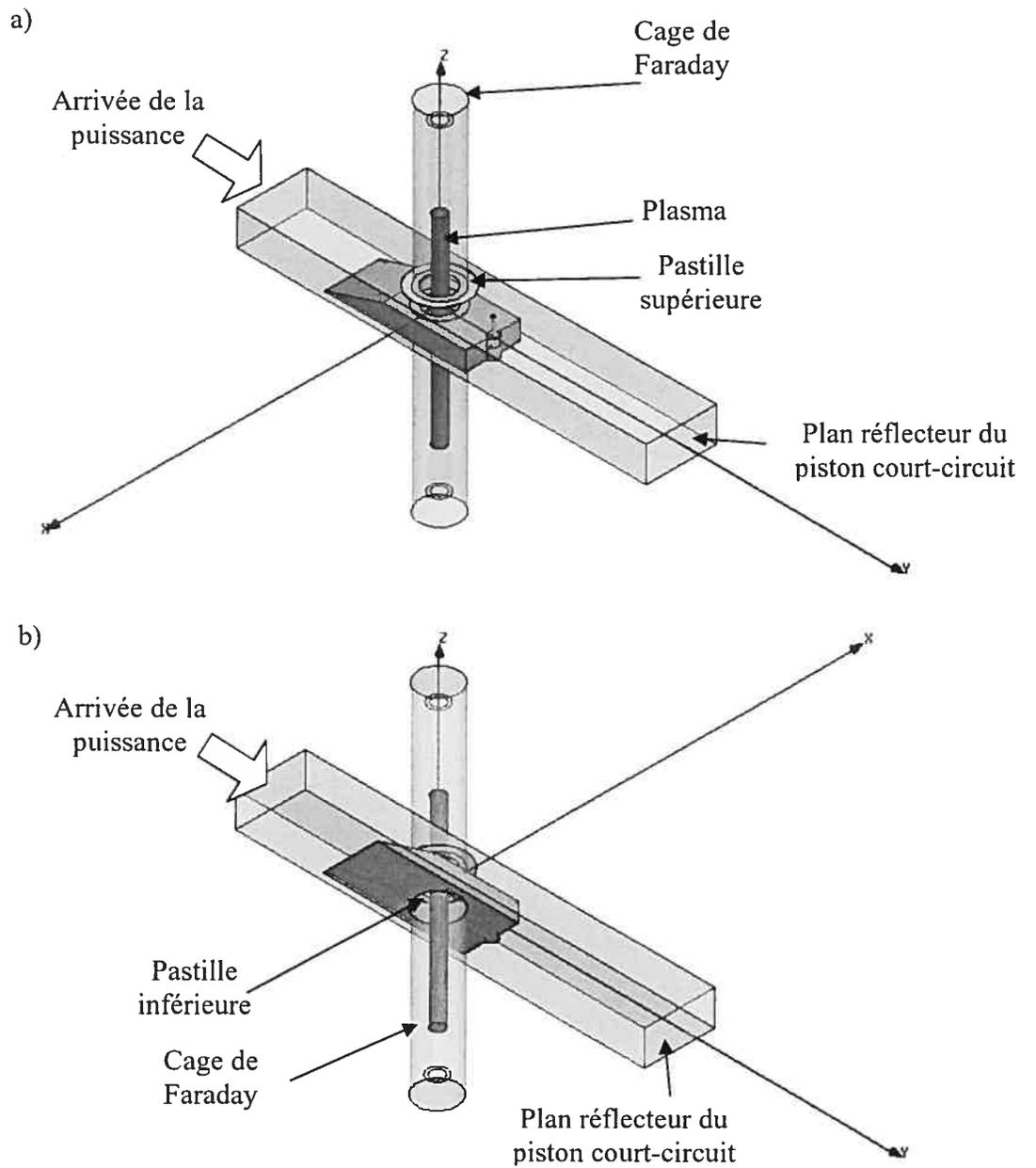


Figure 2.14 Vue générale d'un surfaguide à crête (type 4) : a) vue de dessus, b) vue de dessous.

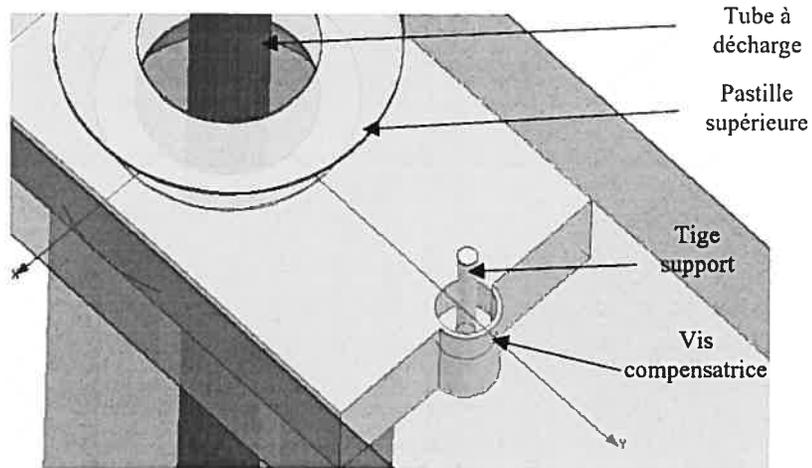


Figure 2.15 Vue resserrée autour de la vis compensatrice du surfaguide à crête.

Les figures 2.16 et 2.17 présentent l'allure des courbes caractéristiques calculées dans le premier cas à g_g fixe pour diverses valeurs de b_g et, dans le deuxième cas, à b_g fixe et pour diverses valeurs de g_g . Cet applicateur étant de type 3, l'expression du rapport P_R/P_I est :

$$\frac{P_R}{P_I} = \left| \frac{y_L - 1}{y_L + 1} \right|^2 = \frac{(g_g - k_T^{-1})^2 + (b_g + k_S t_s^{-1})^2}{(g_g + k_T^{-1})^2 + (b_g + k_S t_s^{-1})^2}, \quad (2.13)$$

Comme nous l'avons déjà indiqué au chapitre 1, une variation de b_g entraîne un changement de largeur des courbes ainsi qu'une modification de la position du minimum de puissance réfléchie (figure 2.16) alors que g_g agit sur la valeur du minimum de puissance réfléchie (figure 2.17).

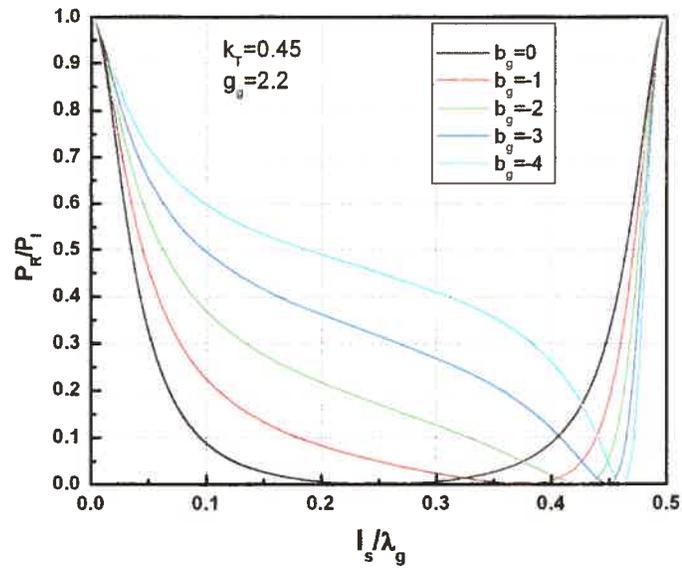


Figure 2.16 Courbes théoriques caractéristiques à g_g fixe lorsque le paramètre b_g varie de 0 à -4.

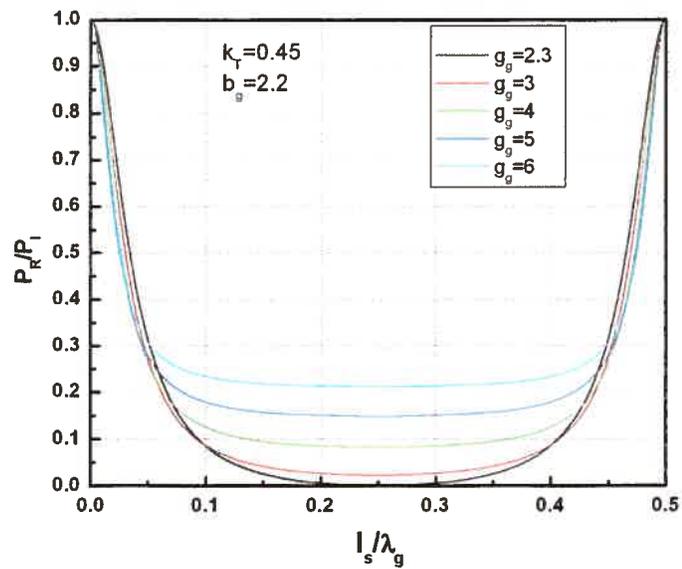


Figure 2.17 Courbes théoriques caractéristiques à b_g fixe lorsque le paramètre g_g varie de 2.3 à 6.

La figure 2.18 présente un exemple de courbes expérimentales ainsi que leurs lissages expérimentaux pour différentes hauteurs (h_i , $i=0,1,2,3$) de la vis compensatrice.

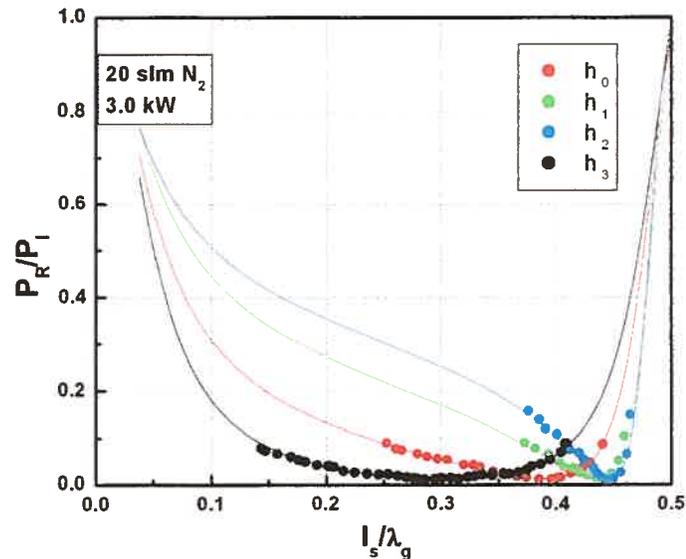


Figure 2.18 Exemple de courbes caractéristiques obtenues à différentes positions h de la vis compensatrice : à noter que la valeur du minimum de P_R/P_I ne varie pas (g_g est presque constant). Lissages théoriques — $g_g=1.77$ $b_g=-0.29$; — $g_g=1.77$ $b_g=-1.11$; — $g_g=1.75$ $b_g=-2.043$; — $g_g=1.71$ $b_g=-2.589$.

Nous pouvons alors constater que le modèle de lissage théorique proposé est en très bon accord avec les résultats expérimentaux. Comme les dimensions de la crête réalisée par notre atelier ne respectent pas tout à fait les dimensions discutées dans la section 2.3, la valeur de k_T , initialement calculé à 0.35, a été réévaluée à 0.45 afin de produire des lissages de courbes expérimentales plus justes. On remarque que, quelle que soit la hauteur de la vis compensatrice, la valeur du minimum de P_R/P_I est le même : g_g est presque constant, comme le montrent les valeurs par lissage.

2.5 Conclusion du deuxième chapitre

Dans ce chapitre, nous avons décrit un nouvel applicateur basé sur un guide d'onde à crête. L'adaptation d'impédance de la conductance g_g fixe les dimensions de la crête. Comme pour l'applicateur sandwich (annexe I), le surfaguide à crête possède un élément (vis compensatrice) permettant de contrebalancer la valeur de la susceptance de la région de lancement b_g , ce qui permet d'élargir considérablement les courbes d'accord d'impédance. Un surfaguide a été expérimenté pour produire et entretenir un plasma d'azote à 3.0 kW; la variation de la hauteur de la vis compensatrice a changé l'allure des courbes caractéristiques ainsi que la position du minimum de puissance réfléchi, sans en changer sa valeur. Dans le prochain chapitre, nous étudierons l'effet des conditions opératoires (puissance incidente, débit et composition du gaz) sur la puissance réfléchi par l'applicateur. Des comparaisons seront présentées en fonction de l'applicateur utilisé (surfaguide classique et à crête) et de la largeur des courbes caractéristiques. L'interprétation des résultats obtenus permettra d'optimiser la géométrie de l'applicateur afin d'augmenter son efficacité de couplage.

Bibliographie du chapitre 2

1. Zakrzewski Z. Rapport interne pour le compte de la société Air Liquide, non publié. 2003.
2. Marcuvitz N. Waveguide Handbook. Boston Technical Publishers Inc.; 1964.
3. The microwave engineers' handbook and buyers guide. Horizon House-Microwave, Inc.; 1964.
4. Hopfer S. The Design of Ridged Waveguides. IRE Trans. Microwave Theory Tech. 1955; MTT-53: 20-29.
5. Helszajn J. Ridge waveguides and passive microwave components. The institution of Electrical Engineers; 2000.

Chapitre 3 Effet des conditions opératoires sur la puissance réfléchie en fonction de la largeur des courbes caractéristiques du surfaguide à crête et du surfaguide classique.

Afin de maîtriser entièrement les caractéristiques électromagnétiques du surfaguide à crête, nous devons connaître l'influence des conditions opératoires (puissance incidente, nature et débit du gaz, ou des gaz et, dans ce cas, concentrations respectives de ceux-ci) sur la variation de la puissance micro-ondes réfléchie vue à l'entrée de l'applicateur. Comme le surfaguide à crête comporte une vis compensatrice dont la hauteur influe sur la largeur des courbes d'accord d'impédance, il sera aussi possible d'examiner la variation de la puissance réfléchie sur une courbe caractéristique étroite et une courbe caractéristique large. L'efficacité de couplage d'un applicateur étant liée à son adaptation d'impédance, cette étude prend tout son sens dans une logique d'optimisation et de bon fonctionnement d'un procédé plasma industriel.

C'est la première fois qu'une telle étude est mise en place et que des résultats détaillés en fonction de la variation des paramètres opératoires sont présentés. Lorsqu'on observe les figures 2.16 et 2.17, calculées d'après notre modèle pour une position l_s fixe du piston court-circuit, on s'aperçoit que la modification des valeurs de b_g et de g_g s'accompagne d'une variation de la puissance réfléchie. Il serait alors opportun de connaître la sensibilité de ces paramètres à des changements des conditions opératoires, et ainsi, prendre les arrangements nécessaires pour assurer l'efficacité de couplage de notre dispositif.

Ainsi, pour différentes conditions opératoires et différentes largeurs de courbe caractéristique, nous allons suivre le protocole suivant :

1. relever expérimentalement les courbes d'accord d'impédance,
2. lisser ces courbes par un modèle théorique basé sur le calcul de l'impédance d'entrée z_L ,
3. tirer les valeurs de la conductance g_g et de la susceptance b_g de l'impédance de lancement,
4. tracer la variation de g_g et b_g en fonction des conditions opératoires.

Grâce à cette étude, nous pourrions proposer des optimisations dimensionnelles du surfaguide à crête afin qu'il soit le moins sensible possible aux variations des conditions opératoires.

Nous étudierons donc la variation de l'admittance à l'entrée du surfaguide à crête (dimensions de celui-ci définies sur les figures 2.12 et 2.13) en fonction de la puissance, du débit d'azote et de la concentration d'argon dans un mélange azote-argon. De plus, nous présenterons, pour différentes puissances incidentes, des courbes caractéristiques obtenues dans un mélange gazeux $N_2/O_2/SF_6$. Cette étude sera aussi reprise, en partie, avec un surfaguide classique (figure 2.1) afin de voir si les conclusions mises en évidence avec le surfaguide à crête sont valables pour d'autres applicateurs, tout au moins pour les lanceurs d'onde de surface.

Nous montrerons également, à la fin de ce chapitre, les courbes caractéristiques relevées pour différents diamètres du tube à décharge, ce qui oblige à considérer les variations électromagnétiques dues à la modification des paramètres dimensionnels du tube à décharge, du tube contenant le liquide réfrigéré et de l'orifice de passage dans l'applicateur.

Remarque : sur l'ensemble des graphiques de ce chapitre, nous présenterons des barres d'incertitude autour des valeurs de la susceptance b_g et de la conductance g_g . Elles sont liées à la précision plus ou moins grande du lissage des courbes d'accord d'impédance expérimentales par le logiciel informatique utilisé (Matlab). Ce calcul numérique, basé sur la méthode de régression linéaire de moindres carrés, fait appel à un algorithme appelé « Trust-Region » qui permet d'imposer des contraintes aux coefficients recherchés

(exemple : $g_g > 0$). Les erreurs relatives à la détermination expérimentale des courbes caractéristiques ne sont pas représentées.

3.1 Effet de la variation des conditions opératoires sur les caractéristiques électromagnétiques du surfaguide à crête

3.1.1 Mise en place des expériences

Les conditions expérimentales pour ces séries d'expériences sont les suivantes :

- diamètre du tube à décharge : 8/12 mm (int/ext),
- diamètre du tube de refroidissement : 14/16 mm (int/ext),
- diamètre de l'orifice de passage des pastilles : 18 mm,
- nature du gaz : azote pur auquel, le cas échéant, on ajoute de l'argon (pour varier la composition du mélange de gaz),
- lanceur de vortex¹ : 4 entrées de 2 mm de diamètre (paramètres puissance et débit) et 4 entrées de 4 mm de diamètre (paramètre concentration).

Afin de pouvoir disposer rapidement d'un grand nombre de points expérimentaux, un piston court-circuit se déplaçant à l'aide d'un moteur 0-24 V a été mis en place et couplé à un programme de saisie de données que nous avons développé. Les courbes caractéristiques ont été relevées pour différentes positions de la vis compensatrice (voir figure 2.18), et leur lissage a permis de déterminer, dans chaque cas, la valeur du couple (b_g , g_g). Comme nous l'avons déjà constaté (chapitre 2), le changement de position de la vis compensatrice influe directement sur la position du minimum de P_R/P_I des courbes et sur leur largeur, mais pas sur la valeur du minimum de puissance réfléchie pouvant être atteinte pour des conditions opératoires données (Figure 2.18).

¹ L'injection des gaz se fait de façon tangentielle au tube à décharge, par plusieurs entrées, entraînant ainsi le plasma dans un état de mouvement dit de vorticité. Il a été démontré que ce mouvement menait à un meilleur taux de destruction des gaz représentatifs des gaz à effet de serre.

3.1.2 Résultats en fonction de la puissance incidente

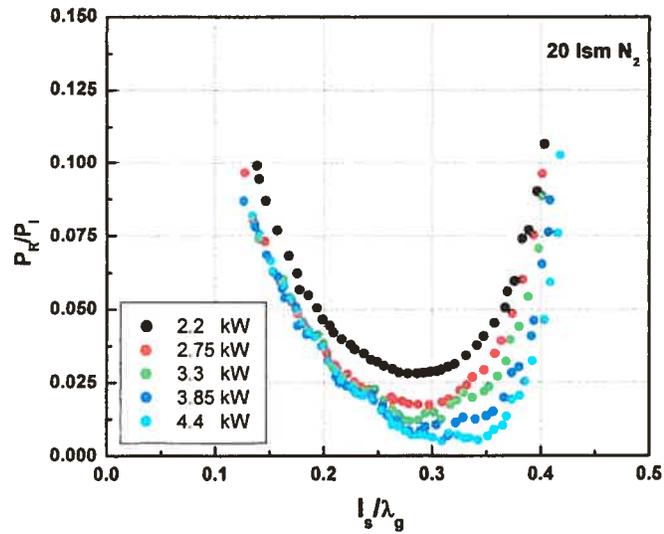


Figure 3.1 Courbes d'accord d'impédance pour différentes puissances et pour une hauteur h_0 de la vis compensatrice.

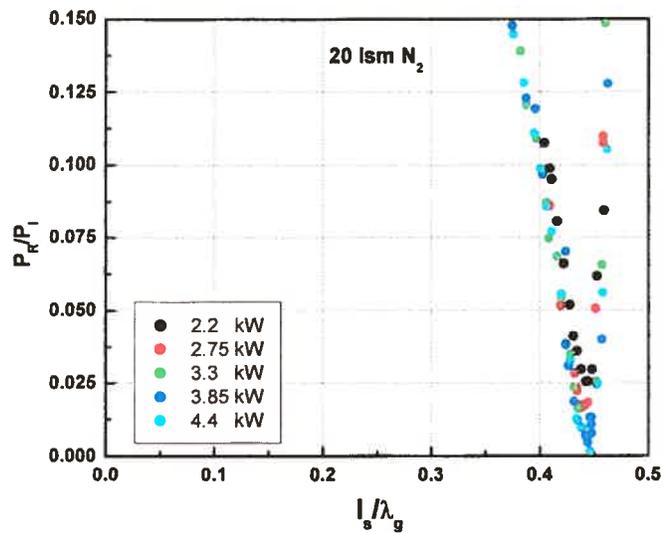


Figure 3.2 Courbes d'accord d'impédance pour différentes puissances et pour une hauteur h_3 de la vis compensatrice.

La figure 3.1 et la figure 3.2 présentent les courbes expérimentales d'accord d'impédance à différentes puissances, pour deux hauteurs de la vis compensatrice, à savoir h_0 et h_3 ². Comme nous l'avons déjà fait remarquer, déplacer la vis compensatrice affecte la largeur des courbes caractéristiques et la position du minimum de puissance réfléchi. Cet effet est dû uniquement à la variation de la valeur de b_g .

La variation de b_g en fonction de la puissance incidente (figure 3.3) reste très faible entre 2.2 kW et 4.4 kW (surtout pour les hauteurs h_1 , h_2 , et h_3). Autrement dit, la position en l_s du minimum de puissance réfléchi en fonction de la puissance incidente reste la même pour une hauteur donnée de la vis compensatrice (figure 3.2, par exemple). Par ailleurs, la valeur du minimum de P_R/P_I est la même, pour une puissance donnée, aux quatre hauteurs h_i étudiées (voir figures 3.1 et 3.2). Ceci se comprend bien d'après la figure 3.4 qui montre la variation de la conductance g_g en fonction de la puissance incidente, pour différentes allures de courbes d'accord d'impédance (différentes hauteurs h_i de la vis compensatrice) : g_g ne varie pas (aux incertitudes près) avec h . Sa variation est linéaire quelle que soit l'allure de la courbe caractéristique, en fonction de la puissance incidente et g_g tend vers $1/k_T=2.2$ (avec $k_T=0.45$)³ quand la puissance incidente passe de 2.2 kW à 4.4 kW.

² Il est à noter que les hauteurs h_i , et par la suite, les hauteurs h_i' et h_i'' ($i=0,1,2,3$) ont été choisies de façon à obtenir une courbe très large (hauteur h_0) et des courbes de plus en plus étroites par la suite. Leurs valeurs, ne pouvant être mesurées avec précision, n'apparaissent pas dans le texte.

³ $g_g=1/k_T$ est la valeur de la conductance pour laquelle le maximum de puissance est transmis au plasma.

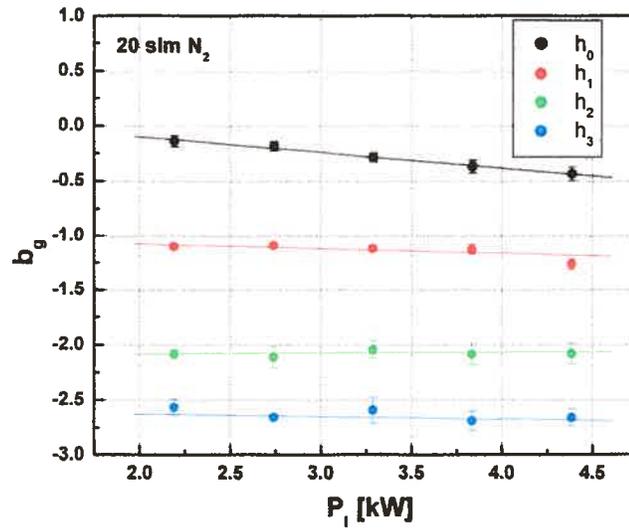


Figure 3.3: Variation de la susceptance normalisée b_g en fonction de la puissance incidente pour différentes hauteurs de la vis compensatrice.

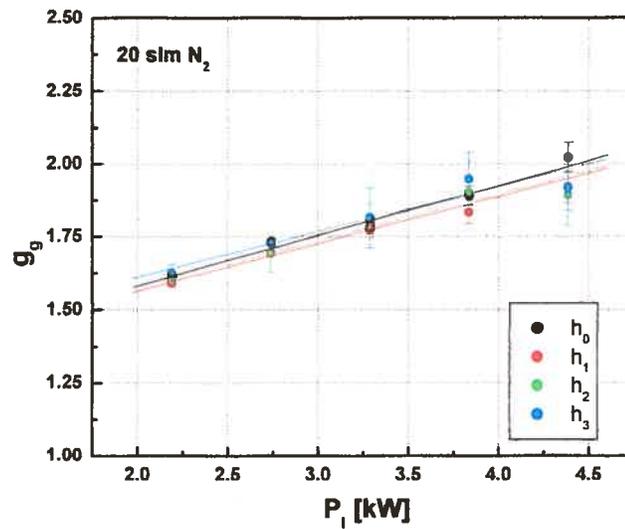


Figure 3.4 Variation de la conductance normalisée g_g en fonction de la puissance incidente pour les mêmes hauteurs de la vis compensatrice que la figure 3.3.

3.1.3 Résultats en fonction du débit

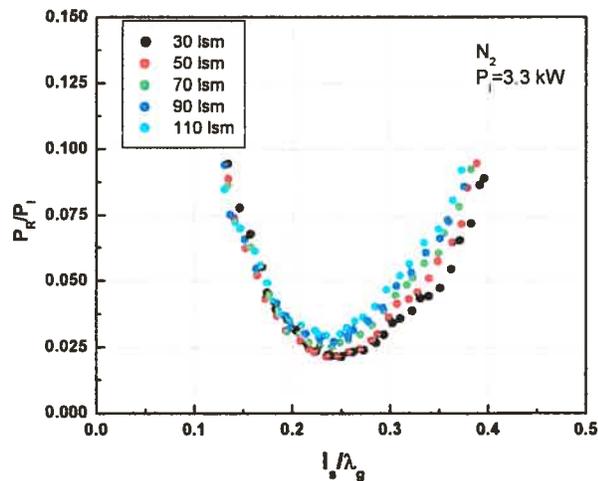


Figure 3.5 Courbes d'accord d'impédance pour différents débits de N_2 et pour une hauteur h_0' de la vis compensatrice.

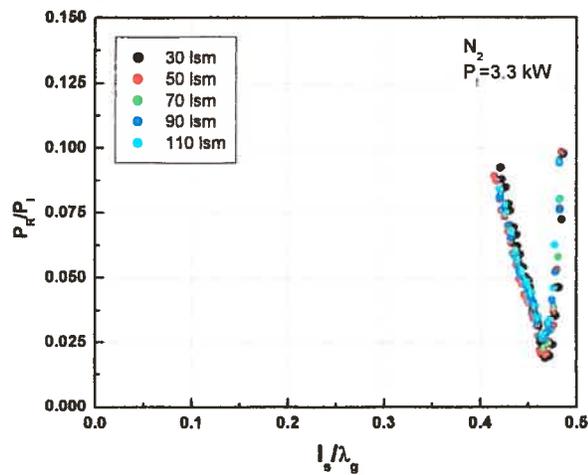


Figure 3.6 Courbes d'accord d'impédance pour différents débit de N_2 et pour une hauteur h_3' de la vis compensatrice.

Les courbes expérimentales d'accord d'impédance à différents débits de N_2 , respectivement pour une hauteur h_0' et h_3' de la vis compensatrice, sont représentées sur les figures 3.5 et 3.6. La valeur du minimum de P_R/P_I est presque indépendante du débit et demeure la même aux deux hauteurs étudiées (à la même puissance).

De manière similaire, on observe (figure 3.7 et figure 3.8) qu'à h constante, l'augmentation du débit provoque une variation linéaire très légère de la susceptance (b_g) et

de la conductance (g_g) et ce, quelle que soit la hauteur de la vis compensatrice : les valeurs de g_g , aux incertitudes près, sont les mêmes pour un même débit. Les figures 3.7 et 3.8 sont, somme toute, semblables aux figures 3.3 et 3.4 (variation de puissance) dans le sens où quelle que soit la valeur de b_g imposée par la vis compensatrice, la valeur de g_g reste la même.

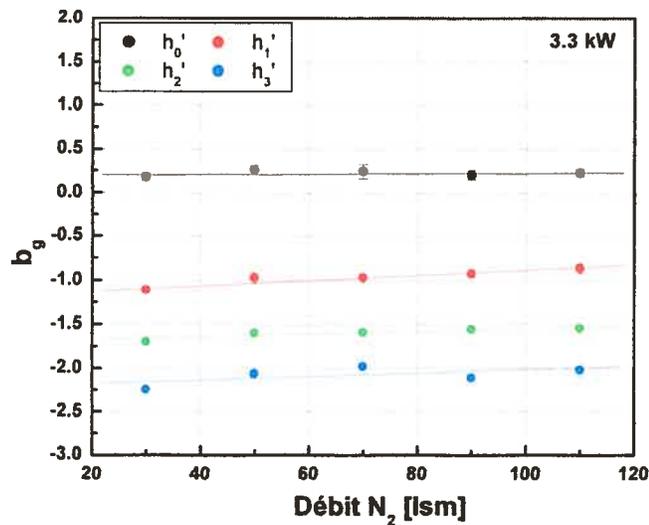


Figure 3.7 Variation de la susceptance normalisée en fonction du débit d'azote pour quatre différentes hauteurs de la vis compensatrice.

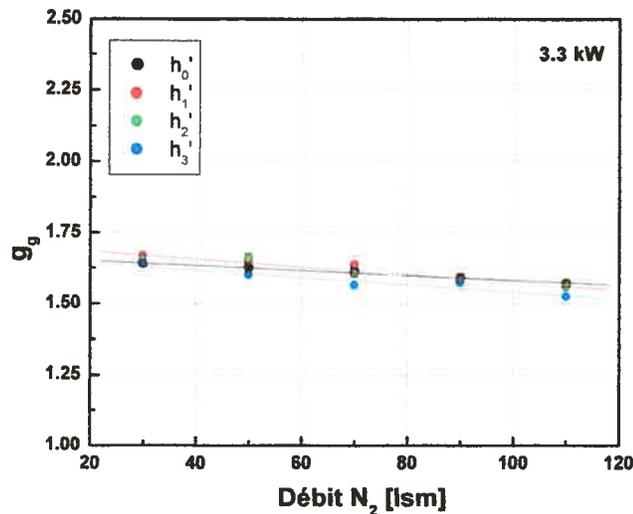


Figure 3.8 Variation de la conductance normalisée en fonction du débit d'azote pour les mêmes hauteurs de la vis compensatrice que pour la figure 3.7.

3.1.4 Résultats en fonction de la composition du mélange N₂-Ar

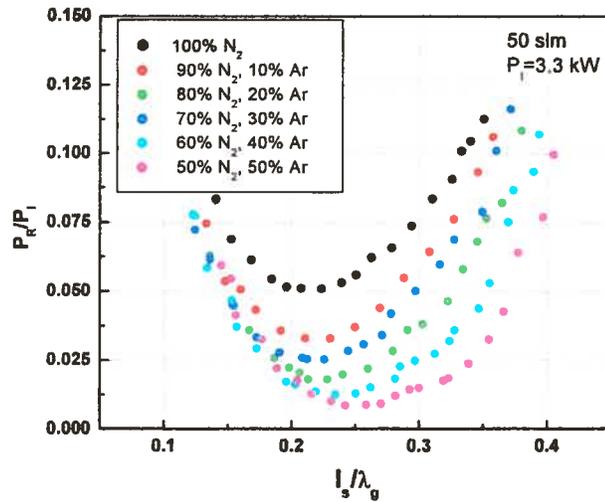


Figure 3.9 Courbes d'accord d'impédance pour différentes compositions du gaz et pour une hauteur h_0 ' de la vis compensatrice.

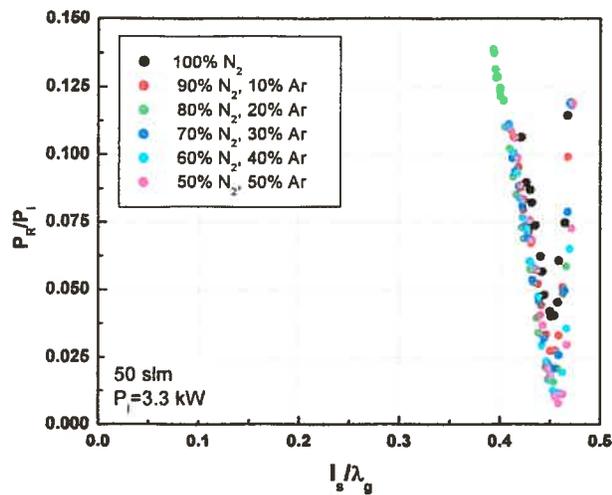


Figure 3.10 courbes d'accord d'impédance pour différentes compositions du gaz et pour une hauteur h_3 ' de la vis compensatrice.

Les figures 3.9 et 3.10 présentent les courbes expérimentales d'accord d'impédance à différentes concentrations du mélange de gaz, respectivement pour une hauteur h_0 ' et h_3 '

de la vis compensatrice. Cette fois-ci, la position du minimum de P_R/P_I est légèrement décalée en l_s pour la hauteur h_0'' lorsque la composition est modifiée alors qu'elle ne l'est pas pour une courbe plus étroite (h_3''). Ceci se comprend d'après la figure 3.11 où la variation de b_g en fonction de la teneur du mélange est plus importante à une hauteur h_0'' que pour les autres hauteurs de la vis compensatrice.

Encore une fois, alors que les valeurs de b_g varient en fonction de h (figure 3.11), engendrant différentes allures de courbes, les valeurs de g_g sont quasi constantes pour une concentration donnée (figure 3.12).

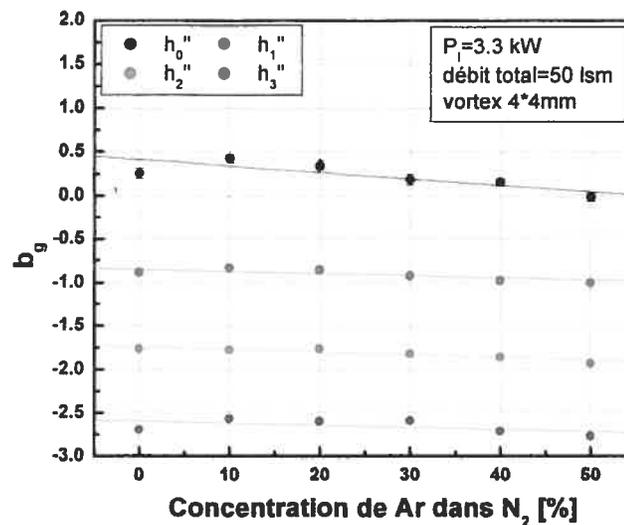


Figure 3.11 Variation de la susceptance normalisée b_g en fonction de la concentration d'argon pour différentes hauteurs de la vis compensatrice.

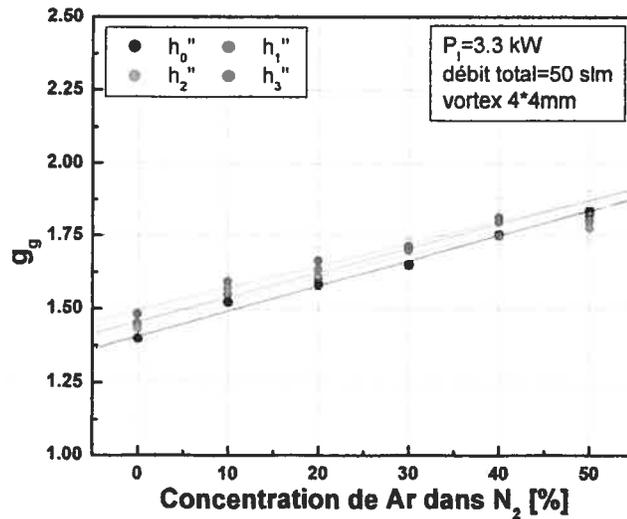


Figure 3.12 Variation de la conductance normalisée g_g en fonction de la concentration d'argon pour les mêmes hauteurs de la vis compensatrice que pour la figure 3.11.

3.1.5 Exploitation des résultats obtenus

L'acquisition des points expérimentaux constituant la courbe caractéristique est relevée de façon aléatoire lors du déplacement du piston motorisé. Afin de connaître la variation de la puissance réfléchie, en une position l_s fixe, en fonction de la puissance incidente, examinons le cas théorique suivant : soit deux configurations différentes de l'applicateur surfaguide à crête (deux réglages différents de la vis compensatrice), l'une ayant une courbe d'accord d'impédance élargie ($b_{g0} = -0.1403$) et l'autre une courbe étroite ($b_{g3} = -2.563$). Supposons aussi que leur conductance (g_g) est la même à 2.2 kW, en l'occurrence $g_{g0} = g_{g3} = 1.615$ (même valeur du minimum de puissance réfléchie). Ces couples (b_{gi}, g_{gi}) , $i=0$ ou 3, résultent en fait du lissage des courbes caractéristiques expérimentales à 2.2 kW pour les hauteurs h_0 et h_3 . Faisons ensuite varier de façon linéaire g_g et b_g de sorte que :

$$b_g = b_{gi} - 0.046 \cdot (P_1 - 2.2), \quad (3.1)$$

et

$$g_g = g_{gi} + 0.195 \cdot (P_1 - 2.2) \quad (3.2)$$

pour la hauteur h_i , ce qui correspond alors à la variation moyenne de g_g et b_g observée expérimentalement quand la puissance incidente passe de 2.2 à 4.4 kW (figures 3.3 et 3.4). P_i est exprimé en kilowatt. Ceci nous permet de calculer la variation de puissance réfléchie (3.13) en fonction de la puissance incidente pour trois positions l_s fixes du piston court-circuit. Les résultats ainsi obtenus de notre modèle concordent bien avec les résultats expérimentaux pour une position du piston court-circuit fixée au minimum de puissance réfléchie à 2.2 kW (voir les courbes expérimentales 3.1 et 3.2).

La conclusion importante que nous pouvons tirer de la figure 3.13 (et des figures 3.3 et 3.4) est la suivante : quelle que soit l'allure, élargie ou étroite, de la courbe caractéristique d'accord d'impédance, si on se place au minimum de puissance réfléchie et que l'on suppose une variation linéaire de la conductance (g_g) et de la susceptance (b_g) en fonction du débit, de la puissance incidente ou encore de la concentration des composants du mélange, la variation de la puissance réfléchie en fonction de la puissance incidente reste identique sur l'une et l'autre courbe. Pour les figures 3.9 et 3.10 (composition du mélange), nous observons une légère différence de position l_s pour une même concentration, mais la variation de la valeur du minimum de puissance réfléchie est sensiblement la même. Il n'est donc pas nécessaire d'avoir des courbes d'accord d'impédance élargies pour obtenir une stabilité d'opération du dispositif par rapport à la variation de la puissance si le piston court-circuit est bien positionné au minimum de la courbe.

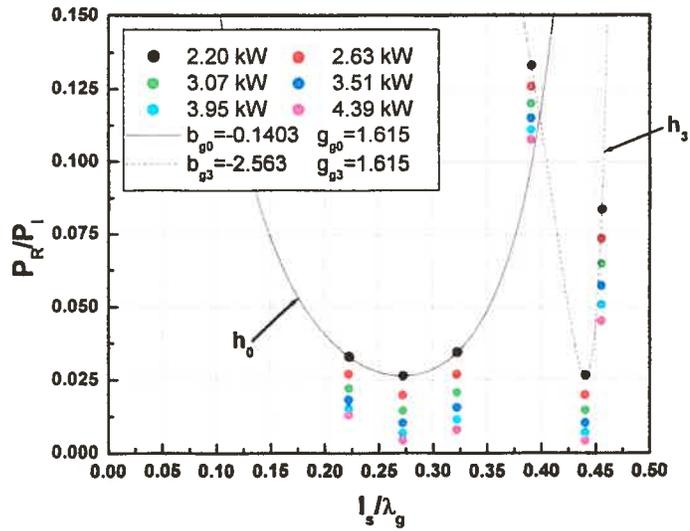


Figure 3.13 Variation obtenue d'après calculs de la puissance réfléchi en fonction de la position du piston court-circuit pour deux courbes d'accord d'impédance différentes et pour des puissances différentes. Les courbes en noir (trait plein et pointillé) correspondent au lissage des courbes expérimentales à 2.2 kW.

Comme nous pouvons le constater sur les figures 3.3 et 3.4, le fait d'avoir une courbe d'accord d'impédance élargie plutôt qu'étroite ne rend pas l'applicateur micro-ondes, à la position de son minimum de puissance réfléchi, moins insensible aux variations de la puissance incidente. Par contre, si le piston court-circuit est décalé de quelques millimètres par rapport à sa position optimale, il va de soi qu'une courbe large permet de conserver des puissances réfléchies plus basses pour des mêmes positions l_s . Un autre avantage des systèmes ayant de larges courbes caractéristiques est perceptible, en laboratoire, lors de l'allumage du plasma lorsque celui-ci est effectué dans des conditions autres que celles de fonctionnement (par exemple, démarrage à faible pression). En effet la décharge ne pourra pas être excitée, si un fort pourcentage de la puissance incidente est réfléchi, à moins de fournir une importante puissance micro-ondes initiale. Si la courbe caractéristique est large, l'expérimentateur ne sera pas dans l'obligation de chercher l'étroit domaine l_s/λ_g du piston court-circuit permettant de démarrer la décharge.

3.1.6 Optimisation de la puissance réfléchiée en fonction de la puissance incidente

Si l'on veut minimiser davantage la variation de la puissance réfléchiée en fonction du débit de gaz ou de la puissance tout en maintenant le niveau de puissance réfléchiée au plus bas, il faut jouer sur la hauteur du guide d'onde à crête, ce qui aura pour effet de changer la valeur k_T du transformateur d'impédance (voir chapitre 2).

La figure 3.14 montre la valeur du minimum du rapport P_R/P_I en fonction de g_g pour différentes valeurs de k_T (d'après l'équation 2.12). Grâce à la représentation numérique effectuée précédemment, cette nouvelle figure représente donc aussi la variation du rapport P_R/P_I en fonction de la puissance incidente (échelle du haut) pour une position du piston fixée au minimum de puissance réfléchiée et en supposant une variation nulle de b_g avec P_I (ce qui est assez près de la réalité). Rappelons que g_g est fixé pour un système {plasma, tube, interstice de lancement} donné. Si l'on connaît avec certitude la valeur de g_g pour des conditions données ainsi que sa variation en fonction de la puissance incidente ou du débit, on pourra alors choisir la valeur optimale de k_T permettant le retour le plus faible de puissance réfléchiée à l'entrée du guide d'onde (figure 3.15). Par exemple, lorsque la puissance incidente passe de 2.2 kW à 4.4 kW dans le surfaguide à crête que nous utilisons à l'Université de Montréal, g_g varie d'environ 1.6 à 2.0. Cette variation de g_g s'accompagne alors d'une diminution du rapport P_R/P_I lorsque $k_T=0.45$. Pour minimiser cette variation du taux de réflexion, il faudra concevoir un applicateur dont la constante $k_T=0.56$.

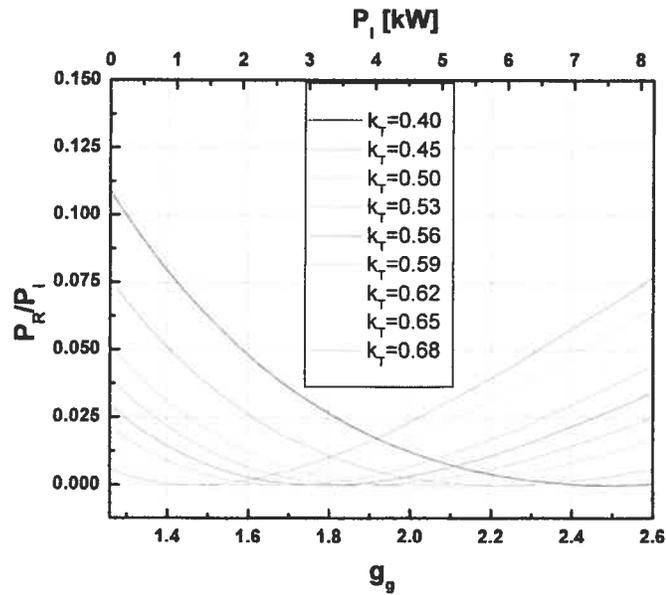


Figure 3.14 Variation du rapport P_R/P_I en fonction de g_g pour différentes valeurs de k_T . La valeur de la puissance incidente correspondant à g_g a été reportée sur l'échelle en haut de la figure.

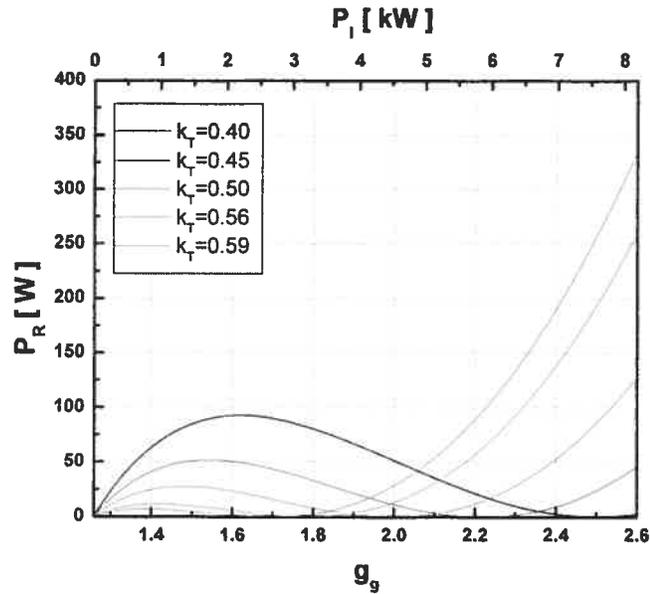


Figure 3.15 Variation de la puissance réfléchie⁴ en fonction de g_g pour différentes valeurs de k_T qui rend compte de la quantité d'énergie réellement perdue par le dispositif.

⁴ Il est important de noter que 10 % du rapport P_R/P_I à 6.0 kW représente plus de puissance perdue que 10 % de P_R/P_I à 2.0 kW, d'où une représentation de P_R plutôt que de P_R/P_I en fonction de g_g .

Pour une valeur optimale de k_T ($k_T=0.56$), nous obtenons théoriquement la figure 3.16 (à comparer avec la figure 3.13): la valeur du minimum de P_R/P_I est nulle et, de plus, l'applicateur est insensible à la variation de puissance réfléchie lorsque la puissance passe de 2.2 kW à 4.39 kW.

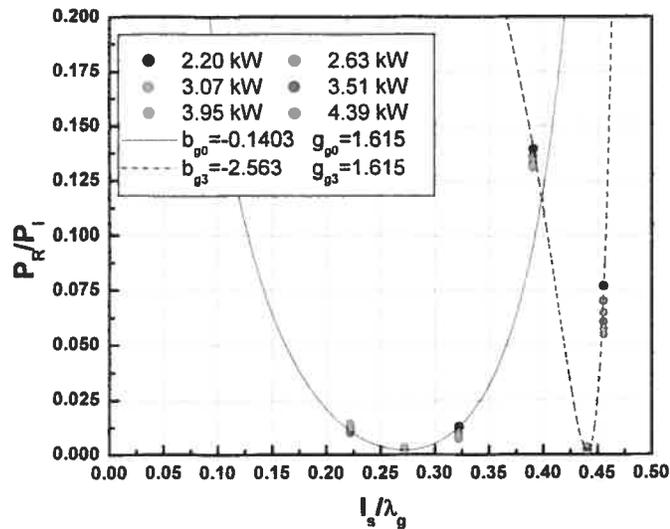


Figure 3.16 Variation de la puissance réfléchie en fonction de la position du piston court-circuit pour deux courbes d'accord d'impédance différentes (2 hauteurs différentes de vis compensatrice) et pour différentes puissances lorsque k_T est ajusté de façon à donner $\min(P_R/P_I)=0$ ($k_T=0.56$).

3.2 Comparaison avec le surfaguide classique

Dans cette section, nous nous demandons si les phénomènes observés avec le surfaguide à crête se retrouvent lors de l'utilisation du surfaguide classique (figure 2.1). Des expériences en fonction des conditions opératoires ont été réalisées avec deux surfaguides de hauteurs différentes. Nous allons examiner la variation des courbes caractéristiques en fonction des paramètres opératoires. La figure 3.17 définit le paramètre d qui représente la hauteur du surfaguide dans sa partie amincie.

Comme précédemment, il est possible de lisser les courbes expérimentales de l'applicateur surfaguide par des courbes théoriques dont l'équation est :

$$\frac{P_r}{P_i} = |\Gamma|^2 = \left| \frac{1 - z_L}{1 + z_L} \right|^2, \quad (3.3)$$

et, cette fois-ci, z_L équivaut à :

$$z_L = g_a + j(b_a - t_s^{-1}). \quad (3.4)$$

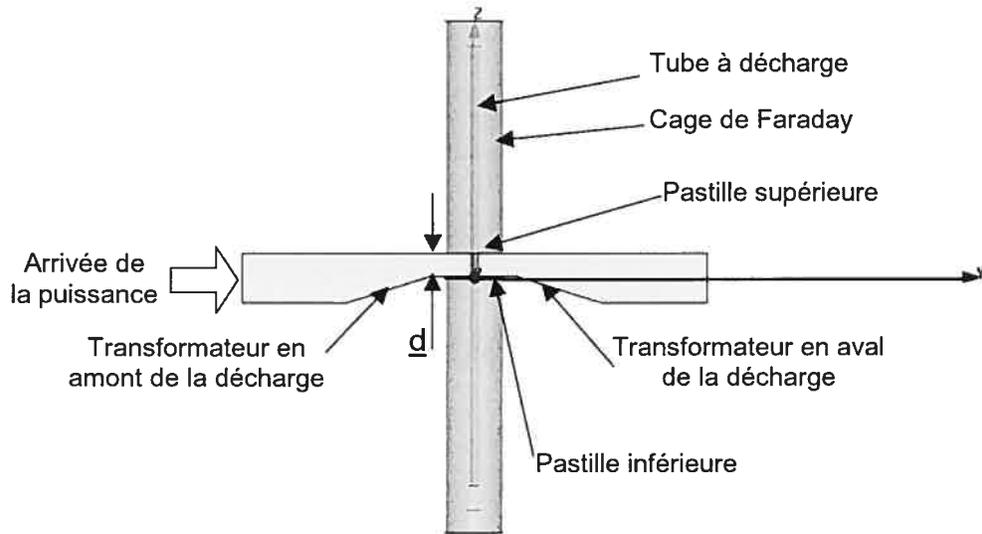


Figure 3.17 Vue de face du surfaguide classique montrant que le petit côté du guide rectangulaire standard amenant la puissance micro-ondes est réduit à une hauteur \underline{d} au niveau de l'interstice de lancement.

L'expression de t_s est donné par $t_s = \tan(2\pi l_s / \lambda_g)$ (voir § 2.3) et $y_a = g_a + j b_a$ est l'admittance normalisée de l'applicateur comprenant cette fois l'admittance de l'interstice de lancement de l'ODS et de la transformation due à la réduction en hauteur du petit côté du guide d'onde. g_a est donc fonction de g_g et du transformateur en amont de la décharge et, b_a est fonction de b_g et des transformateurs en aval et en amont de la décharge (figure 3.17, voir l'analogie avec le guide d'onde à crête où la susceptance b_g subit l'influence des transformateurs k_S et k_T alors que la valeur de la conductance g_g est seulement transformée par k_T). C'est pourquoi la comparaison directe entre g_g et g_a d'un côté et b_a et b_g de l'autre s'avère difficile. Toutefois, en lissant les courbes expérimentales à l'aide des équations (3.1) et (3.2), nous constaterons à nouveau que la variation de g_a en fonction du

changement des paramètres opératoires est linéaire et que celle de b_a est quasiment nulle en fonction de la puissance micro-ondes et du débit des gaz.

3.2.1 Variation de la puissance incidente

Les courbes caractéristiques expérimentales relevées pour différentes puissances incidentes avec deux surfaguides de hauteurs différentes sont présentées aux figures 3.18 et 3.19. On remarque une grande insensibilité de l'adaptation d'impédance sur les conditions opératoires sur pour le surfaguide de hauteur $d=15\text{mm}$.

Comme nous l'avons déjà constaté avec le surfaguide à crête, la variation des paramètres g_a et b_a est linéaire en fonction de la puissance incidente (figures 3.20 et 3.21). Pour le surfaguide ayant une hauteur $d=15\text{mm}$, nous observons que la variation de b_a n'est pas tout à fait nulle, bien que très faible, en fonction de la puissance incidente. Cette variation est nulle pour le surfaguide de hauteur $d=25\text{mm}$ avec le résultat que, quelle que soit la puissance incidente, la position du minimum de P_R/P_I est pratiquement la même.

La variation de g_a est, au contraire, plus importante avec le surfaguide de hauteur $d=25\text{ mm}$ qu'avec le surfaguide de hauteur $d=15\text{ mm}$, d'où une plus grande variation de P_R/P_I .

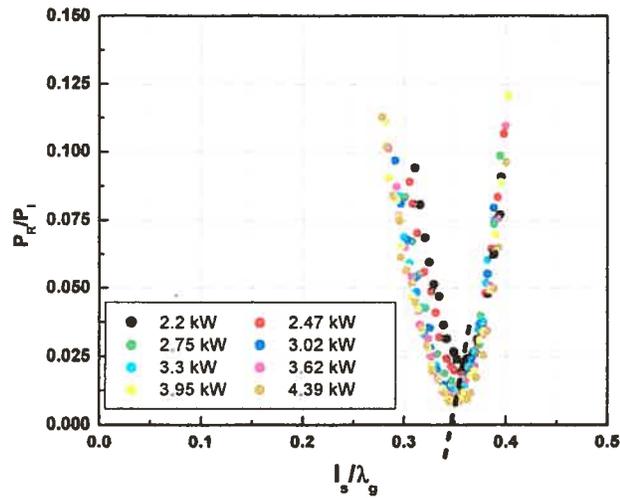


Figure 3.18 Courbes d'accord d'impédance pour différentes puissances. Mesures prises avec un surfaguide classique ayant une hauteur $d=15\text{mm}$. La droite en pointillé réunit approximativement les valeurs de $\min(P_R/P_I)$.

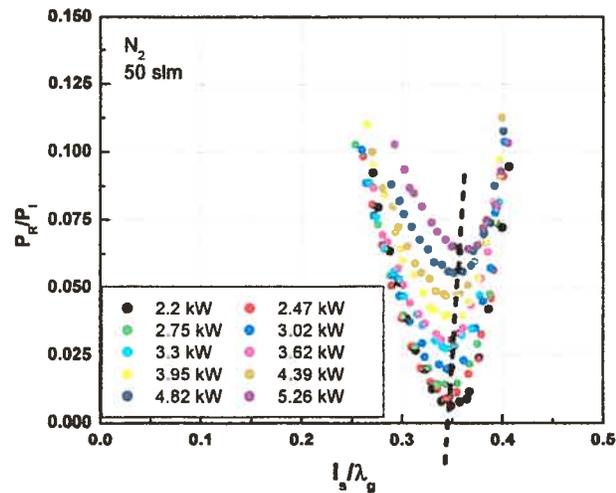


Figure 3.19 Courbes d'accord d'impédance pour différentes puissances. Mesures prises avec un surfaguide classique ayant une hauteur $d=25\text{mm}$. La droite en pointillé réunit approximativement les valeurs de $\min(P_R/P_I)$.

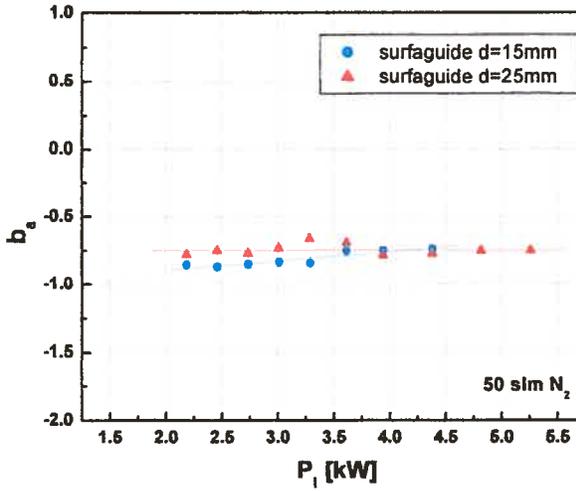


Figure 3.20 Variation de la susceptance normalisée du b_a en fonction de la puissance incidente pour 2 hauteurs différentes du surfacide.

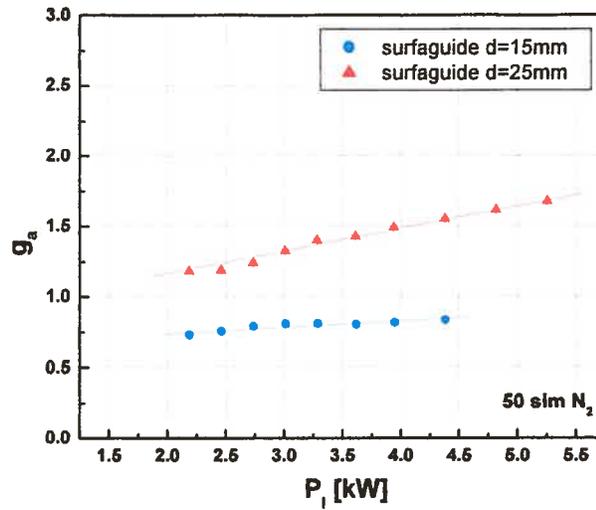


Figure 3.21 Variation de la conductance normalisée g_a en fonction de la puissance incidente pour 2 hauteurs différentes du surfacide.

3.2.2 Variation du débit des gaz

Les mêmes types de mesures que celles effectuées précédemment en fonction de la puissance incidente ont été relevées en fonction du débit d'azote. Les courbes caractéristiques pour les deux surfacides sont présentées aux figures 3.22 et 3.23. Le

surfaguide de $d=15\text{mm}$ présente une plus grande insensibilité aux variations du débit que le surfaguide $d=25\text{mm}$.

Encore une fois, on observe une variation linéaire des paramètres g_a et b_a en fonction du débit. Le paramètre b_a varie très légèrement en fonction du débit dans les deux cas (figure 3.24) mais à la différence de b_g (figure 3.7), les deux valeurs de b_a sont davantage voisines l'une de l'autre, d'où une forme semblable des courbes caractéristiques pour $d=15$ et $d=25$ mm. Quant aux courbes de g_a pour les deux hauteurs étudiées en fonction du débit, elles sont de même pente mais sont plus séparées l'une de l'autre que celles de g_g (figure 3.8). Le surfaguide de hauteur $d=15$ mm est moins sensible aux variations de débit que le surfaguide de hauteur $d=25$ mm (figures 3.22 - 3.25).

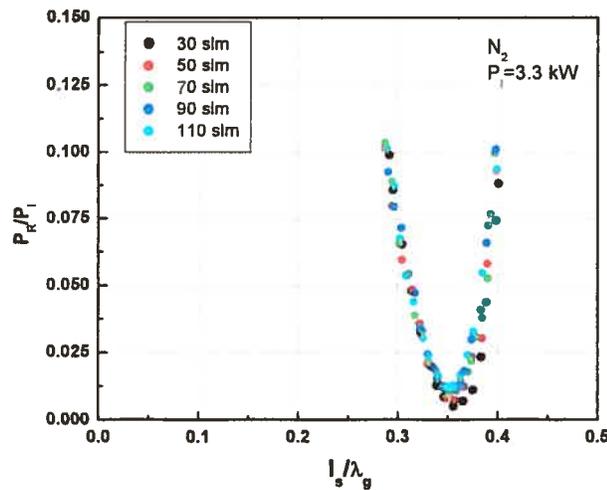


Figure 3.22 Courbes d'accord d'impédance pour différents débits. Mesures prises avec un surfaguide classique ayant une hauteur $d=15\text{mm}$.

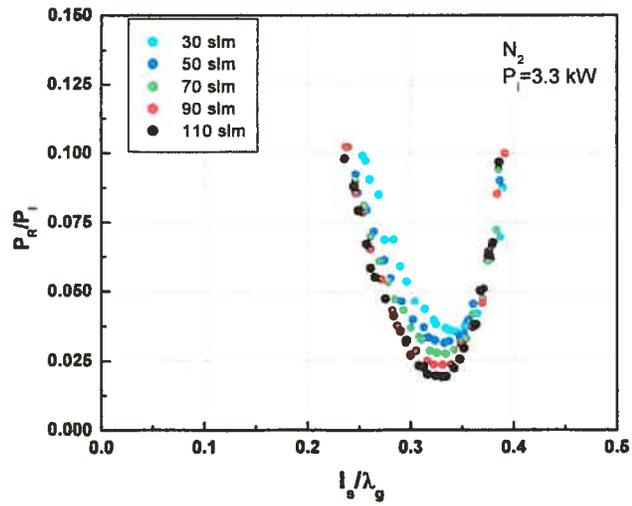


Figure 3.23 Courbes d'accord d'impédance pour différents débits. Mesures prises avec un surfaguide classique ayant une hauteur $d=25\text{mm}$.

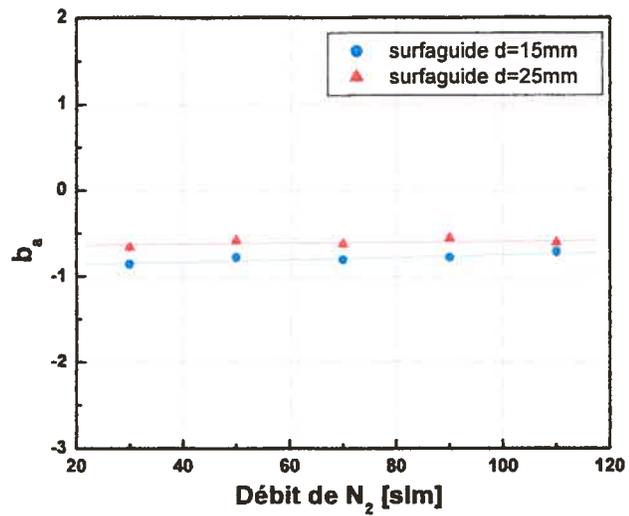


Figure 3.24 Variation de la susceptance normalisée b_n en fonction du débit pour 2 hauteurs différentes du surfaguide.

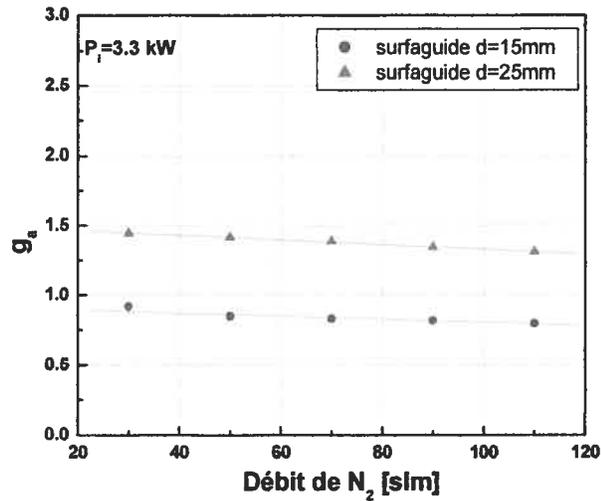


Figure 3.25 Variation de la conductance normalisée g_a en fonction du débit pour 2 hauteurs différentes du surfaguide.

3.2.3 Variation de la concentration des gaz

Les courbes caractéristiques, en fonction de la concentration d'azote dans un mélange N₂-Ar, pour les deux surfaguides de hauteurs d=25 et d=15mm sont présentées aux figures 3.26 et 3.27. Encore une fois, on remarque que l'applicateur de hauteur d=15mm est moins sensible aux variations de puissance réfléchie que l'applicateur ayant une hauteur d=25mm, mais qu'il est aussi plus efficace puisque le $\min(P_R/P_I) \approx 0$. Ceci se comprend d'après la figure 3.29 où la variation de g_a en fonction de la concentration des gaz est plus importante pour le surfaguide de hauteur d=25mm que pour le surfaguide de hauteur d=15mm et que la valeur pour ce dernier est voisine de l'unité. Rappelons que la valeur de g_a détermine la valeur du minimum de puissance réfléchie d'une courbe caractéristique.

La variation de b_a en fonction de la concentration dans un mélange N₂-Ar est, elle aussi, dans les deux cas, linéaire en fonction de la concentration (figure 3.28) et les pentes des droites lissant les valeurs de b_a sont faibles. Le comportement global de b_a et g_a est le

même pour différentes concentrations de N_2 dans le mélange N_2 -Ar que pour la variation en fonction du débit (figures 3.24 3.25).

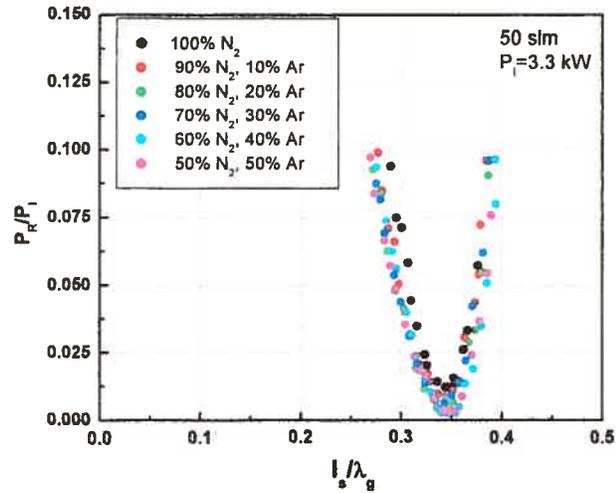


Figure 3.26 Courbes d'accord d'impédance pour différentes concentrations. Mesures prises avec un surfaguide classique ayant une hauteur $d=15\text{mm}$.

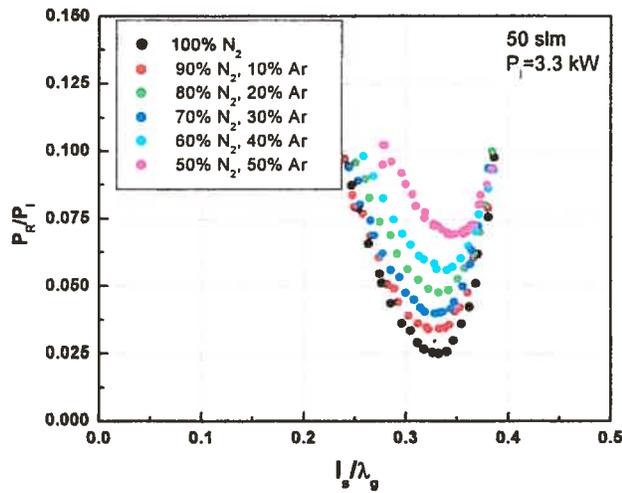


Figure 3.27 Courbes d'accord d'impédance pour différentes concentrations. Mesures prises avec un surfaguide classique ayant une hauteur $d=25\text{mm}$.

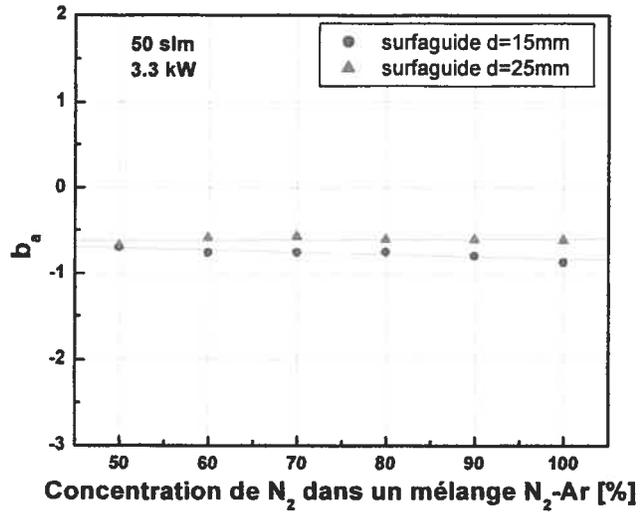


Figure 3.28 Conductance normalisée b_a en fonction de la concentration de N_2 dans un mélange de N_2 -Ar pour 2 hauteurs différentes du surfaguide.

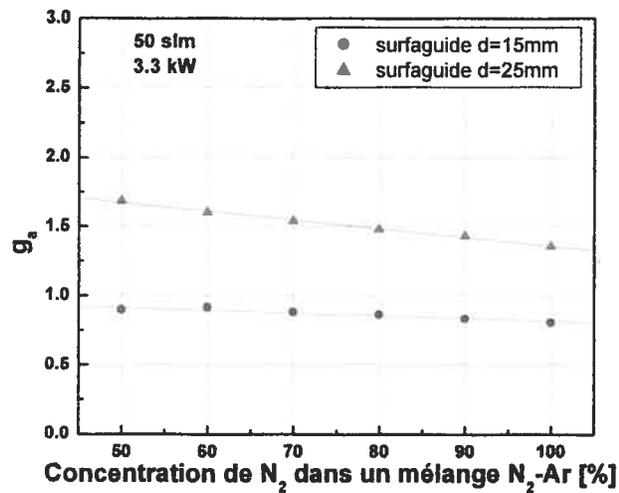


Figure 3.29 Susceptance normalisée g_a en fonction de la concentration de N_2 dans un mélange de N_2 -Ar pour 2 hauteurs différentes du surfaguide.

3.2.4 Conclusions sur les résultats obtenus avec un surfaguide classique

Que ce soit en fonction de la puissance, du débit ou encore de la concentration des gaz dans un mélange, de mêmes conclusions peuvent être tirées au regard des différentes figures ci-dessus :

1. La variation des paramètres opératoires modifie de façon plus importante la valeur du minimum de puissance réfléchi que sa position.
2. Les variations des paramètres b_a et g_a sont elles aussi linéaires en fonction des conditions opératoires.
3. L'applicateur dont la hauteur est $d=15$ mm est moins sensible aux fluctuations des paramètres opératoires que le surfaguide de hauteur $d=25$ mm.

Les conclusions 1 et 2 sont identiques à celles obtenues avec le surfaguide à crête. La variation de l'impédance de lancement ne dépend donc pas de l'applicateur utilisé.

Remarque : il est intéressant de constater que dans le cas où $d=15$ mm (figure 3.18), lorsque la puissance incidente augmente, dans le domaine étudié, la puissance réfléchi diminue (g_a tend alors vers 1) alors que pour le cas où $d=25$ mm (figure 3.19), c'est l'inverse qui se produit (g_a s'éloigne de 1).

3.3 Courbes d'accord d'impédance d'un mélange $N_2/O_2/SF_6$ avec le surfaguide à crête

Des courbes d'accord d'impédance en fonction de la puissance ont aussi été relevées pour un mélange de $N_2/O_2/SF_6$ en fonction de la puissance. Le mélange gazeux est composé de :

- 50 lsm (litres normaux par minute) de N_2 ,
- 0.5 % de SF_6 dans N_2 ,
- avec un rapport de la concentration d' O_2 à la concentration de SF_6 : $\frac{[O_2]}{[SF_6]}=1.5$.

Le mélange de gaz comprend, en fait, 98% d'azote. Cette situation est typique des conditions rencontrées par le système de destruction des gaz à effet de serre (UPAS) que notre groupe a conçu pour Air Liquide. Le but de cette expérience est d'observer, lors de l'utilisation du surfaguide à crête pour la destruction des gaz à effet de serre, le comportement des courbes caractéristiques en fonction de la puissance incidente et de les comparer avec celles recueillies lorsque le gaz plasmagène est de l'azote pur.

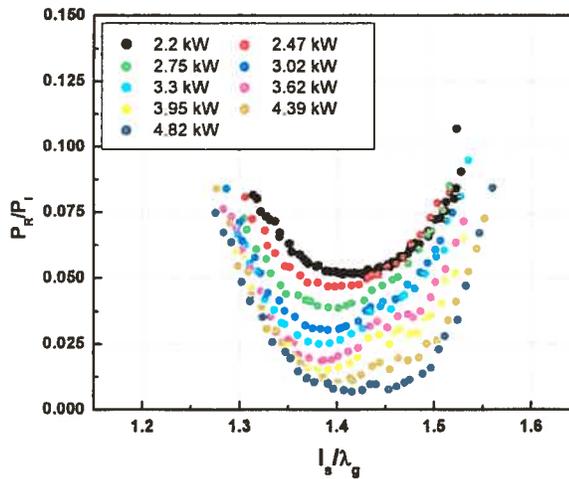


Figure 3.30 Courbes d'accord d'impédance pour différentes puissances incidentes pour de l'azote pur.

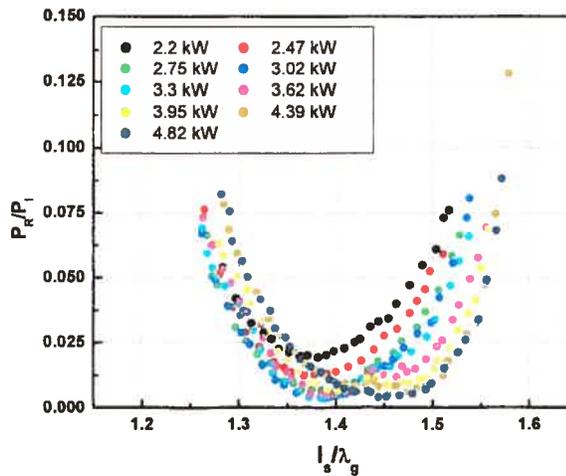


Figure 3.31 Courbes d'accord d'impédance pour différentes puissances incidentes d'un mélange de gaz $N_2/O_2/SF_6$.

La figure 3.30 présente, pour une hauteur fixe de la vis compensatrice, les courbes d'accord d'impédance du surfaguide à crête, pour différentes puissances incidentes, pour de l'azote pur. La figure 3.31 présente la même situation que la figure 3.30 avec un mélange de gaz $N_2/O_2/SF_6$. Trois observations autour de ces figures peuvent alors être faites :

1. tout d'abord, les courbes caractéristiques expérimentales, pour un mélange $N_2/O_2/SF_6$, sont plus larges que celles prédites par le circuit équivalent;
2. on constate ensuite que l'ajout de SF_6 et d' O_2 à l'azote, même en faible quantité (moins de 2% du mélange de gaz), diminue la valeur du minimum de puissance réfléchi à 2.2 kW (comparaison des courbes à 2.2 kW dans les deux cas);
3. alors que la position en l_s du minimum de puissance réfléchi est à peu près constante sur la figure 3.30, elle varie sur la figure 3.31. Lorsque nous traçons la variation de la susceptance b_g en fonction de la puissance incidente, (figure 3.32) nous observons que la variation de b_g est plus marquée dans le cas du mélange gazeux que dans celui de l'azote pur, expliquant le déplacement de la position du minimum de P_R/P_I ;
4. enfin, la valeur de ce minimum n'est pas affectée de la même façon en fonction de la puissance incidente. Ceci est mis en évidence lorsque l'on trace la variation de g_g (figure 3.33) en fonction de la puissance incidente. Cette variation est linéaire pour le plasma d'azote, mais décrit ce qui ressemble à un arc de cercle dans le cas du mélange $N_2/O_2/SF_6$.

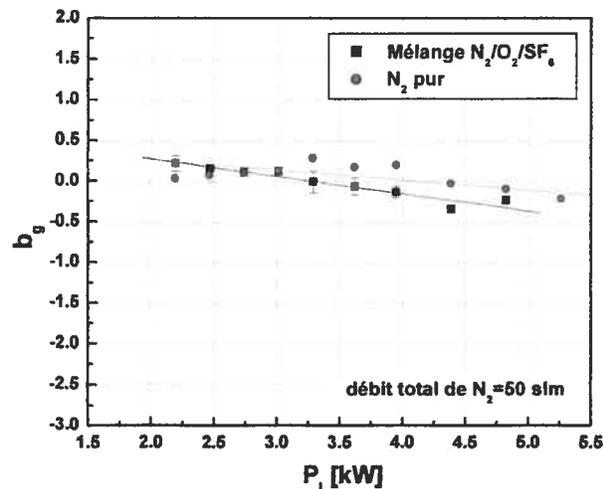


Figure 3.32: Variation de la susceptance normalisée b_g en fonction de la puissance incidente pour de l'azote pur et pour un mélange de gaz $N_2/O_2/SF_6$.

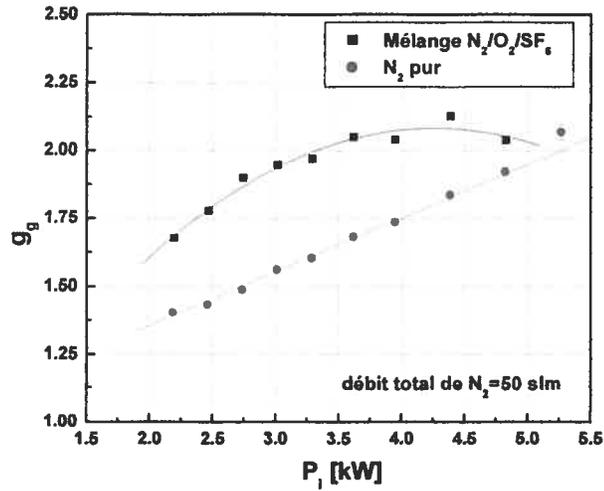


Figure 3.33: Variation de la conductance normalisée g_n en fonction de la puissance incidente pour de l'azote pur et pour un mélange de gaz $N_2/O_2/SF_6$

De façon générale, il est difficile d'interpréter la variation, en fonction de la puissance incidente, des courbes caractéristiques d'un mélange gazeux tel que $N_2/O_2/SF_6$. Cependant, certaines hypothèses peuvent expliquer les évolutions différentes des couples (b_g, g_g) lorsque le gaz alimentant le plasma est exclusivement de l'azote ou composé d'un mélange $N_2/O_2/SF_6$. Dans les deux cas, l'augmentation de la puissance incidente provoque l'accroissement du nombre d'électrons produits dans le plasma et une augmentation de la fréquence de dissociation, par impact électronique, des molécules. Dans le mélange $N_2/O_2/SF_6$, plus la puissance incidente augmente, plus la destruction des molécules de SF_6 est importante comme le montre la figure 3.34, tirée de l'article de Kabouzi et *al* [1]. Certains des fragments de SF_6 ainsi produits sont électronégatifs, avides de former un ion négatif et l'accroissement en densité de ces fragments fait qu'ils accaparent de plus en plus d'électrons libres pour former des ions négatifs, d'où une diminution de la densité électronique. Il en résulte une modification de l'impédance de l'onde de surface (voir figure 1.6 qui représente la variation de R_w en fonction de la densité électronique) et donc un changement des valeurs du couple (b_g, g_g) .

Cette variation de la composition chimique électronique et du plasma a aussi lieu lors de la prise des courbes caractéristiques dans un mélange $N_2/O_2/SF_6$. En effet, en

augmentant la puissance réfléchie par l'applicateur lors du déplacement du piston court-circuit, on diminue la puissance absorbée par le plasma. Les courbes caractéristiques se réfèrent donc à des conditions opératoires variant de façon plus complexe. Le lissage des courbes expérimentales, et l'extraction des paramètres b_g et g_g qui en découlent, en sont alors affectés.

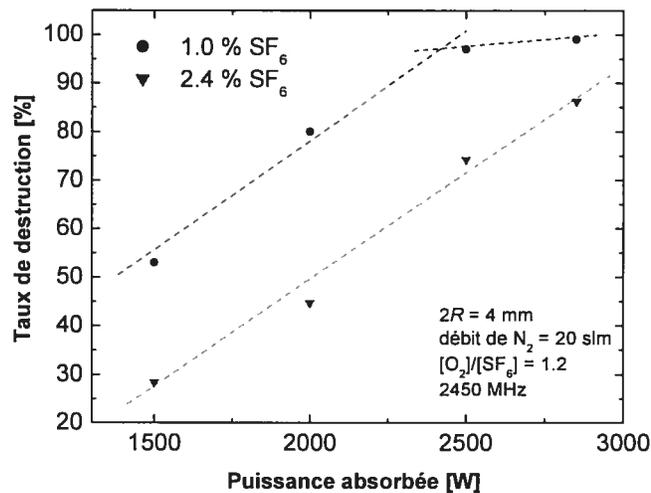


Figure 3.34 Taux de destruction du SF₆ observé en fonction de la puissance micro-ondes, pour deux pourcentages différents de SF₆ dans le mélange gazeux. Le plasma est entretenu dans un tube en silice fondue. D'après [1].

3.4 Variation des paramètres géométriques autour de la décharge (cas du surfaguide à crête)

Nous proposons de donner un exemple précis de l'influence du changement de diamètre du tube à décharge et des éléments associés (tube de gainage du liquide de refroidissement, pastilles de passage des tubes) autour de la décharge sur les courbes d'accord d'impédance du surfaguide à crête. En effet, dans le cadre de l'optimisation d'un procédé plasma servant à la destruction des gaz à effet de serre, il a été démontré que le diamètre du tube à décharge influence le taux de destruction ([2]). Nous devons vérifier

dans quelle proportion l'augmentation du diamètre du tube à décharge produit un changement de l'adaptation d'impédance vue à l'entrée de l'applicateur.

Les dimensions des éléments associés ont été modifiées afin que l'écart entre les pastilles et le tube à décharge, d'une part, et l'épaisseur de liquide de refroidissement, d'autre part, soient maintenus constants. Le Tableau 3-1 présente les différents diamètres du tube à décharge, du tube contenant le liquide réfrigéré et des pastilles pour cette série d'expériences.

Exp.	Tube à décharge		Tube contenant le liquide réfrigéré		Diamètre des pastilles [mm]
	Int. ^(a) [mm]	Ext. ^(b) [mm]	Int. [mm]	Ext. [mm]	
1	8	12	14	16	18
2	10	14	16	18	20
3	12	16	18	20	22
4	14	18	20	22	24

(a) diamètre interne

(b) diamètre externe

Tableau 3-1 Dimensions des différentes pièces utilisées pour la série d'expériences présentant l'influence du diamètre du tube à décharge sur l'allure des courbes d'accord d'impédance. Il est à noter que l'épaisseur de la gaine du liquide réfrigéré ainsi que la distance entre le tube contenant le liquide réfrigéré et la pastille sont maintenues constantes.

Les expériences ont été réalisées avec une hauteur de la vis compensatrice constante et pour deux débits différents : 30 lsm et 50 lsm. La différence des courbes caractéristiques entre ces deux débits est relativement minimale (voir figures 3.5 et 3.6) mais nous permettra de voir si les variations de la susceptance et de la conductance du plasma sont semblables dans les deux cas.

Les figures 3.35 et 3.36 présentent, pour les deux débits considérés, les courbes d'accord d'impédance relevées pour 4 diamètres différents du tube à décharges. On remarque que le changement du diamètre du tube à décharge engendre des courbes d'accord d'impédance ayant quasiment la même forme mais avec des minima différents de puissance réfléchie. D'une façon difficile à expliquer, les courbes avec des tubes à

décharges de 8 et 10 mm de diamètre interne d'une part, et 12 et 14 mm de diamètre interne d'autre part, ont des comportements quasi similaires.

Les variations, à 30 et 50 lsm, des paramètres b_g et g_g en fonction du diamètre du tube à décharge sont présentées sur les figures 3.37 et 3.38. Elles sont linéaires dans les deux cas. La variation de b_g est faible, donc la position du minimum de puissance réfléchie reste pratiquement constante. La variation de g_g est, quant à elle, plus marquée que celle de b_g . Elle s'accompagne, pour une position fixe du piston court-circuit, d'une modification de la valeur du minimum de P_R/P_I .

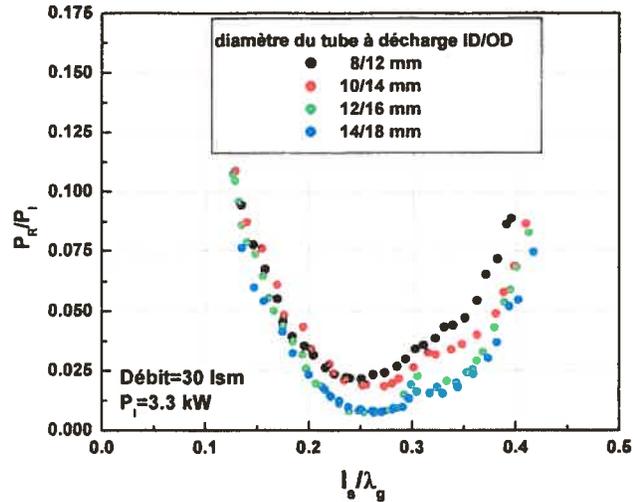


Figure 3.35 Courbes d'accord d'impédance pour différents diamètres du tube à décharge pour un débit de N_2 de 30 lsm.

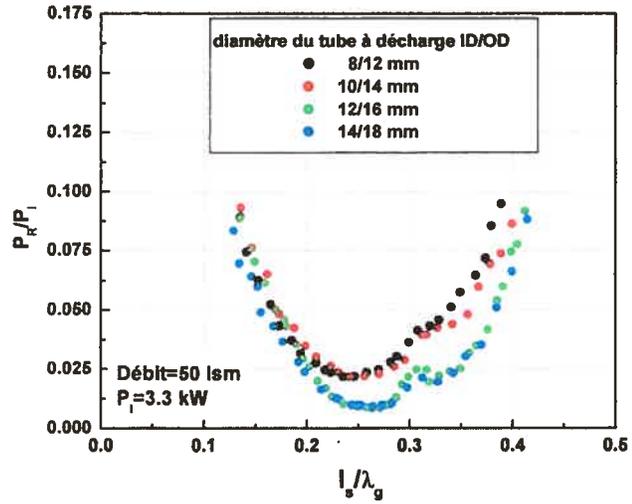


Figure 3.36: Courbes d'accord d'impédance pour différents diamètres du tube à décharge pour un débit de N_2 de 50 lsm.

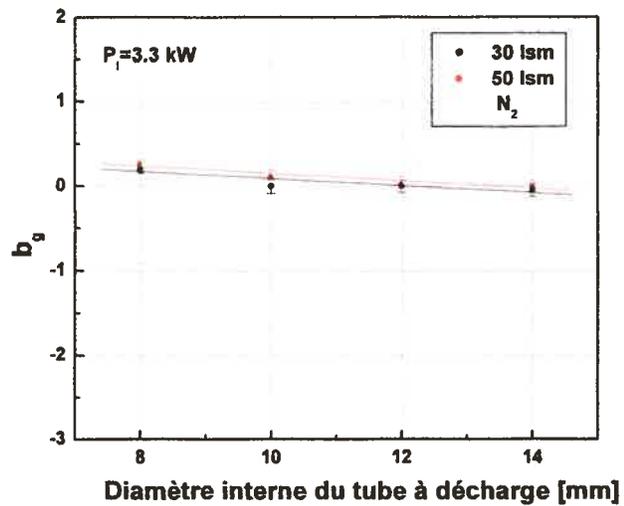


Figure 3.37 Variation de la susceptance de lancement en fonction du diamètre interne du tube à décharge.

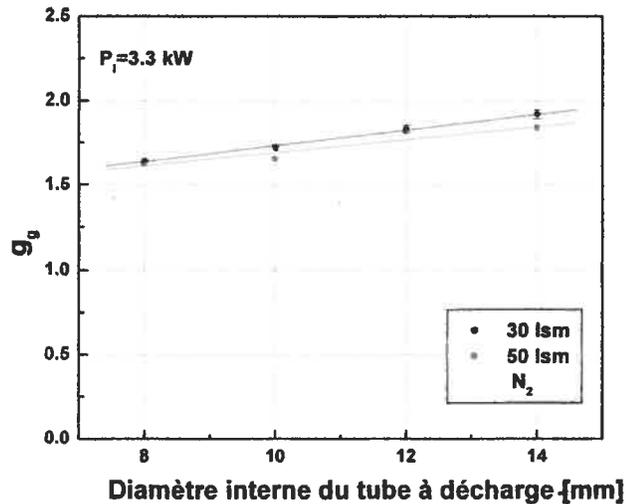


Figure 3.38 Variation de la conductance de lancement en fonction du diamètre interne du tube à décharge.

Nous avons ainsi pu démontrer qu'une modification du diamètre du tube à décharge et des éléments associés autour de la décharge, s'accompagnent d'un changement de l'adaptation d'impédance de l'applicateur lorsque les diamètres augmentent : la susceptance diminue et la conductance augmente provoquant une modification des courbes d'accord d'impédance. Il est donc important de fixer leurs dimensions avant d'entreprendre une démarche d'optimisation du surfaguide à crête si l'on veut le rendre insensible à la variation des conditions opératoires.

3.5 Résumé et conclusion du chapitre 3

Afin de mieux comprendre la variation de la puissance réfléchie lors du changement des conditions opératoires dans le système UPAS, différentes allures de courbe d'accord d'impédance des applicateurs surfaguides classique et à crête ont été étudiées. Nous avons constaté que la variation de la conductance (g_g) est linéaire en fonction de la puissance incidente, du débit du gaz et de sa composition et que la valeur de g_g ne change pas en fonction de la hauteur de la vis compensatrice. De plus, que la courbe d'accord

d'impédance soit étroite ou large, si le piston court-circuit est placé de façon optimale, la variation de la puissance réfléchiée en fonction de la puissance incidente ou du débit restera identique entre la courbe étroite et la courbe large.

La variation de la susceptance (b_g) est, quant à elle, très faible, toujours plus faible que g_g , en fonction des paramètres opératoires. La position en l_s du minimum de puissance réfléchiée est, de ce fait, invariante en fonction du débit et de la puissance incidente alors que, dans le cas de la variation de la composition des gaz et de la hauteur h_0 '' de la vis compensatrice, une variation significative de la position du minimum de P_R/P_I a été observée.

Des résultats identiques quant aux variations de g_a et b_a pour les applicateurs surfaguides classiques ont été observés. Avec le surfaguide de hauteur $d=15\text{mm}$, nous avons obtenu une courbe sensiblement plus étroite qu'en utilisant le surfaguide de hauteur $d=25\text{mm}$, mais beaucoup moins sensible aux variations des conditions opératoires.

D'une courbe à l'autre, le changement des paramètres opératoires produit une modification de l'impédance de l'interstice de lancement de l'ODS vue à l'entrée du guide d'onde servant d'applicateur. Contrairement à ce que nous pensions avant cette étude, le changement des paramètres opératoires ne s'accompagne généralement pas d'une translation en l_s de la courbe caractéristique, mais d'un changement de la valeur du minimum de puissance réfléchiée (relié à la variation de g_g) à la même position l_s (sauf dans le cas de la variation de la composition des gaz et de la hauteur h_0 '' de la vis compensatrice).

À la vue des résultats tirés de l'admittance de la région de lancement en fonction de la puissance et du débit des gaz, plusieurs observations sur l'impédance de la région de lancement peuvent maintenant être faites :

- la variation de l'impédance du plasma contenu à l'intérieur du guide d'onde à l'interstice de lancement (Z_p , figure 1.5) est purement résistive : en effet, la variation de la puissance incidente ne produit pas de modification significative de la susceptance de lancement b_g (et b_a pour le surfaguide classique), mais seulement un changement de la conductance de lancement g_g , la partie réelle de l'admittance.

- au-dessus d'une certaine longueur de la colonne de plasma (au-dessus d'une certaine puissance absorbée par le plasma et, donc, d'une certaine valeur de la densité de la colonne près de l'interstice), nous pouvons également établir que y_{in} ne dépend plus que de la variation du plasma situé à l'intérieur du guide. Ceci est vrai dans la mesure où l'impédance de l'onde de surface reste constante en fonction de la densité électronique, ce qui se produit si n_e est beaucoup plus grand que n_d (voir figure 1.6).

Ainsi, les changements des conditions opératoires provoquent des variations de la conductance et de la susceptance de lancement principalement parce qu'ils produisent des modifications du plasma à l'intérieur du guide d'onde.

Il est cependant difficile d'exprimer sous forme d'équations l'impédance Z_p de la région de lancement en fonction des paramètres du plasma (température électronique, température des neutres, densité électronique). Néanmoins, nous pouvons formuler l'hypothèse que la conductance de lancement g_g est proportionnelle à la densité électronique moyenne du plasma situé dans le guide d'onde si la croissance de cette dernière est linéaire en fonction de la puissance⁵. Cette linéarité a déjà été démontrée en un point d'un plasma d'argon situé à l'extérieur du guide d'onde [3] mais des mesures spectroscopiques du plasma à l'intérieur du guide d'onde devront prouver la validité de notre hypothèse. Ces expériences n'ont pas pu être réalisées lors de ce travail de maîtrise.

Une augmentation du débit des gaz s'accompagne elle aussi d'une légère modification de la densité électronique moyenne du volume de plasma contenu dans le guide d'onde : par rapport au plan médian de l'applicateur, le plasma subit en effet une légère translation dans le sens du débit des gaz comme le montre de façon schématique la figure 3.39 représentant l'extension axiale et radiale de la décharge. On comprend alors qu'en augmentant le débit des gaz, la densité électronique moyenne du plasma située dans le guide d'onde décroît, provoquant alors une diminution de la valeur de g_g (figure 3.8).

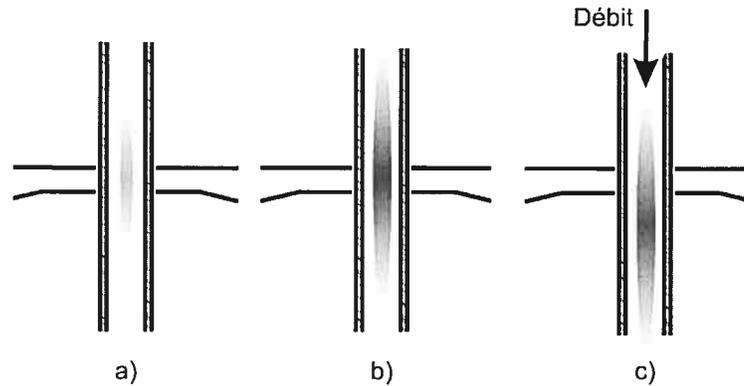


Figure 3.39 : Représentation schématique du plasma autour de la région de lancement de l'O.D.S. : a) Situation de départ du plasma à bas débit et à faible puissance incidente; b) Situation du plasma à bas débit mais pour une puissance incidente supérieure à la situation de départ; c) Situation du plasma pour un débit et une puissance incidente supérieurs à la situation de départ.

En conclusion, le paramètre d'optimisation qui importe alors est k_T , relié directement à la hauteur du guide d'onde à crête. Une fois que l'environnement (diamètres des tubes, pastilles...) autour du plasma est fixé, que les domaines de puissance incidente, débit et concentration sont connus, il est alors possible de concevoir un applicateur qui réduit l'amplitude des variations de puissance réfléchie en choisissant la hauteur du guide d'onde à crête qui minimisera le plus la variation de puissance réfléchie.

⁵ Cette hypothèse n'est pas justifiée pour la susceptance de lancement b_g puisque sa valeur reste constante lors de l'augmentation de P_i

Bibliographie

1. Kabouzi Y, Moisan M, Rostaing J-C, Trassy C, Guerin D, Keroack D, Zakrzewski Z. Abatement of perfluorinated compounds using microwave plasmas at atmospheric pressure. *Journal of Applied Physics* 2003; 93: 9483-9496.
2. Martin Nantel-Valiquette, mémoire de maîtrise, département de physique, Université de Montréal, Montréal, Qc. Le mémoire sera déposé au cours de l'année 2006.
3. Jasinski M, Mizeraczyk J, Zakrzewski Z. Spectroscopic measurements of electron density in surface-wave-sustained argon discharge at atmospheric pressure. XXVIIème ICPIG; 2005; Eindhoven, Pays-Bas.

Chapitre 4 Considérations énergétiques et modélisation des lignes de champ électrique à l'intérieur du surfaguide à crête

Au cours du chapitre 2 (et de l'annexe I), nous avons pu constater que l'ajout d'un élément compensant la susceptance de la région de lancement pouvait élargir considérablement les courbes caractéristiques. Ce chapitre propose, pour la première fois, une explication à l'élargissement de ces courbes, grâce à l'utilisation d'un logiciel de modélisation. Nous pouvons ainsi observer les distributions des lignes de champ électrique à l'intérieur du surfaguide à crête lorsque la courbe caractéristique est large et lorsqu'elle est étroite. Nous devons également vérifier si la puissance transmise au plasma est la même quel que soit le lanceur d'onde de surface utilisé. Expérimentalement, nous allons comparer l'efficacité de couplage du surfaguide classique avec celle du surfaguide à crête. Enfin, avec ce dernier, nous relèverons le taux de destruction du SF₆ dans un mélange N₂-O₂ afin de comparer l'efficacité de couplage en fonction de la largeur des courbes caractéristiques.

4.1 Comparaison des pertes de puissance dans le surfaguide à crête et le surfaguide classique

4.1.1 Pertes de puissance dans un applicateur de champ HF : cas général

Au cours des chapitres précédents, nous avons considéré que la seule possibilité d'augmenter l'efficacité de couplage était de diminuer le taux de puissance réfléchi à

l'entrée de l'applicateur. Ceci n'est vrai que lorsque les pertes de puissance micro-ondes sont nulles dans l'applicateur et dans les circuits afférents. En pratique, ces pertes existent et réduisent, de façon plus ou moins importante, la puissance absorbée par le plasma. La figure 4.1 représente les différents flux de puissance en jeu lors de l'utilisation d'un applicateur micro-ondes. On relève trois types de pertes de puissance :

1. les pertes dans le système d'accord d'impédance (en raison de l'utilisation de transformateur par exemple, ou encore à cause des mauvais contacts du piston court-circuit), notées P'_S ,
2. les pertes dans la région de lancement de l'O.D.S. (par effet Joule dans le liquide de refroidissement, par exemple), notées P''_S ,
3. et enfin la puissance rayonnée dans l'espace plutôt qu'absorbée dans le plasma, résultant d'un couplage inadéquat de l'onde de surface au plasma, notée P'''_S .

La puissance réellement absorbée par le plasma est alors fonction de ces différentes pertes de puissance, d'où :

$$P_A = P_I - (P_R + P'_S + P''_S + P'''_S) \quad (4.1)$$

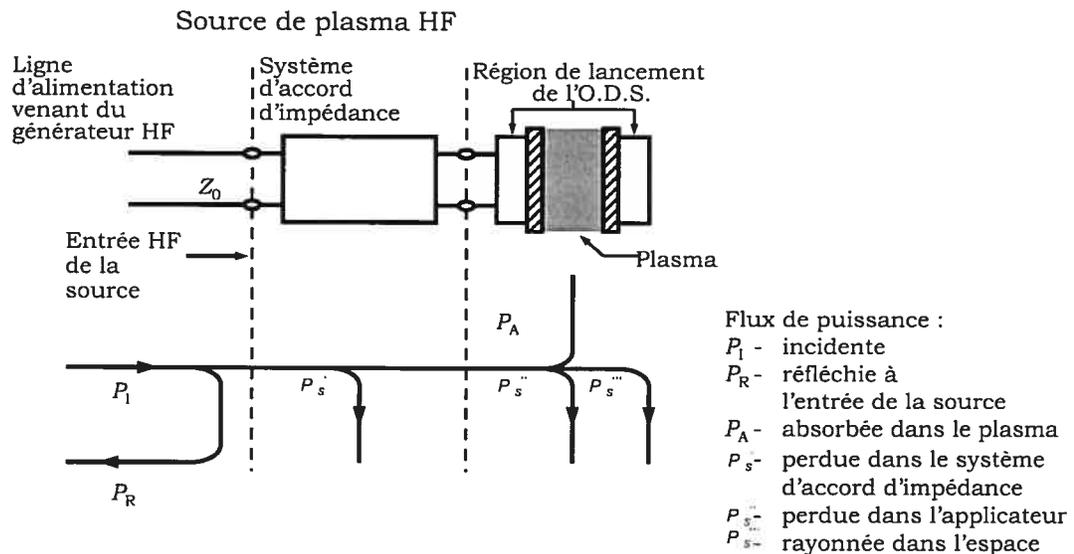


Figure 4.1 Schéma représentant les différents types de pertes de puissance lors de l'utilisation d'un applicateur à DOS. Inspiré de [1].

4.1.2 Pertes dans le surfaguide à crête et comparaison avec le surfaguide classique

Il est très difficile de quantifier ces pertes énergétiques les unes par rapport aux autres. Dans le cas du surfaguide (classique ou à crête) utilisé pour l'UPAS, les flux de puissance perdue P'_S et P''_S se caractérisent par l'effet Joule entraînant un chauffage de la structure. On peut les diminuer en utilisant des matériaux parfaitement conducteurs (ou recouvert d'une mince couche d'un tel matériau) pour la structure métallique (guide d'onde, pastilles, piston court-circuit, cage de Faraday) et des matériaux possédant une faible tangente de perte diélectrique¹ pour le liquide de refroidissement et les différents tubes (tube à décharge et tube contenant le liquide de refroidissement).

Il est ardu de mesurer les pertes énergétiques d'un applicateur de façon absolue. Par contre, on peut comparer la puissance absorbée par le plasma pour deux applicateurs différents et alors déterminer celui des deux qui possède la meilleure efficacité de couplage. Deux diagnostics, plus qualitatifs que quantitatifs, peuvent être utilisés à cette fin :

1. sachant que la longueur de la colonne de plasma est, en première approximation, une fonction linéaire de la puissance absorbée, on peut tracer, pour chaque applicateur, une courbe représentant la longueur mesurée de la colonne de plasma en fonction de la différence $P_I - P_R$, pour différentes puissances incidentes.
2. on peut aussi tracer, pour chaque applicateur, une courbe représentant le taux de destruction d'un gaz perfluoré (SF_6 ou CF_4 par exemple) en fonction de la différence $P_I - P_R$, pour différentes puissances incidentes.

En superposant les courbes relevées avec les deux applicateurs, nous pouvons obtenir :

¹ Pour un matériau de permittivité $\epsilon = \epsilon_0(\epsilon_r' - j\epsilon_r'')$, on rappelle que la tangente de perte diélectrique, noté $\tan(\delta)$ est égale au rapport de la partie imaginaire de la permittivité sur sa partie réelle, en l'occurrence $\tan(\delta) = \epsilon_r'' / \epsilon_r'$.

- soit, deux courbes qui se superposent parfaitement : dans ce cas, les pertes dans les deux applicateurs sont identiques.
- soit, deux courbes décalées : l'applicateur donnant la plus grande longueur de colonne de plasma ou le meilleur taux de destruction possède une meilleure efficacité de couplage.

Cette expérience a été réalisée afin de comparer l'efficacité de couplage du surfaguide classique et du surfaguide à crête. La figure 4.2 présente la variation du taux de destruction du CF_4 en fonction de P_I-P_R pour les deux applicateurs concernés.

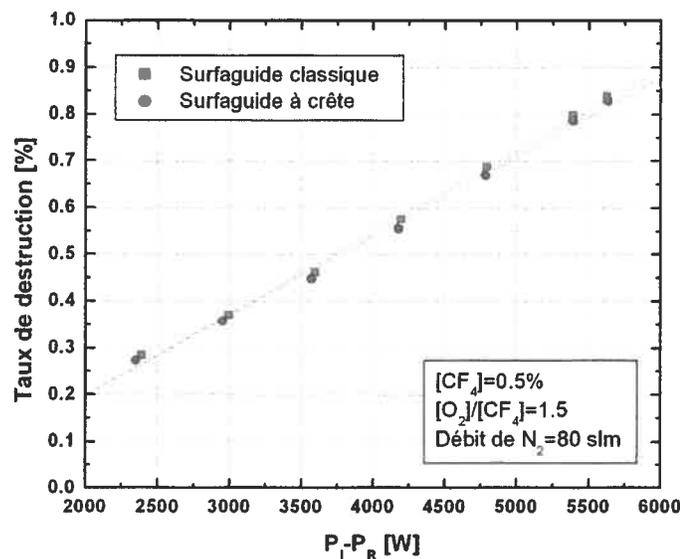


Figure 4.2 Comparaison du taux de destruction du CF_4 , en fonction de la puissance absorbée par le plasma, relevé avec deux applicateurs différents : le surfaguide à crête et le surfaguide classique. Les barres d'incertitude sur le taux de destruction étant très faibles, ne sont pas visibles sous les différents points expérimentaux.

La figure 4.2 montre que les courbes de destruction du CF_4 , en fonction de P_I-P_R , du surfaguide et du surfaguide à crête se superposent. Nous en concluons que les flux de puissance perdue dans le surfaguide classique et dans celui à crête sont les mêmes.

4.2 Représentation des lignes de champ électrique dans le surfaguide à crête pour différentes largeurs de courbe caractéristique au moyen d'un logiciel de modélisation

Un logiciel permettant la modélisation des lignes de champ EM a été utilisé afin de comparer l'effet de la largeur des courbes caractéristiques sur leur intensité et leur distribution, pour des applicateurs générant des DOS. Ce logiciel, appelé HFSS (High Frequency Structure Simulator), a été employé lors d'un stage à l'école Polytechnique de Montréal, dans les laboratoires du Groupe Polygrames.

4.2.1 Description du logiciel de modélisation HFSS

Le logiciel HFSS est produit par la société Ansoft Corporation. Basé sur la méthode des éléments finis et sur un maillage adaptable, il permet de simuler les champs électromagnétiques à l'intérieur de n'importe quelle structure de propagation. Il peut être utilisé pour le calcul des matrices de transfert (paramètres « s ») d'un dispositif HF, de sa fréquence de résonance et des distributions des champs électriques et magnétiques. Son fonctionnement est facilité par l'utilisation d'une interface graphique très pratique. Il est possible de l'employer pour des cas simples, sans connaissances théoriques spécifiques en modélisation des champs EM.

Les équations résolues par le logiciel dérivent des équations de Maxwell classiques et de l'application des conditions aux limites de la structure de propagation. Les champs de vecteur sont supposés avoir une distribution continue, dont les solutions convergent vers une valeur unique et finie.

4.2.2 Démarche de modélisation du surfaguide à crête

Afin de pouvoir obtenir une modélisation des champs EM se propageant dans le surfaguide à crête, nous avons suivi le protocole suivant. Dans un premier temps, nous

avons défini les dimensions de l'applicateur, des pastilles, du tube à décharge, du tube contenant le liquide réfrigéré et de la cage de Faraday. La porte d'entrée de la puissance et les conditions aux limites des différents éléments de la structure ont aussi été indiquées. Nous avons défini l'ensemble des éléments métalliques comme étant des conducteurs électriques parfaits, c'est-à-dire qu'à leur contact, l'onde EM est entièrement réfléchie (autrement dit, la conductivité électrique de ces matériaux est infinie)². La représentation graphique du surfaguide à crête ainsi que les indications permettant de préciser où se trouvent l'arrivée de puissance de l'applicateur et le plan réflecteur du piston court-circuit sont représentés à la figure 2.14. Le plasma a été modélisé par un simple cylindre diélectrique³. Afin que la puissance entrant dans l'applicateur puisse être dissipée, et ainsi qu'il y ait peu de retour de puissance à son entrée, nous avons fixé une impédance résistive (voir chapitre 3) de 100 ohms afin de simuler un ensemble de processus dissipatifs complexes pour l'ensemble de la structure de propagation de l'onde de surface⁴ : ceci nous a permis d'obtenir, en première approximation très grossière du milieu plasma, pour certaines positions du piston court-circuit, un minimum de P_R/P_I proche de zéro, tel qu'observé expérimentalement.

4.2.3 Courbes d'accord d'impédance obtenues par modélisation

Nous avons cherché à obtenir, par l'intermédiaire du logiciel HFSS, une courbe caractéristique étroite et une courbe qui soit large, ayant une même valeur de minimum de puissance réfléchie, en ne modifiant que la hauteur de la vis compensatrice. La figure

² On peut aussi dire que l'onde se propage intégralement au contact des parois du guide d'onde sans pertes d'énergie.

³ Aucun modèle d'équations spécifiques au plasma (modèle cinétique ou modèle hydrodynamique du plasma) n'a été introduit. Le plasma possédant une constante diélectrique, il est tout à fait justifié, en première approximation, de le modéliser par un cylindre diélectrique.

⁴ Le processus de transfert de la puissance entre l'onde de surface et le plasma, à la pression atmosphérique, est principalement dû aux collisions électron-neutre et la dissipation de la puissance est due, quant à elle, à l'ensemble des collisions possibles des particules présentes dans le plasma.

4.3 représente pour deux positions différentes de la vis compensatrice la valeur du rapport P_R/P_I à l'entrée de l'applicateur. Les points provenant du modèle ont été lissés en utilisant l'expression du modèle à circuit équivalent (équation 2.13). On remarque alors que les courbes théoriques ne lissent pas parfaitement les points calculés à partir du logiciel. Les différences peuvent s'expliquer en raison de la modélisation trop simpliste du maillage pour définir le guide d'onde et la modélisation de la structure de propagation de l'onde de surface par une simple impédance. Plus précisément, lorsque l'on représente en trois dimensions les lignes de champ électrique dans l'ensemble de l'applicateur, aucune onde de surface à l'interface entre le plasma et le tube diélectrique n'apparaît (figure non montrée dans ce mémoire). Toutefois, il est possible d'obtenir deux courbes caractéristiques d'allures différentes, pour deux positions différentes de la vis compensatrice, l'une large et l'autre étroite, avec un minimum de puissance réfléchi faible.

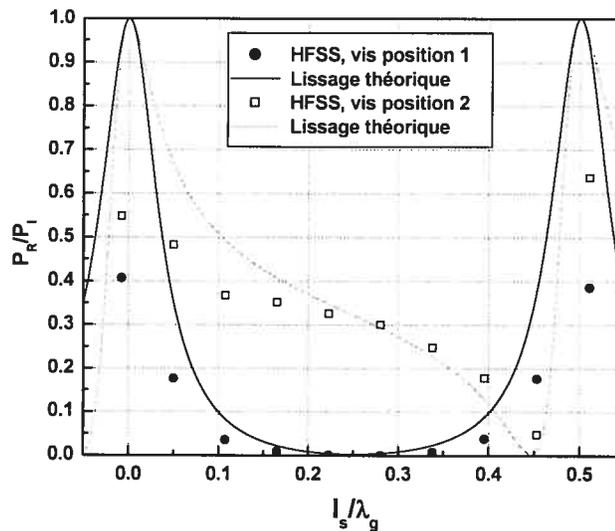


Figure 4.3 Courbes caractéristiques obtenues avec le logiciel HFSS pour deux positions différentes de la vis compensatrice. Le lissage de ces points a été effectué de façon similaire au lissage des points expérimentaux. Il est à noter que l_s/λ_g balaye un domaine compris entre -0.05 et 0.55, soit un domaine plus grand qu'une période $l_s/(2\lambda_g)$.

Pour comparer la distribution du champ EM dans les deux cas, nous ajustons la position du piston court-circuit au minimum de puissance réfléchi de ces deux courbes.

4.2.4 Visualisation de l'intensité des lignes de champ EM en fonction de la largeur des courbes caractéristiques

Les figures 4.4 et 4.5 représentent la distribution des lignes de champ électrique sur la surface supérieure du surfaguide à crête, pour deux allures différentes de courbes caractéristiques. La puissance d'entrée est de 1 kW. L'arrivée de la puissance dans le guide d'onde se fait par la gauche de chaque schéma. Le plan réflecteur du piston court-circuit est situé en bas à droite de chaque schéma.

Plusieurs observations peuvent être faites concernant la figure 4.4 :

- 1) on remarque deux ondes de nature différente dans la structure de l'applicateur. Une onde progressive, représentant l'arrivée de la puissance micro-ondes, est mise en évidence par le déplacement axial du maximum d'intensité des lignes de champ électrique. De l'autre côté de la décharge, le plan réflecteur du piston court-circuit engendre des ondes stationnaires : on n'observe pas de déplacement du maximum d'intensité du champ électrique dans cette partie du guide d'onde (côté piston court-circuit).
- 2) La position du piston court-circuit est ajusté pour qu'il n'y ait pas de puissance réfléchi à l'entrée de l'applicateur : dans ces conditions la vitesse de propagation de l'onde progressive à l'entrée de l'applicateur est uniforme (pas d'accélération ni de ralentissement de sa vitesse de propagation).
- 3) on aperçoit que la bonne position du piston court-circuit (la bonne longueur du guide d'onde après la décharge) est obtenue lorsque le tube contenant le plasma est sur un ventre de l'onde stationnaire. On aurait aussi pu positionner le piston court-circuit deux demi-longueurs d'onde plus proche de la décharge (deux nœuds de l'onde stationnaire) pour obtenir ce même résultat, et ainsi diminuer la longueur totale de l'applicateur.

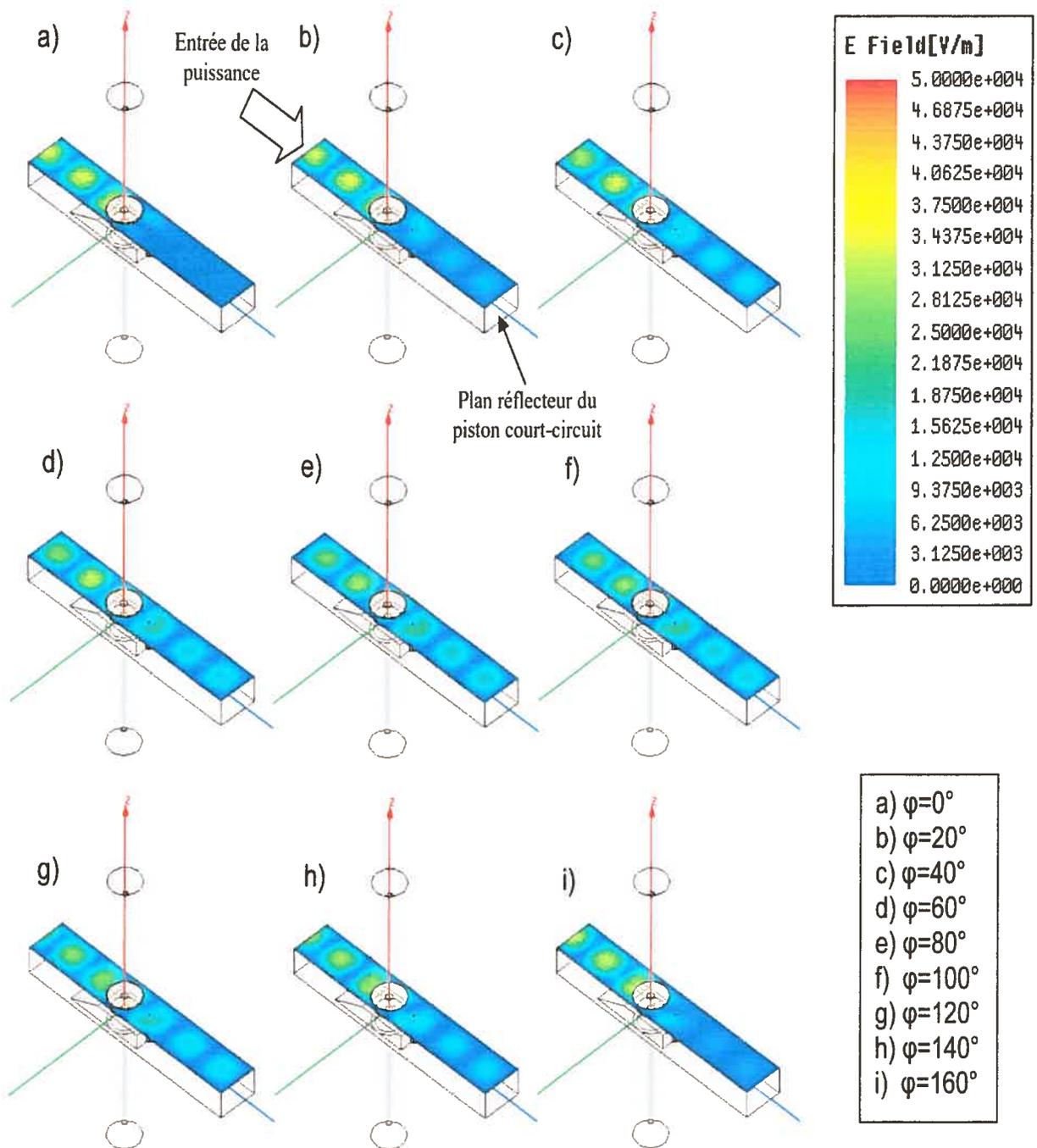


Figure 4.4 Représentation de l'intensité des lignes de champ électrique à la surface supérieure du surfaguide à crête pour différentes valeurs de la phase φ de l'onde incidente en degrés. La vis compensatrice est ajustée de sorte que la courbe caractéristique soit large et le piston court-circuit réglé au minimum de cette courbe.

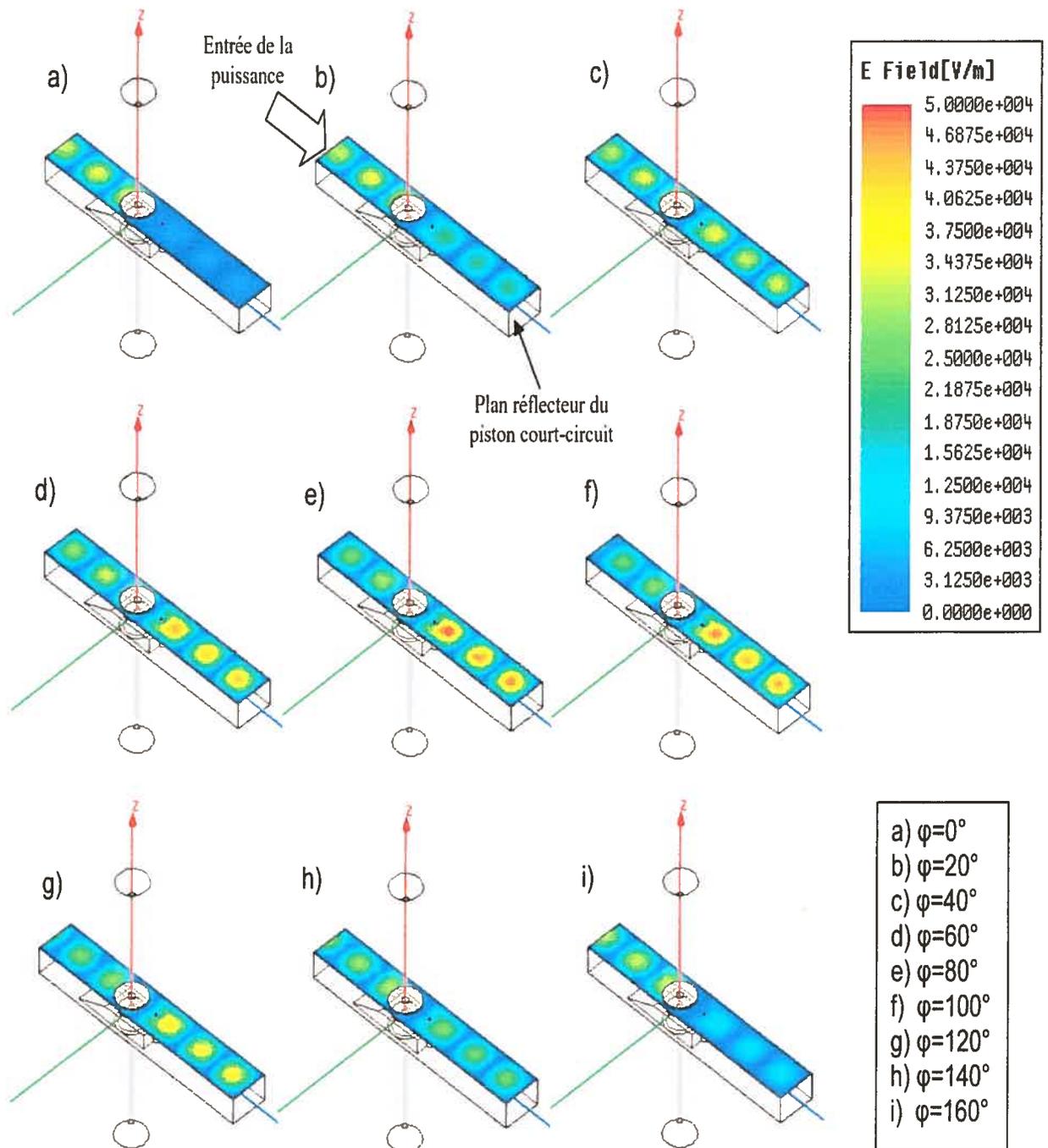


Figure 4.5 Même conditions que la figure 5.4, mais avec une courbe caractéristique étroite.

Remarque : on observe sur les figures 4.4 et 4.5 un petit point noir après la décharge : c'est en fait la jonction entre la tige supportant la vis compensatrice et la partie supérieure du surfaguide.

Comparons à présent les figures 4.4 et 4.5. Lorsque la courbe d'accord d'impédance est étroite, l'intensité du champ électrique entre la décharge et le plan réflecteur est plus forte que lorsque la courbe est large. Autrement dit, le taux d'onde stationnaire est alors plus élevé dans la zone du piston court-circuit. Alors que l'intensité maximale des lignes de champ électrique est d'environ 2×10^4 V/m dans la région du piston lorsque la courbe d'accord d'impédance est large, elle est d'environ 5×10^4 V/m pour une courbe étroite (comparer les figures pour une phase $\varphi=80^\circ$ où l'intensité des lignes de champ dans la zone du piston est maximale dans les deux cas). Sachant que, pour les deux configurations, l'intensité électrique de l'onde provenant du générateur est la même, l'intensité minimale du champ dans la zone du piston semble être à peu près identique dans les deux cas ($\varphi=0^\circ$). Le déplacement de l'onde progressive à l'entrée de l'applicateur s'effectue de la même façon pour les deux applicateurs : on retrouve exactement les mêmes caractéristiques de l'intensité des lignes de champ électrique pour une même phase φ . La signification physique de la différence d'intensité du champ électrique dans le piston court-circuit fera l'objet de la prochaine section.

4.3 Explication physique liée à la largeur des courbes d'accord d'impédance : la puissance réactive

4.3.1 Définition de la puissance réactive

Reprenons l'exemple du circuit électrique simplement constitué d'une ligne de transmission, d'un générateur micro-ondes et d'une charge d'impédance Z_T (figure 1.1).

Dans un tel circuit, la puissance $p(t)$ s'exprime en fonction de l'intensité $i(t)$ et de la tension $u(t)$, elles-mêmes dépendantes du temps, par la relation :

$$p(t) = i(t) \times u(t) \quad (4.2)$$

L'énergie, qui est l'intégrale de la puissance sur un intervalle de temps t donné, a alors pour expression :

$$\mathcal{E}(t) = \int_t p(t) dt \quad (4.3)$$

Appliquons la loi d'Ohm afin d'exprimer la puissance en fonction de l'impédance de la charge Z_T et de l'intensité $i(t)$:

$$u(t) = i(t) \times Z_T(t), \quad (4.4)$$

impliquant alors de (4.1) que :

$$p(t) = Z_T(t) \times i(t)^2, \quad (4.5)$$

et de (4.2)

$$\mathcal{E}(t) = \int_t Z_T(t) \times i(t)^2 dt. \quad (4.6)$$

L'impédance Z_T peut être exprimée de façon complexe, entraînant la décomposition de l'énergie en une partie réelle (énergie active) et une partie imaginaire (énergie réactive).

$$\mathcal{E}(t) = \int_t \text{Re}[Z_T(t)] \times i(t)^2 dt + \int_t j \text{Im}[Z_T(t)] \times i(t)^2 dt, \quad (4.7)$$

$$\mathcal{E}(t) = \mathcal{E}_{active} + j\mathcal{E}_{réactive}. \quad (4.8)$$

L'énergie active est l'expression d'un travail pour un temps donné (chaleur, rotation d'un arbre moteur, etc.). Elle est liée à la partie résistance de la charge. L'énergie réactive caractérise l'énergie emmagasinée, mais en principe non consommée, dans une ligne de transmission. On dira d'une cavité EM qu'elle possède un facteur de qualité élevé si l'énergie réactive dans sa structure est très importante conduisant à des intensités de champ d'autant plus grandes. L'énergie réactive est alors liée à la partie imaginaire de Z_T .

4.3.2 Puissance réactive à l'intérieur du surfaguide à crête

Pour le surfaguide à crête, l'énergie réactive dépend donc de la partie imaginaire de Z_L (voir le tableau 2.1, surfaguide à crête de type 4). Les susceptances mises en jeu entre la décharge et le plan réflecteur du piston court-circuit sont au nombre de trois : la susceptance x_s^{-1} du piston court-circuit, la susceptance b_g de la région de lancement et la susceptance b_c introduite par la vis compensatrice. Un minimum de puissance réfléchie est obtenu lorsque la somme de ces trois susceptances est nulle. Deux cas différents se présentent :

1. $b_c + b_g \neq 0$: le minimum de P_R/P_I est obtenu lorsque l'impédance du piston court-circuit ramène la somme des susceptances à zéro. La puissance réactive dans la région comprise entre le tube à décharge et le plan réflecteur du piston est alors proportionnelle à la valeur de x_s^{-1} .
2. $b_c + b_g = 0$: le minimum de P_R/P_I est obtenu pour une valeur de x_s^{-1} nulle. La puissance réactive emmagasinée entre la décharge et le plan réflecteur du piston court-circuit est nulle.

Ainsi, lorsque la vis compensatrice est placée de façon à obtenir une courbe caractéristique large, la puissance réactive entre la décharge et le plan réflecteur du piston court-circuit est minimale.

L'énergie réactive peut aussi être vue comme un déphasage de la puissance absorbée par le plasma. Une partie de la puissance arrivant par l'onde progressive à l'entrée de l'applicateur est directement transmise au plasma (énergie active) et le reste de la puissance, sous forme réactive, est acheminée vers le piston court-circuit et est retournée par ce plan réflecteur au plasma. Comme nous travaillons en régime continu, cette différence n'est pas perceptible.

4.3.3 Effet de la largeur des courbes caractéristiques sur la puissance absorbée par le plasma

Nous savons à présent que la largeur des courbes caractéristiques est liée à l'intensité de l'énergie réactive comprise entre le plan réflecteur du piston court-circuit et la décharge. Pour différentes largeurs de la courbe caractéristique, nous allons mesurer la puissance absorbée par le plasma. Nous pourrions ainsi déterminer si le fait d'obtenir de larges courbes caractéristiques constitue un critère d'optimisation énergétique de l'applicateur.

La figure 4.6 présente les différentes courbes caractéristiques relevées à 2.2 kW pour les hauteurs de vis h_0, h_1, h_2 et h_3 . La figure 4.7 présente le taux de destruction du SF_6 dans un mélange d'azote et d'oxygène lorsque le piston court-circuit est placé au minimum des courbes caractéristiques de la figure 4.6. De la figure 4.7, on remarque clairement que, quelle que soit la largeur de la courbe caractéristique, le taux de destruction est le même, donc la puissance absorbée par le plasma est la même. Il n'y a donc pas davantage de perte de puissance lorsque la courbe est étroite que lorsqu'elle est large : la perte par énergie réactive est donc très faible.

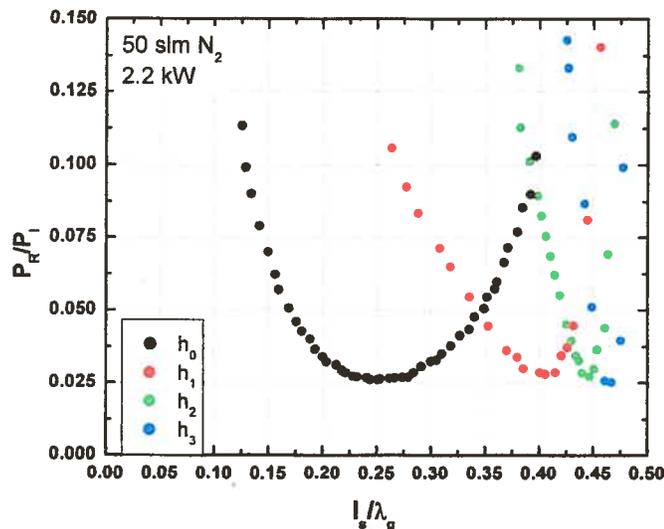


Figure 4.6 Courbes caractéristiques expérimentales du surfguide à crête pour différentes hauteurs h_i ($i=0, 1, 2, 3$) de la vis compensatrice.

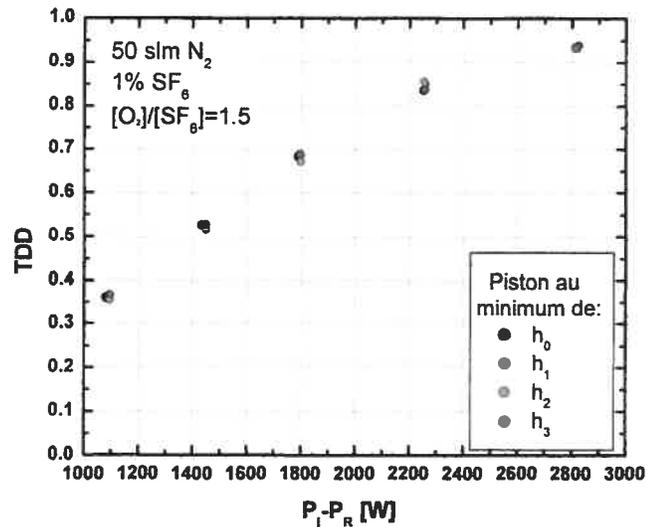


Figure 4.7 Taux de destruction (TDD) du SF₆ dans un mélange N₂-O₂ en fonction de la différence P_i-P_r lorsque le piston court-circuit est placé au minimum des courbes caractéristiques de la figure 4.6. Les barres d'incertitude sur le taux de destruction étant très faibles, ne sont pas visibles sous les différents points expérimentaux.

4.4 Conclusion du quatrième chapitre

Dans ce chapitre, nous avons suggéré une signification physique à la différence de largeur des courbes caractéristiques. Grâce à l'utilisation d'un logiciel modélisant l'intensité des lignes de champ électrique, nous avons pu montrer que, plus la courbe caractéristique est large et symétrique, plus la puissance réactive, entre le plan réflecteur du piston court-circuit et la décharge, est faible. Lorsque la puissance réactive est importante, le risque de claquage électrique est élevé. De plus, si les parois du guide d'onde ne sont pas parfaitement conductrices, il pourrait y avoir des pertes ohmiques dans la région du piston dont l'importance augmenterait avec l'énergie réactive. Dans le cas de l'utilisation du surfaguide à crête jusqu'à 3.0 kW, les courbes de destruction du SF₆ en fonction de la différence P_i-P_r se superposent parfaitement pour quatre valeurs différentes de h_i. La puissance absorbée par le plasma ne dépend donc pas de la largeur des courbes d'accord d'impédance. Autrement dit, dans les conditions que nous avons

testées, il n'y a pas de pertes significatives de puissance dans la région du piston court-circuit même si la puissance réactive y est importante.

Bibliographie du cinquième chapitre

1. Moisan M, Zakrzewski Z. Plasma sources based on the propagation of electromagnetic surface waves. *J. Phys. D:Appl. Phys.* 1991; 24: 1025-1048.

Conclusion

Le travail de recherche présenté dans ce mémoire a permis de mieux comprendre les phénomènes liés à l'adaptation d'impédance des lanceurs d'onde de surface. Alors qu'en télécommunication, on cherche à transmettre, à travers une charge d'impédance fixe, la plus large gamme de fréquences possible de signaux, notre étude va dans la direction opposée : pour une fréquence fixe, comment faire pour transmettre le maximum de puissance à une charge dont l'impédance varie?

À l'occasion du développement de deux nouveaux applicateurs, l'un basé sur la technologie guide d'onde à crête et l'autre sur la technologie triplaque (annexe I), nous avons été amenés à maîtriser les courbes caractéristiques relevées expérimentalement, aussi bien au niveau de leur allure générale que de la valeur et de la position sur ces courbes du minimum de puissance réfléchi. Voici donc les conclusions générales qui résultent de l'ensemble de ce travail :

- pour optimiser l'efficacité énergétique, il est important de bien comprendre l'adaptation d'impédance de l'applicateur à DOS. En décrivant le dispositif expérimental dans une représentation dite « courant-tension », à l'aide de résistances, de capacités et d'inductances, il est possible d'obtenir un modèle « circuit équivalent » qui permet le lissage des courbes caractéristiques expérimentales, et ainsi d'optimiser la géométrie de l'applicateur pour des conditions opératoires fixes;
- la valeur de la susceptance de la région de lancement, b_g , définit la position en l_s du minimum de puissance réfléchi ainsi que l'allure, large ou étroite, de la courbe caractéristique. La valeur de la conductance de la région de lancement g_g , est liée à la valeur du minimum de puissance réfléchi;
- l'introduction d'un deuxième moyen d'accord d'impédance (vis compensatrice pour le surfaguide à crête ou piston compensateur pour l'applicateur triplaque) permet d'élargir considérablement les courbes caractéristiques. Deux avantages sont directement liés à

l'élargissement de ces courbes : il est plus facile de trouver une position du piston court-circuit permettant l'allumage de la décharge plasma, et, lors de la commercialisation d'applicateur à DOS, il permet de s'affranchir de toute précision sur la position du piston court-circuit qui, pour minimiser l'encombrement, devient fixe;

- les variations de b_g et g_g lors du changement des conditions opératoires (puissance incidente, débit et concentration du mélange gazeux), sont linéaires. Au cours des expériences que nous avons effectuées, nous avons remarqué que la variation de g_g est toujours plus importante que celle de b_g , que l'on peut considérer comme nulle sauf lors d'un changement de concentration du mélange gazeux. Pour optimiser l'applicateur surfaguide à crête, par exemple, et le rendre le plus efficace possible¹ aux variations de conditions opératoires, il suffit d'en ajuster la hauteur, ce qui agit sur le coefficient k_T du transformateur correspondant;
- contrairement à ce que nous pensions avant cette étude, la modification des paramètres opératoires ne s'accompagne généralement pas d'une translation en l_s de la courbe caractéristique, mais d'une variation de la valeur du minimum de puissance réfléchie (reliée à la variation de g_g) à la même position l_s (sauf dans le cas de changement de la composition du mélange gazeux). Ainsi, le fait d'avoir une courbe d'accord d'impédance très large n'est pas un critère d'insensibilité aux variations des conditions opératoires;
- par contre, nous avons pu démontrer que lorsque la position du piston court-circuit est au minimum d'une large courbe caractéristique, l'énergie réactive entre la décharge et le plan réflecteur du piston est plus faible que si la courbe caractéristique était étroite. Cela diminue alors le risque de claquage électrique et, en principe, réduit les pertes ohmiques sur les parois du piston et de la section correspondante du guide.

De cette étude, nous pouvons conclure qu'il n'est pas possible de concevoir un applicateur totalement insensible aux variations des conditions opératoires. Par contre, nous pouvons en minimiser les effets (par exemple en jouant sur la hauteur du surfaguide à crête (transformateur d'impédance)) et aussi augmenter l'efficacité énergétique du dispositif.

¹ D'un point de vue énergétique

Annexe I L'applicateur sandwich : un lanceur d'onde de surface compact à haute puissance

Jusqu'à maintenant, la seule façon de créer des D.O.S. de haute puissance (quelques kilowatts) était d'utiliser des applicateurs montés sur guide d'onde. Il existe de nombreuses applications intéressantes nécessitant de telles sources de plasma fonctionnant à 2.45 GHz; à cette fréquence, la taille des guides d'onde alimentant les sources de plasma respecte les contraintes d'encombrement que les industries imposent en vue d'une implantation en usine (un exemple détaillé d'un applicateur sur guide d'onde fait l'objet du chapitre 2). Par contre, lorsque la situation exige des décharges à haute puissance à 915 MHz (ou à des fréquences encore plus basses), la taille des dispositifs en guide d'onde devient prohibitive et l'utilisation de cette technologie est écartée par les industriels.

Depuis 1999 sont apparus dans la littérature scientifique de nouveaux types d'applicateur utilisant la technologie micro-ruban [1-5]. Ces structures permettent l'entretien de plasma à des fréquences radio (13.56 MHz) et micro-ondes (2450 MHz), mais seulement à des puissances de quelques dizaines de watts. Plus récemment, de larges volumes de plasma ont été entretenus jusqu'à quelques centaines de watts par Pollak et *al.*[6]. Ces technologies ont inspiré la création de l'applicateur sandwich.

Ce nouvel applicateur, basé sur la technologie triplaque, permet l'entretien de D.O.S. La conception et le début de réalisation de cet applicateur sont l'œuvre du professeur Z. Zakrzewski, de l'Académie polonaise des Sciences, lors de ses séjours dans nos laboratoires. De nombreuses expériences furent alors menées notamment grâce au concours de l'atelier technique performant et rapide à notre disposition pour la réalisation de pièces usinées.

L'applicateur sandwich est compact (par rapport à la technologie basée sur guide d'onde), supporte néanmoins le passage de hautes puissances micro-ondes (≈ 10 kW), et permet aussi bien la création de plasmas dans des tubes diélectriques qu'à l'extrémité d'une torche. De par ses dimensions, il est tout à fait envisageable d'introduire ce nouvel applicateur en milieu industriel pour alimenter des procédés plasma de hautes puissances à 915 MHz.

La conception de ce nouvel applicateur tient compte des questions soulevées dans le premier chapitre : il possède de larges courbes caractéristiques et un minimum de P_R/P_I bas. Ces propriétés électromagnétiques sont dues à l'introduction de transformateurs quart-d'onde et d'un élément d'accord supplémentaire qui compense b_g , la susceptance de la région de lancement.

Dans un premier temps, nous présenterons le concept et la configuration des applicateurs pour D.O.S. utilisant la technologie triplaque. Nous nous intéresserons, ensuite, à la conception de l'applicateur sandwich et à la description de son circuit équivalent. Enfin, deux exemples d'application seront présentés : la configuration tube à décharge et la configuration torche plasma.

Les sections I.1 à I.4 font parties d'un manuscrit que nous souhaitons soumettre prochainement, pour publication dans une revue scientifique [7].

1.1 Concept et configuration d'applicateurs micro-ondes pour produire des plasmas à ondes de surface utilisant la technologie triplaque

Le terme de ligne triplaque désigne des lignes de transmission composées de deux plaques conductrices de référence (ou d'une enceinte rectangulaire allongée) et d'un conducteur central placé symétriquement par rapport à ces plaques (figure I.1). J.

Pollak discute avec plus de précision des propriétés électromagnétiques de cette structure de propagation dans son mémoire de maîtrise [8]. En fonction de la géométrie du conducteur central, la ligne sera dite triplaque à âme rectangulaire ou triplaque à âme cylindrique (figure I.1).

Les lignes triplaques transportent des modes TEM (Transverse ÉlectroMagnétique¹) ou quasi-TEM et, si les plaques conductrices de référence sont plus larges (d'environ trois fois) que la distance qui les sépare, la presque totalité du champ électromagnétique est contenue dans le substrat diélectrique. Ceci a une conséquence importante : la longueur d'onde dans les lignes triplaques a pour expression $\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$ où λ_0 est la longueur d'onde dans le vide et ϵ_r est la permittivité

(relativement au vide) du diélectrique considéré (souvent l'air ambiant) entourant le conducteur interne. Bien que le champ EM soit contenu dans le substrat diélectrique, la périphérie de la ligne triplaque peut être complètement fermée, formant ainsi une ligne coaxiale dont le conducteur externe est rectangulaire. D'un point de vue pratique, il évite le moindre rayonnement électromagnétique de l'applicateur sur le personnel et les appareils du laboratoire.

¹ Les champs électrique et magnétique n'ont pas de composantes dans la direction de propagation de l'onde.

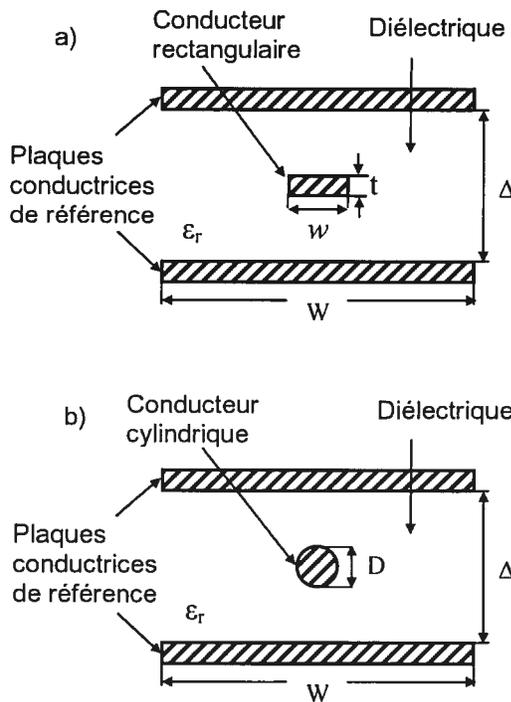


Figure I.1 Schéma représentant les paramètres géométriques d'une ligne triplaque ouverte à âme rectangulaire (a) et à âme cylindrique (b).

Plusieurs expressions pour l'impédance caractéristique d'une ligne triplaque peuvent être trouvées dans la littérature scientifique. Dans le cas d'un conducteur rectangulaire, nous utiliserons l'expression dérivée par Ghose [9] (voir figure I.1 pour la définition des paramètres) :

$$Z_0 \sqrt{\epsilon_r} = 30\pi \left(\frac{w}{(\Delta - t)} + 1.18 \frac{t}{\Delta} + 0.45 \right)^{-1} ; \frac{W}{\Delta} > 3 \quad (I.1)$$

et, dans le cas d'un conducteur cylindrique, nous utiliserons :

$$Z_0 \sqrt{\epsilon_r} = 60 \ln \left(\frac{h}{D} + 14.5 \right) ; \frac{W}{\Delta} > 3 . \quad (I.2)$$

Cette dernière formule dérive d'une forme plus générale ([10]) qui tient compte de l'influence des parois sur le côté de la ligne triplaque lors du calcul de l'impédance caractéristique Z_0 .

Les conducteurs internes cylindriques ont été adoptés pour deux raisons: la facilité de leur réalisation, et l'ajout éventuel d'un liquide en leur centre permettant de refroidir la structure lors du passage de haute puissance.

Afin de pouvoir utiliser les lignes triplaques à des puissances atteignant plusieurs kilowatts, il importe de nous assurer de leur bonne tenue en puissance. Il faut notamment éviter tout claquage électrique à l'intérieur de l'applicateur. Le maximum de puissance que peut supporter la ligne (noté PPHC) est déterminé par l'impédance caractéristique Z_0 de la ligne ainsi que par le maximum de tension, V_{\max} , qui peut être appliqué sans causer de claquage :

$$\text{PPHC} = V_{\max}^2 / 2Z_0 \quad (\text{I.3})$$

Voici alors les facteurs permettant une augmentation du PPHC : 1. une basse impédance caractéristique de la ligne; 2. des substrats diélectriques plus épais; 3. une largeur ou un diamètre du conducteur électrique interne plus important (tout en ayant une distance entre le conducteur central et les plaques de référence assez grande); 4. un faible taux de réflexion dans la ligne.

1.2 Conception du sandwich

Les fonctions fondamentales que doit posséder un lanceur d'O.D.S. ont été discutées en détail par Moisan et Zakrzewski [11]. Le lanceur idéal doit pouvoir convertir toute la puissance micro-ondes venant du générateur en flux de puissance transporté par l'onde de surface. À cette fin, l'applicateur de champ HF doit garantir les propriétés suivantes :

- Transfert efficace de haute puissance venant du générateur vers la ligne triplaque : réalisation d'une transition guide d'onde – ligne triplaque adéquate (d'après [12]).
- Conversion du mode de l'onde de la ligne triplaque en un mode d'O.D.S. $m=0$ (à symétrie azimutale) se propageant le long du tube à décharge.

- Accord d'impédance sans perte, assurant le transfert de toute la puissance de la ligne triplaqué au plasma.

Pour tenir compte de tous ces critères, nous concluons que la source de plasma sandwich doit comprendre l'ensemble des éléments figurant sur le diagramme I.2.

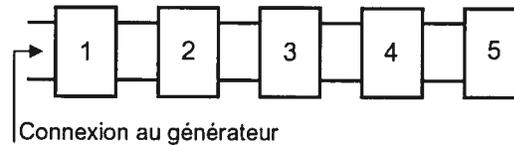


Figure I.2 Éléments qui doivent composer l'applicateur sandwich: 1. transition entre la ligne amenant la puissance du générateur et la ligne triplaqué; 2. section de la ligne triplaqué permettant d'agir sur l'impédance du circuit (appelé transformateur k_T par la suite); 3. dispositif de lancement d'O.D.S. et colonne de plasma; 4. transformateur d'impédance (transformateur k_S); 5. piston court-circuit mobile.

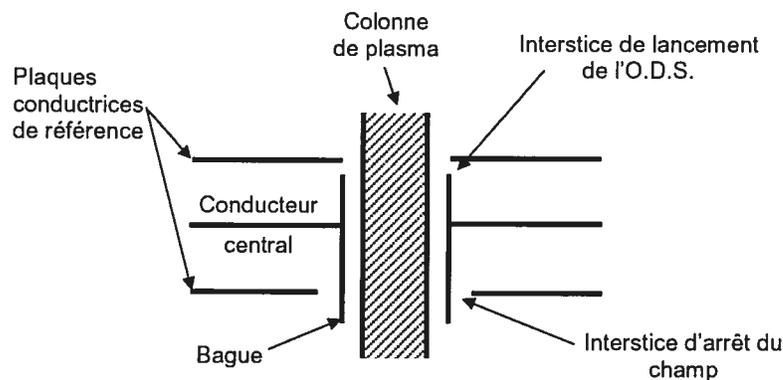


Figure I.3 Représentation schématique de la structure de lancement de l'O.D.S.

La section lançant l'O.D.S. est représentée sur la figure I.3. Elle permet de passer d'une onde de mode TEM à une O.D.S. La forme de cette structure a été empruntée à celle du Ro-Box [11], et adaptée afin de pouvoir être englobée dans une ligne triplaqué. La propagation de l'onde à l'intérieur de la bague de lancement (figure I.3) est affectée par la présence de cette paroi métallique qui empêche la libre propagation de l'O.D.S vers l'interstice d'arrêt du champ en y créant probablement un

plasma plus dense et, de ce fait, donnant lieu, de ce côté, à une colonne plus courte à l'extérieur de l'applicateur.

L'interstice d'arrêt est introduit afin d'éviter qu'un champ électromagnétique, dont la phase serait quasiment opposée à celle de l'O.D.S., ne pénètre dans le plasma et ne vienne interférer avec le processus de lancement de l'O.D.S.

Structure axiale de l'applicateur sandwich

Comme nous avons pu en discuter dans le premier chapitre, afin d'éviter tout retour de puissance micro-ondes vers le générateur, il faut adapter l'impédance de lancement (décrite en termes d'une admittance $g_g + jb_g$) à l'impédance caractéristique de la ligne de transmission. À cette fin, des méthodes standard sont utilisées, à savoir:

- des pistons court-circuit pour introduire une susceptance et ainsi adapter la valeur de b_g ,
- des sections de ligne de transmission pour transformer l'impédance et ainsi adapter la valeur de g_g .

La figure I.4 nous montre de façon schématique le conducteur central de l'applicateur triplaqué.

En amont de la bague de lancement de l'O.D.S., se trouve un transformateur d'impédance servant à adapter g_g , la partie réelle de l'admittance de lancement. Il s'agit d'un double transformateur quart-d'onde agissant sur l'admittance de charge Y_L ($Y_L=1/Z_L$) de la façon suivante :

$$Y_{in} = k_T Y_L \text{ où } k_T = Z_{01}^2 / Z_{02}^2, \quad (I.4)$$

L'avantage de ce double transformateur est que le coefficient de transformation dépend seulement du rapport Z_{01}/Z_{02} des impédances caractéristiques des deux sections et non pas de leur valeur absolue. Ceci permet une plus grande liberté de choix des diamètres (ou épaisseurs) des conducteurs internes, et ainsi d'augmenter la tenue en puissance de l'applicateur. Le fait d'utiliser des transformateurs quart-d'onde rendra cependant notre système résonnant en fréquence. Un autre désavantage de cette solution

à deux transformateurs est évidemment l'augmentation de la longueur de notre applicateur d'une demi-longueur d'onde.

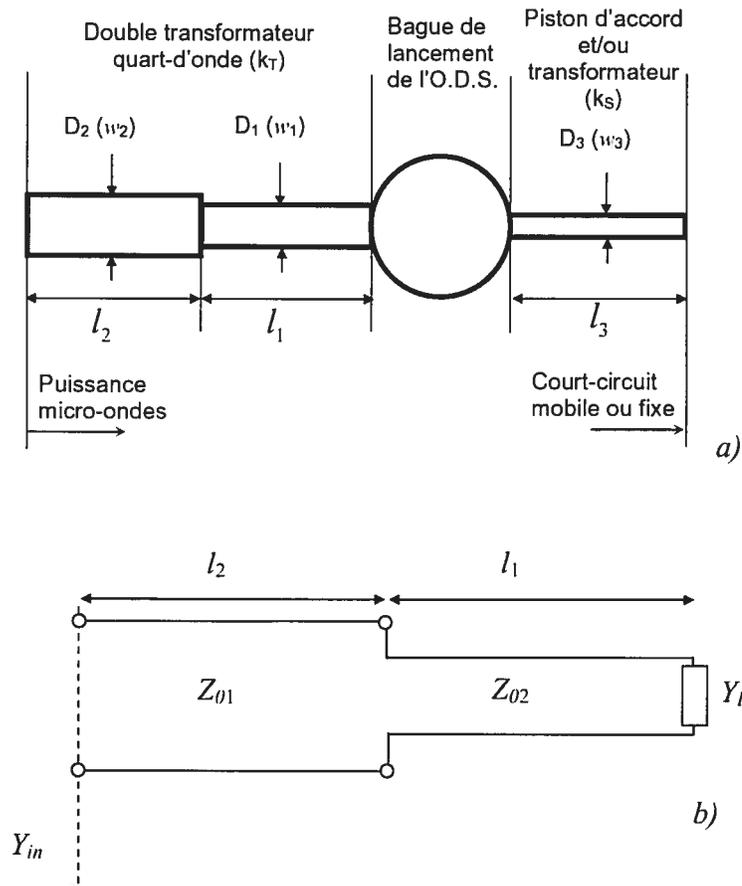


Figure I.4 a) Structure typique de l'applicateur. Seuls le conducteur interne et la bague de lancement de l'O.D.S. sont représentés; b) Circuit équivalent du double transformateur quart d'onde.

De l'autre côté de la bague de lancement de l'O.D.S., on place un autre transformateur quart-d'onde, permettant l'élargissement des courbes caractéristiques, ainsi qu'un piston court-circuit (comparer les figure I-7 et I-8, voir aussi la figure I-18).

Une vue d'ensemble de l'applicateur sandwich est présentée sur la figure I.5, permettant de visualiser les différentes sections de l'applicateur.

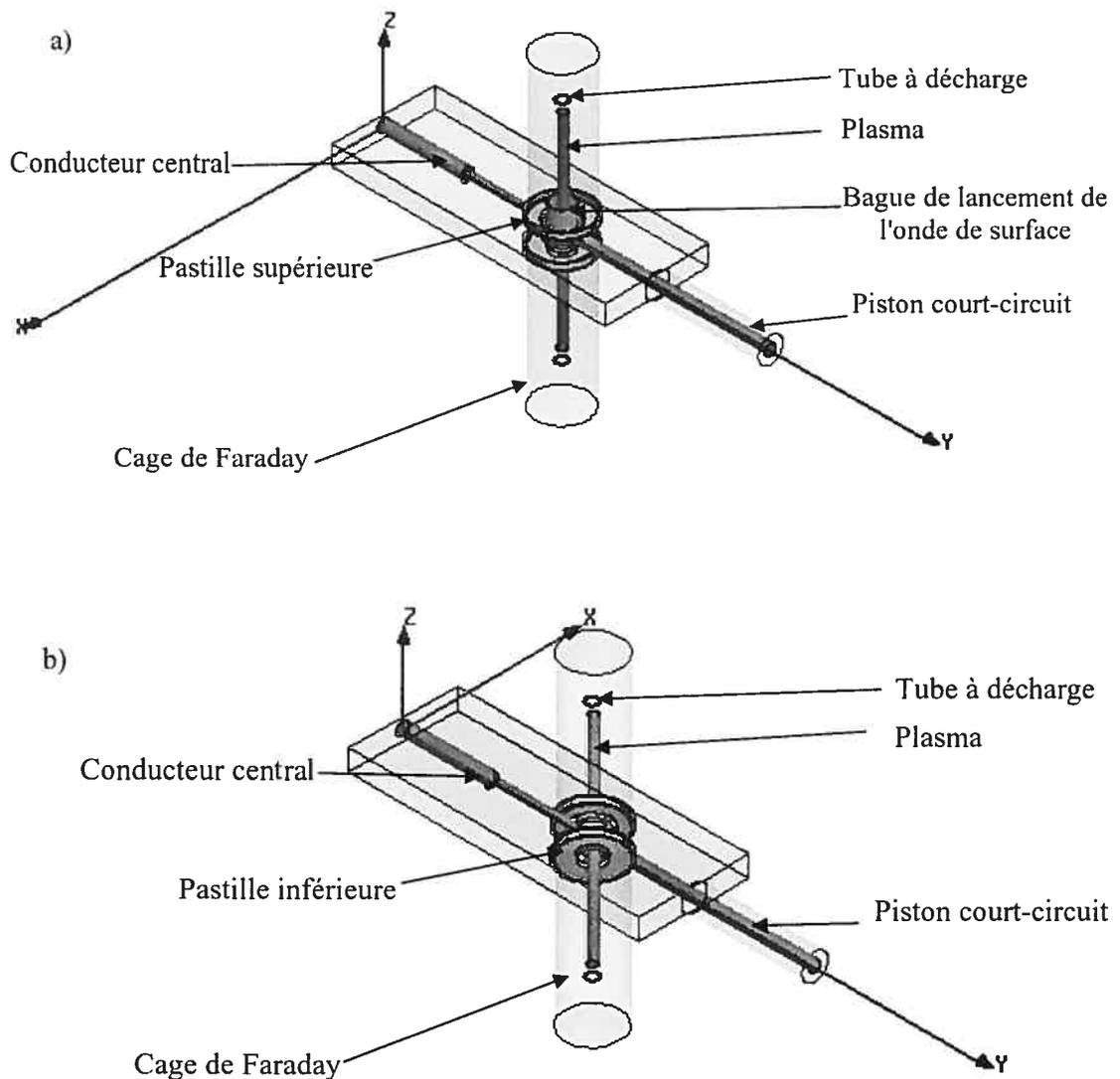


Figure I.5 Schéma de l'applicateur sandwich. a) vue de dessus; b) vue de dessous

1.3 Circuit équivalent de l'applicateur triplaque et courbes caractéristiques théoriques

Le circuit équivalent de l'applicateur sandwich apparaît sur la figure I.6. On supposera que les pertes dans ses différentes sections sont négligeables.

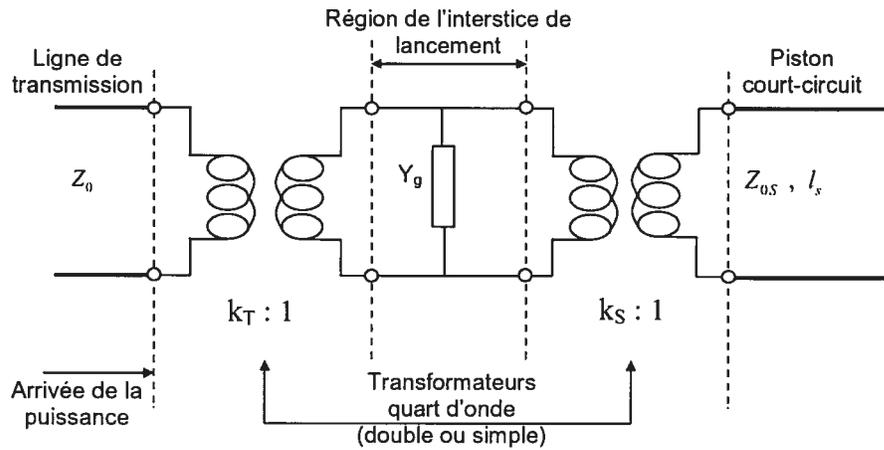


Figure I.6 Circuit équivalent de l'applicateur et de la décharge (le plasma est représenté par l'admittance Y_g).

Afin de compenser la susceptance b_g , un piston court-circuit d'impédance jb_c pourra être attaché directement à la bague de lancement (voir plus loin, figures I.11 et I.12). Nous le désignerons par le vocable piston compensateur. Pour une certaine position de ce piston, il sera possible d'obtenir $j(b_c + b_g) = 0$. Comme nous l'avons fait remarquer au chapitre 1 (figure 1.14), le fait de compenser la valeur de b_g , à l'aide d'un piston auxiliaire, permet d'obtenir une courbe caractéristique plus large.

Si la longueur du second transformateur d'admittance, situé entre la bague de lancement et le piston court-circuit en fin de ligne, est d'un quart de longueur d'onde, le coefficient de transformation peut être défini comme ²:

$$k_S = \frac{Z_{0S} Z_0}{Z_{03}^2} = \frac{Z_{0S}}{Z_{03}^2}, \quad (I.5)$$

où Z_{0S} et Z_{03} sont respectivement l'impédance du piston court-circuit et celle de la ligne quart-d'onde considérée.

L'admittance du piston court-circuit s'écrit (voir équation 1.4):

² Rappelons que les admittances et impédances représentées par des minuscules sont les valeurs normalisées par rapport à Z_0 , l'impédance caractéristique de la ligne.

$$jB_S = jZ_{0S}^{-1}t_S^{-1}, \quad t_S = \tan\left(2\pi\frac{l_S}{\lambda_g}\right), \quad (I.6)$$

l_S étant la distance entre le plan réflecteur du piston court-circuit et la décharge. L'admittance à l'entrée de l'applicateur normalisée à l'admittance caractéristique de la ligne de transmission l'alimentant est:

$$y_L = Y_{in}Z_0 = k_T g_g + jk_T(b_g + k_S t_S). \quad (I.7)$$

Ayant déterminé l'impédance d'entrée de notre applicateur, nous pouvons en déduire le coefficient de réflexion (rapport de la puissance réfléchie à la puissance incidente) :

$$|\Gamma_L|^2 = \frac{P_R}{P_I} = \left|\frac{y_{in} - 1}{y_{in} + 1}\right|^2 = \frac{(g_g - k_T^{-1})^2 + (b_g + k_S t_S)^2}{(g_g + k_T^{-1})^2 + (b_g + k_S t_S)^2}. \quad (I.8)$$

La position du piston correspondant au minimum de réflexion est :

$$\left(\frac{l_S}{\lambda_g}\right)_{\min} = -\frac{1}{2\pi} \arctg(k_S^{-1}b_g). \quad (I.9)$$

À cette position du piston, le minimum du rapport des puissances (susceptance nulle) est :

$$\min\left(\frac{P_R}{P_I}\right) = \left(\frac{g_g - k_T^{-1}}{g_g + k_T^{-1}}\right)^2. \quad (I.10)$$

La valeur de P_R/P_I est nulle si $g_g = 1/k_T$.

Considérant notre système sans perte, nous déduisons de (I.10) la puissance maximale absorbée par le plasma :

$$\frac{P_A}{P_I} = \frac{P_I - P_R}{P_I} = \frac{4k_T g_g}{(1 + k_T g_g)^2}. \quad (I.11)$$

Comme on peut le voir d'après l'équation I.8, l'allure des courbes d'adaptation d'impédance dépend, pour une même valeur de g_g , des paramètres ajustables b_g , k_S et k_T , comme le montrent les figures I.7, I.8, I.9 et I.10.

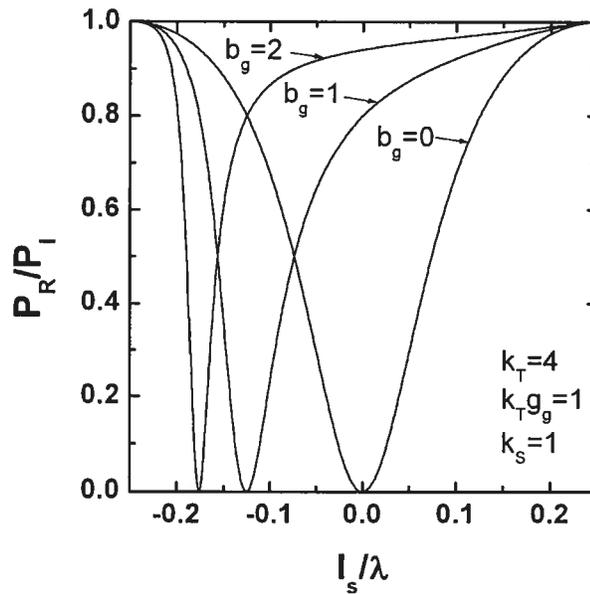


Figure I.7 Courbes caractéristiques théoriques (calculées à partir de l'équation I.8) de l'applicateur sandwich pour $k_Tg_g=1$ et différentes valeurs de b_g ($k_S=1$). On constate, à nouveau, que la courbe $b_g=0$ est plus large que celle pour $b_g=2$.

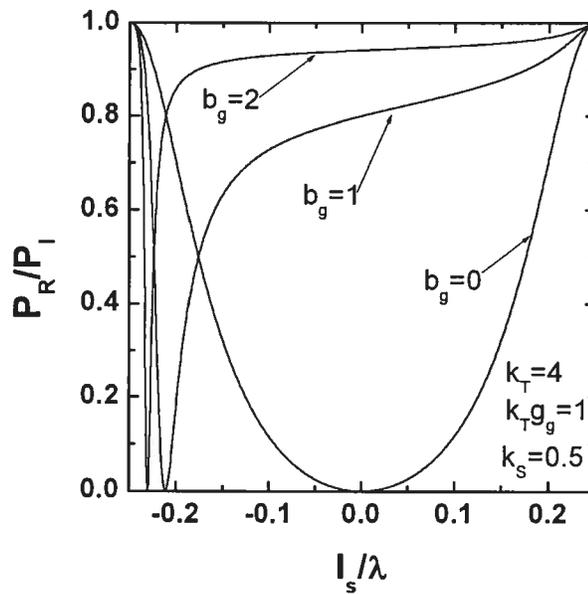


Figure I.8 Courbes caractéristiques théoriques de l'applicateur sandwich pour $k_Tg_g=1$ et différentes valeurs de b_g ($k_S=0.5$)

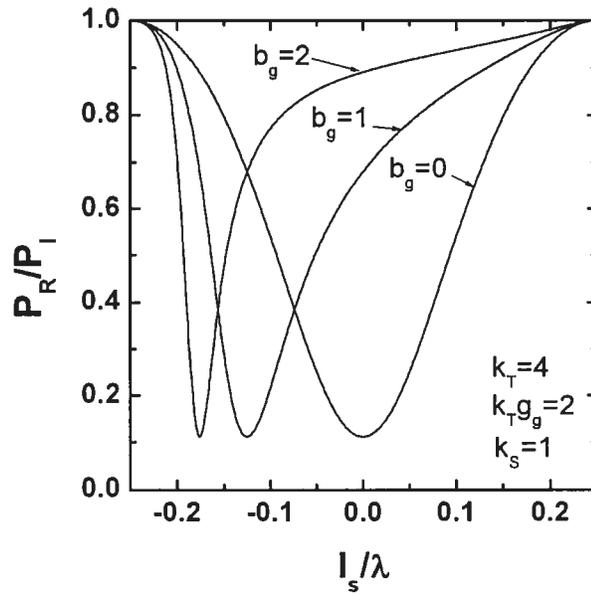


Figure I.9 Courbes caractéristiques théoriques de l'applicateur sandwich pour $k_{Tg}=2$ et différentes valeurs de b_g ($k_S=1$)

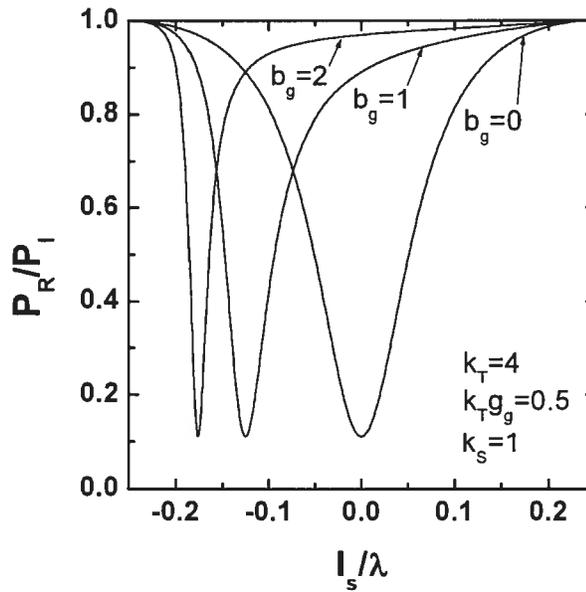


Figure I.10 Courbes caractéristiques théoriques de l'applicateur sandwich pour $k_{Tg}=0.5$ et différentes valeurs de b_g ($k_S=1$)

L'influence des paramètres b_g et k_s sur l'allure des courbes d'accord d'impédance est présentée sur les figures I.7 et I.8 pour $k_T g_g = 1$ qui est la condition assurant que le minimum des courbes caractéristiques soit nul. En plus d'élargir les courbes d'accord d'impédance, les paramètres b_g et k_s influent sur la position du minimum de puissance réfléchi. Des changements du produit $k_T g_g$ sont illustrés sur les figures I.7, I.8, I.9 et I.10. Ce produit est relatif à la valeur du minimum de réflexion des courbes caractéristiques (voir (I.10)).

Comme nous l'avions exprimé dans le premier chapitre, des changements dans les conditions de la décharge provoqueront des modifications des valeurs de b_g et g_g , ce qui entraînera une modification des courbes caractéristiques.

Voici les conclusions que nous pouvons déduire de l'analyse du circuit équivalent :

1. La valeur de k_T est imposée, sous certaines conditions du plasma, pour obtenir un maximum de puissance transférée telle que $k_T g_g = 1$.
2. La valeur de b_g , quand elle est proche de zéro (par exemple en reliant directement un deuxième piston court-circuit à la bague de lancement de l'O.D.S), élargit la courbe caractéristique.

La valeur de k_s , dépendant des valeurs Z_{0s} et Z_{03} , joue aussi un rôle primordial sur l'élargissement des courbes d'accord d'impédance. En diminuant sa valeur (c'est-à-dire en réduisant la section du conducteur central entre le piston court-circuit et la bague de lancement), on obtient des courbes caractéristiques plus larges; la précision sur la position du court-circuit, autour du minimum de puissance réfléchi, est alors moins critique. Par contre, on risque d'augmenter le PPHC car l'épaisseur de conducteur central diminue.

1.4 Réalisations expérimentales d'un applicateur sandwich avec un tube à décharge

Plusieurs types de sandwich ont été testés dans nos laboratoires, avec des substrats diélectriques différents (air ou téflon), des conducteurs internes rectangulaires ou cylindriques, des puissances incidentes de 100 watts à 12 kilowatts, des décharges plasma excitées à la sortie d'une buse ou contenues dans des tubes diélectriques.

Dans cette section, nous nous proposons de donner les détails d'un exemple de réalisation complète, en l'occurrence l'entretien d'une décharge d'azote dans un tube diélectrique à une puissance de plusieurs kilowatts. N'ayant pas de source à état solide mais seulement un magnétron à 915 MHz, nous avons apporté la puissance micro-onde au sandwich à l'aide d'une transition entre l'applicateur, alimentée par une ligne coaxiale rigide, et un guide d'onde de type WR-975. Toutes les dimensions de l'applicateur que nous avons utilisé sont reportées sur les figures I.11 et I.12. La transition entre le guide d'onde et l'applicateur est clairement identifiable sur ce dernier schéma.

C'est par le déplacement l_s du piston 1 (noté 9 sur la figure I.13) que nous pouvons relever les courbes caractéristiques. Il s'agit d'un piston court-circuit, fabriqué par les techniciens de notre groupe de physique des plasmas, dont la dimension externe du conducteur central et interne du conducteur externe fixent la valeur de l'impédance Z_{0s} . Si une implantation en milieu industriel est envisagée, ce piston sera remplacé par un court-circuit, une fois sa position optimale connue. Cela diminuera alors les surchauffes, dues aux mauvais contacts électriques, qui peuvent survenir à l'intérieur du piston entre partie mobile et parois. Les puissances incidente et réfléchie sont relevées à l'aide d'un coupleur bidirectionnel placé en aval de l'applicateur. La puissance réfléchie vers le générateur est dirigée par le circulateur sur une charge adaptée qui la dissipe (figure I.13).

La présence du piston 2 n'est, quant à elle, pas obligatoire, mais lorsqu'il est installé sur la bague de lancement de l'O.D.S. et positionné à la bonne longueur, il

permet de compenser la valeur de b_g (fixé par les conditions opératoires) et ainsi d'élargir les courbes d'accord d'impédance. La figure I.14 présente un exemple de différentes courbes caractéristiques obtenues, à 150 W (argon, pression atmosphérique), en modifiant la position du piston compensateur. En fonction de la longueur du piston 2, le domaine en l_s/λ_g , pour lequel le rapport P_R/P_I est inférieur à 10%, peut être multiplié par dix.

Grâce à cet applicateur, nous avons pu entretenir un plasma d'azote à 2.5 kW dans un tube à décharge de 3 mm de rayon interne (4 mm externe). Un liquide de refroidissement, contenu dans un tube concentrique au tube à décharge de 8 mm de rayon interne (10 mm externe) et entourant le tube à décharge, fut utilisé afin d'éviter toute dégradation du tube diélectrique. Le débit des gaz fut maintenu à 1.5 litres par minute. Jusqu'à 2.5 kW, le fonctionnement de l'applicateur ne nécessite cependant pas la présence d'un système de refroidissement autre qu'un flux d'air comprimé entrant par le piston court-circuit (figure).

La figure I.15 représente l'applicateur sandwich ainsi que la disposition de la cage de Faraday, du tube à décharge et du système de refroidissement. Sur la figure I.16 sont reportées deux courbes d'accord d'impédance pour deux positions différentes du piston compensateur, à 2.5 kW. La figure I.17 présente la dépendance de la puissance réfléchie de l'applicateur en fonction de la puissance incidente pour des positions fixes des deux pistons. Les figures et I.19 présentent des photographies du sandwich. La première montre les conducteurs internes du sandwich et la deuxième propose une comparaison entre l'applicateur sandwich et un surfaguide fonctionnant à 915MHz. Il va sans dire que la diminution des dimensions de l'applicateur par rapport à une structure en guide d'onde est remarquable.

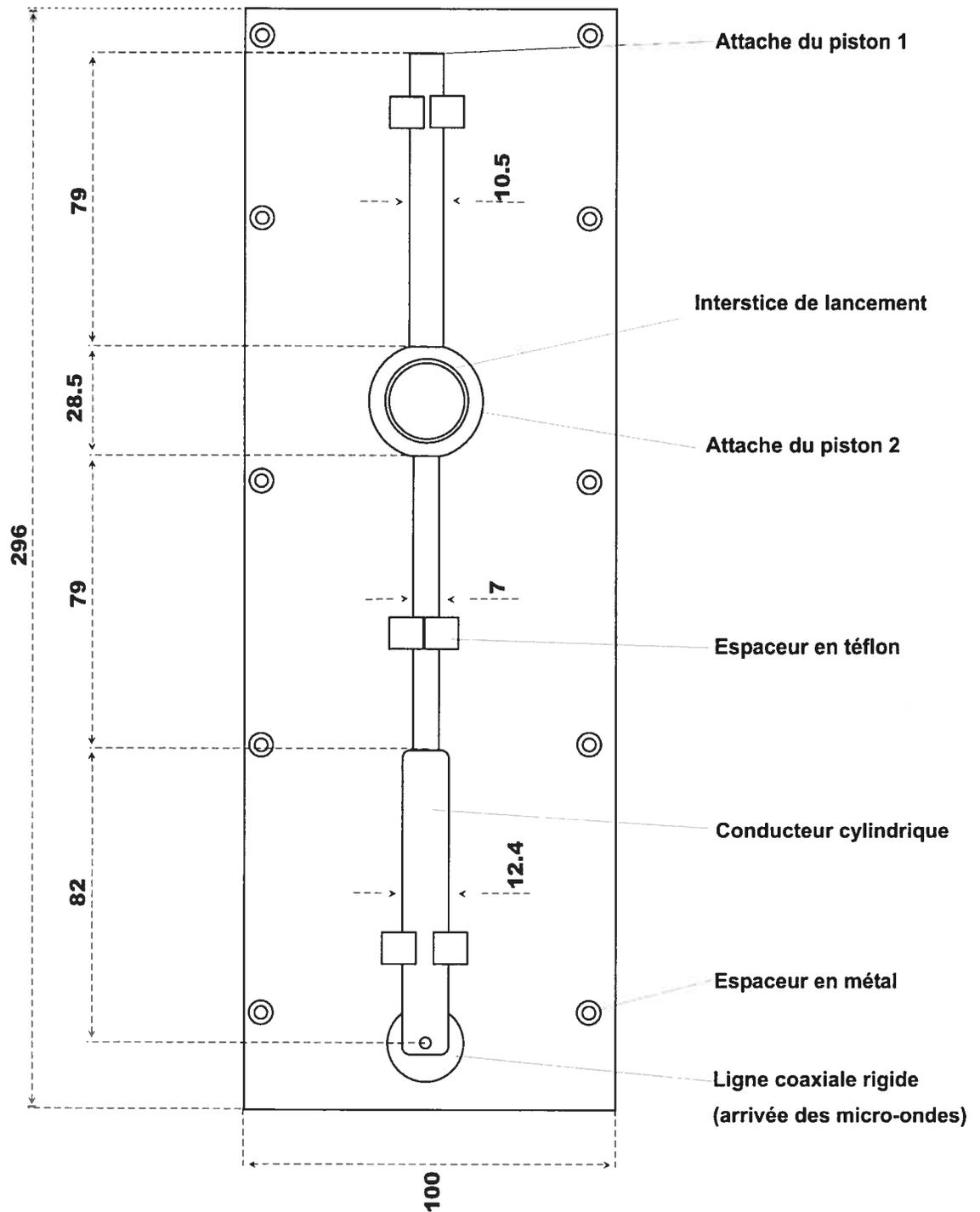


Figure I.11 Vue de dessus du sandwich haute puissance (la plaque conductrice de référence supérieure a été retirée). Toutes les dimensions sont en mm.

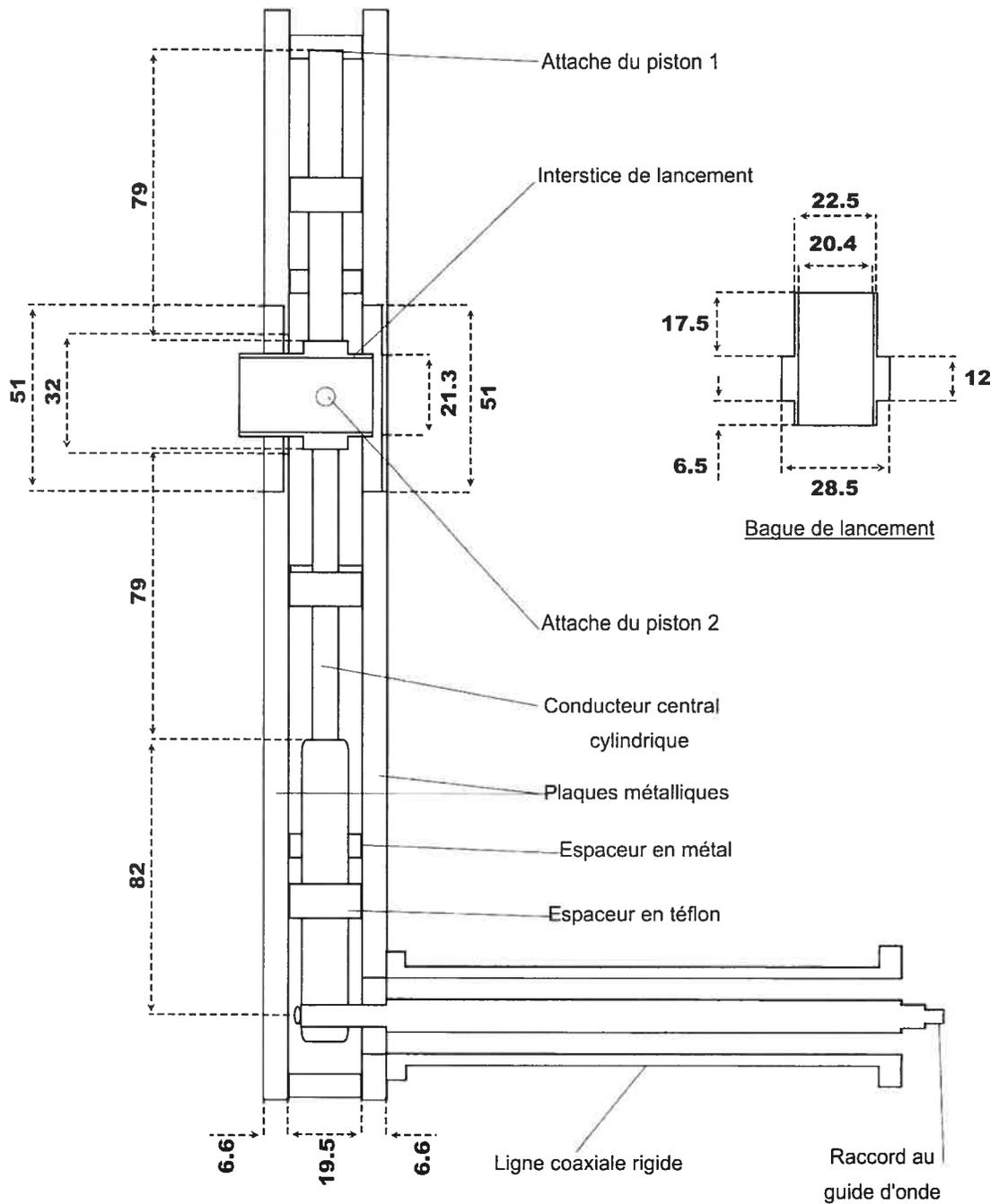


Figure I.12 Coupe transversale du sandwich haute puissance montrant également la transition entre le guide d'onde d'alimentation en puissance et la ligne triplaque. Les dimensions de la bague de lancement sont indiquées en marge du dessin principal. Toutes les dimensions sont en millimètre.

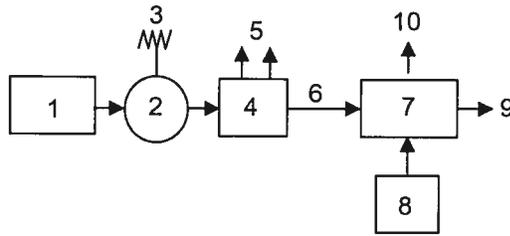


Figure I.13 Schéma montrant les différents composants du montage expérimental : 1. générateur de puissance micro-ondes; 2. circulateur; 3. charge dissipative; 4. coupleur bidirectionnel; 5. lecteur des puissances incidente et réfléchie; 6. transition entre la ligne d'alimentation en guide d'ondes et la ligne coaxiale triplaquée; 7. applicateur sandwich; 8. contrôleur de débit et débitmètre; 9. piston court-circuit 1; 10. piston compensateur.

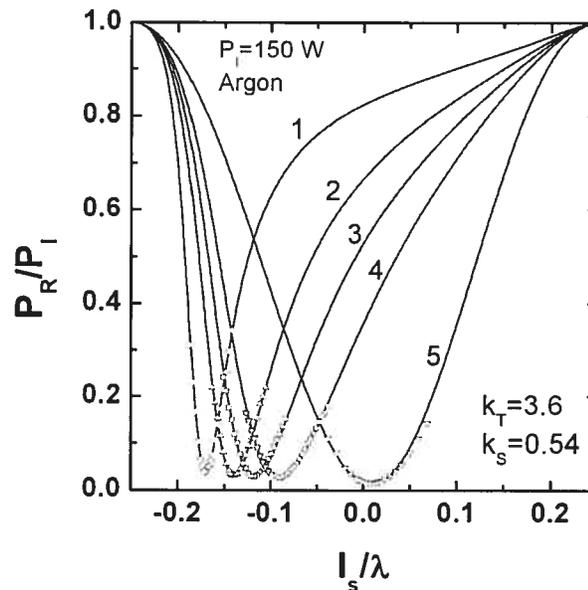


Figure I.14 Effet de la compensation de b_g par le piston auxiliaire 2 sur les courbes caractéristiques. Les valeurs de g_g et b_g sont obtenues en lissant les courbes théoriques sur les points expérimentaux. Les valeurs de k_T et k_S dépendent seulement des impédances caractéristiques des lignes quart-d'onde et du piston court-circuit. La position du piston compensateur est notée l_{comp} .

1. sans compensation, $b_g=0.98$, $k_T g_g=0.67$;
2. $l_{comp}=51$ mm, $b_g=0.65$, $k_T g_g=0.695$;
3. $l_{comp}=37$ mm, $b_g=0.49$, $k_T g_g=0.71$;
4. $l_{comp}=25$ mm, $b_g=0.345$, $k_T g_g=0.725$;
5. $l_{comp}=155$ mm, $b_g=0.03$, $k_T g_g=0.79$;

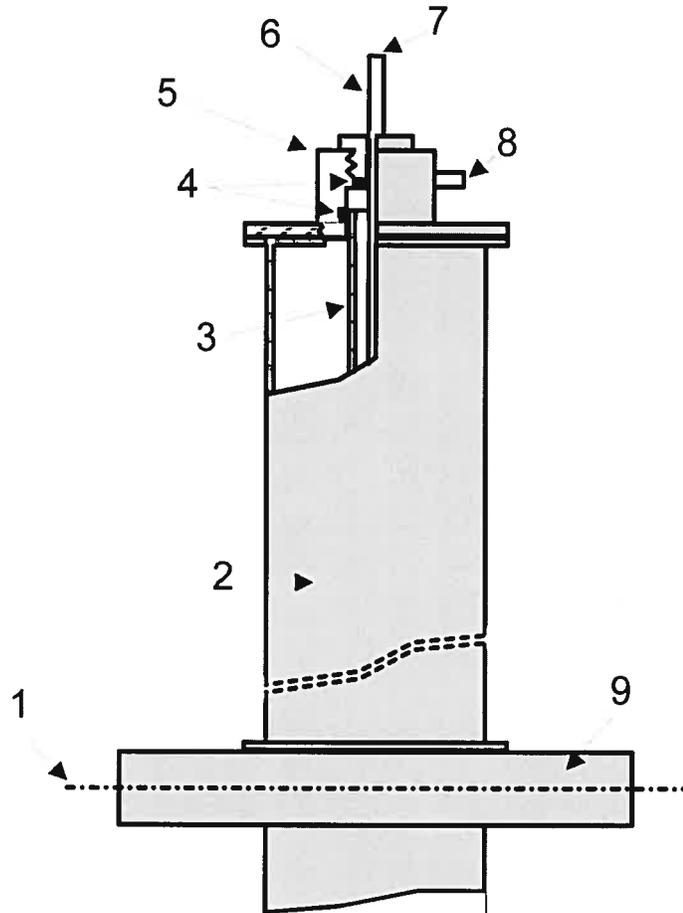


Figure I.15 Schéma montrant comment s'adaptent sur l'applicateur sandwich le tube à décharge et le système de refroidissement. 1. Plan horizontal de symétrie; 2.Cage de Faraday; 3. Tube contenant le liquide de refroidissement; 4. Joints d'étanchéité; 5. Pièce permettant le positionnement des différents tubes; 6. Tube à décharge; 7. Entrée (ou sortie) du gaz; 8. Entrée (ou sortie) du liquide de refroidissement; 9. Ligne triplaque

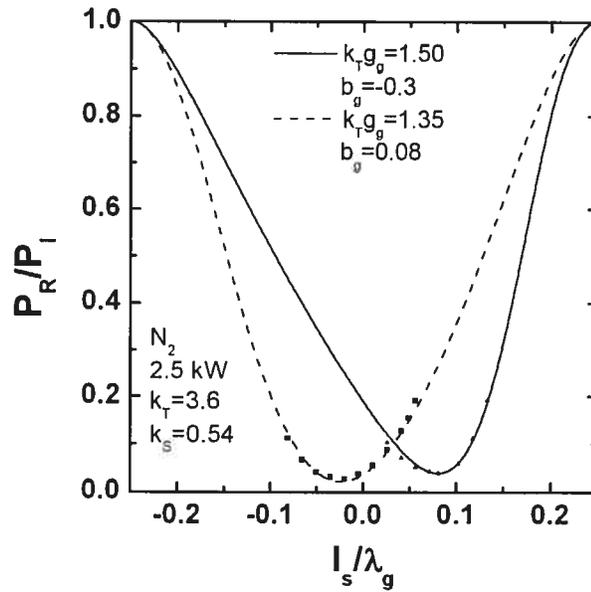


Figure I.16 Courbes caractéristiques théoriques lissées sur les points expérimentaux du sandwich pour deux positions, séparées de 3 mm, du piston compensateur.

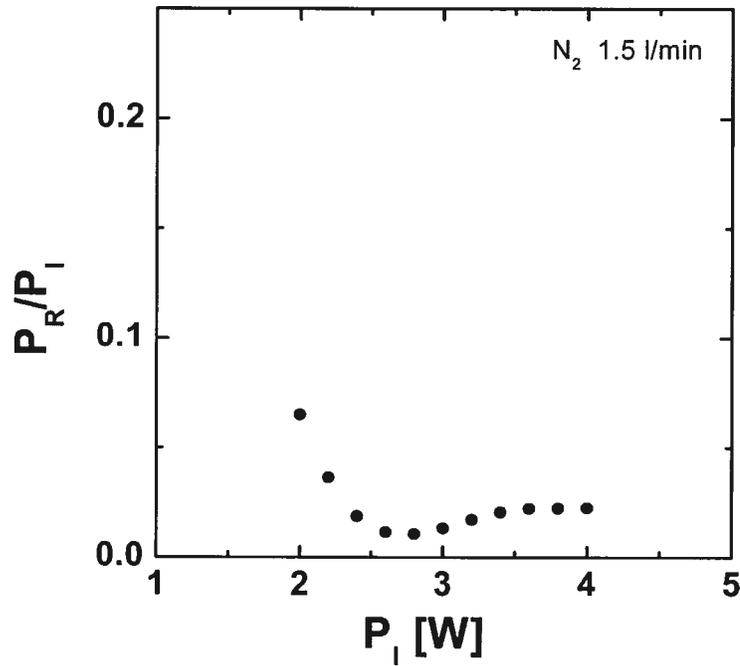


Figure I.17 Évaluation du rapport P_R/P_I en fonction de la puissance incidente pour une position fixe des deux pistons.

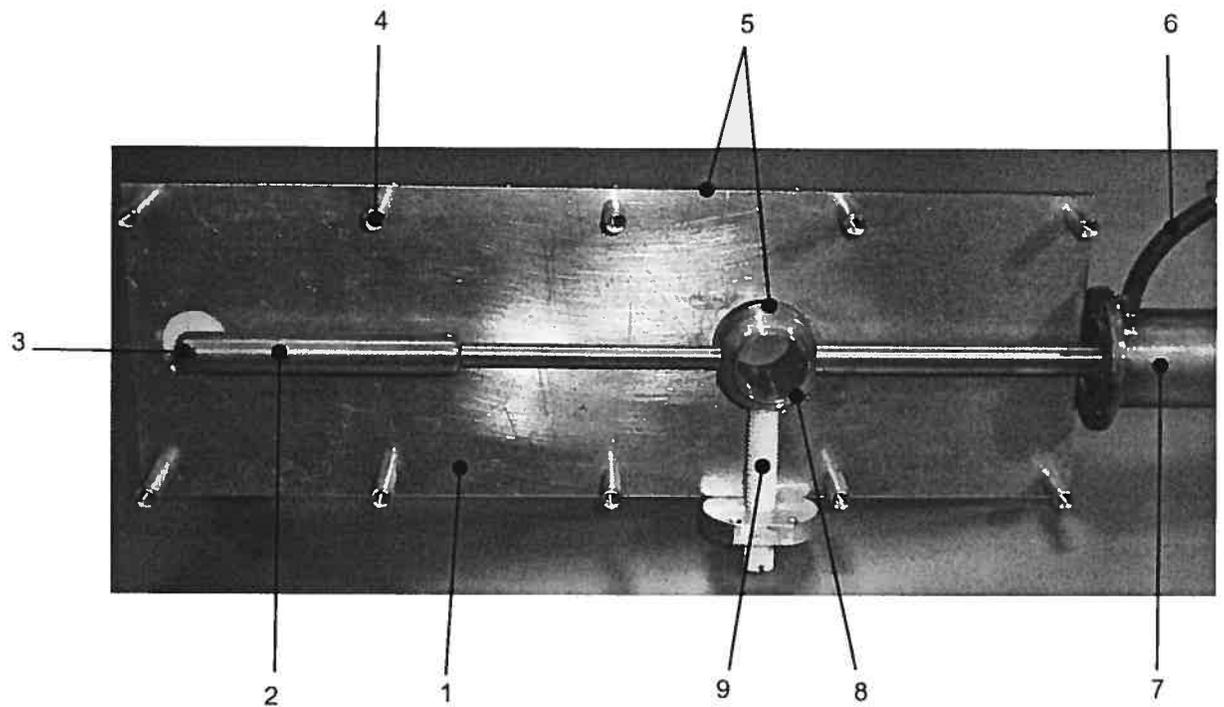


Figure I.18 Photographie montrant le sandwich, la plaque conductrice de référence du dessus ayant été retirée. 1. Plaque conductrice de référence inférieure ; 2. conducteur central ; 3. adaptateur pour se raccorder au guide d'onde rectangulaire WR-975 ; 4. espaceur en métal ; 5. point d'attache du piston compensateur ; 6. entrée d'air comprimé ; 7. piston court-circuit 1 ; 8. bague de lancement de l'O.D.S. ; 9. support en téflon maintenant le conducteur interne bien centré.

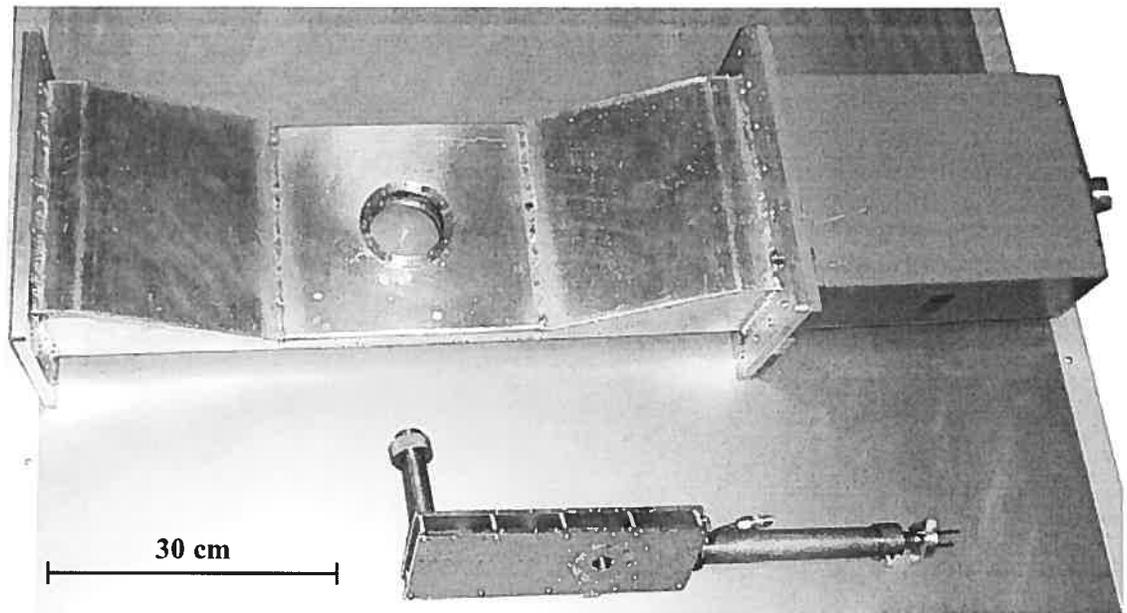


Figure I.19 Comparaison entre le sandwich haute puissance et le surfacide à section réduite pour un fonctionnement à 915 MHz.

1.5 Réalisations expérimentales d'un applicateur sandwich alimentant une torche à plasma

Il est possible aussi d'exciter un plasma à l'extrémité d'une structure faisant office de buse. Cette structure s'étend de part et d'autre, de façon centrée, de la bague de lancement de l'O.D.S., à la place du tube à décharge (figure I.23). Le diamètre de la buse étant supérieur aux diamètres des tubes à décharges utilisés, il a fallu construire un nouvel applicateur sandwich. Les figures I.20 et I.21 présentent les dimensions de cet applicateur.

La buse utilisée est, en soi, d'une configuration nouvelle. Elle est constituée de deux cylindres conducteurs concentriques, par-dessus lesquels un tube de silice fondue est posé (figure I.22). La hauteur de ce dernier tube n'est pas déterminante mais doit au moins dépasser la buse métallique. Sa présence est obligatoire pour l'entretien du

plasma. L'injection des gaz se fait de façon tangentielle aux deux cylindres (figure I.22), entraînant ainsi le plasma dans un état de rotation avec déplacement axial dit de vorticité.

Sans avoir à utiliser le piston compensateur (piston 2), il est possible de changer l'allure des courbes d'accord d'impédance et la valeur du minimum de puissance réfléchie en jouant sur la hauteur de la torche par rapport à l'interstice de lancement.

Pour le passage à des puissances supérieures à 4.0 kW, nous avons installé une circulation d'eau à l'intérieur du conducteur central de la ligne triplaque. Afin d'en faciliter la réalisation et d'améliorer le contact électrique entre les différentes sections du conducteur interne, nous avons utilisé la même valeur de diamètre tout le long du conducteur cylindrique central de la ligne triplaque ($D_1=D_2=D_3$ (figure I.4a)) et pour celui de la partie centrale du piston court-circuit, en l'occurrence 12.7 mm. L'arrivée et la sortie d'eau s'effectuent à la terminaison de ce même piston court-circuit. Le conducteur interne est constitué de deux tubes concentriques de laiton permettant à l'eau d'effectuer un aller-retour sur toute sa longueur. Deux photographies de l'applicateur avec sa buse sont présentées aux figures I.23 et I.24. La géométrie du conducteur interne refroidi est précisée dans l'annexe 2. La figure I.25 présente une photo du conducteur central refroidi.

La courbe d'accord d'impédance de l'applicateur, relevée à 2.5 kW, est présentée sur la figure I.26. Elle a  t e prise sans piston compensateur (piston 2). La figure I.27 nous montre la variation du rapport P_R/P_I en fonction de la puissance entre 2.0 kW et 7.0 kW sans piston compensateur et à une position fixe du piston court-circuit. Il a même  t e possible d'entretenir un plasma à 12 kW pendant quelques minutes sans observer de dégradation au niveau de l'applicateur et de la torche. Le rapport P_R/P_I était alors faible pour une position optimale du piston court-circuit 1.

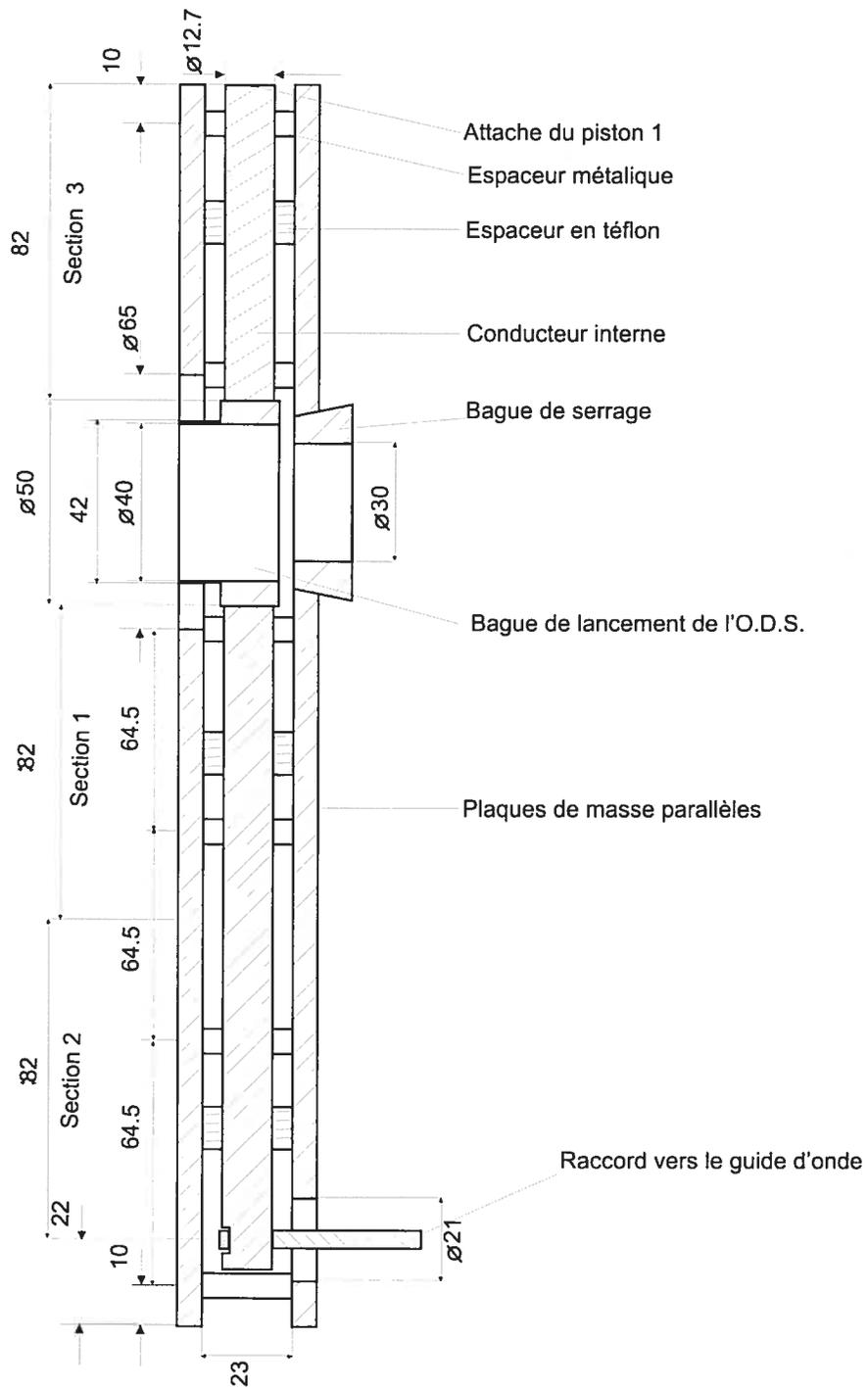


Figure I.20 Vue en coupe de l'intérieur du sandwich pouvant recevoir la buse. L'anneau de serrage permet de mettre la buse au même potentiel que les plans de masse. Les différentes sections quart-d'onde ont toutes une impédance caractéristique de 50Ω .

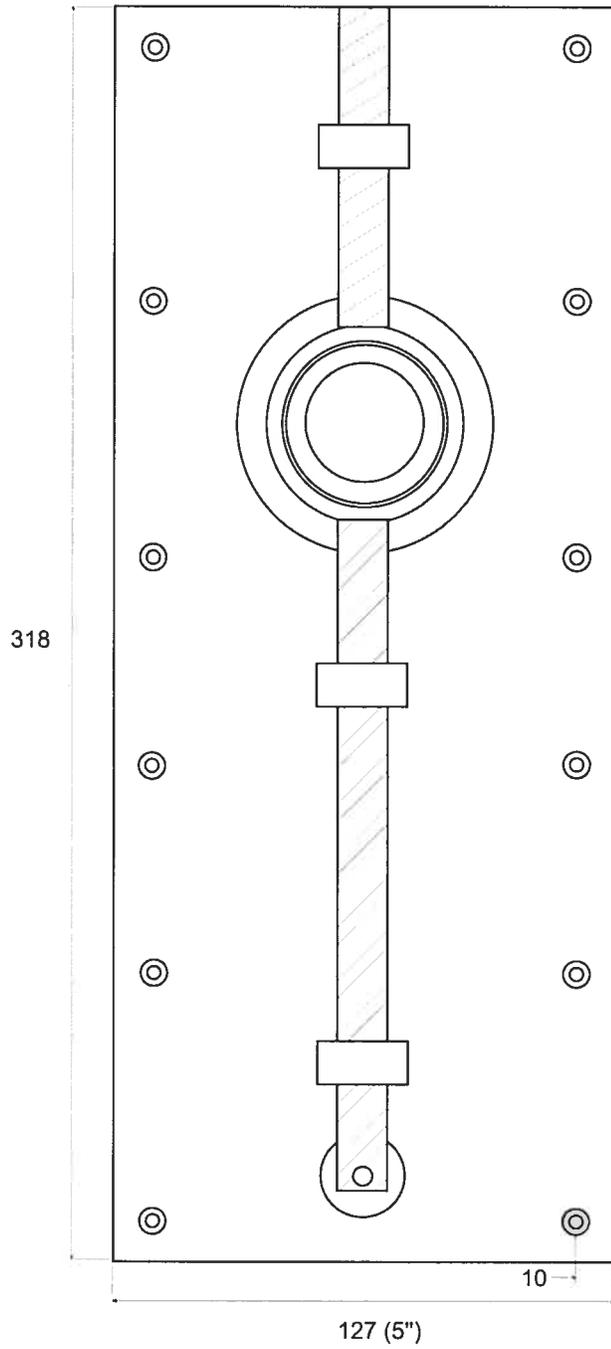


Figure I.21 Vue de dessus de l'applicateur sandwich en configuration torche, la plaque conductrice de référence supérieure ayant été retirée.

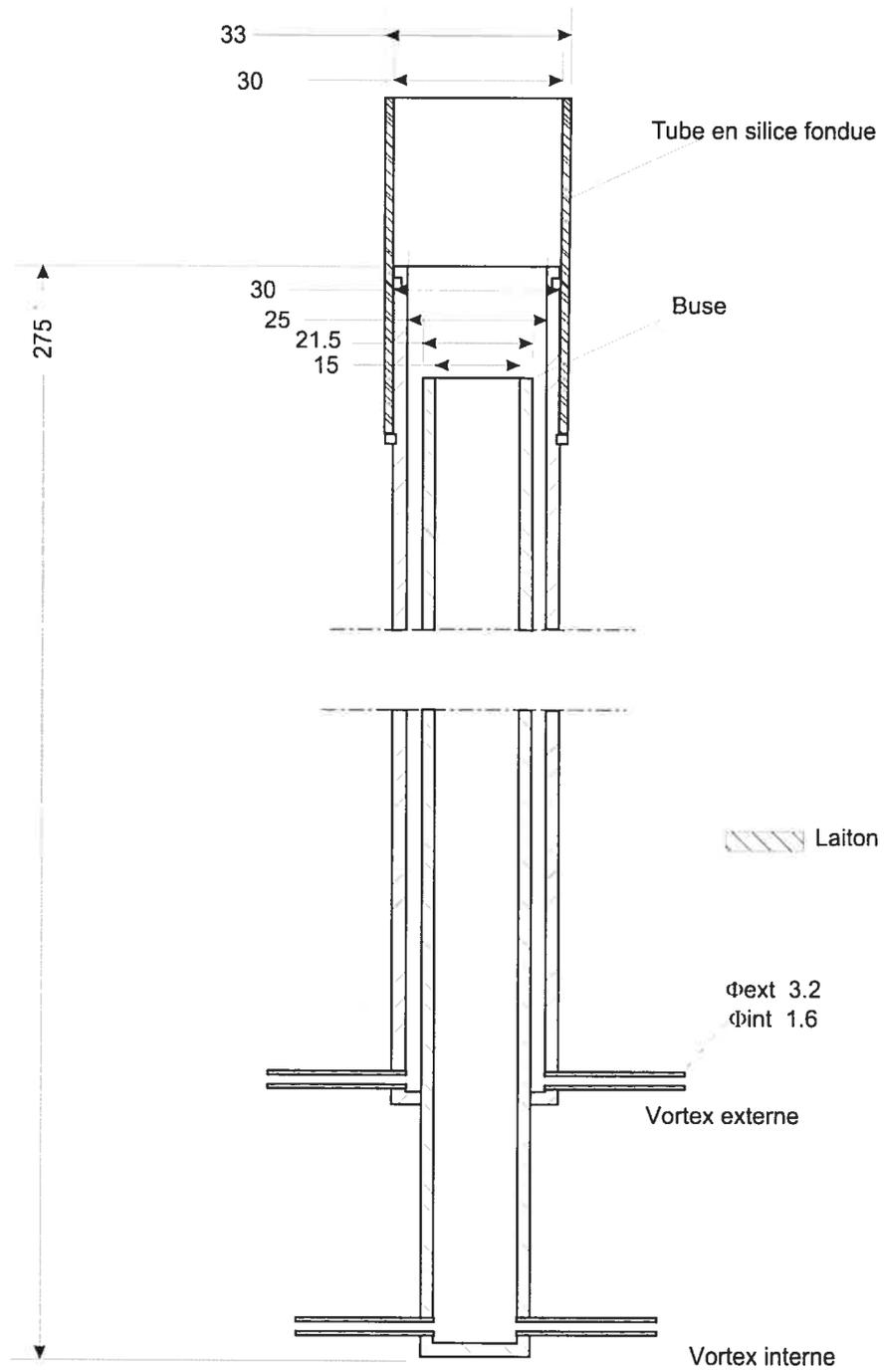


Figure I.22 Schéma avec dimensions de la torche montrant la buse surmontée d'un tube de silice fondue.

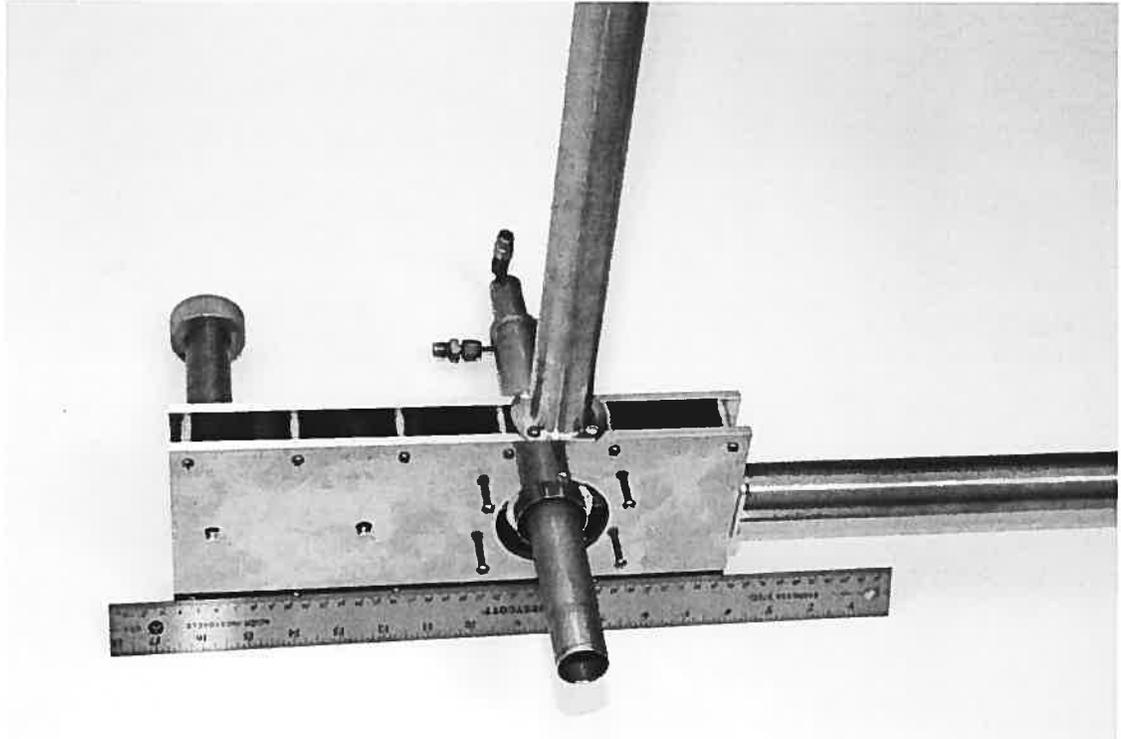


Figure I.23 Photographie de l'applicateur sandwich et de la torche (sans le tube diélectrique en son extrémité). Les deux pistons ainsi que le raccordement entre le guide d'onde et la ligne triplaque sont en place.

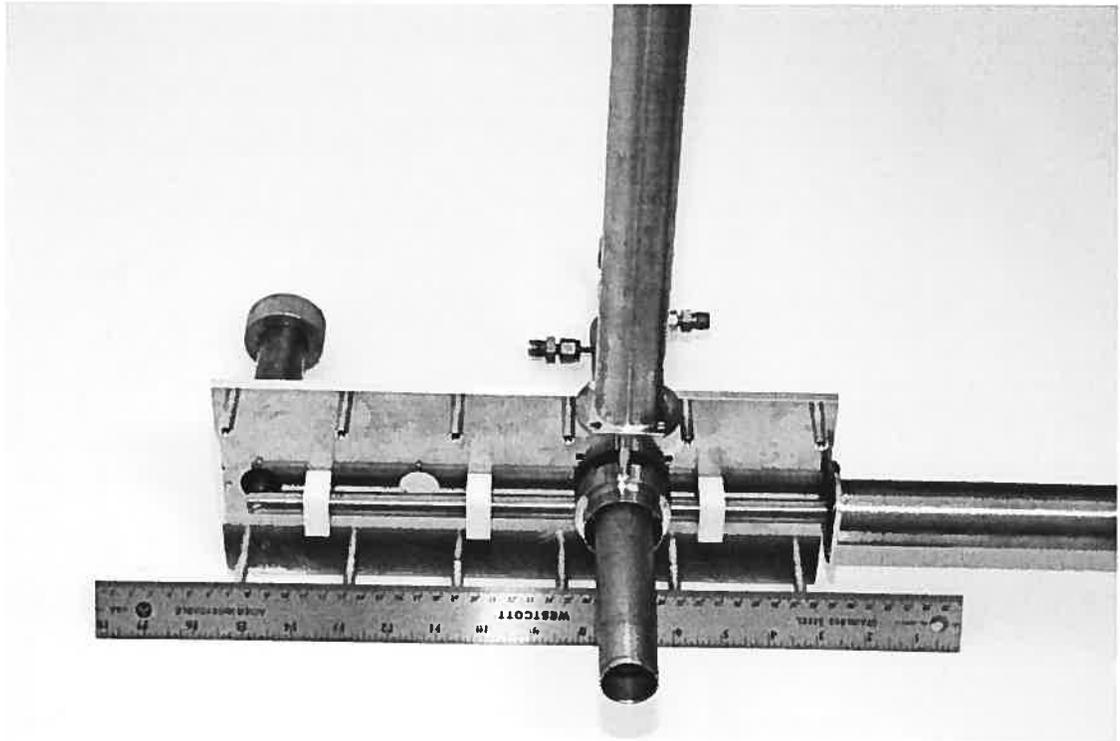


Figure I.24 L'applicateur sandwich, en configuration torche, avec une des plaques conductrices de référence retirée.

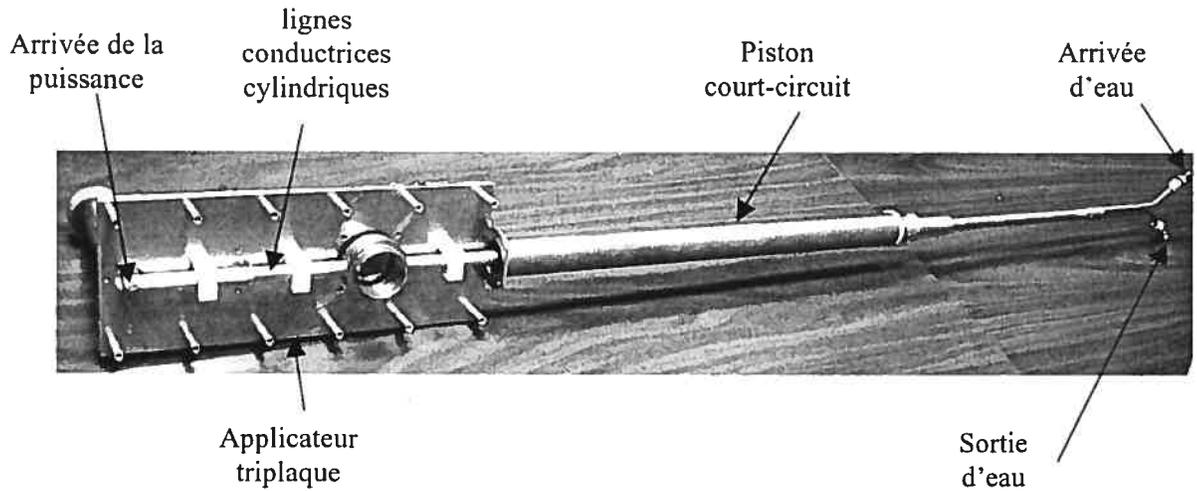


Figure I.25 Photographie de l'applicateur triplaqué avec le piston court-circuit 1 montrant l'emplacement de l'arrivée et de la sortie d'eau refroidissant la ligne conductrice cylindrique de l'applicateur et le conducteur central du piston. L'une des plaques conductrice de référence a été retirée pour la photographie

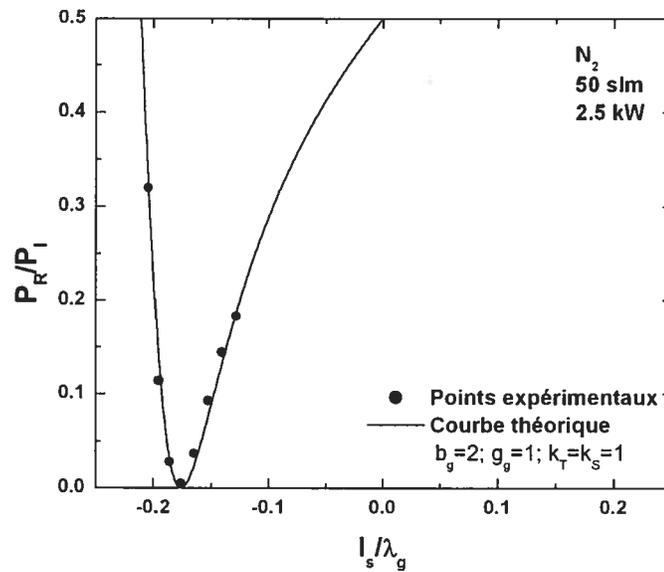


Figure I.26 Courbe caractéristique de l'applicateur triplaqué en configuration torche avec circulation d'eau dans le conducteur central de la ligne. Aucun piston compensateur n'est installé.

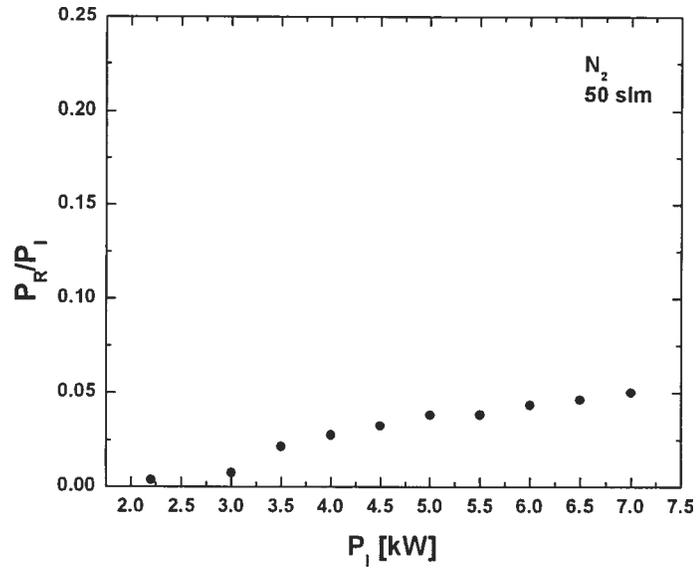


Figure I.27 Variation du rapport P_R/P_I , en fonction de la puissance incidente de l'applicateur sandwich en configuration torche sans piston compensateur et pour une position fixe du piston court-circuit.

1.6 Conclusion de l'annexe I

Nous avons, pour la première fois, utilisé la technologie triplaque pour réaliser un lanceur d'onde de surface de haute puissance. Le principal avantage de l'applicateur sandwich réside dans sa taille qui est grandement inférieure à celle d'un applicateur basé sur guide d'onde. Compact, facilement réalisable, il permet de transférer de hautes puissances au plasma. Grâce à son système d'accord d'impédance, les courbes caractéristiques sont larges et la valeur du minimum de puissance réfléchi est basse. Il a été démontré que nous pouvions utiliser ce type de structure pour entretenir des torches plasma à 12 kW en refroidissant le conducteur interne par une simple circulation d'eau. À la fréquence de 433 MHz, il n'existe pas d'applicateur plasma micro-onde de haute puissance. En adaptant la géométrie de l'applicateur sandwich à cette fréquence, nous pourrions alors disposer d'un d'applicateur palliant cette absence.

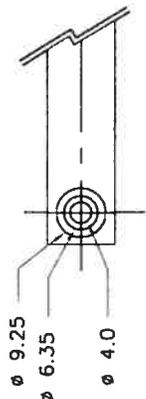
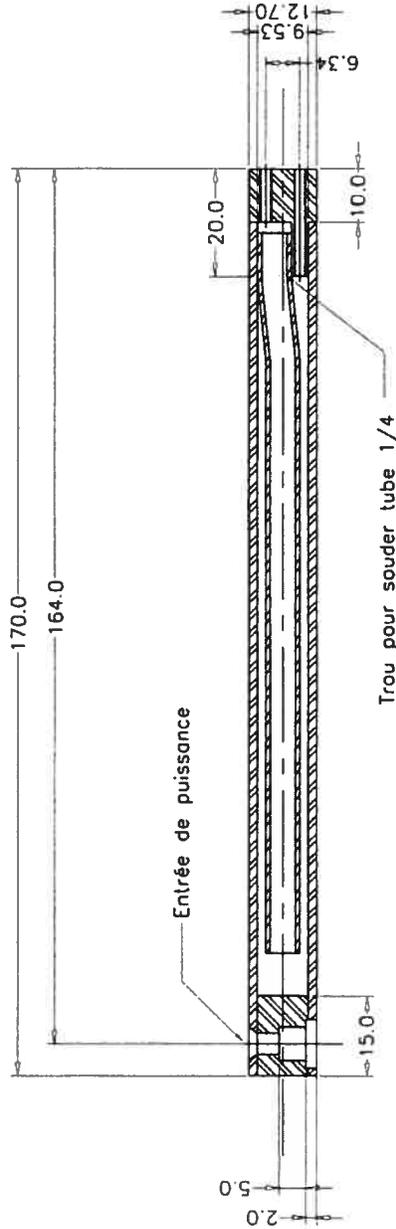
Bibliographie de l'annexe I

1. Bilgic AM, Engel U, Voges E, Kückelheim M, Broekaert JAC. A new low-power microwave plasma source using microstrip technology for atomic emission spectrometry. *Plasma Sources Sci. Technol.* 2000; 9: 1-4.
2. Bass A, Chevalier C, Blades MW. A capacitively coupled microplasma formed in a quartz wafer. *The Royal Society of Chemistry* 2001.
3. Iza F, Hopwood JA. Low-power microwave plasma source based on a microstrip split resonator. *IEEE transactions on plasma science* 2003; 31: 782-787.
4. Iza F, Hopwood JA. Split-ring resonator microlasma: microwave model, plasma impedance and power efficiency. *Plasma Sources Sci. Technol.* 2005; 14: 397-406.
5. Stonies R, Schermer S, Voges E, Broekaert JAC. A new small microwave plasma torch. *Plasma Sources Sci. Technol.* 2004; 13: 604-611.
6. Pollak J, Moisan M, Saoudi B, Zakrzewski Z. Procédé de stérilisation par plasma d'objets de nature diélectrique et comportant une partie creuse. In: dépôt provisoire canadien numéro 2,412,997 en date du 24 mars 2003, au nom de l'Université de Montréal. Demande PCT (01/12/2003), publié le 17 juin 2004 sous le numéro WO2004/050128.; 2004.
7. Moisan M, Zakrzewski Z, Kabouzi Y, Kéroack D, Fleisch T, Pollak J. High-power surface-wave-plasma sources based on parallel-plate-line technology. À soumettre.
8. Pollak J. Applicateurs linéaires de champs EM utilisant la technologie triplaque pour l'entretien de décharges HF (50-2450 MHz). Montréal, Qc: mémoire de

maîtrise, département de physique, Université de Montréal; 2005. mémoire de maîtrise.

9. Ghose RN. Microwave circuit theory and analysis. 1963.
10. Ishii TK. Handbook of microwave technology. 1995.
11. Moisan M, Zakrzewski Z. Plasma sources based on the propagation of electromagnetic surface waves. J. Phys. D:Appl. Phys. 1991; 24: 1025-1048.
12. Howe KC. Stripline Circuit Design. 1979.

Annexe II Plan détaillé du conducteur interne refroidi de l'applicateur sandwich



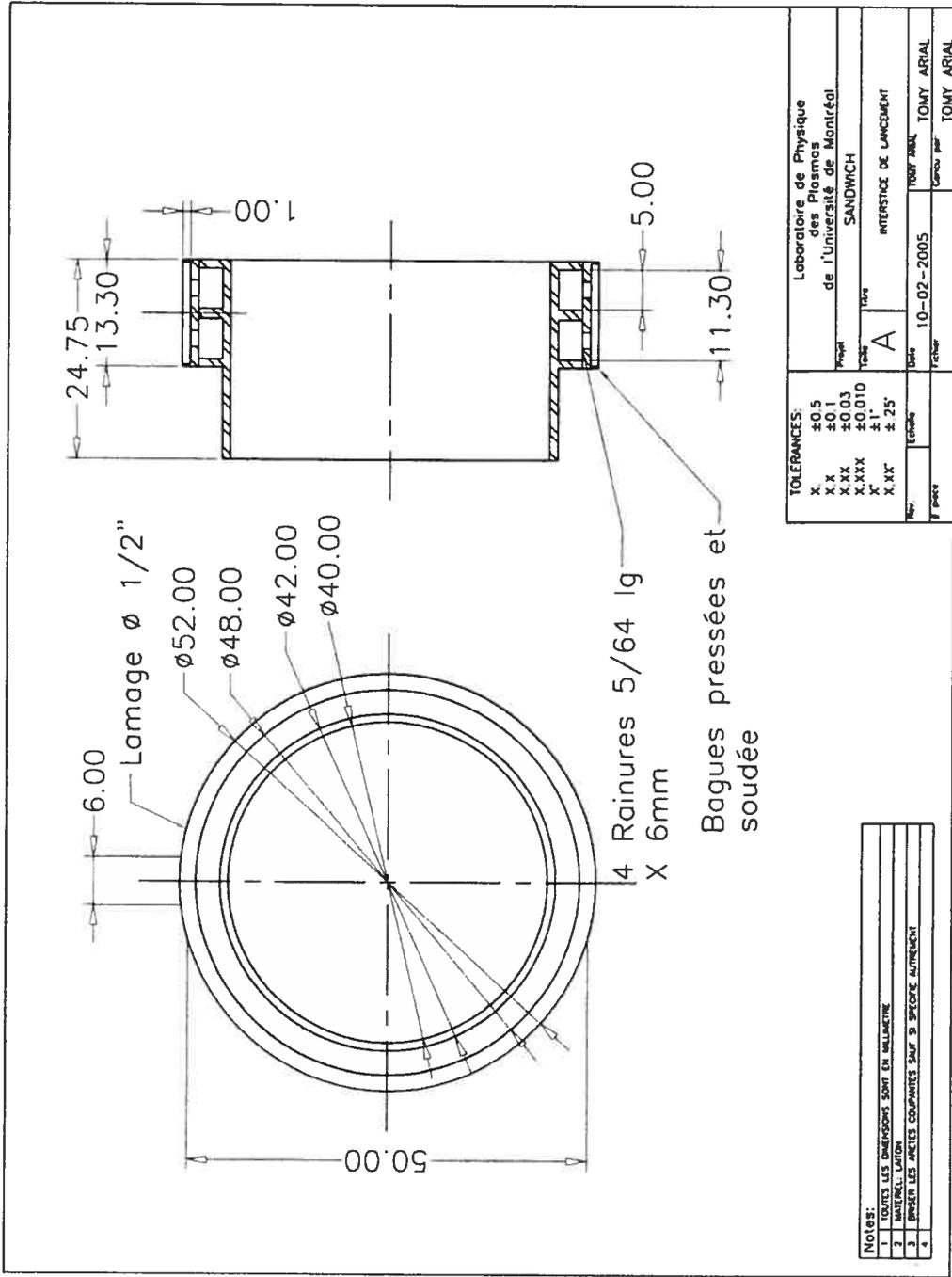
NOTES:

1. TOUTES LES DIMENSIONS SONT EN MILLIMÈTRE
2. MATÉRIEL: L'ALUMINUM
3. BRASER LES JONTS COMPOSÉS SAUF B SPÉCIFIÉ AUTREMENT
- 4.

Laboratoire de Physique des Plasmas de l'Université de Montréal	
Projet SANDWICH	
Titre A CONDUCTEUR INTERNE REFRIGÉ, ENTRÉE PUISSANCE	
Date 10-02-2005	
Travail par TOMY ARIAL	
Tirage par TOMY ARIAL	

TOLERANCES:

X.	±0.5
X.X	±0.1
X.XX	±0.03
X.XXX	±0.010
X'	±1'
X.XX'	±.25'



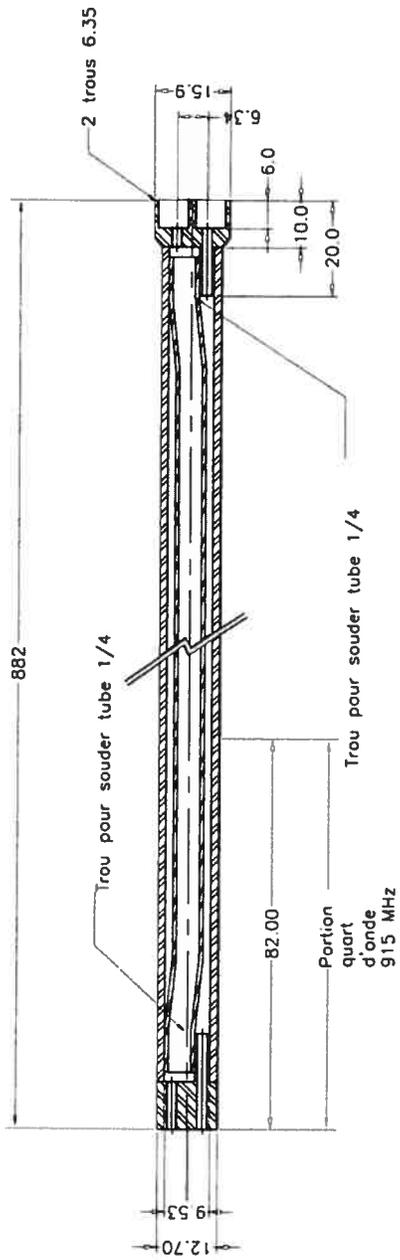
Notes:

1. TOUTES LES DIMENSIONS SONT EN MILLIMETRE.
2. MATERIEL: LATION.
3. BRASER LES ARETES COMPARTES SAUF SI SPECIFIE AUTREMENT.
- 4.

Laboratoire de Physique des Plasmas de l'Université de Montréal	
Projet SANDWICH	
Titre INTERSTICE DE LANCEMENT	
Num. A	Date 10-02-2005
Version	Revisé par TOMY ARIAL
Approuvé par	Conçu par TOMY ARIAL

TOLERANCES:

X	±0.5
X.X	±0.1
X.XX	±0.03
X.XXX	±0.010
X.XX'	±1
X.XX''	±25'



Notes:
 1 TOUTES LES DIMENSIONS SONT EN MILLIMÈTRE
 2 MATÉRIEL L'ATON
 3 BIPER LES ARIETES COMPLAITES SAUF 3 SPECIÈRE AUTREMENT
 4

TOLERANCES:		Laboratoire de Physique des Plasmas de l'Université de Montréal	
X	±0.5	Projet	SANDWICH
X.X	±0.1	Titre	A
X.XX	±0.03	Date	10-02-2005
X.XXX	±0.010	Revisé par	TONY ARIAL
X''	±1'	Approuvé par	TONY ARIAL
X.XX'	±.25'	CONDUCTEUR CYCLOTRON. COTE PISTON	
# pieces		10000	