


1. Publicação nº <i>INPE-4322-RPE/550</i>	2. Versão	3. Data <i>Agosto 1987</i>	5. Distribuição <input type="checkbox"/> Interna <input checked="" type="checkbox"/> Externa <input type="checkbox"/> Restrita
4. Origem <i>LAP</i>	Programa <i>PRAD</i>		
6. Palavras chaves - selecionadas pelo(s) autor(es) <i>GIROTRON</i> <i>CAVIDADE RESSONANTE</i> <i>ONDAS MILIMÉTRICAS</i>			
7. C.D.U.: <i>533.9</i>			
8. Título <i>TÉCNICAS DE MEDIDAS PARA CARACTERIZAÇÃO DO GIROTRON</i>		<i>INPE-4322-RPE/550</i>	10. Páginas: <i>38</i>
			11. Última página: <i>A.1</i>
9. Autoria <i>Pedro José de Castro</i>			12. Revisada por <i>Antonio Montes</i> <i>Antonio Montes Filho</i>
Assinatura responsável <i>Pedro José de Castro.</i>			13. Autorizada por  <i>Marco Antonio Raupp</i> <i>Diretor Geral</i>
14. Resumo/Notas <i>Descrevem-se as medidas necessárias para a caracterização do girotron de 35GHz, que está sendo desenvolvido pelo Laboratório Associado de Plasmas do INPE. São apresentados os métodos para a execução das medidas e especificados a instrumentação e os dispositivos necessários. Uma atenção especial é dada às técnicas de medidas do perfil campo elétrico em ressoadores.</i>			
15. Observações			

ABSTRACT

Experiments planned for the characterization of the 35GHz gyrotron, which is being built at the Plasma Laboratory of INPE, are described. The methods of the measurements are presented and the required instrumentation and devices are specified. Special attention is given to the measurement techniques of the resonator electric field profile.

SUMÁRIO

	<u>Pág.</u>
LISTA DE FIGURAS	v
1 - <u>INTRODUÇÃO</u>	1
2 - <u>CARACTERIZAÇÃO DA CAVIDADE RESSONANTE DO GIROTRON</u>	2
2.1 - Medida de frequência	4
2.2 - Medida do fator de qualidade	5
2.3 - Medidas de perfil de campo elétrico	12
3 - <u>CARACTERIZAÇÃO DO GIROTRON</u>	21
4 - <u>CONCLUSÃO</u>	26
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	29
APÊNDICE A - DESIGNAÇÃO DE EQUIPAMENTOS DE ONDAS MILIMÉTRICAS	

•

LISTA DE FIGURAS

	<u>Pág.</u>
1 - Ressonador aberto para girotron	2
2 - Modelo de cavidade ressonante para girotron proposto por Barroso e Montes (1987)	3
3 - Montagem para teste da cavidade ressonante (ressoador aberto).	4
4 - Montagem experimental para medida de frequência	5
5a - Cavidade de transmissão com linhas de entrada e saída ($R_g = Z_{01}$, $R_L = Z_{02}$)	7
5b - Circuito equivalente	7
5c - Circuito equivalente com gerador e carga transferidos para a malha central	7
6 - Curva típica de transmissão	12
7 - Característica de ressonância do ressoador	17
8 - Montagem experimental para determinação da distribuição de campo elétrico	20
9 - Perfil de campo elétrico $ V(Z) $ do ressoador mostrado na Figura 1, com $\theta_1 = 0,8^\circ$, $\theta_2 = 0,0^\circ$, $\theta_3 = 3,0^\circ$, $d_1 = 3,00\text{cm}$, $d_2 = 4,50\text{cm}$, $d_3 = 4,50\text{cm}$, $r_2 = 0,961\text{cm}$, $f = 34,9181\text{GHz}$ e $Q = 945,0$	21
10 - Montagem para caracterização do girotron	23

1 - INTRODUÇÃO

As ondas milimétricas estão se tornando de interesse cada vez maior, devido ao desenvolvimento de geradores de alta potência. As vantagens são inúmeras para aplicações, tais como radar, telecomunicações e aquecimento de plasma em fusão termonuclear (Smith, 1985).

O maser de ressonância ciclotrônica ou girotron tem uma grande vantagem sobre as válvulas de feixe linear de elétrons para geração de radiações de alta potência em ondas milimétricas. No girotron, a frequência de radiação é determinada pela condição de ressonância ciclotrônica dos elétrons, que depende unicamente do campo magnético aplicado, e não das dimensões físicas da cavidade, que pode ser muito grande comparada com o comprimento de onda. Desta forma, o girotron supera as limitações mecânicas e o problema das dimensões físicas em comparação com as outras válvulas de microondas, além de poder armazenar uma maior densidade de energia.

Dentro da comunidade científica, o grande interesse no girotron é devido à possibilidade de utilizar radiações de alta potência e alta frequência para aquecimento de plasma em experimentos de fusão termonuclear.

É nesse sentido que está sendo direcionado o projeto do girotron pelo Laboratório Associado de Plasmas do Instituto de Pesquisas Espaciais.

Neste trabalho são descritos os parâmetros que caracterizam o girotron e as técnicas de medidas através de uma instrumentação conveniente.

Também são relatados os parâmetros a serem medidos para caracterizar a cavidade ressonante do girotron, em medidas passivas, utilizando um gerador de microondas como fonte externa de RF.

2 - CARACTERIZAÇÃO DA CAVIDADE RESSONANTE DO GIROTRON

Uma das partes mais importantes do girotron é a sua cavidade de ressonante, onde ocorre a interação do feixe de elétrons com o campo elétrico de alta frequência.

Para que o girotron tenha um desempenho ótimo, devem ser escolhidos, a priori, o perfil de campo elétrico longitudinal e o fator de qualidade da cavidade ressonante (Symons and Jory, 1981).

Da teoria e experimentos (Vlasov et al., 1976), foi demonstrado que aquelas grandezas podem ser obtidas em um ressoador aberto, formado por um guia de onda irregular, simétrico axialmente, cujo contorno é de um raio fracamente variável, limitado a gradientes de até 5° . Tal cavidade (Figura 1) é o exemplo mais difundido de cavidade ressonante para girotron. Este será o primeiro tipo de cavidade a ser testado experimentalmente e, posteriormente, um outro modelo será adotado (Barroso e Montes, 1987), que proporciona uma maior eficiência de operação do girotron (Figura 2).

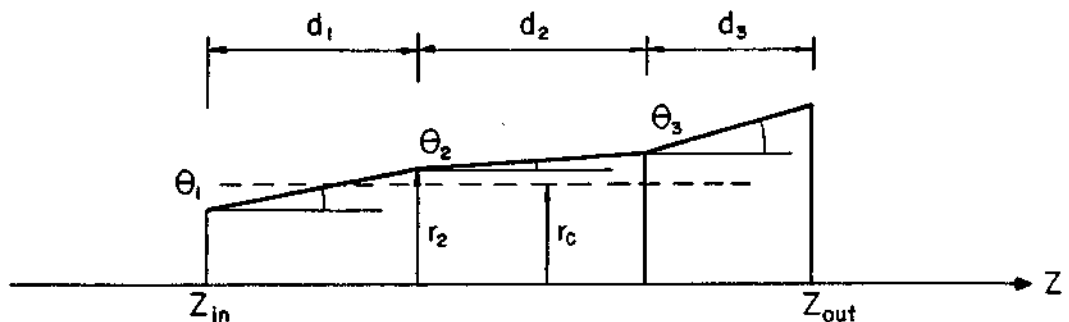


Fig. 1 - Ressoador aberto para girotron.

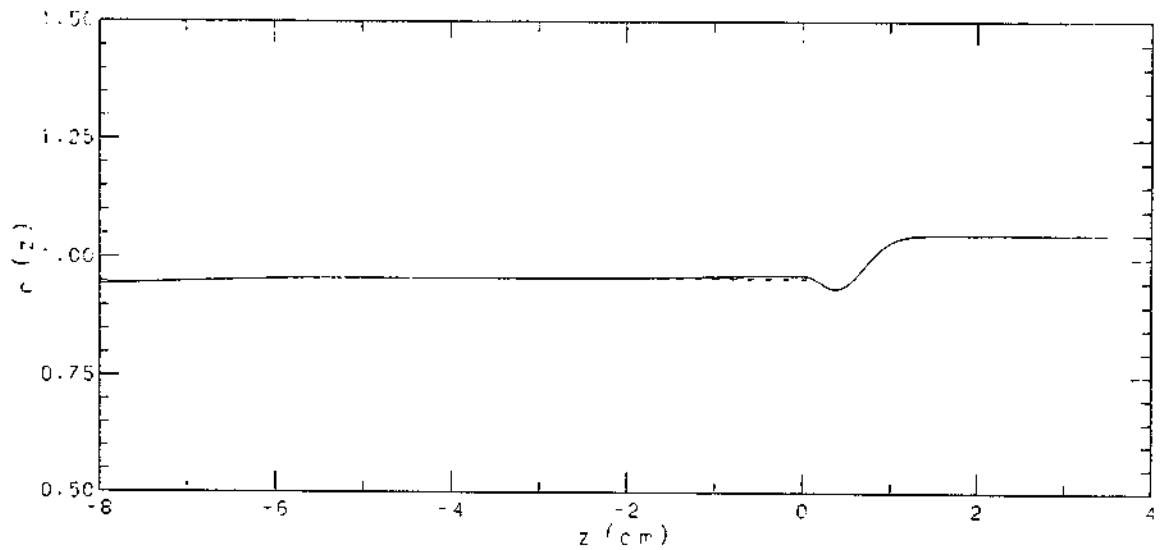


Fig. 2 - Modelo de cavidade ressonante para girotron proposto por Barroso e Montes (1987).

Uma vez construída a cavidade ressonante (ressoador aberto), é necessário medir a sua frequência de ressonância, o fator de qualidade e determinar o perfil de campo elétrico. Tais medidas constituem o chamado teste frio, isto é, medidas de microondas que são realizadas na cavidade e estrutura de saída.

Para a caracterização do ressoador aberto utiliza-se uma fonte externa de RF - um gerador de microondas de varredura.

A introdução de energia de RF no interior do ressoador (excitação da cavidade) é realizada por meio de elementos de acoplamento com um guia de onda padrão WR-28, apropriado para ondas milimétricas na faixa de 26,5 a 40GHz. Os elementos de acoplamento apresentam-se na forma de fendas, através das quais o campo eletromagnético do guia de onda penetra no ressoador. Nas válvulas de microondas, inclusive no girotron, o ressoador é excitado por um fluxo de elétrons.

Na Figura 3 é apresentada uma montagem do sistema da cavidade ressonante (ressoador aberto) do girotron, baseado em Fliflet e Read

(1981). Este sistema, além do ressoador aberto, é composto por um guia de onda circular de saída, um filtro de modos, um conversor de modos circulares $TE_{02}^O \rightarrow TE_{01}^O$ seguido de outro conversor de modo circular TE_{01}^O em modo retangular TE_{10}^R ($TE_{01}^R \rightarrow TE_{10}^R$). As conversões de modos têm por objetivo obter, ao final, o modo retangular TE_{10}^R , pois o ressoador é acoplado ao guia de onda retangular padrão WR-28. O filtro de modos é utilizado para eliminar os modos indesejáveis.

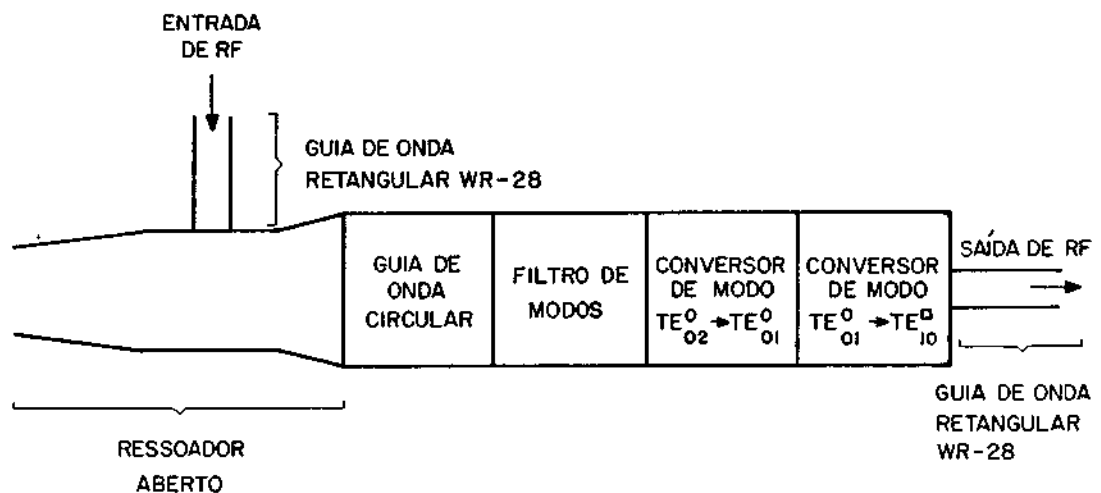


Fig. 3 - Montagem para teste da cavidade ressonante (ressoador aberto).

2.1 - MEDIDA DE FREQUÊNCIA

Uma possível montagem para a medida de frequência é mostrada na Figura 4.

A maneira mais simples, cômoda e precisa de obter as frequências faz uso de um analisador de circuito em conjunto com um freqüencímetro ou contador de frequência. Fazendo uma varredura num largo intervalo de frequências, localiza-se o modo ressonante na tela do analisador de circuito. Dependendo da eficiência do filtro de modos, outros modos ressonantes podem ser localizados. Após feita a localização de cada frequência central de ressonância ou apenas da frequência de interesse (em geral, a fundamental), utiliza-se um marcador que indica a frequência a ser medida pelo freqüencímetro.

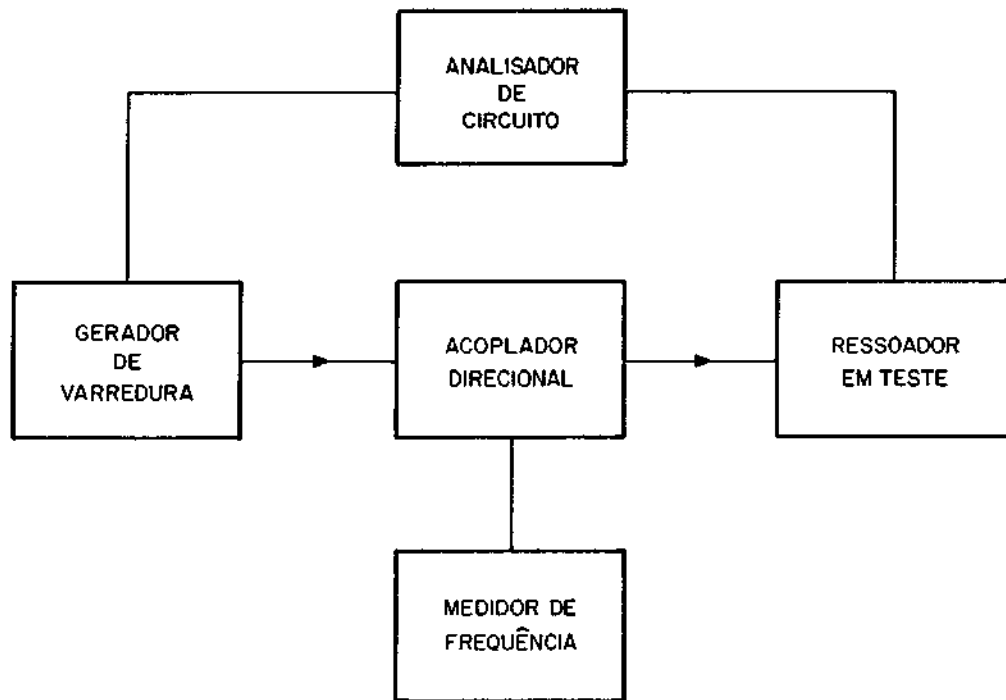


Fig. 4 - Montagem experimental para medida de frequência.

Para que se obtenham medidas precisas de frequências, é necessário utilizar um gerador de microondas estável em frequência e um freqüencímetro de boa resolução.

2.2 - MEDIDA DO FATOR DE QUALIDADE

Um parâmetro importante, que especifica a seletividade e o desempenho de um circuito ressonante, é o fator de qualidade Q . Uma definição bem generalizada do Q , aplicável a todos os sistemas ressonantes, é (Collin, 1966):

$$Q = \frac{\omega W_a}{P_d}, \quad (1)$$

onde:

ω é a frequência angular do sinal de RF;
 W_a é a energia armazenada no sistema; e
 P_d é a potência total dissipada no sistema.

Entre os métodos experimentais de medida do fator de qualidade de uma cavidade, optaremos pela técnica convencional de transmissão (Ginzton, 1957) devido à sua simplicidade e razoável precisão.

A cavidade do girotron pode ser representada por um circuito ressonante série.

A Figura 5a representa uma cavidade de transmissão conectada a linhas de transmissão de entrada e saída, com impedâncias características Z_{01} e Z_{02} . A linha de entrada está conectada a um gerador de resistência interna $R_g = Z_{01}$ e a linha de saída, a uma carga resistiva $R_L = Z_{02}$.

Na Figura 5b é mostrado o mesmo sistema com a cavidade, referente à cavidade do girotron, representada por um circuito RLC série e por estruturas de acoplamento por transformadores ideais de número de espiras n_1 e n_2 .

Transformando os circuitos de entrada e saída na malha central obtêm-se o circuito mostrado na Figura 5c.

Consideremos apenas o circuito simples RLC alimentado por um gerador de tensão alternada com frequência angular $\omega = 2\pi F$.

Como toda a energia é armazenada no campo magnético pelo indutor durante um ciclo, a energia total armazenada é:

$$U_L = \frac{LI^2}{2}, \quad (2)$$

onde I é a corrente máxima no circuito.

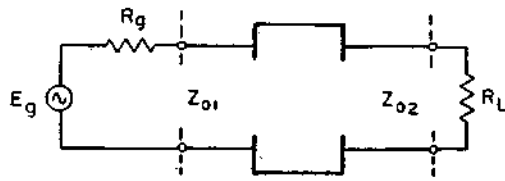


Fig. 5a - Cavidade de transmissão com linhas de entrada e saída ($R_g = Z_{01}$, $R_L = Z_{02}$).

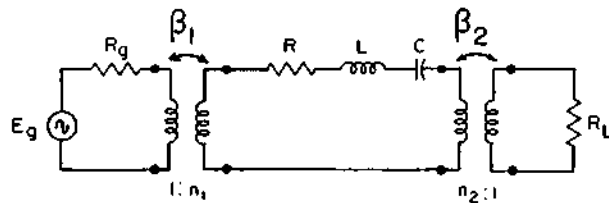


Fig. 5b - Circuito equivalente.

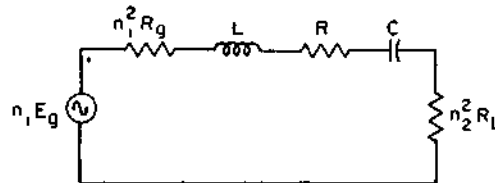


Fig. 5c - Circuito equivalente com gerador e carga transferidos para a malha central.

A perda de potência média no resistor, que é o único elemento dissipativo no circuito, é $I^2 R/2$ e a perda de energia por ciclo é:

$$U_R = \frac{I^2 R T}{2} = \frac{I^2 R}{2f}, \quad (3)$$

onde $T = \frac{1}{f}$ é o período de um ciclo.

Conseqüentemente, a razão entre a energia total armazenada e a energia dissipada por ciclo é:

$$\frac{\frac{1}{2} LI^2}{\frac{1}{2} RI^2 T} = \frac{fL}{R} = \frac{2\pi fL}{2\pi R} = \frac{L}{2\pi R} = \frac{1}{2\pi} Q ; \quad (4)$$

chegamos assim à definição básica de Q .

Temos assim a definição do fator de qualidade não-carregado Q_0 , que inclui somente as fontes internas da cavidade, isto é:

$$Q_0 = \frac{\omega L}{R} \quad (5)$$

O fator de qualidade carregado Q_L , que inclui todas as fontes de dissipação, tanto internas como externas, é o Q de todo o sistema:

$$Q_L = \frac{\omega L}{R + n_1^2 R_g + n_2^2 R_L} . \quad (6)$$

Os coeficientes de acoplamento das linhas de entrada e saída são definidos como:

$$\beta_1 = \frac{n_1^2 R_g}{R} \quad \text{e} \quad \beta_2 = \frac{n_2^2 R_L}{R} . \quad (7)$$

Pode-se encontrar uma relação entre Q_0 e Q_L :

$$Q_L = \frac{\omega_0 L/R}{1 + n_1^2 R_g/R + n_2^2 R_L/R} = \frac{Q_0}{1 + \beta_1 + \beta_2} . \quad (8)$$

A impedância do circuito série RLC é dada por:

$$Z = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) . \quad (9)$$

Na ressonância, a parte reativa desaparece e a frequência angular é:

$$\omega = \omega_0 = 1/\sqrt{LC} . \quad (10)$$

A impedância em qualquer frequência pode ser escrita em termos da frequência de ressonância ω_0 e de Q_0 , como:

$$Z = R + j\omega L \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right) = R \left[1 + jQ_0 \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right)\right] . \quad (11)$$

Para as cavidades com alto Q_0 , $\omega \approx \omega_0$, a Equação 11 pode ser escrita como:

$$Z \approx R[1 + j2Q_0 \delta] , \quad (12)$$

onde:

$$\delta = \frac{\omega - \omega_0}{\omega} . \quad (13)$$

A impedância do circuito equivalente vista pelo gerador é a seguinte:

$$\begin{aligned} Z_{in} &= R(1 + j2Q_0 \delta) + n_1^2 R_g + n_2^2 R_L = \\ &= R[1 + \beta_1 + \beta_2 + j2Q_0 \delta] . \end{aligned} \quad (14)$$

Interessa-nos encontrar uma expressão para a potência transmitida através da cavidade.

A potência entregue à carga R_L é:

$$P_L = |I|^2 n^2 R_L = \frac{n_1^2 E_g^2 n_2^2 R_L}{|Z|^2} = \frac{n_1^2 E_g^2 n_2^2 R_L}{R^2 [(1 + \beta_1 + \beta_2)^2 + (2Q_0 \delta)^2]}, \quad (15)$$

$$\begin{aligned} P_L &= \frac{n_1^2 n_2^2 E_g^2 R_L}{R^2 (1 + \beta_1 + \beta_2)^2 \left[1 + \left(\frac{2Q_0 \delta}{1 + \beta_1 + \beta_2} \right)^2 \right]} = \\ &= \frac{n_1^2 n_2^2 E_g^2 R_L}{R^2 (1 + \beta_1 + \beta_2)^2 [1 + (2Q_L \delta)^2]}. \end{aligned} \quad (16)$$

Na ressonância, $\omega = \omega_0$; então:

$$P_L = \frac{n_1^2 n_2^2 E_g^2 R_L}{R^2 (1 + \beta_1 + \beta_2)^2}. \quad (17)$$

Se as linhas de entrada e saída forem de mesma impedância característica (Z_0) e se ambas forem casadas, de modo que $R_g = R_L = Z_{01} = Z_{02} = Z_0$, a potência entregue diretamente à carga (sem a inserção da cavidade) é a potência disponível do gerador, dada por:

$$P_0 = \frac{E_g^2}{4Z_0}. \quad (18)$$

A relação entre as potências P_L e P_0 , escrita por $T(\omega)$, apresenta um fator de transmissão introduzido pela cavidade:

$$T(\omega) = \frac{P_L}{P_0} = \frac{4\beta_1 \beta_2}{(1 + \beta_1 + \beta_2)^2 [1 + 4Q_L^2 \delta^2]}. \quad (19)$$

Na ressonância $\delta = 0$, a transmissão de potência é máxima:

$$T(\omega_0) = \frac{4\beta_1\beta_2}{(1 + \beta_1 + \beta_2)^2} . \quad (20)$$

Dividindo a Equação 19 pela Equação 20 temos que:

$$T(\omega) = \frac{T(\omega_0)}{1 + 4Q_L^2\delta} , \quad (21)$$

e os pontos da metade da potência (3dB abaixo do nível de potência na ressonância) são dados por:

$$4Q_L^2\delta^2 = 1 , \quad (22)$$

que resulta em:

$$Q_L = \pm \frac{1}{\delta} = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} = \frac{f_0}{\Delta f} . \quad (23)$$

A montagem necessária para a determinação do fator de qualidade carregado Q_L é a mesma da Figura 4.

O procedimento experimental é o seguinte.

Faz-se uma varredura conveniente no gerador de microondas e localiza-se a curva de transmissão do ressoador, visualizando-a na tela do analisador de circuito. Colocam-se os marcadores nas posições da frequência central (f_0) e as frequências na posição de 3dB, que são as frequências correspondentes à metade da potência transmitida. Através de um freqüencímetro medem-se as frequências f_0 , f_1 e f_2 , determinando as sim $\Delta f = f_2 - f_1$.

A Figura 6 mostra a curva de transmissão e os pontos acima citados.

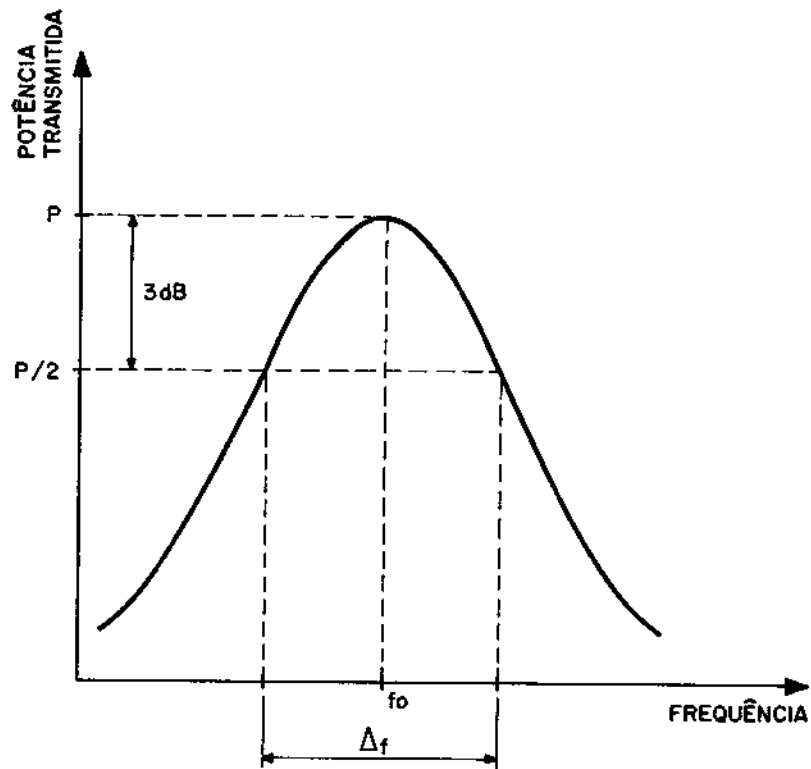


Fig. 6 - Curva típica de transmissão.

Ao final, o fator de qualidade carregado Q_L é determinado pela Expressão 23.

2.3 - MEDIDAS DE PERFIL DE CAMPO ELÉTRICO

As medidas dos perfis dos campos elétrico e magnético das ondas estacionárias são feitas pela técnica de perturbação causada por um pequeno corpo dielétrico ou metálico, colocado no interior do ressonador (Ginzton, 1957; Tisher, 1963).

Uma maneira mais fácil de compreender o método perturbacional é fazer uma analogia com o caso de frequência baixa. A frequência angular (ω_0) de um circuito ressonante é dada por:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}, \quad (24)$$

onde C_0 e L_0 são a capacitância e a indutância do circuito ressonante, respectivamente.

Consideremos a variação da frequência de ressonância causada por uma pequena variação na capacitância C . A variação da frequência de ressonância pode ser obtida diferenciando a Equação 24 em relação a C . Assim,

$$\frac{d\omega}{dC} = - \frac{1}{2} \frac{L_0}{2(L_0 C)^{3/2}} . \quad (25)$$

Se as mudanças em C são pequenas, $C = C_0$, $\omega = \omega_0$. Combinando as Equações 24 e 25, obtemos:

$$d\omega = - \frac{1}{2} \omega_0 \frac{dC}{C} \quad (26)$$

ou:

$$\frac{d\omega}{dC} = - \frac{1}{2} \omega_0^3 L_0 . \quad (27)$$

A Equação 27 relaciona a variação da capacitância com a variação de frequência e mostra que a frequência pode ser determinada medindo a razão entre as variações de frequência e capacitância.

Se algum objeto for introduzido na região do campo elétrico de uma cavidade, a frequência de ressonância se alterará porque ocorrerá uma variação do campo, a qual por sua vez, corresponderá a uma variação na capacitância, no caso de frequência baixa.

Pode-se obter uma expressão para a determinação das estruturas de campo em ressoadores (Tisher, 1963).

O raciocínio é o seguinte: se no ressonador for introduzido um objeto perturbador, a máxima energia elétrica e a máxima energia mag

nética variarão de ΔW_E e ΔW_H , respectivamente. Desta forma, a frequência de ressonância do ressoador (ω_0) se modificará de acordo com a expressão:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{\Delta W_E - \Delta W_H}{W_E + W_H} . \quad (28)$$

Para esta frequência (ω_0), a máxima energia elétrica \bar{e} é igual à magnética $W_E = W_H$, ou:

$$\int_V \frac{\epsilon_0}{2} \vec{E} \vec{E}^* dV = \int_V \frac{\mu_0}{2} \vec{H} \vec{H}^* dV , \quad (29)$$

onde:

\vec{E} é o campo elétrico;

\vec{H} é o campo magnético;

dV é um elemento de volume;

\vec{E}^* e \vec{H}^* são grandezas complexas conjugadas.

Determinemos as grandezas ΔW_E e ΔW_H para um corpo de prova na forma de uma esfera com raio r .

Seja esta esfera de material dielétrico, com constante dielétrica ϵ_0 , o corpo introduzido no ressoador. Se a esfera for bastante pequena, poder-se-á considerar que ela se encontra num campo uniforme. A indução elétrica no interior da esfera é determinada por (Sommerfeld, 1952):

$$\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E} + \vec{P} , \quad (30)$$

sendo:

$$\vec{P} = -\epsilon_0 \frac{\epsilon - 1}{\epsilon - 2} 4\pi r^2 \vec{E} , \quad (31)$$

onde:

\vec{E} é o campo elétrico na posição da esfera;
 \vec{P} é o vetor polarização elétrica da esfera.

Da expressão:

$$W_E = \frac{1}{2} \vec{D} \vec{E}^* , \quad (32)$$

a variação da energia elétrica no ressoador, causada pela esfera dielétrica, é igual a:

$$\Delta W_E = -\epsilon_0 \frac{\epsilon - 1}{\epsilon + 2} 4\pi r^3 \vec{E} \vec{E}^* . \quad (33)$$

Se no ressoador for introduzida uma esfera de material magnético com permeabilidade magnética μ , o campo magnético (Sommerfeld, 1952) será expresso por:

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu_0} \vec{B} - \vec{M} , \quad (34)$$

sendo:

$$\vec{M} = -\frac{\mu - 1}{\mu + 2} 4\pi r^3 \vec{H} , \quad (35)$$

onde:

\vec{B} é o vetor indução magnética no lugar da posição da esfera;
 \vec{M} é o vetor polarização magnética da esfera.

Da expressão:

$$W_H = \frac{1}{2} \vec{B} \vec{H} , \quad (36)$$

encontramos a variação da energia magnética no ressoador causada pela esfera:

$$\Delta W_H = \mu_0 \frac{\mu - 1}{\mu + 2} 4\pi r^3 \vec{H} \vec{H}^* . \quad (37)$$

Substituindo as Equações 33 e 37 na Equação 28 obtêm-se a expressão que determina a variação da frequência de ressonância do ressoador sob a influência do corpo perturbador:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = - 4\pi r^3 \frac{\epsilon_0 \frac{\epsilon - 1}{\epsilon + 2} |\vec{E}|^2 + \mu_0 \frac{\mu - 1}{\mu + 2} |\vec{H}|^2}{2W_E} . \quad (38)$$

Como é visível, esta variação é função dos campos elétrico e magnético no lugar onde se encontra a esfera. Desta forma, deslocando a esfera no ressoador e fixando a variação da frequência do ressoador, pode-se determinar a distribuição dos campos \vec{E} e \vec{H} .

Na prática, a medida da grandeza $\Delta\omega/\omega_0$ pode ser muito difícil em consequência das pequenas variações da frequência de ressonância. Para contornar esta dificuldade, deve-se proceder da seguinte maneira (Tisher, 1963).

Consideremos a curva de ressonância do ressoador representada na Figura 7. Ela descreve a equação da curva de ressonância:

$$y = \frac{1}{1 + x^2} , \quad (39)$$

onde:

$y = \frac{W_1}{W_0}$ é a relação entre a energia do ressoador (W_1) na frequência e a energia do campo (W_0) na frequência de ressonância ω_0 ; x é o desvio da frequência de ressonância em termos de largura de faixa ω_0/Q e é dado por:

$$x = \frac{2Q}{\omega_0} (\omega_1 - \omega_2) . \quad (40)$$

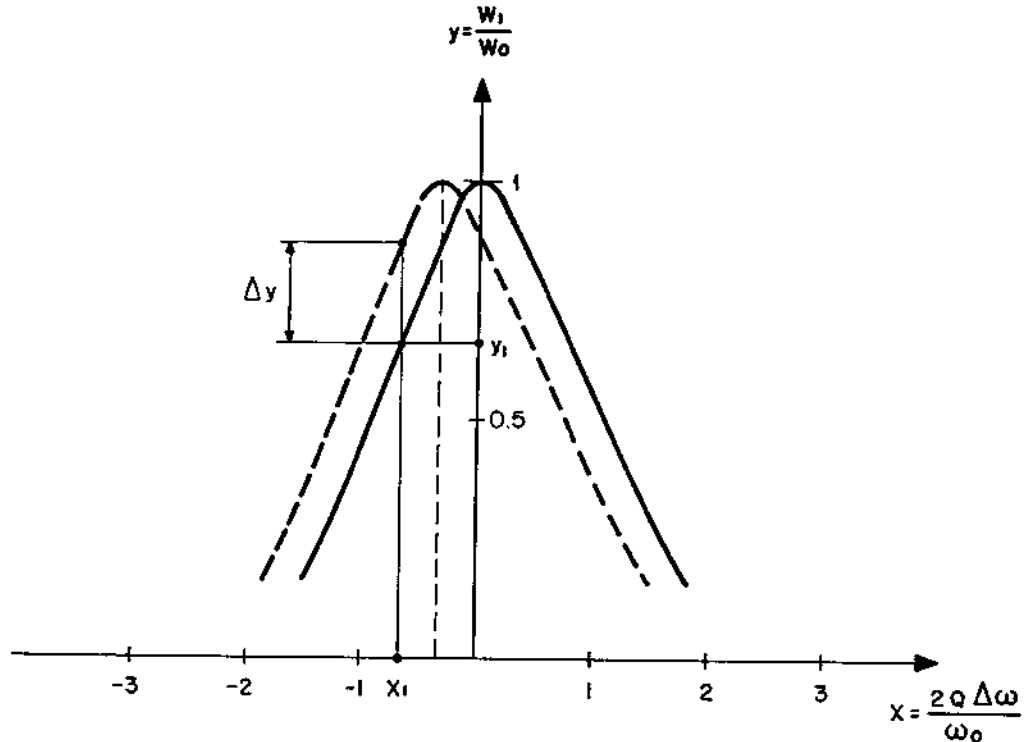


Fig. 7 - Característica de ressonância do ressoador.

Sendo a medida do medidor de potência proporcional à energia armazenada no ressoador, pode-se considerar que no eixo vertical da curva característica estão os valores iguais à relação de medidas de potência W_1/W_2 nas frequências ω_1 e ω_2 .

Sob a influência do objeto perturbador, a curva de ressonância desloca-se, ω_1 é a frequência perturbada do ressoador que se distingue da frequência não perturbada ω_0 , e a medida de potência varia de Δy .

Se considerarmos linear a variação de y em qualquer intervalo da curva, então poderemos escrever o incremento y para variação da frequência $\Delta\omega$ na forma:

$$\Delta y = \frac{dy}{d\omega} \Delta\omega . \quad (41)$$

Considerando a Equação 40 na Equação 41, temos:

$$\Delta y = 2Q \frac{dy}{dx} \frac{\Delta \omega}{\omega_0} . \quad (42)$$

Substituindo o valor de $\Delta \omega / \omega_0$ da Equação 38 na Equação 42, obtemos:

$$\Delta y_E = - \delta \pi r^3 Q \frac{dy}{dx} \frac{\epsilon_0 \frac{\epsilon - 1}{\epsilon + 2} |\vec{E}|^2 + \mu_0 \frac{\mu - 1}{\mu + 2} |\vec{H}|^2}{2W_E} . \quad (43)$$

Se no ressoador introduzirmos uma esfera de material dielétrico ($\epsilon \neq 1$, $\mu = 1$), poderemos, a partir da Equação 43, obter uma expressão para o campo elétrico em função da variação da medida de potência:

$$|\vec{E}| = \sqrt{\frac{2W_E}{\delta \pi r^3 Q \frac{dy}{dx}} \frac{1}{\epsilon_0} \frac{\epsilon + 2}{\epsilon - 1} \Delta y_E} . \quad (44)$$

Na Expressão 44, a grandeza

$$\left[\frac{2W_E}{\delta \pi r^3 Q \frac{dy}{dx}} \frac{1}{\epsilon_0} \frac{\epsilon + 2}{\epsilon - 1} \right]$$

pode ser considerada constante e tem a dimensão de intensidade de campo elétrico. Dividindo a Expressão 44 por esta grandeza, obteremos uma grandeza de campo elétrico relativo:

$$E_{rel} = \sqrt{\Delta y_E} . \quad (45)$$

Desde que a distribuição de campo elétrico seja encontrada, é possível obter a distribuição do campo magnético. Para tal, utiliza-se desta vez uma esfera metálica de alta condutividade ($\epsilon = \infty$, $\mu \approx 0$), a qual é deslocada no interior do ressonador na mesma direção da experiência anterior.

Procedendo da mesma maneira que no caso do campo elétrico, utilizando as Expressões 43 e 44 e considerando a grandeza $|\vec{E}|$ já conhecida, obtém-se a grandeza do campo magnético relativo

$$H_{rel} = \sqrt{\frac{\epsilon + 2}{\epsilon - 1} \Delta y_E - \Delta y_H} . \quad (46)$$

As Expressões 45 e 46 são fundamentais para a determinação dos campos em ressoadores.

Foi demonstrado que a introdução de um elemento perturbador no interior de uma cavidade ressonante acarreta uma variação da sua frequência de ressonância, o que por sua vez corresponde a uma variação de sua potência.

Quando se mede a perturbação de campo causado por objeto perturbador, devem-se escolher elementos perturbadores de maneira que suas geometrias e dimensões não alterem significativamente o padrão de campo eletromagnético no interior da cavidade a ser analisada. Neste sentido, parece que elementos esféricos de pequenas dimensões são mais convenientes para efetuar as perturbações nas cavidades.

No caso da determinação da estrutura do campo elétrico da cavidade ressonante do girotron, a Figura 8 ilustra o esquema a ser utilizado.

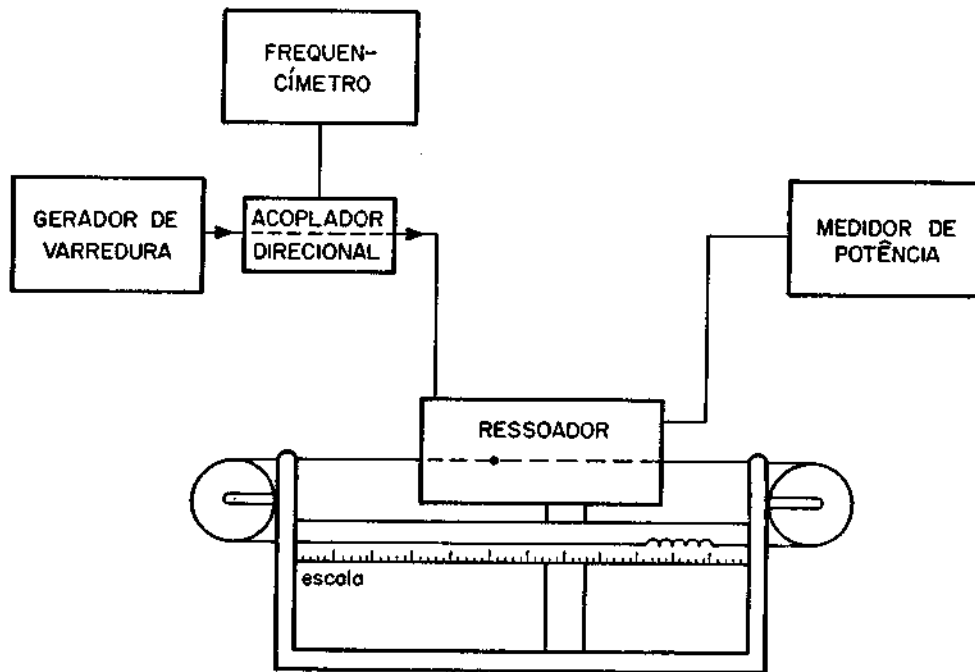


Fig. 8 - Montagem experimental para determinação da distribuição de campo elétrico.

Serã adotada uma esfera de material dielétrico de pequenas dimensões, sustentada por um fio fino. Um conjunto de roldanas possibilitará a sua movimentação dentro do ressonador. Uma escala milimétrica possibilitará localizar a posição da esfera dentro da cavidade. Pelo eixo longitudinal do ressonador se fará o mapeamento do campo elétrico, através da indicação do desvio de frequência em vários pontos, causados pelo corpo de prova. Estes desvios de frequência acarretam uma variação da potência do ressonador e podem ser medidos por um medidor de potência. A seguir, a distribuição do campo elétrico é calculada pela Expressão 43.

A Figura 9 ilustra o perfil de campo elétrico calculado teoricamente para o ressonador aberto da Figura 1 (Barroso e Montes, 1987).

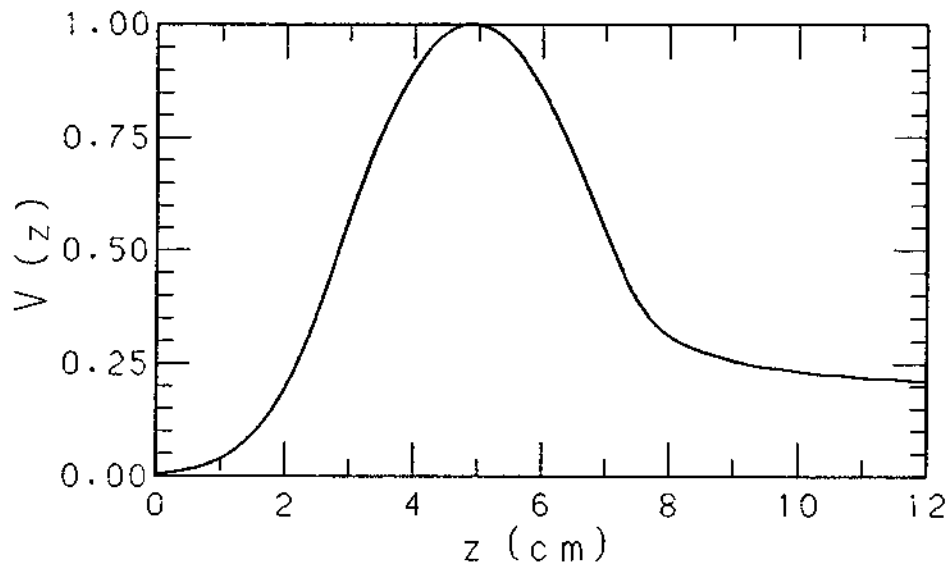


Fig. 9 - Perfil de campo elétrico $|V(Z)|$ do ressoador mostrado na Figura 1, com $\theta_1 = 0,8^\circ$, $\theta_2 = 0,0^\circ$, $\theta_3 = 3,0^\circ$, $d_1 = 3,00$ cm, $d_2 = 4,50$ cm, $d_3 = 4,50$ cm, $r_2 = 0,961$ cm, $f = 34,9181$ GHz e $Q = 945,0$.

FONTE: Barroso e Montes (1987).

3 - CARACTERIZAÇÃO DO GIROTRON

O girotron que está sendo desenvolvido no Laboratório Associado de Plasmas vai operar na frequência de 35GHz e terá as seguintes características típicas:

- potência de pico de saída: 80kW;
- largura de pulso: 20ms;
- ciclo de trabalho: $0,04 \times 10^{-3}$

O girotron deverá gerar radiações predominantemente no modo TE_{021} .

A caracterização experimental da radiação produzida pelo girotron compreende basicamente as medidas de frequência, potência, largura de pulso e identificação de modos. Com exceção desta última, as outras medidas podem ser realizadas por um analisador de espectro a um nível de potência do sinal bastante reduzido. A atenuação pode ser efetuada a partir de um acoplador direcional, seguido de um atenuador de potência, se necessário. Desta forma, o sinal de microondas na faixa de ondas milimétricas será medido em miliwatts, para depois ser avaliado em quilowatts.

A utilização de um analisador de espectro possuidor de unidades armazenadas de informação é necessária, pois o girotron que está sendo projetado operará basicamente em regime de um único disparo.

O modelo do analisador de espectro escolhido — Tektronix 2755P — tem as seguintes características:

- a) pode operar em modo de pulso único;
- b) dispõe de memória para armazenar informação;
- c) possui "trigger" externo para sincronismo do girotron;
- d) fornece potência de pico e potência média do pulso;
- e) possui marcadores para maior precisão de medidas.

Para obter medidas de frequências com melhor precisão, pode-se utilizar um freqüencímetro ou contador de frequências.

Há algumas maneiras diferentes de medir a potência de RF. A potência de um determinado modo, por exemplo, TE_{02} , pode ser medida utilizando um acoplador direcional que envia uma amostra do sinal para o analisador de espectro (Bowen et al., 1981). Uma medida mais exata de potência pode ser realizada com um medidor de potência (em miliwatts). Outra maneira é utilizar um osciloscópio juntamente com um detetor

(Verhoeven et al., 1985). Quando se necessita medir a potência média do girotron em todos os modos, utiliza-se um calorímetro de água.

Para a identificação de modos, usa-se folha de cristal líquido inserida no guia de onda sobredimensionado (Carmel, 1984). A folha de cristal líquido é sensível ao calor e a energia de microondas é absorvida por ela, o que acarreta uma mudança da temperatura local. Esta variação de temperatura aparece como uma mudança de cor, de tal maneira que um mapa de campos de RF pode ser observado sobre a folha. Há informações de que papel térmico pode também ser utilizado para a identificação de modos.

Uma possível montagem do sistema de transmissão parcial para a caracterização do girotron pode ser a que está representada na Figura 10.

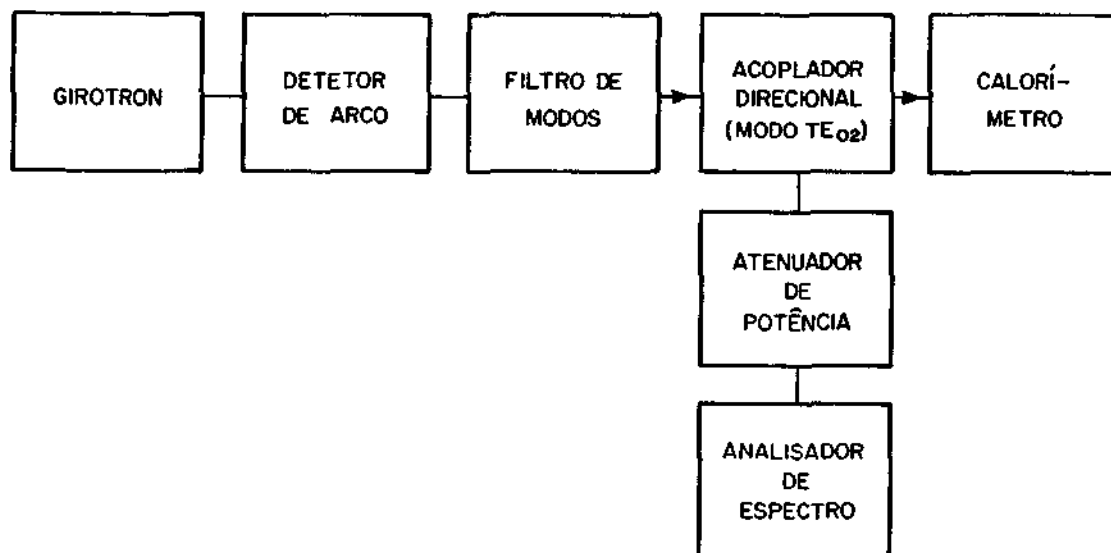


Fig. 10 - Montagem para caracterização do girotron.

a) Detetor de arco

Detetores de arco são usados para detetar tensão de ruptura em trechos do guia de onda e junto à janela de saída do girotron (Hoshino et al., 1985).

b) Filtro de modos

Filtros de modos são utilizados com o objetivo de eliminar os modos não-circulares e os modos circulares mais altos, os quais não são desejados para transmissão.

c) Acoplador direcional

A potência da onda transmitida TE_{02} e da onda refletida TE_{02} podem ser detetadas por um acoplador direcional e medidas por um indicador (medidor de potência, osciloscópio ou analisador de espectro).

Se o acoplamento for, por exemplo, 60dB, ter-se-á 20mW (13dBm) no braço acoplado do acoplador direcional, para uma potência de saída do girotron de 50kW. Se necessário, pode-se utilizar ainda um atenuador de potência para abaixar mais o nível do sinal.

O acoplador direcional a ser empregado deverá ter dois fatores importantes: diretividade, para distinguir a potência transmitida da refletida; seletividade, para permitir uma deteção seletiva do modo TE_{02} .

d) Calorímetro de água

Um calorímetro de água tem sido usado para medir diretamente a potência média do girotron (Gold et al., 1985). O calorímetro é destinado a absorver a potência do girotron, que pode conter vários modos.

No calorímetro, uma certa quantidade de energia é dissipada numa carga de água, o que acarreta um aumento da temperatura da água.

Termômetros ou termopares podem ser usados para medir a variação da temperatura da água.

Como é conhecido da calorimetria, a fórmula que expressa a quantidade de calor (Q) em função da massa (m), da variação de temperatura (ΔT) e do calor específico (c) é:

$$Q = mc\Delta T \quad (47)$$

Em termos de potência média (P_m) do girotron, a expressão acima pode ser escrita na seguinte forma:

$$P_m = \frac{\Delta m}{\Delta t} c\Delta T, \quad (48)$$

onde:

$\Delta m/\Delta t = F[\text{g/s}]$ é o fluxo de água constante;

$c = 1,00[\text{cal/g.K}] = 4,18[\text{J/g.K}]$ é o calor específico médio da água.

A potência de pico pode ser determinada utilizando o ciclo de trabalho η (largura de pulso/período de pulso) na seguinte equação:

$$P_p = \frac{P_m}{\eta} = \frac{F[\text{g/s}] \cdot 4,2[\text{J/g.K}] \cdot \Delta T[\text{K}]}{\eta} \quad (49)$$

Sejam os seguintes parâmetros do girotron:

potência de pico: $P_p = 80\text{kW}$,

ciclo de trabalho: $\eta = \frac{20\text{ms}}{50\text{s}}$,

variação de temperatura da água: $\Delta T = 10\text{K}$.

Neste caso, o fluxo de água necessário para o calorímetro terá o seguinte valor:

$$F = \frac{P_p \cdot \eta}{4,18 \cdot \Delta T} = 0,77 \text{g/s} .$$

Quando se tem pulso único, a potência de pico é obtida pela expressão (Hoshino et al., 1985), sendo o aumento de temperatura da água integrado no tempo:

$$P_p = \frac{4,2F \int_0^{\infty} \Delta T(t) dt}{\tau} , \quad (50)$$

onde τ é a largura de pulso.

e) Guia de onda circular sobredimensionado

Devido à alta potência e à alta frequência envolvidas no processo de transmissão da radiação do girotron, não pode ser utilizado o guia de onda padrão WR-28.

O guia de onda sobredimensionado tem pouca perda ôhmica, principalmente quando se propagam modos elétricos TE_{0n} ; por isso, tem sido adotado para a propagação de energia de fontes de ondas milimétricas como o girotron. Por outro lado, o diâmetro do guia de onda não pode ser muito grande a fim de evitar conversão de modos que têm grande perda ôhmica. Nestas condições, cada tipo de onda deve ser conduzido pelo guia de onda apropriado. Assim, um guia de 63,5mm de diâmetro tem sido empregado para propagar o modo TE_{02} (The Compass Project, 1984).

Os dispositivos acima descritos são confeccionados em guias de onda circulares sobredimensionados.

4 - CONCLUSÃO

O girotron está projetado para 35GHz. Esta frequência está situada na banda Ka (sistema IEEE) ou banda R (sistema Hewlett-Packard),

que compreende as frequências entre 26,5 e 40,0GHz — primeira faixa milimétrica das microondas.

No laboratório de microondas a ser formado, serão necessários os equipamentos de ondas milimétricas para a caracterização do ressonador aberto e diagnóstico do girotron.

Em relação às medidas convencionais de microondas, três problemáticas caracterizam o projeto em pauta: utilização da faixa 35GHz que está situada na faixa de ondas milimétricas, geração de alta potência pelo girotron; operação do girotron em regime pulsado, basicamente com um único disparo.

Alguns equipamentos de ondas milimétricas foram desenvolvidos recentemente pelos grandes fabricantes conhecidos mundialmente na área de microondas.

Para os chamados "testes frios" na caracterização da cavidade do girotron, foram selecionados equipamentos (Hewlett-Packard, 1986) que constituíssem um sistema de componentes compatíveis entre si. Para este caso, os fabricantes dispõem de uma instrumentação baseada no guia de onda padronizado (para a banda Ka ou R é utilizado o guia WR-28).

Os equipamentos necessários para a caracterização do girotron exigem a utilização de guias de onda sobredimensionados (Thomson-CSF, 1985). Tais equipamentos, até o presente momento, são feitos por encomenda especial, tendo em vista o modo de oscilação de saída, além da faixa de frequências. O nosso objetivo é desenvolver alguns dos equipamentos de ondas milimétricas.

Resta ressaltar que alguns componentes previstos poderão ser substituídos por outros mais modernos e econômicos, tendo em vista o contínuo desenvolvimento e conseqüente aperfeiçoamento da instrumentação pelos fabricantes.

Numa primeira etapa, como a de teste e controle de trabalho, pretende-se projetar e construir um ressoador aberto para 10GHz e caracterizá-lo em termos de frequência, fator de qualidade e perfil de campo elétrico. Com o objetivo de obter o modo de propagação desejado, é necessário desenvolver filtros e conversores de modos, os quais poderão ser posteriormente utilizados na linha de transmissão do girotron.

No Apêndice A é apresentada uma relação de equipamentos e acessórios de ondas milimétricas, propostos para o projeto do girotron.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- BARROSO, J.J.; MONTES, A. *Microwave open resonators for gyrotrons*. São José dos Campos, INPE, 1987. (INPE-4076-TRE/1028).
- BOWEN, N.; DOANE, J.; NEWMAN, W. 60GHz ECRH system for the PPL PDX machine. In: SYMPOSIUM ON ENGINEERING PROBLEMS OF FUSION RESEARCH, Palmer House, Chicago, IL, Oct. 22-29, 1981. *Proceedings*. New York, NY, IEEE, 1981. V. 2, p. 2122-2125.
- CARMEL, Y.; CHU, K.R.; READ, M.E.; GRANATSTEIN, G.F.; BOULANGER, P.; KAMMERER, E.; MOURIER, G. A technique to identify electromagnetic modes in oversize waveguides. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, MTT-32(11): 1493-1495, Nov. 1984.
- COLLIN, R.E. *Foundations for microwave engineering*. New York, NY, McGraw-Hill, 1966.
- COMPASS PROJECT. Abingdon, England, Culham Laboratory, 1984. (Report CR83.240 (Rev. 2/84)).
- FLIFLET, A.W.; READ, M.E. Use of weakly irregular waveguide theory to calculate eigenfrequencies, Q values, and RF field functions for gyrotron oscillators. *International Journal of Electronics*, 51(4): 475-484, 1981.
- GINZTON, L.G. *Microwave measurements*. New York, NY, McGraw-Hill, 1957, Sections 9.2, 10.2, 10.4.
- GOLD, S.H.; FLIFLET, A.W.; MANHEIMER, W.M.; BLACK, W.M.; GRANATSTEIN, V.L.; KINKEAD, A.K.; HARDESTY, D.L.; SUCY, M. High-voltage Ka-band gyrotron experiment. *IEEE Transactions on Plasma Science*, PS-13(6): 374-382, Dec. 1985.
- HEWLETT-PACKARD (HP). *Measurement.computation.systems*. Palo Alto, CA, 1986.
- HOSHINO, K.; YAMAMOTO, T.; KAWASHIMA, H.; SHIBATA, T.; SHIBUYA, T. *Design concepts and performance tests of the 60GHz electron cyclotron heating (ECH) system for the JFT-2M tokamak*. Tokaimura, Japan, Department of Thermonuclear Fusion Research, Naka Fusion Research Establishment, Oct. 1985. (JAERI-M 85-169).

- SMITH, B.L. High-power electron tubes designed for modern microwave systems. *Microwave Systems News & Communications Technology*, 15(7): 68-81, June 1985.
- SOMMERFELD, A. *Electrodynamics*. New York, NY, Academic Press, 1952.
- SYMONS, R.S.; JORY, H.R. Cyclotron resonance devices. In: ADVANCES IN ELECTRONICS AND ELETRON PHYSICS. New York, NY, Academic Press, 1981. V. 55, p. 1975.
- TISHER, F. *Tekhnika izmereniy na sverkhvysokikh chastotakh*. Izd. Fiz.-Mat. Literatuy, Moskva, SSSR, 1963. P. 333-347.
- THOMSON-CSF ELECTRON TUBES. *Oversized circular millimeter components for multimode transmission lines*. Boulogne-Billancourt, France, 1985.
- VERHOEVEN, A.G.A.; GRIFT, A.F.; HOOP, J.; KAAY, M.; KROONENBURG, L.; STERK, A.B. Technical aspects of the joint FOM/CEA ECH experiment on TFR. In: INTERNATIONAL WORKSHOP ON ELECTRON CYCLOTRON EMISSION AND ELECTRON CYCLOTRON HEATING, 5., San Diego, C.A, Nov. 1985. *Proceedings*. San Diego, CA, General Atomic, 1985. P. 303-310.
- VLASOV, S.N.; ZAGRYADSKAYA, L.I.; ORLOVA, I.M. Open coaxial resonators for gyrotrons. *Radio Engineering and Electronic Physics*, 21(5): 96-102, July, 1976.

APÊNDICE A

DESIGNAÇÃO DE EQUIPAMENTOS DE ONDAS MILIMÉTRICAS

1 - EQUIPAMENTO PARA TESTES FRIOS (HEWLETT-PACKARD), FAIXA: 26,5-40GHz

HP 8350B Sweep oscillator (gerador de varredura)
HP 83550A RF plug-in 8-20GHz
HP 83554A MM-wave source module - 26,5-40GHz

HP 8757A Scalar network analyser (analisador de circuito)
2HP R752D Waveguide directional coupler 20dB (acoplador direcional)
1HP R752C Waveguide directional coupler 10dB (acoplador direcional)
3HP 11664D Waveguide detector (detetor)
2HP R920B Waveguide sliding short (carga em curto)
2HP R914B Waveguide moving load (carga móvel)
2HP R382A Variable attenuator (atenuador variável)
2HP 11516A R-band adaptor (adaptador)

HP 3352A 40GHz microwave frequency counter (contador de frequência)
HP 438A Dual channel power meter (medidor de potência)
HP R8486A Power sensor (sensor de potência)

2 - EQUIPAMENTOS E ACESSÓRIOS PARA DIAGNÓSTICO DO GIROTRON

2.1 - EQUIPAMENTO DA TEKTRONIX

Tektronix 2755P programmable spectrum analyser (analisador de espectro)
Tektronix mixer WM 490A 26,5-40GHz (misturador)
Tektronix mixer WM 490V 50-75GHz (misturador)

2.2 - EQUIPAMENTOS DA THOMSON-CSF

Arc detector (detetor de arco)
Mode filter (filtro de modos)
Mode selective coupler (acoplador seletivo de modo)
Calorimeter (calorímetro)



TÍTULO

Técnicas de Medidas para Caracterização do Girotron

IDENTIFICAÇÃO

AUTOR(ES)

Pedro José de Castro

ORIENTADOR

CO-ORIENTADOR

DISS. OU TESE

LIMITE

DEFESA

CURSO

ORGAO

— / — / —

— / — / —

DIVULGAÇÃO

EXTERNA INTERNA RESTRITA

EVENTO/MEIO

CONGRESSO REVISTA OUTROS

NOME DO REVISOR

Antonio Montes Filho

NOME DO RESPONSÁVEL

GERSON OTTO LUDWIG

REV. TÉCNICA

RECEBIDO

DEVOLVIDO

ASSINATURA

12/3/87

16/3/87

Antonio Montes

APROVADO

DATA

ASSINATURA

SIM
 NÃO

02/07/87

Ludwig

APROVAÇÃO

REV. LINGUAGEM

Nº

PRIOR.

RECEBIDO

NOME DO REVISOR

55

1

18/3/87

Marcia Prado de Carvalho

OS AUTORES DEVEM MENCIONAR NO VERSO INSTRUÇÕES ESPECÍFICAS, ANEXANDO NORMAS, SE HOUVER

PÁG.

DEVOLVIDO

ASSINATURA

55

13/3/87

Marcia P. Carvalho

RECEBIDO

DEVOLVIDO

NOME DA DATILOGRAFA

5/87

26/6/87

MARCIA P.V. PAIVA

DATILOGRAFIA

Nº DA PUBLICAÇÃO:

PÁG.:

CÓPIAS:

Nº DISCO:

LOCAL:

AUTORIZO A PUBLICAÇÃO

SIM

NÃO

— / — / —

DIRETOR

OBSERVAÇÕES E NOTAS

Classificação: RPE