

Universidade de São Paulo

Instituto de Física

**PROJETO, CONSTRUÇÃO E TESTE DE
UMA REDE DE MICROONDAS PARA
ALTA POTÊNCIA**

Militão Vieira Figueredo

Tese apresentada ao Instituto de Física
da Universidade de São Paulo para
obtenção do título de Doutor em Ciências.

Banca examinadora:

Prof. Dr. Marcos Nogueira Martins (Orientador, IFUSP)

Prof. Dr. Nemitala Added (IFUSP)

Prof. Dr. Ricardo Magnus Osório Galvão (IFUSP)

Prof. Dr. Cláudio Motta (IPEN)

Prof. Dr. Rui Fragassi Souza (UNICAMP)

São Paulo - 2002

FICHA CATALOGRÁFICA
Preparada pelo Serviço de Biblioteca e Informação
do Instituto de Física da Universidade de São Paulo

Figueredo, Militão Vieira

Projeto, Construção e Teste de uma rede de
Microondas para Alta Potência. São Paulo, 2003

Tese (Doutoramento) Universidade de São Paulo
Instituto de Física. Departamento de Física
Experimental

Orientador: Prof. Dr. Marcos Nogueira Martins
Área de Concentração: Física Nuclear

Unitermos: 1. Microondas;
2. Aceleradores; 3. Alta Potência;
3. Controle de Fase e Potência.

USP/IF/SBI-003/2003

Agradecimentos

Quero agradecer as seguintes pessoas, que contribuíram para a realização deste trabalho: Marcos Nogueira Martins, Jiro Takahashi, Alex João Silva, Alexandre Malafronte, Alfredo Bonini, Marcelo Moreno Lucena, Marcio Firmino da Silva, Roberto Martins, Roberto da Rocha Lima, Wilson Aparecido de Lima e Luciano Portante.

Aos seguintes companheiros do IFUSP: Alberto Carlos Bertuola, Ana Cecília de Souza Lima, Carlos Takiya, Carlos Umberto Quinareli, César de Oliveira Guimarães, Eduardo Monteiro, Francis Bringas Gutierrez, João Pacheco Bicudo Cabral de Melo, Joel Meza Hormaza, Juan Yury Zevallos Chavez, Paulo Beolchi Rios, Paulo de Tarso Dalledone Siqueira, Renato Costa Neves, Ricardo Franco Barbosa, Rogério Tramontano, Rui Morgado de Castro, Wilson Roberto Barbosa de Araújo, Sandra Martins dos Santos, Shan Ping Tsai, Tereza Faracini, Zwinglio de Oliveira Guimarães e TODOS os demais!

À minha querida Família.

Por fim, quero agradecer a TODOS e ao TUDO. Muito obrigado!!!

Sinceramente.

Militão

Este trabalho é dedicado à memória de
Manoel Vieira Figueredo

31/10/1934

14/02/2000



Pai, terminei a Tese!

Resumo

Neste trabalho é apresentado o projeto da rede de microondas do acelerador de elétrons Microtron, do Instituto de Física da Universidade de São Paulo.

A finalidade da rede é a de, a partir de uma válvula klystron de 50 kW, operando em regime de onda contínua, distribuir a energia de microondas para as quatro estruturas aceleradoras e sistema picotador e agrupador.

Os componentes da rede são apresentados do ponto de vista de projeto, construção e testes. Destaque é dado ao Sistema de Controle de Fase e Potência (SCFP) das estruturas aceleradoras, que obteve desempenho satisfatório em seu funcionamento.

Os resultados obtidos proporcionam ao projeto do acelerador avançar para a etapa de integração destes componentes, configurando a rede, cujo traçado esta definido.

Abstract

This work presents the microwave distribution network for the IFUSP Microtron electron accelerator.

The network was conceived in order to distribute the microwave power, generated in a single 50 kW klystron tube (continuous wave), among the four accelerating structures and the chopper buncher system.

The components used in the network are presented, and their design, construction process and tests are discussed. The Phase and Power Control System, which controls the microwave delivered to each accelerating structure, was successfully tested, and is presented in detail.

The results obtained in this work allowed the definition of the network layout and the project is now on the verge of integration of the several parts of the microwave distribution system.

Índice

CAPÍTULO 1 - O ACELERADOR MICROTRON DO IFUSP.....	1
1.1 INTRODUÇÃO.....	2
1.2 CLASSIFICAÇÃO DOS ACELERADORES.....	4
1.3 ACELERADORES NO BRASIL.....	4
1.4 MICROTRON.....	5
1.5 MICROTRON – IFUSP.....	6
1.5.1 Descrição.....	7
1.6 REFERÊNCIAS.....	11
CAPÍTULO 2 - ESTRUTURAS ACELERADORAS.....	13
2.1 PRINCÍPIOS.....	14
2.2 VELOCIDADES.....	15
2.3 MODOS DE PROPAGAÇÃO.....	16
2.4 DIAGRAMA DE DISPERSÃO E MODOS DA ESTRUTURA.....	17
2.5 ESTRUTURAS BIPERÍODICAS.....	21
2.6 IMPEDÂNCIA <i>SHUNT</i>	23
2.7 EXCITAÇÃO DAS ESTRUTURAS.....	24
2.8 ESTABILIDADE DO CAMPO ACELERADOR.....	25
2.9 REFERÊNCIAS.....	27
CAPÍTULO 3 - MALHA DE MICROONDAS.....	29
3.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS.....	30
3.2 DIVISÃO DE POTÊNCIA.....	31
3.3 REFLEXÕES.....	33
3.4 MATRIZ DE ESPALHAMENTO PARA OS DIVISORES.....	34
3.5 DEFASADORES PARA AS ESTRUTURAS ACELERADORAS.....	36
3.6 ATENUADORES PARA AS ESTRUTURAS ACELERADORAS.....	38
3.6.1 <i>Junção em "T"</i>	38
3.7 KLYSTRON.....	40
3.8 MONITORES DE POTÊNCIA.....	42
3.9 ACOPLADORES <i>CROSS GUIDE</i>	43
3.10 ATENUADORES E DEFASADORES PARA O SISTEMA <i>CHOPPER-BUNCHER</i>	44
3.10.1 <i>Defasadores de média potência</i>	44
3.10.2 <i>Atenuadores de média potência</i>	44
3.11 ISOLADOR.....	45
3.12 REFERÊNCIAS.....	48
CAPÍTULO 4 - CONSTRUÇÃO E ENSAIOS.....	49
4.1 ACOPLADORES DIRECIONAIS.....	50
4.1.1 <i>Parâmetros geométricos dos acopladores</i>	50
4.1.2 <i>Construção dos acopladores</i>	51
4.1.3 <i>Montagem experimental para caracterização dos acopladores</i>	52
4.2 DIVISORES DE POTÊNCIA.....	53
4.2.1 <i>Variação de RD e TOE com a temperatura</i>	54
4.3 CURVAS "E".....	55
4.3.1 <i>Detector de faíscas</i>	55
4.4 CURVAS "H".....	56
4.5 MONITORES DE POTÊNCIA.....	56
4.5.1 <i>Construção e testes dos monitores de potência</i>	57
4.6 ACOPLADORES <i>CROSS GUIDE</i>	59

4.7	CURTOS MÓVEIS.....	60
4.8	CARGAS DE ALTA POTÊNCIA.....	63
4.9	DEFASADORES PARA MÉDIA POTÊNCIA.....	64
4.10	ATENUADORES PARA MÉDIA POTÊNCIA.....	66
4.11	REFERÊNCIAS.....	69
CAPÍTULO 5 - SISTEMA DE CONTROLE DE FASE E POTÊNCIA.....		71
5.1	CONSIDERAÇÕES GERAIS SOBRE ATENUADORES DE ALTA POTÊNCIA.....	72
5.2	PRINCÍPIOS DE FUNCIONAMENTO.....	73
5.3	TESTES EM BAIXA POTÊNCIA.....	76
5.3.1	<i>Atenuação mínima do Atenuador.....</i>	<i>80</i>
5.4	TESTES EM ALTA POTÊNCIA.....	81
5.6	REFERÊNCIAS.....	85
CAPÍTULO 6 - CONCLUSÕES.....		87
6.1	PROPOSTA ORIGINAL E RESULTADOS CONSEGUIDOS.....	88
6.2	PERSPECTIVAS.....	89
6.3	SUGESTÕES.....	89
6.4	REFERÊNCIAS.....	90
APÊNDICE A - DEFASAGEM DO ATENUADOR.....		93
APÊNDICE B - SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS.....		97
B.1	INTRODUÇÃO.....	97
B.2	O PROGRAMA HFWORKS.....	97
B.3	JUNÇÃO EM "T".....	98
B.4	ACOPLADOR DIRECIONAL VARIÁVEL.....	100
B.5	REFERÊNCIAS.....	105

Capítulo 1 - O Acelerador Microtron do IFUSP.

Neste capítulo é apresentado um histórico sobre o desenvolvimento de aceleradores. Esta era foi iniciada por Rolf Wideröe, em 1928, que construiu o primeiro acelerador. Em 1950 estas máquinas começam a ser montadas no Brasil, por iniciativa de Marcello Damy e Oscar Sala. Por fim, chega-se a uma descrição do projeto do acelerador Microtron, em desenvolvimento pela equipe do LABORATÓRIO DO ACELERADOR LINEAR, LAL, do IFUSP, a partir de 1989.

1.1 Introdução

Os aceleradores de partículas são máquinas de grande importância para a pesquisa em física, pois, através destas máquinas, pode-se investigar aquilo para o qual nossos sentidos estão apagados.

A idéia de se colidir partículas contra a matéria tem seu primeiro grande exemplo no experimento de Ernest Rutherford, que nos deixou seu modelo de átomo [1]. No caso de Rutherford eram usadas partículas alfa (núcleos de ${}^4\text{He}$), emitidas na desintegração de um núcleo radioativo, que se chocavam contra uma fina lâmina de ouro. E isto ocorreu em 1909... Como as partículas carregadas podem ser aceleradas por campos eletromagnéticos, os tubos de raios catódicos, semelhantes aos tubos dos televisores atuais, podem ser considerados os primeiros aceleradores, já no final do Século XIX. Embora estes sejam lineares, o termo acelerador linear está associado a máquinas que operam com estruturas aceleradoras alimentadas por Rádio Frequência (RF). As partículas são aceleradas nestas estruturas, onde ocorre a interação com o campo eletromagnético. Este campo possui componente elétrica axial, modulada em RF. A energia das partículas depende da transferência da energia do campo elétrico, \vec{E} . Quanto mais comprida a estrutura, ou a amplitude de \vec{E} , maior a energia cinética ganha pelas partículas.

A primeira proposta conhecida para a construção de um acelerador de partículas, com ondas “eletromagnéticas caminhantes” (*travelling waves*), foi feita num artigo de 1924, por Gustav Ising. Ising sugeria a utilização de campos alternados, aplicados aos “tubos de deriva” (*drift tubes*), que seriam colocados em intervalos apropriados. As tensões dos tubos deveriam ser aplicadas através de linhas de atraso. As partículas seriam aceleradas ao atravessarem o espaço entre os tubos, que apresenta uma diferença de potencial aceleradora.

No entanto, o primeiro acelerador construído e documentado é devido a Rolf Wideröe, em 1928. Seu trabalho é conhecido como o primeiro acelerador linear operacional, precursor dos atuais “linacs”*. Wideröe acelerou íons de sódio e potássio com uma energia de 50.000 eV.

Em 1931, Ernest Orlando Lawrence e seu assistente David H. Sloan, na Universidade da Califórnia, Bekerley, constroem um linac a partir das idéias de Wideröe. A máquina possuía 15 tubos de impulso e acelerou íons de mercúrio a 1,26 MeV. Neste mesmo ano, 1931, Lawrence e outro assistente, Stan Livingston, já haviam construído o primeiro ciclotron, de 13 cm de diâmetro, que acelerou íons de hidrogênio a 80 keV [2]. Ainda em 1931, Robert Jamison Van der Graaff comunica para a Sociedade Americana de Física, o sucesso de seu primeiro gerador eletrostático [3].

Em 1932, Cockroft e Walton conseguem a primeira desintegração, onde o lítio é desintegrado por prótons de 400 keV.

Várias invenções seguem-se, como, por exemplo, o Bétatron (idéia original de Wideröe), que teve este nome introduzido por D. W. Kerst, em 1942.

Durante a Segunda Guerra ocorreu um grande desenvolvimento da tecnologia de microondas, como por exemplo, a klystron, que foi destinada originalmente para radares. Conforme Stan Livingston: “*Os modernos aceleradores lineares seriam impossíveis de serem concebidos ou construídos antes da área de radares chegar ao seu presente estado de desenvolvimento*” [4].

Com respeito aos linacs dois grupos se destacaram: na Universidade de Stanford, sob a direção de W. W. Hansen, e na Universidade da Califórnia, sob a direção de Luis Alvarez.

O grupo de Stanford foi responsável pela construção do linac de elétrons Mark III, com energia acima de 1GeV. Antes do Mark III, foram construídos os

* Abreviação de “*Linear Accelerator*”

linacs Mark I (6 MeV em 1947) e o Mark II (35 MeV em 1950). Com a experiência adquirida, foi construído o linac de duas milhas (3218 metros), com energia acima de 20 GeV (1966) e, atualmente acima de 50 GeV.

1.2 Classificação dos Aceleradores

Estas máquinas aceleradoras podem ser classificadas em eletrostáticas e cíclicas [5]. No primeiro caso, a aceleração ocorre através de um campo constante no tempo; no segundo, a tensão aceleradora, cíclica, adiciona, sucessivamente, frações da energia final ao feixe de partículas.

Os aceleradores cíclicos, quanto à sua trajetória, podem ser retilíneos ou recirculados. Dentre os retilíneos os mais famosos são os aceleradores Lineares, conhecidos como linacs, onde os elétrons passam apenas uma vez pela estrutura aceleradora. Os recirculados, onde os elétrons passam mais de uma vez pela estrutura aceleradora, têm como exemplos, o síncrotron e o microtron.

Aceleradores			
Eletrostáticos	Cíclicos		
	Lineares	Recirculados	
		Síncrotron	Microtron

Tabela 1. 1 – Uma possível classificação dos aceleradores.

1.3 Aceleradores no Brasil

No Brasil, o primeiro acelerador foi montado em 1950 pelo Professor Marcello Damy na Universidade de São Paulo (USP), o Bétatron [6]. Nessa época, também foi construído na USP um acelerador eletrostático do tipo Van de Graaff, pelo Professor Oscar Sala [7]. Em 1962 o Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas (CBPF), fundado pelos Professores José Leite Lopes e César Lattes, através do Laboratório de Aceleradores Lineares, coordenado pelo Professor Argus Moreira,

põe em operação sua primeira máquina [8]. No final dos anos 60, o grupo do Professor José Goldemberg iniciou as atividades de construção do Acelerador Linear da USP, o que deu origem à atual denominação do LABORATÓRIO DO ACELERADOR LINEAR* (LAL), a partir de duas estruturas aceleradoras, do já antigo Mark II, doadas pela Universidade de Stanford [9]. Também nos anos 70, foi construído o acelerador eletrostático Pelletron, pelo grupo do Prof. Oscar Sala, pertencente ao Departamento de Física Nuclear do IFUSP.

Hoje o maior projeto brasileiro envolvendo um acelerador é o do Laboratório Nacional de Luz Síncrotron (LNLS), em Campinas [10]. Deve-se também mencionar o grupo de aceleradores do Instituto de Estudos Avançados do Centro Tecnológico da Aeronáutica, IEAv-CTA, e seu projeto de um acelerador de 140 MeV, que está em fase de construção [11].

1.4 Microtron

Dentre os aceleradores recirculados tem-se o microtron. Nesse tipo de acelerador, originalmente proposto por Veksler [4], os elétrons são acelerados a velocidades relativísticas. Neste caso, os elétrons são acelerados em uma cavidade ressonante posicionada no interior de uma câmara, onde existe um campo magnético uniforme, que faz com que as trajetórias sejam circulares e os elétrons retornem à cavidade ressonante, onde são novamente acelerados. A Figura 1.1 ilustra tal princípio.

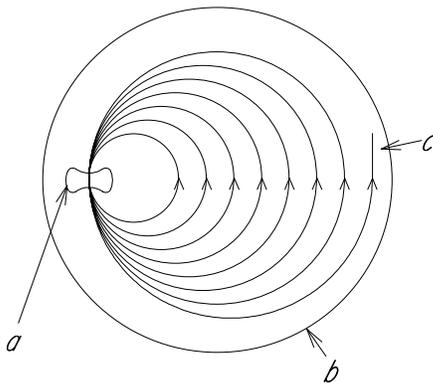


Figura 1.1 - Órbitas do microtron. Cavidade ressonante (a), borda do pólo magnético (b) e extração do feixe (c).

* O grupo do Acelerador Linear iniciou seus trabalhos com a instalação do Bétatron, por Marcello Damy [8].

Para que os elétrons estejam em sincronismo com a RF, deve ser satisfeita a condição de ressonância, dada por:

$$\frac{2\pi}{c} \frac{\Delta E}{q} = n\lambda B$$

onde:

ΔE = ganho de energia pela passagem na cavidade;

c = velocidade da luz no vácuo;

q = carga da partícula (elétron);

λ_0 = comprimento de onda no espaço livre;

B = densidade de fluxo magnético.

1.5 MICROTRON – IFUSP.

O antigo Acelerador Linear do IFUSP operou de 1971 a 1993 [12]. Para substituí-lo está sendo construído, desde 1989, um do tipo microtron [13, 14]. Este tipo de acelerador, por suas particularidades, recebe o nome de *racetrack microtron* (Figura 1.2). Esta designação fica por conta da trajetória dos elétrons,

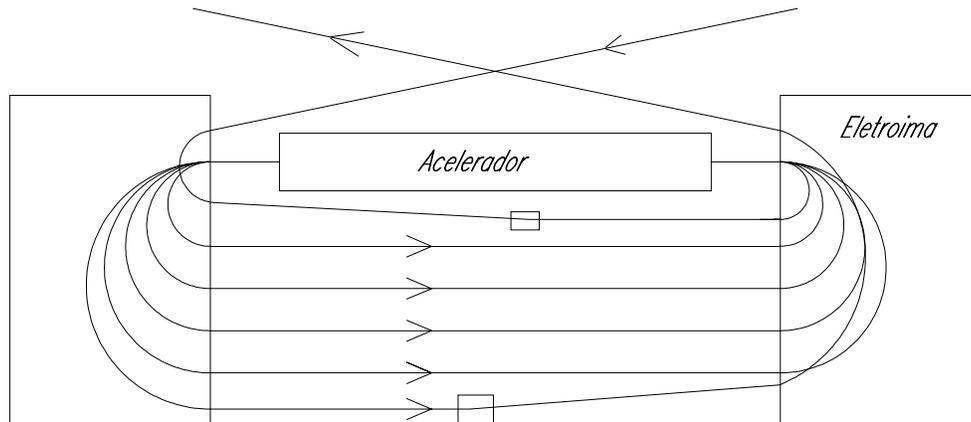


Figura 1. 2- Esquema de um acelerador tipo *racetrack microtron*

que se assemelha a uma pista de corrida de cavalos. Além disso, entre os eletroímãs existe uma distância suficiente para se introduzir um acelerador linear.

Os elétrons são acelerados toda vez que passam pelo acelerador; os eletroímãs proporcionam as trajetórias curvilíneas. Devido às várias passagens pelo conjunto formado pelo acelerador e eletroímãs, os elétrons são submetidos a um processo de “filtragem”, resultando em um feixe final com ótimas características de resolução em energia ($\Delta E/E$). O **MICROTRON – IFUSP**, sendo uma máquina destinada para utilização em pesquisa, deve conseguir as mais versáteis características de feixe. Para possibilitar experimentos de coincidência foi concebido para operar em regime contínuo (ou onda contínua).

Com o feixe de elétrons, podem ser produzidos fótons monocromáticos, polarizados ou não, que são utilizados em estudo de reações fotonucleares. Também deverá ser disponível uma linha de *bremsstrahlung* de alta intensidade, utilizada para a produção de fontes. Através do *bremsstrahlung* coerente, produzido pela passagem do feixe por um cristal, podem ser produzidos fótons monocromáticos e polarizados de baixa energia (dezenas de keV), úteis em física aplicada. Enfim, o **MICROTRON – IFUSP** foi concebido para ser uma máquina de pesquisa e proporcionar, essencialmente, o estudo de reações fotonucleares, podendo, no entanto, ser utilizado em física aplicada.

1.5.1 Descrição

Segue agora uma descrição do Microtron (Figura 1.3). O projeto, em construção, é composto por dois microtrons: *booster* (injetor) e principal. A finalidade do *booster* é proporcionar um ganho de energia ao feixe, antes de entrar no principal, onde a estrutura aceleradora possui $\beta^* = 1$, proporcionando a estabilidade de fase. Pode-se observar que o projeto tem o cuidado de elevar a energia do feixe através de estágios, de tal forma que, ao entrar no microtron principal, a velocidade do feixe se aproxima de c .

* $\beta = v/c$, onde v é a velocidade de fase da onda eletromagnética e c é a velocidade de propagação da luz no vácuo.

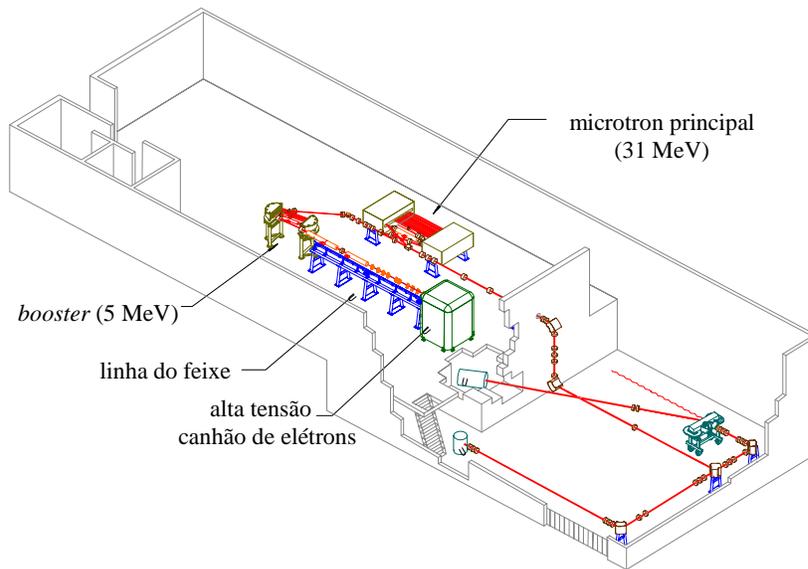
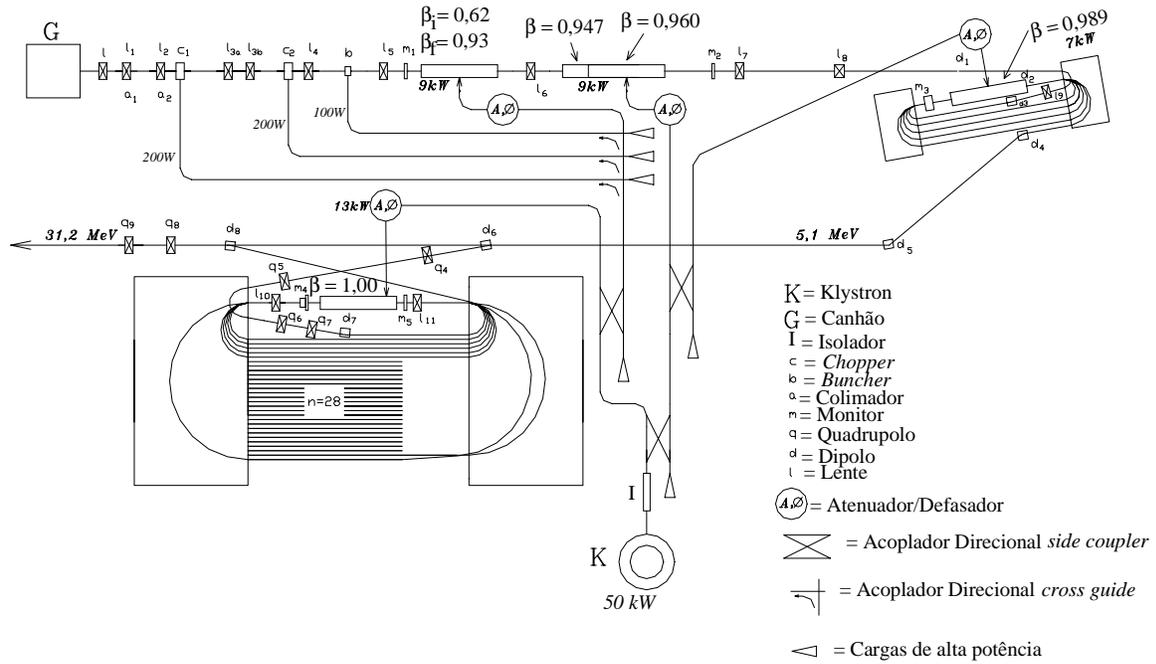


Figura 1.3 – Esquema e vista do MICROTRON - IFUSP

A determinação dos vários componentes, ao longo da trajetória do feixe de elétrons, caracteriza o projeto óptico do acelerador, que é feito após sucessivas simulações numéricas [15, 16, 17]

O sistema injetor, composto por um canhão de elétrons, fornece um feixe com energia de 100 keV e corrente contínua de 2 mA. Ao sair do canhão, o feixe passa pelo sistema *chopper – buncher* (picotador e agrupador), onde sofre o processo de picotamento e agrupamento, formando pequenos grupos de elétrons, com dimensões de 2 mm de diâmetro por 0,3 mm de comprimento (na entrada da primeira estrutura). Este processo ocorre em uma frequência de 2,45 GHz. Depois disso, existe uma região com lentes corretoras, cuja função é corrigir as dimensões do feixe e divergências radiais. Depois desta região, o feixe encontra a primeira estrutura aceleradora, chamada seção de captura. Esta possui β variável (0,62 na entrada até 0,93 na saída) e eleva a energia, de 100 keV para 0,9 MeV. A seguir, tem-se a seção pré-aceleradora, que, por sua vez, possui duas partes: a inicial (de 0,52 m), onde $\beta = 0,947$, e a final (de 0,95 m), com $\beta = 0,969$. A energia do feixe na saída da seção pré-aceleradora é de 1,8 MeV. O feixe que sai desta última é conduzido por um sistema de lentes para o primeiro microtron, o *booster*. O *booster* é constituído por um acelerador de $\beta = 0,989$ e dois eletroímãs de 180° (campo magnético de 0,1 T). Cada vez que o feixe passa pela estrutura, ele ganha uma energia de 0,65 MeV. Após 5 voltas, a energia final será de 5 MeV. Importante notar que os elétrons de 5 MeV possuem $\beta = 0,996$ e já se encontram fora da região de estabilidade do *booster*. Saindo do *booster*, o feixe tem sua trajetória ajustada por outro conjunto de dipolos magnéticos, sendo injetado no segundo estágio, o microtron principal. Este é constituído por uma estrutura de $\beta = 1$ e dois eletroímãs de 0,16 T e 180° . O ganho de energia, por volta, é de 0,92 MeV, totalizando 31 MeV após 28 voltas. Energias intermediárias de feixe são possíveis de serem obtidas com a utilização de eletroímãs móveis, chamados de

kickers. Com os *kickers* o feixe de determinada órbita (energia) é defletido para a linha de extração. Toda a energia que alimenta as 4 estruturas aceleradoras e o sistema *chopper - buncher* é proveniente de uma única válvula Klystron de 50 kW. A energia é enviada para cada um destes sistemas através de uma malha de distribuição em guia de onda. A malha é constituída de diversos componentes: curvas, acopladores direcionais, monitores de potência, atenuadores e defasadores. Também existem os sistemas de vácuo e refrigeração, não representados na Figura 1.3, que têm por finalidade, respectivamente, garantir vácuo na trajetória dos elétrons e refrigerar as estruturas aceleradoras, guias de onda, cargas de alta potência, e o conjunto de eletroímãs. Todos estes sistemas deverão ser monitorados e controlados, tendo por objetivo obter um feixe com as melhores características.

Estruturas			
Nome	potência de microondas	β (v/c)	comprimento (m)
Captura	9 kW	0,62 a 0,93	0,967
pré-aceleradora	9 kW	0,947 e 0,960	1,40
Booster	7 kW	0,989	0,780
Principal	13 kW	1,00	1,04
Pressão das estruturas: 1×10^{-8} Torr			

Feixe final	
Energia	31 MeV
Intensidade	50 μ A (cw*)

Eletroímãs		
	massa (kg)	Campo (Tesla)
<i>Booster</i>	400	0,1
Principal	4000	0,16

Tabela 1. 2 – Características do Acelerador MICROTRON - IFUSP.

O objetivo do presente trabalho é a definição de uma malha de distribuição e controle de potência, de forma a permitir o envio, a cada uma das estruturas aceleradoras e às cavidades do *chopper* e do *buncher*, da potência correta de microonda, na fase adequada.

* cw – continuous wave, ou onda contínua.

1.6 Referências

- 1 - Richard Philips Feynman – *The Feynman Lectures on Physics*, 1965 – Vol II, página 5-3
- 2 - Pedro Waloschek - *The infancy of particle accelerator: life and work of Rolf Wideröe* - Braunschweig: Vieweg, 1994.
- 3 - Com respeito ao gerador eletrostático de Van de Graaff, foi construído e apresentado por Robert Jamison Van de Graaff, no início de 1931. *Dictionary of Scientific Biographies; Mc Graw-Hill Modern Scientists and Engineers* (New York, 1980), vol. 3, pp 245-246; E. A. Burrell, "Van de Graaff, the Man and His Accelerators", *Physics Today*, 1967, pp. 49-52; PH. Rose, "In memoriam: Robert Jamison Van de Graaff, *Nuclear Instruments and Methods*, **60** (1968), pp. 1-3.
- 4 - M. Stanley Livingston e John P. Blewett – *Particles Accelerators* – Mc Graw Hill, 1962.
- 5 - Luciana Reyes Pires Kassab – Projeto, Construção e Teste do Sistema de Imãs Principais do Acelerador Microtron Booster do IFUSP – IFUSP- 1996- tese de Doutorado.
- 6 - Site da Academia Brasileira de Ciências - <http://www.abc.org.br/~msantos>
- 7 - Site da Academia Brasileira de Ciências - <http://www.abc.org.br/~osala>
- 8 - John David Rogers, "A História dos Aceleradores no Brasil, Técnicas e Aplicações da Radiação Síncrotron", CBPF-SBF, (1983) e <http://www.cbpf.br/cat/toplal.html>
- 9 - Jiro Takahashi – Sistema de micro-ondas, de injeção e de análise e condicionamento do feixe de elétrons do acelerador linear de elétrons do IFUSP – IFUSP – 1975 – Dissertação de Mestrado
- 10 - Site do LNLs - <http://www.lnls.br/info/conhecimento.htm>
- 11 - Marcos Antonio Ruggieri Franco - Contribuição ao Estudo de Estruturas Aceleradoras de Elétrons e Respectivos Acopladores de Rádio frequência - IFUSP- 1991- Dissertação de Mestrado.
- 12 - Jiro Takahashi – Projeto e construção de uma estrutura aceleradora de elétrons de onda contínua – IPEN – 1997 – Tese de Doutorado
- 13 - Relatório de Atividades do Acelerador Linear, janeiro de 1987 a abril de 1987.
- 14 - Relatório de Atividades do Acelerador Linear, maio de 1987 a março de 1989.
- 15 - Jiro Takahashi e José Márcio Machado – Projeto Óptico do Microtron IFUSP, Relatório Técnico nº 11 – agosto de 1991.
- 16 - Maurício de Lima Lopes - Dipolos Magnéticos da linha de transporte do feixe do Microtron - IFUSP - 2002 - Dissertação de Mestrado.
- 17 - Paulo Beolchi Rios - Linha de transporte de feixe do acelerador Microtron do IFUSP - IPEN -2002 - Dissertação de Mestrado.

Capítulo 2 - Estruturas Aceleradoras.

Neste capítulo são apresentadas as características das estruturas aceleradoras utilizadas no projeto do Microtron, estruturas biperiódicas de onda estacionária. A energia do feixe de elétrons é obtida pela interação entre os elétrons e a microonda, que ocorre nestas estruturas. Quanto maior a transferência de energia da microonda para o feixe, melhor a eficiência das estruturas. A estabilidade de energia do feixe depende, entre outros parâmetros, da estabilidade do campo acelerador, que, por sua vez, é condicionado pela estabilidade no fornecimento da microonda.

2.1 Princípios

O local onde ocorre a transferência da energia eletromagnética para o feixe de elétrons é a estrutura aceleradora. Os elétrons são acelerados pela força que surge da interação com os campos elétrico e magnético, representados pelos vetores \vec{E} e \vec{H} , respectivamente. Esta é a força de Lorentz, dada por: $\vec{F} = q(\vec{E} + \vec{v} \times \vec{B})$, onde a densidade de fluxo magnético, \vec{B} , é dada por $\vec{B} = \mu\vec{H}$. A partir das leis da mecânica é possível determinar o movimento dos elétrons e sua energia depois da interação.

No entanto, deve-se fazer algumas considerações sobre os campos eletromagnéticos que podem ser utilizados para fornecer energia a um elétron. No caso de uma onda plana que se propaga livremente, os campos são perpendiculares à direção de propagação, e a energia não está confinada (Figura 2.1).

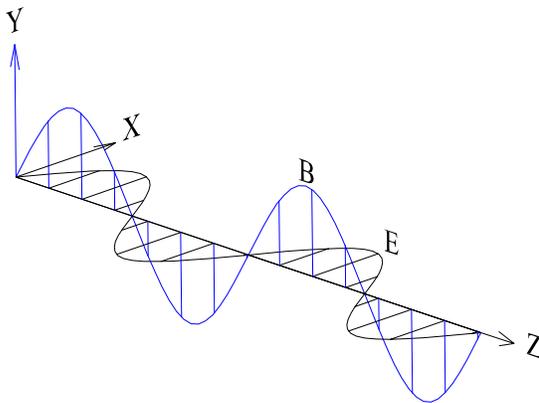


Figura 2. 1 - Onda eletromagnética plana com os campos perpendiculares à direção de propagação. Como os campos são transversais à direção de propagação, esta onda é chamada de Transversal Eletromagnética (TEM).

Estas características não são convenientes para a aceleração de um elétron. Uma configuração conveniente deve possuir componente de campo elétrico paralelo à direção de propagação da onda, que, por sua vez, deve possuir velocidade sincronizada com a do elétron. Uma imagem, que pode ser associada, é aquela em que um surfista é levado por uma onda. Para se conseguir tal configuração de campo, são utilizadas as estruturas aceleradoras, condutores ocos

(que também podem ser classificados como guias de onda) que confinam as ondas eletromagnéticas. Na superfície interna destes condutores (região oca), são obedecidas as seguintes condições de contorno: (a) campo elétrico somente com componente normal à superfície e (b) campo magnético somente com componente tangencial à superfície. A partir destas condições, são encontradas as soluções das equações de Maxwell, para o caso dinâmico. Estas soluções se classificam em ondas Transversais Magnéticas (TM), e ondas Transversais Elétricas (TE)*. Ondas TEM não se propagam em condutores ocos [1, 2]. As ondas TE não possuem componente de campo elétrico paralelo à direção de propagação e, desta maneira, não são úteis para a aceleração de elétrons.

2.2 Velocidades

Dentro de uma estrutura aceleradora, assim como em um guia de onda, são definidas as seguintes velocidades:

$$\text{velocidade de fase: } v_{ph} = \omega / k_o ;$$

$$\text{velocidade de grupo: } v_g = \partial\omega / \partial k_o .$$

onde:

ω = frequência angular ($2\pi f$, onde f é a frequência);

k_o = número de onda.

A velocidade de fase é aquela com que um ponto de fase constante se move; a velocidade de grupo é aquela com que um pacote de ondas se propaga. No primeiro caso pode-se ter, até, $v_{ph} > c$. Já a velocidade de grupo, com a qual a energia se propaga, não pode superar a velocidade da luz, portanto, $v_g < c$.

* Ondas TM são também chamadas “ondas E”, enquanto ondas TE são chamadas “ondas H”. Estas denominações se referem à componente axial dos campos.

Pode-se ter a velocidade de grupo igual a zero, neste caso isto significa que o pacote de ondas “não sai do lugar”, apesar de sua fase estar mudando continuamente.

Em uma estrutura aceleradora, a velocidade de fase, v_{ph} , deve ser compatível com a do elétron, que não pode ser maior que c . Uma maneira de se conseguir o ajuste de v_{ph} é através da utilização de guias cilíndricos preenchidos com discos convenientemente espaçados, onde a secção compreendida por dois discos compõe uma cavidade ressonante, Figura 2.2.

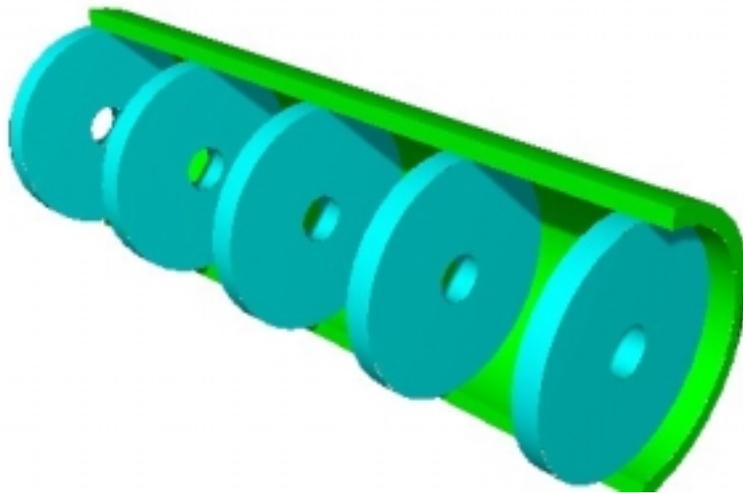


Figura 2. 2 – Estrutura aceleradora formada por um guia cilíndrico carregado de discos, que reduzem a velocidade de fase, v_{ph} . Esta, por sua vez, é proporcional a distância entre os discos.

2.3 Modos de Oscilação

Em uma cavidade cilíndrica ressonante são possíveis vários modos de oscilação. Estes modos podem ser do tipo TM ou TE. Como mencionado anteriormente, as cavidades devem possuir campo elétrico axial, o que exclui os modos TE. Entre os modos TM, em uma cavidade cilíndrica, o TM_{010} é usado no

processo de aceleração. Seu campo elétrico axial é máximo no centro e cai a zero nas laterais, Figura 2.3.

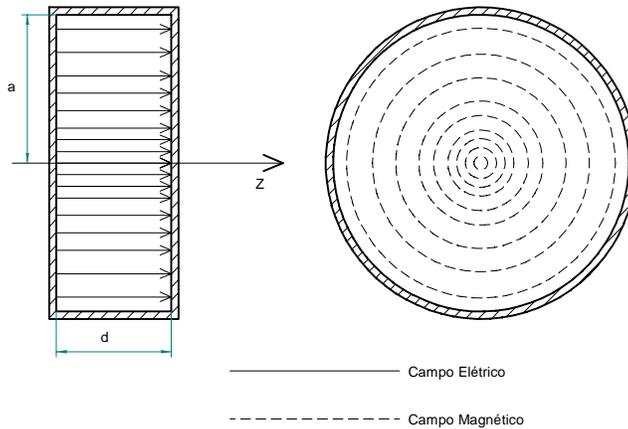


Figura 2. 3 – Campos em uma estrutura cilíndrica, modo TM_{010} .

2.4 Diagrama de dispersão e modos da estrutura

Quando N cavidades ressonantes são unidas, a estrutura formada possuirá $N+1$ frequências de ressonância. Estas frequências serão possíveis quando o comprimento total da estrutura, L_E , for múltiplo de meio comprimento de onda guiado*, $\lambda_g/2$. Para cada uma destas frequências, a defasagem por cavidade é dada por $m\pi/2$, onde $m=0,1,2,\dots,N$. Estas frequências, e as respectivas defasagens, costumam ser chamadas de modos da estrutura, diferentes dos modos eletromagnéticos individuais, tal como o modo TM_{010} [3]. O conjunto destas frequências constitui a banda passante da estrutura; a curva das frequências, em função da defasagem, é o diagrama de dispersão.

O diagrama de dispersão pode ser levantado a partir de um modelo de acoplamento entre as cavidades constituintes da estrutura. Neste modelo, as N cavidades são representadas por N circuitos RLC com acoplamento magnético k . A Figura 2.4 ilustra tal circuito.

* O comprimento de onda medido ao longo da direção da estrutura é a distância representada por um deslocamento de fase de 2π e é chamado de comprimento de onda guiado.

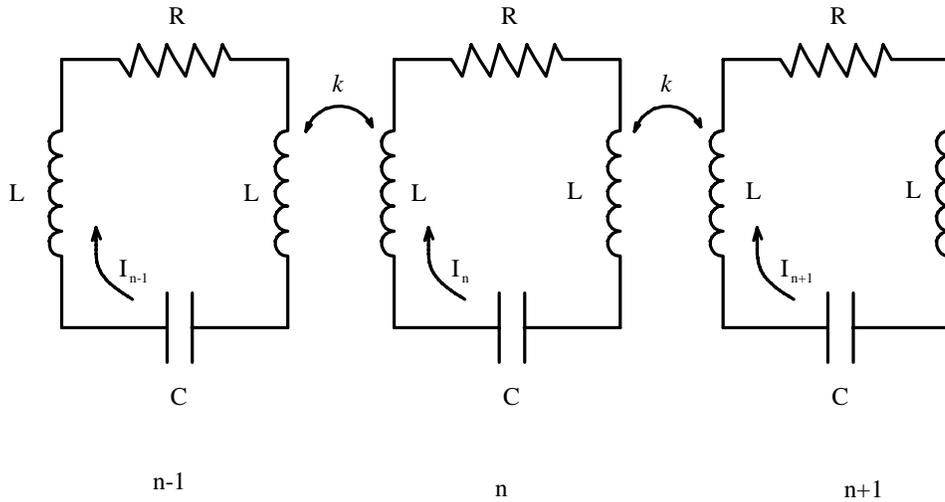


Figura 2. 4 - Modelo de estruturas acopladas magneticamente, através do fator k . A correspondência entre as cavidades e os circuitos RLC é possível por causa da semelhança de comportamento entre esses sistemas [4].

Para o n ésimo circuito pode-se escrever a equação:

$$\left[R + 2j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \right] I_n + j\omega k L (I_{n-1} + I_{n+1}) = 0 \quad (\text{E 2-1})$$

Dividindo (E 2-1) por $2j\omega L$, obtem-se:

$$\left[\frac{R}{2j\omega L} + 1 - \frac{1}{2\omega^2 LC} \right] I_n - \frac{k}{2} (I_{n-1} + I_{n+1}) = 0 \quad (\text{E 2-2})$$

Definindo a frequência própria do circuito por $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{2LC}}$, e considerando que o fator de qualidade* da cavidade, Q , é muito grande, vale a aproximação: $\frac{R}{2j\omega L} \rightarrow 0$. E, a partir de (E 2-2), chega-se à:

$$\left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right) I_n - \frac{k}{2} (I_{n-1} + I_{n+1}) \cong 0 \quad (\text{E 2-3})$$

* O fator de qualidade, Q , é uma medida proporcional à razão entre a energia armazenada e a dissipada. Pode ser medido pela largura, a meia altura, da curva de ressonância.

A Equação (E 2-3) admite $N+1$ soluções, que podem ser expressas na forma:

$$I_n^{(q)} = A \cos \frac{\pi q n}{N} \quad (\text{E 2-4})$$

onde:

A = constante;

q = número do modo de oscilação ($q = 0, 1, 2, \dots, N$);

n = número de ordem do circuito.

Substituindo (E 2-4) em (E 2-3), obtem-se [4, 5]:

$$\omega_q^2 = \frac{\omega_0^2}{1 + k \cos \frac{\pi q}{N}} \quad (\text{E 2-5})$$

A Equação (E 2-5) é a relação de dispersão para uma cadeia simples de $N+1$ cavidades ressonantes. Sendo a defasagem por cavidade dada por $\varphi = \frac{\pi q}{N}$, o gráfico de dispersão é mostrado na Figura 2.5.

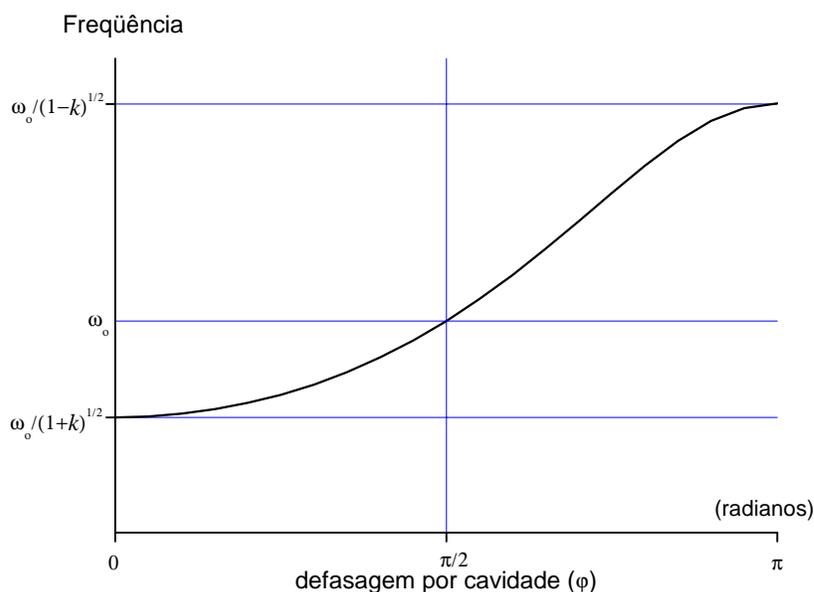


Figura 2. 5 - Diagrama de dispersão para uma cadeia simples de cavidades. Os modos possíveis são dados por $\varphi = \pi q/N$.

Cada modo de oscilação, identificado por q , apresenta uma configuração de campos distinta dentro da estrutura. Pode-se associar os modos de oscilação à defasagem, φ . Assim, os modos 0 , $\pi/2$, $2\pi/3$ e π , correspondem a estas respectivas defasagens, φ , em cada cavidade da estrutura. A Figura 2.6 ilustra algumas configurações de campos.

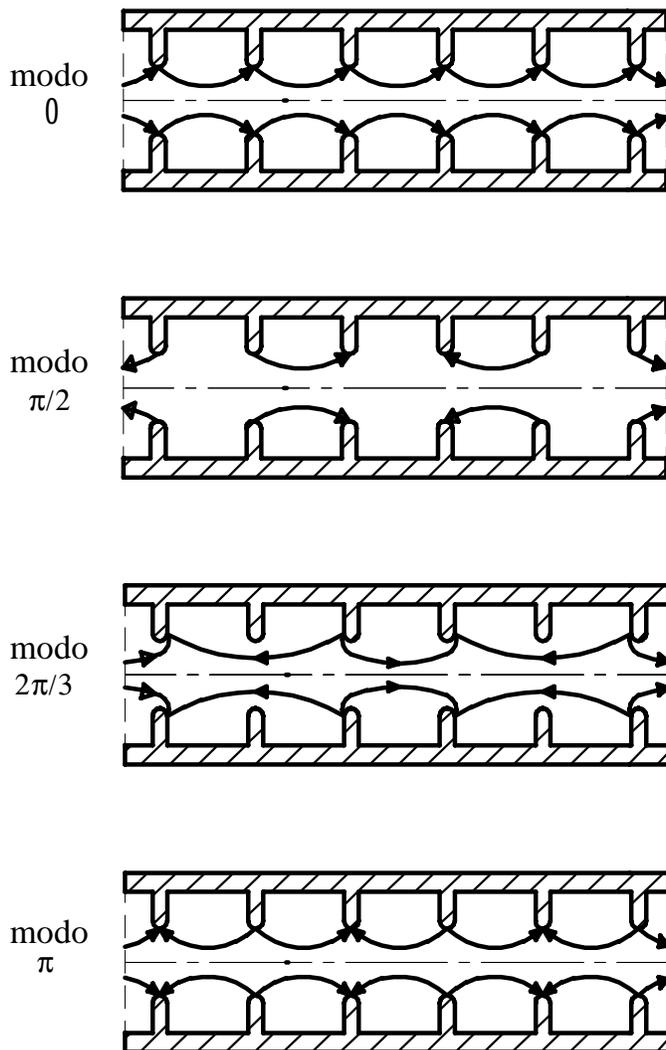


Figura 2. 6 - Configuração de campos para os modos 0 , $\pi/2$, $2\pi/3$ e π . Para um dado comprimento de onda guiado, λ_g , a defasagem por cavidade é dada por $2\pi d/\lambda_g$, onde d é o comprimento da cavidade. Assim, no modo π , tem-se $d=\lambda_g/2$. As velocidades de fase, v_{ph} , e de grupo, v_g , podem ser obtidas a partir do gráfico de dispersão. No caso do modo π , a velocidade de grupo é zero. No modo $\pi/2$, tem-se $d=\lambda_g/4$ e a velocidade de grupo será máxima. Neste caso tem-se cavidades com e sem campo elétrico, alternadamente.

Cada modo possui características que podem ser utilizadas para o processo de aceleração de elétrons. Por exemplo, o modo π apresenta maior eficiência que os outros modos [5]. No entanto, este mesmo modo também apresenta alguns

problemas, decorrentes de $v_g=0$ e da separação entre os modos, no domínio da frequência, ser pequena (quando N é grande). Já o modo $\pi/2$ possui separação entre os modos máxima, decorrente de v_g ser máxima* (vide Figura 2.5).

Uma maneira de se manter a separação seria aumentar o valor do fator de qualidade, Q . No entanto, o número máximo de cavidades (para que não haja sobreposição de modos), numa estrutura que opera no modo π , é menor do que aquele de uma estrutura operando no modo $\pi/2$. Ou seja, uma estrutura operando em modo π é muito sensível a erros dimensionais. Já o modo $\pi/2$ apresenta maior tolerância dimensional e melhor estabilidade que o modo π [5].

2.5 Estruturas biperiódicas

Uma maneira de se combinar a eficiência de uma estrutura que opera no modo π com as vantagens do modo $\pi/2$ é a construção de uma estrutura biperiódica. Nesta estrutura as cavidades sem campo do modo $\pi/2$ são alteradas geometricamente, mantendo suas frequências de ressonância fixas, de forma a se adaptar à configuração de campo do modo π . As estruturas biperiódicas podem ser construídas de duas possíveis maneiras: na primeira, as cavidades sem campo têm seu comprimento reduzido; na segunda, as cavidades sem campo são dispostas fora do eixo da cavidade, saindo da linha do feixe, como na Figura 2.7.

Existem vários fatores que pesam na escolha entre um ou outro tipo de estrutura periódica. No acelerador Microtron - IFUSP foi escolhido o tipo de estrutura onde a cavidade sem campo (também chamada de cavidade de

* A separação entre os modos pode ser obtida através da relação de dispersão, (E 2-5). A separação entre o modo π , ($q=N$) e seu vizinho ($q=N-1$), é dada por [5]:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega}(\pi) \cong \frac{k\pi^2}{4N^2}$$

Para o modo $\pi/2$, ($q=N/2$) esta separação é:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega}(\pi/2) \cong \frac{k\pi}{2N}$$

Pode-se verificar, assim, que a separação entre o modo $\pi/2$ e seus vizinhos é $2N/\pi$ vezes maior que a do modo π .

acoplamento) fica fora da linha de feixe [5]. Tal estrutura recebe o nome de Estrutura Acoplada Lateralmente ou *EAL*.

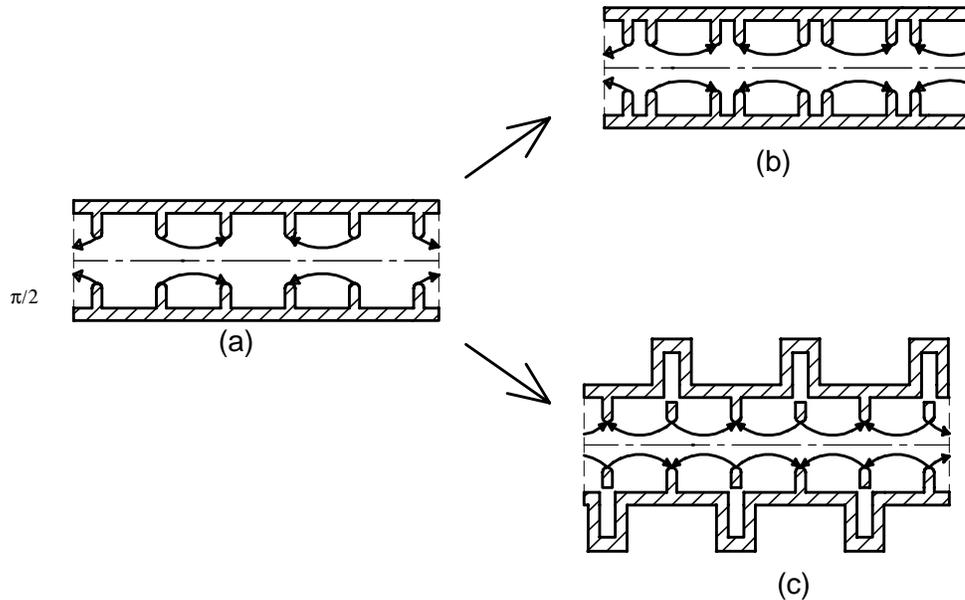


Figura 2. 7 - A partir de uma estrutura operando no modo $\pi/2$ (a) chega-se à estrutura biperiódica. Em (b) tem-se as cavidades sem campo com seu comprimento reduzido, normalmente chamada de estrutura acoplada axialmente. Em (c) tem-se as cavidades sem campo fora da linha de feixe, chamada de estrutura acoplada lateralmente. As cavidades com campo são chamadas de cavidades de aceleração e as cavidades sem campo são chamadas de cavidades de acoplamento.

O diagrama de dispersão para uma estrutura biperiódica é mostrado na Figura 2.8, e é obtido a partir de [3, 5] :

$$k^2 \cos^2 \varphi = \left(1 - \frac{\omega_1^2}{\omega^2} + k_1 \cos \varphi\right) \left(1 - \frac{\omega_2^2}{\omega^2} + k_2 \cos \varphi\right) \quad (\text{E 2-6})$$

onde:

k = fator de acoplamento entre as cavidades de acoplamento e aceleração;

k_1 = fator de acoplamento entre as cavidades de aceleração;

k_2 = fator de acoplamento entre as cavidades de acoplamento;

ω = frequência angular;

ω_1 = frequência da cavidade de aceleração;

ω_2 = frequência da cavidade de acoplamento;

$$\varphi = \frac{\pi q}{2N};$$

$2N$ = número total de cavidades.

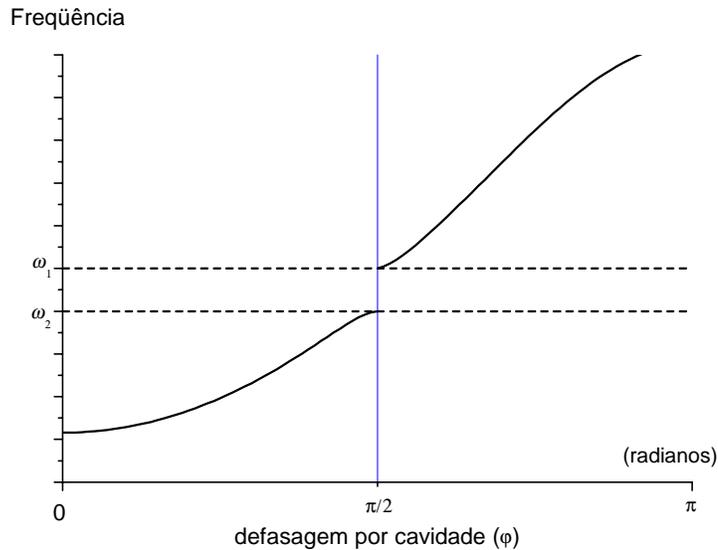


Figura 2. 8 – Diagrama de dispersão para a Equação (E 2-6). Nota-se a presença de uma banda proibida exatamente no modo $\pi/2$ (se $k_1=k_2=0$ e $\omega_1 \rightarrow \omega_2$, (E 2-6) se reduziria a (E 2-5)). Isto acarreta uma velocidade de grupo tendendo a zero neste modo, surgindo os problemas do modo π . No entanto, quando a largura de banda da banda proibida é pequena, a estrutura mantém a eficiência do modo π e as vantagens do modo $\pi/2$ [5].

Conforme a Figura 2.8, o diagrama de dispersão possui uma banda proibida com conseqüências indesejáveis. No entanto, se a relação entre a largura da banda proibida e a frequência de ressonância for menor que 10^{-4} , a estrutura mantém as vantagens do modo $\pi/2$ [6]. Nas cavidades montadas, conseguiu-se o controle da largura da banda proibida, fator que depende da relação entre as frequências das cavidades de acoplamento e aceleração [5].

2.6 Impedância *Shunt*

A impedância *Shunt* por unidade de comprimento (Z_{ef}) é o parâmetro que quantifica a figura de mérito da estrutura, ou sua eficiência, e é dada pela razão entre o quadrado da energia adquirida (eV), por metro, dividida pela potência (kW) dissipada, por metro:

$$Z_{ef} = [\text{Energia adquirida/metro}]^2 / [\text{Potência dissipada/metro}] \quad (\text{E 2-7})$$

Pode-se notar que quanto maior Z_{ef} , melhor será o aproveitamento da potência de microondas fornecida. No caso específico do acelerador Microtron – IFUSP, onde o campo acelerador desejado é da ordem de 0,9 MeV/m e, considerando nas estruturas uma potência dissipada de 10 kW/m, deve-se ter Z_{ef} da ordem de 81 M Ω /m. A maneira de se conseguir determinado valor para Z_{ef} depende do material e dos fatores geométricos da cavidade de aceleração, que podem ser avaliados, antes da construção, através de simulações [7].

A importância de conseguir que $Z_{ef} > 81$ M Ω /m para as estruturas está diretamente relacionada com a potência de microondas disponível para as mesmas, fornecida por uma única válvula klystron com potência nominal de 50 kW (cw).

2.7 Excitação das estruturas

As estruturas operam em regime de onda estacionária, formada pela sobreposição de duas ondas que se propagam em sentidos opostos. Neste regime, as ondas ficam confinadas e se dissipam totalmente nas cavidades da estrutura, que possuem canais d'água para refrigeração. Para se induzir a onda estacionária, deve-se injetar o sinal de microondas de forma adequada. A maneira mais comum é através da alimentação da cavidade de aceleração que se localiza no meio da estrutura, através de uma guia de onda operando no modo TE₁₀. A partir desta cavidade central, as ondas se propagam para as seguintes, preenchendo toda a estrutura. Como as cavidades de aceleração operam no modo TM₀₁₀, o acoplamento entre a cavidade e o guia de onda deve induzir tal modo. A Figura 2.9 ilustra tal acoplamento.

A microonda proveniente do guia retangular deve ser transmitida para a cavidade através de uma fenda, que deve ser ajustada para apresentar a menor reflexão possível. Esta reflexão depende do circuito equivalente da estrutura, impedância do guia e dimensões da fenda.

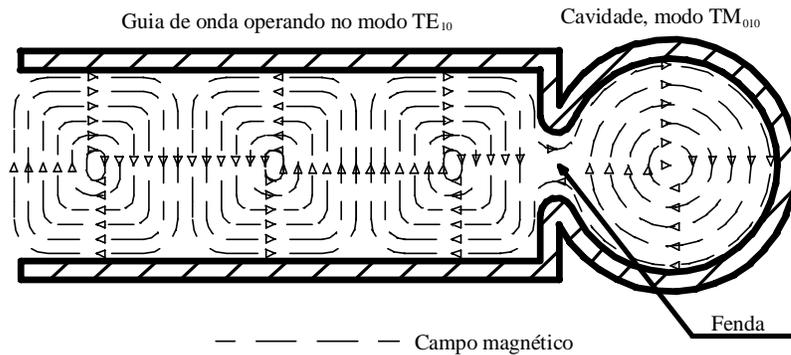


Figura 2. 9 - Acoplamento entre um guia de onda, operando no modo TE_{10} , e a cavidade aceleradora, no modo TM_{010} . Neste acoplamento as componentes de campo magnético da cavidade e do guia de onda são coplanares. A introdução do sinal na cavidade se faz através de uma fenda com dimensões adequadas.

Pode-se caracterizar a reflexão em termos da Taxa de Onda Estacionária (TOE), parâmetro que relaciona a amplitude da onda incidente (V^+) com a da refletida (V^-) e é definido por:

$$TOE = \frac{|V^+| + |V^-|}{|V^+| - |V^-|} \quad (\text{E 2-8})$$

Para as estruturas já disponíveis foram obtidas medidas de $TOE \leq 1,05$, o que representa uma potência refletida menor que 0,06% [5].

2.8 Estabilidade do campo acelerador

Dentro das estruturas é necessário que o campo acelerador seja o mais estável possível. Esta estabilidade de campo depende de fatores como: frequência de ressonância das estruturas; potência e fase* da microonda injetada nas estruturas. O controle da frequência de ressonância das estruturas é conseguida através de pistões de sintonia, que permitem ajuste automático e rápido. Já a potência e a fase da microonda devem ser controladas externamente.

* O controle de fase se faz necessário para possibilitar o sincronismo entre a microonda e os pacotes de elétrons.

Através de simulações com o programa *Ptrace* [5, 8], para uma variação do campo acelerador da ordem de 0,5%, a resolução em energia para o microtron principal, após 28 voltas do feixe, ainda continua melhor do que 0,1% [5]. Isto nos indica o quanto estável deve ser a potência de microondas na entrada das estruturas.

Existe uma situação onde o sincronismo do pacote de elétrons e o campo gerado pela microonda é estável. É a chamada "estabilidade de fase"[9]. Esta situação é caracterizada pela fase síncrona, onde ocorre a estabilidade. A estabilidade se caracteriza por adiantar os elétrons que estão atrasados e atrasar aqueles que estão adiantados em relação à fase síncrona. Na Figura 2.10 tem-se uma ilustração deste princípio.

Para possibilitar o ajuste da fase síncrona deve-se ter, na entrada de cada estrutura, um meio de se controlar a fase do campo acelerador.

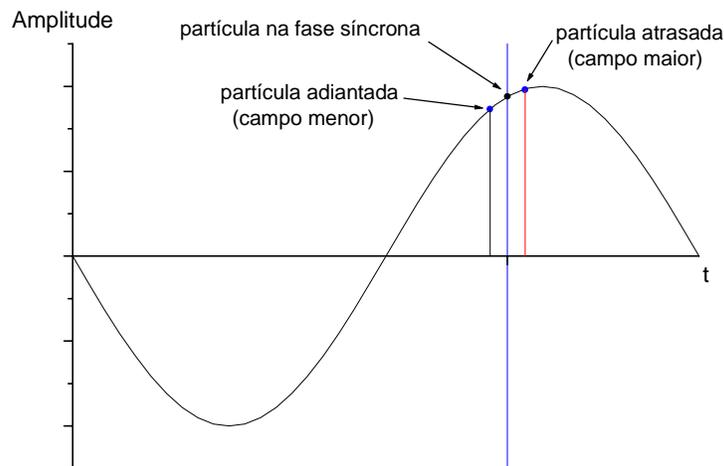


Figura 2. 10 - Estabilidade de fase de um pacote de elétrons na fase síncrona. Os elétrons que se adiantam, são submetidos a um campo menor, portanto são atrasados. Os elétrons que se atrasam, são submetidos a um campo maior, conseqüentemente se adiantam. Como conseqüência, o pacote é estável em torno da fase síncrona.

2.9 Referências

- 1 - Jerry B. Marion – *Classical Electromagnetic Radiation*– Academic Press, 1965.
- 2 - John David Jackson – *Eletrodinâmica Clássica* – Guanabara Dois, 1983.
- 3 - E. A. Knapp – “*Standing Wave High Energy Linear Accelerator Structure*” – *The Review of Scientific Instruments* – nº 7, vol 39, pág. 979, (1968)
- 4 - D. E. Nagle – “*Coupled Resonator Model for Standing Wave Accelerator Tanks*” – *The Review of Scientific Instruments* – vol. 38, pág. 1583, (1967)
- 5 - Jiro Takahashi – Projeto e construção de uma estrutura aceleradora de elétrons de onda contínua – IPEN – 1997 – Tese de Doutorado.
- 6 - T. Nishigawa, S. Giordano and D. Carter – “*Dispersion relation and frequency characteristics of alternating periodic structure for linear accelerators*” – *The Review of Scientific Instruments* – vol. 37, pág. 652, (1966)
- 7 - Programa *Superfish*. Documentação e programa disponíveis no site de *Los Alamos National Laboratory* - LANL - <http://laacg1.lanl.gov/laacg/services/possup.html>
- 8 - Manual do programa *Ptrace* - H. Herminghaus, comunicação pessoal.
- 9 - V. Veksler, *Journal of Physics*, vol IX, nº 3, 152 -158 (1945)

Capítulo 3 - Malha de microondas.

Neste capítulo são apresentadas algumas características da rede de microondas necessária para alimentar as estruturas aceleradoras, descritas no capítulo anterior. Partindo de uma única fonte, uma válvula klystron, e alimentando, além das estruturas, os circuitos *chopper* e *buncher*, é proposta uma configuração para a rede. São abordadas características funcionais de alguns de seus componentes.

3.1 Considerações Gerais

A malha de microondas tem por finalidade excitar cada estrutura aceleradora, assim como as cavidades onde o feixe é conformado: *chopper* e *buncher*. Pode-se fazer considerações partindo de uma configuração (mais) ideal e, devido às condições envolvidas no projeto, como recursos, chegar-se a uma configuração mais realista.

A configuração ideal (Figura 3.1) seria um circuito de microondas independente para cada estrutura. Cada um destes circuitos seria constituído por uma fonte de microondas de alta potência, uma válvula klystron. O controle de fase e potência de cada klystron seria feito em baixa potência. Os sinais de sincronismo entre as klystrons seriam transmitidos por cabos coaxiais de baixa potência. As vantagens seriam compensadoras, por exemplo, maximizar a potência disponível para cada estrutura e minimizar os circuitos em guia de onda.*

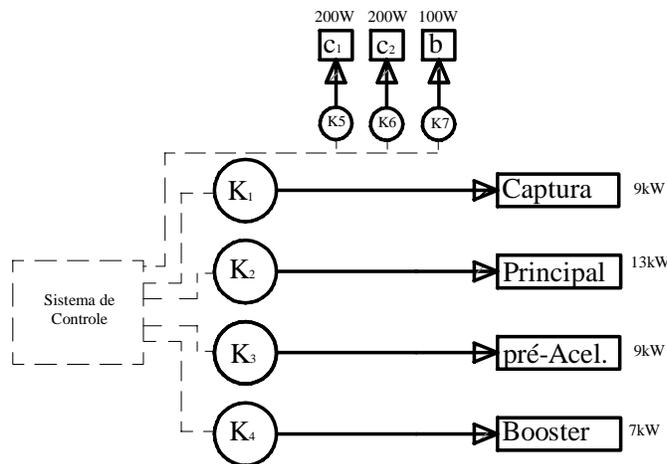


Figura 3.1 -

Configuração ideal para a malha de microondas, onde cada estrutura possui sua própria klystron.

No entanto, entre a configuração ideal e aquela factível surge a questão dos recursos financeiros. Para a construção do acelerador dispõe-se apenas de uma única válvula klystron, de 50 kW, adquirida em 1990 da empresa Thomsom-CSF,

* Devido à ordem de potência que cada estrutura necessita, são utilizados guias de onda de secção retangular, WR 340, cujas dimensões são 86,36 × 43,18 mm.

com verba do programa BID/USP*. O custo de uma válvula desse tipo, com os acessórios necessários à operação, é da ordem de US\$ 300.000.

Dessa forma o projeto parte da disponibilidade de uma única fonte de microondas. A partir desta, cada uma das estruturas e o sistema *chopper-buncher* devem ser alimentados.

A distribuição geométrica da malha de microondas está sujeita a condições de contorno que são impostas por fatores externos, como a óptica do feixe e o prédio do acelerador.

Com respeito ao espaço físico, a utilização do prédio do antigo acelerador impõe limites para a disposição dos componentes. Deve-se colocar um acelerador dentro do prédio ao invés de se construir um prédio para comportar o acelerador. Com isto, a geometria da malha de microondas possui algumas limitações com respeito a seu traçado.

3.2 Divisão de potência

Conforme a Tabela 1.2 e a Figura 3.1, pode-se avaliar a divisão de potência, considerando a existência de uma única fonte. Neste caso, a microonda fornecida pela fonte passa por divisores de potência, que adequam a potência para os ramos seguintes da malha. Conforme o esquema de divisão, Figura 3.2, o sinal da fonte passa por três divisores, \mathbf{D}_1 , \mathbf{D}_2 e \mathbf{D}_3 e três acopladores do tipo *cross-guide*. A razão de Divisão (\mathbf{RD}_i), para cada divisor, é a razão entre as potências emergentes, $\mathbf{S}_1/\mathbf{S}_2$, onde o índice i refere-se a cada um dos divisores: 1, 2 e 3. É importante que, por construção, o sinal emergente em \mathbf{S}_1 seja maior que o de \mathbf{S}_2 , garantindo que $\mathbf{RD}_i > 1$.

* Banco Interamericano de Desenvolvimento (BID) e Universidade de São Paulo (USP).

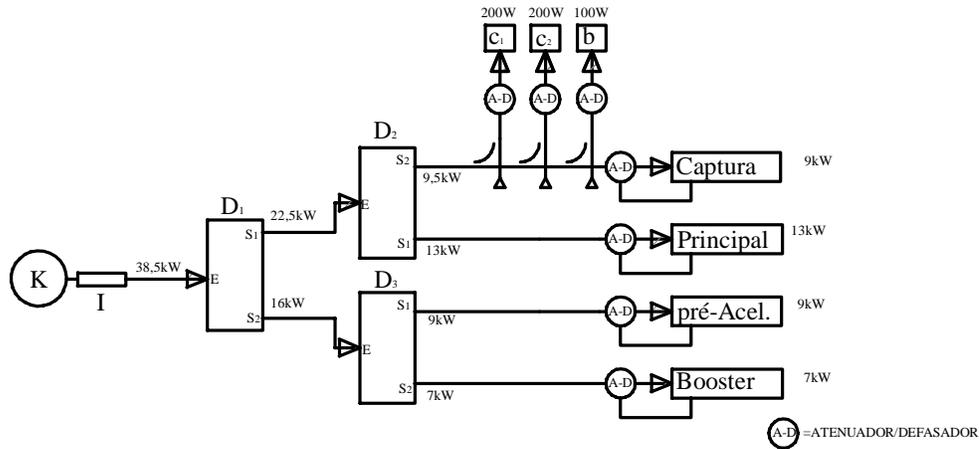


Figura 3. 2 - Divisão de potência para a malha de microondas. Para cada divisor (D_1 , D_2 e D_3) tem-se, em sua saída: $RD_i = S_1/S_2 > 1$. Assim: $RD_1 = 1,40$; $RD_2 = 1,37$ e $RD_3 = 1,28$. O sistema *chopper-buncher* (c_1 , c_2 e b) é alimentado através de acopladores do tipo *cross-guide*. Notar a inclusão dos circuitos Atenuadores/Defasadores na malha de alta potência.

Pode-se notar que a soma perfaz um total de 38,5 kW e a klystron fornece 50 kW (valor máximo). No entanto, o que está definido pelos divisores (D_i), juntamente com os acopladores, são as potências relativas. Se a potência na saída do isolador, I , for de um valor P_i , as potências entregues na entrada de cada ramo excitador da malha* serão potências relativas, dadas pela Tabela 3.1. Feita esta consideração, se a klystron fornecer uma potência maior do que 38,5 kW ter-se-á, em cada ramo excitador, uma potência maior do que aquela especificada inicialmente. Esta diferença, ou sobra de potência, é controlada em cada ramo excitador através dos circuitos Atenuadores/Defasadores, de tal forma que seja entregue a cada estrutura aceleradora e ao sistema *chopper-buncher* o nível de potência necessário, que depende das condições de operação do feixe, por

* Define-se, a partir deste ponto, os ramos excitadores como os guias que encaminham a microonda para cada uma das estruturas e para o sistema *chopper-buncher*. De acordo com as Figuras 3.1 e 3.2, estes ramos estão ligados diretamente aos circuitos Atenuadores/Defasadores.

exemplo, regime de conformação. Além disso, estes circuitos devem atuar de modo independente.

Ramo	Potência relativa (P/P _i)
c_1 (<i>chopper 1</i>)	0,005
c_2 (<i>chopper 2</i>)	0,005
b (<i>buncher</i>)	0,002
Captura	0,234
Pré-aceleradora	0,234
<i>Booster</i>	0,182
Principal	0,338

Tabela 3.1 - Potências relativas para cada ramo da malha.

3.3 Reflexões

Uma questão importante ao dimensionar a rede é minimizar o efeito das reflexões ao longo da malha. Ondas refletidas nas entradas das estruturas não contribuem para a energia do feixe e, no processo de trânsito pela malha, vão dissipando potência.

Considere-se um circuito simples, composto por uma fonte, linha de transmissão e uma carga. A fonte possui uma impedância Z_f , a linha de transmissão (cabo coaxial ou guia de ondas) possui impedância característica Z_o e a carga possui uma impedância Z_c , conforme mostrado na Figura 3. 3.

Quando $Z_f = Z_c = Z_o$, as ondas se propagam da fonte até a carga por um meio onde não ocorre mudança na constante de propagação. Uma consequência é que não se tem ondas refletidas ao longo da linha. Este é o casamento de impedâncias. Porém, quando estas impedâncias são diferentes, surgem ondas refletidas. Designando por V^+ a amplitude da onda incidente e V^- a amplitude da onda refletida, ao longo da linha haverá ondas se somando ou se subtraindo, dependendo da fase relativa entre as mesmas. A razão entre V^- e V^+ é definida como o coeficiente de reflexão, Γ , unidade fasorial, que pode ser expressa em termos das impedâncias. No plano da carga, Z_c , Γ é dado por [1]:

$$\Gamma = \frac{V^-}{V^+} = \frac{(Z_c - Z_o)}{(Z_c + Z_o)} \quad (\text{E 3-1})$$

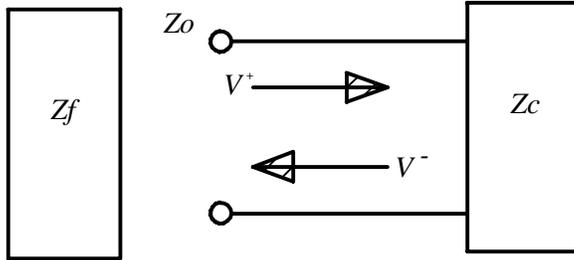
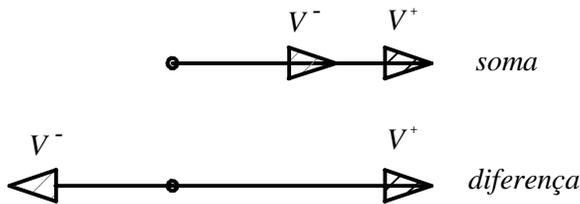


Figura 3. 3 - Circuito de transição entre uma linha de transmissão de impedância Z_o e uma carga Z_c . Ter-se-á, ao longo da linha, as ondas V^+ e V^- se somando (diferença de fase igual a zero) e subtraindo (diferença de fase igual a π), configurando máximos e mínimos, cuja razão determina a TOE, (E 2-8). Para que não ocorram reflexões, ($\Gamma=0$) deve-se ter $Z_c = Z_o$.



As reflexões podem ocorrer ao longo da rede, na transição entre um guia de onda e um componente qualquer. Assim, um dos objetivos da rede é que todos os componentes operem em região de mínima reflexão.

3.4 Matriz de espalhamento para os divisores

Os divisores descritos na Secção 3.2 serão construídos a partir de acopladores direcionais, elementos de quatro portas, com conexões para guias de onda, Figura 3.4. Neste caso, uma das portas dos acopladores estará conectada a uma carga casada.

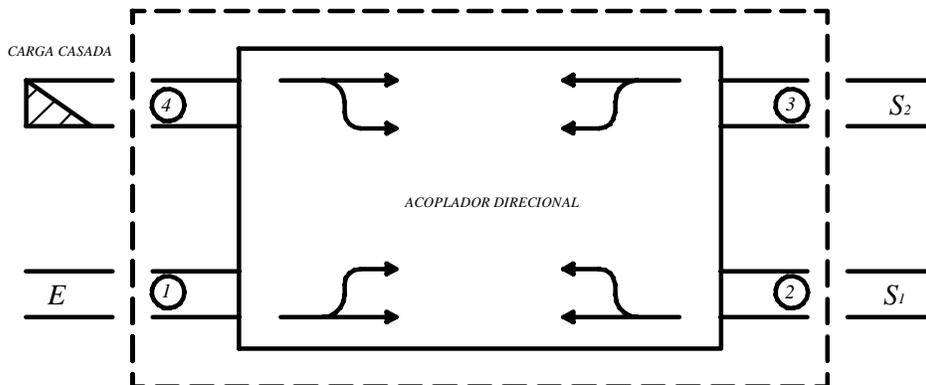


Figura 3. 4 - Construção de um divisor a partir de um acoplador direcional.

Com respeito ao acoplador direcional, pode-se caracterizá-lo por sua matriz de espalhamento, S . Através de S relaciona-se as ondas emergentes das portas 1, 2, 3 e 4, designadas por b_1, b_2, b_3 e b_4 , com as ondas incidentes, designadas por a_1, a_2, a_3 e a_4 . Os elementos de S , para um acoplador direcional, são dados por [2]:

$$S = \begin{pmatrix} 0 & \alpha & j\beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & j\beta \\ j\beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & j\beta & \alpha & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{E 3-2})$$

onde α e β são números reais.

O fator de acoplamento, C , é dado pela razão entre a potência emergente, na porta 3, e a potência incidente, na porta 1; em termos de decibéis, tem-se:

$$C = -10 \log \frac{P_3}{P_1} \quad (\text{E 3-3})$$

A Isolação, I , do acoplador, é dada pela razão entre a potência emergente na porta 4 e a incidente na porta 1, também em termos de decibéis.

$$I = 10 \log \frac{P_4}{P_1} \quad (\text{E 3-4})$$

Como a potência é proporcional ao quadrado da amplitude do campo, pode-se escrever:

$$\begin{aligned} P_1 &= |a_1|^2 \\ P_2 &= |\alpha a_1 + j\beta a_4|^2 \\ P_3 &= |j\beta a_1 + \alpha a_4|^2 \\ P_4 &= |j\beta a_2 + \alpha a_3|^2 \end{aligned} \quad (\text{E 3-5})$$

Pode-se relacionar **RD** com (E 3-5), lembrando que **RD**, como definido na Figura 3.2, é dado por $\mathbf{RD} = P_2/P_3$. Assim, tem-se:

$$\mathbf{RD} = \frac{P_2}{P_3} = \frac{(\alpha a_1)^2 + (\beta a_4)^2}{(\beta a_1)^2 + (\alpha a_4)^2}$$

Como tem-se uma carga casada na porta 4, isto torna $a_4=0$. E obtém-se:

$$\mathbf{RD} = \frac{P_2}{P_3} = \frac{(\alpha a_1)^2}{(\beta a_1)^2} = \frac{\alpha^2}{\beta^2} \quad (\text{E 3-6})$$

Considerando que o acoplador não apresenta perdas, S deve satisfazer a condição $SS^* = I$, o que fornece o resultado [3]:

$$\alpha^2 + \beta^2 = 1 \quad (\text{E 3-7})$$

Substituindo (E 3-7) em (E 3-6) tem-se, finalmente:

$$\mathbf{RD} = \frac{1 - \beta^2}{\beta^2} = \frac{\alpha^2}{1 - \alpha^2} \quad (\text{E 3-8})$$

3.5 Defasadores para as estruturas aceleradoras

Os circuitos defasadores para as estruturas, têm como componente básico, o acoplador direcional de 3 dB. Neste caso, os níveis de potência emergentes das portas 2 e 3, são iguais, Figura 3.4. Ter-se-á, assim, $\mathbf{RD}=1$.

Aplicando $\mathbf{RD}=1$ em (E 3-8):

$$\alpha = \beta = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (\text{E 3-9})$$

E a matriz de espalhamento, com os valores de α e β , será:

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 1 & j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & j & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{E 3-10})$$

Colocando-se planos de curto circuito nas saídas das portas 2 e 3, então, ao aplicar-se um sinal a_1 na porta 1, a_2 e a_3 serão, conforme a Figura 3.5:

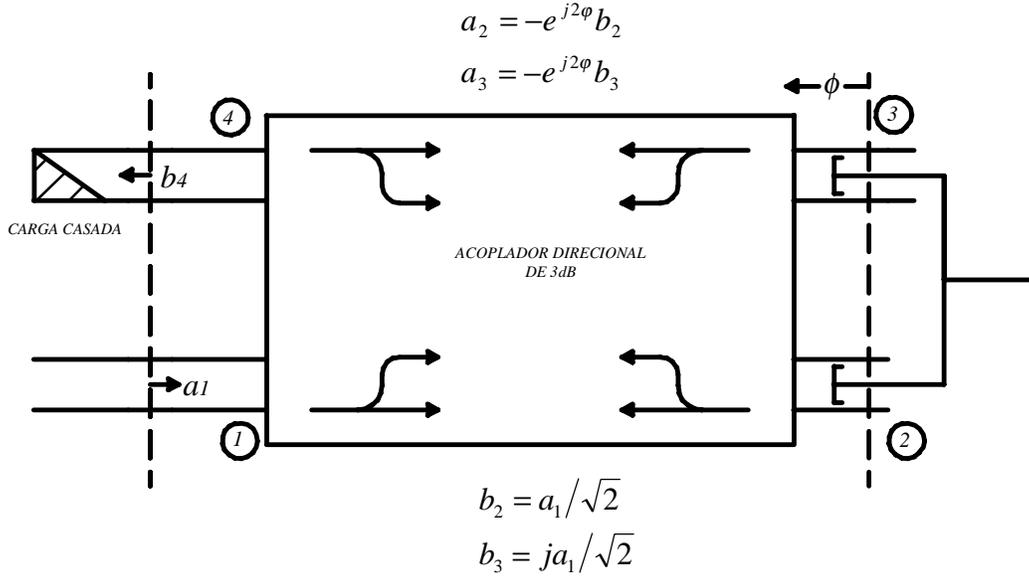


Figura 3. 5- Defasador de microondas construído a partir de um acoplador direcional de 3 dB. Notar que todas as ondas podem ser escritas em função da onda incidente, a_1 .

Então, as ondas emergentes serão dadas por:

$$(b_i) = (s_{ij})(a_j) = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 1 & j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & j & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ -e^{j2\phi} b_2 \\ -e^{j2\phi} b_3 \\ 0 \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 \\ a_1 \\ ja_1 \\ -j\sqrt{2}e^{j2\phi} a_1 \end{pmatrix} \quad (\text{E 3-11})$$

E a onda emergente, b_4 , é dada por:

$$b_4 = -ja_1 e^{j2\phi} = e^{-j\pi/2} a_1 e^{j2\phi} = a_1 e^{j(2\phi - \pi/2)} \quad (\text{E 3-12})$$

Através de (E-3.12) pode-se notar que a fase de b_4 é alterada, quando é variada a fase ϕ ($\phi = \frac{2\pi}{\lambda_g} x$). Isto é conseguido variando o curso dos curtos móveis (x), conforme indicado na Figura 3.5.

3.6 Atenuadores para as estruturas aceleradoras

Com algumas alterações, pode-se transformar o defasador em um atenuador. De acordo com a Figura 3.5, nas portas 2 e 3 do acoplador direcional de 3 dB, ter-se-á ondas estacionárias. Isto ocorre porque os sinais a_2 e a_3 (que entram no acoplador) são iguais, em amplitude, aos sinais b_2 e b_3 (que saem do acoplador). A onda estacionária em cada porta é dada pela combinação dos sinais $a_{2,3}$ e $b_{2,3}$, que se propagam em sentidos opostos. No entanto, os sinais que irão se combinar, na saída do defasador, são a_2 e a_3 , dados por: $a_2 = -e^{j2\phi} b_2$ e $a_3 = -e^{j2\phi} b_3$.

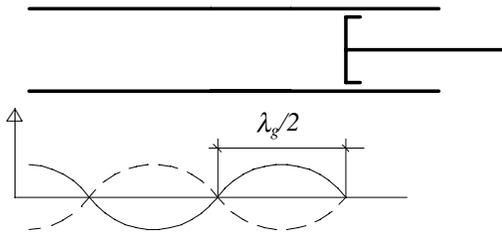


Figura 3. 6- Curto móvel e amplitude da onda estacionária ao longo do guia de onda. Notar as regiões da máxima e mínima amplitudes (ventre e nó, respectivamente). Estas posições estão definidas pela posição do curto móvel, onde necessariamente tem-se um nó, uma vez que as condições de contorno assim o exigem.

A maneira de se controlar a potência na saída do defasador é controlando a amplitude dos sinais a_2 e a_3 . Isto é obtido com a introdução das junções em "T", em conjunto com cargas para a absorção da potência excedente.

3.6.1 Junção em "T"

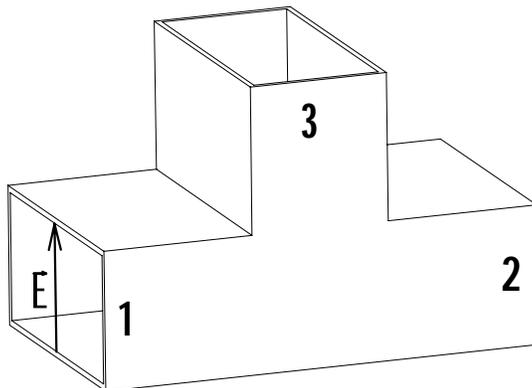


Figura 3. 7 - Junção em "T" com a terceira porta, 3, paralela ao campo elétrico, definido para o modo TE na porta 1. A matriz de espalhamento é definida conforme esta nomenclatura das portas.

A junção em "T" é um circuito de três portas. Pode-se caracterizá-la também por sua matriz de espalhamento, S . No caso de uma junção em "T" onde a terceira porta é paralela ao campo E , Figura 3.7, a matriz S , genérica, é dada por [4]:

$$S = \begin{bmatrix} \alpha & \delta & \gamma \\ \delta & \alpha & -\gamma \\ \gamma & -\gamma & \beta \end{bmatrix} \quad (\text{E 3-13})$$

E as ondas emergentes, b_n , são dadas por:

$$\begin{aligned} b_1 &= \alpha a_1 + \delta a_2 + \gamma a_3 \\ b_2 &= \delta a_1 + \alpha a_2 - \gamma a_3 \\ b_3 &= \gamma a_1 - \gamma a_2 + \beta a_3 \end{aligned} \quad (\text{E 3-14})$$

Colocando-se uma carga casada na porta 3 e um curto móvel na porta 2, ter-se-á:

$$\begin{aligned} a_3 &= 0 \\ a_2 &= -e^{j2\varphi} b_2 \end{aligned} \quad (\text{E 3-15})$$

Substituindo (E 3-15) em (E 3-14), obtém-se, para b_1 :

$$b_1 = \alpha a_1 - \frac{\delta^2 a_1 e^{j2\varphi}}{1 + \alpha e^{j2\varphi}} \quad (\text{E 3-16})$$

Como a potência é proporcional ao quadrado do campo elétrico, a relação entre as potências das ondas a_1 e b_1 é dada por:

$$\left| \frac{b_1}{a_1} \right|^2 = \frac{[2 \cos(2\varphi)(\alpha^3 - \alpha \delta^2) + \alpha^2 + \alpha^4 + \delta^4 - 2\alpha^2 \delta^2]}{[2 \cos(2\varphi) + 1 + \alpha^2]} \quad (\text{E 3-17})$$

Através de (E 3-17) pode-se notar que a relação entre as potências pode ser alterada variando o termo independente φ , uma vez que os parâmetros α e δ são característicos da junção "T".

Assim, com a introdução das junções em "T" é possível controlar as amplitudes dos sinais que retornam ao acoplador. O circuito para o Atenuador é mostrado na Figura 3.8.

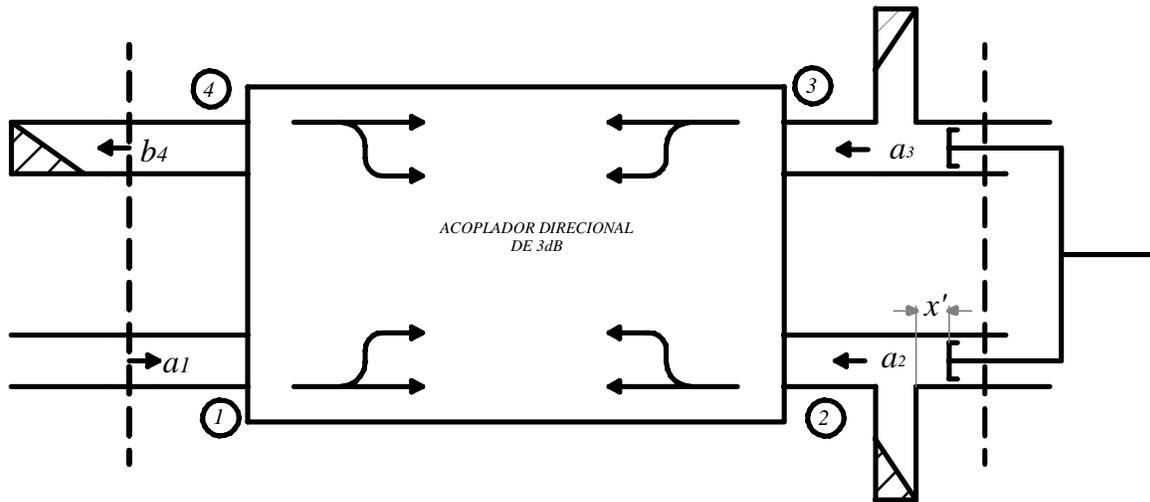


Figura 3. 8 - Esquema de um atenuador de microondas. Os sinais a_2 e a_3 , que retornam ao acoplador, irão se somar nas porta 4.

Como no caso do defasador, os sinais a_2 e a_3 irão se somar na porta 4 e se subtrair na porta 1. A potência do sinal na porta 4 (Figura 3.8) pode ser dada por (E 3-17), substituindo-se b_1 por b_4 .

3.7 Klystron

A fonte de microondas do sistema é uma válvula klystron, modelo TH 2075, da, então, empresa Thomson Tubes Electroniques (atualmente Thales Electron Devices), específica para aceleradores de partículas [5].

Esta válvula é composta por um conjunto catodo-anodo, seguido por cinco cavidades ressonantes.

Os elétrons emitidos pelo catodo, ao atravessarem a primeira cavidade, que é excitada por um sinal externo, sofrem uma modulação de velocidade, ocorrendo, aí, um efeito de agrupamento (*bunching effect*). Ao chegar à segunda cavidade, o

feixe apresenta uma modulação em densidade axial, que é vista pela segunda cavidade como uma corrente de amplitude modulada. A componente fundamental desta corrente modulada induz uma voltagem de RF no interior desta cavidade, produzindo uma modulação adicional que, dependendo da fase e frequência da cavidade, irá incrementar a corrente modulada para o próximo tubo de deriva (*drift tube*). Este fenômeno se repete em cada cavidade e, progressivamente, amplifica a energia de RF. Na última cavidade, a energia de RF é transferida para o circuito de saída. Para evitar que os elétrons emitidos pelo catodo choquem-se contra as paredes das cavidades, um campo magnético axial é produzido por bobinas, que envolvem o corpo da válvula. O feixe de elétrons termina seu percurso no coletor, um massivo bloco de cobre, que dissipa a energia do feixe.

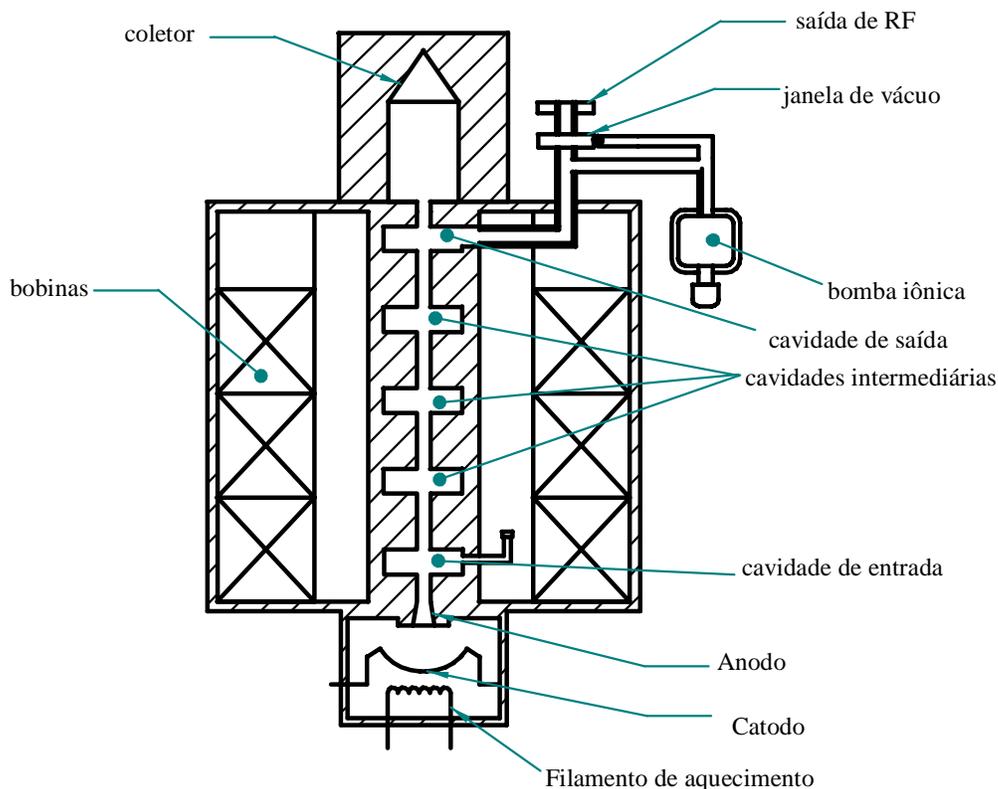


Figura 3. 9 - Vista em corte de uma válvula klystron de cinco cavidades.

3.8 Monitores de potência

Para obter-se informação sobre o fluxo de energia pelos guias de onda foram adaptados e construídos monitores de potência baseados no acoplador tipo *Bethe* [6] e desenvolvidos no LNLS [7]. Estes monitores se baseiam em acopladores direcionais, onde o acoplamento entre o ramo principal e o secundário ocorre através de um furo circular. O ramo secundário é formado por uma cavidade onde uma placa de fenolite com uma linha de circuito impresso constitui uma microfita. O monitor construído consta de dois acopladores direcionais, montados em uma secção de guia de onda. Um acoplador monitora a onda incidente e, o outro, a refletida. Este monitor foi necessário nos testes de potência da válvula klystron. Os acoplamentos conseguidos foram* :

-59,03 (7) dB para o monitor de onda incidente e,

-56,68 (7) dB para o monitor de onda refletida.

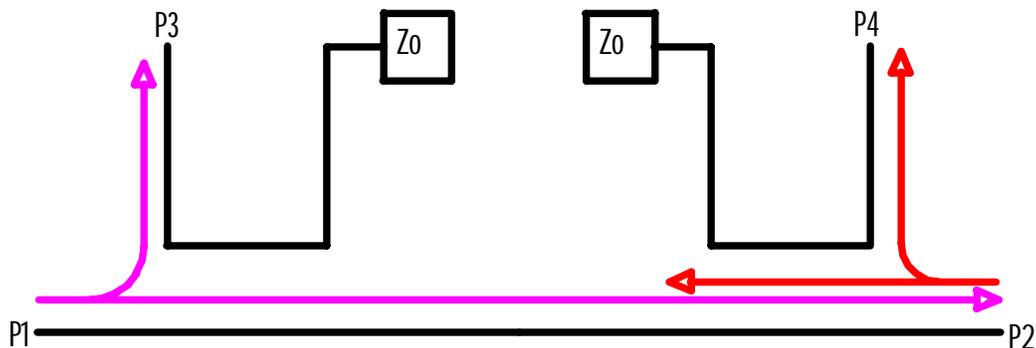


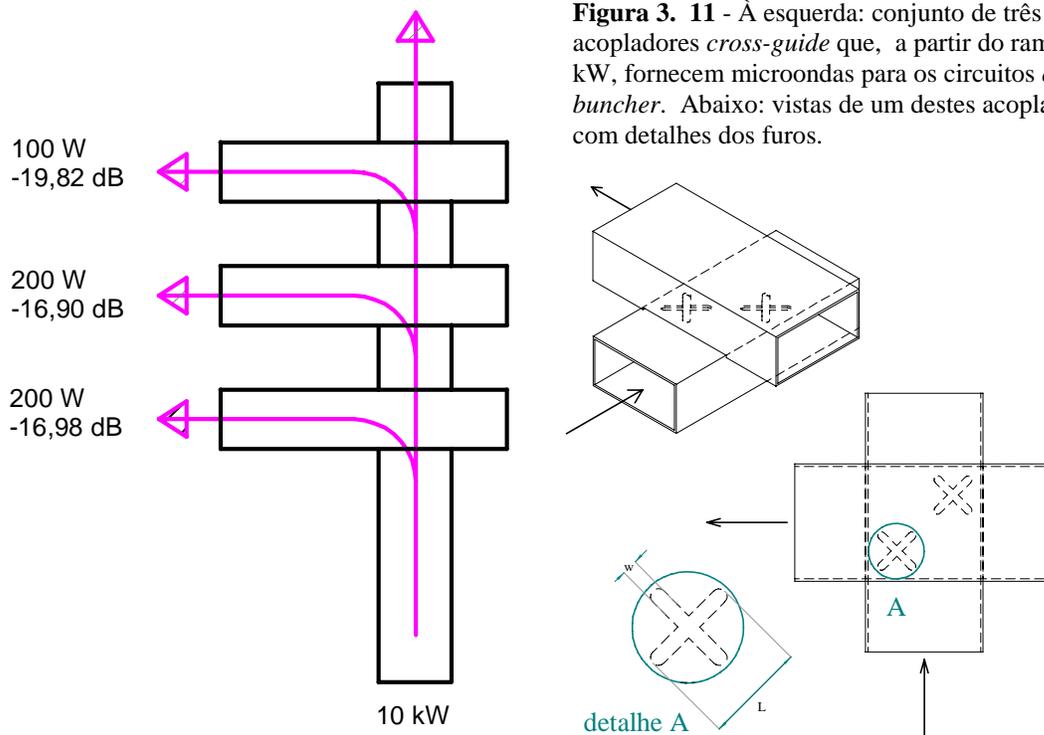
Figura 3. 10 - Esquema dos monitores de potência construídos e utilizados nos testes da válvula klystron. A onda proveniente da klystron entra pela porta P1 e uma parcela da onda incidente (-59,03 dB) é enviada para a porta P3. A onda refletida pela carga volta pela porta P2 e uma parcela da onda refletida (-56,68 dB) é enviada para a porta P4. Em cada acoplador uma das portas possui uma carga casada de impedância Z_0 . Os ramos secundários dos acopladores são linhas de microfita.

* A montagem experimental, utilizada para obter os resultados, é apresentada na Secção 4.5.1.

Monitores deste tipo serão, também, utilizados para se obter informação sobre o sinal de microondas entregue a cada uma das quatro estruturas. O sistema de controle utiliza esta informação para o controle de fase.

3.9 Acopladores *Cross Guide*

Os circuitos *chopper-buncher* são alimentados a partir de potência retirada do ramo excitador da secção de captura, Figura 3.2. Este acoplamento é feito com os chamados acopladores *cross-guide*. Estes são construídos a partir de dois guias cruzados. O acoplamento é feito através de dois furos. A teoria para o acoplamento é a mesma dos acopladores *Bethe* [6]. No entanto, nos acopladores *cross guide*, pode-se aumentar o acoplamento, mudando a geometria do furo. Eles são em forma de cruz, posicionados a 45° em relação ao guia principal [8], vide a Figura 3. 11. Os acoplamentos necessários, considerando que no guia principal circula 10 kW, são: -16,98 dB (*chopper 1*), -16,90 dB (*chopper 2*) e -19,82 dB (*buncher*). A Figura 3.11 ilustra tal situação.



3.10 Atenuadores e Defasadores para o sistema *Chopper-buncher*

O sistema *chopper* é constituído por duas cavidades e o *buncher* por uma. Estes três elementos também necessitam de microondas, com potência e fase controladas. A ordem de potência utilizada nestas cavidades permite que estes atenuadores e defasadores sejam diferentes dos utilizados nas estruturas aceleradoras, isto é, não necessitam trabalhar em condições extremas de alta potência. Mesmo assim, a potência envolvida ainda é crítica para serem construídos em cabos coaxiais. A opção adotada foi por um sistema de atenuação e defasagem em guia de onda, o mais simples possível.

3.10.1 Defasadores de média potência

Uma maneira simples de se construir uma defasador em um guia retangular é colocando uma lâmina dielétrica de espessura t_d , altura h_d e constante dielétrica ϵ , de tal maneira que a dimensão h_d esteja paralela ao campo elétrico, neste caso, dado pelo modo TE_{10} [4]. A lâmina dielétrica pode ser colocada em uma posição transversal do guia de onda, que pode variar de $x=0$ (na parede do guia) até $x=a/2$ (o que corresponde ao centro do guia, sendo "a" a designação para a largura deste). No caso em que a lâmina está colocada em uma posição arbitrária, $x=x_1$, a constante de propagação da estrutura assim composta é uma função de ϵ , t_d , h_d e x_1 . O efeito da lâmina será máximo em $x=a/2$ e mínimo em $x=0$. Detalhes de construção e testes são apresentados na Secção 4.9

3.10.2 Atenuadores de média potência

Um atenuador simples pode ser construído com a colocação de um elemento absorvedor em uma secção de guia de onda. Este elemento deve ser capaz de atenuar a microonda e, no caso de potências não desprezíveis, dissipar a mesma. Um opção simples e prática [9] consiste na utilização de tubos de vidro, um ou mais, dentro dos quais circula água, colocados na direção transversal ao guia. Detalhes de construção e testes são apresentados na Secção 4.10

3.11 Isolador

Para proteger a válvula klystron de eventuais ondas refletidas é colocado em sua saída um Isolador. Este componente só permite a passagem de energia eletromagnética em uma direção. As ondas que retornariam à válvula klystron são enviadas a uma carga de alta potência, que pode absorver até 50 kW. Desta maneira, a válvula está protegida de ondas refletidas.

O isolador (modelo FE 6002 da TEMEX) é construído a partir de um "T mágico", um defasador diferencial de 90° e um acoplador direcional de 3 dB.

O "T mágico" é uma combinação de dois "Ts", um no plano "H" e outro no plano "E". Na Figura 3.12 tem-se a ilustração de um "T mágico" que já incorpora curvas "H" nas saídas que se acoplam ao defasador diferencial.

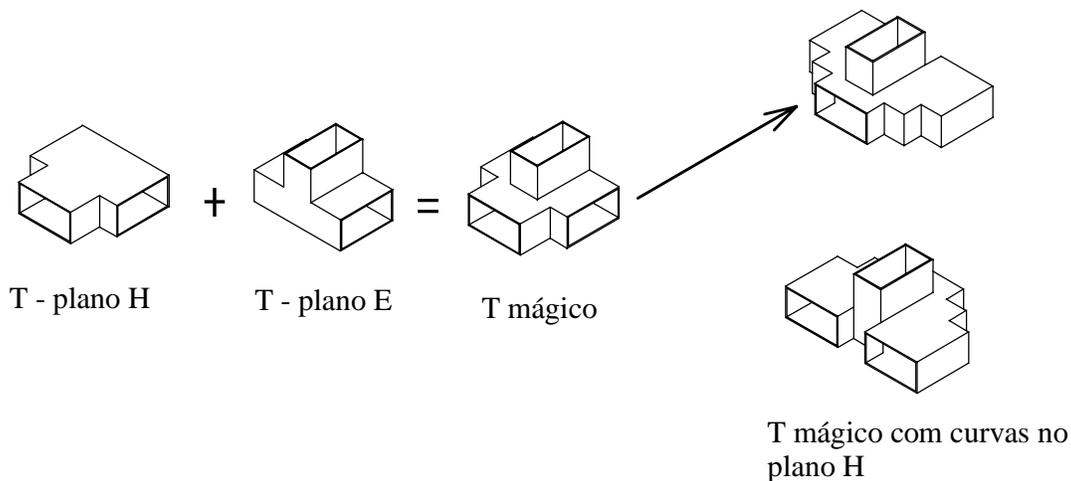


Figura 3. 12 - Construção de um "T mágico".

O defasador diferencial é um componente não recíproco, que apresenta defasagens diferentes em cada direção. Esta propriedade é conseguida através da colocação de uma "parede de ferrita", ao longo do eixo de propagação, numa

posição onde o campo magnético é circularmente polarizado*. Sobre a parede de ferrita atua um campo magnético constante, de modo a polarizar a ferrita transversalmente, isto resulta em permeabilidades diferentes ($\mu^+ \neq \mu^-$) para cada sentido de propagação. Assim, diferentes mudanças de fase irão ocorrer, de acordo com o sentido de propagação.

Na Figura 3.13 tem-se uma ilustração do circulador. Um sinal incidente na porta 1 se divide, no "T mágico", em dois, iguais e em fase. Estes sinais, ao passarem pelo defasador diferencial, são defasados de 90° , um em relação ao outro, e chegam ao acoplador em quadratura. No acoplador os sinais se combinam e saem pela porta 2. Assim, um sinal incidente na porta 1 sai pela porta 2.

Quando um sinal incide na porta 2 (por exemplo, uma onda refletida), ele é dividido pelo acoplador em dois sinais, em quadratura, que incidem no defasador diferencial, que irá aumentar para 180° . Estas ondas, ao regressarem ao "T mágico", estando fora de fase, se somam, saindo pela porta 3.

No caso de um sinal incidente na porta 3, o mesmo sairá na porta 4.

Desta maneira, o circuito circulador tem uma seqüência, onde os sinais transitam na ordem $1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 4 \rightarrow 1$ (isto caracteriza um circuito circulador). A isolação mínima, para um sinal que entra na porta 4 e sai pela porta 1, na faixa de temperatura de 10° a 30° , é de 20 dB. Para transformar este circulador em um isolador, deve-se utilizar duas cargas casadas (com água) em duas portas do circulador.

* Em um campo magnético confinado no interior de um guia de onda, define-se a direção de propagação por z, uma direção transversal horizontal por x, e outra transversal vertical por y. Para o modo TE_{10} os componentes magnéticos possuem componentes H_z e H_x não nulos, e $H_y = 0$. Nos planos onde $|H_z| = |H_x|$, temos um campo magnético circularmente polarizado. Para o modo TE_{10} existem dois destes planos [4].

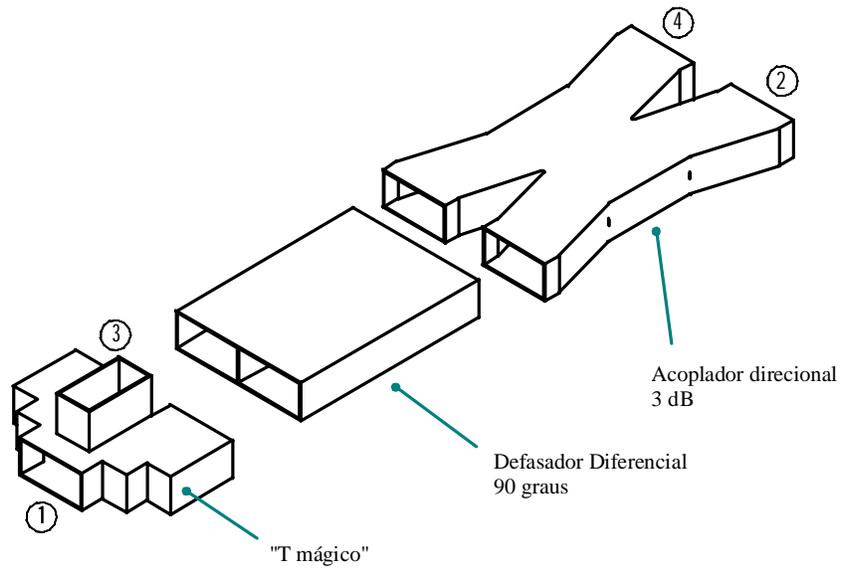
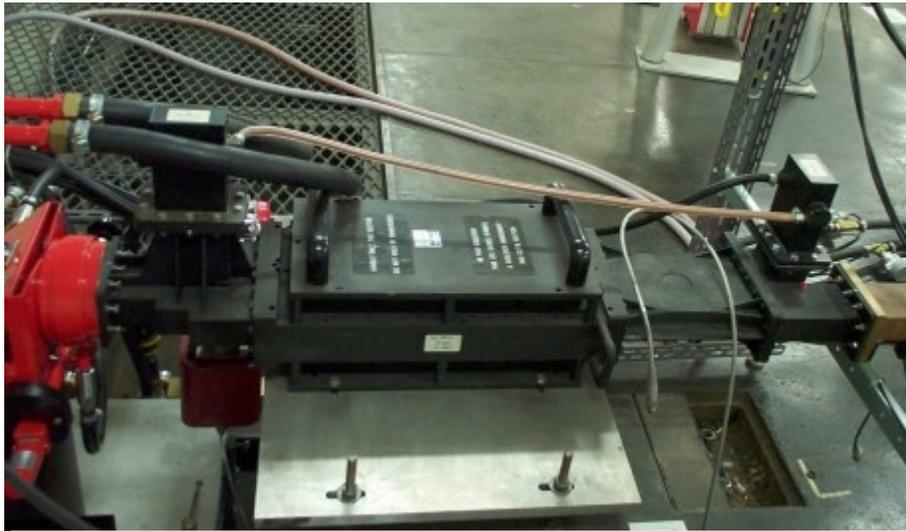


Figura 3. 13 - Circulador e seus componentes: "T mágico"; defasador diferencial e acoplador direcional. O isolador é construído a partir de um circuito circulador, onde a circulação dos sinais obedece a seqüência: 1→2→3→4→1, conforme designação da figura.

3.12 Referências

- 1 - Stephen C. Harsany - *Principles of Microwave Technology* - Prentice Hall, 1997.
- 2 - Robert E. Collin - *Foundations for Microwave Engineering* - McGraw-Hill books, 1966
- 3 - R. Levy - *Directional Couplers in Advances in microwaves* - New York Academic, 1966, vol. 1, pág. 115-209.
- 4 - Jerome L. Altman - *Microwave Circuits* - Van Nostrand Series in Electronics and Communication, 1964.
- 5 - Manual de operação das klystrons modelo TH 2054, TH 2075 e TH 2075A - Thomson CSF - Abril 1991.
- 6 - H. A. Bethe, *Theory of Diffraction by Small Holes*, Physical Review **66**, 163 (1944)
- 7 - Marco André Remy - Projeto e Desenvolvimento do Sistema de Microondas para o Acelerador Linear de Elétrons do Laboratório Nacional de Luz Síncrotron - Unicamp - 1993 - Dissertação de Mestrado.
- 8 - M. McKay, R. Robichaud, J. Frena and J. Helszajn - *The cross-guide directional coupler in ridge waveguide* - *Microwave Engineering Europe* - Fevereiro 1999. <http://www.mwee.com/magazine.html>
- 9 - N. D. Zhivotov and A. E. Tolstoi - *Variable attenuator for high power microwave* - *Instruments and Experimental Techniques*, vol 20, nº 05 - (1977)

Capítulo 4 - Construção e Ensaio.

Neste capítulo são apresentados os testes e aspectos de construção de alguns dos componentes desenvolvidos para a rede de microondas: acopladores direcionais variáveis, curvas em guia de onda, acopladores *cross guide*, monitores de potência, curtos móveis e cargas de alta potência. O desenvolvimento da capacidade de fabricação é uma das características relevantes deste trabalho. As características dos componentes são um compromisso entre seu desempenho e esta capacidade de fabricação. Os resultados obtidos foram satisfatórios.

4.1 Acopladores direcionais

Os acopladores direcionais são os componentes principais utilizados para a confecção dos divisores de potência (Figura 3.2) e dos conjuntos de defasadores (Secção 3.5) e atenuadores (Secção 3.6). O projeto de tais acopladores foi desenvolvido em trabalho anterior [1, 2] e uma característica relevante é o controle da Relação de Divisão (**RD**) a partir da variação de um único parâmetro geométrico, a altura de um domo capacitivo no centro do acoplador.

4.1.1 Parâmetros geométricos dos acopladores.

Os acopladores são do tipo *Riblet* [3], que se baseiam na interferência dos modos TE_{10} e TE_{20} na região de acoplamento. Além da largura da região de acoplamento, L , um outro parâmetro introduzido é a altura de um domo capacitivo, h (Figura 4.1). A introdução de um domo capacitivo, de altura ajustável, permite o controle de **RD** e **TOE** através de h , Figura 4.2.

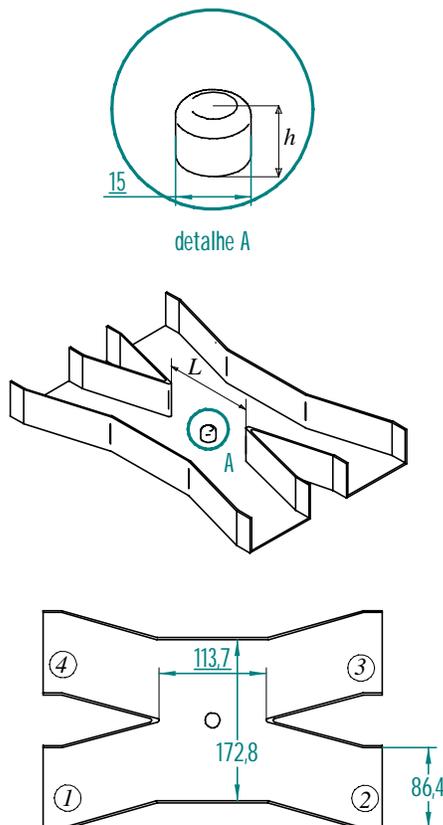


Figura 4. 1 - Geometria do acoplador direcional e seus parâmetros. A região de acoplamento, de comprimento L , proporciona a propagação dos modos TE_{10} e TE_{20} , que surgem a partir da incidência de uma onda TE_{10} na porta 1. Na região de acoplamento também existe um domo capacitivo, de altura h . A partir da variação de h é possível controlar a relação entre as potências que saem nas portas 2 e 3. Esta característica é muito útil, pois assim podem-se construir acopladores de 3 dB e acopladores variáveis. As dimensões indicadas são em mm.

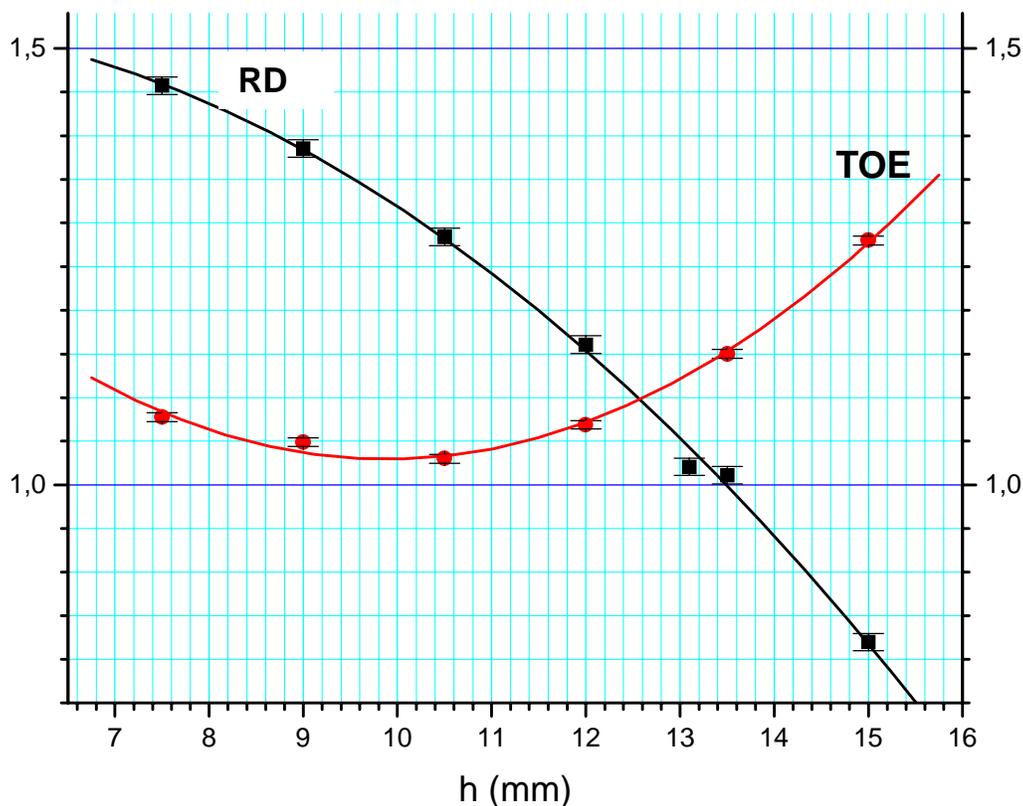


Figura 4. 2 - Variação da TOE de entrada e de **RD** em função de h . Tomando como base a Figura 4.1, a TOE de entrada é aquela medida na porta 1, estando as outras três casadas. A grandeza **RD** é a razão entre as potências emergentes nas portas 2 e 4. Conforme gráfico de [1].

4.1.2 Construção dos acopladores.

Para construção dos acopladores, foi utilizada a técnica de brasagem. Nesta técnica, as partes são unidas com um material de enchimento que possui uma temperatura líquida maior do que 450° e menor que a dos materiais a serem brasados. Ao aquecer-se os materiais e o enchimento até a temperatura líquida, o enchimento espalha-se na junção entre os materiais, formando uma liga com ótimas características mecânicas e elétricas. As partes brasadas devem ser protegidas da atmosfera, enquanto aquecidas, para não sofrerem oxidação. O primeiro protótipo do acoplador foi brasado em um forno a vácuo do IEAv. Para os outros acopladores, este forno não estava disponível. Como opção, foi feito o

processo de brasagem contínua em forno de atmosfera controlada por hidrogênio [4]. Neste processo, as peças atravessam o forno em um esteira, saindo brasadas deste (Figura 4.3).

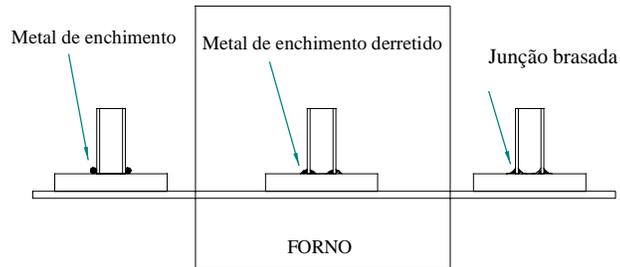
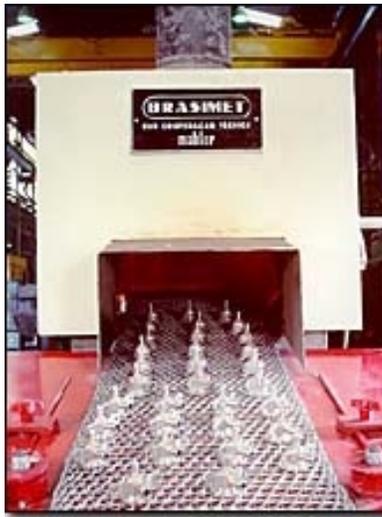


Figura 4. 3 - Processo de solda brasagem. As peças atravessam o forno, com atmosfera controlada, saindo brasadas deste.

4.1.3 Montagem experimental para caracterização dos acopladores.

Para medir-se a TOE, utiliza-se um guia fendido conectado a uma porta do acoplador, estando as outras três portas casadas. Percorrendo o guia fendido com uma antena, encontram-se as posições de máximo e de mínimo campo elétrico que, de acordo com (E 2-8), fornece a TOE (Figura 4.4).

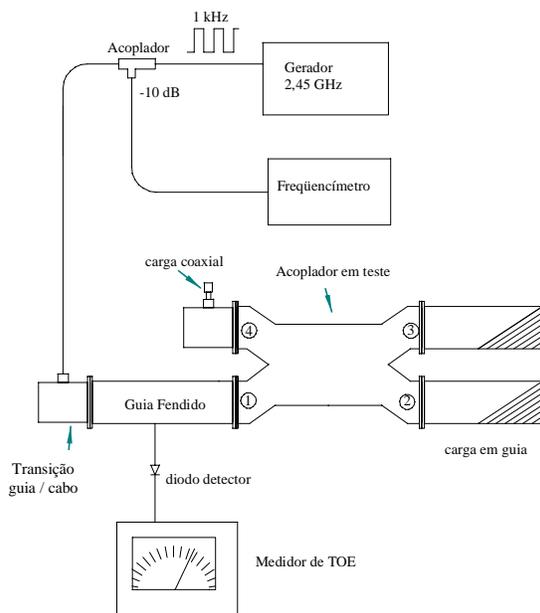


Figura 4. 4 - Montagem para levantamento da TOE. O sinal de 2,45 GHz é modulado em 1 kHz, para sintonizar com o medidor de TOE (modelo HP 415E), que trabalha nesta frequência. Uma parte do sinal é enviada para um freqüencímetro. Estando as portas 2, 3 e 4 do acoplador em teste conectadas a cargas casadas, o sinal é enviado à porta 1. A TOE medida é aquela característica do acoplador, relacionando-se com seu parâmetro s_{11} , que, no acoplador real, é diferente de zero (E 3-10).

Para a medida da **RD**, são utilizados sensores de potência ligados às portas de saída do acoplador (Figura 4.5). Estes sensores estão ligados a um medidor de potência de dois canais (*a* e *b*), que possibilita a leitura da razão entre as potências dos mesmos (potência do canal *a* sobre potência do canal *b*).

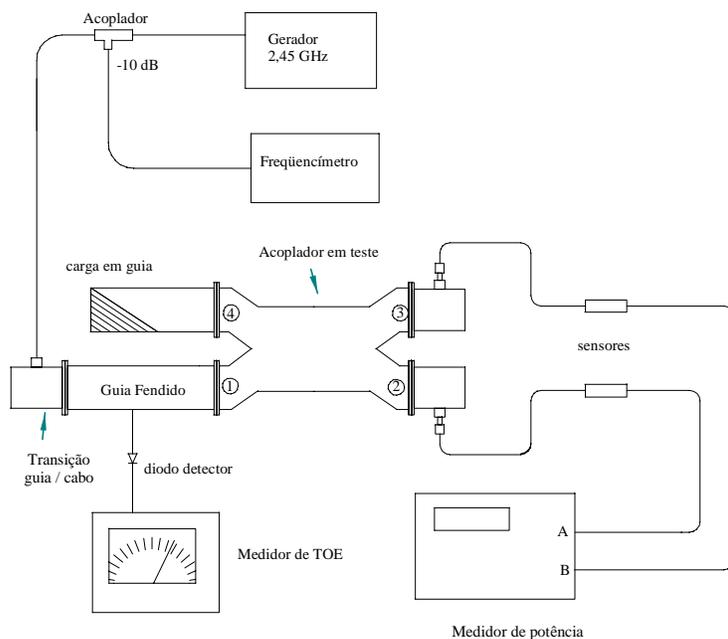


Figura 4. 5 - Montagem para medidas de **RD**. Os sinais emergentes nas portas 2 e 3 têm suas potências medidas por um medidor de potência de dois canais, onde a razão entre as potências dos canais *a* e *b*, P_a e P_b , respectivamente, pode ser diretamente indicada (P_a/P_b). Como definição, P_a corresponde sempre à porta oposta à de entrada, neste caso a porta 1. O mesmo padrão do gráfico da Figura 4.2 é encontrado, quando se permutam as portas, consequência da simetria do acoplador.

4.2 Divisores de Potência

A construção de acopladores com **RD** variável é possível, pela variação de um único parâmetro, a altura *h* do domo capacitivo. Esta opção é muito atraente diante de outras como, por exemplo, a construção de acopladores a partir de dois guias retangulares acoplados por aberturas circulares, separadas por um múltiplo de um quarto de comprimento de onda ($\lambda_g/4$). Neste caso, o valor de **RD** depende dos diâmetros dos furos que, para serem determinados, necessitam, além do valor teórico [5], de procedimentos experimentais.

Conforme o gráfico da Figura 4.2, para os valores de **RD** na faixa de 1,42 até 1,00, os acopladores possuem uma TOE na entrada bem aceitável, menor que 1,20. Os divisores de potência possuem valores para **RD** entre 1,28 e 1,40 (legenda da Figura 3.2). Esta faixa é satisfeita pelos acopladores com **RD** variável

e, por tal razão, serão os utilizados para a divisão de potência na malha. Para o ajuste de h , foi desenhado um domo móvel, onde a altura do mesmo pode ser ajustada através de um mecanismo com rosca (Figura 4.6).

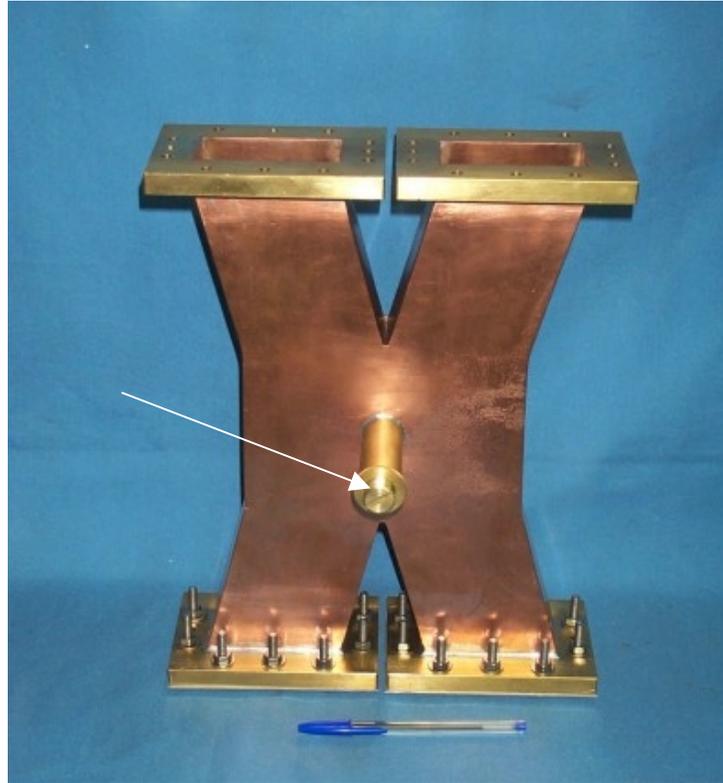


Figura 4. 6 - Acoplador com mecanismo para ajuste da altura do domo (flexa).

4.2.1 Variação de RD e TOE com a temperatura.

Uma questão levantada foi sobre o comportamento dos divisores com a variação da temperatura. Devido às deformações causadas pela dilatação térmica, as dimensões internas do acoplador mudam. No caso das estruturas aceleradoras, constituídas por cavidades de alto fator de qualidade, esta influência é muito relevante. Para avaliar se estas dilatações afetam os valores de **RD** e **TOE** foram feitos ensaios onde a temperatura do acoplador era aumentada. No intervalo de temperaturas entre 25 e 50° C não foram observadas mudanças nos valores de **RD** e **TOE**.

4.3 Curvas "E".

As curvas para microondas que ocorrem no plano do vetor elétrico, \vec{E} , são chamadas de Curvas "E". Tais curvas devem possuir a menor TOE, a fim de se minimizar as possíveis reflexões na rede de microondas. Um critério usado, para se minimizar estas reflexões, é fazer o comprimento médio do arco da curva (média entre os arcos externo e interno) ser igual a um múltiplo de meio comprimento de onda guiado, $\lambda_g/2$ [6]. Assim, adotou-se um comprimento médio do arco da curva de 173,4 mm.

As curvas foram soldadas com a técnica de brasagem a vácuo, utilizando o forno desenvolvido no LAL. Na Figura 4.7 tem-se as vistas da curva construída.

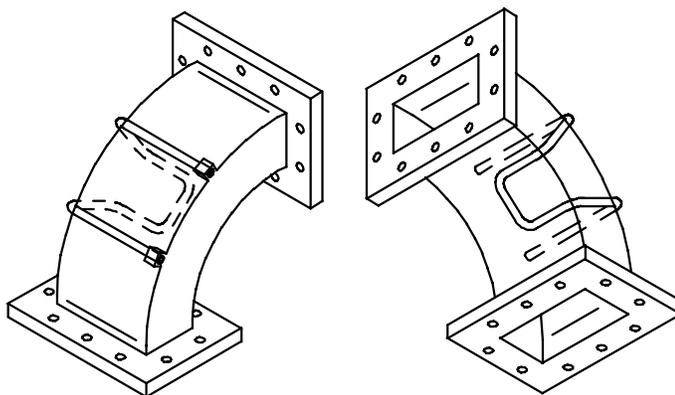


Figura 4.7 - Curva "E" projetada, com sugestão de circuito de refrigeração, onde um fluxo de água retira o calor. A TOE medida foi menor que 1,05.

4.3.1 Detector de faíscas.

Se ocorrem faiscamentos nos guias, estes não devem se propagar em direção à válvula klystron. Para identificar esta situação, não desejável, foi construído um detector de faíscas, onde o elemento que identifica a faísca é um par de fotosensores, colocados em uma curva "E" e acionados pelos fótons provenientes do faiscamento, Figura 4.8.

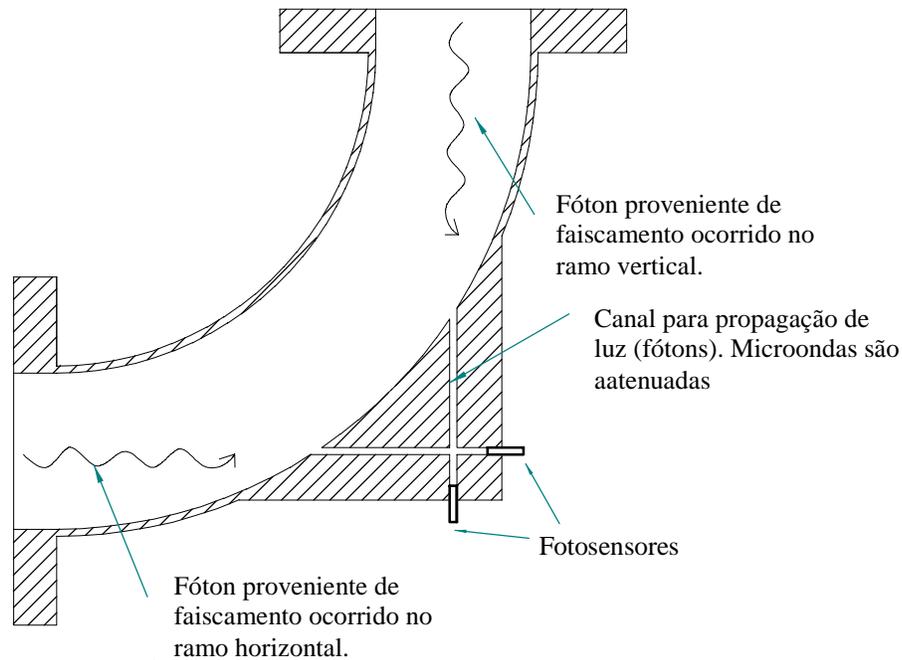


Figura 4. 8 - Detector de faíscas e seu princípio de funcionamento.

4.4 Curvas "H".

Assim como as curvas "E", as curvas "H" também possuem um comprimento médio de arco múltiplo de $\lambda_g/2$. O valor adotado foi, também, de 173,1 mm.

4.5 Monitores de potência.

Os monitores de potência, anteriormente mencionados na Seção 3.8, possuem acopladores direcionais, onde o acoplamento entre os guias primário e secundário ocorre através de um furo. O guia secundário, acima e centrado no furo, é constituído por uma linha de microfita com uma impedância característica de 50Ω . Um lado desta microfita deve ser conectado a uma terminação casada, e no outro tem-se o sinal a ser monitorado, que deve ser conectado a um detector/sensor com impedância de 50Ω . Através do furo de acoplamento tem-se induzidos, no guia secundário, um campo elétrico, \vec{E} , e um outro magnético, \vec{H} . Estes campos induzem correntes na microfita. O campo \vec{E} produz um

acoplamento simétrico, isto é, as correntes induzidas na microfita possuem, em cada lado, a mesma amplitude e fase. O campo \vec{H} produz um acoplamento antisimétrico, isto é, as correntes induzidas na microfita estão defasadas de 180° . Isto pode ser entendido pelo fato de \vec{H} formar uma "alça magnética" no guia secundário, que induzirá um campo \vec{E} antisimétrico. Este campo \vec{E} induzido pela "alça magnética" possui uma projeção, na microfita, que varia de acordo com o ângulo θ , formado entre o eixo do guia primário e a linha de microfita. Ajustando θ , pode-se fazer a componente antisimétrica, induzida por \vec{H} , ser igual à componente simétrica, induzida por \vec{E} . Assim, ter-se-á, num terminal da linha de microfita, a soma das correntes, e no outro, a diferença. Isto caracteriza um acoplador direcional. Na Figura 4.9 [7] tem-se uma ilustração deste tipo de acoplamento.

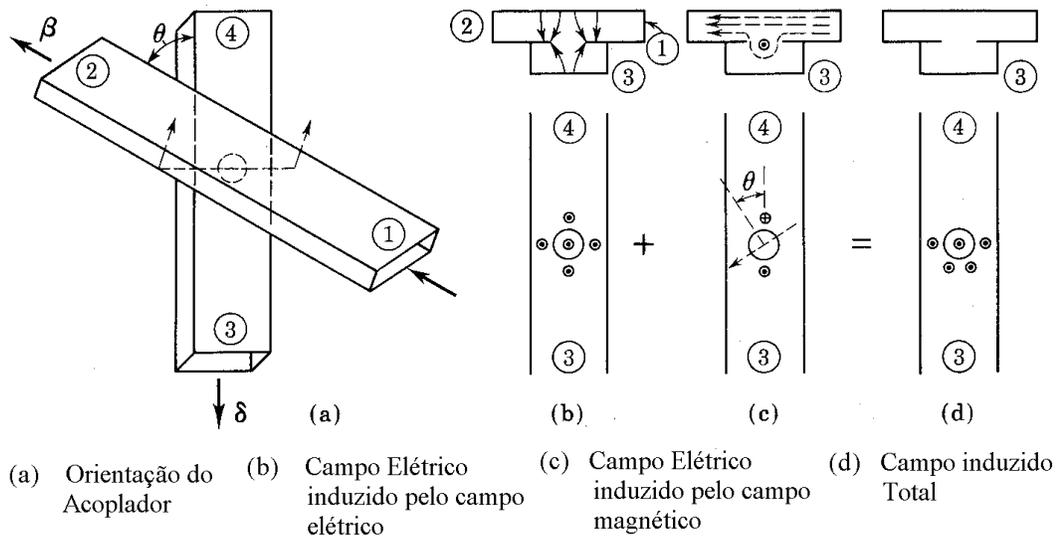


Figura 4.9 - Acoplamento de guias através de um furo. Para um determinado ângulo θ , a onda emergente na porta 4 é mínima e, na porta 3, tem-se uma amostragem da onda incidente na porta 1. Retirado de [7].

4.5.1 Construção e testes dos monitores de potência.

Os monitores foram construídos em um guia WR 340, de 200 mm de comprimento, onde foram feitos dois furos de 8 mm de diâmetro (um para cada acoplador). Sobre cada furo é colocado um suporte para a fixação do dispositivo que contém a microfita e suas saídas, com conectores SMA (Figura 4.10). O valor

do acoplamento depende do diâmetro do furo (8 mm) e da distância da microfita até este (~4 mm). A máxima isolamento encontrada ocorre quando a microfita faz um ângulo de 63° graus com a direção do guia principal, conforme a Figura 4.10.

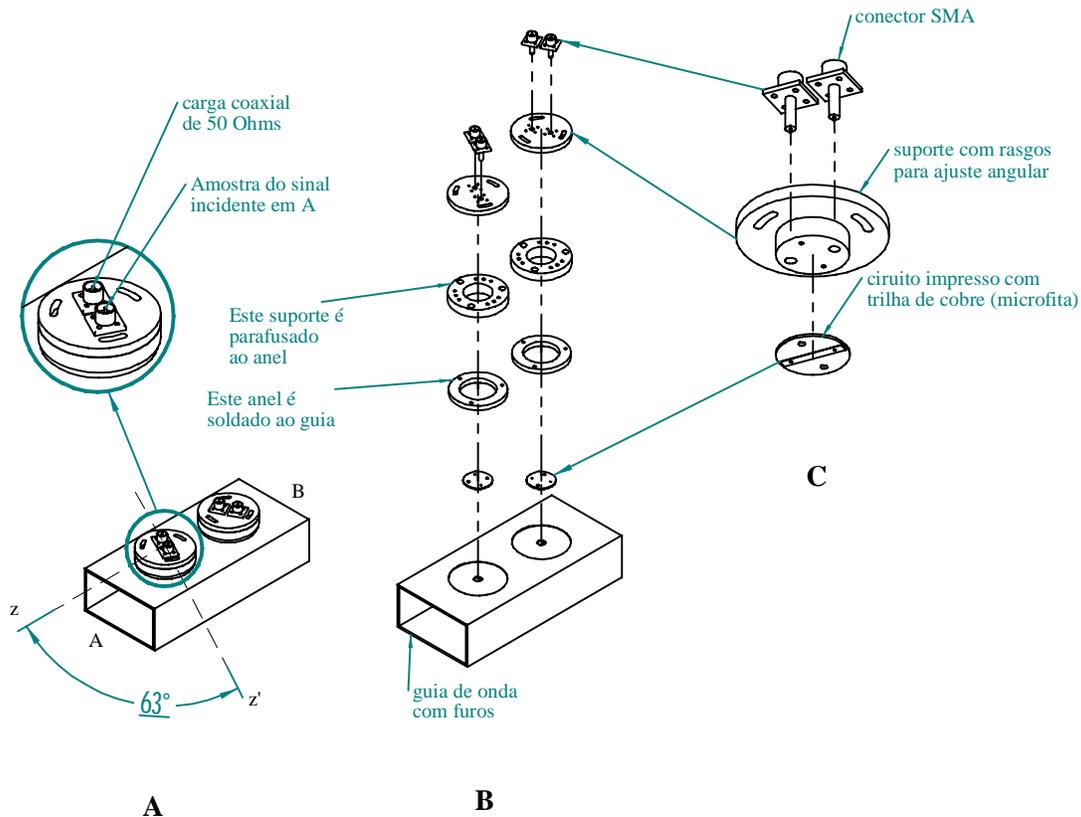


Figura 4. 10 - Monitor de potência incidente e refletida. (A): vista do monitor com os dois acopladores; um sinal incidente na entrada "A" do guia é monitorado no conector SMA indicado, o ângulo de máxima isolamento, 63° , está indicado (*nesta situação, o sinal no conector SMA que vai ligado à carga coaxial é mínimo*), comportamento análogo ocorre para um sinal incidente na entrada "B" do guia; (B): vista explodida do monitor; (C): detalhe da montagem dos conectores e do circuito impresso, que constitui a microfita.

Para levantamento das medidas de acoplamento, os sinais emergentes das portas do monitor são enviados a um medidor de potência de dois canais, onde a razão entre os mesmos é disponibilizada, em decibéis.

4.6 Acopladores *cross guide*.

Estes acopladores possuem um acoplamento que depende das dimensões do furo, conforme citado na Secção 3.9. Para encontrar as dimensões do furo, em forma de cruz, foram feitos testes de acoplamento entre dois guias, principal e secundário. Como o objetivo foi o de se levantar a curva de acoplamento, estes dois guias não foram soldados, mas fixados através de um arranjo mecânico.

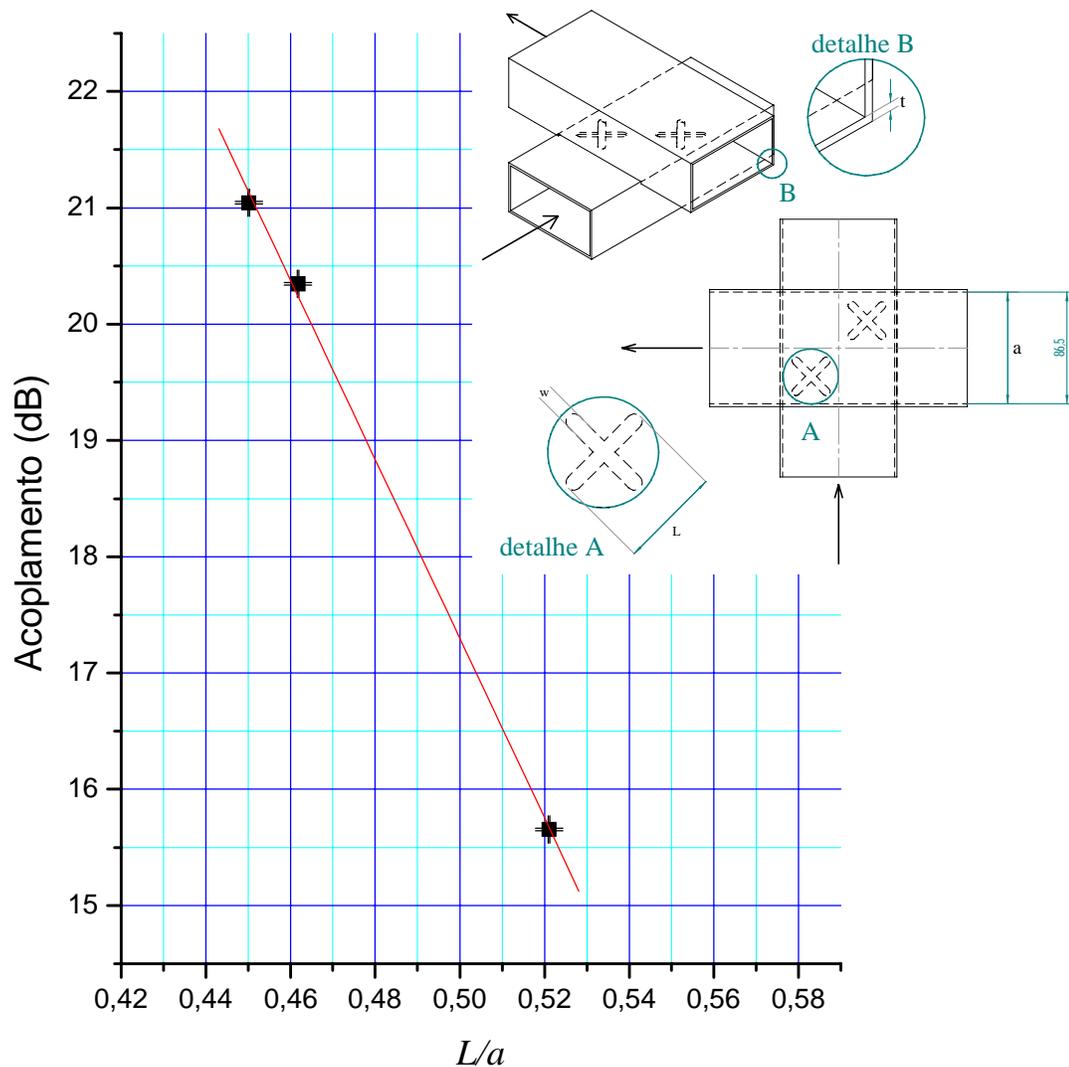


Figura 4. 11 - Curva de acoplamento e parâmetros do furo: $a = 86,36$ mm; $t = 2$ mm e $w = 6$ mm. Para levantamento da curva foi alterado o parâmetro L .

Desta maneira, foi possível se levantar o acoplamento para três conjuntos de furos, obtendo-se, assim, uma curva para a acoplamento entre os guias em função do parâmetro geométrico L/a , de acordo com a convenção da Figura 4.11.

Conforme os resultados da Figura 4.11 é possível trabalhar com os valores de acoplamento especificados para o sistema, conforme a Secção 3.9.

4.7 Curtos móveis.

Os curtos móveis foram construídos tendo por exigência as condições de alta potência de microondas. Com campos elétricos intensos, a possibilidade de ocorrer faiscamento (arco voltaico) aumenta, o que não é desejável. O processo de formação do arco se inicia com a vaporização de material no interior do guia, devido ao aquecimento pelo campo elétrico. O material vaporizado provoca uma descarga de plasma (gás totalmente, ou quase totalmente, ionizado) e ocorre o centelhamento. Na região onde ocorre o arco voltaico, ocorre um colapso do campo elétrico, gerando uma onda refletida. No entanto, o arco voltaico formado tende a se propagar na direção da onda refletida. A formação do arco é mais provável em regiões com irregularidades superficiais ou com impurezas.

Os curtos móveis, ao se deslocarem pelas paredes do guia, não podem ir "raspando" pelas paredes. Este procedimento pode deslocar a posição do curto elétrico de forma errática [8]. Também podem surgir regiões onde a configuração do campo elétrico facilite a formação de arco voltaico.

Por tais motivos, os curtos são do tipo em que não há contato com a parede do guia. Este sistema se baseia em linhas de transmissão com distâncias de $\lambda_g/4$, utilizadas para casamento de impedâncias [9]. O valor de λ_g depende da geometria do meio de propagação; por exemplo, um guia retangular, para dada frequência, possui um determinado λ_g . Se, neste guia, for inserido um outro, menor, as ondas se propagarão no espaço entre os dois guias; no entanto, o comprimento de onda guiado será diferente daquele do primeiro caso; dependendo do perfil inserido dentro do guia, formato e dimensões, λ_g terá um determinado valor. Assim, ao

colocar-se um curto móvel dentro do guia retangular, surge a necessidade de se determinar o valor de λ_g para cada uma das secções que o compõem. Uma maneira de se obter o valor de λ_g é através de medidas com um guia fendido. Com respeito ao perfil das secções, as circulares são as mais fáceis de serem construídas, o que é uma vantagem muito relevante com respeito a um perfil retangular.

Após confecção e testes com curtos de perfil retangular, optou-se pela construção dos de perfil circular. Estes perfis têm o mérito de já terem sido usados no Mainz Microtron (MAMI) [10] onde a potência de microondas é bem maior.

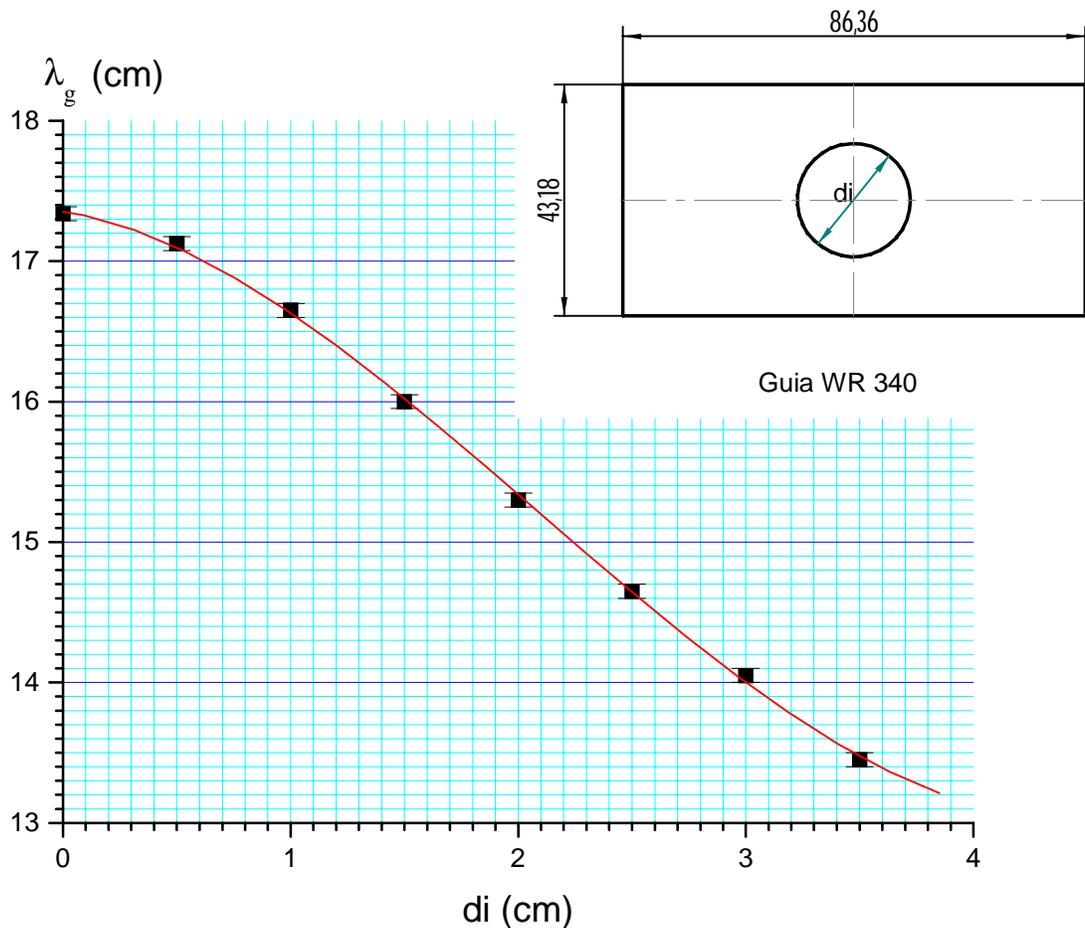


Figura 4. 12- Gráfico de λ_g em função do diâmetro de uma secção circular inserida dentro de um guia retangular WR 340. Retirado de [11].

Com os dados obtidos experimentalmente [11] para os valores de λ_g , em função dos diâmetros de uma secção circular inserida dentro de um guia retangular, Figura 4.12, construíram-se quatro curtos móveis para utilização nos circuitos Atenuador e Defasador, Figura 4.13.

Nos testes com o guia fendido, as características dos curtos foram excelentes. O princípio de linhas de transmissão com comprimento de $\lambda_g/4$ mostrou-se muito eficiente, pois, no padrão de onda estacionária, o nó da onda registrou um valor não detectável pelo medidor de potência. Apesar da última secção do curto ser de formato retangular, distando ~ 1 mm da parede do guia, a potência medida, que chega ao final do curto, corresponde a uma atenuação de 35 dB da potência incidente.

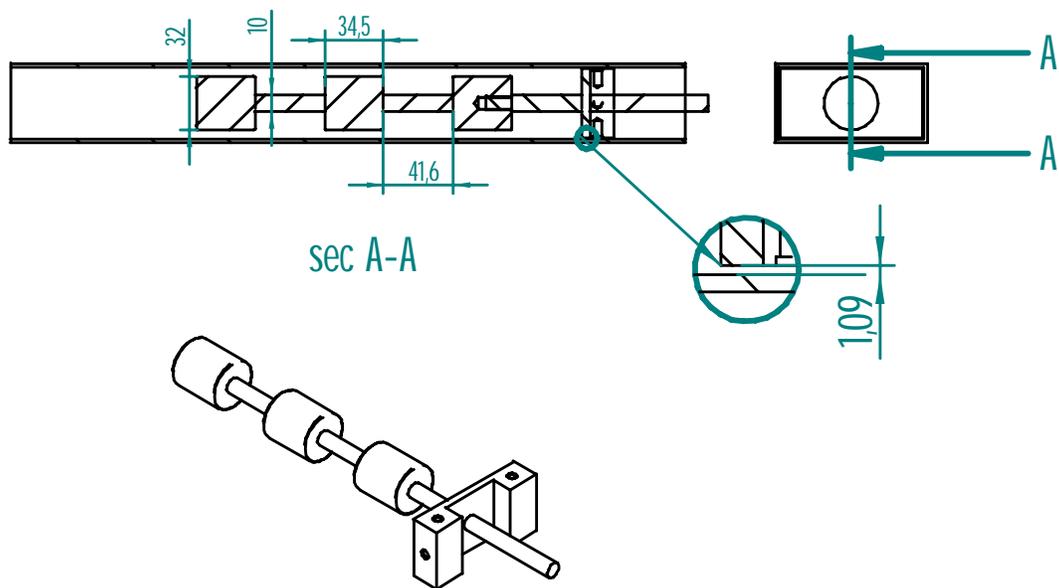


Figura 4. 13 - Vista do sistema de curtos móveis com secções de $\lambda_g/4$. As dimensões dos diâmetros e comprimentos das secções são dadas em mm e estão de acordo com o gráfico da Figura 4. 12.

4.8 Cargas de alta potência

As cargas usadas nos acopladores e atenuadores devem suportar altas potências, da ordem de 5 kW. Após a construção e testes em cargas com elementos dissipativos de grafita e de Kanthal*, que não se mostraram satisfatórios, optou-se pelo desenvolvimento de cargas d'água, tendo como base um modelo comercial, da empresa francesa Temex [12]. Neste tipo de carga, a potência é absorvida por um fluxo d'água que atravessa um tubo de cerâmica. Para proporcionar o casamento de impedância existe um pino indutor, convenientemente colocado, Figuras 4.14 e 4.15.

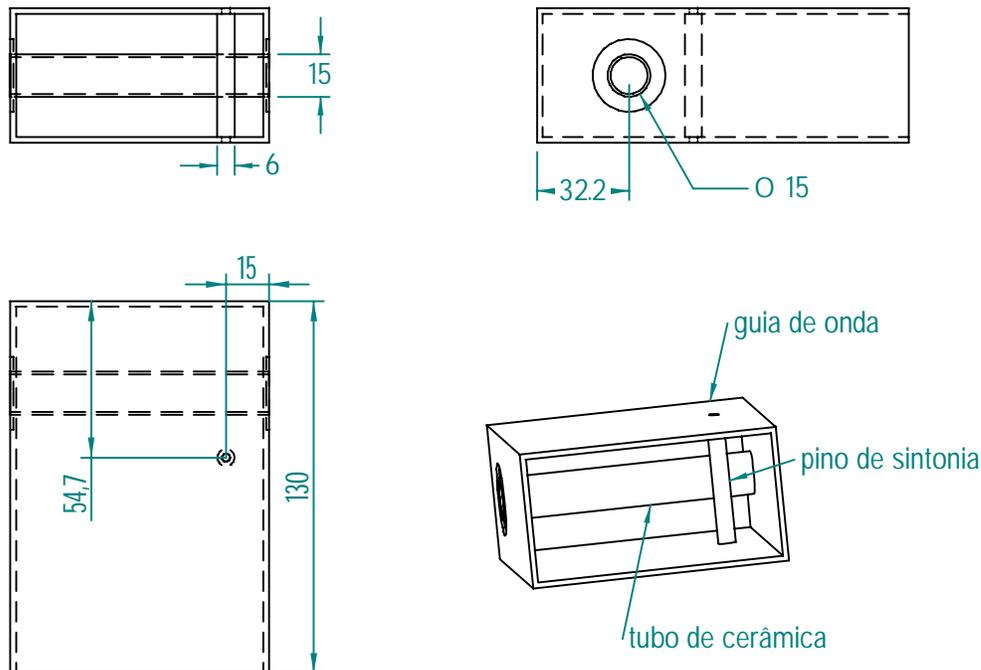


Figura 4. 14 - Carga d'água e suas dimensões relevantes. Nestas vistas não está representada a flange.

Após os ensaios, foram construídas 11 cargas, três destas necessárias para os testes de alta potência com o circuito Atenuador, Figura 3.8. Estas cargas, em

* Liga especial com resistência elétrica, registrada pela Kanthal International, <http://www.kanthal.com>

testes feitos com guia fendido, indicaram uma TOE de cerca de 1,1. Para a carga comercial, a TOE indicada foi de 1,2.



Figura 4. 15 - Fotos de algumas das cargas d'água construídas. A esquerda, uma vista onde se pode notar o tubo de cerâmica e o pino indutor. A direita, duas cargas montadas no circuito Atenuador, detalhe para o circuito de circulação d'água.

4.9 Defasadores para média potência

Os defasadores construídos [13] baseiam-se na interferência de uma lâmina de material dielétrico colocada dentro de um guia de onda. Para se diminuir a TOE, a lâmina é afilada em suas extremidades. Depois de testes com vários formatos e dimensões, foi encontrada uma lâmina de vidro, de uso doméstico, com dimensões satisfatórias, Figura 4.16.

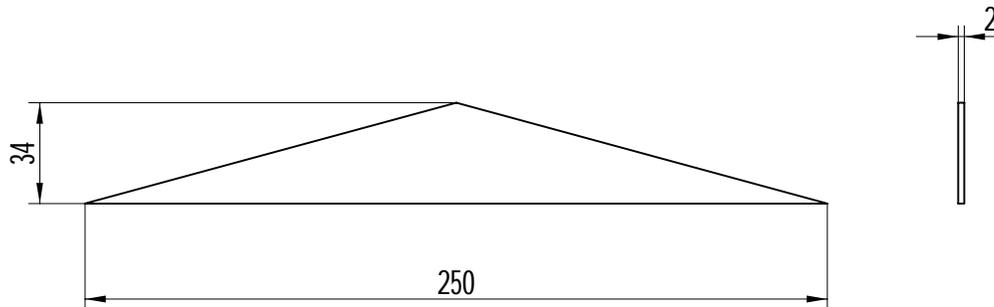


Figura 4. 16 - Dimensões para a lâmina de vidro do defasador de média potência. Medidas em mm.

O sistema posiciona a lâmina ao longo da direção horizontal, x , do guia, através de um mecanismo acionado por motor de passo, obtendo variação da fase do sinal de microonda, Figura 4.17.

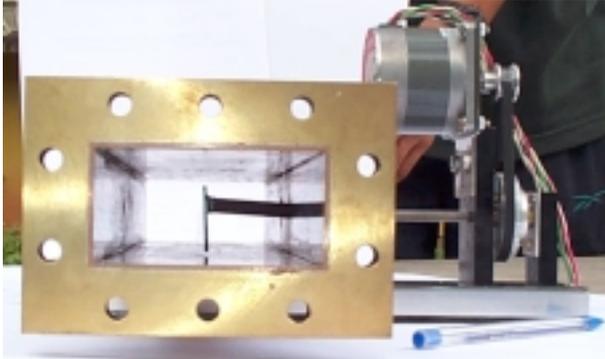


Figura 4.17 - Mecanismo de posicionamento da lâmina de vidro ao longo da direção transversal, x , do guia de onda.

As medidas de caracterização relevantes são defasagem e TOE, em função do deslocamento em x . Na Figura 4.18 tem-se os resultados obtidos para a lâmina da Figura 4.16

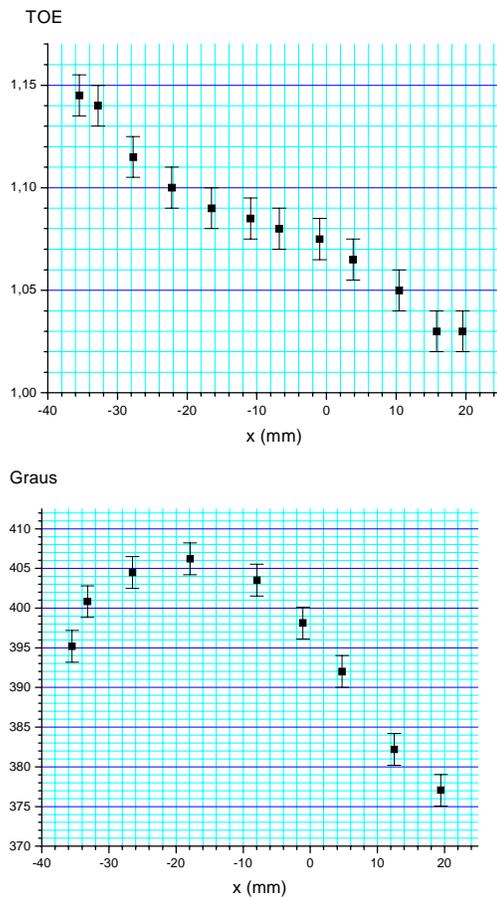


Figura 4.18 - Resultados de caracterização obtidos para a lâmina defasadora. A posição extrema à direita, no eixo das abcissas, corresponde à lâmina o mais próximo possível da parede do guia. No primeiro gráfico tem-se a TOE em função da posição da lâmina. Como esperado, a TOE aumenta a medida que a lâmina adentra no guia. No segundo gráfico tem-se a defasagem em função da posição. O método de medição da defasagem é descrito na Figura 5.8

Os resultados para a TOE estão bem aceitáveis, uma vez que, para uma TOE de 1,145, a potência refletida corresponde a 0,4%. A faixa obtida para a defasagem é da ordem de 28° , valor suficiente, uma vez que este ajuste será feito para corrigir pequenas variações dinâmicas de fase entre as cavidades; o ajuste estático será feito pelo ajuste do comprimento de guias (cabos coaxiais).

4.10 Atenuadores para média potência

Os atenuadores construídos [14] se valem da capacidade da água absorver microondas. Um tubo de vidro, no qual circula água, avança no guia de onda. À medida que avança, absorve potência, atenuando o sinal. Na Figura 4.19 tem-se uma ilustração do sistema de atenuação.

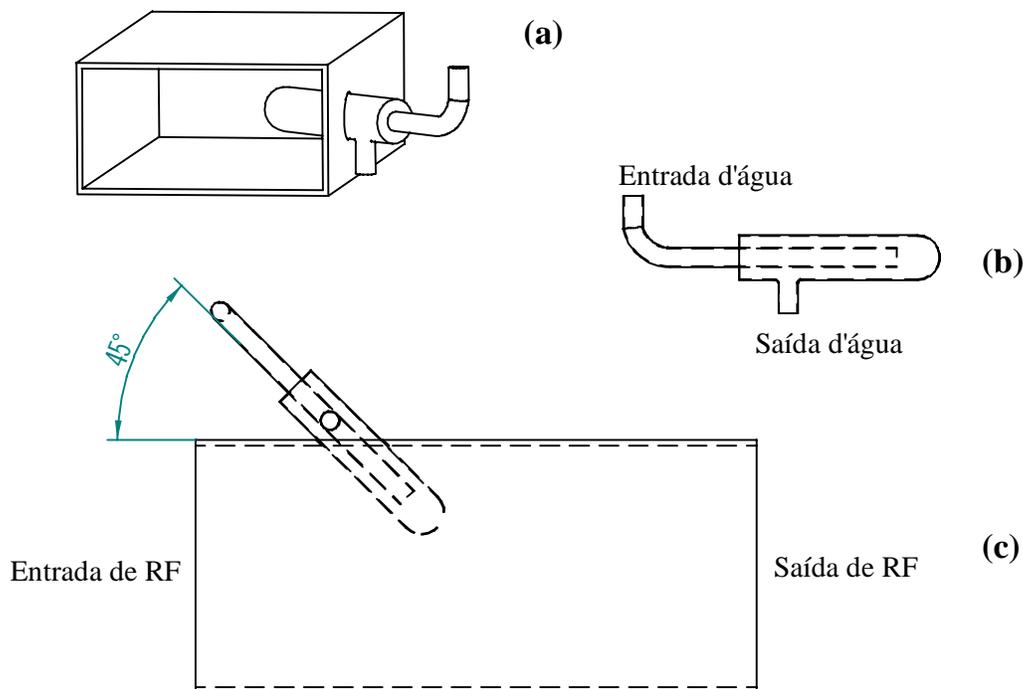


Figura 4. 19 - Sistema de atenuação usando tubo d'água. Em (a) tem-se uma vista em perspectiva. Em (b) tem-se o tubo com circuito de circulação d'água, feito em vidro. Em (c) a vista com a entrada e saída de RF, detalhe para o ângulo que o tubo faz com a direção longitudinal do guia.

As medidas de caracterização do atenuador estão mostradas na Figura 4.20, onde tem-se a TOE, atenuação e defasagem em função do avanço do tubo dentro

do guia de microondas. O valor "0" corresponde à posição em que o tubo se encontra o mais próximo possível da parede do guia.

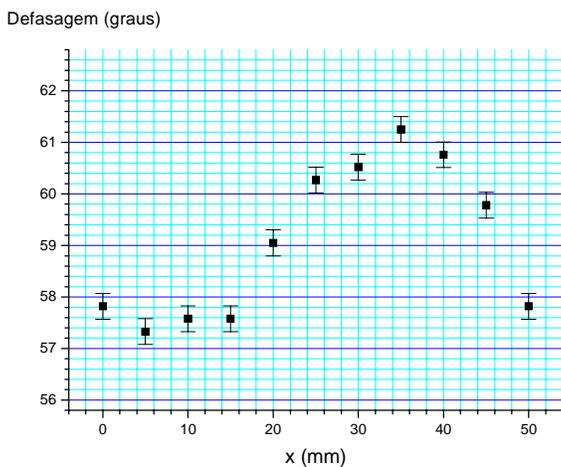
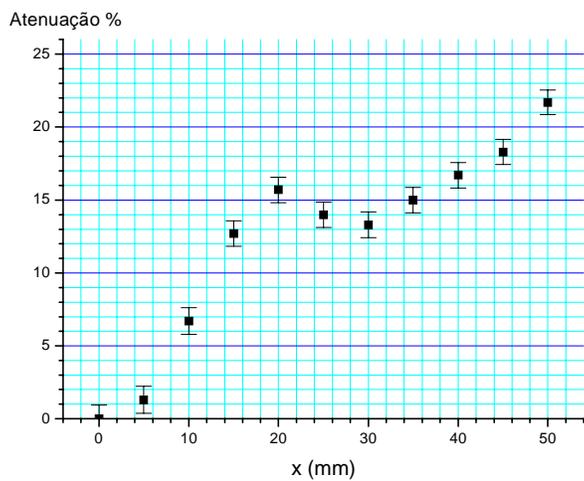
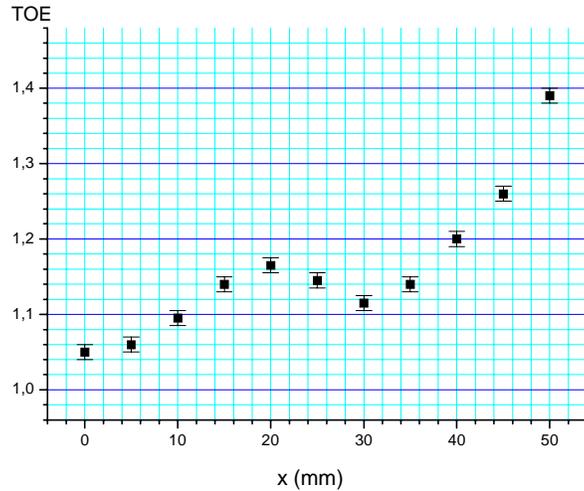


Figura 4. 20 - Resultados de caracterização do atenuador de média potência. No primeiro gráfico tem-se a TOE em função do deslocamento do tubo (deslocamento este que ocorre numa direção de 45° em relação à parede lateral do guia, conforme Figura 4.19). No segundo gráfico tem-se a atenuação em função do deslocamento. E, no terceiro, a defasagem.

Como a atenuação prevista será da ordem de 10% da potência incidente, o sistema pode operar em uma faixa de atenuação razoavelmente linear para deslocamento menores que 17 mm. Nesta faixa de operação, a defasagem é pequena e a TOE está em torno de 1,15, o que corresponde a uma potência refletida $<0,5\%$, valor perfeitamente aceitável.

4.11 Referências

- 1 - Militão Vieira Figueredo - Projeto, Construção e Teste de um Acoplador Direcional de 3 dB para Microondas de Alta Potência - IFUSP - 1996 - Dissertação de Mestrado.
- 2 - M. V. Figueredo, M. N. Martins e J. Takahashi - "Contrôle de Divisão de Potência em um Acoplador Direcional para RF de Alta Potência" - Revista Brasileira de Física Aplicada e Instrumentação, Vol 13, nº 01, pág. 17-21 (1998).
- 3 - H. J. Riblet - *The Short-Slot Hybrid Junction* - Proc. IRE, vol 40, pág. 180-184 (1952).
- 4 - Este processo foi executado na Brasimet Comércio e Indústria S. A. <http://www.brasimet.com.br/>
- 5 - C. G. Montgomery - *Technique of Microwave Measurements* - Dover Publications, Inc. N. Y. - Volume 2 (1966).
- 6 - Arthur Frank Harvey - *Microwave Engineering* - Academic Press - (1963).
- 7 - Jerome L. Altman - *Microwave Circuits* - Van Nostrand Series in Electronics and Communication, 1964.
- 8 - Herbert J. Reich - *Microwave Theory and Techniques* - The Van Nostrand Series in Electronics and Communication, 1953.
- 9 - Herbert J. Reich - *Microwave Principles* - The Van Nostrand Series in Electronics and Communication, 1966.
- 10 - Site do Microtron de Mainz <http://www.kph.uni-mainz.de/>
- 11 - H Herminghaus - *Comunicação particular*, 1989.
- 12 - <http://www.temex-components.com>
- 13 - Alessandro Cavalheiro Gregorio - *Defasador Sistema de Lâmina - Relatório FAPESP* - 2002
- 14 - Eduardo Hideo Nakagawa - *Atenuadorem Guia de Onda - Relatório FAPESP* - 2002

Capítulo 5 - Sistema de controle de fase e potência.

Neste capítulo é apresentado o Sistema de Controle de Fase e Potência (SCFP). O mesmo tem, como base, os acopladores direcionais previamente descritos. Por meio da utilização de curtos circuitos móveis e cargas d'água de alta potência, configuram-se os circuitos Atenuador e Defasador. Além de testes em baixa potência, utilizando um software dedicado, o sistema foi testado em cargas de alta potência, utilizando a válvula klystron. Com respeito ao sistema de controle de potência, o Atenuador em particular, não se tem na literatura nenhuma referência à configuração aqui adotada, idéia originalmente proposta por Jiro Takahashi [1].

5.1 Considerações gerais sobre atenuadores de alta potência

O SCFP tem, como característica inovadora, a configuração do Atenuador de potência. Os métodos mais utilizados se caracterizam pela introdução de materiais resistivos dentro do guia de onda. Através da variação da inserção do material, controla-se a atenuação da microonda. Estas configurações mostram-se ineficientes a medida que a potência aumenta, visto que, nestes casos, necessita-se dissipar a energia absorvida. Estas configurações podem se basear em discos [2] ou lâminas [3]. A configuração de tubos d'água, utilizada no atenuador de média potência, para as cavidades *chopper-bunhcer*, consegue absorver e dissipar com sucesso a potência. No entanto, as estruturas aceleradoras trabalham em condições onde a potência é cerca de uma centena maior.

Uma outra proposta baseia-se na configuração de acoplador direcional variável [3, 4]. Neste tipo de configuração utilizam-se 3 acopladores direcionais de 3 dB para se controlar a potência, Figura 5.1.

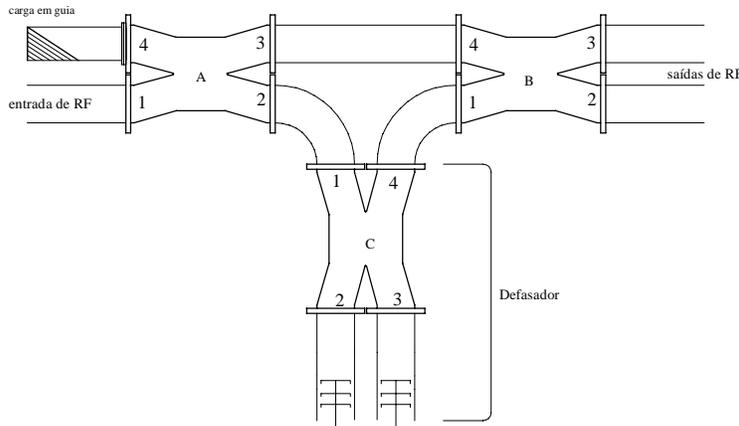


Figura 5. 1 - Acoplador direcional variável utilizado para controle de alta potência. Um sinal incidente na porta A1 é dividido em dois, A3 e A2, com diferença de 90° . Uma secção de guia conecta as portas A3 com B4, enquanto o sinal incidente na porta B1 tem sua fase controlada pelo defasador variável. A razão entre os sinais das portas B2 e B3 depende da diferença de fase entre os sinais incidentes nas portas B1 e B4, sendo que a fase de B1 é controlada pelo Defasador.

Esta configuração possibilita o controle da potência através dos curtos móveis do defasador, sendo as saídas (B3 e B2) dependentes. Para se ajustar a fase, mais um outro defasador é necessário. A proposta de Takahashi permite o ajuste de fase e potência com a utilização de apenas dois acopladores direcionais de 3 dB.

5.2 Princípios de funcionamento

O controle de fase e potência, condição necessária para ligar as estruturas aceleradoras à válvula klystron, é viabilizado pelo desenvolvimento do SCFP. Cada uma das estruturas terá um SCFP, constituído de um Atenuador e Defasador variáveis controlados por um sistema eletrônico dedicado (microcontrolador). O sistema microcontrolador, em cada estrutura, necessita de duas amostras do campo acelerador: uma para informação de fase e outra para informação de potência. A partir destas informações o SCFP atua de modo a corrigir a fase e potência de microondas fornecida, através do Atenuador e do Defasador variáveis, que são ligados em série, antes da entrada da estrutura, Figura 5.2

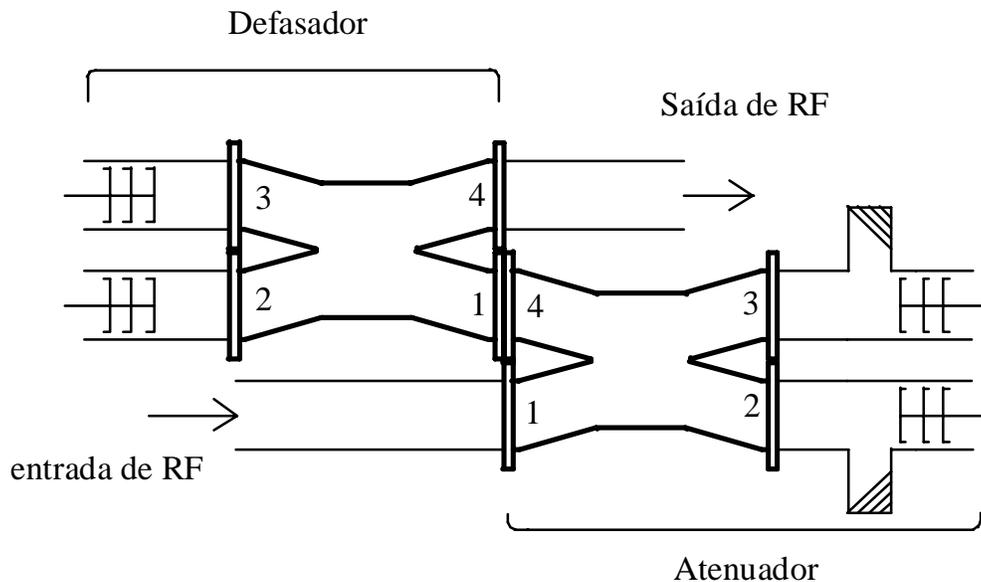


Figura 5. 2 - Esquema de ligação dos circuitos Atenuador e Defasador.

O sinal de fase é enviado a um circuito Misturador Duplamente Balanceado ou *Double Balanced Mixer* (DBM) [5], onde é comparado com um outro sinal, uma referência para todo o acelerador. O circuito DBM faz a combinação destes dois sinais e, sendo os dois da mesma frequência, a saída será um sinal cujo nível é dependente da diferença de fase, Figura 5.3.

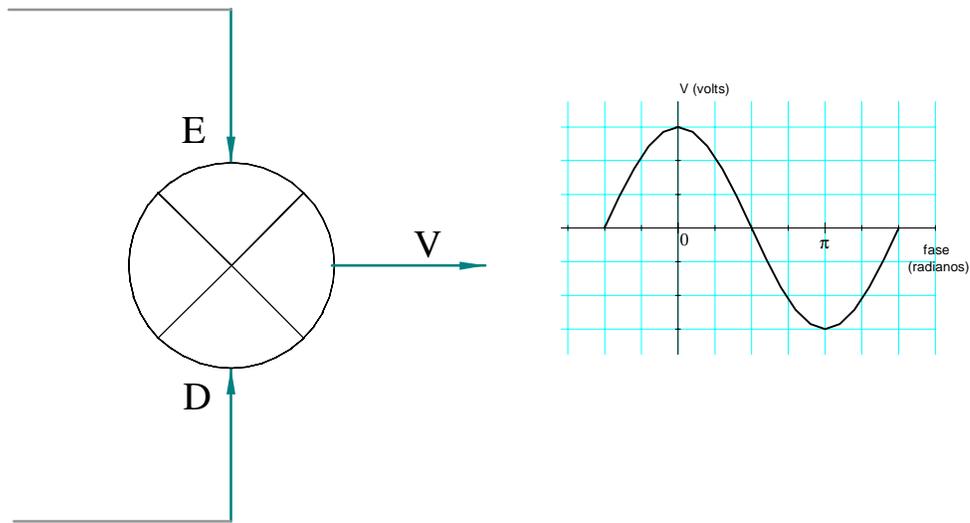


Figura 5. 3 - Operação de um circuito DBM. A saída, **V**, possui uma tensão que depende das diferenças de fase dos sinais nas entradas **E** e **D**.

O sinal de potência é enviado a um diodo detector, que opera na região quadrática, onde a amplitude é proporcional à potência incidente.

Estes sinais, com as informações de fase e potência, são amplificados e convertidos em sinais digitais, sendo comparados com valores estabelecidos, o que é realizado através de um algoritmo no microcontrolador.

Estes dois sinais, com informações de fase e potência, são enviados para uma placa de controle, próxima à estrutura aceleradora. A placa de controle possui amplificadores para condicionamento dos sinais, um conversor analógico/digital, um microcontrolador, uma interface serial para comunicação e acionadores para os motores de passo. O microcontrolador adquire continuamente os sinais de fase e

potência, e verifica se os mesmos estão compatíveis com uma dada referência. A partir desta comparação é acionado um algoritmo Proporcional Integral (PI), para determinar a direção e número de passos necessários para os motores levarem os circuitos Atenuador e o Defasador a uma nova posição. Como o Atenuador causa uma certa defasagem e o Defasador, por sua vez, introduz uma pequena atenuação (influência da TOE), o programa limita o número de passos de cada motor, de modo a manter a estabilidade. Para evitar o acionamento excessivo do sistema, e conseqüente desgaste das partes mecânicas, um limite é estabelecido no programa, de modo a permitir o movimento dos curtos móveis somente para correções acima de certo número de passos, Figura 5.4.

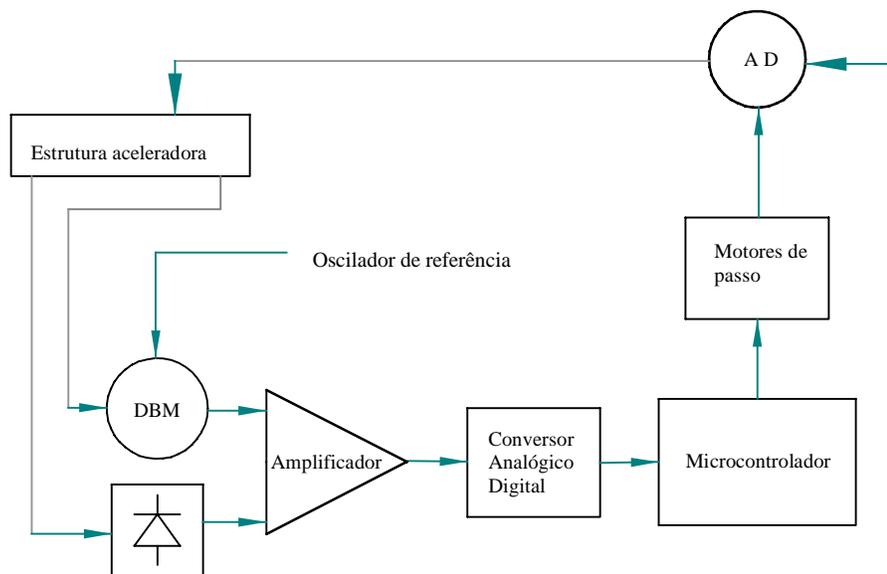


Figura 5.4 - Diagrama de blocos do Sistema de Controle de Fase e Potência, SCFP.

O procedimento de controle ocorre até os valores de fase e potência convergirem para o estipulado.

5.3 Testes em baixa potência

Os teste preliminares, feitos em baixa potência, evidenciaram o bom funcionamento do SCFP. Inicialmente foram usados curtos móveis com secção retangular, Figura 5.5. No entanto, sendo a potência muito baixa, não haveria condições de ocorrer um arco voltaico.



Figura 5. 5 - Curtos móveis de secção retangular usados nos testes preliminares de baixa potência

Primeiro foram testados o Atenuador (Figuras 5.6 e 5.7) e o Defasador (Figuras 5.8 e 5.9) separados, para se comprovar seu funcionamento. O parâmetro que modifica tanto a defasagem como a atenuação é a posição do curto móvel. Os resultados mostraram que as funções básicas (defasagem e atenuação) foram satisfeitas. Porém, um parâmetro conseqüente, mas muito importante na caracterização do sistema é a TOE. Por exemplo, se a atenuação desejada for de 5% e se o Atenuador tiver uma $TOE \cong 1,57$, o que corresponde a uma potência refletida de 5%, estes parâmetros serão competitivos e altamente dependentes. Com respeito à variação da TOE, ela está relacionada com a precisão mecânica do projeto dos curtos. Os curtos do protótipo apresentam pequenos desvios laterais ao se deslocarem longitudinalmente, o que altera as características da TOE.

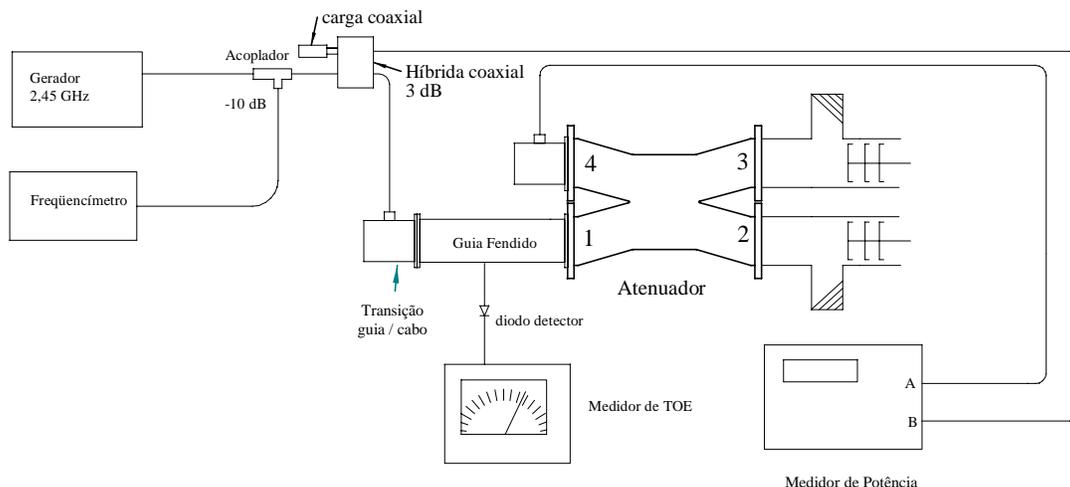


Figura 5. 6 - Montagem experimental para levantamento das características do Atenuador em baixa potência: TOE e atenuação. Na medida de TOE é colocada uma carga casada em guia na porta 4.

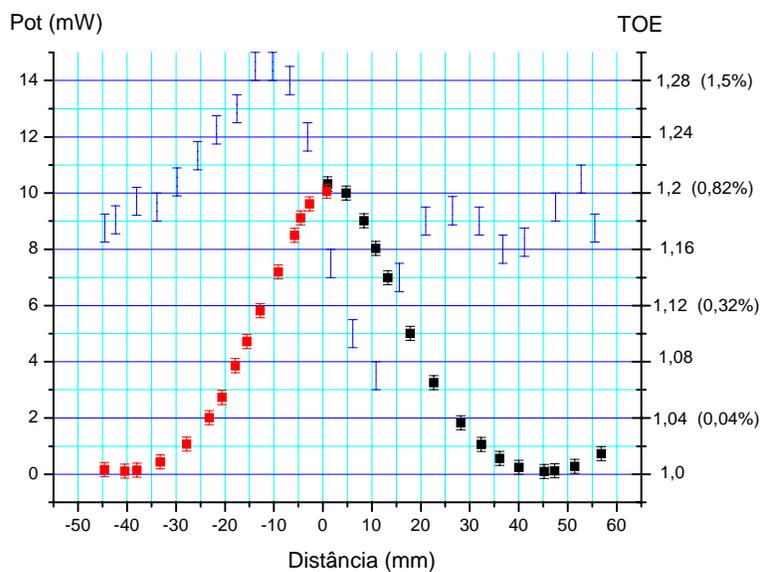


Figura 5. 7 - Curva de caracterização do Atenuador em torno do ponto de mínima atenuação. A partir de uma posição de referência ($x=0mm$) a posição dos curtos móveis é variada. É levantada a potência (escala esquerda) entregue à carga e a TOE (escala direita) na entrada do Atenuador. Os dados levantados para a potência foram obtidos em duas séries, daí as cores diferentes. Na escala de TOE, estão indicados alguns valores correspondentes à potência refletida.

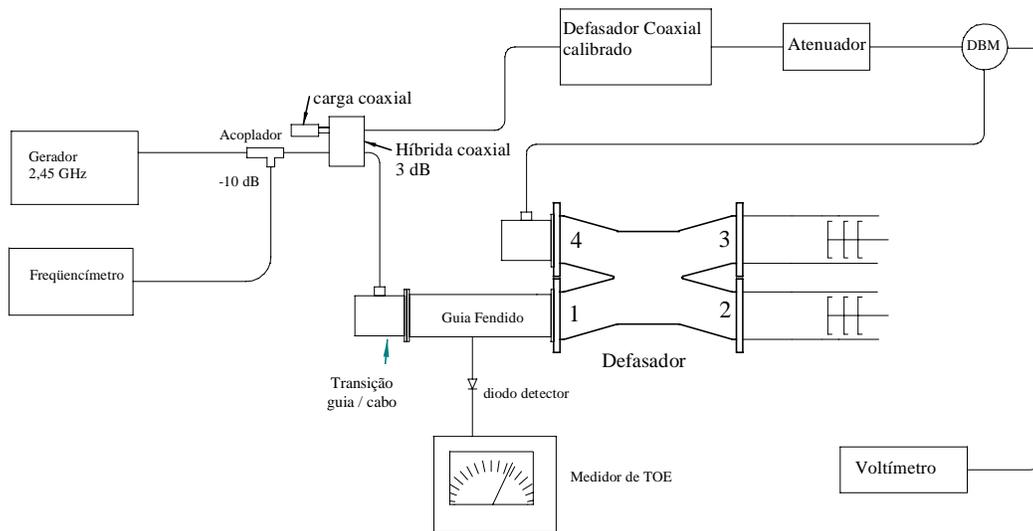


Figura 5. 8 - Montagem experimental para caracterização do Defasador em baixa potência. As medidas de defasagem são feitas usando o circuito DBM. Para as medidas da TOE é colocada uma carga casada em guia na porta 4.

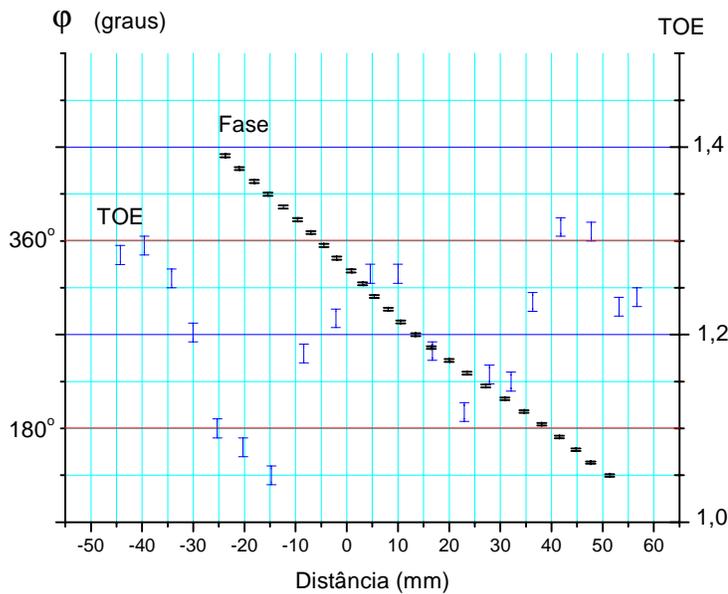


Figura 5. 9 - Características obtidas para o circuito Defasador: TOE (escala direita) e defasagem (escala esquerda) em função do deslocamento dos curtos móveis.

Com respeito à fase, seu ajuste deve permitir um valor maior que 360° . Primeiro, o sistema deve permitir uma correção estática da fase, que deve ocorrer em um valor qualquer dentro da faixa de 0 até 360° ; depois, deve permitir um ajuste dinâmico, que deve ocorrer em torno deste ponto. Essencialmente, este ajuste dinâmico tende a compensar a defasagem introduzida pelo Atenuador, que também defasa! No entanto, como o nível de atenuação será da ordem de 5%, isto limita o curso de atuação dos curtos móveis do Atenuador, o que corresponde a uma variação no curso de cerca de 4,5 mm. Assumindo que o Atenuador defasa na mesma proporção que o Defasador*, isto corresponde a uma variação de $\pm 18,7^\circ$. Desta maneira, o ajuste de fase deve permitir uma variação total de cerca de $378,7^\circ$ ($360^\circ + 18,7^\circ$). Desta forma, poderá satisfazer todas as exigências. Esquemáticamente a Figura 5.10 ilustra as condições para o ajuste de fase.

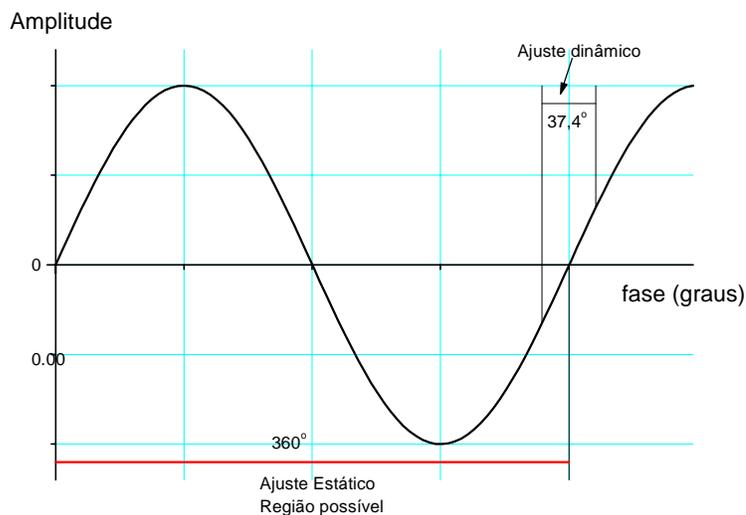


Figura 5.10 - Esquema ilustrando as possíveis condições para o ajuste de fase para o Defasador. Após o ajuste estático, o ajuste dinâmico deve compensar a defasagem introduzida pelo Atenuador.

* A defasagem do Atenuador pode ser obtida a partir da Equação (E 3- 16), como mostrado no Apêndice A.

Após os testes em separado, os circuitos Atenuador e Defasador foram testados em conjunto, para teste do algoritmo do microcontrolador em baixa potência. O sistema consegue estabilizar a fase dentro de 0,1 grau e a potência em 0,2%. Os ajustes de fase são corrigidos mais rapidamente que os de potência. Isto ocorre porque os ajustes em fase introduzem pequenas alterações na potência; por outro, lado os ajustes em potência introduzem defasagens correspondentes ao deslocamento dos curtos móveis, sendo necessária a correspondente correção pelo Defasador. As alterações na potência, quando se ajusta a fase, se devem à variação da TOE, Figura 5.9.

5.3.1 Atenuação mínima do Atenuador

O circuito Atenuador, em sua operação, deve corrigir a potência, absorvendo o excesso desta e assim ajustando o nível necessário para a estrutura. Uma característica importante é a atenuação mínima, Figura 5.11.

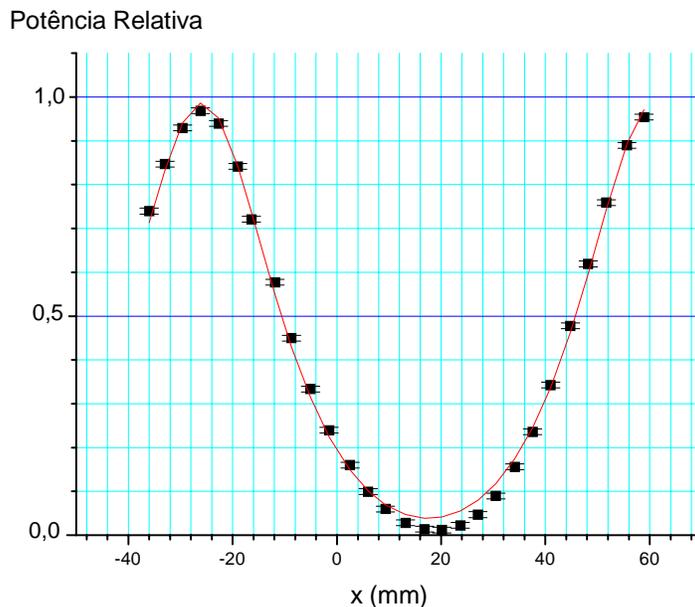


Figura 5. 11 - Dados de Atenuação, considerando-se a atenuação mínima. Estes dados foram obtidos para curtos de secção cilíndrica, conforme a Figura 4.13. Por tal motivo, a posição de mínima atenuação (*máxima potência entregue à carga*) é diferente do da Figura 5.7. Conforme o ajuste de (E 3-17) os valores obtidos para os parâmetros foram:
 $\alpha = 0,250 \pm 0,004$;
 $\delta = 0,746 \pm 0,003$ e
 $\lambda_g = 173,8 \pm 0,8$ mm.

Testes feitos em baixa potência indicaram uma atenuação mínima de cerca de $3,5\% \pm 0,1\%$. Este valor é devido às perdas por inserção e a componente de

TOE do Atenuador. Com esta característica de atenuação mínima pode-se testar (E 3-17), como mostra a Figura 5.11.

Com respeito à Figura 5.11, deve-se notar que na derivação de (E 3-17) as cargas colocadas no circuito "T" possuem casamento perfeito, o que não é totalmente verdadeiro. No entanto os valores obtidos para o ajuste estão bem aceitáveis, evidenciando a validade de (E 3-17) para a curva de atenuação.

5.4 Testes em alta potência

Os testes em alta potência tiveram por objetivo testar, principalmente, as características do sistema de curtos móveis sob condições de altos campos. O primeiro sistema, utilizando curtos de secção retangular, mostrou-se ineficiente, pois houve aquecimento excessivo no primeiro êmbolo. O provável motivo foi o valor de $\lambda_g/4$, que não estava adequado (vide Secção 4.7). Neste caso, a onda se atenua ao longo do primeiro êmbolo, não se propagando ao seguinte. Por tal motivo, foram construídos os curtos com êmbolos de secção circular, previamente descritos na Secção 4.7. Os resultados foram bastante satisfatórios e nenhum efeito de aquecimento foi observado. O sistema Atenuador-Defasador foi ligado com a klystron operando entre 10 kW e 13 kW; o arranjo experimental é mostrado na Figura 5.12. Nestes testes foram usadas cargas de alta potência, simulando as estruturas aceleradoras.

Na Figura 5.13 é apresentada a curva da variação de fase em função da posição dos curtos móveis do circuito Defasador. A monitoração da potência é indicada na Figura 5.14, com dados fornecidos pelo monitor de potência.

Nos testes com o Atenuador não é necessário atingir a região de atenuação máxima, uma vez que o sistema não operará em tal região. Além disso, as cargas, que absorvem o excesso de potência, não são dimensionadas para tal situação.

Em todos os testes foi mapeada a potência refletida, vide Figura 5.15, evidenciando regiões de mínima reflexão, condição ideal para se operar o ajuste dinâmico. A atenuação máxima nos testes foi de cerca de 40%, vide Figura 5.16. De acordo com as Figuras 5.11 e 5.16, esta região se encontra em torno de -25 mm (com relação à referência adotada). Isto corresponde à face do primeiro êmbolo, distando 12,8 mm do "T", onde está a carga de alta potência (vide cota x' da Figura 3.8).

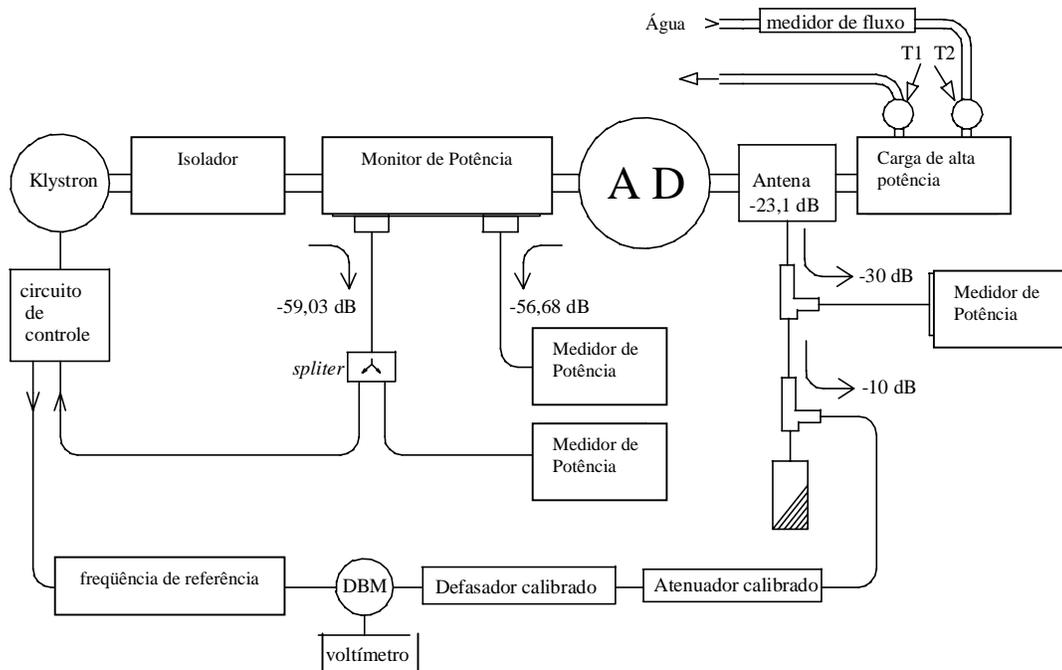


Figura 5. 12 - Arranjo experimental para os testes em alta potência. A microonda que sai pela klystron, passa pelo isolador e monitor de potência, onde amostras das ondas incidente e refletida são monitoradas. A amostra da onda incidente é dividida no circuito *splitter*, sendo uma parte enviada ao circuito de controle da klystron. Na saída do conjunto Atenuador / Defasador existe uma antena, donde se retira amostra do sinal enviado à carga de alta potência. Esta amostra fornece informação de potência e fase. Para comparação no DBM, o circuito de controle fornece um sinal de referência. A potência dissipada na carga d'água também pode ter sua potência medida através de efeito Joule; para tal, o circuito de refrigeração possui um medidor de fluxo e dois termômetros.

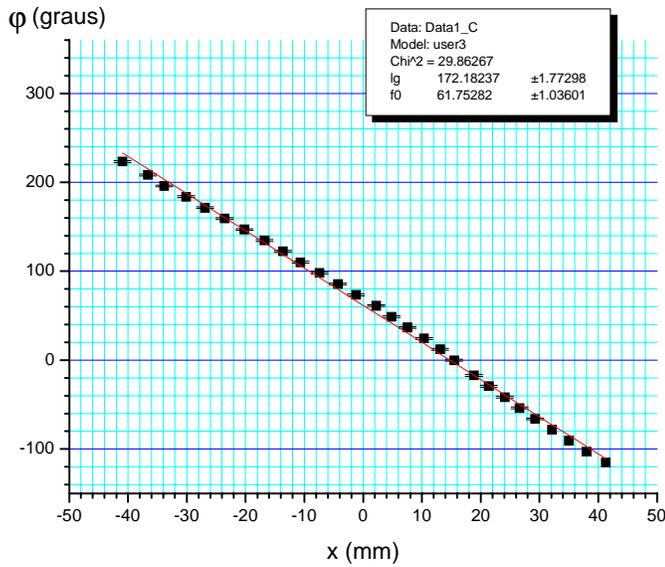


Figura 5.13 - Gráfico com a variação de fase em função da posição dos curtos móveis do circuito Defasador. Medidas tomadas para o circuito Atenuador na posição de mínima atenuação. O ajuste fornece os valores de λ_g (lg) e φ_0 (f0).

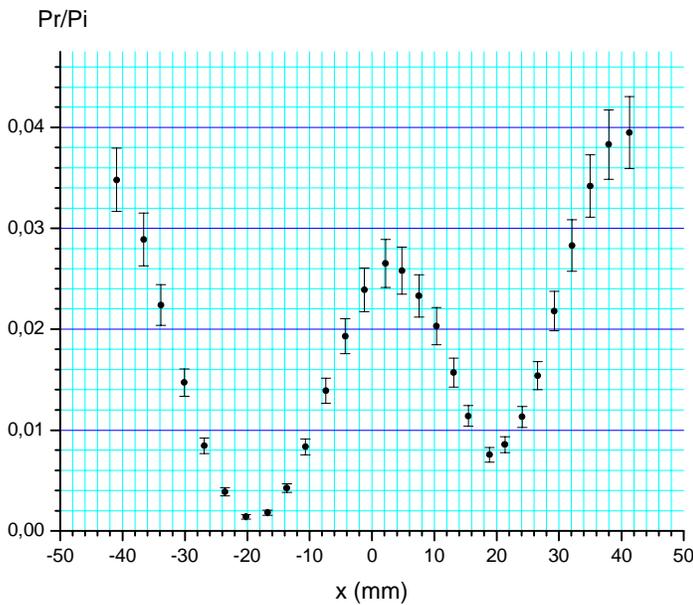


Figura 5.14 - Potência refletida em função da posição dos curtos móveis do circuito Defasador. Assim como na Figura 5.13, as medidas foram tomadas para o circuito Atenuador na posição de mínima atenuação.

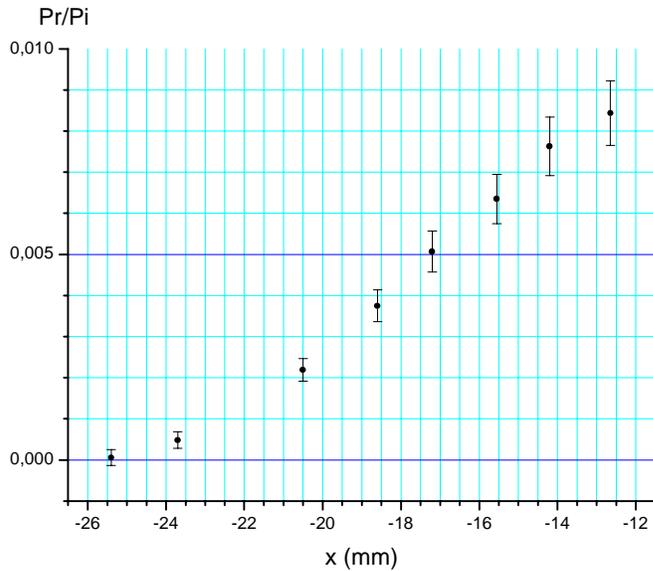


Figura 5.15 - Potência refletida como função da posição dos curtos móveis do circuito Atenuador. Medidas feitas com o circuito Defasador operando na região de mínima potência refletida.

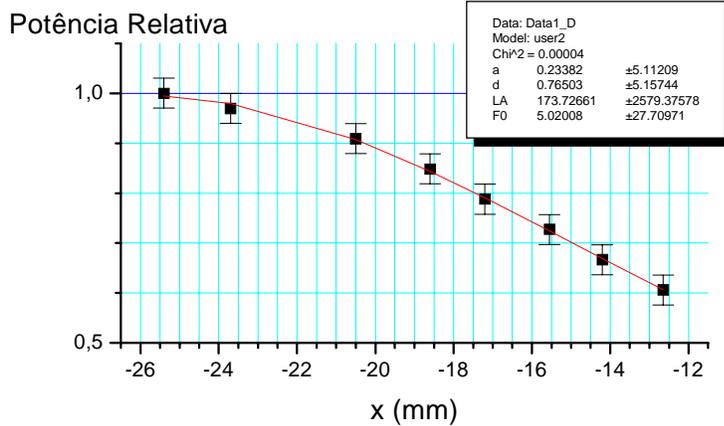


Figura 5.16 - Atenuação em função da posição dos curtos móveis do circuito Atenuador. Assim como na Figura 5.15, as medidas foram feitas com o circuito Defasador operando na região de mínima potência refletida. Sobre os dados é feito um ajuste com (E 3-17).

5.6 Referências

- 1 - Jiro Takahashi - Comunicação pessoal - 1990.
- 2 - Marco André Remy - Projeto e Desenvolvimento do Sistema de Microondas para o Acelerador Linear de Elétrons do Laboratório Nacional de Luz Síncrotron - Unicamp - 1993 - Dissertação de Mestrado.
- 3 - Jerome L. Altman - *Microwave Circuits - Van Nostrand Series in Electronics and Communication*, 1964.
- 4 - W. L. Teeter e K. R. Bushore - *A Variable-Ratio Microwave Power Divider and Multiplexer* - IRE *Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 227 (Outubro 1957)
- 5 - Manual do Fabricante. - <http://www.minicircuits.com/>

Capítulo 6 - Conclusões.

Neste capítulo são apresentadas as conclusões, perspectivas e sugestões proporcionadas pelo trabalho.

6.1 Proposta original e resultados conseguidos

A proposta original do trabalho foi a de se chegar à construção da rede de microondas, controlando potência e fase das estruturas aceleradoras. Vários resultados foram obtidos, fornecendo elementos para a futura conclusão de tal projeto. Na Figura 6. 1, tem-se a configuração da malha e seus componentes.

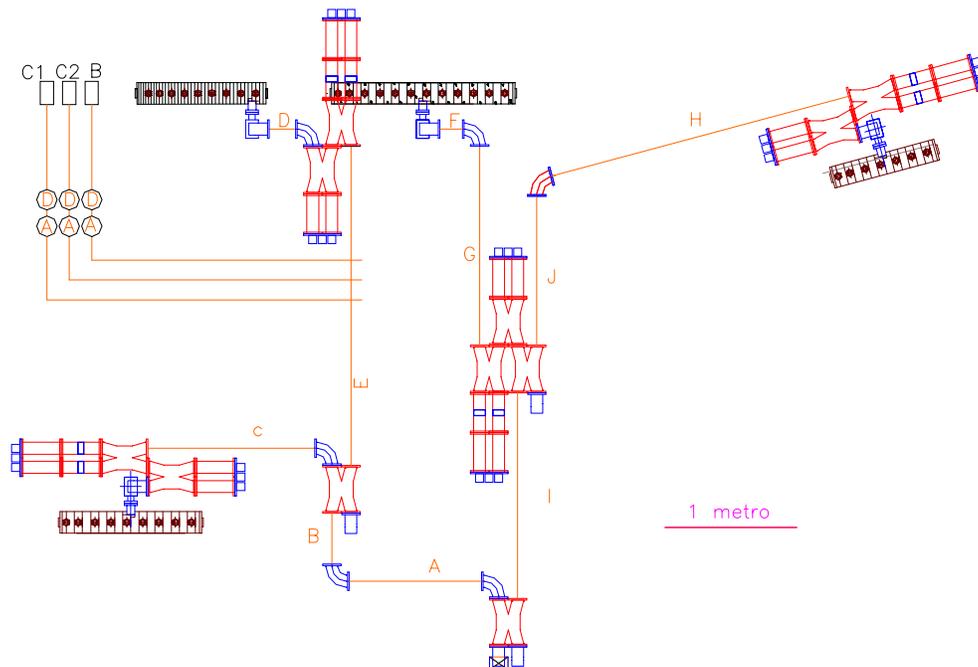


Figura 6. 1 - Atual versão da rede de microondas com posicionamento dos componentes. A partir da parte superior a esquerda e em sentido horário tem-se as seguintes estruturas: captura, aceleração, *booster* e principal. A rede se bifurca a partir da saída da klystron e passa pelos SCFP, antes de chegar às estruturas. No ramo E estão representados os acopladores *cross-guide*, que alimentam o sistema *chopper - buncher* (C1, C2 e B, fora de escala), passando antes pelos atenuadores e defasadores de média potência.

A configuração atual é o resultado de estudos de posicionamento dos componentes magnéticos (imãs, bobinas, etc.) e estruturas aceleradoras.

Foram fabricados os seguintes componentes da rede: acopladores variáveis (AVs), curvas, monitores de potência, sistemas de curtos móveis e cargas de alta potência.

Foram, também, realizados levantamentos experimentais para a determinação das dimensões dos furos dos acopladores *cross-guide*.

A partir dos AVs, operando com acoplamento de 3 dB, foi construído e testado o SCFP, com as cargas d'água simulando as estruturas. Através dos resultados obtidos, a saber, controle de fase e potência das microondas, foi comprovada sua funcionalidade. A TOE encontra-se dentro de uma faixa aceitável. O projeto mecânico do sistema de curtos móvel teve uma evolução, foi modificado e mostra-se com desempenho mecânico adequado.

Estes resultados proporcionam ao projeto avançar para uma etapa de integração dos vários componentes e sistemas. Um exemplo é o sistema de refrigeração utilizado para retirar calor das curvas e AVs, cujas serpentinas foram testadas.

Estes resultados, altamente satisfatórios, permitem porporcionar e antever o sucesso da proposta de trabalho, que não foi obtida ainda por fatores que estão fora de controle: recursos, importações, mão de obra especializada, etc.

6.2 Perspectivas

A próxima etapa, integração da rede, pode ser viabilizada, uma vez que todos os componentes foram testados individualmente e em conjunto, no caso do SCFP. Os processos de fabricação e testes já foram desenvolvidos.

6.3 Sugestões

Com respeito aos procedimentos de projeto, os programas computacionais de simulação de RF tiveram grande evolução nos últimos anos e podem ser utilizados para estudo dos componentes de microondas [1], portanto devem ser considerados. Algumas aplicações são mostradas no Apêndice B.

6.4 Referências

1 - alguns exemplos de programas:

High Frequency Structure Simulator - HFSS™ - Ansoft
<http://www.ansoft.com/products/hf/hfss/>

High Frequency Simulation Suite - ElectroMagneticWorks, Inc.
<http://www.electromagneticworks.com/main.html>

Apêndice A - Defasagem do Atenuador.

Segundo a Equação (E 3- 16), o valor da onda que retorna ao acoplador é dado por:

$$b_1 = \alpha a_1 - \frac{\delta^2 a_1 e^{j2\varphi}}{1 + \alpha e^{j2\varphi}}$$

Os valores encontrados, conforme ajuste da Equação (E 3- 17), foram:

$$\alpha = 0,25 \text{ e}$$

$$\delta = 0,74$$

A fase é dada por:

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda_g} x, \text{ onde } x \text{ é a distância em milímetros.}$$

Com os valores encontrados de α e δ , pode-se escrever:

$$b_1(x) = \frac{\left[\alpha + (\alpha^2 - \delta^2) e^{j2\pi x / \lambda_g} \right]}{1 + \alpha e^{j2\pi x / \lambda_g}} \quad (\text{valor normalizado em relação a } \alpha_1)$$

Sendo a fase de um número complexo dada por $\arg(z)$ (valor em radianos), pode-se escrever a fase, em graus, pela função:

$$F(x) = \arg[b_1(x)] \frac{180}{\pi}$$

Nas figuras, a seguir, estão apresentados os gráficos da fase, $F(x)$, e da defasagem por milímetro, $dF(x)/dx$.

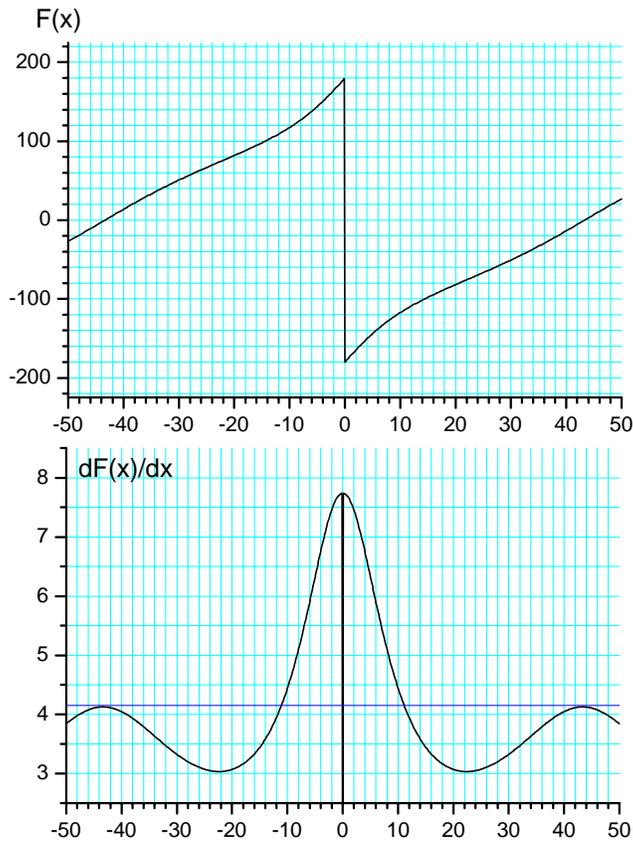


Figura A. 1 - Ao lado, acima, tem-se o gráfico da fase de $b_1(x)$, ou $F(x)$. Abaixo tem-se o gráfico de $dF(x)/dx$; a linha horizontal no valor de 4,153 indica o valor obtido para o circuito DEfasador (que possui um variação de fase constante).

Pode-se comparar os gráficos acima com o da atenuação, dada por (E 3-17), vide Figura A. 2.

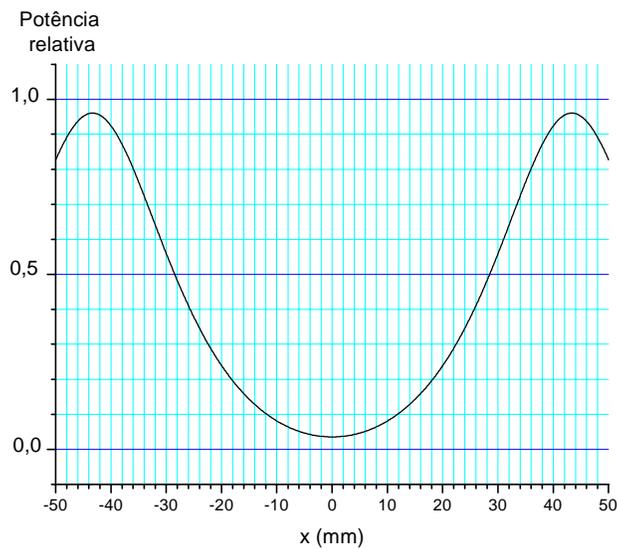


Figura A. 2 - Os pontos de máxima potência correspondem a $\pm 43,345$ mm (um quarto do comprimento de onda).

Nos pontos de máxima potência, o valor de $dF(x)/dx$, é de:

$$\frac{dF(\pm 43,345)}{dx} = 4,125 \text{ grau/mm}$$

Pode-se comparar este valor com o encontrado experimentalmente. Primeiro encontra-se a região onde ocorre a mínima atenuação, através do gráfico levantado com os dados obtidos,

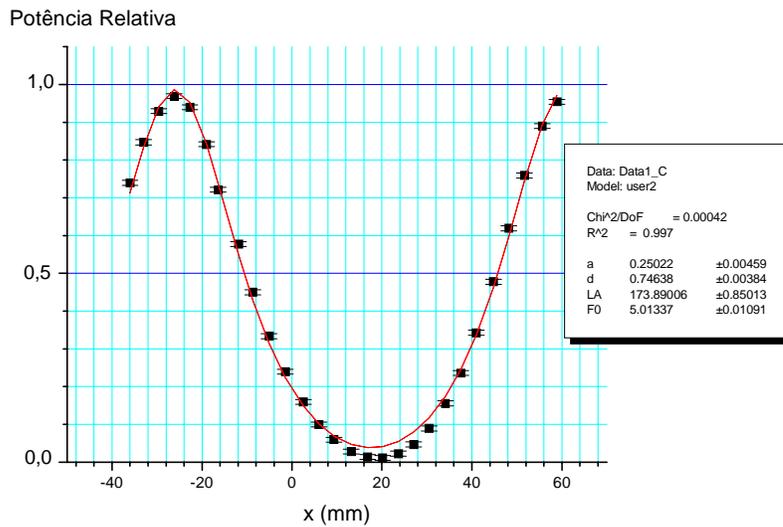


Figura A. 3 - Curva de atenuação obtida experimentalmente. Os pontos de mínima atenuação (*máxima potência*) encontram-se entre -26mm e -32mm

Agora, são apresentados os dados da defasagem obtida experimentalmente, usando o circuito DBM, Figura A. 4.

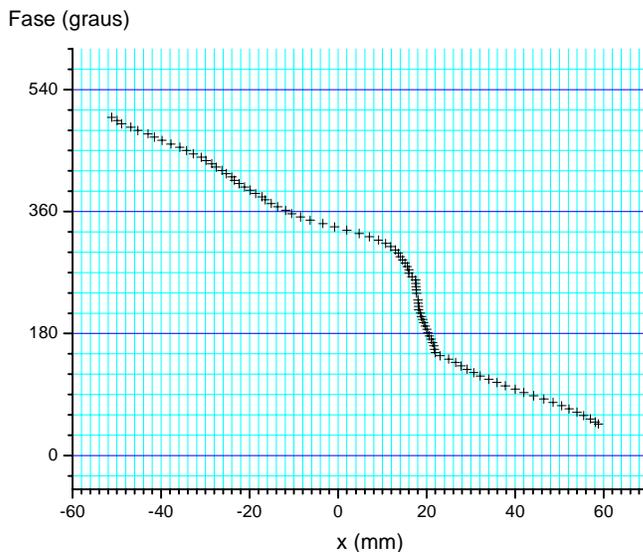


Figura A. 4 - Curva de defasagem, usando o DBM. O mesmo só responde adequadamente em torno da região de máxima potência. Em torno desta é feito um ajuste linear, mostrado a seguir.

Em torno do ponto de máxima potência foi feito um ajuste linear, onde foi encontrado o valor da variação de fase por milímetro, vide abaixo:

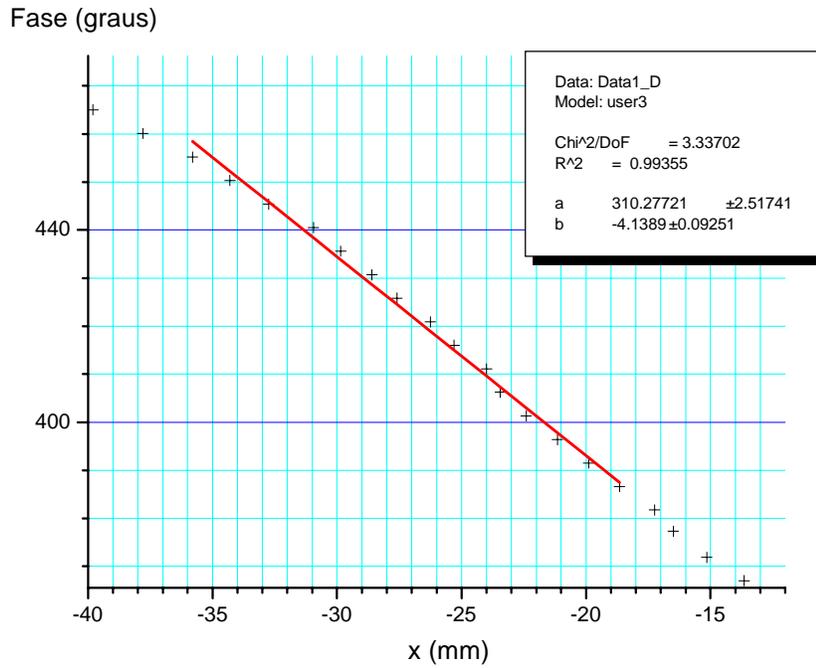


Figura A. 5 - Ajuste, na região de interesse, resultando no valor de - 4,13 (9) grau/mm

Apesar da relativa arbitrariedade da região de ajuste, a compatibilidade dos resultados, Figura A. 5, evidencia a validade do valor da defasagem na região de mínima atenuação, valor este muito próximo ao obtido para o Defasador, a saber, 4,153 grau/mm. A diferença entre os sinais dos coeficientes se deve às referências usadas no levantamento dos dados experimentais.

Apêndice B - Simulações Computacionais.

B.1 Introdução

Atualmente, os programas de simulação de RF encontram-se em um estado de desenvolvimento caracterizado pela sua acessibilidade (custos) e confiabilidade...

Como ilustração, são apresentados alguns resultados obtidos com o programa HFWorks [1].

B.2 O programa HFWorks

Este programa se utiliza do método dos elementos finitos, onde as equações são resolvidas diretamente sobre a região de estudo, que é previamente dividida em pequenas regiões, que formam a malha de elementos finitos.

A partir do programa COSMOS/DesignSTAR [2], que faz a interface com os programas de CAD (*Computer Aided Design*) tais como Inventor [3], Solid Edge [4] e SolidWorks [5], é gerada uma malha tridimensional de elementos finitos, vide Figura B. 1.

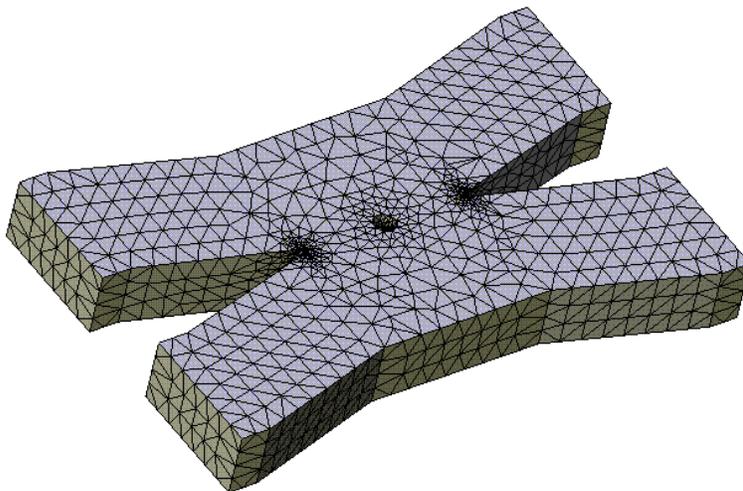


Figura B. 1 - Malha de elementos finitos, gerada pelo programa COSMOS, para o acoplador variável.

Uma vez criada a malha, no ambiente COSMOS, passa-se ao ambiente HFWorks, onde são definidas as condições de contorno, características dielétricas do(s) meio(s) e portas de entrada, com seus respectivos modos e excitação. A partir destas definições são geradas as soluções, que podem ser obtidas a partir dos seguintes módulos de análise:

Parâmetros S;

Antenas;

Ressonância e

Espalhamento de onda plana.

Nas aplicações ilustradas, o módulo utilizado é o de parâmetros S.

B.3 Junção em "T"

Através de simulações foi possível se obter os coeficientes da matriz S para um circuito em "T", de acordo com a Figura 3. 7. Abaixo tem-se os resultados obtidos:

Freq. (GHz)	Simjn	Simjn	dB(Simjn)	Phase(Degrees)
2.450000e+000	S1111	2.820142e-001	-1.099458e+001	5.081271e+001
2.450000e+000	S1121	7.211341e-001	-2.839679e+000	5.863027e+001
2.450000e+000	S1131	6.329036e-001	-3.973249e+000	-9.834459e+001
2.450000e+000	S2111	7.211184e-001	-2.839868e+000	5.864689e+001
2.450000e+000	S2121	2.794909e-001	-1.107265e+001	5.134435e+001
2.450000e+000	S2131	6.339179e-001	-3.959340e+000	8.197789e+001
2.450000e+000	S3111	6.328876e-001	-3.973468e+000	-9.832780e+001
2.450000e+000	S3121	6.339167e-001	-3.959356e+000	8.197796e+001
2.450000e+000	S3131	4.444899e-001	-7.042761e+000	1.002267e+002

Para se interpretar estes resultados, deve-se identificar os coeficientes de acordo com a seguinte convenção:

$S_{1111} \rightarrow s_{11}$	$S_{1121} \rightarrow s_{12}$	$S_{1131} \rightarrow s_{13}$
$S_{2111} \rightarrow s_{21}$	$S_{2121} \rightarrow s_{22}$	$S_{2131} \rightarrow s_{23}$
$S_{3111} \rightarrow s_{31}$	$S_{3121} \rightarrow s_{32}$	$S_{3131} \rightarrow s_{33}$

A matriz S é dada por:

$$S = \begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} & s_{13} \\ s_{21} & s_{22} & s_{32} \\ s_{31} & s_{32} & s_{33} \end{pmatrix} \text{ ou}$$

$$S = \begin{bmatrix} \alpha & \delta & \gamma \\ \delta & \alpha & -\gamma \\ \gamma & -\gamma & \beta \end{bmatrix} \quad (\text{E 3-13})$$

Por inspeção, os valores encontrados para α e δ são dados por:

$$|\alpha| = 0,28 \text{ e}$$

$$|\delta| = 0,72$$

Estes valores estão bem próximos daqueles determinados experimentalmente, através da Figura 5. 11.

Abaixo, tem-se uma ilustração da intensidade do campo elétrico para a junção em "T", obtida pelo programa HFWorks:

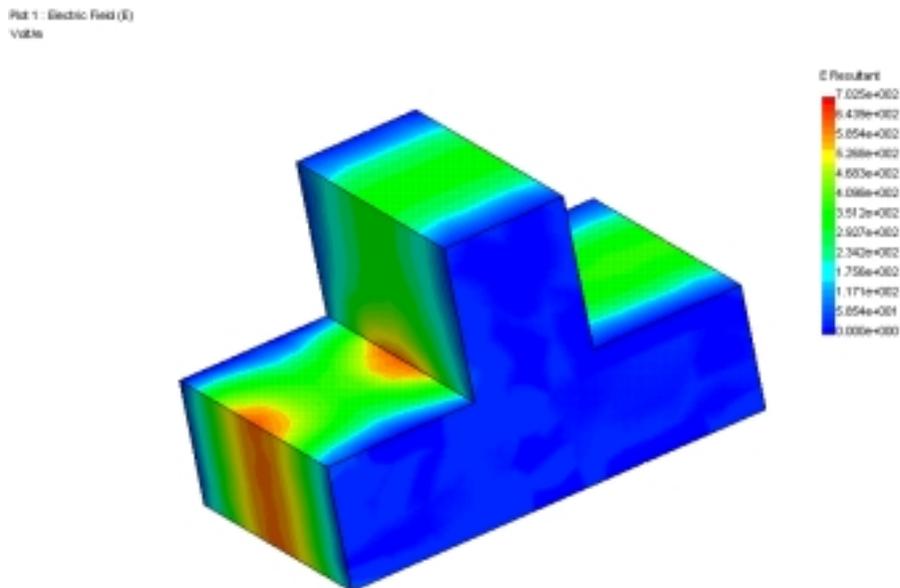


Figura B. 2 - Distribuição de intensidade de campo elétrico em uma junção em "T".

B.4 Acoplador direcional variável

Outra simulação feita teve, como objeto, o acoplador direcional variável. Foi levantada a matriz de espalhamento em função do parâmetro geométrico h , vide Figura 4.1.

Abaixo tem-se uma ilustração da intensidade do campo magnético, para uma onda incidente na porta 1

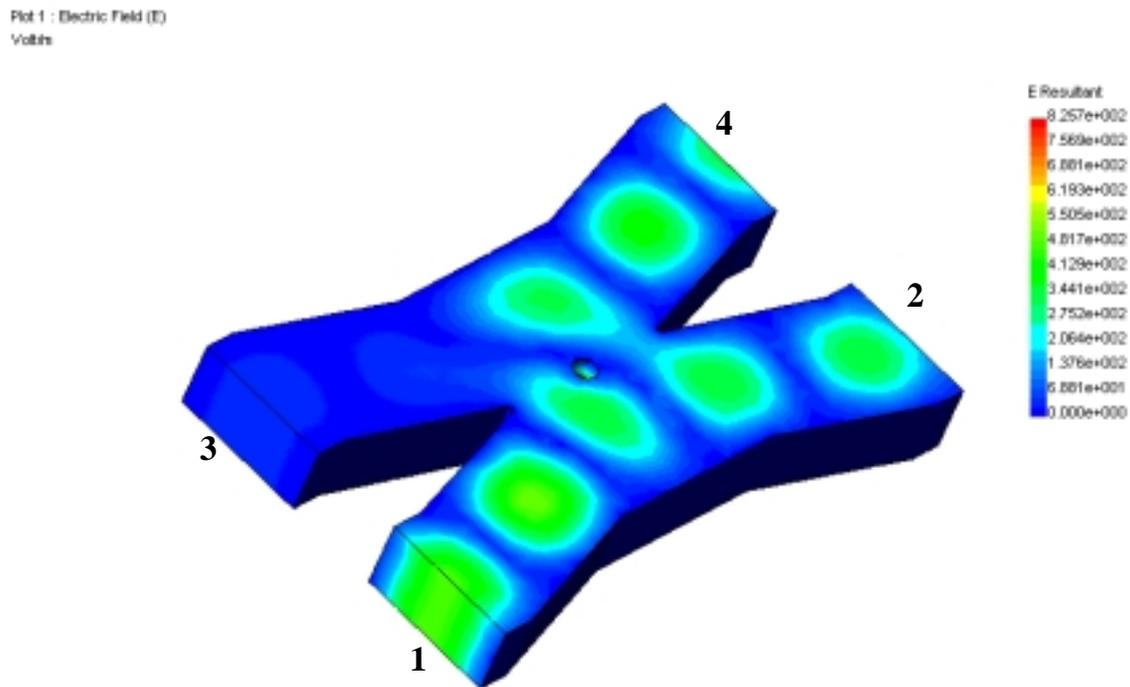


Figura B. 3 - Distribuição de intensidade de campo elétrico em um acoplador variável. Notar que na porta 3 não há campo. Entre as portas 4 e 2 existe a defasagem, que, no caso do acoplamento de 3 dB, vale 90° .

Para cada valor de h , foram obtidos os valores de s_{ij} . Para comparação com os valores obtidos experimentalmente, são apresentados os valores de **TOE** e **RD**, onde:

$$\mathbf{TOE} = \frac{(1 + s_{11})}{(1 - s_{11})} \quad \mathbf{RD} = \frac{|s_{12}|^2}{|s_{14}|^2}$$

h=7,0 mm		Fase (grau)
s ₁₁	0,04411306	-6,781753
s ₁₂	0,7607725	-63,52238
s ₁₃	0,05601732	-17,54938
s ₁₄	0,6451199	-153,6147

TOE	RD
1,09	1,390685

h=7,5 mm		Fase (grau)
s ₁₁	0,05462605	-0,925862
s ₁₂	0,7578827	-63,41753
s ₁₃	0,04983016	-18,99497
s ₁₄	0,6481951	-153,7642

TOE	RD
1,12	1,367075

h=8,0 mm		Fase (grau)
s ₁₁	0,0439749	-0,284971
s ₁₂	0,7564831	116,6703
s ₁₃	0,03926899	-25,17052
s ₁₄	0,6513519	-153,6225

TOE	RD
1,09	1,348861

h=8,5 mm		Fase (grau)
s ₁₁	0,04383345	0,07111325
s ₁₂	0,07111325	115,018
s ₁₃	0,04292254	-25,48054
s ₁₄	0,656285	-154,6196

TOE	RD
1,09	1,313099

h=9,0 mm		Fase (grau)
s ₁₁	0,03689925	5,975507
s ₁₂	0,74961	-65,07533
s ₁₃	0,03185529	-30,29958
s ₁₄	0,6600912	-154,8903

TOE	RD
1,08	1,289623

h=9,5 mm		Fase (grau)
s ₁₁	0,0254924	19,71905
s ₁₂	0,7457188	-65,3765
s ₁₃	0,02487491	-32,07757
s ₁₄	0,6653072	-155,0657

TOE	RD
1,05	1,256336

Apêndice B

h=10,0 mm		Fase (grau)
s ₁₁	0,01638721	31,33437
s ₁₂	0,7412953	-65,8286
s ₁₃	0,01790146	-28,12877
s ₁₄	0,6707524	-155,2484

TOE	RD
1,03	1,2214

h=10,5 mm		Fase (grau)
s ₁₁	0,00878493	67,16148
s ₁₂	0,7353469	-66,45195
s ₁₃	0,00844085	-46,56952
s ₁₄	0,6775855	-155,8819

TOE	RD
1,02	1,177759

h=11,0 mm		Fase (grau)
s ₁₁	0,01636266	108,6107
s ₁₂	0,7293755	-66,47625
s ₁₃	0,01230007	-97,00088
s ₁₄	0,6838454	-156,218

TOE	RD
1,03	1,137592

h=11,5 mm		Fase (grau)
s ₁₁	0,02714036	136,839
s ₁₂	0,7223272	113,2309
s ₁₃	0,00554421	165,9261
s ₁₄	0,6910084	-157,1196

TOE	RD
1,06	1,092701

h=12,0 mm		Fase (grau)
s ₁₁	0,03669464	134,845
s ₁₂	0,7129658	112,4828
s ₁₃	0,02305382	177,4671
s ₁₄	0,6998647	-157,3292

TOE	RD
1,08	1,037789

h=12,2268 mm		Fase (grau)
s ₁₁	0,04995156	141,3425
s ₁₂	0,7048288	-66,34096
s ₁₃	0,04053011	175,8542
s ₁₄	0,7064902	-156,9705

TOE	RD
1,11	0,995302

h=12,5 mm		Fase (grau)
s ₁₁	0,04833907	139,4396
s ₁₂	0,6996563	112,639
s ₁₃	0,05099703	174,711
s ₁₄	0,7110188	22,00869

TOE	RD
1,10	0,968294

h=13,0 mm		Fase (grau)
s ₁₁	0,0738474	136,6655
s ₁₂	0,6863329	112,0627
s ₁₃	0,06852713	168,1904
s ₁₄	0,7202928	-158,9751

TOE	RD
1,16	0,907928

h=13,5 mm		Fase (grau)
s ₁₁	0.08406918	138,4433
s ₁₂	0.6739132	-69,00945
s ₁₃	0.08390671	163,3252
s ₁₄	0.7292019	-160,0112

TOE	RD
1,18	0,854107

h=14,0 mm		Fase (grau)
s ₁₁	0,1132129	143,5469
s ₁₂	0,6577926	-69,45301
s ₁₃	0,09966374	160,6942
s ₁₄	0,7379561	-161,229

TOE	RD
1,26	0,794542

h=14,5 mm		Fase (grau)
s ₁₁	0,1336431	139,7563
s ₁₂	0,6392278	109,6727
s ₁₃	0,1153259	156,9958
s ₁₄	0,7484908	-162,5399

TOE	RD
1,31	0,729354

h=15,0 mm		Fase (grau)
s ₁₁	0,1558679	138,2352
s ₁₂	0,6150658	108,3909
s ₁₃	0,1476227	151,3681
s ₁₄	0,7586867	-164,1765

TOE	RD
1,37	0,657231

Os resultados tabelados anteriormente, podem ser apresentados de modo compatível com os resultados experimentais. Na Figura B.4 tem-se **TOE** e **RD**, em função de h .

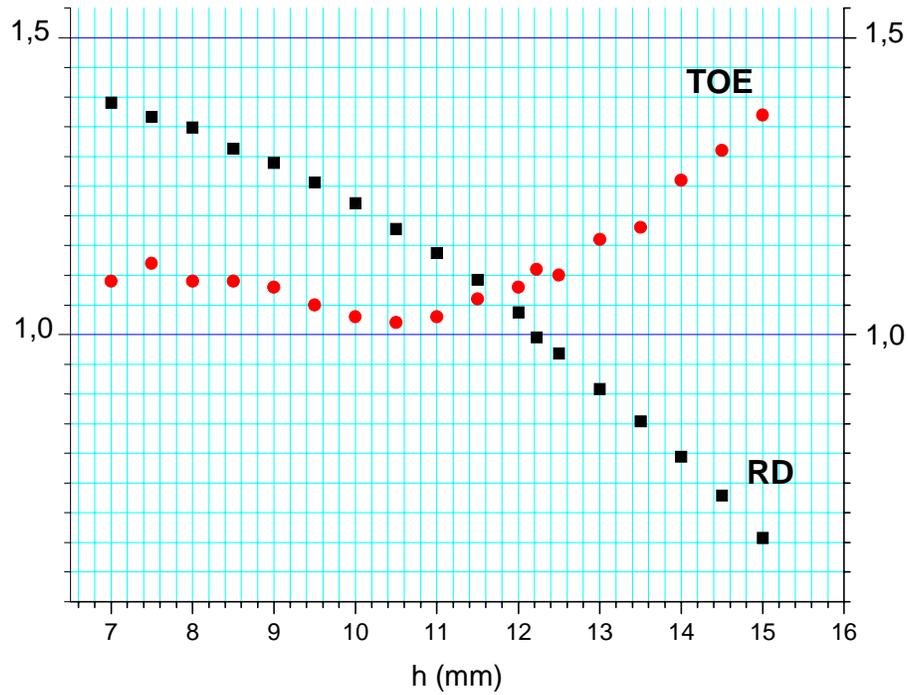


Figura B. 4 - Dados obtidos através de simulações para **TOE** e **RD**, em função de h .

Através dos resultados, pode-se identificar que, para $h = 12,2268$ mm se tem **RD** $\cong 1$, o que caracteriza o acoplador de 3 dB.

B.5 Referências

-
- 1 - High Frequency Simulation Suite - ElectroMagneticWorks, Inc.
<http://www.electromagneticworks.com/main.html>
 - 2 - Structural Research & Analysis Corporation SRAC
<http://www.cosmosm.com/dstar.htm>
 - 3 - Autodesk Inventor
<http://www.autodesk.com>
 - 4 - Unigraphics Solution do Brasil Ltda, grupo EDS
<http://www.br.ugs.com/>
 - 5 - Solid Works
<http://www.solidworks.com/>