

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS - UNICAMP
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA - FEE
DEPARTAMENTO DE MICROONDA E ÓPTICA - DMO

**PROJETO E DESENVOLVIMENTO DO SISTEMA DE
MICROONDAS PARA O ACELERADOR LINEAR DE
ELÉTRONS DO LABORATÓRIO NACIONAL DE LUZ
SÍNCROTRON.**

Marco André Remy²⁸⁹

Orientador : Rui Fragassi Souza[†]

Dissertação de Mestrado apresentada à Faculdade
de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual
de Campinas, como requisito parcial à obtenção
do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Este exemplar corresponde à redação final da tese
defendida por Marco André Remy
provada pela Comissão
Julgadora em 02 07 93

Orientador

Campinas - 2 de julho de 1993.

Agradecimentos

A realização de minha dissertação de mestrado na Unicamp e o desenvolvimento do sistema de microondas do acelerador linear de elétrons Maíra do Laboratório Nacional de Luz Síncrotron, se constituíram em uma situação especial para meu aperfeiçoamento como engenheiro. Agradeço ao meu orientador de tese Prof. Dr. **Rui Fragassi Souza** pelo aperfeiçoamento a nível acadêmico, apoio à formalização de idéias e revisão geral deste trabalho.

A construção do acelerador Maíra, por sua complexidade e dimensão, só poderia ter sido realizada com a participação entusiástica de várias pessoas. Sou grato aos Drs. **Daniel Wisniveski** e **Antonio Ricardo Droher Rodrigues**, diretores da Divisão de Projetos do LCLS, pelo estabelecimento de um ambiente competente, dinâmico e objetivo que incentivou-me nos caminhos a seguir.

Como líder do Grupo de Microondas, durante a construção do acelerador linear de 50 MeV, tive o privilégio de interagir fortemente com meus companheiros, o que tornou possível a realização deste trabalho; a eles gostaria de deixar registrado meus agradecimentos :

Ao engenheiro Prof. **Yongxiang Zhao**, agora trabalhando no "Superconductor Supercollider", SSC, nos EUA, devo um agradecimento especial em virtude de ter utilizado nesta dissertação, e especialmente durante o desenvolvimento do sistema de microondas, muito de sua valiosa contribuição, na construção de componentes e técnicas de medidas, frutos de seu talento criativo e larga experiência teórica e prática.

Ao técnico em eletrônica **Nelmo Cyriaco da Silva**, pela montagem do *rack* de microondas e pelo projeto de circuitos eletrônicos.

Aos demais companheiros do Grupo de Microondas : engenheiros **Ichiro Aoki**, **Eduardo Braga** e **Aparecido Lage Jr.** que, por circunstâncias particulares, trabalharam por períodos mais ou menos breves, no laboratório, devo diversas contribuições.

Aos integrantes do Grupo de Desenho, **Odete P. Ferreira**, **Álvaro L.C. Rosa** e **Juscelino R. Valente**, pelos desenhos mecânicos dos componentes de microondas. Devo agradecer, também, à oficina mecânica em nome de seu, então, cordenador **Fernando C. Arroyo**, pela usinagem mecânica precisa dos citados componentes.

Agradeço ao Prof. Dr. **Luiz Carlos Kretly** da Unicamp, pela cooperação na especificação e definição dos equipamentos de medidas para o laboratório de microondas, quando de meu ingresso no LNLS.

Ao Prof. Dr. Gal. **Argus F.O. Moreira** pioneiro na construção de aceleradores lineares no Brasil, pelos ensinamentos e palavras de encorajamento no início de meu trabalho no LNLS.

Ao Laboratório Nacional de Luz Síncrotron do CNPq, na pessoa de seu Diretor Dr. **Cylon E.T. Gonçalves da Silva**, pelas excelentes condições para o desenvolvimento de meu trabalho e apoio para a realização desta dissertação de mestrado.

Agradecimentos às demais pessoas, que de diversas formas contribuíram e que involuntariamente omiti.

Dedico este trabalho a minha mãe Maria,
à memória de meu pai Maximilien André
pela sadia orientação que me deram para
a vida; à minha esposa Alice por sua sem-
pre renovada paciência; aos meus queridos
sobrinhos André e Erik

RESUMO

Neste trabalho é apresentado o sistema de microondas desenvolvido para o acelerador linear de elétrons do Laboratório Nacional de Luz Síncrotron e que será utilizado como máquina pré-injetora de elétrons no acelerador circular de elétrons (Síncrotron).

O Sistema opera na frequência de 2,856 GHz em três níveis de potência, a saber: Subsistema de Baixa Potência (≈ 100 mW), Subsistema de Média Potência (≈ 1 kW pulsado) e Subsistema de Alta Potência (≈ 25 MW pulsado).

São apresentados os fundamentos teóricos, desenhos mecânicos e os resultados experimentais de diversos componentes de microondas desenvolvidos para o Sistema e os problemas específicos da transmissão de potências, a nível de megawatts, em guias de onda. Também, são apresentados os circuitos eletrônicos de detecção de amplitude de sinal, fase relativa e de segurança desenvolvidos para o Sistema. O acelerador linear de elétrons está em operação há três anos.

ABSTRACT

This work presents the microwave system developed for the electron linear accelerator of Laboratório Nacional de Luz Síncrotron and that will be used as an electron pre-injection machine for the electron circular ring accelerator (Synchrotron).

The system works at 2,856 GHz with three power levels: Low Power Subsystem (≈ 100 mW), Medium Power Subsystem (1 kW) and High Power Subsystem (≈ 25 MW).

Theoretical fundamentals, mechanical drawings and experimental results of several microwave components developed for this system are presented and several problems related to high power transmission in waveguides are discussed. Electronic circuits for signal amplitude and phase detection, together with security circuits, developed for the system are also shown. The electron linear accelerator is operational for three years by now.

ÍNDICE

CAPÍTULO 1 CONSIDERAÇÕES GERAIS

	página associada
1.1 INTRODUÇÃO	1
1.2 O ACELERADOR LINEAR DE ELÉTRONS MAÍRA	3
1.2.1 O Canhão de Elétrons	4
1.2.2 Agrupamento de Elétrons entre o Canhão e a Primeira Estrutura Aceleradora	5
1.2.3 Compensação do Efeito das Cargas Espaciais e Focalização	5
1.2.4 As Estruturas Aceleradoras	6
1.2.5 Sistemas Auxiliares	8
1.3 HISTÓRICO	11
1.3.1 Evolução dos Aceleradores no Brasil	12
1.3.2 O Projeto Síncrotron	13
1.3.3 Aplicações da Luz Síncrotron	13
1.4 BIBLIOGRAFIA	14

CAPÍTULO 2 PARÂMETROS E CRITÉRIOS DE PROJETO DO SISTEMA DE MICROONDAS

2.1 INTRODUÇÃO	15
2.2 PRINCIPAIS PARÂMETROS DAS ESTRUTURAS ACELERADORAS DE GRADIENTE CONSTANTE	15
2.2.1 Impedância <i>Shunt</i>	16
2.2.2 Fator de Qualidade Q	16
2.2.3 Velocidade de Grupo	17
2.2.4 Tempo de Enchimento das Estruturas Aceleradoras	18
2.3 PRINCIPAIS PARÂMETROS DO SISTEMA DE MICROONDAS	18
2.3.1 Estabilidade de Frequência	18
2.3.2 Largura de Pulso e Taxa de Repetição	19
2.3.3 Ganho de Energia x Potência Transferida ao Acelerador	19
2.3.4 Relação dos Principais Parâmetros do Sistema de Microondas	20
2.4 BIBLIOGRAFIA	21

CAPÍTULO 3 SUBSISTEMA PRÉ-AMPLIFICADOR DE MICROONDAS

	página associada
3.1 INTRODUÇÃO	22
3.2 O SUB-SISTEMA DE BAIXA POTÊNCIA	22
3.2.1 Circuito de Microondas de Baixa Potência e Eletrônica Associada	22
3.2.2 Relação de Componentes de Microondas do Subsistema de Baixa Potência	25
3.3 O SUBSISTEMA DE MÉDIA POTÊNCIA	27
3.3.1 Circuito de Média Potência de Microondas	27
3.3.2 Relação de Componentes de Microondas do Subsistema de Média Potência	29
3.3.3 As Válvulas Klystron	29
3.3.4 A Válvula Klystron de Média Potência	31
3.3.5 Fonte de Tensão Pulsada (Modulador) da Válvula TH 2047	36
3.3.6 Teste da Válvula Klystron de Média Potência	40
3.4 BIBLIOGRAFIA	48

CAPÍTULO 4 SUBSISTEMA DE TRANSMISSÃO DE ALTA POTÊNCIA EM GUIAS DE ONDAS

4.1 A VÁLVULA KLYSTRON DE ALTA POTÊNCIA	49
4.1.1 Descrição	49
4.1.2 Testes	52
4.2 CIRCUITO DE ALTA POTÊNCIA DE MICROONDAS	56
4.2.1 Introdução	56
4.2.2 Material dos Guias de Onda e União das Flanges aos Guias	60
4.2.3 O Problema de Arco Voltaico na Transmissão de Alta Potência em Guias de Onda	62
4.2.4 Vácuo x Pressurização	64
4.2.5 Defasagem x Pressurização dos Guias de Onda	71
4.3 COMPONENTES DO CIRCUITO DE ALTA POTÊNCIA	79
4.3.1 Monitores de Potência	79
4.3.2 Defasador de Alta Potência	99
4.3.3 Acoplador Direcional de Duas Aberturas Para o Pré-Agrupador de Elétrons	110
4.3.4 Defasador Para o Pré-Agrupador	117
4.3.5 Cargas de Potência e Terminações para Medidas em Laboratório	126
4.3.6 Atenuador Para o Pré-Agrupador de Elétrons	136
4.4 BIBLIOGRAFIA	139

CAPÍTULO 5 SISTEMA DE DETECÇÃO E SEGURANÇA DE RF.

	página associada
5.1 GABINETE (RACK) DO SISTEMA DE MICROONDAS E ELETRÔNICA ASSOCIADA	141
5.2 SUBSISTEMAS DE DETECÇÃO E SEGURANÇA	146
5.2.1 Subsistema de Detecção de Potência e Medida de Fase Relativa	
5.2.2 Subsistema de Segurança	
5.3 BIBLIOGRAFIA	159
CAPÍTULO 6 CONCLUSÕES E SUGESTÕES	160
APÊNDICE I Testes da Válvula de Alta Potência de Microondas Realizados pelo Fabricante e Dimensões Mecânicas	162
APÊNDICE II Parâmetros dos Guias de Onda	166
APÊNDICE III Fórmula de Defasagem em Guias de Ondas Devido à Deformação Causada por Pressurização	169
APÊNDICE IV Guia de Ondas Preenchido com Dielétrico Centrado e na Parede Lateral	173
APÊNDICE V Onda Estacionária	178
APÊNDICE VI Desenhos Mecânicos do Subsistema de Alta Potência	183
BIBLIOGRAFIA DOS APÊNDICES	202

CAPÍTULO 1

CONSIDERAÇÕES GERAIS

1.1 INTRODUÇÃO

O objetivo deste trabalho é apresentar o sistema de microondas desenvolvido para o acelerador linear de elétrons do Laboratório Nacional de Luz Síncrotron. O propósito deste acelerador é injetar um feixe de elétrons em um acelerador circular síncrotron que será utilizado em pesquisas puras e aplicadas em ciência dos materiais, química, física, biologia e microeletrônica, entre outras importantes aplicações.

O sistema, Fig. 1.1, fornece um elevado nível de potência de pico de microondas, 25 MW, com requisitos estritos de estabilidade de frequência e sincronismo de fase, a uma estrutura aceleradora de elétrons. Tal estrutura consiste, basicamente, de um guia de ondas cilíndrico carregado por íris, no qual pacotes de elétrons são injetados com energia de 80 keV por um canhão de elétrons acelerando-se, então, devido à interação eletromagnética com uma onda caminhante de 2,856 GHz, atingindo a energia de 50 MeV (cinquenta milhões de elétron-volts).

Na introdução deste trabalho descrevemos, em caráter geral, o acelerador linear de elétrons Maíra, acrescentando um breve histórico do desenvolvimento dos aceleradores lineares. No segundo capítulo são feitas considerações sobre a especificação dos principais parâmetros de projeto do sistema de microondas. Uma descrição detalhada dos subsistemas de baixa (~100 mW) e média potência (1 kW) é feita no terceiro capítulo. Também neste capítulo faz-se uma referência às fontes pulsadas de alta tensão, "moduladores" das válvulas klystron.

Ênfase é dada ao sistema de alta potência (25 MW), no quarto capítulo, abordando-se o projeto e problemas tecnológicos próprios da transmissão de microondas em níveis superiores a 12 MW. Finalmente, reserva-se o quinto capítulo à descrição do sistema de inter-travamento e segurança do sistema de RF e do sistema de medidas. Mostra-se, também, a aplicação deste último na caracterização do sistema de microondas.

Após a apresentação do sistema de microondas nesses cinco capítulos, são feitos comentários finais e, em seguida, são apresentados, nos apêndices, desenhos mecânicos desenvolvidos para o sistema.

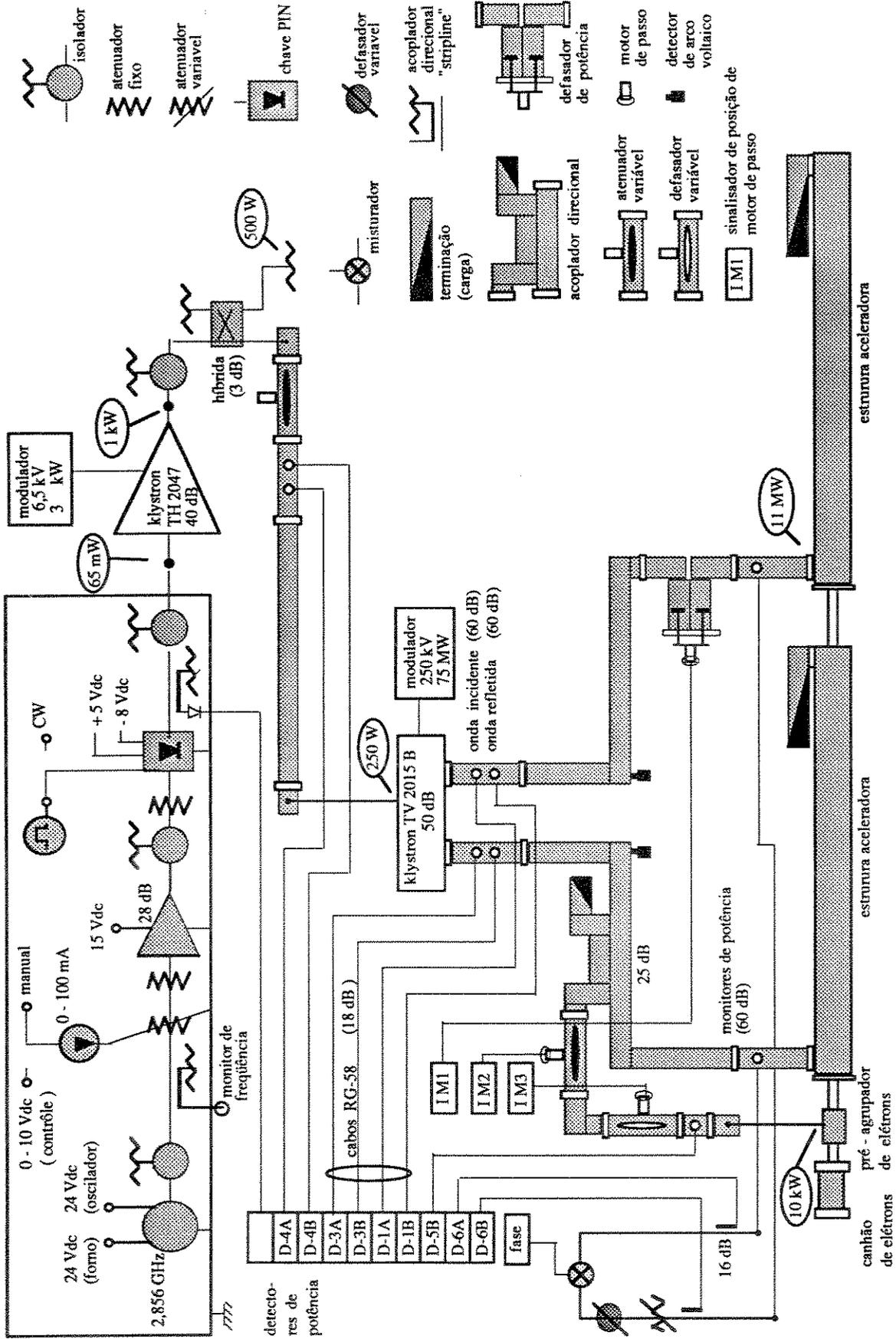


Figura 1.1 Esquema geral do sistema de microondas

1.2 O ACELERADOR LINEAR DE ELÉTRONS MAÍRA

A condição essencial para o funcionamento de um acelerador linear de ondas caminantes é que a velocidade de fase de um modo com campo elétrico longitudinal, modo $TM_{01}^{1,1}$, propague-se com, aproximadamente, a mesma velocidade longitudinal média do elétron, de forma que ele possa permanecer em uma fase fixa da onda caminante e ser constantemente acelerado.

A aceleração dos elétrons no acelerador Maíra, Fig. 1.2, é feita inicialmente no sistema injetor, onde os mesmos atingem a energia de 80 keV. Em uma segunda etapa, os elétrons são acelerados por campos elétricos longitudinais de microondas em duas estruturas aceleradoras, atingindo energia superior a 50 MeV. Descreveremos, com mais detalhes, os componentes envolvidos nestas duas etapas de aceleração, apresentando também alguns dos sistemas auxiliares ao funcionamento do acelerador, cujos principais parâmetros [1.1] são dados na Tabela 1.1.

Tabela 1.1 Características das estruturas aceleradoras.

Estrutura aceleradora tipo SLAC ^{1,2} , de ondas caminantes, carregadas por íris, gradiente constante.		
Comprimento	3,10	m
N° de estruturas	2	
Energia de injeção (canhão de elétrons)	80	keV
Frequência	2,856	GHz
Modo de operação	$2\pi/3$	
Frequência de repetição dos pulsos	0 a 33	Hz
Energia de saída	50	MeV
Dispersão de energia (FWHM) ^{1,3}	< 10 %	
Corrente de macropulso	200	mA
Largura de pulso	200	ns
Resultados após a montagem :		
Potência total de microondas	25	MW
Energia	55	MeV
Corrente do canhão	880	mA
Emitância ^{1,4}	1,4	mm.mrad
Dispersão de energia (51 MeV - 200 mA)	3,5	%
Pressão no sistema	canhão	$1,8 \cdot 10^{-8}$ mbar
	LINAC	$3,5 \cdot 10^{-8}$ mbar

- 1.1 TM: Transverso Magnético
 1.2 SLAC: Stanford Linear Accelerator Center
 1.3 FWHM: Significa: *Full Wave Half Maximum*
 1.4 Emitância: Parâmetro que define a qualidade do feixe.

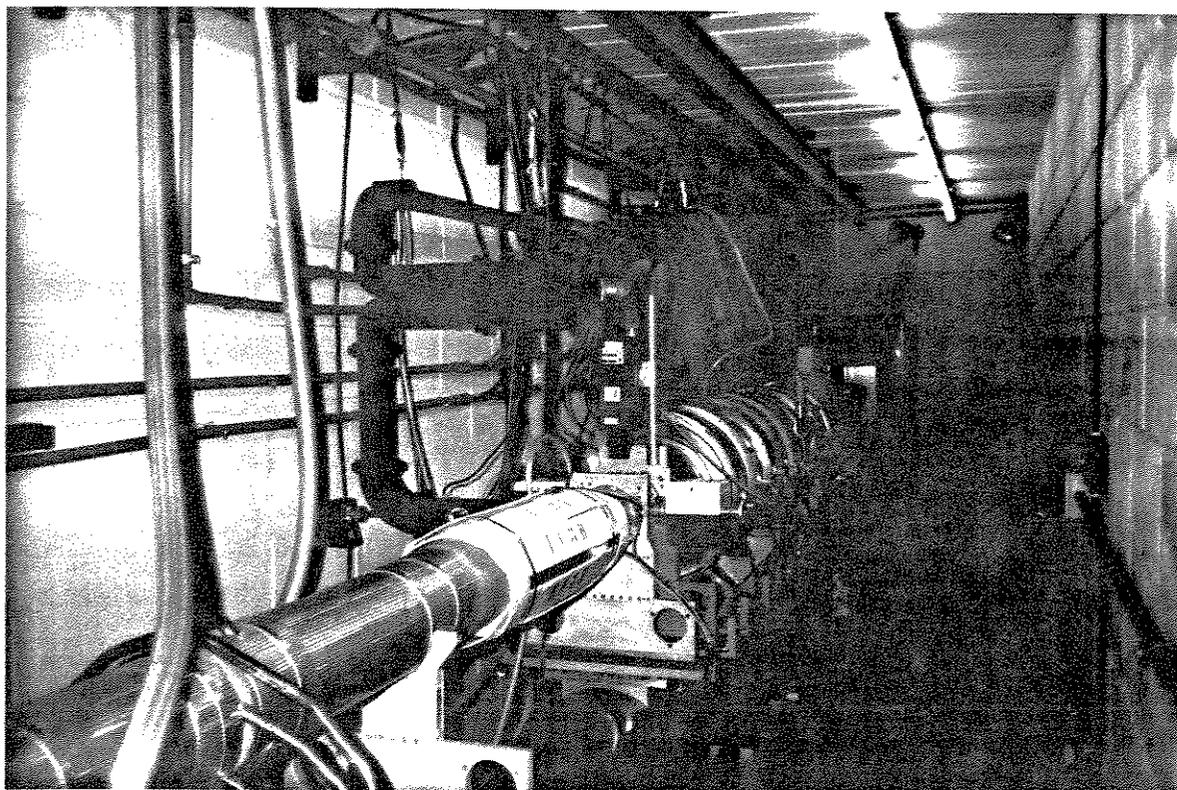


Figura 1.2 Vista do acelerador linear de elétrons Maíra.

1.2.1 O Canhão de Elétrons.

O canhão de elétrons [1.2], acima referido, é do tipo triodo Pierce, sendo alimentado entre grade e anodo por uma fonte estabilizada de 80 kV. A emissão dos elétrons é controlada por uma tensão de polarização regulável de 50 a 250 V entre grade e catodo. A emissão dos pacotes de elétrons dá-se , então, pelo efeito de uma tensão pulsada de - 200 V aplicada no catodo, cuja duração e taxa de repetição do pulso são, respectivamente, 200 ns e de 0 a 33 Hz.

A dispersão de energia entre os elétrons emitidos pelo canhão, de aproximadamente 0,2%, é função da queda de tensão na fonte de 80 kV, e ocorre pelo efeito de carregamento da própria corrente do canhão.

1.2.2 O Agrupamento de Elétron entre o Canhão e a Primeira Estrutura Aceleradora.

Durante o macropulso de 200 ns, os elétrons são emitidos pelo canhão com uma distribuição espacial praticamente uniforme; há, então, necessidade de agrupá-los em "pacotes", para que, ao entrarem nas estruturas aceleradoras, eles possam ser eficientemente capturados em uma fase fixa da onda caminhante de microondas e serem, assim, acelerados atingindo altas energias [1.3]. Pode-se compreender, conceitualmente, o agrupamento de elétrons na cavidade agrupadora com auxílio da Figura 1.3. O campo elétrico axial acelerador para um elétron situado, em um determinado instante, no ponto A, é superior ao campo elétrico correspondente ao elétron instantaneamente situado em uma posição mais adiantada, B; desta forma, após uma determinada distância percorrida, os elétrons estarão agrupados. No acelerador Maíra, após saírem da cavidade pré-agrupadora, que ressoa no modo TM_{010} , na frequência de 2,856 GHz, os elétrons, modulados em velocidade, percorrem um trecho de 30,7 cm, denominado espaço de deriva (*drift space*) [1.4], ao fim do qual estarão agrupados em pacotes separados por um tempo igual ao período do sinal de microondas.

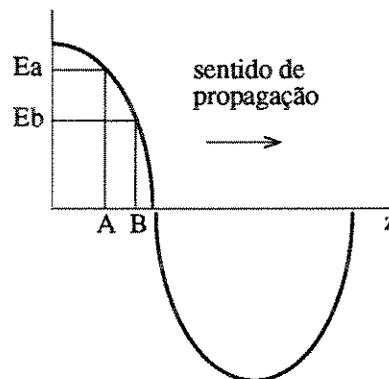


Figura 1.3 Campo elétrico axial de aceleração x posição na direção axial.

1.2.3 Compensação do Efeito das Cargas Espaciais e Focalização

Os elétrons são emitidos pelo canhão com uma energia de 80 keV, o que equivale a uma velocidade longitudinal igual à metade da velocidade da luz no vácuo, (c). A estas velocidades as forças de repulsão coulombianas, devido às cargas espaciais, são acentuadas devendo, então, serem compensadas ou mesmo sobre-compensadas através da rede magnética [1.5]. A rede magnética do acelerador Maíra é constituída por 3 bobinas corretoras de órbita que alinham o feixe de elétrons em relação ao eixo longitudinal do acelerador, 3 lentes magnéticas, 18 solenóides e um espectômetro de análise da energia do feixe composto por um quadrupolo e um dipolo.

A primeira bobina corretora, de aproximadamente 5 gauss, é colocada logo após o canhão de elétrons e, juntamente com as três primeiras lentes, é responsável pelo transporte do feixe desde a saída do canhão de elétrons até a entrada da primeira estrutura aceleradora, onde a divergência do feixe passa a ser controlada por solenóides de, aproximadamente, 270 gauss que compensam o efeito das cargas espaciais.

A correção da trajetória nas estruturas aceleradoras é feita por duas bobinas corretoras localizadas nas entradas das estruturas aceleradoras. Um espectômetro, composto de um quadrupolo e um dipolo, disposto ao final da segunda estrutura, é utilizado para medir a energia e a dispersão de energia do feixe, sendo que a dispersão horizontal espacial do feixe é previamente minimizada pelo quadrupolo, após o que, o dipolo faz a varredura da energia.

A análise da dispersão de energia pode ser realizada sabendo-se que somente os elétrons de uma determinada energia passam pela fenda de análise quando submetidos a um determinado campo magnético, que é função da corrente nas espiras do quadrupolo.

1.2.4 As Estruturas Aceleradoras

As estruturas aceleradoras são do tipo *SLAC-disc-loaded*, de ondas caminhantes e gradiente constante. Cada estrutura, de 3,10 m, é composta de 84 cavidades de cobre e opera no modo $2\pi/3$, significando que a cada 3 cavidades temos um comprimento de onda.

Com o intuito de cumprir o cronograma de construção do acelerador linear, optou-se por importar as estruturas aceleradoras do Instituto de Física de Altas Energias de Beijing (China). Comparou-se, então, o custo e experiência necessários à implantação da infra-estrutura para a fabricação das estruturas aceleradoras no LCLS (fornos de brasagem a vácuo ou hidrogênio). Considerou-se, também, o tempo necessário ao aprimoramento de técnicas de brasagem das cavidades da estrutura aceleradora, bem como as técnicas de sintonia de fase e de acoplamento entre os guias de onda retangulares de microondas e as estruturas aceleradoras de elétrons.

Durante o processo de importação foram usinadas cavidades para a construção das estruturas aceleradoras no laboratório. Tais cavidades deverão ser utilizadas na futura fabricação de outro acelerador linear. A precisão de usinagem das cavidades ressonantes, em torno mecânico, deve ser elevada. Em usinagens de alta precisão obtém-se tolerâncias de aproximadamente $\pm 5 \mu\text{m}$, para o diâmetro interno, de aproximadamente 80 mm, o que equivale a desvios de aproximadamente 180 kHz da frequência de operação. Em nosso caso consideramos tolerável erros de até $\pm 0,01 \text{ mm}$. Após a brasagem da estrutura aceleradora pode-se sintonizar as cavidades individualmente, deformando-as em pontos determinados de modo que a frequência

de ressonância das mesmas, possa ser sintonizada com erros de aproximadamente 20 kHz, obtendo-se, por conseguinte, o ajuste de fase entre os pacotes de elétrons e a onda caminhante de microondas.

A aceleração dos elétrons se dá da seguinte forma: as estruturas aceleradoras são preenchidas com pulsos de 11 MW de pico, gerando campos axiais médios aceleradores em torno de 8 MV/m. Há um atraso determinado entre cada pulso de RF e o macropulso de corrente de elétrons provenientes do canhão, de forma que este seja injetado nas estruturas somente após estas estarem preenchidas com o pulso de RF. A velocidade dos elétrons eleva-se de seu valor inicial de $0,5 c$, determinado pelo potencial de aceleração do canhão de elétrons, (80 kV), até essencialmente a velocidade da luz, c , o que significa que eles percorrem espaços gradativamente maiores para um determinado tempo. Portanto, o comprimento periódico nos, aproximadamente, 30 cm iniciais da estrutura aceleradora deve variar de forma a manter os elétrons em sincronismo com a onda; ou seja, as cavidades iniciais da primeira estrutura aceleradora de elétrons devem ter comprimentos gradativamente maiores. Chama-se a estas primeiras cavidades de “estrutura agrupadora de elétrons”.

No acelerador do LNLS as duas estruturas aceleradoras são do tipo *standard*. Omitiu-se, assim, a colocação da estrutura agrupadora. Utiliza-se, entretanto, uma cavidade ressonante pré-agrupadora de elétrons que opera no modo TM_{010} , disposta entre o canhão de elétrons e a primeira estrutura aceleradora, de forma que os elétrons são injetados diretamente da cavidade pré-agrupadora para a primeira estrutura aceleradora. Parte dos elétrons é, assim, perdida nas primeiras cavidades da primeira estrutura aceleradora.

Após algumas cavidades a velocidade dos elétrons é, praticamente igual a c e os pacotes de elétrons em fase com a onda de RF aceleram-se atingindo a energia de 50 MeV [1.3], [1.4].

Para cada pulso de corrente de 200 ns, (macropacote), proveniente do canhão de elétrons, temos 571 períodos de microondas de duração igual a 350 ps, Fig. 1.4 e equações (1.1) e (1.2).

$$T = \frac{1}{f_0} = 350 \text{ ps} \quad (1.1)$$

onde $f_0 = 2,856 \text{ GHz}$ é a frequência de operação do LINAC.

O número de pacotes de elétrons durante o intervalo de um macropulso do canhão de elétrons é dado por :

$$N = \frac{T_c}{T} = \frac{200 \text{ ns}}{350 \text{ ps}} = 571 \quad (1.2)$$

onde T_c é a duração do macropulso do canhão de elétrons.

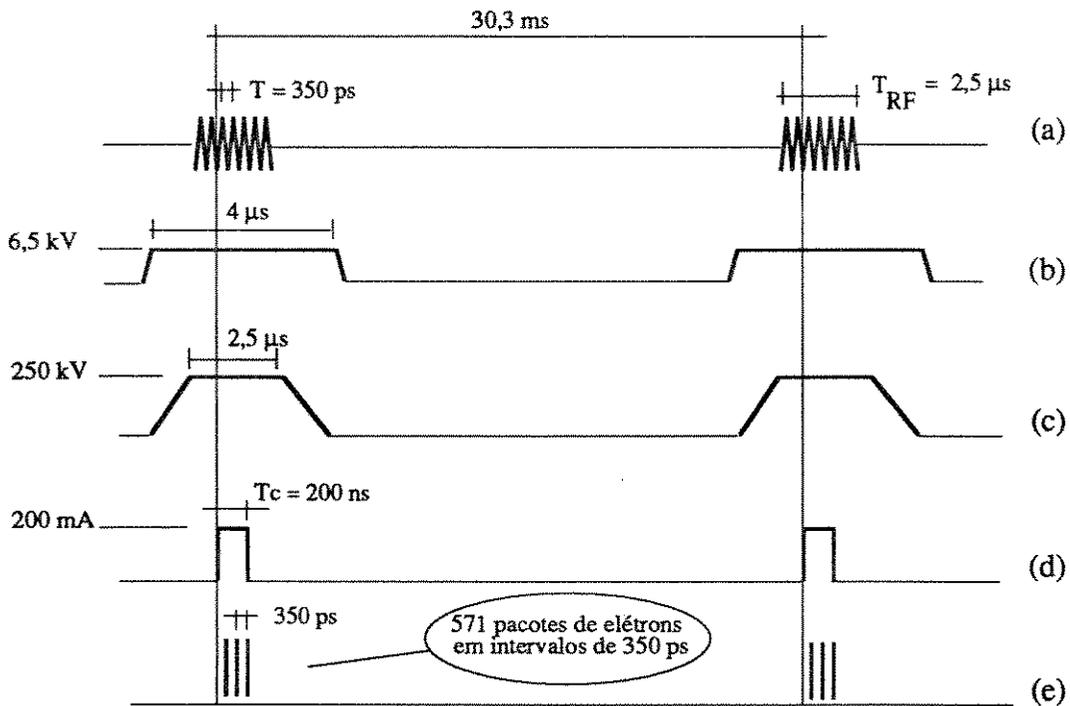


Figura 1.4 Diagrama de pulsos do LINAC Maíra.

- (a) sinal de microondas modulado em pulsos pela chave pin;
 (b) pulso de tensão do modulador de média potência; (c) pulso de tensão do modulador de alta potência; (d) pulso de corrente do "linac" de elétrons
 (e) pacotes de elétrons.

1.2.5 Sistemas Auxiliares

Um acelerador linear, por sua complexidade, requer diversos sistemas auxiliares necessários ao seu bom funcionamento. Relacionaremos, abaixo, os subsistemas do acelerador linear, desenvolvidos pelos diversos grupos de trabalho:

Sistema de Vácuo A estrutura aceleradora deve estar, tanto quanto possível, desprovida de moléculas gasosas que constituiriam obstáculos à livre passagem do feixe de elétrons. O acelerador opera, portanto, em alto vácuo. A pressão interna média de operação é de $1 \cdot 10^{-7}$ mbar, enquanto a pressão estática correspondente é de $6 \cdot 10^{-8}$ mbar. O vácuo é ainda superior no canhão de elétrons, com pressões de operação e estática, respectivamente, de $3 \cdot 10^{-8}$ e $6 \cdot 10^{-9}$ mbar [1.6], [1.7].

Sistema de Controle de Temperatura A estabilização de temperatura em $\pm 0,1$ K para 318,2 K é necessária, pois evita variações dimensionais por dilatação térmica que possam modificar o acoplamento entre os guias de onda e as estruturas. Outro efeito indesejável seria a perda de sincronismo de fase entre os pacotes de elétrons e a onda de rádio-freqüência.

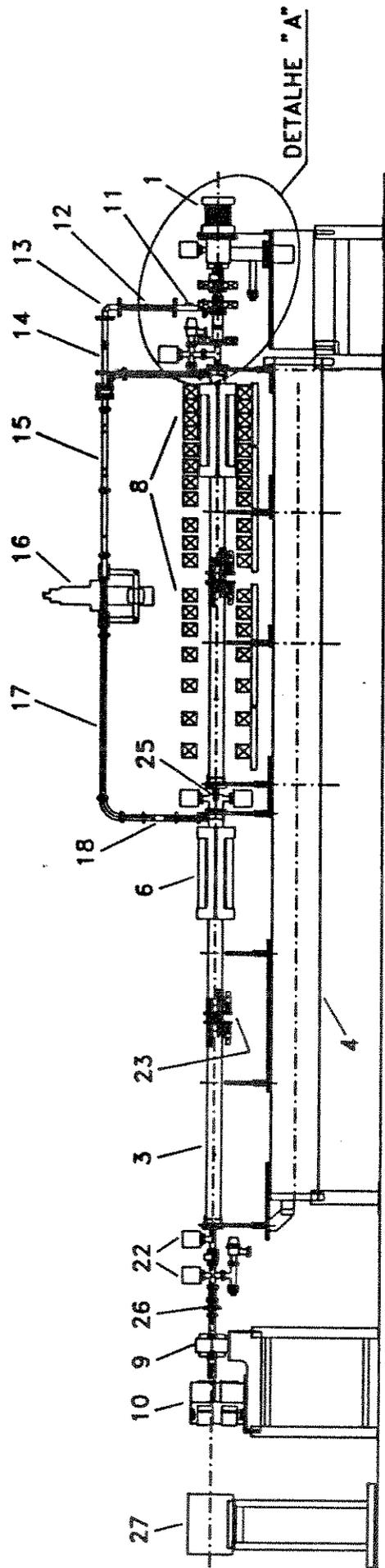
Sistema de Sincronismo Tanto o Sistema de Microondas como o Canhão de Elétrons operam de forma pulsada e síncrona. O sistema de sincronismo possibilita ajustes de sincronismo de pulsos em passos de 50 ns.

Sistema Geral de Inter-travamento Deve-se ressaltar, também, a importância do sistema geral de inter-travamento da máquina, que desliga a fonte de alimentação pulsada de 75 MW da válvula klystron no caso de falhas nos sistemas de vácuo, refrigeração, alimentação dos solenóides, presença de arco voltaico nos guias de onda, etc. Também a porta blindada de entrada do túnel do acelerador linear está ligada ao sistema de inter-travamento, para proteção contra os efeitos de radiação, nocivos à saúde, quando da operação da máquina. O sistema de proteção radiológica consiste de diversas blindagens de chumbo ou concreto envolvendo as partes da máquina que emitem radiação ionizante durante seu funcionamento ou mesmo após o seu desligamento. A blindagem da válvula klystron é feita por várias camadas envolventes de folhas de chumbo. O acelerador de elétrons foi colocado em um compartimento apropriado, cujas paredes, feitas de tijolos de concreto e areia, tem dois metros de espessura. Da mesma forma, sobre o teto do túnel do LINAC foi colocada uma espessa camada de areia, enquanto que a parede frontal do acelerador é composta por diversas fileiras de tijolos de concreto. O sistema de proteção radiológica utiliza, também, um componente (*beam stopper*) que absorve o feixe ao término das estruturas aceleradoras. Finalmente, monitores de radiação, submetidos mensalmente a controle externo ao laboratório, completam o sistema de proteção radiológica.

Sistema de Controle Computadorizado Um sistema computadorizado dedicado foi, também, implantado para controlar os parâmetros da máquina, bem como fornecer dados provenientes de diversos monitores do acelerador, tais como : monitor de corrente e perfil do feixe, monitores de potência de micro-ondas, sensores de vácuo e de temperatura das estruturas aceleradoras, etc.

Finalmente, deve-se considerar o sistema mecânico que suporta as estruturas aceleradoras, que possibilita o seu correto alinhamento.

A Figura 1.5. mostra o desenho de conjunto do LINAC Maíra identificando componentes dos diversos subsistemas relacionados.



LINAC 50 MeV



LINAC

- 1 canhão de elétrons
- 2 pré-agrupador de elétrons
- 3 estruturas aceleradoras
- 4 suporte mecânico

REDE MAGNÉTICA

- 5 bobina corretora do câmbio
- 6 bobina corretora das estruturas
- 7 lentes magnéticas
- 8 solenóides
- 9 quadrupolo
- 10 espectômetro

SISTEMA DE MICROONDAS

- 11 monitor de potência
- 12 atenuador
- 13 curva plano E
- 14 defasador
- 15 acoplador direcional
- 16 válvula klystron
- 17 guias de onda
- 18 defasador de alta potência

SISTEMA DE RESFRIAMENTO

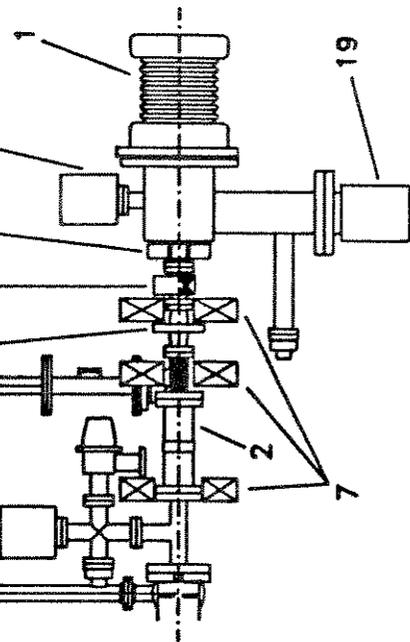
- 23 entrada d'água

SISTEMA DE DIAGNÓSTICO

- 24 monitor de corrente
- 25 monitor de perfil
- 26 monitor de corrente

SISTEMA DE PROTEÇÃO RADIOLÓGICA

- 27 "beam stopper"



DETALHE "A"

S/ ESCALA

Figura 1.5 Desenho mecânico de conjunto do acelerador linear de elétrons Mafra

1.3 HISTÓRICO

Basicamente todas as partículas carregadas ganham ou perdem energia cinética quando se deslocam na direção de um campo elétrico. Este princípio está contido no que pode ser considerado o mais simples acelerador de elétrons, a válvula diodo, Fig. 1.6, cujo catodo produz uma nuvem de elétrons que são acelerados pela ação de um campo elétrico longitudinal [1.8].

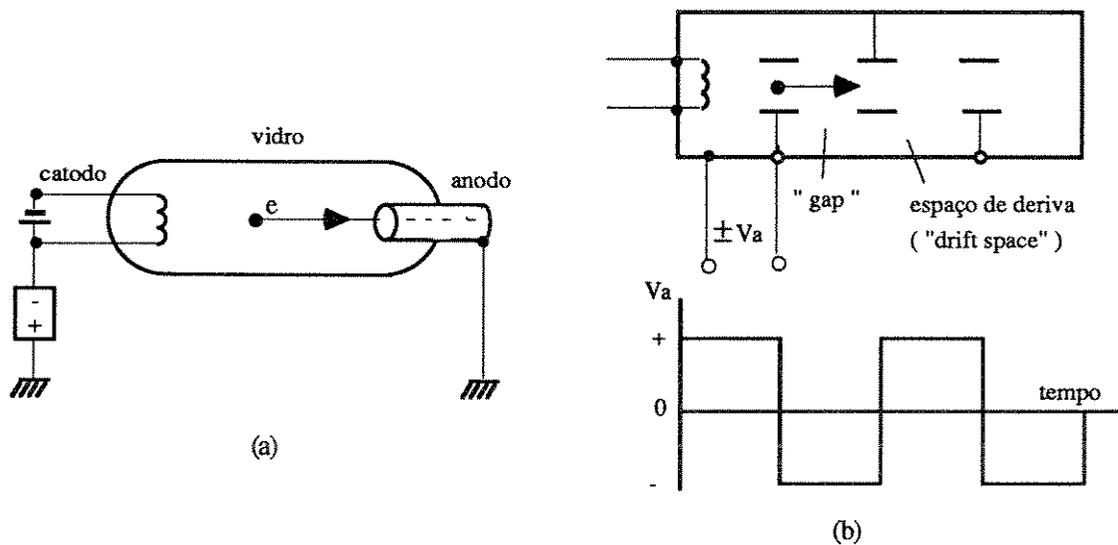


Fig. 1.6 (a) Uma simples válvula diodo, como um acelerador DC de partículas;
(b) um diodo "aumentado", permitindo a acumulação de tensão de aceleração.

Embora os aceleradores que utilizem o princípio supramencionado, (aceleradores DC), sejam geometricamente lineares, o nome acelerador linear, LINAC, está relacionado somente a aceleradores lineares de RF (rádio-freqüência).

Em 1924, G.Ising, da Suécia, propôs a primeira máquina que forneceria às partículas uma energia maior que a fornecida pela máxima tensão do sistema [1.9]. Ising não chegou a construir este, que seria o primeiro acelerador linear de RF. O primeiro documento mencionando a realização de um acelerador linear foi devido a R.Wideröe em 1928 [1.9]. Este documento é um dos mais significativos na história dos aceleradores lineares, e a sua máquina foi a "ancestral" direta de todos os modernos aceleradores ressonantes.

Uma versão aperfeiçoada da máquina de Wideröe foi realizada na Universidade da Califórnia por E. O. Lawrence e D. H. Sloan, em 1931, e Sloan / W. M. Coates, em 1934 [1.9].

O princípio de funcionamento destes aceleradores apresenta conceitos simples: a polaridade entre dois eletrodos consecutivos era oposta, de forma que houvesse um campo acelerador nos *gaps*. O sincronismo entre o campo acelerador e os íons a serem acelerados era estabelecido fazendo-se o tempo de trânsito dos íons, no interior dos tubos de deriva (*drift-tubes*) igual a meio período de onda; desta forma, a partícula encontrava o campo no próximo *gap* com a mesma fase anterior, acelerando-se e ganhando mais energia.

O estado da arte da tecnologia de microondas, após a segunda guerra mundial, foi decisiva para o desenvolvimento dos LINACs. A válvula osciladora magnetron, e a klystron amplificadora podiam fornecer às estruturas aceleradoras uma potência de vários megawatts na frequência de 3 GHz. Nesta frequência o comprimento de onda no espaço livre é 10 cm, suficiente para acelerar elétrons a altas energias. Surgiu, então, a idéia de que partículas ultra-relativísticas ($v \sim c$), podiam ser obtidas devido ao efeito de campos elétricos "viajantes" nos guias de onda.

Com o aparecimento dos modernos aceleradores lineares, dois grupos destacaram-se [1.10]. O primeiro, sob a direção de L. Alvarez, concluiu um acelerador de prótons de 32 MeV em 1946. O segundo grupo foi liderado por W.W. Hansen, na Universidade de Stanford (USA-1930), com o interesse voltado para a aceleração de elétrons. O desenvolvimento destes aceleradores evoluiu desde o primeiro acelerador de Stanford, 4,5 MeV em 1947, até ao acelerador de duas milhas, também em Stanford, de 20 GeV em 1966, e que opera à energia de 50 GeV em nossos dias.

1.3.1 Evolução dos Aceleradores Lineares no Brasil

O uso de diversos aceleradores de partículas faz parte da história da física experimental no Brasil [1.11]. Foi, no entanto, só a partir dos anos 60 que deu-se início à construção nacional de aceleradores de partículas no Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas, CBPF, por um grupo coordenado pelo Prof. Argus O. Moreira. A primeira máquina, de 2 MeV, foi concluída em 1963 tendo sido principalmente utilizada em física do estado sólido.

Com o resultado obtido na construção de máquinas de igual porte, o grupo desenvolveu um acelerador de 28 MeV em 1968 [1.11], em operação no CBPF.

Agregando-se ao esforço de autonomia na construção de aceleradores, o Instituto de Estudos Avançados do Centro Tecnológico da Aeronáutica, IEAv/CTA, projetou um acelerador de 140 MeV/ 1300 MHz, cujo protótipo de 30 MeV está na presente data em fase de construção.

Este acelerador faz parte da criação de um Centro Nacional de Dados Nucleares (CDN), que tem o objetivo de gerar dados relevantes aos centros de Pesquisas no País [1.12].

Um acelerador linear de tipo realimentado, ou *race-track microtron*, também está em construção no Instituto de Física da Universidade de São Paulo, USP [1.13]. Para a construção deste acelerador e formação do grupo de trabalho foi relevante a experiência adquirida no acelerador linear doado à USP pela universidade de Stanford nos anos sessenta.

1.3.2 O Projeto Síncrotron

Em 1986 foi oficialmente criado, em Campinas, SP, o Laboratório Nacional de Luz Síncrotron com o propósito de desenvolver uma poderosa fonte de fótons a ser utilizada pela comunidade científica brasileira. Para isto diversas estações experimentais para pesquisas puras e aplicadas estão sendo construídas em universidades do país.

A radiação síncrotron é emitida por pacotes de partículas carregadas que orbitam, sob efeito de fortes campos magnéticos defletores, em um anel de forma aproximadamente circular, em ultra alto-vácuo. A energia perdida por radiação síncrotron é repostada pelo campo elétrico existente em uma ou mais cavidades ressonantes dispostas na secção reta do anel.

A injeção do feixe de elétrons do acelerador síncrotron de 1,15 GeV^{1.5} do LNLS será feita por um acelerador de elétrons de 100 MeV que está sendo construído em duas fases, respectivamente, de 50 e 100 MeV.

A primeira fase, cujo sistema de microondas é objeto desta dissertação de mestrado, foi iniciada em junho de 1987 e concluída em fins de 1989, por uma equipe de físicos e engenheiros. A segunda fase elevará a energia do atual acelerador a 100 MeV pela inclusão de mais duas estruturas aceleradoras de elétrons.

1.3.3 Aplicações da Luz Síncrotron

As características de elevada energia e alta densidade do feixe, bem como do alto grau de polarização, fazem da luz síncrotron uma ferramenta importante para o estudo de física do estado sólido, biologia, química, física atômica e molecular, metalurgia, astronomia e em outros campos da ciência moderna, onde ela tem se desempenhado com sucesso.

1.5 1,15 GeV = 1,15 gigaelétron-volt (1,15 bilhões de eV).

1.4 BIBLIOGRAFIA

- [1.1] C.E.T. Gonçalves da Silva, 'The Brazilian Synchrotron Light Source: LNLS', Synchrotron Radiation News, vol. 4, N° 5 (1991).
- [1.2] O. R. Bagnato, L. Jahnel, A.C. Lira e P. Tavares, 'An Electron Gun for the LNLS. Pre-injector', 2a. Conferência Européia de Aceleradores de Partículas, EPAC (1990).
- [1.3] I. Lebedev, 'Microwave Electronics', Editora Mir (1974), Moscou.
- [1.4] L.Lin, L.Jahnel e S. Kulinsky, 'A Pre-Injector System for the LNLS LINAC', Memorando de projeto MP010/88, LNLS (1988).
- [1.5] F.W.B.Tallarico, R.T. Newenswander, 'Rêde Magnética do Acelerador Linear de 50 MeV' MeT - 15/91 LNLS (1991).
- [1.6] A.R.D. Rodrigues e D. Wisnivesky, 'Commissioning of the LNLS Injector LINAC', 2a. Conferência Européia de Aceleradores de Partículas, EPAC (1990).
- [1.7] P.A.P.Gomes, 'Aplicação da Criossorção no Vácuo de Aceleradores e Linhas de Luz Síncrotron', Dissertação de Mestrado, IFGW, Unicamp (1989).
- [1.8] C. Zettler, 'RF Systems for Accelerators', Proceedings - Second General Accelerator Physics Course, CERN Accelerator School, setembro (1986).
- [1.9] P.M.Lapostolle e A.L.Septier, 'Linear Accelerators', North- Holland Publishing Co. (1970), Amsterdam.
- [1.10] M. Stanley Livingston e John P. Blewett, 'Particle Accelerators', Mc Graw-Hill Book Company, Inc., (1962) .
- [1.11] John David Rogers, 'A História dos Aceleradores no Brasil, Técnicas e Aplicações da Radiação Síncrotron', CBPF-SBF, (1983).
- [1.12] Marcos A.R.Franco, ' Contribuição ao Estudo de Estruturas Aceleradoras de Elétrons e Respectivos Acopladores de Rádio-Frequência', Relatório de Pesquisa IEAv-015 / 91, (julho de 1991) e ('Dissertação de Mestrado', IFUSP (1991), pp 1-2), São Paulo.
- [1.13] Jiro Takahashi, Comunicação Pessoal, IFUSP, São Paulo.

CAPÍTULO 2

PRINCIPAIS PARÂMETROS E CRITÉRIOS DE PROJETO DO SISTEMA DE MICROONDAS

2.1 INTRODUÇÃO

O projeto das estruturas aceleradoras envolve, além do estudo detalhado da dinâmica do feixe de elétrons, o projeto de componentes na faixa de microondas, pois as estruturas aceleradoras são, elas próprias, guias de microondas. Neste trabalho denotaremos, porém, como Sistema de Microondas o conjunto de componentes que geram, amplificam e transportam as microondas até a entrada da cavidade pré-agrupadora e estruturas aceleradoras. Contudo, entre o sistema de microondas, assim entendido, e os parâmetros da estrutura aceleradora há uma relação direta, que será vista abaixo.

2.2 PRINCIPAIS PARÂMETROS DAS ESTRUTURAS ACELERADORAS DE GRADIENTE CONSTANTE.

Em uma linha de transmissão de microondas, cabos coaxiais, guias de onda, etc, freqüentemente a impedância é constante (impedância característica), enquanto que o campo atenua-se exponencialmente ao longo da linha. Em uma estrutura aceleradora, porém, é conveniente alterar-se adequadamente os diâmetros interno da estrutura aceleradora e da íris, de modo a obter-se o campo elétrico acelerador, E_{z0} , constante ao longo da estrutura.

Uma consequência importante da escolha de uma estrutura de gradiente constante, é que tal estrutura propicia uma dissipação constante de potência por unidade de comprimento, favorecendo o controle de temperatura das mesmas.

Para uma estrutura aceleradora de gradiente constante ao longo de uma direção "z", a dissipação de potência por unidade de comprimento resulta em, pág. 166 de [2.1] :

$$\frac{dP}{dz} = \text{constante} \quad (2.1)$$

onde P é a potência média que propaga-se na direção "z". Assim, se P_1 é a potência na entrada do acelerador e P_2 , a potência na saída, em $z=d$, então a equação (2.1) é satisfeita se :

$$P = P_1 - [P_1 - P_2] \cdot \frac{z}{d} \quad (2.2)$$

Considerando-se a atenuação exponencial da potência na estrutura, tem-se $P_2 = P_1 \cdot e^{-2\tau}$ e podemos escrever :

$$\frac{dP}{dz} = -\frac{P_1 - P_2}{d} = -\frac{P_1[1 - e^{-2\tau}]}{d} \quad (2.3)$$

onde $\tau = \alpha d$ é a atenuação do campo elétrico, dada em Np;
 α é a constante de atenuação em nepers por unidade de comprimento, Np/m;
 d é o comprimento da estrutura aceleradora, em m.

2.2.1 Impedância *Shunt*

A impedância *shunt*, r_o , é a figura de mérito que mede a excelência da estrutura como acelerador e é definida nas pág. 114 de [2.2] e, também na pág. 28 de [2.3] :

$$r_o = -\frac{E_{z0}^2}{dP/dz} \quad (2.4)$$

Podemos observar na equação acima que para uma determinada taxa de potência dissipada por unidade de comprimento, dP/dz , é desejável termos um valor elevado de impedância *shunt* por unidade de comprimento, de forma a termos um alto campo acelerador, E_{z0} . Mais especificamente, E_{z0} é a amplitude da componente harmônica espacial fundamental do campo elétrico axial.

A Impedância *shunt* no acelerador Maíra é : $r_o = 53 \text{ M}\Omega / \text{m}$.

2.2.2 O Fator de Qualidade

O fator de qualidade é uma medida do grau de dissipação de uma cavidade ressonante, sendo dado na pág. 165 de [2.1] e na pág. 114 de [2.2] :

$$Q = -\frac{W}{\left[\frac{dP}{dz}\right]} = 2\pi f \cdot \frac{\text{energia armazenada}}{\text{potência dissipada}} \quad (2.5)$$

Para várias cavidades justapostas iguais, a energia armazenada e a potência dissipada crescem na mesma proporção e a definição do Q permanece válida. Embora nas estruturas

aceleradoras de gradiente constante haja variações no diâmetro das cavidade e das íris, elas são suficientemente pequenas para não alterarem significativamente o Q das estruturas, de forma que a definição é adequada, também, para o projeto dos aceleradores lineares de gradiente constante. No acelerador Maíra tem-se $Q = 13000$

2.2.3 Velocidade de Grupo

A velocidade de grupo, V_g , é a velocidade com que a energia flui através do acelerador.

A energia armazenada no acelerador por unidade de comprimento pode ser calculada pela seguinte relação, dada nas págs. 166-167 de [2.1] e págs. 61-62 de [2.3] :

$$W = \frac{P}{V_g} \quad (2.6)$$

De (2.5) e (2.6) conclui-se que :

$$\frac{dP}{dz} = - \frac{2 \pi f P}{V_g Q} \quad (2.7)$$

Combinando as equações (2.3) e (2.7), eliminamos dP/dz . Substituindo, então, P da equação (2.2), chegamos à expressão para a velocidade de grupo em um acelerador de gradiente constante:

$$V_g(z) = \frac{2\pi f d}{Q} \frac{[1 - (1 - e^{-2\tau}) \frac{z}{d}]}{[1 - e^{-2\tau}]} \quad (2.8)$$

Nas extremidades da estruturas, os valores de V_g são:

$$V_g(0) = \frac{2\pi f d}{Q} \frac{1}{[1 - e^{-2\tau}]} \quad (2.9.1)$$

$$V_g(d) = \frac{2\pi f d}{Q} \frac{e^{-2\tau}}{[1 - e^{-2\tau}]} \quad (2.9.2)$$

Em relação à geometria da estrutura aceleradora, a velocidade de grupo depende da relação entre o diâmetro, $2a$, da íris, e do diâmetro, $2b$, da cavidade do acelerador. Um modelo aproximado para esta relação é dado na pág. 48 de [2.3] :

$$\frac{V_g}{c} = k \left[\frac{a}{b} \right]^4 \quad (2.10)$$

onde c é a velocidade da luz no espaço livre e k é uma constante que depende do número de cavidades por comprimento de onda, e da espessura da íris das cavidades.

O fator de atenuação é obtido diretamente da equação (2.9.2), pág 167 de [2.1]:

$$e^{2\tau} = 1 + \frac{2\pi f d}{Q \cdot V_g(d)} \quad (2.11)$$

2.2.4 O Tempo de Enchimento das Estruturas Aceleradoras

O tempo de enchimento é o tempo necessário para preencher as estruturas aceleradoras com energia de RF, sendo obtido pela integração de $dt = dz/V_g$ entre os limites de $[0 \text{ a } d]$, onde d é o comprimento da estrutura aceleradora. Usando-se a equação (2.8) para V_g , obtém-se, lembrando (2.11):

$$t_f = \int_0^d \frac{dz}{V_g(z)} = \frac{Q}{2\pi f} \ln \left[1 + \frac{2\pi f d}{Q V_g(d)} \right] = 2\tau \frac{Q}{2\pi f} \quad (2.12)$$

Para a constante de atenuação $\tau = 0,57 \text{ Np}$, $Q = 13000$ e a frequência de operação = 2,856 GHz, o tempo de enchimento correspondente é $t_f = 0,83 \mu\text{s}$.

2.3 PRINCIPAIS PARÂMETROS DO SISTEMA DE MICROONDAS

2.3.1 Estabilidade de Frequência

Para que os elétrons permaneçam na fase síncrona da onda de RF, é necessessário que o comprimento de onda permaneça estável, o que equivale a ter-se estabilidade de frequência. A perda de energia causada por uma pequena variação na frequência dos campos aceleradores em uma estrutura aceleradora de gradiente constante é, pág. 118 de [2.2]:

$$\frac{\delta W_o}{W_o} = \left[Q \frac{\delta f}{f} \right]^2 \cdot \left[\frac{2\tau e^{-\tau} (\tau+1)}{1 - e^{-2\tau}} - 1 \right] \quad (2.13)$$

onde: W_o é a energia do feixe de elétrons

f é a frequência de operação, = 2,856 GHz;

Q é o fator de mérito, = 13000

e τ é a atenuação, = 0,57 Np

Uma instabilidade de frequência de 50 kHz seria aceitável para uma variação de energia que não excedesse 1%. Em nosso projeto, optamos por um gerador de microondas com estabilidade em frequência de $2 \cdot 10^{-8}$ (57 Hz em 2,856 GHz) para uma faixa de temperaturas de 20 a 55 °C. A correspondente variação de energia no acelerador é, assim, de aproximadamente $1,07 \cdot 10^{-6}$ e o efeito da instabilidade de frequência, neste caso, é praticamente desprezível.

2.3.2 Largura de Pulso e Taxa de Repetição

O pulso de corrente proveniente do canhão de elétrons (200 ns) é síncrono com o pulso de microondas, como visto na Figura 1.4, porém, de menor duração, de modo a que haja campo acelerador para todo o macropacote de elétrons injetado na estrutura aceleradora. É importante também que o pulso de microondas tenha duração igual ou maior que o tempo de enchimento da estrutura aceleradora, definido no parágrafo 2.2.4. No acelerador Maíra, o tempo de enchimento das estruturas aceleradoras e a "largura" do pulso de microondas são, respectivamente, 0,83 μ s e 2,5 μ s; já a taxa de repetição dos pulsos do LINAC, 33 Hz, é bem inferior à máxima taxa nominal de repetição permissível para a válvula klystron, (equação 2.15), favorecendo, desta forma, a elevação do tempo de vida da válvula :

$$fr_{p_{m\acute{a}x}} = \frac{P_{mM}}{P_{pM} \cdot T_k} = 166 \text{ Hz} \quad (2.15)$$

Parâmetros nominais máximos de operação da válvula klystron.

P_{pM} = potência de pico máxima = 25 MW

P_{mM} = potência média máxima = 25 kW

T_k = largura máxima nominal de pulso = 6 μ s

$fr_{p_{m\acute{a}x}}$ = frequência de repetição de pulsos máxima .

2.3.3 Ganho de Energia x Potência Transferida ao Acelerador

O ganho de energia total em um acelerador linear de gradiente constante é dado pela expressão abaixo, pág 116. de [2.2] :

$$W_T = [1 - e^{-2\tau}]^{1/2} [P_1 d r_0]^{1/2} - \frac{i r_0 d}{2} \left[1 - \frac{2 \tau e^{-2\tau}}{1 - e^{-2\tau}} \right] \quad (2.16)$$

onde P_1 é a potência de RF total na entrada, i é a corrente de pico do feixe, e r_0 é a impedância *shunt* por unidade de comprimento. O primeiro termo do lado direito da equação refere-se à

energia adquirida pelos elétrons considerando a corrente desprezível, enquanto que o segundo termo refere-se à energia transferida ao feixe, i.e., à redução de energia devido ao efeito de carregamento do feixe, (*beam loading*). As Tabelas 2.1(a) e (b) relacionam, respectivamente, a energia do acelerador Maíra em função da potência de microondas e da corrente do feixe, para a impedância *shunt*, $r_0 = 53 \text{ M}\Omega/\text{m}$, atenuação, $\tau = 0,57 \text{ Np}$, e comprimento da estrutura aceleradora $d = 3,048 \text{ m}$.

Tabelas 2.1 (a) Potência de microondas para correntes de 200 e 220 mA ;
(b) variação da energia em função da corrente do feixe para a potência de entrada de 11 MW (por estrutura aceleradora).

P [MW]	W [MeV] (total)	
	i [200 mA]	i [220 mA]
8,5	46,1	44,6
9,0	47,9	46,4
9,5	49,6	48,1
10,0	51,3	49,8
10,5	52,9	51,4
11,0	54,5	53,0
11,5	56,1	54,6
12,0	57,6	56,1
12,5	59,1	57,6

(a)

i (mA)	W [MeV] (total)	($P_{p1} = 11 \text{ MW}$) (por estrutura)
180	56,0	
190	55,3	
200	54,5	
210	53,8	
220	53,0	

(b)

2.3.4 Relação dos Principais Parâmetros do Sistema de Microondas

Como vimos, os principais parâmetros de projeto do sistema de microondas são decorrentes dos requisitos da estrutura aceleradora de elétrons. Para o acelerador Maíra estes parâmetros estão reunidos na Tabela 2.2.

Tabela 2.2 Principais parâmetros do sistema de RF

Frequência do oscilador de RF	$f_0 = 2,856 \text{ GHz}$
Estabilidade de frequência	$2,08 \cdot 10^{-8}$
Potência de pico de RF nas entradas das estruturas	$P_{p1} = 11 \text{ MW}$
Potência de pico total de saída das klystrons	$P_p = 25 \text{ MW}$
Potência média de entrada de microondas	$P_{m1} = 0,75 \text{ kW}$
Potência média total de microondas	$P_m = 1,45 \text{ kW}$
Largura de pulso de microondas	$T_{RF} = 2,5 \mu\text{s}$
Frequência de repetição do pulso de microondas	$f_{rp} = \text{de } 0 \text{ a } 33 \text{ Hz}$

2.4 BIBLIOGRAFIA

- [2.1] J.Le Duff, 'Dynamics and Acceleration in Linear Structures', General Accelerator Physics, Cern Accelerator School, CAS, Vol I (1985).
- [2.2] R.B. Neal, (editor geral), "The Stanford Two-Mile Accelerator" , W.A Benjamin (1968).
- [2.3] Pierre M. Lapostolle, Albert L. Septier, "Linear Accelerators", North-Holland Publishing Company (1970), Amsterdam.
- [2.4] M. Stanley Livingston, John P. Blewett, "Particle Accelerators" , Mc Graw-Hill Book Company, Inc. (1962).

CAPÍTULO 3

SUBSISTEMA PRÉ-AMPLIFICADOR DE MICROONDAS

3.1 INTRODUÇÃO

Apresenta-se na Figura 3.1, esquematicamente, o circuito pré-amplificador de micro-ondas. Pode-se observar que é possível identificar-se duas seções do sistema, que trabalham com níveis distintos de potência: na seção de baixa potência opera-se com níveis da ordem de miliwatts e na seção de média potência o nível sobe para 1 kW. Descreveremos a seguir estes dois subsistemas.

3.2 O SUBSISTEMA DE BAIXA POTÊNCIA

3.2.1 Circuito de Microondas de Baixa Potência e Eletrônica Associada

Utiliza-se uma fonte de microondas (BP1), para gerar um sinal de microondas de alta estabilidade em frequência. Após a fonte de microondas e os demais componentes ativos do circuito foram colocados isoladores (BP2A, BP2B, BP2C), para proteção contra reflexões do sinal de microondas.

Para monitoramento da frequência de operação de microondas, um acoplador direcional, (BP3) extrai uma amostra (-30 dB) do sinal, que é enviado a um conector do tipo N, disposto no painel do equipamento. O nível de potência é ajustado, então, por um atenuador coaxial (BP4), controlado por uma fonte de corrente que pode variar de 0 a 100 mA, e que é ajustada por um nível de tensão de 0 a 10 V. O controle pode ser local ou, por opção, proveniente do sistema de controle geral da máquina.

O sinal gerado pela fonte de microondas é atenuado parcialmente (perda de inserção) no circuito de microondas, ao passar por seus diversos componentes: acopladores, isoladores, chave pin, cabos, conectores, etc. Para compensar este efeito foi adicionado um amplificador de estado sólido, com ganho de 28 dB, que amplifica o sinal de microondas ao nível adequado para saturar a válvula de microondas do subsistema de média potência.

Como a potência de entrada do amplificador não deve exceder os 10 mW, foi necessário colocar um atenuador coaxial de 6 dB (BP5) precedendo este amplificador. Após o amplificador são colocados, respectivamente, um isolador, como referido acima, e, em seguida, um atenuador mecânico de 0 a 11 dB (BP7) com passos de atenuação de 1 dB para limitar, se desejado, a potência de saída do sub-sistema de baixa potência.

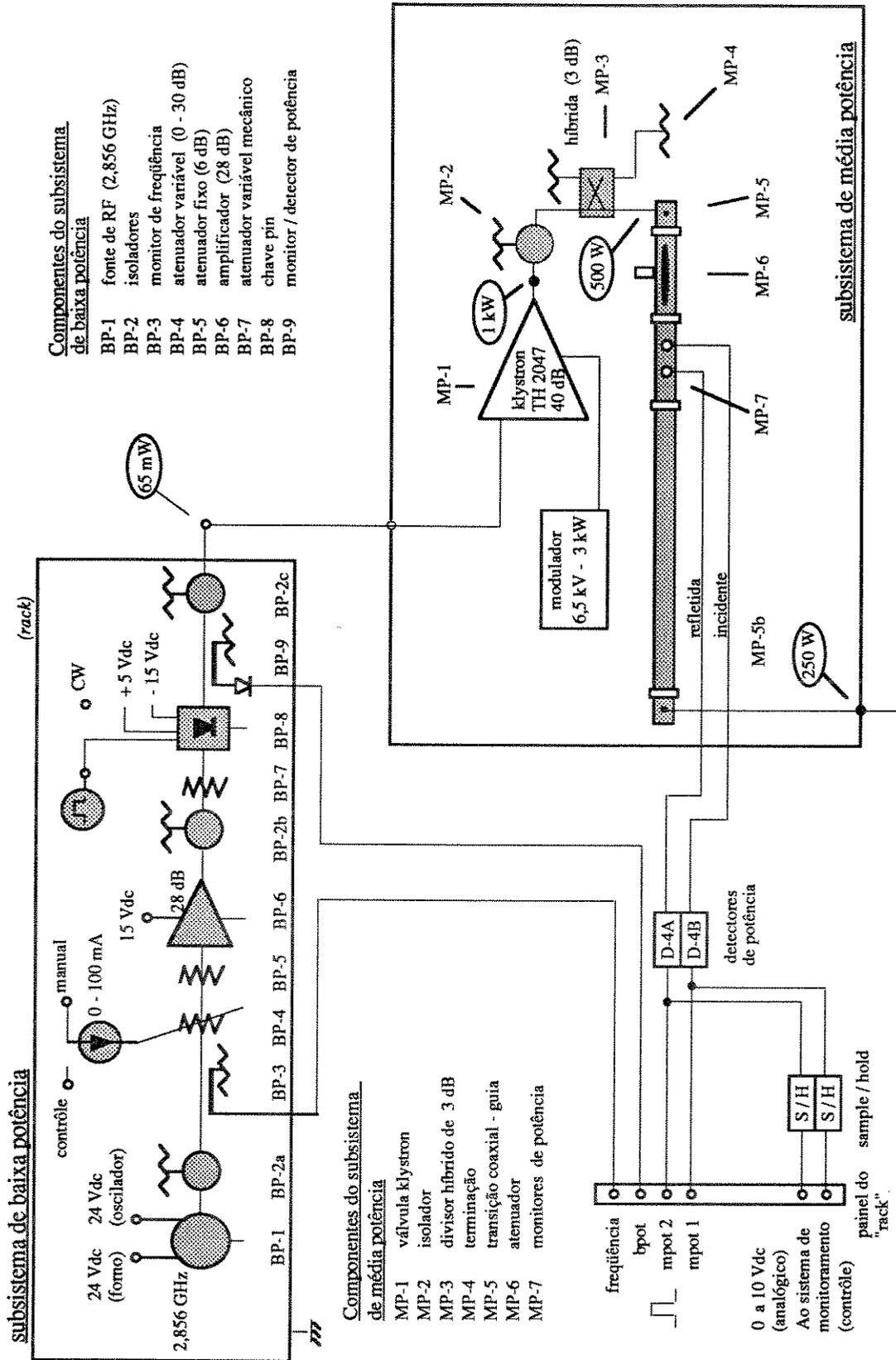


Figura 3.1 Subsubsistema pré-amplificador de microondas

Por causa do elevado nível de potência de operação, 25 MW, do sistema de alta potência, é necessário que a válvula klystron trabalhe de forma pulsada, ficando, portanto, ligada somente durante os pulsos de 2,5 μ s, que ocorrem em intervalos de 30 ms (33 Hz) a 1 s (1 Hz), dependendo do ajuste da taxa de repetição do pulso.

O sinal de microondas na entrada da válvula klystron de alta potência deve também ser pulsado para que não haja reflexão de microondas no intervalo entre pulsos em que a válvula está desligada; do contrário seria necessário colocar um isolador de média potência, de custo elevado, na saída da válvula klystron de média potência.

Três opções foram consideradas para se pulsar o sistema de microondas:

- i - Operar a válvula klystron do sistema de média potência com uma fonte de alimentação de tensão pulsada, modulando-se, assim, o sinal de microondas.
- ii - Modular em pulsos o sinal de microondas no subsistema de baixa potência, por intermédio de uma chave pin, BP8, e polarizar a klystron de média potência com uma fonte de tensão contínua.
- iii - Utilizar a chave pin, como mencionado no item ii e alimentar a klystron com uma fonte de tensão pulsada, como referido no item i.

Decidiu-se utilizar uma fonte de alimentação pulsada (modulador) na válvula pré-amplificadora. Tal opção é conveniente por elevar o tempo de vida da válvula que, desta forma, opera com níveis baixos de potência (da ordem de 80 mW), diminuindo também o custo operacional por menor dispêndio de energia. Deve-se, entretanto, notar que a largura do pulso do modulador de média potência (4 μ s) é maior que a do modulador de alta potência (2,5 μ s); isto significaria que parte do sinal pulsado entregue à klystron de alta potência retornaria, sendo absorvido no isolador MP2. Este efeito é evitado, pelo uso de uma chave pin, que modula o sinal de microondas no sistema de baixa potência. A chave é habilitada com pulsos de tensão de nível TTL, cuja duração não deve exceder 2,5 μ s.

O nível de potência de microondas é monitorado através de um acoplador direcional com detector schottky (BP9) que será apresentado em detalhes no Capítulo 5, que trata mais especificamente do sistema geral de detecção. O detector demodula uma amostra do sinal de microondas apresentando, portanto, em sua saída um sinal de baixa frequência similar ao sinal modulador, Fig.3.1. A saída do circuito é ligada a um conector BNC disposto no painel do gabinete de baixa potência, para leitura de tensão em um multímetro, sendo ligada também a um conector do tipo DB-25, para leitura pelo sistema de controle geral computadorizado do LINAC. O mesmo sinal detectado é, ainda, enviado a um circuito verificador de pulsos que sinaliza, através de um led disposto no painel, caso ocorra as hipóteses apresentadas na Tabela 3.1.

Tabela 3.1: Sinalização do circuito verificador de pulsos, via LED.

Sinal	Lógica	Defeitos	
CW	"1"	aceso	Se o led do painel estiver apagado quando em operação CW, indica que um ou mais dos seguintes componentes podem estar com defeito : -i oscilador de microondas -ii amplificador de microondas -iii chave pin em curto
Pulsado	"0"	apagado	Se o led do painel estiver aceso quando o sistema de baixa potência estiver em regime pulsado, indica que a chave pin está constantemente aberta.

3.2.2 Relação de Componentes de Microondas do Subsistema de Baixa Potência

O acelerador linear Maíra foi fabricado no LNLS de acordo com o cronograma pré-estabelecido, em 2,5 anos, tendo sido considerados custos, qualidade e tempo. A experiência prévia em aceleradores de partículas, pelo pessoal envolvido no projeto, era inexistente, e o número de pessoas em cada grupo de trabalho, para o desenvolvimento dos diversos sistemas que compõem a máquina, era reduzido. O grau de nacionalização de componentes para o acelerador é elevado, se consideradas estas circunstâncias. Particularmente, quanto ao sistema de RF, pode-se citar a construção, praticamente integral, de seus componentes de alta potência em guias de ondas. Já para o subsistema de baixa potência, foram construídos acopladores direcionais em linha de fita, (*stripline*), enquanto que outros componentes, como, por exemplo, o gerador de microondas de alta estabilidade em frequência e a chave pin de alta isolamento, por necessitarem de desenvolvimento específico e de custo elevado, que se justificariam apenas para produção em escala, foram importados. A decisão, relativamente ágil, sobre o que fabricar ou comprar constituiu-se, assim, em parâmetro importante de engenharia, determinando a realizabilidade do sistema em tempo hábil, bem como o desenvolvimento tecnológico em aspectos preferenciais e relevantes à tecnologia de aceleradores de elétrons. A Tabela 3.2 apresenta os componentes de microondas do sub-sistema de baixa potência.

Tabela 3.2 Relação dos componentes de microondas do subsistema de baixa potência.

Código	Componente	Fabricante	Modelo	Especificações
BP-1	Oscilador de Microondas	Techtrol - Cyclonectics	MHN 409	Frequência de operação 2,856 GHz Faixa de sintonia - 50, + 30 kHz Potência de saída fonte 1 = 146 mW fonte 2 = 55 mW Estabilidade de frequência $2 \cdot 10^{-8}$ Tensão de alimentação oscilador = 24 Vdc forno = 24 Vdc Conector SMA (f)
BP-2 a-b-c	Isolador de Microondas	Teledyne Microwaves	T-2S23T-10	Faixa de frequência 2,5 a 3,3 GHz Potência de pico 1 kW Potência média 50 W Potência reversa 2 W Isolação 20 dB TOE (VSWR) 1,25 : 1
BP-3	Monitor de frequência	LNLS		Frequência de operação 2,856 GHz Tecnologia linha de fita ("stripline") Acoplamento 30 dB Conectores SMA (f)
BP-4	Atenuador variável coaxial	SLAC ^{3.1}		Frequência de operação 2,856 GHz Atenuação 1 a 35 dB Tecnologia linha de fita ("stripline") Controlado por fonte de corrente de 0 a 100 mA
BP-5	Atenuador coaxial fixo	Narda Microwaves	4772	Faixa de frequências DC a 6 GHz Atenuação nominal 6 dB Desvio (DC - 6 GHz) $\pm 0,3$ dB Potência de entrada média 2 W (máxima) Potência de entrada de pico 0,2 kW TOE (DC - 6 GHz) 1,40 : 1
BP-6	Amplificador	Mini-Circuits	ZHL-42	Frequência central 2,888 GHz Ganho 34,83 dB Ganho (em 2,856 GHz) 28 dB Isolação : > 48 dB Potência máxima (.32 dB de compressão) 30,35 dBm TOE - entrada 2,5 : 1 TOE - saída 2,5 : 1 Tensão de alimentação 15 Vdc Corrente 0,69 A Temperatura de operação - 20 + 55 °C Conectores SMA (f)

(continua)

3.1 O atenuador, cedido ao LNLS, foi desenvolvido no SLAC.

Código	Componente	Fabricante	Modelo	Especificações
BP-7	Chave pin	American Microwave Co.	SW 2184-1A	Banda de frequências até 18 GHz N° de polos ("SPST") ^{3.2} 1 N° de portas 2 Tempo de subida 20 ns Tensões de alimentação + 5 Vdc - 15 Vdc
BP-8	Acoplador com detector ^{3.3}	LNLS		Frequência de operação 2,856 GHz Montagem linha de fita Conectores SMA (f)
BP-9	Atenuador mecânico por passos	Hewlett-Packard	8494-A	Atenuação 0 a 11 dB Passos de atenuação 1 dB Conectores SMA (f)

3.3 O SUBSISTEMA DE MÉDIA POTÊNCIA

3.3.1 Circuito de Média Potência de Microondas

O sinal pulsado proveniente do sistema anterior é amplificado até o nível de 1 kW pulsado, de forma a alimentar duas válvulas klystron de alta potência do tipo Thomson TV 2015 B. A amplificação no estágio de média potência é feita por uma válvula Thomson 2047, com uma potência de saída máxima de 1,1 kW e ganho nominal de 40 dB, refrigerada a ar.

A fonte de alimentação da klystron é do tipo pulsada, possibilitando desta forma trabalhar com menores níveis de potência média, o que facilita a estabilidade térmica da mesma. Deve-se notar que se a tensão da fonte pulsada da válvula for de 6,5 kV, são necessários 65 mW na saída do gabinete de baixa potência para saturá-la em 1000 W na saída.

A transmissão do sinal no subsistema de média potência é mostrado esquematicamente na Figura 3.1. O sistema de transmissão é basicamente em guias de onda, devido à sua menor atenuação, quando comparada à linha coaxial. Ademais, a possibilidade de construir-se componentes dedicados, em nosso laboratório, a um custo inferior aos componentes coaxiais que deveriam ser importados, definiram este procedimento como o mais adequado para o projeto do subsistema de média potência. O conector de saída da válvula é do tipo coaxial EIA 1-5/8 próprio para ser conectado a um sistema coaxial (1 - 5/8), de baixa atenuação, sendo necessário, então, utilizar-se um adaptador do tipo EIA 1 5/8 para N(f), e, então, transmitir o sinal em um pequeno trecho, por intermédio de um cabo coaxial do tipo RG-213, ao sistema guiado. O subsistema de microondas de baixa potência, a válvula klystron e o modulador de média potência encontram-se na sala de controle geral do LINAC, Figura 3.2.

^{3.2} SPST Significa: *Single Pole Single Throug*

^{3.3} O projeto do acoplador-detector, desenvolvido no LNLS, será apresentado no Capítulo 5, que se refere mais especificamente ao sistema de detecção do LINAC.

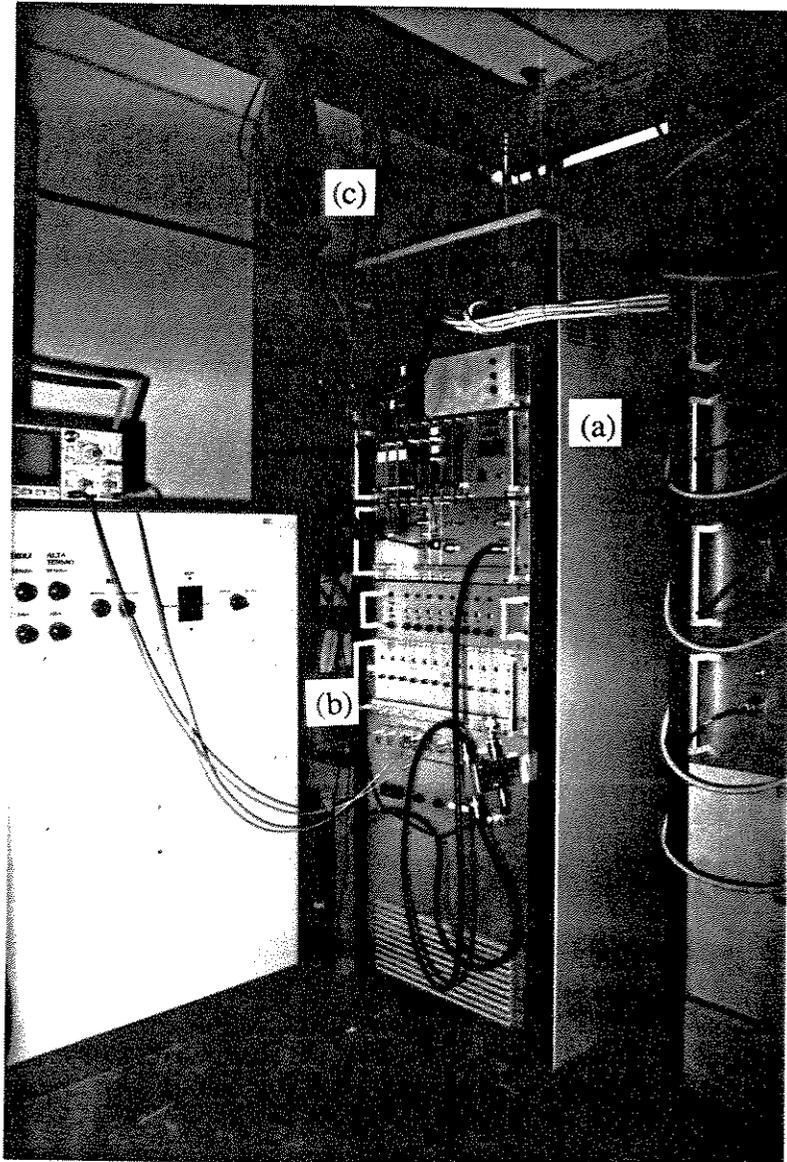


Fig. 3.2 Vista parcial da sala de controle do LINAC

(a) gabinete (*rack*) do sistema de microondas; (b) válvula klystron do subsistema de média potência; (c) monitores de potência MP1 e MP2.

3.3.2 Relação dos Componentes de Microondas do Subsistema de Média Potência.

Apresenta-se na Tabela 3.3 a relação dos principais componentes do subsistema de média potência de microondas.

Tabela 3.3 Relação dos componentes do subsistema de média potência de microondas.

Código	Componente	Fabricante	Modelo	Especificações
MP-1	Válvula klystron amplificadora	Thomson - CSF	TH 2047	Faixa de frequências 2,80 - 3,05 GHz Frequência sintonizada 2,856 GHz Banda passante (-3dB) 5 MHz Ganho (mínimo) 40 dB Rendimento típico 33 % Banda de ajuste de frequências 250 MHz
MP-2	Transição EIA 1 5/8" - N(f)	Andrew	2111B	TOE (dc - 1 GHz) 1,03 : 1 (2,856 GHz) < 1,1 : 1
MP-3 a-b-c	Isolador de Microondas	Teledyne Microwaves	T-2S23T-10	Faixa de frequência 2,50 a 3,30 GHz Potência de pico 1 kW Potência média 50 W Potência reversa 2 W Isolação 20 dB TOE (VSWR) 1,25 : 1
MP-4	Transição cabo coaxial - guia de ondas	Microwave Developments Lab.	284AC106-2E	Faixa de operação 2,60 a 3,95 GHz TOE < 1,065 : 1
MP-5	Atenuador em guia de ondas	LNLS	_____	Atenuação 1 a 35 dB
MP-6	Monitor de potência	LNLS	_____	Acoplamento 44,4 dB TOE 1,1 : 1

3.3.3 As Válvulas Klystron

(a) Introdução

As válvulas klystron são fontes de potência de microondas largamente utilizadas em aceleradores de partículas devido às suas características de alta potência, boa estabilidade e elevado ganho. Elas apresentam uma completa separação das três funções básicas das válvulas eletrônicas: formação do feixe, amplificação e dissipação do excesso de potência do feixe. O esquema da Fig 1.1, mostrado na introdução do presente trabalho, indica a utilização de duas destas válvulas no acelerador linear de elétrons de 50 MeV. A primeira delas, uma válvula de média potência de 1 kW, é utilizada como pré-amplificadora de uma outra válvula de maiores proporções, que eleva a potência do sistema de microondas ao nível de 25 MW de pico.

(b) Princípio de Funcionamento das Válvulas Klystron Amplificadoras

Sob a ação da alta tensão pulsada aplicada entre o catodo e o anodo, os elétrons são extraídos do catodo e acelerados. O feixe produzido no canhão de elétrons é modulado em velocidade durante sua passagem pela primeira cavidade ressonante, ela própria excitada pelo sinal de microondas a amplificar. A modulação em velocidade cria, por sua vez, uma modulação em densidade no feixe de elétrons durante sua passagem pelo primeiro tubo de deriva (*drift tube*), que não é submetido a nenhum campo de microondas [3.1]. Os elétrons, agrupados, penetram no *gap* da segunda cavidade (não carregada externamente); em outras palavras: pela segunda cavidade passa uma corrente modulada em amplitude. A componente alternada fundamental desta corrente excita oscilações que ressoam na cavidade [3.2], gerando uma tensão elevada no *gap* da próxima cavidade e, como resultado, uma segunda modulação em velocidade, ou sobre modulação, seguida de uma segunda modulação em densidade, que ocorre durante a passagem pelo segundo tubo de deriva; o mesmo processo se renova pelas cavidades e tubos de deriva seguintes. Por fim, os elétrons atravessam o espaço de interação dos circuitos de saída. Os circuitos ressoam à passagem do feixe e desenvolvem dentro do espaço de interação um campo elétrico oscilante na frequência de excitação da válvula, que amortece os pacotes de elétrons, absorvendo, assim, grande parte de sua energia. Em contrapartida, os elétrons que não se agruparam nos pacotes são, então, acelerados pelos campos elétricos, retirando, por sua vez, parte da energia armazenada nos campos. A diferença entre os dois efeitos é igual à energia de microondas cedida aos circuitos de saída, e a energia que resta no feixe de elétrons é dissipada no coletor sob a forma de calor. A Figura 3.3 mostra as principais partes de uma válvula klystron amplificadora de microondas.

(c) Instabilidades nas Válvulas Klystron

Em geral as fontes de instabilidade nas válvulas klystron estão localizadas nas três principais regiões do tubo: o canhão de elétrons, o espaço de interação, constituído pelas cavidades ressonantes, os *drift tubes*, e o coletor. Uma discussão detalhada das possíveis instabilidades nas válvulas klystron não é o propósito deste parágrafo. Vale, no entanto, mencionar que durante o processo de condicionamento da válvula klystron de média potência, foram audíveis centelhamentos, cuja ocorrência distorcia, por um tempo inferior a 0,5 segundo, o sinal pulsado, monitorado em osciloscópio.

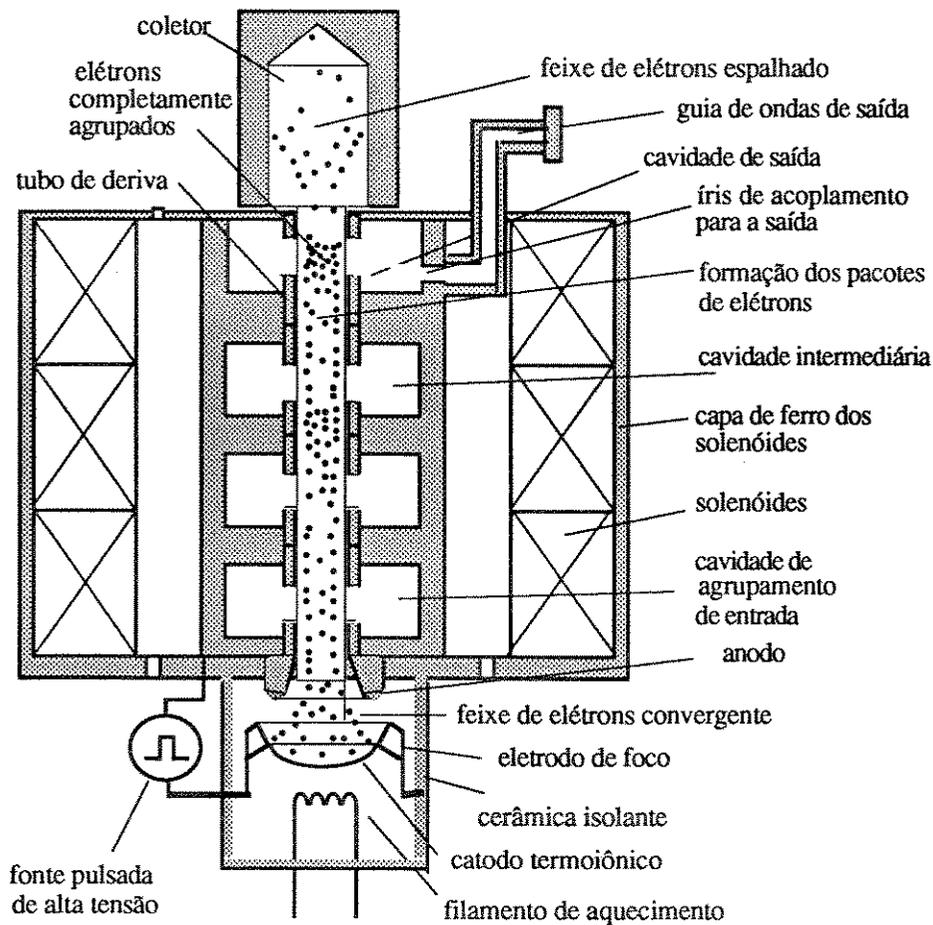


Figura 3.3 Vista em corte de uma válvula klystron amplificador de quatro cavidades.

3.3.4 A Válvula Klystron de Média Potência

A válvula klystron de média potência [3.3], Thomson-CSF / TH 2047, é um amplificador de potência de microondas de quatro cavidades ressonantes, fornecendo, quando polarizada por uma tensão da ordem de 6,5 kV, uma potência de saída superior a 1 kW, podendo ser sintonizada mecanicamente em uma frequência na faixa de 2,80 a 3,05 GHz. O feixe de elétrons é focalizado por um ímã permanente incorporado ao corpo da válvula. No acelerador Maíra a válvula opera em regime pulsado, com pulsos de 4 μ s (considerando o *flap top* de 95%) e taxa de repetição de 0 a 33 Hz, significando que a potência média é da ordem de 100 mW para uma potência de pico de 1 kW.

Nestas condições a refrigeração da válvula se faz naturalmente, por convexão do ar, diferentemente do regime contínuo, que exigiria a circulação forçada de ar. A operação em regime pulsado acrescenta ainda três vantagens :

- i - Elevação do tempo de vida da válvula que trabalha com baixa potência média.
- ii - Economia de energia durante a operação do acelerador linear.
- iii - Economia no custo inicial de construção de uma fonte de alimentação contínua.
- iv - Maior facilidade de estabilização da fonte pulsada em relação à fonte DC.

No sistema de microondas do acelerador Maíra, a válvula TH 2047 é utilizada como pré-amplificadora de uma válvula de potência de maior porte e, no caso de expansão da energia do LINAC para 100 MeV, sua potência de saída é suficiente para alimentar adequadamente uma segunda válvula de alta potência.

(a) Características Gerais

Apresenta-se na Tabela 3.4 um exemplo de condições de operação para a válvula quando regulada para rendimento elevado. A Tabela 3.5 fornece os parâmetros gerais de funcionamento da válvula. Importante, também, é considerar os valores limites de utilização, Tabela 3.6, que não devem ser ultrapassados simultaneamente.

Tabela 3.4 Exemplo de condições de operação da válvula TH-2047.(klystron regulada para rendimento elevado).

Frequência	2,856	GHz
Potência de saída	1,1	kW
Tensão coletor - catodo	6,5	kVdc
Corrente de catodo	0,46	A
Rendimento típico	36	%
Banda passante instantânea	5	MHz

Tabela 3.5 Características gerais de funcionamento da válvula klystron TH-2047.

<u>Parâmetros de RF:</u>		
Banda de frequências	2,80 - 3,05	GHz
Potência média de saída, (min)	1	kW
Banda passante instantânea (-3dB)	5	MHz
Ganho (min)	40	dB
Rendimento típico	33	%
Faixa de sintonia	250	MHz
<u>Parâmetros Elétricos :</u>		
Tensão de aquecimento	6,0	V
Corrente de aquecimento	4,5	A
Tensão catodo-coletor	6,5	kV
Corrente de catodo	0,5	A
<u>Características mecânicas</u>		
Posição de funcionamento	vertical, do catodo à base	
Pêso aproximado (válvula + imã)	38 kg	
Entrada de RF	conector coaxial UG-21 D/U	
Saída de RF	linha coaxial 1-5/8" 50 ohms	
Conexões filamento - catodo	pelo conector TH 20076	
Torque do sistema de sintonia	1,5 N.m	

Tabela 3.6 Valores Limites de Utilização^{3.4}.

	Mínimo	Máximo	Unidade
Tensão de aquecimento	5,7	6,3	V
Corrente	---	9	A
Tempo de pré-aquecimento	5	---	min
Tensão de coletor	---	8	kV
Potência dissipada sobre o coletor	---	4	kW
Temperatura de "sêlo" do catodo	---	175	°C
Taxa de onda estacionária da carga	---	2	
Torque para o sistema de sintonia	---	2,9	N.m

(b) Condições de operação

A instalação e utilização da válvula exige cuidados especiais necessários para o seu correto funcionamento. A seguir fornecemos as condições básicas de operação:

^{3.4} Os valores limites não devem ser, em nenhuma hipótese, ultrapassados em regime transitório. Cada valor extremo deve ser considerado como auto-limitante; dois ou mais valores extremos não devem ocorrer simultaneamente

Medidas de proteção: A fonte pulsada de alimentação da válvula (modulador) deve ter proteções automáticas e os valores limites indicados não devem, em nenhum caso, serem ultrapassados.

-Tensão de Filamento : Deve haver um intervalo de tempo adequado (aprox. 40 min.) para o aquecimento do filamento da válvula, durante o qual a corrente no filamento não deve ser excedida.

-Alta Tensão : Um relé de sobretensão deve limitar a alta tensão ao valor máximo permitido para a tensão coletor-catodo.

-Potência Refletida: A válvula não deve ser utilizada com uma terminação de microondas que gere taxa de onda estacionária superior a 2. Esta situação ocorre se a ligarmos mantendo a válvula de alta potência desligada; isto é equivalente a termos um circuito aberto, que ocasiona uma alta reflexão do sinal de microondas de volta à válvula de média potência. Com o intuito de evitar-se que a onda refletida atinja, foi colocado um isolador de pequenas dimensões, pois nas condições de operação para o acelerador Maíra, a potência média de saída da válvula é da ordem de 100 mW.

-Dissipação de Potência no Coletor: A dissipação de potência no coletor, nas condições de operação da válvula, está bem abaixo da potência que ele pode efetivamente dissipar; neste caso torna-se desnecessário a utilização de um relé que seria acoplado à alta tensão, se a potência dissipada sobre o coletor ultrapassasse o valor máximo, ou se a refrigeração forçada de ar fôsse inferior ao valor especificado.

-Esforço de Torção no Sistema de Sintonia: A válvula vem sintonizada de fábrica na frequência de operação do acelerador linear, 2856 MHz +/- 2,5 MHz (-3dB). Caso seja necessário resintonizá-la, um dispositivo de limitação foi incorporado na transmissão para que o torque aplicado não ultrapasse o valor máximo (2,9 N.m).

-Imã Permanente : Materiais magnetizáveis devem ser mantidos a uma distância maior que 15 cm da válvula e os magnetos a mais que 32 cm. Os utensílios utilizados para instalação ou regulagem da válvula não devem ser magnéticos.

-Perdas de RF: Para certas condições de sintonia, oscilações podem ocorrer se o acoplamento da energia de RF na saída, ou se a antena de entrada da válvula estiver mal conectada.

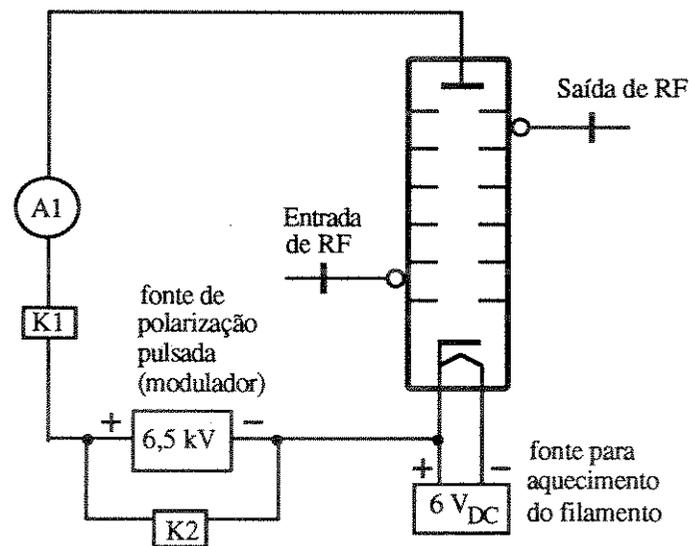
(c) Instalação

-Manipulação da válvula e montagem mecânica : A fixação da válvula foi feita com quatro parafusos de material não magnético (escolhemos aço inox), colocados na parte inferior do ímã da válvula em um suporte de material também não magnético (alumínio).

-Conexões elétricas:

a- Catodo e filamento: os condutores utilizados para o filamento devem suportar uma corrente de 20 A, e as conexões foram feitas com material não magnético.

b- O corpo da válvula, solidamente ligado ao suporte de alumínio, deve estar ligado à terra. A válvula foi conectada eletricamente como indicado na Figura 3.4 .

Medidores

A1 - Corrente do feixe

Relés de segurança

K1 - limite superior da corrente do feixe

K2 - limite superior da tensão do feixe

Fig.3.4 Conexão elétrica da válvula klystron TH 2047.

3.3.5 A Fonte de Tensão Pulsada (Modulador) da Válvula TH 2047

(a) Descrição Geral

Os moduladores construídos para os subsistemas de média e alta potência foram projetados e montados pelo grupo de alta tensão do LNLS, para polarizarem de forma pulsada as válvulas klystron dos dois subsistemas.

A Figura 3.5 mostra um desenho esquemático simplificado de um **modulador de linha pulsante**, que são assim denominados por utilizarem linhas formadoras de pulsos constituídas por células LC, que simulam eletricamente linhas de transmissão terminadas em circuito aberto. O funcionamento do circuito pode ser dividido em dois ciclos, respectivamente, de carga e de descarga da LFP^{3.5}.

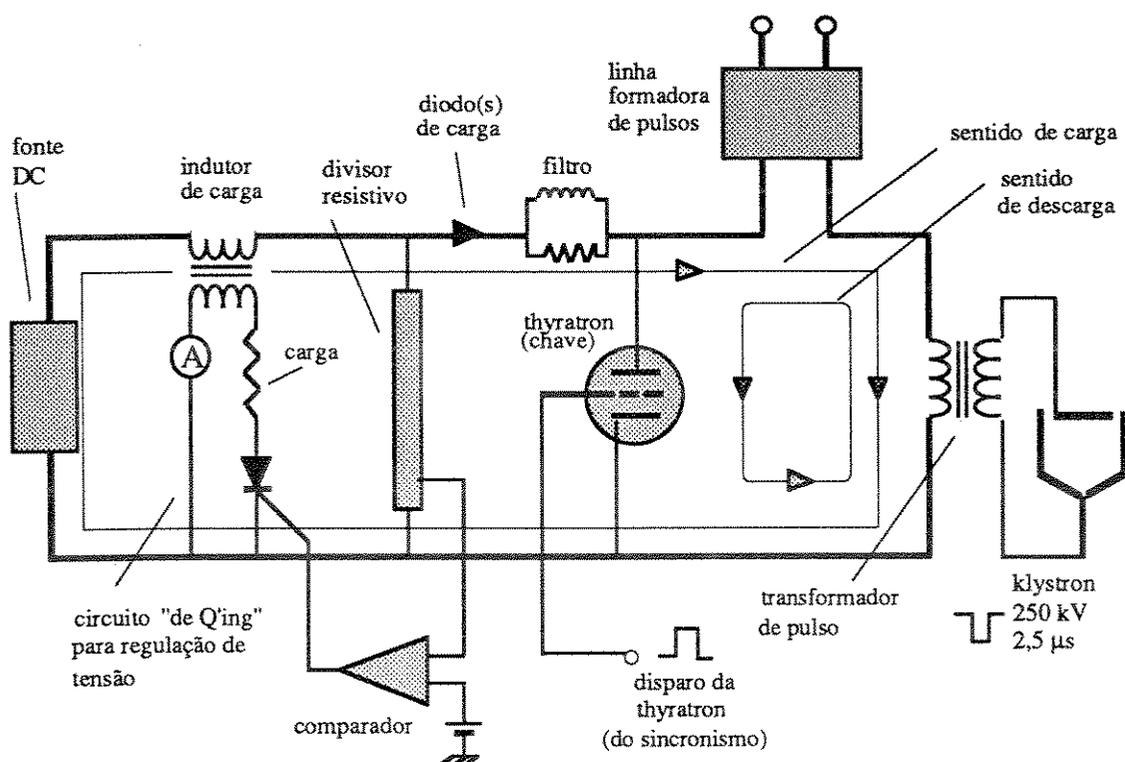


Fig. 3.5 Diagrama Esquemático Simplificado de um Modulador Típico de Linha Pulsante.

3.5 LFP = linha formadora de pulsos

Na primeira etapa, após a ocorrência do pulso de tensão, a chave (válvula thyatron) permanece aberta e a fonte DC carrega os capacitores da LFP com aproximadamente o dobro da tensão da fonte de alimentação DC, por intermédio do indutor de carga. O caminho da corrente de carga se compõe das seguintes partes: polo positivo da fonte de alimentação DC, indutor de carga, indutores da LFP e o enrolamento primário da LFP. Em uma segunda etapa, a chave é fechada a partir de um comando de habilitação que se origina no sistema de sincronismo do LINAC. A LFP descarrega-se através da válvula thyatron e do enrolamento primário do transformador de pulsos, polarizando a válvula klystron com um pulso de tensão cuja duração é equivalente ao tempo de descarga da LFP [3.5]. Os pulsos, de forma aproximadamente retangular, tem duração aproximada de $2,5 \mu\text{s}$ e baixa frequência de repetição (1 a 33 Hz), de forma que o baixo ciclo de trabalho possibilita o armazenamento da energia, necessária à polarização, em circuitos LC.

(b) Circuito de Carga Sem Diodo

O circuito de carga da Figura 3.6 apresenta uma fonte DC em série com uma impedância de carga, formada por um indutor e pela capacitância de armazenamento do circuito formador de pulsos. Este circuito simplificado, omite o enrolamento primário do transformador de pulsos, porque sua impedância é muito baixa no processo de carga.

O circuito de formação de pulsos é representado apenas por sua capacitância de armazenamento porque o processo de carga é suficientemente lento para que as indutâncias da LFP possam ser consideradas como curtos-circuitos.

Notemos que o circuito mostrado na Figura 3.6 refere-se, somente, ao ciclo de carga, de forma que quando nos referirmos ao ciclo de descarga do circuito, devemos nos reportar à Fig. 3.5.

Imediatamente após um pulso, o processo de carga se inicia com a capacitância C descarregada e nenhuma corrente no indutor e, uma vez que a resistência do circuito LC série é baixa, a tensão sobre C oscila senoidalmente, como mostrado pela linha pontilhada na Fig. 3.6 e atinge um valor máximo ($V_{\text{máx}}$) aproximadamente igual a $1,9 V_{\text{dc}}$. No instante em que o capacitor está totalmente carregado, a corrente no indutor de carga L é zero. Se a chave (thyatron) fechar (Fig. 3.5) neste instante, um pulso de tensão $V_{\text{máx}} / 2$ é produzido e, em seguida, o processo de carga repete-se como mostrado pela linha contínua na Figura 3.6. Processos sucessivos idênticos de carga ocorrem porque a tensão no capacitor e a corrente no indutor são nulos imediatamente após a ocorrência de cada pulso. Para se obter um pulso igual a $V_{\text{máx}}/2$ é necessário, neste caso, que a chave seja disparada no pico da tensão de oscilação, quando a tensão no capacitor é igual a $V_{\text{máx}}$; desde que a duração do pulso seja desprezível, o período de repetição, T_{rp} , deveria ser igual à metade do período da oscilação.

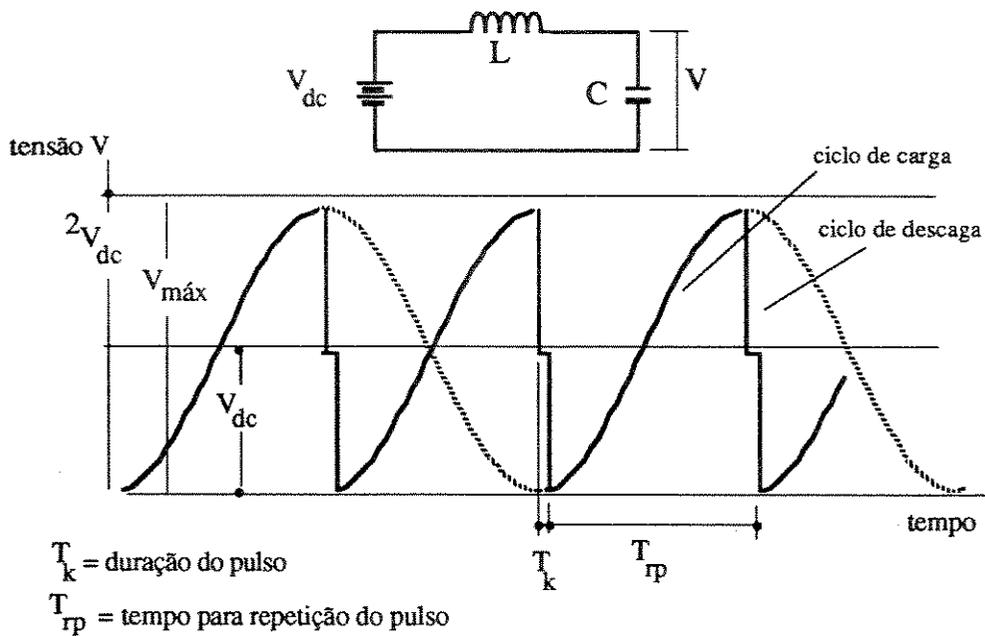


Figura 3.6 Circuito equivalente e curva de carga da linha formadora de pulsos.

(c) Circuito de Carga com Diodo

A colocação de um diodo em série com o indutor, como indicado na Figura 3.7, impede, durante um tempo considerável, que o capacitor se descarregue, possibilitando que o intervalo entre os tempos de fechamento da chave possa ser superior a meio ciclo da oscilação de carga.

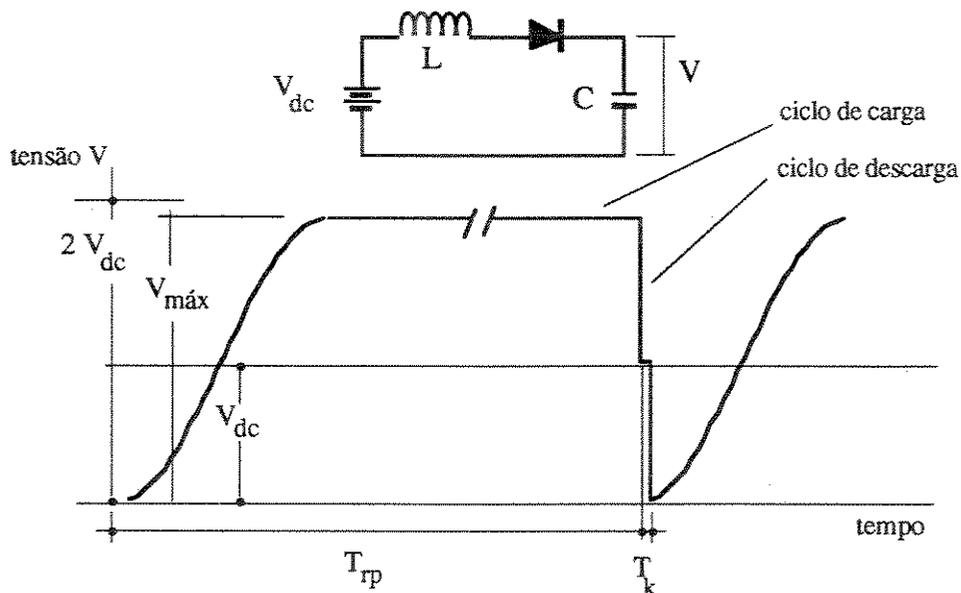


Figura 3.7 Circuito equivalente e curva de carga da linha formadora de pulsos com diodo(s).

(d) Linha Formadora de Pulsos (LFP)

A Fig. 3.8 mostra uma linha formadora de pulsos feita com elementos LC discretos (células LC) cuja impedância característica [3.5] é dada pela equação (3.1),

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.1)$$

onde Z_o é a impedância característica; L é a indutância de cada indutor que forma cada célula LC e C é a capacitância de cada capacitor da célula LC

A impedância no primário do transformador de pulsos deve ser igual à impedância da LFP, para que haja casamento de impedâncias e, portanto, máxima transferência de potência da fonte pulsada (modulador) para a válvula klystron.

Considerando-se que os capacitores da LFP estejam carregados com uma determinada tensão V_o , se em determinado momento os seus terminais forem curto circuitados, então o tempo necessário para que a linha se descarregue (T_k é a duração do pulso de polarização da klystron) é dado pela equação (3.2):

$$T_k = 2n \sqrt{LC} \quad (3.2)$$

onde n representa o número de células LC e as indutâncias L , bem como as capacitâncias C , já foram definidas anteriormente.

A linha formadora de pulsos é feita com parâmetros discretos, e deve ter um número de células suficiente para que a forma do pulso seja aproximadamente retangular, como seria obtida de uma linha de retardo coaxial ideal, onde retardo corresponde ao tempo em que o curto estabelecido nos terminais da linha leva para atingir o terminal em aberto e refletir-se de volta aos terminais da linha.

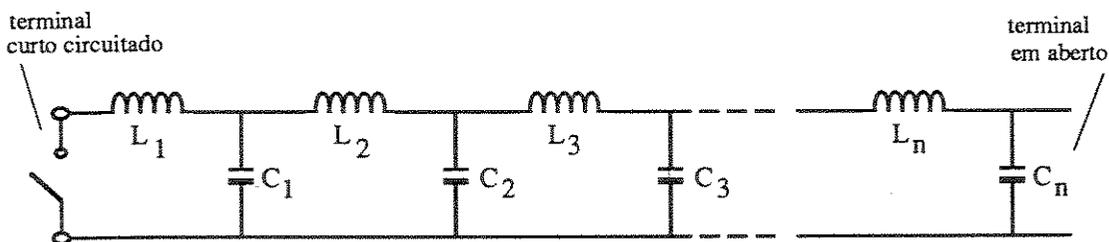


Fig. 3.8 Linha Formadora de pulsos (LFP).

(e) Circuito de Proteção da Válvula Klystron

O surgimento de um arco voltaico no interior da válvula klystron pode ocasionar o carregamento da linha formadora de pulsos no sentido inverso ao usual, o que ocorre devido à elevada impedância vista pelo transformador de pulsos, que ocasiona reflexão do sinal incidente, cuja tensão apresenta um valor próximo à máxima tensão da linha.

A polarização da thyatron com uma alta tensão em sentido inverso pode danificá-la, sendo necessário descarregar a LFP através de um circuito especial de proteção, colocado em paralelo ao último elemento LC a se descarregar na LFP. Este circuito, cuja função é proteger a válvula thyatron e os capacitores da LFP contra uma sobretensão de polarização com polaridade reversa, consiste de uma combinação série de diodos, resistores de potência, varistores e uma carga cuja impedância deve ser aproximadamente igual à da linha formadora de pulsos, conectados em paralelo ao último elemento LC da LFP a se descarregar. Por outro lado, o circuito deve apresentar-se como um circuito aberto durante o processo de carga (no sentido direto) da LFP. O circuito de fim de linha só atua quando o nível de tensão reversa, definida pelos varistores, é superior ao necessário à desionização da válvula thyatron.

(f) Circuito de Regulação de Tensão de Q'ing

Este circuito tem por objetivo regular a tensão fornecida à LFP, de forma a evitar o efeito da variação das tensões AC da rede elétrica na tensão de carga da LFP. A regulação é feita da seguinte forma: Uma amostra da tensão na LFP é obtida por intermédio de um divisor de tensão, Fig. 3.5, e enviada a um comparador junto com a referência de tensão.

Quando a tensão na LFP excede a tensão de referência DC, o comparador gera um pulso de saída que, após passar por um circuito excitador, dispara o SCR, fazendo com que a energia presente no transformador de carga no instante em que o SCR passa a conduzir seja dissipada no resistor de carga existente no enrolamento secundário desse transformador. Por outro lado, a ação de bloqueio do diodo de carga mantém o nível de tensão da LFP com o mesmo nível que ela tinha no momento do disparo do circuito de regulação.

3.3.6 Teste da Válvula Klystron de Média Potência

A realização do teste da válvula klystron de média potência possibilitou avaliar suas características de ganho e de potência de saída e as condições de funcionamento de todo o subsistema de pré-amplificação de microondas, que inclui o modulador da válvula klystron, o gabinete do subsistema de pré-amplificação de microondas e os componentes em guias de onda.

A Figura 3.9 mostra esquematicamente o sistema de teste da válvula klystron. A válvula foi polarizada em três níveis distintos de tensão: 6,0 kV; 6,6 kV e 7,0 kV e, para cada um destes níveis a potência de entrada (P1) da válvula, foi variada de 5 a 65 mW, com passos de 5 mW. A potência de saída da klystron relaciona-se diretamente à tensão (em milivolts) fornecida pelo detector de potência. Para isto foi necessário considerar a atenuação sofrida pelo sinal desde a saída da válvula klystron à entrada do detector. A maior atenuação deu-se no monitor de potência, que extraiu uma pequena amostra do sinal (44,4 dB), proporcional ao sinal no ramo principal do monitor, de forma que o nível da potência de microondas na entrada do detector fosse suficientemente baixo para não danificá-lo. A Tabela 3.7 apresenta as medidas de atenuação nas diversas secções do subsistema de transmissão do sinal de microondas de média potência. A medida de atenuação entre a saída da klystron e o monitor de potência foi obtida por intermédio de um medidor de potência e as medidas de atenuação do monitor de potência e do cabo entre o monitor e o detector foi obtida utilizando-se um analisador de circuitos.

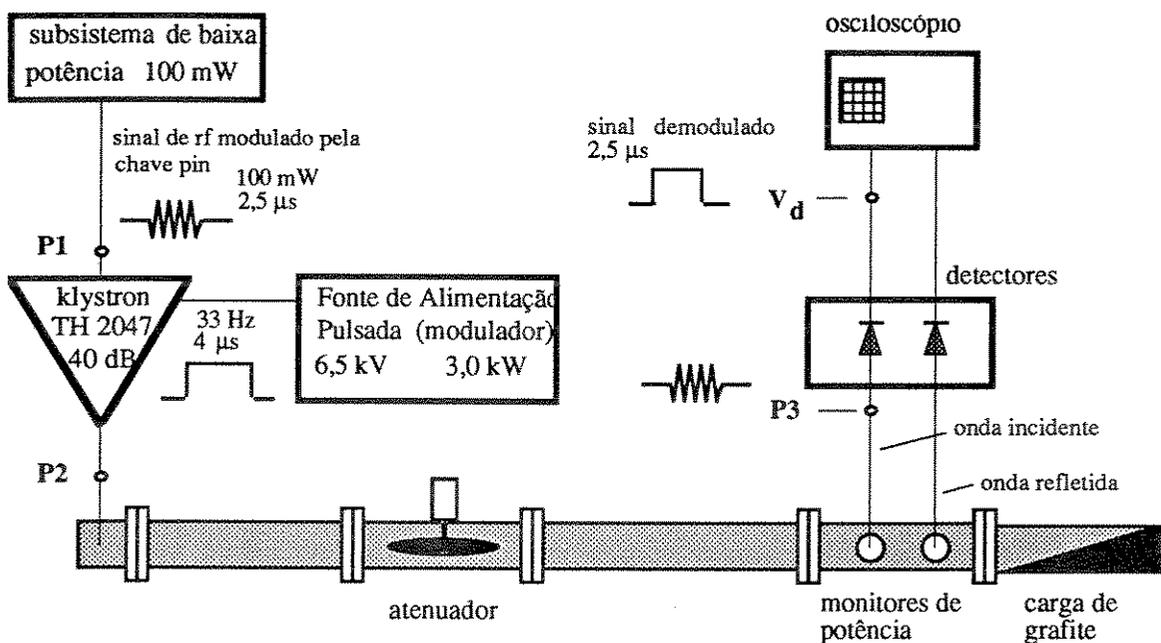


Tabela 3.7 Atenuação do sinal de microondas desde a saída da válvula klystron à entrada do detector de potência. (vide Fig. 3,9).

Seção considerada	Atenuação [dB]
Da saída da klystron ao monitor de potência	2,53
Acoplamento do monitor	44,40
Cabo entre o monitor e o detector	1,33
Atenuação total	48,26

A Figura 3.10 e a Tabela 3.8 referem-se à curva de calibração do detector isoladamente. A curva de calibração do detector considerando a atenuação de 48,26 dB desde a saída da klystron à entrada do detector de potência, é mostrada na Figura 3.11. Para a construção desta última curva, considerou-se a equação (3.1), que relaciona a potência de saída da klystron à potência de entrada do detector.

$$P_2 [W] = [10]^{48,26/10} \cdot [10]^{P_3/10} = 66988 \cdot [10]^{P_3/10} \quad (3.1)$$

Tabela 3.8 Medidas de tensão de saída x Potência de entrada para realização da curva de calibração do detector de potência apresentada na Figura 3.10.

N°	dBm	Vd [mV]	N°	dBm	Vd [mV]
1	-19,5	4,8	18	0,6	190
2	-17,6	8,0	19	1,1	210
3	-15,8	12,0	20	2,5	255
4	-14,6	16,0	21	3,6	280
5	-13,4	19,0	22	5,2	365
6	-12,8	23,0	23	7,2	440
7	-11,4	29,0	24	8,8	540
8	-10,3	35,0	25	10,2	620
9	- 9,4	40,0	26	11,2	730
10	- 8,5	50,0	27	13,0	890
11	- 7,0	62,0	28	14,5	1000
12	- 5,6	76,0	29	15,7	1130
13	- 4,8	88,0	30	17,2	1280
14	- 3,1	115,0	31	19,2	1500
15	- 2,6	120,0	32	20,8	1700
16	- 1,8	140,0	33	21,0	1860
17	- 0,7	160,0			

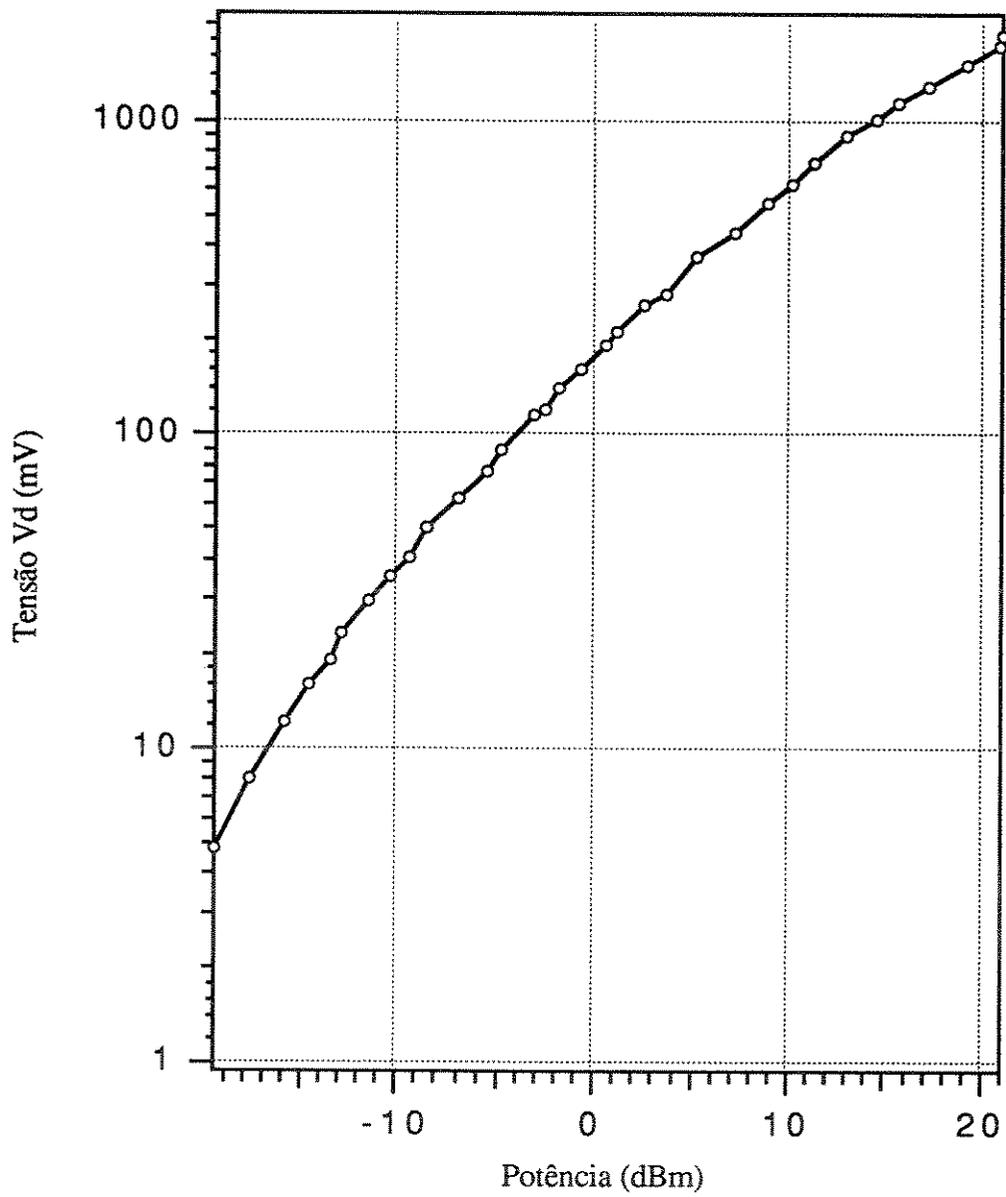


Figura 3.10 Curva de Calibração do Detector de Potência.

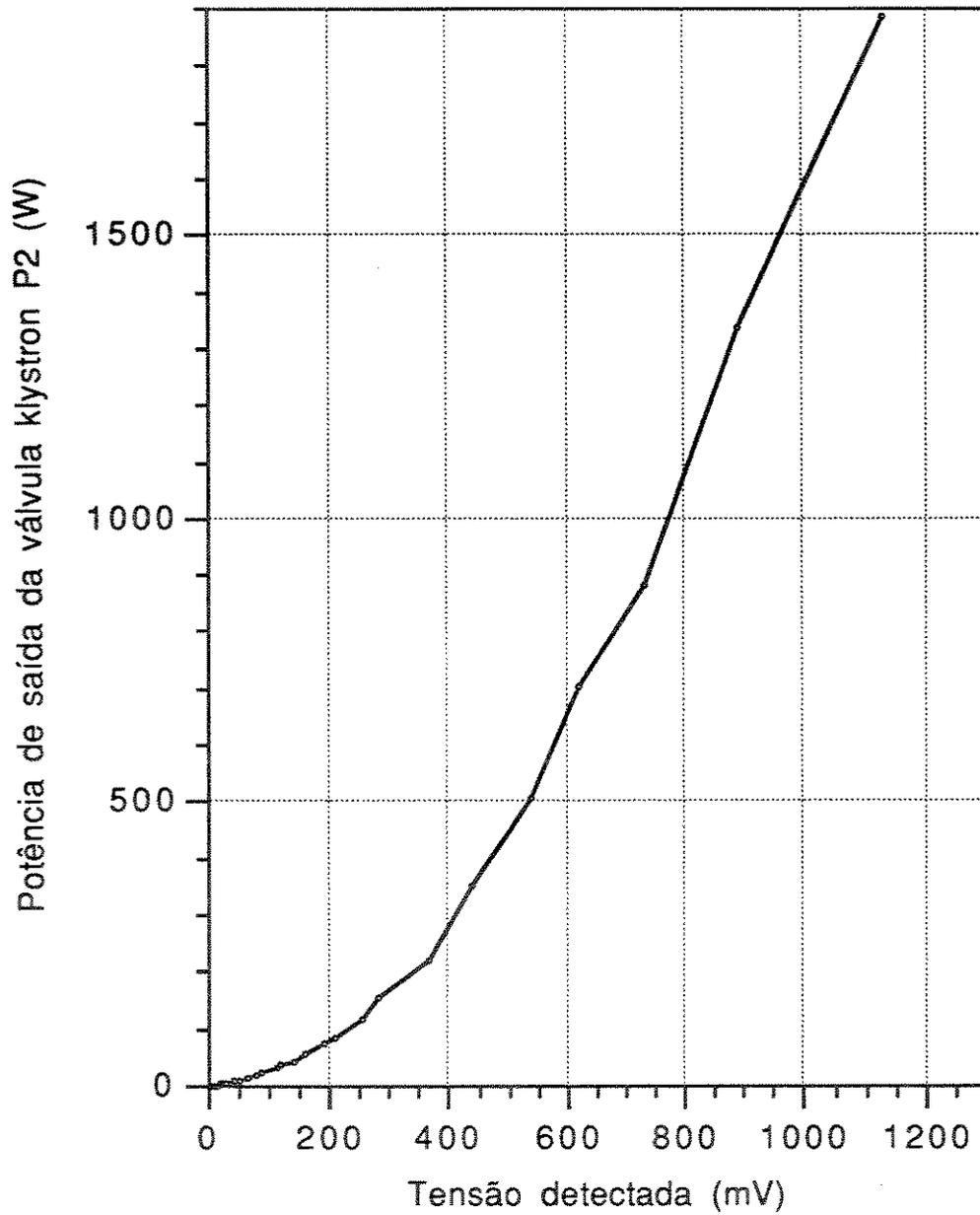
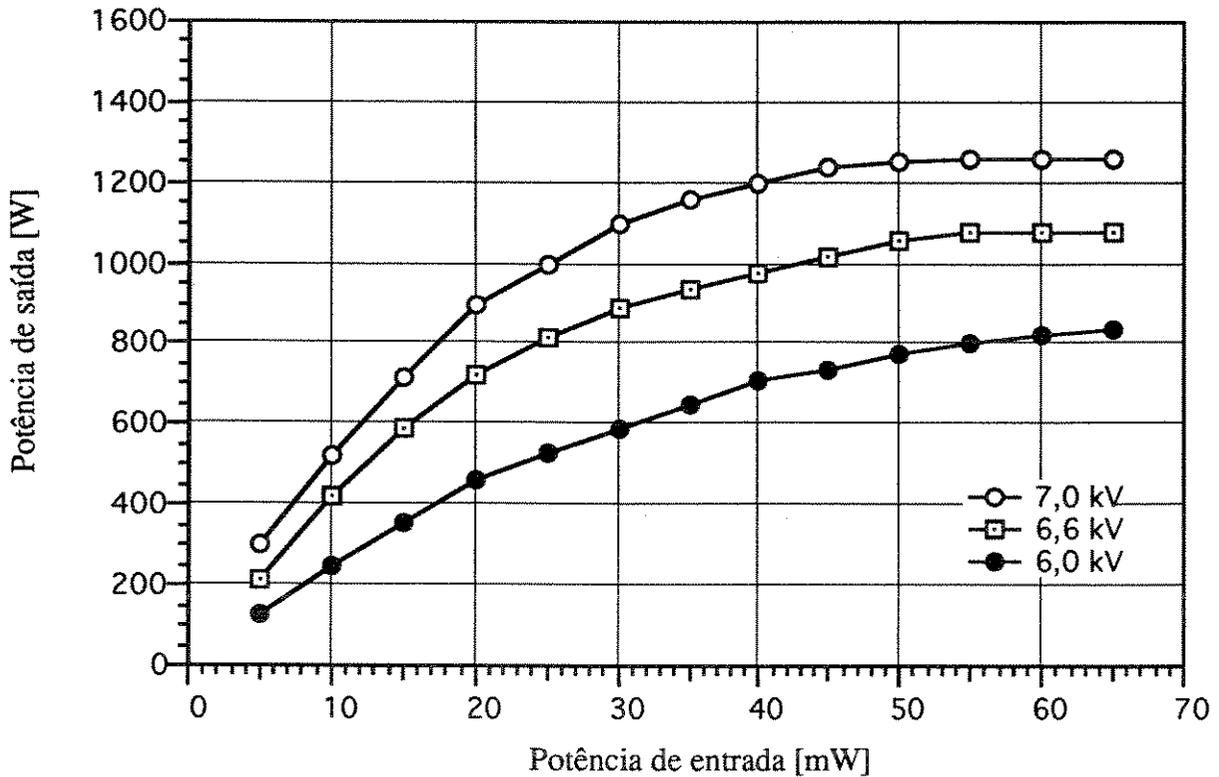


Figura 3.11 Curva de calibração do detector de potência considerando a perda de inserção do sistema de teste.

Utilizando-se o gráfico da Figura 3.11 foram levantadas as curvas de saturação e ganho da válvula. A Fig. 3.12, refere-se às curvas de saturação, e a Fig. 3.13 refere-se às curvas de ganho. As Tabelas 3.9 e 3.10 apresentam os valores numéricos correspondentes a essas figuras.

Figura 3.12 Curvas de saturação para a taxa de repetição de 33 Hz.

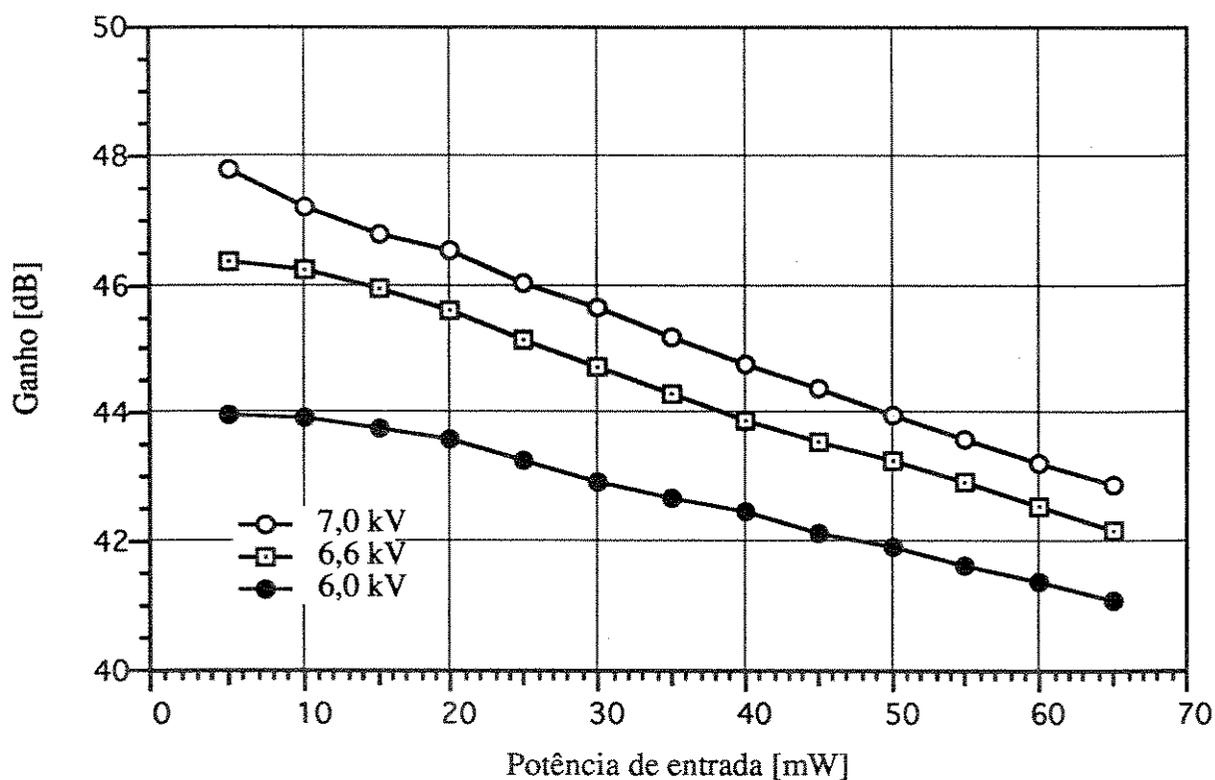


—— P2 [W] ——

P1[mW]	6,0 kV	6,6 kV	7,0 kV
5	125	217	300
10	247	420	523
15	358	590	715
20	459	725	900
25	528	820	1000
30	590	890	1100
35	650	940	1160
40	707	980	1200
45	737	1020	1240
50	779	1057	1250
55	800	1075	1260
60	823	1075	1260
65	835	1075	1260

Tabela 3.9 Potência de saída da klystron x potência de entrada para diferentes tensões de polarização e taxa de repetição de 33 Hz.

Figura 3.13 Curvas de ganho para a taxa de repetição de 33 Hz.



Ganho [dB]			
P1[mW]	6,0 kV	6,5 kV	7,0 kV
5	43,98	46,37	47,78
10	43,93	46,23	47,19
15	43,78	45,95	46,78
20	43,61	45,59	46,53
25	43,25	45,16	46,02
30	42,94	44,72	45,64
35	42,69	44,29	45,20
40	42,47	43,89	44,77
45	42,14	43,55	44,40
50	41,93	43,25	43,98
55	41,63	42,91	43,60
60	41,37	42,53	43,22
65	41,09	42,18	42,87

Tabela 3.10 Ganho da klystron x potência de entrada para diferentes tensões de polarização e taxa de repetição de 33 Hz.

O teste de potência e de ganho da klystron TH 2047 mostrou que a potência de saída da válvula para a taxa de repetição de 33 Hz é de aproximadamente 1,1 kW. Este resultado está de acordo com o valor nominal fornecido pelo fabricante.

Observou-se que a potência fornecida pela válvula cai para menores frequências de repetição do pulso. Este efeito [3.4] ocorre devido a uma possível queda de tensão da fonte LFP do modulador em função das fugas em seus capacitores, bem como em seus diodos de carga.

Componentes Desenvolvidos Para o Teste da Klystron TH 2047.

Os componentes desenvolvidos para o teste da klystron, descritos sucintamente abaixo, foram utilizados no sistema de transporte do sinal de microondas para o pré-agrupador, tendo sido utilizados, também, no sistema de média potência. Preferimos reunir no Capítulo 4 a descrição mais detalhada dos componentes de microondas em guias de ondas, em geral.

(a) Monitores em Guias de Onda.

Este monitor consiste de um acoplador direcional de uma fenda, do tipo "*Bethe hole*" modificado, que acopla a potência de microondas do guia de ondas de média potência para o ramo secundário em linha de microfita, *microstripline*. Foram construídos dois monitores, um para a medição da onda incidente proveniente da válvula e o outro para a medição da potência refletida pela carga. Os monitores de onda incidente e refletida tem, respectivamente, acoplamentos de 41,6 dB e 38,6 dB e a diretividade é superior a 30 dB.

(b) Atenuador de Microondas em Guia de Ondas.

O atenuador consiste de um trecho de guia de ondas com uma lâmina resistiva, cuja posição é ajustável.

(c) Terminação em guia de ondas.

Trata-se de um componente realizado com um material composto de grafite, para absorver a energia de microondas que se propaga em um guia de ondas. A exemplo dos itens anteriores, a terminação, também utilizada no subsistema do pré-agrupador, será vista em detalhes no próximo capítulo, que dará mais detalhes sobre os componentes em guias de ondas.

3.4 BIBLIOGRAFIA

- [3.1] 'Manual de Operação do Acelerador Linear de Elétrons Sagittaire da GR-MEV' ; o manual encontra-se disponível no Centro Oncológico de Campinas, Barão Geraldo, Campinas
- [3.2] Pierre M. Lapostolle, Albert L. Septier, ' Linear Accelerators', North-Holland Publishing Company - Amsterdam (1970).
- [3.3] 'Klystron de Moyenne Puissance (Thomson TH 2047) Pour Applications Industrielles' , Notice TEH 5077.
- [3.4] R.B. Neal, (editor geral), ' The Stanford Two-Mile Accelerator' , W.A Benjamin (1968).
- [3.5] ' Principles of Radar', MIT Radar School, Massachusetts Institute of Technology, Mc Graw-Hill Book Company, Inc., NewYork and London (1946), pp 6.19 - 6.24.
- [3.6] F.S.Rafael, Modulador de 75 MW, LNLS (1990).
- [3.7] M. Stanley Livingston, John P. Blewett, ' Particle Accelerators' , Mc Graw-Hill Book Company, Inc. (1962).

CAPÍTULO 4

SUBSISTEMA DE TRANSMISSÃO DE ALTA POTÊNCIA EM GUIAS DE ONDAS.

4.1 VÁLVULA KLYSTRON DE ALTA POTÊNCIA

4.1.1 Descrição

A válvula klystron de alta potência [4.1], [4.2] Thomson-CSF TV2015 B6 é um amplificador de microondas que fornece uma alta potência de pico na saída (superior a 25 MW) quando polarizada com uma tensão de 250 kV. A potência média pode ser superior a 25 kW, dependendo da frequência de repetição do macropulso de RF. Para as condições de operação do LINAC o regime de trabalho é de 25 MW de pico e, aproximadamente, 2 kW médio.

A válvula (Fig.4.1) é especialmente projetada para uso em aceleradores de partículas, tendo sido sintonizada, durante sua fabricação, na frequência de 2,856 GHz.

Após passar por um divisor de potência e por duas janelas de alumina, que vedam o vácuo, o sinal de microondas de saída é fornecido, via dois guias de onda padrão WR-284.

Diversas partes são unidas por brasagem: o corpo, formado por um tubo cilíndrico de cobre, no interior do qual são brasados o anodo, as 5 cavidades e tubos de deriva e o coletor, [4.3], [4.4].

O corpo se compõe de :

- Um catodo de óxido, aquecido por um filamento de tungstênio.
- O circuito de saída de microondas, terminado por dois guias de ondas retangulares de 72,14 mm x 34,04 mm, comportam janelas de saída, em cerâmica, para vedação do vácuo.
- O circuito de entrada de microondas é essencialmente uma antena em *loop* inserida na primeira cavidade, que passa por uma cerâmica que veda o vácuo.
- A bomba iônica para obtenção do vácuo.

O corpo e as janelas de saída são refrigeradas por circulação de água e o coletor é projetado para permitir o resfriamento por um sistema convencional de circulação de água, ou pelo Vapotron®, que utiliza a técnica de fase de vapor [4.5]. O Vapotron permite que a válvula seja operada com apenas um circuito de água. Optou-se, porém, pelo sistema de resfriamento convencional, menos oneroso.

A válvula emite raios-X durante o seu funcionamento, podendo-se adquirir do fabricante uma blindagem especial de chumbo [4.6]. Evitou-se a compra do acessório, adotando-se, para isso, uma solução de engenharia de menor custo, que consistiu em envolvê-la em várias camadas de folha de chumbo, até obter-se a espessura necessária para blindá-la totalmente.

- Características Nominais de Funcionamento.

São apresentadas na Tabela 4.1 abaixo.

Tabela 4.1 Características gerais de funcionamento

Parâmetros Elétricos		
Frequência	2,856	GHz
Potência de saída de pico (min)	25	MW
Potência de saída média (min)	25	kW
Duração do pulso de saída (máx)	6	μs
Banda passante (-1dB)	10	MHz
Ganho (min)	50	dB
Rendimento (min)	38	%
Perveância (máx)	2,05	μA.V ^{-3/2}
(min)	1,75	μA.V ^{-3/2}
Tensão de aquecimento	22	V
Tensão de feixe	270	kV

Características mecânicas	
Posição de funcionamento	vertical, catodo em baixo
Dimensões	ver Apêndice I
Pêso aproximado	65 kg
Entrada de RF (50Ω)	conector coaxial UG-21 D/U
Saída de RF	2 guias de ondas retangulares WR 284

Valores Limites 4.1

Parâmetros	min	máx	unidade
Tempo de aquecimento	15	-----	m
Corrente de aquecimento	-----	50	A
Tensão de aquecimento	17	28	V
Potência de saída de pico		27	MW
Potência de saída média	-----	27	kW
Toe na saída	-----	1,3:1	
Tensão de pico de feixe	-----	275	kV
Tensão de pico de feixe reverso	-----	50	kV
Dissipação no coletor	-----	75	kW
Potência de entrada de RF	-----	1	kW
Potência média de entrada de RF	-----	10	W
Duração do pulso (76 % do pico)	-----	7	μs
Pressão absoluta na janela de saída (SF6)	1,7	3,0	bar
Fonte de tensão da bomba iônica	4,5	5,0	kV
Fonte de corrente da bomba iônica	-----	20	mA
Potência fornecida à bomba iônica	-----	100	W
Temperatura d'água de resfriamento	-----	40	°C
Corrente de focalização (por bobina)	-----	175	A

4.1 Nenhum destes valores deve ser excedido, ainda que sob condições transitórias. A operação simultânea de duas condições limites de operação pode danificar a válvula. O equipamento deve ser projetado de forma a que estes limites nunca sejam excedidos.

Focalização:

O focalizador, TV 19008, que envolve parte da válvula, se compõe, essencialmente, de três grupos de bobinas, impregnadas com Araldite e refrigeradas por circulação de água. A montagem é compacta e de forma cilíndrica. O grupo mais importante [4.2] é o solenóide de campo, constituído de bobinas em série. Este solenóide cria uma indução magnética axial, de forma a manter cilíndrico o feixe de elétrons, pois o mesmo tem a tendência a divergir devido ao efeito das cargas espaciais. O elétron, submetido ao campo magnético, ao invés de divergir, descreve um movimento helicoidal em torno do eixo do feixe.

Como complemento ao solenóide de campo, outro grupo de bobinas (solenóide de contra-campo, ou contra-bobina) [4.7], cuja alimentação é feita em série com a bobina nº 2 do magneto focalizador, se destina a produzir uma indução oposta ao campo principal, para permitir um ajuste adequado da óptica do feixe.

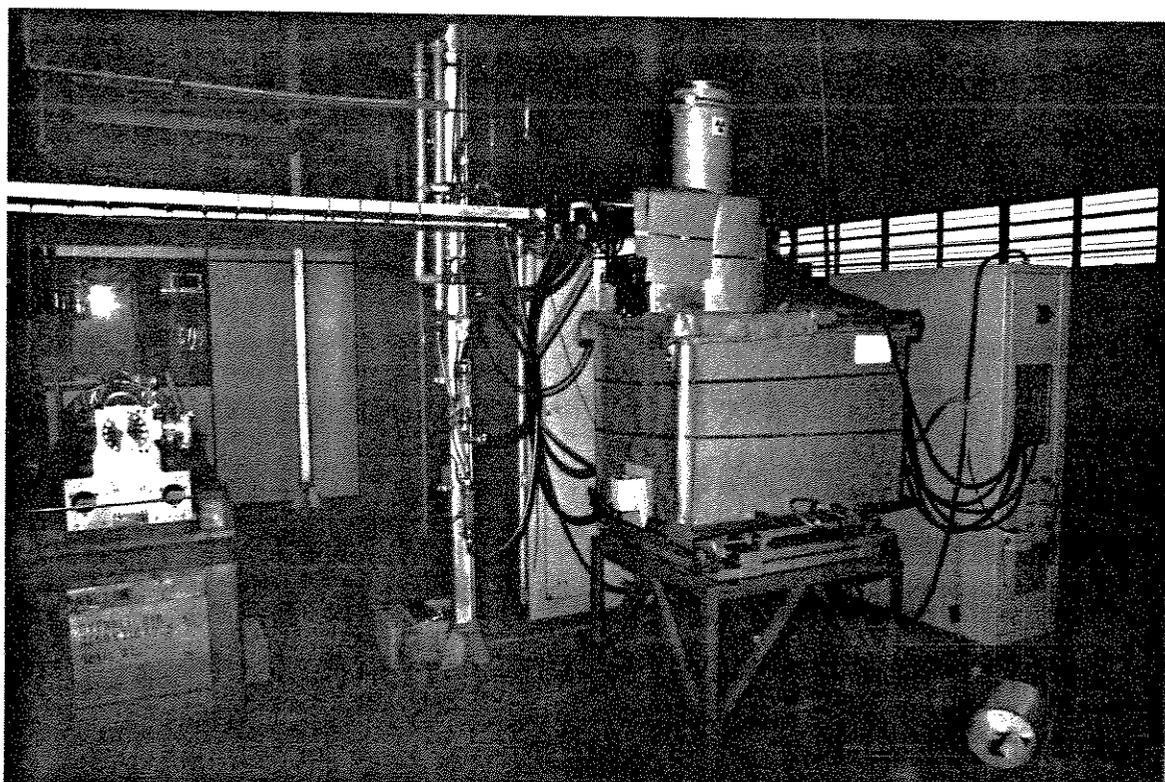


Figura 4.1 Válvula klystron TV 2015 B6

4.1.2 Testes

A importância do teste da klystron de alta potência para a avaliação do sistema completo de microondas é análogo à importância que o teste da klystron de média potência teve na avaliação do subsistema pré-amplificador de microondas. O funcionamento da válvula de alta potência, no entanto, é mais complexo [4.8], pois inclui vários subsistemas periféricos, que inexistem na klystron de média potência, tais como: sistema de resfriamento, focalização por solenóides, e sistema de vácuo (bomba iônica). Além disto, a fonte de tensão da klystron fornece 250 kV, e uma potência de 75 MW. Estes níveis são, comparativamente, bem mais elevados que os correspondentes para a klystron de média potência, respectivamente 6,5 kV e 3 kW, de forma que quando ocorre qualquer problema de falha em qualquer subsistema do acelerador linear, a fonte pulsada de alta potência (modulador) deve ser desligada, significando que o sistema geral de intertravamento do acelerador (*interlock*) deve a ela ser conectada. O esquema de teste é apresentado a seguir.

(a) Itens de teste

(a.1) Forma de onda de saída Observou-se que a forma do pulso de saída é compatível com o de entrada, sendo a ondulação (*ripple*) do modulador insignificante. É oportuno citar que a fase do sinal de saída é função do nível de tensão de polarização, de forma que uma boa estabilidade de fase requer a planura do pulso de tensão de polarização. No acelerador linear de 50 MeV, a estabilidade de frequência é importante, como já citado no Capítulo 1, porém a estabilidade de fase não é crítica, pois os sinais de microondas fornecidos ao pré-agrupador e às estruturas aceleradoras estão todos referenciados à mesma klystron. Quando o acelerador for ampliado, com a colocação de uma outra klystron e mais duas estruturas, a estabilidade de fase das válvulas deverá ser garantida e, por conseguinte, a regulação da fonte de tensão, razão pela qual este requisito já foi atendido na construção deste primeiro modulador.

(a.2) Medida de potência de pico com detector Schottky. As potências de pico de entrada e saída e, portanto, o ganho foram medidas por detectores a diodo Schottky, a partir de amostras do sinal obtidas de monitores de potência. A exatidão das medidas dependeu da calibração criteriosa do sistema de medidas: acoplamento dos monitores, atenuação dos cabos que transportam o sinal a ser medido e a curva de calibração do detector (tensão de saída em milivolts x potência de entrada em miliwatts). A potência média é obtida relacionando-se a potência de pico ao ciclo de trabalho do macropulso de microondas.

(a.3) Medida de potência média por calorimetria. Um método alternativo para a medida de potência média é utilizar-se cargas d'água na saída da válvula klystron. A temperatura da água que flui pela carga eleva-se devido à conversão da energia de RF em calor.

O sistema de medidas deve ser cuidadosamente isolado térmicamente, e o fluxo d'água por minuto medido com precisão. Em nosso caso, os resultados obtidos por este método não foram suficientemente exatos, se comparados às medidas realizadas pelo método anterior, possivelmente devido a problemas de isolamento térmica, de forma que a potência média considerada foi a obtida pelo método anterior.

(a.4) Outros parâmetros :

(i) Harmônicas. O nível de saída das harmônicas deve ser baixo, pois elas influenciam drasticamente a capacidade de transporte de alta potência pelo sistema de guia de ondas. Este item e a estabilidade, por dependerem exclusivamente do projeto da válvula, não foram realizados durante o teste de aceitação, por simplificação.

(ii) Estabilidade

(iii) Resposta em frequência : ± 5 MHz

(b) Sistema de Teste

O diagrama de blocos do sistema de teste de amplitude do sinal de microondas é mostrado na Figura 4.2. Para a medida de fase, o sistema de teste é mais complexo, tendo sido posteriormente implementado, não para medir a resposta de fase da klystron, mas para ajuste de sincronismo de fase relativa entre os ramos em guias de ondas do sistema de alta potência.

(c) Preparativos Para a Realização do Teste

Antes do sistema ser montado e operado, os seguintes preparativos foram realizados:

(i) Verificação das conexões dos diferentes componentes de microondas; as interconexões dos equipamentos eletrônicos foram também verificadas.

(ii) Calibração dos parâmetros dos diversos componentes de microondas:

- Coeficiente de acoplamento dos monitores de potência de microondas.

- Curvas de calibração dos detectores de potência de pico.

- Medida de taxa de onda estacionária da carga d'água, bem como do sistema geral de guias de onda.

(iii) Verificação dos subsistemas relacionados

- Pressurização dos guias de onda a 2 bar absolutos com hexafluoreto de enxofre, (SF_6) (antes de pressurizar o sistema, este foi evacuado à 10^{-4} mbar).

- Verificação do fluxo d'água do sistema de resfriamento nos rotâmetros .

- Verificação do sincronismo dos macropulsos de microondas do subsistema pré-amplificador com os pulsos de tensão do modulador de alta potência.

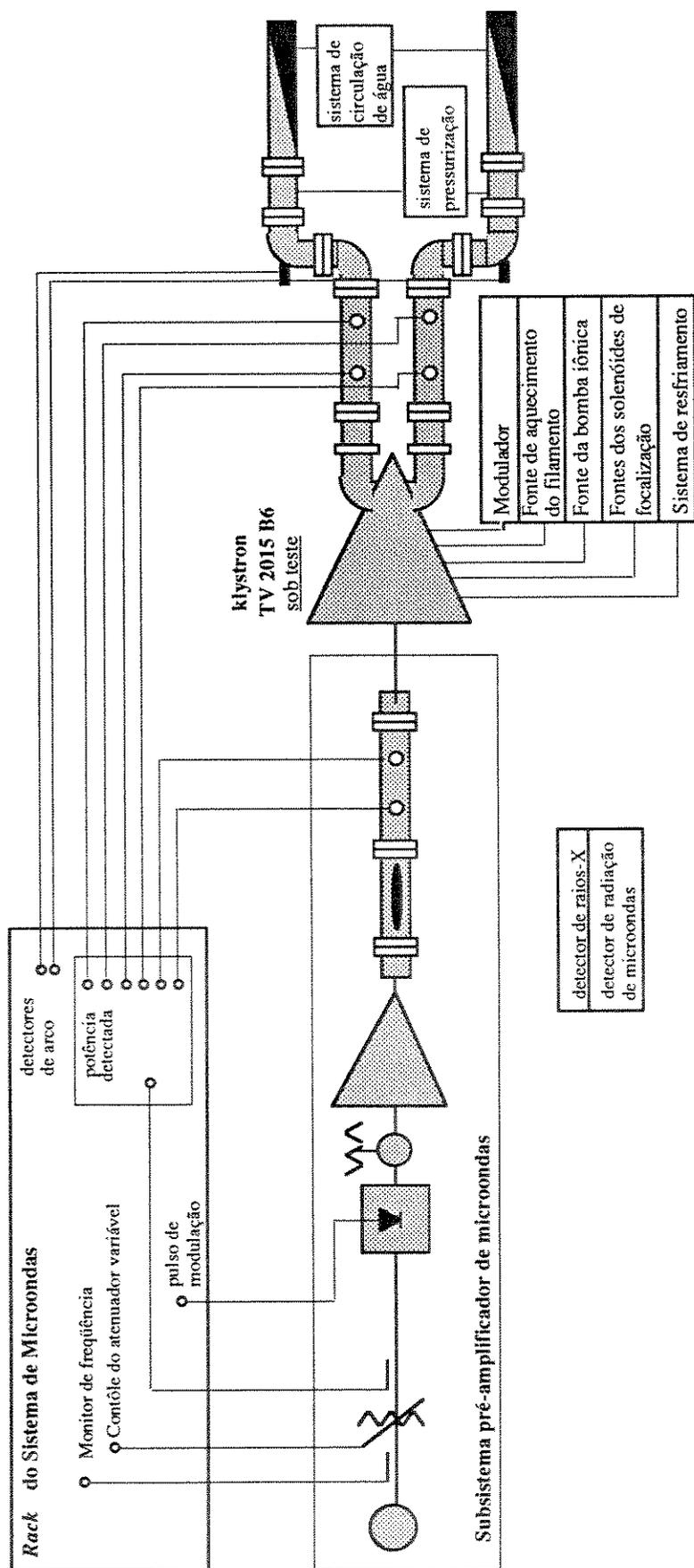


Figura 4.2 Sistema geral de teste da klystron de alta potência

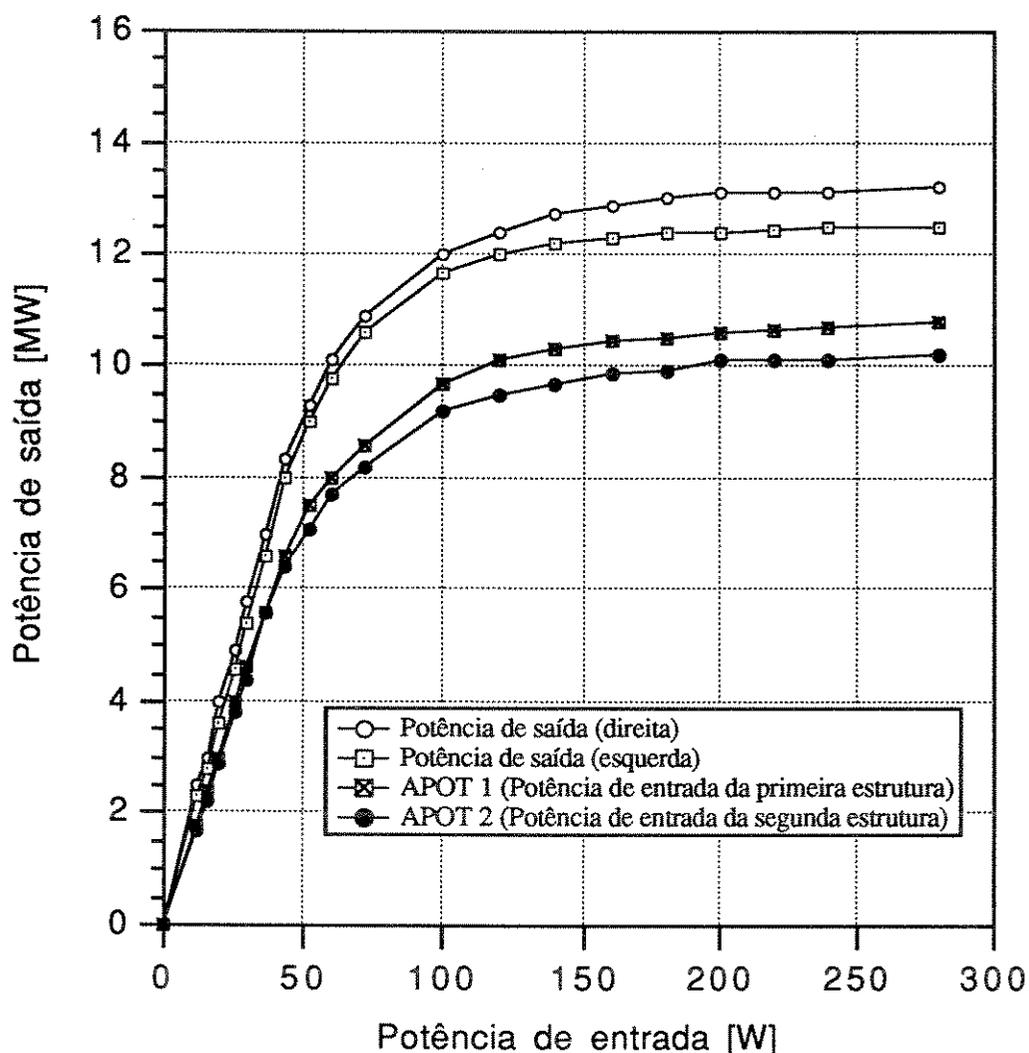


Figura 4.3 Curvas de saturação da válvula klystron de alta potência TV 2015B6.

Como resultado dos testes da válvula, constatamos um desbalanço de $\approx 0,24$ dB entre as potências de saída da klystron, na região de saturação das curvas, Figura 4.3. Este valor foi constatado, com excelente aproximação ($\approx 0,25$ dB), quando medimos a potência de entrada das estruturas aceleradoras. O desbalanço, correspondeu a uma maior potência entregue à primeira estrutura, o que, do ponto de vista da dinâmica de aceleração dos elétrons [4.4], felizmente, é conveniente. O ganho da klystron, operando na região de saturação, foi calculado em relação à média das potências de saída dos guias direito e esquerdo, sendo igual a 50,3 dB, quando a potência de entrada é igual a 240 W. Evidentemente, o ganho diminui para maiores potências de entrada, pois a potência de saída mantém-se constante (saturação). Assim, para uma potência de entrada de 280 W, o ganho é igual a 49,6 dB.

4.2 CIRCUITO DE DE ALTA POTÊNCIA DE MICROONDAS

4.2.1 Introdução

O sistema de microondas em guias de ondas, Figuras 4.4 e 4.5, deve fornecer a cada estrutura aceleradora uma alta potência de microondas, aproximadamente 11 MW. O sistema foi construído e calibrado de forma a ter o mesmo comprimento elétrico nos dois ramos em guias de onda. Posteriormente, adicionou-se um defasador de alta potência, de forma a obter-se uma maior flexibilidade no ajuste de fase.

Projetamos o sistema de forma a acomodar os componentes de microondas: defasador de alta potência, monitores de potência, acoplador direcional para o pré-agrupador, defasador e atenuador para o pré-agrupador, utilizando o menor número possível de curvas. As entradas de microondas nas estruturas aceleradoras de elétrons são laterais, de forma a permitir a passagem de uma ponte rolante sobre o LINAC, tendo sido necessário, portanto, acrescentar duas curvas, no plano H, extras ao sistema mínimo.

Foram desenvolvidos vários componentes para o sistema, com boas características de desempenho, sendo apresentados neste trabalho os modelos teóricos e os resultados experimentais. Os monitores de potência apresentaram boa repetibilidade e excelente diretividade, que excedeu, em todos os casos, os 30 dB, e, na maioria dos casos, os 40 dB. O acoplamento nominal, para os monitores de alta potência é de 60 dB, de forma a extrair uma pequena parcela do sinal. Por exemplo, para a onda propagante de 12,5 megawatts do guia principal, temos 12,5 W no secundário do acoplador.

Para realizar o sincronismo de fase entre os dois ramos principais de guias de onda foi colocado, no segundo ramo, um defasador de alta potência. O defasador posiciona-se no trecho do sistema que se encontra no interior do túnel, e o ajuste de fase é realizado por um motor de passo controlado remotamente. O defasador foi importado, mas o projeto de um protótipo para fabricação no LNLS também foi realizado e a descrição de seu funcionamento é apresentada no presente capítulo. Os guias de onda retangulares pressurizados, que fazem o transporte de potência entre a klystron e a estrutura aceleradora são selados em suas extremidades por janelas de alumina transparentes à passagem de microondas, possibilitando que tanto a válvula klystron, como a estrutura aceleradora operem em alto vácuo. No ramo secundário do acoplador direcional do pré-agrupador foi colocada, também, uma janela de microondas, de forma que o transporte das microondas para o pré-agrupador de elétrons é feito em atmosfera normal. O acoplamento entre o guia de ondas de alta potência e o guia do pré-agrupador é de 24,6 dB e o ajuste fino da diretividade (> 30 dB) foi obtido empiricamente.

Para estabelecer o sincronismo de fase entre o ramo do pré-agrupador e o guia de alta potência, foi desenvolvido um defasador com lâmina dielétrica disposta no sentido longitudinal

do guia de ondas. A posição da lâmina é ajustável por um motor de passo controlado remotamente. No ramo do pré-agrupador foi colocado um atenuador cuja construção mecânica é similar à do defasador supramencionado. Os dois componentes se distinguem pelos materiais da lâminas, de forma que, para o defasador a lâmina é de acrílico e para o atenuador a lâmina é resistiva, sendo feita de um composto de grafite em pó e tinta plástica depositados em substrato de fenolita.

Apresenta-se na Tabela 4.2 a relação dos componentes do sistema de alta potência.

O esquema da Figura 4.4 possibilita uma melhor compreensão quanto ao posicionamento destes componentes no sistema e o desenho mecânico, apresentado na Figura 4.5, fornece uma visão de conjunto do sistema de alta potência, podendo-se indentificar os componentes de microondas comparando-se a numeração correspondente, apresentada na Figura 4.4.

Tabela 4.2 Relação de componentes do sistema de alta potência

Código	Componente	Fabricante	Modêlo	Especificações
AP-1	Válvula klystron amplificadora	Thomson - CSF	TV 2047	Frequências 2,856 ou 2,998 GHz Potência de pico de saída (mínima) 25 MW Potência média de saída (mínima) 25 kW Duração do pulso de RF (-3dB) (máx) 6 μ s Potência de entrada de pico 250 W Frequência sintonizada 2,856 GHz Banda passante (-3dB) 10 MHz Ganho (mínimo) 50 dB Rendimento típico 38 % Perveância (máxima) 2,05 μ A.V ^{-3/2} (mínima) 1,75 μ A.V ^{-3/2} Tensão de aquecimento (ac ou dc) 22 V Tensão de feixe 270 kV
AP-2	Monitor de alta potência	LNLS	_____	Frequência: 2,856 GHz Acoplamento 60 dB Diretividade > 30 dB
AP-3	Defasador de alta potência	Microwave Laboratories Develop.	_____	Toe (máximo) 1,2:1 Perda de Inserção (máx) 0,25 dB Potência de Pico (s/ pressurização) 2 MW (c/ pressurização) >18 MW
AP-4	Terminação de alta potência para as estruturas.	Instituto de Física de Altas Energias de Pequim (IHIP)	_____	Toe 1,05:1
AP-5	Acoplador direcional	LNLS	_____	Acoplamento 24,6 dB Diretividade > 30 dB
AP-6	Carga para o acoplador	LNLS	_____	Toe <1,1:1
AP-7	defasador do pré-agrupador	LNLS	_____	defasagem 220 graus Perda de Inserção (máxima) 0,5 dB
AP-8	atenuador do pré-agrupador	LNLS	_____	Atenuação de 0,5 a 35 dB
AP-9	Janela de microondas	IHIP	_____	Faixa de frequências = 10 MHz Toe 1,07 : 1

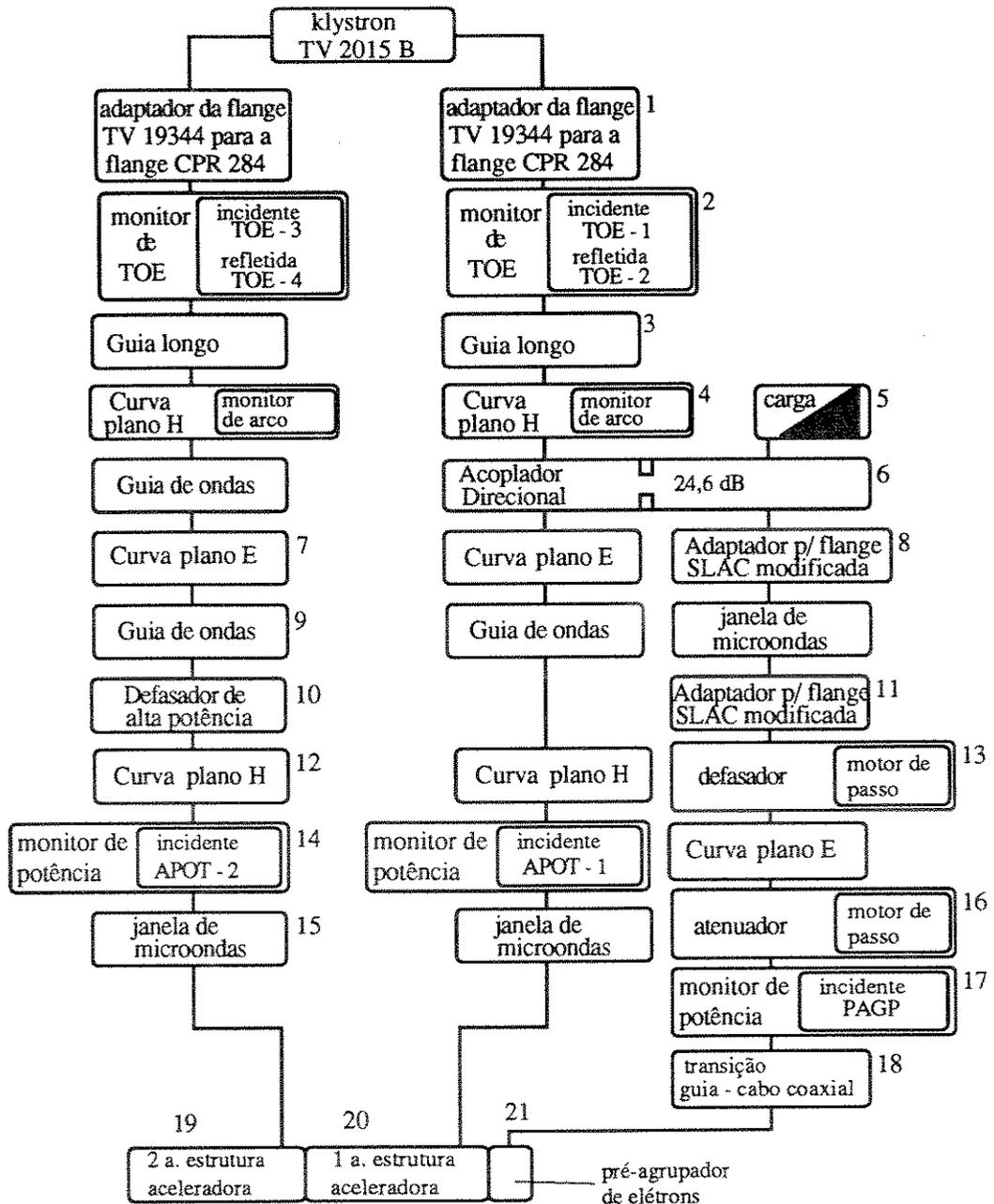


Figura 4.4 Diagrama dos componentes do subsistema de alta potência de microondas

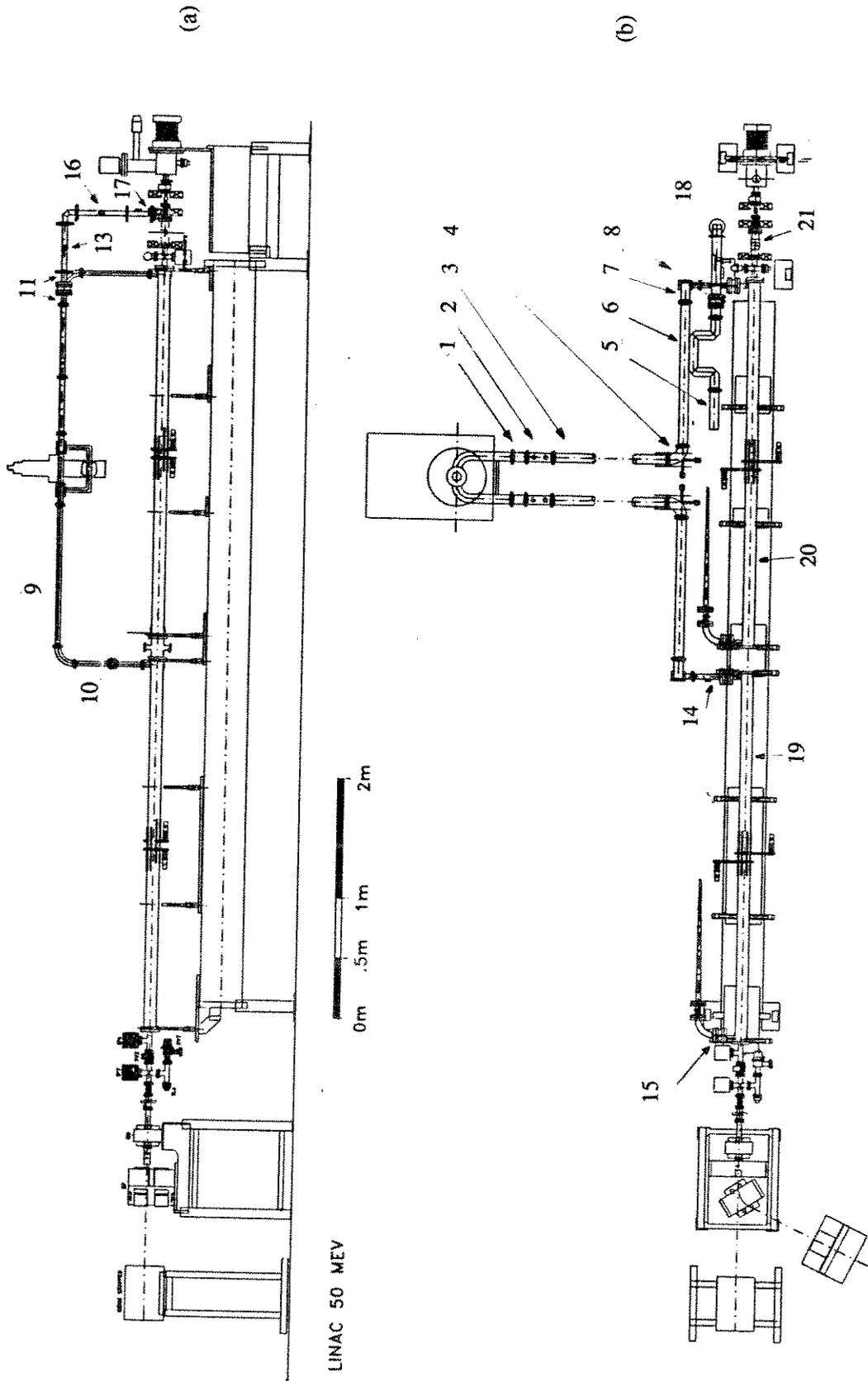


Figura 4.5 Desenho mecânico de conjunto do Subistema de Alta Potência de microondas;
(a) vista frontal; (b) vista de topo

4.2.2 Material dos Guias de Onda e União das Flanges aos Guias.

O material empregado na fabricação dos componentes em guias de ondas foi o alumínio, largamente utilizado na indústria de microondas. Para a aplicação específica em aceleradores de partículas, o cobre OFHC (para guias de ondas) e o aço inóx (para flanges) são os materiais mais utilizados. A opção pelo alumínio visou a realização de um sistema de microondas factível nas condições que a infra-estrutura do laboratório permitiu na época de sua implantação.

As propriedades mais importantes dos materiais são [4.9]:

- 1) **Condutividade:** A maior condutividade elétrica do cobre [$5,81 \cdot 10^7$ (S/m)], em relação ao alumínio [$3,82 \cdot 10^7$ (S/m)] ou ao latão [$1,1 \cdot 10^7$ a $2,6 \cdot 10^7$ (S/m)], significa que menos energia é perdida por dissipação nas paredes do guia. Uma consequência é que a temperatura dos guias será menor para maiores condutividades, diminuindo a ocorrência de arco.
- 2) **Condutividade térmica:** Para uma dada dissipação de potência, ela determina o nível de temperatura.
- 3) **Rigidez mecânica:** Caracteriza-se pelo módulo de elasticidade de Young e determina a mínima espessura de parede que previna o colapso devido ao vácuo.
- 4) **Taxa de desgaseificação para vácuo:** Se relaciona com a pressão de vapor de um metal ou liga metálica, que determina a qualidade do vácuo. Tanto o cobre como o alumínio são materiais bons para vácuo; já o latão, que é uma liga cobre / estanho tem uma alta taxa de desgaseificação, não sendo próprio para aplicações em vácuo. Em resumo, pode-se afirmar que a taxa de desgaseificação determina, para uma determinada velocidade de bombeamento instalada, a pressão estática.

Tabela 4.3 Propriedades típicas dos materiais.

Material	Condutividade Elétrica ($W^{-1} cm^{-1}$)	Condutividade Térmica ($W / cm ^\circ C$)	Módulo de Young (dN / mm^2)
Cobre OFHC	$5,8 \cdot 10^7$	4,0	$1,20 \cdot 10^4$
Aço inóx	$1,5 \cdot 10^6$	0,2	$2,10 \cdot 10^4$
Aço doce	$5,5 \cdot 10^6$	0,5	$2,10 \cdot 10^4$
Alumínio	$3,7 \cdot 10^7$	2,2	$0,72 \cdot 10^4$
Prata	$6,2 \cdot 10^7$	4,1	$0,76 \cdot 10^4$

Após a limpeza química das peças metálicas usinadas, os materiais da Tabela 4.3 têm, aproximadamente, a mesma taxa de desgaseificação, $1,5 \times 10^{-11}$ (*unbaked*) e $1,5 \times 10^{-12}$, (*baked*) $^{4.2}$ Torr.l.s⁻¹ cm⁻² após 100 h de bombeamento a 20 °C. O valor para o cobre depositado eletroliticamente pode ser, no máximo, um fator de 10 pior, dependendo do processo [4.9].

4.2 O *baking* consiste em evacuar, por um determinado tempo, uma peça mecânica estanque, enquanto a mesma é aquecida, de forma a obter-se uma melhoria no vácuo após o retorno à temperatura ambiente.

5) Taxa de emissão secundária: Ocorre quando os elétrons, com energia suficiente, bombardeiam uma superfície metálica, arrancando elétrons, que são, desta forma, denominados secundários [4.10]. A taxa de emissão secundária fornece, portanto, o número de elétrons produzidos por elétron incidente. Para o alumínio a taxa é maior que para o cobre, significando uma probabilidade maior de ocorrência de arco voltaico.

6) Formabilidade ou usinabilidade Determina o grau de dificuldade de fabricação de uma peça mecânica, em função das características físicas do material.

7) Solderabilidade e brasabilidade Os tubos de alumínio de perfil retangular fabricados no país obedecem as normas ABNT e ASTM n° 6101 (vide Apêndice II), sendo, portanto, adequados para brasagem. A brasagem é um método usual para unir peças metálicas quando se deseja um acabamento que não as deforme. Para isto utiliza-se um material colocado na junção a brasar, cujo ponto de fusão lhes seja inferior.

O ponto de fusão do material fundente para a brasagem do alumínio é próximo ao ponto de fusão do próprio alumínio, o que torna sua brasagem tecnicamente complexa, se comparada, por exemplo, à brasagem cobre / cobre, ou cobre / inóx.

Uma solução, não ideal, que ocorre na impossibilidade da brasagem das peças de alumínio é realizar, externamente a solda *tig*^{4.3} entre as flanges e os guias de onda; neste caso não se obtém, diretamente, a indispensável continuidade elétrica na junção interna, que é obtida, então, depositando-se uma camada de material condutor ou, mais simplificada-mente, pintando-se internamente a junção com tinta prata condutora; esta última alternativa foi a solução, por nós, adotada.

8) Peso e coeficiente de dilatação térmica O peso do sistema de guias de onda de alumínio, após a montagem, é de, aproximadamente, 1/3 do peso de um sistema equivalente em guias de onda de cobre com mesma espessura de parede, facilitando, portanto, a sustentação do sistema, que é feita apenas com tirantes, cujos comprimentos são ajustáveis. O coeficiente de dilatação térmica do alumínio é alto, de forma que a união das partes deve ser robusta de forma a suportar o esforço mecânico decorrente.

9) Custo O custo do alumínio é inferior ao custo do cobre.

10) Permeabilidade magnética. Importante se houver campos magnéticos externos.

Durante o processo de soldagem, as flanges devem ser presas a suportes especiais, de forma a impedir o empenamento, ou minimizá-lo. A Figura 4.6 mostra suportes utilizados para este fim durante o processo de soldagem. As flanges unidas aos guias de onda parecem ser os mais simples componente de microondas. Esta aparente simplicidade pode ocultar a origem de eventuais problemas no desempenho do sistema de microondas. Sendo extensivamente uti-

4.3 *Tig* Significa: *tungsten inert gas* e é um tipo de soldagem adequada para o alumínio, entre outros metais.

lizadas para unir, substituir ou acrescentar componentes ao sistema, a flange deve ser observada com especial atenção quanto ao seu correto alinhamento, o material de sua superfície e o seu paralelismo, de forma a evitar efeitos mais nefastos para o sistema do que componentes mais complexos, potencialmente, ocasionariam.

As flanges mais utilizadas no sistema são do tipo CPR 284^{4.4}, com vedações de borracha (*gaskets*), próprios para pressurização, e seu correto alinhamento é obtido por intermédio de orifícios, usinados com precisão de centésimos de milímetro, Figura 4.6, para a passagem de pinos guias. Finalmente, deve-se mencionar que as flanges são cobertas por uma camada superficial de irídio, de forma a garantir boa condutividade após a montagem do sistema. Além disto, o irídio se caracteriza por ser um material de alta dureza, adequado para flanges.

Devido à falta de experiência em projetos de sistema de alta potência de microondas em guias de onda pressurizados e à incerteza sobre os efeitos que seu empenamento pudessem ocasionar nas junções, optou-se por colá-las aos guias de onda com cola epoxi [4.11] e pintar internamente as junções flange-guia. Tal opção excluiu o problema do empenamento residual da soldagem *tig* dos guias de onda, que decorria do efeito das altas temperaturas durante o processo de soldagem. A nosso ver, porém, este inconveniente pode ser compensado pela pressão exercida pelos parafusos utilizados para unir as flanges, durante a montagem do sistema, pois o empenamento não é muito acentuado. Ademais, a robustez mecânica oferecida pelas flanges coladas apresentou-se insuficiente, havendo periodicamente a necessidade de reparar os pontos que ocasionam fugas de SF₆, que por alterarem a pressão interna dos guias, agem no sentido de aumentar a fadiga mecânica nas próprias junções coladas, fadiga esta já existente devido ao alto grau de dilatação térmica do alumínio. Também, a exposição à radiação existente no interior do túnel tende a degradar, com o tempo, a cola utilizada. Outros aspectos ficam, ainda, dificultados, ou mesmo impossibilitados para sistemas cujas flanges sejam unidas por cola: limpeza química, aquecimento dos guias para desgaseificação (*baking*) e alto vácuo. Quando ocorre alguma fadiga mecânica das junções coladas, temos feito a manutenção substituindo a mesma por uma junção equivalente, soldada.

4.2.3 O Problema de Arco Voltaico na Transmissão de Alta Potência em Guias de Ondas.

Após quase 40 anos de estudos ainda não há uma teoria completa que descreva a ocorrência de arco voltaico por efeito de altos campos de RF. Um recente artigo [4.12] parece descrever de forma convincente o fenômeno dos arcos voltaicos em guias de onda.

4.4 CPR-284 é uma designação da EIA (Electronic Industries Association), para *Connector-Pressurized-Rectangular Waveguide Flanges* (flanges para conexão de guias de onda pressurizados).

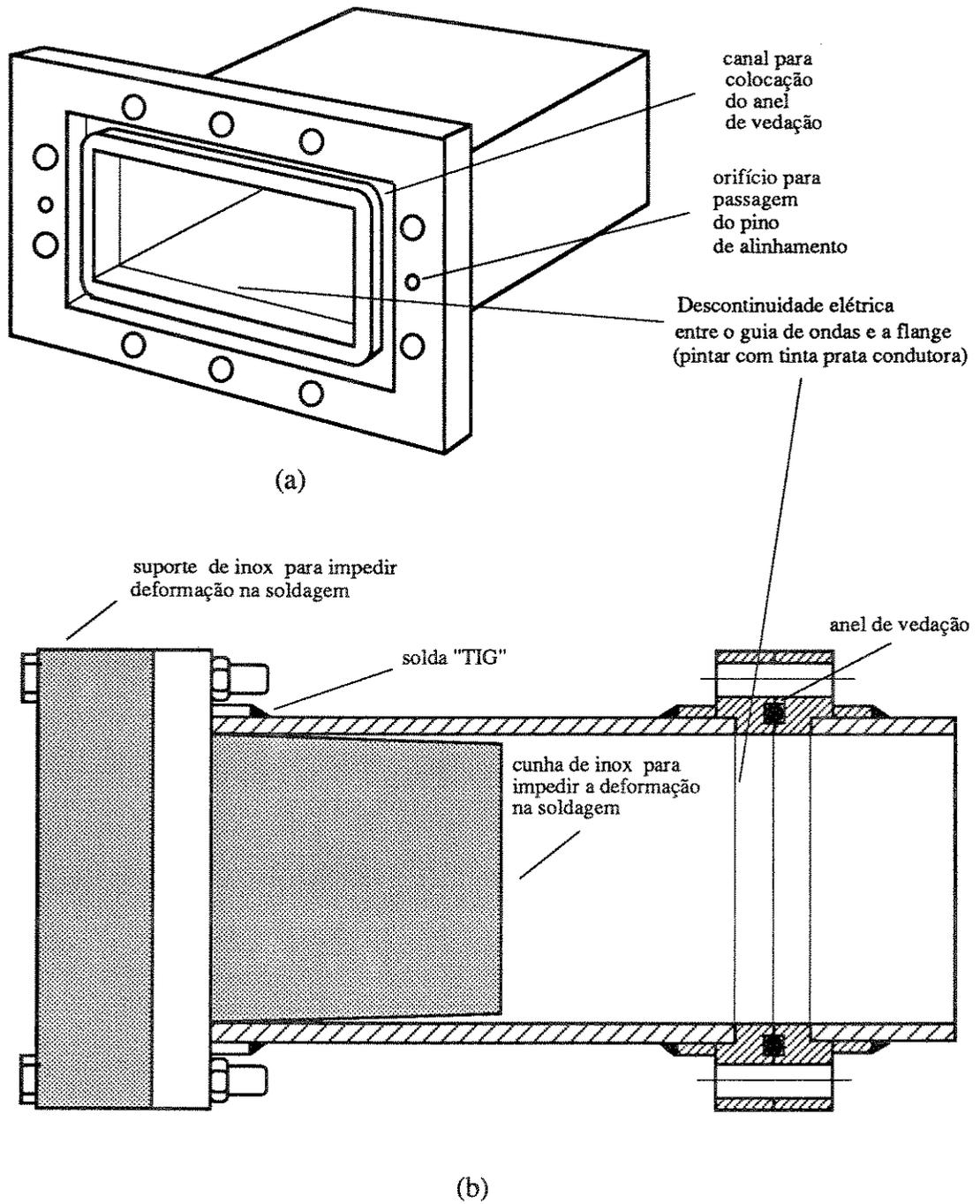


Figura 4.6 Montagem da flange CPR-284 no guia de ondas.

(a) Flange montada; (b) Suporte para soldagem TIG entre as flanges e os guias de onda

Um arco voltaico ocorre quando o campo elétrico em um dado local causa uma dissipação de calor suficiente para vaporizar uma determinada quantidade de material que se encontre na superfície do guia de ondas. O material vaporizado pode ser, inclusive, o próprio metal do guia; há maior probabilidade de ocorrência de arco em regiões onde haja alguma irregularidade superficial, ou a existência de óxidos, resíduos orgânicos, poeira, etc. Quando a vaporização acontece, uma descarga de plasma ocorre juntamente com o centelhamento. Esta descarga causa o colapso do campo de RF e produz, também, um pulso de corrente devido a ionização dos gases residuais. A ocorrência seguida de arcos voltaicos pode ser danosa para o sistema de transmissão de microondas, causando o *sputtering* dos íons nas janelas de alumina, utilizadas para selar o vácuo da válvula klystron. A condutividade das janelas eleva-se ocasionando perdas do sinal de RF que provocam seu aquecimento, elevando a probabilidade de ruptura mecânica da alumina. Da mesma forma, a ocorrência de centelhamentos sucessivos tende a degradar a superfície dos guias. Um bom acabamento superficial, além de uma limpeza química que minimize as impurezas superficiais são contribuições importantes para elevar a capacidade dos guias de onda de transportar altas potências de microondas [4.13].

Na região do guia de ondas que se situa após o arco voltaico não há campo elétrico, uma vez que ocorre a reflexão da onda incidente devido ao curto ocasionado pelo próprio arco voltaico. Em decorrência disto, é natural que ele caminhe em sentido oposto ao da propagação da onda incidente, pois havendo onda estacionária na região que lhe antecede, há, conseqüentemente, a existência do campo elétrico necessário a sua propagação, por um tempo que pode levar, em alguns casos, segundos, até atingir as janelas de alumina da válvula klystron. Diferentemente do arco voltaico, a propagação da onda refletida é, “praticamente”, instantânea, sendo captada por um monitor, colocado para este fim, logo após a válvula klystron, possibilitando desligá-la, quase sempre, antes que o arco a atinja.

4.2.4 Vácuo x Pressurização

A transmissão de altas potências de microondas em guias de onda de cobre com flanges de inóx, operando em alto vácuo ou ultra-alto-vácuo é a solução mais adequada, sendo atualmente adotada nos modernos aceleradores, pois o ultra-alto-vácuo tem uma excelente característica isolante e o cobre tem boa condutividade elétrica (Tabela 4.3). O custo inicial e manutenção do sistema a vácuo, que requer 2 bombas iônicas de 20 l/s por ramo de guia de ondas, além da aquisição dos guias de cobre e o domínio das técnicas de brasagem, cuja estanqueidade deve possibilitar um vácuo de 10^{-8} mbar, apontaram, inicialmente, para a construção, menos complexa, de um primeiro sistema de guia de ondas pressurizado com SF₆.

(a) Aspectos Tecnológicos da Opção Pelo Desenvolvimento de um Primeiro Sistema de Microondas Pressurizado de Alumínio.

(a.1) As janelas de microondas da válvula klystron TV 2015-B6, de alta potência, só são próprias para utilização em sistemas pressurizados. Para utilização em vácuo seria necessário que elas tivessem sofrido um tratamento em sua superfície de alumina. Este tratamento consistiria da deposição de uma fina camada de um material condutor, evitando, assim, a concentração de cargas na superfície da janela, que ocasionam o surgimento de arco voltaico, e, possivelmente, seu rompimento mecânico. A resistividade do material deve ser da ordem de $M\Omega$, para ser transparente à passagem do sinal de microondas. Pelo exposto acima, pelo menos dois pequenos trechos de guias de ondas, imediatamente após as duas janelas da klystron deveriam operar pressurizados.

(a.2) As paredes dos guias de onda de que dispunhamos tem uma espessura de 2 mm, insuficiente para impedir a deformação mecânica dos guias de onda, quando sob vácuo ou pressurização. Quando o guia de ondas é pressurizado, entretanto, há um efeito de estufamento, que pode ser evitado reforçando-o externamente, através da colocação de chapas de ferro. Na hipótese, de o guia não ser reforçado, o estufamento da face maior na região central do guia de ondas, ocorre no sentido de elevar a capacidade de transporte de altas potências. Para o vácuo, a pressão interna negativa atua no sentido oposto, o que é indesejável para altas potências, sem que seja possível, de forma simples, evitar-se esta deformação, a não ser que as paredes do guia sejam suficientemente espessas.

(a.3) Um possível pequeno vazamento na estanqueidade do guia de ondas não é tão problemático para um sistema pressurizado, pois a pressão do sistema é positiva e a fuga de gás pode ser facilmente compensada pela reposição de gás em seu interior.

O mesmo defeito ocasiona um problema mais grave no sistema a vácuo, pela contaminação das paredes dos guias de onda, pois além dos gases existentes na atmosfera, diversas partículas indesejáveis se depositam nas paredes internas dos guias de onda, contaminando-as, e, por conseguinte, contribuindo para a degradação da qualidade do vácuo.

(a.4) A colisão de íons com as janelas de microondas é dificultada em sistemas pressurizados, pois o gás existente no interior dos guias de onda constitui-se em barreira ao *sputtering* das janelas de microondas.

(b) Evolução do Atual Sistema em Guias de Ondas Pressurizados para um sistema a vácuo.

Como mencionamos no início da seção 4.2.4, os sistema de alta potência de microondas dos modernos aceleradores operam em alto-vácuo, ou mesmo em ultra-alto-vácuo. Com o de-

envolvimento da infra-estrutura de materiais do LNL, diversas técnicas de brasagem metal-metal e metal-cerâmica foram desenvolvidas, possibilitando fabricar um sistema de guias de ondas que opere em alto-vácuo. A energia do atual acelerador linear será elevada dos seus atuais 50 MeV para 100 MeV com a colocação de mais duas estruturas aceleradoras de elétrons, outra válvula klystron amplificadora de alta potência e um novo sistema de guia de ondas. Também, o sistema de guia de ondas pressurizado que alimenta as duas primeiras estruturas aceleradoras deverá ser substituído. Um aspecto que reforça a decisão de substituição por um sistema mais estável é termos observado, após 2,5 anos de uso (não contínuo), o depósito de um pó de cor cinza escuro e com odor semelhante a enxôfre. Também, a parte interna de cobre das janelas de microondas próximas às estruturas estão oxidadas. Pode-se supor que alguma umidade no interior dos guias de onda, somado ao efeito da radiação, tenha degradado o SF₆, formando ácido fluorídrico e ácido sulfídrico. É oportuno salientar que o efeito só foi observado nos trechos de guia de onda que se encontram no túnel do acelerador, onde há radiação.

Sendo o custo de fabricação dos guias de cobre no país equivalente ao custo de importação, pretendeu-se, inicialmente, fabricá-los no país. Porém, os protótipos realizados apresentaram defeitos na superfície interna que não atenderam às especificações recomendadas, levando-nos a importá-los. Diversos protótipos de guias de cobre OFHC, com paredes de espessura igual 4,5 cm^{4.5}, foram brasadas a flanges de inóx, tendo sido realizados testes de ultra-alto-vácuo de 10⁻¹⁰ mbar .

(c) Estimativa da pressão de SF₆ no Guias do acelerador de 50 MeV.

A máxima potência que um guia de ondas pode suportar é um pequena fração do predito teoricamente. Além da potência de operação de pico, diversas outras variáveis devem ser consideradas: sinais espúrios, harmônicas, temperatura do ar no interior do guia de ondas, acabamento superficial, etc.

(c.1) Auxílios de gráficos O valor teórico da potência que pode ser transportada por um guia operando em condições ideais de laboratório estão mostradas em tabela do Apêndice II, sendo evidente que a consulta a tal tabela não é critério suficiente para sistemas práticos de microondas de alta potência. Vários parâmetros de sistema, afetando a capacidade de transporte dos guias de onda retangulares, operando no modo TE₁₀, são apresentados graficamente na Figura 4.7. Podemos notar que, embora a maioria das condições apresentadas diminuam a capacidade de transportar potência de microondas, outras podem aumentar o valor previsto teoricamente na tabela acima referida. Este é o caso, por exemplo, da largura de pulso e da taxa de repetição [4.14].

4.5 Esta espessura evita deformações por efeito do vácuo.

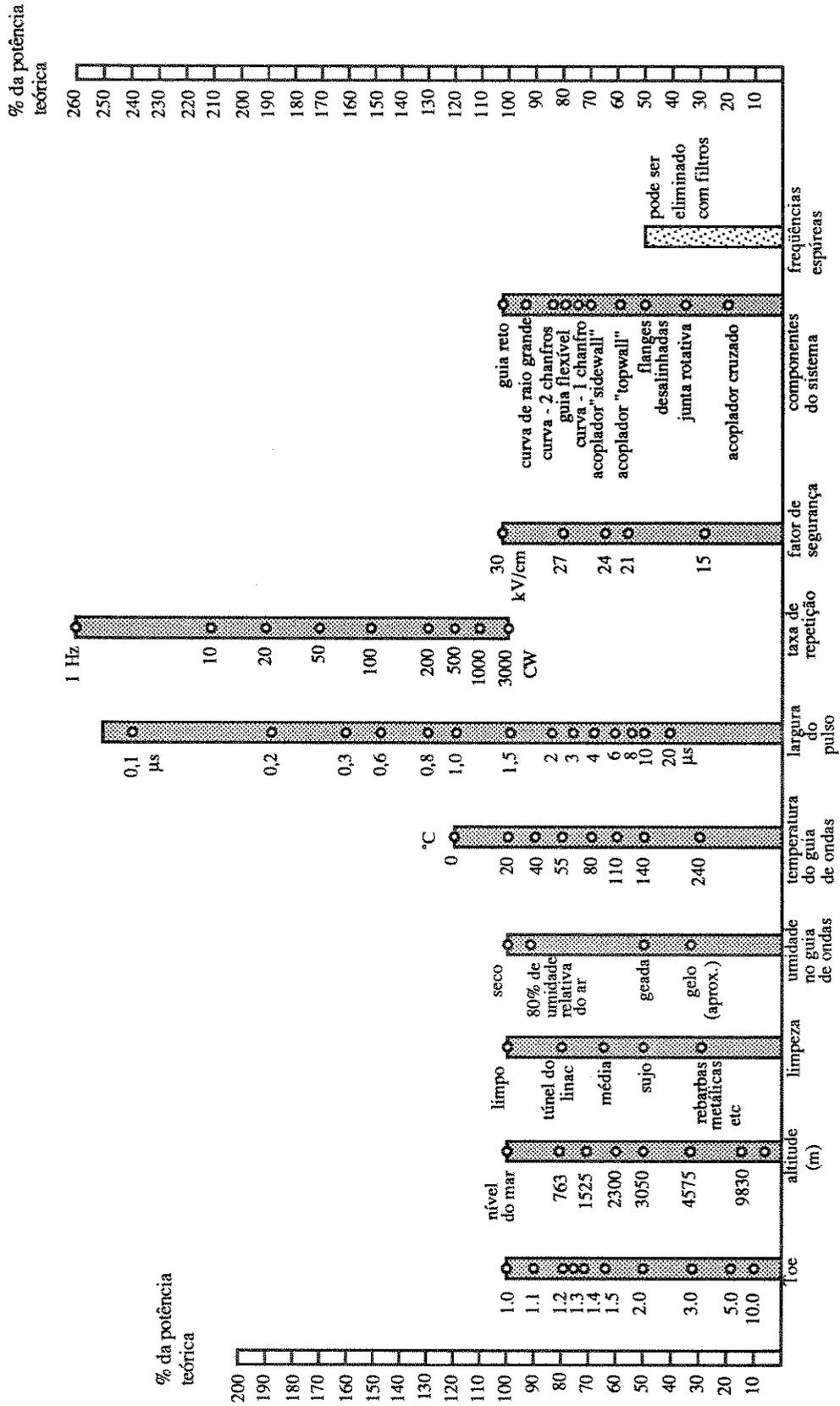


Figura 4.7 Fatores relevantes para o cálculo da pressurização em guias de ondas.

A umidade e o acabamento superficial são fatores de pouco efeito relativo. Já os materiais utilizados na fabricação dos guias têm um efeito indireto relevante, porque diferentes metais afetam em maior ou menor intensidade a potência transmitida, alterando, assim, diferentemente, a temperatura de operação dos guias. Outros efeitos são mais importantes, tais como: os sinais espúrios e as harmônicas da frequência fundamental.

A pureza espectral, que depende da rejeição harmônica da klystron, é requisito fundamental, de forma a evitar-se a influência drástica das mesmas no surgimento de arcos voltaicos nos guias de onda.

O efeito prático das condições reais no sistema de microondas é abaixar a capacidade de transportar potência eletromagnética para uma porcentagem de 5% a 15% dos valores teóricos previstos na Tabela A8 do Apêndice II.

Os componentes que mais afetam o sistema de alta potência desenvolvido para o acelerador Maíra são: acoplador direcional com acoplamento lateral (*sidewall coupler*), defasador de alta potência com taxa de onda estacionária de 1,2 (máx.)^{4,6}, monitores de alta potência com fenda na maior face do guia (*topwall directional coupler*) e as curvas plano E e plano H. Os fatores considerados relevantes para se obter a potência que o guia de ondas pode realmente suportar, sem o surgimento de arco voltaico, estão discriminados na Tabela 4.4, onde os valores percentuais foram obtidos da Figura 4.7. Consideremos, como exemplo, que a umidade no interior do guia seja nula (guia seco). Neste caso não há nenhuma contribuição para degradar a capacidade do guia de transportar altas potências e, então, o fator é igual a 1 ou 100%.

Tabela 4.4 Fatores que contribuem para diminuição da capacidade de transporte de potência do guia de ondas. (a) ramo da primeira estrutura aceleradora; (b) ramo da segunda estrutura aceleradora.

fatores	(a) %	(b) %
Toe de 1,2 do defasador	81	81
Altitude de 650 metros	84	84
Impurezas ambientais	80	80
Umidade no interior do guia de ondas	100	100
Temperatura	85	85
Largura do pulso	80	80
Taxa de repetição do pulso	180	180
Fator de segurança	70	70
Curva plano E	90	90
Curvas plano H	2 x 90	2 x 90
Monitores de potência	60	60
Defasador de alta potência	-	60
Acoplador direcional para o pré-agrupador	70	-
Total	~14 %	~12 %

4.6 Utilizamos o valor máximo nominal para os cálculos. O valor medido de taxa de onda estacionária foi de 1,05 : 1.

O efeito cumulativo destes parâmetros é encontrado multiplicando-se todas as porcentagens. Este cálculo rápido indica que, sob condições práticas de operação, o sistema de guia de ondas pode suportar, nos ramos da primeira e segunda estrutura aceleradora, respectivamente, 14% e 12 % da potência teórica de 7,9 MW, interpolado dos limites de 7,3 MW em 2,6 GHz e 10,4 MW em 3,95 GHz, significando a possibilidade de transportar da ordem de 1 MW. Este resultado é significativamente inferior à máxima potência de pico de operação por ramo de guia de ondas (12,5 MW) nos dando um indicativo da necessidade de se pressurizar o sistema.

(c.2) Nível do mar como referência. A próxima etapa é o cálculo da quantidade de SF₆ necessária para pressurizar adequadamente o sistema. Para isto, nos utilizaremos da Figura 4.8. Tal Figura se referencia à pressão em relação ao nível do mar; e, no cálculo realizado acima, consideramos a altitude de 650 m, significando uma diminuição de 16 %.

$$P_{(\text{nível do mar})} = \frac{P_{(\text{calculado})}}{0,84} = 1,2 \text{ MW} \quad (4.1)$$

Uma vez que a potência que se deseja transportar no guia de ondas é de 12,5 MW, o aumento requerido é igual a :

$$\frac{12,5 \text{ MW}}{1,2 \text{ MW}} \times 100\% \sim 1050 \% \quad (4.2)$$

Um acréscimo de 1050 % da potência, segundo a coluna 2 da Figura 4.8, indica a necessidade de se pressurizar os guias de onda com, aproximadamente, 1 atm absoluta de SF₆. Como a janela é especificada para operar entre os valores de 1,7 bar a 3 bar, optamos, então, para pressurizar os guias de onda com 2 bar absolutos de SF₆, garantindo uma margem de segurança extra além da já adotada anteriormente nos cálculos.

(c.3) Procedimento para pressurização.

- (a) limpeza química com detergente neutro.
- (b) evacuar o guia, ao menos até 10⁻⁴ torr.
- (c) pressurizar os guias de onda com uma pressão absoluta de 2 atm de SF₆.

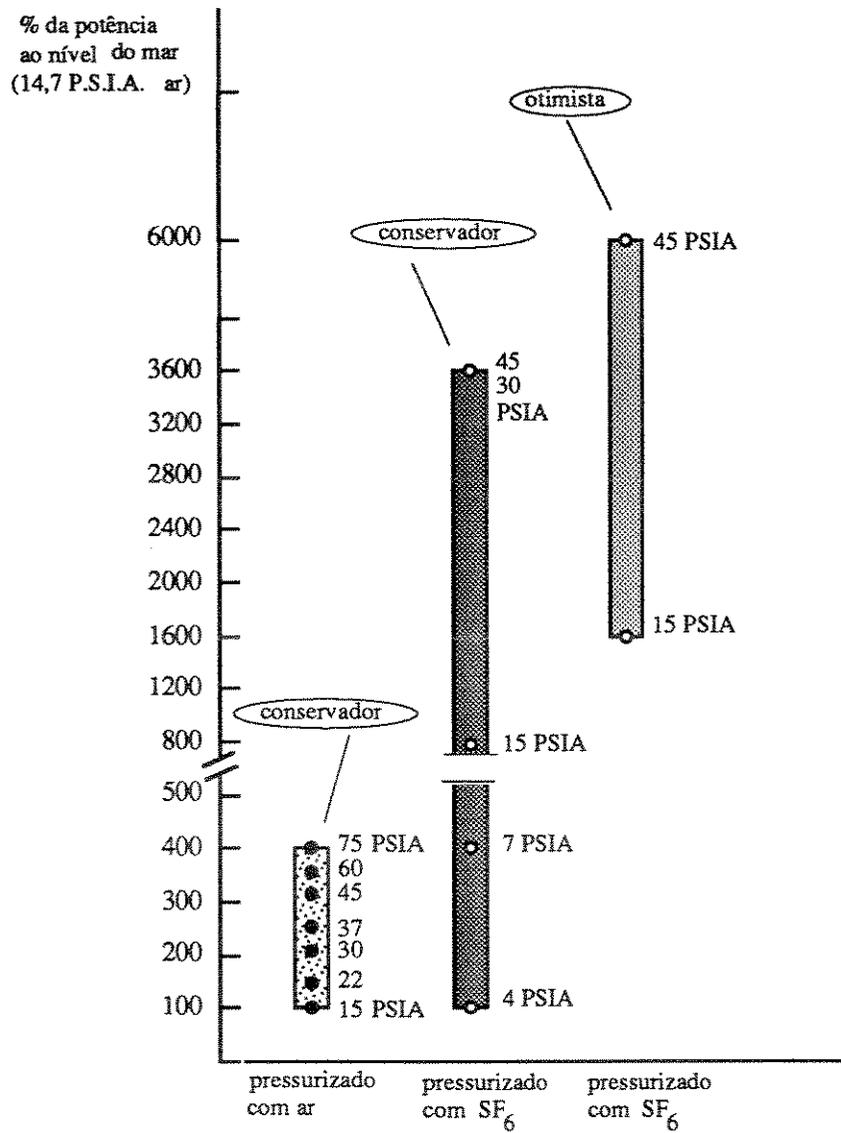


Figura 4.8 Diagrama para escolha da pressão de gás em função da elevação do nível de potência, dada percentualmente.

4.2.5 Defasagem x Pressurização dos Guias de Onda.

Introdução

A pressurização dos guias de onda ocasiona deformação nas paredes do guia e, conseqüentemente, a defasagem do sinal propagante de microondas. Uma estimativa da influência da deformação do guia de ondas de alumínio foi obtida experimentalmente. Tanto a deformação mecânica como a correspondente defasagem foram testadas (Fig 4.9).

Os sistemas de teste foram

- i) Uma peça em guia de ondas com um tubo interno de vidro (carga d'água).
- ii) A mesma peça acrescida de um guia de ondas de 6 m.
- iii) A mesma peça acrescida de um guia de ondas de 1,5 m.

Defasagem Ocasionalada por Deformação Mecânica

A equação (4.3) fornece a defasagem devida à deformação mecânica, [4.15],[4.16] e [4.17]:

$$\frac{\Delta\phi_M}{L} = \frac{2\lambda_g}{a^2} \left[\frac{\Delta a}{a} + \frac{1}{3} \frac{\Delta b}{b} \right] \quad (4.3)$$

onde $\Delta\phi_M$ é a defasagem devida à deformação mecânica, e Δa e Δb são definidos como na Figura 4.10^{4.7}

Defasagem Devida à Variação da Constante Dielétrica

O comprimento de onda guiado pode ser escrito como [4.18] :

$$\lambda_g = \lambda_0 \left[\epsilon - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (4.4)$$

onde: $\lambda_0 = c/f$ é o comprimento de onda no espaço livre
 $\lambda_c = c/2a$ é o comprimento de onda de corte
 $c =$ velocidade da luz e $a =$ largura do guia de ondas

Da equação (4.4) obtém-se a taxa da variação do comprimento guiado em relação à constante dielétrica do gás:

^{4.7} Há duas fontes de referência para está equação: "The Stanford Linear Accelerator Center" editado por R.B.Neal , e o "Microwave Handbook" de T. Saad. Entretanto há uma discrepância entre elas. A demonstração é feita, por conseguinte, no Apêndice III, confirmando a correção da expressão fornecida pela primeira fonte.

$$\frac{d\lambda_g}{d\varepsilon} = -\frac{\lambda_g^3}{2\lambda_o^2} \quad \text{ou} \quad \Delta\lambda_g = -\left[\frac{\lambda_g^3}{2\lambda_o^2}\right] \Delta\varepsilon \quad (4.5)$$

A defasagem ϕ de uma onda é dada por :

$$\phi = \frac{2\pi L}{\lambda_g} \quad (4.6)$$

onde L é o deslocamento da onda em unidades de comprimento e λ_g é o comprimento de onda guiado.

O incremento de fase pode ser escrito como função do incremento do comprimento de onda guiado ($\Delta\lambda_g$), como :

$$\Delta\phi = -\left[\frac{2\pi L}{\lambda_g^2}\right] \Delta\lambda_g \quad (4.6-a)$$

Substituindo-se o valor de $\Delta\lambda_g$, dado na equação (4.5), na equação (4.6-a), obtemos a seguinte expressão para a defasagem causada pelo incremento na constante dielétrica :

$$\Delta\phi_\varepsilon = \left[\frac{\pi \lambda_g}{\lambda_o^2}\right] L. \Delta\varepsilon \quad (4.7)$$

Para os gases [4.19] :

$$\Delta\varepsilon = (\varepsilon_1 - 1).P \quad (4.8)$$

onde $\varepsilon_1 = 1,000517$ é a constante dielétrica do gás argônio (na freqüência de operação), utilizado na experiência, P é a pressão relativa e o fator de temperatura é desprezado, por simplificação.

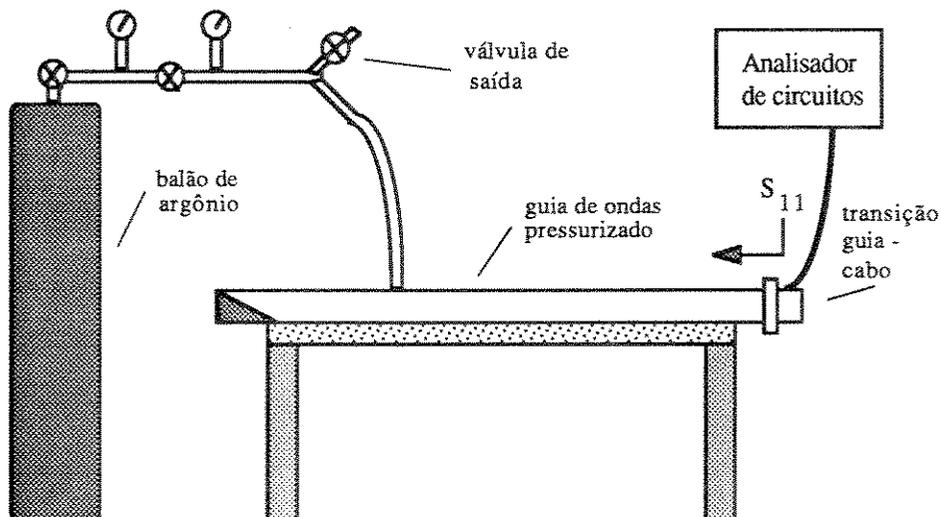


Figura 4.9 Sistema de teste da deformação mecânica x pressurização do guia de ondas.

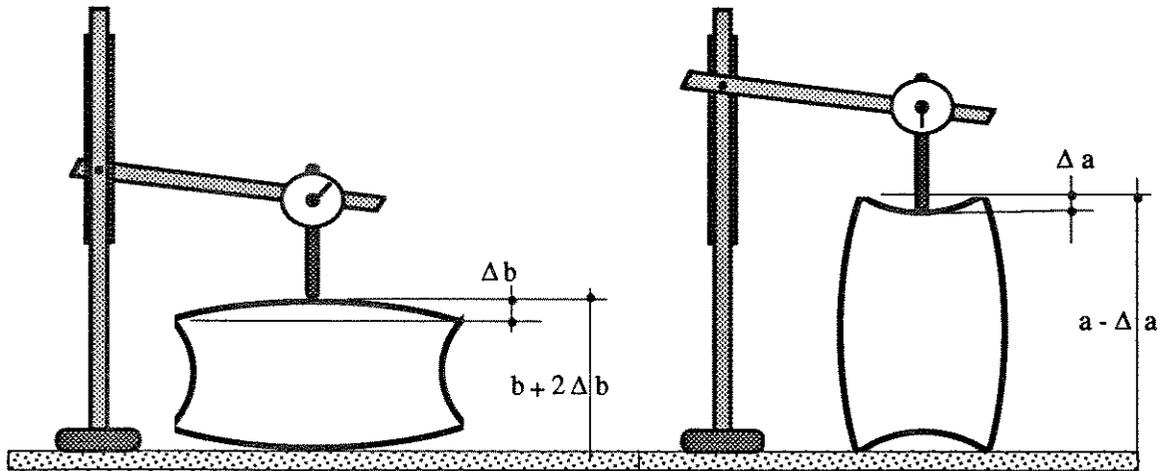


Figura 4.10 Sistema de medição da deformação mecânica dos guias de onda.

Deformação mecânica

O sistema de teste é mostrado na Figura 4.9 e os resultados das deformações mecânicas (Figura 4.10) são apresentados na Tabela 4.5 (para três montagens). Deve-se mencionar que o medidor não é muito preciso, especialmente para baixas pressões. Há, por conseguinte, uma imprecisão nos dados apresentados na Tabela 4.5. Entretanto, eles mostram claramente o efeito de deformação sofrida pelo guia de ondas pressurizado, Figura 4.11.

Tabela 4.5 Deformação mecânica por efeito da pressurização.

Pressão (atm)	Δa (mm)			$2\Delta b$ (mm)			$\Delta a / \Delta b$		
	1	2	3	1	2	3	1	2	3
0,5	- 0,05	- 0,04	-----	0,28	0,15	-----	0,36	0,53	-----
1,0	- 0,08	- 0,06	-----	0,43	0,28	-----	0,37	0,43	-----
1,5	- 0,12	- 0,10	-----	0,75	0,60	0,70	0,32	0,33	-----
2,0	- 0,16	- 0,14	-----	1,00	0,92	0,92	0,32	0,30	-----
2,5	- 0,21	- 0,17	-----	1,28	1,18	1,25	0,33	0,29	-----
3,0	- 0,24	- 0,20	-----	1,62	1,52	1,50	0,30	0,26	-----
3,5	- 0,28	- 0,25	-----	1,94	1,80	1,80	0,29	0,28	-----
4,0	- 0,32	- 0,29	-----	2,20	2,12	2,05	0,29	0,27	-----

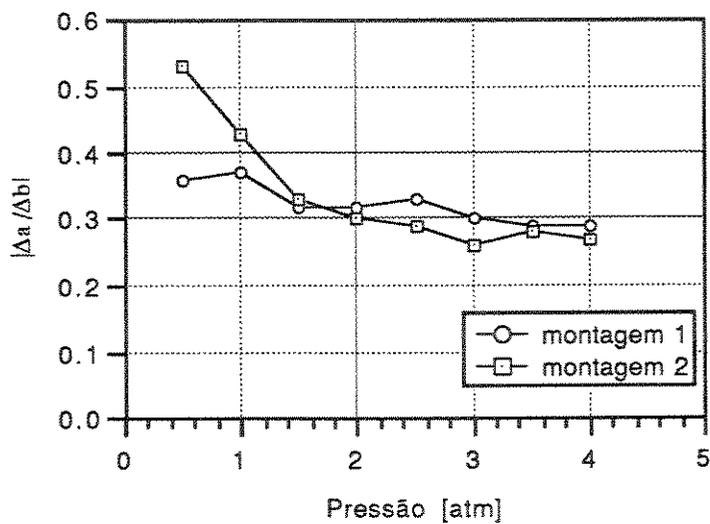
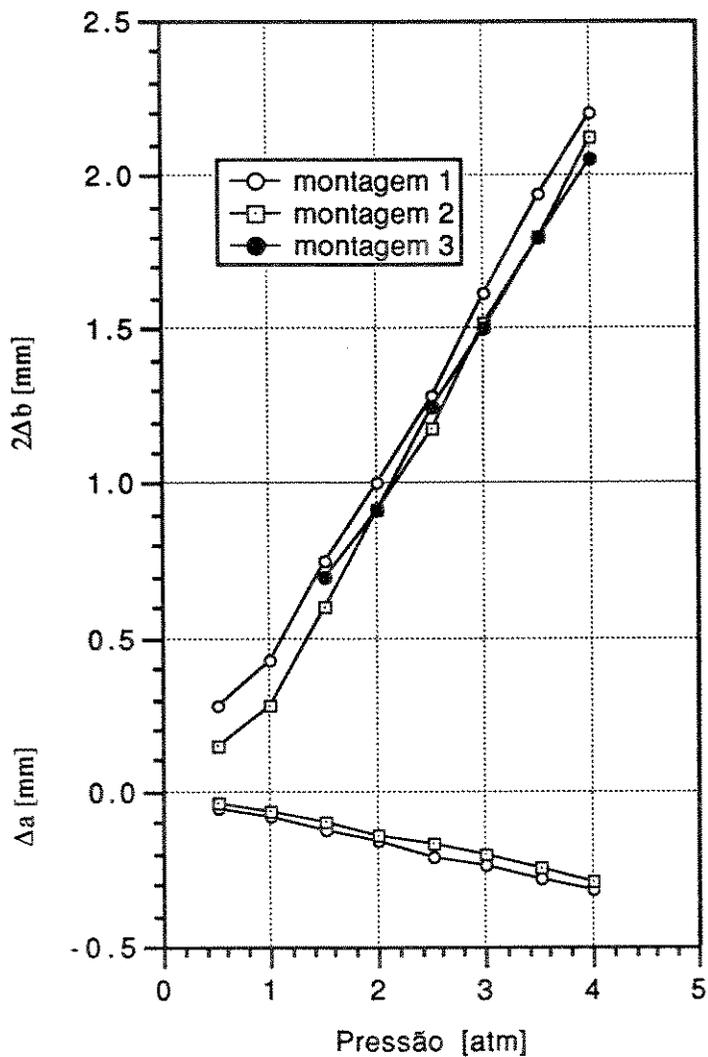


Figura 4.11 Curvas de deformação mecânica x pressurização obtidas experimentalmente (dados da Tabela 4.5).

Defasagem Calculada em Função da Deformação Mecânica Experimental.

A defasagem no guia de ondas em função da pressurização foi determinada tanto teoricamente, como obtida experimentalmente, para um trecho de guia de ondas de 4,20 m. Para o cálculo teórico utilizou-se as equações (4.3) e (4.7) e os parâmetros de deformação obtidos da curva experimental média, determinada em função dos parâmetros da Tabela 4.5. Substituindo-se os parâmetros do guia de ondas WR-284, operando na frequência de 2,856 GHz (Tabela 4.6), chegamos à seguinte equação para a defasagem ($\Delta\phi_M$):

Tabela 4.6 Parâmetros do guia de onda.

Parâmetro	valor	unidade
Comprimento de onda no espaço livre	10,50	cm
Comprimento de onda no corte	14,43	cm
Comprimento de onda guiado	15,30	cm
Largura do guia de ondas	7,214	cm
Altura do guia de ondas	3,404	cm
Comprimento da seção do guia.	420	cm

$$\frac{\Delta\phi_M}{L} = 0,028. [2 \Delta b] . \left[1 + 1,416 \frac{\Delta a}{\Delta b} \right] \quad [\text{rad/cm}] \quad (4.9)$$

ou

$$\frac{\Delta\phi_M}{L} = 1,60. [2 \Delta b] . \left[1 + 1,416 \frac{\Delta a}{\Delta b} \right] \quad [\text{graus/cm}] \quad (4.10)$$

e das equações (4.7) e (4.8) temos que a defasagem devida à variação da constante dielétrica é :

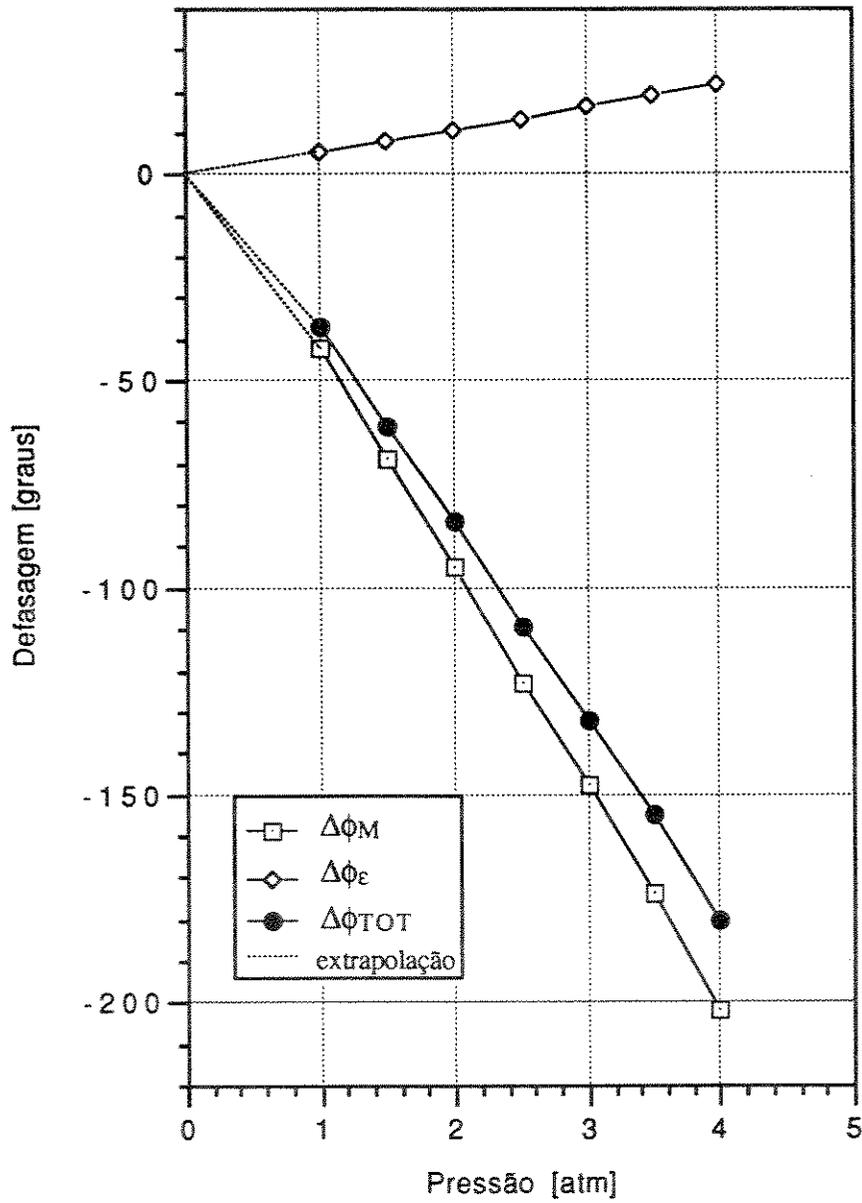
$$\frac{\Delta\phi_\epsilon}{L} = 25.\Delta\epsilon [\text{graus/cm}] \quad \text{ou} \quad \frac{\Delta\phi_\epsilon}{L} = 25.(517.10^{-6}).P(\text{atm}) [\text{graus/cm}] \quad (4.11)$$

$$\Delta\phi_\epsilon = 5,43 . P(\text{atm}) \quad [\text{graus}] \quad (4.12)$$

O resultados dos cálculos das defasagens é apresentado na Tabela 4.7, e o gráfico correspondente está na Figura 4.12 ($\Delta\phi_{TOT} = \Delta\phi_M + \Delta\phi_\epsilon$).

Tabela 4.7 Defasagem devida à pressurização

Pressão [atm]	2 Δb [mm]	$\Delta\phi_M$ [graus]	$\Delta\phi_\epsilon$ [graus]	$\Delta\phi_{TOT}$ [graus]
0,5	---	---	---	---
1,0	0,43	- 42	5,4	- 37
1,5	0,70	- 69	8,1	- 61
2,0	0,96	- 95	10,9	- 84
2,5	1,25	-123	13,6	- 109
3,0	1,50	-148	16,3	- 132
3,5	1,76	-174	19,0	- 155
4,0	2,05	-202	21,7	- 180



Figuras 4.12 Defasagem calculada para o guia de 4,2 m de comprimento em função das medidas obtidas de deformação mecânica devidas à pressurização.

Medidas de Fase no Analisador de Circuitos

As medidas de fase em função da pressurização foram feitas com o analisador de circuitos HP-8640, e o parâmetro testado foi a fase de S_{11} , Figura 4.13. A onda refletida, medida na porta de entrada, percorre o dobro do comprimento do guia de ondas, de forma que a defasagem obtida corresponde ao dobro da defasagem referente ao comprimento do guia de ondas.

A Tabela 4.8 e a correspondente Figura 4.13 fornecem os dados experimentais de atraso de fase obtidos com o analisador de circuitos (*network analyser*) na frequência de 2,856 GHz. A dispersão dos dados obtidos revela erros sistemáticos. O último experimento, de n° 4, foi realizado utilizando-se, na entrada do sistema de teste, um atenuador coaxial de 6 dB, havendo, neste caso, uma boa aproximação entre as medidas e os valores calculados.

Tabela 4.8 Defasagem x pressão

Pressão (atm)	Medidas (graus)			
	N ° 1	N ° 2	N ° 3	N ° 4
0,5	-----	-----	-----	-----
1,0	34	30 - 38	33 - 38	32 - 38
1,5	68	73 - 77	71 - 78	63 - 65
2,0	96	99 - 101	11 - 116	90
2,5	124	123	145 - 149	112
3,0	150	138,5	176 - 180	133
3,5	172	158	202	153
4,0	186	180	-----	-----

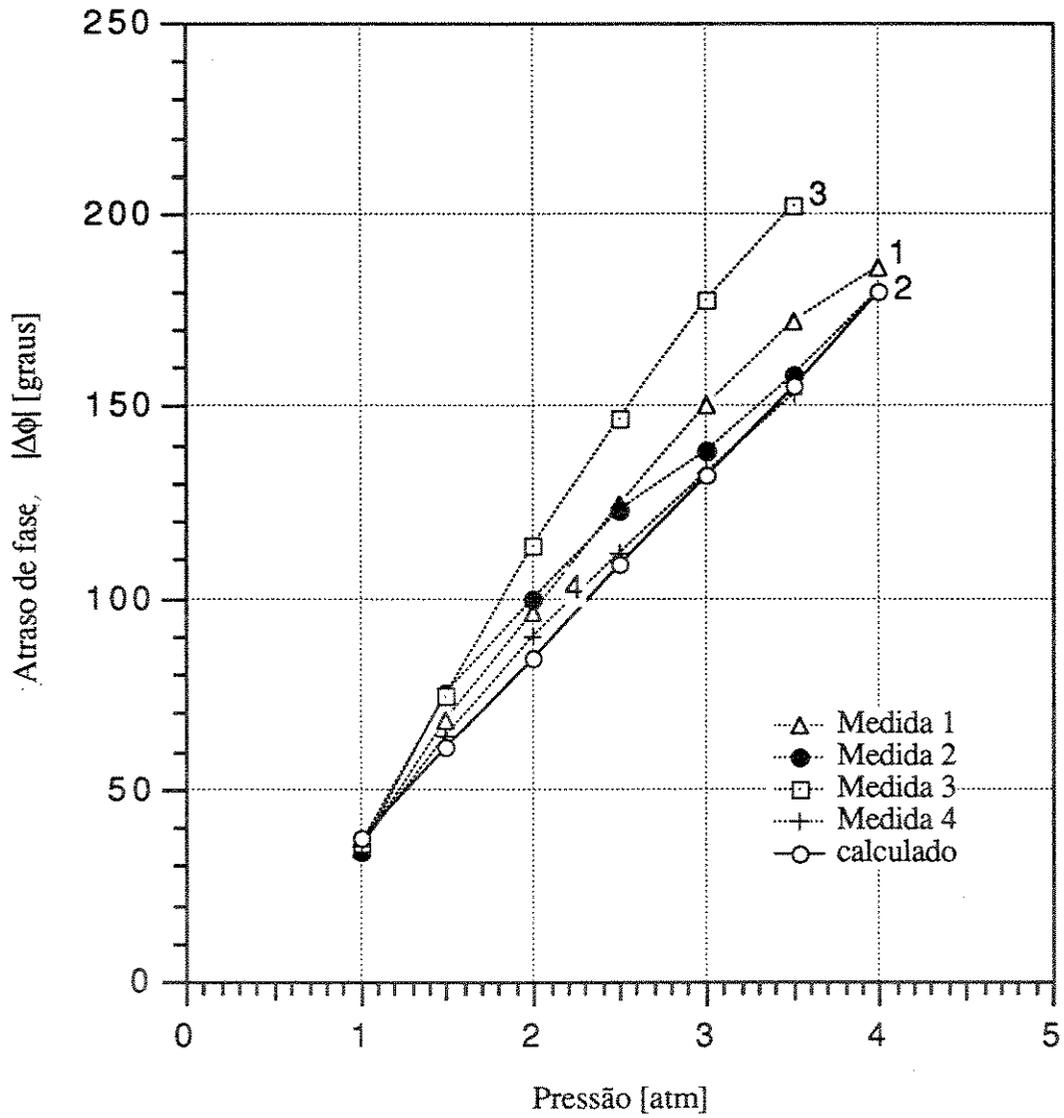
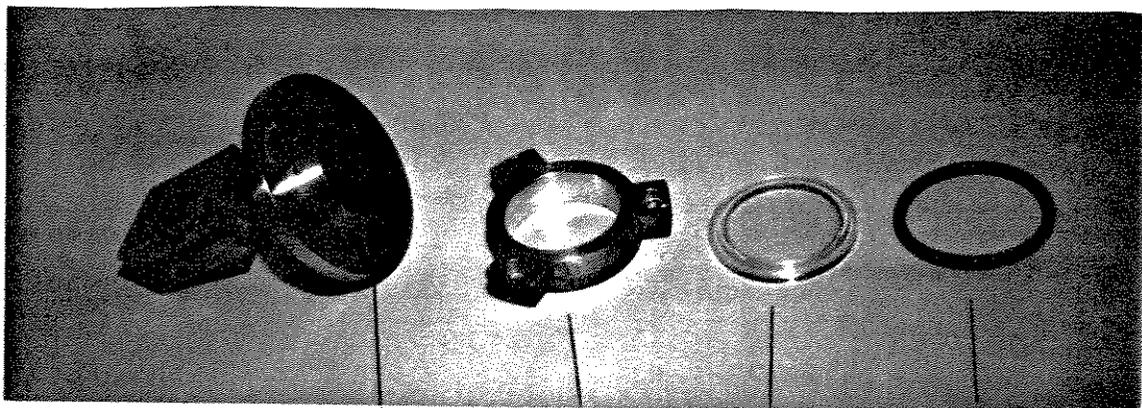


Figura 4.13 Medidas de defasagem feitas com analisador de circuitos (*network analyser*), em um trecho de guia de 4,20 m.

4.3 COMPONENTES DO CIRCUITO DE ALTA POTÊNCIA

4.3.1 Monitores de Potência



microfita

prendedor
da janela
acrilica

janela
acrilica

anel de
vedação

Figura 4.14 Monitor de potência

Introdução.

Em paredes condutoras perfeitas, o campo elétrico tangencial e o campo magnético normal se anulam, mas o campo magnético tangencial e o campo elétrico normal podem ocorrer. Consideremos o caso do modo TE_{10} se propagando em um guia de ondas com uma pequena fenda circular no topo. Neste caso, o campo elétrico normal e o campo magnético tangencial serão acoplados para o ramo secundário, através da fenda circular de acoplamento, onde o fator de acoplamento é função do diâmetro da fenda [4.20], [4.21] e [4.22]. Para o sistema de alta potência, desenvolvemos um acoplador direcional, que trabalha com potência de pico máxima no ramo primário de 12,5 megawatts e acoplamento igual a 60 dB, de tal forma que a potência máxima de pico em seu ramo secundário é de 12,5 W. Isto possibilita a utilização de uma estrutura compacta, compatível com este nível de potência, de forma que o ramo secundário do monitor é em linha de microfita, (*microstrip*), tendo duas portas: a porta 4 (Figs. 4.14 e 4.15) é terminada com 50Ω e a porta de saída do sinal acoplado, nº 3, também é de impedância igual a 50Ω . Foram construídos nove monitores deste tipo, sete dos quais para operarem no subsistema de alta potência, com acoplamento de 60 dB, e os dois restantes para o subsistema de média potência. Os diâmetros respectivos das fendas são iguais a 8 e 9 mm e o ajuste fino do acoplamento foi obtido empiricamente em função da distância entre a linha de microfita e a fenda de acoplamento, Figura 4.20.

Uma característica do monitor, conseguida após alguma experiência de fabricação, é sua alta diretividade, sempre superior a 30 dB, e, na maioria dos acopladores, superior a 40 dB, que é obtida girando-se a microfita em relação ao campo magnético. A medida exata do acoplamento e da diretividade foi obtida casando-se criteriosamente a porta 3 no secundário do acoplador. Para isto construímos terminações coaxiais com perdas de retorno superiores a 45 dB. A técnica de medição utilizada é comentada em seguida à descrição do acoplador.

Princípio de Funcionamento e a Diretividade em Acopladores de uma Fenda.

Notemos na Figura 4.15, que a corrente induzida no ramo secundário do monitor de potência pode ser dividida em duas componentes. A primeira, I_E , devida ao fluxo do campo elétrico incidente na microfita de área A_E , e a segunda, I_H , decorrente do fluxo do campo magnético sobre a área A_H . Notemos, também, que a corrente I_E está saindo pela porta 3 e pela porta 4, posto que o campo elétrico distribui-se simetricamente sobre a área A_E . Entretanto, a corrente I_H , decorrente do fluxo de campo magnético através da área A_H , está entrando na porta 4 e saindo na porta 3. A conseqüência é que girando-se o ramo secundário do monitor, de tal forma que as magnitudes de I_H e I_E sejam iguais, a corrente total na porta 4 será nula e na porta 3 igual a $2 I_E$ ou $2 I_H$.

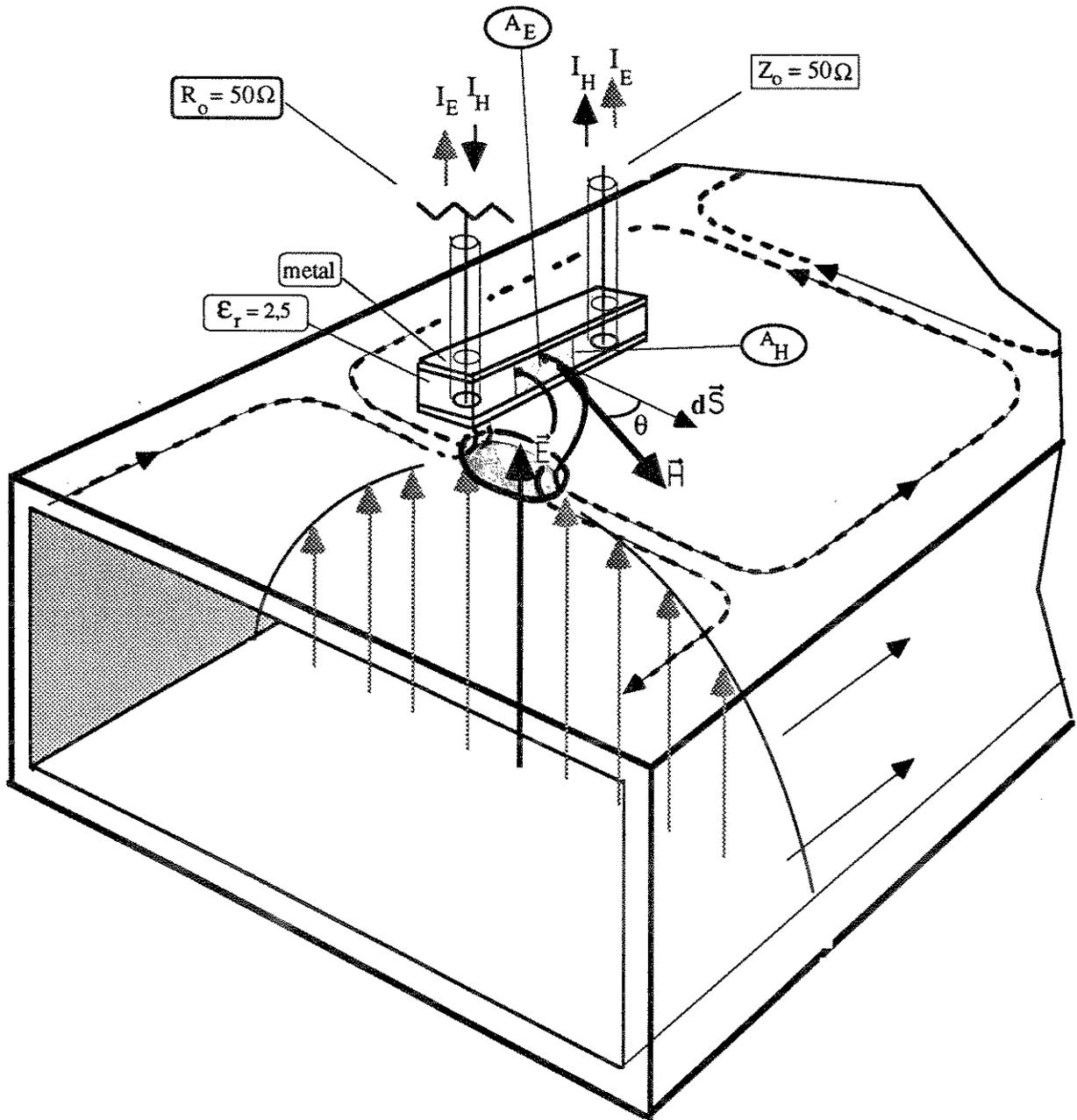


Figura 4.15 Acoplamento dos campos elétricos (\mathbf{E}) e magnético (\mathbf{H}) entre o guia de ondas e a microfita.

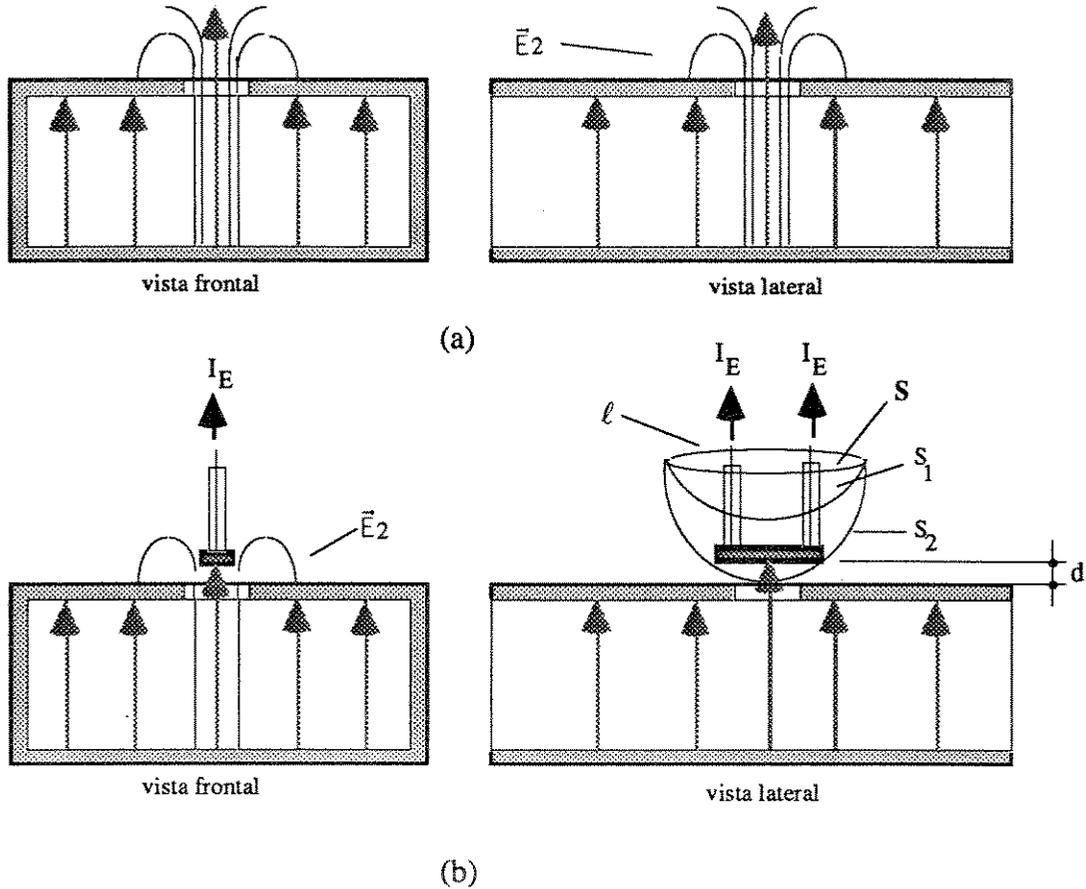
(a) Determinação da componente I_E produzida pelo acoplamento do campo elétrico

Figura 4.16 (a) Campo elétrico radiado por uma pequena abertura circular no topo do guia de ondas; (b) acoplamento do campo elétrico em uma microfita (ramo secundário do monitor).

Observando-se a Figura 4.16 (b), vemos que o percurso ℓ é um contorno comum às superfícies S , S_1 e S_2 , de forma que podemos escrever:

$$\int_{\ell} \vec{H} \cdot d\vec{\ell} = \int_S \nabla \times \vec{H} \cdot d\vec{s} = \int_{S_1} \nabla \times \vec{H} \cdot d\vec{s} = \int_{S_2} \nabla \times \vec{H} \cdot d\vec{s} \quad (4.13)$$

O fluxo do campo elétrico ($\vec{E}_2 = \vec{D}_2 / \epsilon_0$), sobre a superfície S_2 , corresponde a uma corrente de deslocamento, eq. (4.14). Como a microfita encontra-se próxima à fenda ($d \approx 4$ mm), (ver Figura 4.20), e o diâmetro da fenda, $\phi = 8$ mm, é muito menor que o comprimento de onda guiado, λ_g , podemos considerar o campo elétrico constante ao longo da área de fluxo, A_E ; então :

$$\int_{S_2} \nabla \times \vec{H} \cdot \vec{ds} = \int_{S_2} \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \cdot \vec{ds} \approx \frac{\partial}{\partial t} \vec{E} \cdot \epsilon_0 \cdot \vec{A}_E = j\omega \epsilon_0 \vec{E} \cdot \vec{A}_E = i_d \quad (4.14)$$

onde i_d é a corrente de deslocamento propiciada pelo campo elétrico incidente. Por sua vez, a integral sobre a superfície S_1 refere-se apenas às correntes de condução emergentes nas portas 3 e 4 do monitor, Fig. 4.16, e tem-se.

$$\int_{S_1} (J_{c3} + J_{c4}) ds = I_{E3} + I_{E4} \quad (4.15)$$

Um modelo simplificado, mas válido para representar o circuito do secundário do acoplador, é mostrado na Figura 4.17,

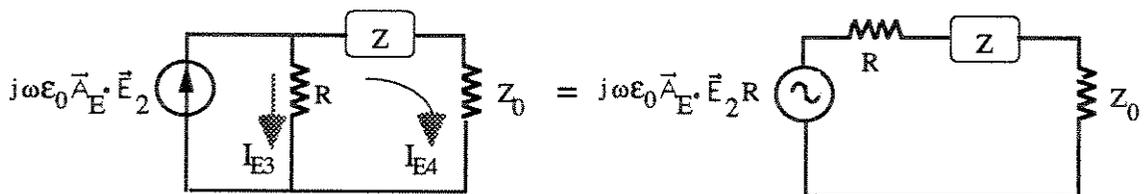


Figura 4.17 Circuito equivalente para a corrente induzida pelo campo elétrico \vec{E}_2

onde R é a terminação de 50Ω da porta 4 do acoplador, Z_0 é a impedância de 50Ω do cabo coaxial ligado à porta 3 de saída do sinal acoplado e Z é a impedância complexa, de pequeno valor, que representa os parâmetros espúrios do ramo secundário.

A corrente I_E é extraída diretamente da Fig. 4.17 :

$$I_E = \frac{j\omega \epsilon_0 \vec{E}_2 \cdot \vec{A}_E R}{R + Z + Z_0} \quad (4.16)$$

onde: ω é a frequência angular de operação, em rad/m;

ϵ_0 é a permissividade elétrica no vácuo

\vec{E}_2 é o campo elétrico no secundário,

$\vec{A}_E = A_E \hat{a}_n$, é o vetor área metálica que recebe o fluxo do campo elétrico e \hat{a}_n é o versor normal à superfície considerada.

e R , Z e Z_0 já foram definidas acima.

b) Determinação da componente I_H produzida pelo acoplamento do campo magnético.

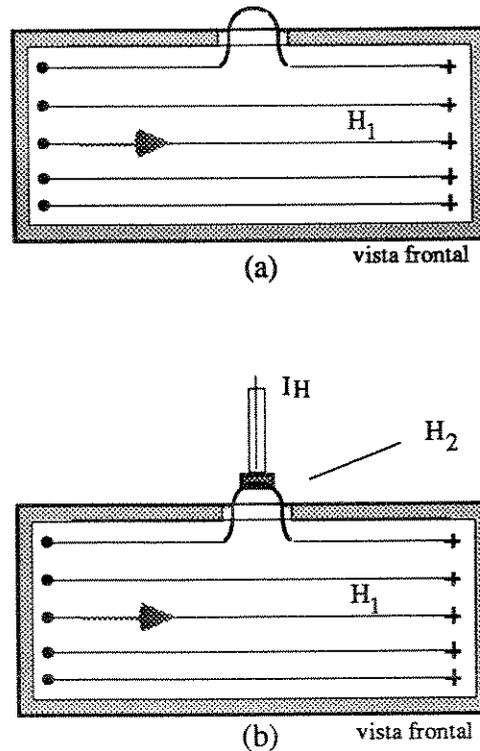


Figura 4.18 (a) Campo magnético radiado por uma pequena abertura circular no topo do guia de ondas; (b) acoplamento do campo magnético a uma microfita.

O fluxo de campo magnético que emerge do guia de ondas incide no substrato dielétrico da linha de microfita, Fig. 4.18, causando uma tensão induzida na microfita, tal que a relação entre esta tensão e a taxa de variação de fluxo é dada pela expressão (lei de Faraday) :

$$V_H = \int_{\ell} \vec{E}_2 \cdot d\vec{\ell} = - \frac{d\phi_{B_2}}{dt} = - \frac{d}{dt} \int_{A_H} \vec{B}_2 \cdot d\vec{s} \quad (4.17)$$

Como a abertura é pequena, o campo \vec{H}_2 que flui através da área A_H é aproximadamente constante. Podemos, desta forma, escrever (Figura 4.19):

$$\frac{d\phi_B}{dt} = j\omega \mu_0 H_2 \cdot A_H |\cos\theta| \quad (4.18)$$

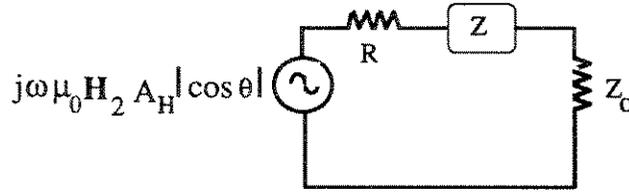


Figura 4.19 Circuito equivalente para a corrente induzida pelo campo magnético $\vec{\mathbf{H}}_2$.

Por inspeção do circuito apresentado na Figura 4.19, podemos escrever :

$$I_H = \frac{j\omega \mu_0 \mathbf{H}_2 A_H |\cos \theta|}{R + Z_0 + Z} \quad (4.19)$$

onde : ω é a frequência angular de operação em rad/m;
 μ_0 é a permeabilidade magnética no vácuo
 \mathbf{H}_2 é a amplitude do campo magnético no secundário,
 \vec{A}_H é o vetor área do substrato da microfita que recebe o fluxo do campo magnético
 θ é o ângulo entre o campo $\vec{\mathbf{H}}_2$ e a área \vec{A}_H
e R, Z e Z_0 já foram definidos acima.

(c) Ângulo para Máxima Diretividade.

Como vimos na introdução deste tópico, a corrente total nas portas 3 e 4 pode ser decomposta em duas componentes, I_E e I_H , que tem o mesmo sentido na porta 3 e sentidos opostos na porta 4. Como a corrente I_H depende do ângulo de rotação entre o vetor campo $\vec{\mathbf{H}}_2$ e o vetor área \vec{A}_H , há um ângulo determinado para o qual as duas correntes se igualam em módulo e, neste caso, como as ondas propagam-se no mesmo sentido na porta 3, a corrente resultante será igual a $2 I_H$; já na porta 4, como as ondas propagam-se em sentidos opostos, a corrente resultante será igual a zero. Neste caso:

$$j\omega \epsilon_0 \vec{A}_E \cdot \vec{E}_2 R = j\omega \mu_0 A_H |\cos \theta| \mathbf{H}_2 \quad (4.20)$$

e o ângulo θ é obtido diretamente da expressão (4.20),

$$|\cos \theta| = \frac{\epsilon_0 A_E E_2 R}{\mu_0 A_H \mathbf{H}_2} \quad (4.21)$$

A relação entre os campos elétrico e magnético no ramo secundário pode ser escrita como :

$$\frac{\vec{E}_2}{\vec{H}_2} = \frac{\vec{E}_1}{\vec{H}_1} \xi(r_o, d) \quad (4.22)$$

onde $\xi(r_o, d)$ é um fator determinado empiricamente e que depende do raio da abertura (r_o) e da distância "d", da microfita à fenda. Para o guia de ondas no modo TE_{10} :

$$\frac{\vec{E}_1}{\vec{H}_1} = Y_{TE} = \frac{\omega \mu_o}{\beta} = \frac{\lambda_o}{\lambda_g} 377 [\Omega] \quad (4.23)$$

Das expressões (4.21), (4.22) e (4.23), chegamos a :

$$\theta = \cos^{-1} \left| \frac{\epsilon_o A_E \lambda_o 377 R \xi(r_o, d)}{\mu_o A_H \lambda_g} \right| = 79,5^\circ \quad (4.24)$$

para: $\epsilon_o \approx 8,85 \times 10^{-12}$ [Farad / m] = permissividade no vácuo
 $\mu = \mu_o = 4\pi \times 10^{-7}$ [henry / m] = permeabilidade no vácuo
 $A_E = 8 \times 3,6 = 28,8$ [mm²] = $2,88 \times 10^{-5}$ [m²] = área de fluxo do campo elétrico^{4.8}
 $A_H = 8 \times 1,3 = 10,4$ [mm²] = $1,04 \times 10^{-5}$ [m²] = área de fluxo de campo magnético
 $\lambda_o = 0,105$ [m] = comprimento de onda no espaço livre
 $\lambda_g = 0,153$ [m] = comprimento de onda guiado
 $R = 50$ [Ω] = impedância na porta 4
 $\xi(r_o, d) = 0,72$ = fator obtido empiricamente
 $r_o = 4$ mm = raio da abertura
 $d = 4$ mm = distância da microfita à abertura.

Acoplamento

O acoplamento entre os ramos primário e secundário do acoplador direcional é dado pela relação entre as potências nas portas 3 e 1 do acoplador.

$$C = 10 \log \frac{P_3}{P_1} \quad (4.25)$$

Foram construídos dois protótipos, o primeiro com diâmetro de abertura de 9 mm. Já o segundo, com diâmetro de 8 mm apresentou um acoplamento mais próximo aos 60 dB desejado. A Figura 4.21 mostra graficamente os acoplamentos obtidos experimentalmente em função da distância "d" da microfita ao guia de ondas, onde d é mostrado na Figura 4.20.

^{4.8} As áreas A_H e A_E estão indicadas na Figura 4.20 (b).

Tabela 4.9 Acoplamentos medidos experimentalmente

	$\phi = 8 \text{ mm}$	$\phi = 9 \text{ mm}$
Distância (mm)	Acoplamento (dB)	Acoplamento (dB)
2,6	- 55,5	- 51,5
3,6	- 58,0	- 54,5
$d_o = 4,6$	- 60,5	- 57,0

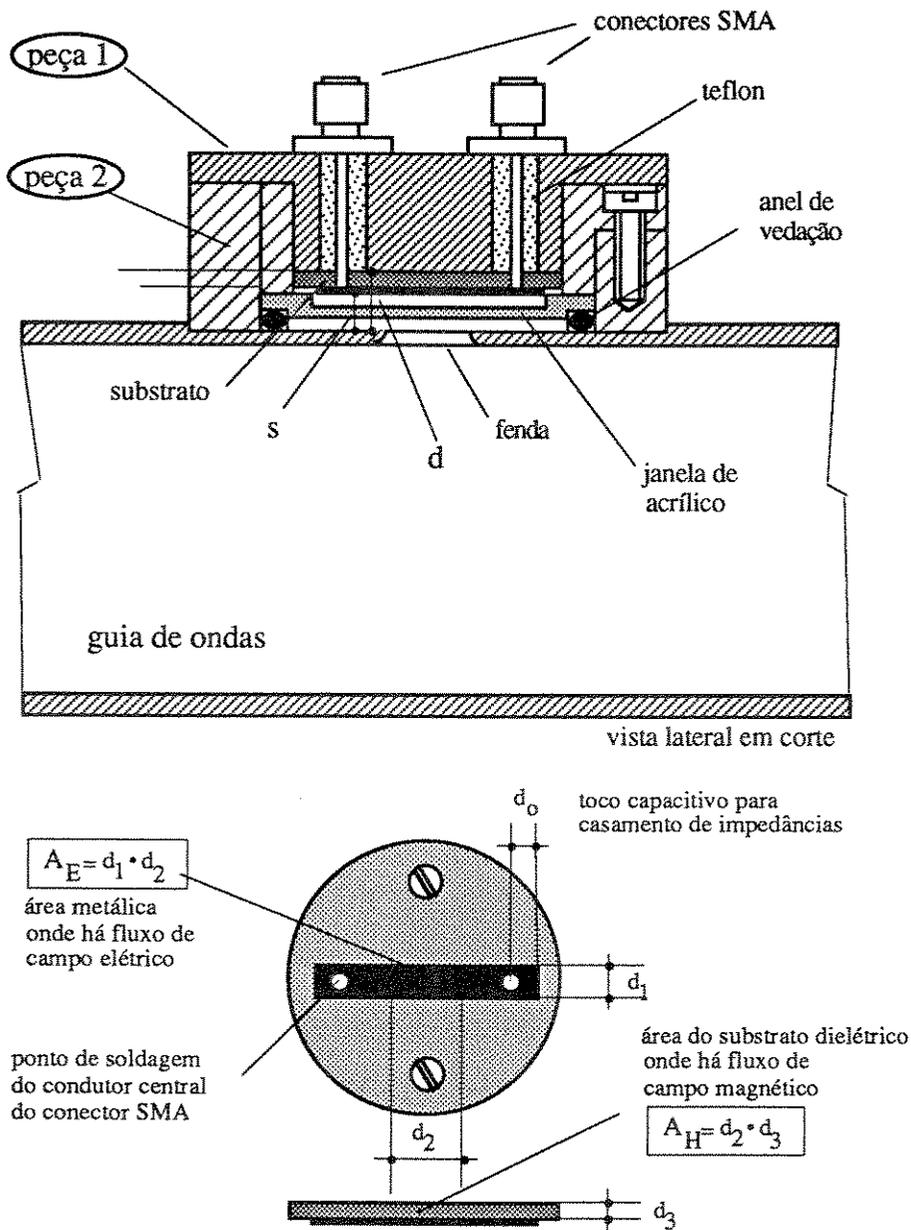


Figura 4.20 (a) Vista lateral em corte da região de acoplamento;
 (b) Vista de topo da microfita do ramo secundário do monitor.

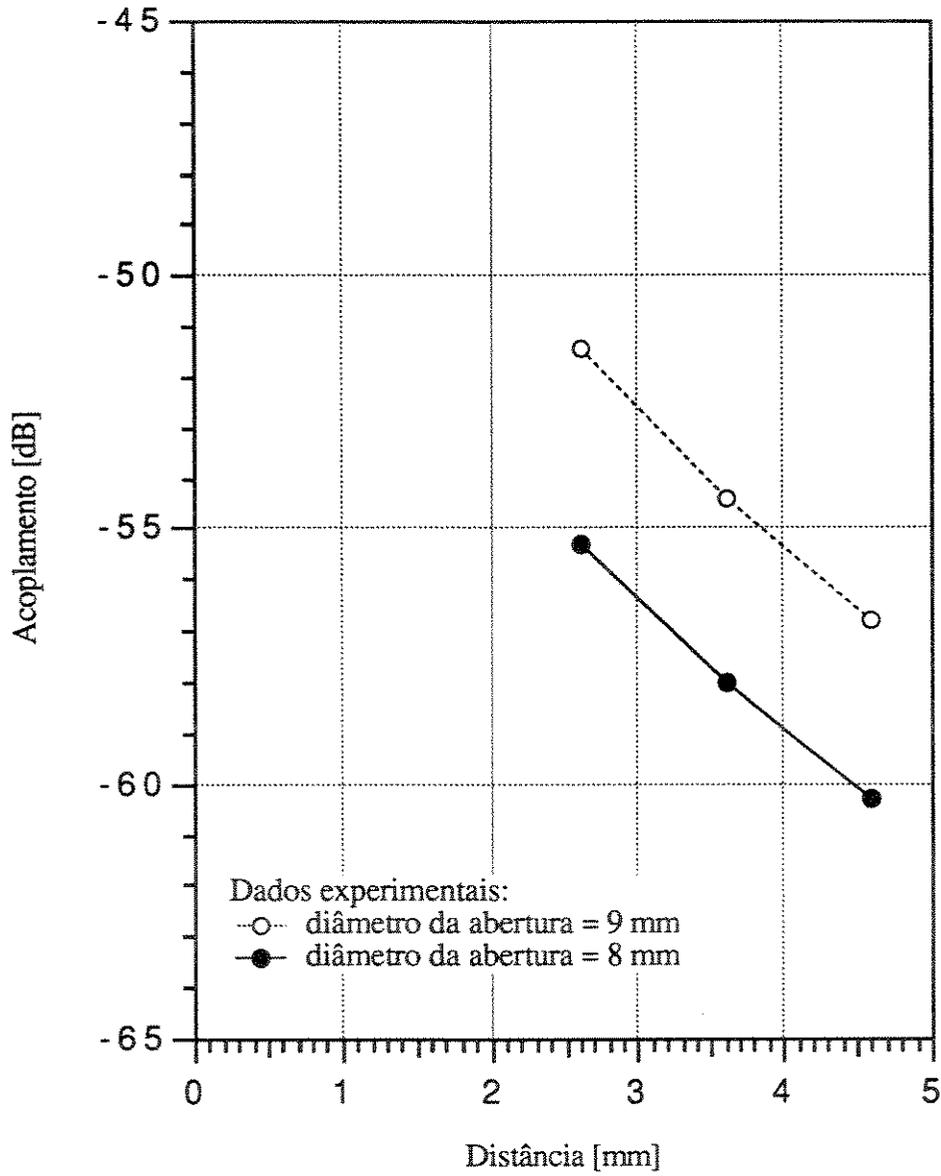


Figura 4.21 Curva de acoplamento [dB] x distância (d) da linha de microfita à abertura.

Aspectos Tecnológicos e Comentários

- 1) Para obter-se uma diretividade elevada do acoplador é necessário que haja um bom casamento nas portas 3 e 4 do acoplador sendo, portanto, necessária uma terminação de de baixa reflexão na porta 4, com perda de retorno superior a 40 dB. O ajuste fino do casamento é feito adicionando-se uma baixa capacitância paralela de compensação no fim da microfita do secundário, o que equivale a acrescentar ao comprimento da linha um pequeno trecho além do ponto de junção com o conector SMA.
- 2) A proximidade da microfita com o guia de ondas faz com que sua largura não seja exatamente igual ao de uma microfita de 50Ω , mas assuma um valor intermediário entre o de uma microfita (*microstrip*), e de uma linha de fita (*stripline*). Para o acoplador, a largura da linha do secundário é de 3,6 mm.
- 3) A abertura de acoplamento localiza-se no topo do guia de ondas, exatamente na região onde o campo elétrico é máximo (3,34 MV/m), sendo portanto necessário arredondar a borda do orifício, de forma a diminuir a probabilidade de surgimento de arcos voltaicos.
- 4) Imediatamente após o local da abertura do guia de ondas foi colocada uma janela circular de acrílico, Figura 4.21, para selar o guia de ondas, que é pressurizado. A vedação foi realizada por intermédio de um anel (*o'ring*) de viton.
- 5) Foi usinada uma reentrância no guia de ondas, de forma a garantir que o monitor pudesse ser corretamente centralizado.
- 6) A tampa (peça Nº 1) é fixada na peça Nº 2, Figura 4.20, por intermédio de parafusos, sendo recomendável que na tampa sejam feitas pequenas fendas que permitam girá-la para o ajuste fino de diretividade, antes de sua fixação definitiva.

Método de Medições de Acoplamento e Diretividade em Monitores de Potência e Acopladores Direcionais em Geral e Análise de Erros [4.23].

Um acoplador direcional usualmente possui quatro portas, como mostrado na Figura 4.24. Convencionalmente a razão da potência das diversas portas é definido como se segue:

$$10 \log_{10}(P_2 / P_1) = T \quad \text{Perda de transmissão} \quad (\text{em dB}) \quad (4.26)$$

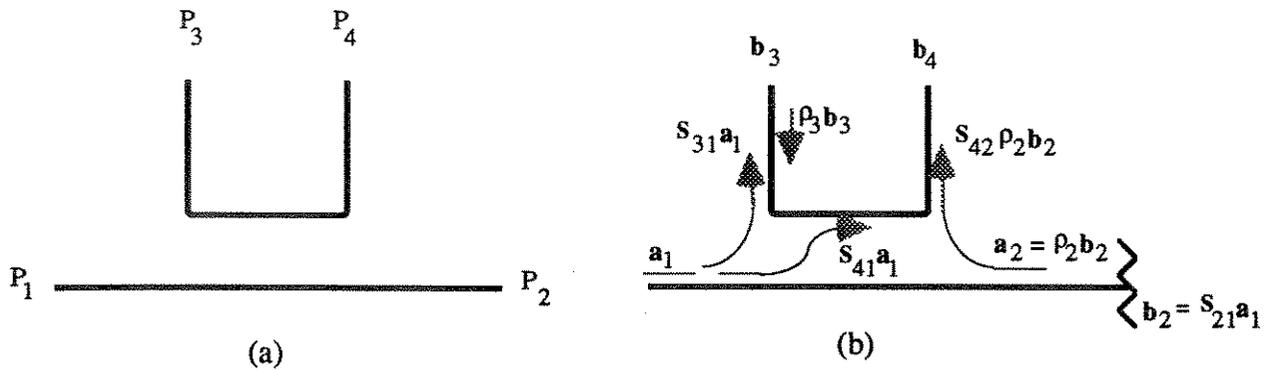
$$10 \log_{10}(P_3 / P_1) = C \quad \text{Coeficiente de acoplamento} \quad (\text{em dB}) \quad (4.27)$$

$$10 \log_{10}(P_4 / P_3) = D \quad \text{Diretividade} \quad (\text{em dB}) \quad (4.28)$$

$$10 \log_{10}(P_4 / P_1) = I \quad \text{Isolação} \quad (\text{em dB}) \quad (4.28-a)$$

Os principais parâmetros de um acoplador são o acoplamento e a diretividade. As definições acima supõem que todas as portas estejam perfeitamente terminadas. Na prática, os resultados testados envolverão, inevitavelmente, erros devido às reflexões provenientes das terminações. Estes erros podem ser toleráveis em medidas de acoplamento, cujos sinais espúrios sejam muito menores que os sinais sob teste. Nestes casos, podemos simplesmente testar o coeficiente de acoplamento por meio de um analisador de circuitos (*network analyser*), em uma configuração tal que as duas portas do analisador sejam conectadas às portas 1 e 3 do acoplador, com as portas restantes corretamente terminadas, e, então, acionar o parâmetro de transmissão do analisador, S_{21} . Já o teste da diretividade requer um tratamento especial, uma vez que o sinal na porta 4 é indesejável e, portanto, desejamos torná-lo o menor possível. Inicialmente não dispunhamos de uma carga para a porta dois, em guias de ondas, de excelente qualidade, durante o período em que os acopladores estavam sendo fabricados. Como um substituto temporário, fizemos uma terminação de madeira para guia de ondas, que será apresentada neste capítulo, e que foi ajustada para ter um bom casamento na frequência de operação utilizada. Também, em nossas primeiras medidas utilizamos terminações coaxiais com perda de retorno de 30 dB, na porta 3 do acoplador, valor inferior ao por nós obtido posteriormente, acima de 45 dB, de forma que o sinal refletido pelas cargas foi sempre comparável ao sinal devido à imperfeição da diretividade. Ademais, para monitores de alta potência (12,5 MW), o acoplamento deve ser baixo (especificamos $C = -60$ dB) e o sinal na porta 4 deve ser de 30 a 50 dB mais fraco. Por exemplo, chegamos a obter uma medida de diretividade de -48 dB, o que significa que tínhamos que poder distinguir um sinal muito fraco, de um sinal espúrio, que era algumas vezes superior ao próprio sinal a ser medido. Isto tornou a medida especialmente complexa, sendo necessário, portanto, um tratamento especial, o que será discutido a seguir.

Esquema de Teste



Figuras 4.22 (a) Esquema do monitor de potência ; (b) diagrama de fluxos de sinais.

O diagrama de fluxo dos sinais relevantes em um acoplador direcional é mostrado na Figura 4.22 (b). A potência incide na porta 1 e uma pequena parcela deste sinal é acoplada na porta 3 ^{4.9}. Para um acoplador ideal, o sinal de saída na porta 4 (b₄) deveria ser zero, desde que o ramo principal fosse perfeitamente casado, i.e., se não houvesse nenhuma reflexão na porta 2. Uma vez que, na prática, sempre há alguma reflexão e assumindo que a fonte de sinal é aplicada na porta 1, o sinal detectado na porta 4 será a seguinte soma vetorial:

$$\mathbf{b}_4 = S_{41}\mathbf{a}_1 + S_{42}\rho_2\mathbf{b}_2 + S_{43}\rho_3\mathbf{b}_3 \quad (4.29)$$

onde os S_{ij} são os parâmetros de espalhamento e os ρ_s são os coeficientes de reflexão nas diversas portas. Desprezando os termos de menor valor, temos :

$$\mathbf{b}_2 = S_{21}\mathbf{a}_1 = T\mathbf{a}_1 \quad (4.30)$$

$$\mathbf{b}_3 = S_{31}\mathbf{a}_1 \quad (4.31)$$

Para sistemas simétricos, temos:

$$S_{31} = S_{42} = c \quad (4.32)$$

$$S_{41} = c.d \quad (4.33)$$

$$S_{21} = T = \sqrt{1 - c^2 - c^2d^2} \approx 1 \quad (4.34)$$

pois, normalmente, utilizaremos $c \ll 1$ e $d \ll c$; onde "c" é o coeficiente de acoplamento e

^{4.9} Devemos nos lembrar que o ramo secundário do acoplador é em *microstrip*; portanto, a porta de saída, 3, é próxima à porta de entrada, 1, e a porta isolada, 4, é a mais afastada. Já para um acoplador de duas fendas em guias de onda, as posições das portas 3 e 4 são invertidas.

"d" é a diretividade, que se anula para um acoplador ideal. T é aproximadamente igual a 1 para um acoplador de fraco acoplamento e com perda de inserção desprezível.

Substituindo-se as equações (4.30), (4.31), (4.32), e (4.33) em (4.29), obtemos:

$$b_4 = c a_1 (d + \rho_3 + \rho_L) \quad (\text{fazendo } \rho_2 = \rho_L) \quad (4.35)$$

As três parcelas do lado direito representam a soma vetorial da tensão proveniente dos três terminais. Podemos notar, nesta equação, que apenas o primeiro item relaciona-se com d, e portanto, com a imperfeição devida à diretividade. Os outros itens, devidos às imperfeições das terminações nas portas 2 e 3, são (em princípio) da mesma ordem de magnitude do primeiro item. Portanto, um cuidado especial deve ser tomado de forma a distinguí-los. Para a medida de diretividade procuramos um excelente casamento da porta 3 do monitor, de forma a obter um pequeno coeficiente de reflexão, ρ_3 , (perda de retorno ≈ 50 dB) e combinamos os sinais d e ρ_3 na equação (4.34) como um parâmetro único. Neste caso, nós temos:

$$b_4 = c a_1 (d' + \rho_L) \quad (4.36)$$

onde $d' = d + \rho_3$. A diretividade, neste caso, é definida como:

$$D = -20 \log_{10} d' = -\log_{10} |d + \rho_3| \quad (4.37)$$

Terminando-se a porta 2 por um curto, o parâmetro de transmissão do analisador de circuitos fornecerá diretamente o acoplamento, porque $\rho_L = 1$. Assim, lembrando a eq. (4.34) :

$$\frac{b_4}{a_1} = c \quad (4.38)$$

ou

$$S_{41} = 20 \log \left(\frac{b_4}{a_1} \right) = C [\text{dB}] \quad (4.39)$$

Note que, neste caso, o acoplamento se dá entre as portas 4 e 1, e não como indicado pela equação (4.27), por estarmos utilizando um curto móvel.

Terminando-se a porta 2 por uma carga fixa casada, i.e., $\rho_L = 0$, temos,

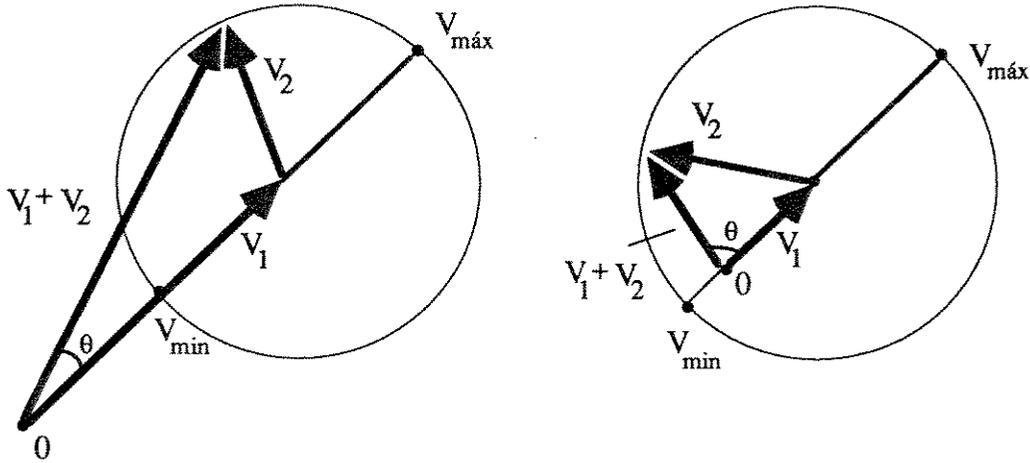
$$S_{41} = 20 \log \left(\frac{b_4}{a_1} \right) = C [\text{dB}] + D [\text{dB}] \quad (4.40)$$

Desta a forma podemos obter a medida da diretividade.

Na prática o processo acima introduz erros consideráveis, devido às imperfeições das terminações; com o intuito de melhorar a exatidão da medida de diretividade, utilizamos uma terminação móvel na porta 2 do acoplador. A análise de erros da medida de acoplamento feita a seguir, possibilita uma interpretação mais exata da diretividade e acoplamento.

Análise de erros

Como mencionamos acima, um sinal sob teste pode ser a superposição de um ou mais sinais espúrios, que irão normalmente ocasionar erros sistemáticos, independentemente dos ruídos que ocorrem aleatoriamente nos sistemas de medidas. Por simplicidade, discutiremos o caso em que existe somente um sinal espúrio^{4.10}.



4.23 Superposição de dois sinais

Sabemos que a superposição dos dois sinais é uma grandeza fasorial, como indicado na Figura 4.23, de forma que o primeiro fasor, V_1 , representa a medida exata que desejamos obter, e o fasor girante, V_2 , representa o sinal refletido pela carga movel, cujo ângulo de rotação representa a fase relativa, que gira quando a carga desliza ao longo do guia de ondas. A soma fasorial descreve um círculo, não importando qual fasor (V_1 ou V_2) tenha o maior módulo. Assumindo que as amplitudes dos dois fasores sejam $|V_1|$ e $|V_2|$, o sinal detectado corresponde à sua soma, tal que seus valores máximos e mínimos são dados pelas equações:

$$|V_{\text{máx}}| = |V_1| + |V_2| \quad (4.41)$$

$$|V_{\text{min}}| = |V_1| - |V_2| \quad (4.42)$$

Normalmente o sinal é medido em dB; então, os valores de $|V_{\text{máx}}|$ e $|V_{\text{min}}|$ expressos em dB, são:

$$A_{\text{max}} = 20 \log [|V_1| + |V_2|] \quad (4.43)$$

$$A_{\text{min}} = 20 \log [|V_1| - |V_2|] \quad (4.44)$$

O sinal procurado e o sinal de erro podem, então, serem deduzidos como se segue:

4.10 Aplicando-se a Análise de Erros na equação (4.35), $ca_1 d'$ é considerado um fasor fixo (V_1) e $ca_1 \rho_L$ um fasor girante (V_2).

$$|V_1| = \frac{1}{2} [10^{A_{\max}/20} + 10^{A_{\min}/20}] \quad (4.45)$$

$$|V_2| = \frac{1}{2} [10^{A_{\max}/20} - 10^{A_{\min}/20}] \quad (4.46)$$

$$A_1 = V_1 [\text{dB}] = 20 \log V_1 = A_{\max} + \Delta A_1 \quad (4.47)$$

$$A_2 = V_2 [\text{dB}] = 20 \log V_2 = A_{\max} + \Delta A_2 \quad (4.48)$$

$$\text{onde} \quad \Delta A_1 = 20 \log \frac{1}{2} \left(1 + 10^{\frac{-\Delta A}{20}} \right) \quad (4.49)$$

$$\Delta A_2 = 20 \log \frac{1}{2} \left(1 - 10^{\frac{-\Delta A}{20}} \right) \quad (4.50)$$

$$\Delta A = A_{\max} - A_{\min} \quad (4.51)$$

Movendo-se a carga móvel podemos medir diretamente A_{\max} e calcular ΔA_1 e ΔA_2 por meio das expressões (4.49) a (4.50) ou ainda diretamente do gráfico da Figura 4.25. O sinal que desejamos medir (A_1) e o sinal de erro (A_2) são, então, calculados pelas expressões (4.47) e (4.48).

Da Figura 4.23 é evidente que se o sinal refletido (V_2) for menor que o sinal a ser medido (V_1), a fase do vetor soma, θ , variará em uma faixa menor que 180° . Por outro lado, se o sinal refletido pela carga for maior que o sinal a ser medido, a fase do vetor soma poderá girar até mais que 360° .

Exemplo

As medidas de acoplamento e diretividade dos diversos monitores do acelerador Maíra foram realizadas utilizando-se o método descrito acima e os resultados são apresentados na Tabela 4.10.

Tabela 4.10 Características de acoplamento e diretividade dos monitores de potência.

código no sistema	código de fabricação	Acoplamento [dB]	Diretividade [dB]	Função (monitores de:)
MPOT-1	C-A1a	- 41,6	40	média potência (incidente)
-----	CA-3a	- 38,6	41	média potência (refletida)
PAGP-1	C- C4- L10	- 58,4	39	pré-agrupador
APOT-1	C- C 3a- L9	- 60,8	47	alta potência APOT-1
APOT-2	C- C10a- L8	- 60,0	49	alta potência APOT-2
TOE-1	C- C 6a- L6	- 59,3	41	monitor de TOE (guia direito - incidente)
TOE- 2	C- C 8a- L4	- 59,7	33	monitor de TOE (guia direito - refletida)
TOE- 3	C- C 7- L1	- 59,0	33	monitor de TOE (guia esquerdo - incidente)
TOE- 4	C- C 5a- L3	- 58,3	35	monitor de TOE (guia esquerdo - refletida)

Para exemplificar a utilização do método apresentado acima mostraremos as medidas típicas realizadas no acoplador APOT-2, utilizado para monitorar a potência na entrada da segunda estrutura aceleradora. A medida de diretividade corresponde à diferença, em dB, entre a isolação e o acoplamento do monitor; este valor não se altera, portanto, quando acrescentamos um amplificador, como mostrado na Figura 4.24, pois tanto a isolação como o acoplamento alteram sua referência de um mesmo valor ^{4.11}. A necessidade de acrescentar o amplificador decorre do fato de que a isolação do acoplador, isto é, a relação de potências, em dB, entre as portas 1 e 4, é elevada, da ordem de 100 dB, quando a porta 2 é terminada por uma carga aproximadamente casada.

Para a obtenção do acoplamento, deve-se, portanto, descontar o ganho (G) de 22,9 dB do amplificador.

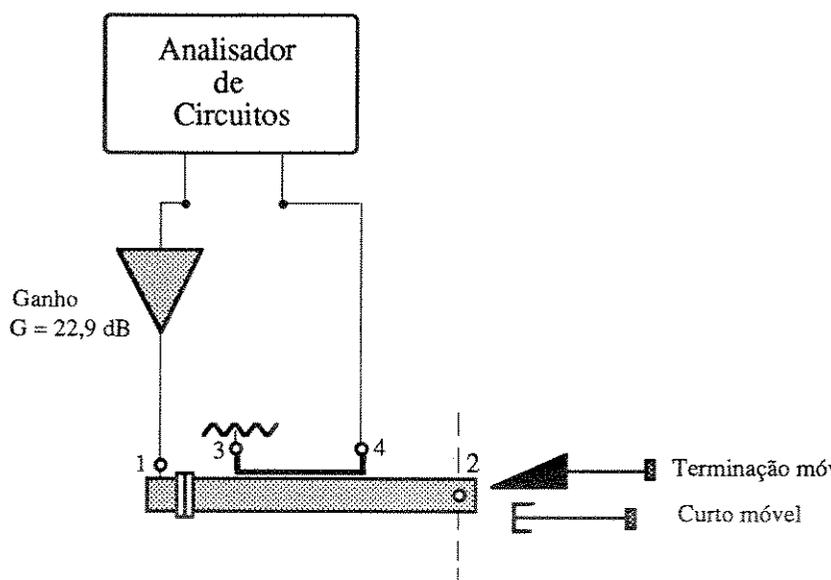


Figura 4.24 Montagem para teste de acoplamento e diretividade do monitor de potência

As curvas da Figura 4.26 (a), correspondem às medidas de acoplamento que foram obtidas quando a porta 2 foi terminada por um curto móvel em diferentes posições.

^{4.11} Deve-se notar que estamos interessados na exatidão da medida em uma banda estreita, sendo importante considerar o ganho do amplificador (22,9 dB) nas proximidades da frequência de operação. Para uma medida exata em banda larga de frequências é evidente que devemos considerar a curva de ganho do amplificador. Por simplificação, consideramos constante o ganho em toda a banda de $2,856 \pm 250$ MHz, o que não introduz erros consideráveis porque o ganho nessa faixa é aproximadamente constante.

As variações encontradas são devidas à imperfeição do curto. Uma boa aproximação para o valor exato do acoplamento é dado, abaixo, para $B_{\max} = -36,50$ dB e $B_{\min} = -37,50$ dB e $G = 22,9$ dB:

$$C[\text{dB}] = \frac{B_{\max} + B_{\min}}{2} - G \approx -60 \text{ dB} \quad (4.52)$$

As curvas da Figura 4.26 (b) foram obtidas a partir de diversas posições de uma terminação móvel na porta 2. As fases correspondentes estão na Figura 4.26 (c). Podemos identificar os parâmetros A_{\max} , A_{\min} e ΔA ; os parâmetros ΔA_1 , ΔA_2 e A_1 e A_2 são determinados utilizando-se as equações (4.47) a (4.51).

Vemos que a fase varia de aproximadamente 360° em pontos afastados da frequência central, significando, como já ilustrado na Figura 4.23, que o sinal refletido da terminação móvel é maior que o sinal devido à isolação. Isto ocorre porque a terminação móvel desenvolvida no laboratório, e que será apresentada neste Capítulo, foi ajustada para ter o melhor casamento na frequência central, 2,856 GHz. Para pontos afastados podemos escolher V_2 e ΔA_2 da Figura 4.25 para nos referirmos à isolação (C+D), enquanto na frequência central e suas proximidades podemos escolher V_1 e ΔA_1 para nos referirmos à isolação. As linhas tracejadas na Figura 4.26(b) foram calculadas desta forma. A diferença entre os valores das linhas tracejadas [Fig. 4.26 (b)] e as linhas superiores [Fig. 4.26 (a)] são as diretividades. Na Tabela 4.11 são apresentados dois exemplos de determinação do acoplamento e diretividade, em função das curvas traçadas.

Tabela 4.11 Parâmetros para determinação da diretividade.

Monitor APOT- 2	B_{\max} [dB]	B_{\min} [dB]	$B_{\text{médio}}$ [dB]	Ganho (amplificador)	B [dB] acoplam.
(2,670 GHz)	- 37,50	- 38,75	- 38,13	$\approx 22,9$	- 61,03
(2,856 GHz)	- 36,50	- 37,50	- 37,0	$\approx 22,9$	- 59,9

Monitor APOT- 2	A_{\max} [dB]	A_{\min} [dB]	ΔA [dB]	ΔA_1 [dB]	ΔA_2 [dB]	A_1 [dB]	A_2 [dB]	($A - B_{\text{médio}}$) [dB] diretividade
(2,670 GHz)	- 58,4	- 80,0	21,6	- 5,32	- 6,77	- 63,72	- 65,17	$A_2 - B_{\text{médio}} = - 27,04$
(2,856 GHz)	- 82,5	- 84,0	1,5	- 0,71	- 22,01	- 86,16	-106,01	$A_1 - B_{\text{médio}} = - 49,2$

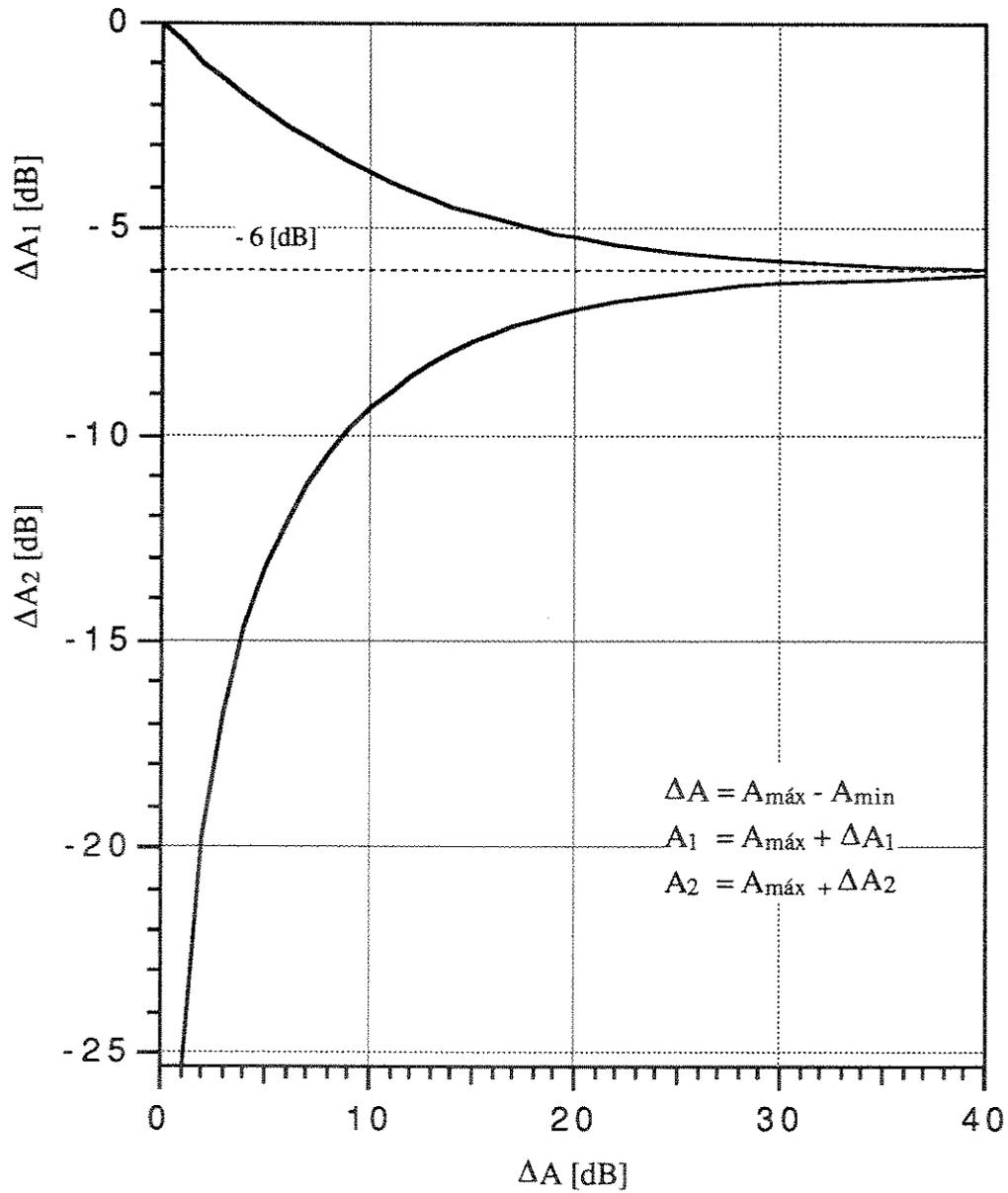
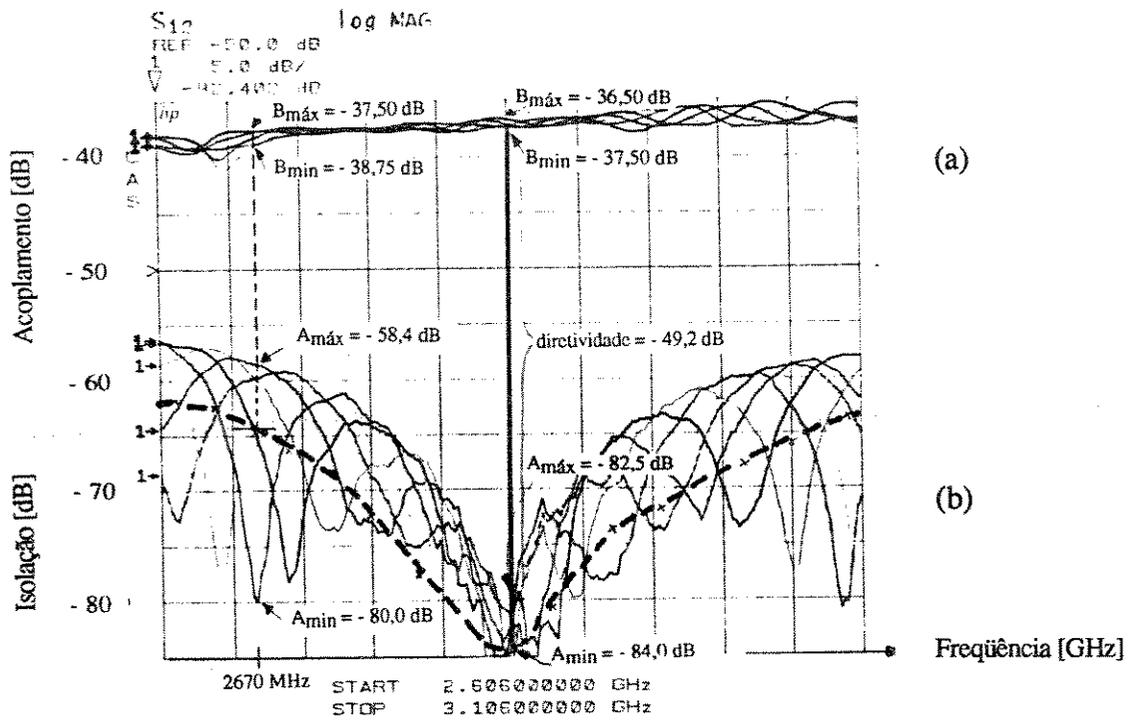
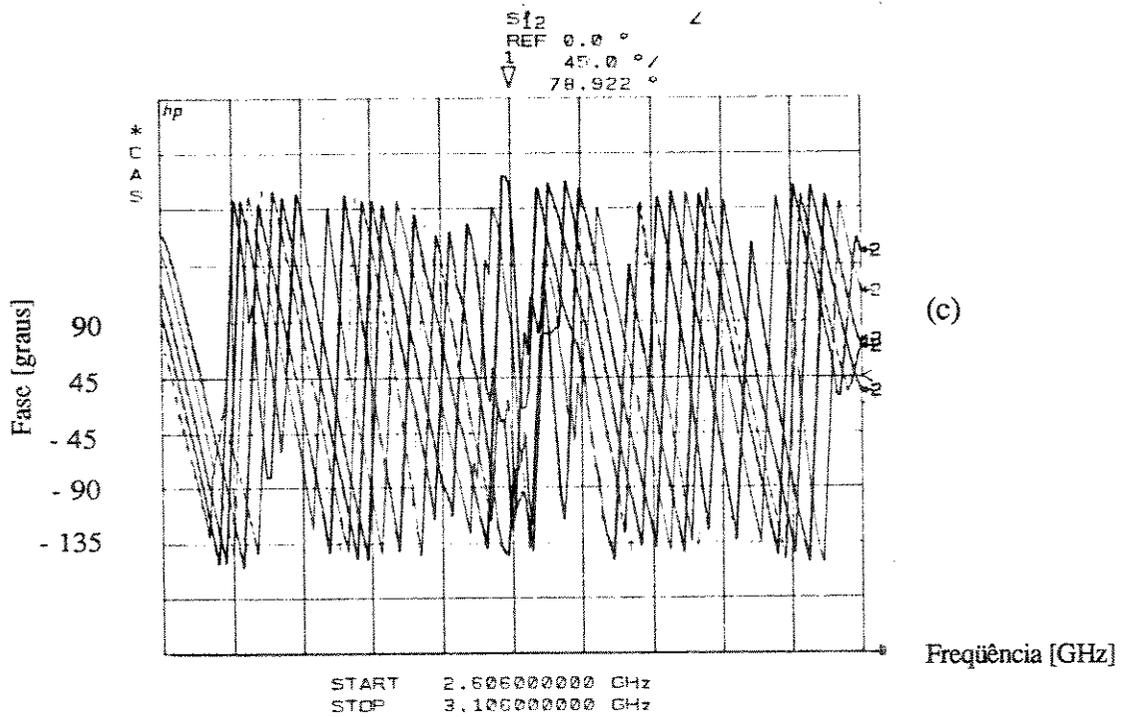


Figura 4.25 Gráficos de ΔA_1 e ΔA_2 para cálculo da diretividade



(a)

(b)



(c)

Figura 4.26 Caracterização do monitor de potência APOT-2, C- C10a- L8 ;

(a) medida de acoplamento; (b) medida de isolamento; (c) medida de fase.

4.3.2 DEFASADOR DE ALTA POTÊNCIA

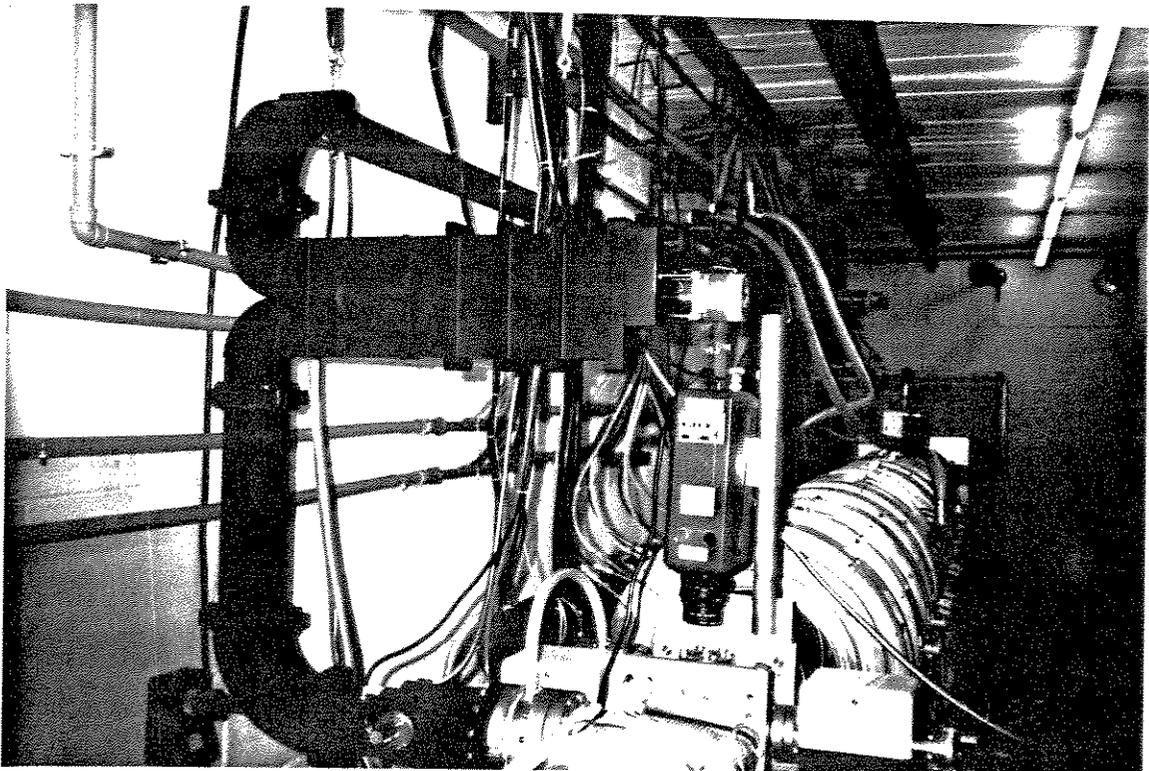
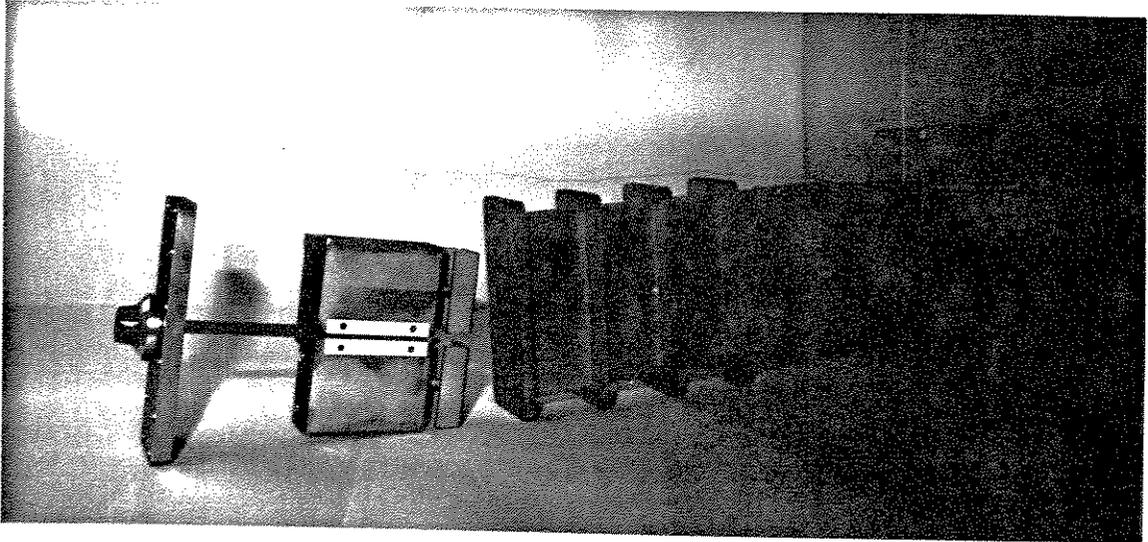


Figura 4.27 Defasador de alta potência

Introdução

O defasador variável de alta potência do acelerador Maíra posiciona-se no ramo de guia de ondas que alimenta a segunda estrutura aceleradora e sua função é ajustar a fase da onda transmitida, de forma a obter-se o sincronismo entre o campo elétrico axial acelerador e os pacotes de elétrons.

O defasador é constituído de um acoplador híbrido de 3 dB, de fenda curta, que se caracteriza por enviar a cada uma de suas duas portas de saída, uma potência de RF equivalente a metade da potência de entrada. O efeito da defasagem é obtido pela colocação de dois curtos nas duas portas de saída, de forma que a porta 4 da híbrida (vide Figuras 4.27, e 4.28), que originariamente era isolada, passa a ser a porta de saída do defasador. A defasagem desejada é obtida pelo ajuste da posição dos curtos móveis.

O projeto mecânico deve prover a estanqueidade à pressurização, implicando, portanto, na vedação da junção do êmbolo dos curtos móveis. Para sistemas pressurizados, as vedações das partes fixas ou móveis são satisfatoriamente realizáveis com anéis de borracha.

Uma descrição detalhada do funcionamento do defasador é feita nesta seção, mostrando-se, em uma primeira etapa, o projeto-estudo de um acoplador híbrido de 3 dB, e em uma segunda etapa, a defasagem do sinal de entrada em função da posição de curtos móveis nas saídas da híbrida. Por último, mostraremos as medidas realizadas no defasador de alta potência, em operação no acelerador, que é um modelo comercial, fabricado pela MDL (Microwave Developments Laboratories) tendo sido adquirido para atender o cronograma estabelecido para a conclusão do LINAC.

Estudo de um acoplador híbrido de 3 dB

De acordo com H.Riblet [4.24] todo tipo de acoplador direcional híbrido tem um plano de simetria ao longo de seu comprimento, como mostrado na Figura 4.28. A potência de micro-ondas incidente na porta 1, de entrada, vinda do guia principal, divide-se de forma que a energia na porta 2 seja igual à energia na porta 3. Além disto, se a energia na porta 4 for nula, significando uma completa isolação do sinal nesta porta (assumindo-se que as portas 2 e 3 estejam perfeitamente casadas), a estrutura constitui-se em uma junção híbrida ideal em guia de ondas.

Considerando-se que na frequência de operação de 2,856 GHz somente o modo TE_{10} propague-se no guia de ondas, então a largura da região de acoplamento, que é um pouco inferior ao dobro da largura do guia de ondas, possibilitará, também, a propagação do modo TE_{20} . A composição desses dois modos, ocasionará, no fim da região de acoplamento, a divisão desejada da potência de entrada.

Para o funcionamento ideal da híbrida, duas condições devem ser satisfeitas:

- 1) Condição para completa isolamento: As tensões refletidas dos modos par e ímpar devem ser, ambas, iguais a zero.
- 2) Condição para funcionamento híbrido: A tensão transmitida para os modos par e ímpar devem estar defasadas de 90 graus; esta condição pode ser expressa por [4.19]:

$$\boxed{d \left[\frac{1}{\lambda_g^p} - \frac{1}{\lambda_g^i} \right] + \phi_r = \frac{1}{4}} \quad (4.53)$$

onde d é o comprimento da região de acoplamento, λ_g^i e λ_g^p são, respectivamente, os comprimentos de onda dos modos par (TE_{10}) e ímpar, (TE_{20}) e ϕ_r é o desvio de fase provocado pelas reflexões nas bordas da região de acoplamento.

Limites para a escolha da largura " a_c " da fenda :

A largura, a_c , da região de acoplamento, Figura 4.28, deve possibilitar somente a propagação dos modos TE_{10} e TE_{20} , e impossibilitar a propagação do modo TE_{30} . As inequações a seguir estabelecem estas condições:

$$a_{c1} = \frac{c}{f_{c20}} = \frac{1}{2} \lambda_{c20} < a_c < a_{c2} = \frac{3c}{2f_{c30}} = \frac{3}{2} \lambda_{c30} \quad (4.54)$$

$$\boxed{105 \text{ mm} < a_c < 157,5 \text{ mm}} \quad (4.55)$$

onde :

a_{c1} = largura da região de acoplamento para que a frequência de corte do modo TE_{20} seja 2,856 GHz.

a_{c2} = largura da região de acoplamento para que a frequência de corte do modo TE_{30} seja 2,856 GHz.

c = velocidade da luz

f_c^{mn} = frequência de corte para um modo TE_{mn} em um guia de ondas retangular, dada por :

$$f_c^{mn} = \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (4.56)$$

Composição dos modos TE_{10} e TE_{20} para divisão de potência e cálculo do comprimento "d" da fenda.

O comprimento d da fenda é calculado de forma a que satisfaça a condição de que a potência nas portas 2 e 3 sejam de mesmo módulo, mas defasadas de 90 graus.

Consideremos as condições :

$$\text{Porta 4 (isolada)} : |a_4| = |a_{TE_{10}}| - |a_{TE_{20}}| = 0 \quad (4.57)$$

$$\text{Porta 1 (entrada)} : |a_1| = |a_{TE_{10}}| + |a_{TE_{20}}| \quad (4.58)$$

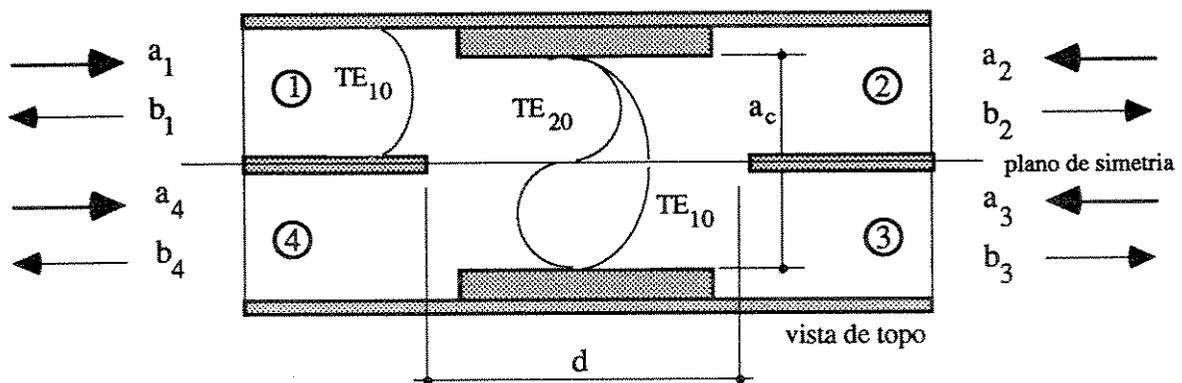


Figura 4.28 Corte esquemático da híbrida de 3 dB (vista de topo)

A equação (4.57) significa que a parcela do modo TE_{10} (simétrico ou par) somada à parcela do modo TE_{20} (antissimétrico ou ímpar), na porta 4 da híbrida, é nula, significando que ela está completamente isolada.

Da equação (4.57), temos:

$$|a_{TE_{10}}| = |a_{TE_{20}}| = \frac{|a_1|}{2} \quad (4.59)$$

Porta 2 de saída:

$$b_2 = a_{TE_{10}} + a_{TE_{20}} = \frac{|a_1|}{2} [e^{j\phi} + e^{j\theta}] \quad (4.60)$$

$$b_2 = \frac{|a_1|}{2} \left[2 \cos\left(\frac{\phi + \theta}{2}\right) \cos\left(\frac{\phi - \theta}{2}\right) + 2j \cos\left(\frac{\phi - \theta}{2}\right) \text{sen}\left(\frac{\phi + \theta}{2}\right) \right] \quad (4.61)$$

$$b_2 = |a_1| \cos\left(\frac{\phi - \theta}{2}\right) e^{j\left(\frac{\phi + \theta}{2}\right)} \quad (4.62)$$

onde:

ϕ = é a mudança de fase do modo TE_{10} no intervalo d ;

θ = é a mudança de fase do modo TE_{20} no intervalo d ;

a_1 = é a onda incidente na porta 1.

Porta 3 de saída:

$$b_3 = a_{TE_{10}} + a_{TE_{20}} = \frac{|a_1|}{2} [e^{j\phi} + e^{j(\theta + \pi)}] \quad (4.63)$$

onde o número π , em radianos, aparece porque a parcela do modo TE_{20} abaixo do plano de simetria está em contrafase.

$$b_3 = \frac{|a_1|}{2} \left[2 \cos \left(\frac{\phi + \theta}{2} + \frac{\pi}{2} \right) \cos \left(\frac{\phi - \theta}{2} - \frac{\pi}{2} \right) + 2j \cos \left(\frac{\phi - \theta}{2} - \frac{\pi}{2} \right) \operatorname{sen} \left(\frac{\phi + \theta}{2} + \frac{\pi}{2} \right) \right] \quad (4.64)$$

$$b_3 = |a_1| \cos \left(\frac{\phi - \theta}{2} - \frac{\pi}{2} \right) e^{j \left(\frac{\phi + \theta}{2} + \frac{\pi}{2} \right)} \quad (4.65)$$

Das equações (4.62) e (4.65), estabelecemos a seguinte condição para termos $|b_2| = |b_3|$:

$$\frac{\cos \left[\frac{\phi - \theta}{2} - \frac{\pi}{2} \right]}{\cos \left[\frac{\phi - \theta}{2} \right]} = \tan \left[\frac{\phi - \theta}{2} \right] = 1 \quad (4.66)$$

$$\boxed{\phi - \theta = \frac{\pi}{2}} \quad (4.67)$$

As fases dos modos TE_{10} e TE_{20} podem ser escritas da seguinte forma :

$$\phi = \frac{2\pi d}{\lambda_g^{10}} \quad (4.68-a) \quad e \quad \theta = \frac{2\pi d}{\lambda_g^{20}} \quad (4.68-b)$$

Aplicando-se as equações (4.68-a) e (4.68-b) em (4.67), chegamos a :

$$\boxed{d \left[\frac{1}{\lambda_g^{10}} - \frac{1}{\lambda_g^{20}} \right] = \frac{1}{4}} \quad (4.69)$$

Esta equação é igual à (4.53) estabelecida por Riblet, a menos da constante ϕ_r devida às reflexões nas bordas da região de acoplamento.

Cálculo do comprimento "d" da fenda de acoplamento.

Da teoria de ondas guiadas, temos os comprimentos de onda guiados para os modos TE₁₀ e TE₂₀:

$$\lambda_g^{10} = \frac{\lambda_o}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c^{10}}{f_0}\right)^2}} \quad (4.70-a)$$

$$\lambda_g^{20} = \frac{\lambda_o}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c^{20}}{f_0}\right)^2}} \quad (4.70-b)$$

onde λ_o é o comprimento de onda no espaço livre na frequência de 2,856 GHz.

A largura, a_c , na fenda de acoplamento pode assumir qualquer valor que satisfaça a inequação (4.54). Propositamente escolhemos, para efeito de comparação, o valor de projeto da híbrida desenvolvida no SLAC, com a_c igual a 139,7 mm.

As frequências de corte, eq. (4.56), para a largura escolhida, e respectivos comprimentos de onda, (4.70-a e 4.70-b), são :

$$f_c^{10} = 1,073 \text{ GHz} \quad (4.71-a)$$

$$\lambda_g^{10} = 113,26 \text{ mm} \quad (4.71-b)$$

$$f_c^{20} = 2,146 \text{ GHz} \quad (4.72-a)$$

$$\lambda_g^{20} = 159,08 \text{ mm} \quad (4.72-b)$$

Aplicando-se os valores de (4.71-b) e (4.72-b) em (4.69), chegamos ao comprimento da fenda :

$$\boxed{d = 98,3 \text{ mm}} \quad (4.73)$$

A Tabela 4.12 fornece as dimensões da fenda de acoplamento da híbrida de 3 dB desenvolvida no SLAC, e a projetada no LNLS, para efeito de comparação. A Tabela 4.12 fornece, também, os ângulos de fase dos modos TE₁₀ e TE₂₀ ao fim da região de acoplamento, calculados usando (4.68-a) e (4.68-b) :

Tabela 4.12

Projeto	largura da fenda a_c [mm]	comprimento da fenda d [mm]	ϕ [graus]	θ [graus]
SLAC (desenvolvido)	139,7	99,8	---	---
LNLS (projetado)	139,7	98,3	312,5	222,5

A Figura 4.29, fornece o gráfico que relaciona o comprimento da fenda em função da largura, mostrando, também, o valores de projeto.

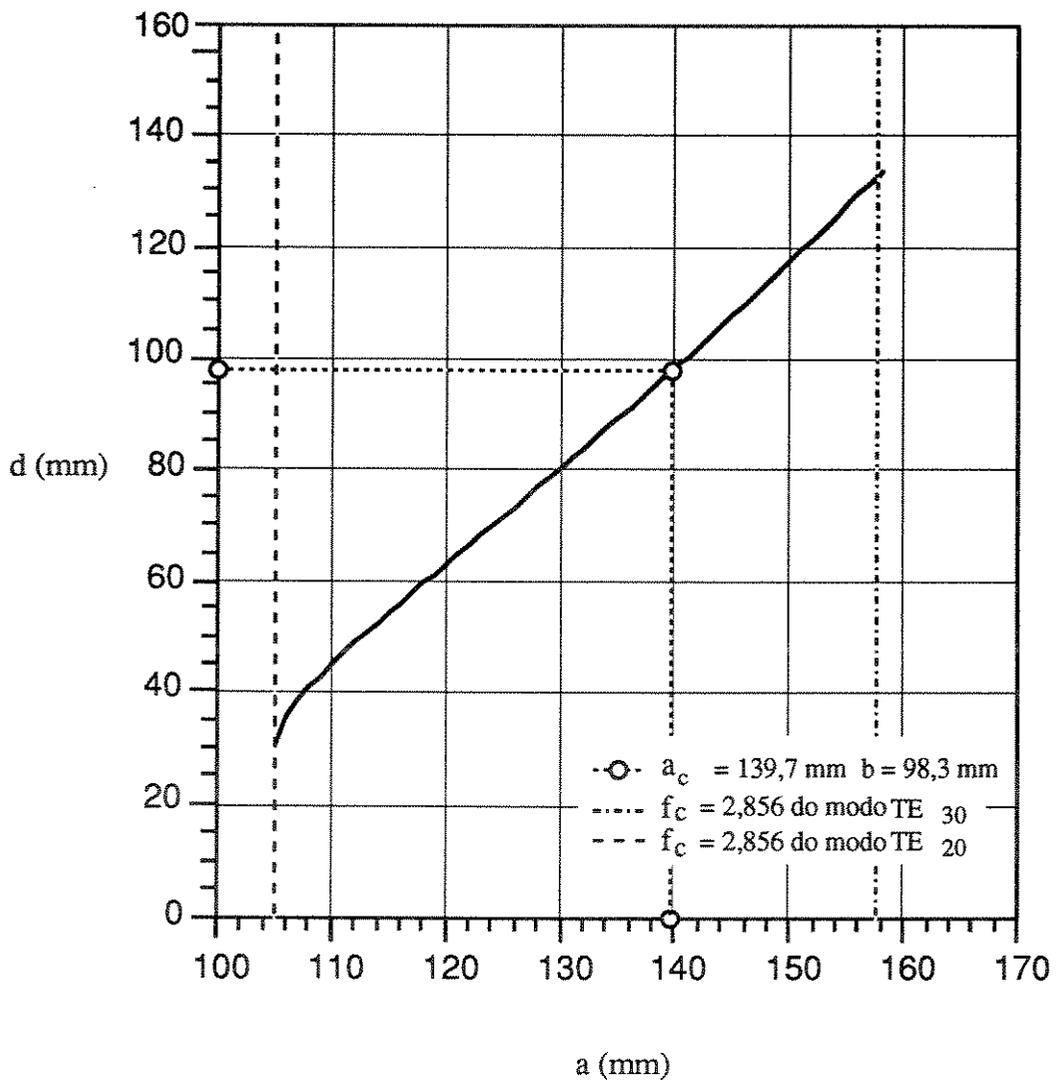


Figura 4.29 Comprimento (d) da fenda em função da largura (a).

Com estas dimensões podemos calcular os sinais emergentes

$$b_2 = a_1 \frac{\sqrt{2}}{2} e^{j\left(\frac{\phi + \theta}{2}\right)} = \frac{a_1}{\sqrt{2}} e^{j 267,5^\circ} \quad (4.74)$$

$$b_3 = a_1 \frac{\sqrt{2}}{2} e^{j\left(\frac{\phi + \theta}{2} + \frac{\pi}{2}\right)} = \frac{a_1}{\sqrt{2}} e^{j 357,5^\circ} \quad (4.75)$$

$$b_4 = 0 \quad (4.76)$$

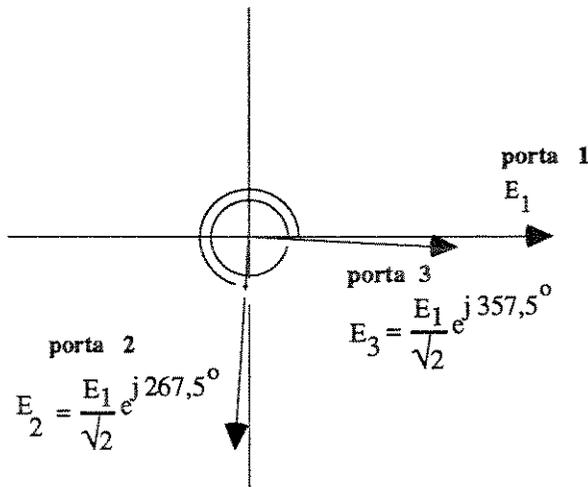


Figura 4.30 Representação fasorial dos campos elétricos nas portas 1,2 e 3.

Como mostram as equações (4.74) e (4.75) o sinal de saída $b_3 = j b_2$, significando que o sinal na porta de saída 3, está adiantado 90° em relação ao sinal na porta de saída 2. Para um acoplador direcional ideal, $S_{ij} = 0$ (acoplador casado) e $S_{ij} = S_{ji}$ (recíproco), para $i \neq j$. Então, a representação matricial desta híbrida pode ser apresentada na seguinte forma :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} e^{j 267,5^\circ} \begin{bmatrix} 0 & 1 & j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & j & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \quad (4.77)$$

Curtos Móveis e Defasagem.

Seja a híbrida apresentada no item anterior, terminada em suas portas de saída, 2 e 3 por curtos móveis; então :

$$a_2 = b_2 \cdot e^{-j2\varphi} \quad (4.78)$$

$$a_3 = b_3 \cdot e^{-j2\varphi} \quad (4.79)$$

$$a_4 = 0 \quad (4.80)$$

onde o ângulo de fase φ variável, é:
$$\varphi = \frac{2\pi b}{\lambda_g^{10}} \text{ [rad]} \quad (4.81)$$

e b é a distância do curto móvel à fenda da híbrida.

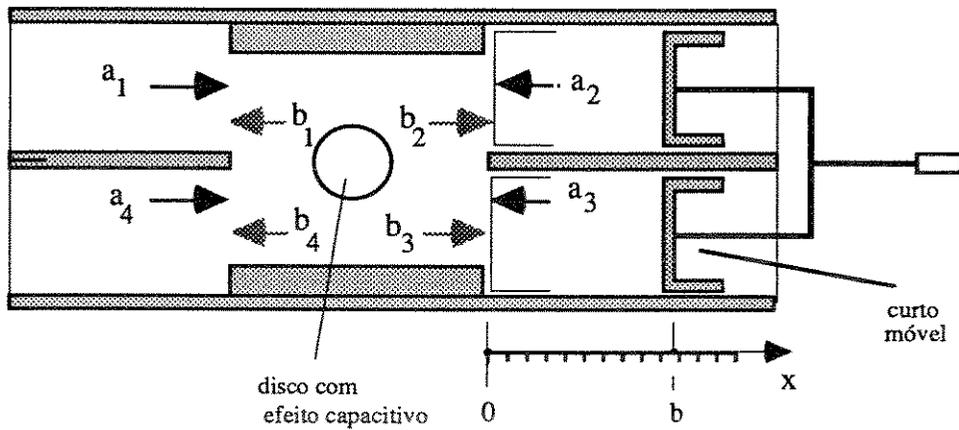


Figura 4.31 Esquema do defasador variável

A equação matricial da híbrida pode ser escrita na forma :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} e^{j\xi} \begin{bmatrix} 0 & 1 & j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & j & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \quad (4.82)$$

que resulta em

$$b_1 = \frac{e^{j\xi}}{\sqrt{2}} (a_2 + j a_3) \quad (4.83)$$

$$b_2 = \frac{e^{j\xi}}{\sqrt{2}} (a_1 + j a_4) \quad (4.84)$$

$$b_3 = \frac{e^{j\xi}}{\sqrt{2}} (a_4 + j a_1) \quad (4.85)$$

$$b_4 = \frac{e^{j\xi}}{\sqrt{2}} (a_3 + j a_2) \quad (4.86)$$

e ξ é um ângulo fixo que depende da construção da híbrida.

Substituindo-se as equações (4.78) a (4.80), (4.84) e (4.85) em (4.86), temos:

$$b_4 = \frac{e^{j\xi}}{\sqrt{2}} (b_3 e^{-j2\varphi} + j b_2 e^{-j2\varphi}) \quad (4.87)$$

$$b_4 = \frac{e^{j\xi}}{\sqrt{2}} \left(j \frac{a_1}{\sqrt{2}} e^{j(-2\varphi+\xi)} + j \frac{a_1}{\sqrt{2}} e^{j(-2\varphi+\xi)} \right) = j a_1 e^{j(-2\varphi+2\xi)} \quad (4.88)$$

$$b_4 = a_1 e^{j\left(-2\varphi+2\xi+\frac{\pi}{2}\right)} \quad (4.89)$$

onde ξ é um ângulo fixo que depende da construção da híbrida e o ângulo φ é ajustável deslocando-se o curto móvel. A equação (4.89) indica que se o curto móvel desloca-se, por exemplo, de 0 a $\lambda_g^{10}/2$, então a onda b_4 na saída do defasador defasa de 0 a 2π radianos. A Figura 4.32 mostra o gráfico dos valores calculados e experimentais da defasagem em função da posição do curto móvel. As medidas foram feitas no defasador de alta potência da Microwave Developments, utilizado no LINAC Maíra. Deve-se notar a linearidade da variação de fase em função da posição dos curtos móveis.

Aspectos Tecnológicos [4.16]

- 1) O "septum" da híbrida ocasiona um apreciável coeficiente de reflexão, não só para o modo par, mas também para o modo ímpar; mas esta reflexão pode ser cancelada, tanto pelo aumento do comprimento da fenda, como usando um botão capacitivo no centro da íris de acoplamento.
- 2) O botão central afeta mais fortemente o modo par do guia de ondas do que o modo ímpar. Experimentalmente, as dimensões dos botões são da ordem de 3 cm de diâmetro por 2 a 4,5 cm de altura.
- 3) Pequenas variações no comprimento da íris afetam mais fortemente o modo ímpar.

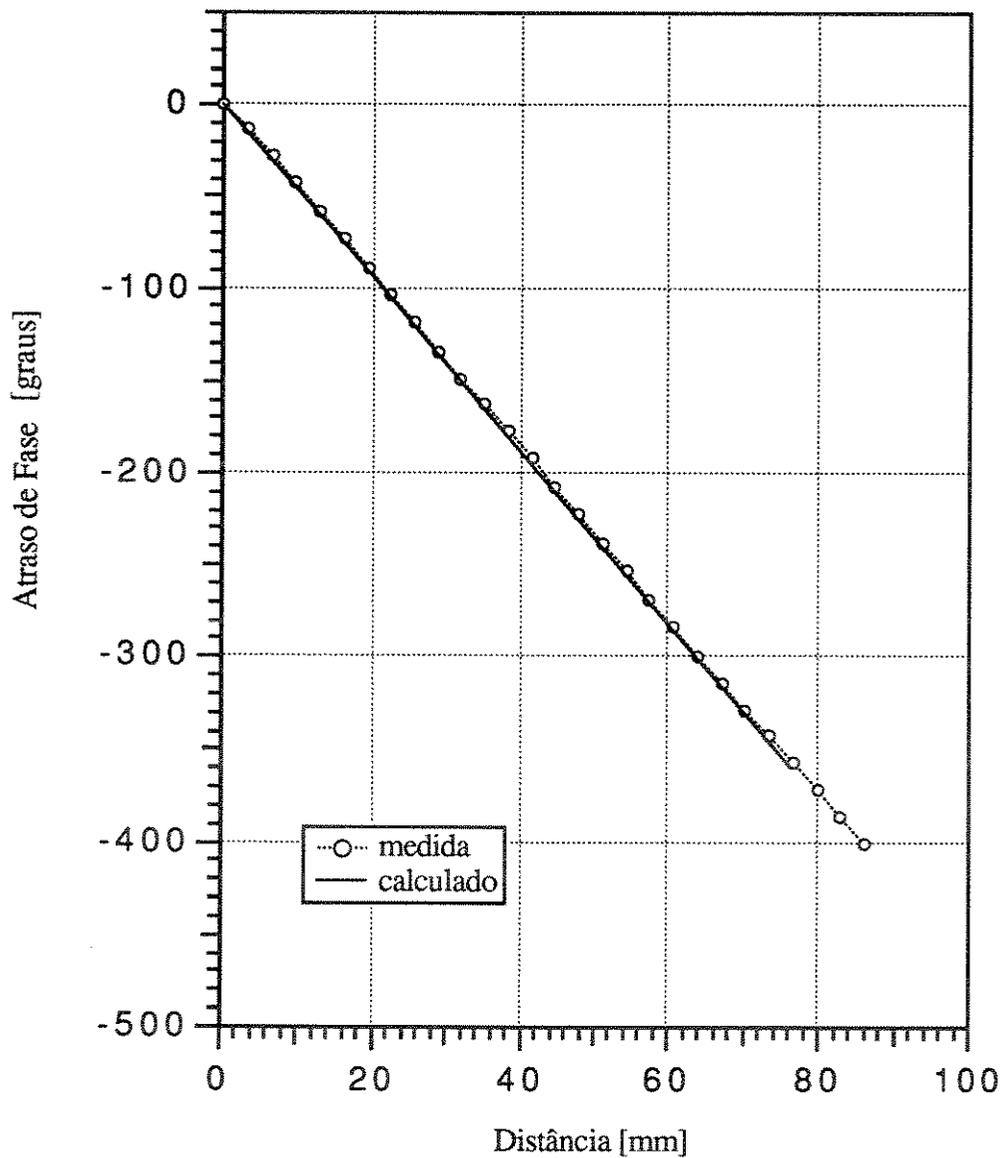


Figura 4.32 Medida de atraso de fase do defasador de alta potência na frequência de 2,856 GHz, como função da posição do curto móvel.

4.3.3 Acoplador Direcional de Duas Aberturas para o Pré-Agrupador de Elétrons.

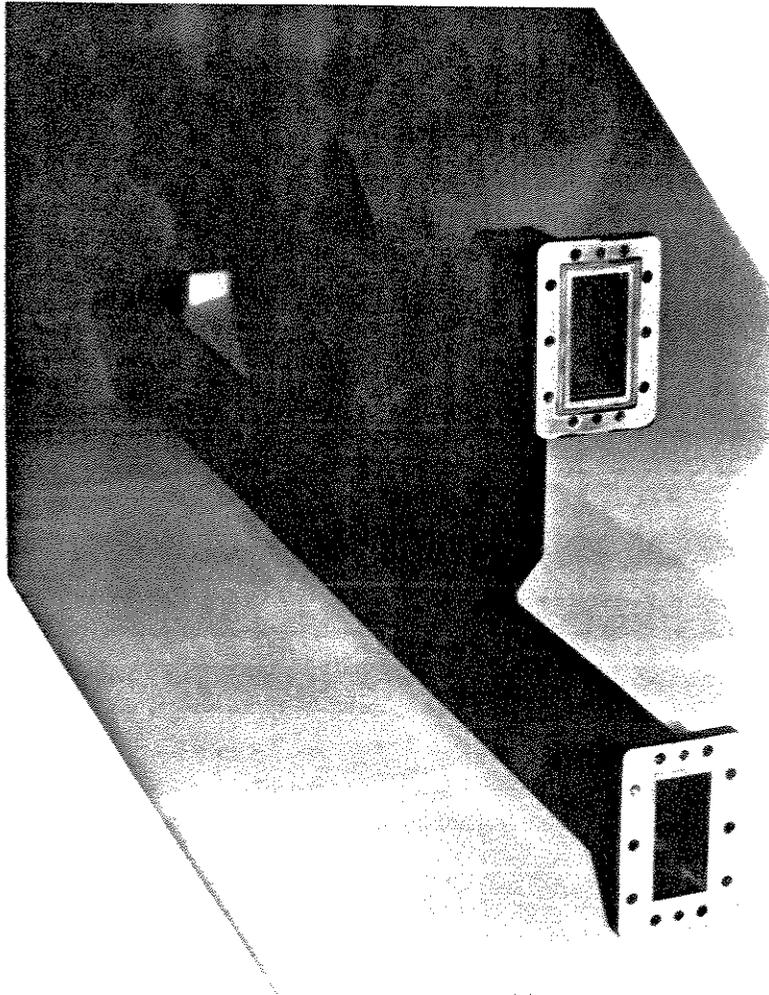


Figura 4.33 Acopador direcional de duas aberturas.

Para derivar uma parcela de ≈ 40 kW dos 11 MW que se propagam no ramo do guia de ondas de alta potência que alimenta a primeira estrutura aceleradora, desenvolvemos um acoplador direcional de duas aberturas circulares (Figs. 4.33 e 4.34). Este acoplador consiste de dois guias de ondas retangulares acoplados por duas aberturas circulares separadas por uma distância de $3\lambda_g/4$.

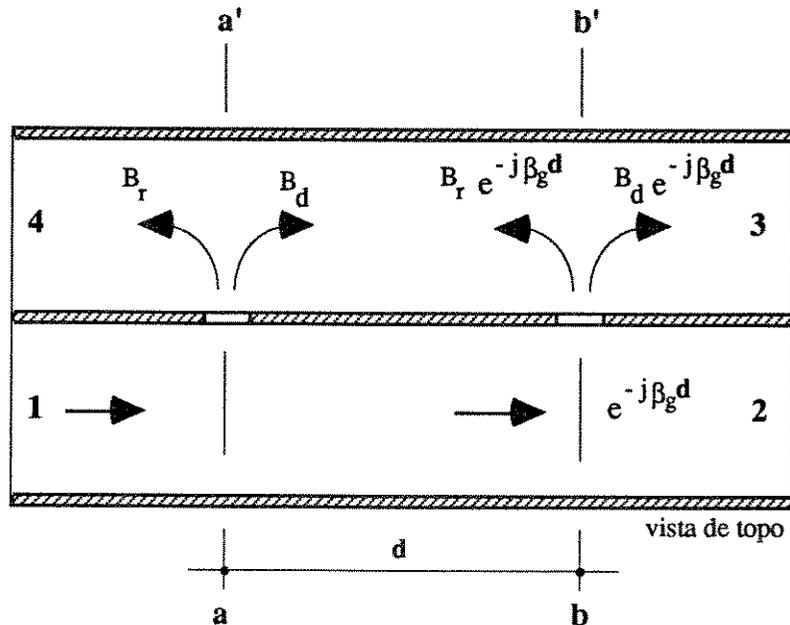


Figura 4.34 Acoplador direcional de duas aberturas circulares.

Se uma onda incidir na porta 1, com amplitude unitária, então os campos acoplados no guia secundário, no sentido direto, tem amplitude igual a B_d e no sentido reverso, igual a B_r , (coeficientes de acoplamento da abertura) na primeira abertura. A segunda abertura acopla aproximadamente a mesma potência que a primeira, porém com uma defasagem de $-\beta_g d$ em relação ao campo acoplado na primeira abertura. Podemos, então, escrever:

$$\begin{aligned} \text{onda acoplada para a porta 3 (no plano } bb') : & \quad 2B_d \exp(-j\beta_g d) & (4.90) \\ \text{(sentido direto)} & \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{onda acoplada para a porta 4 (no plano } aa') : & \quad B_r [1 + \exp(-2j\beta_g d)] & (4.91) \\ \text{(sentido reverso)} & \end{aligned}$$

As ondas acopladas pelas aberturas 1 e 2 e que são acopladas para a porta 3 estão em fase, pois percorrem praticamente o mesmo caminho. Porém no sentido reverso se somam em anti-fase, desde que $2\beta_g d = n\pi$, $n = 1, 3, 5, \dots$. Para o nosso acoplador, escolhemos $n = 3$.

Acoplamento A curva da Figura 4.35 mostra os coeficientes de acoplamento teórico, em dB, em função da expressão devida a H.Bethe, p. 877 de [4.22], para as frequências de 2,606 GHz, 2,856 GHz e 3,106 GHz. Na mesma curva mostram-se os valores experimentais obtidos para aberturas de diâmetro igual a 23 e 24 mm:

$$C = 10 \log_{10} \left[\frac{P_3}{P_1} \right] = 20 \log_{10} [2 |B_b|] \quad (4.92)$$

$$= 20 \log_{10} \left[\frac{\pi d^3 \lambda_g}{6 a^3 b} \right] - 32,0 \left[1 - \left(\frac{1,71 d}{\lambda_0} \right)^2 \right]^2 \frac{t}{d} \quad [\text{dB}] \quad (4.93)$$

onde: a = largura do guia de ondas, b = altura do guia, t = espessura da parede do guia, d = diâmetro da abertura, λ_0 = comprimento de onda no espaço livre e λ_g = comprimento de onda guiado.

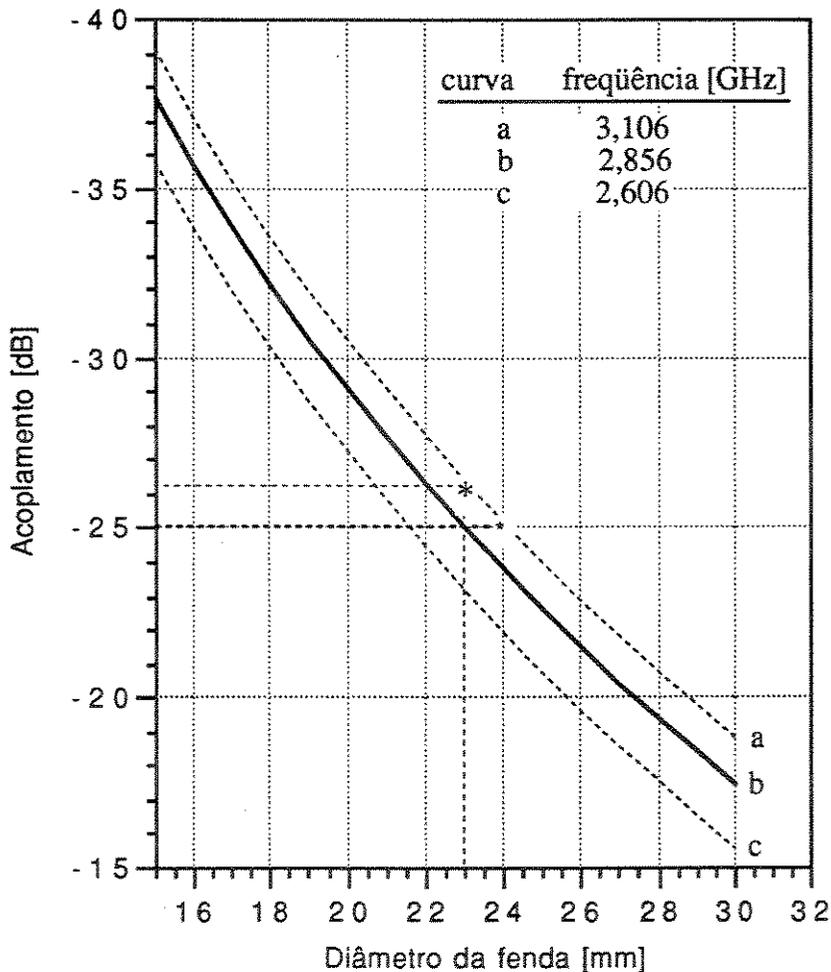


Figura 4.35 Acoplamento x diâmetro das aberturas para o acoplador de duas aberturas acoplado lateralmente.

Como mencionamos acima, projetamos o acoplador para fornecer 40 kW no ramo secundário, para uma potência no ramo primário de 11 megawatts. O acoplamento, neste caso, deve ser de $\approx -24,4$ dB. Usamos então dois ramos primários experimentais para o acoplador, com aberturas de diâmetros iguais a 23 e 24 mm. Para estes valores, os acoplamentos teóricos correspondentes são $-25,0$ dB e $-23,8$ dB. Os valores experimentais foram inferiores em, aproximadamente, 1 dB, como mostrado na Tabela 4.13. Posteriormente, para ajustarmos a diretividade, deslocamos ligeiramente o centro geométrico das aberturas circulares, como mostraremos a seguir, e o novo acoplamento para o acoplador de diâmetro igual a 23 mm passou a ser igual a $-24,6$ dB, valor próximo ao inicialmente planejado.

Tabela 4.13 Acoplamentos teóricos e experimentais para o acoplador de duas fendas.

diâmetro ϕ [mm]	acoplamento calculado [dB]	Potência acoplada [kW]	acoplamento medido [dB]	Potência acoplada [kW]	acoplam. (teórico - medido) [dB]
23	- 25,0	34,5	- 26,1	27,0	1,07
24	- 23,8	45,9	- 25,0	34,8	1,20

Diretividade Da Figura 4.35 e utilizando-se a definição de diretividade dada na eq. (4.28), temos:

$$D = 10 \log_{10} \left(\frac{P_4}{P_3} \right) = 10 \log_{10} \left[\frac{2 |B_d|}{|B_r| |1 + \exp(-2j\beta_g d)|} \right]^2 \quad (4.94)$$

$$D = 10 \log_{10} \left[\frac{2}{|1 + \exp(-2j\beta_g d)|} \right]^2 = 10 \log_{10} \left[\frac{1}{\cos^2(\beta_g d)} \right] \quad (4.95)$$

onde $\beta_g d$ pode ser escrito como, [4.19] p.877 :

$$\beta_g d = (2n + 1) \left(\frac{\pi}{2} + \Delta\beta_g d \right) \quad (4.96)$$

chegando-se a expressão para a diretividade :

$$D = 10 \log_{10} \left[\frac{1}{\sin^2[(\Delta\beta_g d)(2n + 1)]} \right] \quad (4.97)$$

onde $\Delta\beta_g d$ é o deslocamento de fase como função da frequência

A Figura 4.36 (a) mostra a curva experimental da diretividade para o acoplador cuja separação entre fendas é de $3\lambda/4$ e com diâmetro de fendas igual a 23 mm. Para efeito de comparação são colocadas também as curvas calculadas de diretividade para as distâncias entre aberturas de $3\lambda/4$ e $\lambda/4$, calculadas através da expressão (4.97). Vemos que a curva calculada fornece uma diretividade infinita na frequência de operação, 2,856 GHz, o que não ocorre na prática devido à interação entre as aberturas de acoplamento, reflexões, e imprecisões em geral.

Para frequências mais afastadas da frequência de operação, onde a diretividade é determinada principalmente pela distância entre os centros das aberturas, a expressão (4.97) é uma boa aproximação. A Figura 4.37 (b) apresenta a curva experimental de isolamento do acoplador de duas fendas de diâmetro igual a 24 mm. O acoplador estava bem sintonizado na frequência de operação, e o acoplamento medido foi aproximadamente igual ao inicialmente planejado. Na curva (a) desta mesma figura vemos as medidas de acoplamento obtidas de diversas posições do curto móvel. O valor considerado para o acoplamento corresponde, com boa aproximação, a média (-25 dB) entre o maior e o menor acoplamento medido.

Apresenta-se na Figura 4.38 as curvas experimentais do acoplador de diâmetro igual a 23 mm (em operação na máquina). A geometria das fendas foi alterada, como mencionamos acima, para permitir a sintonia do acoplador. A curva (a) mostra a medida de isolamento antes da soldagem dos ramos primário e secundário, e a curva (b) mostra a medida após a soldagem. O deslocamento da curva após a soldagem dá-se por efeito da deformação mecânica dos guias de onda na região de acoplamento. Na frequência central a isolamento medida foi de 33 dB e o acoplamento medido igual a 24,6 dB. O acoplamento medido, neste caso, está mais próximo ao valor planejado que o caso anterior. Optamos, desta forma, por utilizá-lo na máquina.

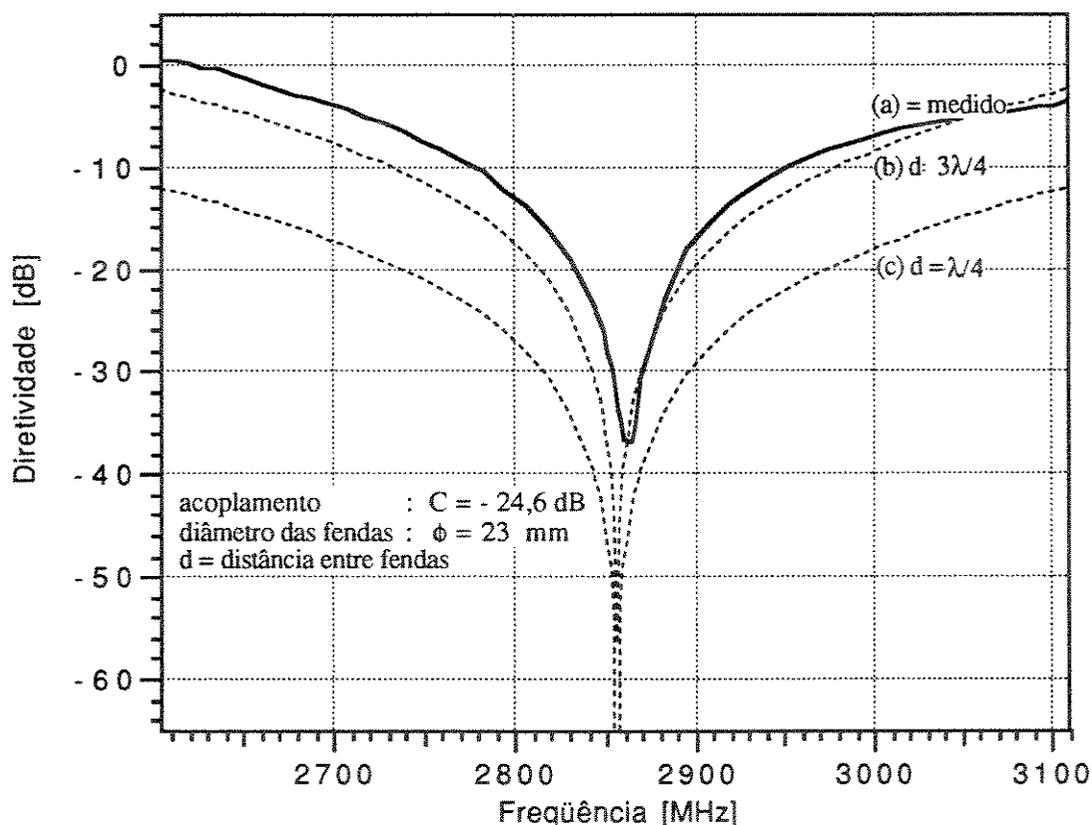


Figura 4.36 Curvas de diretividade do acoplador de duas aberturas (diâmetro igual a 23 mm); (a) resultado experimental; (b) curva teórica para "d" igual a $3\lambda/4$; (c) curva calculada para "d" igual a $\lambda/4$.

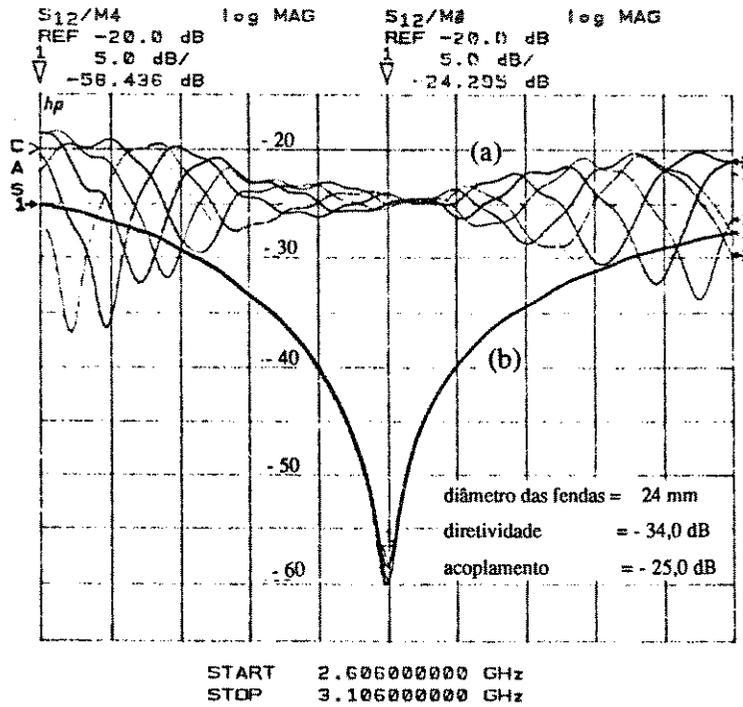


Figura 4.37 Medidas de isolamento do protótipo do acoplador direcional do pré-agrupador (diâmetro das aberturas de acoplamento igual a 24 mm); (a) medida de acoplamento; (b) medida de isolamento. As diferentes curvas (a) são obtidas para várias posições do curto móvel.

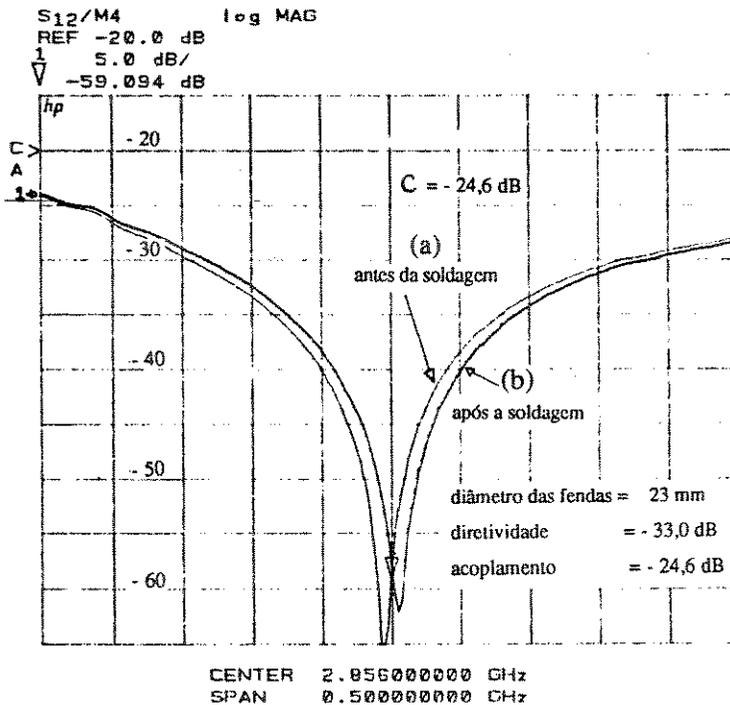


Figura 4.38 Medidas de isolamento do acoplador direcional do pré-agrupador (diâmetro das aberturas de acoplamento igual a 23 mm); (a) antes da soldagem dos ramos primário e secundário; (b) após a soldagem (vide, na próxima página, Aspectos Tecnológicos).

Aspectos Tecnológicos e Comentários

- 1) A sensibilidade do acoplamento depende dos acoplamentos individuais das fendas, não dependendo, em primeira aproximação, da frequência ou da distância entre os centros geométricos das aberturas. A diretividade, ao contrário, depende fortemente da distância entre aberturas. Um modelo mais aproximado do caso real deveria considerar as interações mútuas dos campos, que depende do diâmetro das fendas e, portanto, do acoplamento.
- 2) As dimensões mecânicas do acoplador podem apresentar algum erro de usinagem, de forma que uma boa medida é optar por um ajuste empírico da geometria das aberturas, como mostrado na Fig. 4.39. O ajuste é feito passo a passo, de forma que o ramo primário e secundário dos guias não podem, inicialmente ser soldados. Deve-se, entretanto, prendê-los, pressionando-os de forma a garantir boa condutividade para as correntes superficiais que se distribuem nas superfícies internas das paredes do guia. Podemos observar que a área da abertura alterou-se pouco, de forma que a variação do acoplamento após a sintonia da diretividade na frequência de operação, foi de, apenas, 1,5 dB.

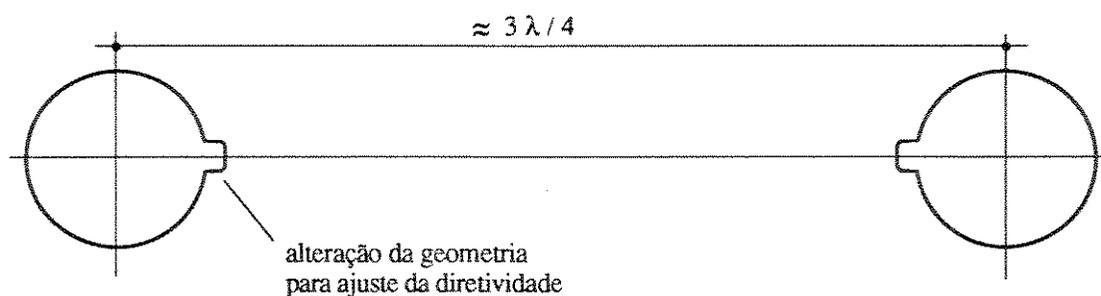


Figura 4.39 Alteração da geometria para ajuste da diretividade.

4.3.4 Defasador para o Pré-agrupador

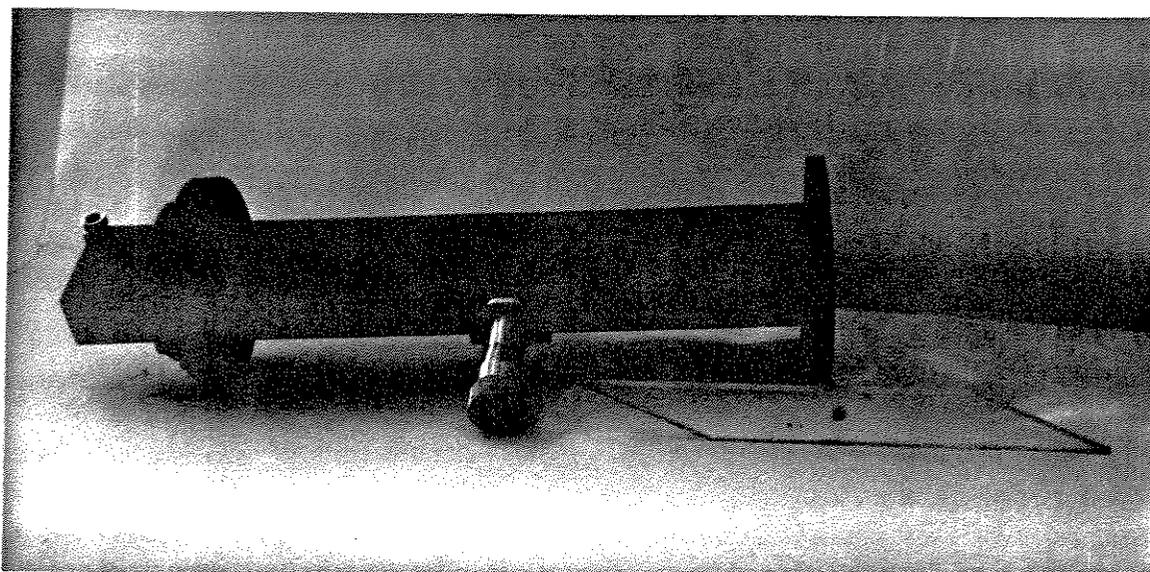


Figura 4.40 Defasador para o pré-agrupador de elétrons.

Na seção anterior, vimos que um acoplador direcional de duas fendas deriva cerca de 40 kW para a cavidade pré-agrupadora de elétrons, dos 12 MW que se propagam no ramo de guia de ondas de alta potência. Para ajustar o sincronismo de fase entre as microondas que alimentam a primeira estrutura aceleradora e as microondas fornecidas à cavidade pré-agrupadora de elétrons, desenvolvemos um defasador, que consiste de um guia de ondas parcialmente carregado com uma lâmina dielétrica. A onda guiada no defasador é maior do que em uma seção de guia de ondas de mesmo comprimento (no nosso caso 33 cm), o que propicia o ajuste de fase do sinal entregue à cavidade pré-agrupadora. Ajustando-se a lâmina dielétrica em uma posição determinada, x , obtém-se o sincronismo de fase.

Para a determinação da constante de fase, β , em um guia de ondas preenchido com uma lâmina dielétrica em posição genérica, optamos por um método^{4.12} que utiliza-se de uma analogia da seção transversal do guia com uma linha de transmissão, quando a propagação se faz no modo fundamental; obtém-se, neste caso, uma equação transcendental, que é solucionável por métodos numéricos. Foi desenvolvido um programa computacional, para resolvê-la [4.20]. O programa fornece o valor numérico da defasagem como função da posição da lâmina na direção transversal (x) (vide Fig. 4.42).

O defasador tem suas extremidades afiladas, para diminuir o efeito de elevação da taxa de onda estacionária ocasionado pela descontinuidade entre meios. O valor máximo (1,04) da taxa

4.12 O método utilizado no Apêndice IV para determinar as equações transcendentais utilizadas para o cálculo de defasagem é simples, mas extenso, quando se deseja aplicá-lo no cálculo de defasagem para lâminas em posição genérica. No Apêndice IV são estudados os casos particulares de lâmina centrada e encostada à parede lateral.

de onda estacionária ocorre quando a lâmina é posicionada no centro do guia de ondas. A utilização do acrílico mostrou-se conveniente, apresentando baixas perdas (a maior perda de inserção, com dielétrico centrado, foi inferior a 0,8 dB). O custo é relativamente inferior a outros materiais comumente utilizados em microondas, tais como, alumina ($\epsilon_r = 10$), teflon ($\epsilon_r = 2,5$), plexiglass ($\epsilon_r = 2,6$ a $3,5$), baquelita ($\epsilon_r = 4,8$), entre outros.

Optamos por utilizar uma placa acrílica, disponível no laboratório, para fabricar a lâmina dielétrica do defasador. A resposta de fase é apresentada na Figura 4.43. Vale mencionar que para outras aplicações onde se deseje uma curva mais linear de defasagem como função da posição transversal, deve-se utilizar um bastão dielétrico cilíndrico disposto no sentido longitudinal, ao invés de uma lâmina de perfil retangular, como a utilizada, em nosso caso.

Guia de ondas preenchido com dielétrico em posição genérica.

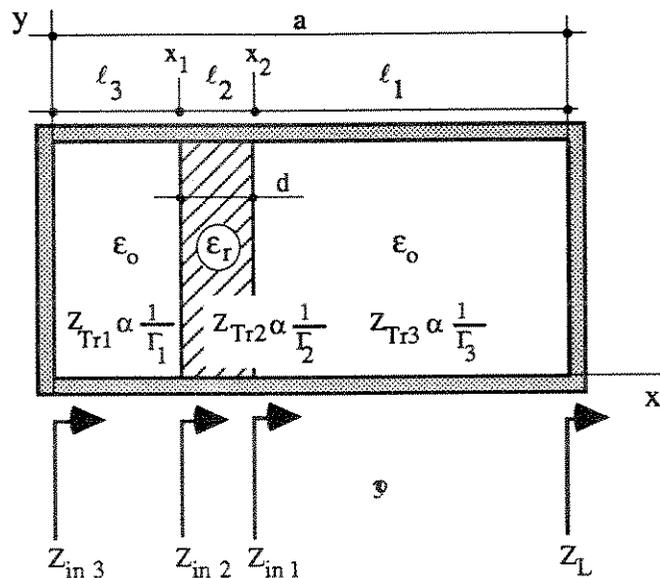


Figura 4.41 Seção transversal de guia de ondas preenchido com dielétrico em posição genérica

Considere uma onda propagando-se no modo TE_{10} . Como sabemos, a onda propaga-se na direção longitudinal do guia de ondas. Podemos fazer uma analogia, considerando que em uma seção transversal do guia (plano xy), há uma onda estacionária ao longo do eixo x . O circuito de linha de transmissão equivalente para esta onda estacionária é uma junção de três linhas cujas impedâncias de onda são inversamente proporcionais a k_{x1} , k_{x2} e k_{x3} [4.21]. Podemos determinar k_{x1} , k_{x2} e k_{x3} impondo a condição de que a impedância de carga seja $Z_L = 0$ em $x=a$, e a impedância da linha seja nula em $x = 0$. Notemos, também, que os meios 1 e 3 são iguais, e, por conseguinte, possuem as mesmas impedâncias de onda.

Chamando $k_{x1} = \Gamma_1$, $k_{x2} = \Gamma_2$ e $k_{x3} = \Gamma_3$, considerando-se que a impedância de carga (Z_L) em $x = a$ é zero e supondo que a linha de transmissão seja sem perdas, temos:

$$\text{impedância de onda do modo transversal elétrico, } Z_{TE} = \frac{k_o}{\beta} Z_o, \quad \left[Z_o = \left(\frac{\mu_o}{\epsilon_o} \right)^{\frac{1}{2}} \right] \quad (4.98)$$

$$\text{impedância no sentido transversal, } Z_{Tr} = \frac{k_o}{k_x} Z_o, \quad \left[Z_o = \left(\frac{\mu_o}{\epsilon_o} \right)^{\frac{1}{2}} \right] \quad (4.99)$$

onde: número de onda ou

$$\text{constante de fase em meio ilimitado } k_o = \sqrt{k_x^2 + k_y^2 + k_z^2} = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon} = \frac{2\pi}{\lambda_o} \quad (4.100)$$

$$\text{constante de propagação no guia de ondas } \gamma = \sqrt{k_x^2 + k_y^2 - k_o^2} = j\beta_z \quad (4.101)$$

$$\text{constante de fase da onda guiada } \beta_z = \frac{2\pi}{\lambda_g} \text{ (m}^{-1}\text{)} \quad (4.102)$$

$$k_x = \frac{m\pi}{a} \quad (4.103-a) \quad k_y = \frac{n\pi}{b} \quad (4.103-b)$$

e λ_g é o comprimento de onda guiado

A impedância de onda em $x = x_2$ é :

$$Z_{in1} = Z_{Tr1} \frac{Z_L + j Z_{Tr1} \cdot \text{tg}(\Gamma_1 | l_1)}{Z_{Tr1} + j Z_L \cdot \text{tg}(\Gamma_1 | l_1)} \propto \frac{j}{\Gamma_1} \text{tg}[\Gamma_1 | l_1] \quad (4.104)$$

Da mesma forma, considerando-se Z_{in1} como a impedância de carga para o cálculo da impedância em $x = x_1$ (Z_{in2} na Figura 4.41), temos que :

$$Z_{in2} \propto \frac{1}{\Gamma_2} \frac{j \frac{1}{\Gamma_1} \text{tg}(\Gamma_1 | l_1) + j \frac{1}{\Gamma_2} \text{tg}(\Gamma_2 | l_2)}{\frac{1}{\Gamma_2} - \frac{1}{\Gamma_1} \cdot \text{tg}(\Gamma_1 | l_1) \text{tg}(\Gamma_2 | l_2)}. \quad (4.105)$$

No ponto $x = x_1$, a impedância Z_{in2} deve ser o negativo da impedância de entrada neste ponto, olhando-se para a esquerda. Assim, temos :

$$-j \frac{1}{\Gamma_1} \text{tg}(\Gamma_1 | l_3) = \frac{1}{\Gamma_2} \left[\frac{j \frac{1}{\Gamma_1} \cdot \text{tg}(\Gamma_1 | l_1) + j \frac{1}{\Gamma_2} \cdot \text{tg}(\Gamma_2 | l_2)}{\frac{1}{\Gamma_2} - \frac{1}{\Gamma_1} \cdot \text{tg}(\Gamma_1 | l_1) \text{tg}(\Gamma_2 | l_2)} \right] \quad (4.106)$$

$$-\frac{1}{\Gamma_1} \operatorname{tg}(\Gamma_1 \ell_3) + \frac{\Gamma_2}{\Gamma_1^2} \operatorname{tg}(\Gamma_1 \ell_3) \operatorname{tg}(\Gamma_1 \ell_1) \operatorname{tg}(\Gamma_2 \ell_2) = \frac{1}{\Gamma_1} \operatorname{tg}(\Gamma_1 \ell_1) + \frac{1}{\Gamma_2} \operatorname{tg}(\Gamma_2 \ell_2) \quad (4.107)$$

$$\boxed{\Gamma_1^2 \operatorname{tg}(\Gamma_2 \ell_2) + \Gamma_1 \Gamma_2 \operatorname{tg}(\Gamma_1 \ell_1) + \Gamma_1 \Gamma_2 \operatorname{tg}(\Gamma_1 \ell_3) - \Gamma_2^2 \operatorname{tg}(\Gamma_1 \ell_3) \cdot \operatorname{tg}(\Gamma_1 \ell_1) \cdot \operatorname{tg}(\Gamma_2 \ell_2) = 0} \quad (4.108)$$

Da equação (4.101) e da pg. 226 de [4.25], podemos escrever, lembrando que para o modo TE₁₀ tem-se $k_y = 0$:

$$\Gamma_1 = \sqrt{k_0^2 - \beta^2} \quad (4.109)$$

$$\Gamma_2 = \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1} k_0^2 - \beta^2} \quad (4.110)$$

onde, da equação (4.101) temos que $\gamma^2 = -\beta^2$, pois a constante de atenuação foi considerada nula.

A equação (4.108) é transcendental, podendo ser resolvida por métodos numéricos. Um programa computacional foi desenvolvido para resolvê-la [4.26] fornecendo como saída o comprimento de onda guiado e o ângulo de fase em função da distância da lâmina à parede, desde $x = 0$ até $x = a/2$, onde a defasagem é máxima.

Geometria do defasador e medidas de defasagem no laboratório.

Como vimos, em um guia de ondas parcialmente preenchido com uma lâmina dielétrica temos, para as diversas posições da lâmina, diversos comprimentos de onda no trecho considerado, o que possibilita ajustar a defasagem da onda na saída do defasador. Notemos, na Figura 4.42 que a lâmina é afilada em suas extremidades de forma a diminuir o descasamento por efeito da descontinuidade existente entre os meios. O comprimento do afilamento deve ser, no mínimo, igual a $\lambda_g/2$. A mesma Figura 4.42 indica o comprimento efetivo da lâmina. Realizamos testes de defasagem máxima, com lâminas de quatro comprimentos diferentes, dois dos quais com a forma afilada, que apresentaram excelente casamento, e dois com a forma retangular, onde a taxa de onda estacionária elevou-se drasticamente, Tabela 4.14. Para a lâmina de comprimento efetivo de 303 mm foram realizadas medidas de fase em relação à posição transversal (x) (Tabela 4.15) e os resultados são apresentados no gráfico da Figura 4.43, juntamente com os valores teóricos calculados para a constante dielétrica variando de 2,60 a 3,50.

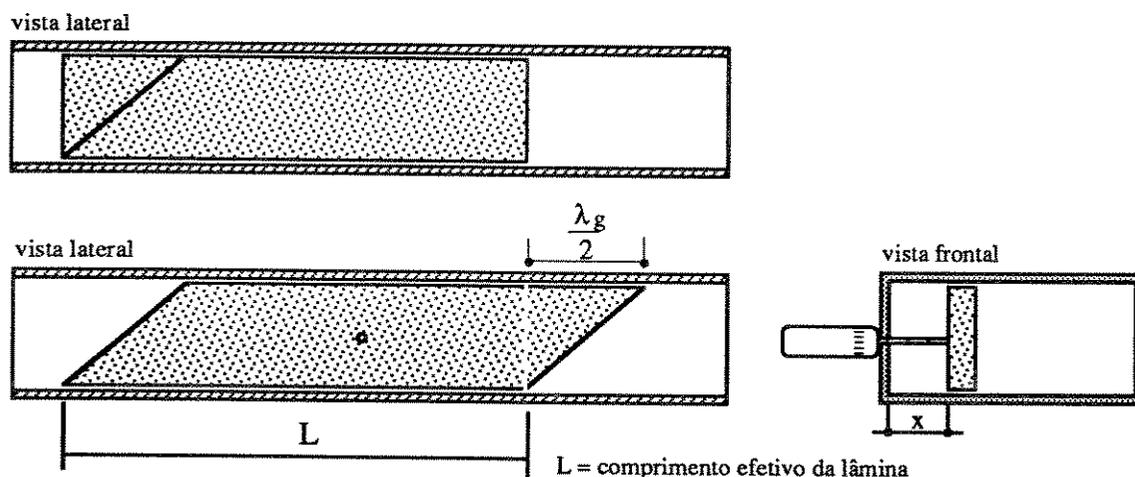


Figura 4.42 Defasador para o pré-agrupador

Tabela 4.14 Medidas de defasagem máxima para diferentes comprimentos de lâmina.

Medida n°	Toe	Formato da lâmina	Comprimento da lâmina (mm)	Comprimento efetivo (mm)	Defasagem máxima [graus]	Defasagem máxima / comprimento [graus / mm]
1	1,04	afilada	339	303	255,6	0,84
2	1,04	afilada	319	283	236,9	0,84
3	1,66	retangular	299	299	217,5	0,83
4	1,66	retangular	189	189	155,1	0,82

Deve-se notar que, próximo ao centro do guia de ondas ($x \approx 31$ mm), a defasagem varia pouco, o que ocorre em virtude do campo eletromagnético variar pouco nesta região do guia.

A baixa perda de inserção do defasador mostrou que o acrílico é adequado para aplicações em microondas na banda S. A Figura 4.44 apresenta as medidas de módulo e fase do defasador feitas no *network analyser* para diversas posições da lâmina, podendo-se notar na que a perda de inserção máxima é inferior a 0,8 dB, como mencionado acima. Este valor é indicado pelo marcador 1 (*marker 1*). Note na curva 4.44 (b) que a defasagem altera-se pouco próximo ao centro do guia de ondas ($x \approx 31$ mm), como mencionamos acima. Deve-se notar que na oitava medida há uma descontinuidade do traço. Isto ocorre, na tela do aparelho de medida sempre que a fase excede os -180 graus. Após os -180 graus a fase medida é dada em valores positivos. Desta forma o valor máximo de defasagem indicado como 81,6 graus no texto superior ao gráfico deve ser interpretado como:

$$-360^\circ + 81,6^\circ = -278,4 \text{ (graus)}$$

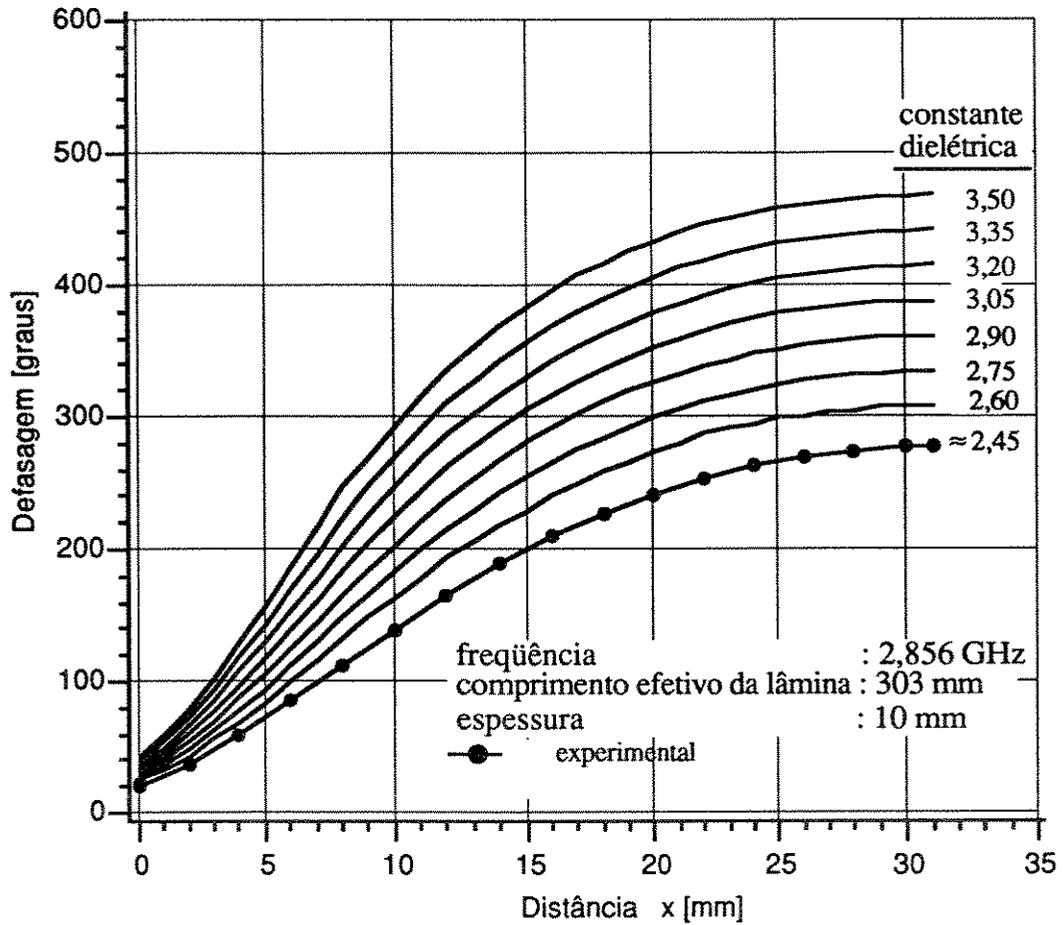


Figura 4.43 Curvas de defasagem x distância da lâmina à parede do guia de ondas.

Tabela 4.15 Medidas de defasagem com a lâmina dielétrica de 303 mm.

posição (x) da lâmina [mm]	Medida da Perda de inserção [dB]	Medida da Defasagem [graus]
0	0,09	20,8
2	0,15	37,5
4	0,25	59,3
6	0,33	84,7
8	0,38	111,9
10	0,43	139,7
12	0,49	165,9
14	0,58	189,5
16	0,62	209,9
18	0,68	227,3
20	0,73	241,7
22	0,75	253,5
24	0,77	262,7
26	0,78	269,5
28	0,78	274,0
30	0,78	276,4
31	0,78	278,4

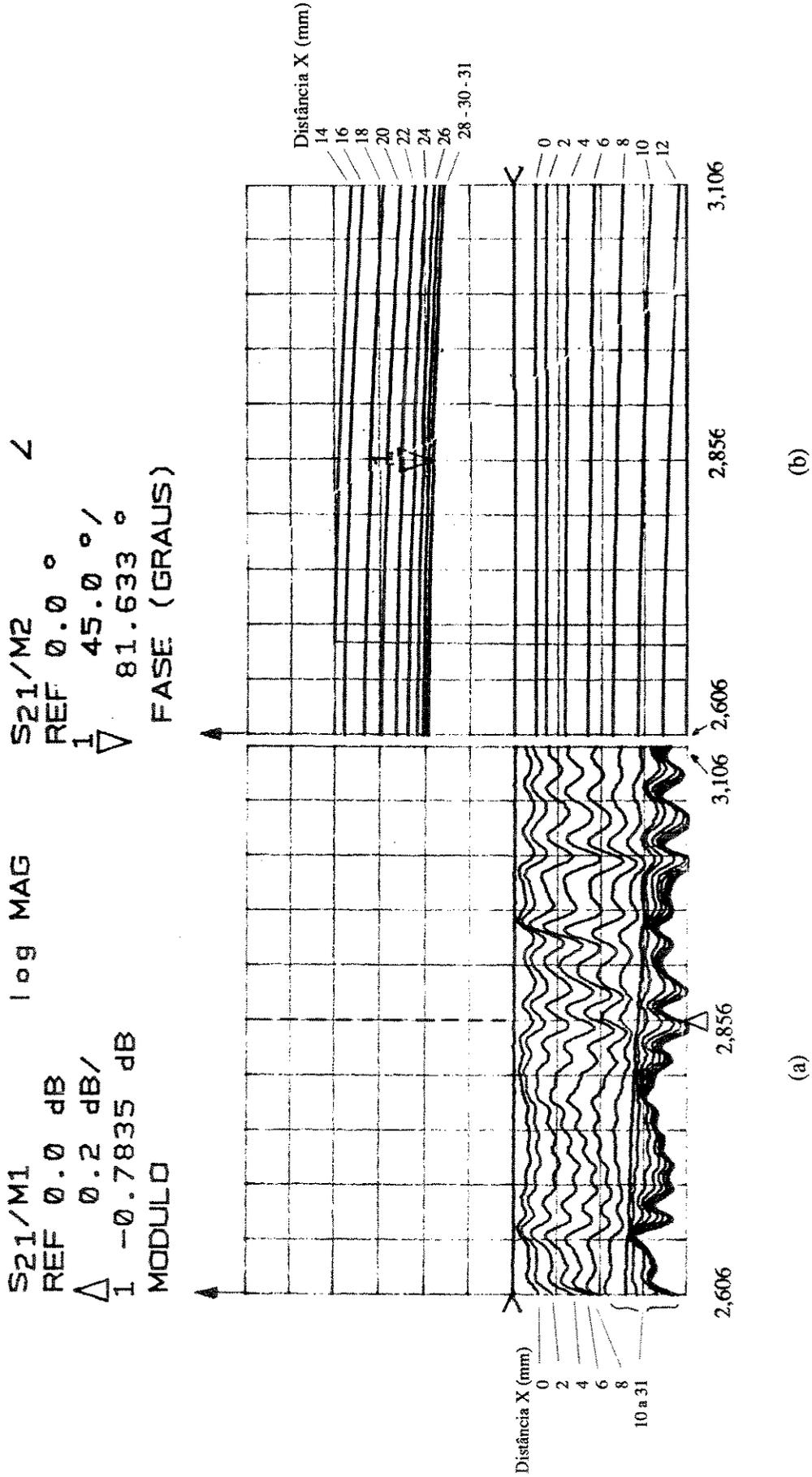


Figura 4.44 (a) Modulo x frequência e (b) fase x frequência para o defasador do pré-agrupador.

Medida de constante dielétrica da lâmina acrílica do defasador

As curva experimental do defasador, mostrada na Figura 4.43, sugere que a constante dielétrica do material utilizado é aproximadamente igual a 2,45. Um método adequado para determinar este valor, é medir-se as frequências de ressonância de uma cavidade cilíndrica vazia, e com um bastão do material, cuja constante dielétrica deseja-se medir. A constante dielétrica é então obtida pela expressão (4.111) e a frequência de ressonância igual a [4.27] p. 258 e [4.28]:

$$\frac{f_r - f_o}{f_o} = - 1.86 (\epsilon_r - 1) \left(\frac{r_c}{r_a}\right)^2 \quad (4.111)$$

$$(f_o)_{npq}^{TM} = \frac{1}{2\pi r_a \sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{x_{np}^2 + \left(\frac{q \pi r_a}{d}\right)^2} \quad (4.112)$$

onde, ϵ_r = a constante dielétrica do material;

r_c = raio do bastão dielétrico = 10,5 mm;

r_a = raio da cavidade ressonante = 65,04 mm;

$x_{01} = 2,405$;

f_o = frequência de ressonância (experimental) para o modo fundamental = 1,764 GHz;

$\Delta f = f_r - f_o$ = variação de frequência devido a introdução do bastão dielétrico = -34 MHz;

(vide Fig. 4.46)

$n, p, q = 0, 1, 0$ (no nosso caso)

d = comprimento da cavidade, $< 2r_a$ para que o modo fundamental seja o TM_{010} .

Para estes valores a constante dielétrica calculada é igual a 2,59, acima do valor 2,45 esperado. A discrepância é explicada pelo fato de a lâmina ser 2 mm inferior à altura do guia.

Estimamos a defasagem que ocorreria na ausência desta folga mecânica, como:

$$\frac{\text{altura do guia}}{\text{altura da lâmina}} \times (\text{máxima defasagem medida}) = \frac{34 \text{ mm}}{32 \text{ mm}} \times - 278,3^\circ = - 295,7 [\text{graus}] \quad (4.113)$$

Para este valor a constante dielétrica é $\approx 2,56$ bem próximo ao valor de 2,59 medido com a cavidade ressonante, demonstrando a validade dos cálculos.

A Figura 4.46 mostra as curvas de ressonância com a cavidade vazia e parcialmente preenchida com o bastão dielétrico (acrílico). Pode-se notar que a curva (b), que representa a ressonância da cavidade com o bastão dielétrico, transmite mais potência. Este efeito ocorre porque as antenas de transmissão e recepção do sinal foram colocadas no eixo longitudinal, onde há maior concentração de linhas de campo elétrico, devido a presença do bastão dielétrico.

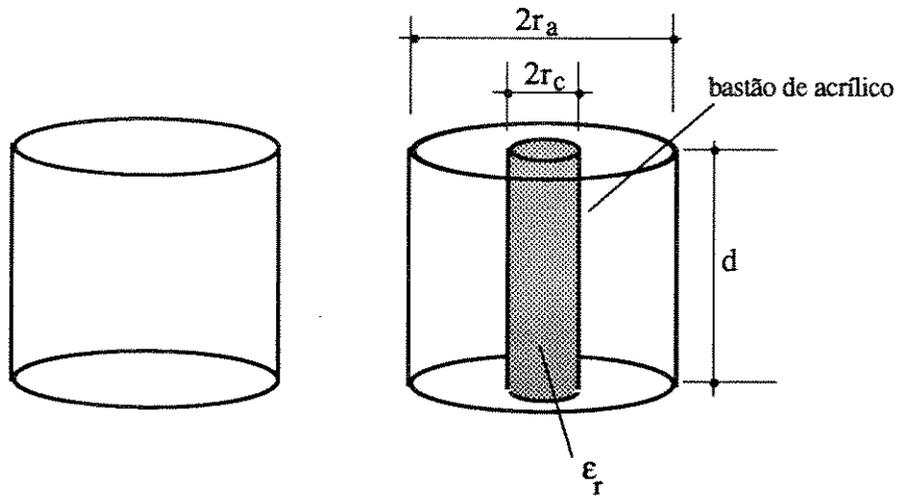


Figura 4.45 Cavity cilíndrica para medida de constante dielétrica.

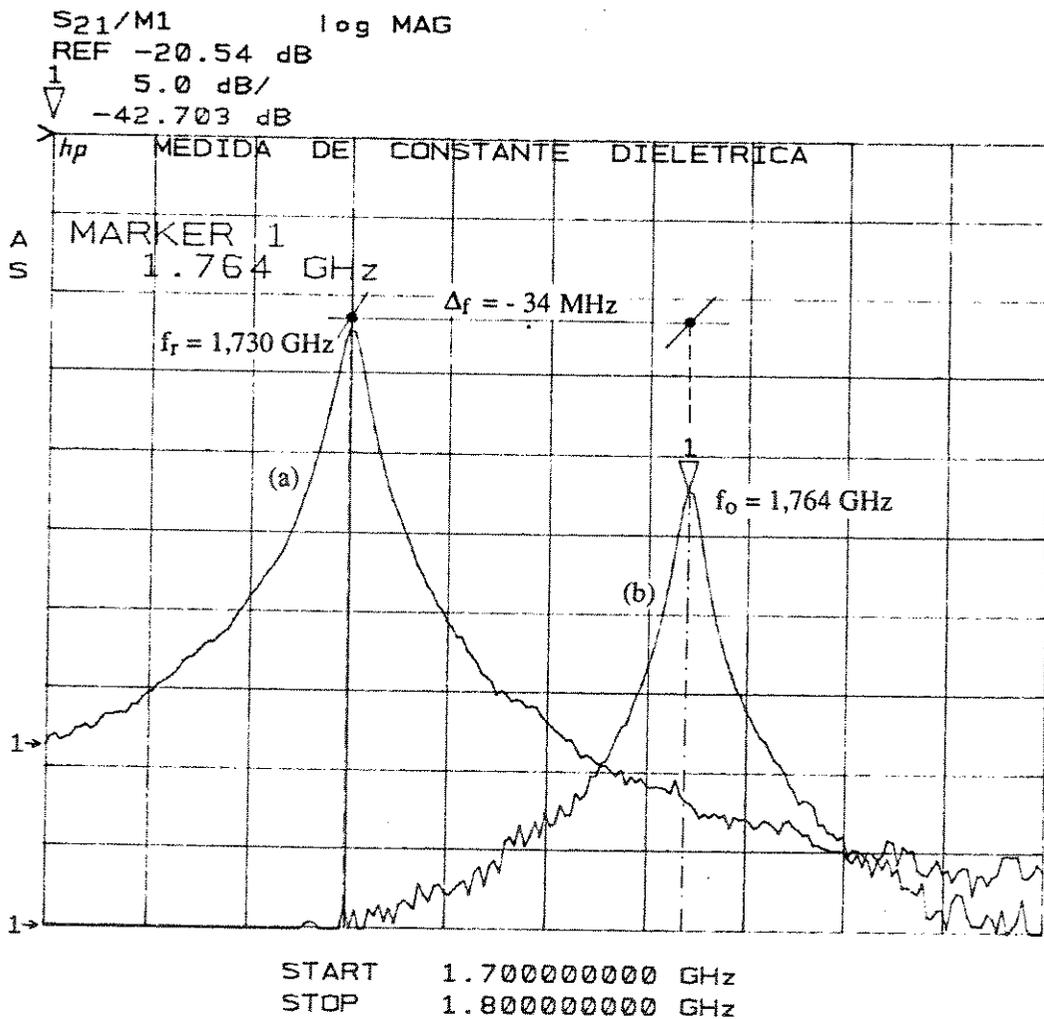


Figura 4.46 Medidas da frequência de ressonância;
 (a) cavidade preenchida com bastão dielétrico; (b) cavidade vazia;

4.3.5 Cargas de Potência e Terminações Para Medidas em Laboratório

O acelerador linear possui, além das terminações coaxiais dos subsistemas de baixa e média potência, cargas de potência em guias de onda. Optamos por reunir nesta seção as diversas cargas de microondas em guias de onda, utilizadas na máquina ou para testes de laboratório. Tabela 4.16.

Tabela 4.16 Cargas e Terminações em guias de onda.

Cargas ou Terminações para :	Potência [MW]	TOE	Fabricação
Para o pré-agrupador	0,043	1,01	MDL
Para o pré-agrupador	0,043	1,17	LNLS
Para a estrutura aceleradora	11	1,05	IHIP
Para teste da válvula klystron	25 [pico] 0,025 [médio]	1,1	Thomson CSF
Para teste da válvula klystron	12,5 [pico] 0,002 [médio]	1,2	LNLS
Terminação de laboratório	---	< 1,01	MDL
Terminação de laboratório	---	< 1,01	LNLS

Carga Para o Acoplador do Pré-Agrupador.

(a) Geometria e Curvas de Constante de Atenuação.

As terminações ou cargas de microondas são componentes cuja finalidade é absorver o sinal de microondas

O sinal de microondas que se propaga em um guia de ondas cuja parede tenha condutividade finita dissipa-se continuamente, e a constante de propagação, que para um guia ideal é igual a $j\beta$, é alterada, sendo escrita para um guia real como $\alpha + j\beta$, onde α uma constante que dá a taxa com que a amplitude do modo decresce à medida que o modo se propaga ao longo do guia. Portanto, se a condutividade de uma superfície condutora for relativamente baixa, a resistência superficial é elevada e, conseqüentemente, a atenuação do sinal de microondas é alta. Podemos entender uma boa terminação como sendo um guia de ondas com atenuação elevada, de modo que o sinal de microondas incidente seja absorvido quase que em sua totalidade, não havendo, portanto, reflexão da onda incidente.

A constante de atenuação (α) para um guia de ondas operando no modo TE_{10} é [4.20] :

$$\alpha = \frac{8,68 R_m}{ab\beta_{10}k_0Z_0} [2bk_{c,10}^2 + ak_0^2] \quad [\text{dB/m}] \quad (4.114)$$

onde: α = constante de atenuação em [dB/m] ;

$$R_m = \frac{1}{\sigma \delta_s} = \text{resistência superficial}$$

σ = condutividade elétrica

$$\delta_s = \frac{2}{\sqrt{\mu \omega \sigma}} = \text{profundidade pelicular}$$

a = largura do guia de ondas

b = altura do guia de ondas

β_{10} = constante de fase do modo fundamental (TE₁₀)

$$k_o = \frac{2\pi}{\lambda_o} = \text{número de onda}$$

k_c = número de onda no corte

Z_0 = impedância característica do espaço livre = 377 Ω .

A constante de atenuação eleva-se à medida que reduz-se a dimensão transversal do guia de ondas. Para simplificar a construção da carga, optamos por um decrescimento linear de sua altura, $a(z)$, onde o valor mínimo escolhido foi de 5,3 cm, de forma a garantir que a frequência de corte fosse pouco inferior a 2,856 GHz. A Figura 4.47 mostra a variação das dimensões $a(z)$ e $b(z)$, onde o critério utilizado foi manter a impedância da carga (Z_{TE}) constante. O comprimento da fôrma utilizada para a fabricação da carga foi $z = 29$ cm, 1 cm a menos do necessário para a dimensão $b(z)$ ser igual a zero, o que facilitou a fabricação da mesma, tornando-a, também, mais robusta .

$$b(z) \cong \frac{a(z) \cdot \sqrt{1 - \left[\frac{f_c}{f}\right]^2} \cdot Z_{TE}}{754} \quad (4.115)$$

onde, em nosso caso :

$$Z_{TE} = \text{impedância do guia} \cong \frac{754 \cdot b}{a \cdot \sqrt{1 - \left[\frac{f_c}{f}\right]^2}} = \frac{754 \cdot b}{a \cdot \sqrt{1 - \left[\frac{c}{2 \cdot a \cdot f}\right]^2}} = 518,9 (\Omega)$$

$$b = \text{altura do guia de ondas} = 0,03404 \text{ (m)}$$

$$a = \text{largura do guia de ondas} = 0,07214 \text{ (m)}$$

$$f_c = \text{frequência de corte do guia} = 2,079 \text{ (GHz)}$$

$$f = \text{frequência de operação} = 2,856 \text{ (GHz)}$$

Tomando-se a equação (4.114), podemos determinar teoricamente diversas curvas (Figura 4.49) da constante de atenuação, $\alpha(z)$, em função da geometria definida acima, e tendo como parâmetro a resistência superficial das paredes da carga. A atenuação do sinal de microondas, A , é dada pela integral de $\alpha(z)$ ao longo do comprimento da carga. A integral é calculada por métodos numéricos [4.29]. A Tabela 4.17 fornece as atenuações, condutividade, resistência superficial e profundidade pelicular para as curvas a, b, c da Figura 4.49.

$$A = \int_0^d \alpha(z) dz = \int_0^d \frac{8,68 R_m}{a(z)b(z)\beta_{10}k_0Z_0} [2b(z)k_{c,10}^2 + a(z)k_0^2] dz \quad [\text{dB}] \quad (4.116)$$

onde: d = comprimento da carga = 29 cm , e os demais parâmetros já foram definidos na equação (4.111).

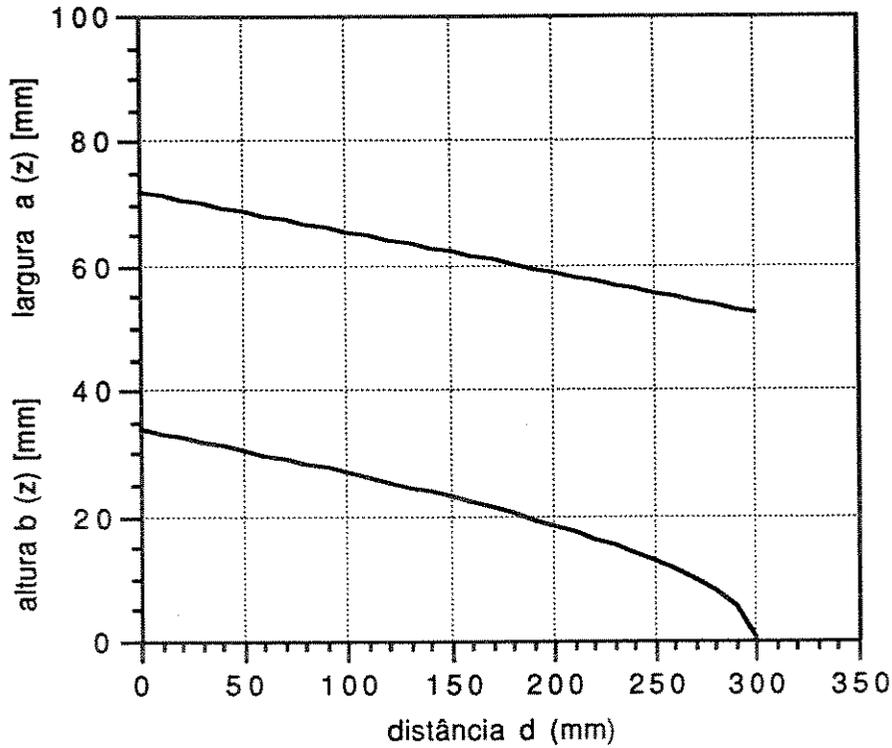


Figura 4.47 Variação das dimensões $a(z)$ e $b(z)$ da terminação realizada para o teste da klystron de média potência.

Tabela 4.17 Parâmetros das Curvas, a, b, c, da Figura 4.49.

Curva	Condutividade [mho/m]	Resistência superficial [ohms/quadrado]	Profundidade pelicular [m]	Atenuação [dB] $\int_0^d \alpha(z) dz$
a	$5,0 \times 10^{-4}$	0,48	$4,2 \times 10^{-5}$	31,3
b	$7,5 \times 10^{-5}$	0,39	$3,4 \times 10^{-5}$	25,5
c	$1,0 \times 10^{-5}$	0,34	$2,9 \times 10^{-5}$	22,1

Material utilizado na fabricação da carga para o pré-agrupador.

A equação (4.116) indica que a atenuação é proporcional à resistência superficial, definida por [Figura 4.48].

$$R_m = \left(\frac{\pi f \mu}{\sigma} \right)^{1/2} = \frac{\ell}{\sigma \cdot a} = \frac{\ell}{\sigma \cdot \delta_s \cdot \ell} = \frac{1}{\sigma \cdot \delta_s} \left[\frac{\Omega}{\text{quadrado}} \right] \quad (4.117)$$

onde:

ℓ = lado do quadrado

σ = condutividade do material

μ = permeabilidade magnética

a = área do quadrado

δ_s = espessura da película (profundidade pelicular).

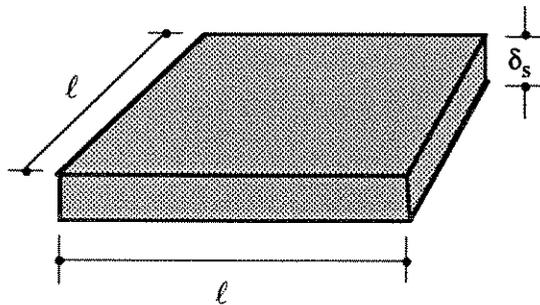


Figura 4.48 Quadrado de material resistivo de espessura δ_s .

Notemos que a resistência superficial não é por centímetro ou por metro mas, simplesmente por quadrado, Figura 4.48. Isto é equivalente a dizer que a resistência entre as bordas de qualquer seção quadrada do material é a mesma.

Utilizou-se na fabricação da carga um composto de pó de grafite cuja condutividade, σ , é igual a 10^{-5} S/m, e pó de araldite. O composto, após ser bem misturado, é levado ao forno, à temperatura de 200°C , por duas horas. Após o resfriamento da carga, a forma, previamente impregnada com material desmoldante, é extraída facilmente.

Observou-se que uma composição de 70% de pó de grafite e 30% de araldite em pó tem boas características elétricas de atenuação, sendo entretanto frágil mecanicamente.

Quando a composição é de 70% de pó de araldite e 30% de pó de grafite, os grãos de grafite, que é um material condutor, ficam separados, não havendo, neste caso, perdas consideráveis por condução, de forma que o material comporta-se como um dielétrico de baixas perdas, não atenuando, como desejável, o sinal, que reflete-se ao atingir as paredes metálicas do guia.

Optamos, desta forma, por uma composição em partes iguais dos compostos, de forma a garantir a atenuação do sinal de microondas, com suficiente resistência mecânica do material.

Condições de operação no acelerador.

Para um acoplamento de 24,6 dB do acoplador do pré-agrupador, a potência no ramo secundário do acoplador é da ordem de 40 kW, e como a diretividade é superior a 30 dB, a potência de pico na porta isolada é de ≈ 40 W, e a potência média, 3,6 mW. Na hipótese da ocorrência de algum problema com o subsistema do pré-agrupador, que ocasione reflexão total para a porta 4, isolada, a carga deve suportar uma potência de ≈ 40 kW de pico e 3 W médios. Estas condições recomendam a utilização da carga desenvolvida.

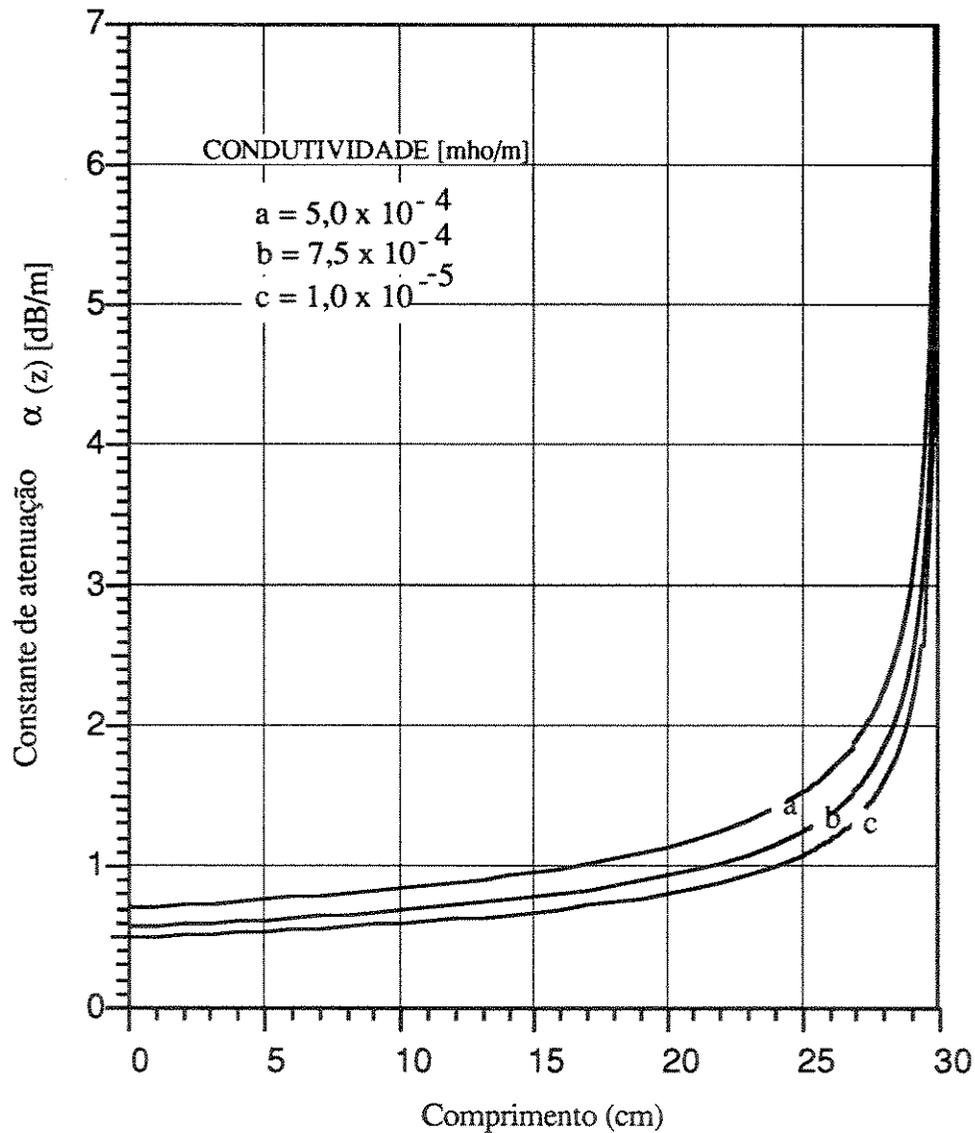


Figura 4.49 Curvas de Constante de Atenuação em [dB/m] x distância em [cm].

Carga para a Estrutura Aceleradora.

Cargas de alta potência foram necessárias para terminar as estruturas aceleradoras de 3,2 m tendo sido importadas do Instituto de Altas Energias de Pequim. As cargas, apropriadas para operação em vácuo, são totalmente metálicas, sendo constituídas de guias de ondas afilados, revestidos internamente por uma camada metálica, resistiva de Kanthal[®] 4.13. O resfriamento é feito por uma camisa cilíndrica externa e o problema de troca de calor foi simplificado fazendo-se a razão de dissipação de calor por comprimento da carga tão uniforme quanto possível. A potência decresce linearmente desde a potência de entrada (P_0) até a distancia $z = d$, onde d é o comprimento da carga. Assim,

$$P(z) = P_0 \left(1 - \frac{z}{d}\right) \quad (4.118)$$

Derivando a equação (4.118) com relação à variável z , vem

$$\frac{dP(z)}{dz} = -\frac{P_0}{d} \quad (4.119)$$

A constante de atenuação $\alpha(z)$, em Np/m, é definida da seguinte forma :

$$\alpha(z) = -\frac{1}{2P(z)} \frac{dP(z)}{dz} \quad (4.120)$$

Combinando-se as equações (4.119) e (4.120) tem-se,

$$2\alpha(z)P(z) = \frac{P_0}{d} \quad (4.121)$$

Substituindo a equação (4.118) em (4.121), temos,

$$\alpha(z) = \frac{1}{2(d-z)} \text{ Np/unid. de comp. ou } \frac{8,686}{2(d-z)} \text{ dB/unid. de comp.} \quad (4.122)$$

A constante de atenuação para um guia retangular operando no modo TE_{10} é dada pela equação (4.114) que, como vimos na descrição da carga para o pré-agrupador, pode ser controlada variando-se as dimensões a e b da seção transversal do guia de ondas, mantendo-se a resistividade superficial constante. A TOE típica destas cargas é inferior a 1,05:1.

4.13 Liga especial de resistência elétrica registrada pela Kanthal Corporation, Bethel, Connecticut.

Aspectos Tecnológicos

As condições, abaixo discriminadas, referem-se aos detalhes tecnológicos e procedimentos adequados para a fabricação das cargas de potência para as estruturas aceleradoras do SLAC, pp. 378-379 de [4.16]. Quatro cargas, similares a estas, foram por nós adquiridas do Instituto de Altas Energias de Pequim.

- 1) Como vimos na equação (4.114), para obtermos uma boa atenuação o material deve ter uma baixa condutividade elétrica e uma alta permeabilidade na frequência considerada. Ademais, o material que absorve as microondas deve ser estável e ter boas propriedades para circuitos em vácuo. Um material que atende razoavelmente estes requisitos é o Kanthal, uma liga de ferro (ferro, 20 a 30 % de cromo, 5% de alumínio e traços de manganês).
- 2) A resistividade de um filme de 0,05 mm de Kanthal ^{4.14}, depositado em base de cobre, usando técnicas de cavidade ressonante foi medida por E.J.Nalos resultando em 1,2 Ω / quadrado. Experimentos com filmes de 0,15 - 0,25 mm de espessura depositados internamente em guias de onda WR-284 de aço inóx ^{4.15}, resultaram em uma atenuação de 2,3 dB/m, em 2,856 GHz. Esta atenuação corresponde a uma resistência superperifical de 1,86 Ω /quadrado. Em ambos os casos, o fio de Kanthal foi vaporizado com auxílio de chama no guia de aço inóx. O aumento da resistividade resultou, aparentemente, da maior espessura do filme e da maior rugosidade que acompanha os filmes espessos. Filmes mais espessos que 0,20 mm não implicam em elevação da resistividade. A condutividade do Kanthal foi medida, dando $7,32 \cdot 10^3$ (S/m) (± 10 %). Da eq. (4.114), a profundidade pelicular de penetração do Kanthal é de $\approx 0,08$ mm.
- 3) O custo destas cargas é bem reduzido se o afilamento for linear em ambas as dimensões, largura e altura; pode-se, neste caso, construí-las a partir de chapas de aço inóx. A dimensão mínima da largura, a, do guia afilado deve ser de ≈ 53 mm (imediatamente acima do corte na frequência 2,856 GHz) e $b \approx 7,1$ mm .
- 4) O preparo da base de aço inóx consiste em limpá-la adequadamente para vácuo e, então, lixá-la de forma a aumentar a rugosidade superficial, e, assim, facilitar a deposição do filme de Kanthal.

4.14 O Kanthal é tóxico, devendo ser tomado cuidados especiais de proteção para o trabalhador durante sua aplicação.

4.15 Observe que o guia de ondas considerado no experimento não é afilado.

- 5) As bordas das partes das cargas a serem soldadas devem ser protegidas por uma máscara que impeça a deposição do Kanthal.
- 6) Alguns pontos de solda podem ser feitos com auxílio de um suporte de alumínio, para formar a carga afilada. A soldagem final deve ser feita com uma solda automática de arco pulsada para assegurar uma penetração total nos cantos.
- 7) No acelerador Maíra as cargas foram pressurizadas, sendo interposta entre a carga e a estrutura aceleradora uma janela de microondas. No caso de operação em vácuo o procedimento sugerido [4.12] consiste em realizar um aquecimento (*baking*) a 600° C em vácuo de 10^{-6} torr.
- 8) O processo final de fabricação consiste do condicionamento das cargas, que é feito elevando-se gradativamente a potência das cargas para evitar o surgimento de arcos voltaicos, e a sintonia da carga consiste em deformá-la por pressão em determinados pontos, obtendo-se valores de TOE da ordem de 1,03 a 1,04.

Terminações Móveis de Laboratório (*Sliding Loads*) e Cargas de Teste da klystron de alta potência.

Terminações de laboratório: O processo de importação de componentes na fase de implantação do laboratório de microondas e RF foi demorado, de forma que a necessidade de realizar medidas de precisão para a caracterização dos monitores de potência levou-nos a desenvolver terminações de baixa reflexão no laboratório. O desempenho destas terminações na frequência de operação de 2,856 do LINAC foi excelente, com taxa de onda estacionária inferior a 1,01 na banda de $2,856 \pm 250$ MHz. As medidas foram realizadas com o auxílio de um programa computacional desenvolvido no grupo de RF [4.30], mostrando que, após alguma experiência de fabricação, o desempenho obtido foi similar ao das terminações importadas.

Uma opção simples e de baixo custo (Figura 4.50) foi construir terminações de madeira revestidas de uma camada de pó de grafite misturada a tinta plástica. A potência de microondas é atenuada tanto na camada superficial de grafite como no substrato de madeira. A madeira comporta-se como um dielétrico com perdas em frequências que vão de 100 MHz a 10 GHz, pois o material que a compõe consiste, principalmente, de fibras de celulose que são, por sua vez, compostas de moléculas de celulose. Estas moléculas são poliálcoois [4.31], significando que tem grupos OH em abundância, os quais aglutinam moléculas de água. Sabemos que a água é um excelente absorvedor de microondas, significando que podemos utilizar a madeira como terminação de microondas.

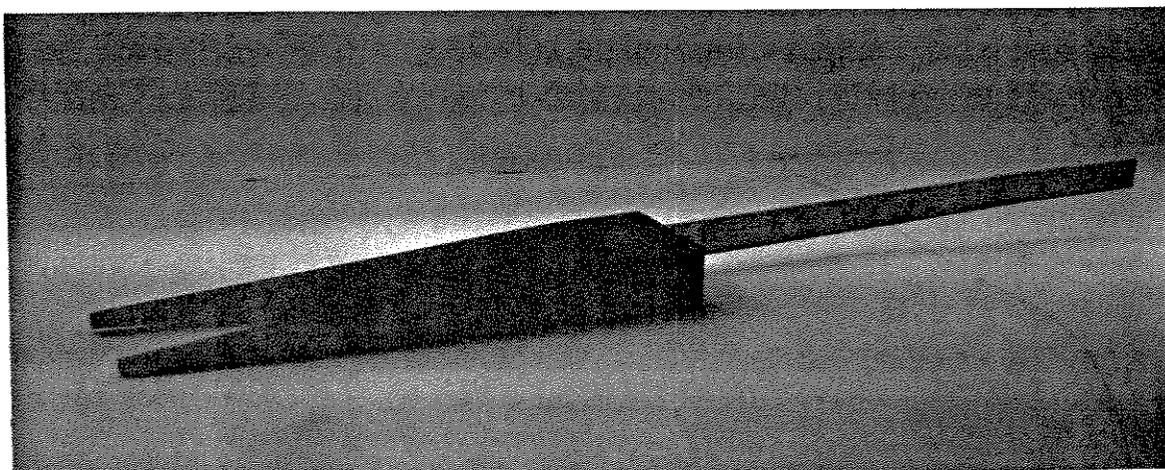


Figura 4.50 Terminação deslizante para medidas em laboratório

Cargas de Alta Potência para Teste da Válvula Klystron.

Antes de montarmos o sistema de alta potência, que transporta energia de microondas da válvula klystron ao acelerador linear, é necessário testar a válvula de alta potência (TV 2015-B6), como vimos na seção 4.1.2. As cargas de alta potência (Figura 4.51) para teste da válvula klystron, não são integrantes do sistema de microondas do LINAC mas, por serem importantes para o teste da válvula, são apresentadas nesta seção.

(a) Carga d'água de alta potência Thomson-CSF. A Figura 4.51 (a) apresenta a carga Thomson-TH 20010. A carga pode dissipar potências de pico de 25 MW e potência médias de 35 kW na banda de freqüências que vai de 2800 a 3200 MHz com taxa de onda estacionária inferior a 1,1:1. O casamento de impedância entre a carga e o guia de ondas é obtida por meio de um tubo de vidro disposto obliquamente em relação ao eixo do guia de ondas. Sua construção mecânica é robusta, possuindo radiadores que servem, também, como reforço mecânico para evitar deformações da parede devido à pressurização. A entrada de água deve ser feita do mesmo lado que a entrada de microondas e a saída de água deve ser mais alta que a entrada (quando em utilização vertical) para permitir a eliminação de bolhas. A máxima potência de pico por guia de ondas é de 12,5 MW enquanto que para a taxa de repetição de 33 Hz, a máxima potência média é de, aproximadamente, 1 kW por guia de ondas, podendo-se pressurizá-la com menos de 2 bars absolutos de SF₆. A especificação do fluxo de água por kW de potência média dissipada é de 0,7 l/min. com uma pressão d'água de 5 bars relativos. Para estas condições, a temperatura da água na saída é de 70° C

(b) Carga d'água de alta potência LNLS. Independentemente do processo de importação, que apresentava-se lento na época da construção o acelerador Maíra, optamos por desenvolver, por

segurança uma carga de alta potência no LNLS. Utilizamos como modelo uma carga similar desenvolvida para o acelerador linear do CBPF. A taxa de onda estacionária medida em baixa potência (testes a frio) foi inferior a 1,1: 1. No início dos testes da klystron, a carga foi utilizada na potência de 2 MW de pico. Para esta potência a taxa de onda estacionária elevou-se para o valor de 1,28. Esta alteração deveu-se ao fato de que nas medidas a frio realizadas no laboratório, o tubo de água não era completamente cheio de água, de forma que pudesse ser fechado com uma rolha de borracha, de forma que algumas bolhas de ar permaneciam no tubo, o que, de uma forma inesperada, melhorou a taxa de onda estacionária. Entretanto, quando a carga d'água foi montada no sistema de medidas de alta potência, com água circulante, as bolhas de ar foram, eventualmente expulsas (Fig. 4.52), piorando a TOE. Como a válvula opera com valores de potência média bem inferiores ao seu valor máximo permissível (25 kW), acreditamos que a reflexão das microondas na carga, de volta a klystron, não a pudesse danificar. Entretanto, já dispúnhamos, na época, da carga modelo TH-20010 da Thomson e, por segurança, decidimos utilizá-la no restante do teste da válvula.

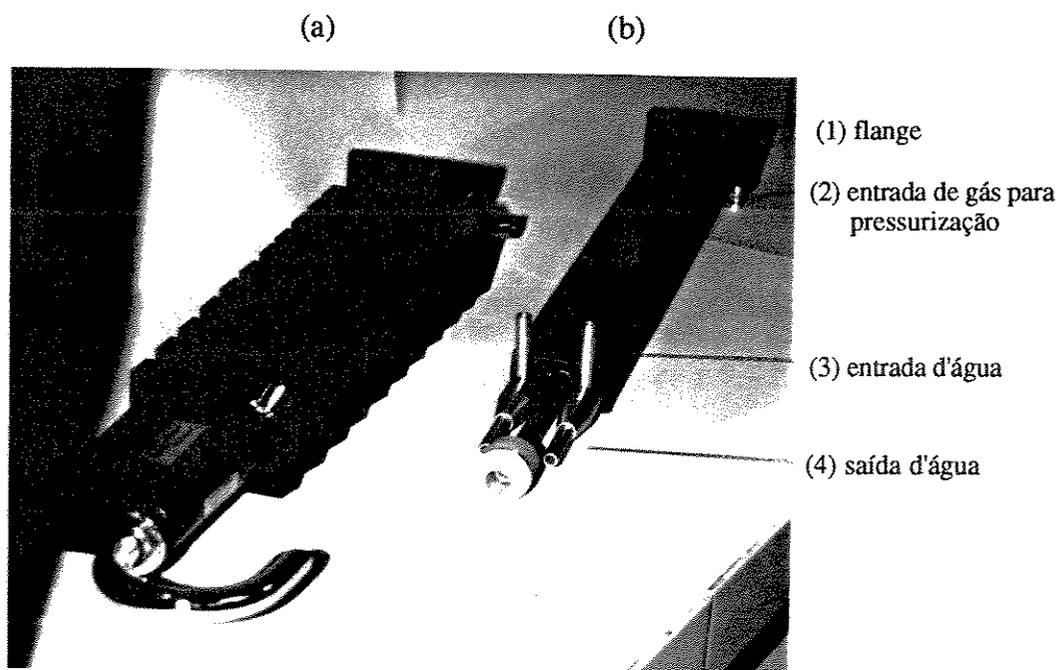


Figura 4.51 Cargas de alta potência para teste da válvula klystron; (a) carga Thomson TH-20010; (b) carga LNLS.

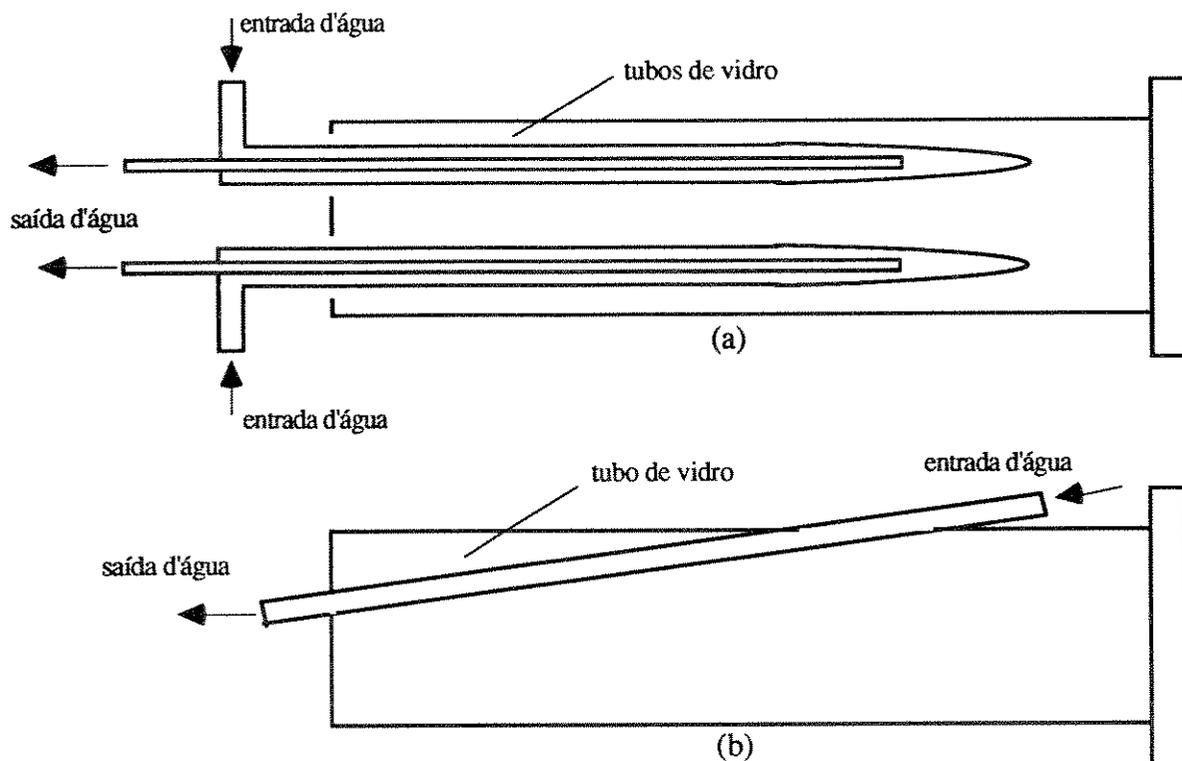


Figura 4.52 Esquema de circulação d'água nas cargas;. (a) Carga LNLS ; (b) carga Thomson-CSF.

4.3.6 Atenuador para o Pré-Agrupador de Elétrons.

Um modelo simples de atenuador é feito utilizando um substrato de fenolite recoberta por uma camada resistiva de grafite colocada em um guia de ondas, como mostrado esquematicamente na Figura 4.53. A atenuação foi superior a 30 dB, quando sua posição, x , é igual a $a/2$. O afilamento é necessário para evitar-se alta reflexão da onda incidente. A menor atenuação foi de, aproximadamente, 1 dB para o atenuador com material resistivo em ambas as faces, podendo-se, ainda, minimizá-la depositando-se material resistivo somente na face próxima à parede, onde x é praticamente igual a zero. A variação de atenuação é feita através de um motor de passo que controla a posição de uma haste cilíndrica de 6 mm de diâmetro que se movimenta transversalmente no guia de ondas. A união da haste à lâmina de pouco peso é feita, simplesmente, colando-a com araldite. Foram feitos dois atenuadores deste tipo, com desempenho similar. O primeiro para operar no subsistema de média potência e o outro para o subsistema do pré-agrupador, com o objetivo de ajustar a potência ao nível adequado para operação da cavidade pré-agrupadora.

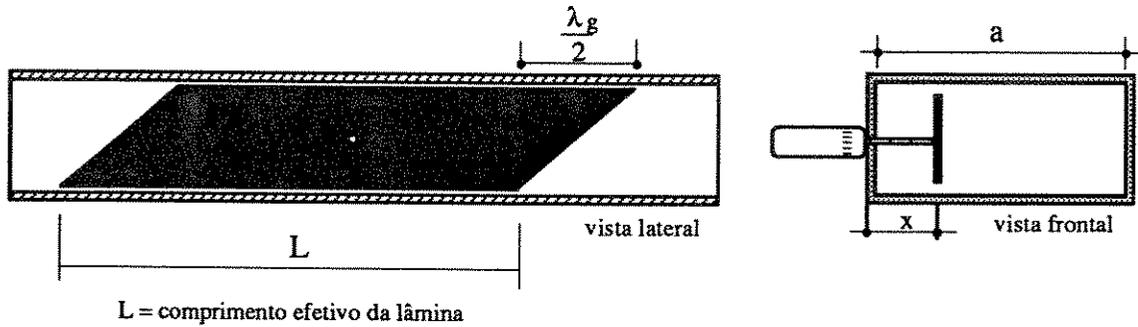


Figura 4.53 Atenuador em guia de ondas.

Medidas de Atenuação e Ressonância

Nas medidas realizadas no atenuador observamos que nas proximidades de determinada frequência, na faixa compreendendo 2856 ± 250 MHz, ocorre uma ressonância. Se considerarmos que a camada de grafite em pó é condutora (condutividade $\sigma = 10^5$ S/m), vemos que há um efeito capacitivo entre a camada condutora e as paredes inferior e superior do guia de ondas. Por outro lado, o filme condutor apresenta uma indutância por unidade de comprimento e uma resistência por unidade de comprimento. Um circuito simples que descreve a ressonância é mostrado na Figura 4.54.

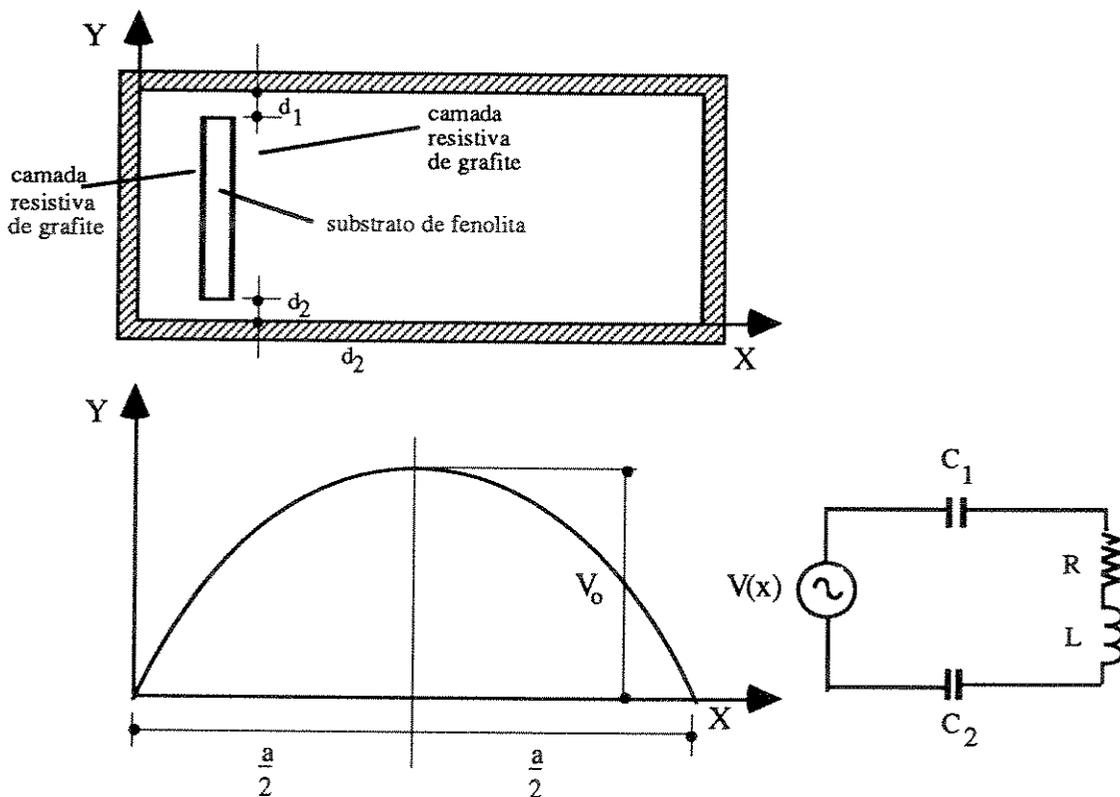


Figura 4.54 Circuito equivalente da ressonância no atenuador do pré-agrupador.

$$V = V_0 \operatorname{sen} \frac{\pi x}{a}$$

Tensão elétrica ao longo do eixo x

$$L =$$

Indutância por unidade de comprimento da camada resistiva

$$C_{1,2} =$$

Capacitâncias por unidade de comprimento, que é função da resistência da camada e das distâncias das camadas à parede, uma vez que o efeito de borda do campo elétrico também depende destes parâmetros.

Um problema encontrado neste tipo de atenuador é que ele introduz um atraso de fase que varia em função da posição transversal da lâmina, e isto ocorre pelo fato de o substrato ter uma constante dielétrica ($\epsilon_r \approx 4,5$) diferente da do ar. Desta forma, o atenuador comporta-se também como defasador variável, o que é indesejável. Uma forma de evitar-se isto é construir-se um atenuador como mostrado, esquematicamente, na Figura 4.55. Pode-se observar que o substrato dielétrico permanece sempre na mesma posição em relação ao eixo x, mantendo, portanto, o mesmo *off-set* de fase, enquanto a área de material resistivo varia e, por conseguinte, a atenuação, à medida que a lâmina gira. Outro benefício desta montagem é que o suporte do motor de passo pode ser simplificado. Um aspecto importante que deve ser considerado é a durabilidade dos materiais utilizados para o substrato, bem como para a lâmina resistiva; uma opção é metalizar um substrato de vidro com nicromo, que é uma liga metálica que apresenta perdas elétricas e magnéticas, sendo mais durável do que o material utilizado no atenuador existente no LINAC, no momento.

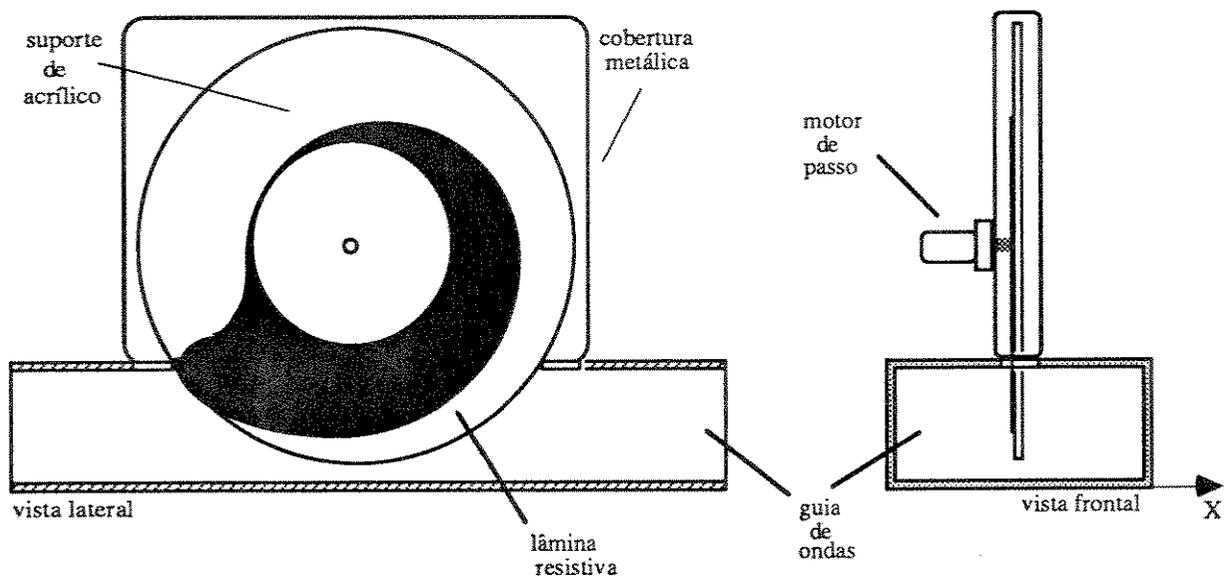


Figura 4.55 Atenuador variável de fase constante.

4.4 BIBLIOGRAFIA

- [4.1] Specification Particuliere du Klystron TV 2015-B6 Thomson-CSF, Referência CF 1615B6-105; Depart. Tubes et Dispositifs Hiperfrequences (01-02-1985).
- [4.2] TV 2015 High Power Klystron Amplifier-25MW / 25 kW in S-band; Data TEH 20252; (02-1987).
- [4.3] Consignes Generales D'Exploitation des Klystrons Amplificateurs de grande Puissance, Division-Tubes Electroniques, UTH 6269, (06-1982).
- [4.4] Manual do acelerador linear Sagittaire, GR-Mev; o manual encontra-se disponível no Centro Oncológico de Campinas, Barão Geraldo, Campinas.
- [4.5] Cooling of High-Power Pulsed Klystron Amplifiers, Thomson-CSF Compoenents; UTH 6098-B (07-1980).
- [4.6] Production de Rayons-X par les Klystrons Amplificateurs de Grande Puissance en Bande-S, Referência NTH 6111-A, (06-1981) ou Production de Rayons X par les Klystrons Amplificateurs de Grande Puissance, Thomson-CSF Composants; Referência NTH 6306, (02-1983).
- [4.7] Specification Particulière de la Contre-Bobine TV 19902, Referência CF 19902-102, Departam. Tubes et Dispositifs Hiperfrequences, edição de (29-08-83).
- [4.8] General Operating Instructions for High Power Pulsed Klystron Amplifiers; Referência UTH 6268; (06-1982).
- [4.9] I.Wilson, 'Cavity Construction Techniques', RF Engineering for Particle Accelerators, CERN Accelerators School, Exeter College, Oxford, UK, 3-10 (04-1991). pp 375,376.
- [4.10] W.Haiden, W. G. Moffat, J. Wulff, 'Propriedades dos Materiais' Editorial Limusa-Wiley, S.A., México, (1968), pp 50-52.
- [4.11] O.R.Bagnato, 'Processo de União de Componentes em Guias de Ondas para o Linac de 50 MeV', MP 017 / 89, LNLs, (1989).
- [4.12] J.W Wang e G.A.Loew, 'RF Breakdown Studies in Copper Electron Linac Structures', IEEE Particle Accelerator Conference, Chicago,IL., March 20-23, 1989 ou/e SLAC-PUB 4866, (1989).
- [4.13] 'Waveguide Flange and EMI Sealing Handbook', Parker Seal Company, (1986).
- [4.14] J. Ciavolella, 'Take the Hassle Out of High Power Design', Microwaves Magazine (junho 1972).
- [4.15] M.A.Remy, Y.Zhao, 'The Phase Deflection Due to Pressurized Gas', M 001/ 89, LNLs (1989).

- [4.16] R.B.Neal, General Editor, 'The Stanford Two-Mile Accelerator', Stanford University, W.A.Benjamin, Inc., (1968). pp. 350-353.
- [4.17] T.S.Saad, 'Microwave Engineers Handbook', Artech House, Inc. Dedham, Massachusetts (1971) p. 15 Volume I.
- [4.18] I.Lebedev, 'Microwave Engineering', Editora Mir, Moscou.
- [4.19] Robert C. Weast, 'Handbook of Chemistry and Physics', CRC Press, (1986-1987), p.E-54.
- [4.20] Robert E. Collin, 'Foundations for Microwave Engineering', McGraw-Hill Book Co, (1966).
- [4.21] R.Chatterjee, 'Advanced Microwave Engineering', Ellis Horwood Limited e John Wiley & Sons, (1988). pp 162-177.
- [4.22] C.G.Montgomery, 'Technique of Microwave Measurements', Dover Publications, Inc. N.Y., (1966), Volume 2, pp 858 - 866.
- [4.23] Y.Zhao e M.A.Remy, 'The Measurement of Couplers and Errors Analyses', MP 08/90, LNLS, (3-90).
- [4.24] H.J.Riblet, 'The Short Slot Hibrid Junction', Proceedings of IRE, (02-1952), pp 180-184
- [4.25] R.E.Collin, 'Field Theory of Guided Waves', McGraw-Hill, (1960), pp 224 - 229.
- [4.26] M.A.Remy, 'Projeto do Defasador do Pré-Agrupador de Elétrons do LINAC Maíra', relatório técnico disponível no Grupo de RF do LNLS, (1989).
- [4.27] R.F.Harrington, 'Time Harmonic Electromagnetic Fields', McGraw-Hill Book Co., (1961) p.130.
- [4.28] M.A.R. Franco, 'Contribuição ao Estudo de Estruturas Aceleradoras de Elétrons e Respetivos Acopladores de Rádio Freqüência', Dissertação de Mestrado', IFUSP, 1991 e Relatório de Pesquisa IEAv-015 / 91, (07-1991), p. 100.
- [4.29] 'MathCAD', Programa Aplicativo de Matematica, MathSoft Inc, Massachusetts, (04-1989).
- [4.30] Y.Zhao, '*SLIDETEST 5* - Um Programa para Testes de Taxa de Onda Estacionária com Terminação Móvel', relatório técnico Interno do Grupo de RF do LNLS, (09-1992).
- [4.31] E. Nyfors e P. Vainikainen, 'Industrial Microwave Sensors' Artech House, Inc, (1989), pp 90 - 94

CAPÍTULO 5

SISTEMA DE DETECÇÃO E SEGURANÇA DE RF

5.1 GABINETE (RACK) DO SISTEMA DE MICROONDAS E ELETRÔNICA ASSOCIADA.

O gabinete de microondas compreende o painel e diversas gavetas de circuitos eletrônicos. Em uma forma geral, apresentamos na Figura 5.1 o diagrama de blocos simplificado dos circuitos eletrônicos. Os blocos são identificados relacionando-se seus códigos com os apresentados na Tabela 5.1. Os esquemas detalhados dos circuitos eletrônicos são apresentados na Ref. [5.1]. A vista frontal do gabinete de microondas é apresentada na Figura 5.2 e está esquematizada na Figura 5.3.

Tabela 5.1 Circuitos eletrônicos do gabinete de microondas

Fontes

Nº	Nome do Bloco	Circuito	Nº de saída no painel	
I	Fonte 1	Fonte Geral	Tensões	
			+ 24 V	conectores 28
			+ 15 V	de teste 29
			+ 12 V	30
			+ 8 V	31
			+ 5 V	32
			- 12 V	33
- 5 V	34			
II	Fonte 2	Fonte isolada para os detectores de arco	---	
III	Source	Controle liga-desliga geral do rack manual ou remoto (nível TTL).	display 59	
			local- remoto 62	

Circuitos eletrônicos do sistema de detecção

Nº	Nome do Bloco	Circuito	medida digital	display do painel
IV	S-H1 S-H2 S-H3 S-H4	Circuitos de amostragem em nível analógico de 0-10 Vdc dos níveis de potência .	conector DB-25	canal
			pino 1	-
			pino 2	0
			pino 3	1
			pino 4	2
V	M-P	Indicadores de posição dos motores de passo de; defasador do subsistema do pré-agrupador atenuador do subsistema do pré-agrupador atenuador de alta potência da 2a. estrutura		5
				6
				7
VI	DISP	Voltímetro com indicação de 8 canais		



Circuitos de Segurança

Nº	Nome do Bloco	Circuito	Nº de saída no painel
VII	DARC1 DARC2 DARC3 DARC4	1º detector de arco voltaico do guia p/ a 1a. estrutura aceler. 2º detector de arco voltaico do guia p/ a 2a. estrutura aceler. 1º detector de arco voltaico do guia p/ a 1a. estrutura aceler. 2º detector de arco voltaico do guia p/ a 2a. estrutura aceler.	_____ _____ _____ _____
VIII	ARCO1 ARCO2 ARCO3 ARCO4	Circuito de intertravamento "interlock" em função do DARC1 Circuito de intertravamento "interlock" em função do DARC2 Circuito de intertravamento "interlock" em função do DARC3 Circuito de intertravamento "interlock" em função do DARC4	38 39 40 41
IX	TOE1	Circuito de intertravamento baseado na comparação do nível da tensões detectadas em mV das ondas incidente (TOE1) e refletida (TOE2)	led e botão de teste 36
	TOE2		
	TOE3	Circuito de intertravamento baseado na comparação do nível da tensões detectadas em mV das ondas incidente (TOE3) e refletida (TOE4).	led e botão de teste 37
	TOE4		
X	INTER	Circuito de intertravamento do subsistema de baixa potência	led 18

Circuitos para o subsistema de baixa potência

Nº	Nome do Bloco	Circuito	Nº de saída no painel
XI	CORRENTE	Gerador de corrente para o atenuador de microondas	15
			16
			17
XII	PULSO	Gerador de pulsos para teste pulsado do sistema de microondas chave de seleção de pulso interno de teste ou externo de sincronismo. -- chave de seleção de saída contínua de microondas ou pulsada.	22
			23

Placas mãe (mother boards) para interconexão dos circuitos

Nº	Nome do Bloco	Circuito
XIII	B-PS	Placa mãe dos <i>samples & holds</i>
XIV	B-PM	Placa mãe do subsistema de baixa potência
XV	BP-I	Placa mãe dos <i>interlocks</i>

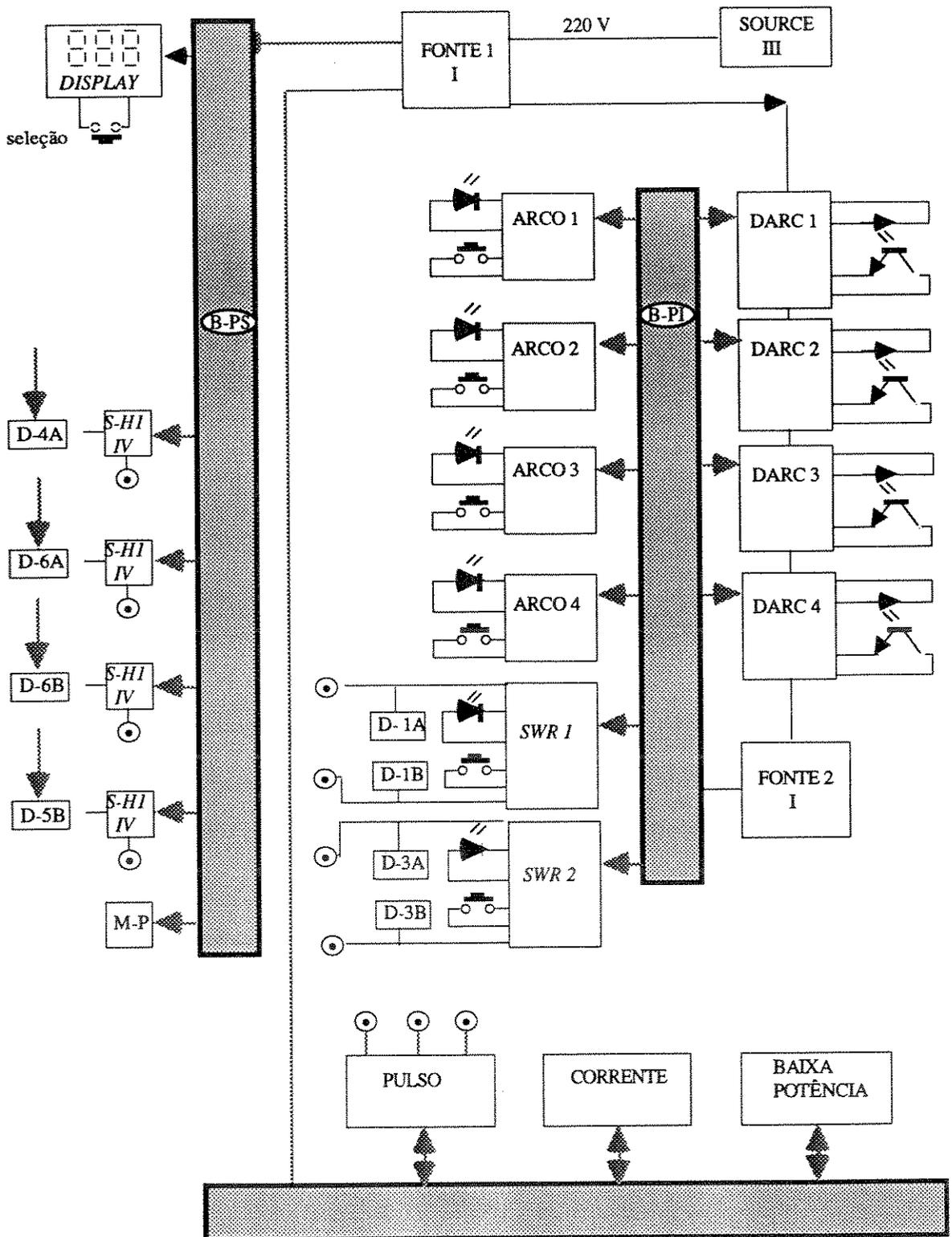
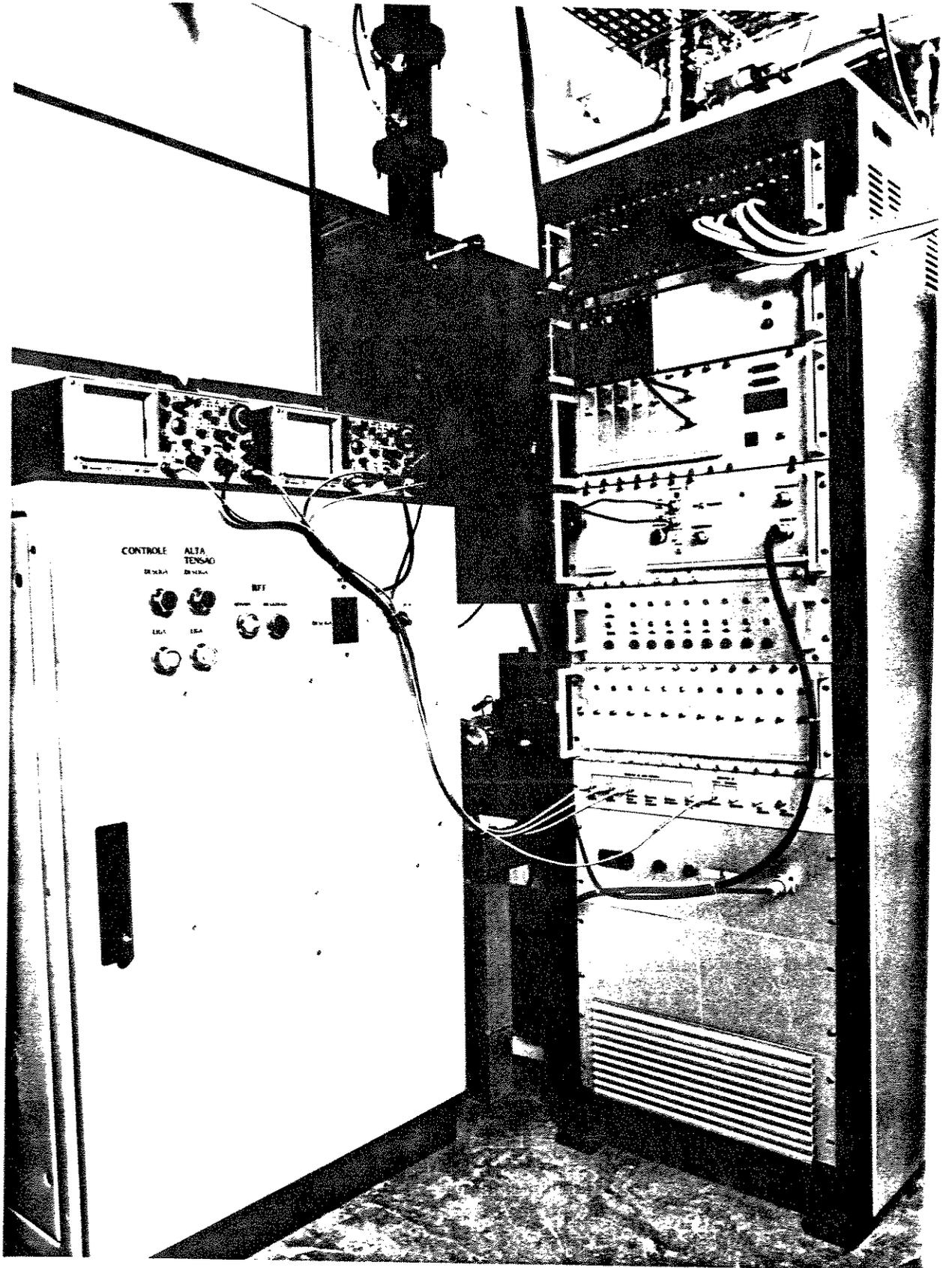
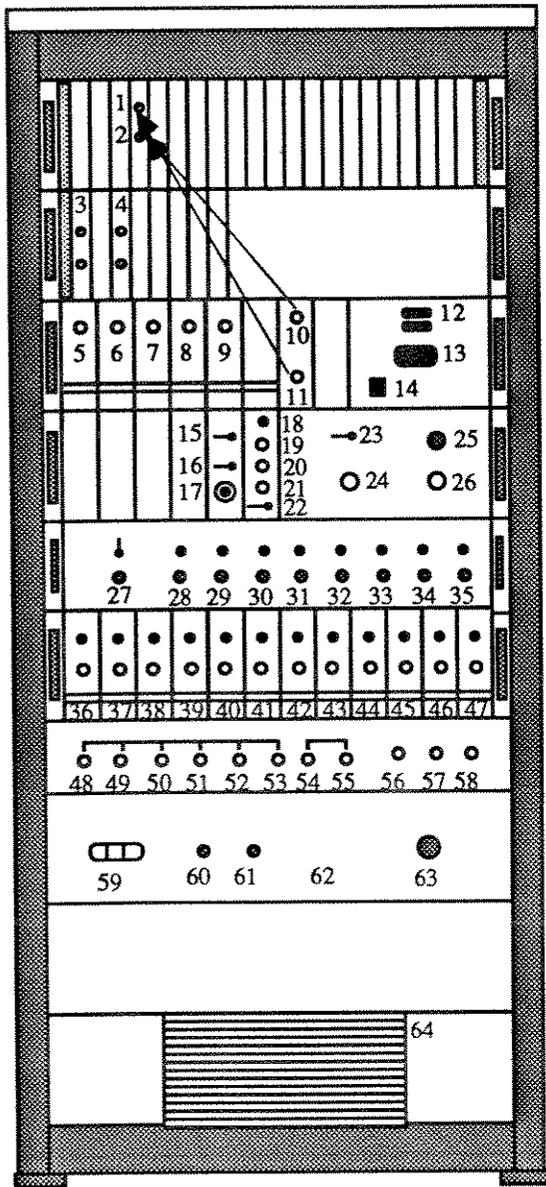


Figura 5.1 Diagrama em blocos dos circuitos eletrônicos do gabinete de microondas.



5.2 Vista do painel do gabinete de microondas.



Funções:

- 1) Placas de "driver" para os motores de passo do atenuador e defasador variável do pré-agrupador.
- 2) Ajuste de posição do defasador variável
- 3) Ajuste de posição do atenuador variável
- 4) Ajuste de posição do defasador 2a. estrut. [canal 7]
- 5) Monitor de média potência MPOT1 [canal 0]
- 6) Monitor de alta potência APOT1 [canal 1]
- 7) Monitor de entrada APOT2 [canal 2]
- 8) Para uso futuro
- 9) Monitor de potência PAGP [canal 3]
- 10) Indicador de posição do atenuador variável [canal 5]
- 11) Indicador de posição de defasador variável [canal 6]
- 12) Conectores de I/O para o controle
- 13) *Display* mostrador dos valores dos canais de 0 a 7
- 14) *Display* indicador dos canais e chave de seleção
- 15) Chave de seleção (local - remoto) do atenuador variável do subsistema de baixa potência
- 16) Chave de seleção (normal - teste) do atenuador
- 17) Botão para ajuste manual do atenuador
- 18) Led indicador de defeito no subsistema de baixa potência
- 19) Conector BNC para entrada dos pulsos de sincronismo
- 20) Conector BNC para monitoramento dos pulsos de sinc.
- 21) Monitor de baixa potência BPOT
- 22) Chave de seleção (pulsos internos de teste ou sincronismo)
- 23) Chave de seleção de saída de microondas cw ou pulsada
- 24) Conector N para monitoramento da frequência
- 25) Atenuador por passos para limitação da potência de saída
- 26) Conector N para saída do sinal de microondas
- 27) Chave liga - desliga das fontes de alimentação
- 28) Conector de teste, led e fusível da fonte de 24 Vdc
- 29) Conector de teste, led e fusível da fonte de 15 Vdc
- 30) Conector de teste, led e fusível da fonte de 12 Vdc
- 31) Conector de teste, led e fusível da fonte de 8 Vdc
- 32) Conector de teste, led e fusível da fonte de 5 Vdc
- 33) Conector de teste, led e fusível da fonte de - 12 Vdc
- 34) Conector de teste, led e fusível da fonte de - 5 Vdc
- 35) Para uso futuro
- 36) Detector de taxa de onda estacionária TOE 1
- 37) Detector de taxa de onda estacionária TOE 2
- 38) Detector de arco ARCO1

- 39) Detector de arco ARCO2
- 40) Detector de arco ARCO3
- 41) Detector de arco ARCO4
- 42) Detector de taxa de onda estacionária TOE 3
- 43) Detector de taxa de onda estacionária TOE 4
- 44) Detector de arco ARCO5
- 45) Detector de arco ARCO6
- 46) Detector de arco ARCO7
- 47) Detector de arco ARCO8
- 48) Monitor de onda incidente
- 49) Monitor de onda refletida
- 50) Monitor de onda incidente
- 51) Monitor de onda refletida

- 52) Monitor (BNC) - entrada da 1a. estrutura APOT1
- 53) Monitor (BNC) - entrada da 2a. estrutura APOT2
- 54) Monitor de média potência incidente MPOT1
- 55) Monitor de média potência refletida MPOT2
- 56) Monitor do pré-agrupador PAGP
- 57) Monitor de fase relativa
- 58) Para uso futuro
- 59) Chave liga - desliga geral do rack
- 60) Fusível geral
- 61) Fusível geral
- 62) Chave (local ou remoto) para ligar o rack
- 63) Saída do *interlock*
- 64) Placa para ventilação

Figura 5.3 Painel frontal do Gabinete de Microondas e funções associadas.

5.2 SUBSISTEMAS DE DETECÇÃO DE POTÊNCIA E SEGURANÇA.

O sistema de detecção ou monitoramento do sistema de RF do LINAC Maíra constitui-se de:

- (1) Medidores de amplitude do sinal de microondas (medidores de potência).
- (2) Indicadores de posição do atenuador e dos defasadores.
- (3) Comparador de fase, para medição de fase relativa entre os dois ramos em guias de onda de alta potência.
- (4) Detectores de arco voltaico nos guias.

(1) Medidores de amplitude do sinal de microondas (medidores de potência).

A detecção, também chamada de demodulação, é o processo oposto à modulação; é o processo de remoção do sinal modulador de um sinal de RF modulado. No caso da modulação por pulsos a detecção é obtida por retificação do sinal modulado por meio de um elemento retificador (um diodo Schottky pode ser usado para este fim) seguido de filtragem conveniente para eliminar o sinal de RF, como é apresentada na Figura 5.4. A curva de tensão detectada versus potência de entrada no circuito detector foi obtida experimentalmente.

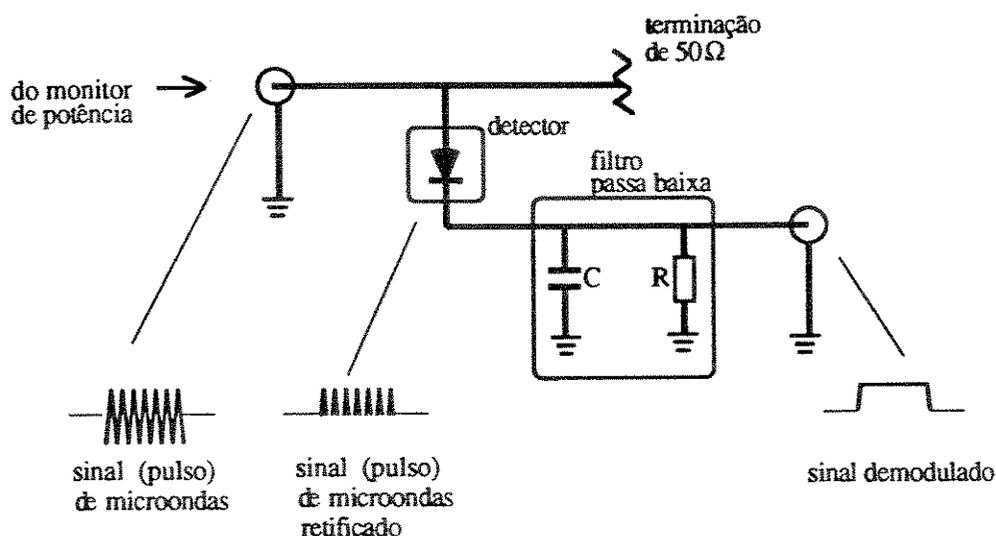


Figura 5.4 Detecção de um sinal pulsado de microondas.

A medida de amplitude é obtida da seguinte forma: Pequenas amostras do sinal de microondas são extraídas por monitores de potência (acopladores direcionais), de tal forma que a relação entre o nível de potência do sinal amostrado e o nível de potência a ser medido é de ≈ 40 dB no sistema de média potência e ≈ 60 dB no sistema de alta potência. Os sinais de microondas extraídos pelos monitores de potência são enviados a detectores em linha de fita, *stripline*, que fornecem, em suas saídas, níveis de tensão na faixa de milivolts, correspondentes aos níveis de potência em mW fornecidos às suas entradas. A relação tensão versus potência de cada um dos detectores deve ser bem conhecida, bem como a medida de atenuação dos cabos coaxiais que transportam a informação do nível de amplitude, para que haja exatidão nas medidas de potência de pico do sinal de microondas. Todos os sinais detectados são enviados ao painel do gabinete (*rack*), do sistema de microondas. Alguns dos sinais de amplitude são, também, disponíveis para o sistema de controle geral computadorizado da máquina ou para o sistema geral de segurança. Para melhor compreensão quanto à sua função, iremos dividir os sinais detectados de amplitude em três grupos (vide Tabela 5.2 e Fig. 5.5).:

- (a) Sinais para monitoramento: Todos os sinais de amplitude são disponíveis em conectores BNC, no painel do gabinete de microondas.
- (b) Sinais para o sistema de segurança e monitoramento: Em cada um dos ramos em guia de onda, imediatamente após a saída da klystron, há monitores duplos, para medida da amplitude da onda incidente e refletida. No caso da ocorrência de arco voltaico ou, ainda, na eventualidade mais remota de ruptura da janela de microondas, a amplitude da onda refletida eleva-se. Se a comparação entre os sinais incidente e refletido indicar uma taxa de onda estacionária superior ao máximo estipulado, o sistema geral de intertravamento (*interlock*) da máquina desligará a fonte de alta tensão da klystron de alta potência.
- (c) Sinais para o sistema de controle geral computadorizado: Os sinais de onda incidente de média potência e de alta potência, o sinal na entrada das estruturas aceleradoras e o sinal de potência do pré-agrupador, após serem detectados, são enviados a circuitos de amostragem (*sample & hold*), que mantêm o nível de potência do sinal detectado, até a chegada do próximo pulso. O sinal detectado é transformado, assim, em níveis de tensão analógicos de 0 a 10 Vdc, que fica disponível ao sistema de controle computadorizado, que faz a conversão analógico-digital; estes mesmos sinais podem ser observados em um mostrador (*display*) digital no painel do gabinete de microondas.

Tabela 5.2 Monitores de amplitude (potência de pico) do sistema de microondas

monitor N°	código no sistema	Nível de potência referido	monitoramento painel do rack	sistema de segurança	controle geral por computador (opcional)
1	BPOT	100 mW	SIM		
2	MPOT 1	1 kW	SIM		SIM
3	MPOT 2	1 kW	SIM		
4	TOE 1	incidente 12,5 MW	SIM	SIM	
5	TOE 2		SIM	SIM	
6	TOE 3	incidente 12,5 MW	SIM	SIM	
7	TOE 4		SIM	SIM	
8	PAGP	40 kW	SIM		SIM
9	APOT 1	11 MW	SIM		SIM
10	APOT 2	11 MW	SIM		SIM

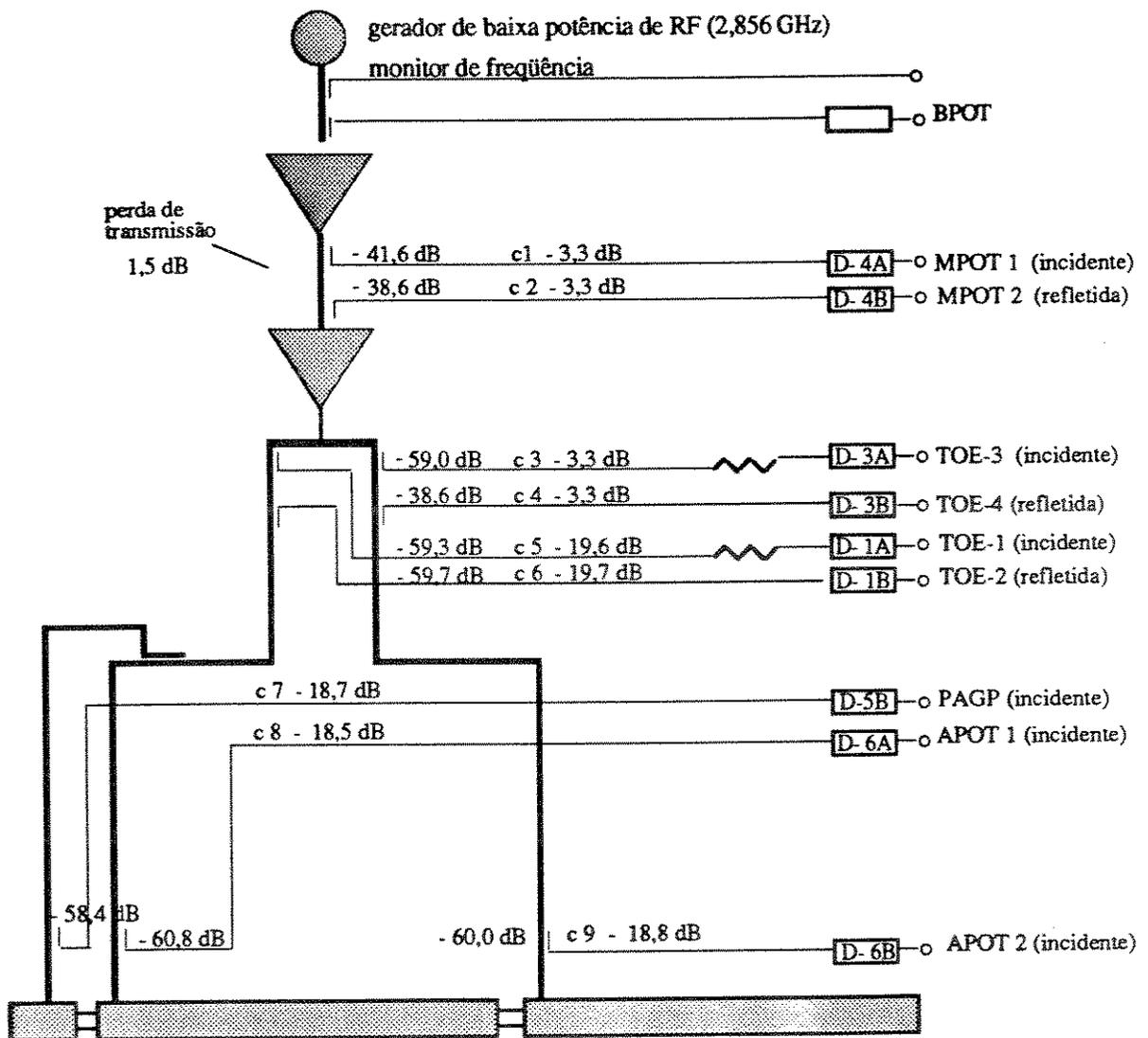


Figura 5.5 Posicionamento dos detectores de potência, detectores de TOE e de arco e monitor de frequência do sistema geral de microondas.

Circuitos de amostragem (*sample & hold*)

Na saída dos detectores de potência, os sinais demodulados têm uma forma aproximadamente igual ao apresentado na Figura 5.6 (a). Para tornar a leitura deste sinal mais conveniente para o sistema de controle computadorizado da máquina, foram utilizados circuitos de amostragem que, num determinado instante, fazem a leitura do sinal (Figura 5.6 (b)) e, depois, durante um intervalo de tempo maior, mantêm este valor armazenado (Figura 5.6 (c)) para que seja feita a leitura (conversão analógico-digital). O sinal que será medido é armazenado no capacitor "C" do circuito de amostragem. O capacitor é alimentado somente quando o oscilador enviar a informação para que a chave analógica feche. Portanto, o oscilador deverá, de tempos em tempos, fornecer um pulso positivo, Figura 5.6 (b), permitindo que a chave analógica feche e o capacitor faça aquisição do novo valor. Depois, o oscilador permanece em zero, abrindo a chave, fazendo com que o capacitor forneça o valor armazenado. A chave analógica deve ser do tipo C-MOS (Fig. 5.7), pois tem alta impedância quando aberta e muito baixa impedância quando fechada, permitindo alta isolamento e rápido tempo de atualização. O capacitor deve ser o suficientemente grande, para manter-se carregado até o próximo pulso que ocorre em um intervalo de, aproximadamente, 30 ms.

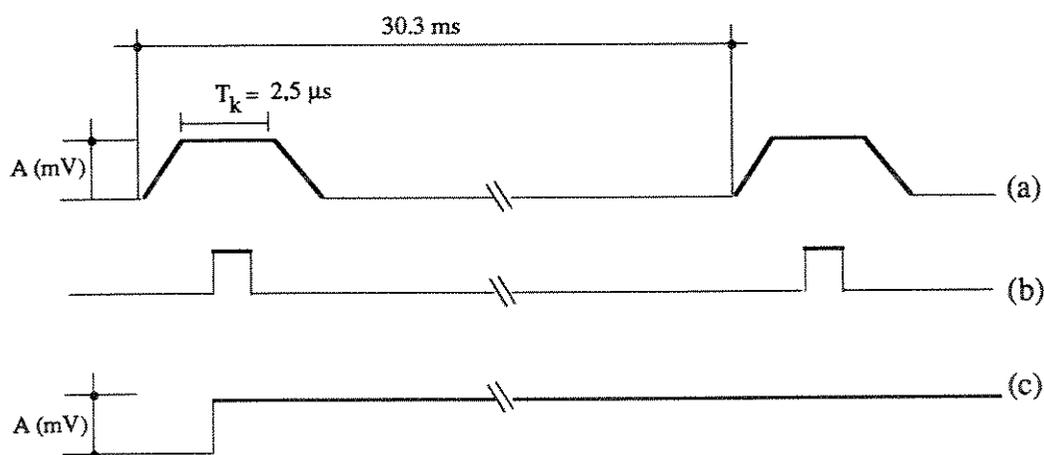


Figura 5.6 Formas de sinais detectados: (a) saída do detector; (b) sinal de amostragem; (c) sinal amostrado após o circuito *sample & hold*.

Para minimizar a descarga do capacitor utilizamos um operacional com entrada a FET. Desta forma, o sinal armazenado no capacitor será amostrado na saída de um *buffer*.

Nem sempre a fonte do sinal pode garantir um pico de corrente para carregar o capacitor rapidamente, quando a chave fechar. Portanto, utilizamos, também, um *buffer* de entrada para amostrar o sinal da fonte e garantir a capacidade de corrente que o capacitor vai necessitar para atualizar a informação, quando a chave C-MOS fechar.

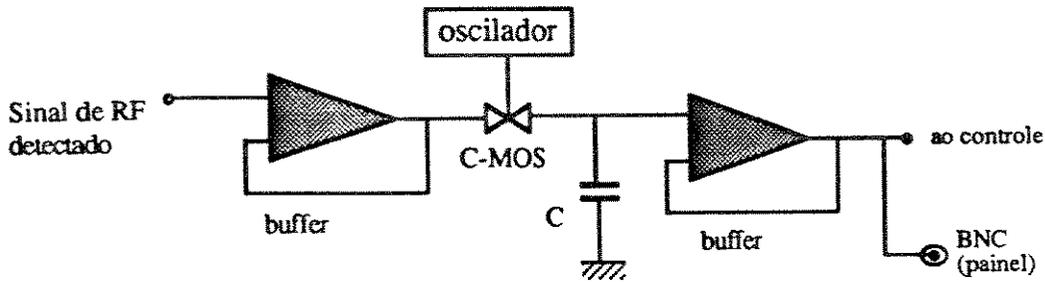


Figura 5.7 Circuito amostrador

Detector Schottky [5.1].

Este componente detecta a envoltória de sinais de microondas de baixos níveis de potência, apresentando em sua saída um nível de tensão proporcional à potência medida (Fig.5.8).

Por trabalhar com baixos níveis de potência (potência máxima = 100 mW), o detector opera após o monitor de microondas, que, como vimos, reduz o nível de potência da onda incidente de 41,6 dB, e da onda refletida de 38,6 dB para os monitores MPOT1 e MPOT2 do sistema de média potência, enquanto que nos monitores do subsistema de alta potência, como vimos, o nível reduz-se de 60 dB (onda incidente e refletida).

As principais características consideradas no projeto dos detectores foram :

- i - sensibilidade
- ii - taxa de onda estacionária (TOE)
- iii - largura de banda
- iv - estabilidade

A elevada sensibilidade é obtida quando o circuito é casado, o que possibilita ao diodo absorver a máxima potência. Sendo o propósito monitorar a potência proveniente do guia de ondas, o detector deve ser insensível a diversos fatores, exceto a potência. Isto resulta na escolha de um detector com boa planura, para o qual a linha seja terminada por uma carga casada, como mostrado na Figura 5.4. Neste caso a voltagem de RF no diodo é a mesma que na linha de transmissão, isto é :

$$V = \sqrt{2PR} \quad (5.1)$$

onde P é a potência transmitida e R é a impedância característica da linha.

Como nesta configuração o diodo está em paralelo e tem alta impedância, ele não perturba o casamento da linha principal, podendo-se obter uma T.O.E. bem baixa, sendo também esperada também uma boa estabilidade. Uma terminação adequada para a linha seria o modelo EMC 02-125-T, adequado para *stripline*, que não dispunhamos no momento. Tínhamos, em mãos, no entanto, *chips resistors*, fabricados pela IMS, os quais não são mecanicamente fáceis de aterrar. Além disto, não dispunhamos do valor desejado de 50 ohms. Foi necessário

utilizarmos pares de resistores em paralelo, de forma a obter resistores de, aproximadamente, 50 ohms, seguidos de linha aberta de 1/4 de comprimento de onda, que equivalem a um curto para terra. O detector utilizado no teste da klystron, bem como os demais detectores construídos posteriormente para o sistema geral de detecção de potência de microondas do acelerador linear Maíra, utilizaram uma das seguintes combinações de resistores (os valores que estavam disponíveis):

$$91 \Omega // 110 \Omega = 49,8 \Omega$$

$$62 \Omega // 240 \Omega = 49,2 \Omega$$

$$56 \Omega // 430 \Omega = 49,5 \Omega$$

$$56 \Omega // 510 \Omega = 50,5 \Omega$$

Filtro passa baixa Uma das portas do detector deve ser aterrada para microondas e ser um aberto para as frequências de vídeo. Para isso foi usado um filtro π constituído de um toco em aberto de 1/4 de comprimento de onda de baixa impedância característica, seguido de uma linha de 1/4 de comprimento de onda de alta impedância e outra linha de 1/4 de comprimento de onda de baixa impedância, como indicado na Figura 5.10. Estes filtros são similares aos filtros C-L-C passa-baixa utilizados em baixa frequência. Porém, na prática, o comprimento dos tocos devem ser ajustados para elevar-se a perda de retorno do detector. Além do acima exposto, adicionou-se um outro filtro em paralelo de forma melhorar a filtragem da 2a. harmônica.

Complementos Como a terminação mencionada acima não é aterrada para DC, um terra complementar foi adicionada de forma a realizar uma malha DC para o diodo. Além disto, uma carga complementar de 1,6 M Ω foi conectada à saída de forma a elevar a impedância de saída, o que acarreta uma redução pequena da sensibilidade do detector quando o mesmo é terminado por um osciloscópio ou outra carga de alta impedância.

Desenho em circuito impresso do circuito. Foram utilizados dois tipos de detectores :

Detector do Tipo I: Utilizado no subsistema de baixa potência; este detector inclui um acoplador direcional de 30 dB no mesmo substrato do detector (Figura 5.9).

Detector do Tipo II: Este modelo, (Fig. 5.10) com dois detectores por substrato, não inclui o acoplador direcional, pois o sinal de entrada corresponde a amostras de sinal provenientes dos monitores de potência em guias de onda; outra diferença é que o filtro foi melhorado para eliminar a primeira harmônica do sinal de RF, introduzida pelo diodo detector.

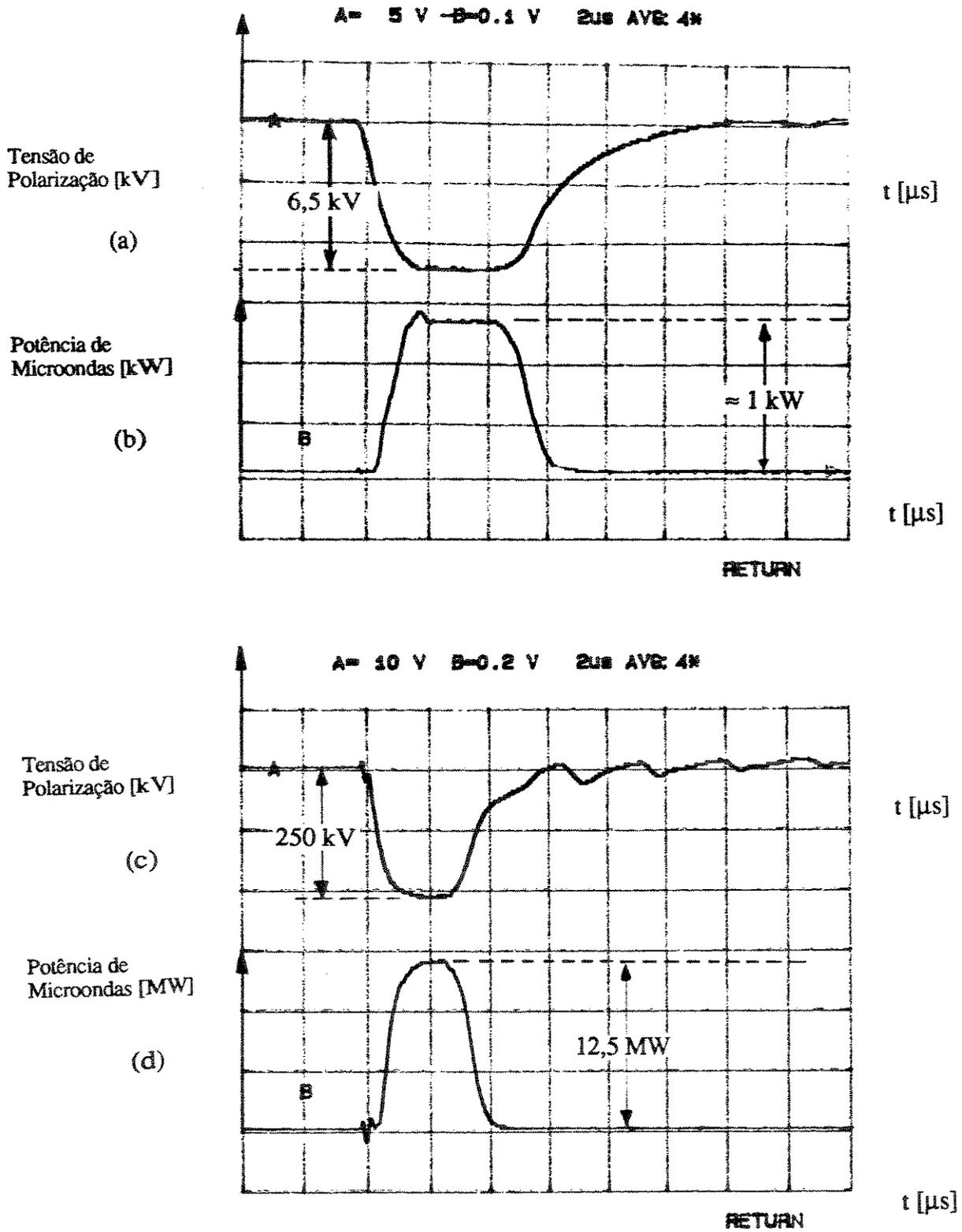


Figura 5.8

(a) Pulso de tensão do modulador de média potência; (b) macropulso detectado (demodulado) de média potência de microondas; (c) pulso de tensão do modulador de alta potência; (d) macropulso detectado de alta potência de microondas.

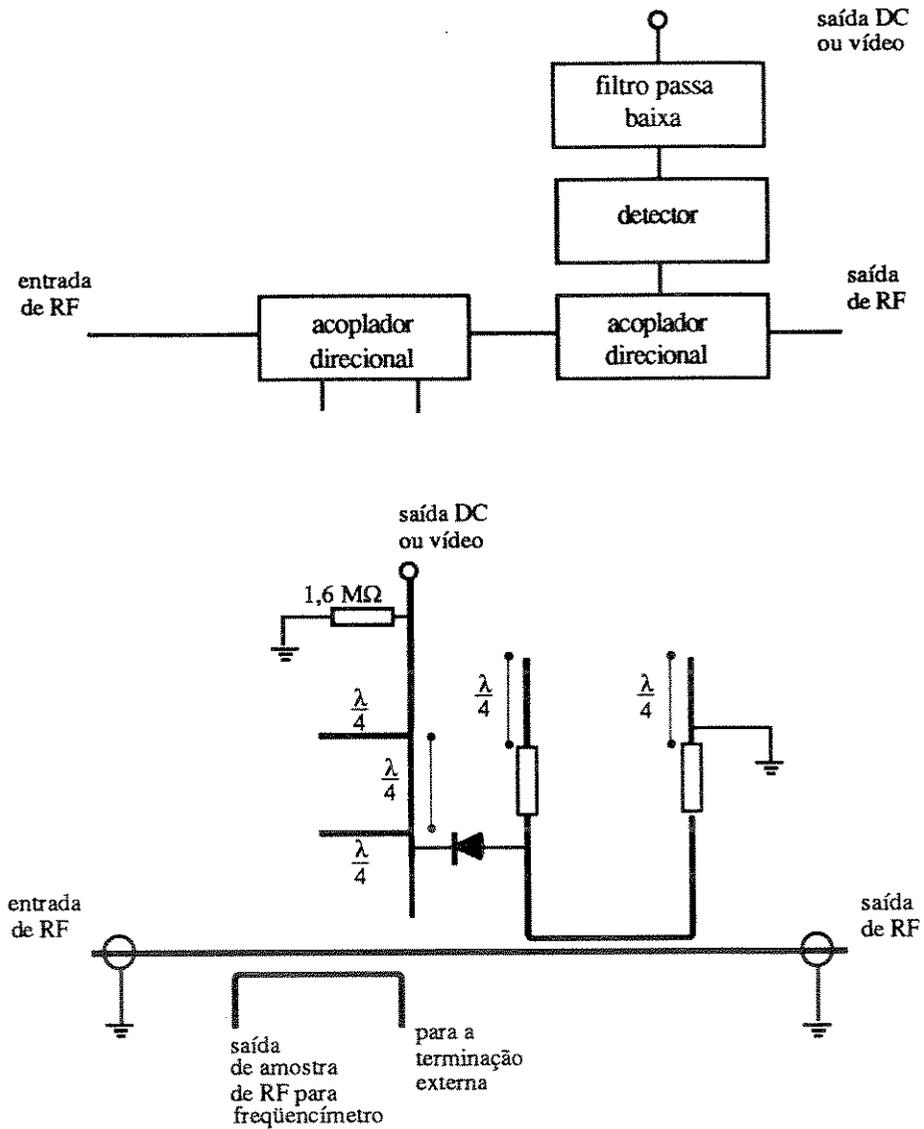


Figura 5.9 Diagrama esquemático do detector Tipo I.

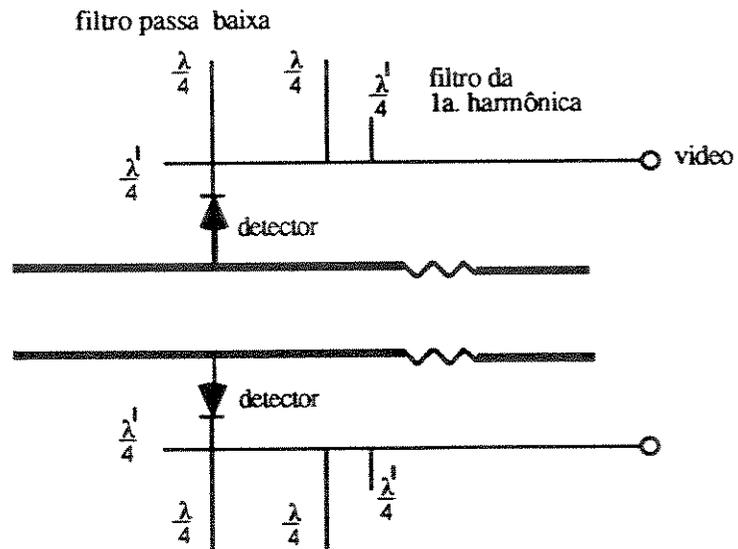
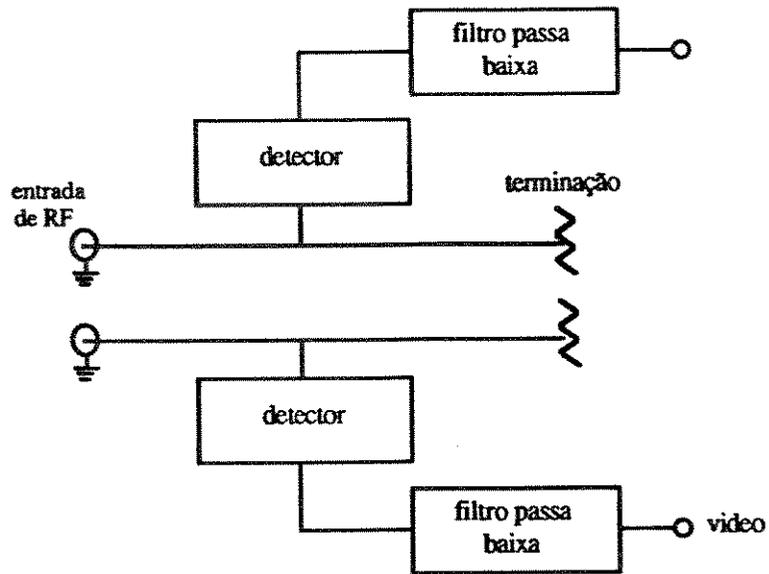


Figura 5.10 Diagrama esquemático do detector do Tipo II

Projeto do acoplador direcional do detetor tipo I

O projeto do acoplador envolve quatro passos como se segue :

- (a) Determinação dos parâmetros de um acoplador direcional, considerando as camadas de cobre infinitesimais, utilizando-se as seguintes fórmulas :

Definições :

- C_o → razão de acoplamento
 K → coeficiente de acoplamento em dB
 Z_o → impedância da linha de fita (normalmente 50 Ω)
 Z_{oo} → impedância característica do modo ímpar
 Z_{oe} → impedância característica do modo par

Fórmulas (vide [5.1] Figura 5.11)

$$K = 20 \log C_o, \quad C_o = 10^{K/20} \quad (5.2)$$

$$\frac{Z_{oe}}{Z_{oo}} = \sqrt{\frac{1+C_o}{1-C_o}} \quad (5.3)$$

$$\frac{s}{b} = \frac{1}{\pi} \ln \left\{ \coth \left[\frac{94,15 C_o}{\sqrt{\epsilon} Z_o \sqrt{1-C_o}} \right] \right\} \quad (5.4)$$

$$\frac{w}{b} = \frac{94,15}{\sqrt{\epsilon} Z_o} \sqrt{\frac{1-C_o}{1+C_o}} - \frac{1}{\pi} \ln [2 (1 + e^\theta)] \quad (5.5)$$

$$\theta = \frac{-188,3 \pi C_o}{\sqrt{\epsilon} Z_o \sqrt{1-C_o}} \quad (5.6)$$

onde $w/b > 0,35$

- (b) Correção para uma *stripline* com espessura finita.

Fórmulas de correção para uma *stripline* com espessura finita [5.2].

$$\frac{w'}{w} = \left(1 - \frac{t}{b}\right) \frac{94,15}{Z_o \sqrt{\epsilon}} - \frac{C_f'}{0,0885 \epsilon} \quad (5.7)$$

onde :

$$C_f' = \frac{0,0885 \epsilon}{\pi} \left[\frac{2}{1 - \frac{t}{b}} \ln \left(\frac{1}{1 - \frac{t}{b}} + 1 \right) - \left(\frac{1}{1 - \frac{t}{b}} - 1 \right) \ln \left(\frac{1}{\left(1 - \frac{t}{b}\right)^2} - 1 \right) \right] \text{ [pF/cm]} \quad (5.8)$$

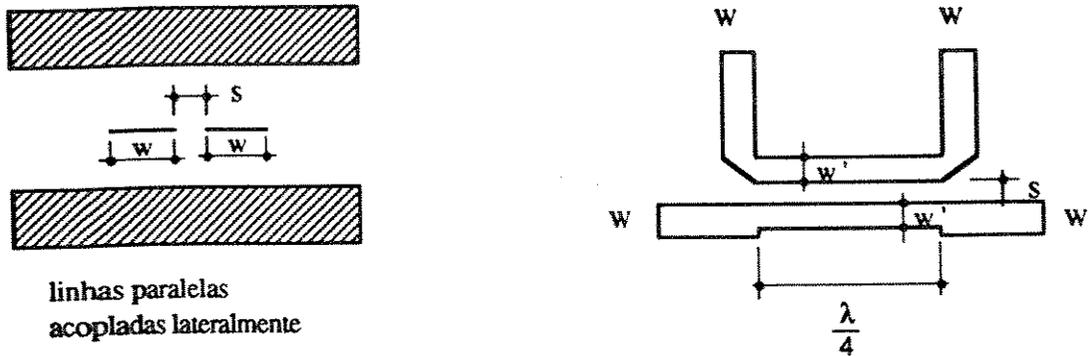


Figura 5.11 Parâmetros geométricos do acoplador direcional "stripline" acoplado lateralmente.

(c) Correção dos parâmetros do acoplador .

A largura w da *stripline* foi modificada para w' , onde w' é dada pela equação (5.7) A distância s foi reduzida do mesmo fator. Finalmente, as dimensões foram ajustadas de forma mais precisa, experimentalmente^{5.16}.

(d) Curvas (*mitred bends*)

Curvas do tipo mostrado na Figura 5.12 são normalmente utilizadas em circuitos de "microstrip" e "stripline". As dimensões podem ser obtidas da pg. 52 de [5.3].

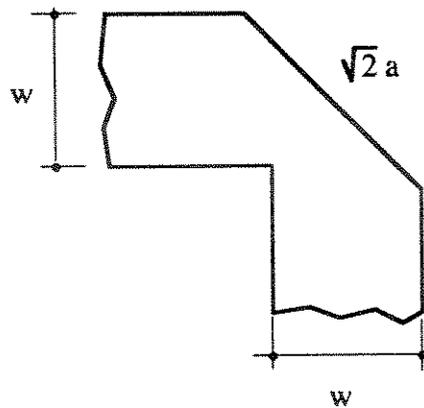


Figura 5.12 Curvas em ângulo reto

5.16 Os experimentos indicam que embora o processo acima forneça resultados precisos, é aconselhável fazer pequenos ajustes nas dimensões se acoplamentos mais precisos são requeridos.

(2) Indicadores de posição do atenuador e dos defasadores.

Devido à radiação no interior do tunel do LINAC, há necessidade de controlarmos remotamente os motores de passo do atenuador e defasador do Subsistema do Pré-agrupador, bem como do defasador de alta potência. Ligamos a cada motor de passo, por intermédio de uma polia, um potenciômetro polarizado com um nível de tensão de 5 volts, de forma que, ao movimentarmos o motor de passo, temos uma indicação da posição dos defasadores ou atenuador.

(3) Comparador de fase, para medição de fase relativa entre os dois ramos em guias de onda de alta potência

Já nos referimos anteriormente à necessidade de termos sincronismo de fase entre as ondas fornecidas à primeira estrutura aceleradora e à segunda estrutura aceleradora. Para isto, utilizamos um defasador de alta potência no ramo do guia de ondas que alimenta a segunda estrutura aceleradora. O ajuste de fase é feito pelo controle remoto de um motor de passo acoplado ao defasador.

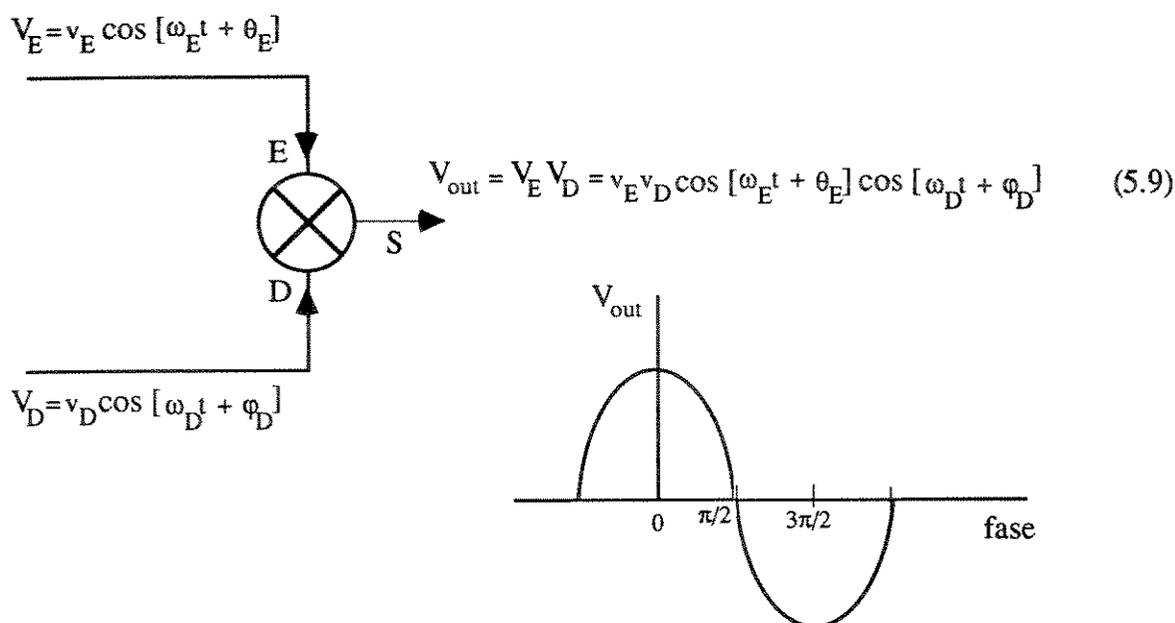


Figura 5.13 Operação de multiplicação em mixer

Para monitorarmos a variação de fase introduzida pelo defasador, montamos um detector de fase. O principal elemento do detector é um misturador duplamente balanceado (*double balanced mixer*). Podemos (Fig 5.13) observar que o sinal apresentado na saída (S) do misturador corresponde à multiplicação dos dois sinais de entrada, E e D. O sinal de saída (V_{out}) pode ser escrito como a soma de duas ondas cossenoidais :

$$V_{out} = \left[\frac{V_E V_D}{2} \right] \{ \cos [(2\pi f_E - 2\pi f_D) t + (\theta_E - \varphi_D)] + \cos [(2\pi f_E + 2\pi f_D) t + (\theta_E + \varphi_D)] \} \quad (5.10)$$

Em nosso caso temos :

$$f_E = f_D = 2,856 \text{ GHz}$$

$$\Delta\phi = \theta_E - \varphi_D = \text{fase relativa entre os ramos 1 e 2 do guia de ondas.}$$

Utilizando um filtro passa-baixa após o misturador, chegamos a

$$V_{out} = \frac{\cos(\theta_E - \varphi_D)}{2} \quad (5.11)$$

Para que $\Delta\phi = \theta_E - \varphi_D$ represente a diferença de fase absoluta entre as ondas nas entradas das estruturas aceleradoras, é necessário que os cabos que transportam o sinal desde os monitores de potência até a entrada do misturador tenham exatamente o mesmo comprimento e que os monitores de potência introduzam o mesmo *off-set* de fase (Fig.5.14). Para uma medida relativa de defasagem, estas condições não são necessárias.

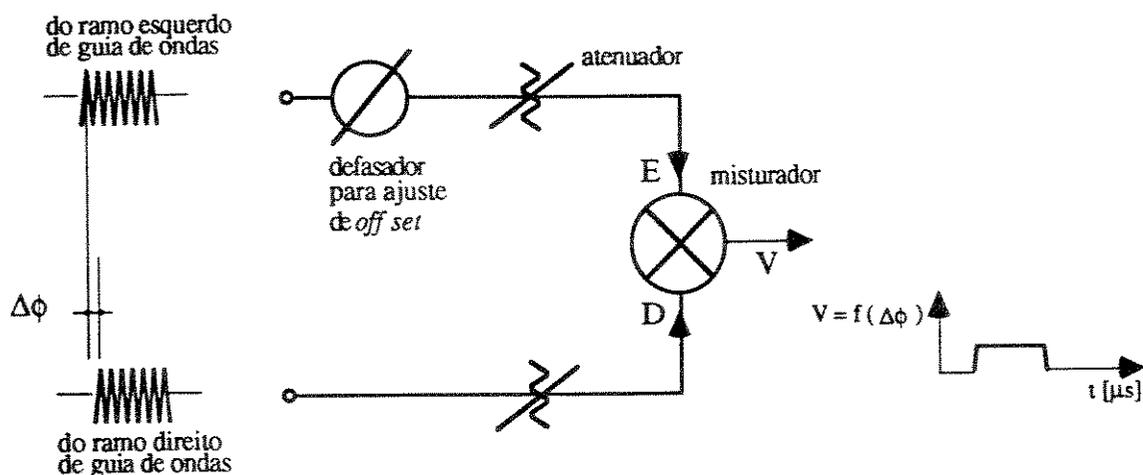


Figura 5.14 Monitor de fase

Tabela 5.3 Componentes do Monitor de fase

Componente	Modelo	Especificações	Fabricante
Defasador de Microondas	3752	Faixa de frequência de operação: 1 - 5 GHz Conectores: N(m)-N(f).	Narda Microwave Corporation
Atenuador de Microondas	791 F / M	Atenuação: 2,0 a 2,5 GHz = 0 a - 35 dB (min) 2,5 a 12,4 GHz = 0 a - 37,5 dB (min) Conectores: N(m)-N(f)	Narda Microwave Corporation
Misturador de Microondas	FSCM 59277- MC24P-3	Potência de entrada (máx) : 7 dBm Conectores SMA	Magnum Microwave

A Figura 5.15 mostra o esquema do monitor de fase utilizado no Subsistema de Alta Potência do LINAC Maíra. Um defasador coaxial é utilizado para ajustar o *off-set* de fase do monitor para uma determinada fase do defasador de alta potência e dois atenuadores são utilizados para equalizar o nível de potência na entrada do mixer (a potência máxima de entrada = 7 dBm). Observamos que variando a fase do defasador de alta potência de 0 a 180 graus, a energia do LINAC varia de 8 MeV a 50 MeV.

(4) Detectores de Arco Voltaico nos Guias

Os detectores de arco consistem de foto-transistores colocados nas curvas do tipo plano-H. O foto-transistor é acionado pela luz produzida pelo arco voltaico. A Figura VI(c.3) do Apêndice VI mostra o desenho mecânico de conjunto de uma curva com detectores de arco.

5.3 BIBLIOGRAFIA

- [5.1] M.A.Remy, N.C.da Silva, A.L.Junior, E.Braga, 'Circuitos Eletrônicos do Sistema de Microondas do Linac Maíra', Relatório Técnico Interno do Grupo de RF (12-1989).
- [5.2] Y.Zhao, 'The Stripline Coupler and Detector', MP001, LNLS, (1-1989).
- [5.3] H.Howe Jr, 'Stripline Circuit Design', Artech House Inc, Figura 5.8, p. 52, 1974.
- [5.4] R.Garoby, 'Low Level RF Building Blocks', CERN Accelerator School, RF Engineering for Particle Accelerators (Proceedings), Exeter College, Oxford, UK, (3 a 10 - 4 - 1989), Editor : S. Turner.

CAPÍTULO 6

CONCLUSÕES

O trabalho aqui apresentado teve por objetivo a implementação de um sistema de microondas que atendesse os rígidos requisitos de estabilidade de fase e potência, característicos dos sistemas de microondas utilizados em aceleradores de partículas.

No Capítulo 1 fizemos uma descrição, em caráter geral, do acelerador de elétrons Maíra desenvolvido no LNLS.

No Capítulo 2 foram feitas considerações sobre a especificação dos principais parâmetros de projeto do Sistema de Microondas.

Apresentamos no Capítulos 3,4 e 5 o sistema de microondas desenvolvido para o acelerador e que está em funcionamento (de forma não contínua) há três anos.

O Sistema de Microondas pode ser dividido por níveis de potência em três subsistemas, respectivamente, baixa potência (100 mW), média potência (≈ 1 kW) e alta potência (25 MW) pulsados. O sinal é amplificado, desta forma, em dois estágios, por válvulas klystron.

Para a realização deste sistema foram desenvolvidos diversos componentes de microondas com boas características de desempenho, sendo apresentados, neste trabalho, os modelos teóricos e os resultados experimentais.

Os monitores de potência apresentaram boa repetibilidade e excelente diretividade que, na maioria dos casos, excedeu os 40 dB.

O sincronismo de fase entre a cavidade pré-agrupadora de elétrons e a primeira estrutura aceleradora foi obtido por um defasador de lâmina dielétrica. A curva experimental deste componente aproximou-se da curva esperada teoricamente para a mesma constante dielétrica. O valor da constante dielétrica da lâmina defasadora foi obtido comparando-se as frequências de ressonância de uma cavidade ressonante cilíndrica (*pill box cavity*) vazia e parcialmente preenchida com um bastão dielétrico centrado.

Desenvolvemos, também, uma carga em guia de ondas para o acoplador direcional do pré-agrupador e terminações de laboratório com baixa taxa de onda estacionária ($TOE < 1,005$) na banda de frequências de $2,856 \text{ GHz} \pm 250 \text{ MHz}$.

O defasador de alta potência, que estabelece o sincronismo de fase entre os dois ramos principais de guia de ondas, foi importado de forma a cumprir o cronograma de construção do Sistema de Microondas. Um projeto-estudo de um defasador, entretanto, é apresentado como contribuição para uma eventual construção deste componente no laboratório. É importante, neste ponto, considerar que outros componentes de alta potência, além do defasador, se

utilizam do divisor híbrido de potência. Como exemplo, podemos citar o dobrador de potência de pulso e o atenuador de alta potência.

A par dos cuidados de projeto e construção dos componentes de microondas, uma atenção especial foi dada às técnicas de medição, com o intuito de minimizar os erros sistemáticos presentes nas medidas. Uma técnica, apresentada no Capítulo 4, de medida de acoplamento e diretividade, foi desenvolvida para caracterizar os monitores de potência e o acoplador direcional de alta potência. Esta técnica utiliza-se de uma terminação móvel e de um curto móvel colocados na porta de saída do ramo principal do monitor.

A experiência adquirida pelo LNLS no desenvolvimento e operação de um sistema de microondas de alta potência abre um leque de opções para a utilização desta tecnologia no país. Algumas dessas opções são :

- Radares pulsados de potência de auxílio ao tráfego aéreo e radares meteorológicos.
- Aceleradores lineares de elétrons para fins terapêuticos.
- Sistemas transmissores de UHF para estações de TV.
- Fornos industriais de microondas para secagem de grãos, materiais cerâmicos, etc.

Quanto à confiabilidade do sistema, não foram verificadas falhas no sistema de baixa e média potência, durante o período de testes ou na operação da máquina. Projetamos circuitos eletrônicos com o menor número possível de componentes, com o intuito de minimizar a probabilidade de falhas.

Um aspecto sempre considerado durante o desenvolvimento do sistema de microondas foi a sua realizabilidade. Desta forma, embora soubéssemos que nos modernos aceleradores lineares os guias de onda são de cobre e operam em alto vácuo, optamos pela realização de um sistema de microondas pressurizado de alumínio, factível nas condições que a infra-estrutura do laboratório permitiu na época de sua implantação. A experiência adquirida na construção econômica do atual sistema, bem como o necessário desenvolvimento nas técnicas de brasagem para ultra-alto vácuo, tem sido valiosa na construção de um novo sistema de microondas para o LINAC, que terá sua energia elevada de 50 para 100 MeV. Testes preliminares em componentes já construídos apresentaram excelente estanqueidade para ultra-alto vácuo (10^{-10} mTorr).

APÊNDICE I

Testes Realizados pelo Fabricante e Dimensões Mecânicas.

Tabela A1 Especificação (cedida pelo fabricante) particular da klystron TV 2015B6

Símbolo	Parâmetro	unidade	medida			
			1a.	2a.	3a.	4a.
Vf	Tensão de aquecimento	V	27	-----	-----	27
$\Delta V_f / V_f$	Varição da tensão de aquecimento	%	-----	+ 5	- 5	-----
If	Corrente de aquecimento	A	23,9	-----	-----	-----
Pf	Potência de aquecimento	W	645	-----	-----	-----
$\Delta P_f / P_f$	Varição da potência de aquecimento	%	-----	-----	-----	-----
Vc cr	Tensão de feixe	kV	245	245	245	227
Ik cr	Corrente de feixe	A	249	-----	-----	222
$\Delta I_k cr / I_k cr$	Varição da emissão de catodo (corrente de pico)	%	-----	-----	-----	-----
Im	Corrente média de catodo	mA	268	-----	-----	239
$\Delta I_m / I_m$	Varição da missão de catodo (corrente média)	%	-----	-----	-----	-----
Z	Impedância de feixe	Ω	984	-----	-----	1023
μP	Microperveância		2,05	-----	-----	2,05
fr	Taxa de repetição do pulso	Hz	200	-----	-----	200
Pmoy coll	Potência média de coletor	kW	39,3	-----	-----	31,9
Pmoy corps	Potência média de corpo	kW	1,3	-----	-----	0,9
Pmoy RF	Potência média de saída de RF	kW	25,5	25,5	25,5	18,5
ΣP_{moy}	Potência média aplicada	kW	65,1	-----	-----	51,8
t p V	Duração do pulso de tensão a 75%	μs	5,3	-----	-----	5,3
t p f	Duração do pulso de RF a - 3 dB	μs	4,8	4,8	4,8	4,6
fo	Frequência de microondas	MHz	2856	-----	-----	2856
Pe cr	Potência de pico de entrada de RF	W	200	-----	-----	200
Ps cr	Potência de pico de saída de RF	MW	25,5	25,5	25,5	20
$\Delta P_s cr / F$	Varição da potência de pico de RF com a frequência (largura de banda)	$\frac{dB}{MHz}$	-----	-----	-----	0,3 (+/-) 5
$\Delta P_s cr / P_s cr$	Varição da potência de saída com a tensão de aquecimento	%	-----	-----	-----	-----
G	Ganho	dB	51,1	-----	-----	50
$V_k cr \times I_k cr = (P1 appl)$	Pot. de pico aplicada (medida elétrica)	MW	61	-----	-----	50,4
P2 appl	Pot. de pico aplicada (medida térmica)	MW	61,4	-----	-----	48,4
$P_s cr / P1$	Eficiência	%	41,8	-----	-----	39,7
$P_s cr / P2$	Eficiência (medida térmica)	%	41,5	-----	-----	41,3
I sol 1	Corrente de focalização da bobina 1	A	156	-----	-----	156
I sol 2	Corrente de focalização da bobina 2	A	134	-----	-----	134
I sol 3	Corrente de focalização da bobina 3	A	130	-----	-----	130
I sol	Focalização única	A	-----	-----	-----	-----
I pi	Corrente da bomba iônica	μA	1	-----	-----	1
			-----	-----	-----	-----
	Circuito		corpo	janela	colet.	-----
P	Pressão	bar	-----	-----	-----	-----
J	Fluxo de água	dm ³ / min	8	-----	-----	-----

Tabela A2 Valores limites de operação

Símbolo	Parâmetro	Unidade	Máximo	Mínimo	Nota
Vf	Tensão de aquecimento	V	Vnominal + 2%	Vnominal - 2%	1 - 21
Ifcr	Corrente de pico aplicada	A	50	-	-
Vkcr	Tensão de pico aplicada	kV	275	-	8
Pamoy	Potência média aplicada	kW	75	-	-
Pscr	Potência de pico de saída de RF	MW	27	-	-
Psmoy	Potência média de saída de RF	kW	27	-	-
Pecr	Potência de pico de entrada de RF	kW	1,0	-	20
Pemoy	Potência média de entrada de RF	W	10	-	-
tpv	largura do pulso de tensão a 75 %	µs	7	-	22
tp	Largura do pulso de RF	µs	6	-	-
Toe	Taxa de onda estacionária		1,3	-	24
Te	Temperatura	°C	40	-	2-3-4
Ta	Temperatura ambiente	°C	50	2	6
P(SF ₆)	Pressão de SF ₆	bar	3	1,7	5
Ifoc	Corrente de focalização	-	Ifoc nominal + 10%	foc nominal - 10%	7-16-21
tk	tempo	min	-	15	-
Ip	Corrente da bomba iônica	mA	20	-	19-23

Condições gerais de ensaio

- Frequência : 2,856 GHz
- Tensão de filamento (nota 21)
- Largura dos pulsos de RF : $tp = 5 \pm 0,5 \mu s$
- Carga : guia de ondas WR 284 com tubo interno de vidro para circulação de água; TOE < 1,2 a frio; pressão de SF₆ nos guias = 2 bar (pressão absoluta)
- Resfriamento do coletor : por circulação de água, débito de 75 dm³ / min.

NOTAS PARA UTILIZAÇÃO E ENSAIOS

- Nota 1 Durante o tempo de uso da klystron, de acordo com a evolução de seu catodo, o fabricante poderá solicitar ao usuário uma regulagem da potência do filamento, caso esta esteja fora da tolerância fixa, de forma a prolongar o tempo de vida da válvula.
- Nota 2 Temperatura da água na entrada dos circuitos de resfriamento
- Nota 3 Qualidade da água: resíduos < 55 cg/dm³; ph: 6,5 a 7,5
- Nota 4 O débito nominal, a perda de carga e as pressões máximas admissíveis, são indicadas para cada circuito de resfriamento na Tabela A3:

Tabela A3

	Corpo e janela	Focalizador TV 19008	Unidade
Débito mínimo	8	8	dm ³ /m
Perda de carga máxima (por débito mínimo)	4	1	bar
Pressão máxima admissível	8	8	bar

A klystron deve ser obrigatoriamente equipada com uma camisa d'água TH 20016 durante os ensaios das medições calorimétricas de potência dissipada no coletor.

- Nota 5 O guia de ondas na saída da klystron deve ser preenchido com hexafluoreto de enxofre (SF₆) e a pressão deve ser mantida entre os limites da pressão especificada (pressão absoluta).

- Nota 6 Temperatura ambiente com a válvula em funcionamento ou não.
- Nota 7 As correntes de focalização jamais devem exceder 175 A.
- Nota 8 Nível do óleo (ver desenho).
- Nota 9 Verificar se o valor indicado para cada tubo está dentro dos limites especificados.
- Nota 10 A corrente de filamento é medida 15 minutos após a estabilização.
- Nota 11 A válvula é regulada para fornecer as potências de saída de pico e média especificadas. Para isto, ajustou-se no ponto ótimo a tensão de pico do catodo, a frequência de repetição do pulso, a corrente de focalização e a potência de entrada para funcionarem em regime de saturação. Foram medidos, então, os diversos parâmetros característicos de funcionamento.
- Nota 12 a) A potência de pico de RF se obtém multiplicando-se a potência média dissipada na carga pelo fator de forma do pulso de RF.
b) A potência de pico aplicada à klystron se obtém, na ausência do sinal de RF, multiplicando-se a soma das potências médias dissipadas no corpo e no coletor pelo fator de forma do pulso de tensão.
c) A potência média dissipada na água é dada pela relação:

$$P_d(\text{kW}) = \Delta t (\text{°C}). D(\text{dm}^3/\text{min}). \frac{4,18}{60}$$

onde: Δt é a variação de temperatura em graus Celsius e D é o fluxo d'água.

d) O fator de forma do pulso é dado pela relação:

$$F_f = \frac{10^6}{t_p(\mu\text{s}).f_r(\text{Hz})}$$

onde t_p é medida, a - 3 dB do pico da envoltória do pulso de RF, por um detector de lei quadrática.

- Nota 13 Operar, como dito na Nota 11, para obter a melhor regulagem, exceto para as correntes de focalização que permanecerão fixas aos valores definidos para o funcionamento em regime de 25 MW.
- Nota 14 Variar a tensão de filamento, V_f , em torno de $\pm 5\%$ do valor indicado na folha de medidas da válvula. Após a estabilização (10 a 15 m), medir a variação da potência de pico de saída.
- Nota 15 Verificar, com a válvula em funcionamento, se a corrente da bomba está dentro dos limites especificados.
- Nota 16 A contra-bobina TV 19902 é alimentada em série com a bobina de focalização n° 2.
- Nota 17 Otimizar os parâmetros V_{kcr} , V_f e P_e dentro dos limites especificados para o regime de potência, para obter a potência e a perveância máximas que devem ser, ao menos, iguais aos limites indicados.
- Nota 18 Utilizar o conector TV 19201
- Nota 19 A tensão de alimentação da bomba iônica deve estar compreendida entre os valores de 4,5 e 5,0 kV e a potência deve estar limitada a 100 W no máximo (5 kV x 20 mA máx). Além disto deve haver um dispositivo de segurança conectado à alta tensão da klystron que entra em ação logo que a corrente sobrepasse o valor de 50 μA .
- Nota 20 A potência de pico de entrada, em funcionamento, não deve ultrapassar de 3 dB o nível correspondente à saturação da válvula.

Nota 21 O valor nominal de funcionamento é indicado para cada válvula.

Nota 22 A duração do pulso de tensão é medido a 76 % da valor máximo.

Nota 23 A indução magnética no entreferro do imã permanente da bomba iônica deve ser, no mínimo, de 1000 gauss.

Nota 24 A impedância de carga transferida ao plano das duas janelas de saída devem ser o mais semelhantes possíveis em módulo e fase, de forma a não desbalancear a divisão de potência de saída para os dois guias de onda.

Nota 25 Entende-se por rendimento da válvula :

$$\eta = \frac{\text{Potência de pico dissipada na carga de RF}}{\text{Potência dissipada no corpo e coletor (na ausência de RF)}}$$

No caso de o equipamento de ensaio não permitir medir a potência aplicada à klystron por calorimetria, podemos calcular o rendimento pela relação :

$$\eta = \frac{\text{Potência de pico dissipada na carga de RF}}{V_{kcr} \times I_{kcr}}$$

- **Focalização:** Apresenta-se nas Tabelas A4 e A5, respectivamente, as especificações da contra-bobina e da bobina de focalização.

Tabela A4 Especificações da contra-bobina

Contra Bobina modelo 19002; Pêso aproximado de 10 kg; a bobina de contra campo é utilizada em conjunto com a bobina de focalização TV 19008			
Parâmetros	Máx	Min	Unidade
Corrente	190	---	A
Temperatura Ambiente	30	---	°C
Elevação da Temperatura	60	---	°C

Tabela A5 Especificações da bobina de focalização.

Magneto Focalizador modelo 19008; Peso aproximado: 340 kg. Focalizador monobloco, com três bobinas de baixa impedância alimentadas separadamente.			
Parâmetros	Máx	Min	Unidade
Corrente de solenóide 1	190	----	A
Corrente de solenóide 2 e 3	175	----	A
Tensão no solenóide 1	20	----	V
Tensão no solenóide 2 e 3	18	----	V
Potência de dissipação	9,5	----	kW
Tensão de teste do dieletrico	1000	----	V
Temperatura ambiente	25	----	C
Temperatura de entrada d'água	30	2	C
Fluxo da água	—	12	l / min

APÊNDICE II

Parâmetros dos Guias de Onda
Tabela A6 Parâmetros do guia de ondas
WR-284 na frequência de operação (2,856 GHz).

altura	b	3,404	cm
largura	a	7,214	cm
espessura da parede	e	0,2	cm
banda recomendável	—	2,60 - 3,95	GHz
frequência de operação	f_0	2,856	GHz
frequência de corte	$f_c = \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left[\frac{m}{a}\right]^2 + \left[\frac{n}{b}\right]^2} = \frac{c}{2a}$ $m, n = 0,1,2,3, \dots$	2,078	GHz
comprimento de onda no espaço livre	$\lambda_0 = \frac{c}{f_0}$	10,496	cm
comprimento de onda no corte	$\lambda_c = 2a$	14,428	cm
comprimento de onda guiado	$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left[\frac{f_c}{f_0}\right]^2}}$	15,30	cm
	$\frac{1}{\lambda_g^2} = \frac{1}{\lambda_0^2} - \frac{1}{\lambda_c^2}$		
nº de onda no espaço livre	$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} = 2\pi f_0 \sqrt{\mu\epsilon}$	59,86	$\frac{\text{rad}}{\text{m}}$
nº de onda no corte	$k_c = \frac{2\pi}{\lambda_c} = \sqrt{k_x^2 + k_y^2} = \sqrt{\left[\frac{m\pi}{a}\right]^2 + \left[\frac{n\pi}{b}\right]^2}$	43,55	$\frac{\text{rad}}{\text{m}}$
constante de fase	$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} = \sqrt{k^2 - k_c^2}$	41,07	$\frac{\text{rad}}{\text{m}}$
velocidade de grupo	$v_g = \frac{c}{\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{1 - \frac{\lambda^2}{\lambda_c^2}} = c \frac{\lambda_0}{\lambda_g}$	$2,18 \cdot 10^8$	m/s
velocidade de fase	$v_f = \frac{c}{\sqrt{\epsilon\mu \cdot \left[\frac{\lambda}{\lambda_c}\right]^2}} = \frac{c^2}{v_g}$	$4,12 \cdot 10^8$	m/s
impedância de onda no modo transversal elétrico	$Z_{TE} = \frac{k_0}{\beta} Z_0$ onde $Z_0 = \eta = \sqrt{\left(\frac{\mu_0}{\epsilon_0}\right)}$	549,5	Ω
constante de atenuação	$\alpha = \frac{R}{b\eta \sqrt{1 - (f_c/f)^2}} \left[1 + \frac{2b}{a} \left(\frac{f_c}{f}\right)^2 \right]$	0,021	$\frac{\text{Np}}{\text{m}}$

onde f_c = frequência de corte = $c/2a$

c = velocidade da luz no vácuo

μ = permeabilidade magnética

ϵ = permissividade elétrica

Z_0 = impedância de onda no espaço livre R = resistência superficial

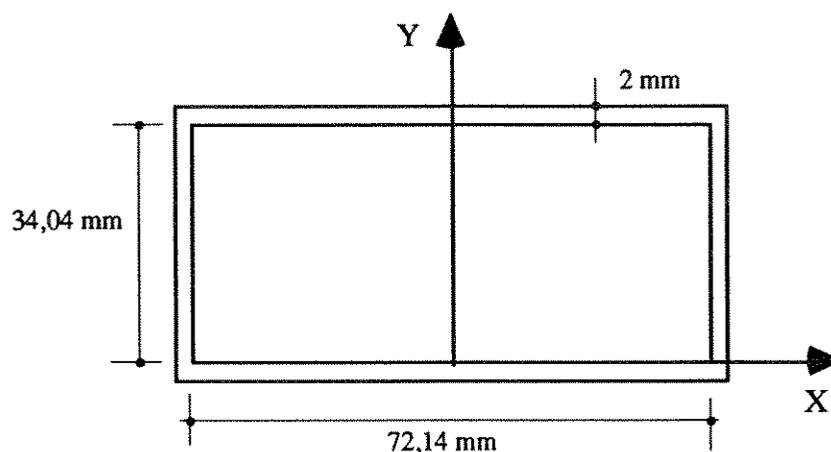


Figura A2.1 Seção reta do guia de ondas WR-284.

Composição Química Foi feita uma análise química em uma amostra dos guias de alumínio com o intuito de verificar se o mesmo se enquadra nas classificações da ABNT e ASTM nº 6101*. A análise indicou que o guia é próprio para a brasagem (vide Tabela A7).

Tabela A7. Composição química dos guias de alumínio.

	Si (%)	Mg(%)	Cu(%)	Zn(%)	Ni(%)	Fe(%)	Cr(%)	Ti(%)	Mn(%)
A	0,3 - 0,7	0,35 - 0,8	0,10	0,10	-	0,50	0,03	-	0,03
B	0,10	0,48	N.E.	0,018	N.E.	0,13	N.E.	0,004	0,0044

(A) Liga Alcoa 6101; (B) Análise química da amostra (DeMa-UFSCar).

* Análise realizada no Departamento de Materiais da Universidade de São Carlos (DeMa-UFSCar)

Potência Máxima de Operação (caso ideal) A Tabela A8 apresenta a máxima potência teórica que um guia de ondas pode suportar sem ruptura de arco voltaico. Neste caso não são considerados os diversos fatores que contribuem para o decréscimo da capacidade do guia de transportar elevadas potências de microondas.

Tabela A8 Máxima potência teórica em guias de ondas retangulares no modo TE₁₀ [A2.2].

Designação Jan RG () /u *	Designação E.I.A **	Banda de Frequência [GHz]		Potência "CW" de Ruptura para 760 mm Hg, e 30 kV / cm [MW]	
		f ₁	f ₂	f ₁	f ₂
201	WR1800	0,41	0,625	313	435
203	WR1150	0,64	0,960	128	180
205	WR770	0,96	1,450	57,5	81,5
69, 103	WR650	1,12	1,700	40,2	58,0
	WR510	1,45	2,200	25,3	35,8
104,105	WR430	1,70	2,600	17,5	25,2
112,113	WR340	2,20	3,300	11,5	16,0
48,75	WR284	2,60	3,950	7,30	10,4
	WR229	3,30	4,900	5,30	7,30
49,95	WR187	3,95	5,850	3,20	4,50
	WR159	4,90	7,050	2,70	3,50
50,106	WR137	5,85	8,200	1,90	2,50
51,68	WR112	7,05	10,00	1,24	1,64
52,67	WR90	8,20	12,40	0,73	1,10
	WR75	10,0	15,00	0,60	0,86
91,107	WR62	12,4	18,00	0,44	0,60
	WR51	15,0	22,00	0,30	0,41
53,121	WR42	18,0	26,50	0,16	0,24
	WR34	22,0	33,00	0,13	0,185
96	WR28	26,5	40,00	0,095	0,145
97	WR22	33,0	50,00	0,062	0,090
	WR19	40,0	60,00	0,047	0,064
98	WR15	50,0	75,00	0,029	0,042
99	WR12	60,0	90,00	0,020	0,029

* RG: Designação militar para todos os guias de onda e linhas de transmissão de RF.

** E.I.A: (Electronic Industries Association): Centro para *standards* da indústria eletrônica, métodos de teste e procedimentos nos E.U.A.

APÊNDICE III

Fórmula de Defasagem em Guias de Onda Devido à Deformação causada por Pressurização.

A equação da perturbação, para uma cavidade ressonante, devida a Slater [A3.1], pode ser escrita da seguinte forma:

$$\boxed{\frac{\Delta\omega}{\omega} = \frac{1}{2} \left[\frac{\Delta W_H}{W_H} - \frac{\Delta W_E}{W_E} \right]} \quad (\text{A3.1})$$

onde W_H e W_E são, respectivamente, as energias magnética e elétrica armazenadas na cavidade, enquanto ΔW_H e ΔW_E são as parcelas da energia armazenadas no volume ocupado pelo objeto perturbador. Notemos que a equação é adimensional. Para um guia retangular, para o qual as coordenadas são definidas na Figura A3.1, podemos escrever :

$$E_y = E_0 \cos \frac{\pi x}{a} \quad (\text{A3.2})$$

$$H_x = H_0 \sin \frac{\pi x}{a} \quad (\text{A3.3})$$

$$\int_s E^2 ds = E_0^2 b \int_{-a/2}^{a/2} \cos^2 \left(\frac{\pi x}{a} \right) dx = E_0^2 \frac{ab}{2} \quad (\text{A3.4})$$

Desta forma, para uma perturbação de área Δs , temos:

$$\frac{\Delta W_E}{W_E} = \frac{\int_{\Delta s} E^2 ds}{\int_s E^2 ds} = \frac{\Delta s \left[E_0 \cos \left[\frac{\pi x}{a} \right] \right]^2}{E_0^2 \frac{ab}{2}} = \Delta s \frac{2}{ab} \cos^2 \left[\frac{\pi x}{a} \right] \quad (\text{A3.5})$$

Similarmente,
$$\frac{\Delta W_H}{W_H} = \Delta s \frac{2}{ab} \sin^2 \left[\frac{\pi x}{a} \right] \quad (\text{A3.6})$$

Substituindo as equações (A3.5) e (A3.6) em (A3.1), obtemos :

$$\frac{\Delta\omega}{\omega} = - \frac{\Delta s}{ab} \left[\cos^2 \frac{\pi x}{a} - \sin^2 \frac{\pi x}{a} \right] = - \frac{\Delta s}{ab} \cos \left[\frac{2\pi x}{a} \right] \quad (\text{A3.7})$$

Note que a perturbação, como definida na Fig. A3.1 corresponde à expansão do volume, em relação à dimensão b , e ocupação do volume, em relação à dimensão a , de forma que os sinais devem ser revisados de acordo. Como a análise é feita considerando a seção transversal

do guia de ondas, relacionaremos em primeira instância, o comprimento de onda de corte, ou comprimento de onda ressonante transverso.

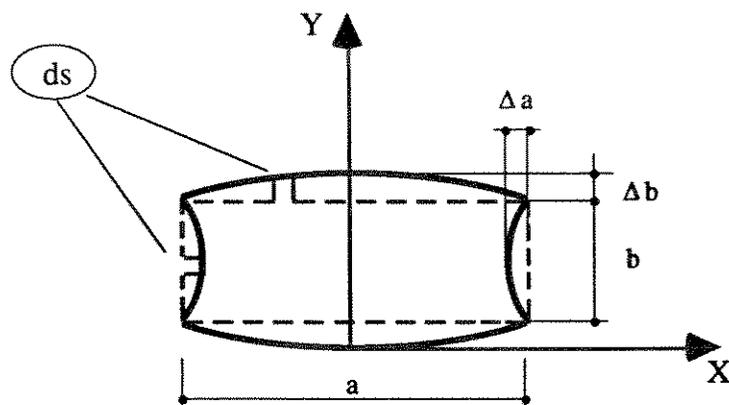


Figura A3.1 Deformação dos guias de onda.

Na parede lateral o campo elétrico é nulo, e o campo magnético é constante, desta forma, podemos escrever:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega} = -\frac{1}{2} \frac{\Delta W_H}{W_H} = \frac{\Delta s}{ab} \quad (\text{A3.8})$$

$$\frac{\Delta\lambda_c}{\lambda_c} = -\frac{\Delta\omega}{\omega_c} = \begin{cases} -\frac{\Delta s}{ab} \cos\left[\frac{2\pi x}{a}\right] & (\text{parede superior}) \\ \frac{\Delta s}{ab} & (\text{parede lateral}) \end{cases} \quad (\text{A3.9})$$

Por outro lado, para guias de ondas, (vide Tabela A.6), temos que:

$$\frac{1}{\lambda_g^2} = \frac{1}{\lambda_o^2} - \frac{1}{\lambda_c^2} \quad (\text{A3.10})$$

considerando que o comprimento de onda no espaço livre (λ_o) é constante, temos:

$$\frac{\Delta\lambda_g}{\lambda_g^3} = -\frac{\Delta\lambda_c}{\lambda_c^3} \quad (\text{A3.11})$$

$$\frac{\Delta\lambda_g}{\lambda_g} = -\left[\frac{\lambda_g}{\lambda_c}\right]^2 \frac{\Delta\lambda_c}{\lambda_c} \quad (\text{A3.12})$$

Substituindo-se agora a equação (A3.9) na equação (A3.12) obtemos a variação do comprimento de onda guiado em função de uma deformação de área Δs .

$$\frac{\Delta\lambda_g}{\lambda_g} = \begin{cases} \left[\frac{\lambda_g}{2a}\right]^2 \cdot \frac{\Delta s}{ab} \cos\left[\frac{2\pi x}{a}\right] & \text{(parede superior)} \\ -\left[\frac{\lambda_g}{2a}\right]^2 \cdot \frac{\Delta s}{ab} & \text{(parede lateral)} \end{cases} \quad (\text{A3.13})$$

Podemos supor que a deformação ilustrada na Figura A.3.1 é tal que um corte no sentido transversal da parede tem uma característica senoidal; então, a perturbação devida à deformação total pode ser integrada como se segue:

$$\Delta s = \Delta b \cdot \cos\left[\frac{\pi x}{a}\right] dx \quad (\text{A3.14})$$

$$\frac{\Delta\lambda_g}{\lambda_g} = \left[\frac{\lambda_g}{2a}\right]^2 \frac{1}{ab} \int_{-a/2}^{a/2} \Delta b \cos\left[\frac{\pi x}{a}\right] \cos\left[\frac{2\pi x}{a}\right] dx$$

$$\frac{\Delta\lambda_g}{\lambda_g} = \left[\frac{\lambda_g}{2a}\right]^2 \frac{1}{ab} \left[\frac{2a}{3\pi} \Delta b\right] = \left[\frac{\lambda_g}{a}\right]^2 \frac{1}{6\pi} \frac{\Delta b}{b} \quad (\text{A3.15})$$

Levando-se em consideração que ambas as paredes, superior e inferior, têm a mesma deformação, a variação total do comprimento de onda deve ser dobrada; assim* :

$$\frac{\Delta\lambda_g}{\lambda_g} = \left[\frac{\lambda_g}{a}\right]^2 \frac{1}{\pi} \frac{\Delta b}{3b} \quad (\text{A3.16})$$

Da mesma forma, a deformação na parede lateral do guia de ondas causa um incremento do comprimento de onda:

$$\frac{\Delta\lambda_g}{\lambda_g} = -\left[\frac{\lambda_g}{2a}\right]^2 \frac{1}{ab} \int_{-b/2}^{b/2} \Delta a \cos\left[\frac{\pi y}{a}\right] dy$$

$$\frac{\Delta\lambda_g}{\lambda_g} = -\left[\frac{\lambda_g}{2a}\right]^2 \frac{1}{ab} \Delta a \frac{2b}{\pi} \quad (\text{A3.17})$$

* Há um fator de π ignorado no livro "Microwave Engineers Handbook" de T.Saad.

Para as duas paredes laterais, tomando o valor absoluto de Δa , temos que :

$$\frac{\Delta \lambda_g}{\lambda_g} = \left[\frac{\lambda_g}{a} \right]^2 \frac{1}{\pi} \left[\frac{|\Delta a|}{a} \right] \quad (\text{A3.18})$$

Combinando as equações (A3.16) e (A3.18), obtemos o incremento total do comprimento de onda como se segue.

$$\boxed{\frac{\Delta \lambda_g}{\lambda_g} = \left[\frac{\lambda_g}{a} \right]^2 \frac{1}{\pi} \left[\frac{|\Delta a|}{a} + \frac{1}{3} \frac{\Delta b}{b} \right]} \quad (\text{A3.19})$$

que é a formula apresentada no livro "Microwave Engineers Handbook" de T. Saad, mas com a diferença do fator π . Para converter este valor em um parâmetro de fase, que pode ser medido diretamente, devemos nos lembrar que :

$$\phi = \frac{2\pi L}{\lambda_g} \quad (\text{A3.20})$$

$$\Delta \phi = - \frac{2\pi L}{\lambda_g^2} \Delta \lambda_g = - \frac{2\pi}{\lambda_g} \left[\frac{\Delta \lambda_g}{\lambda_g} \right] L \quad (\text{A3.21})$$

$$\boxed{\frac{\Delta \phi}{L} = - \frac{2\lambda_g}{a^2} \left[\frac{\Delta a}{a} + \frac{1}{3} \frac{\Delta b}{b} \right]} \quad (\text{A3.22})$$

A equação (A3.22) coincide com a fórmula apresentada do SLAC.

APÊNDICE IV

Guia de Ondas Preenchido com Dielétrico Centrado e na Parede Lateral

Guia de ondas preenchido com dielétrico centrado.

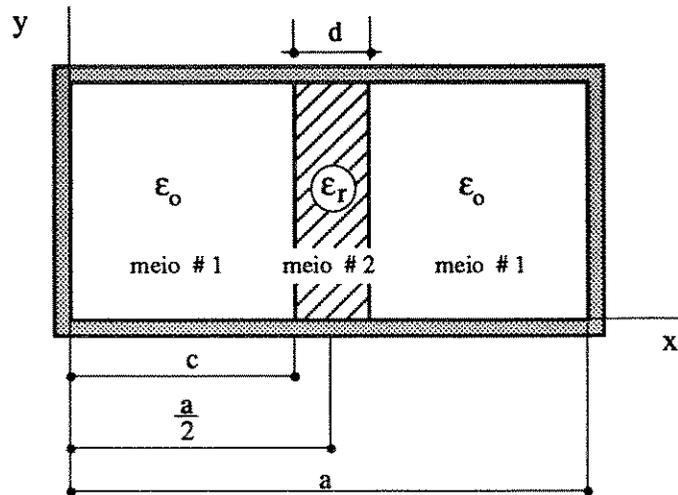


Figura A4.1 Seção transversal de guia de ondas preenchido com dielétrico no centro

A geometria a ser analisada é aquela apresentada na Fig. A4.1

Na análise feita para o defasador de alta potência, vimos que em um guia de ondas podem propagar-se modos simétricos em relação à direção em torno de y em $x = a/2$, e outros modos que são assimétricos em relação a essa mesma direção. O modo fundamental de propagação, TE_{10} , é simétrico. Para a análise dos modos simétricos, tem-se a situação mostrada, na Figura A4.2 onde existe um circuito aberto em $x = a/2$ [A4.1], [A4.2], [A4.3] e [A4.4].

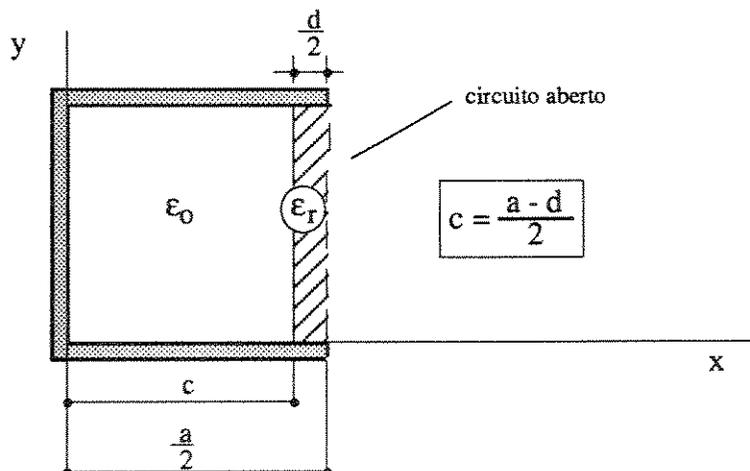


Figura A4.2 Seção transversal de um guia de ondas preenchido com dielétrico.

Para os modos TE_{mn} tem-se [4.21]:
$$\mathbf{E}_x = -\frac{\partial \psi}{\partial y} \quad \mathbf{H}_x = \frac{\partial^2 \psi}{\partial x \partial y} \quad (\text{A4.1})$$

$$\mathbf{E}_y = \frac{\partial \psi}{\partial x} \quad \mathbf{H}_y = \frac{\partial^2 \psi}{\partial y \partial z} \quad (\text{A4.2})$$

$$\mathbf{E}_z = 0 \quad \mathbf{H}_z = \left[\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k_0^2 \right] \psi \quad (\text{A4.3})$$

onde:

$$\text{n}^\circ \text{ de onda :} \quad k_0 = \sqrt{k_x^2 + k_y^2 + k_z^2} \quad (\text{A4.4})$$

$$\text{n}^\circ \text{ de onda no corte :} \quad k_c = \sqrt{k_x^2 + k_y^2} = \sqrt{\left[\frac{m\pi}{a} \right]^2 + \left[\frac{n\pi}{b} \right]^2} \quad (\text{A4.5})$$

$$\text{constante de propagação} \quad \gamma = \sqrt{k_x^2 + k_y^2 - k_0^2} \quad (\text{A4.6})$$

$$\gamma^2 = -\beta_z^2 \quad \text{onde} \quad \beta_z = \text{constante de fase}$$

$$\text{No meio \#1 do guia de ondas:} \quad \mathbf{E}_{y1} = 0 \quad \text{para } x = 0 \quad \text{e} \quad x = a \quad (\text{A4.7})$$

$$\mathbf{E}_{x1} = 0 \quad \text{para } y = 0 \quad \text{e} \quad y = b \quad (\text{A4.8})$$

Então, uma função potencial apropriada é :

$$\psi_1(x,y,z) = A \cos(k_{x1} \cdot x) \cdot \cos(k_{y1} \cdot y) e^{-jk_{z1} \cdot z} \quad \text{para } 0 \leq x \leq c \quad \text{e} \quad (c+d) \leq x \leq a \quad (\text{A4.9})$$

Aplicando-se (A4.9) em (A4.2) e (A4.3), vem :

$$\mathbf{E}_{y1} = \frac{\partial \psi_1}{\partial x} = -A k_{x1} \cdot \text{sen}(k_{x1} \cdot x) \cdot \cos(k_{y1} \cdot y) \cdot e^{-jk_{z1} \cdot z} \quad (\text{A4.10})$$

$$\mathbf{H}_{z1} = \left[\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k_0^2 \right] \psi_1 = (k_0^2 - k_{z1}^2) A \cdot \cos(k_{x1} \cdot x) \cdot \cos(k_{y1} \cdot y) e^{-jk_{z1} \cdot z} \quad (\text{A4.11})$$

No meio #2 do guia de ondas temos:

$$\mathbf{E}_{y2} \neq 0 \quad \text{para } x = \frac{a}{2} \quad (\text{A4.12})$$

$$\mathbf{E}_{x2} = 0 \quad \text{para } y = 0 \quad \text{e} \quad y = b \quad (\text{A4.13})$$

Então, uma função potencial apropriada é :

$$\Psi_2(x,y,z) = B \operatorname{sen} \left[k_{x2} \left(x - \frac{a}{2} \right) \right] \cdot \cos(k_{y2} \cdot y) e^{-jk_{z2} \cdot z} \quad \text{para } c \leq x \leq (c+d) \quad (\text{A4.14})$$

Mas
$$c = \frac{a-d}{2} \quad (\text{A4.15})$$

então (A4.14) deverá valer no intervalo
$$-\frac{d}{2} \leq x - \frac{a}{2} < \frac{d}{2} : \quad (\text{A4.16})$$

$$\Psi_2(x,y,z) = B \operatorname{sen} \left[k_{x2} \left| x - \frac{a}{2} \right| \right] \cdot \cos(k_{y2} \cdot y) e^{-jk_{z2} \cdot z} \quad \text{para } \left| x - \frac{a}{2} \right| \leq \frac{d}{2} \quad (\text{A4.17})$$

Substituindo-se a equação (A4.17) nas equações (A4.2) e (A4.3), temos :

$$\mathbf{E}_{y2} = \frac{\partial \Psi_2}{\partial x} = B k_{x2} \cdot \cos \left[k_{x2} \left| x - \frac{a}{2} \right| \right] \cos(k_{y2} \cdot y) \cdot e^{-jk_{z2} \cdot z} \quad (\text{A4.18})$$

$$\mathbf{H}_{z2} = \left[\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k_0^2 \right] \Psi_2 = (k_0^2 - k_{z2}^2) B \operatorname{sen} \left[k_{x2} \left| x - \frac{a}{2} \right| \right] \cos(k_{y2} \cdot y) \cdot e^{-jk_{z2} \cdot z} \quad (\text{A4.19})$$

Aplicando-se a continuidade dos campos em $x = c$, fica:

$$E_{y1} = E_{y2} \quad (\text{A4.20}) \quad \text{e} \quad H_{z1} = H_{z2} \quad \text{para } x = c \quad (\text{A4.21})$$

Então, das equações (A4.10) e (A4.18), temos:

$$\begin{aligned} - A k_{x1} \cdot \operatorname{sen}(k_{x1} \cdot x) \cdot \cos(k_{y1} \cdot y) \cdot e^{-jk_{z1} \cdot z} \\ = B k_{x2} \cdot \cos \left[k_{x2} \left| x - \frac{a}{2} \right| \right] \cos(k_{y2} \cdot y) e^{-jk_{z2} \cdot z} \end{aligned} \quad (\text{A4.22})$$

e das equações (A4.11) e (A4.19):

$$\begin{aligned} (k_0^2 - k_{z1}^2) A \cdot \cos(k_{x1} \cdot x) \cdot \cos(k_{y1} \cdot y) \cdot e^{-jk_{z1} \cdot z} = \\ = (k_0^2 - k_{z2}^2) B \cdot \operatorname{sen} \left[k_{x2} \left| x - \frac{a}{2} \right| \right] \cdot \cos(k_{y2} \cdot y) e^{-jk_{z2} \cdot z} \end{aligned} \quad (\text{A4.23})$$

Dividindo-se as equações (A4.22) por (A4.23), temos :

$$-\frac{k_{x1}}{(k_0^2 - k_{z1}^2)} \operatorname{tg}(k_{x1} c) = \frac{k_{x2}}{(k_0^2 - k_{z2}^2)} \operatorname{cotg} \left(k_{x2} \frac{d}{2} \right) \quad (\text{A4.24})$$

mas, da equação (4.100), temos :
$$k_0^2 - k_z^2 = k_x^2 \quad (\text{A4.25})$$

pois para o modo TE₁₀
$$k_y^2 = 0 \quad \text{,então:} \quad (\text{A4.26})$$

$$\boxed{k_{x2} \operatorname{tg}(k_{x1} c) = -k_{x1} \operatorname{cotg} \left(k_{x2} \frac{d}{2} \right)} \quad (\text{A4.27})$$

Guia de ondas preenchido com dielétrico junto à parede.

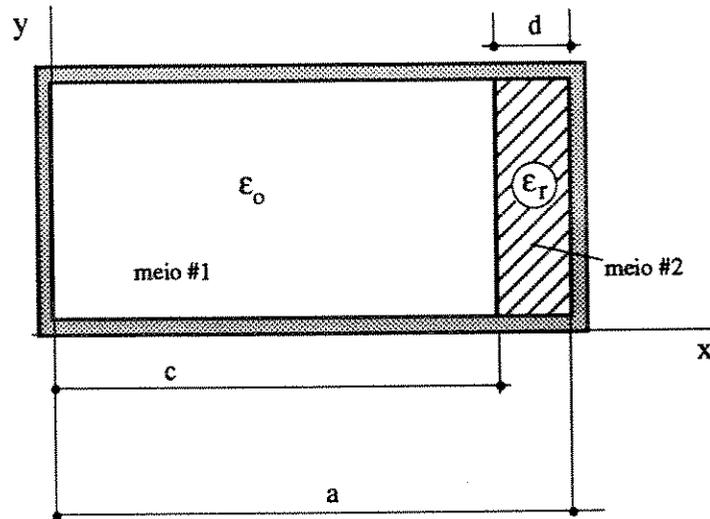


Figura A4.3 Seção transversal de um guia de ondas preenchido com dielétrico junto à parede.

A geometria considerada é a apresentada na Figura A4.3.

No meio #1 do guia de ondas deve-se ter:

$$E_{y1} = 0 \quad \text{para } x = 0 \quad (\text{A4.28})$$

$$E_{x1} = 0 \quad \text{para } y = 0 \quad \text{e } y = b \quad (\text{A4.29})$$

Então, uma função potencial apropriada é :

$$\psi_1(x,y,z) = A \cos(k_{x1} \cdot x) \cdot \cos(k_{y1} \cdot y) e^{-jk_{z1} \cdot z} \quad \text{para } 0 \leq x \leq c \quad (\text{A4.30})$$

Aplicando-se (A4.30) em (A4.2) e (A4.3), vem :

$$E_{y1} = \frac{\partial \psi_1}{\partial x} = -A k_{x1} \cdot \text{sen}(k_{x1} \cdot x) \cdot \cos(k_{y1} \cdot y) \cdot e^{-jk_{z1} \cdot z} \quad (\text{A4.31})$$

$$H_{z1} = \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) \psi_1 = (k^2 - k_{z1}^2) A \cdot \cos(k_{x1} \cdot x) \cdot \cos(k_{y1} \cdot y) \cdot e^{-jk_{z1} \cdot z} \quad (\text{A4.32})$$

No meio #2 do guia de ondas:

$$E_{y2} = 0 \quad \text{para } x = a \quad (\text{A4.33})$$

$$E_{x2} = 0 \quad \text{para } y = 0 \quad \text{e } y = b \quad (\text{A4.34})$$

Então, uma função potencial apropriada é :

$$\Psi_2(x, y, z) = B \cos \left[k_{x2} \left(x - \frac{a}{2} \right) \right] \cos(k_{y2} \cdot y) e^{-jk_{z2}z} \quad \text{para } c \leq x \leq a \quad (\text{A4.35})$$

Aplicando-se a equação (A4.35) nas equações (A4.2) e (A4.3), temos :

$$E_{y2} = \frac{\partial \Psi_2}{\partial x} = -B k_{x2} \cdot \text{sen} [k_{x2}(a - x)] \cos(k_{y2} \cdot y) \cdot e^{-k_{z2}z} \quad (\text{A4.36})$$

$$H_{z2} = \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k_0^2 \right) \Psi = (k_0^2 - k_{z2}^2) B \cdot \cos [k_{x2}(a - x)] \cdot \cos(k_{y2} \cdot y) \cdot e^{-jk_{z2}z} \quad (\text{A4.37})$$

Aplicando-se a continuidade dos campos em $x = c$, fica :

$$E_{y1} = E_{y2} \quad (\text{A4.38}) \quad \text{e} \quad H_{z1} = H_{z2} \quad \text{para } x = c \quad (\text{A4.39})$$

Então, das equações (A4.31) e (A4.36):

$$\begin{aligned} -A k_{x1} \cdot \text{sen}(k_{x1} \cdot c) \cdot \cos(k_{y1} \cdot y) \cdot e^{-jk_{z1}z} \\ = -B k_{x2} \cdot \cos [k_{x2} \cdot (a - c)] \cos(k_{y2} \cdot y) e^{-jk_{z2}z} \end{aligned} \quad (\text{A4.40})$$

e das equações (A4.32) e (A4.37):

$$\begin{aligned} (k_0^2 - k_{z1}^2) A \cos(k_{x1} \cdot c) \cos(k_{y1} \cdot y) e^{-jk_{z1}z} = \\ (k_0^2 - k_{z2}^2) B \cdot \text{sen} [k_{x2} \cdot (a - c)] \cdot \cos(k_{y2} \cdot y) e^{-jk_{z2}z} \end{aligned} \quad (\text{A4.41})$$

Dividindo-se as equações (A4.40) por (A4.41), temos :

$$\frac{k_{x1}}{(k_0^2 - k_{z1}^2)} \text{tg}(k_{x1}c) = \frac{k_{x2}}{(k_0^2 - k_{z2}^2)} \text{cotg } k_{x2}(a - c) \quad (\text{A4.42})$$

Portanto,

$$\boxed{k_{x1} \text{tg}(k_{x2}d) = k_{x2} \text{cotg}(k_{x1}c)} \quad (\text{A4.43})$$

Ambas as funções k_{x1} e k_{x2} são funções da constante de fase β_z , de forma que as equações (A4.27) e (A4.43) são funções transcendentes para o cálculo de β_z .

APÊNDICE V

Onda Estacionária

Quando há descasamento de impedâncias em uma região de uma linha de transmissão, devido à introdução de um componente, ou a imperfeição da própria linha, ocorre a reflexão de uma parcela da onda incidente. Então a onda resultante corresponde à superposição das ondas incidente e refletida. Se, por exemplo, tomarmos o campo elétrico na região central de um guia de ondas, propagando o modo TE_{10} , podemos escrever:

$$E_y = E^+ e^{-\alpha z} e^{-j\beta z} + E^- e^{\alpha z} e^{j\beta z} \quad (A5.1)$$

$$E_y = E^+ e^{-\alpha z} (\cos \beta z - j \sin \beta z) + E^- e^{\alpha z} (\cos \beta z + j \sin \beta z) \quad (A5.2)$$

$$E_y = [E^+ e^{-\alpha z} + E^- e^{\alpha z}] \cos \beta z - j[E^+ e^{-\alpha z} - E^- e^{\alpha z}] \sin \beta z \quad (A5.3)$$

Então, a equação da onda estacionária pode ser escrita como: $E_{TOE} = E_o e^{-j\varphi}$ (A5.4)

O módulo e a fase da onda estacionária são determinados da equação (A5.3) como se segue:

$$E_o = \sqrt{[E^+ e^{-\alpha z} + E^- e^{\alpha z}]^2 \cos^2 \beta z + [E^+ e^{-\alpha z} - E^- e^{\alpha z}]^2 \sin^2 \beta z} =$$

$$E_o = \sqrt{[E^+ e^{-\alpha z}]^2 + [E^- e^{\alpha z}]^2 + 2[E^+ e^{-\alpha z}][E^- e^{\alpha z}] \cos 2\beta z} \quad (A5.5)$$

Realizando medidas em pequenos trechos de guias de onda, podemos tomar $\alpha \approx 0$.

Definindo-se o coeficiente de reflexão como $\Gamma = \frac{E^- e^{j\beta z}}{E^+ e^{-j\beta z}} = |\Gamma| e^{j2\beta z} = \rho e^{j2\beta z}$ (A5.6)

o módulo da onda estacionária pode ser escrito como:

$$E_o = |E^+| [1 + \rho^2 + 2\rho \cos 2\beta z]^{1/2} \quad (A5.7)$$

e a fase :

$$\varphi = \tan^{-1} \left[\frac{E^+ e^{-\alpha z} - E^- e^{\alpha z}}{E^+ e^{-\alpha z} + E^- e^{\alpha z}} \tan \beta z \right] \quad (A5.8)$$

Tabela A9 Condições para a onda estacionária.

	módulo do coeficiente de reflexão ρ	Módulo da onda estacionária E_o
Reflexão nula	0	$ E^+ = \text{constante}$
Reflexão parcial	$0 < \Gamma < 1$	$E_o = E^+ [1 + \Gamma ^2 + 2 \Gamma \cos 2\beta z]^{1/2}$
Reflexão total	1	$2 E^+ \cos \beta z $ onda senoidal retificada

Taxa de Onda Estacionária. A razão entre o valor máximo da onda estacionária, $E_{m\acute{a}x}$ e o valor mínimo, $E_{m\acute{i}n}$ é definido como taxa de onda estacionária, designada, neste trabalho, como TOE:

$$TOE = \frac{E^+ e^{-\alpha z} e^{-j\beta x} + E^- e^{\alpha z} e^{j\beta x}}{E^+ e^{-\alpha z} e^{-j\beta x} - E^- e^{\alpha z} e^{j\beta x}} = \frac{1 + \rho}{1 - \rho} = \frac{E_{m\acute{a}x}}{E_{m\acute{i}n}} \quad (A5.9)$$

Usando a equação (A5.9) podemos montar a Tabela A10 :

Tabela A10 Situações de onda estacionária.

Reflexão	módulo do coeficiente de reflexão ρ	Taxa de Onda Estacionária TOE
Nula	0	1
Parcial	$0 < \Gamma < 1$	$1 < TOE < \infty$
Total	1	∞

Medida de Taxa de Onda Estacionária com Linha Fendida.

A carga fixa para o pré-agrupador foi o primeiro componente desenvolvido no laboratório de microondas. Inicialmente dispunhamos, em nosso laboratório, de uma linha fendida de fabricação nacional para realizar as medidas de microondas. Este instrumento, embora rústico, permitiu iniciar o desenvolvimento de outros componentes, como o acoplador direcional para o pré-agrupador e uma carga d'água de alta potência. Posteriormente, antes da chegada do analisador automático de circuitos de microondas, adquirimos uma linha fendida de maior precisão, que, basicamente, confirmou as medidas de taxa de onda estacionária realizadas anteriormente. Corretamente calibrado, este componente possibilita medidas precisas, tendo, no entanto o inconveniente de realizar a medida em apenas uma frequência por vez. Para a carga desenvolvida para o pré-agrupador, a taxa de onda estacionária medida foi igual a 1,17.

A medida é feita amostrando-se o campo em diferentes posições ao longo do eixo do guia de ondas. A onda estacionária é obtida traçando-se a corrente do diodo detector versus a posição da antena de detecção, ao longo do guia. A fem* induzida é proporcional ao módulo do campo, $|E|$, nas proximidades da antena. A corrente na saída do diodo é proporcional a $|E|^2$ se o diodo for de lei quadrática, de forma que podemos escrever :

$$\frac{i_{m\acute{a}x}}{i_{m\acute{i}n}} = \frac{kE_{m\acute{a}x}^2}{kE_{m\acute{i}n}^2} \quad (A5.10)$$

A Figura A5.1 mostra um sistema típico de medidas de taxa de onda estacionária, onde o atenuador, cujo objetivo é atenuar as reflexões de ordem superior, foi suprimido na maioria de

* fem significa: força eletro-motriz.

nossas medidas, por ter um coeficiente de reflexão superior aos dos próprios elementos que desejávamos medir, introduzindo uma reflexão de segunda ordem indesejável.

A taxa de onda estacionária é dada por:

$$TOE = \sqrt{\frac{i_{\text{máx}}}{i_{\text{mín}}}} = \frac{E_{\text{máx}}}{E_{\text{mín}}} = \frac{V_{\text{máx}}}{V_{\text{mín}}} = \sqrt{\frac{P_{\text{máx}}}{P_{\text{mín}}}} \quad (\text{A5.12})$$

Três possibilidades foram utilizadas para medir a TOE, sendo que as duas primeiras foram utilizadas, por não dispormos, inicialmente, de um medidor de taxa de onda estacionária (*SWR meter*, *HP-415E*). Nos três casos, os resultados apresentados foram similares:

(1) Medidor de Potência (*power meter*) ligado diretamente à antena da linha fendida (sem o diodo detector). A TOE, então foi obtida pela razão entre as raízes quadradas das potência máxima e mínima (vide equação (A5.12)).

(2) Voltímetro ligado ao diodo detector: os resultados apresentados para taxas de onda estacionária de pequeno valor foram similares aos obtidos com o *SWR meter*. Para TOEs de maior valor, a mudança de escala do multímetro alterou a exatidão da medida.

(3) Medidor de taxa de onda estacionária ligado ao diodo detector (vide Figura A.5.1).

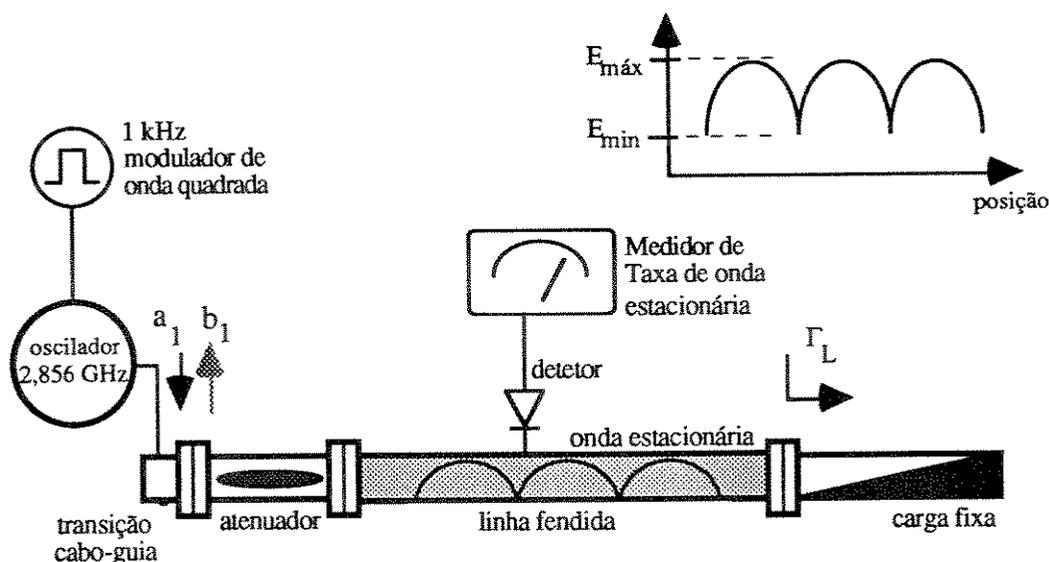


Figura A5.1 Sistema de medição de taxa de onda estacionária com linha fendida.

Procedimento para uso do medidor de TOE (HP-415E).

- 1) Leva-se a ponta de prova para um ponto de máximo da onda estacionária
- 2) Ajusta-se o ganho do medidor de TOE para 1
- 3) Leva-se a ponta de prova para um ponto de mínimo e lê-se a TOE

Medida de Taxa de Onda estacionária de Cargas Móveis com Analisador de Circuitos.

O sistema de teste da carga é previamente calibrado até a entrada da transição guia - cabo. Ao medirmos o coeficiente de reflexão Γ_L , temos que considerar a reflexão existente na transição guia de ondas - cabo coaxial, que é representada na Figura A5.2 (b) pelo diagrama de fluxo dos parâmetros de espalhamento, sendo, portanto, necessário levar em consideração o erro sistemático introduzido pela reflexão da onda na própria transição.

As Figuras A5.2 (b) e (c) mostram os circuitos equivalentes, em parâmetros S, do sistema de medidas, onde:

$$\begin{bmatrix} S'_{11} & S'_{12} \\ S'_{21} & S'_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{-j\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{-j\theta} \end{bmatrix} \quad (\text{A5.13})$$

onde $\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{-j\theta} \end{bmatrix}$ representa o *off-set* de fase introduzido pelo trecho reto de guia de ondas.

Para o diagrama de fluxos de parâmetros S da Figura A5.2 tem-se:

$$b_1 = S'_{11} a_1 + S'_{12} a_2 \quad (\text{A5.14})$$

$$b_2 = S'_{21} a_1 + S'_{22} a_2 \quad (\text{A5.15})$$

Se a carga Z_L for móvel:
$$a_2 = b_2 \Gamma_L e^{-j2\theta} = b_2 |\Gamma_L| e^{-j(\Gamma_L + 2\theta)} \quad (\text{A5.16})$$

onde Γ_L é o coeficiente de reflexão complexo da carga e θ é a fase que varia à medida que a carga se desloca ao longo do guia de ondas. Substituindo b_2 , da equação (A5.16) na equação (A5.15), temos :

$$a_2 = \frac{S'_{21} |\Gamma_L| e^{-j(\Gamma_L + 2\theta)}}{1 - S'_{22} |\Gamma_L| e^{-j(\Gamma_L + 2\theta)}} a_1 \quad (\text{A5.17})$$

Substituindo a equação (A5.17) na equação (A5.14) e dividindo o resultado por a_1 , vem :

$$\frac{b_1}{a_1} = S'_{11} + \frac{S'_{12} S'_{21} |\Gamma_L| e^{-j(\Gamma_L + \theta)}}{1 - S'_{22} |\Gamma_L| e^{-j(\Gamma_L + \theta)}} \quad (\text{A5.18})$$

Considerando praticamente nula a atenuação do sistema ($|S_{21}| = |S_{12}| = 1$), e que

$|\Gamma_L| \ll 1$, vem:

$$\boxed{\frac{b_1}{a_1} = S'_{11} + |\Gamma_L| e^{-j(\Gamma_L + 2\theta)}} \quad (\text{A5.19})$$

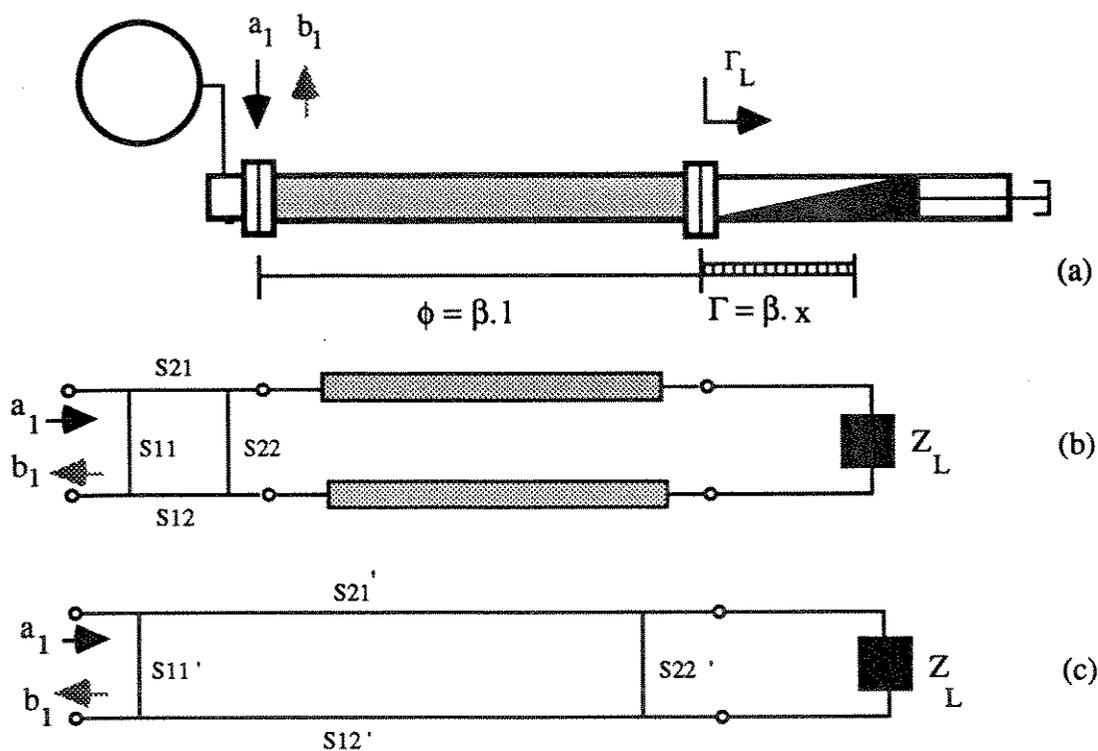


Figura A5.2 (a) Esquema do Sistema de Medição da Carga de Teste;
(b) e (c) Diagrama de Parâmetros S do Sistema

A equação (A5.19) mostra que a reflexão vista pelo analisador de circuitos, calibrado até a entrada da transição cabo-guia, compõe-se de um vetor fixo, S'_{11} , correspondente à reflexão devido à transição guia-cabo coaxial, e um vetor girante correspondente à terminação móvel (Fig. A5.3). O programa "Sliding Load 5" [5.3], determina, a partir de um determinado nº de medidas em diferentes posições da carga móvel, sua TOE, bem como a TOE da transição, para um nº escolhido de frequências.

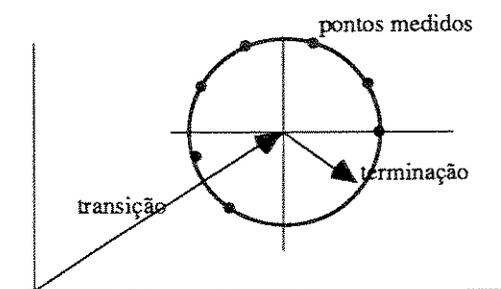


Figura A5.3 Medida da Terminação móvel em diversas posições.

APÊNDICE VI

Desenhos Mecânicos do Subsistema de Alta Potência

Relacionamos, neste Apêndice VI, parte dos desenhos mecânicos do Subsistema de Alta Potência. Optamos por omitir, por exemplo, os trechos retos, por entender que dependem da arquitetura particular de cada sistema. Por outro lado, os desenhos de flanges, dos monitores de potência, dos acopladores etc., apresentados neste Apêndice VI, são úteis para o projeto de componentes de RF, em geral.

VI(a) Monitor de Potência

Os desenhos apresentados (Figuras VI(a.1) e VI(a.2)) referem-se à Seção 4.3.1 do Capítulo 4 (vide, também, as Figuras 4.14 e 4.20).

VI(b) Acoplador direcional para o pré-agrupador (Figuras VI(b.1) e VI(b.2)).

São apresentados o desenho de conjunto e a vista de topo do ramo primário do acoplador direcional que deriva potência para a cavidade pré-agrupadora de elétrons. Observe que as curvas do tipo plano H são chanfradas (*mitred bend*). Estas curvas apresentam uma baixa TOE, sendo recomendada, também para alta potência.

VI(c) Curvas do tipo plano E e tipo plano H. (Figs. VI(c.1) a VI(c.3))

As seção retangular do guia de ondas do Subsistemas de Média e Alta Potência não são uniformes. Desta forma as curvas chanfradas são desaconselhadas para o guia principal. Optamos então por construir curvas suaves (do tipo plano E e plano H), cuja emenda é feita nos cantos. A construção desta curva é feita da seguinte forma:

- (1) A partir de uma chapa de alumínio de 4 cm de espessura são cortadas e fresadas as peças retangulares (peça 1 e peça 3) segundo o desenho VI(c.1).
- (2) A peça 2 é feita no torno mecânico a partir de uma chapa de 6 mm.
- (3) As peças 1 e 3 são curvadas por meio de uma calandra de pequeno porte e encaixadas nos canais existentes na peça 2.
- (4) O conjunto é apertado com grampos e, então, soldado.
- (5) Após a soldagem das peças 1 e 3 na peça 2 o conjunto é fresado em suas extremidades para ser ajustado às flanges CPR-284 ficando com o aspecto apresentado na Figura VI(c.2).
- (6) As flanges são soldadas, bem como o detector de arco (Figura (Vc.3)).

VI(d) Flanges (Figuras VI(d.1) a VI(d.5))

Tabela A11 Modelos de Flanges utilizadas no LINAC Maíra.

Desenho	Modelo	Sistema	Quantidade no Sistema	Fabricação para o Linac Maíra	Aplicação
VI(d.1)	Thomson	(P)*	4	Thomson e LNLS	Transição de saída da Válvula klystron TV 2015-B6
VI(d.2)	CPR-284	(P)	36	MDL	Padrão do sistema de alta potência
VI(d.3)	SLAC-IHEP (modificada) (f)	(P)	8	LNLS	(a) Para o lado pressurizado (guia de ondas) da janela de entrada da estrutura aceleradora (b) Para o lado pressurizado da janela do subsistema pré-agrupador.
VI(d.4)	SLAC-IHEP (modificada) (m)	(P)	8	LNLS	(a) Para o lado pressurizado (guia de ondas) da janela de entrada da estrutura aceleradora (b) Para o lado pressurizado da janela do subsistema pré-agrupador.
VI(d.5)	SLAC-IHEP (f)	(P)		IHEP	(a) Para o lado em vácuo (estrutura aceleradora) da janela de entrada da estrutura aceleradora. (b) Na entrada da carga de alta potência da estrutura aceleradora.
VI(d.6)	SLAC-IHEP (m)	(V)**		IHEP	(a) Para o lado em vácuo (estrutura aceleradora) da janela de saída da estrutura aceleradora. (b) Na entrada da carga de alta potência da estrutura aceleradora.
VI(d.7)	UG-(584)U	(AN)***		LNLS	Para os componentes (atenuador, defasador e monitor de potência) do subsistema para o pré-agrupador de elétrons.
VI(d.8)	CERN	(V)		LNLS	Flange padrão para o Subsistema de Alta Potência do LINAC de 100 MeV (em construção).

A Maior parte das flanges utilizadas no Subsistema de Alta Potência é do tipo CPR-284 para sistemas pressurizados; houve, entretanto necessidade de utilizar-se flanges de outros modelos, como mostra a Tabela A.11, de forma a compatibilizar a estrutura aceleradora e a válvula klystron. Na entrada e saída da estrutura aceleradora são colocadas janelas de alumina com flanges próprias para vácuo, pois as estruturas operam em alto-vácuo. A vedação para vácuo é feita com auxílio de um anel de vedação de cobre (*gasket*) As flanges das janelas que ficam no lado pressurizado foram modificadas. A modificação consistiu em faceá-las com torno mecânico deixando-as planas (Figura VI(d.4)). Estas flanges são acopladas a flanges do tipo mostrado na Figura VI(d.3), que tem um canal apropriado para inserção de um anel de viton (*viton o'ring*) que faz a vedação da flange para pressão. O sistema de guias de ondas para o pré-agrupador opera em atmosfera normal, não necessitando, portanto, de vedação. Utilizamos, neste trecho, flanges do tipo UG-(584)U (Figura VI(d.7)).

* (P) : Flange para sistema de guia de ondas pressurizado
 ** (V) : Flange para vácuo
 *** (AN) : Flange para atmosfera normal

Figura VI(a.1) Peças do ramo secundário do monitor de potência.

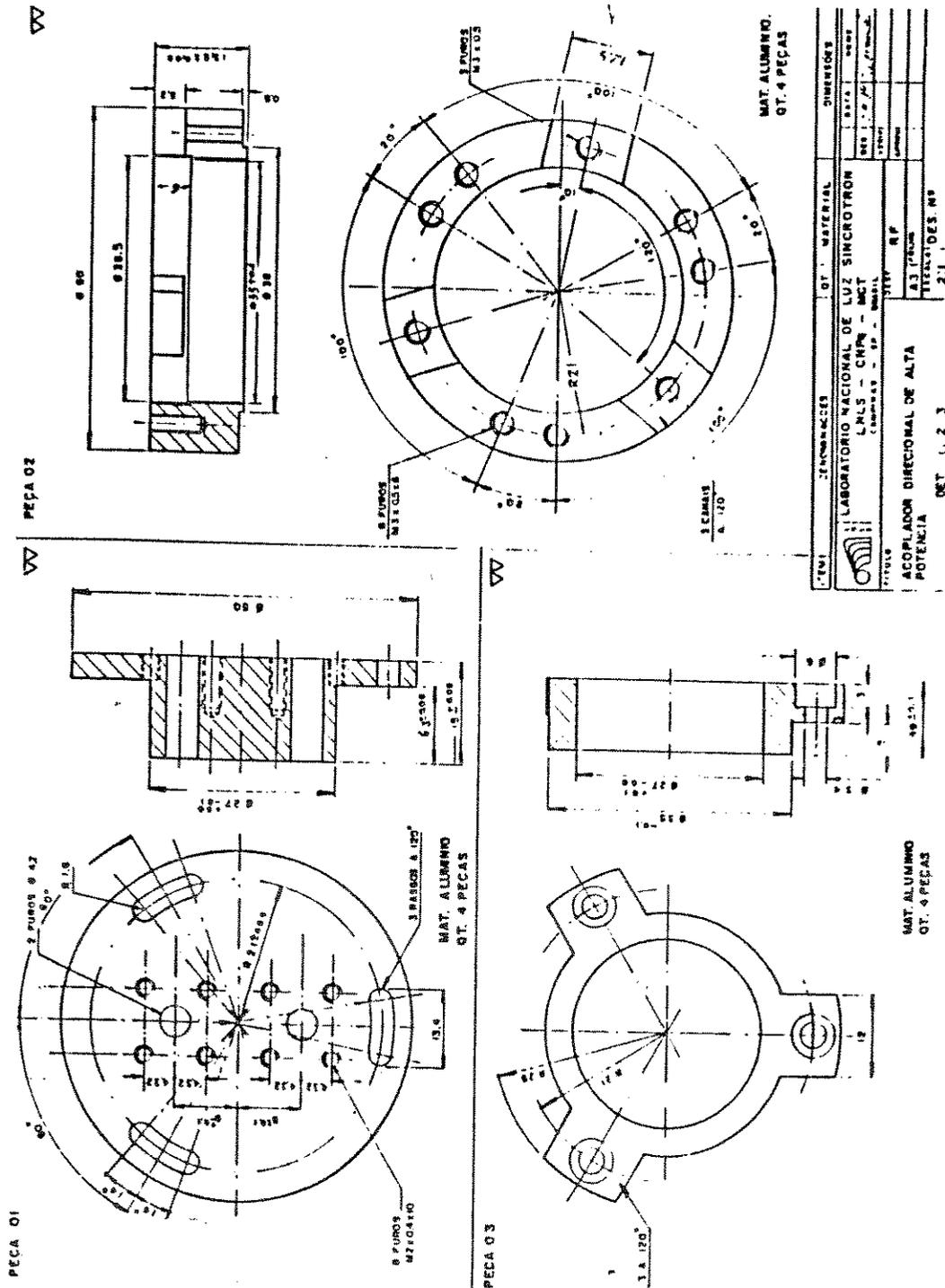
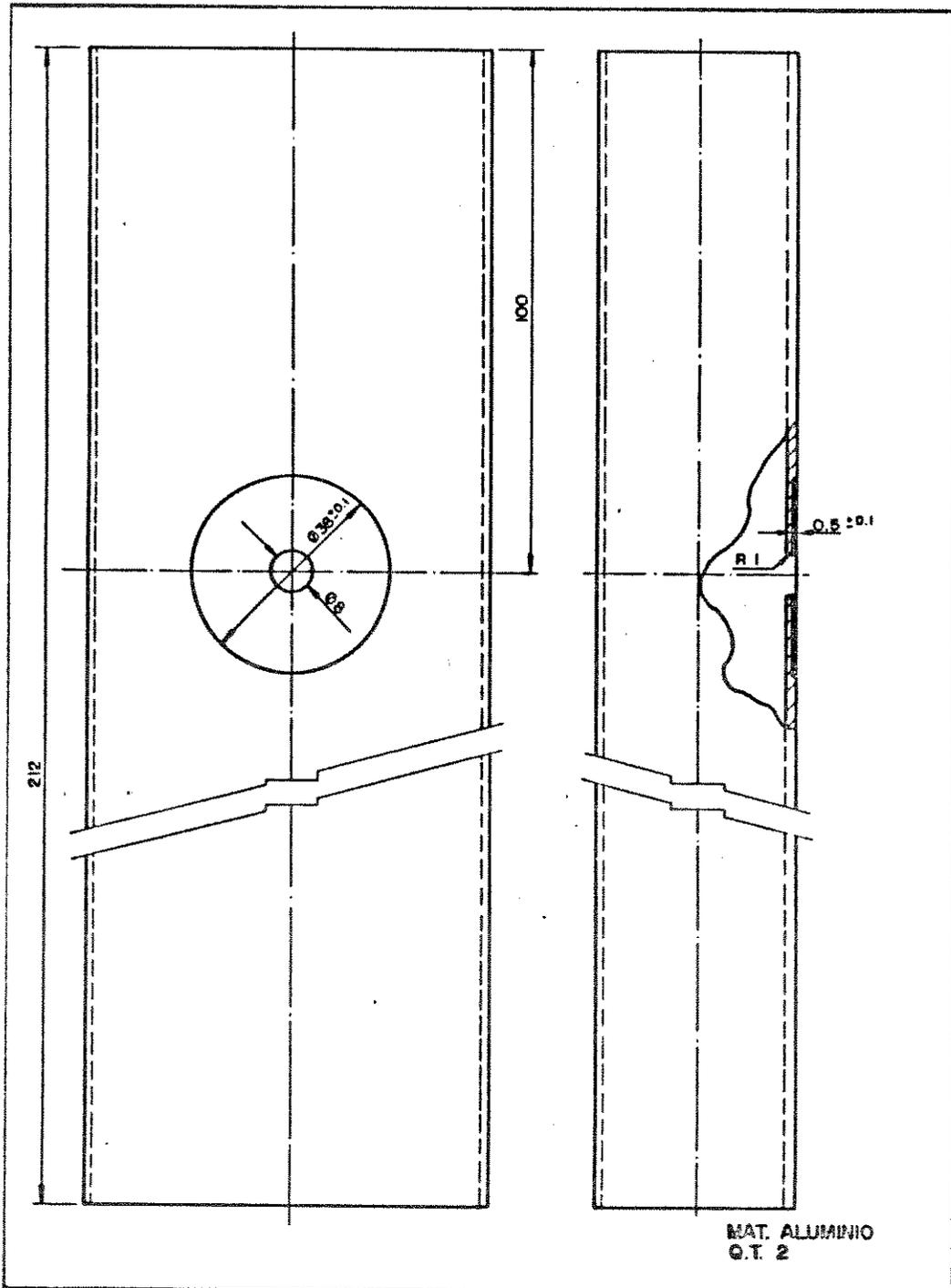
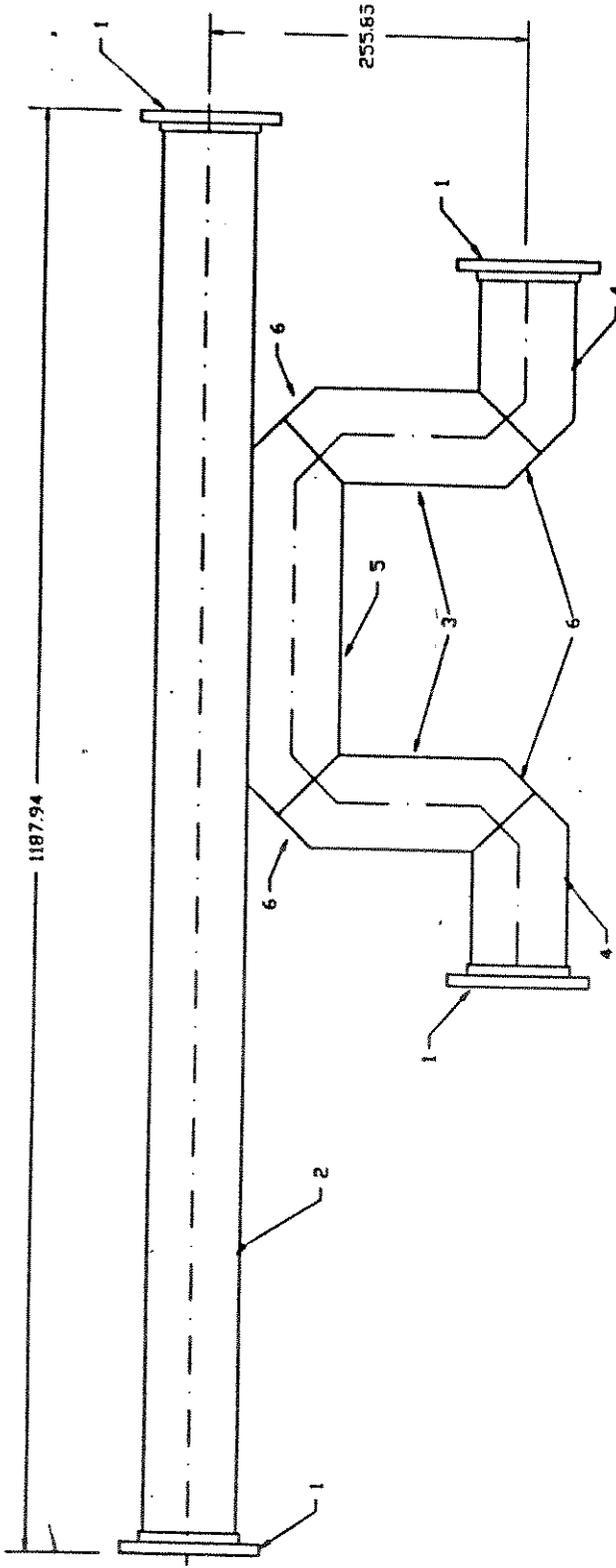


Figura VI(a.2) Ramo primário do monitor de potência.



ITEM	DENOMINAÇÕES	QT	MATERIAL	DIMENSÕES		
	LABORATORIO NACIONAL DE LUZ SINCROTRON LNS - CNPq - BCT CAMPINAS - SP - BRASIL		R.F.	DATA	RCME	
				DES	20/6/59	<i>Alvares</i>
				VERIF.		
				APROV.		7.2.11.13
TITULO	GUIA DE ONDA - 212 mm	DESE	R.F.			
MONITOR do PRE-AGRUPADOR		A4	FOLHA			
ESCALA	1:1	DES. Nº RFO126				

Figura VI(b.1) Acoplador direcional para o pré-agrupador.
(desenho de conjunto)



ITEM	QUANTIDADE	DI.	MATERIAL	DENOMINAÇÕES	DT.	REVISÃO	DATA	ELAB.	APROV.
6	PEÇA 6	4	ALUMINIO	38,40x72,97mm					
5	PEÇA 5	1	ALUMINIO	76,3x38,4x324mm					
4	PEÇA 4	2	ALUMINIO	76,3x38,4x149,49mm					
3	PEÇA 3	2	ALUMINIO	76,3x38,4x149,5mm					
2	PEÇA 2	1	ALUMINIO	76,3x38,4x1168,84					
1	FLANGE SFO	4	ALUMINIO	114,3x76,2x17,55mm					

LABORATORIO NACIONAL DE LUZ SINCROTRON		DATA	ELAB.
LMLS - CNPq - SECT		REVISÃO	APROV.
Campus - SP - Brasil		TESTE	RF
TITULO		TESTE	RF
ACOPLADOR DIRECIONAL -		TESTE	RF
PRE AGRUPADOR		TESTE	RF
DISENHO		TESTE	RF
DISENHO		TESTE	RF

Figura VI(c.1) Peças da curva tipo plano H

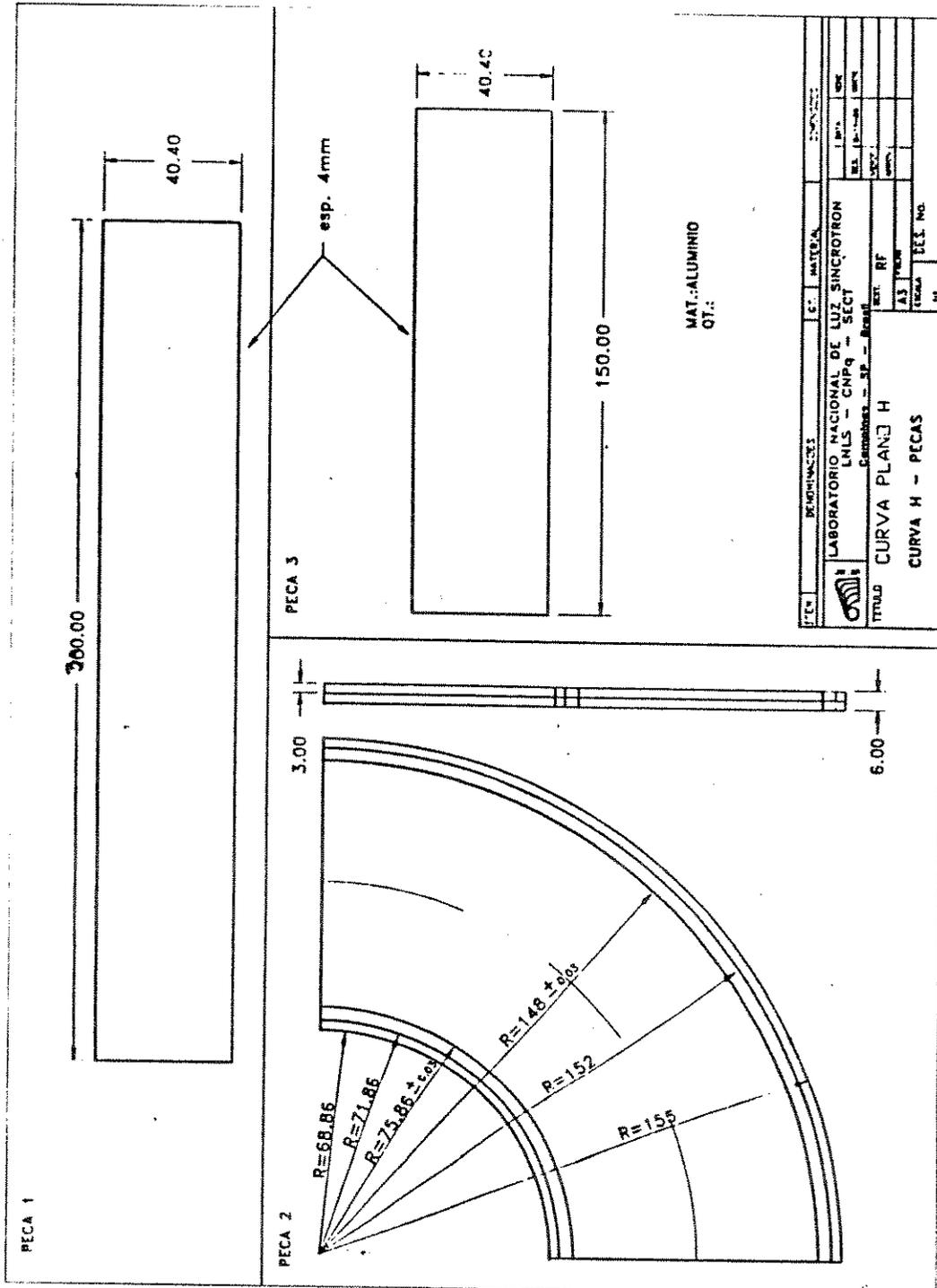


Figura VI(c.2) Curva tipo plano H montada (sem flange)

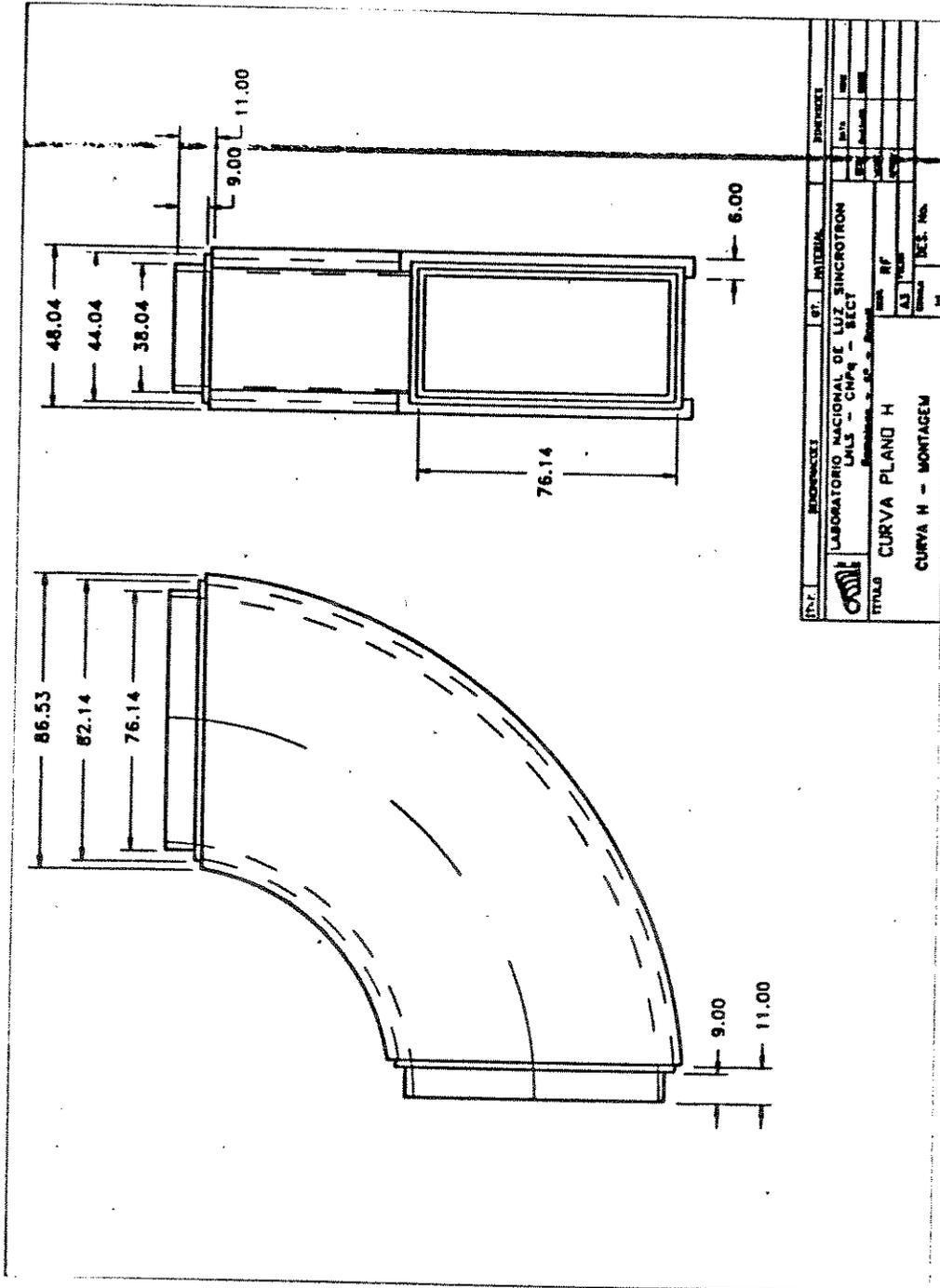


Figura VI(c.3) Curva do tipo plano H montada (com flange e detetor de arco).

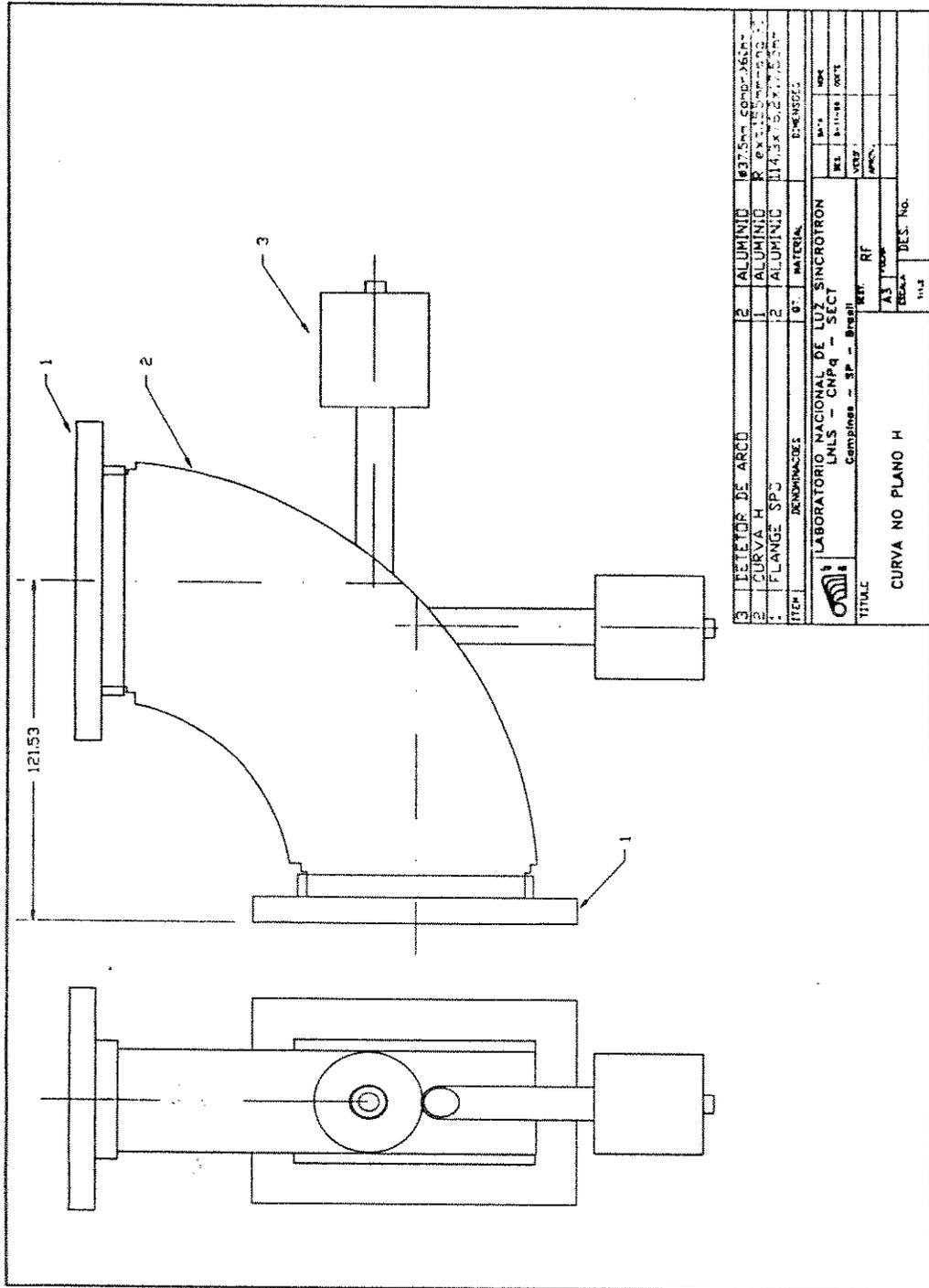
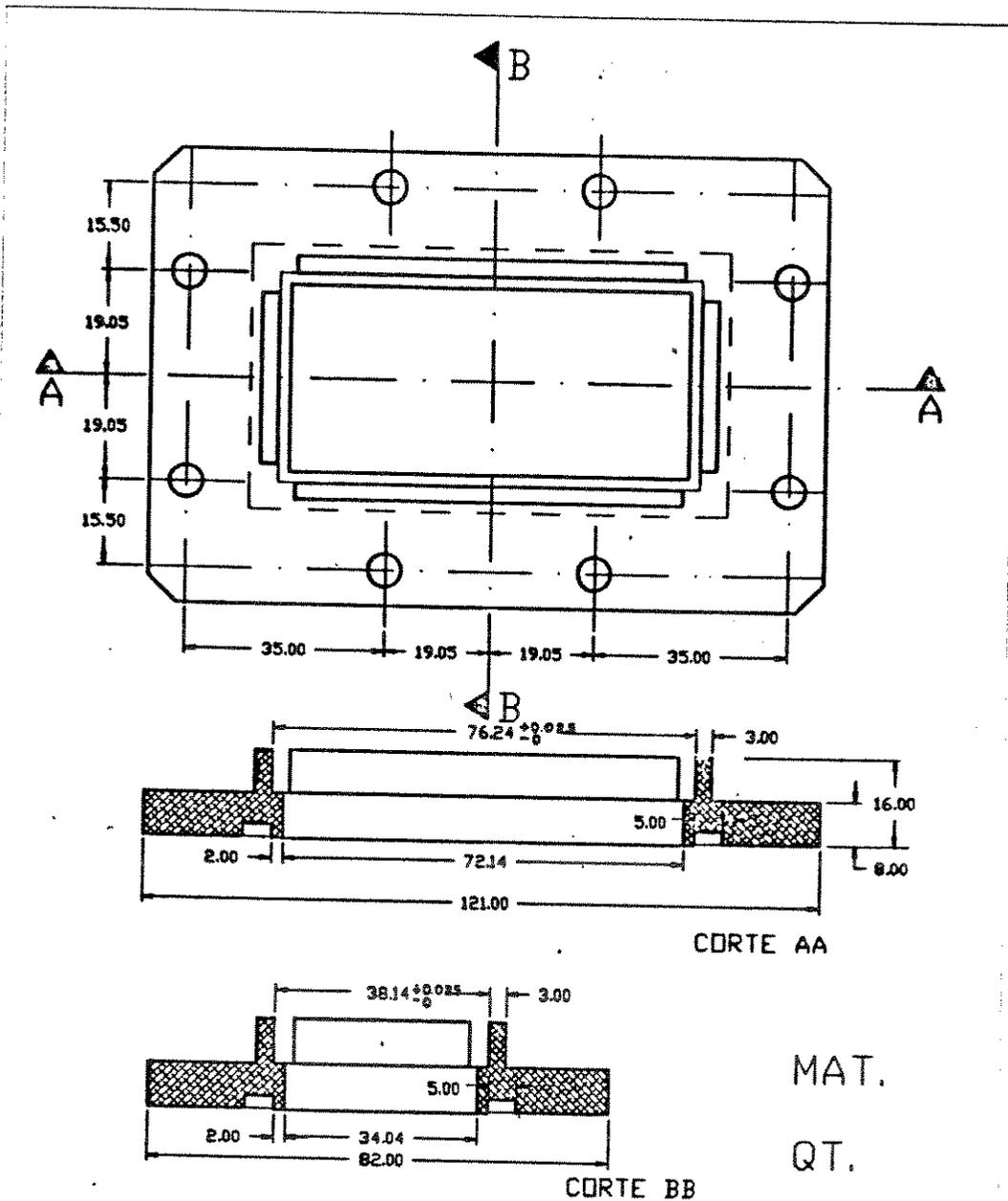
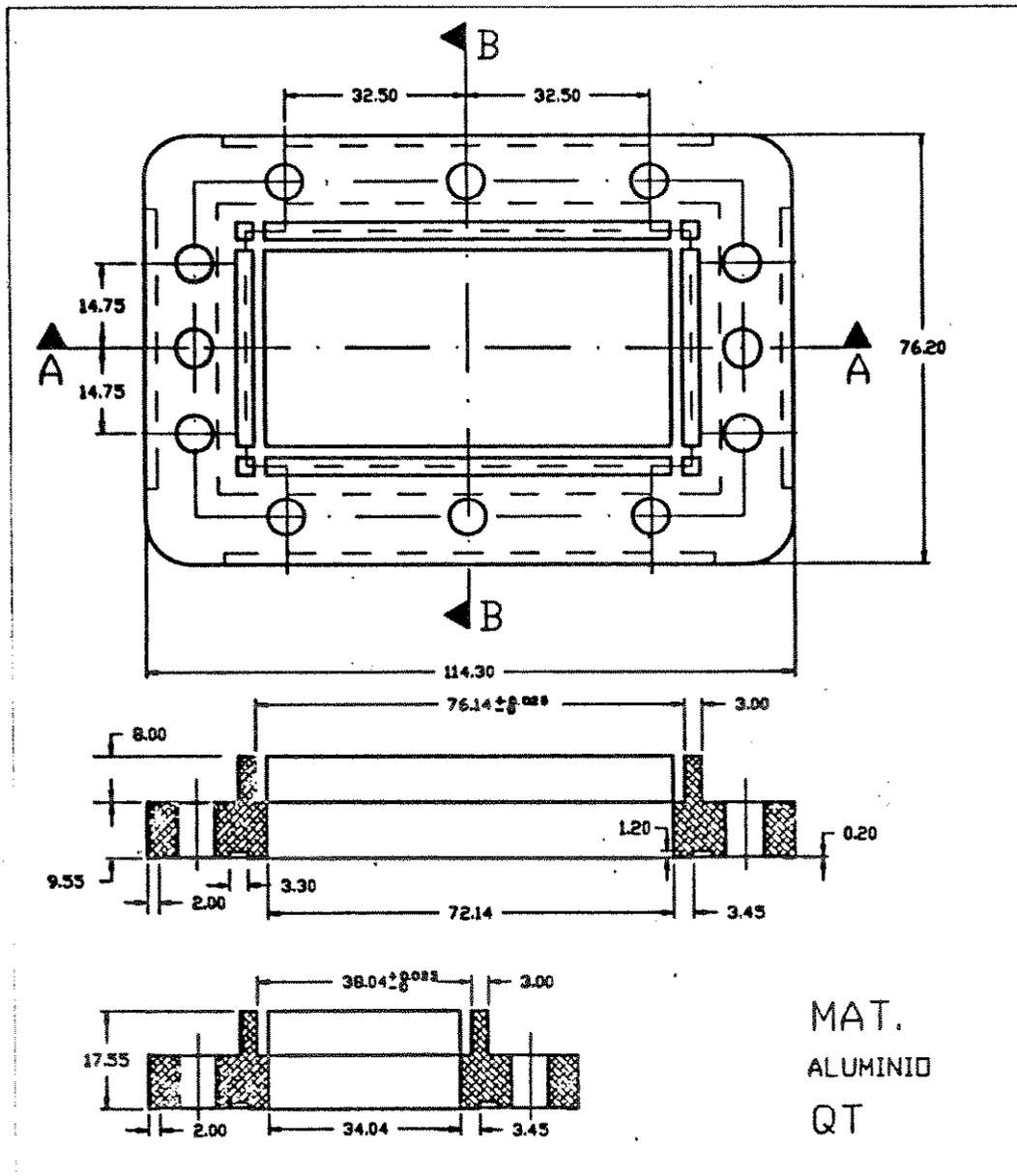


Figura VI(d.1) Flange Thomson



ITEM	DENOMINAÇÕES	QT.	MATERIAL	DIMENSÕES	
	LABORATORIO NACIONAL DE LUZ SINCROTRON LNLS - CNPq - SECT Campinas - SP - Brasil			DATA	NOME
				DES.	19-03-81
TITULO FLANGE THOMSON				VERIF.	
				APROV.	
				ESCALA	1:1
				DESTINADO	RF
				FOLHA	
				A4	
				DES. Nº	RF 0182.FD
				REV.	

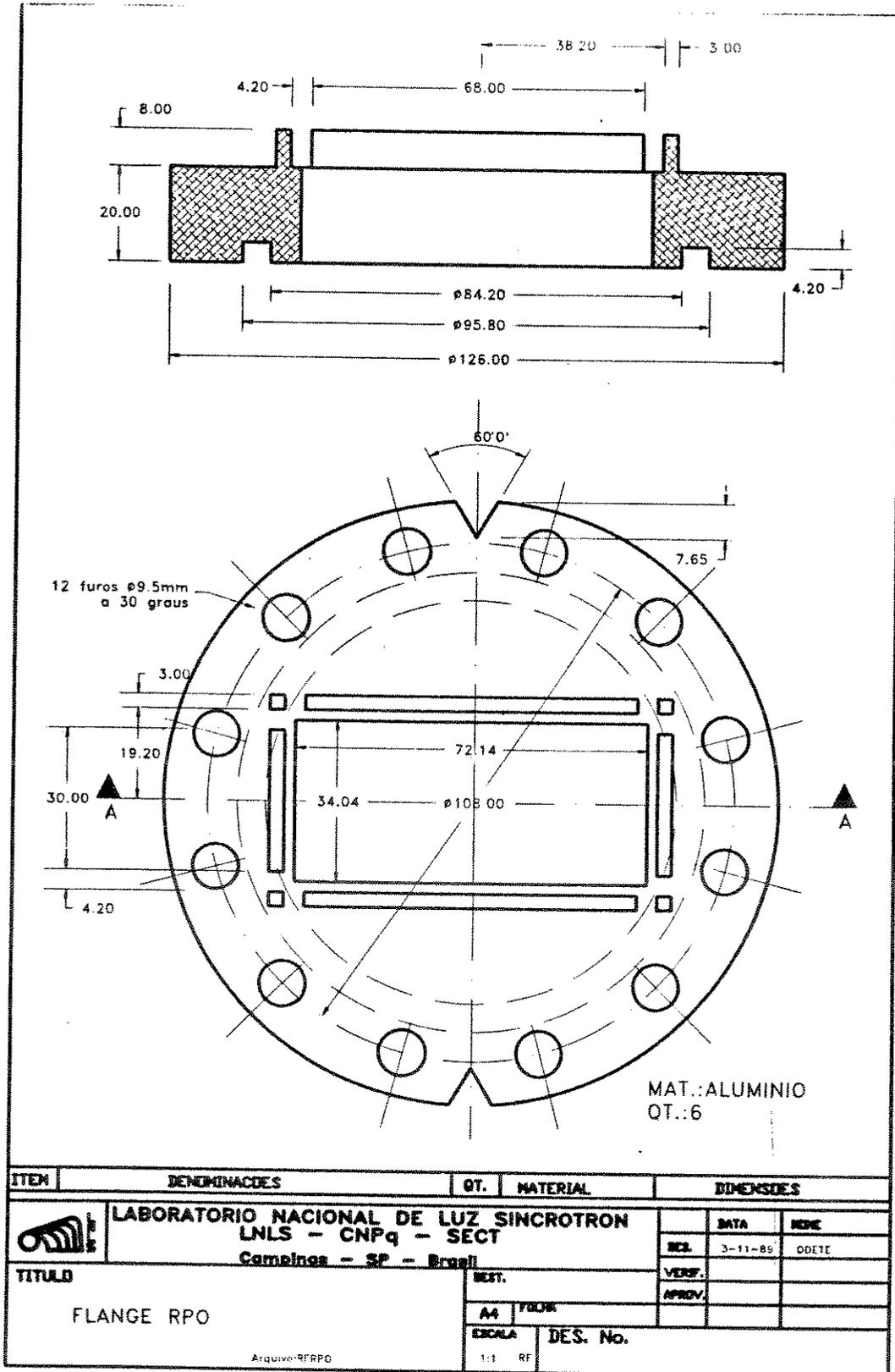
Figura VI(d.2) Flange CPR-284



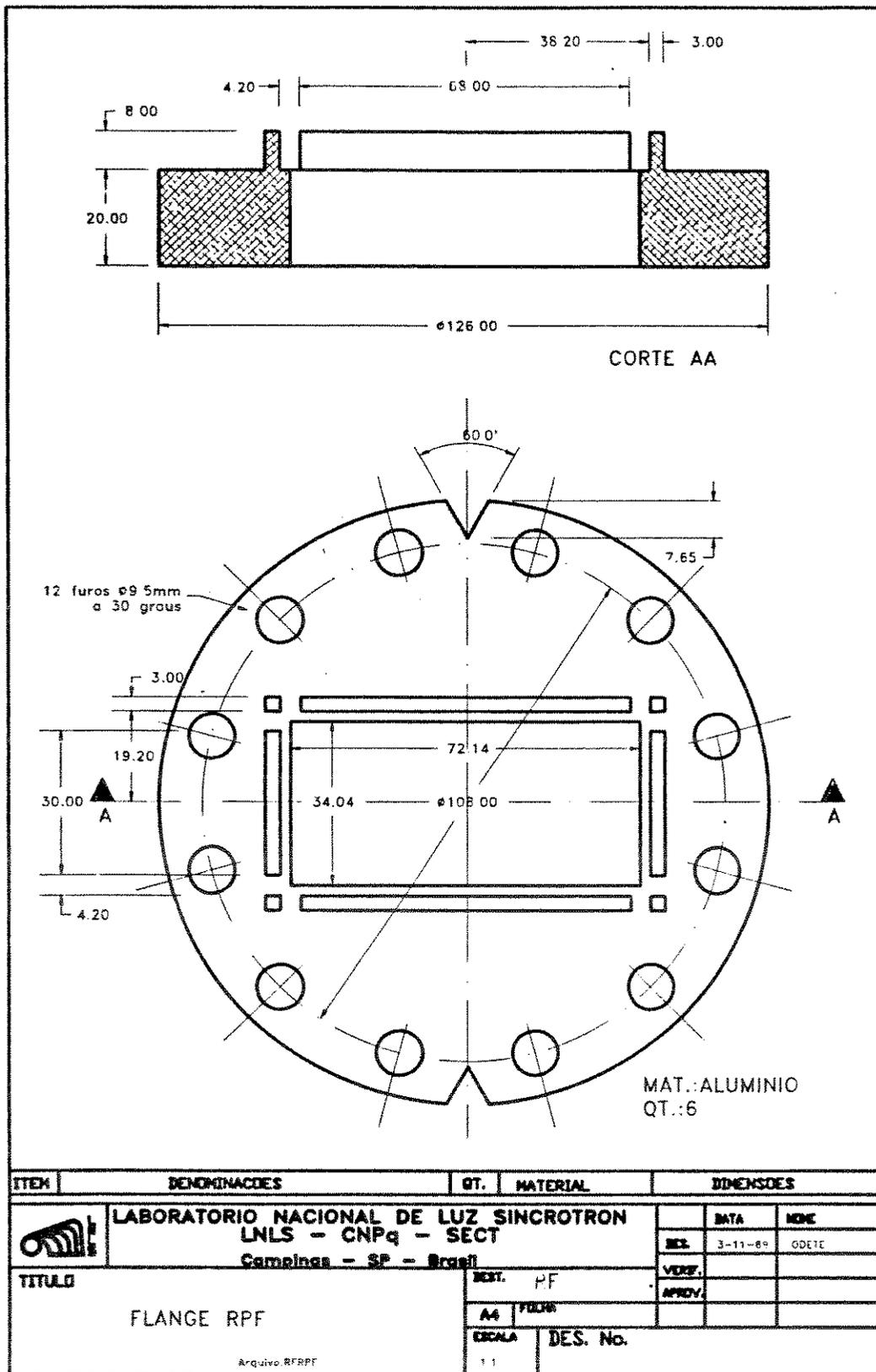
MAT.
ALUMINIO
QT

ITEM	DENOMINAÇÕES	QT.	MATERIAL	DIMENSÕES		
	LABORATORIO NACIONAL DE LUZ SINCROTRON LNLS - CNPq - SECT Campinas - SP - Brasil			DATA	NOME	
				DES.	19-03-91	ODETE
				VERIF.		
				APROV.		
TITULO FLANGE CPR 284			DESTINADO RF	ESCALA 1:1		
			A4	FOLHA		
C				DES. Nº RF0103-PD		
B						
A						
REV.		DATA	NOME			

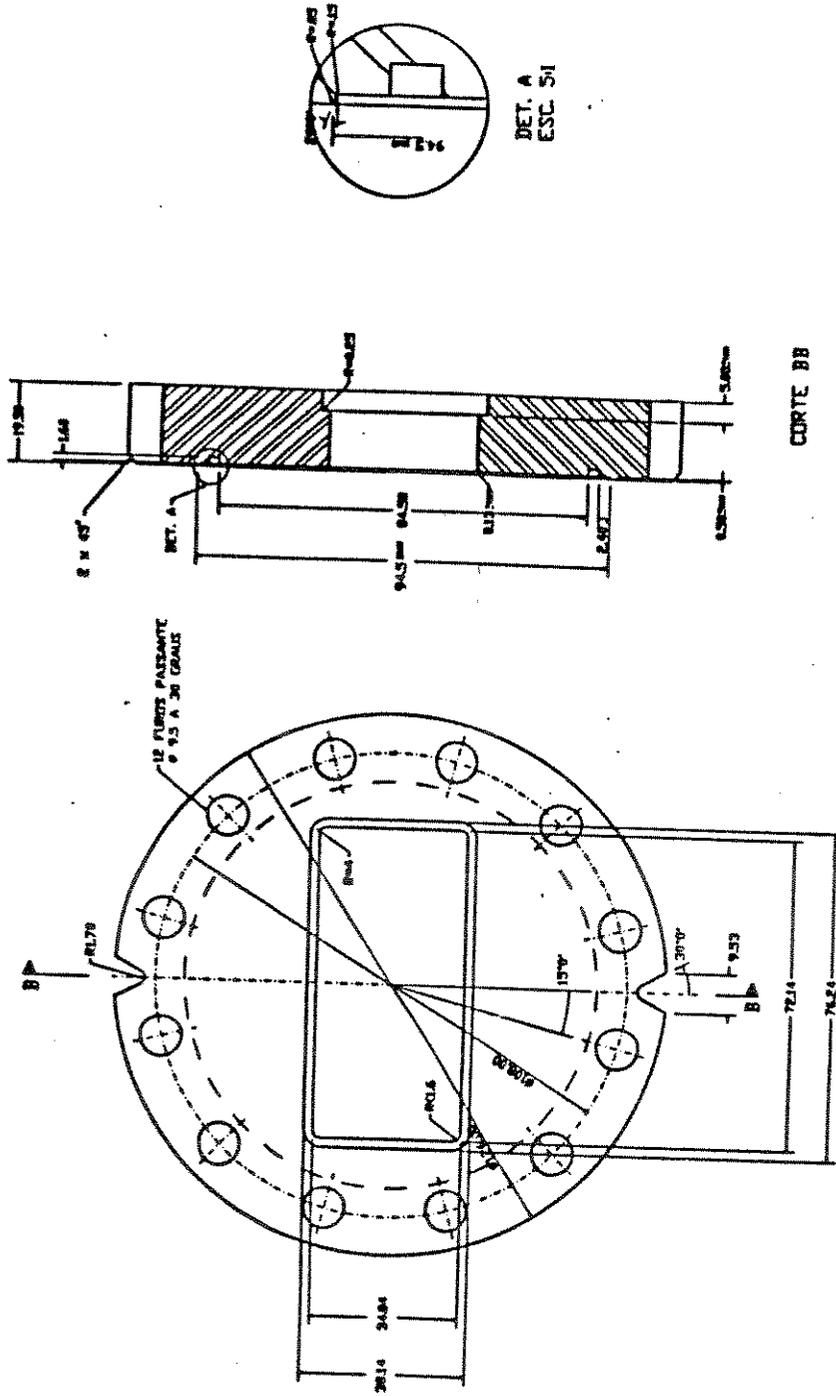
Figura VI(d.3) Flange SLAC-HIEP modificada (fêmea)



VI(d.4) SLAC-HIEP modificada (macho)

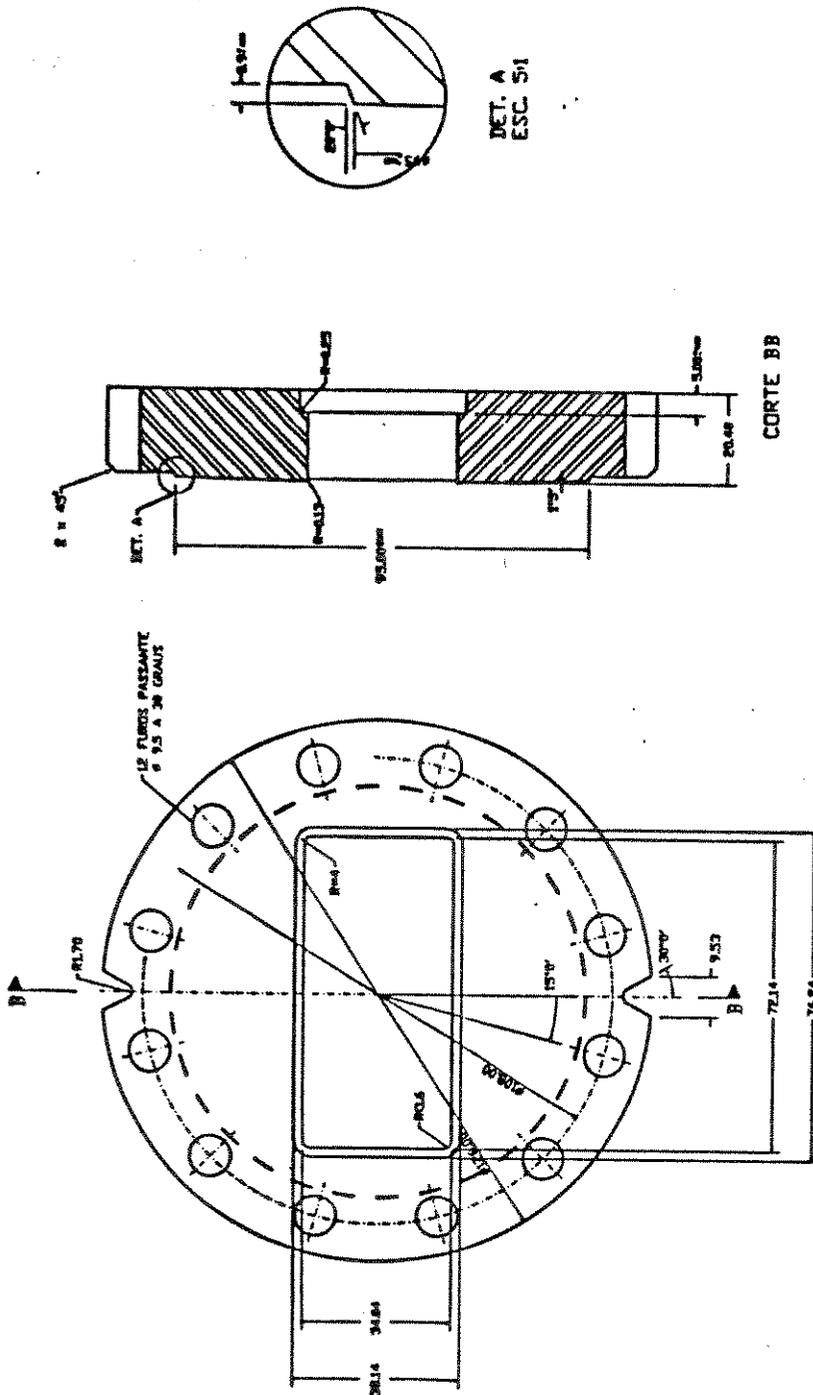


VI(d.5) Flange SLAC-HIEP (fêmea)



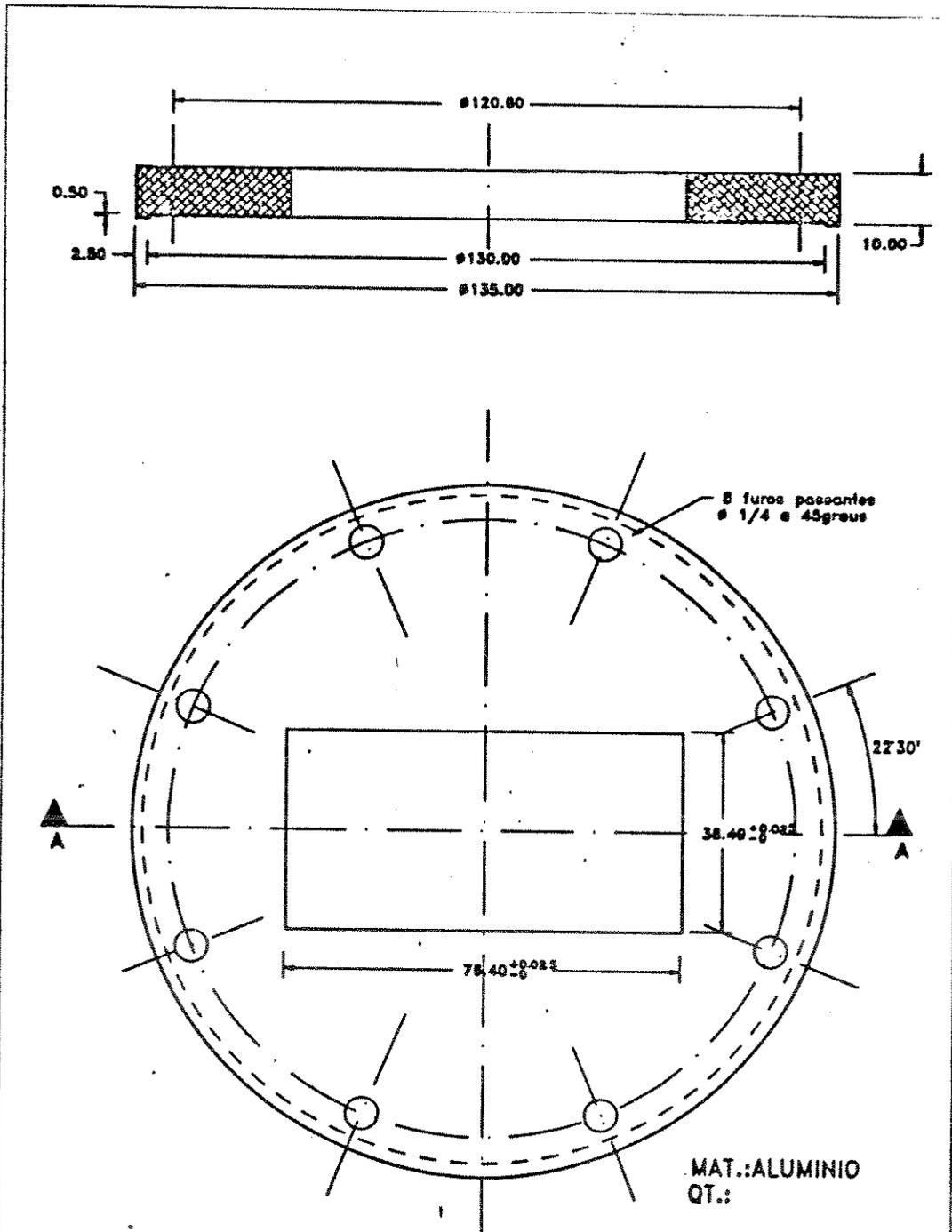
ITEM	DESCRIÇÃO	BT.	MATERIAL	QUANTIDADE
	LABORATORIO NACIONAL DE LUZ SINCROTRON LMLS - CNPq - SECT Características - SP - Brasil			
TITULO	FLANGE CHINESA C/ FURTO PASSANTE (FEMEA)			
				DES. No
				RF192

VI(d.6) Flange SLAC-HIEP (macho)



ITEM	DESCRIÇÕES	BT.	MATERIAL	PROCESSO
	LABORATORIO NACIONAL DE LUZ SINCROTRON			
	LNLS - CNPq - SECT			
	Comissão - SP - Brasil			
TITULO	RF19			
	FLANGE CHINESA C/FURO PASSANTE (MACHO)			
				DES. No
				RF191

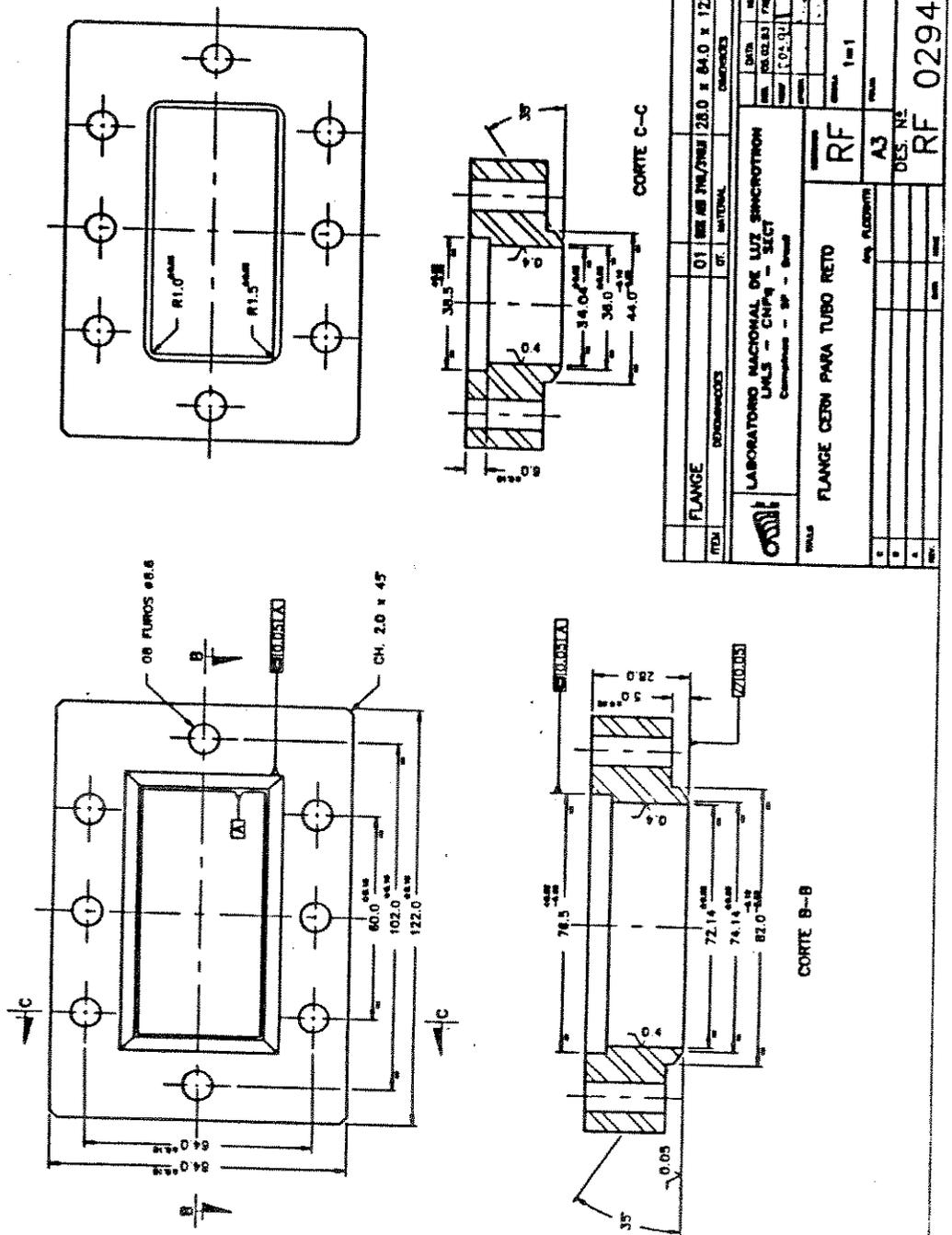
VI(d.7) Flange UG-(584)U



ITEM	DENOMINAÇÕES	QT.	MATERIAL	DIMENSÕES	
	LABORATORIO NACIONAL DE LUZ SINCROTRON LNLS - CNPq - SECT Campinas - SP - Brasil			DATA	MEME
				1-11-88	ODETE
TITULO		DESE.	RF	VERIF.	
		A4	FUNDA	APROV.	
		ESCALA	DES. No.	RF0100 PB	
		1:1			

Arquiteto: B.P.R.L.P.

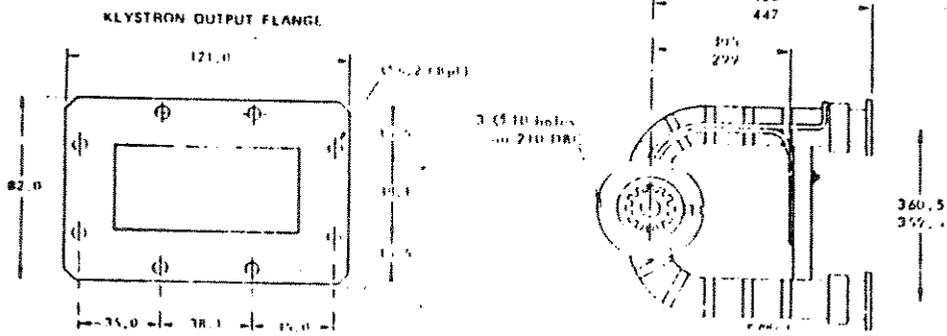
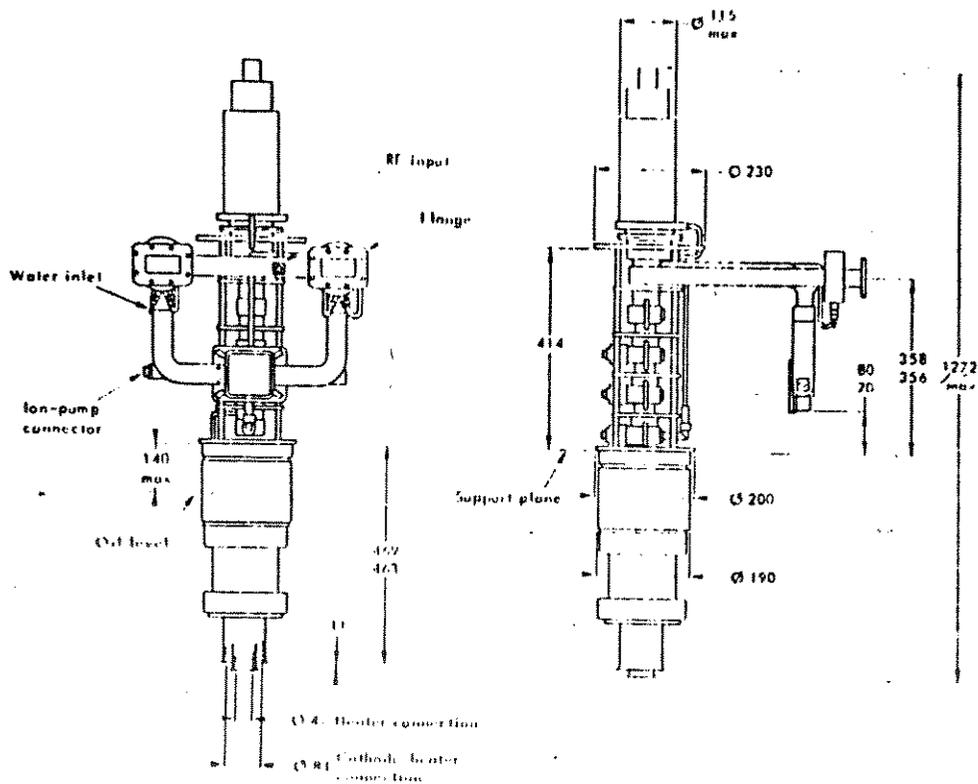
VI(d.8) Flange para guias em vácuo tipo CERN (para o LINAC de 100 MeV)



VI(e.1) Válvula klystron TV 2015 B-6.



OUTLINE DRAWING



Dimensions in mm, nominal unless otherwise indicated



BIBLIOGRAFIA DOS APÊNDICES**APÊNDICE I**

- [A1.1] Specification Particuliere du Klystron TV2015-B6 Thomson-CSF; folha de dados da válvula de microondas que está em operação no LINAC Maíra, Referência CF 1615B6-105; Depart. Tubes et Dispositifs Hiperfrequences, (01-02-1985).

APÊNDICE II

- [A2.1] R.E.Collin, 'Foundations for Microwave Engineering', McGraw-Hill Book Co (1966).
- [A2.2] Catálogo de produtos da Systron Donner.

APÊNDICE III

- [A3.1] M.A.Remy e Y.Zhao, 'The Phase Delay due to Pressurized Waveguide', M001/89, LNLS, 1989.

APÊNDICE IV

- [A4.1] R.F.Souza e A.J.Giarola, 'Notas de Aula', Unicamp, (1988).
- [A4.2] C.A.C.Petersen, 'Comunicação Pessoal', Unicamp, (1988).
- [A4.3] R.E.Collin, 'Field Theory of Guided Waves', McGraw-Hill Book Co., (1960) pp. 224-229.
- [A4.4] R.F.Harrington, 'Time Harmonic Electromagnetic Fields', McGraw-Hill Book Co., (1961) p.130.

APÊNDICE V

- [A5.1] Freire e A.B.Diniz, 'Ondas Eletromagnéticas', Livros Técnicos e Científicos S.A., RJ, p.82.
- [A5.2] J.D.Kraus e K.R.Karver, 'Eletromagnetismo', Guanabara Dois S.A. Rio de Janeiro, (1978), pp 361-366,
- [A5.3] Y.Zhao, 'SlidingLoad5', Programa Computacional de Auxílio a Medidas, LNLS, (1992).