



UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉTUDE D'UN GUIDE À FENTES RAYONNANTES RÉGLABLES

PAOLA ZEPEDA
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
AOÛT 1996



© Paola Zepeda, 1996.

**Acquisitions and
Bibliographic Services****Acquisitions et
services bibliographiques**

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

Our file Notre référence

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

0-612-26529-3

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

ÉTUDE D'UN GUIDE À FENTES RAYONNANTES RÉGLABLES

présenté par: ZEPEDA Paola

en vue de l'obtention du diplôme de: Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de:

M. BOSISIO Renato G., M.Sc.A., président

M. GIROUX Marcel, M.Sc., membre et directeur de recherche

M. GHANNOUCHI Fadhel M., Ph.D., membre



DÉDICACE

À mon mari, Benoit

À ma famille, Alejandro, Teresa et Joanna

À ma grand-mère, Trinidad



REMERCIEMENTS

En premier lieu, j'aimerais remercier mon directeur de recherche, M. Marcel Giroux, pour sa généreuse disponibilité et ses conseils très appréciés tout au long du développement du projet.

Je remercie également messieurs Renato Bosisio et Fadhel Ghannouchi, professeurs à l'École Polytechnique de Montréal, d'avoir participé au jury d'examen de mon mémoire. J'exprime ma gratitude envers M. Patrice Leclerc, pour son soutien technique au laboratoire L.A.I.M.O. et ses suggestions utiles concernant l'aspect de fabrication du guide réglable. Je tiens aussi à remercier M. René Archambault pour son aide précieuse au niveau du traitement des données expérimentales avec l'analyseur de réseau.

Mes remerciements vont aussi au LTEE pour leur soutien financier au cours de ma maîtrise et tout particulièrement à M. James Kendall, consultant auprès de L.A.I.M.O., pour ses suggestions de littérature technique ainsi que pour m'avoir fourni des logiciels de simulation.

Je voudrais exprimer ma gratitude envers ma famille, spécialement à ma grand-mère, qui m'a toujours inculqué la valeur d'une formation intellectuelle et spirituelle. Je remercie très profondément mon époux, Benoit, pour sa patience, sa générosité et son soutien moral qui m'a été d'un réconfort précieux.

RÉSUMÉ

L'effort global investi dans le développement des applications industrielles des micro-ondes est beaucoup moins important que celui impliqué dans les champs de communications et de radar. Nous croyons que l'éducation et la diffusion de l'information peuvent contribuer à rendre la perception du chauffage par micro-ondes plus réaliste et enthousiaste par les consommateurs et les industries. L'utilisation des micro-ondes comme source de chaleur est un procédé rapide, propre, produisant un chauffage uniforme. Les systèmes d'application des micro-ondes comprennent deux éléments principaux: le générateur d'énergie micro-onde et l'applicateur. Les guides à fentes, abondamment utilisés dans les applications de radar depuis la deuxième guerre mondiale, peuvent être exploités comme applicateurs rayonnants.

Le projet consiste en la conception d'un applicateur d'énergie micro-onde qui utilise des guides à fentes comme sources rayonnantes. Cet applicateur doit pouvoir traiter des produits avec différentes propriétés diélectriques, sous diverses formes et assurer une bonne uniformité du chauffage. Le projet comporte trois parties principales. Nous commençons avec une recherche bibliographique pour définir les principes théoriques des guides à fentes. Ensuite, nous réalisons la conception mécanique et électrique d'un guide à fentes réglables. Finalement, la partie expérimentale du projet consiste à comparer les diagrammes de rayonnement mesurés avec les résultats de simulation par ordinateur et à caractériser le guide à fentes avec des essais à haute puissance. Cette étude nous donne une bonne compréhension de l'effet de la variation des paramètres réglables sur le rayonnement.

Après une étude du comportement d'un guide à fentes, nous pouvons utiliser plusieurs prototypes dans une cavité pour concentrer le rayonnement à un endroit stratégique ou se servir du guide à fentes réglables comme banc d'essai avec différents produits diélectriques pour les applications industrielles.

ABSTRACT

The global effort invested in the development of industrial applications of microwaves is much less important than that implied in communication and radar research. We believe that education and information diffusion should contribute in changing the consumers and industry perception of microwave heating to a more enthusiastic and realistic one. The use of microwaves as heat source is a rapid, clean process that produces a uniform heating. Microwave systems include two main elements: the power generator and the applicator. Slot waveguides, widely operated in radar applications since the second world war, can be used as radiating applicators.

The project consists in the design of an microwave energy applicator using slot waveguides as radiating sources. This applicator should treat products having different dielectric properties, of various forms and ensure a uniform heating. The project include three main parts. We start with a bibliographic research to define the theoretical principles of slot waveguides. Then, we realize the mechanical and electrical design of an adjustable slot waveguide. Finally, the experimental part of the project consists in comparing the measured radiation pattern with the simulation results and characterizing the slot waveguide with high power tests. This study will provide us with a good understanding of the effect of varying the adjustable parameters on the radiation.

After studying the behaviour of a slot waveguide, we can use a number of prototypes in a cavity to concentrate the radiation at a strategic position or use the adjustable slot waveguide as a test bed with different dielectric product for industrial applications.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE.....	iv
REMERCIEMENTS.....	v
RÉSUMÉ.....	vi
ABSTRACT.....	vii
TABLE DES MATIÈRES.....	viii
LISTE DES TABLEAUX.....	xii
LISTE DES FIGURES.....	xiii
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS.....	xvi
LISTE DES ANNEXES.....	xvii
 INTRODUCTION.....	 1
Bref historique du chauffage micro-onde industriel.....	1
Comparaison avec les méthodes traditionnelles de chauffage.....	5
Secteurs de recherche en chauffage micro-onde.....	7
Applicateurs d'énergie.....	9
Mécanismes du chauffage micro-onde.....	13
Propriétés des diélectriques.....	19
Conclusion.....	21
 CHAPITRE I : REVUE DE LITTÉRATURE.....	 22
1.1 Premières études du guide d'ondes à fentes.....	22
1.2 Méthodes analytiques courantes pour l'étude des fentes disposées sur un guide d'onde rectangulaire.....	30
1.2.1 Méthode variationnelle.....	31
1.2.2 Méthode des moments.....	32
1.3 Conclusion.....	34

CHAPITRE II : CONCEPTION D'UN APPLICATEUR DE TYPE GUIDE À

	FENTES.....	35
2.1	Principes des fentes rayonnantes.....	35
2.1.1	Définition d'une fente rayonnante.....	35
2.1.2	Circuit équivalent.....	37
2.1.3	Impédance.....	39
2.1.4	Niveau et distribution de l'énergie rayonnée.....	39
2.1.5	Coins arrondis de la fente et épaisseur du mur.....	41
2.1.6	Couche de diélectrique.....	41
2.1.7	Fente non-résonnante.....	42
2.2	Revue des principales configurations de fentes rayonnantes.....	42
2.2.1	Fente longitudinale déplacée.....	43
2.2.2	Fente transverse déplacée.....	45
2.2.3	Fente inclinée centrée.....	45
2.2.4	Fente composée.....	52
2.2.5	Fente droite inclinée.....	53
2.3	Théorie sur le guide d'onde à fentes.....	55
2.3.1	Définition du guide à fentes.....	55
2.3.2	Perte.....	56
2.3.3	Efficacité.....	57
2.3.4	Type d'alimentation.....	57
2.3.5	Espacement entre les fentes.....	58
2.3.6	Largeur de bande.....	58
2.3.7	Couplage mutuel.....	58
2.3.8	Lobes secondaires.....	59
2.3.9	Modes d'ordre supérieur.....	60
2.3.10	Mode d'opération du groupe d'antennes.....	60
2.3.11	Calcul de l'impédance.....	63
2.4	Méthodologie et étude des besoins.....	63

2.5	Choix des paramètres de conception du guide d'onde à fentes.....	65
2.5.1	Fréquence d'opération.....	65
2.5.2	Alimentation.....	65
2.5.3	Distance entre le guide et le produit.....	67
2.5.4	Guide standard.....	68
2.5.5	Matériel de fabrication.....	69
2.5.6	Type de fente.....	70
2.5.7	Résonance de la fente.....	71
2.5.8	Charge ou couche diélectrique.....	71
2.5.9	Résonance du groupe d'antennes.....	72
2.5.10	Longueur du guide.....	72
2.6	Conception du guide à fentes réglables.....	72
2.6.1	Rotation de la fente.....	72
2.6.2	Dimensions de la fente.....	75
2.6.3	Espacement entre les fentes.....	76
2.6.4	Vue du guide à fentes réglables.....	78
2.6.5	Adaptation.....	78
2.7	Conclusion.....	79
CHAPITRE III : RÉSULTATS.....		80
3.1	Caractérisation d'une fente.....	80
3.1.1	Mesure du diagramme de rayonnement de fentes isolées.....	80
3.1.2	Simulations du rayonnement de fentes isolées avec CACHAS.....	84
3.2	Simulation du diagramme de rayonnement du guide à fentes.....	88
3.2.1	Variation de la longueur et de l'espacement avec un angle fixe.....	88
3.2.2	Variation de l'angle avec les longueurs et les espacements retenus.....	90
3.2.3	Discussion des résultats.....	94
3.3	Essais à haute puissance.....	94
3.3.1	Transfert d'énergie.....	94

3.3.2	Distribution du champ rayonné.....	102
3.4	Conclusion.....	109
CHAPITRE IV : APPLICATIONS ET CONCLUSION.....		110
4.1	Applications possibles.....	110
4.2	Conclusion.....	113
BIBLIOGRAPHIE.....		114

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1:	Dimensions d'un guide standard.....	68
Tableau 2.2:	Atténuation de certains métaux.....	69
Tableau 2.3:	Longueurs retenues du guide à fentes.....	76
Tableau 2.4:	Espacements obtenus par calcul ou proposés dans les publications.....	77
Tableau 3.1:	Angles d'inclinaison des fentes (guide de 14 fentes).....	91
Tableau 3.2:	Angles d'inclinaison des fentes (guide de 9 fentes).....	92
Tableau 3.3:	Données pour le calcul de la puissance absorbée.....	97
Tableau 3.4:	Données mesurées à $4,3 \lambda_0$ du guide pour une puissance à l'entrée de 700 W avec un bécher d'eau.....	99
Tableau 3.5:	Données mesurées à $4,3 \lambda_0$ du guide pour une puissance à l'entrée de 1,5 kW avec un bécher d'eau.....	99
Tableau 3.6:	Données mesurées à $6,5 \lambda_0$ du guide pour une puissance à l'entrée de 1,5 kW avec un bécher d'eau.....	100
Tableau 3.7:	Données mesurées à $6,5 \lambda_0$ du guide pour une puissance à l'entrée de 1,5 kW avec un bac d'eau.....	100

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1:	Composants d'un système de chauffage micro-onde.....	10
Figure 1.2:	Types de guides à fentes.....	13
Figure 1.3:	Rotation des dipôles sous l'effet d'un champ alternatif.....	14
Figure 1.1:	Représentations du circuit équivalent de fentes non-résonnantes.....	25
Figure 2.1:	Courants de parois du mode TE_{10}	36
Figure 2.2:	Fentes rayonnantes.....	36
Figure 2.3:	Fentes série et parallèle et analogie guide-ligne.....	37
Figure 2.4:	Adaptation des fentes parallèle et série.....	38
Figure 2.5:	Circuits équivalents d'une fente parallèle.....	38
Figure 2.6:	Circuits équivalents d'une fente série.....	38
Figure 2.7:	Densité de puissance rayonnée par une petite ouverture.....	40
Figure 2.8:	Circuit équivalent d'une fente longitudinale déplacée.....	43
Figure 2.9:	Courbe qualitative de la conductance en fonction du déplacement de la fente longitudinale.....	43
Figure 2.10:	Courbe qualitative de la longueur résonnante en fonction du déplacement de la fente longitudinale.....	44
Figure 2.11:	Guide à fentes longitudinales.....	44
Figure 2.12:	Circuit équivalent d'une fente transverse.....	45
Figure 2.13:	Représentations d'une fente série rotative.....	46
Figure 2.14:	Courbe qualitative de la résistance résonnante en fonction de l'angle d'inclinaison d'une fente inclinée.....	47
Figure 2.15:	Courbe qualitative de la longueur résonnante en fonction de l'angle d'inclinaison de la fente centrale inclinée.....	49
Figure 2.16:	Représentations d'une fente composée.....	52
Figure 2.17:	Courbe qualitative de la longueur résonnante en fonction du déplacement de la fente composée sur un guide standard.....	53

Figure 2.18:	Circuit équivalent d'une fente droite inclinée.....	53
Figure 2.19:	Courbe qualitative de la conductance résonnante en fonction de l'angle d'inclinaison de la fente de bord.....	54
Figure 2.20:	Types de guides à fentes.....	56
Figure 2.21:	Types d'alimentation.....	66
Figure 2.22:	Système de coudes pour connecter la source au guide.....	66
Figure 2.23:	Montage pour l'ajustement de la hauteur du produit.....	67
Figure 2.24:	Dimensions d'un guide standard.....	68
Figure 2.25:	Angle d'inclinaison d'une fente centrée inclinée.....	73
Figure 2.26:	Trois vues sur la plaque circulaire contenant la fente.....	74
Figure 2.27:	Vue de face et de côté de l'anneau.....	74
Figure 2.28:	Dimensions d'une fente.....	75
Figure 2.29:	Espacement entre deux fentes adjacentes.....	76
Figure 2.30:	Vue en perspective du guide réglable assemblé.....	78
Figure 2.31:	Adaptation avec un court-circuit mobile.....	79
Figure 3.1:	Montage de caractérisation à basse puissance d'une fente isolée.....	81
Figure 3.2:	Plan d'observation du rayonnement à 70° pour différentes longueurs.....	87
Figure 3.3:	Diagramme de rayonnement d'une fente de $\lambda_0/2$ à 45°.....	88
Figure 3.4:	Plan d'observation horizontal et profil vertical du rayonnement d'un guide à 9 fentes pour différentes longueurs.....	89
Figure 3.5:	Plan d'observation horizontal et profil vertical du rayonnement d'un guide à 14 fentes pour différentes longueurs.....	90
Figure 3.6:	Ensemble de variations d'angle en fonction de la position sur le guide....	91
Figure 3.7:	Plan d'observation horizontal et profil vertical du rayonnement d'un guide à 9 fentes avec la variation d'angle "d" pour différentes longueurs.....	93
Figure 3.8:	Plan d'observation horizontal et profil vertical du rayonnement d'un guide à 14 fentes avec la variation d'angle "d" pour différentes longueurs.....	93
Figure 3.9:	Montage pour la mesure du transfert d'énergie.....	95

Figure 3.10:	Montage de mesure pour la distribution du champ.....	104
Figure 3.11:	Distribution de chaleur sur le papier thermosensible.....	106
Figure 3.12:	Distribution de chaleur obtenue plus près du guide.....	106
Figure 4.1:	Guides disposés dans une cavité cubique.....	111
Figure 4.2:	Guides disposés dans une cavité pentagonale.....	111
Figure 4.3:	Vis d'Archimède dans une auge circulaire.....	112
Figure 4.4:	Système simplifié de pompe à auge.....	112

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

BHR:	Bureau of Radiological Health (Bureau de santé en radiologie)
BR:	Butylcaoutchouc
CACHAS:	Calcul des ChampS
CR:	Polychloroprène
EDF:	Électricité De France
FCC:	Federal Communications Commission (Commission des communications fédérales)
GE:	General Electrics
HTST:	High Temperature - Short Time
IMPI:	International Microwave Power Institute (Institut international de puissance micro-onde)
ISM&D:	Industrial, Scientific, Medical and Domestic (Industriel, médical, scientifique et domestique)
L.A.I.M.O.:	Laboratoire d'Applications Industrielles des Micro-Ondes
LTEE:	Laboratoire des Technologies Electrochimiques et des Électrotechnologies d'Hydro-Québec
MIT:	Michigan Institute of Technology
MoM:	Method of Moment (Méthode des moments)
NBR:	Copolymère nitrile-butadiène
NR:	Caoutchouc naturel
POLY-GRAMES:	Groupe de Recherches Avancées en Micro-ondes et en Électronique Spatiale
RF:	Radio Fréquences
TE (ou H):	Transverse Electric
T.O.S.:	Taux d'Ondes Stationnaires

LISTE DES ANNEXES

Annexe I:	Étude détaillée de certaines fentes rayonnantes.....	123
Annexe II:	Fentes non-rayonnantes excitées par une discontinuité.....	140
Annexe III:	Conception mécanique du guide réglable.....	159
Annexe IV:	Plans du guide réglable.....	176
Annexe V:	Caractérisation d'une fente isolée par simulation.....	179
Annexe VI:	Simulation d'un guide à fentes avec un angle fixe.....	182
Annexe VII:	Simulation d'un guide à fentes avec une variation d'angle.....	184

INTRODUCTION

La proportion du corps professionnel et des fonds de recherche impliqués dans le développement des applications ISM&D (Industrial, Scientific, Medical and Domestic - industriel, médical, scientifique et domestique) des micro-ondes était estimée, en 1983, à moins d'un pourcent par rapport à l'étude des communications hautes fréquences et du radar (Stuchly, 1983). Les efforts éducationnels et informatifs sont primordiaux dans l'acceptation par les consommateurs et les industries du chauffage micro-onde ainsi que dans la rationalisation de leur perception. Les pages suivantes relatent l'évolution de l'industrie du chauffage par micro-ondes et incluent une comparaison entre cette dernière méthode de traitement et les méthodes traditionnelles. Par après, nous définissons les principaux secteurs de recherche dans le chauffage diélectrique et expliquons quelques notions théoriques sur le processus du chauffage micro-onde.

Bref historique du chauffage micro-onde industriel

Pendant longtemps, une grande partie du spectre électromagnétique était traditionnellement allouée à des fins de communication. Les applications de chauffage par conduction se limitaient à la bande de 50 à 60 Hz et celles par rayonnement, à la bande infrarouge. Ce n'est que vers la deuxième moitié du siècle que des fréquences dans la bande RF et des micro-ondes ont été employées dans les applications de chauffage diélectrique.

Peu avant et pendant la Deuxième Guerre Mondiale, plusieurs groupes de recherche étudiaient les propriétés diélectriques de divers matériaux. Ce travail, commencé sous la direction de Von Hippel au Radiation Laboratory du MIT, était nécessaire au développement du téléphone, des systèmes de communication et du radar. L'effort de collecte de nombreuses mesures représentait une contribution importante à la fondation du chauffage RF et micro-onde. Il en

résulta une banque de données impressionnante sur les paramètres diélectriques de la plupart des matériaux, à l'intérieur d'une bande de fréquences et de températures assez large.

À la fin de la Deuxième Guerre Mondiale, les principes d'ingénierie dans la conception de systèmes de chauffage RF étaient bien établis. En 1945, le FCC (Federal Communications Commission) alloua les trois premières fréquences ISM. Il s'agissait d'un trio de fréquences reliées harmoniquement soit 13,66; 27,32 et 40,98 MHz. Ces dernières étaient qualifiées de fréquences de radiation libre, soit des fréquences auxquelles une radiation illimitée pouvait être émise. Cependant, des limites sévères furent fixées par le FCC, en 1947, au niveau de la radiation hors bande.

Le premier brevet se rapportant à la conception du four micro-onde appartient à Percy L. Spencer, du laboratoire Raytheon, et date du 8 octobre, 1948. Des mythes entourent la découverte de la cuisson micro-onde. Ainsi, on décrit Spencer intrigué devant la puissance de l'énergie micro-onde capable de faire éclater du maïs placé par hasard devant un guide d'onde ouvert. La découverte était en fait un processus graduel qui impliquait un peu de chance à travers de nombreuses observations planifiées et réalisées par des groupes d'individus.

Le Raytheon Food Laboratory entreprit par la suite des travaux poussés sur le chauffage micro-onde. Durant les années cinquante, Raytheon dominait le champ des fours micro-ondes et des applications de chauffage. Il était le seul fabricant américain de fours pour restaurants, le principal manufacturier de magnétrons et avait obtenu presque la moitié des quelques 120 brevets émis durant les années cinquante sur la conception des fours micro-ondes. Vers 1960, des compétiteurs tels que DuPont, GE, Litton et Allis-Chalmers surgissaient dans le marché des applications industrielles des micro-ondes. Pendant ce temps, Raytheon agissait en tant que breveté pour d'autres compagnies qui possédaient l'expertise dans le marketing de masse. Parmi celles-ci se trouvait Tappan qui réalisa plusieurs innovations, entre autres, pour l'opération du magnétron. Pendant ce temps, les manufacturiers japonais importaient activement vers les États-Unis. En effet, la mise en marché internationale des fours micro-

ondes a débuté au Japon. Ainsi, Sharp devint un compétiteur de tête dans le marché américain à la fin des années soixante-dix.

Conjointement avec la croissance du marché, il y avait le développement de plusieurs aliments et accessoires spéciaux. Un des premiers accessoires a été la vaisselle "Browning" par Corning. Une très vaste industrie de l'enseignement sur la cuisine micro-onde s'établissait et une quantité considérable de livres de recettes fut publiée.

Les professionnels oeuvrant dans le domaine devaient souvent vulgariser des aspects techniques pour les clients et le personnel non technique de l'industrie. La grande diversité des disciplines impliquées rendait très difficile la tenue de rencontres cohérentes à l'intérieur du IEEE. Ces entraves à la communication motivèrent la création, en 1966, d'une nouvelle organisation au Canada, le IMPI (International Microwave Power Institute - Institut international de puissance micro-onde), fondé en grande partie par Tinga. Le Journal of Microwave Power, issu de l'institut, traitait des domaines du chauffage industriel avec une couverture substantielle des applications en agro-alimentaire, biologie et médecine.

Malgré certaines craintes populaires datant de la Deuxième Guerre Mondiale vis-à-vis l'effet des micro-ondes, ce dernier sujet était peu abordé ou mal connu du public. En 1968, la loi "Radiation Control for Health and Safety Act" (Acte de contrôle de la radiation pour la sécurité et la santé) fut déposée. À l'origine, la loi fut créée dans l'intention de pallier la peur devant les effets des rayons X de la télévision couleur. Par la suite, elle fut élargie afin d'inclure tous les types de radiation potentielle émise par des produits électroniques, incluant le rayonnement micro-onde/RF et l'énergie acoustique. Le BHR (Bureau of Radiological Health - Bureau de santé en radiologie) décida alors de développer un standard pour la fuite de l'énergie micro-onde. Un choix final fut retenu par le Federal Emission Standard on Microwave Ovens (Standard fédéral des émissions pour les fours micro-ondes): des radiations limites de 1 mW/cm^2 à 5 cm de distance de la source, lorsque le four est neuf et de 5 mW/cm^2 à 5 cm d'un four usagé, tous deux avec une charge standard de 275 ml d'eau, furent imposées.

Ce standard fut qualifié comme étant très conservateur puisqu'il représentait un facteur de sécurité de 10 000 ou plus selon des études médicales. Malgré les standards imposés et pour diverses raisons, la perception des risques des micro-ondes augmentait dans les années soixante-dix. Ceci était dû principalement à une surestimation des dangers des micro-ondes/RF par les médias et à la méconnaissance du processus de chauffage micro-onde de la part des consommateurs.

Le point culminant dans l'application industrielle des micro-ondes survenu en 1965 n'était pas relié à la conception des fours micro-ondes mais reflétait un grand intérêt exprimé par la communauté scientifique internationale. Vers 1975, il y eut une certaine perte d'engouement pour le chauffage industriel. Les raisons de l'amortissement de cet intérêt sont, d'une part, d'ordre économique et d'autre part, de niveau social. Seul quelques firmes comme Raytheon, Cober et Microdry persistèrent dans l'industrie des applications micro-ondes. D'ailleurs, il en découla des applications rentables qui sont aujourd'hui bien établies. Vers la fin des années soixante, parmi les applications du groupe de Raytheon se distinguait celle du dégel de la viande par micro-ondes. Parmi les domaines bien reconnus, on retrouve le séchage de même que la vulcanisation des extrusions de caoutchouc à 2 450 MHz.

On compte parmi les applications prometteuses certains projets développés à l'École Polytechnique, particulièrement au sein des laboratoires L.A.I.M.O. (Laboratoire d'Applications Industrielles des Micro-Ondes) et POLY-GRAMES (Groupe de Recherches Avancées en Micro-ondes et en Électronique Spatiale). Ainsi, tout récemment, à L.A.I.M.O., Aïda Koumaré a conçu un guide à moulure pour des applications de chauffage par transmission à 915 MHz. De même, des projets conjoints avec l'Université de McGill (Shivhare et al, 1991, 1993) ont mené à la mise au point de procédés de séchage pour le maïs, à l'aide d'un applicateur de surface, et pour la fève de soya à 2,45 GHz. Dans la littérature technique, on rapporte plusieurs autres applications potentielles de la puissance micro-onde dont la réalisation ne dépend que de facteurs économiques.

Comparaison avec les méthodes traditionnelles de chauffage

Le chauffage par micro-ondes est un procédé rapide, propre et uniforme. De plus, elle est compatible avec les autres méthodes de chauffage (vapeur, air chaud, infrarouge, etc.) ce qui en fait une application très flexible. Les micro-ondes peuvent traverser un volume de matériel à une vitesse proche de celle de la lumière et produire une chaleur immédiate. Cette rapidité de conversion de l'énergie micro-ondes en chaleur résulte en des niveaux de température très élevés et ce, sans altérer électriquement ou décomposer le matériel car les micro-ondes se trouvent dans la partie du spectre non ionisante. Les micro-ondes peuvent pénétrer des matériaux non métalliques opaques et le transfert d'énergie n'est donc pas affecté par la poussière ou par d'autres couches de matériel diélectrique (Hench, 1982).

Les principaux désavantages des systèmes micro-ondes sont l'investissement initial et les coûts d'opération relativement élevés de certaines applications (Bengtsson et al. 1974)]. Par contre, certains systèmes conventionnels sont très encombrants, requièrent des opérations complexes, peuvent polluer l'environnement et peuvent même s'avérer inefficace dans certaines applications (Metaxas, 1991).

Parmi les principales applications industrielles, on retrouve l'agro-alimentaire qui inclut la cuisson, la décongélation, le séchage et la conservation de différents produits de nature animale ou végétale (Thuéry, 1989). À titre de comparaison, nous voyons dans les pages qui suivent l'utilisation potentielle du chauffage micro-onde dans l'industrie agro-alimentaire (Potter, 1973).

Dans le processus de cuisson ou pâtisserie, les micro-ondes cuisent des échantillons de dimensions relativement grandes sans gradients de températures entre la surface et l'intérieur du produit. Ainsi, le chauffage de l'intérieur du produit permet d'atteindre rapidement la température désirée à travers tout le volume. Les micro-ondes peuvent être combinés avec un chauffage externe par air ou infrarouge pour obtenir une croûte à la surface.

De très nombreuses applications industrielles, comme dans l'industrie du papier et des textiles, comportent une ou plusieurs phases de séchage, généralement coûteuses en énergie. Le séchage d'un matériau humide consiste en un transfert sans ébullition de l'eau contenue dans le matériau vers l'extérieur. Les matériaux humides adoptent des formes physiques et chimiques variées et contiennent un liquide absorbé, de l'eau le plus souvent (Thuéry, 1989). Le séchage par méthode conventionnelle se fait lentement par air chaud sous des conditions d'humidité contrôlée (Stuchly et al, 1983). Il en résulte une température et une humidité modérée sur une période de temps prolongée ce qui procure des conditions favorables pour l'incubation de micro-organismes indésirables. De plus, dans le séchage classique, les deux mécanismes principaux fonctionnent en sens inverses (Thuéry, 1989). En effet, le processus du transfert de chaleur s'oppose à celui du transfert de masse et il en résulte la formation d'une croûte à la surface qui isole thermiquement le produit et empêche donc la transmission de chaleur.

L'utilisation de systèmes micro-ondes réduit de façon significative les temps de séchage. Les micro-ondes chauffent l'eau de façon sélective pour un nivelage de l'humidité ou un séchage de finition (Stuchly et al, 1983). Les gradients d'humidité sont égalisés et le séchage se fait uniformément à travers le produit. Après avoir éliminé la plus grande partie de l'eau par des méthodes conventionnelles de chauffage, on peut procéder à un séchage de finition par micro-ondes. Ainsi, ces derniers complètent rapidement le séchage des derniers pourcentages d'humidité à l'intérieur du produit sans surchauffer les zones déjà sèches (Potter, 1973). Cependant, dans les processus de séchage et congélation par micro-ondes, il faut s'assurer que la pression de l'environnement est suffisamment basse sans toutefois risquer de déclencher une décharge corona.

Pour une stérilisation rapide ou "HTST sterilization" (high temperature - short time sterilization), les micro-ondes permettent d'atteindre de façon rapide et uniforme de hautes températures. Le chauffage sélectif des micro-organismes à haute teneur en humidité rend possible la stérilisation efficace de plusieurs produits. Les procédés micro-ondes sont en fait

moins efficaces pour la pasteurisation et la stérilisation de solides très humides, sauf s'ils sont combinés avec des méthodes de chauffage conventionnelles (Mudgett et al. 1982).

Le traitement des élastomères par puissance micro-onde permet de créer des liaisons entre les macromolécules de l'élastomère et confère au produit la tenue thermique et mécanique nécessaire. Entre autres, la vulcanisation du caoutchouc est une opération qui consiste à améliorer les qualités du caoutchouc en le traitant par le soufre à des températures très élevées. Puisque les élastomères sont de très mauvais conducteurs thermiques, leur échauffement est difficile par conduction et oblige à mettre en oeuvre des procédés complexes et coûteux (Thuéry, 1989). Avec la vulcanisation par micro-ondes, il y a une absorption uniforme et rapide de l'énergie dans la masse du profilé. Mais le désavantage réside dans l'obligation de n'utiliser que des mélanges polaires. Nous devons alors faire l'ajout de particules polaires aux élastomères non polaires pour augmenter le facteur de perte. Lorsqu'on compare les propriétés mécaniques mesurées après vulcanisation micro-ondes à celles obtenues d'une vulcanisation par pression, on obtient des valeurs de dureté et de tension inférieures avec la vulcanisation par micro-ondes due au degré de porosité causée par une vulcanisation ouverte. Cette porosité peut être minimisée avec un choix approprié des ingrédients de composition, par exemple, avec de l'oxyde de calcium qui absorbe l'humidité libre à des températures élevées.

Secteurs de recherche en chauffage micro-onde

La recherche et le développement dans le domaine du chauffage micro-onde incluent trois secteurs principaux:

- 1) la génération des micro-ondes dans une cavité (four);
- 2) les transferts de masse et de chaleur durant le chauffage;
- 3) les qualités sensorielles, nutritionnelles et bactériennes du produit.

Notre projet se classe principalement dans le premier secteur mais sa réalisation demande une considération des trois secteurs. Le premier secteur inclut la conception des applicateurs, des sources et des composants micro-ondes de même qu'une analyse tridimensionnelle du champ proche.

L'accès à la puissance de calcul de l'ordinateur nous permet d'analyser et concevoir des applicateurs ou chambres micro-ondes plus rapidement qu'au passé. Cependant, une prédiction précise de la qualité du produit qui a subi un procédé micro-onde est impossible. Donc, le développement d'un système de chauffage micro-onde est essentiellement une procédure d'essais et erreurs. Par exemple, la distribution d'énergie obtenue dans une cavité, avec rotation du matériel sur une plaque tournante ou après utilisation de brasseurs de modes, est très complexe à modéliser mathématiquement.

Deux problèmes importants sont souvent associés au chauffage micro-onde. Il s'agit du phénomène d'arcage et de l'irrégularité spatiale de l'intensité des champs micro-ondes. Ce dernier n'est pas à négliger car il cause l'apparition de points chauds et froids dans le produit traité. Un certain nombre de facteurs peuvent augmenter l'asymétrie de la distribution de la puissance mesurée. Par exemple, une déviation de la position du guide rayonnant ou des incertitudes au niveau des mesures de la distribution du champ. D'un autre côté, si la charge est placée très près du port du guide (distance supérieure à environ la demie longueur d'onde), la distribution de puissance micro-onde mesurée est grandement symétrique et presque toute la puissance se dissipe dans la charge. À mesure qu'on éloigne la charge du guide, le profil de la puissance mesurée devient moins symétrique. Aussi, pour le papier et le bois, l'efficacité du chauffage est plus élevée avec une orientation de champ parallèle au grain du matériel.

Les différences observées entre les diagrammes de puissance obtenus par prédictions théoriques et ceux par expérimentation peuvent être dues aux raisons suivantes. Il peut y avoir des incertitudes expérimentales inhérentes à la construction des appareils de mesure. De même, une approximation due à la simulation ou à une estimation de la valeur de la constante

diélectrique des charges (par exemple, lorsqu'on utilise deux ou plusieurs matériaux avec différentes permittivités) cause des imprécisions au niveau des résultats. L'approximation des conditions aux frontières et les erreurs d'ordre numérique peuvent également accroître la marge entre les résultats de simulation et les mesures.

Applicateurs d'énergie

L'applicateur est un dispositif qui permet le transfert de l'énergie micro-onde du générateur au matériau traité (Thuéry, 1989). Un applicateur peut être considéré comme le radiateur d'un système de chauffage si la cavité n'intervient que dans le blindage. À l'inverse, nous avons le cas de la cavité multimodes qui influence la distribution du rayonnement et qui constitue l'applicateur.

Il existe plusieurs types d'applicateurs selon le matériau à traiter. Si les dimensions du produit sont grandes par rapport à la longueur d'onde, l'applicateur peut être une cavité multimodes. Ce type d'applicateur est le plus commun et se retrouve dans 50 % des systèmes industriels existants (Bengtsson, 1974, Metaxas, 1991). Le principal désavantage est la formation de points chauds, surtout le long des bords de la charge, malgré l'utilisation d'un brasseur de modes. De même, l'efficacité est relativement mauvaise pour de petites charges et il est nécessaire que la cavité soit très large pour permettre la génération d'un nombre suffisant de modes résonnants. D'autres types d'applicateurs plus compacts et qui permettent l'application d'une densité élevée de puissance sont les cavités circulaires résonnantes (Bengtsson, 1974). On utilise des cavités circulaires ou elliptiques si l'échantillon est de faible volume ou s'il s'agit d'un fil défilant à grande vitesse le long de l'axe du guide ou d'un liquide s'écoulant dans un tube diélectrique (Thuéry, 1989). Les applicateurs résonnants sont limités au traitement de petites charges seulement. Nous avons aussi les guides d'onde droits ou pliés en méandres qui transfèrent l'énergie à des produits sous forme de toiles, de feuilles ou à toute autre structure plane.

Dans la conception d'un applicateur, on doit tenir compte de trois aspects importants: l'uniformité du chauffage, l'efficacité de couplage et le niveau de perte et de fuite. Un applicateur doit être protégé de la poussière, l'humidité, la salinité et l'acidité (emploi d'acier inoxydable et de matières plastiques inertes). Il doit également résister à la chaleur, au froid, aux chocs, vibrations (supports amortisseurs pour les tubes) et mauvais traitements (robustesse de la construction) (Thuéry, 1989). Idéalement, l'applicateur doit pouvoir traiter plusieurs types de produits (grande variété). La méthodologie de conception d'un applicateur comporte plusieurs étapes (Tran, 1993). Premièrement, nous devons obtenir les données quantitatives nécessaires telles que les propriétés diélectriques, la profondeur de pénétration ou la puissance requise. Deuxièmement, nous devons effectuer une vérification au laboratoire à l'aide d'un prototype réglable à l'échelle pour confirmer la théorie et déterminer la conception finale de l'applicateur, du système de contrôle et de transport. Après les essais d'une étude pilote à la chaîne de l'usine vient la conception finale qui comprend également l'installation, l'entraînement du personnel de maintenance et le recyclage de ce dernier.

Les différents modules de couplage entre le générateur et le produit incluent, entre autres, le four et les radiateurs. Nous discuterons brièvement de ces deux composants dans les pages qui suivent. La figure 1.1 illustre les principaux composants d'un système de chauffage micro-onde dont l'applicateur qui constitue le dernier élément de conception du système.

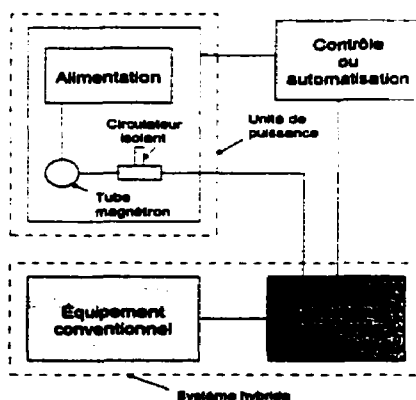


Figure 1.1 Composants d'un système de chauffage micro-onde.

Fours micro-ondes

Le four micro-onde est essentiellement une frontière pour l'énergie micro-onde. Dans cette enceinte métallique, les champs micro-ondes peuvent interagir avec la charge sans qu'il y ait de fuite d'énergie vers l'extérieur. Parmi les fours disponibles pour le chauffage micro-onde, on retrouve deux catégories: les fours à basse puissance (un peu moins que 1 kW à 2 kW) et les fours à haute puissance (quelques kW à plus que 100 kW). La première classe de four sert au chauffage des aliments précuits et la deuxième, à la cuisson et à la boulangerie. Les fréquences standards utilisées pour l'opération des fours sont des fréquences ISM, soit 915 MHz et 2,45 GHz. Pour une grande pénétration de l'énergie à l'intérieur du produit, on utilise la fréquence plus basse (915 MHz). Dans les fours d'usage général, l'opération se fait surtout à la fréquence plus élevée (2,45 GHz). Il est important de considérer les limites de l'interaction entre l'énergie micro-onde et la charge dans les procédés industriels aux deux fréquences.

Les générateurs à basse puissance (environ 2,5 kW à 2.45 GHz) sont utilisés comme sources dans un système modulaire. Les modules doivent être rapides à remplacer en cas de panne pour une maintenance efficace. Ils peuvent être opérés à leur maximum ou à demie puissance pour créer un profil d'énergie. Un système modulaire donne un diagramme de radiation plus uniforme par la combinaison des points chauds et froids créés par chaque module et s'avère également moins coûteux car il comporte moins d'éléments de protection. À 915 MHz, on utilise rarement un système modulaire mais plutôt un seul générateur à plus haute puissance. À cette fréquence plus basse, on peut augmenter l'uniformité du chauffage en distribuant l'énergie émise par le générateur haute puissance à travers plusieurs ports de sortie. De plus, deux autres méthodes sont couramment utilisées pour améliorer l'uniformité du chauffage: le brassage des aliments et l'utilisation des brasseurs de modes. Malgré le problème d'uniformité du champ, un appareil à haute puissance (100 kW) produit une intensité de champ 40 fois plus grande que celle d'un système modulaire de 40 générateurs à 2.5 kW.

Les matériaux de four doivent présenter une surface conductrice puisqu'ils constituent une barrière imperméable à l'énergie micro-onde. Parmi les matériaux recommandés, on trouve l'acier inoxydable (type non magnétique), l'aluminium (moins résistant à la rouille, moins durable), l'acier émaillé et tous les métaux de base (recouverts d'une couche inoxydable et possédant une certaine conductivité). Pour les supports, les étagères ou les contenants, on a le Téflon, le Pyrex ou tout autre matériel inerte à l'énergie micro-onde. La porte du four doit être sécuritaire et durable. Une fermeture à grande isolation avec un contact conducteur (métal à métal) est requise. La surface des régions les plus exposées aux décharges corona sont munies de pièges d'un quart de longueur d'onde pour présenter un courant minimum. Pour prévenir les radiations de fuite à travers les petites ouvertures, on les couvre parfois d'une couche de diélectrique protectrice avec peu de pertes ce qui, du même coup, empêche la saleté de s'y loger. Enfin, il est très important que la charge soit visible à travers la porte pendant le chauffage.

Pour protéger le générateur d'une opération sans charge, on évite la conception d'un bouton de contrôle unique. Dans la plupart des fours industriels, on a plusieurs boutons de contrôle en plus du bouton de mise en marche. On a souvent un bouton de sécurité intégré dans le système de fermeture de la porte qui commande l'arrêt de l'opération lorsque le four est ouvert par mégarde. Des dispositifs d'absorption (ou d'amortissement) de l'énergie protègent également le générateur lors d'une opération à vide. Parfois, même les pertes des murs permettent d'amortir l'énergie mais ces pertes non contrôlées diminuent l'efficacité du système.

Sources rayonnantes

Les applicateurs énumérés ci-dessus se classaient dans les catégories les plus usuelles mais nous avons également les applicateurs périodiques, à ondes lentes ou les radiateurs (Metaxas, 1991) qui constituent des sources rayonnantes. Il existe différents types de radiateurs tels que les guides à fentes, les ouvertures dans un plan conducteur ou les antennes cornes. La figure I.2 présente quelques applications de couplage et de radiation des guides à fentes.

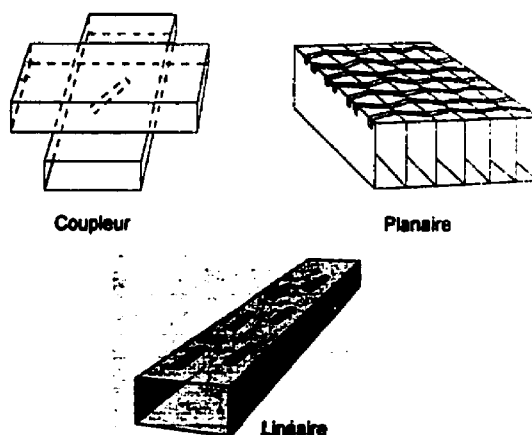


Figure 1.2 Types de guides à fentes.

Notre projet réalise l'étude d'un guide à fentes linéaire dans l'optique de concevoir un applicateur d'énergie. Le guide à fentes permet de définir une distribution de températures assez précise étant donné le contrôle d'un grand nombre de paramètres: type de fente, dimensions et position de la fente, nombre de fentes, configuration planaire ou linéaire, etc. Nous pouvons ainsi définir une configuration à partir de données expérimentales ou empiriques pour obtenir une distribution uniforme ou graduelle de la puissance micro-onde rayonnée (Rueggeberg, 1980). La sortie de l'énergie à travers plusieurs ports évite un rayonnement localisé du champ pouvant surchauffer les charges proches à des températures qui excèdent les niveaux permis.

Mécanismes du chauffage micro-onde

Étude du transfert de chaleur et considérations thermiques

Pour générer de la chaleur, un matériel doit pouvoir absorber les micro-ondes. Ce type de matériel est qualifié de polaire ou de matériel de perte (lossy material). Généralement de nature diélectrique, un matériau polaire est translucide à l'énergie micro-onde qui le pénètre jusqu'à une profondeur donnée en fonction des propriétés du matériel. Certains de ces

matériaux diélectriques sont constitués de dipôles permanents. Ces derniers subissent une polarisation d'orientation sous l'application d'un champ externe variable comme le montre la figure I.3.

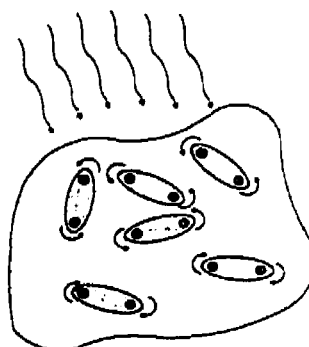


Figure I.3 Rotation des dipôles sous l'effet d'un champ alternatif.

La rotation des dipôles dans un champ alternatif produit une certaine friction qui suscite une élévation de température et donc un chauffage du matériel. La polarisation d'orientation est le principal mécanisme de couplage entre l'énergie micro-onde et le matériel. D'autre part, les matériaux qui n'absorbent pas les micro-ondes sont appelés matériaux non polaires ou sans pertes (lossless materials) et sont habituellement non-conducteurs. Entre autres, les matériaux composés d'ions plus lourds sont insensibles aux champs à hautes fréquences et un taux de cristallinité élevé tend à diminuer la capacité d'absorber les micro-ondes. Enfin, les matériaux parfaitement conducteurs reflètent les micro-ondes.

Due à sa nature dipolaire, l'eau, qui est le constituant majeur dans la plupart des aliments, est la source principale des interactions entre les micro-ondes et les aliments à travers la polarisation d'orientation. L'autre cause importante des interactions micro-ondes avec les aliments est la dissolution de sels dans les solutions ioniques, lesquels agissent comme porteurs de charges sous l'influence d'un champ électromagnétique. On peut donc rendre un matériel sans pertes absorbant (ou augmenter son absorption) de l'énergie micro-onde en

ajoutant des particules conductrices ou polaires (eau dans les aliments desséchés, poudre à pertes magnétiques avec agents catalytiques, etc.).

Une propriété importante des diélectriques sous l'influence des micro-ondes est sa permittivité complexe qui se compose de la constante diélectrique et du facteur de perte. En effet, le facteur de perte diélectrique est la quantité qui détermine le taux de conversion de l'énergie électrique à une énergie thermique dans le matériau. D'une façon générale, l'énergie du champ électromagnétique dissipée en chaleur par unité de volume est proportionnelle au facteur de perte du matériel, à la fréquence d'opération, au carré de l'amplitude du champ et à la puissance appliquée.

Par ailleurs, la constante diélectrique et le facteur de perte dépendent de la fréquence, de la composition du matériel et de la température de l'échantillon. C'est pourquoi les micro-ondes à plus hautes fréquences produisent un taux de chauffage plus élevé qu'à des fréquences plus basses. À mesure que la fréquence augmente, le facteur de perte atteint un maximum jusqu'à une fréquence critique et redescend par la suite. En s'approchant d'une fréquence nulle, le facteur de perte tend vers zéro et la constante diélectrique, vers la constante diélectrique statique. À l'inverse, si la fréquence se rapproche de l'infini, la constante diélectrique tend vers la valeur de la constante diélectrique optique. Même si une fréquence adéquate peut être sélectionnée à partir des courbes de la variation du facteur de perte, il reste à déterminer d'autres paramètres à travers des compromis pour l'obtention d'un chauffage optimal. Dans les matériaux solides humidifiés, la relation de la température en fonction du temps de chauffage est initialement linéaire en tout point dans le matériel. Plus la température augmente (à partir de 0 °C environ), plus le facteur de perte augmente. On peut observer trois températures critiques sur les courbes du taux de chauffage en fonction de la température. Ces températures critiques varient entre 40 et 45 °C et indiquent les zones d'augmentation significative du facteur de perte diélectrique avec le chauffage. Après une absorption initiale de l'énergie micro-onde, l'augmentation de température provoquera une élévation du facteur de perte diélectrique ce qui résultera en une température plus élevée et ainsi de suite.

Une intensité élevée du champ appliqué produit des taux de chauffage supérieurs ainsi que des temps de traitement inférieurs. La valeur du champ électrique peut être augmentée en appliquant plus de puissance à l'entrée du four micro-onde. Cependant, les risques de claquage ou de panne la limitent à une valeur maximale, particulièrement dans les applications à basse pression (séchage à froid). Le volume d'un matériel influence l'intensité du champ électrique interne. En fait, l'énergie dissipée dans la charge augmente avec le volume de celle-ci. Le champ électrique formé à l'intérieur des aliments chauffés aux micro-ondes peut aussi être affecté par la conception du contenant.

Trois caractéristiques déterminent le profil de température d'une charge: la taille de l'échantillon (par rapport à la profondeur de pénétration dont nous parlerons à la section suivante), les conditions aux frontières (évaporation de surface, convection et radiation) et la forme de l'échantillon. Lors du chauffage micro-onde, l'humidité contenue dans le matériel s'évapore à l'intérieur, émigre vers les bords et évacue le matériel à travers la surface. En effet, un chauffage interne élevé résulte en une génération de vapeur supérieure à l'intérieur du matériel solide, ce qui crée des gradients de pression internes significatifs. Le taux d'évaporation à la surface augmente lorsque l'énergie est concentrée près de la surface donc, par une réduction de la profondeur de pénétration, résultant en des températures supérieures près de la surface. Des pénétrations réduites peuvent être obtenues avec l'addition de sel au liquide. La chaleur perdue par évaporation peut parfois compenser complètement la chaleur générée et résulter en un taux de changement de température nul.

Quoique l'énergie micro-onde génère une chaleur croissante, la plus haute température atteinte par les produits très humidifiés est celle du point d'ébullition de l'eau. L'ébullition est donc la limite qui stabilise la température dans les produits à haute teneur en humidité (habituellement, les aliments). À mesure que l'eau dans les aliments continue à bouillir et à s'évaporer à la frontière, l'absorption d'énergie diminue due à une déshydratation progressive. Cette décroissance de l'absorption produit un effet de stabilisation additionnel. Toutefois, si on poursuit le chauffage après qu'une majeure partie de l'humidité est évacuée, la température

peut atteindre subitement des valeurs extrêmes et provoquer une surchauffe ou une carbonisation. Ce mouvement d'humidité lors du séchage d'un matériel permet le chauffage sélectif de certaines zones qui contiennent plus d'humidité, autrement dit, un nivellement de l'humidité. Le degré de sélectivité du chauffage dépend du taux de variation du facteur de perte par rapport à la teneur en humidité. Si le facteur de perte est relativement constant sur une échelle de pourcentage d'humidité, tout le volume du produit sera chauffé également, peu importe la quantité d'humidité.

Certaines formes de charge peuvent concentrer l'énergie micro-onde à l'intérieur du matériel chauffé un peu à la façon d'une lentille optique avec les ondes de la lumière. Lorsque nous chauffons des matériaux sphériques ou des matériaux cylindriques relativement petits (environ une longueur d'onde), on observe des températures beaucoup plus élevées au centre que sur les bords de l'objet. Cette concentration du chauffage est attribuée à la convergence des ondes vers le centre du produit. Par ailleurs, un chauffage prononcé le long des bords et coins d'un produit est causé par la diffraction de l'énergie micro-onde à la frontière des deux milieux (air et charge).

On observe des changements au niveau des propriétés diélectriques des aliments après un traitement par micro-ondes. Ainsi, lors d'une déshydratation, un produit qui au départ est une bonne charge devient progressivement une charge non absorbante, indiquant une baisse du facteur de perte. Par exemple, le taux d'évaporation d'une surface de liquide est supérieur à celui d'une surface de solide puisque le facteur de perte diélectrique (ou le degré d'absorption de l'énergie) est beaucoup plus élevé pour l'eau à l'état liquide qu'à l'état solide. Les poches non congelées d'un aliment peuvent donc absorber de plus grandes quantités d'énergie et atteindre les températures d'ébullition alors que d'autres surfaces restent congelées. On doit alors compenser dans la puissance à l'entrée.

Profondeur de pénétration

À mesure que les micro-ondes traversent un bloc de matériel polaire, l'énergie est graduellement absorbée. La profondeur de pénétration est une mesure de l'absorption de l'énergie micro-onde. En fait, l'absorption de l'énergie micro-onde est inversement proportionnelle à la profondeur de pénétration. On suppose de façon générale une variation exponentielle de l'intensité du champ à partir de l'interface air-matériel vers l'intérieur du matériel. Par définition, la profondeur de pénétration est la distance à laquelle le champ atteint 37 % de sa valeur à la surface du matériel.

Cette profondeur augmente avec des baisses de températures (comme dans les aliments congelés) et diminue aux plus hautes températures ou dans les sols ioniques (5 cm dans la viande, 1 à 2 cm dans la graisse). Pour une même constante diélectrique et un même facteur de perte, les micro-ondes à fréquence plus basse ont une plus grande profondeur de pénétration que celle à fréquence élevée. Si les propriétés diélectriques sont différentes à ces deux fréquences, le principe ne tient pas. Ainsi, pour des produits larges et volumineux (comme les blocs de viande congelés), on utilise des fréquences plus basses (915 MHz plutôt que 2.45 GHz).

Le rapport entre la profondeur de pénétration et la taille de l'échantillon détermine l'uniformité du chauffage. Si la profondeur de pénétration est supérieure à la taille de l'échantillon, il y aura peu de variation du taux de chauffage entre la surface et l'intérieur du matériel et le chauffage résultant sera uniforme. Le profil de température sera plat avec des températures légèrement supérieures à la surface. Inversement, lorsque la profondeur de pénétration est beaucoup plus petite que la taille de l'échantillon, le chauffage se concentre à la surface et il en résulte un profil de température très abrupt près de la surface. Dans le cas extrême d'une très petite profondeur de pénétration, le profil de température est aussi irrégulier que celui obtenu avec un chauffage conventionnel.

Propriétés des diélectriques

Il est important de connaître les propriétés diélectriques du produit avant de concevoir l'applicateur d'énergie micro-onde. Comme nous l'avons précisé ci-haut, la propriété qui décrit globalement le comportement d'un diélectrique sous l'influence des hautes fréquences est la permittivité complexe. Pour éviter des expériences fastidieuses d'essais et erreur dans la conception des systèmes micro-ondes, il est nécessaire d'obtenir une information directe et significative sur la permittivité en fonction de l'état physique et du degré d'humidité du produit. Pour ce faire, on peut consulter des tables qui étalent ces données sur une large bande de fréquences et de températures afin de déterminer si le matériel sera susceptible d'absorber l'énergie micro-onde appliquée. La fréquence industrielle la plus utilisée pour la mesure des propriétés est 2,45 GHz. Plusieurs chercheurs ont mesuré les propriétés de certaines catégories de matériaux. Ainsi, Von Hippel (Hippel, 1954) s'est concentré sur les matériaux organiques et inorganiques et Nelson (Nelson, 1973) sur les aliments et substances biologiques. Pour sa part, Hill (Hill, 1969) a recueilli des données sur les moments des dipôles en fonction des autres paramètres de la molécule et sur la perte totale dans les matériaux dipolaires.

Nous décrirons maintenant quelques caractéristiques des propriétés diélectriques de matériaux couramment traités par micro-ondes. La plupart des matériaux ont une constante diélectrique ϵ' et un facteur de perte ϵ'' inférieurs à ceux de l'eau distillée (à 25 °C). Le boeuf, la dinde et l'eau salée, entre autres, font exception à la règle pour le facteur de perte étant donné leur concentration en sels. L'eau peut se trouver sous deux formes dans les matériaux. L'eau libre réside dans les cavités ou capillaires du matériel et l'eau liée est chimiquement combinée aux molécules du matériel ou physiquement absorbée à la surface du matériel sec. Il est à noter que l'eau libre produit un facteur de perte plus grand ou égal à celui de l'eau liée ($\epsilon'' = 14,0$ par rapport à 0). Le point de l'humidité critique indique le passage de l'état lié à libre pour l'eau (changement dans la pente de la courbe de ϵ'' en fonction du pourcentage de l'humidité).

Le lait est un produit agro-alimentaire couramment traité aux micro-ondes. Pour une température de 20 °C et une fréquence de 2,45 GHz, le taux de chauffage est supérieur à celui de l'eau pure et il est affecté par la composition du lait, en particulier par le niveau de protéine. Les amplitudes observées pour la permittivité et le facteur de perte du gras contenu dans le lait sont du même ordre que celles de certaines huiles naturelles, comme l'huile de maïs et l'huile de tournesol. La permittivité des laits commerciaux varie entre 68 et 70,6 selon la composition, à 20 °C et à 2,45 GHz. Les facteurs de perte expérimentaux pour les laits commerciaux se trouvent entre 17,6 et 17,8.

Pour les polymères, le comportement diélectrique est fortement dépendant de la température à cause de la grande variabilité de ϵ'' avec cette dernière. En fait, les polymères fortement polaires ont des propriétés diélectriques qui sont très sensibles aux variations de température comparativement aux polymères moins polaires. La constante diélectrique augmente avec une température croissante pour pratiquement tous les polymères polaires. Un autre facteur très influent sur le chauffage est la structure chimique du polymère. Pour bien représenter la réponse d'un polymère, des mesures doivent être réalisées dans une bande de fréquences allant de 10^{-3} à 10^{10} Hz. La valeur de la constante diélectrique à fréquence élevée varie entre 2,2 à 2,5. Dans certaines expériences de chauffage industriel de polymères, on remarque que la courbe d'absorption de puissance (ou de chauffage) augmente jusqu'à un maximum et redescend à un plateau. Ceci suggère que l'énergie micro-onde absorbée par l'échantillon soit en équilibre avec l'énergie dissipée.

Certains élastomères ont des pertes diélectriques très faibles et ne s'échauffent pas sous les micro-ondes; ce sont les élastomères non polaires (Osepchuk, 1984). C'est le cas, entre autres, du caoutchouc naturel (NR) et du butylcaoutchouc (BR). On peut incorporer au caoutchouc des charges, qui sont des substances finement divisées possédant de très fortes pertes diélectriques, pour améliorer ses propriétés mécaniques et d'échauffement. Une des principales charges est le noir de carbone et son efficacité varie selon le type utilisé. À l'inverse, d'autres élastomères, qualifiés de polaires, ont de grandes pertes diélectriques

comme le polychloroprène (CR) ou le copolymère nitrile-butadiène (NBR). Cober Electronics (Metaxas, 1991) a réalisé une expérience de vulcanisation avec deux mélanges pour fins de comparaison, l'un étant hautement absorbant des micro-ondes et l'autre marginalement absorbant. Les deux compositions présentent les mêmes caractéristiques thermiques. L'ajout d'un haut débit d'air n'influence pas la composition absorbante mais avantage beaucoup la composition marginale. Ceci rend la vulcanisation par micro-ondes plus flexible puisqu'on peut obtenir de bonnes performances avec une composition plus ou moins absorbante en ajoutant un grand débit d'air chaud. La référence (Rueggeberg, 1980) discute de l'humidité des charges et du risque qu'elle peut présenter notamment au niveau de la formation de porosités en vulcanisation sous basse pression.

Conclusion

Dans cette introduction, nous avons couvert en surface les notions théoriques se rapportant au chauffage industriel par micro-ondes. Pour bien apprécier l'ampleur de ce procédé, nous avons retracé son histoire depuis les premières applications jusqu'à son implantation commerciale. Un vocabulaire technique se devait d'être défini pour bien comprendre les interactions entre les micro-ondes et la matière. Étant donné la nature expérimentale de ce projet, l'effort de recherche théorique est plus visible dans cette introduction de même que dans le premier chapitre.

CHAPITRE I

REVUE DE LITTÉRATURE

Nous allons procéder à une revue de littérature chronologique sur les guides à fentes. Nous décrivons brièvement l'histoire de la théorie de base des premières études des fentes résonnantes, alors principalement destinées aux applications de communication par micro-ondes. Les conclusions tirées par les premiers chercheurs dans le domaine, exposées dans le chapitre 2, nous permettront de faire les choix de conception en toute connaissance. Ces chercheurs ont dérivé les premières méthodes analytiques que leurs successeurs continuent d'utiliser ou d'améliorer. Nous donnerons une appréciation globale des méthodes au niveau de leur précision et leur complexité. Nous pourrions ainsi juger du degré de validité des résultats publiés et de la fiabilité des conclusions, obtenus à l'aide de l'une de ces méthodes principales.

1.1 Premières études du guide d'ondes à fentes

Le problème de condition aux frontières inhérent à l'analyse d'un élément rayonnant a reçu une attention particulière pendant les 40 dernières années (Hanyang et al, 1988). W. H. Watson (1946) et A. F. Stevenson (1948) ont étudié les fentes résonnantes de façon assez complète tout au début de leur application dans les communications. Au cours de la Deuxième Guerre Mondiale au Canada, leurs travaux de recherche étaient à l'avant-garde dans le domaine des antennes de type guide d'onde à fentes (Oliner, 1957). Grâce à l'importante contribution de Oliner, Elliott et de leurs successeurs, la théorie des groupes d'antennes à fentes a atteint aujourd'hui un stade de maturité.

Vers 1948, Stevenson avait développé les fonctions de Green internes d'un guide d'onde et dans l'air (Rengarajan, 1989), nécessaires à l'analyse de la dispersion d'une fente longitudinale, excitée par le mode dominant TE_{10} (Hanyang et al, 1988; Stern et al, 1985). Sa

théorie s'applique exclusivement aux fentes résonnantes, très étroites, localisées sur un plan de masse infini, présentant un champ électrique totalement transverse et une distribution d'amplitude d'une demie cosinoïde équiphase. De plus, les murs du guide d'onde rempli d'air sont supposés parfaitement conducteurs et d'une épaisseur presque nulle.

Sous ces conditions, la méthode de Stevenson requiert premièrement la résolution du champ tangentiel au mur du guide. Par après, on relève les analogies entre la fente et l'antenne dipôle pour définir le problème particulier d'une fente dans un guide rectangulaire transmettant seulement le mode H_{10} . Stevenson a montré que le mode de dispersion dominant TE_{10} de la fente à l'extérieur du guide était symétrique. Par conséquent, la fente peut être représentée par un élément parallèle sur une ligne de transmission équivalente (Stern et al, 1985) et caractérisée par les coefficients de transmission et de réflexion. Le coefficient de transmission est calculé assez facilement avec le principe de l'équilibre des puissances. Il en résulte des expressions de la résistance ou de la conductance d'une fente selon que celle-ci se comporte comme un élément série ou parallèle sur une ligne de transmission. Par contre, les équations de Stevenson ne calculent pas la susceptance d'une fente hors résonance et ne tiennent pas compte de l'effet d'une couche diélectrique qui couvrirait la fente à la fréquence de résonance (Richardson et al, 1988). Plus tard, Stevenson a tenté de généraliser les expressions pour inclure le cas d'une fente non-résonnante mais sans succès.

Ainsi, Stevenson a dérivé une formule de la conductance résonnante normalisée d'une fente longitudinale en fonction de son déplacement par rapport à la ligne centrale du mur large guide (Stern et al, 1985). Cette expression est précise pour le cas d'une fente résonnante isolée mais n'est pas valide pour l'analyse d'un groupe d'antennes car la valeur de la conductance d'une fente pourrait alors doubler dans ce cas (Richardson et al, 1988).

Stevenson a aussi développé des équations pour les fentes inclinées sur les murs larges et étroits du guide (Richardson et al, 1988). Ces équations restent limitées car elles ne prédisent pas la longueur ni la réactance de la fente mais seulement le déplacement ou la rotation.

Encore une fois, elles sont précises pour une fente isolée mais inadéquates pour une fente qui subit l'effet du couplage mutuel dans un groupe d'antennes. Ainsi, pour la fente centrée inclinée sur le mur large d'un guide rectangulaire, Stevenson a développé l'équation intégrale du champ électrique dans l'ouverture (Rengarajan, 1990). Il a obtenu une expression approximative de la résistance équivalente série de la fente à la résonance à partir du principe de l'équilibre des puissances.

Pour la fente inclinée sur le mur étroit d'un guide d'onde, Stevenson a dérivé une expression de la conductance avec une longueur correspondant à la première résonance (Das et al. 1984). Cependant, cette analyse ne considèrerait pas les portions de la fente coupées dans les murs larges (Jan, 1991). En effet, Stevenson a supposé que la longueur résonnante de la fente était près d'une demie longueur d'onde dans l'air ce qui est supérieur à la dimension standard du mur étroit du guide. Pour un angle d'inclinaison inférieur à une valeur limite, les deux extrémités de la fente doivent s'étendre sur les murs larges du guide rectangulaire. Cette contrainte est nécessaire pour garder la fente synthonisée à la résonance (Hsu et al. 1989). À ce moment, la conductance résonnante obtenue par Stevenson est une valeur surestimée puisqu'il suppose une profondeur de coupure nulle pour la fente dans les murs larges.

De plus, des solutions pour le couplage entre guides par une fente commune ont été proposées. Ces dernières sont facilement obtenues une fois que la solution individuelle pour chaque guide est développée. Stevenson a également traité des groupes d'antennes à fentes et a fourni un ensemble d'équations linéaires pour la détermination de l'amplitude du voltage dans chaque fente. Finalement, on considère le cas d'un guide à fentes avec différentes terminaisons.

Les résultats théoriques ont été comparés avec les mesures effectuées par Watson et ils s'avèrent en accord.

Les premiers travaux expérimentaux de Watson sur les guides à fentes pour des applications de radiation et de couplage se basaient sur la théorie établie par Stevenson (Rengarajan. 1990).

Watson a commencé par analyser le couplage entre une fente et le guide sur lequel elle est inscrite en vue de réaliser des radiateurs micro-ondes linéaires. Il a expliqué ce couplage en termes de charge de l'onde dominante. Pour caractériser l'onde dominante dans le guide, Watson a utilisé un cercle de transformation. Avec cette représentation de la charge, il a dérivé les différents types de couplage d'une fente. Parmi ces fentes, nous avons la fente longitudinale déplacée, la fente centrée inclinée, la fente de bord inclinée de même que la fente composée qui jusqu'alors n'avait pas reçu trop d'attention. Watson a obtenu des représentations du circuit équivalent de la fente hors résonance en utilisant l'analogie avec la ligne de transmission, comme le montre la figure 1.1 (Rengarajan, 1989).

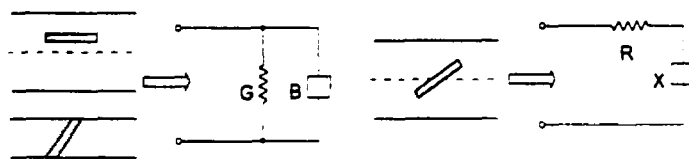


Figure 1.1 Représentations du circuit équivalent de fentes non-résonnantes.

Pour chaque type de fente, il a obtenu des courbes de la variation de l'impédance en fonction du déplacement ou des dimensions de la fente, entre autres. Ces courbes s'appliquent toujours au cas particulier d'une fente résonnante d'une demie longueur d'onde. Watson a également étudié les fentes compensées par une sonde, les paires de fentes (croisée, section π , etc.) et les ouvertures générales coupées sur un mur de guide.

Watson a aussi étudié le couplage entre guides à travers une fente résonnante, ce couplage n'étant possible que si les fentes superposées sont toutes deux excitées par le mode dominant. Il a énoncé les lois de couplage entre guides qui se basent sur le transfert de l'impédance de la fente d'un guide à celle d'un autre guide. Pour ce faire, il a utilisé la méthode des coefficients de radiation et a énuméré par la suite les conséquences de ces lois. Le type de couplage est défini par la configuration de la fente sur chaque guide. Watson a aussi déduit certaines représentations de circuits équivalents approximatifs en T ou en π pour les coupleurs de type guides d'onde à fentes "Analysis of a Wide Compound Slot-Coupled Parallel Waveguide

Coupler and Radiator”, A. Mohammed Rajeev et Ajay Chakraborty. Le document fournit une vérification expérimentale de la transformation de l'impédance et de la phase par la charge de la fente.

Watson a également développé une technique de conception des groupes d'antennes micro-ondes linéaires selon la distribution de l'amplitude et de l'impédance d'entrée tout en expliquant la théorie de l'alimentation des guides. Dans ce contexte de groupe d'antennes, il traite de la polarisation transverse et longitudinale ainsi que de l'interaction mutuelle particulièrement pour le cas de la fente inclinée de bord. Contrairement à Stevenson, Watson a inclus l'influence de la coupure des murs larges dans l'analyse de la fente de bord résonnante pour des petits angles d'inclinaison. Cependant, il n'a pas trouvé une expression exacte de la variation de la profondeur de coupure avec l'inclinaison de la fente (Hsu et al. 1989; Das et al. 1984). De plus, il a donné les résultats de mesures réalisées sur un groupe d'antennes large bande avec des fentes composées.

Alors que beaucoup de données sont disponibles pour les fentes au point de résonance, très peu de résultats sous des conditions hors résonance sont publiés. C'est ce type de fente qui s'avère particulièrement intéressant pour les applications de chauffage industriel, comme nous le verrons dans le chapitre 2. Après Stevenson et Watson qui ont établi les premières analyses des fentes résonnantes pour les applications de communication, A. A. Oliner est l'un des premiers à avoir développé le calcul de l'impédance (ou admittance) d'une fente en dehors de la fréquence de résonance (Rengarajan, 1990). Sa théorie permettait donc de calculer aussi bien la susceptance que la conductance d'une fente (Stern et al. 1985; Hanyang et al., 1988; Lyon et al., 1981). Oliner (1957) a utilisé les circuits équivalents des fentes série et parallèle (longitudinale déplacée, transverse et inclinée) pour déduire les propriétés de ces dernières. Ces circuits ont été construits à partir d'une formulation de l'onde stationnaire des modes du guide.

Les résultats théoriques se basent sur quelques hypothèses de départ: la fente rayonne dans un demi espace (limité par un plan de masse infini), l'épaisseur du mur tend vers zéro et la fente possède des extrémités rectangulaires. Le calcul de la réactance (ou susceptance) et des autres paramètres du circuit équivalent de la fente se base sur une expression variationnelle couplée à des considérations de puissance emmagasinée (Hanyang et al., 1988; Lyon et al., 1981). La valeur de la conductance a été obtenue de façon assez directe car il n'est pas nécessaire de considérer la fonction de Green dans un guide rectangulaire. On peut simplement relier les expressions variationnelles à la puissance rayonnée. Par contre, l'évaluation directe des expressions variationnelles pour la susceptance est complexe dû à la présence de la fonction de Green dyadique du guide. C'est pourquoi on se sert plutôt de la valeur de susceptance, disponible dans les tables de spécifications, de la fente centrée correspondante (mêmes dimensions). On applique alors une procédure appelée méthode de "petite ouverture" ou de puissance emmagasinée. Dans cette méthode, le numérateur des expressions variationnelles pour une fente rectangulaire est constant pour toutes les positions et orientations. Ce numérateur correspond, en effet, à celui des expressions pour la fente centrée homologue. Par contre, les dénominateurs varient avec la disposition de la fente. La méthode de puissance emmagasinée qui permet d'obtenir la valeur de la susceptance est précise pour les fentes série inclinées et déplacées alors qu'elle est approximative pour la fente parallèle longitudinale (Oliner, 1957). En fait, la méthode de "petite ouverture" est valide seulement pour des petits déplacements de la fente longitudinale .

Voici les étapes principales pour dériver les expressions variationnelles. Premièrement, on doit obtenir les expressions pour le champ magnétique des régions interne et externe du guide. On impose la condition de continuité des champs magnétiques à travers l'ouverture de la fente. Par la suite, on impose une forme d'amplitude symétrique ou asymétrique pour le voltage selon qu'il s'agit d'un réseau parallèle ou série respectivement. Ainsi, on trouve des équations intégrales que l'on peut réduire à des expressions variationnelles par une procédure standard de la méthode variationnelle. Ces expressions variationnelles requièrent une valeur initiale du champ dans l'ouverture de la fente. Oliner a choisi une forme de champ

cosinoïdale ce qui s'avère une excellente approximation. Oliner a donc trouvé l'expression de la variation de l'admittance d'une fente avec une longueur dans le voisinage de $\lambda_0/2$ (Das et al, 1970).

A. A. Oliner (1957) a également effectué une comparaison entre les résultats théoriques et les données expérimentales pour les fentes série inclinées et les fentes parallèle longitudinales. Les mesures ont été effectuées dans la bande L qui nous permet de travailler avec des dimensions de fentes suffisamment grandes pour un machinage précis des extrémités. Pour pouvoir tourner une fente, on l'inscrit sur une plaque circulaire de diamètre égal à la largeur du grand mur du guide. Avec cet arrangement, Oliner a mesuré les propriétés des fentes pour des angles d'inclinaison de 0° , 36° , 45° et 72° et pour différentes longueurs autour de la résonance. Les valeurs expérimentales pour de grands angles de rotation sont moins précises à cause du taux de variation élevé dans cette région.

Voici les principales conclusions qui découlent de la comparaison (Oliner, 1957). Les résultats théoriques s'avèrent très précis pour les fentes série inclinées et satisfaisants pour les fentes parallèle longitudinales avec de petits déplacements. De plus, ces résultats sont valides pour le calcul de l'impédance des fentes autant à la résonance que hors résonance. On trouve que la longueur de résonance de la fente série inclinée est relativement indépendante de l'angle d'inclinaison. À l'inverse, la longueur de résonance de la fente parallèle longitudinale peut augmenter jusqu'à 10 % lorsque la fente se déplace vers les murs latéraux. La variation de l'admittance d'une fente série inclinée avec l'angle de rotation peut être prédite assez précisément de façon théorique. Les fentes série inclinées peuvent être caractérisées par un réseau purement série, c'est-à-dire que les branches parallèles du réseau *pi* plus général peuvent être négligées. Pour toutes les fentes, l'influence de l'épaisseur finie du mur est assez notable ce qui oblige à l'inclure dans les calculs théoriques. L'effet des coins arrondis est également significatif mais la théorie supposait des fentes aux extrémités rectangulaires.

Les différences entre les résultats théoriques et expérimentaux sont dues à certaines hypothèses simplificatrices. Comme déjà mentionné, la théorie n'est valide que pour les fentes coupées sur un plan conducteur infini d'épaisseur nulle plutôt que sur le mur de largeur et d'épaisseur finie du guide d'onde. La théorie suppose également que la fente possède des extrémités rectangulaires alors que, dans la pratique, la plupart des fentes sont usinées avec les coins arrondis. Plus tard, Oliner a surmonté ces deux entraves (Stern et al, 1985). Il a remédié à la première difficulté en intégrant l'influence du mur de guide d'épaisseur finie par un traitement ou approche de réseau micro-onde (Lyon et al, 1981). Il supposait ainsi que la cavité rectangulaire qui constituait la fente était une section de guide d'une longueur donnée dans laquelle le mode dominant TE_{10} était le seul mode de couplage entre les champs internes et externes. Avec ce modèle, Oliner a dérivé une relation de correction pour incorporer les effets de l'épaisseur du mur (Rengarajan, 1990; Richardson et al, 1988). La deuxième limite de la théorie concernant les fentes parfaitement rectangulaires a également été éliminée. On arrive à une correction de 2 % en admettant que les fentes rectangulaires sont équivalentes aux fentes arrondies si elles ont la même surface.

En 1978, Elliott présentait une théorie qui permettait de concevoir des groupes d'antennes linéaires et planaires de type guide à fentes tout en incluant les effets du couplage mutuel (Stern et al, 1985). Ce sont surtout les fentes localisées sur le mur large du guide d'onde rectangulaire qui ont été analysées. Brièvement, la théorie se résume à trois équations de conception (Elliott et al, 1978). Ces dernières calculent les longueurs et déplacements des fentes pour obtenir la distribution du rayonnement et l'adaptation désirées à partir de la variation de l'admittance propre d'une seule fente (Konishi et al, 1989). Lorsque le nombre d'éléments est élevé, le volume de calcul devient considérable et le temps de calcul très long. Cependant, cette méthode de conception ne considérait pas le couplage mutuel entre les fentes et le système d'alimentation. Par la suite, la théorie a été généralisée et améliorée comme nous le rapporte une publication parue en 1983.

1.2 Méthodes analytiques courantes pour l'étude des fentes disposées sur un guide d'onde rectangulaire

La conception d'un guide à fentes requiert la collecte des caractéristiques électriques des fentes (Chernin, 1956) à la fréquence d'opération. Ces données sont disponibles dans la littérature pour des fréquences et des dimensions spécifiques du guide d'onde (Richardson et al, 1988). Dans certains cas, il faut avoir recours à l'étalonnage et à l'interpolation des fréquences pour dériver des données non publiées avec une précision acceptable pour une bande de fréquences étroite. Par contre, cette méthode n'est pas entièrement satisfaisante à cause de la variation des dimensions du guide en fonction de la fréquence. Par ailleurs, la modélisation théorique utilisée dans le développement des logiciels de simulation permet aujourd'hui une conception des systèmes micro-ondes beaucoup plus rapide et précise que dans le passé (Tran, 1992). La modélisation des fentes implique l'établissement d'un ensemble d'approximations et d'hypothèses pertinentes pour simplifier leur analyse relativement complexe (Rajeev et al, 1995). Étant donné que les solutions analytiques ne constituent qu'une bonne approximation, il est de bonne pratique d'évaluer celles-ci expérimentalement et de faire ainsi les ajustements qui s'imposent pour la conception finale. La mesure des caractéristiques des fentes ne requiert pas l'extrapolation de données et s'avère ainsi une approche plus directe au problème.

Le problème de la dispersion électromagnétique provenant de bandes conductrices ou de fentes, dans l'air ou en présence de frontières matérielles, a été étudié intensivement au cours des dernières décennies (Sangster et al, 1987; Tsalamengas et al, 1989). La résolution de ce problème présente des difficultés analytiques significatives qui peuvent être simplifiées par l'adoption d'un certain nombre d'hypothèses. Ces simplifications ont mené au développement de trois méthodes prédominantes d'analyse pour les problèmes de couplage et de radiation d'un groupe d'antennes de type guide d'ondes à fentes. Il s'agit de la méthode de diffraction, la méthode variationnelle et la méthode des moments (Sangster et al, 1995) qui sont utilisées pour formuler et solutionner le problème aux conditions frontières des fentes. En particulier,

la théorie de diffraction se limite aux ouvertures dont les dimensions sont petites comparées à la longueur d'onde. Les méthodes énumérées se servent de la formulation des transformées, de la séparation de variables, ou d'autres techniques numériques et analytiques approximatives. La sophistication progressive de ces méthodes rendait possible une analyse de plus en plus réaliste. Ainsi, aujourd'hui le comportement d'une fente quelconque, localisée sans restriction et avec une épaisseur de mur donnée peut être prédit avec une précision acceptable. Cependant, malgré ce degré de précision, les applications industrielles de chauffage s'effectuent dans un champ proche, ce qui rend les simulations approximatives. De même, beaucoup de facteurs plus ou moins aléatoires (effet du produit chauffé ou des contenants, hétérogénéité du matériel, réflexions sur les obstacles conducteurs, etc.) affectent le comportement prévu du radiateur ce qui requiert essentiellement un réajustement au niveau expérimental.

Les premiers développements théoriques visaient surtout la formulation de méthodes pour le calcul des caractéristiques de dispersion d'une ouverture isolée sur le guide (Sangster et al. 1989). En parallèle avec ces recherches, des efforts ont été dirigés vers l'élaboration de méthodes de conception de groupes d'antennes avec plusieurs fentes qui intégraient les effets du couplage mutuel. Certaines de ces techniques de synthèse requièrent la valeur précise de l'admittance propre des fentes individuelles par mesure directe. Ceci implique qu'une synthèse efficace est possible seulement pour des groupes d'antennes dont les résultats de mesure sont disponibles. Mais, comme nous l'avons mentionné ci-haut, les résultats de simulation sont, de nos jours, presque aussi valables.

1.2.1 Méthode variationnelle

En général, on formule une équation intégrale pour déterminer la distribution du champ électrique dans la fente. Cependant, cette méthode est relativement complexe dû à l'intégration d'une fonction de Green. Pour contourner ce problème, il existe des méthodes approximatives dont la méthode variationnelle. Cette dernière se base sur une expression de la

susceptance sous la forme d'une série de fractions. Les numérateurs et dénominateurs sont des intégrales sur la surface de la fente du champ électrique multiplié par une fonction modale. le tout mis au carré.

Quoique la méthode variationnelle puisse donner une bonne approximation des paramètres de circuit de la fente, sa précision dépend grandement du choix judicieux de la valeur initiale du champ. Elle requiert donc une bonne approximation du champ de l'ouverture à l'avance (Lyon et al, 1981). De plus, malgré qu'elle soit valide pour les ouvertures de dimensions quelconques, la méthode variationnelle souffre de la difficulté d'intégrer dans l'analyse l'effet de l'épaisseur finie du mur de guide, des murs latéraux proches et du couplage avec les modes d'ordre supérieur (Sangster et al, 1995). De plus, la distribution du champ de la fente est habituellement supposée symétrique par rapport au centre de la fente dans la formulation variationnelle et ceci n'est pas toujours le cas dans la pratique sauf pour les guides à hauteur standard remplis d'air.

1.2.2 Méthode des moments

Parmi les plus récentes, la méthode des moments (MoM) a gagné une popularité considérable au cours des dernières années (Tsalamengas et al, 1989). La méthode des moments permet de résoudre une paire d'équations intégrales couplées qui utilisent des fonctions de Green et qui sont obtenues avec les conditions frontières. Cette méthode requiert la définition d'un ensemble de fonctions de poids (ou de test) et d'un produit interne (Lyon et al, 1981). Par la suite, elle convertit les équations intégrales sous une forme matricielle. Toutes les distributions de champs électrique et magnétique obtenues par la méthode des moments obéissent nécessairement aux équations de Maxwell. De plus, elles satisfont les conditions de radiation et de continuité à travers les surfaces supérieure et inférieure de la fente.

L'utilisation des fonctions de base de type échelon mène à l'inversion d'une grande matrice remplie par des éléments qui tendent vers l'infini. Si on utilise plutôt des fonctions de base

sinusoïdales pour former une expansion de série des champs électriques dans la fente. des résultats précis peuvent être obtenus avec seulement quelques termes. Ceci implique la manipulation de matrices avantageusement petites (Lyon et al, 1981). Un calcul relativement efficace des caractéristiques de rayonnement de la fente est donc possible en utilisant des fonctions naturelles pour décrire les distributions de champ. De plus, la méthode des moments inclut dans l'analyse les effets des murs latéraux et du couplage avec les modes d'ordre supérieur. La méthode des moments possède également l'avantage de pouvoir être appliquée directement aux équations intégrales sans manipulation mathématique préalable. De plus, elle ne requiert pas une approximation très précise du champ dans l'ouverture à l'avance et peut même être utilisée pour estimer précisément cette distribution du champ électrique dans la fente.

Ainsi, les propriétés de dispersion des fentes rayonnante longitudinales ont été étudiées intensivement dans la littérature à partir d'une solution par la méthode des moments des équations intégrales pertinentes (Rengarajan, 1990). Parmi d'autres applications de la méthode des moments, on retrouve l'analyse du système d'alimentation d'un guide à fentes ou du groupe d'antennes à fentes lui-même incluant les effets de couplage mutuel (Richardson et al, 1988). Cependant, la méthode n'est considérée pratique que pour les petits groupes d'antennes parce qu'autrement elle requiert beaucoup plus d'effort de calcul que les autres méthodes. En conclusion, la méthode des moments est fiable pour des fentes étroites de toute longueur dans un guide rectangulaire de mur mince ou mur épais.

1.3 Conclusion

Après une revue historique des premières recherches sur les fentes rayonnantes, nous avons commenté sur la précision et l'efficacité des principales méthodes d'analyses. Comme nous l'avons mentionné dans le texte, les fentes non-résonnantes ont été beaucoup moins exploitées que les fentes résonnantes. Avec le prototype à fentes réglables prévu, nous incluons les deux cas pour fins de comparaison. Nous pourrions vérifier les caractéristiques du cas résonnant avec la théorie et ainsi valider les mesures effectuées dans le cas non-résonnant. Les méthodes d'analyses utilisées dans certaines publications nous indiquent le degré de précision des conclusions tirées sur le comportement des fentes.

CHAPITRE II

CONCEPTION D'UN APPLICATEUR DE TYPE GUIDE À FENTES

2.1 Principes des fentes rayonnantes

Cette première section du chapitre 2 portera sur les propriétés générales des fentes individuelles. La prochaine section sera plus spécifique à chaque type de fente.

À l'inverse d'un réseau de dipôles, le guide à fentes ne requiert pas de transition entre le guide et l'élément rayonnant. Ce système de transition exige une conception mécanique assez complexe et peut constituer une source de désadaptation (EDF, 1991). Ceci étant dit, le dipôle s'avère un élément relativement difficile à contrôler ce qui nous incite à privilégier davantage la technologie des fentes sur le guide pour des applications de chauffage. De plus, on observe un couplage mutuel entre les fentes en réseau plus faible que celui mesuré dans les groupes de dipôles.

2.1.1 Définition d'une fente rayonnante

Une fente rayonnante consiste en une ouverture sur une plaque conductrice, tel le mur d'un guide d'onde, qui se comporte comme une antenne rayonnante. Selon la disposition de la fente sur le mur du guide, il se peut qu'aucun rayonnement n'ait lieu. Ces fentes, dites non-rayonnantes, interrompent un courant de surface négligeable sur le mur (EDF, 1991). Les lignes du courant de surface d'un guide d'onde excité par le mode de propagation dominant TE_{10} sont illustrées à la figure 2.1.

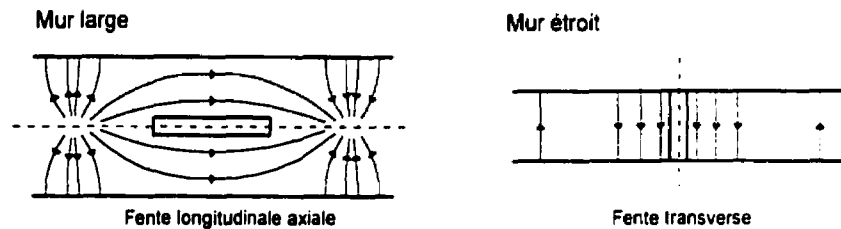


Figure 2.1 Courants de parois du mode TE_{10} (EDF, 1991).

Comme on le voit sur la figure, ces fentes non-rayonnantes, relativement minces, sont parallèles aux lignes du courant de sorte qu'aucun champ notable n'est dispersé par ces fentes et la radiation n'a pas lieu (EDF, 1991). Pour qu'une fente puisse rayonner, il faut que sa composante longitudinale coupe le flux de courant. Parmi les fentes rayonnantes les plus couramment utilisées, on trouve la fente longitudinale décalée, la fente transversale et la fente centrale inclinée, toutes situées sur le grand mur du guide, de même que la fente de bord inclinée sur le mur étroit (voir figure 2.2) (Clémenceau et al, 1991). Le niveau de puissance rayonnée dépend principalement de la densité de courant interceptée par une fente et de la longueur de la composante transverse de cette fente aux lignes de courant (Datta et al, 1993).

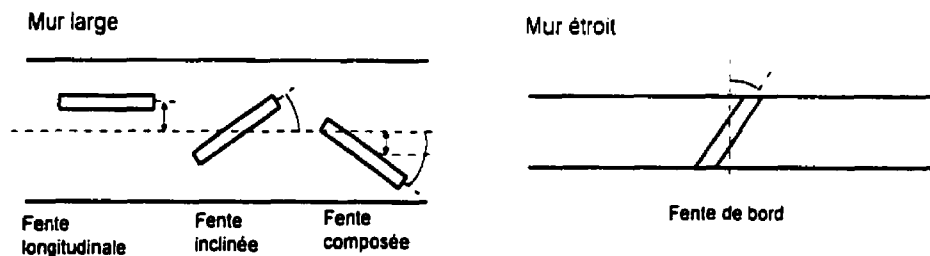


Figure 2.2 Fentes rayonnantes.

2.1.2 Circuit équivalent

Il est pratique de modéliser les fentes sur un guide d'onde par un circuit équivalent. Selon leur disposition et leurs dimensions, les fentes sont caractérisées soit par une impédance série ou une admittance parallèle qui charge la ligne de transmission équivalente du guide d'onde.

À la figure 2.3, nous pouvons observer l'analogie entre le guide et la ligne qui est faite pour les fentes série ou parallèle.

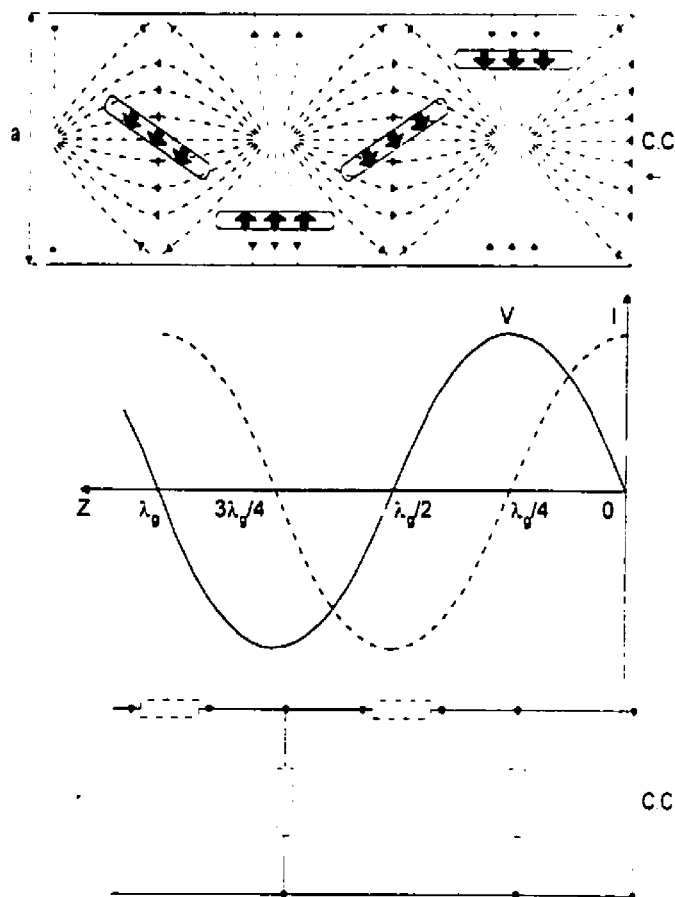


Figure 2.3 Fentes série et parallèle et analogie guide-ligne (EDF, 1991).

En supposant que les fentes sont espacées d'une demie longueur d'onde de guide, cette modélisation nous permet de connaître l'adaptation nécessaire en positionnant le court-circuit à la distance appropriée, comme le montre la figure 2.4.

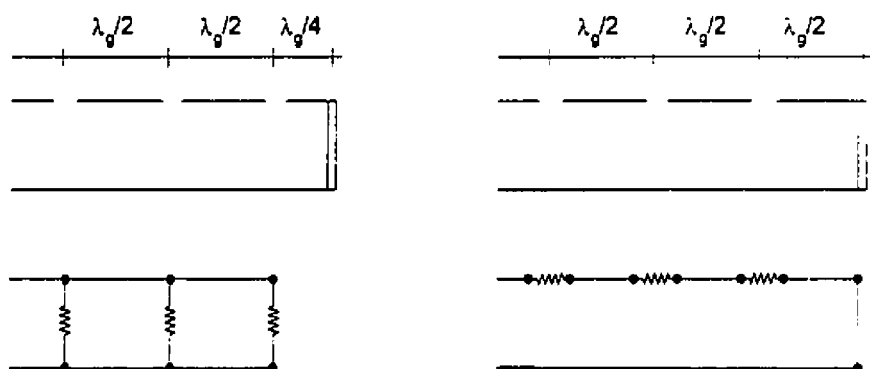


Figure 2.4 Adaptation des fentes parallèle et série (EDF, 1991).

Nous avons à la figure 2.5 les circuits équivalents correspondants à la fente parallèle et, à la figure 2.6, ceux de la fente série.

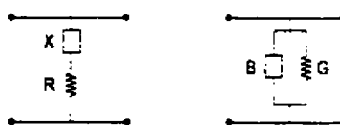


Figure 2.5 Circuits équivalents d'une fente parallèle (Oliner, 1957).

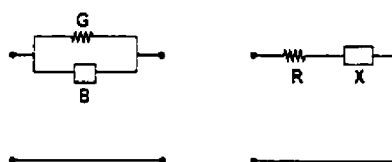


Figure 2.6 Circuits équivalents d'une fente série (Oliner, 1957).

Les ondes du champ électrique dispersées par la fente sont de même amplitude pour les deux types de fentes mais de phase opposée pour la fente série, à égale distance de part et d'autre de la charge. La dispersion asymétrique de la fente série peut donc être représentée par une

impédance alors que pour le cas parallèle, la dispersion symétrique est caractérisée par une admittance. La fente série présente une discontinuité dans la composante transverse du champ électrique au point de charge et la fente parallèle pour sa part produit une discontinuité dans la composante transverse du champ magnétique (Hansen, 1964). Donc, les composantes du courant de surface qui excitent la fente série et la fente parallèle sont respectivement longitudinale et transverse. Pour des fins d'adaptation, la terminaison adéquate pour la fente série est le circuit ouvert et pour la fente parallèle, le court-circuit.

2.1.3 Impédance

L'expression de l'impédance (ou admittance) équivalente, soit $R+jX$ (ou $G+jB$), se compose d'un terme réel et d'un terme imaginaire. La position de la fente, que ce soit après un déplacement parallèle ou une inclinaison par rapport à l'axe du guide, influence la partie réelle de l'expression de l'impédance alors que la longueur de la fente définit la partie imaginaire, surtout près de la résonance. La partie réelle ou la résistance (conductance) contrôle le couplage de la fente au guide d'onde et donc, le niveau de puissance rayonnée par la fente. Le couplage interne qui découle de l'interaction entre le guide et la fente avec le mode de propagation TE_{10} affecte surtout les guides à fentes à hauteur réduite (Oliner, 1957). Par ailleurs, en plus du mode dominant dans le guide, les modes d'ordre supérieur excités près des fentes contribuent à augmenter le couplage interne (Sphicopoulos, 1982). Pour sa part, la partie imaginaire ou la réactance (susceptance) influence grandement la phase du champ dans l'ouverture.

2.1.4 Niveau et distribution de l'énergie rayonnée

L'amplitude de l'énergie incidente se propageant dans le guide et le degré de couplage de la fente au guide établissent le niveau de puissance rayonnée par chaque fente (Richardson et al.

1988). À titre qualitatif, nous voyons sur la figure 2.7 la densité de puissance rayonnée en trois dimensions par une ouverture circulaire sur un plan infini ou par toute autre ouverture relativement petite (Leviatan, 1986).

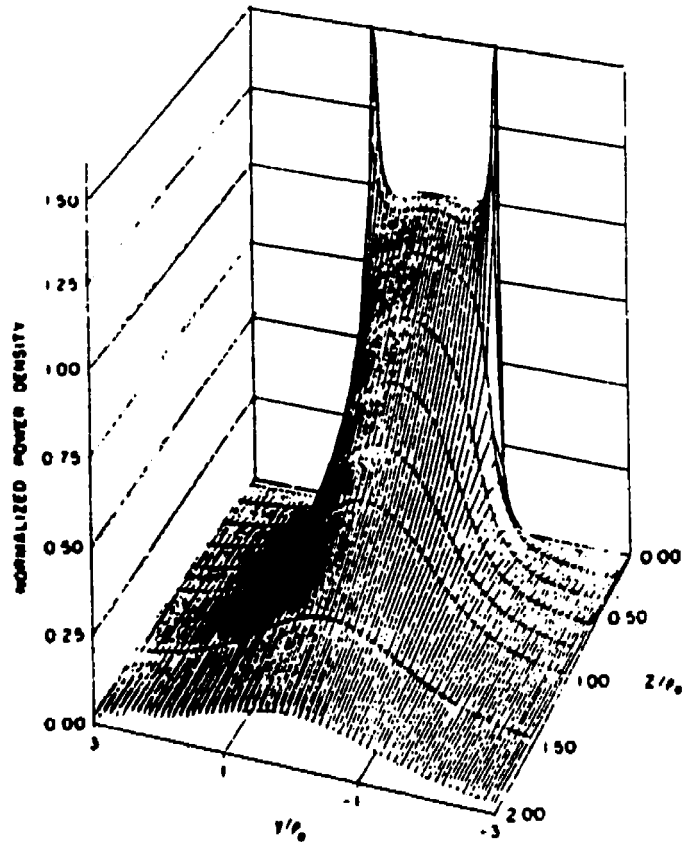


Figure 2.7 Densité de puissance rayonnée par une petite ouverture (Leviatan, 1986).

Des recherches effectuées sur différents réseaux de fentes ont montré que la distribution de l'énergie rayonnée par des ouvertures larges dépend principalement de la réflexion de l'onde incidente à la surface du produit traité et en grande partie de la fréquence de résonance (Püschner, 1967). Il est convenable de bien distribuer les fentes sur la longueur du guide pour éviter une trop forte concentration localisée de la radiation (EDF, 1991)

2.1.5 Coins arrondis de la fente et épaisseur du mur

Dans la pratique et pour des raisons de facilité de fabrication, la forme des fentes n'est pas parfaitement rectangulaire mais comporte plutôt des coins arrondis ce qui peut engendrer des erreurs dans les résultats de mesure (Yee, 1974; Sangster et al. 1987; Watson, 1947). De même, l'épaisseur réelle du mur du guide d'onde ne peut être nulle comme énoncé dans la théorie. Par contre, une épaisseur de mur inférieure à $0,05\lambda_0$ aura un effet négligeable sur la fente et respectera la contrainte théorique (Richardson, 1988).

2.1.6 Couche de diélectrique

Parfois, la contrainte de tolérance à des niveaux élevés de puissance requiert l'utilisation de fentes plus larges (Raju et al, 1990). On peut aussi poser une couverture diélectrique sur les fentes rayonnantes pour les protéger des chaleurs excessives ainsi que d'un environnement humide, corrosif ou salissant qui risquerait d'oxyder ou d'abîmer le guide (Katehi, 1990; Richardson, 1988; EDF, 1991). Lors de la détermination des dimensions des fentes, il faut intégrer l'effet du matériau diélectrique couvrant (couramment appelé radôme dans le domaine des télécommunications) car il peut modifier de façon significative la fréquence de résonance et l'impédance caractéristique des fentes. Ainsi, pour une fente entourée d'un diélectrique, le champ autour de la fente sera presque complètement contenu dans le diélectrique ce qui réduira de beaucoup la longueur de résonance de la fente.

Une extension de la théorie de Oliner peut être utilisée pour prédire l'impédance et la fréquence de résonance des fentes couvertes par un diélectrique (ou un plasma) en fonction de la permittivité et de l'épaisseur du diélectrique (Bailey, 1970). Ainsi, on conclut que pour une épaisseur de couche inférieure à λ_0 , l'impédance et la fréquence de résonance sont très influencées par l'épaisseur du diélectrique. En rendant la couche de diélectrique plus épaisse, la variation des caractéristiques d'impédance de la fente sera moins critique. De plus, une couverture placée seulement à quelques centimètres au-dessus de la fente produit une

perturbation beaucoup plus petite. Nous devons réduire les réflexions provenant des couvertures individuelles ou utiliser ces réflexions pour des fins d'adaptation. Dans notre projet, l'applicateur de type guide d'onde à fentes doit chauffer des produits à des distances relativement petites dans le domaine des champs proches. Le produit ou diélectrique chauffé aura donc un effet perturbateur sur le comportement du guide à fentes (entre autres, sur la fréquence de résonance) qu'on devra considérer lors de la conception de notre système.

2.1.7 Fente non-résonnante

Alors qu'une grande banque de données expérimentales est disponible pour les fentes au point de résonance, très peu de documents discutent des conditions hors résonance (Oliner, 1957). Comme mentionné précédemment, le produit chauffé peut perturber la fréquence de résonance du guide à fentes et diminuer son efficacité. Nous prévoyons donc utiliser des fentes non-résonnantes malgré le manque d'informations pour pouvoir traiter une grande variété de diélectriques.

2.2 Revue des principales configurations de fentes rayonnantes

Dans cette section, nous voyons la théorie abrégée pour différents types de fentes couramment utilisées dans la technologie des guides à fentes rayonnantes. La théorie de la fente inclinée sera plus élaborée puisque cette dernière a été retenue comme élément rayonnant dans la conception du guide à fentes, comme justifié plus loin à la section 2.5.6 "Type de fente". Les autres configurations de fentes rayonnantes de même que les fentes non-rayonnantes excitées par une discontinuité seront exposées en profondeur à l'annexe A.1 "Étude détaillée de certaines fentes rayonnantes" et à l'annexe A.2 "Fentes non-rayonnantes excitées par une discontinuité".

2.2.1 Fente longitudinale déplacée

La fente longitudinale parallèle consiste en une fente rectangulaire parallèle à l'axe de symétrie du mur large du guide comme le montre la figure 2.8. Du point de vue du guide excitant la fente, le circuit équivalent de la fente longitudinale déplacée peut être représentée par un réseau parallèle (voir figure 2.8) (Oliner, 1957).

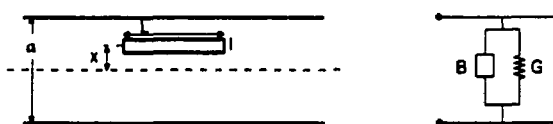


Figure 2.8 Circuit équivalent d'une fente longitudinale déplacée.

La conductance équivalente de la fente longitudinale dépend des dimensions du guide, de la fréquence de l'onde incidente et de la distance entre la fente et l'axe central du guide (Clémenceau et al, 1991). Plus la fente s'éloigne du centre, plus la conductance et la longueur résonnante augmentent comme l'illustre l'allure des courbes typiques d'une fente longitudinale aux figures 2.9 et 2.10 (Watson, 1947).

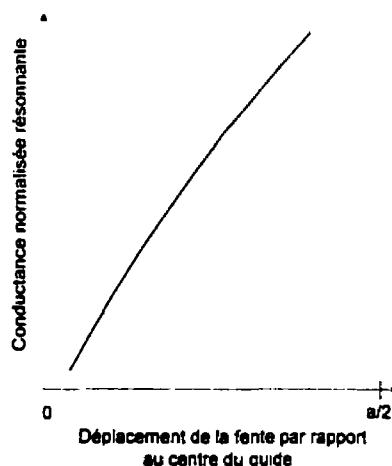


Figure 2.9 Courbe qualitative de la conductance en fonction du déplacement de la fente longitudinale (Yee, 1974; Khac et al, 1973).

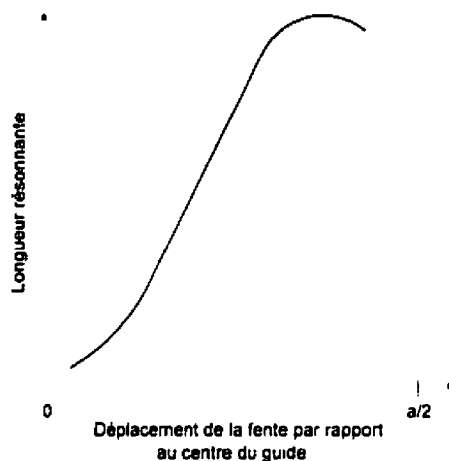


Figure 2.10 Courbe qualitative de la longueur résonnante en fonction du déplacement de la fente longitudinale (Josefsson, 1987; Sangster et al, 1987).

Un réseau de fentes longitudinales sur la face large du guide doit être réalisé en alternant la position des fentes de chaque côté de la ligne centrale du guide pour annuler la phase des composants de polarisation croisée (voir figure 2.10) (Richardson et al, 1988). Le principal désavantage qui découle de cet arrangement est la formation de lobes secondaires surtout pour les petits groupes d'antennes.

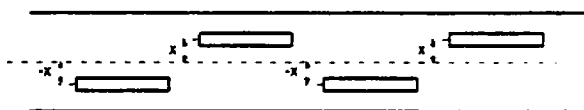


Figure 2.11 Guide à fentes longitudinales.

On constate que les fentes longitudinales possèdent une impédance mutuelle très faible comparée à celle des fentes inclinées, étant donné leur disposition "bout à bout", ce qui rend leur analyse plus simple.

2.2.2 Fente transverse déplacée

Si la fente transverse est placée symétriquement par rapport au centre, elle présente une charge série à l'onde incidente (voir figure 2.12) (Watson, 1947).

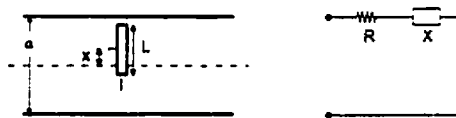


Figure 2.12 Circuit équivalent d'une fente transverse.

L'impédance des fentes transverses diminue lorsqu'on déplace la fente selon son axe de la position centrée (Oliner, 1957). Pour un faible déplacement, l'impédance reste assez élevée, ce qui n'est pas très pratique.

2.2.3 Fente inclinée centrée

Les fentes inclinées sont généralement utilisées comme fentes de couplage intermédiaires entre l'alimentation et le guide rayonnant et n'opèrent pas dans un environnement de réseau avec une interaction mutuelle (Richardson et al, 1988; Hanyang et al, 1988). Peu d'analyses ont été réalisées sur les fentes inclinées rayonnantes. Dans cette section, nous avons rassemblé les éléments essentiels pour une analyse théorique et une compréhension du comportement d'une fente inclinée centrée.

Circuit équivalent

Les fentes inclinées sont excitées par les composantes longitudinales du courant de surface du guide source car les composantes transverses s'annulent à chaque extrémité de fente (Watson, 1947). Autrement dit, lorsque situées aux maxima de courant (minimas de tension ou de champ électrique), les fentes série répondent à la composante transverse du champ magnétique

(Hansen, 1964; Clémenceau et al, 1991; Watson, 1946). La fente série est donc inductive (Van Bladel, 1971).

À la résonance, les ondes dispersées vers la source sont en phase avec l'onde du mode incident TE_{10} alors que les ondes dispersées vers la charge présentent un déphasage de 180° (Rengarajan, 1990). Les ondes dispersées dans les deux directions sont donc en opposition de phase ce qui caractérise un élément purement série (Oliner, 1957; Watson, 1946; Rengarajan, 1990). Un certain degré d'excitation symétrique peut être modélisé par l'influence des branches ou conductances parallèles du réseau Π plus général mais, en temps normal, elle reste négligeable par rapport à l'excitation asymétrique (Van Bladel, 1971). En fait, une augmentation de la largeur de la fente peut accroître l'influence de ces autres bras qui sera différente pour chaque position de la fente.

La figure 2.13 montre le circuit équivalent série d'une fente inclinée près de la résonance sous deux formes (Van Bladel, 1971; Rengarajan, 1990; Hansen, 1964). Les expressions théoriques correspondent directement à la première forme (figure 2.13 a). En effet, tous les paramètres de cette forme de circuit présentent un comportement monotonique avec la fréquence ou la longueur de fente. Lorsque des mesures d'impédance sont effectuées, il convient de les analyser sous la première forme de représentation parce que leur comportement monotonique permet une vérification immédiate de la précision des données.

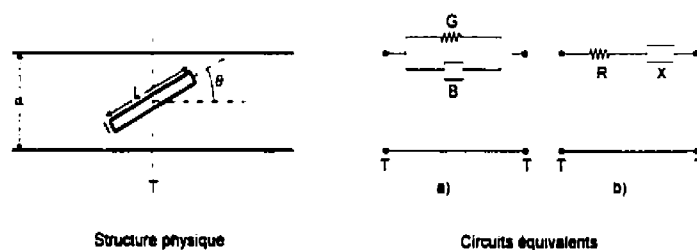


Figure 2.13 Représentations d'une fente série rotative.

Les fentes inclinées utilisées pour des fins de radiation ou de couplage constituent d'excellents éléments série même à des valeurs élevées d'inclinaison ou dans les guides à hauteur réduite

(Rengarajan, 1990). De plus, sa caractérisation comme impédance série est précise non seulement à la résonance mais sur une plage de fréquences autour de la résonance.

Variation de l'impédance

La résistance équivalente de la fente centrale inclinée dépend des dimensions du guide, de la fréquence de l'onde incidente et de l'inclinaison de la fente par rapport à l'axe longitudinal du guide (Clémenceau et al, 1991). L'inclinaison de la fente fixe la résistance équivalente et donc, le niveau de puissance rayonné par la fente (Richardson et al, 1988). Pour obtenir une même valeur de résistance résonnante à des fréquences supérieures, il faut augmenter l'inclinaison de la fente (Rengarajan, 1988). L'influence de l'angle d'inclinaison d'une fente inclinée sur la partie imaginaire de l'expression de l'impédance ou la réactance est négligeable (Oliner, 1957). De même, la valeur de la conductance est relativement insensible à la variation de la longueur de la fente pour de petits angles d'inclinaison mais cette dépendance augmente avec des angles de rotation plus élevés. Nous pouvons voir l'allure de la courbe de variation de la résistance en fonction de l'angle de rotation d'une fente inclinée typique à la figure 2.14.

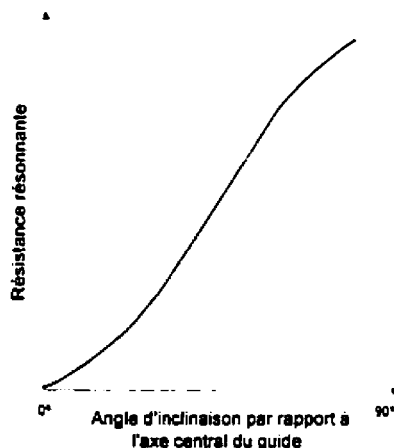


Figure 2.14 Courbe qualitative de la résistance résonnante en fonction de l'angle d'inclinaison d'une fente inclinée (Clemenceau et al, 1991; Rengarajan, 1988).

Il est à noter que le comportement d'une fente inclinée pour les angles d'inclinaison négatifs est symétrique à celui résultant d'une rotation positive (sens anti-horaire face à la charge). Donc, un angle d'inclinaison donné en valeur absolue produit la même amplitude de puissance rayonnée pour n'importe lequel des quatre quadrants mais la phase changera selon le sens de l'inclinaison.

La résistance résonnante d'une fente inclinée est inversement proportionnelle à la hauteur du petit mur du guide (Rengarajan, 1988). Dans le cas des guides à hauteur réduite, la variation de l'impédance avec la longueur de la fente inclinée est relativement critique et doit être prise en considération pour obtenir une bonne précision.

La valeur de l'angle d'inclinaison requis pour une fente à l'intérieur d'un réseau diminue avec une augmentation de la longueur du guide (Sauvé et al, 1993). Des effets non désirables peuvent alors survenir: une dépendance critique de la résistance de radiation avec des petites valeurs d'angle et une augmentation de l'interaction mutuelle entre les fentes.

Les expressions suivantes, tirées de la théorie de Oliner (Hansen, 1964), sur la variation de la résistance et de la conductance d'une fente inclinée sont valides et précises autant pour le cas résonnant que non-résonnant:

$$\frac{G}{Y_0} = \frac{G_c}{Y_0} V_\theta^2, \quad \frac{B}{Y_0} = \frac{B_c}{Y_0} V_\theta^2 \quad (2.1)$$

avec

$$V_\theta = \left[\frac{\cos(\pi L / 2a)}{1 - (L/a)^2} \right] \frac{2}{\left[A(\theta) \sin \theta + (\lambda_g / 2a) B(\theta) \cos \theta \right]}, \quad (2.2)$$

$$\left. \begin{matrix} A(\theta) \\ B(\theta) \end{matrix} \right\} = \frac{\cos[(\pi/2)\xi]}{1 - \xi^2} \pm \frac{\cos[(\pi/2)\eta]}{1 - \eta^2}. \quad (2.3)$$

$$\left. \begin{matrix} \eta \\ \xi \end{matrix} \right\} = \frac{L}{a} \sin \theta \pm \frac{2L}{\lambda_x} \cos \theta \quad (2.4)$$

où G/Y_0 est la conductance normalisée, B/Y_0 la susceptance normalisée, G_c/Y_0 et B_c/Y_0 la conductance et la susceptance normalisées de la fente centrale et finalement, L est la longueur de la fente, θ l'angle d'inclinaison et a la largeur du guide (voir figure 2.13).

À partir de la variation des paramètres de dispersion avec la longueur des fentes, on a vérifié que les longueurs résonnantes sont presque égales ($L_r \approx 0,465 \lambda_0$) pour différents angles d'inclinaison (Hanyang et al, 1988). En effet, comme mentionné à propos de la variation de la partie imaginaire, la longueur résonnante des fentes inclinées est généralement indépendante de l'angle d'inclinaison (Oliner, 1957). En fait, cette longueur de résonance, essentiellement constante pour de petits angles, croît très légèrement à mesure que l'angle de rotation est augmenté comme le montre la figure 2.15 (Watson, 1947). Pour les applications d'ingénierie, il est de bonne pratique de considérer la longueur résonnante de la fente inclinée comme une constante.

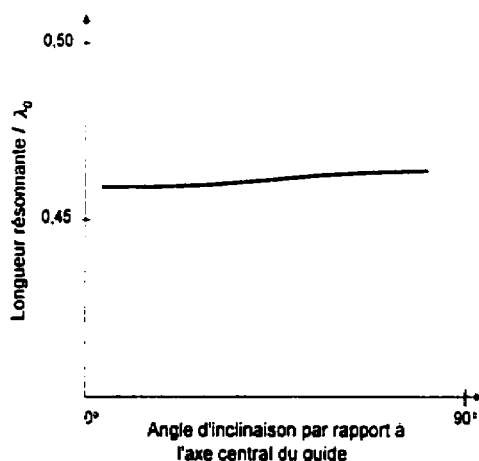


Figure 2.15 Courbe qualitative de la longueur résonnante en fonction de l'angle d'inclinaison de la fente centrale inclinée (Rengarajan, 1988; Richardson et al. 1988).

Variation du champ et de la puissance

Des études antérieures sur les fentes inclinées ont montré que le champ dans ces fentes était essentiellement sinusoïdal autour de la première résonance. Ceci nous permet de choisir des fonctions de base trigonométriques pour l'analyse théorique. Comme nous l'avons mentionné, la phase de la radiation s'inverse lorsqu'on change le signe de l'angle d'inclinaison (Watson, 1947). Pour une longueur résonnante donnée, la phase du champ électrique dans la fente est égale à celle de l'onde incidente du mode TE_{10} pour un angle d'inclinaison compris entre 0° et 90° mais elle est déphasée de 180° pour des angles entre -90° et 0° . L'amplitude du champ, pour sa part, est fonction du degré d'inclinaison (Rengarajan, 1989).

Largeur de bande

Pour obtenir une largeur de bande élevée, il faudrait un guide avec une hauteur réduite et une fente plus large (Rengarajan, 1988).

Effet de l'épaisseur du mur et de l'arrondissement des coins de la fente

L'épaisseur finie d'un mur et l'arrondissement des extrémités de la fente n'affectent pas de façon notable la valeur de la résistance ni celle du facteur de qualité (Oliner, 1957). À la limite, pour des fentes inclinées sur des murs très minces, les courbes de la variation de l'impédance sont plus larges avec une valeur inférieure du facteur de qualité (Rengarajan, 1988). En effet, les fentes inclinées usinées sur des murs minces ont de meilleures performances sur une large bande de fréquences. Par ailleurs, une augmentation de l'épaisseur du mur a pour effet d'accroître la longueur résonnante si celle-ci est inférieure à $\lambda_g/2$. À l'inverse, la longueur résonnante sera diminuée si, au départ, elle était supérieure à $\lambda_g/2$.

Effet des couches de diélectriques

On note que la longueur de résonance décroît avec la présence d'une couche de diélectrique sur la fente. En fait, la longueur résonnante est inversement proportionnelle à la permittivité relative et à l'épaisseur du diélectrique. À la résonance, la courbe de la résistance en fonction de l'angle d'inclinaison reste semblable à celle obtenue sans couche diélectrique. Avec un

diélectrique aux pertes élevées, on a une courbe plus étroite pour la variation de la résistance en fonction de la longueur. Aussi, plus la permittivité relative est élevée, plus le sommet de la courbe de la résistance en fonction de la longueur se resserre et la valeur maximale de la résistance diminue. Pour ce qui est de la réactance, la pente au passage de la résonance se redresse (Clémenceau et al, 1991; Richardson et al, 1988; Bailey, 1970; Katehi, 1990).

Fentes inclinées non-résonnantes

Lorsque le couplage mutuel externe est important, il n'est plus adéquat de se servir des données de résistance résonnante pour la conception. Avec une forme modifiée des relations de Booker combinée à la méthode de Stevenson, on peut traiter le cas des fentes série non-résonnantes, donc d'une longueur différente de $\lambda_g/2$ espacées de façon résonnante ($\lambda_g/2$) avec une excitation uniforme et la dernière fente suivie d'un court-circuit placé $\lambda_g/2$ plus loin (Orefice et al, 1982).

Désavantages et limites

Les valeurs expérimentales pour des angles de rotation élevés sont moins fiables car les valeurs de conductance et de susceptance et le taux de variation des courbes dans cette plage sont très élevés (Watson, 1947). On note donc une grande sensibilité des paramètres de l'impédance aux grands angles de rotation. Ceci est dû à une distorsion des lignes du champ dans le voisinage de la fente par les murs du guide latéraux. À mesure que la fente est tournée par rapport à l'axe central, l'influence du mur large parallèle reste constante tandis que celle des murs latéraux augmente quelque peu. Étant donné que les murs latéraux sont relativement éloignés des extrémités de la fente, leur influence est assez petite. Il convient alors de ne pas utiliser des longueurs de fente trop élevées.

Toutes les fentes inclinées auront une composante de polarisation croisée associée à l'angle d'inclinaison qui est négligeable dans le cas où l'angle d'inclinaison est petit (Richardson et al, 1988). Lorsqu'on alterne le sens d'inclinaison des fentes adjacentes donc, la phase des composantes de polarisation croisée, une cancellation de cette dernière se produit au-dessus

de l'antenne mais au prix de la formation de lobes secondaires. Des petits réseaux de fentes série avec des inclinaisons alternées produisent également des composantes de polarisation croisée dans les plans latéraux du guide (Rengarajan, 1990). Le niveau de polarisation croisée dans les plans latéraux est inférieur dans les guides à hauteur réduite (Rengarajan, 1988).

Les modes d'ordre supérieur résultant de la dispersion des fentes décroissent le long de la direction de propagation (Hanyang et al, 1988). Si la distance entre deux fentes est supérieure à une longueur d'onde seul le couplage au mode dominant peut être considéré.

2.2.4 Fente composée

La fente composée est l'élément rayonnant le plus général dans sa classe (Rengarajan, 1990). Il peut être représenté par un circuit équivalent Π ou T (voir figure 2.16).

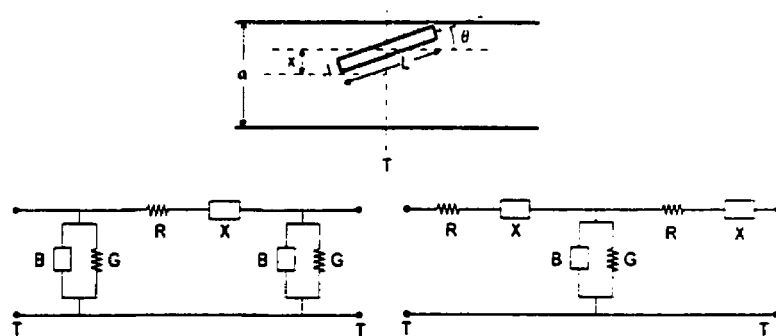


Figure 2.16 Représentations d'une fente composée.

Pour des petits angles d'inclinaison compris entre 0° et 20° , la longueur résonnante d'une fente composée dépend principalement de son déplacement par rapport à l'axe central du guide, comme on peut l'observer sur la figure 2.17, et est essentiellement insensible à l'inclinaison (Rengarajan, 1989).

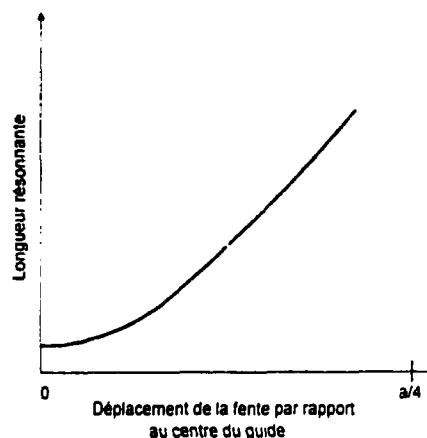


Figure 2.17 Courbe qualitative de la longueur résonnante en fonction du déplacement de la fente composée sur un guide standard.

Le contrôle de la phase de façon uniforme et progressive dans la distribution de l'ouverture peut être facilement réalisé avec les fentes composées ce qui donne beaucoup de flexibilité au concepteur. La variation du déplacement et de l'inclinaison des fentes composées permet, entre autres, de compenser pour les effets du couplage mutuel donnant de meilleures performances aux bords de la bande (Rengarajan, 1990).

2.2.5 Fente droite inclinée

Le circuit équivalent de toute fente rayonnante contenue dans le mur étroit du guide seulement est un élément parallèle (Raju et al, 1990; Jan et al, 1990; Hansen, 1964) (voir figure 2.18).

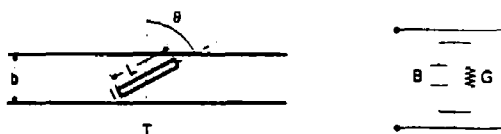


Figure 2.18 Circuit équivalent d'une fente droite inclinée (Van Bladel, 1971).

L'existence d'une profondeur de coupure de la fente dans le mur large modifie le circuit équivalent sous la forme d'un circuit T plus général. Cependant, les bras série du circuit équivalent en T sont négligeables comparés à l'élément parallèle.

La conductance de la fente de bord varie principalement en fonction de l'inclinaison par rapport aux lignes de courant verticales sur le mur étroit comme l'illustre la figure 2.19. La décroissance de la courbe de conductance à des angles plus élevés est due en grande partie à l'influence de la puissance interne emmagasinée dans ce type de fente.

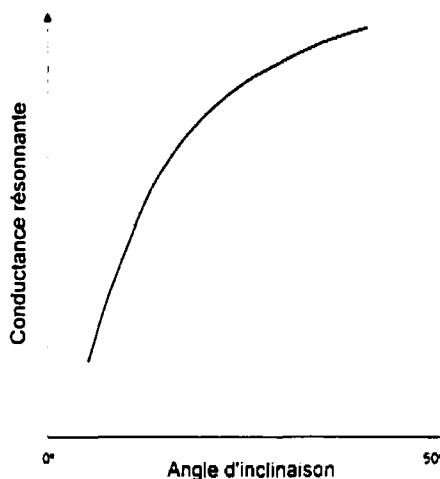


Figure 2.19 Courbe qualitative de la conductance résonnante en fonction de l'angle d'inclinaison de la fente de bord (Janaswamy, 1984; Hsu, 1989).

La fente de bord inclinée possède l'avantage d'une certaine facilité de fabrication, d'une grande tolérance aux hautes puissances et d'une large bande de fréquences par rapport aux fentes sur le mur large (Hsu, 1989). Par contre, une polarisation verticale non désirée augmente avec l'inclinaison des fentes de bord (Shahrokh et al. 1990).

2.3 Théorie sur le guide d'onde à fentes

Cette section portera sur le comportement d'un groupe de fentes, c'est-à-dire un guide à fentes. Nous allons voir, entre autres, les considérations d'interaction mutuelle qui sont propres aux groupes d'antennes.

2.3.1 Définition du guide à fentes

Les guides à fentes ont été abondamment exploités dans plusieurs applications, entre autres, de radar durant la deuxième guerre mondiale, à cause de la simplicité de leur système d'alimentation et de leur structure générale (Tsunoda et al. 1986). Le groupe d'antennes de type guide à fentes peut supporter sans difficulté des puissances élevées aux pressions atmosphériques étant donné les limites élevées de capacité de puissance d'un guide d'onde. La quantité de puissance transmise peut même augmenter jusqu'à un ordre de grandeur avec une section surdimensionnée de guide rectangulaire ($\approx 2\lambda_0$). De plus, le guide d'onde présente une bonne immunité face aux variations de température mais son atténuation ohmique doit se limiter à 0,001 dB/km pour des distances de transmission efficace de la puissance. Les guides à fentes se retrouvent sous diverses configurations dont les principales sont illustrées à la figure 2.20. Ainsi, on peut réaliser des dispositifs de couplage avec une fente commune placée entre deux guides adjacents ou, pour les applications de rayonnement, concevoir des groupes d'antennes planaires ou linéaires.

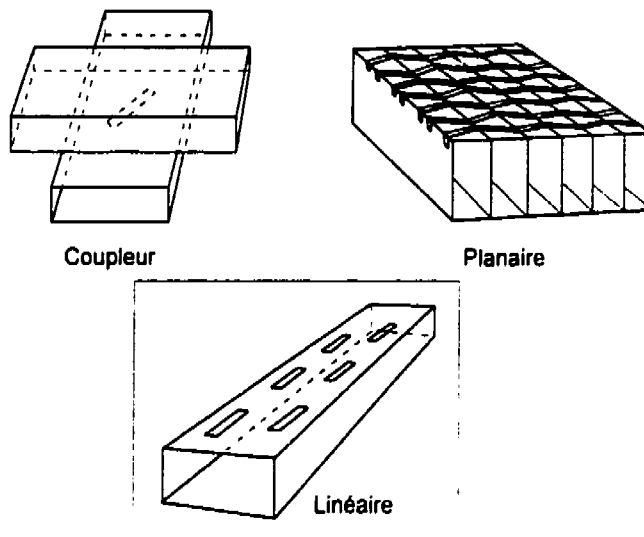


Figure 2.20 Types de guides à fentes.

Comme nous l'avons vu à la section 2.1.1 "Définition d'une fente rayonnante", si une coupure survient dans les courants de parois d'un guide, un rayonnement de l'énergie vers l'extérieur sera provoqué en fonction de la forme et de la position de la fente. On peut ainsi former un guide à fentes rayonnant en usinant un ensemble de fentes sur un guide d'onde de façon à ce que chacune rayonne une partie de l'énergie émise par le générateur. Il est possible d'utiliser les propriétés de rayonnement du guide à fentes linéaire pour les applications industrielles de chauffage micro-onde.

2.3.2 Perte

L'utilisation efficace des structures périodiques dépend en grande partie des caractéristiques d'atténuation principalement due aux pertes ohmiques (Amitay, 1972). Contrairement aux guides rectangulaires standards, les pertes par unité de longueur dans un guide à fentes sont supérieures car elles augmentent avec la fréquence dans la bande d'opération. Avec un choix judicieux des paramètres de conception, comme la dimension du guide ou la fabrication des fentes, la perte par unité de longueur du guide à fentes peut être ramené à un facteur de 2 ou

moins par rapport à celle du guide standard. De même, lorsqu'une charge de diélectrique à l'intérieur du guide s'avère nécessaire, il faut des groupes d'antennes de longueur telle que les pertes de diélectriques ne soient pas prohibitives.

Il y aura aussi de l'atténuation causée par les déviations de la géométrie périodique idéale qui disperse la puissance. Cette dernière forme d'atténuation peut aussi être réduite en accordant un soin particulier à la fabrication mais les pertes ohmiques représentent une limite plus intrinsèque.

2.3.3 Efficacité

En général, l'efficacité des groupes d'antennes augmente avec leur longueur. De même, à mesure que le nombre d'éléments s'élève, l'efficacité croît rapidement (Raffoul et al. 1974). Par la suite, si le nombre d'éléments continue à augmenter, l'efficacité commence à décroître lentement dû à l'effet des pertes dans les murs qui réduit la puissance disponible pour la radiation.

2.3.4 Type d'alimentation

Comme nous l'avons décrit dans la section de la fente inclinée centrale, l'angle d'inclinaison requis pour la fente décroît avec une augmentation de la longueur du guide, produisant une dépendance critique de la résistance de radiation avec les petites valeurs d'inclinaison. Pour éviter les inconvénients de cette configuration, il faut préciser que la résistance de radiation totale d'un guide alimenté au centre peut être quatre fois plus grande que celle d'un guide alimenté à une extrémité. Ce type d'alimentation est donc recommandé pour des applicateurs relativement longs afin d'augmenter l'angle d'inclinaison des fentes et éviter les problèmes mentionnés (Sauvé et al, 1993).

2.3.5 Espacement entre les fentes

La distance de séparation entre les fentes doit être choisie de façon à minimiser le couplage entre les fentes, éviter la formation de lobes secondaires et contribuer à l'annulation des réflexions provenant des fentes adjacentes (Yee, 1993). L'espacement nécessaire déterminera la surface permise par élément. Il est préférable d'avoir un arrangement de fentes dans un groupe d'antennes également espacé (Tsunoda et al, 1986). Des espacements plus serrés pour des groupes d'antennes planaires seront possibles avec des fentes sur le mur étroit (Richardson et al, 1988).

2.3.6 Largeur de bande

Les guides à fentes ont par défaut une bande de fréquences étroite (Richardson et al. 1988). Dans les petits groupes d'antennes, la largeur de bande est influencée par les propriétés des éléments individuels, telles que leur réponse en fréquence, alors que pour des guides à fentes plus larges, la taille du groupe d'antennes, le nombre de fentes et l'espacement entre les fentes seront les facteurs limites importants à cause des effets du couplage mutuel (Rengarajan, 1990; Yee, 1993). Par exemple, plus le nombre de fentes augmente, plus la largeur de bande rétrécit.

La largeur de bande diminue également avec une alimentation latérale. Pour augmenter celle-ci, on opte souvent pour une alimentation centrale plutôt que latérale. Ceci s'explique par le fait que, dans une alimentation centrale, le nombre de fentes dans l'une ou l'autre des branches du guide est divisé par deux.

2.3.7 Couplage mutuel

Lorsque le couplage externe est considéré, les données de résistance à la résonance ne sont plus valides puisque les éléments sont désynchronisés. Un degré élevé de couplage cause une réduction du gain, une mésadaptation à l'entrée et une augmentation du niveau des lobes

latéraux aux bords de la bande. De plus, la fente étant un élément de bande étroite par nature, elle subit une réduction supplémentaire de sa largeur de bande dans un groupe d'antennes due au couplage mutuel entre les fentes (Josefsson, 1987). Les groupes d'antennes de fentes série ont des niveaux de couplage mutuel supérieurs à ceux des fentes parallèles (Orefice et al. 1982). Les effets indésirables de ce couplage se manifestent surtout dans les guides à fentes situées sur le mur large et pourraient empirer si on n'accorde pas une attention particulière à l'espacement entre les fentes et au nombre de fentes dans le groupe d'antennes.

Dans les petits groupes d'antennes, le couplage mutuel externe dépend surtout du type d'élément rayonnant. Pour sa part, le couplage mutuel externe d'un réseau plus large est fonction de la taille du groupe d'antennes, de l'espacement et des coefficients d'excitation, dû aux valeurs de déplacement (ou d'inclinaison) requises plus petites.

2.3.8 Lobes secondaires

Pour éviter l'apparition de faisceaux ou lobes secondaires dans le diagramme de rayonnement des groupes d'antennes, il est nécessaire d'avoir un espace d'environ une longueur d'onde de guide ou moins entre les fentes (Falk, 1986; Falk, 1988; Gruenberg, 1953). Ce raisonnement se base sur la théorie des groupes d'antennes linéaires et suppose qu'un léger décalage des fentes par rapport à une ligne droite n'affecte pas le diagramme de radiation. Ainsi, on espace habituellement de $\lambda_g/2$ les fentes successives et on renverse leur phase en alternant le sens du déplacement (ou de l'inclinaison) par rapport à la ligne centrale afin qu'un seul lobe principal domine l'espace de rayonnement (Tsunoda et al, 1986).

Cependant, dans la pratique, de légers déplacements des fentes de la ligne centrale du guide peuvent produire des petits lobes secondaires. Donc, un groupe d'antennes peut présenter des lobes d'ordre secondaire même avec un espacement d'une demie longueur d'onde dus au décalage des fentes (Gruenberg, 1953). Ces lobes seront tout de même plus rapprochés du plan des fentes et ne seront pas contenus dans le plan du lobe.

Les lobes secondaires seront également formés si l'excitation des fentes consécutives est asymétrique. Cette dernière est souvent inévitable lorsqu'une distribution d'amplitude le long du groupe d'antennes est nécessaire pour obtenir le diagramme de radiation désiré. En effet, cette distribution détermine la portion de puissance rayonnée par chaque fente qui, en général, ne sera pas la même d'une fente à l'autre conduisant à une excitation asymétrique. Des imperfections mécaniques peuvent aussi être la source d'une excitation asymétrique. Si l'épaisseur des deux murs latéraux n'est pas la même, toutes les fentes seront décalées d'une distance très petite vers un côté du guide ce qui cause une asymétrie dans l'alimentation des fentes.

2.3.9 Modes d'ordre supérieur

Lorsque l'espacement entre les fentes diminue, les modes d'ordre supérieur dispersés par une fente sont moins atténués avant d'atteindre la fente suivante (Elliott et al, 1986). L'effet des modes d'ordre supérieur est négligeable pour des fentes espacées d'une distance d'au moins $0,3 \lambda_g$ environ, ce qui est presque toujours le cas dans la pratique (Sphicopoulos, 1982).

2.3.10 Mode d'opération du groupe d'antennes

Le guide à fentes peut travailler en onde progressive ou en onde stationnaire. Le premier arrangement nous contraint à placer une charge au bout du guide pour absorber l'énergie restante non rayonnée. Puisque chaque fente reçoit une portion différente (de plus en plus petite) de la puissance incidente, leur disposition doit être calculée de façon à ce que chacune rayonne le même niveau de puissance. D'autre part, un travail en onde stationnaire établit des maxima et des minima de courants à des positions fixes par rapport à la terminaison. Les fentes sont espacées régulièrement de $\lambda_g/2$, la dernière fente étant suivie d'un court-circuit à $\lambda_g/2$ plus loin pour les fentes série et à $\lambda_g/4$ pour les fentes parallèles. On désigne un tel guide à fentes comme un groupe d'antennes linéaire résonnant.

Si l'on revient au cas des fentes rayonnantes opérant à l'extérieur de la fréquence centrale, l'espacement étant différent de $\lambda_g/2$, l'admittance de la fente devient une fonction de la fréquence (Richardson et al, 1988; Silver, 1984). Cet espacement non-résonnant produit un rayonnement qui n'est pas normal au plan de l'antenne (Hansen, 1964). Dans un groupe d'antennes non-résonnant, une onde se propage le long du guide dans une seule direction en se couplant successivement à chaque fente. Le champ dans le guide d'onde décroît de façon monotone en amplitude avec une progression linéaire de la phase. Dans ce cas, le calcul de la variation de l'impédance de la fente est un problème de conditions aux frontières assez complexe.

Si nous supposons un guide à fentes longitudinales résonnantes avec des décalages alternés et qui respecte la condition $\lambda_g < 2\lambda_0$ pour réduire la dispersion en fréquence, on a la formule suivante (Gruenberg, 1953) qui permet de déterminer l'espacement d entre les fentes:

$$\frac{\lambda_0 \lambda_g}{\lambda_0 + \lambda_g} < 2d < \frac{3\lambda_0 \lambda_g}{\lambda_0 + \lambda_g} \quad (2.5)$$

L'angle du faisceau ψ est donné par

$$\sin \psi = \frac{\lambda_0}{\lambda_g} - \frac{\lambda_0}{2d} \quad (2.6)$$

La position du faisceau est donc fonction de la fréquence (Jasik, 1961). Plus la fréquence diminue, plus le faisceau tend à être perpendiculaire au plan du guide et le T.O.S. (Taux d'Ondes Stationnaires) augmente.

L'avantage d'un guide à fentes non-résonnant est une bonne adaptation sur une bande de fréquences plus large que celle d'un groupe d'antennes résonnant de même longueur. Ceci est dû à l'espacement différent de $\lambda_g/2$ qui cause l'annulation de la réflexion des derniers

éléments avec celle des premiers éléments puisque les ondes réfléchies ne sont pas en phase d'addition (Gruenberg, 1953). Une bonne adaptation du guide se traduit par une réflexion négligeable et un faible T.O.S. à l'entrée. Un T.O.S. inférieur à 1,1 est courant à la fréquence d'opération et reste bas pour une bande de fréquences assez large.

Le guide à fentes non-résonnant présente toutefois un problème d'excitation non-uniforme. En effet, les éléments ne sont pas également excités et moins de puissance atteint les derniers éléments. Ce type d'excitation réduit le gain et un compromis doit être fait entre l'efficacité et la largeur de bande. Une façon de corriger ce problème en partie, est de varier la disposition des éléments de sorte que de petites fractions de la puissance incidente soient rayonnées par les premiers et des portions de plus en plus larges par les derniers. Ainsi, les conductances près du côté de la source sont faibles et elles augmentent à mesure qu'on s'approche de la charge.

Pour maintenir une bonne efficacité du groupe d'antennes et éviter un couplage élevé entre les fentes, la puissance non-rayonnée au-delà du dernier élément ne doit pas être trop élevée. Ce "reste" de puissance sera absorbée par la charge dissipatrice pour éviter la formation d'une onde réfléchie. La quantité de puissance absorbée est fonction, entre autres, de la largeur de bande et des valeurs possibles de conductance pour des fentes physiquement réalisables. Un maximum de 5 % de la puissance totale est conseillé lorsque possible. Nous pouvons éviter cette perte de puissance à la charge dissipatrice en élaborant une charge adaptée composée de la dernière fente suivie d'un court-circuit. Ainsi, il n'y a pas de réflexion et la totalité de l'énergie est rayonnée (Dion, 1953; Jasik, 1961; Hansen, 1964; Collin et al. 1969; Silver, 1984).

Ce type de guide à fentes permet de produire des faisceaux minces ou d'une forme particulière si un contrôle sur la phase des fentes est exercé (Richardson et al. 1988). Lorsque le guide à fentes comporte un petit nombre d'éléments ou que la consommation de puissance dans la

charge est trop petite, les phases sont très variables et le diagramme de rayonnement peut être différent de celui prédit (Tsunoda et al, 1986).

2.3.11 Calcul de l'impédance

Pour un guide à fentes résonnant avec une interaction mutuelle négligeable, on peut calculer l'impédance d'entrée en effectuant la somme des admittances (ou impédances) des charges (Watson, 1947).

D'autre part, les données de conception pour un groupe d'antennes non-résonnant sont plus facilement obtenues en mesurant l'admittance incrémentale de chaque fente rajoutée à l'admittance cumulée. Les résultats expérimentaux sont toutefois limités à ce niveau. Si on passe par le calcul théorique de l'admittance, le travail est simplifié si le groupe d'antennes est considéré comme un radiateur continu pour calculer la conductance par unité de longueur (Dion, 1958). Cette hypothèse est valide pour un groupe d'antennes non-résonnant comprenant un grand nombre d'éléments avec un niveau d'interaction mutuelle très bas (fentes longitudinales). La conductance et la réflexion calculées pour chaque fente seront petites.

2.4 Méthodologie et étude des besoins

Le projet consiste en la conception d'un applicateur d'énergie micro-onde qui se sert des guides à fentes comme sources rayonnantes. Cet applicateur est destiné à chauffer uniformément et efficacement des produits agro-alimentaires ou polymères de formes diverses, fixes ou mobiles. Le chauffage se déroule à l'intérieur d'une enceinte fermée. La disposition des fentes du guide est spécifiée en fonction de la distribution de puissance rayonnée. Ensuite, la forme de la cavité de même que l'emplacement du (ou des) guide(s) à l'intérieur pourront être définis pour optimiser le transfert de la puissance.

Puisque le projet est surtout de nature expérimentale et qu'il requiert une procédure d'essais et erreurs afin de compléter le degré de précision des simulations approximatives, il est nécessaire d'élaborer un prototype réglable. On pourra obtenir une ou plusieurs configurations optimales qui répondent aux spécifications établies dans l'étude des besoins. D'ailleurs, les coûts de fabrication d'un seul modèle, réglable pour un grand nombre de paramètres, sont moindres.

Nous devons déterminer la dimension du guide, des fentes, les angles d'inclinaison ou les déplacements des fentes, la possibilité d'utiliser une couche de diélectrique, etc.. de façon à respecter les contraintes qui suivent.

Premièrement, il est important de considérer les trois propriétés suivantes qui assurent le bon fonctionnement d'un applicateur: l'uniformité du chauffage, l'efficacité du couplage et le niveau de perte ou de fuite (Tran, 1993). On a intérêt à ce que l'applicateur soit versatile pour traiter une grande variété de produits.

Le matériel de fabrication du guide est un métal qui doit présenter une conductivité élevée en même temps qu'une bonne robustesse pour un coût d'achat minimum. Dans certains cas, le guide requiert une forme de protection de l'environnement (éclaboussement du produit traité ou vapeurs dégagées). Il faut également limiter la complexité du mécanisme d'ajustement des fentes.

Le chauffage doit permettre le traitement de divers produits avec différentes propriétés diélectriques sans que la performance de l'applicateur ne soit altérée. Parmi les produits qui pourraient défilier sous le guide à fentes, on inclut les liquides tels que l'eau, le lait, les produits relativement mous comme la crème ou le fromage de même que des produits granuleux.

2.5 Choix des paramètres de conception du guide d'onde à fentes

2.5.1 Fréquence d'opération

Les applications de chauffage micro-onde se déroulent sous une fréquence d'opération fixe (Okress, 1968). Parmi les fréquences réservées à l'usage industriel, les plus courantes sont celles de 915 MHz et de 2,45 GHz. Ces dernières ne sont pas considérées optimales dans toutes les applications de chauffage mais la plupart des générateurs de puissance fonctionnent à ces fréquences et de plus, elles caractérisent une abondance d'information sur les diélectriques (Bengtsson et al, 1974).

En fait, la fréquence de 2,45 GHz est la plus populaire pour les mesures de propriétés (Metaxas et al, 1983). Par ailleurs, pour une même valeur de permittivité, les micro-ondes à plus haute fréquence ont un taux de chauffage supérieur à celles de plus basse fréquence (Tran, 1993). Inversement, les micro-ondes à fréquence plus basse ont une plus grande profondeur de pénétration que celles à plus haute fréquence. Nous choisissons la fréquence ISM de 2,45 GHz pour l'opération de notre système de chauffage. Avec cette fréquence plus élevée, l'applicateur est plus compact et le coût en matériel est moindre.

2.5.2 Alimentation

L'énergie émise par une alimentation en T (c'est le cas le plus utilisé) est plus uniforme que celle d'une alimentation latérale car les erreurs de conception sont toujours divisées par deux (voir figure 2.21). Par contre, une entrée latérale de l'énergie nous évite des erreurs d'asymétrie dans la fabrication de deux branches identiques du guide ou dans la disposition des fentes réglables homologues.

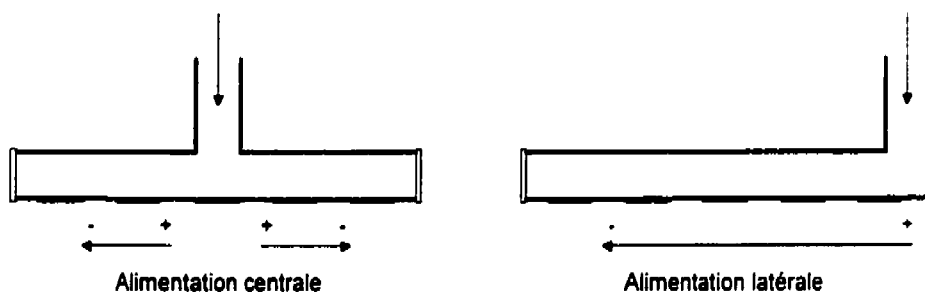


Figure 2.21 Types d'alimentation.

De plus, comme nous l'avons expliqué dans la section 2.3.4 "Type d'alimentation", l'alimentation latérale est préférable pour les applicateurs relativement long malgré la diminution de la largeur de bande, car elle permet d'augmenter l'angle d'inclinaison des fentes et du même coup, la stabilité du rayonnement (Sauvé et al. 1993). Donc, nous optons pour une alimentation latérale en étudiant une seule section réglable quitte à reproduire ensuite la configuration optimale dans un prototype à multibras.

L'entrée de l'énergie est située au centre du mur supérieur de la cavité cubique. Pour amener l'énergie du centre vers l'extrémité du guide, il faut assembler plusieurs coudes comme l'illustre la figure 2.22:

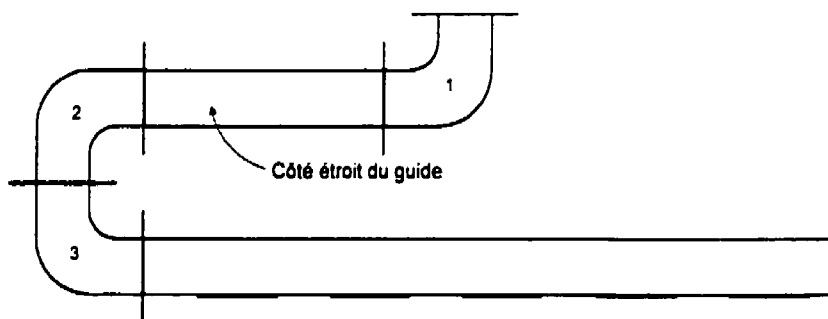


Figure 2.22 Système de coudes pour connecter la source au guide.

Ce montage est encombrant et enlève un certain espace entre le guide et le produit. Il y a également une certaine perte de puissance au passage de chaque coude. Cela dit, nous préférons trouser les murs latéraux de la cavité pour permettre une entrée plus directe de l'énergie vers le guide.

2.5.3 Distance entre le guide et le produit

Le guide peut être fixé à une hauteur maximale dans la cavité pour laisser une grande marge d'ajustement de l'élévation du produit. La figure 2.23 présente une possibilité de montage avec une variation de la distance entre le produit et le guide avec des blocs de diélectrique inerte. En fait, c'est le champ proche qui est considéré et le diagramme de rayonnement ne devrait pas varier énormément en fonction d'une si petite distance. Si on éloigne trop l'applicateur du produit, le comportement du guide se rapprochera de celui d'une source ponctuelle dans une cavité multimodale.

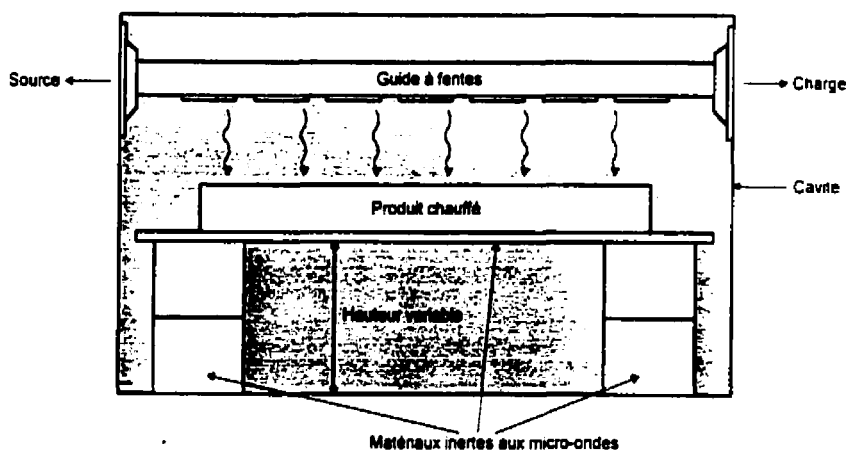


Figure 2.23 Montage pour l'ajustement de la hauteur du produit.

2.5.4 Guide standard

Parmi les guides standards que l'on peut utiliser à la fréquence d'opération 2,45 GHz, nous avons le WR284, le WR340 et le WR430. La figure 2.24 et le tableau suivant nous donnent les dimensions de ces guides standards.

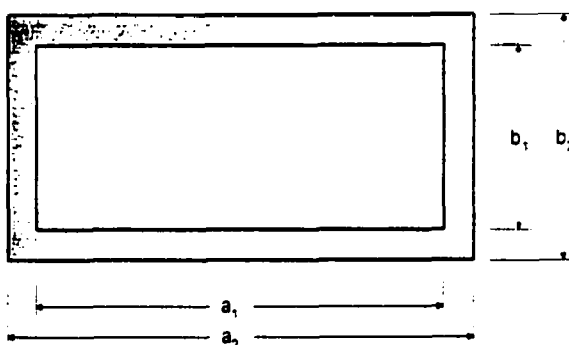


Figure 2.24 Dimensions d'un guide standard.

Tableau 2.1 Dimensions d'un guide standard.

Guide standard	Dimensions internes (mm)		Dimensions externes (mm)	
	a_1	b_1	a_2	b_2
WR284	71,57	33,77	75,60	37,80
WR340	85,68	42,84	89,71	46,87
WR430	108,36	54,18	112,39	58,21

Il est à noter que le standard le plus utilisé en Amérique du Nord est le WR284 alors qu'en Europe, il s'agit du WR340. Ce dernier entraîne des contraintes de temps et de coût car il faut commander les adaptateurs requis pour l'équipement de L.A.I.M.O. qui respecte le standard

WR284. Du point de vue mécanique, un système conçu avec le standard WR340 est plus encombrant et lourd à manipuler.

On remarque que les dimensions du WR284 restreignent notre choix de longueurs de fente à des valeurs inférieures à la résonance alors que le WR340 permet d'inclure, à la limite, une longueur de fente au-dessus de la résonance. Malgré ce fait et celui que le WR340 admet de façon générale un plus grand nombre de fentes, nous notons que les espacements possibles inférieurs l'espacement résonnant sont restreints avec une longueur de fente au-dessus de la résonance. Donc, nous choisissons le WR284 pour les possibilités de variation des dimensions et des espacements de fentes de même que pour des convenances mécaniques.

2.5.5 Matériel de fabrication

Parmi les matériaux candidats à la fabrication du guide réglable, on retrouve différents métaux couramment utilisés dans les systèmes micro-ondes comme le cuivre, l'aluminium, le laiton et l'acier inoxydable. Les métaux purs tels que l'or et l'argent sont à exclure pour des raisons de coût et de manque de dureté malgré leur excellente conductivité. Nous comparons l'atténuation à 2,415 GHz de certains métaux avec celle de l'argent comme référence dans le tableau suivant (Huxley, 1947).

Tableau 2.2 Atténuation de certains métaux.

Métal conducteur	Atténuation (dB/m)
argent	0,025
cuivre	0,026
aluminium	0,033
laiton	0,0546

Le cuivre est très bon conducteur. Par contre, il tend à se déformer par son propre poids ce qui rend la précision du prototype moins durable. L'aluminium, relativement bon conducteur, est très léger ce qui facilite les manipulations. Cependant, s'il comporte des filetages, ils s'usent rapidement au bout de quelques vissages et l'opération de soudure est complexe (soudure au gaz inerte). Le laiton est un matériau assez lourd. Néanmoins, il est très solide et se soude assez bien (soudure à l'étain). Son coût est un peu plus élevé que celui des autres matériaux (un mètre pour quelques centaines de dollars). L'acier inoxydable ne présente pas une conductivité satisfaisante. Malgré sa solidité et sa soudure facile, il ne pourrait être utilisé comme guide. Il sert surtout comme contenant de produits plus ou moins humides ou pour protéger l'équipement contre l'oxydation.

Si l'assemblage du guide devait comporter la soudure de certaines parties, comme les brides avec le guide, les deux pièces à souder doivent être du même matériel. Le matériel à utiliser doit bien se souder et les filetages ne doivent pas se déformer avec l'usage. Pour ce faire, nous avons choisi le laiton malgré son coût et son poids quelque peu supérieurs.

2.5.6 Type de fente

Parmi les types de fentes proposées, les fentes rayonnantes sont moins encombrantes et plus facilement réglables que les fentes à discontinuités. Par exemple, pour une fente non-rayonnante excitée par une sonde, il serait nécessaire de concevoir un mécanisme assez complexe pour contrôler la conductance et la susceptance en même temps. D'autre part, la réalisation d'un réseau de fentes excitées asymétriquement est difficile bien qu'elle ne requiert aucun assemblage de pièces au-dessus du guide. Pour ce qui est de la forme de la fente, nous optons pour une forme rectangulaire compte tenu de sa simplicité de fabrication.

La fente inclinée présente un certain avantage pour l'ajustement de l'inclinaison comparé à celui du déplacement de la fente composée ou longitudinale. Il est vrai que l'analyse des fentes longitudinales, disposées bout à bout, est simplifiée à cause leur niveau très bas

d'impédance mutuelle entre fentes adjacentes. Pour les fentes série inclinées, les effets d'impédance mutuelle sont considérables. Les deux causes principales de ces effets, que l'on peut contrôler avec un guide réglable, sont l'espacement entre les fentes et le nombre de fentes dans le groupe d'antennes.

Malgré tout, la flexibilité des fentes inclinées permet de générer une variété de diagrammes de rayonnement (Clémenceau et al, 1991). Aussi, le niveau de couplage mutuel externe est moins élevé dans les groupes d'antennes à fentes inclinées par rapport aux réseaux de fentes longitudinales pour des angles relativement petits (Rengarajan, 1990). Il est entendu que les fentes sont localisées sur le mur large car la fente de bord serait difficilement réglable avec sa profondeur de coupure dans les murs larges et produirait un couplage mutuel élevé.

2.5.7 Résonance de la fente

Nous utilisons des fentes non-résonnantes parce que les propriétés diélectriques variées des matériaux traités peuvent dérégler la résonance du guide à fentes. En effet, l'impédance caractéristique d'une fente résonnante est modifiée par la présence d'un matériel diélectrique à proximité de la fente. Une distance de quelques centimètres entre le matériel et la fente produit toutefois une perturbation beaucoup plus petite. Dans le cas de notre applicateur, le traitement des diélectriques placés près du guide à fentes demande un effort constant d'ajustement pour assurer un espacement correct et un rayonnement uniforme.

2.5.8 Charge ou couche diélectrique

Encore une fois, pour des raisons de simplicité et de coût de fabrication, nous ne chargeons pas les fentes d'une couche diélectrique protectrice. Le prototype servira à caractériser un éventuel applicateur lequel pourra, si besoin est, comporter des radômes diélectriques pour les applications industrielles.

2.5.9 Résonance du groupe d'antennes

Comme le comportement à une même fréquence du guide à fentes est fonction des propriétés diélectriques du produit, nous avons besoin d'un groupe non-résonnant de fentes ou en onde progressive. On procure ainsi un rayonnement uniforme sur une large bande et une bonne adaptation sur toute la longueur.

2.5.10 Longueur du guide

Nous nous gardons d'un guide trop long pour limiter la perte ohmique et éviter la réduction de l'angle d'inclinaison des fentes et de la largeur de bande (Sauvé et al, 1993). Ainsi, un nombre de fentes trop élevé peut entraîner des effets néfastes, tels que mentionnés à la section 2.1.2 "Type d'alimentation".

2.6 Conception du guide à fentes réglables

Dans cette section, nous décrivons le mécanisme retenu pour l'ajustement du guide à fentes. Les étapes détaillées de conception du prototype sont rapportées à l'annexe A.3 "Conception mécanique du guide réglable".

2.6.1 Rotation de la fente

La position de la fente peut être changée soit en variant son angle d'inclinaison par rapport à l'axe du guide ou en modifiant l'espacement entre les fentes. Pour ce qui est des dimensions de la fente, nous pouvons contrôler sa longueur et sa largeur. Nous allons décrire le mécanisme d'ajustement de ces paramètres ainsi que leurs limites au niveau de la réalisation mécanique.

On doit compenser la perte de radiation le long du guide non-résonnant pour parvenir à une radiation uniforme. Pour ce faire, on ajuste l'angle d'inclinaison de chaque fente, qui est illustré à la figure 2.25, ou leur degré de couplage avec le guide. En effet, si la fente est placée sur l'axe du guide, il n'y a aucune radiation. On peut augmenter graduellement l'impédance de radiation et le couplage d'énergie en inclinant la fente jusqu'à un maximum de 90° par rapport à l'axe du guide.

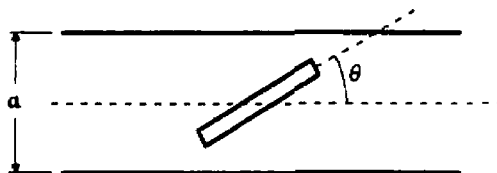


Figure 2.25 Angle d'inclinaison d'une fente centrée inclinée.

Pour la rotation de la fente autour de son axe central, nous choisissons de visser une plaque circulaire contenant la fente à un anneau. Ce dernier possède cinq mortaises de 60° réparties sur la circonférence pour un balayage continu des angles sur 360° . Nous voyons leurs plans aux figures 2.26 et 2.27. Pour les plans complets avec cotations et cartouche, se référer à l'annexe A.4 "Plans du guide réglable".

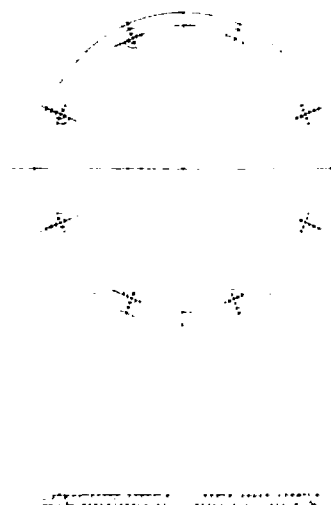


Figure 2.26 Trois vues sur la plaque circulaire contenant la fente.



Figure 2.27 Vue de face et de côté de l'anneau.

Le calcul des dimensions de la plaque et de l'anneau doit respecter un compromis entre la longueur des fentes et l'espacement entre elles. Comme le montre la figure 2.27, pour permettre de réserver un espace minimum aux vis sans réduire l'éventail des longueurs de fentes, les anneaux peuvent comporter deux encoches pour y insérer la fente. Nous préférons

visser la plaque à l'anneau avec des vis à tête plate (8 trous) pour réduire la quantité de matériel de moitié.

Nous voulons une épaisseur de plaque disponible dans les dimensions standards de plaques métalliques mais suffisamment mince pour respecter autant que possible la contrainte théorique de l'épaisseur nulle. Une plaque de 2,34 mm s'avère un bon choix et présente une robustesse satisfaisante pour ne pas plier sous l'effet d'un choc.

Pour l'anneau et le mur du dessus du guide, nous choisissons la même épaisseur de la plaque pour commander le même type de plaques en vrac. Ainsi, l'anneau n'affectera pas le rayonnement surtout près des extrémités de la fente. De plus, cette épaisseur est suffisante pour le filetage des vis qui serrent l'anneau contre le mur sans que ces dernières traversent le mur et créent une discontinuité dans le guide.

2.6.2 Dimensions de la fente

Notre guide réglable devrait nous permettre de varier les dimensions de la fente (voir figure 2.28), soit sa longueur L et sa largeur qui est de l'ordre du dixième de la première selon la littérature.

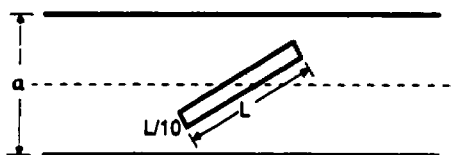


Figure 2.28 Dimensions d'une fente.

Les dimensions de la fente peuvent être variées en utilisant plusieurs plaques circulaires avec des fentes de longueurs différentes. De plus, le nombre de pièces est réduit puisque ces mêmes plaques serviront pour les différents espacements.

La longueur des fentes doit être hors résonance. Nous avons choisi des longueurs qui se répartissent en dessous de la résonance $\lambda_0/2$. Nous ne pouvons inclure des longueurs au-dessus de la résonance à cause des limites dimensionnelles du WR284 (voir section 2.5.4 "Guide standard"). Le tableau suivant liste les longueurs retenues pour l'étude du guide à fentes.

Tableau 2.3 Longueurs retenues du guide à fentes.

Longueur des fentes (mm)
30,34 ($\lambda_0/4$)
40,47 ($\lambda_0/3$)
57,66 ($\lambda_0/2$)

2.6.3 Espacement entre les fentes

L'espacement d (voir figure 2.29) est mesuré entre deux axes de rotation de fentes adjacentes situés sur la ligne centrale du guide puisqu'il n'y a pas de déplacement latéral.

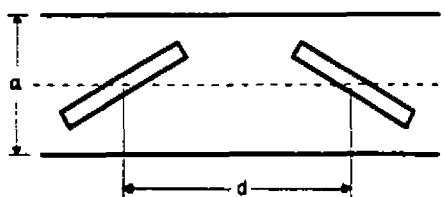


Figure 2.29 Espacement entre deux fentes adjacentes.

Les plaques contenant les fentes sont distribuées symétriquement par rapport au centre de la longueur du guide. Elles reposent sur des trous espacés d'une distance non-résonnante selon différentes configurations du mur du dessus. S'il s'agit d'un nombre impair de fentes, une des

plaques occupe le centre alors que pour un nombre pair, chaque moitié est répartie également de part et d'autre du centre.

Voici le tableau des espacements obtenus par calcul ou proposés dans les publications avec le nombre de fentes possible sur la longueur disponible du guide.

Tableau 2.4 Espacements obtenus par calcul ou proposés dans les publications.

Espacement (mm)	Nombre de fentes
76,38 ($\lambda_g/3$)	14
114,56 ($\lambda_g/2$)	9
171,84 ($3\lambda_g/4$)	7
229,12 (λ_g)	4
400,98 ($7\lambda_g/4$)	3

Les deux trous sur le mur du dessus aux bouts du guide peuvent être bouchées par une plaque sans fente au port d'entrée ou par un court-circuit mobile à la sortie pour les besoins de l'adaptation. Cependant pour réduire les coûts en matériel et en temps de fabrication, nous pouvons remplacer les plaques sans fente par des plaques avec fente couverte de papier aluminium adhésif. La discontinuité de la hauteur de la fente sera négligeable compte tenu de l'épaisseur réduite de la plaque.

2.6.4 Vue du guide à fentes réglables

Nous incluons dans cette section, une vue d'ensemble du guide en trois dimensions. L'échelle n'est pas exacte mais l'assemblage des pièces correspond à la pratique. Pour une description graphique complète avec les dimensions et l'échelle, voir l'annexe A.4 "Plans du guide réglable".

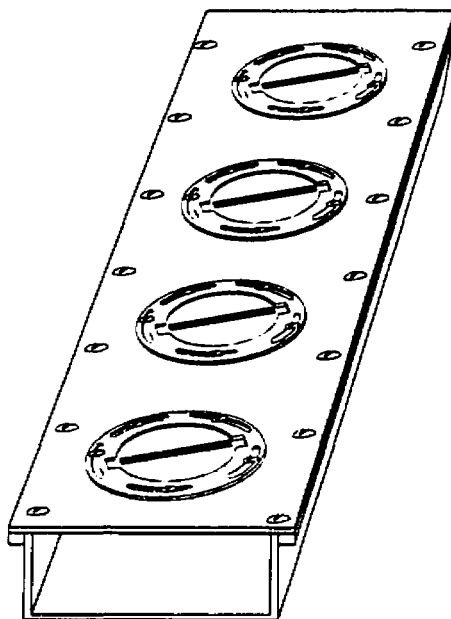


Figure 2.30 Vue en perspective du guide réglable assemblé.

2.6.5 Adaptation

Pour éviter l'addition de la phase des ondes réfléchies et maintenir un niveau de réflexion négligeable avec un espacement non-résonnant, il est préférable que le guide soit terminé par une charge adaptée.

Une charge quelconque, de préférence absorbante, peut contribuer à l'adaptation. En fait, sa nature importe peu dans le cas d'un guide à onde progressif puisque la puissance au-delà de la

dernière fente est minimale. On peut tout de même utiliser un court-circuit mobile au bout du guide pour ajuster l'adaptation comme illustré à la figure 2.31.

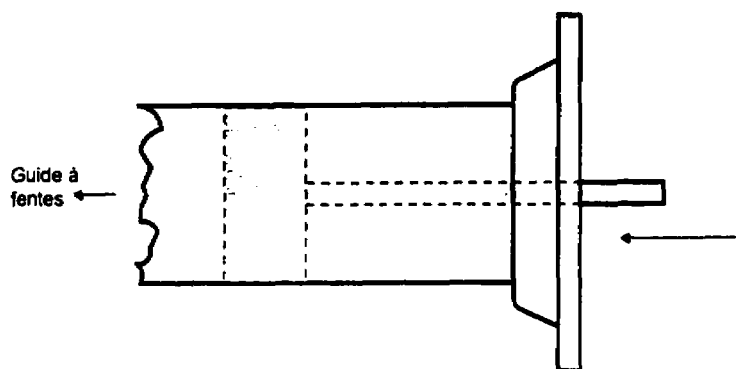


Figure 2.31 Adaptation avec un court-circuit mobile.

2.7 Conclusion

Dans ce chapitre qui constitue le coeur de la conception de notre guide à fentes, nous avons étudié la théorie des fentes et des réseaux de fentes. Après cette revue des principes des fentes, nous avons décrit les étapes principales de conception en fonction des besoins du projet et des ressources disponibles. Plusieurs détails de théorie plus profonde ou de conception mécanique ont été rapporté en annexe pour consultation, comme mentionné précédemment.

CHAPITRE III

RÉSULTATS

Ce chapitre est consacré à la description des méthodes de mesure, à la présentation des résultats obtenus suivie d'une discussion de ces résultats. Nous commençons par les tests à basse puissance avec l'analyseur de réseau pour caractériser la fente. Lors de la mesure du rayonnement, une comparaison est établie avec les simulations sur le logiciel CACHAS (Calcul des ChampS) (décrit à la section 3.1.2, p. *) qui permet le calcul des champs rayonnés. Par la suite, nous déterminons par simulation les configurations optimales de fentes sur le guide pour les tester sous des hautes puissances. Ces tests mesurent le transfert de l'énergie rayonnée vers le produit et la distribution spatiale du champ.

3.1 Caractérisation d'une fente

Dans cette section, nous résumons la procédure de caractérisation d'une fente isolée au niveau du rayonnement en fonction de sa longueur, ses dimensions et sa position dans le guide. Nous comptons étudier le comportement d'une fente à l'aide de l'analyseur de réseau HP 8753 C (300 kHz à 3 GHz) dans le champ proche. Celui-ci se situe entre 0 et 10 fois le rayon de l'ouverture de la fente (Leviatan, 1986).

3.1.1 Mesure du diagramme de rayonnement de fentes isolées

Choix de la sonde

Pour mesurer l'intensité de l'onde rayonnée, il nous fallait une antenne mobile relativement compatible avec la fente. Parmi les possibilités de sondes, nous avons des boucles métalliques pour un couplage avec le champ magnétique ou des fils d'un quart de longueur d'onde ou d'une demie longueur d'onde pour le couplage avec le champ électrique.

Ces sondes ne détectaient que très faiblement les ondes rayonnées soit à cause de leur niveau inférieur de précision, de leur couverture spatiale insuffisante ou de leur incompatibilité avec la fente. Aussi, on ne pouvait les calibrer étant donné qu'aucun standard identique n'était disponible. Nous avons alors opté pour une antenne cornet. Celle-ci est relativement compatible avec la fente étant donné la similarité de l'ouverture rectangulaire. De plus, l'inclinaison de l'antenne cornet suivait celle de la fente testée lors des mesures à différents angles. D'ailleurs, nous commentons l'effet de l'inclinaison de la sonde par rapport à celle de la fente sur le rayonnement dans la section des résultats. Finalement, un standard d'antenne cornet permettait la calibration de la sonde.

Montage et description des mesures

Nous voyons à la figure suivante le montage utilisé pour effectuer des mesures du rayonnement d'une fente isolée.

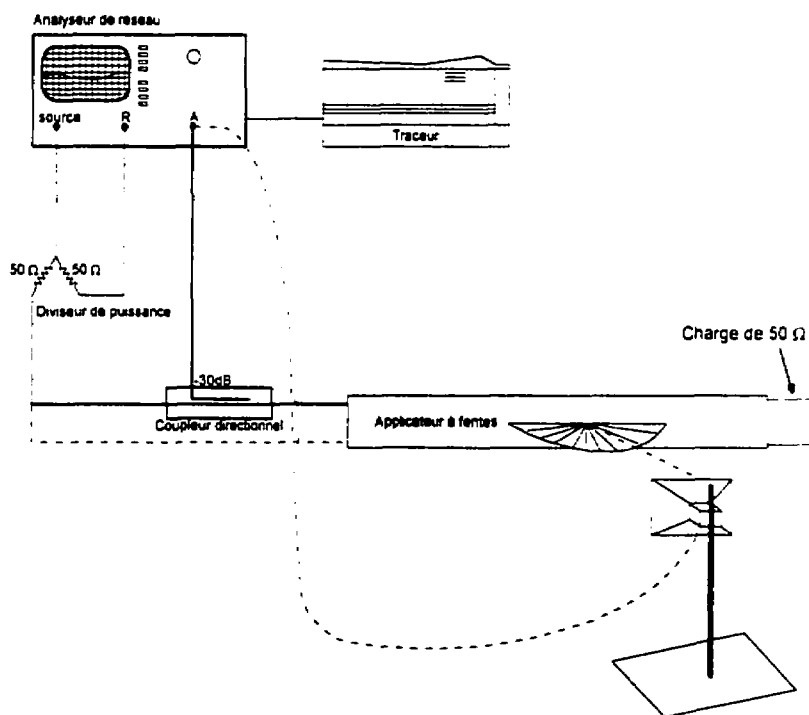


Figure 3.1 Montage de caractérisation à basse puissance d'une fente isolée.

Dans ce montage, le diviseur de puissance permet de séparer en deux le signal incident pour injecter une partie vers l'applicateur et ramener l'autre comme référence. Selon le branchement, le coupleur directionnel permet de ramener l'onde réfléchie au canal "A" de l'analyseur. À l'aide de la sonde, on peut capter le signal rayonné pour le comparer au signal incident. Vu la quantité d'informations à mesurer, nous avons enregistré les mesures sur disquette quitte à les traiter dans un logiciel de calcul plutôt que de les imprimer avec le traceur. La sauvegarde des données se faisait sous format ASCII pour pouvoir les traiter dans le système UNIX.

Le guide à fentes est terminé par une charge de 50Ω . L'adaptation du système n'est pas essentielle dans le cas d'un guide non-résonnant puisque les réflexions sont négligeables par annulation entre les fentes et par la présence de la charge absorbante. Il s'agit de rayonner un maximum d'énergie pour qu'environ 10 % à 40 % se retrouve à la charge absorbante placée au bout du guide. Nous pourrions évaluer cette efficacité de rayonnement avec les détecteurs de puissance lors de la mesure du transfert de puissance à haute puissance.

La fente est positionnée au centre du guide. La distance entre la sonde et le plan de la fente est réglée à l'aide d'une ligne télescopique et, l'angle du point de mesure par rapport au plan de la fente est indiqué sur un diagramme polaire, centré contre la fente. Nous avons fixé la sonde à un trépied sur roulettes pour la déplacer sur la circonférence d'un demi cercle de rayon $2 \lambda_0$. Il fallait s'assurer que la sonde et l'environnement (objets métalliques ou réflecteurs dans l'espace de rayonnement) ne perturbent pas le comportement de la fente à l'intérieur du domaine du champ proche. Une fois le balayage de la sonde complété, nous reprenons la même procédure avec un angle différent de la fente. Il faut effectuer le balayage selon le plan longitudinal et le plan transverse au guide.

Nous avons varié l'angle de la fente de 5° à 90° avec un pas de 5° pour chaque longueur. À chaque angle de la fente, nous mesurons le rayonnement avec l'antenne cornet pour différents points de l'espace. Toujours à une distance de $2 \lambda_0$, l'angle d'orientation de la sonde est varié

de 20° à 150° par pas de 10° selon le plan longitudinal et transverse du guide. Le premier et dernier angle sont tels que la sonde ne touche pas le guide. Ceci nous donne au total 1512 dispositions de fentes isolées à mesurer.

En plus de ces mesures, nous avons étudié l'effet du type de charge sur le rayonnement, l'effet de la position de la fente sur la longueur du guide, la forme des courbes de phase, etc., nous donnant environ 300 autres mesures.

Discussion des résultats de mesure

Chaque mesure de rayonnement était enregistrée sous forme d'une réponse en fréquence de l'intensité de l'onde rayonnée. Il fallait traiter cette information pour n'en prélever que le point à 2,45 GHz, fréquence d'opération de notre système, pour ensuite tracer la courbe du rayonnement sur un diagramme polaire. Les diagrammes obtenus sont valides selon la théorie du rayonnement d'une fente. Ainsi, en mesurant l'amplitude de l'onde à la sortie, ou le coefficient de transmission, on observe qu'elle diminue à mesure que l'angle de la fente est augmenté puisque le rayonnement est réduit. Mais nous avons tout de même comparé les courbes de mesures avec celles obtenues par simulation, comme décrit à la section suivante, pour confirmer la correspondance entre la théorie et la pratique.

La courbe en fréquence du rayonnement pour une charge court-circuit et circuit ouvert à la sortie varie seulement en amplitude en fonction de l'angle. Les sommets de résonance restent aux mêmes positions et conservent leur amplitude relative au plateau. Seulement pour les petits angles, le sommet tend à s'affaisser. Pour un court-circuit, la largeur de bande entre les sommets est de $9,8 \lambda_0$ environ. Le déphasage entre le court-circuit et le circuit ouvert est de $10,1 \lambda_0$. La phase du court-circuit est en avance par rapport à celle du circuit ouvert. Lorsqu'on observe la courbe de la phase, elle a une valeur positive pour un angle de fente positif et négative pour l'angle opposé de la fente. La forme de la phase change en fonction de la charge utilisée. Avec une charge de 50Ω , la courbe est assez régulière (forme en dents de scie).

Le couplage du plan H de la sonde avec la fente est maximal lorsqu'il est parallèle à l'angle de la fente et minimal lorsque perpendiculaire à l'angle de la fente. En effet, le couplage de la sonde pour différentes longueurs et angles de fentes est très sensible à l'orientation relative de la sonde avec la fente. En particulier, on observe que le couplage est maximal lorsque le petit côté de l'antenne cornet suit l'orientation de la fente de plus petite longueur puisque les dimensions sont environ du même ordre. Plus on se rapproche d'un angle de 90° pour la fente, plus on maintient le couplage maximal pour une grande marge d'orientations de la sonde. Le couplage est très facilement perturbable par des facteurs externes tels que les objets environnants, la position du câble coaxial, le plan de la sonde (inclinaison du levier). Nous avons noté une décroissance de type exponentielle de l'intensité avec la distance axiale à partir de la fente.

3.1.2 Simulations du rayonnement de fentes isolées avec CACHAS

Description du logiciel

Le logiciel CACHAS, développé par le département de recherche du EDF (Électricité de France) qui nous a été remis par l'intermédiaire du LTEE (Laboratoire des Technologies Electrochimiques et des Électrotechnologies d'Hydro-Québec), nous permet de calculer les champs rayonnés par une ou plusieurs fentes dans un certain volume, en fonction de leur disposition et de leurs dimensions. Ainsi, l'utilisateur doit spécifier dans le fichier de données le nombre de fentes sur le guide, l'espacement entre deux fentes consécutives, le type de fente (parallèle ou série) et les paramètres des fentes tels que la longueur, l'angle ou l'écart et le poids d'excitation de chaque fente (Clémenceau et al, 1991).

Ce calcul des champs rayonnés se base sur le principe de Babinet. Puisque la fente et le dipôle sont deux structures duales, il est possible d'échanger le champ électrique par le champ magnétique. On résout par après les équations de Maxwell avec le courant électrique comme source et on obtient les intégrales du rayonnement qui permettent de calculer les champs que le courant crée dans tout l'espace (Clémenceau et al, 1991).

Un nombre important d'échantillons utilisés pour l'approximation des intégrales apporte plus de précision mais augmente le temps de calcul. L'erreur augmente aussi fortement lorsqu'on s'approche de l'élément rayonnant. Le logiciel maintient l'erreur inférieure à 0,5 % pour chaque intégrale calculée.

CACHAS nous offre donc un menu d'entrée qui présente les options possibles pour l'utilisateur. Ce dernier peut soit entrer les données dans un fichier, les consulter ou les modifier, calculer la configuration définie dans le fichier, faire l'affichage numérique ou graphique des résultats. L'écran de données permet de définir plusieurs paramètres de la configuration. Si l'on veut simuler par exemple un guide de 7 fentes de 40.8 mm ($\lambda_0/3$) de longueur avec un espacement de 173.2 mm ($3\lambda_0/4$). Voici l'allure du fichier de données qu'il faudrait définir suivi de la description des zones qui nous concerne:

NG		Espguid.							
	1	103.3mm	Dimensions esp. d'obs.			Pnts. axes			
Fichier	NF	Espfent.	Fréq.	xfin	yfin	zfin	px	py	pz
cor2s	2	173.2mm	2450 Mhz	367.1mm	244.7mm	244.7mm	3	20	20
Réseau de fentes (.) série				Réseau de guides (.) alternés					
Poids				Paramètres du radôme					
	Longueur	Angle	Module	Phase	Epais (a)	Larg (b)	Long (c)	Eps r	
fente 0	40.8mm	5	1	0	3mm	22mm	60mm	1	
fente 1	40.8mm	-9.17	1	0	3mm	22mm	60mm	1	
fente 2	40.8mm	13.33	1	0	3mm	22mm	60mm	1	
fente 3	40.8mm	-17.5	1	0	3mm	22mm	60mm	1	
fente 4	40.8mm	21.67	1	0	3mm	22mm	60mm	1	
fente 5	40.8mm	-25.8	1	0	3mm	22mm	60mm	1	
fente 6	40.8mm	30	1	0	3mm	22mm	60mm	1	

"NG" représente le nombre de guides dans le cas planaire. Ici, il s'agit d'une seul guide d'où l'entrée de "1". "Espguid." est la distance entre deux guides et n'a pas d'importance dans le cas d'un seul guide. "NF" est le nombre de fentes d'un guide et "Espfent." est la distance entre elles. La zone de "Dimensions esp. d'obs." définit les surfaces d'observation parallèles

au plan des fentes. De même, dans "Pnts. axes", "py" et "pz" indique le nombre de points. selon les axes y et z et "px" est le nombre de plans horizontaux d'observation.

Le "Réseau de fentes" est une bascule entre le type de fentes série ou fentes parallèles. Pour chaque fente, on peut définir la longueur qui peut être non-résonnante, l'angle d'inclinaison et le poids du facteur relatif d'excitation. Pour des fentes sans couche de diélectrique, on prend "Eps.r=1" pour les "Paramètres du radôme".

Résultats de simulation et comparaison

La simulation donne les valeurs du champ calculées sur trois plans d'observation parallèles à celui de la fente, de même que le profil de l'énergie selon la longueur du guide. Ce dernier correspond en fait au plan longitudinal de mesure du diagramme de rayonnement. Nous pouvons donc comparer un seul des plans mesurés avec cette simulation du plan vertical. Nous avons simulé les trois longueurs de fentes pour une variation d'angles allant de 5° à 90° par pas de 5°. Les plans d'observation ont été fixés à λ_0 , $2\lambda_0$ et $3\lambda_0$. Au total, nous avons simulé 68 configurations ce qui donne 272 diagrammes. Nous donnons en annexe 5. les simulations par pas de 15° pour limiter le nombre de pages tout en donnant un bon aperçu du comportement d'une fente isolée. Les résultats sont présentés sous forme de diagrammes gradués en intensité selon une échelle de couleur. Pour des fins de clarté, nous présentons les diagrammes en tons de gris.

Selon les courbes, nous remarquons que la direction du rayonnement tend à suivre la composante transverse de celle des fentes inclinées surtout pour les longueurs plus importantes. Sur la figure suivante, nous pouvons voir les trois longueurs de fente pour un angle de 70°.

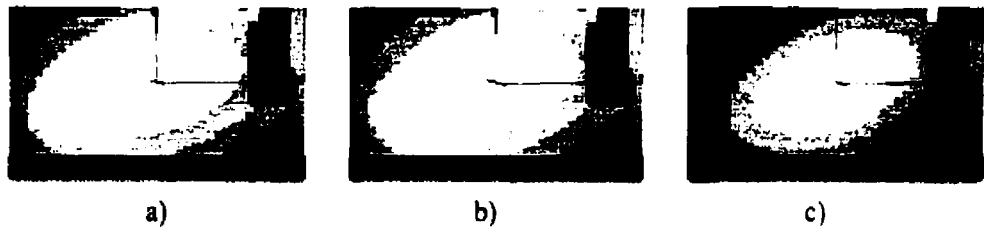


Figure 3.2 Plan d'observation du rayonnement à 70°
pour une longueur de a) $\lambda_0/4$; b) $\lambda_0/3$; c) $\lambda_0/2$.

Aussi, la variation de l'intensité de l'énergie est plus rapide dans le cas des fentes plus longues et le faisceau est moins diffus.

L'allure des courbes obtenues par simulation coïncident avec celle des courbes mesurées avec quelques petites différences ponctuelles. Ces dernières sont probablement dues au manque de précision du montage, à l'influence de l'environnement autour de la fente (la mesure du diagramme de rayonnement est réalisée dans une chambre anéchoïque dans les applications de télécommunication) ou à l'incompatibilité de la sonde avec la fente. Notre application étant de nature industrielle, l'écart observé est acceptable. Ci-bas, nous comparons le plan longitudinal du diagramme de rayonnement d'une fente résonnante ($\lambda_0/2 = 58.123$ mm) inclinée de 45° , obtenu par mesure sur l'analyseur de réseau avec celui produit par simulation avec CACHAS. Dans les deux cas, on observe un seul lobe principal normal au plan de l'antenne. La mesure de l'intensité du rayonnement se fait entre 20° et 150° par rapport au plan du guide étant donné la limite mécanique de notre montage de sonde. Nous avons normalisé les intensités mesurées par rapport à la valeur maximale à un rayon de $2\lambda_0$ de la fente. Dans le résultat de simulation, nous devons nous référer à la gradation qui correspond à cette même distance du plan de la fente.

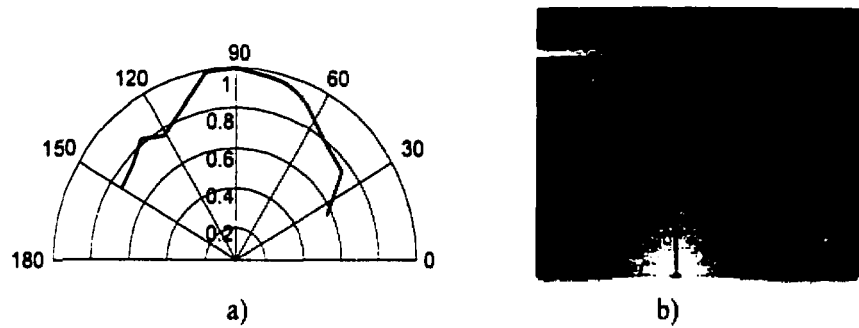


Figure 3.3 Diagramme de rayonnement d'une fente de $\lambda_g/2$ à 45° a) Courbe de mesures sur l'analyseur de réseau; b) Courbe de simulation avec CACHAS.

3.2 Simulation du diagramme de rayonnement du guide à fentes

Le logiciel CACHAS nous permet de vérifier le comportement des fentes en interaction sur un guide. Étant donné le nombre très élevé de possibilités de configurations pour notre guide à fentes réglables, les simulations devraient nous permettre de limiter le choix à quelques dispositions optimales des fentes. Pour ce faire, nous avons modifié un paramètre à la fois en gardant les autres fixes pour obtenir les meilleurs cas d'une première itération. Par la suite, nous avons varié le paramètre jusqu'à alors fixe avec les configurations choisies dans le premier groupe de simulation. Nous allons décrire ces procédures dans les sections qui suivent.

3.2.1 Variation de la longueur et de l'espacement avec un angle fixe

Notre guide réglable nous donne un choix parmi trois longueurs et cinq espacements (ou nombre de fentes) réglables. Avec un angle fixe, nous aurions 15 combinaisons de ces deux paramètres à simuler pour isoler leur effet sur le rayonnement. Pour le choix de la valeur fixe de l'angle, on s'est inspiré de la configuration proposée par le logiciel pour une forme résonnante du guide à fentes. L'angle proposé variait entre 11° et 18° selon le nombre de fentes, ce qui nous fait une moyenne de 14° . Le signe de cet angle était alterné d'une fente à l'autre pour respecter la condition du déphasage, en commençant avec un angle positif pour la

première fente. Toutes les simulations pour cette première partie se retrouvent à l'annexe 6 "Simulation d'un guide à fentes avec un angle fixe".

Nous avons retenu deux espacements qui semblaient présenter un diagramme relativement uniforme en se référant au cas résonnant. Il s'agit des deux espacements qui présentent le plus grand nombre de fentes, soit l'espacement de 76,38 mm ($\lambda_g/3$) avec 14 fentes et un autre résonnant de 114,56 mm ($\lambda_g/2$) avec 9 fentes. Nous conservons les trois longueurs disponibles (30,34 mm ($\lambda_g/4$), 40,47 mm ($\lambda_g/3$) et 57,66 mm ($\lambda_g/2$)) pour chaque espacement car la différence entre les diagrammes n'est pas détectable.

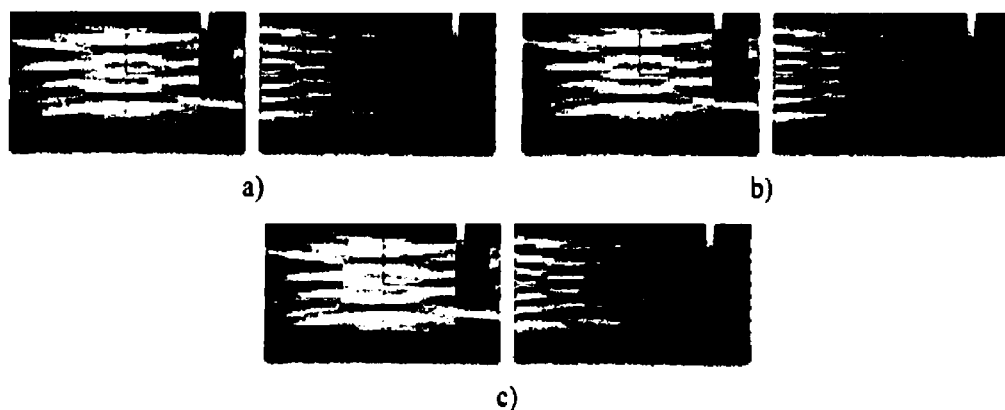


Figure 3.4 Plan d'observation horizontal et profil vertical du rayonnement pour un guide à 9 fentes de a) $\lambda_g/4$: b) $\lambda_g/3$: c) $\lambda_g/2$.

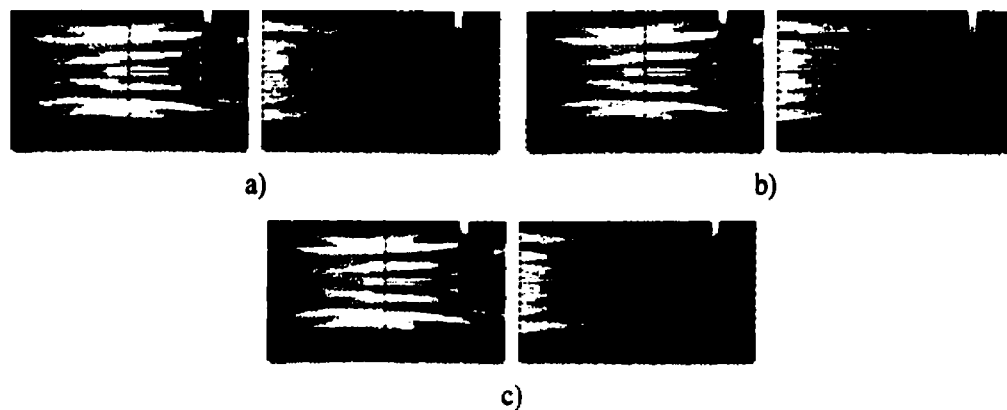


Figure 3.5 Plan d'observation horizontal et profil vertical du rayonnement pour un guide à 14 fentes de a) $\lambda_0/4$: b) $\lambda_0/3$: c) $\lambda_0/2$.

3.2.2 Variation de l'angle avec les longueurs et les espacements retenus

Les possibilités de dispositions des angles d'inclinaison sont illimitées pour une variation continue de l'angle. Nous avons retenu certaines formes de variation des angles qui sont résumées à la figure 3.6. Les valeurs exactes d'angles sont données au tableau 3.1 et 3.2. La totalité des courbes simulées en variant l'angle est donnée à l'annexe 7 "Simulation d'un guide à fentes avec une variation d'angle".

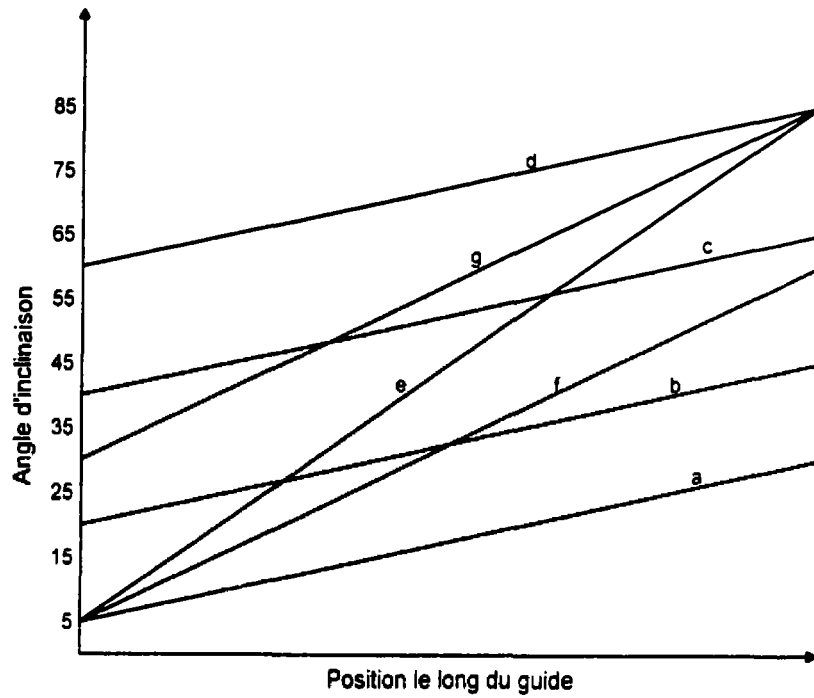


Figure 3.6 Ensemble de variations de l'angle en fonction de la position sur le guide.

Tableau 3.1 Angles d'inclinaison des fentes (guide de 14 fentes).

No. de fente	Angles selon la courbe de variation (en degrés)						
	a	b	c	d	e	f	g
1	5	20	40	60	5	5	30
2	-6,92	-21,92	-41,92	-61,92	-11,15	-9,23	-34,23
3	8,85	23,85	43,85	63,85	17,3	13,46	38,46
4	-10,77	-25,77	-45,77	-65,80	-23,46	-17,69	-42,69
5	12,69	27,69	47,69	67,69	29,62	21,92	46,92
6	-14,62	-29,62	-49,62	-69,62	-35,77	-26,15	-51,15
7	16,54	31,54	51,54	71,54	41,92	30,38	55,39
8	-18,46	-33,46	-53,46	-73,46	-48,08	-34,62	-59,62

Tableau 3.1 Angles d'inclinaison des fentes (guide de 14 fentes) (suite).

No. de fente	Angles selon la courbe de variation (en degrés)						
	a	b	c	d	e	f	g
9	20,39	35,39	55,39	75,39	54,2	38,85	63,85
10	-22,31	-37,31	-57,31	-77,31	-60,4	-43,08	-68,08
11	24,23	39,23	59,23	79,23	66,54	47,31	72,31
12	-26,15	-41,15	-61,15	-81,15	-72,7	-51,54	-76,54
13	28,08	43,08	63,08	83,08	78,85	55,76	80,77
14	-30	-45	-65	-85	-85	-60	-85

Tableau 3.2: Angles d'inclinaison des fentes (guide de 9 fentes).

No. de fente	Angles selon la courbe de variation (en degrés)						
	a	b	c	d	e	f	g
1	5	20	40	60	5	5	30
2	-8,13	-23,13	-43,13	-63,13	-15	-11,88	-36,88
3	11,25	26,25	46,13	66,25	25	18,75	43,75
4	-14,38	-29,38	-49,38	-69,38	-35	-25,63	-50,63
5	17,5	32,5	52,5	72,5	45	32,5	57,5
6	-20,63	-35,63	-55,63	-75,63	-55	-39,38	-64,38
7	23,75	38,75	58,75	78,75	65	46,25	71,25
8	-26,88	-41,88	-61,88	-81,88	-75	-53,13	-78,13
9	30	45	65	85	85	60	85

La variation des valeurs d'angle est linéaire et se base sur la compensation de l'énergie perdue en rayonnement par l'inclinaison progressive des fentes du guide non-résonnant. Les

configurations finales qui seront testées aux hautes puissances utilisent la variation d'angle " d " (voir figure 3.6) pour les longueurs et les espacements retenus donc, une variation relativement lente pour des valeurs élevées de l'angle. Nous pouvons voir aux figures 3.7 et 3.8 les simulations obtenues pour ces configurations finales.

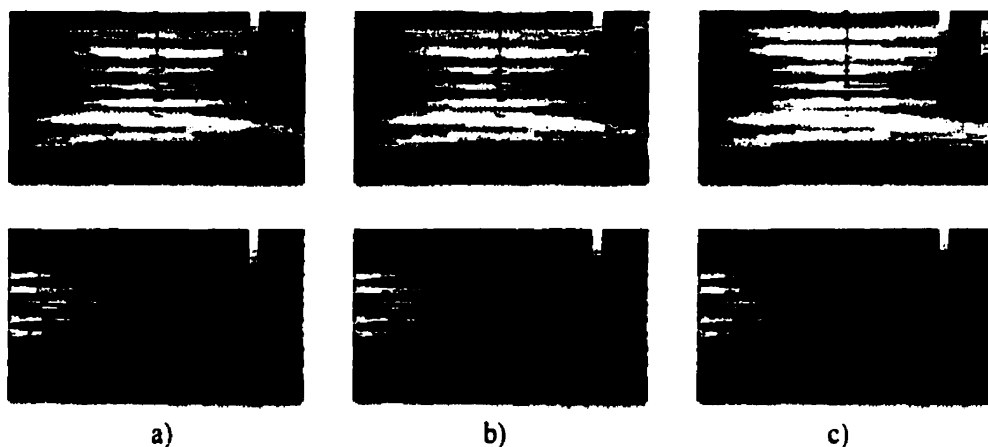


Figure 3.7 Plan d'observation horizontal et profil vertical du rayonnement pour un guide à 9 fentes avec la variation d'angle " d " de a) $\lambda_0/4$: b) $\lambda_0/3$: c) $\lambda_0/2$.

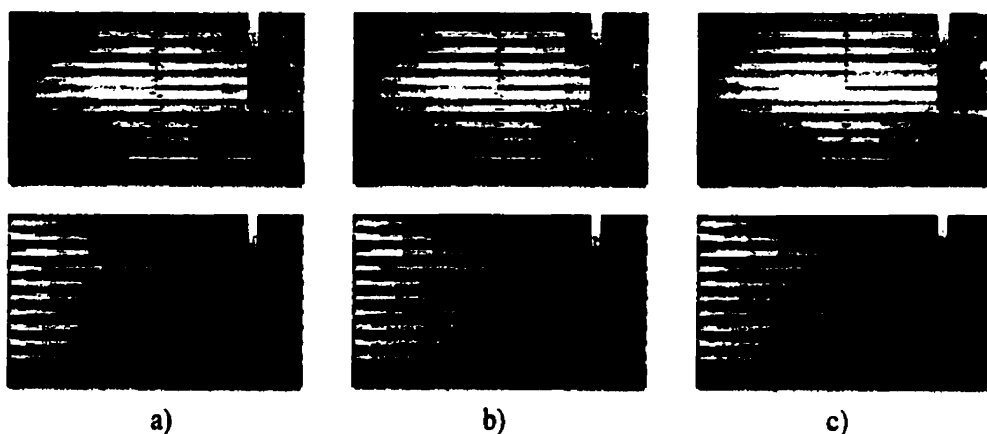


Figure 3.8 Plan d'observation horizontal et profil vertical du rayonnement pour un guide à 14 fentes avec la variation d'angle " d " de a) $\lambda_0/4$: b) $\lambda_0/3$: c) $\lambda_0/2$.

Encore une fois, l'influence des longueurs sur le diagramme de rayonnement n'était pas notable. Nous pourrions mieux cerner leurs effets lors des expériences à haute puissance.

3.2.3 Discussion des résultats

En effet, nous voyons la correspondance avec la théorie au niveau de la meilleure uniformité pour un plus grand nombre de fentes. On note que la distribution de l'énergie est plus uniforme à partir d'une certaine distance de l'applicateur (troisième et plus éloigné plan d'observation horizontal) puisque les fentes se comportent comme des sources localisées à des courtes distances. Comme prévu dans la théorie, le chauffage est plus uniforme lorsque les angles varient progressivement de 0° à 90° de la source à la charge dans le cas d'un guide non-résonnant (comparer les figure 3.7 et 3.8 avec 3.4 et 3.5). Bien sûr, l'efficacité d'un guide avec un plus grand nombre de fentes est supérieure à celle d'un guide moins long. Également, les lobes latéraux sont moins prononcés avec un guide comprenant plus de fentes (voir en annexe 6 pour comparer avec les autres espacements de fentes)

3.3 Essais à haute puissance

Le guide réglable a été fixé dans une cavité de $1,21 \text{ m}^3$ à environ $0,91 \text{ m}$ du mur inférieur de la cavité pour permettre une marge de variation de la distance avec le produit (voir section 2.5.3 "Distance entre le guide et le produit"). Les sections suivantes décrivent les montages utilisés et les mesures effectuées pour étudier le comportement du guide à haute puissance avec les configurations choisies par simulation à la section précédente.

3.3.1 Transfert d'énergie

Description du montage

Pour la mesure du transfert de puissance incidente vers le produit ou de la puissance absorbée, nous pouvons utiliser un échantillon d'eau dont on mesure préalablement la masse et la

température. Cet échantillon est chauffé dans une cavité cubique tel qu'illustré à la figure du montage de mesure simplifié.

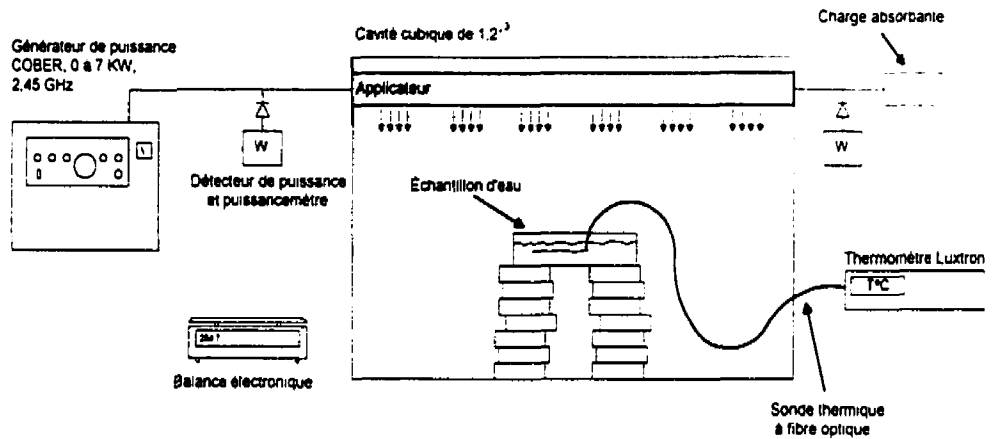


Figure 3.9 Montage pour la mesure du transfert d'énergie.

La configuration du guide à 14 fentes de longueur résonnante permet une plus grande résistance aux hautes puissances parce que les dimensions des fentes sont plus larges. La configuration d'angle retenue était une variation lente de l'inclinaison pour une marge de valeurs élevées de l'angle.

La mesure de température de l'eau se fait à l'aide d'une sonde thermique. Nous avons des détecteurs de puissance à l'entrée et à la sortie du guide qui nous donnent la puissance incidente et réfléchie. Un bécher de 1000 ml en Pyrex permet de contenir l'échantillon d'eau. Étant donné la surface limitée du bécher, nous avons effectué une dernière mesure avec un bac en matériel inerte de 40 x 30 cm et d'une profondeur d'environ 10 cm.

Nous plaçons l'échantillon d'eau à une position déterminée dans la cavité. Cette position peut être variée ou on peut disposer d'un bac d'eau subdivisé en petits cubes pour une mesure distribuée de la puissance absorbée. La dernière alternative demande cependant un grand nombre de fibres optiques et de canaux de lecture sur le thermomètre, ce qui rend l'installation

coûteuse. La variation de la distance entre le guide et l'échantillon d'eau se fait en superposant des épaisseurs de matériel sans pertes.

Après avoir vérifié les connexions et réchauffé le générateur, nous chronométrons le processus de chauffage jusqu'à une élévation de température de l'eau inférieure au point d'ébullition (environ 80 °C par exemple). En effet, les sondes thermiques ne sauraient mesurer la température de vapeur de l'eau ce qui causerait une erreur de mesure. Il faut observer s'il y a lieu les variations de puissances à l'entrée et à la sortie du système.

À la fin du chauffage, nous mesurons le poids final de l'eau. Nous pouvons, à l'aide des mesures effectuées et de relations de thermodynamique obtenir le pourcentage d'énergie qui a été transmis à la charge d'eau.

Calcul de la puissance absorbée et présentation des résultats

La relation permettant d'obtenir la chaleur totale du système est

$$E = E_t + E_v + E_e \quad (3.1)$$

avec

E [cal] : chaleur totale;

E_t [cal] : chaleur requise pour élever la température initiale d'une masse d'eau à une température finale;

E_v [cal]: chaleur requise pour élever la température d'une masse de vapeur d'une valeur initiale à finale;

E_e [cal]: chaleur requise pour évaporer l'eau.

Une certaine évaporation de l'échantillon a lieu au cours du chauffage mais puisqu'on ne peut mesurer la température de la vapeur d'eau avec la fibre optique, on admet une erreur de mesure. On suppose que cette évaporation s'effectue complètement à la fin du processus de

chauffage. Nous pouvons alors utiliser les relations thermodynamiques approximées suivantes pour obtenir la puissance absorbée:

$$E \approx E_r + E_e \quad (3.2)$$

$$E_r = m_i C (T_f - T_i) \quad (3.3)$$

$$E_e = (m_f - m_i) H \quad (3.4)$$

avec

i : initiale

f : finale

m : masse de l'échantillon

$C = 1 \text{ cal / g } ^\circ\text{C}$: chaleur spécifique de l'eau

$H = 540 \text{ cal / g}$: chaleur d'évaporation de l'eau

Pour traduire les unités de calories (énergie) en watts (puissance), nous avons la relation

$$P_a = 4.1868 E / \Delta t \quad (3.5)$$

où $P_a [\text{W}]$ est la puissance absorbée par l'échantillon d'eau et Δt le temps de chauffage. Ainsi, le calcul de la puissance absorbée peut se faire à l'aide des données suivantes:

Tableau 3.3 Données pour le calcul de la puissance absorbée.

Données initiales		Données finales	
m_i	[g]	m_f	[g]
T_i	[°C]	T_f	[°C]
		Δt	[s]

avec

T : température de l'échantillon d'eau

S'il n'y a pas d'évaporation, la masse initiale de l'eau devrait se conserver à travers le chauffage et donc:

$$m_f = m_i = m \quad (3.6)$$

et l'on a

$$P_a = 4,1868 m (T_f - T_i) / \Delta t \quad (3.7)$$

Dans un système idéal (cavité optimale, équipements de mesure infailibles, aucune perte ohmique et de fuite), les niveaux de puissances transmise et réfléchie à la charge et la sortie permettent de vérifier le calcul de puissance absorbée. À ce moment, celle-ci correspondrait à la puissance rayonnée. Selon l'équilibre des puissances:

$$P_a = P_{is} + P_{rc} - P_{rs} - P_{lc} \quad (3.8)$$

où

- s : source
- c : charge
- P_t : puissance transmise
- P_r : puissance réfléchie

Malgré l'écart entre le modèle théorique et réel du système de chauffage, nous pouvons avoir une idée de son efficacité avec le rapport de la puissance absorbée sur la puissance disponible dans le guide.

Pour chaque mesure, nous donnons un tableau contenant les valeurs nécessaires au calcul du transfert de l'énergie et de l'efficacité. La puissance réfléchie détectée à la charge était toujours nulle puisqu'il s'agissait d'une charge absorbante. Nous avons chauffé une masse moyenne d'eau de 900 g sauf pour le bac en matériel inerte.

La première mesure a été effectuée avec le béccher centré sous le guide et placé à environ 344 mm de celui-ci ce qui correspond à une distance de $2,8 \lambda_0$. La puissance incidente fixée à l'entrée du guide était de 700 W. Étant donné la grande différence de masse pour l'eau entre

le début et la fin du chauffage, nous avons considéré que cette mesure ne pouvait pas contribuer à l'évaluation adéquate de la puissance absorbée. La quantité de vapeur d'eau formée était trop grande et nous obligeait à prendre pour les mesures suivantes des températures finales en-dessous de 80°C.

Pour la deuxième mesure, nous avons éloigné le bécher à une distance de 524 mm ($4,3 \lambda_0$) correspondant presque au double de la première. Voici les données obtenues:

Tableau 3.4 Données mesur es à $4,3 \lambda_0$ du guide pour une puissance à l'entrée de 700 W avec un bécher d'eau.

m_i (g)	T_i (�C)	Δt (s)	m_f (g)	T_f (�C)	P_{ts} (W)	P_{rs} (W)	P_{tc} (W)
902,8	24,0	1020	878,1	73,5	700	60	≈ 0

En calculant avec une valeur de masse plus rapproch e de la masse initiale (≈ 897 g), puisque l'évaporation a surtout commencé vers la fin du chauffage, nous obtenons $P_a = 182,2$ W. Cette valeur correspond à 28,5 % de la puissance disponible à l'entrée.

Pour les deux autres mesures qui suivent, nous avons augmenté la puissance à l'entrée du guide à 1,5 kW. La première mesure a été r alis e de nouveau avec une distance de $4,3 \lambda_0$ du guide. Nous avons obtenu ce qui suit:

Tableau 3.5 Données mesur es à $4,3 \lambda_0$ du guide pour une puissance à l'entrée de 1,5 kW avec un bécher d'eau.

m_i (g)	T_i (�C)	Δt (s)	m_f (g)	T_f (�C)	P_{ts} (W)	P_{rs} (W)	P_{tc} (W)
903,7	23,5	300	899,5	60,2	1500	100	200

Avec ces données, nous obtenons une puissance absorbée $P_a = 462,3$ W. Si nous la comparons à la puissance disponible dans le guide, c'est-à-dire $P_{ts} - P_{rs} - P_{ic} = 1200$ W, nous avons 38,5 % qui a été absorbée, nous donnant une idée de l'efficacité du système.

La deuxième mesure de cette seconde série s'est faite à une distance de $6,5 \lambda_0$ (791 mm) du guide. Voici le tableau des valeurs obtenues:

Tableau 3.6 Données mesurées à $6,5 \lambda_0$ du guide pour une puissance à l'entrée de 1,5 kW avec un bécher d'eau.

m_i (g)	T_i (�C)	Δt (s)	m_f (g)	T_f (�C)	P_{ts} (W)	P_{rs} (W)	P_{ic} (W)
904,7	23,8	255	901,9	60,3	1500	125	100

Nous obtenons cette fois-ci, une puissance absorbée de $P_a = 541,8$ W ce qui nous donne un pourcentage de 42,5 % de la puissance disponible égale à 1275 W.

La dernière mesure a été r alis e en prenant un bac de matériel inerte pour contenir l'eau à $6,5 \lambda_0$ du guide. Nous pouvons ainsi obtenir le degré d'absorption sur une surface distribu e. Le tableau des résultats est donné ci-bas:

Tableau 3.7 Données mesur es à $6,5 \lambda_0$ du guide pour une puissance à l'entrée de 1,5 kW avec un bac d'eau.

m_i (g)	T_i (�C)	Δt (s)	m_f (g)	T_f (�C)	P_{ts} (W)	P_{rs} (W)	P_{ic} (W)
4076,2	23,0	900	4002,7	55,0	1500	60	50

Nous avons une puissance absorbée relativement plus élevée de $P_o = 604.1$ W donnant une efficacité de 43,5 %.

Discussion du niveau de transfert de l'énergie

Nous avons diminué progressivement au cours des mesures le niveau de la température finale pour réduire la masse d'eau évaporée et ainsi améliorer la précision du calcul de la puissance absorbée. Cependant, l'intervalle de température devait être suffisamment large pour éviter que le niveau des erreurs de mesure ne devienne significatif. La variation de la température avec le temps de chauffage était relativement linéaire.

Pour les mesures effectuées à une puissance incidente de 1,5 kW, nous avons une élévation de température beaucoup plus rapide (voir Δt). Nous avons également un écart de masse moins prononcé puisque la température finale est plus basse et le degré d'évaporation est plus bas. Nous notons une légère amélioration de l'efficacité en éloignant le bécher du guide, comme le montrent les deux mesures à 1,5 kW, probablement due à une meilleure répartition de l'énergie plus loin du guide.

L'absorption  lev e de la dernière mesure avec le bac peut être due à la grande surface d'eau sous le guide. Le rayonnement est donc en grande partie absorbée plutôt que r fl chi e sur les murs de la cavité ou dissipée par pertes ohmiques sur ces murs. Ceci nous donne une indication de l'ouverture du rayonnement de la configuration test e qui semble assez large latéralement.  videmment, le temps de chauffage était supérieur étant donné l'augmentation de la masse d'eau à chauffer.

Le niveau général de l'efficacité est plutôt bas. Il semblerait que la cavité réfléchit une grande partie du rayonnement, ce qui dûment la forme du diagramme de rayonnement sugg r e dans les simulations qui semble dans ce cas plutôt diffus latéralement (présence de lobes latéraux). Il y a probablement une perte ohmique assez  lev e au niveau des fentes étant donnés leurs dimensions et nombre élevés.

Nous avons observé que les puissances détectées à l'entrée et à la sortie se maintenaient stables tout au long de chaque mesure. Par ailleurs, la position du produit semble affecter de façon opposée la puissance réfléchie à la source et la puissance disponible à la charge. En effet, lorsque le produit est loin du guide, la puissance réfléchie augmente alors que la puissance à la charge diminue. Nous croyons que la proximité du produit au guide affecte son comportement en diminuant la quantité de puissance rayonnée qui se dissipe dans la charge absorbante. Cette quantité de puissance dissipée devrait se situer entre 10 % et 40 % de la puissance disponible dans un guide non-résonnant relativement efficace. Malgré les grandes valeurs d'angles d'inclinaison (ou niveaux élevés de couplage), nous dépassons cette valeur idéale. Nous pensons qu'un guide relativement long aurait permis d'évacuer l'énergie à rayonner de façon plus efficace sans les inconvénients quelque peu imprévisibles qu'entraîne les grandes valeurs d'angles comme une interaction mutuelle élevée et la formation de lobes latéraux.

3.3.2 Distribution du champ rayonné

Description du montage

Pour la mesure de la distribution du champ, on pourrait se servir de charges d'eau réparties sur une surface. Pour ce faire, nous pouvons construire un réseau de petits compartiments rectangulaires en matériel inerte aux micro-ondes et mesurer la température distribuée à l'aide de sondes thermiques en fibre optique insérées dans chaque compartiment. Plus le nombre de compartiments augmente et leur taille diminue, plus la résolution de la distribution est grande. Par contre, le coût de cette installation peut s'avérer assez élevé selon le nombre de sondes, comme dit à la section précédente. Nous pourrions utiliser un nombre réduit de sondes (une rangée) et les déplacer à l'aide d'un système automatisé de façon à balayer rapidement toute la surface. Mais cette mesure n'étant instantanée donnerait un certain pourcentage d'erreur due à la variation de la température dans le temps.

Une autre option serait d'utiliser des sondes Luxtron pour la mesure directe de l'intensité du champ mais le même problème que pour les sondes de température se pose dans ce cas. Finalement, on pourrait photographier la distribution de puissance avec une installation de caméras infrarouges pour avoir une vue de l'ensemble instantanément. Cet appareillage est cependant très dispendieux.

Pour mesurer la distribution de l'énergie dans la cavité contenant l'applicateur, nous choisissons de fixer le guide à fentes au-dessus d'une plateforme qui supporte plusieurs couches de matériel absorbant étendues uniformément alternant avec des feuilles de papier thermosensible. Ainsi, les gradients de température créés sur des couches égales de ce matériel absorbant imprégneront une certaine configuration sur le papier thermosensible illustrant le degré d'uniformité du rayonnement. Les zones plus chaudes des couches du matériel absorbant noirciront le papier et celles qui sont froides ou humides n'auront pas d'effet sur celui-ci.

Le matériel absorbant aurait pu être du sable ou encore, de la fécule de maïs humidifiés, en autant qu'il puisse être disposé en couche mince et uniforme. Les matières poudreuses sont difficiles à comprimer également sur toute la surface. Par contre, les matières poreuses ou fibreuses, comme le feutre ou le coton, possèdent une épaisseur constante et contrôlée. C'est pourquoi nous préférons les couches de feutre comme support de l'humidité. Nous avons le schéma suivant qui illustre le montage pour mesurer la distribution du champ:

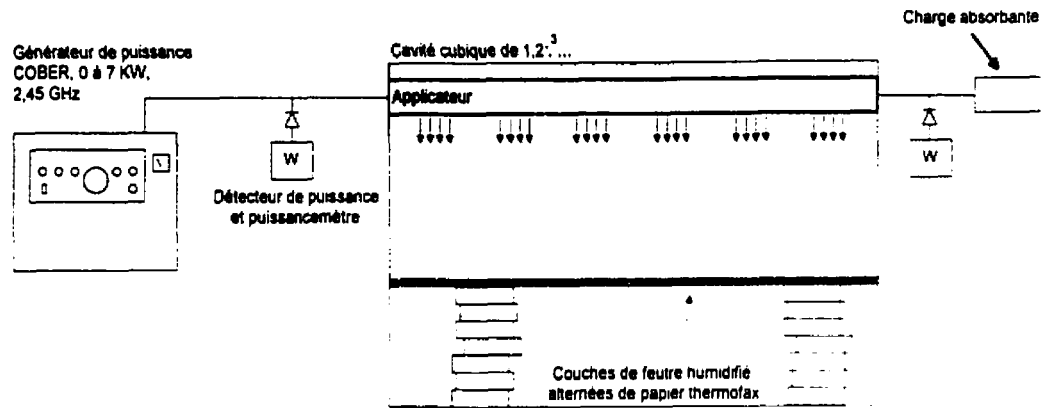


Figure 3.10 Montage de mesure pour la distribution du champ.

Pour commencer, la même configuration est testée, c'est-à-dire 14 fentes avec une longueur résonnante et des angles variant linéairement de 60° à 85° . La mise en marche s'effectue comme celle pour les mesures calorimétriques. Nous disposons d'une couche de feutre qui se replie par dessus trois feuilles contigües de papier thermosensible. Ces couches reposent sur un support plat et rigide de plexiglass. La bande exposée au chauffage est de $1108,80 \text{ mm} \times 554,40 \text{ mm}$ placée selon le sens de la longueur du guide. Nous chronométrons le temps de chauffage et notons la distance du feutre par rapport à l'applicateur ainsi que les puissances détectées.

Présentation des résultats

La première mesure s'est faite sous une puissance à l'entrée du guide de $1,5 \text{ kW}$. La distance des couches de feutre par rapport au guide était d'environ $6,5 \lambda_0$ (790 mm). La puissance réfléchie à la source P_{rs} était de 80 W et celle transmise à la charge P_{rc} de 50 W . Après 5 min de chauffage, nous n'observions aucune impression sur le papier thermosensible et le feutre était encore très humide. Il nous fallait augmenter le temps de chauffage ou le niveau de puissance à l'entrée.

Nous avons repris la mesure en prenant soin de mouiller à nouveau le feutre pour compenser l'humidité qui aurait déjà été évacuée lors du chauffage. Cette fois, la puissance à l'entrée a

été fixée à 2,6 kW et le temps de chauffage a été rallongé jusqu'à 15 min. Nous avons enlevé la couche du dessus de feutre pour permettre un chauffage plus rapide et pouvoir observer le noircissement du papier thermosensible à travers la grille de la porte de cavité. Cependant, puisqu'aucune pression ne s'exerçait sur la surface du papier, celui-ci gondoilait et n'avait plus un contact uniforme avec le feutre mouillé ce qui rendait la mesure imprécise.

Nous avons donc placé une autre plateforme sous la couche de feutre pour presser toute la surface du papier thermosensible avec la plaque de plexiglass contre le feutre. La plaque du dessus étant transparente nous permettait de voir l'apparition d'une distribution de chaleur sur le papier. Cependant, le matériel plastique servant de plateforme n'était pas identifié et nous n'avons pu prévoir s'il résisterait à l'élévation de température du feutre. Ainsi, sous l'effet de la chaleur, la plateforme s'est déformée rendant la configuration obtenue non valide. D'ailleurs, la vapeur d'eau chaude comprimée entre les deux couches de matériel rigide produit une grande pression donc, des températures très élevées.

Pour le troisième essai, nous avons repris la deuxième couche de feutre du dessus qui permettait de bien étendre le papier thermosensible. La puissance à l'entrée était de 2600 W pour une période de chauffage de 15 min et une distance du guide d'environ $6,5 \lambda_0$. Au départ, nous avons observé une puissance réfléchie à la source de 135 W et une puissance transmise à la charge de 75 W. Nous avons noté que la puissance réfléchie n'augmentait que très légèrement avec le temps de chauffage mais que la puissance transmise à la charge s'élevait très rapidement. La distribution de chaleur peut être observée à la figure 3.10 qui constitue la photographie du papier thermosensible chauffé.

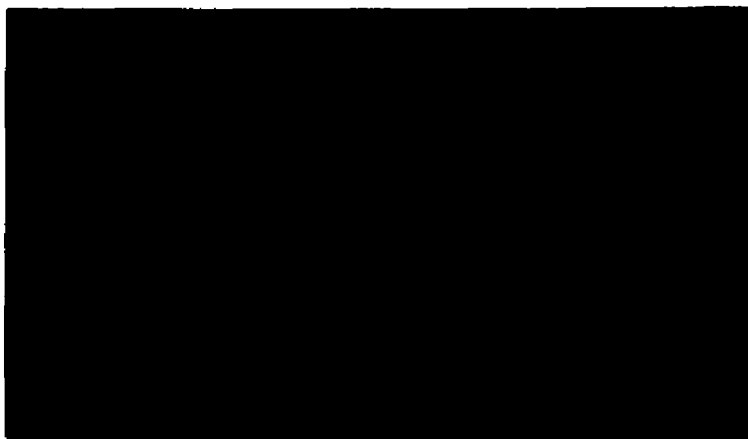


Figure 3.11 Distribution de chaleur sur le papier thermosensible.

Nous approchons le feutre à $2,5 \lambda_0$ (30,5 mm) du guide pour intensifier l'impression de la distribution de chaleur sur le papier. La figure suivante montre l'impression sur le papier thermosensible

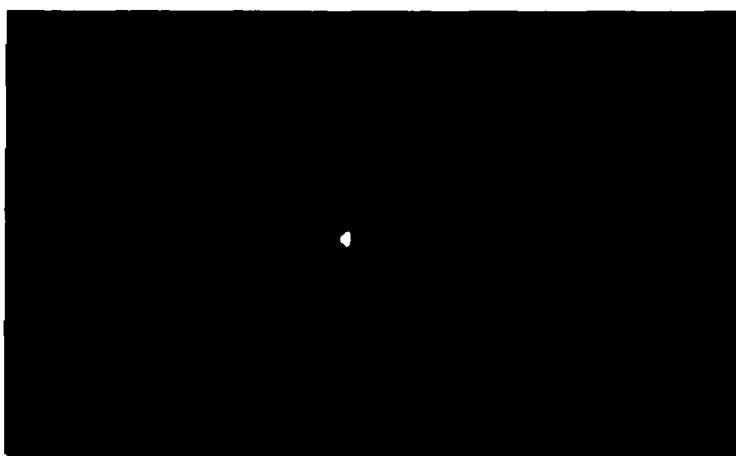


Figure 3.12 Distribution de chaleur obtenue plus près du guide.

Compte tenu de la non-uniformité de ces distributions, nous reprenons les tests avec une autre configuration de fentes. Malgré le fait qu'elle ne donne pas des résultats de simulation optimaux, une configuration avec des petites longueurs de fentes et des petits angles répond

mieux aux critères théoriques de la conception d'un guide non-résonnant efficace. Nous ajustons notre guide avec 14 fentes de $\lambda_0/4$ de longueur et une variation d'angle linéaire de 5° à 30° . Cette fois avec des fentes plus étroites, nous avons diminué la puissance à l'entrée à 1 kW par précaution de ne pas les brûler. La puissance réfléchie détectée était de 10 W et la puissance à la charge s'élevait à 870 W. Toujours à la même hauteur mais un temps de chauffage supérieur de 20 min, nous n'observons aucune marque de chaleur sur le papier thermosensible.

Nous tentons un deuxième essai avec cette configuration en augmentant quelque peu la puissance à l'entrée à 1,5 kW et le temps de chauffage à 25 min. De plus, nous rapprochons le feutre du guide à une distance d'environ $2,5 \lambda_0$. Malheureusement, la puissance transmise à la charge est de 1,3 kW et en dépit d'une puissance à l'entrée et d'une proximité du guide supérieures, nous n'avons aucune impression à la fin du chauffage. Le haut niveau de puissance dissipée dans la charge absorbante ainsi que son élévation de température nous empêche d'allonger le temps de chauffage ou d'élérer la puissance d'entrée.

Discussion sur la distribution mesurée

Nous observons qu'une élévation du produit rend le diagramme plus intense sans affecter de façon notable la puissance réfléchie à la source ni la puissance transmise à la charge. Par contre, cette dernière augmentaient sensiblement en fonction du temps de chauffage puisque la couche de feutre devenait de moins en moins absorbante à mesure que l'humidité était évacuée. L'énergie disponible était alors surtout absorbée par la charge de terminaison.

Pour la première configuration choisie par simulation, nous avons obtenu des distributions très irrégulières de la chaleur (voir figures 3.10 et 3.11). Mise à part les erreurs expérimentales au niveau de l'efficacité et de la précision du montage (feuilles de feutre uniformément humidifiées, papier thermosensible bien étendu contre les feuilles de feutre, etc.), nous pensons que l'apparente contradiction entre les résultats de simulation et les mesures peut être due aux approximations faites par CACHAS pour le calcul des champs. En particulier,

lorsque l'angle d'inclinaison de la fente est grand, les effets de couplage et de l'interaction mutuelle sont tellement élevés que ces approximations ne sont plus valides.

Le niveau élevé de puissance à la charge des deux derniers tests peut s'expliquer par la configuration du guide choisie. Des petites longueurs de fentes très légèrement inclinées devraient permettre, selon les principes théoriques des guides à fentes non-résonnants, de diminuer les pertes ohmiques avec des petites fentes et de réduire l'effet de l'interaction mutuelle en disposant celles-ci presque enlignées les unes par rapport aux autres. De plus, des petits angles évitent que la fente ne soit perturbée par les murs latéraux. Dans la pratique, nous avons très peu d'énergie rayonnée et une grande partie de la puissance incidente se dissipe dans la charge absorbante vu que la fente est très petite et le couplage d'énergie très faible (voir section 3.1.1 "Mesure du diagramme de rayonnement de fentes isolées - Résultats de mesures"). Cependant, même si le niveau de l'énergie rayonnée par cette configuration est globalement inférieure, un équipement ou une technique de mesure du champ plus sensible aurait permis de conclure sur l'uniformité présumée par la théorie.

En fait, pour respecter le compromis entre la distribution du couplage et l'efficacité au niveau de la puissance rayonnée, il nous faudrait utiliser une configuration de fentes relativement petites et peu inclinées distribuées sur un guide très long. Ainsi, la puissance dans le guide est rayonnée progressivement et totalement d'une façon uniforme.

3.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons rapporté les méthodes de mesures utilisées sur le guide réglable et les résultats obtenus. Pour la partie des mesures à basse puissance, nous avons caractérisé le comportement d'une fente isolée et validé nos mesures avec un outil de simulation. Nous avons poursuivi avec l'étude d'un groupe de fentes disposées sur un guide. Une fois les simulations réalisées, nous avons choisi les meilleures dispositions de fentes pour faire les tests à haute puissance. Ces tests à haute puissance, soit la mesure du transfert de l'énergie et de la distribution de chaleur, se sont avérés non-concluants puisque les résultats sont insatisfaisants pour diverses raisons mentionnées dans le texte. Nous décrirons plus loin, les rectifications éventuelles à apporter sur les méthodes de mesure.

CHAPITRE IV

APPLICATIONS ET CONCLUSION

Ce dernier chapitre propose des extensions et des applications potentielles du guide à fentes. Nous terminerons avec la conclusion générale qui reprend les grandes lignes de ce projet, décrit ses limites au niveau de la rencontre des spécifications et suggère une continuation éventuelle pour compléter ou parfaire la conception de l'applicateur à fentes.

4.1 Applications possibles

Le grand choix des applications possibles est dû à la flexibilité des guides à fentes. En effet, plusieurs paramètres de contrôle des fentes inclinées, en particulier, permettent d'obtenir le niveau et la distribution de puissance voulue. Ainsi, un ou plusieurs guides à fentes peuvent être utilisés pour sécher de grandes surfaces (comme des feuilles de latex pour les tapis) selon l'ouverture de leur rayonnement. De même, la forme allongée des guides à fentes se prête bien pour l'application de déverminage de plants, en les disposant le long des rangs.

Une fois l'étude du prototype réglable complétée, il serait intéressant de concevoir une cavité pour concentrer l'énergie dans un endroit stratégique par réflexion sur les murs ou rayonnement direct d'un ou plusieurs guides à fentes. Un tel système fermé permet de traiter une variété de produits de toutes formes (plats, arrondis, etc.) (Tran, 1993) tout en restant compact et hygiénique. Il est peu coûteux (la réflexion de l'énergie économise la puissance injectée) et permet un chauffage uniforme et une bonne profondeur de pénétration par compensation des réflexions.

Nous proposons deux dispositions des guides à l'intérieur de la cavité. Il pourrait s'agir d'une cavité cubique comme celle qui contenait le guide réglable lors des tests à haute puissance.

Chaque mur de la cavité aurait un rôle déterminant dans la forme du rayonnement selon qu'il supporte un guide ou qu'il dévie le faisceau dans une direction donnée.

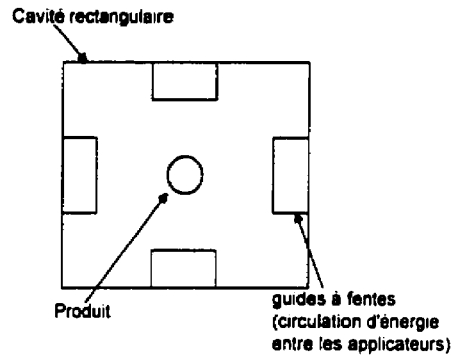


Figure 4.1 Guides disposés dans une cavité cubique.

Selon le même principe mais avec une flexibilité supérieure dans la définition du faisceau, nous avons la cavité pentagonale qui a été suggérée par le chercheur australien, N. Tran (Tran, 1993). Celle-ci permet de coupler le rayonnement de plusieurs applicateurs vers le produit placé au centre de la cavité. La machine pentagonique à multi-magnétrons conçue par Tran fonctionne à 30 kW.

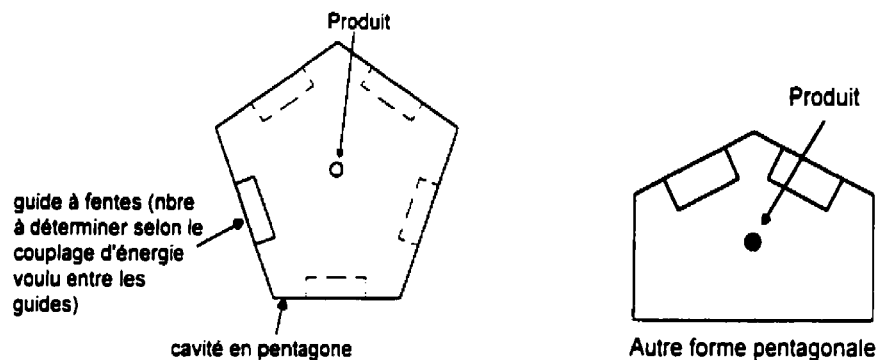


Figure 4.2 Guides disposés dans une cavité pentagonale.

Au centre de ces cavités, le produit peut être fixe ou mobile. S'il s'agit d'un fluide ou d'un liquide quelconque, il serait approprié qu'il soit brassé régulièrement pour s'assurer d'un

chauffage uniforme dans tout son volume. Plutôt que d'installer un contenant fixe pour le produit qui nécessite un brassage régulier par l'opérateur, il est préférable d'automatiser cette dernière manoeuvre durant tout le processus de chauffage. Un système de pompe à auge, conçu par Patrice Leclerc du laboratoire L.A.I.M.O., permet de brasser et faire circuler le produit avec une vis d'Archimède entraînée par un moteur. Cette vis tourne à l'intérieur d'une auge avec ou sans couvercle. Voici les figures illustrant le schéma simplifié de ce système.

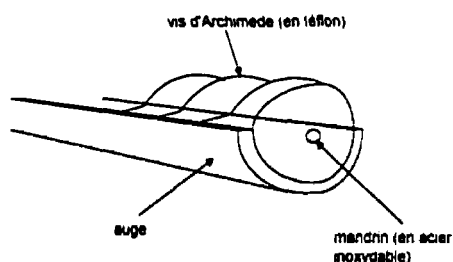


Figure 4.3 Vis d'Archimède dans une auge circulaire.

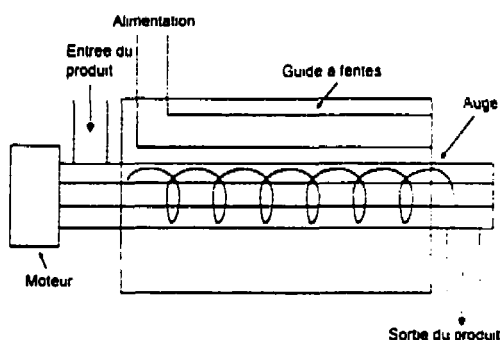


Figure 4.4 Système simplifié de pompe à auge.

La disposition de plusieurs applicateurs autour de l'auge contenant le produit permettrait une concentration de l'énergie vers le centre de la cavité, soit par rayonnement direct ou par réflexion sur les murs.

4.2 Conclusion

Dans ce rapport, nous avons présenté les paramètres théoriques importants pour la conception d'un guide d'ondes à fentes rayonnantes. Nous avons également décrit les montages de mesure permettant de caractériser le prototype réglable qui sert de modèle pour le choix d'une configuration optimale. Des simulations nous permettent de comparer les diagrammes de rayonnement calculés avec ceux qui sont mesurés. Une fois le prototype testé, une structure fixe pourra être fabriquée pour chauffer des produits spécifiques.

Il est très important que la largeur du faisceau ne soit pas trop élevée afin que celui-ci ne se réfléchisse sur les murs de la cavité (à moins que celle-ci soit calculée pour intervenir dans la direction du faisceau de rayonnement). Dans notre projet, elle jouait le rôle d'une cage de Faraday pour des raisons de sécurité et ne devait pas influencer la forme du rayonnement.

Étant donné la distribution de chaleur insatisfaisante des configurations obtenues par simulation, il serait utile de reprendre les essais à haute puissance pour caractériser le guide à fentes et mieux prévoir son comportement réel. De plus, le montage de mesure pourrait être plus sensible et précis. Cette caractérisation pourrait se faire à basse puissance avec l'analyseur de réseau mais à l'aide d'un équipement de mesure plus précis et efficace (chambre anéchoïque, mécanisme de balayage, collecte et traitement de mesures automatisés, etc.). Ainsi, le choix de la configuration optimale se ferait par "essais et erreurs".

Pour éviter que cette dernière étape ne soit trop longue, il serait intéressant de réaliser un projet d'analyse numérique du prototype en parallèle avec la vérification expérimentale. Le programme de synthèse serait mieux adapté aux contraintes du guide réglable et les approximations pourraient être pondérés par un facteur de poids fonction des résultats expérimentaux. Finalement, le prototype devra être testée en présence de produits aux propriétés diélectriques différentes pour étudier leur influence sur le comportement du guide.

RÉFÉRENCES

- AMITAY, N. et ZUCKER, H. (1972). Attenuation due to ohmic losses in periodic dipole and slot arrays. IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique, 20, 148-155.
- BAILEY, M.C. (1970). The impedance properties of dielectric-covered narrow radiating slots in the broad face of a rectangular waveguide. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 18, 596-603.
- BLADEL, J.V. (1971). Small hole in a waveguide wall. Proc. IEE, 118, 3-50.
- BUTLER, C.M. (1982). A formulation of the finite-length narrow slot or strip equation. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 30, 1254-1257.
- CHERNIN, M.G. (1956). Admittance data at k_d band. IRE Trans. on Antennas and Propagation, 4, 632-636.
- CLÉMENCEAU, O., COLLET, L., MAESTRALI, B. et MARCHAND, C. (1991). Étude des guides à fentes rayonnantes pour usage industriel. Service des applications de l'électricité et environnement, Communication interne de l'EDF, 80p.
- COLLIN, R.E. et ZUCKER, F.J. (1969). Antenna Theory. McGraw-Hill, 590-601.
- DAS, B.N. et JOSHI, K.K. (1982). Impedance of a radiating slot in the ground plane of a microstripline. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 30, 922-926.
- DAS, B.N. et SANYAL, G.S. (1970). Network parameters of a waveguide broad wall-slot radiator. Proc. IEE, 117, 41-44.

DAS, B.N., RAMAKRISHNA, J. et SARAP, B.K. (1984). Resonant conductance of inclined slots in the narrow wall of a rectangular waveguide. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, **32**, 759-761.

DATTA, A., CHAKABORTY, A. et DAS, B.N. (1993). Analysis of strip loaded resonant longitudinal slot in the broad wall of a rectangular waveguide. IEE Proc., **140**, 135-140.

DION, A. (1958). Nonresonant slotted arrays. IRE Trans. on Antennas and Propagation, 360-365.

DUDLEY, D.G. (1961). An iris-excited slot radiator in the narrow wall of rectangular waveguide. IRE Trans. on Antennas and Propagation, **9**, 7, 361-364.

ELLIOTT, R.S. (1978). The design of small slot arrays. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, **26**, 214-219.

ELLIOTT, R.S. et O'LOUGHLIN, W.R. (1986). Design of slot arrays including internal mutual coupling. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, **34**, 2, 1149-1154.

FALK, K. (1987). Conductance of a longitudinal, resonant slot in a ridge waveguide. IEE Proc., **134**, 98-100.

FALK, K. (1988). Admittance of a longitudinal slot in a ridge waveguide. IEE Proc., **135**, 263-268.

GRUENBERG, H. (1953). Second-order beams of slotted wave guide arrays. Canadian Journal of Physics, **31**, 55-69.

HANSEN, R.C. (1964). Microwave scanning antennas - vol. 2. Academic Press, New York. 99-112.

HANYANG, W. et WEI, W. (1988). Moment method analysis of a feeding system in a slotted-waveguide antenna. IEE Proc., 135, 313-322.

HASHEMI-YEGANEH, S. et ELLIOTT, R.S. (1990). Analysis of untilted edge slots excited by tilted wires. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 38, 11, 1737-1745.

HILBURN, J.L. et PRESTWOOD, F.H. (1974). K band frequency-scanned waveguide array. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 22, 340-342.

HIROKAWA, J., SAKURAI, K., ANDO, M. et GOTO, N. (1990). Matching slot pair for a circularly-polarised slotted waveguide array. IEE Proc., 137, 367-371.

HSU, P. et CHEN, S.H. (1989). Admittance and resonant length of inclined slots in the narrow wall of a rectangular waveguide. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 37, 45-49.

JAN, C.-G., HSU, P. et WU, R.B. (1991). Moment method analysis of sidewall inclined slots in rectangular waveguides. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 39, 68-73.

JASIK, H. (1961). Antenna engineering handbook. McGraw-Hill, 9-13 à 9-18.

JONES, H.S. et HEINARD, W.G. (1965 July). An improved slot array using post excitation. The Microwave Journal, 69-72.

JOSEFSSON, L.G. (1988). Analysis of longitudinal slots in rectangular waveguides. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 35, 12, 1351-1357.

KATEHI, P.B. (1988). Dielectric-covered waveguide longitudinal slots. AP-S International Symposium (Digest), 1234-1237.

KHAC, T.V. et CARSON, C.T. (1973). Impedance properties of a longitudinal slot antenna in the broad face of a rectangular waveguide. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 21, 708-710.

KONISHI, Y., MIZUTAMARI, H., SATO, S.I., MANO, S. et KATAGI, T. (1989). Analysis and design methods of planar array antennas with slotted waveguides taking into account mutual coupling. Electronics and Communications in Japan, Part 1, 72, 10, 103-110.

KUMMER, W.H. (1973 March). The properties of half-wave slots in two-mode rectangular waveguide. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 202-206.

LEVIATAN, Y. Study of near-zone fields of a small aperture. Journal of Applied Physics, 60, 1577-1583.

LO, Y.T. et LEE, S.W. (1993). Antenna handbook. New York: Van Nostrand Reinhold.

LYON, R.W. et SANGSTER, A.J. (1981). Efficient moment method analysis of radiating slots in a thick-walled rectangular waveguide. IEE Proc., 128, 197-205.

MALHERBE, J.A.G. (1984). The design of a slot array in nonradiating dielectric waveguide, part I: theory. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 32, 12, 1335-1344.

MCDONALD, N.A. (1985). Polynomial approximations for the electric polarizabilities of some small apertures. IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique, 33, 1146-1149.

MCDONALD, N.A. (1987). Polynomial approximations for the transverse magnetic polarizabilities of some small apertures. IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique, **35**, 20-23.

OLINER, A.A. (1957). The impedance properties of narrow radiating slots in the broad face of rectangular waveguide. Part I - theory. IRE Trans. on Antennas and Propagation, **5**, 4-11.

OLINER, A.A. (1957). The impedance properties of narrow radiating slots in the broad face of rectangular waveguide. Part II - comparison with measurement. IRE Trans. on Antennas and Propagation, **5**, 12-20.

OREFICE, M. et ELLIOTT, R.S. (1982). Design of waveguide-fed series slot arrays. IEE Proc., **129**, 165-169.

PLONUS, M. A. (1966). On the impedance of a finite slot. IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique, **14**, 48-49.

RAFFOUL, G.W. et HILBURN, J.L. (1974). Radiation efficiency of an X band waveguide array. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, **22**, 355-357.

RAJEEK, A.M. et CHAKRABORTY, A. (1995). Analysis of a wide compound slot-coupled parallel waveguide coupler and radiator. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, **43**, **4**, 802-804.

RAJU, G.S.N., CHAKRABORTY, A. et DAS, B.N. (1990). Studies on wide inclined slots in the narrow wall of rectangular waveguide. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, **38**, 24-29.

RAO, J.S. et DAS, B.N. (1978). Impedance of off-centered stripline fed series slot. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, **26**, 893-894.

REDDY, C.J., ITTIPIBOON, A. et CUHACI, M. (1993). Admittance characteristics of narrow radiating slots in nonradiating dielectric waveguide. IEE Proc., **140**, 407-413.

REN, C.L. (1972). Implementation of conservation-of-energy condition in small aperture and small obstacle theory. IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique, **20**, 488-490.

RENGARAJAN, S.R. (1988). Broad wall tilted slots on rectangular waveguides. AP-S International Symposium (Digest) (IEEE Antennas and Propagation Society), 1230-1233.

RENGARAJAN, S.R. (1989). Compound radiating slots in a broad wall of a rectangular waveguide. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, **37**, 1116-1123.

RENGARAJAN, S.R. (1990). Compound broad-wall slots for array applications. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 20-6..

RENGARAJAN, S.R. (1990). Scattering characteristics of a centered-inclined slot in a broad wall of a rectangular waveguide. IEE Proc., **137**, 343-348.

RENGARAJAN, S.R. et GABRELIAN, E. (1992). Efficient and accurate evaluation of external mutual coupling between compound broad wall slots. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, **40**, **6**, pp.733-737.

RICHARDSON, P.N. et YEE, H.Y. (1988). Design and analysis of slotted waveguide antenna arrays. Microwave Journal, **31**, **6**, 109-125.

RUEGGERBERG, W. (1980). A multislot waveguide antenna for high-powered microwave heating systems. IEEE Trans. on Industry Applications, IA-16, 809-813.

SANGSTER, A.J. et MCCORMICK, A.H.I. (1987). Moment method applied to round-ended slots. IEE Proc., 134, 310-314.

SANGSTER, A.J. et MCCORMICK, A.H.I. (1989). Theoretical design/synthesis of slotted waveguide arrays. IEE Proc., 136, 39-46.

SANGSTER, A.J. et WANG H. (1995). Moment method analysis of a horizontal polarised omnidirectional slot array antenna. IEE Proc., 142, 1, 1-6.

SAUVÉ, G., MOISAN, M. et ZAKRZEWSKI, Z. (1993). Slotted waveguide field applicator for the generation of long uniform plasmas. Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy, 28, 123-131.

SHIGESAWA, H. et TAKIYAMA, K. (1969). Approximate pattern calculation of a leaky waveguide. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, AP-17, 1, 36-42.

SHIVHARE, U., RAGHAVAN, V., et BOSISIO, R. (1991). Drying of corn using variable microwave power with a surface wave applicator. Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy, 26, 38-44.

SHIVHARE, U., RAGHAVAN, V., BOSISIO, R. et GIROUX, M. (1993). Microwave drying of soybean at 2.45 GHz. Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy, 28, 11-17.

SILVER, S. (1984). Microwave antenna theory and design. P. Peregrinus. IEE Electromagnetic Waves Series, 328-333.

SPHICOPOULOS, T. (1982). C-Slot: a practical solution for phased arrays of radiating slots located on the narrow side of rectangular waveguides. IEEE Proc., **129**, 49-55.

SPORLEDER et UNGER (1979). Waveguide tapers, transitions and couplers. Peter Peregrinus Ltd, section 2.7.

STERN, G.J. et ELLIOTT, R.S. (1985). Resonant length of longitudinal slots and validity of circuit representation: theory and experiment. AP-S International Symposium (Digest) 1985. 187-190.

STEVENSON, A.F. (1948). Theory of slots in rectangular wave-guides. Journal of Applied Physics, **19**, 24-38.

TANG, R. (1960). A slot with variable coupling and its application to a linear array. IRE Trans. on Antenna and Propagation, 97-101.

THONG, V.K. (1972). Solutions for some waveguide discontinuities by the method of moments. IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique, **20**, 416-418.

TRAN, V.N. (1992). Microwave power applications in Australia. 1992 Asia-Pacific Microwave Conference, Adelaide, 47-50.

TRAN, V.N. (1993). Applicator designs for microwave power applications in Australia. 4th International Symposium on Recent Advances in Microwave Technology, New Delphi, India. 271-276.

TSALAMENGAS, J.L. et FIKIORIS, J.G. (1991). Efficient solutions for scattering from strips and slots in the presence of a dielectric half-space: extension to wide scatterers. I. Theory. Journal of Applied Physics, **70**, 1121-1131.

TSALAMENGAS, J.L., FIKIORIS, J.G. et BABILI, B.T. (1989). Direct and efficient solutions of integral equations for scattering from strips and slots. Journal of Applied Physics, 66, 69-80.

TSUNODA, Y. et GOTO, N. (1986). Nonuniformly spaced slot array antenna with low sidelobe pattern. IEE Proc., 133, 155-158.

WATSON, W.H. (1946). Resonant slots. Journal of the IEE, 93, 747-778.

YEE, H.Y. (1974). Impedance of a narrow longitudinal shunt slot in a slotted waveguide array. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 22, 589-592.

ANNEXE I: ÉTUDE DÉTAILLÉE DE CERTAINES FENTES RAYONNANTES

À l'intérieur de cette première annexe, on caractérise en profondeur les fentes rayonnantes (sauf pour la fente inclinée) pour compléter l'introduction de leur description au chapitre 2. Nous présentons leur circuit équivalent et expliquons la variation de l'impédance de radiation. Parfois, le cas d'une fente couverte d'un diélectrique est exposé. Le couplage externe et la variation du champ rayonné sont aussi traité. Par la suite, nous décrivons brièvement des fentes rayonnantes de formes particulières.

A1.1 Fente longitudinale déplacée

A1.1.1 Circuit équivalent

Le rayonnement d'une fente longitudinale sur la face large d'un guide d'onde est habituellement expliqué par le modèle d'une admittance parallèle équivalente (Josefsson, 1987). L'admittance caractérise l'ouverture générale du rayonnement et la susceptance est reliée à la puissance emmagasinée dans le guide (Yee, 1974). La combinaison parallèle d'une conductance et d'une susceptance peut être remplacée par une combinaison série de la résistance et de la réactance (Van Bladel, 1971). À partir de la mesure ou du calcul du coefficient de réflexion Γ , l'admittance équivalente normalisée de la fente longitudinale est obtenue à partir de $Y/Y_0 = -2\Gamma/(1+\Gamma)$, où Y_0 est l'admittance caractéristique pour le mode fondamental TE_{10} . Une fente parallèle introduit une discontinuité dans la composante transverse du champ magnétique et donc, dans le courant modal (Dudley, 1961). Les fentes longitudinales sont situées aux maximas de tension ou du champ électrique et par conséquent, aux minimas de courant.

Le simple modèle d'un élément parallèle sur une ligne de transmission équivalente implique que la dispersion du mode dominant TE_{10} par la fente est symétrique. Ceci signifie, comme Stevenson l'a démontré, que l'onde dominante de la dispersion avant est égale et en phase

avec celle de la dispersion arrière donc, que le champ électrique dans la fente est symétrique (Stern et al, 1985; Katehi, 1990). On a étudié la dispersion avant et arrière pour divers déplacements et longueurs de fentes et on a observé dans certains cas un léger déphasage de la dispersion arrière avec le mode incident TE_{10} et une asymétrie croissante du champ d'ouverture. En effet, le champ électrique dans la fente comporte une petite composante asymétrique (ou impaire) en plus de la composante symétrique (ou paire) dominante. La composante impaire donne lieu à une dispersion asymétrique. Plus l'asymétrie est forte plus le comportement de cette fente se rapproche de celui d'un élément série. La fente série produit une discontinuité de la composante transverse du champ électrique (Hansen, 1964) donc, du voltage modal.

Pour les guides à hauteur standard, l'asymétrie est suffisamment faible pour justifier l'hypothèse de l'élément équivalent parallèle. Cependant, pour des guides à hauteur réduite ou les guides larges (a tend vers λ_0), cette supposition n'est plus valide surtout lorsque le déplacement est élevé et aussi, pour des valeurs élevée de permittivité dans le cas d'une charge diélectrique à l'intérieur du guide (Stern et al, 1985; Watson, 1947). Ces asymétries ont des conséquences sévères non seulement sur les fentes résonnantes mais aussi non-résonnantes.

Des recherches expérimentales ont montré que le circuit équivalent d'une fente longitudinale mince change d'un élément parallèle à un élément série et revient finalement à un élément parallèle à mesure que la longueur de la fente est augmentée de $\lambda_0/2$ jusqu'à $3\lambda_0/2$ environ (Das et al, 1970). Si la longueur d'une fente longitudinale est proche de la longueur de résonance ($0,406 \lambda_0$ à $0,56 \lambda_0$) ou de ses multiples impairs ($1,25 \lambda_0$ à $1,5 \lambda_0$), la distribution du champ dans le plan de l'ouverture de la fente est représentée par une fonction paire et son circuit équivalent se réduit à un élément parallèle (Khac et al, 1973). Lorsque la longueur est dans le voisinage de λ_0 ($0,625 \lambda_0$ à $1,18 \lambda_0$) et de ses multiples, le circuit équivalent d'une telle fente longitudinale peut être représenté par un élément série. Indépendamment de la représentation du circuit équivalent sous forme parallèle ou série, la partie imaginaire de

l'admittance est capacitive pour une longueur en-dessous la résonance, inductive pour une longueur comprise en la résonance et λ_0 et, capacitive de nouveau pour des longueurs entre λ_0 et $1,5 \lambda_0$ (Van Bladel, 1971). On conclut que lorsque la longueur de la fente longitudinale est inférieure ou égale $\lambda_0/2$, la fente se comporte comme une admittance parallèle alors que lorsque la longueur de la fente tend vers λ_0 , la fente réagit plutôt comme une impédance. Le réseau équivalent d'une fente longitudinale est donc représenté par un élément parallèle ou série selon sa longueur.

De plus, la supposition de l'élément parallèle est moins appropriée pour des déplacements plus élevés (Stern et al, 1985). Lorsqu'il devient inadéquat d'utiliser le modèle des circuits équivalents dans l'analyse, il convient de traiter directement avec les ondes dispersées.

A1.1.2 Variation de l'impédance

La conductance équivalente de la fente longitudinale est proportionnelle à son déplacement par rapport à l'axe central du grand côté du guide (Dudley, 1961). Plus le guide est près de la fréquence de coupure, plus le taux de variation de la conductance avec déplacement est élevé (Watson, 1947).

La conductance du circuit équivalent sous forme parallèle a des valeurs maximales à la résonance (environ $\lambda_0/2$ et $3\lambda_0/2$) (Das, 1970). Près de la résonance, la susceptance varie linéairement avec la longueur de la fente (Yee, 1974). Sous la forme série du circuit équivalent, la résistance atteint également une valeur maximale à la résonance pour une longueur d'environ λ_0 et qui décroît de part et d'autre du point de résonance. Nous voyons les variations de l'admittance en fonction de la longueur à la figure A1.1 et le cas particulier de la variation de la conductance résonnante avec l'épaisseur d'une couche diélectrique à la figure A1.2.

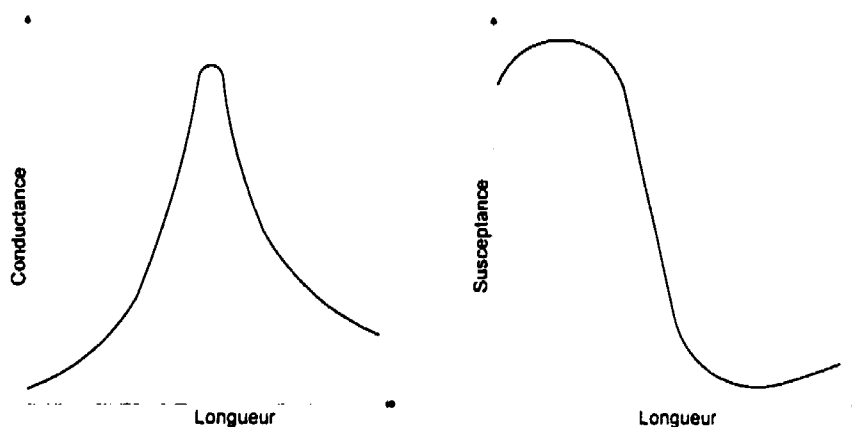


Figure A1.1 Courbe qualitative de l'admittance d'une fente longitudinale en fonction de la longueur sous forme parallèle (Das, 1970, Yee, 1974, Khac et al. 1973).

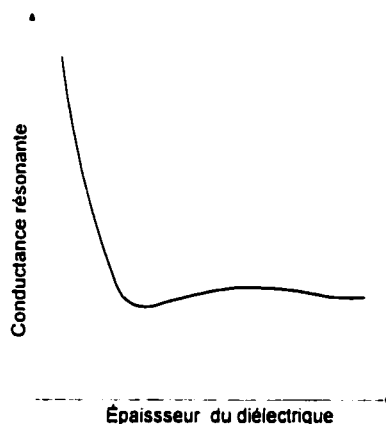


Figure A1.2 Forme qualitative de la variation de la conductance résonnante avec l'épaisseur du diélectrique (Katehi, 1990).

A1.1.3 Variation de la longueur de résonance

La longueur de résonance est aussi fonction du déplacement par rapport au centre (voir figure A1.3 et A1.4, avec une couche de diélectrique), ce qui implique une influence du mur latéral

le plus proche (Richardson et al, 1988). Celle-ci peut augmenter jusqu'à 10 % lorsque la fente est près des murs latéraux.

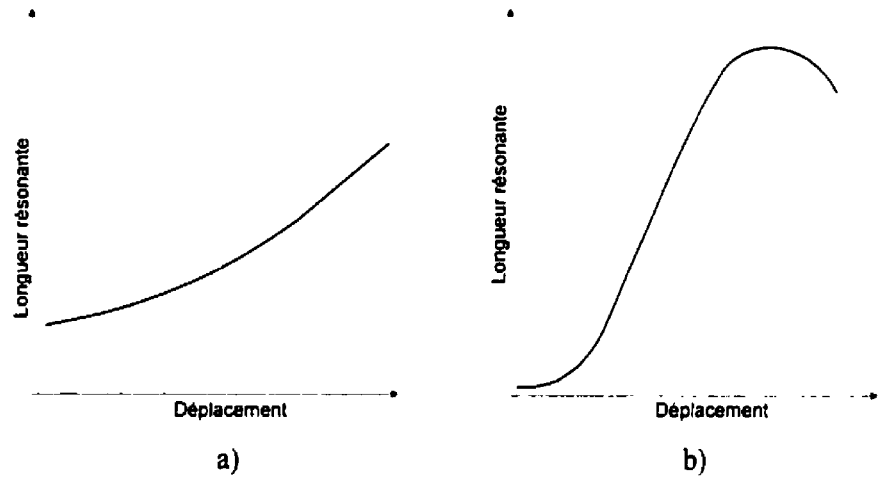


Figure A1.3 Courbe qualitative de la longueur résonnante d'une fente longitudinale en fonction du déplacement: a) avec coins arrondis: b) avec coins rectangulaires (Yee, 1974).

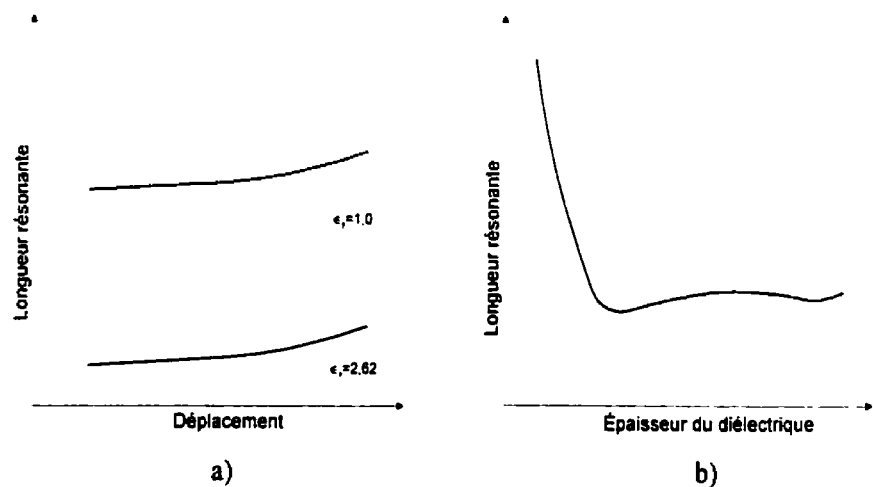


Figure A1.4 Courbes qualitatives a) longueur résonnante d'une fente longitudinale en fonction du déplacement et de la permittivité relative du diélectrique: b) longueur résonnante en fonction de l'épaisseur du diélectrique (Katehi, 1990).

Il est à noter qu'une augmentation de la largeur de la fente suscite une élévation de la longueur de résonance (ou une diminution de la fréquence de résonance) (Watson, 1947).

A1.1.4 Variation du champ et de la puissance rayonnée

Pour une fente longitudinale de longueur résonnante, la phase du champ électrique est de 90° pour un déplacement positif par rapport à l'axe du guide (en regardant vers la charge) et de 270° pour un déplacement négatif (Rengarajan, 1989). L'amplitude du champ dépend du degré de déplacement. La figure suivante donne une idée de la variation de puissance rayonnée avec la longueur d'une fente longitudinale.

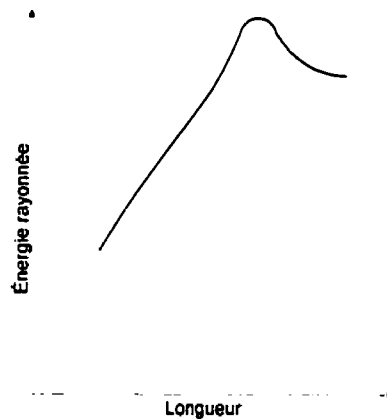


Figure A1.5 Forme qualitative de la puissance rayonnée en fonction de la longueur d'une fente longitudinale très mince (Lyon et al. 1981).

A1.2 Fente transverse déplacée

A1.2.1 Circuit équivalent

La fente transverse disperse à l'intérieur du guide de part et d'autre de la fente des ondes du mode H_{10} . Ces dernières sont d'amplitudes égales et de phases opposées (Watson, 1947). Le couplage de ce type de fente à l'onde principale se fait à l'extérieur du guide. Cette fente est de nature inductive (Van Bladel, 1971).

A1.2.2 Effet d'une couche de diélectrique

La variation de la résistance et de la longueur résonnante d'une fente série transverse en fonction de l'épaisseur du diélectrique est semblable à celle de la fente longitudinale (voir figures A1.2 et A1.4 b)).

A1.2.3 Variation de la puissance rayonnée

Nous pouvons observer la variation de la puissance rayonnée par rapport à la longueur d'une fente transverse centrale à la figure qui suit.

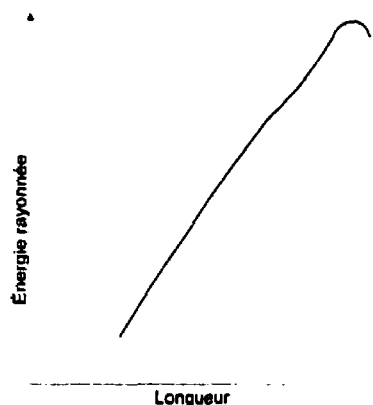


Figure A1.6 Forme qualitative de la puissance rayonnée en fonction de la longueur d'une fente transverse très mince (Lyon et al. 1981).

A1.3 Fente composée

A1.3.1 Circuit équivalent

Une fente déplacée et tournée par rapport à l'axe central est excitée par les composantes longitudinales et transverses du champ magnétique. Pour de petits déplacements, la fente composée se comporte principalement comme un élément série, démontrant une forte dépendance proportionnelle de la longueur de résonance avec l'inclinaison, alors que pour des déplacements élevés, l'effet d'un élément parallèle domine et la longueur résonnante diminue avec l'angle d'inclinaison (Rengarajan, 1989).

Le modèle de circuit équivalent d'une fente composée est limité et devient relativement complexe à analyser en dehors de la fréquence de résonance (Rengarajan, 1990). Dans ce cas, il est préférable de travailler avec une représentation de dispersion d'onde.

A1.3.2 Variation de la longueur résonnante

Les figures ci-bas illustrent la variation de la longueur résonnante en fonction de divers paramètres.

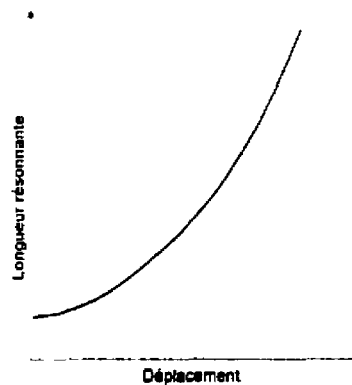


Figure A1.7 Courbe qualitative de la longueur résonnante d'une fente composée en fonction du déplacement pour un guide de demie-hauteur.

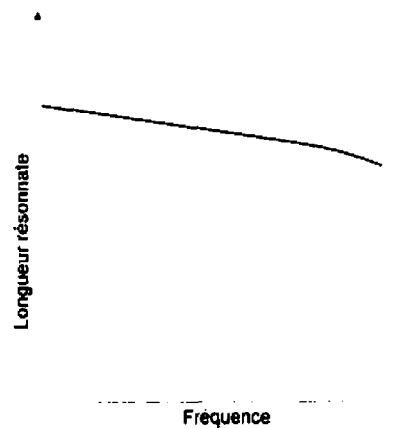


Figure A1.8 Courbe qualitative de la longueur résonnante d'une fente composée en fonction de la fréquence.

A1.3.3 Variation du champ

Les déplacements et les inclinaisons des fentes composées de longueur résonnante contrôlent l'amplitude du champ électrique dans l'ouverture avec une possibilité de variation de la phase de 360° (Rengarajan, 1989; 1990).

A1.3.4 Couplage externe

Les groupes d'antennes à fentes composées ont un paramètre supplémentaire de contrôle par rapport aux autres fentes rayonnantes puisque le déplacement et l'inclinaison peuvent être ajustés séparément. Ceci permet de compenser pour le couplage mutuel externe tout en maintenant la longueur résonnante à la fréquence d'opération et la distribution désirée du champ (Rengarajan, 1992).

A1.3.5 Effet de l'épaisseur du mur

Pour une fente composée sur un mur épais, la longueur résonnante augmente avec l'épaisseur du mur si la longueur de la fente est inférieure à $\lambda_0/2$ et décroît avec l'épaisseur du mur si la longueur est supérieure à $\lambda_0/2$ (Rengarajan, 1989). Pour des guides de hauteur réduite et pour de grands déplacements, la variation de la longueur résonnante avec l'inclinaison devient significative même pour des murs épais.

A1.3.6 Polarisation croisée et lobes secondaires

L'utilisation des fentes composées dans un groupe d'antennes produit des niveaux de lobes secondaires et une radiation de polarisation croisée inférieurs puisque le degré de déplacement et d'inclinaison requis est moins élevé surtout pour des réseaux plus longs (Rengarajan, 1990).

A1.4 Fente droite et en C inclinée

A1.4.1 Circuit équivalent

La fente de bord est excitée par un champ magnétique longitudinal seulement et est donc capacitive (Van Bladel, 1971; Raju et al, 1990; Jan et al, 1990; Hansen, 1964). En fait, la petite discontinuité du voltage modal due aux portions de la fente dans les murs larges est beaucoup moins importante que la discontinuité du courant modal produite par la presque totalité de la fente dans le mur étroit (Das, 1984). L'effet de la partie série du circuit équivalent complet est d'annuler la charge réactive due à la portion de la fente dans le mur étroit. L'expression pour l'admittance de la fente peut donc être calculée en considérant seulement la discontinuité dans le courant modal comme dans le cas d'un élément parallèle, surtout près de la résonance.

A1.4.2 Variation de l'impédance

La fente de bord interromp le courant du mur étroit avec son inclinaison. Les caractéristiques de rayonnement de la fente inclinée de bord peuvent être modélisées par une admittance équivalente en parallèle dont la valeur est calculée, à l'instar de la fente longitudinale, par $Y/Y_0 = -2\Gamma/(1+\Gamma)$ pour le mode fondamental TE_{10} (Jan et al, 1990). Pour des angles inférieurs à 15° , la conductance d'une fente de bord est donnée par $G/Y_0 = K \sin^2(\theta)$ où K est une constante est définie par les propriétés de la fente (Hansen, 1964). Voici les courbes qualitatives de la variation de l'admittance avec plusieurs paramètres.

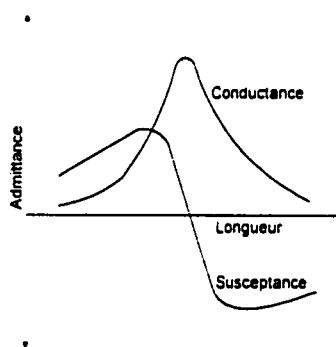


Figure A1.9 Forme qualitative de la variation de l'admittance avec la longueur d'une fente inclinée pour un angle fixe (Hsu et al, 1989, Raju et al, 1990).

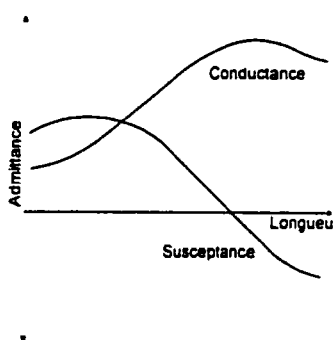


Figure A1.10 Forme qualitative de la variation de l'admittance normalisée versus la profondeur de la coupure (Jan et al, 1990)

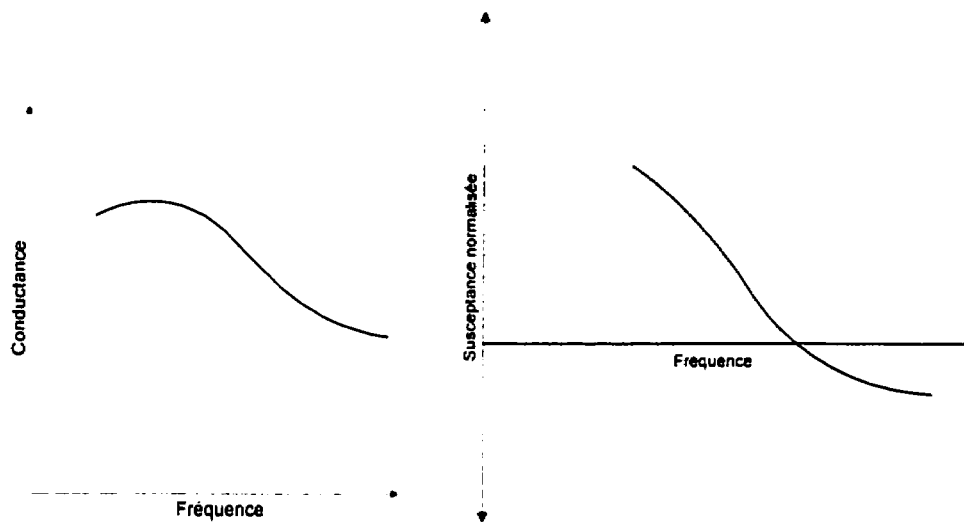


Figure A1.11 Forme qualitative de la variation de l'admittance avec la fréquence (Raju et al, 1990).

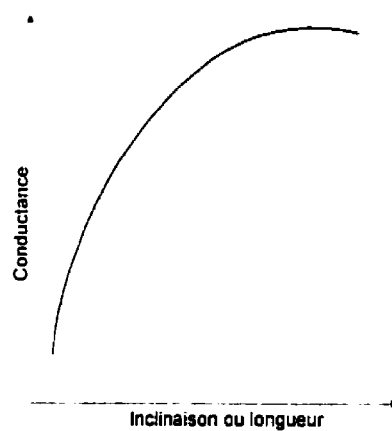


Figure A1.12 Forme qualitative de la variation de la conductance normalisée de la fente en fonction de l'inclinaison pour une profondeur de coupure fixe (Hsu et al, 1989).

A1.4.3 Variation de la longueur

Des recherches ont révélé que la longueur résonnante des fentes inclinées dans le mur étroit est d'environ $0,4625 \lambda_0$ pour tous les angles d'inclinaison (Das et al, 1984). En fait, cette valeur représente une erreur de 12 % selon des vérifications expérimentales reportées à la référence (Jan et al, 1990). Cette dernière étude démontre qu'en intégrant l'effet de la puissance interne dans l'analyse, la longueur de résonance varie réellement avec l'angle d'inclinaison (voir figure A1.13) ce qui contredit les conclusions de Das et al. (Hsu et al, 1989). La figure A1.14 montre la variation de la longueur résonnante d'une fente de bord avec sa largeur.

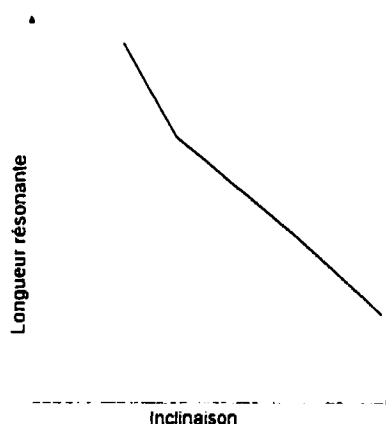


Figure A1.13 Courbe qualitative de la longueur résonnante en fonction de l'inclinaison d'une fente de bord.

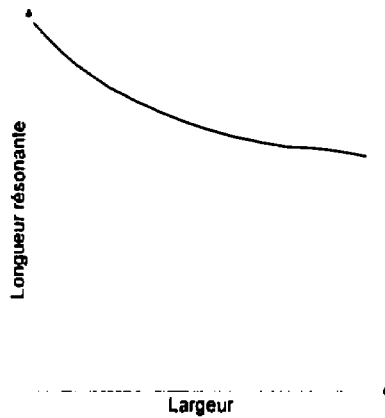


Figure A1.14 Forme qualitative de la variation de la longueur résonnante avec la largeur d'une fente de bord (Raju et al, 1990).

A1.4.4 Diagramme de rayonnement

L'onde rayonnée par cette fente se propage autour et le long du guide, puis se réfléchit aux extrémités du guide ou sur tout obstacle. Ceci est dû au fait que la fente est couplée à l'onde principale à l'extérieur du guide. La partie de la fente sur la face étroite contrôle la polarisation et la puissance rayonnée par la fente.

Des études expérimentales démontrent que le diagramme de radiation des fentes de bord inclinées est le même avec ou sans coupure dans le mur large (Das et al, 1984). En effet, l'intensité du champ dans la région de coupure des murs larges est insignifiante comparée à celle de la partie de la fente dans le mur étroit puisque la profondeur de la coupure est relativement petite comparée à la longueur totale de la fente (Raju et al, 1990).

A1.4.5 Désavantages et limites

En plus du champ électrique polarisé longitudinalement comme voulu, l'inclinaison de la fente de bord produit un champ électrique polarisé verticalement qui est souvent indésirable (Hashemi-Yeganeh et al, 1990). Si la polarisation verticale s'introduit dans les interstices entre guides dans un groupe d'antennes planaire, un diagramme arrière élevé peut survenir. Ces effets tendent à être plus sévères avec une augmentation des angles d'inclinaison pour une efficacité maximale (consommation de puissance dans la charge terminale minimale). Plusieurs montages expérimentaux ont été élaborés pour résoudre en partie ce problème mais ils s'avèrent coûteux et rajoutent de la complexité à la structure du groupe d'antennes. Par ailleurs, l'efficacité de la radiation d'un groupe d'antennes non-résonnant à fentes de bord augmente jusqu'à une certaine valeur limite avec le nombre d'éléments (Raffoul et al. 1974).

A1.4.6 Fente en C

Nous avons vu que les fentes de bord devaient s'étendre sur les murs larges pour conserver la longueur résonnante à des petits angles d'inclinaison, le mur étroit étant inférieur à $\lambda_0/2$ (Sphicopoulos, 1982). Lorsque l'angle d'inclinaison est changé, la taille des fentes doit aussi être modifiée pour respecter la condition de résonance. La conception de cette antenne s'avère passablement complexe. La sélection d'une fente en C (voir figure A1.15) comme fente rayonnante sur le mur étroit permet de contenir la fente entière à l'intérieur du côté étroit du guide pour tout angle d'inclinaison à la résonance.

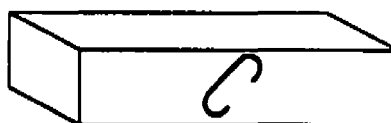


Figure A1.15 Fente en C.

A1.5 Formes particulières de fentes

A1.5.1 Fente en croix

Nous avons également les fentes en croix sur le mur large (voir figure A1.16). Celles-ci rayonnent des ondes de polarisation elliptique. Mais nous pouvons aussi obtenir une polarisation circulaire avec une localisation appropriée de la croix sur le mur. Ce type de fente est utilisé comme détecteur de polarisation. Grâce à leurs propriétés directionnelles, en principe, les fentes ne sont pas réfléchissantes.

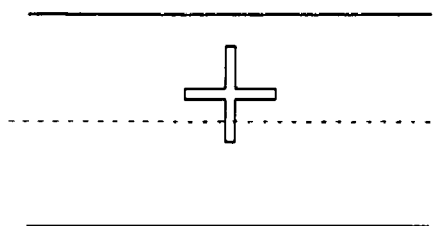


Figure A1.16 Fente en croix.

Lorsque les fentes présentent une longueur résonnante, la puissance rayonnée par une seule combinaison en croix est d'environ 80 %. Des quantités plus petites de puissance peuvent être rayonnées si des fentes non-résonnantes sont utilisées.

A1.5.2 Fente sous forme d'haltère

La fente en forme d'haltère, que l'on voit à la figure A1.17, est un montage populaire à cause de sa facilité de fabrication et la réduction de la longueur de résonance due aux deux coins arrondis qui compensent avec leur diamètre.

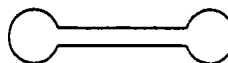


Figure A1.17 Fente sous forme d'haltère.

A1.5.3 Fente à un quart de longueur d'onde

Les fentes à un quart de longueur d'onde d'épaisseur sur le grand mur du guide peuvent être fabriquées plus larges pour une même quantité de couplage réduisant le problème de la tolérance mécanique (voir fig. A1.18). La jonction capacitive vue à la surface inférieure de la fente devient inductive lorsque transformée à travers la ligne d'un quart de longueur d'onde vers l'extérieur. Cette inductance s'annule partiellement avec la capacité produite par la jonction en T (fente plus guide), ce qui produit une condition près de la résonance. De plus, étant donné l'épaisseur du mur, l'arrangement mécanique fait preuve de robustesse.

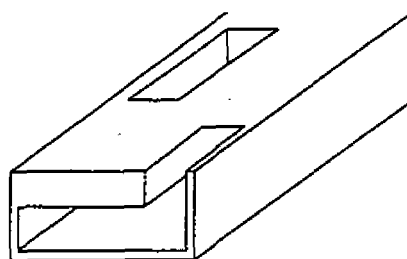


Figure A1.18 Fente à un quart de longueur d'onde.

ANNEXE II: FENTES NON-RAYONNANTES EXCITÉES PAR UNE DISCONTINUITÉ

L'excitation de fentes non-rayonnantes par distorsion du flux de courant peut être réalisé de façon électrique ou magnétique. Il existe divers types de discontinuités qui peuvent être insérées à l'intérieur d'un guide d'onde pour perturber les champs de propagation et donc, les courants de surface. Certaines discontinuités, métalliques ou diélectriques, altèrent la géométrie de la fente dans son voisinage ou au-dessus. Les configurations les plus usuelles sont, entre autres, les sondes, les cylindres ou les feuilles transverses. Les raisons qui justifient la charge d'une fente sont les suivantes: une résistance mécanique supérieure (moins de métal est enlevé du guide), facilité de fabrication et compacité. Dans les pages qui suivent nous allons discuter des principales discontinuités et de leur capacité à rendre les fentes rayonnantes.

A2.1 Fente axiale avec sonde

Une des possibilités pour exciter des fentes longitudinales centrées non-rayonnantes serait d'insérer une ou des sondes appropriées dans le guide près de la fente (Datta et al. 1993). Ces sondes sont à l'origine des premières recherches sur la conception d'antennes avec des fentes (Watson, 1947). Les résultats obtenus avec les antennes prototypes étaient pauvres.

A2.1.1 Description du montage

Un montage pourrait être élaboré sur la face étroite du guide avec un conducteur plié selon un plan parallèle à la face étroite du guide (Watson, 1947) (voir figure A2.1).

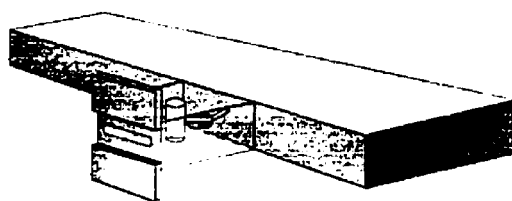


Figure A2.1 Fente rayonnante avec plaques de refroidissement terminant un guide auxiliaire couplé par une sonde rotative.

Un autre montage consiste en une sonde pliée insérée à travers la face étroite du guide, dans la section transverse qui passe par le centre d'une fente longitudinale axiale, comme illustré à la figure A2.2 (Watson, 1947). La sonde est en contact électrique avec le mur du guide et présente une susceptance positive déterminée par la longueur totale de la sonde.

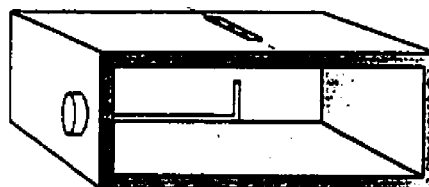


Figure A2.2 Fente centrale excitée par une sonde pliée.

Dans le cas électrique, une sonde possédant une partie de sa longueur parallèle au vecteur électrique dans le guide produit une distribution asymétrique du champ dans la fente (Hansen, 1964). Ainsi, pour la fente longitudinale centrale, le plus simple serait d'introduire une vis mince verticale à travers la face large du guide dans la section transversale contenant le centre de la fente tel qu'illustré à la figure A2.3.

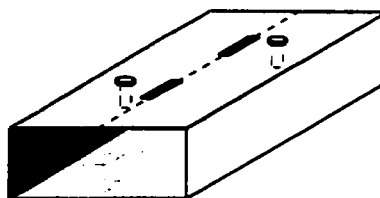


Figure A2.3 Fentes longitudinales centrées excitées par des sondes.

Lorsque la position de la vis est alternée par rapport à la ligne centrale de la face large du guide, la phase d'excitation de la fente est renversée.

A2.1.2 Explication du rayonnement

Les sondes introduisent l'asymétrie nécessaire à l'excitation de la fente non-rayonnante dans la configuration du champ propagé et dans la distribution du courant à la surface (Datta et al. 1993). La combinaison de la fente et la sonde permet d'extraire l'énergie du guide sans réflexion lorsque la terminaison est adaptée (Watson, 1947).

A2.1.3 Circuit équivalent

La représentation du circuit équivalent dépend de la nature de la sonde. Ainsi, une sonde pliée rattachée à la face étroite et passant dans un plan vertical perpendiculaire à l'axe du guide, présente une susceptance positive dont la valeur est fonction de la longueur de la sonde (voir figure A2.2) (Watson, 1947). Également, une sonde droite d'une certaine longueur inférieure à $\lambda_g/4$, insérée à travers la face large opposée à celle qui soutient la fente ajoute une susceptance capacitive (Watson, 1947). Cette dernière configuration est utile pour maintenir l'interaction mutuelle directe à un niveau le plus faible possible.

A2.1.4 Variation du couplage et de la phase

Le niveau de radiation (ou de couplage) est contrôlé par la profondeur de la sonde. L'inversion de phase est réalisée en alternant la position de la sonde de part et d'autre de la fente (voir fig. A2.3) (Hansen, 1964; Watson, 1947). Les sondes doivent être assez courtes pour permettre à l'énergie dans le guide d'être distribuée à travers tout le groupe d'antennes. De même, les sondes seront placées près de la face étroite ou du bord du guide, où la force du champ électrique de l'onde H_{10} est petite, pour produire un couplage électrique plus faible.

Pour ce qui est de la sonde pliée (voir figure A2.2), elle peut être tournée sur son axe pour réduire le couplage en augmentant l'angle entre le côté plié et le vecteur du champ électrique interne (Watson, 1947). En ajustant les longueurs de la sonde et de la fente, on peut obtenir une charge non-réactive qui est variée en amplitude par la rotation de la sonde. La phase de la radiation peut être inversée en tournant la sonde de 180° degrés par rapport à la précédente. Cette inversion de la sonde est utile pour compenser le déphasage de 180° résultant d'un espacement de $\lambda_g/2$ entre les fentes. Ceci a pour effet de produire des radiateurs équiphasés.

Cependant, cette méthode de couplage avec une sonde ne permet pas d'ajuster indépendamment la conductance et la susceptance de la charge résultante. Avec la fente pliée, il est possible de choisir une combinaison des longueurs de fente et de sonde pour obtenir une conductance pure. La valeur de cette dernière est proportionnelle à $\cos(2\theta_1)$ où θ_1 est l'angle entre le vecteur du champ électrique et le côté plié de la sonde. Bref, la quantité d'énergie rayonnée par la fente excitée par une sonde peut être contrôlée, entre autres, par la profondeur, la position et les dimensions de la sonde.

A2.1.5 Avantages et désavantages

Les fentes excitées par les sondes ne produisent pas de lobes secondaires ni des composantes de polarisation croisée puisqu'elles présentent une symétrie interne même avec l'inversion de la phase des fentes successives (Hansen, 1964). De plus, ce type d'élément produit des effets de couplage mutuel négligeables lorsqu'il est intégré dans un groupe d'antennes. Ceci permet la construction d'un groupe d'antennes véritablement linéaire et élimine les problèmes de lobes secondaires (Datta et al, 1993). Avec l'augmentation de la capacité de la charge, la longueur résonnante est plus petite. Pour les considérations de haute puissance, une sonde de 3,15 mm de diamètre insérée dans un guide de bande *S* pourra supporter jusqu'à 50 kW sans claquage dans l'air à la pression normale (Watson, 1947).

Le principal désavantage que présente une structure de sonde, comme nous l'avons dit précédemment, est l'impossibilité d'ajuster séparément la conductance et la susceptance de la configuration. Un arrangement de sonde plus compliqué ajouterait un degré de liberté supplémentaire mais la structure serait relativement difficile à manufacturer dans un guide long d'où son manque de popularité. En fait, les valeurs de conductance sont très instables parce que la variation de la position et de la profondeur de pénétration de la sonde est critique. De plus, les tolérances mécaniques sont très sévères (Jones et al, 1965). La prise de mesures devient une tâche pénible et la reproductibilité des résultats est difficile. Un autre inconvénient est une petite largeur de bande.

A2.1.6 Autres formes de sondes

Ces sondes peuvent aussi exciter des fentes non-rayonnantes localisées sur le mur étroit du guide (en position verticale). Mais les groupes d'antennes linéaires composés de telles fentes présenteraient beaucoup de couplage mutuel entre les fentes (Hansen, 1964).

A2.2 Fente axiale avec bande

A2.2.1 Description du montage

La fente longitudinale centrale sur le mur large du guide peut rayonner si l'on insère une ou plusieurs bandes métalliques ou diélectriques, sur le même côté ou sur des côtés opposés de la fente, à l'intérieur du guide, comme l'illustre le montage de la figure A2.4 (Datta, 1993).

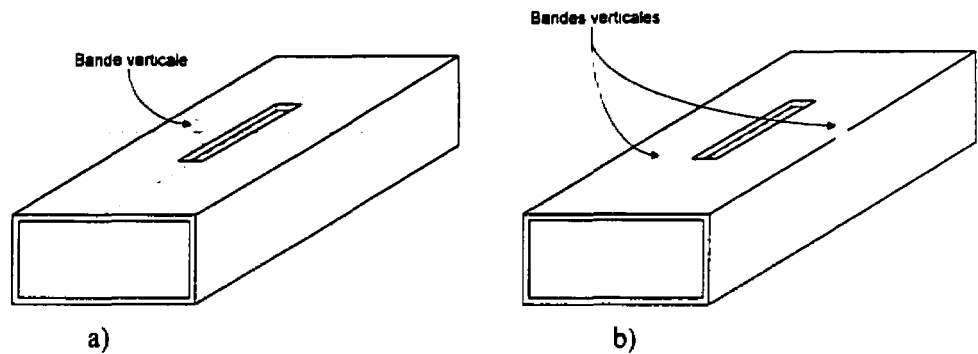


Figure A2.4 Bande verticale a) simple; b) paire.

Le même principe s'applique dans le cas de bâtonnets cylindriques placés de part et d'autre de la fente centrée. En effet, plusieurs chercheurs rapportent d'avoir remplacé les bâtonnets par des bandes équivalentes pour simplifier l'analyse. Donc, le calcul de la radiation d'une fente excitée par des bâtonnets peut toujours être obtenue en remplaçant les bâtonnets par des bandes équivalentes.

A2.2.2 Explication du rayonnement

C'est l'utilisation d'éléments inductifs qui permet d'exciter les fentes parallèles longitudinales de façon interne par le mode TE_{10} provoquant un rayonnement à travers les fentes vers l'extérieur (Jones et al, 1965).

A2.2.3 Circuit équivalent

Le réseau équivalent de la combinaison de fente et bande peut être représenté par un élément parallèle au plan de la bande. Il n'y a pas de résonance pour cette configuration. Pour obtenir la valeur de la conductance parallèle, on doit mesurer le T.O.S. et la puissance rayonnée par une fente individuelle (Jones et al. 1965).

A2.2.4 Variation du couplage et de la phase

Pour une fente longitudinale excitée par une bande unique, la conductance dépend de la position de la bande, de sa séparation par rapport à la fente et de la longueur de la fente (Jones et al, 1965; Datta et al, 1993). Ainsi, la valeur de la conductance diminue avec une séparation croissante entre la bande et la fente et avec une augmentation de la distance entre la bande et le centre de la fente. Dans le cas particulier du bâtonnet, lorsque son diamètre est augmenté, on observe de légères variations dans la conductance de la fente. L'effet d'une augmentation de l'épaisseur du mur sur la fente axiale avec bande résulte en une diminution de la puissance rayonnée (ou de la conductance). Au niveau de la susceptance, nous notons les mêmes variations que la conductance pour la séparation et la distance du centre de la fente mais une diminution de la susceptance est causée par l'augmentation de l'épaisseur du mur. L'inversion de phase est réalisée en changeant la position de la bande d'un côté à l'autre de la fente.

Dans le cas d'une fente centrale excitée par une paire de bandes, on trouve qu'une quantité minimale de puissance est rayonnée lorsque les bandes sont placées symétriquement de chaque côté de la fente. En fait, cette disposition des bandes ne génère qu'un très faible courant transverse sur le mur large. Une configuration résonnante est possible de cette façon.

Des mesures de la phase en fonction de la séparation entre le bâtonnet et une fente presque résonnante (voir figure A2.5) montrent qu'il est possible de corriger la phase du rayonnement par ajustement de cette séparation (Jones et al, 1965).

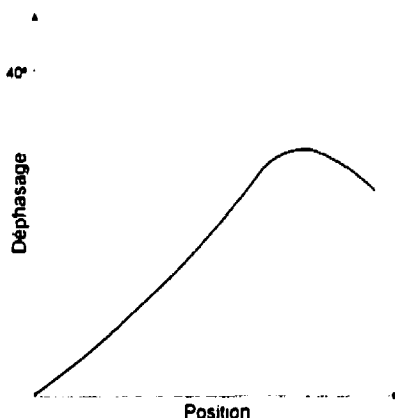


Figure A2.5 Forme qualitative de la variation du déphasage en fonction de la position de la bande par rapport à la fente.

A2.2.5 Avantages

La conception de fentes non-rayonnantes excitées par un bâtonnet présente de meilleures performances par rapport aux fentes longitudinales déplacées conventionnelles et aux fentes excitées par des sondes (Jones et al, 1965). Cette technique d'excitation des fentes qui décale le centre électrique du guide de celui des fentes prévient l'apparition de lobes secondaires. En fait, ces fentes longitudinales excitées par des éléments inductifs produisent un seul lobe principal pour des espacements inférieurs à λ_g . De plus, la fabrication est facilitée par des tolérances raisonnables. Les caractéristiques de T.O.S. démontrent un excellent comportement sur toute la bande de fréquences testée. En effet, l'utilisation d'une fente excitée par un bâtonnet permet d'éliminer l'utilisation, entre autres, d'atténuateurs et d'isolateurs pour maintenir une adaptation adéquate sur une bande de fréquences spécifiée. Cependant, la courbe du T.O.S. présente de légères variations après un certain niveau. Ces variations sont dues à une précision inférieure dans la fabrication, à des mauvais joints de soudure ou à une accumulation de résidus dans le bord des bandes. Malgré le fait que cette structure requiert une tolérance mécanique moins sévère par rapport aux fentes excitées par

des sondes, ce type de module est plus difficile à fabriquer, surtout pour un groupe d'antennes planaire (Jones et al, 1965).

A2.3 Autres formes de bandes: fils inclinés

A2.3.1 Description du montage

Ajioka et al. (Johnson et al, 1984) a conçu une fente non-rayonnante dans le mur étroit excitée par une paire de fil inclinés placés transversalement (perpendiculaires à l'axe du guide) et qui enjambent la fente (voir figure A2.6) (Hashemi-Yeganeh, 1990). Ces fils sont connectés entre un mur large et le mur étroit du guide.

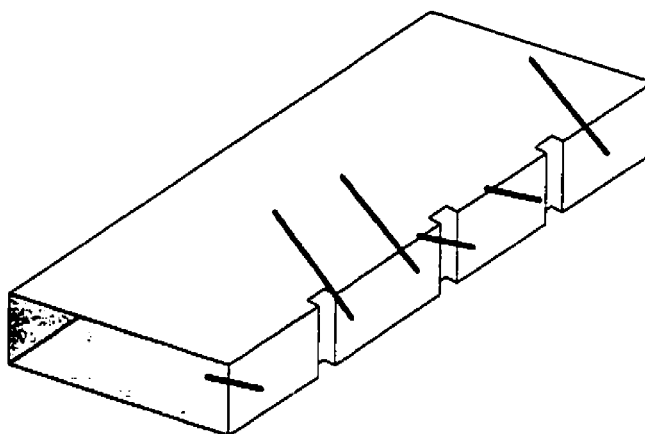


Figure A2.6 Fente droite non-rayonnante excitée par des fils inclinés.

A2.3.2 Circuit équivalent

Nous avons à la figure A2.7 la variation du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour une paire de bandes (ou fils) inclinées (Hashemi-Yeganeh, 1990). La fente rayonne l'énergie dans un demi-espace. Le passage de la phase du signal réfléchi à travers 180° indique que la combinaison des bandes et de la fente agit comme un élément parallèle dans une ligne de transmission équivalente.

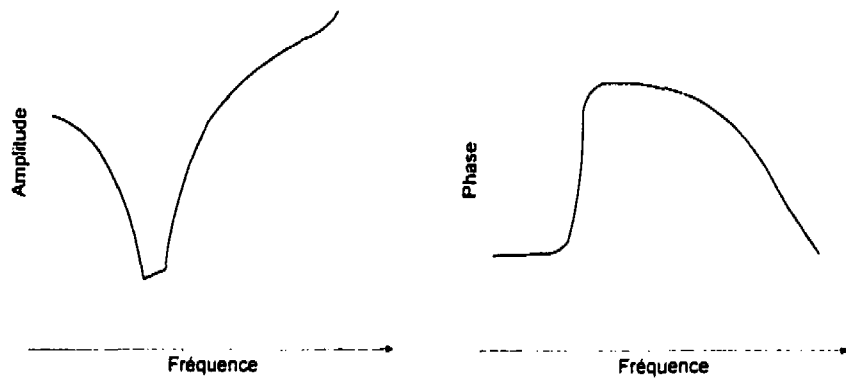


Figure A2.7 Courbe qualitative du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour une fente droite avec une paire de bandes inclinées.

Le circuit équivalent typique pour l'élément fente et bande inclinée est illustré à la figure suivante.

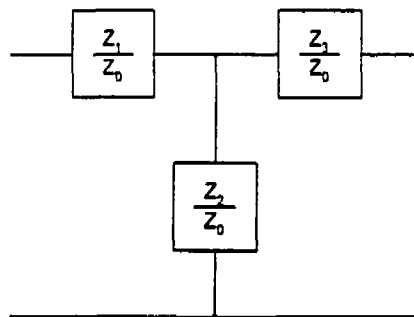


Figure A2.8 Circuit équivalent de l'élément paire de bandes inclinées/fente droite.

Avec les considérations de symétrie et de réciprocité ($S_{21} = S_{12}$ et $S_{22} = S_{11}$), on obtient les paramètres du circuit équivalent avec les équations suivantes:

$$Z_2/Z_0 = \frac{2S_{21}}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2} \quad (A1)$$

et

$$Z_2/Z_0 = Z_3/Z_0 = \frac{1 + S_{11} - S_{21}}{1 - S_{11} + S_{21}} \quad (\text{A2})$$

En calculant la valeur de ces paramètres pour différentes fréquences, on trouve que Z_2/Z_0 est purement réel à une certaine fréquence. Ce dernier est passablement plus grand que Z_1/Z_0 , Z_3/Z_0 qui est purement imaginaire, indiquant la condition de résonance.

A2.3.3 Variation du couplage et de la phase

La séparation et l'inclinaison des fils contrôlent le niveau d'excitation de la fente. L'inversion de la phase est réalisée par l'alternance de l'orientation de la paire de fils qui enjambent chaque fente (voir figure A2.24). Ainsi, la quantité de puissance rayonnée augmente à mesure que les bandes se rapprochent et que l'inclinaison des bandes augmente.

A2.3.4 Avantages

Étant donné que les fentes ne sont pas inclinées, il n'y a pas de polarisation croisée dans le diagramme de radiation ni de perte vers l'arrière à travers les coupures sur le mur large. Nous avons la possibilité d'une condition de résonance entre la fente et les bandes ce qui élimine la nécessité de prolonger la fente dans la face large du guide. Ceci permet d'imbriquer plusieurs groupes d'antennes de ces éléments composites selon une configuration planaire. Une plage dynamique suffisante de l'admittance réduit de beaucoup le couplage mutuel.

A2.4 Fente excitée asymétriquement

A2.4.1 Description du montage

Un mur réglable inséré dans le guide, en-dessous d'une fente centrale sur la face large permet de "décentrer" la fente du point de vue électrique (Tang, 1960). Nous pouvons observer le montage illustré à la figure A2.9.

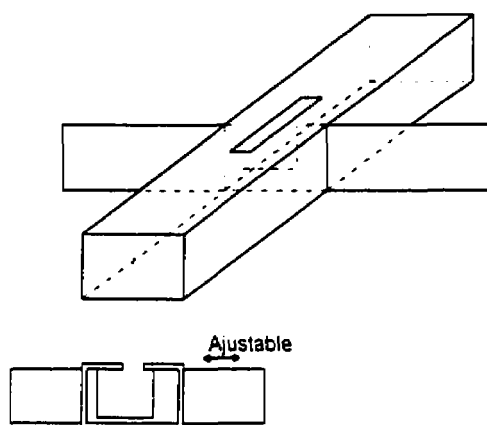


Figure A2.9 Fente centrale avec mur réglable.

Nous pouvons réaliser un montage fixe avec des fentes alignées sur l'axe du guide bordées par des murs ondulés tel que montré à la figure A2.10 (Gruenberg, 1953). On doit s'assurer d'un bon contact électrique entre les parties assemblées.

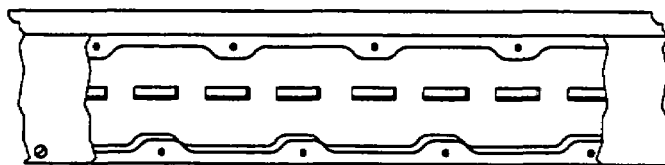


Figure A2.10 Réseau de fentes alignées avec murs du guide ondulés.

Un autre type de radiateur peut être réalisé avec une fente non-rayonnante sur la face étroite excitée par deux murs composés (voir figure A2.11) (Dudley, 1961). Ces derniers produisent

une inclinaison du champ électrique qui passe à travers la fente. L'un des murs a sa partie capacitive contre la face large du dessus et l'autre, contre la face large du dessous. Les murs composés sont conçus en utilisant les courbes de Marcuvitz (Marcuvitz, 1951) pour les obstacles d'épaisseur nulle. L'objectif de cette configuration est de produire un mur avec une partie inductive et une partie capacitive qui s'annuleraient mutuellement à la fréquence de résonance.

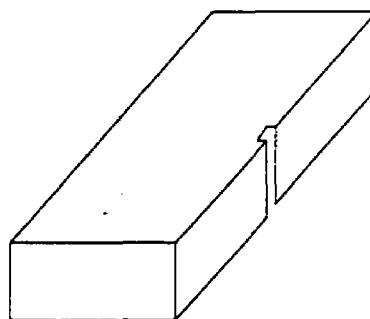


Figure A2.11 Fente non-rayonnante excitée par une paire de murs.

A2.4.2 Explication du rayonnement

Une feuille ou mur disposé asymétriquement dans une section transverse du guide est utilisé pour produire l'asymétrie interne requise (Hansen, 1964). Des fentes longitudinales alignées sur le centre de la face large peuvent être excitées à l'amplitude et à la phase désirées en déplaçant les murs latéraux du guide d'onde plutôt que les fentes elles-mêmes (Gruenberg, 1952). En fait, on déplace latéralement la feuille dans le guide (Tang, 1960). Pour la fente non-rayonnante sur le mur étroit, la feuille produit une simulation d'inclinaison de la fente (Dudley, 1961). Ceci est réalisé en inclinant les courants transverses qui passent dans le plan de la fente plutôt que d'incliner la fente elle-même (voir figure A2.12). Donc, l'inclinaison du champ remplace celle de la fente ce qui élimine la composante de polarisation croisée.

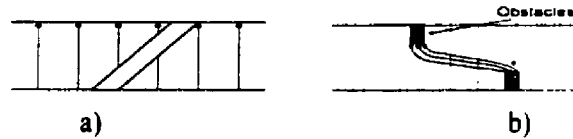


Figure A2.12 Fente sur le mur étroit a) inclinée; b) inclinaison des courants transverses.

A2.4.3 Circuit équivalent

La fente sur le mur large peut être représentée par un circuit équivalent RLC et le mur, comme un circuit parallèle LC (Tang, 1960). La combinaison de la fente et du mur est équivalente au circuit RLC en parallèle avec le circuit LC comme le montre la figure A2.13.

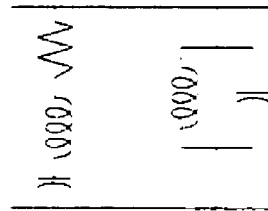


Figure A2.13 Circuit équivalent d'une fente centrale avec mur réglable.

Les susceptances des deux branches parallèle varient en opposition et tendent donc à s'annuler mutuellement lorsque le mur est déplacé de sa position symétrique sur une large bande de fréquences. Une grande marge d'ajustement du mur est possible grâce au niveau relativement constant de la susceptance.

A2.4.4 Variation du couplage et de la phase

La fente longitudinale rayonne lorsque le mur est déplacé latéralement par rapport à sa position centrale (Tang, 1960). Le degré de déplacement détermine la quantité de radiation. La variation de la conductance d'un mur en fonction de son déplacement est similaire à celle d'une fente longitudinale déplacée ce qui vérifie la correspondance du rayonnement produit

par ces deux éléments. La conductance de l'élément varie également avec les dimensions du mur. Nous avons sur les figures A2.14 et A2.15 la variation de la conductance avec les dimensions du mur à la résonance placé à une distance constante de sa position symétrique. Nous observons que la relation entre les dimensions de la bande inductive et celles de la bande capacitive du mur nécessaires pour maintenir la résonance est approximativement linéaire.

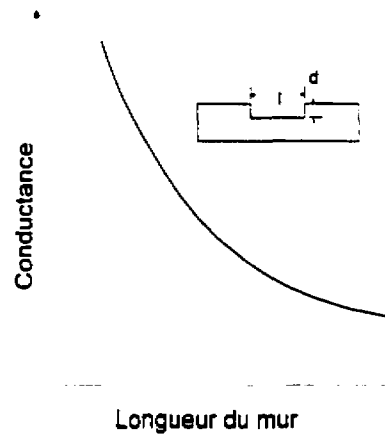


Figure A2.14 Courbe typique de la conductance en fonction de la longueur du mur pour un certain déplacement (la dimension d requise pour maintenir la résonance est montrée à la fig. A2.33) (fig. 6 p. 100).

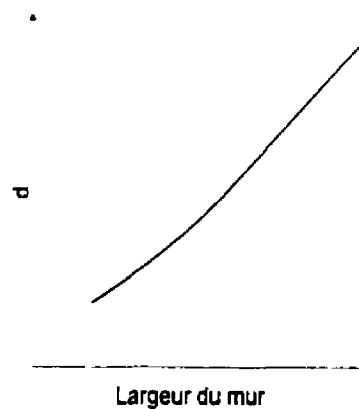


Figure A2.15 Forme typique de la variation de d en fonction de l à la résonance pour un certain déplacement.

Lorsque le mur utilisé est lui-même résonnant à sa position symétrique, la susceptance mesurée varie aussitôt que le mur est déplacé de sa position symétrique (Tang, 1960). Par ailleurs, lorsque le mur est résonnant à une certaine distance de sa position symétrique, l'élément reste approximativement résonnant pour une marge de déplacements du mur. De plus, la variation de la conductance sur cette marge de déplacements du mur est suffisante pour produire différentes distributions de rayonnement.

La conductance de l'élément est déterminée de la façon suivante. Le rapport des conductances pour deux déplacements différents du mur peut être obtenu à partir du rapport des puissances rayonnées, mesurées pour ces mêmes déplacements. Le calcul utilise une équation dérivée de la représentation du circuit équivalent parallèle de l'élément terminé par une charge adaptée:

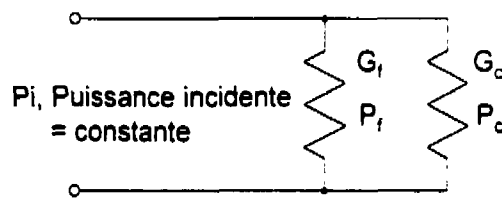


Figure A2.16 Circuit équivalent pour le calcul de la conductance.

Nous avons G_f qui est la conductance de l'élément, P_f la puissance rayonnée par la fente, G_c la conductance de la charge adaptée, P_c la puissance dans la charge. Étant donné que

$$p_f = \frac{G_f}{G_f + 1} P_i . \quad (\text{A2.1})$$

$$\frac{G_f}{G_f + 1} = \frac{P_f}{P_i} . \quad (\text{A2.2})$$

alors

$$\frac{\frac{G_1}{G_1 + 1}}{\frac{G_2}{G_2 + 1}} = \frac{\frac{P_1}{P_2}}{\frac{P_1}{P_2}} \quad (\text{A2.3})$$

et

$$\left(\frac{G_1}{G_2} \right) \left(\frac{G_2 + 1}{G_1 + 1} \right) = \frac{P_1}{P_2}, \quad (\text{A2.4})$$

où G_1 et P_1 sont la conductance de et la puissance rayonnée par la fente à une position du mur et. G_2 et P_2 sont les valeurs correspondantes pour une autre position du mur.

Les valeurs absolues de conductance pour différents déplacements du mur sont déterminées à partir de cette équation si une valeur absolue de la conductance à une position fixe du mur est connue (Tang, 1960). Cette valeur de référence de la conductance est obtenue par mesure (par exemple, avec une sonde mobile dans un guide à fente axiale) avec un déplacement relativement élevé du mur. On choisit un grand déplacement pour faciliter la mesure avec une valeur élevée de conductance. Aussi, la conductance produite par la puissance fuyant à travers les fentes verticales sur les murs du bord (pour l'insertion du mur réglable) est comparable à celle de l'élément pour des petits déplacements du mur.

Pour la fente étroite, les variations de l'excitation de la fente sont aussi fonction des dimensions du mur (Dudley, 1961). En fait, le couplage peut être contrôlé en variant la séparation des murs composés, leur hauteur capacitive ou la longueur de la fente. Nous remarquons que la conductance résonnante du radiateur décroît avec une diminution de la partie capacitive et de la partie inductive du mur tel que montré par la courbe de la figure A2.17. La fréquence de résonance varie presque de façon linéaire avec la séparation des murs composés.

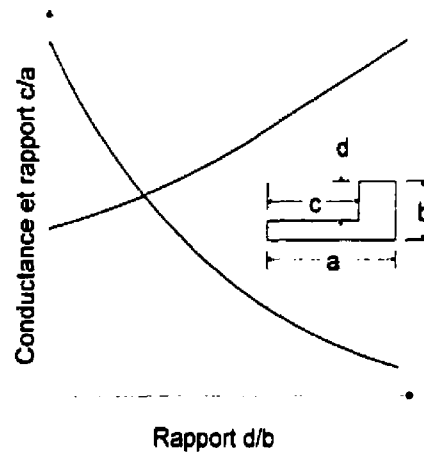


Figure A2.17 Conductance résonnante et largeur inductive en fonction de la largeur capacitive du mur.

A2.4.5 Avantages, inconvénients et limites

Comme nous l'avons vu à la section 2.3.8, les lobes secondaires sont dus, entre autres, au décalage des fentes (Gruenberg, 1952). Avec la structure de fente excitée asymétriquement, on s'assure qu'aucun lobe secondaire n'est créé parce que les fentes sont disposées colinéairement et espacées de $\lambda_g/2$ (Tang, 1960).

Pour la fente centrée sur le mur large et excitée par un mur, la conductance se maintient plus ou moins sur une large bande de fréquences. Dans la pratique, on observe des déviations au niveau de la distribution du rayonnement dues principalement aux erreurs de placement du mur. Par ailleurs, la variation de la phase peut être affectée par des erreurs dans l'espacement ou la longueur de la fente. Il faut contrôler le niveau de puissance de fuite à travers les fentes verticales sur les murs étroits qui peut être presque complètement éliminé en couvrant les fentes avec du ruban adhésif métallique. Les mesures font ressortir les limites suivantes: la conductance maximum est limitée par le déplacement maximum du mur qui permet encore la

résonance et la valeur de la conductance minimum ne doit pas descendre en-dessous celle produite par la puissance de fuite des fentes verticales.

Dans le cas d'une fente centrale bordée de murs ondulés, si le guide est relativement long, il n'est pas nécessaire que l'ondulation des murs soient trop profonde. Ainsi, ces murs n'affectent pas l'opération du groupe d'antennes (Gruenberg, 1961). La construction mécanique d'un tel groupe d'antennes est plutôt coûteuse étant donné que le guide comporte trois parties séparées: les murs ondulés, la plaque du dessus et du dessous.

Dans les groupes d'antennes à fentes de bord excitées asymétriquement, il n'y a pas de composantes de polarisation croisée mais ces fentes présentent des effets de couplage mutuel très marqués (Hansen, 1964; Dudley, 1961). La capacité à supporter de hautes puissances est limitée par la structure du mur mais les caractéristiques de la conductance sont améliorées. En effet, le caractère constant de la conductance permet de contrôler la distribution de l'amplitude sur une bande de fréquences plus large que celle d'une fente conventionnelle inclinée. Cependant, la susceptance varie avec la fréquence plus rapidement qu'avec des fentes inclinées. Cette variation peut causer des problèmes au niveau de la phase à moins de s'assurer que les variations de phase sont similaires pour tous les éléments. Un certain contrôle est possible à cet effet, puisque des valeurs de conductance identiques peuvent être obtenues avec des dimensions de murs différentes en ajustant l'espacement entre les murs. Finalement, la courbe de la variation de susceptance des murs composés diffère légèrement de celle d'un mur seul. Cette différence est causée par le couplage entre les deux murs.

ANNEXE III: CONCEPTION MÉCANIQUE DU GUIDE RÉGLABLE

Dans cette annexe, nous élaborons les étapes de conception mécanique du guide réglable de façon plus détaillée. Nous commençons par décrire le système mécanique requis pour l'ajustement des paramètres. Nous poursuivons avec la description des contraintes rencontrées au niveau des considérations pratiques ou théoriques exposées dans le chapitre 2, et les idées proposées pour respecter ces contraintes.

A3.1 Système mécanique requis

Pour la rotation des fentes, nous suggérons deux systèmes. Nous pouvons utiliser des configurations différentes de fentes sur des plaques qui remplacent le mur large du guide, tel qu'illustré à la figure A3.1

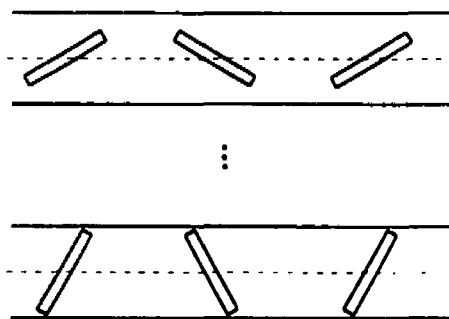


Figure A3.1 Plaques avec configurations de fentes fixes.

En s'inspirant du montage de Oliner pour les fentes inclinées (Oliner, 1957), on peut aussi tourner les fentes à partir de plaques circulaires, comme présenté à la figure suivante, qui reposent dans des trous distribués sur le mur large.

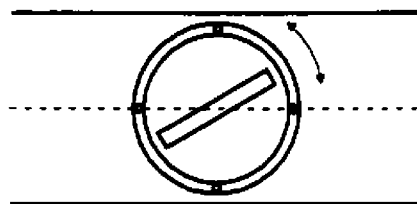


Figure A3.2 Plaque circulaire avec fente déposée sur le mur large.

Pour l'espacement, nous pouvons insérer des petites plaques rectangulaires (voir figure A3.3) qui constituent des portions de mur large. Ainsi, en intercalant celles qui contiennent trous pour les fentes avec celles qui sont pleines, on permet de varier la distance entre les fentes.

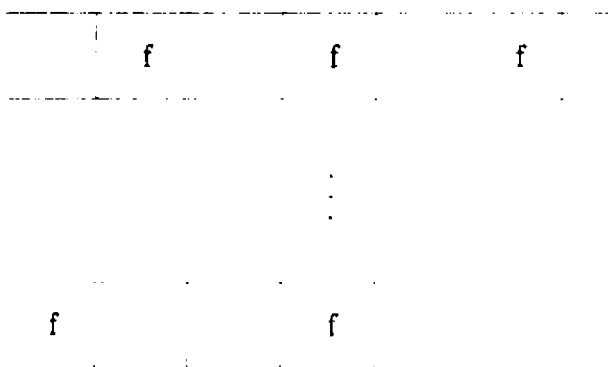


Figure A3.3 Espacement établi par insertion de plaques.

La deuxième idée propose simplement des plaques contenant chacune un espacement fixe donné.

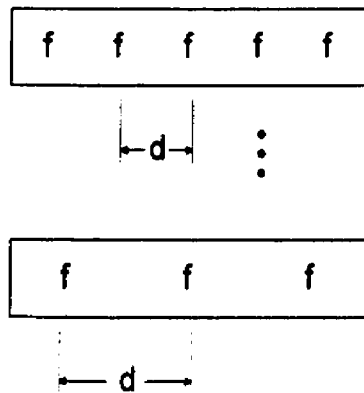


Figure A3.4 Murs avec espacements prédéfinis.

A3.2 Contraintes rencontrées et solutions proposées

A3.2.1 Contraintes sur le système de rotation de la fente

Nous préférons une plaque circulaire avec fente plutôt que plusieurs configurations de murs avec fentes prédéfinies. En effet, avec une plaque circulaire, on peut varier de façon continue l'angle d'inclinaison alors qu'avec les murs avec fentes fixes les variations sont discrètes et limitées par le coût des murs.

Nous pouvons utiliser une plaque circulaire qui s'appuie sur le bord du trou du mur large et qui est serrée par un anneau placé au-dessus (voir figure A3.5 et A3.6). Ce système permettrait de tourner la plaque circulaire sans dévisser complètement l'anneau. De plus, le nombre de pièces est réduit puisque ces mêmes plaques serviront pour réaliser différentes configurations.

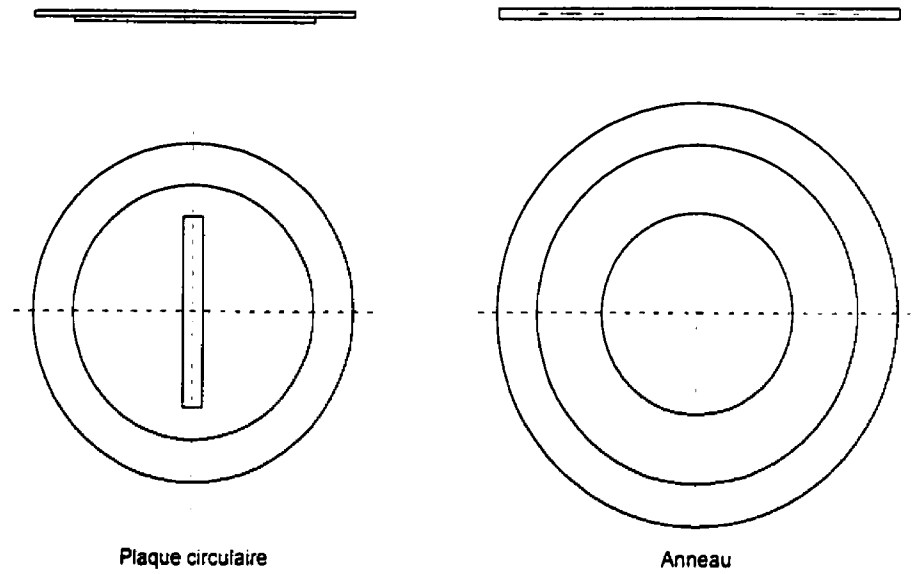


Figure A3.5 Plaque et anneau circulaire.

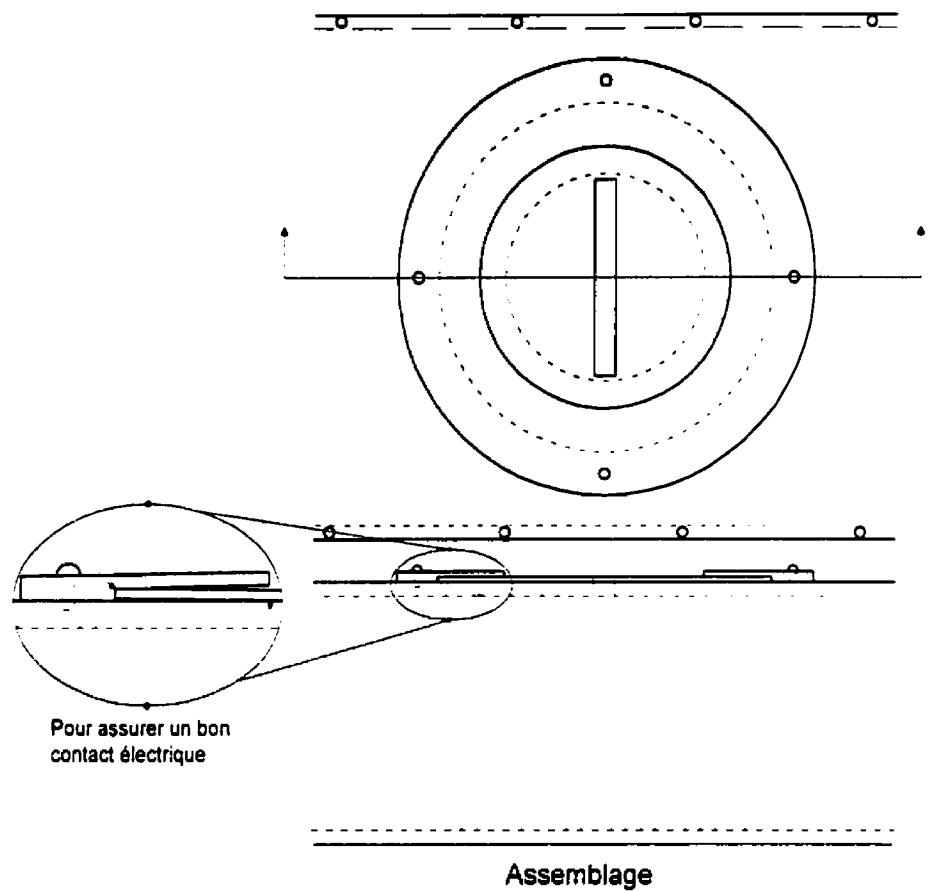


Figure A3.6 Assemblage de la plaque et l'anneau sur le guide.

Comme nous l'avons dit, l'épaisseur de la plaque contenant la fente doit être très mince (en théorie nulle). Ceci entraîne des contraintes mécaniques au niveau du diamètre des vis ou de la longueur du filetage pour visser l'anneau au mur supérieur. Pour y remédier, nous proposons de fabriquer le guide avec une plus grande épaisseur de mur par pliure ou avec des murs vissés comme l'illustre la figure suivante.

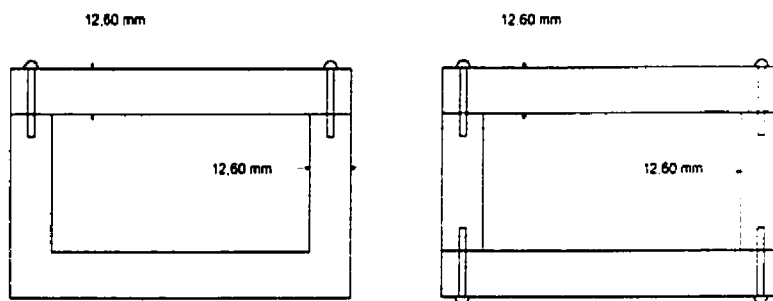


Figure A3.7 Options pour augmenter l'épaisseur des murs du guide.

Cependant, ces alternatives présentent des problèmes de poids donc, de manipulation. Le délai de fabrication de ce guide non standard et le coût du matériel peuvent aussi augmenter. Il y a des risques d'imprécision dans les dimensions ou le lissage des surfaces internes du guide.

Une autre solution est donc envisagée pour respecter la contrainte. Il s'agit de garder une épaisseur de 2,02 mm du guide standard pour le mur supérieur et de rajouter des rebords sur les murs latéraux du guide qui permet un filetage suffisant. La figure A3.8 nous présente trois types de rebords suggérés.

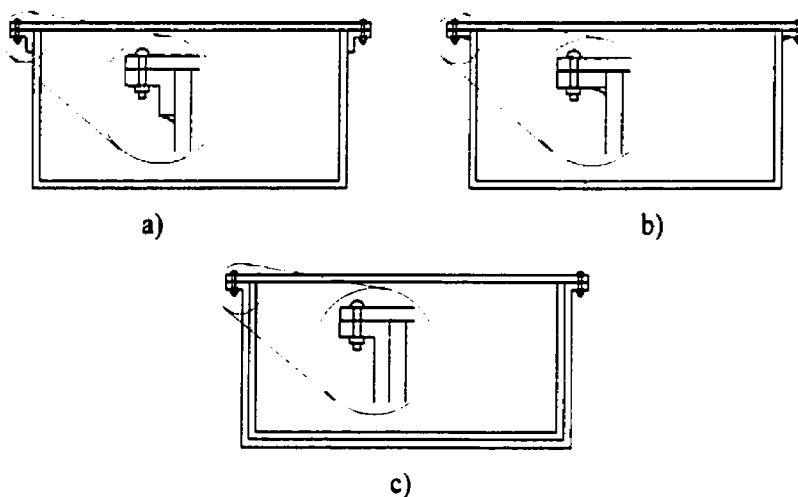


Figure A3.8 Trois types de rebords latéraux.

Les rebords a) et b) sont équivalents pour ce qui est de la solidité lorsque bien soudés. Ils peuvent être continus ou distribués le long du guide aux emplacements des vis. Cette dernière disposition permet également une soudure latérale mais augmente le temps de fabrication pour une solidité quelque peu supérieure. Nous pouvons aussi renforcer la soudure des rebords en ajoutant des vis à tête plate sur le côté intérieur du guide, environ à chaque 100 mm.

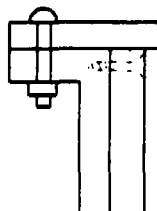


Figure A3.9 Renforcement des rebords avec vis à tête plate transverses.

Cependant, la largeur insuffisante du guide nous empêche de machiner des trous fraisés sur les côtés du guide.

Si le matériel utilisé se soude mal, on peut utiliser la configuration c). Cette dernière demande plus de matériel (coût et poids supérieurs) et augmente le temps de fabrication dû au pliage de l'auge.

Une autre contrainte s'ajoute à notre système de plaque circulaire. Cette contrainte mécanique concerne le diamètre de la plaque circulaire qui doit être suffisant pour permettre une grande variation de la longueur de la fente. Afin d'augmenter le diamètre de la plaque circulaire jusqu'au bord du guide, nous pouvons utiliser des vis à tête plate pour le vissage du mur du dessus aux rebords latéraux. Ceci permettra à l'anneau de se visser plus loin, par-dessus les vis du mur du dessus, comme le montre la figure A3.10.

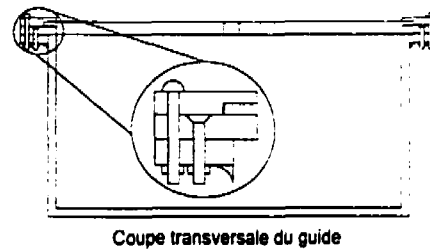


Figure A3.10 Configuration pour augmenter le diamètre de la plaque.

Mais l'augmentation du diamètre peut limiter le nombre d'espacements permis entre les fentes. En effet, si le bord externe de l'anneau occupe un trop grand espace, la marge d'espacements entre les fentes est réduite. On doit donc faire un compromis entre la longueur des fentes et les espacements entre les fentes.

Pour diminuer encore plus l'épaisseur du mur contenant la fente, nous suggérons un type de plaque circulaire encavée pour diminuer l'épaisseur du mur, tel que montré à la figure A3.11.

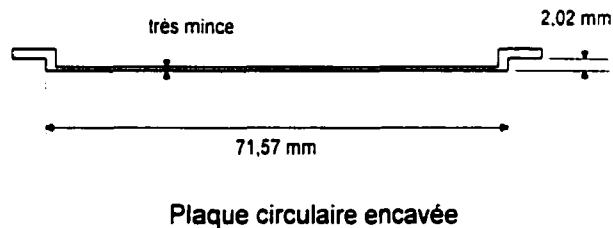


Figure A3.11 Plaque circulaire encavée.

Un problème au niveau de la réduction de la longueur de la fente se présente à cause des bords de l'encavure. De plus, du point de vue mécanique, il est difficile de creuser une encavure à épaisseur si petite. Nous proposons alors de souder ou visser 2 pièces soit, un bord de plaque qui la soutient sur le mur du dessus et une feuille mince circulaire contenant la fente. Ainsi la feuille pourra être amincie autant que possible séparément. Avec une épaisseur de bord h

assez mince ainsi qu'avec une largeur de bord la assez courte, nous permettons une marge de variation assez grande autant pour la longueur que pour l'espacement.



Figure A3.12 Plaque circulaire assemblée.

Les rebords latéraux nous permettraient d'utiliser une plaque circulaire plane dont le diamètre dépasse la largeur du guide. Nous pouvons la serrer contre les rebords avec un cerceau plan (voir figure A3.13). Puisque, dans ce cas, le mur du dessus garde une même épaisseur de 2.02 mm, nous pouvons serrer la plaque en vissant l'anneau dans les zones de rebords permettant une plus grande profondeur pour le filetage.

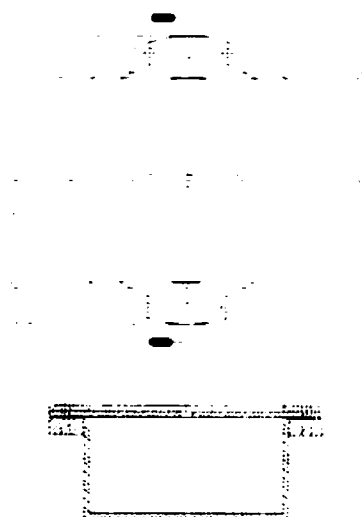


Figure A3.13 Montage pour une plaque circulaire large.

Cependant, le serrement n'étant pas distribué sur toute la circonférence, le contact électrique n'est pas assuré et il risque d'y avoir des fuites aux zones sans vis. Si nous voulons distribuer le serrement de l'anneau sur sa circonférence avec cette même épaisseur du mur de dessus de 2,02 mm, nous pourrions souder des vis à tête plate sur ce mur avec le filetage placé vers le haut. Mais cette manoeuvre est rejetée parce que trop difficile et longue.

Pour permettre une variation continue de l'angle d'inclinaison, nous avons proposé un anneau qui serre la plaque (voir figure A3.5 et A3.6). Cette solution peut causer quelques discontinuités et diminue la marge des espacements entre les fentes à cause des bords de l'anneau. Nous proposons plutôt de visser directement les plaques circulaires à l'anneau et de varier l'angle à l'aide de rainures de 45° près de la circonférence.

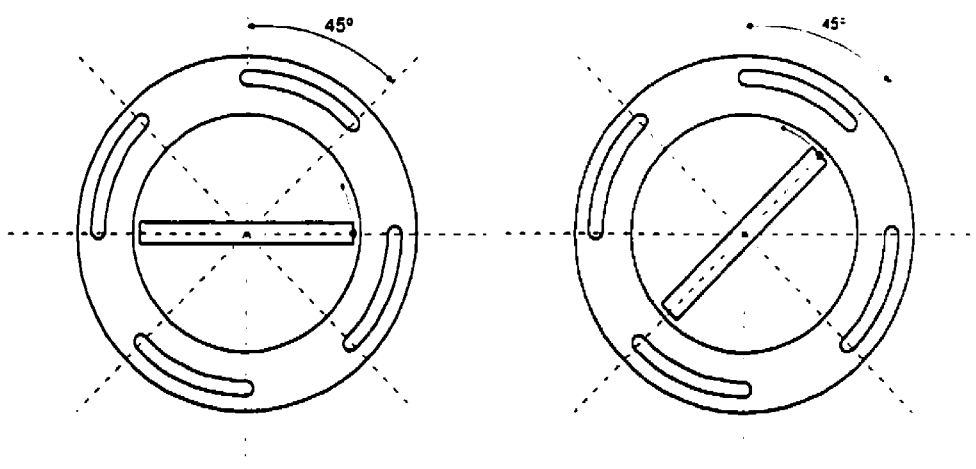


Figure A3.14 Variation de l'angle à l'aide de mortaises de 45° .

Cette variation jusqu'à 90° permet de passer progressivement de l'état de non-rayonnement (0°) à celui de rayonnement maximal (90°). Selon le quadrant choisi, nous pouvons avoir des angles négatifs ou positifs qui seront alternés pour éviter un déphasage dans le champ rayonné.

A3.2.2 Contraintes sur la longueur du guide

Pour le choix des espacements, on peut s'inspirer des publications telles que l'article de Ruggerberg (Ruggerberg, 1980) qui réalise une étude empirique sur le guide à fentes en utilisant des plaques avec différents espacements non-résonnants: $3\lambda_g/4$, λ_g et $7\lambda_g/4$. Nous pouvons également nous servir des formules proposées dans la section 2.3.10 "Mode d'opération du groupe d'antennes" pour calculer les espacements non-résonnants.

La cavité destinée à contenir l'applicateur mesure 1,21 m de longueur, ce qui nous laisse un grand jeu pour les espacements possibles entre les fentes. Si on utilise des plaques avec une configuration de fentes prédéfinie (voir figure A3.4) et que l'on se sert d'une entrée latérale de l'alimentation sur mur supérieur, on a les possibilités suivantes. La longueur de guide est calculée en considérant un coude RG-480 de plan E pour un guide 75,6 mm x 37,8 mm comme montré à la figure qui suit.

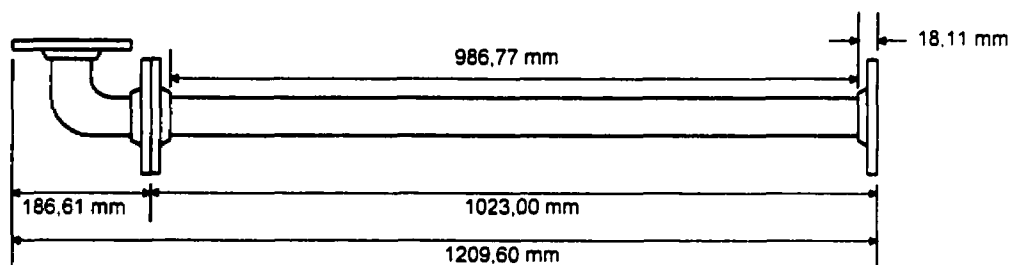


Figure A3.15 Détermination de la longueur du guide à fentes.

A3.2.3 Contraintes sur les techniques d'espacement

Puisqu'il est primordial de s'assurer d'une efficacité et d'une sécurité maximale, nous préférons la deuxième solution qui présente des surfaces lisses au flux de l'énergie. En effet, la première solution introduit trop de discontinuités à l'intérieur du guide qui peuvent perturber le flux de l'énergie et augmenter les risques de fuite.

Nous pouvons visser ce mur prédéfini sur les rebords ou le faire glisser en déserrant un canal qui retient le mur bien ajusté contre le guide. Nous illustrons à la figure A3.16 la deuxième idée.

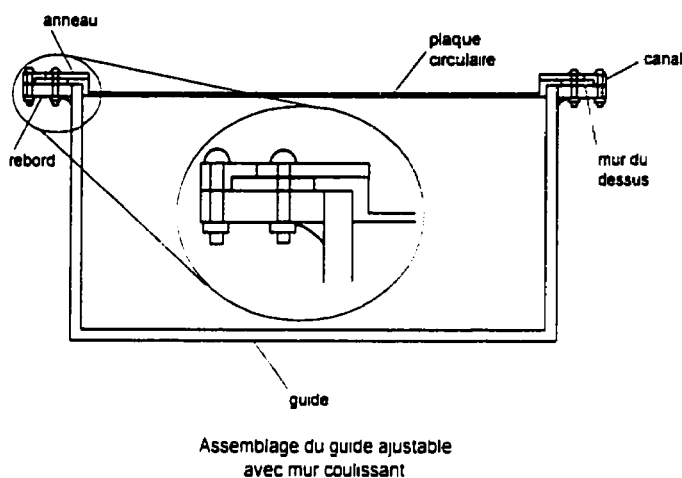


Figure A3.16 Coupe transversale de l'assemblage du mur coulissant.

La plaque devra cependant changer d'épaisseur pour maintenir une surface lisse à l'intérieur du guide.

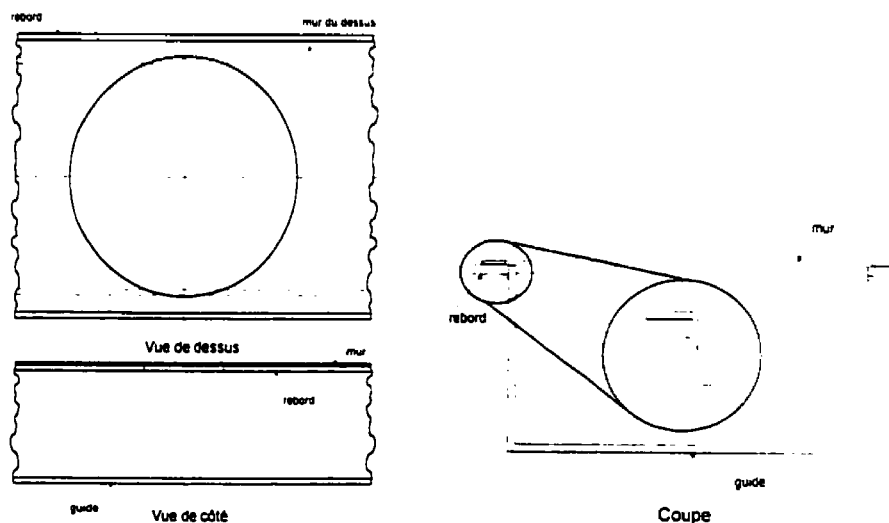


Figure A3.17 Montage pour maintenir les surfaces internes lisses.

Cette dernière solution est rejetée car elle présente trop de discontinuités probables dans les contacts électriques. De toute façon, le temps de dévissage complet du mur du dessus pour un changement de configuration est négligeable par rapport au temps passé sur chaque ensemble de mesures par configuration.

Pour éviter les fuites de l'énergie vers l'extérieur et garantir une bonne propagation de l'onde, les pièces ajustées pourraient présenter des discontinuités d'un quart de longueur d'onde. Un exemple bien connu est celui des brides avec un quart de longueur d'onde (voir figure A3.18).

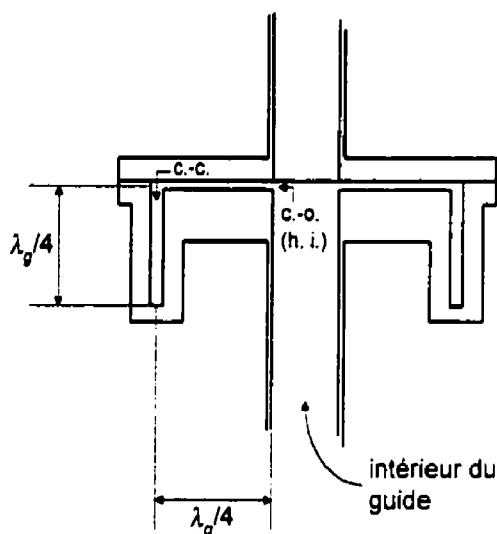


Figure A3.18 Bride à piège d'un quart de longueur d'onde.

Cependant, la configuration avec un piège d'un quart de longueur d'onde présenterait une trop grande perte d'espace et augmenterait beaucoup l'épaisseur du mur face à l'extrémité de la fente. À la limite, cette épaisseur pourrait réfléchir l'énergie, tel un écran déflecteur. Nous pouvons essayer d'établir un bon contact électrique entre les pièces du dessus du guide par un montage mécanique approprié, comme montré à la figure suivante.

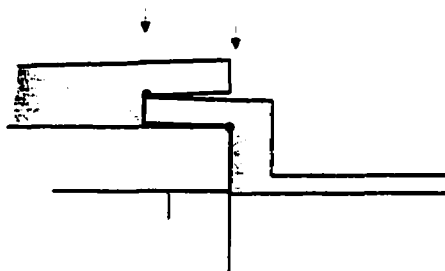


Figure A3.19 Montage suggéré pour établir un bon contact électrique.

Pour le calcul des dimensions optimales, nous avons considéré la longueur des fentes et l'espacement entre les fentes. Ainsi, la plus grande longueur définit la limite pour l'espacement. Dans le schéma suivant, la longueur to impose la largeur minimale du mur (voir figure A3.20). Avec une marge d'espacements calculée avec les formules de la section 2.3.10 "Mode d'opération du groupe d'antennes" pour les espacements non-résonnants, nous pouvons choisir des valeurs discrètes d'espacements. Il faut s'assurer que les espacements proposés ne requièrent pas de trop diminuer les dimensions de l'anneau soit la et b . En prenant un espace minimal entre deux bouts de fentes adjacentes, avec l'espacement le plus petit et la longueur de fente maximale (largeur du guide), on s'assure des dimensions de fentes qui conviennent à tous les espacements pour toutes les longueurs de fentes.

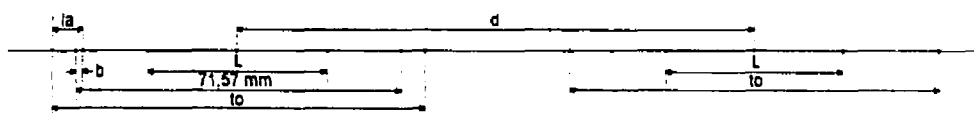


Figure A3.20 Schéma pour le calcul des dimensions du système de rotation d'une fente.

Avec la largeur de plaque qui est obtenue, nous pouvons calculer le nombre possible de fentes pour chaque espacement de la façon suivante:

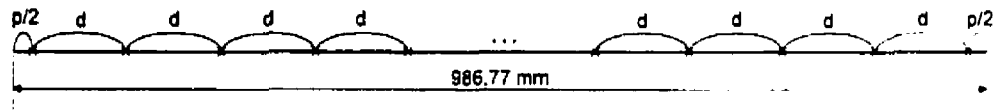


Figure A3.21 Schéma pour le calcul du nombre de fentes par espacement.

$$\text{Longueur totale} / d = n_i + r \quad (\text{A3.1})$$

$$r \times d = p \quad (\text{A3.2})$$

avec n_i étant le quotient entier de la division et r , le rapport entre la portion d'espacement p et un espacement entier d .

Il faut vérifier si $p/2$ est plus grande que la demie longueur de la fente pour s'assurer d'un espace minimum pour insérer les deux plaques des extrémités comme montré à la figure A3.22.

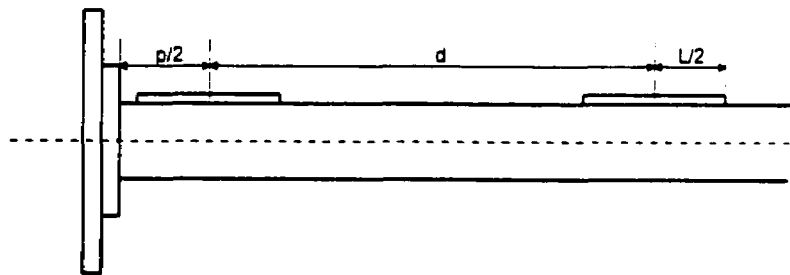


Figure A3.22 Insertion des dernières plaques.

Si $p/2$ est supérieure à la demie longueur de la plaque, alors le nombre de fentes possible est donné par $n_i + 1$. À l'inverse, si $p/2$ est plus petit que la demie longueur de la plaque, le nombre de fente est $n_i - 1$.

A3.3 Mécanismes retenus

Pour définir la plaque circulaire, encore une fois, il faut considérer la faisabilité mécanique avec la contrainte de l'épaisseur du mur et des dimensions de plaque telles qu'elles permettent une certaine variation de la longueur de la fente et de l'espacement entre les fentes. La possibilité de varier l'angle d'inclinaison de façon continue ne doit pas nous empêcher d'établir de bons contacts électriques.

On choisit une épaisseur pour la plaque identique à celle du mur pour qu'ils puissent coïncider à l'intérieur du guide, une fois la plaque assemblée avec l'anneau. Nous pouvons visser la plaque à l'anneau avec des vis à tête plate (8 trous) plutôt que de souder ces pièces afin de réduire ainsi le matériel de moitié. Le mur du dessus doit être assez épais pour permettre à l'anneau de se visser sans que les vis traversent le mur.

Nous devons en plus augmenter le nombre de mortaises de 4 à 5 pour diminuer de moitié le nombre d'anneaux requis. En effet, lorsque le nombre de mortaises n'est pas un multiple de 2 (par exemple 3, 5 ou 7), il est possible de balayer tous les angles d'un cercle entier de façon continue. Avec un nombre multiple de 2, il faut alterner avec deux plaques complémentaires.

Nous choisissons des rebords continus tel qu'illustrés à la figure A3.8 b) pour leur simplicité. Le niveau de ces rebords risque de ne pas coïncider exactement avec le bord du guide sur toute sa longueur. C'est pourquoi nous les soudons quelques millimètres plus bas (voir figure A3.23) pour permettre un bon contact électrique entre les bords du guide et le mur du dessus. Nous avons des trous espacés de 25,2 mm pour bien serrer le mur du dessus contre le guide sans qu'il y ait de fuites.

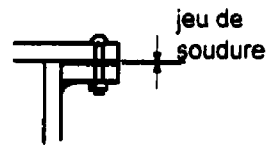
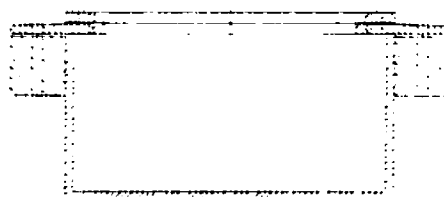
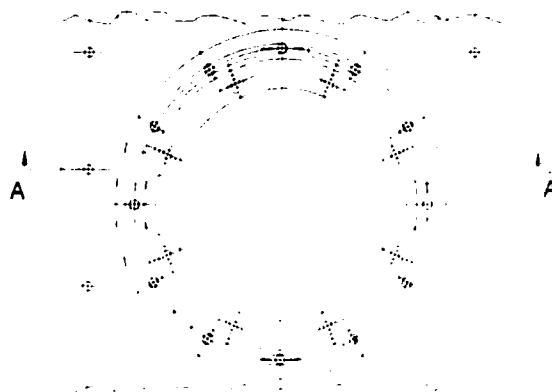


Figure A3.23 Disposition du rebord latéral pour assurer un bon contact.

Étant donné que l'on opte pour une entrée latérale de l'énergie, nous réitérons les calculs des dimensions optimales développés à la section précédente avec cette fois une longueur totale de bride à bride de 1,21 m. Toutes les dimensions exactes sont données sur les plans finaux que l'on retrouve à l'annexe suivant (A3.4 "Plans du guide réglable").

ANNEXE IV: PLANS DU GUIDE RÉGLABLE**COUPE A-A****LAIMO**

DESSINE PAR: PAOLA ZEPEDA

95.04.20

1 DE 5

Figure A4.1 Coupe transversale de l'assemblage.

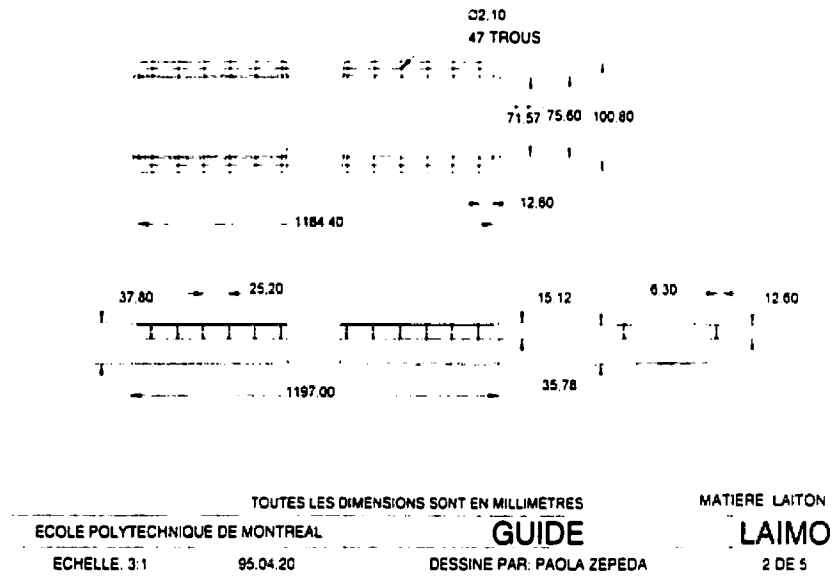


Figure A4.2 Base du guide avec rebords.

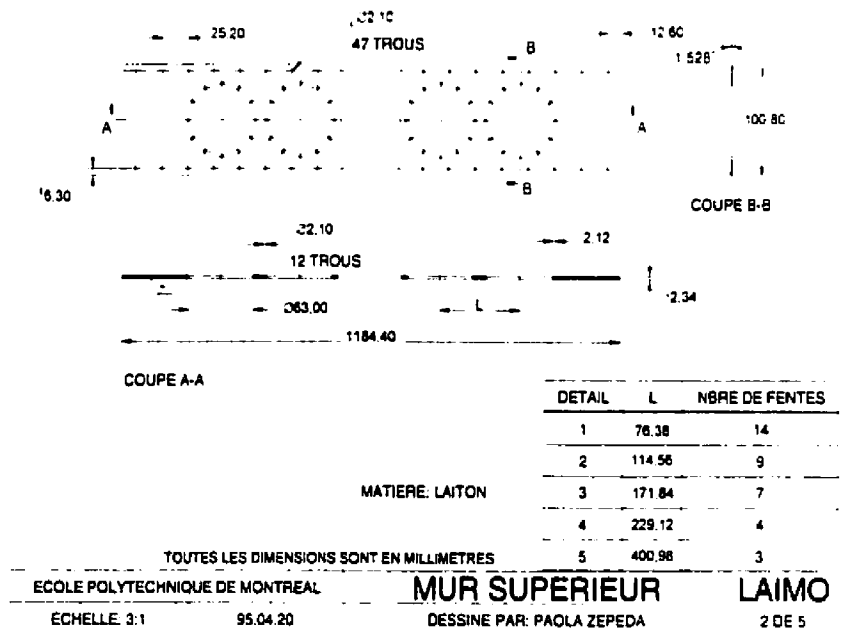
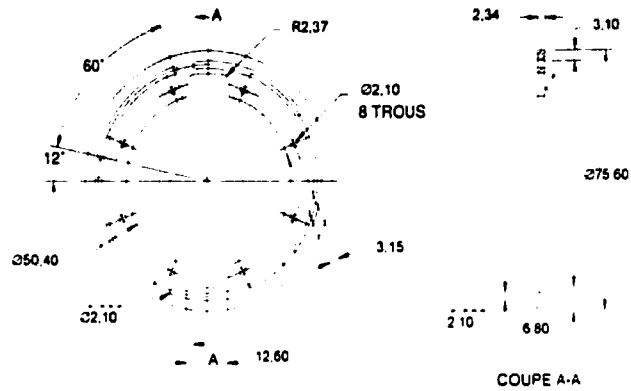


Figure A4.3 Mur supérieur réglable.

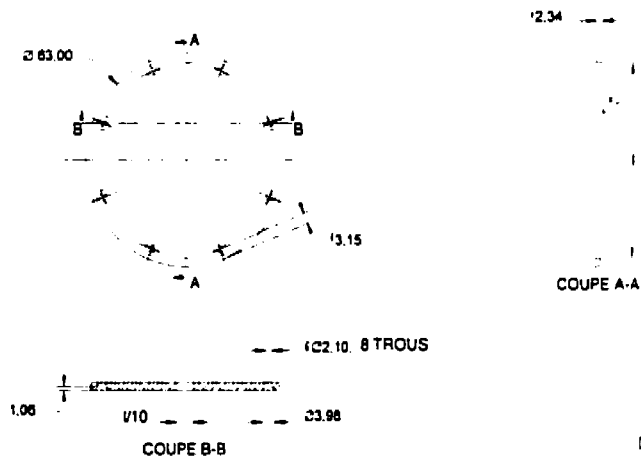


MATIERE: LAITON
TOUTES LES DIMENSIONS SONT EN MILLIMETRES
ECOLE POLYTECHNIQUE DE MONTREAL
ECHELLE: 1:1 95.04.20

14 FOIS
CETTE PIECE
CERCEAU
DESSINE PAR: PAOLA ZEPEDA

LAIMO
4 DE 5

Figure A4.4 Anneau de rotation.



MATIERE: LAITON
TOUTES LES DIMENSIONS SONT EN MILLIMETRES
ECOLE POLYTECHNIQUE DE MONTREAL
ECHELLE: 1:1 95.04.20

14 FOIS
CETTE PIECE
FENTE
DESSINE PAR: PAOLA ZEPEDA

DETAIL	I
1	30.34
2	40.47
3	57.66

LAIMO
5 DE 5

Figure A4.5 Fente sur plaque circulaire.

ANNEXE V: CARACTÉRISATION D'UNE FENTE ISOLÉE PAR SIMULATION

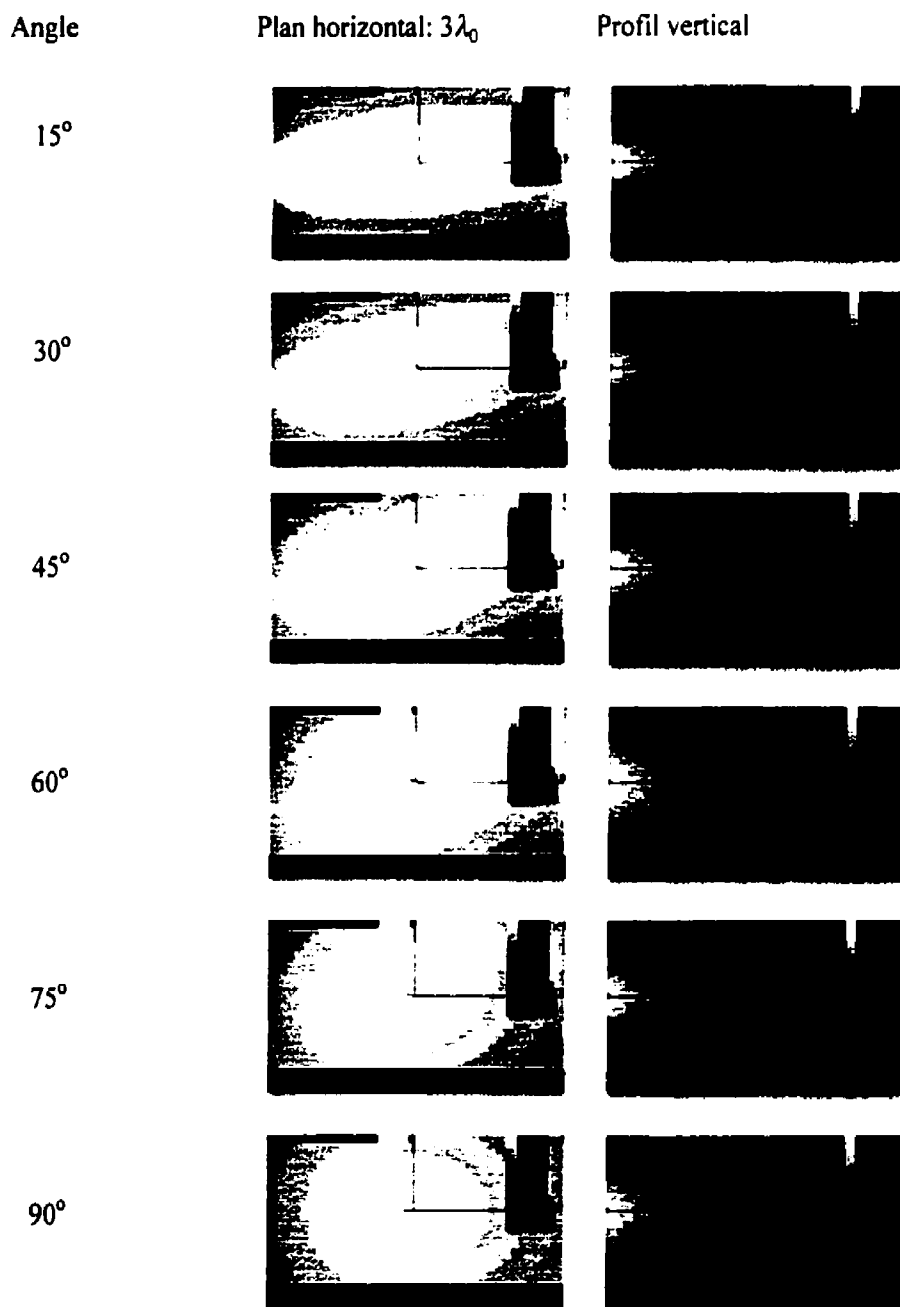


Figure A5.1 Rayonnement en fonction de l'angle pour une fente de $\lambda_0/4$.

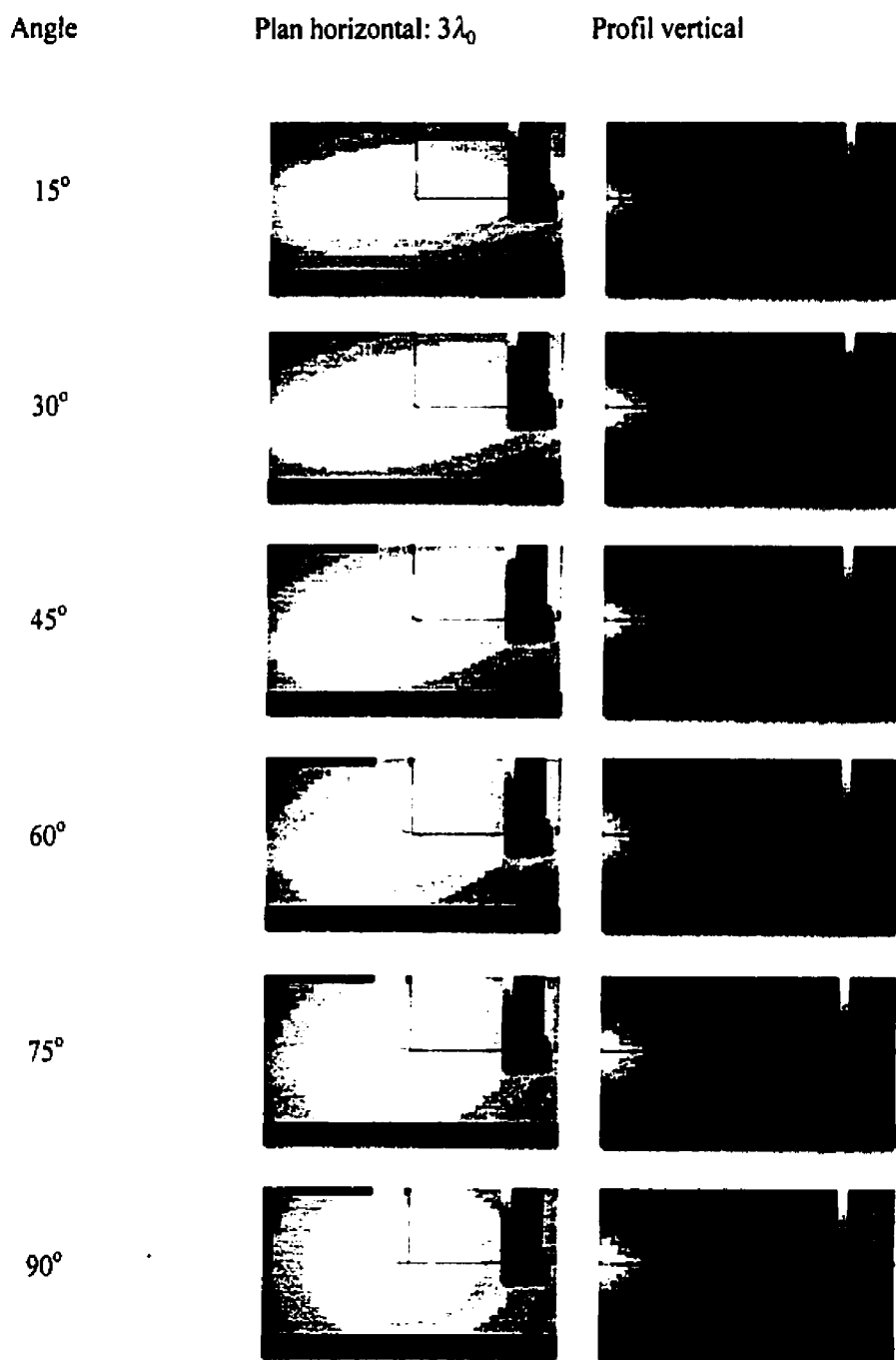


Figure A5.2 Rayonnement en fonction de l'angle pour une fente de $\lambda_0/3$.

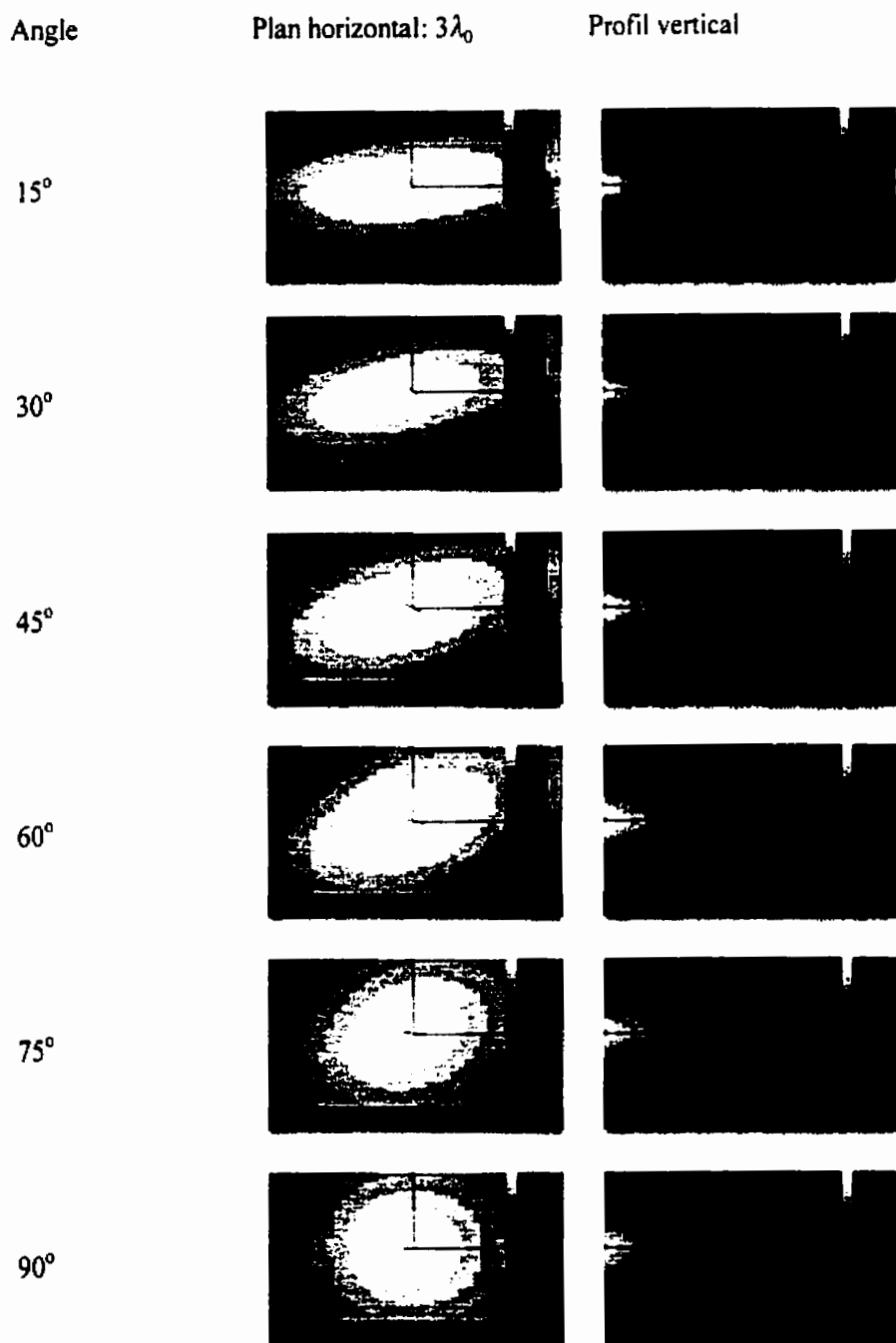


Figure A5.3 Rayonnement en fonction de l'angle pour une fente de $0.475\lambda_0$.

ANNEXE VI: SIMULATION D'UN GUIDE À FENTES AVEC UN ANGLE FIXE

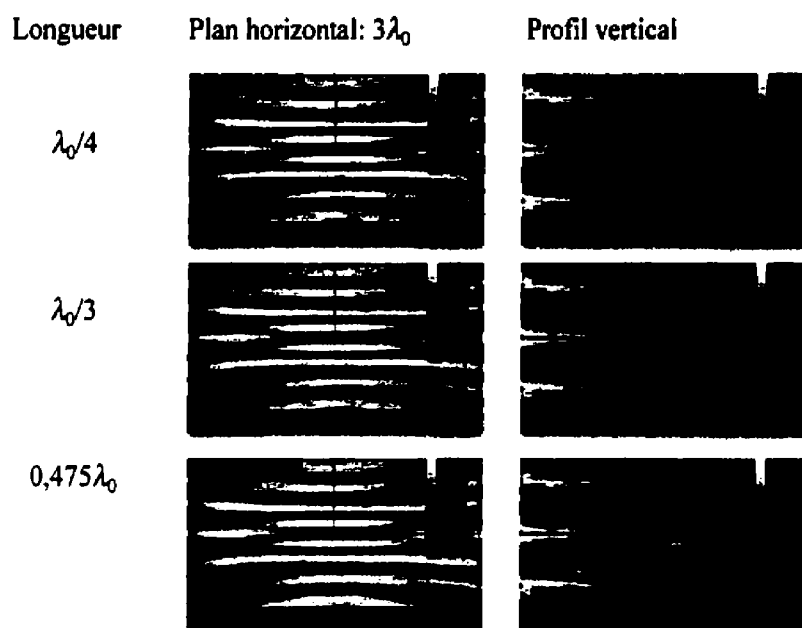


Figure A6.1 Rayonnement d'un groupe de 3 fentes espacées de $7\lambda_g/4$ pour un angle de 14° .

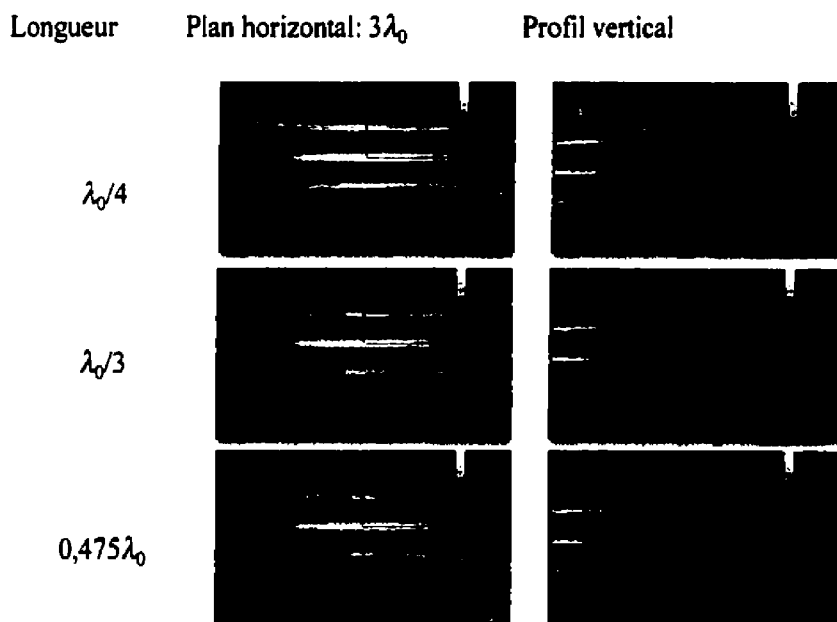


Figure A6.2 Rayonnement d'un groupe de 4 fentes espacées de λ_g pour un angle de 14° .

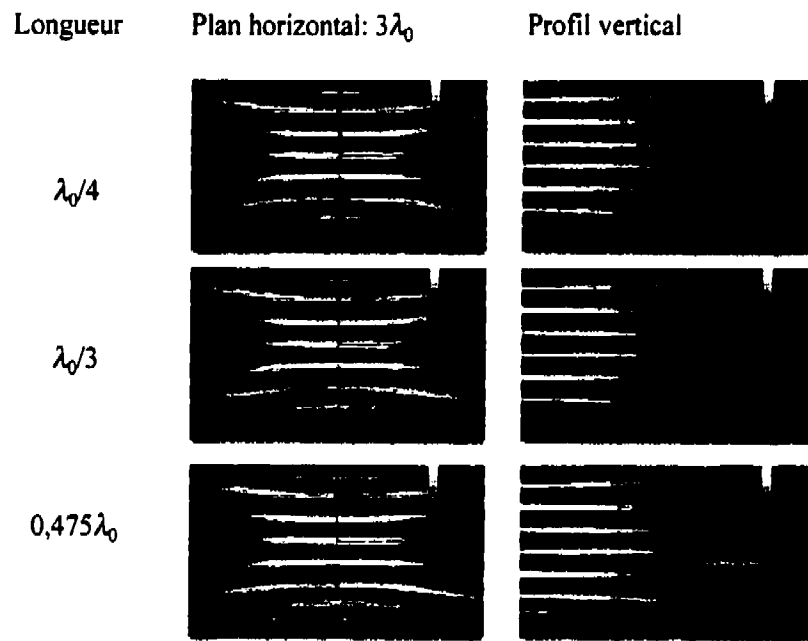


Figure A6.3 Rayonnement d'un groupe de 7 fentes espacées de $3\lambda_g/4$ pour un angle de 14° .

ANNEXE VII: SIMULATION D'UN GUIDE À FENTES AVEC UNE VARIATION D'ANGLE

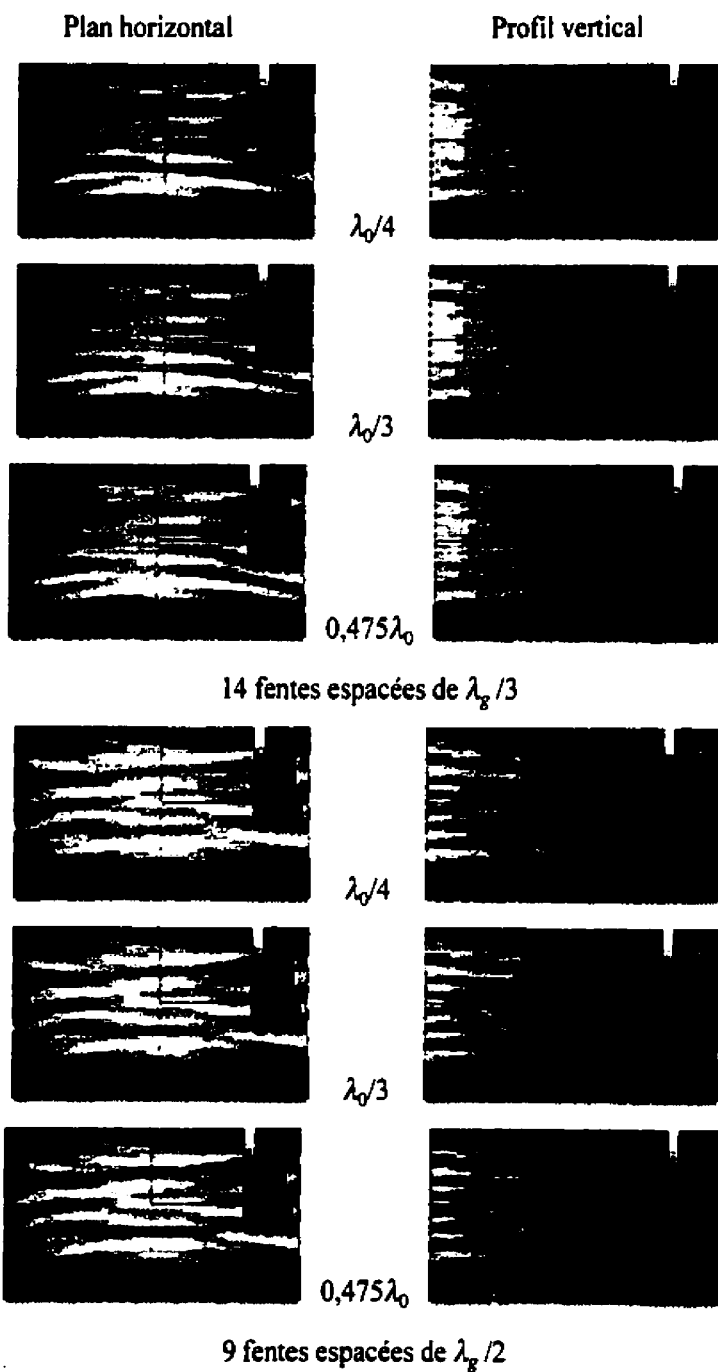


Figure A7.1 Rayonnement pour une variation d'angle "a" (5° à 30°).

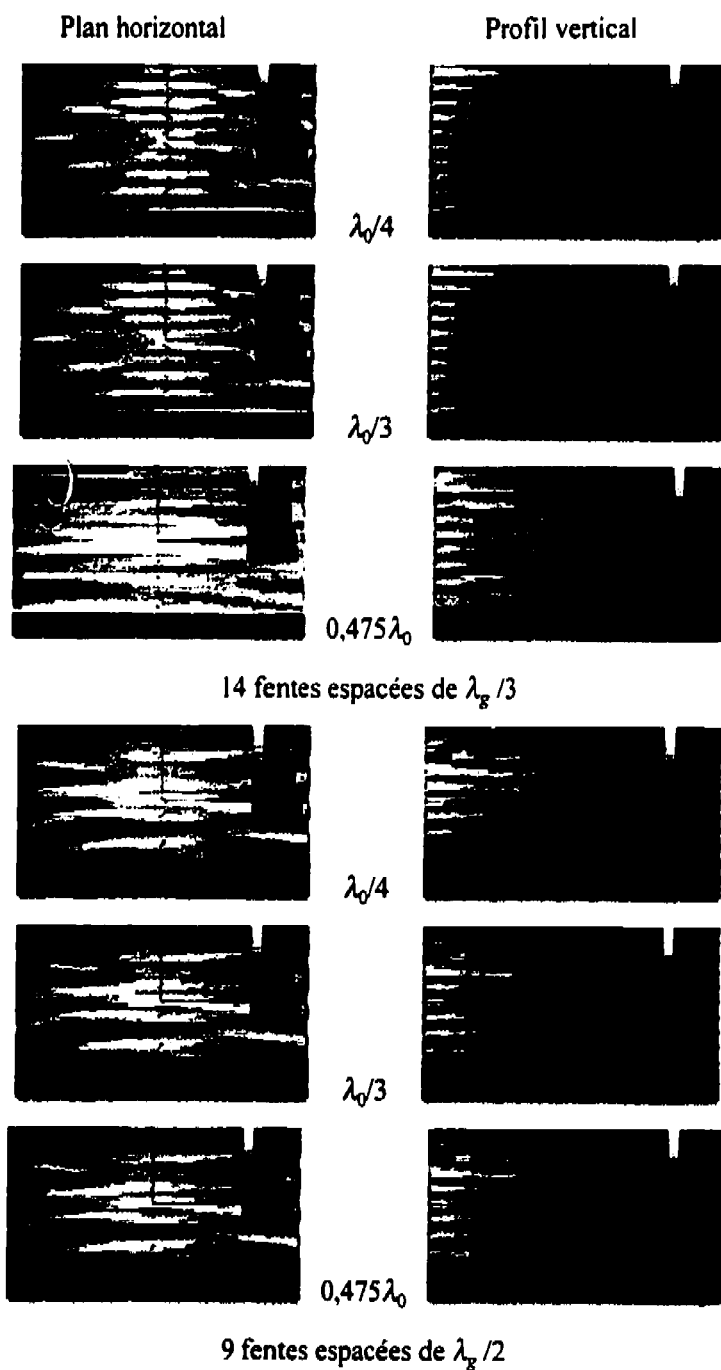


Figure A7.2 Rayonnement pour une variation d'angle "b" (20° à 45°).

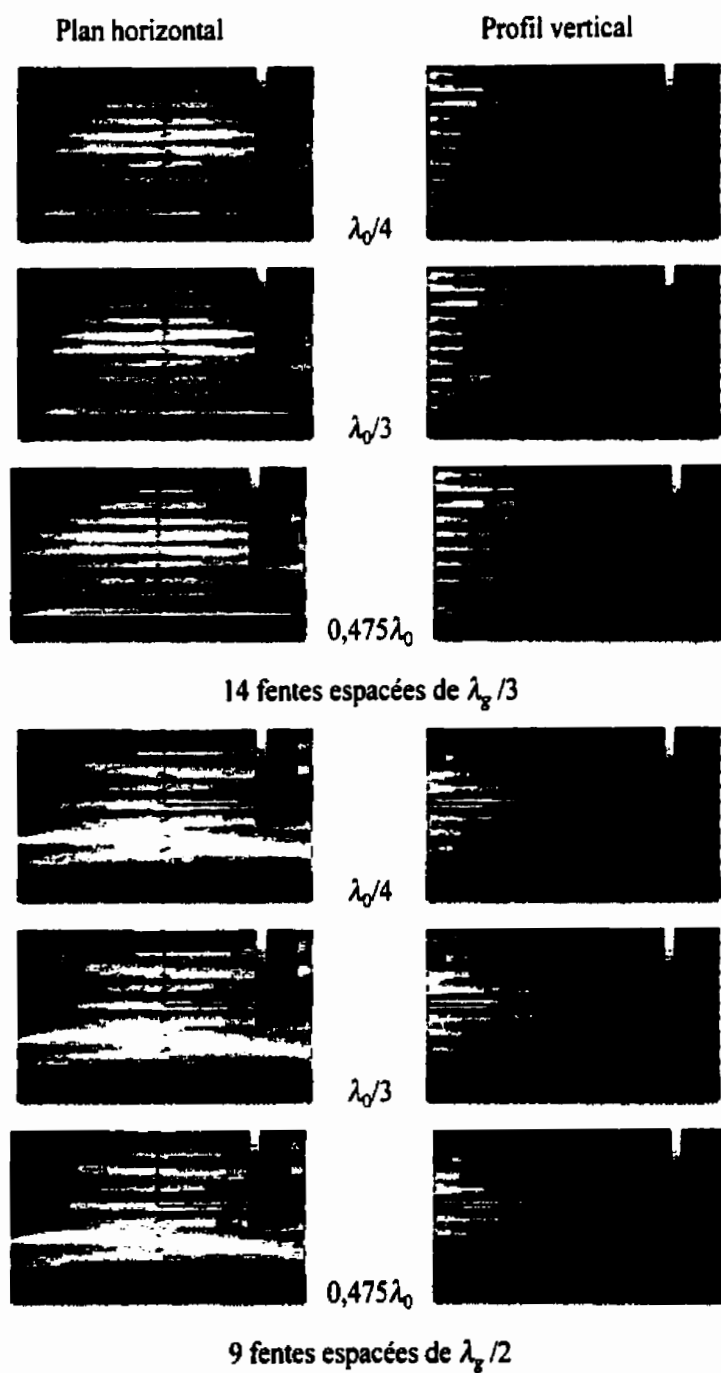


Figure A7.3 Rayonnement pour une variation d'angle "c" (40° à 65°).

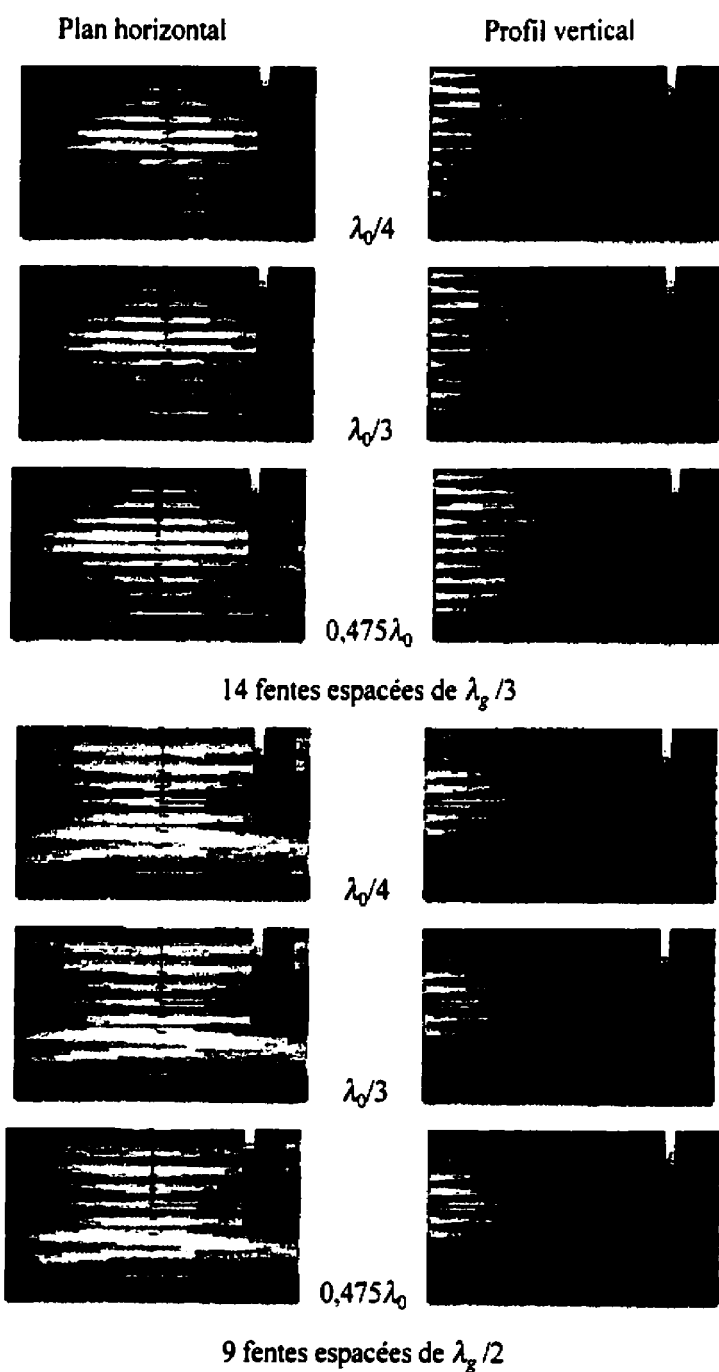


Figure A7.4 Rayonnement pour une variation d'angle "d" (60° à 85°).

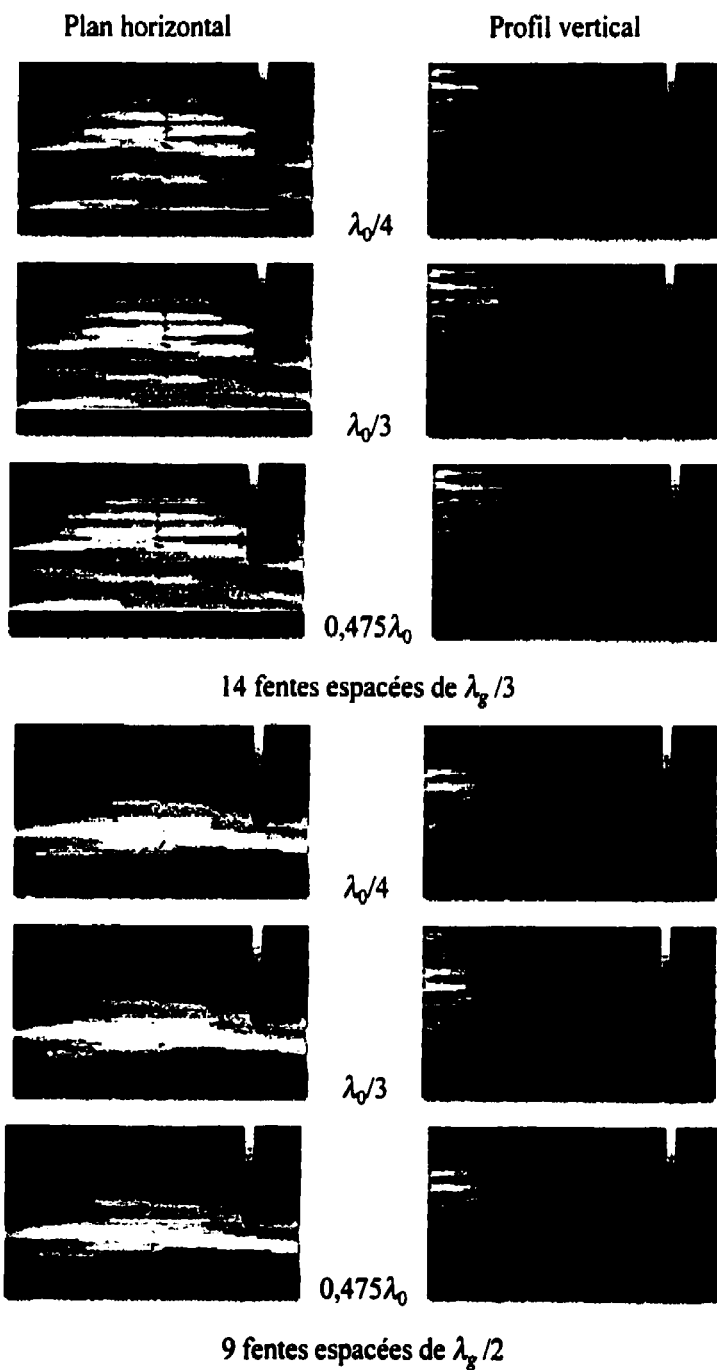


Figure A7.5 Rayonnement pour une variation d'angle "e" (5° à 85°).

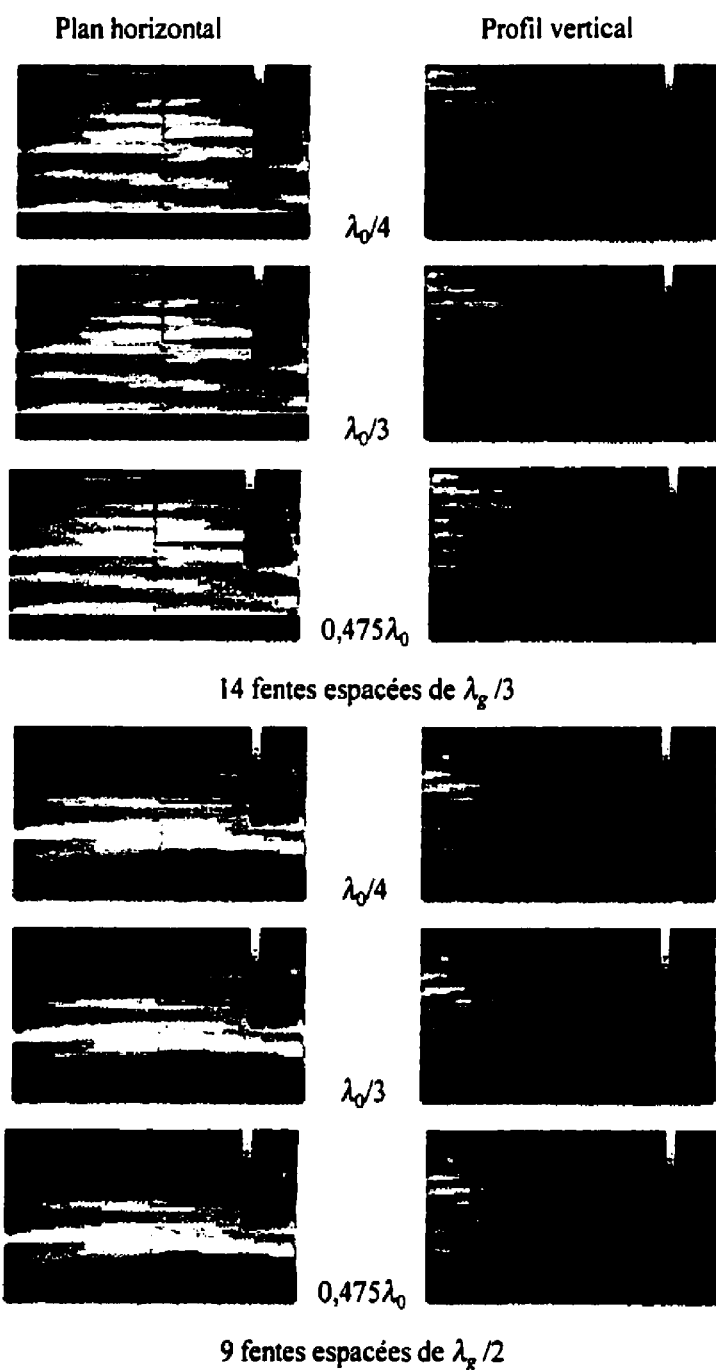


Figure A7.6 Rayonnement pour une variation d'angle "f" (5° à 60°).

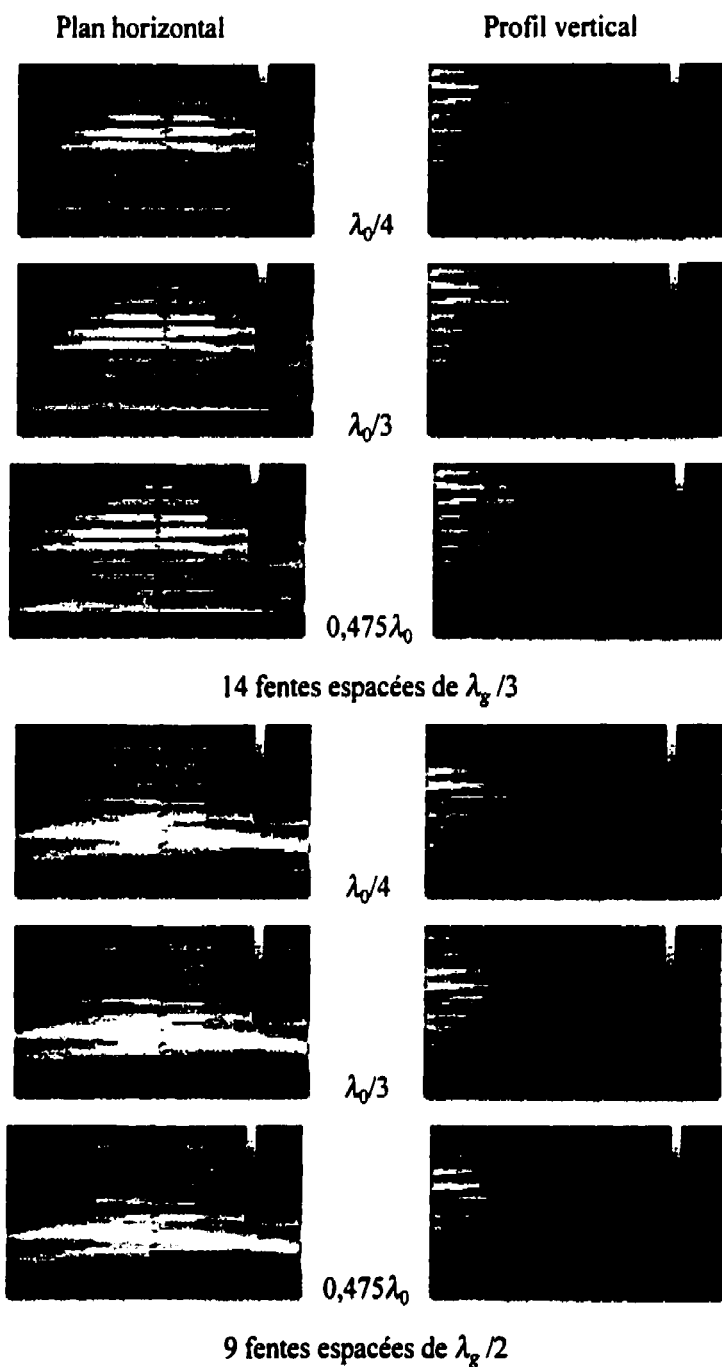
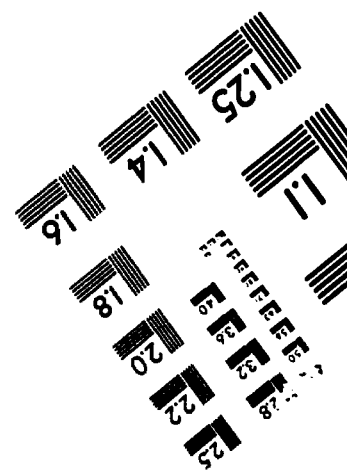
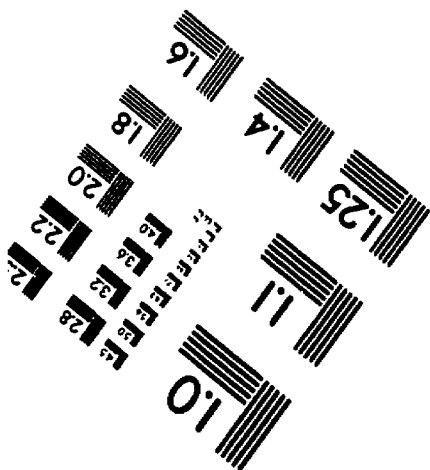
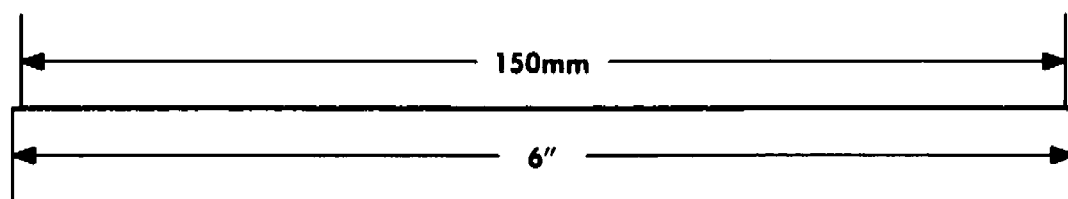
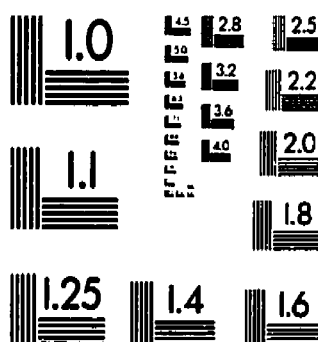
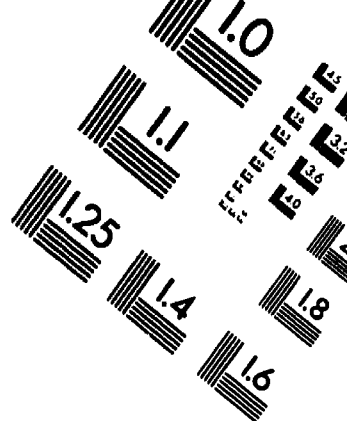
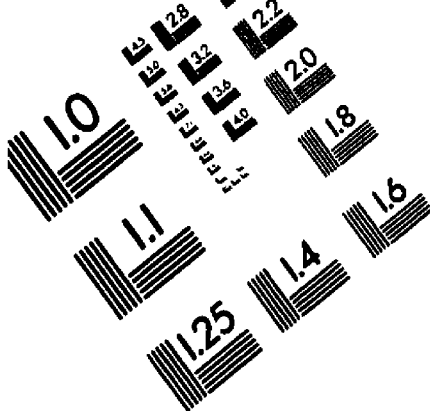


Figure A7.7 Rayonnement pour une variation d'angle "g" (30° à 85°).



APPLIED IMAGE, Inc
 1653 East Main Street
 Rochester, NY 14609 USA
 Phone: 716/482-0300
 Fax: 716/288-5989

© 1993, Applied Image, Inc., All Rights Reserved