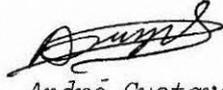


1. Publicação nº <i>INPE-4336-NTE/273</i>	2. Versão	3. Data <i>Setembro 1987</i>	5. Distribuição <input type="checkbox"/> Interna <input checked="" type="checkbox"/> Externa <input type="checkbox"/> Restrita
4. Origem <i>LAP</i>	Programa <i>PRAD</i>		
6. Palavras chaves - selecionadas pelo(s) autor(es) <i>GIROTRON</i> <span style="float: right;"><i>FONTES DE POTÊNCIA DE ALTA TENSÃO</i></span> <i>SISTEMAS DE AQUECIMENTO DE PLASMAS</i> <i>RESSONÂNCIA CICLOTRÔNICA ELETRÔNICA</i>			
7. C.D.U.: <i>621.38</i>			
8. Título  <i>CIRCUITO ELÉTRICO DE DISPARO DO GIROTRON</i>		10. Páginas: <i>76</i>	
		11. Última página: <i>64</i>	
		12. Revisada por   <i>André Gustave Tuszé</i>	
9. Autoria <i>José Osvaldo Rossi</i>		13. Autorizada por   <i>Marco Antonio Raupp</i> Diretor Geral	
Assinatura responsável 			
14. Resumo/Notas  <i>Neste relatório apresenta-se o sistema de aquecimento de ressonância ciclotrônica do INPE/LAP e descreve-se o circuito elétrico de disparo do girotron, juntamente com seus aspectos fundamentais. O circuito elétrico consiste basicamente em um circuito regulador série que regula o nível de tensão de saída e controla o tempo de largura de pulso. Além disto, um circuito de proteção protege ambos os tubos, regulador e girotron, contra possíveis faltas no sistema.</i>			
15. Observações			



### AGRADECIMENTOS

A todos que de alguma forma contribuíram para a realização deste trabalho, em particular ao engenheiro André G. Tuszel, do Instituto de Física da USP.



#### ABSTRACT

*In this report, the electron cyclotron resonance heating system of INPE/LAP is shown and the trip electrical circuit of the gyrotron is described, together with its fundamental aspects. The trip electrical circuit consists basically of a series regulator circuit which regulates the output voltage level and controls the pulse width time. Besides that, a protection circuit protects both tubes, regulator and gyrotron, against faults in the system.*



## SUMÁRIO

	<u>Pág.</u>
LISTA DE FIGURAS .....	<i>vii</i>
LISTA DE TABELAS .....	<i>ix</i>
1 - <u>INTRODUÇÃO</u> .....	1
2 - <u>DESCRIÇÃO E PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO GIROTRON</u> .....	2
3 - <u>DESCRIÇÃO DA OPERAÇÃO DO GIROTRON</u> .....	8
4 - <u>ESPECIFICAÇÃO DO GIROTRON DO LABORATÓRIO ASSOCIADO DE PLASMAS/ INPE</u> .....	11
5 - <u>DESCRIÇÃO DO SISTEMA DE AQUECIMENTO DE PLASMAS POR RADIOFREQUÊN CIA</u> .....	12
5.1 - Sistema de distribuição .....	14
5.2 - Fontes de campo magnético .....	14
5.3 - Sistema de refrigeração .....	15
5.4 - Sistema de vácuo .....	15
5.5 - Circuito elétrico de disparo do girotron .....	15
5.5.1 - Modulador de tensão de feixe .....	17
5.5.2 - Modulador de tensão de anodo-canhão .....	39
5.5.3 - Sistema de proteção .....	46
5.5.4 - Sistemas auxiliares .....	54
5.5.5 - Sistema de monitoramento .....	56
5.6 - Sistema de transmissão de radiofrequência .....	57
6 - <u>CONCLUSÃO</u> .....	58
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	61
BIBLIOGRAFIA ADICIONAL .....	63

## LISTA DE FIGURAS

	<u>Pág.</u>
1 - Esquema básico do girotron .....	3
2 - Gráficos da potência de saída de radiofrequência e da frequência de oscilação versus corrente na bobina principal nº 3 da cavidade (campo magnético B) do girotron VGA - 8000, S/N-11-CW .....	6
3 - Gráfico da potência de saída de radiofrequência versus tensão de anodo-canhão do girotron VGA-8050, S/N-10.....	6
4 - Mapa dos modos de oscilação do girotron-VGA 8000, S/N-11-CW.	7
5 - Diagrama de blocos do sistema de aquecimento de plasmas por radiofrequência .....	13
6 - Esquema básico do circuito elétrico de disparo do girotron..	16
7 - Esquema básico do circuito regulador série.....	31
8 - Circuito simplificado do pré-amplificador e da seção de compensação .....	33
9 - Esquema básico do modulador de tensão de anodo-canhão .....	40
10- Diagrama de blocos dos sistemas auxiliares .....	55





LISTA DE TABELAS

	<u>Pág.</u>
1 - Parâmetros elétricos de operação do girotron do LAP/INPE ....	11
2 - Características gerais de operação do tetrodo THOMSON-TH5188.	25
3 - Dissipação máxima de potência de pico versus duração do pulso para o tetrodo EIMAC-X2062J .....	27
4 - Características gerais de operação do tetrodo EIMAC-X2062J ..	27
5 - Estimativa de dissipação máxima de potência de pico versus duração do pulso para o tetrodo THOMSON-TH5188.....	29

## 1 - INTRODUÇÃO

Um dos métodos a ser considerado para o aquecimento de plasmas em fusão termonuclear controlada é o conhecido como aquecimento de radiofrequência de plasmas através da ressonância ciclotrônica dos elétrons. O aprimoramento deste método foi possível graças ao desenvolvimento de um tubo de microondas chamado girotron, cuja potência e eficiência em ondas milimétricas superam a dos dispositivos convencionais, como, por exemplo, magnétron, Klystron ou tubo de ondas progressivas.

A aplicação do girotron não se restringe somente ao campo da fusão termonuclear controlada, mas estende-se também a comunicações, com as seguintes vantagens: alta potência e aumento da largura de banda devido ao fato de o dispositivo operar na faixa de ondas milimétricas.

No Laboratório Associado de Plasmas (LAP) do INPE, está em curso o desenvolvimento de um girotron com tensão de feixe ( $V_F$ ) da ordem de -50 kV, frequência de oscilação ( $f_0$ ) de 35 GHz e potência de saída de radiofrequência (r.f.) de 75 kW no modo  $TE_{02}$ . Futuramente, poderá vir a ser parte do sistema de aquecimento de um TOKAMAK (TBR-II) que está sendo desenvolvido pelo pessoal do Laboratório de Física de Plasmas da Universidade de São Paulo (USP). O TOKAMAK é uma máquina de plasmas básica utilizada em experimentos de fusão termonuclear, e um sistema de transmissão de onda guiada é indispensável para que se possam lançar as ondas de r.f. no plasma com a finalidade de aquecê-lo.

Entretanto, para colocar o girotron em operação é necessário um circuito elétrico que consiste basicamente em um modulador de tensão de feixe e em um modulador de tensão de anodo-canhão ( $V_{AC}$ ), cujo projeto conceitual encontra-se detalhado neste relatório.

## 2 - DESCRIÇÃO E PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO GIROTRON

O girotron é um tubo de microondas baseado na interação entre um feixe de elétrons e os campos eletromagnéticos numa cavidade ressonante.

Quando os elétrons chegam à região da cavidade ocorre a troca de energia entre os elétrons e as ondas de r.f. onde o aumento de energia de r.f. dá-se às custas do decréscimo de energia transversal do feixe. A energia transversal do feixe está armazenada no movimento cíclico dos elétrons.

Uma importante característica do girotron é que ele requer a aplicação de um campo magnético d.c. (B), o qual está especificamente relacionado com a frequência de operação, dada pela condição de ressonância ciclotrônica. Esta relação é dada pela seguinte equação:

$$\omega = n\omega_c, \quad (1)$$

onde  $\omega$  é a frequência de operação,  $n$  é um número inteiro e  $\omega_c$  é a frequência ciclotrônica ou velocidade angular do elétron dado por:

$$\omega_c = \frac{eB}{\gamma m_0}, \quad (2)$$

onde  $B$  é o campo magnético principal d.c.,  $e$  é a carga do elétron e  $\gamma m_0$  é a massa relativística do elétron. Uma interação efetiva ocorre somente quando a relação 1 é verificada. Na maioria das formas de onda dos campos eletromagnéticos, tais como os encontrados em guias de ondas convencionais e ressoadores, a condição de ressonância fundamental com  $n = 1$  é observada. Com certos formatos especiais de campo, pode-se conseguir interação comum com maiores valores inteiros de  $n$ . Estas interações harmônicas têm a vantagem de o campo magnético d.c. para uma dada frequência poder ser reduzido pela relação  $1/n$  (Varian, 1982).

A Figura 1 mostra os elementos básicos de um girotron. Nele observa-se que o girotron é composto das seguintes partes: canhão injetor, cavidade ressonante, corpo, coletor, janela do guia de onda e bobinas magnéticas do canhão e da cavidade. O canhão injetor é constituído pelo filamento, catodo e anodo.

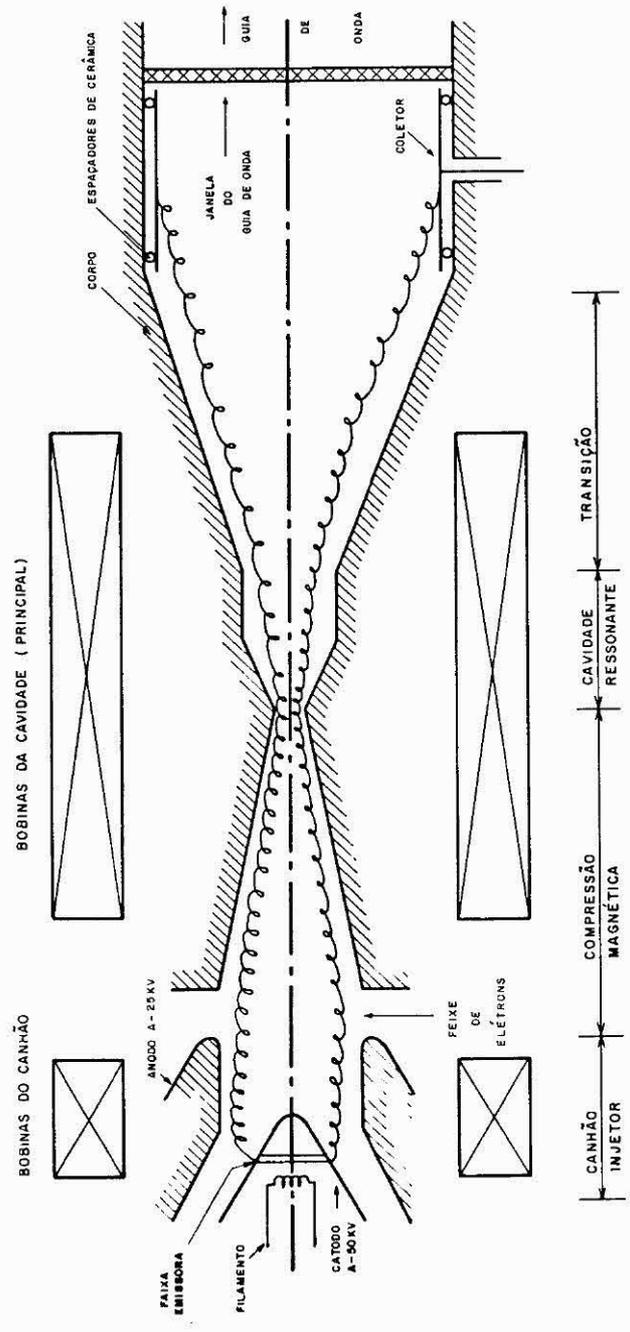


Fig. 1 - Esquema básico do girotron.

O canhão injetor é responsável pela produção do feixe de elétrons. O catodo central normalmente opera de - 50 kV a - 80 kV e o eletrodo de controle (anodo) opera tipicamente + 25 kV acima do potencial de catodo. Então, nestas condições os elétrons são arrancados da faixa do material emissor do catodo de forma a constituir um feixe eletrônico. A corrente de feixe ( $I_F$ ) é controlada pela temperatura do catodo. Portanto, variando a temperatura do catodo através da tensão de filamento ( $V_f$ ), pode-se controlar a potência de saída de r.f.

A cavidade ressonante é uma região aberta e cilíndrica, onde se dá a interação entre o feixe de elétrons e as ondas de r.f. Ela é projetada para ressoar no modo  $TE_{om}$ , onde geralmente  $m = 2$ .

O corpo constitui toda a estrutura metálica do girotron, com exceção do coletor, que é responsável pela absorção do feixe de elétrons. O corpo e o coletor poderiam constituir somente uma estrutura, mas como há necessidade de proteger as partes metálicas não projetadas para receber o impacto dos elétrons, como por exemplo as paredes da cavidade, deve-se isolar o corpo do coletor. Esta medida é necessária para o monitoramento da corrente de corpo ( $I_{corpo}$ ).

As bobinas magnéticas do canhão injetor são responsáveis pela focalização magnética do feixe de elétrons, isto é, elas direcionam a trajetória dos elétrons de modo que eles excitem o campo magnético principal na cavidade ressonante. Este campo magnético é produzido pelas bobinas magnéticas da cavidade. Como os girotrons usados em sistemas de aquecimento de plasmas possuem um valor inteiro de  $n$  igual a 1 na equação 1, os valores do campo magnético solicitados são extremamente altos; portanto, há necessidade de prover refrigeração para as bobinas. No caso de as bobinas serem supercondutoras, há necessidade de um sistema de refrigeração de hélio líquido de circulação fechada, o que implica um custo extremamente alto. Entretanto, tem-se a vantagem de precisar fontes de baixa potência para a alimentação das bobinas. Usando bobinas comuns pode-se empregar um sistema de refrigeração a água desionizada de circulação fechada, o que minimiza os custos. Contudo, neste caso necessita-se de fontes de alta potência para a alimentação das bobinas por serem as perdas maiores.

A janela do guia de onda é um dispositivo que isola mecanicamente o sistema de transmissão de microondas (guia de onda) do interior do girotron, onde se faz um alto vácuo. Como a janela é transparente às radiações, as perdas de r.f. neste obstáculo tendem a ser de baixo valor.

O girotron pode trabalhar no modo contínuo (CW) ou pulsado, dependendo principalmente das características de construção do coletor. Mas, mesmo no modo pulsado é indispensável um mínimo de refrigeração para o corpo, coletor e janela do guia de onda. O sistema de refrigeração pode ser de água desionizada de circulação fechada.

Quando se trabalha com tensão de feixe da ordem de - 80 kV, deve-se colocar óleo mineral na região do canhão injetor para a isolação das altas tensões, existentes em relação ao corpo do girotron e refrigeração do catodo. Neste caso, o girotron é normalmente colocado na posição vertical, a menos que suportes especiais sejam usados. Projetando o girotron para tensões de feixe menores, por exemplo - 50 kV, pode-se dispensar o uso do óleo isolante, colocando-o na posição horizontal para facilidade de construção do dispositivo. Contudo, nesta situação a refrigeração do catodo deve ser feita com ventilação forçada.

O modo de oscilação correto do girotron e potência de saída de r.f. dependem basicamente de dois parâmetros principais: tensão de anodo-canhão (tensão do anodo em relação ao catodo) e campo magnético principal da cavidade. Para ilustrar estas dependências apresentam-se as Figuras 2, 3 e 4, que mostram os resultados experimentais dos girotrons VARIAN-VGA 8000 e VGA 8050 (Loring et al., 1981) obtidos no laboratório "OAK NATIONAL RIDGE, USA".

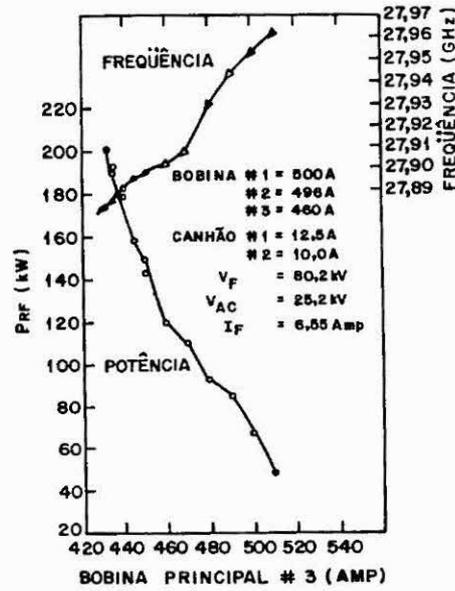


Fig. 2 - Gráficos da potência de saída de radiofrequência e da frequência de oscilação versus corrente na bobina nº 3 da cavidade (campo magnético B) do girotron VGA-8000, S/N-11-CW.

FONTE: LORING ET AL., (1981).

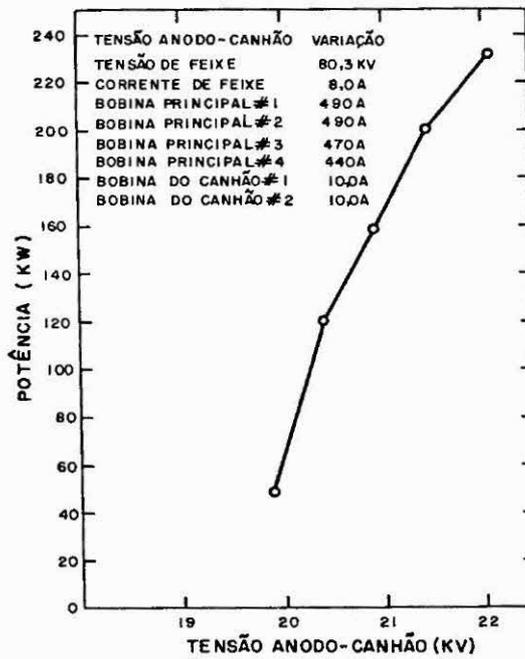


Fig. 3 - Gráfico da potência de saída de radiofrequência versus tensão de anodo-canhão do girotron VGA-8050, S/N-10.

FONTE: LORING ET AL., (1981)

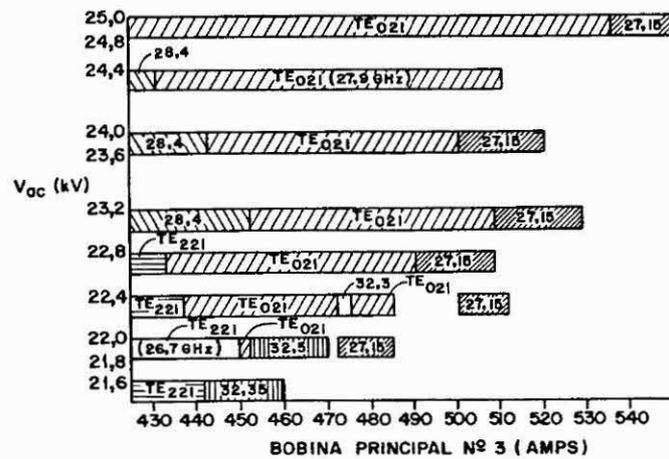


Fig. 4 - Mapa dos modos de oscilação do girotroton - VGA 8000, S/N-11-CW.

FONTE: LORING ET AL., (1981).

A Figura 2 mostra a potência de saída de r.f. e a frequência de oscilação versus o campo magnético principal na região da cavidade. Observa-se que um aumento no campo magnético principal provoca uma diminuição na potência de saída e um incremento na frequência de oscilação. Esta variação de frequência é proporcional ao campo magnético principal e está de acordo com a Equação 2. A potência de saída pode tam

bem ser aumentada, elevando a tensão de anodo-canhão (Figura 3). O limite superior desta tensão é a própria tensão de feixe. Mas geralmente tem-se que:

$$\frac{V_{AC}}{V_F} < \sim 75\%, \quad (3)$$

onde  $V_{AC}$  é a tensão de anodo-canhão e  $V_F$  é a tensão de feixe. Portanto, elevando a tensão de anodo-canhão ou diminuindo o campo magnético principal, aumenta-se a energia transversal disponível para a interação de r.f.

A Figura 4 mostra os possíveis modos de oscilação do girotron. O modo contínuo de operação difere levemente do modo de operação pulsado, isto é, o comportamento dos modos é mais dependente da geometria da cavidade e do campo magnético principal do que da estrutura do coletor e da janela do guia de onda. Desta forma, conclui-se, através do mapa de modos (Figura 4), que a otimização de operação do girotron pode ser feita através dos ajustes do campo magnético principal e da tensão de anodo-canhão.

Outros resultados experimentais e discussão de princípios básicos podem ser conseguidos em recentes publicações (Varian, 1982; Hoshino et al., 1985).

### 3 - DESCRIÇÃO DA OPERAÇÃO DO GIROTRON

A operação do girotron pode ser dividida em três categorias: partida, rotina e interrupção.

Antes de operar um novo girotron, deve-se verificar se a integridade do vácuo do tubo está em boas condições. Depois disto, deve-se instalar o tubo nos seus magnetos e soquete e fazer todas as conexões elétricas e mecânicas. Em seguida, devem-se ligar os sistemas de refrigeração e de vácuo e verificar se os fluxos do líquido refrige

rante são os solicitados. Então, aplica-se a tensão de filamento gradualmente até que seja atingida 10% acima do valor normal de operação. Deve-se permanecer neste valor até que a pressão do sistema de vácuo fique menor do que  $10^{-8}$  torr. Uma vez que o filamento está desgaseificado, reduz-se a tensão de filamento até o seu valor padrão. Depois, vem-se ajustar os seguintes parâmetros: a largura de pulso da tensão de anodo-canhão, a qual deve ser tão pequena quanto possível na primeira operação, a tensão de feixe e a corrente nas bobinas magnéticas do canhão. Para não obter r.f., ajusta-se o campo magnético principal para um alto valor através do incremento de corrente nas bobinas magnéticas da cavidade e coloca-se a tensão de anodo-canhão num valor dentro da faixa de operação normal, isto é, onde se pode produzir r.f. Desse modo, dispara-se um único pulso para verificar a corrente de feixe, a tensão de feixe, a tensão de anodo-canhão e a corrente de corpo. Nesta situação não há ainda o aparecimento de r.f., e a potência de feixe é totalmente dissipada no coletor sob a forma de calor. Se após vários pulsos o tubo não é capaz de resistir à tensão de feixe, deve-se desconectá-lo da fonte de potência normal e ligá-lo a uma outra fonte de baixa energia (100 kV, 5 mA) em série com um resistor de  $50 \Omega$  para processar o tubo. No processamento, elevam-se as tensões de catodo e de anodo em relação ao corpo até 10% acima do valor normal de operação e, em seguida, a tensão de anodo-canhão 10% acima do seu valor padrão. Assim que esses valores sejam encontrados, deve-se reconectar a fonte de potência normal e reiniciar a partida do girotron. Não se verificando nenhuma anormalidade de operação nos parâmetros  $I_F$ ,  $V_F$ ,  $V_{AC}$  e  $I_{corpo}$  ou quaisquer outros, pode-se começar a pulsar periodicamente o girotron no modo interno de operação. Depois que o acréscimo da corrente de feixe parar no valor nominal, pode-se abaixar o valor do campo magnético principal, observando o monitor de potência de r.f. (potência transmitida -  $P_{tr}$  e potência refletida -  $P_{ref}$ ). Se alguma potência é obtida, mede-se a frequência para se certificar de que é o modo correto de oscilação. Desta forma, otimizam-se o campo magnético principal e a tensão de anodo-canhão. A máxima potência é obtida pela interação de  $V_{AC}$  com B. Após tudo isto, o aumento da largura de pulso de r.f. pode ser feito gradualmente, mas sempre tomando cuidado com a pressão do sistema de vácuo (Loring et al., 1981; Hoshino et al., 1985).

Quando se trabalha com fonte de tensão de feixe que pode operar no modo contínuo, pode-se proceder de outra maneira. Primeiramente, ajustam-se as correntes dos magnetos do tubo (cavidade e canhão) para um valor normal de operação. Com a tensão de feixe totalmente aplicada, eleva-se a tensão de filamento para aproximadamente 1/3 do valor padrão de operação e a tensão de anodo-canhão para a metade do valor normal. Com estes níveis de tensão, a corrente de feixe será bem baixa ( $< 1A$ ). Uma vez que estas condições sejam encontradas, aumenta-se a tensão de filamento gradualmente até um valor de corrente de feixe normal enquanto se monitora a pressão. Neste momento, se a pressão é menor do que  $10^{-8}$  torr., a operação de r.f. pode começar. Então, eleva-se a tensão de anodo-canhão para iniciar a oscilação de r.f. com corrente de feixe no valor normal de operação. Com tubos operando no modo CW, a prática tem sido reduzir a tensão de filamento até o ponto no qual a corrente de feixe de aproximadamente 1A é alcançada. Em seguida, deve-se aumentar a tensão de anodo-canhão até o seu nível de operação. A seguir, aumenta-se a tensão de filamento gradualmente até que se inicie a oscilação de r.f. Neste momento, deve-se verificar a frequência para saber se o tubo está operando no modo de oscilação correto. Além disso, deve-se tomar cuidado com as partes críticas do tubo, tais como refrigeração da janela, selagem do coletor e corpo, juntamente com as indicações de operação normal de corrente de corpo e pressão, enquanto se aumenta a corrente de feixe e a potência de r.f. Assim que os parâmetros de operação normal sejam determinados, pode-se iniciar a operação de rotina do sistema.

A degaseificação do filamento e o processamento do tubo devem ser feitos sempre que se inicia a operação de um novo tubo. Isto também se aplica a tubos que se encontram há um longo período fora de operação.

Para interromper a operação do girotron, remove-se imediatamente a tensão de anodo-canhão para parar a oscilação e, em seguida, desliga-se a tensão de feixe. Quando a fonte de tensão de feixe não trabalha em CW, ao cortar a tensão de feixe, remove-se automaticamente a tensão de anodo-canhão. A tensão de filamento deve ser gradualmente re

duzida para evitar danos, através de tensão térmica. Assim que todo o sistema elétrico esteja desligado, podem-se remover a refrigeração e os campos magnéticos das bobinas (Loring et al., 1981).

#### 4. ESPECIFICAÇÃO DO GIROTRON DO LABORATÓRIO ASSOCIADO DE PLASMAS/INPE

O Laboratório Associado de Plasmas do INPE está desenvolvendo um girotron para operar numa frequência de oscilação de 35 GHz no modo TE<sub>02</sub>, cujos parâmetros elétricos de operação estão ligados na Tabela 1.

TABELA 1

#### PARÂMETROS ELÉTRICOS DE OPERAÇÃO DO GIROTRON DO LAP/INPE

PARÂMETROS ELÉTRICOS DE OPERAÇÃO	MÍNIMO	MÁXIMO	TÍPICO
Tensão de feixe	40	70	50 kV
Corrente de feixe	2	10	5A
Tensão de anodo-canhão	20	30	24,5 kV
Tensão de filamento (d.c.)	6	15	12 V
Corrente de filamento (d.c.)	8	20	16 A
Corrente de corpo	-	60	< 10 mA
Corrente de anodo-canhão	-	20	< 2 mA
Potência de saída de r.f.	30	150	75 kW
Eficiência	-	-	30%
Tempo de largura de pulso	-	40	20 ms
Ciclo de trabalho	-	1,2 %	-

A operação da corrente de feixe é controlada variando a tensão de filamento.

Uma regulação da tensão de filamento da ordem de 0,5% deve ser fornecida. Optou-se por uma tensão de filamento d.c. para uma mínima perturbação do campo magnético focalizador na região do canhão e facilidade de implementar a regulação através de um sistema realimentado.

Caso se optasse pela alimentação a.c., a realimentação deveria ser feita através de um motor que acionaria um autotransformador, ajustando-se, dessa forma, as tensões de filamento. O motor de passo seria alimentado através do sinal de erro, isto é, a diferença entre o sinal de referência e o sinal de realimentação. O sinal de realimentação poderia ser obtido através do sensoriamento da tensão de filamento.

Observando a carta de modos de operação do girotron (Figura 4), verifica-se que o modo é extremamente dependente da tensão de anodo-canhão. Portanto, esta tensão deve ser estabilizada ( $\approx 0,2\%$ ) contra possíveis variações que fazem com que o girotron oscile no modo incorreto. A tensão de feixe também deve ser estabilizada ( $\approx 0,4\%$ ), pois a tensão de anodo-canhão depende das condições de feixe, pois ela é obtida a partir de uma derivação da fonte de tensão de feixe. Uma fonte independente para produzir a tensão de anodo-canhão seria a alternativa mais correta, contudo os custos adicionais dos componentes (transformador, retificadores e filtros) seriam elevados. Além disso, a tensão de feixe influencia o modo de operação do girotron.

O campo magnético principal de 13,5 kG deve ser produzido por um grupo de 20 bobinas, onde cada uma possui uma resistência de  $8\text{m}\Omega$ . O valor de corrente para produzir este campo magnético é da ordem de 900A. Calculando a resistência total de  $160\text{m}\Omega$  do magneto principal, pode-se calcular o valor da tensão de alimentação de 144 V ( $900\text{A} \times 160\text{m}\Omega$ ). Portanto, deve-se prover refrigeração para uma potência total de 129,6kW ( $144\text{V} \times 900\text{A}$ ) no magneto. Como a frequência de oscilação do modo depende do campo principal, uma regulação de corrente de 0,1% é recomendável.

## 5. DESCRIÇÃO DO SISTEMA DE AQUECIMENTO DE PLASMAS POR RADIOFREQUÊNCIA

Em aplicações de plasma, o sistema de aquecimento de plasmas por r.f. constitui-se de um gerador de r.f. (girotron) e de outros sistemas necessários à operação do tubo que estão listados a seguir: sistema de distribuição, fontes de campo magnético, sistema de refrigeração, sistema de vácuo, circuito elétrico de disparo e sistema de transmissão de r.f. O sistema de aquecimento que está sendo desenvolvido pelo Laboratório Associado de Plasmas encontra-se esquematizado na Figura 5 sob a forma de diagrama de blocos.

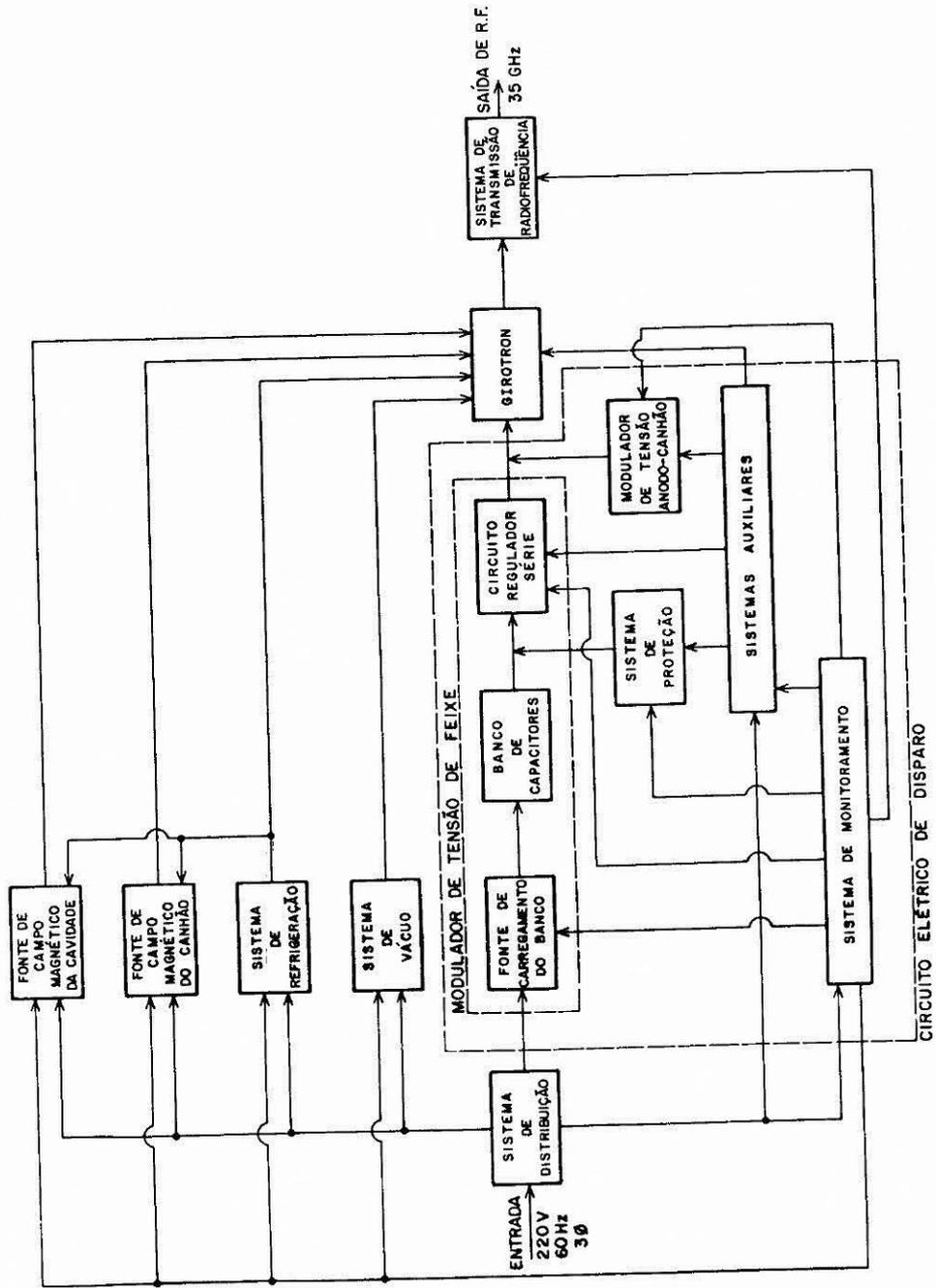


Fig. 5 - Diagrama de blocos do sistema de aquecimento de plasmas por radiofrequência.

## 5.1 - SISTEMA DE DISTRIBUIÇÃO

O sistema de distribuição compreende toda a capacidade instalada do laboratório e a fiação necessária para a alimentação elétrica das fontes de campo magnético, do sistema de refrigeração, do sistema de vácuo e do circuito elétrico de disparo. O valor nominal da tensão de alimentação é de 220V, monofásica ou trifásica (60Hz).

## 5.2 - FONTES DE CAMPO MAGNÉTICO

Duas fontes reguladas foram compradas da empresa Nutek Industries Inc. (U.S.A.) para suprir as bobinas de campo magnético principal (cavidade) e de focalização magnética (canhão) com as seguintes características elétricas:

- 1) tensão de saída: 0-265 Volts, d.c.;
- 2) corrente de saída: 0-100 mA, d.c.;
- 3) potência de saída: 250 kW;
- 4) regulação de corrente: 0,1%;
- 5) eficiência: 98%.

Uma das principais características elétricas é a regulação de corrente 0,1%, conforme a especificação exigida.

As fontes devem ser refrigeradas a água quando em operação. A queda de pressão entre as entradas e saídas da água das fontes não deve ser menor do que 40 psi (2,81 kg/cm<sup>2</sup>). Um fluxo mínimo de água de 1,0 gpm (3,78ℓ/min) é conveniente para a operação das fontes. É recomendável uma chave de fluxo para interromper o funcionamento destas fontes quando o fluxo cair abaixo do valor de 1,0 gpm. Além disto, outras chaves de segurança devem ser conectadas em série com esta chave para possibilitar um nível de segurança maior ao sistema e ao operador, como por exemplo chaves de intertravamento nas portas dos gabinetes.

### 5.3 - SISTEMA DE REFRIGERAÇÃO

O girotron requer um sistema de refrigeração para as bobinas de campo magnético, coletor e janela do guia de onda devido ao nível de potências envolvidas (no caso da refrigeração do catodo, ela deve ser de ventilação forçada). O sistema de refrigeração consiste em uma bomba mecânica de alta pressão, reservatório, trocador de calor e um circuito de desionização, pois a água deve ser mantida a um valor mínimo de  $1M\Omega \cdot cm$  de resistividade a  $25^{\circ}C$  para uma longa vida dos tubos de refrigeração do girotron. A tubulação do sistema deve ser feita de materiais não-corrosivos (PVC plástico) e as partes metálicas devem ser preferencialmente de cobre ou de aço inoxidável (Varian, 1977).

### 5.4 - SISTEMA DE VÁCUO

O sistema de vácuo consiste basicamente em uma bomba iônica que abaixa a pressão dentro do girotron para um valor menor do que  $10^{-8}$  torr. Um detector de pressão acoplado ao sistema protege o girotron contra pressões maiores do que  $10^{-8}$  torr, quando está em operação.

### 5.5 - CIRCUITO ELÉTRICO DE DISPARO DO GIROTRON

O circuito elétrico de disparo do girotron compreende as seguintes partes: modulador de tensão de feixe, modulador de tensão de anodo-canhão, sistema de proteção, sistemas auxiliares e sistema de monitoramento. A Figura 6 ilustra o circuito elétrico de disparo. Este assunto é tratado de maneira bem ilustrada em diversas publicações (Hoshino et al., 1985; Campen et al., 1979; Remsem Junior, 1979; Compass Project, 1984; Andreani et al., 1983).

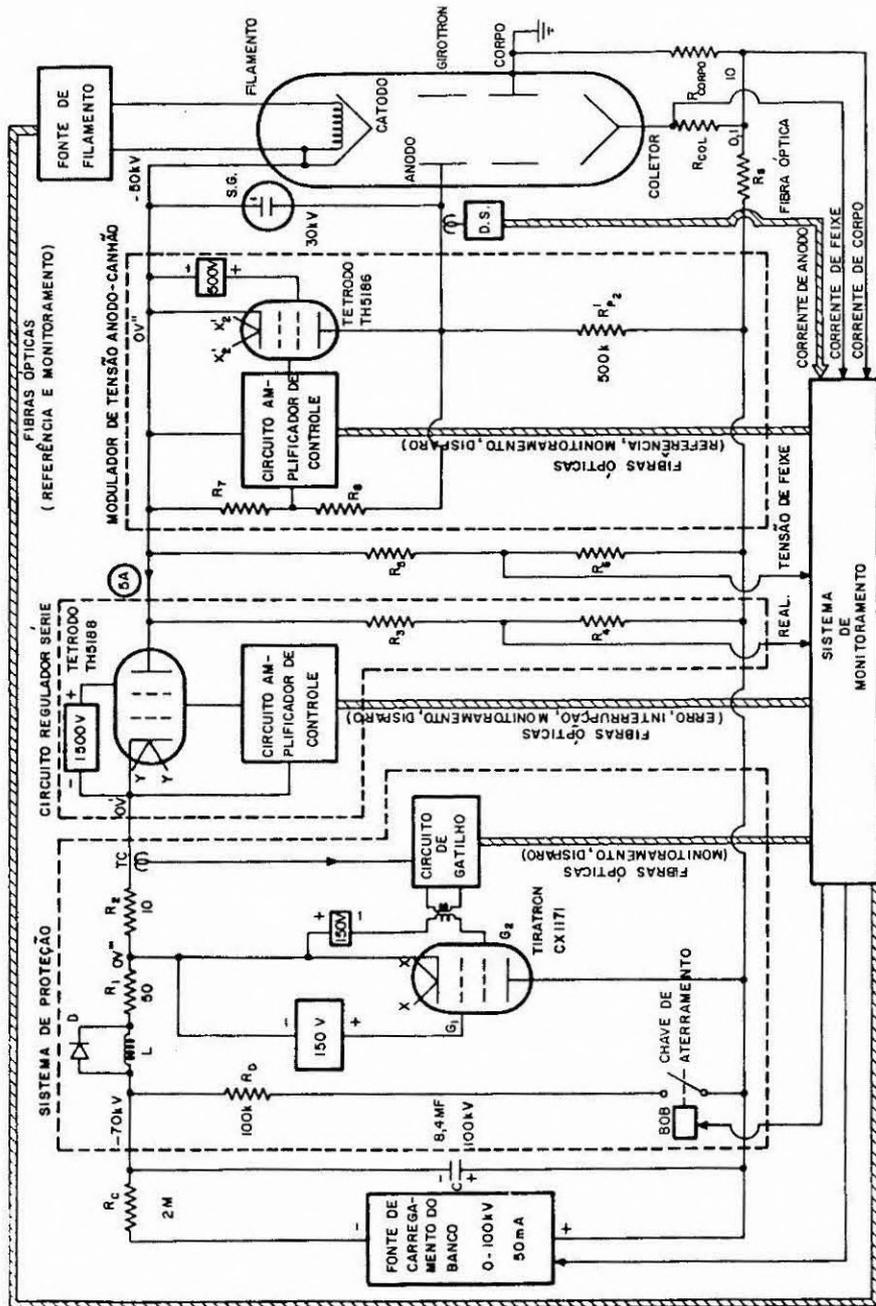


Fig. 6 - Esquema básico do circuito elétrico de disparo.

### 5.5.1 - MODULADOR DE TENSÃO DE FEIXE

Conforme a Figura 5, observa-se que o modulador de tensão de feixe é formado pela fonte de carregamento do banco, pelo banco de capacitores e pelo circuito regulador sêrie. O modulador de tensão de feixe é responsável pelo potencial de catodo. A fonte de carregamento do banco é uma fonte de corrente contínua de alta tensão, comprada da empresa Instronic - Instrumentos de Testes Ltda, que possui as seguintes características:

- 1) alimentação -  $3 \times 220 \text{ V c.a.} \pm 10\%$ , 60 Hz, 5 KVA;
- 2) saída - 0 a 100 kV d.c., 50mA de corrente máxima.

Verifica-se que a potência da fonte de carregamento não é elevada, pois o modulador não opera no modo contínuo, visto que o girotron do LAP/INPE está sendo desenvolvido para trabalhar no modo pulsado. Entretanto, a taxa máxima de ciclo de trabalho é limitada pela capacidade máxima de potência da fonte, pois o carregamento do banco de capacitores deve ser limitado por um valor mínimo de resistência ( $R_C$ ) para que a corrente da fonte não ultrapasse o valor máximo permitido. A resistência  $R_C$  pode ser calculada através dos dados da fonte.

Primeiramente, deve-se calcular a corrente máxima da fonte ( $I_{M\bar{A}X}$ ) através da Equação 3:

$$I_{M\bar{A}X} = \frac{P_F}{V_{M\bar{A}X}}, \quad (3)$$

onde:

$$P_F = \text{potência máxima da fonte} = 5 \text{ kW};$$
$$V_{M\bar{A}X} = \text{tensão máxima da fonte} = 100 \text{ kV}.$$

$$\text{Portanto, tem-se que } I_{M\bar{A}X} = \frac{5 \text{ kW}}{100 \text{ kV}} = 50 \text{ mA}, \quad (4)$$

e o resistor de carga  $R_C$  pode ser calculado através da Equação 5:

$$R_C = \frac{V_{M\bar{A}X}}{I_{M\bar{A}X}}. \quad (5)$$

Substituindo  $V_{M\bar{A}X}$  e  $I_{M\bar{A}X}$  pelo valores de 100 kV e de 50mA na Equação 5, calcula-se que:

$$R_C = \frac{100 \text{ kV}}{50 \text{ mA}} = 2\text{M}. \quad (6)$$

Para o cálculo da potência do resistor, deve-se levar em conta a probabilidade de um curto no barramento entre o resistor e o banco de capacitores. Dessa forma, assegura-se a proteção da fonte através do resistor de carga. Contudo, haverá uma corrente de 50mA circulando através dele quando a tensão da fonte estiver no valor máximo de 100 kV. Assim, a potência pode ser dada por:

$$P_C = R_C I_{M\bar{A}X}^2, \quad (7)$$

onde

$$I_{M\bar{A}X} = 50 \text{ mA} \quad \text{e} \quad R_C = 2\text{M}.$$

Então:

$$P_C = 2\text{M} \times (50\text{mA})^2 = 5\text{kW}. \quad (8)$$

O banco de capacitores é composto por 12 capacitores da Maxwell Laboratories, Inc. (U.S.A.) ligados em paralelo. As características de cada capacitor são as seguintes:

- 1) capacitância -  $0,7\mu\text{F}$ ;
- 2) tensão máxima - 100 kV;
- 3) energia - 3500 J.

Portanto, a capacitância total do banco é de  $8,4\mu\text{F}$  (12 x  $0,7 \mu\text{F}$ ).

O circuito regulador série regula o nível de tensão de

feixe e controla o tempo de largura de pulso. Um tetrodo de potência colocado em série com o catodo do girotron executa a função de regulagem e de chaveamento. Após o carregamento do banco, o tetrodo é gatilhado através de um pulso na sua grade de controle  $g_1$ , ocorrendo a descarga do banco através do tubo regulador e do girotron. Dessa forma, um pulso de tensão de feixe é gerado no catodo do girotron. Durante a descarga, a tensão no banco de capacitores vai diminuindo, enquanto o tubo regulador mantém o nível de tensão de feixe constante, até o ponto em que a diferença de potencial seja a mínima possível (Campan et al., 1979). A tensão de feixe é mantida constante durante o pulso de descarga, porque o tetrodo pode ser considerado como uma resistência variável que compensa automaticamente as flutuações de carga do girotron. Calculando a tensão do banco, obtém-se o seguinte:

$$\int_{v_{c_1}}^{v_{c_2}} dv_c = \frac{1}{C} \int_0^t i_c dt \quad (9)$$

onde:

$v_{c_1}$  = tensão no banco de capacitores no instante  $t = 0$ ;

$v_{c_2}$  = tensão no banco de capacitores no instante  $t$ ;

$i_c$  = corrente no banco de capacitores.

Como  $i_c = I_F \approx \text{cte}$  durante o pulso, tem-se que:

$$v_{c_2} - v_{c_1} = \frac{1}{C} I_F t, \quad (10)$$

ou

$$\Delta V = \frac{I_F t}{C}, \quad (11)$$

onde:

$\Delta V$  = variação de tensão do banco;

$I_F$  = corrente de feixe;

$C$  = capacitância do banco;

$t$  = tempo de largura de pulso.

Limitando a faixa de reserva de trabalho da válvula para 20 kV, pode-se admitir uma queda de tensão do banco de 16 kV (faixa de regulação) para que o tubo sempre opere na região linear durante o pulso. Supondo que o girotron trabalhe nas condições típicas de operação ( $V_F = -50$  kV e  $I_F = 5$  A), deve-se carregar o banco de capacitores a -70 kV. Durante o pulso a tensão do banco vai de -70 kV para -54 kV ( $\Delta V = 16$  kV) e, conseqüentemente, a tensão no tubo vai de -20 kV para -4 kV, mantendo, dessa maneira, a tensão de feixe de -50 kV constante.

O tempo de largura de pulso máximo pode ser obtido calculando  $t$  na Expressão 11:

$$t_{MAX} = \frac{C \Delta V}{I_F} . \quad (12)$$

Observando a Expressão 12, verifica-se que o tempo de largura de pulso máximo depende da capacitância do banco, da variação de tensão do banco e da corrente de feixe. Como a capacitância do banco e a variação de tensão do banco já estão definidas, tem-se que a largura de pulso depende exclusivamente da corrente de feixe nestas condições. À medida que a corrente de feixe aumenta, diminui-se o valor da largura de pulso. Sabendo que  $C = 8,4 \mu F$  e  $\Delta V = 16$  kV, pode-se calcular  $t_{MAX}$  para os 3 valores básicos de corrente de feixe (máximo, mínimo e típico). Substituindo estes valores na Equação 12:

1) Para  $I_{FMIN} = 2$  A, tem-se que:

$$t_{MAX} = \frac{8,4 \times 10^{-6} \times 16 \times 10^3}{2} = 67,2 \text{ ms} . \quad (13)$$

2) Para  $I_{Ft\bar{i}p} = 5A$ , tem-se que:

$$t_{M\bar{A}X} = \frac{8,4 \times 10^{-6} \times 16 \times 10^3}{5} = 26,88 \text{ ms.} \quad (14)$$

3) Para  $I_{FM\bar{A}X} = 10A$ , tem-se que:

$$t_{M\bar{A}X} = \frac{8,4 \times 10^{-6} \times 16 \times 10^3}{10} = 13,44 \text{ ms.} \quad (15)$$

Para chegar a tempos maiores, deve-se aumentar a capacitância do banco ou a faixa de regulação ou diminuir a corrente de feixe. Para chegar a 40 ms, que é o tempo máximo de largura de pulso requerido na Tabela 1, deve-se ter a seguinte corrente de feixe, mantendo-se a faixa de regulação e a capacitância do banco:

$$I_F = \frac{C\Delta V}{t_{M\bar{A}X}} \quad (16)$$

Sendo  $C = 8,4\mu F$ ,  $\Delta V = 16 \text{ kV}$  e  $t_{M\bar{A}X} = 40 \text{ ms}$ , tem-se que:

$$I_F = \frac{8,4 \times 10^{-6} \times 16 \times 10^3}{40 \times 10^{-3}} = 3,36 \text{ A} \quad (17)$$

Para chegar a tempos de 100 ms de largura de pulso com correntes de feixe da ordem de 10A, mantendo-se constante a faixa de regulação, deve-se alterar a capacitância do banco para:

$$C = \frac{I_F \times t_{M\bar{A}X}}{\Delta V} \quad (18)$$

Sendo  $I_F = 10A$ ,  $t_{M\bar{A}X} = 100 \text{ ms}$  e  $\Delta V = 16 \text{ kV}$ , tem-se que:

$$C = \frac{10 \times 100 \times 10^{-3}}{16 \times 10^3} = 62,5\mu F. \quad (19)$$

O ciclo de trabalho pode ser definido como a razão entre o tempo de largura de pulso dividido pelo tempo total (tempo de carregamento do banco + tempo de largura de pulso), isto é:

$$C.T. = \frac{t}{t_{total}} \times 100 (\%), \quad (20)$$

onde:

$$t_{total} = t_c + t;$$

t = tempo de largura de pulso;

t<sub>c</sub> = tempo de carregamento do banco.

Para o cálculo do tempo de carregamento, deve-se analisar o circuito RC formado pelo resistor de carga e pelo banco de capacitores, onde a tensão final do banco v(t) é dada pela Expressão 21, levando-se em conta a tensão inicial do banco:

$$v(t) = E(1 - e^{-t_c/R_c C}) + v_{c_0} e^{-t_c/R_c C}, \quad (21)$$

onde:

E = tensão da fonte d.c.;

R<sub>c</sub> = resistor de carga;

C = capacitância do banco;

v<sub>c<sub>0</sub></sub> = tensão inicial do banco.

O modulador de tensão de feixe pode operar em uma sequência de pulsos (modo automático) ou em pulso único (modo manual). Quando o modulador está operando no modo automático ou manual, o carregamento do banco se processa automaticamente após a interrupção do tetrodo regulador série; portanto, o tempo de carregamento pode ser obtido calculando-se t<sub>c</sub> na Expressão 21:

$$t_c = - R_c C \ln \frac{v(t) - E}{v_{c_0} - E}. \quad (22)$$

No início de operação (primeiro pulso) do girotron, a tensão inicial do banco é zero ( $v_{C_0} = 0$ ); portanto, tem-se que:

$$t_{C_0} = -R_C C \ln \frac{E - v(t)}{E}, \quad (23)$$

onde  $t_{C_0}$  = tempo de carregamento do primeiro pulso.

Admitindo que a tensão final deva chegar a 99% da tensão da fonte, tem-se que:

$$t_{C_0} = -R_C C \ln \frac{E - 0,99 E}{E}, \quad (24)$$

$$t_{C_0} = -R_C C \ln 0,01 = 4,6 R_C C. \quad (25)$$

Sabendo que  $R_C = 2M$  e  $C = 8,4 \mu F$ , tem-se que o tempo de carregamento para o primeiro pulso vale:

$$t_{C_0} = 4,6 \times 2M \times 8,4 \mu F, \quad (26)$$

$$t_{C_0} \cong 77 s. \quad (27)$$

Entretanto, para o cálculo do ciclo de trabalho, o tempo de carregamento inicial não é necessário, pois o tempo de carga entre os pulsos do girotron é menor, visto que nesta condição haverá uma tensão inicial do banco diferente de zero ( $v_{C_0} \neq 0$ ). Portanto, para o caso típico de operação do girotron, onde a tensão de feixe é de - 50 kV, a corrente de feixe é de 5A e o tempo de largura de pulso é de 20 ms, pode-se calcular a tensão inicial  $v_{C_0}$ . Ela pode ser obtida através da variação de tensão  $\Delta V$  do banco durante o pulso. Calculando  $\Delta V$ , tem-se que:

$$\Delta V = v_{C_2} - v_{C_1} = \frac{I_F t}{C}, \quad (28)$$

$$\Delta V = v_{C_2} - v_{C_1} = \frac{5 \times 20 \times 10^{-3}}{8,4 \times 10^{-6}} \cong 11900 V \approx 12 kV. \quad (29)$$

Supondo que  $v_{C_1} \approx E = -70 \text{ kV}$ , tem-se que:

$$v_{C_2} = v_{C_0} = \Delta V + E, \quad (30)$$

$$v_{C_0} = 12 \text{ kV} - 70 \text{ kV} = -58 \text{ kV}. \quad (31)$$

Portanto, o tempo de carga entre os pulsos pode ser dado pela Expressão 22, levando em conta que a tensão final  $v(t)$  alcança 99% da tensão da fonte E:

$$t_c = -2 \times 10^6 \times 8,4 \times 10^{-6} \ln \frac{-0,99 \times 70 \times 10^3 + 70 \times 10^3}{-58 \times 10^3 + 70 \times 10^3} \approx 47 \text{ s}. \quad (32)$$

Considerando que  $t_{\text{total}} \approx t_c$ , pois  $t_c \gg t = 20 \text{ ms}$ , obtém-se, através da Expressão 20, para este caso o seguinte ciclo de trabalho:

$$\text{C.T.} = \frac{20 \times 10^{-3}}{47} \times 100 \approx 0,042\%. \quad (33)$$

Este valor de aproximadamente 0,04% representa um valor da ordem de grandeza limite para o ciclo de trabalho com esta fonte de carregamento do banco de 5kVA, 100 kV. Para aumentar esta taxa para 1,2% conforme especificação na Tabela 1, deve-se requerer uma fonte com maior capacidade de potência. A tensão nominal de -100 kV é um valor fixo, pois poder-se-ão usar no futuro girotrons com tensões de feixe da ordem de -80 kV. Contudo, neste caso é aconselhável trabalhar com tensões abaixo de 100 kV para prolongar a vida média dos capacitores, diminuindo a faixa de regulação para valores de 11 kV para uma carga de 95kV ou de 6 kV para uma carga de 90 kV.

Para a especificação do tubo regulador série é necessário fazer algumas considerações. Em termos de tensão, é indispensável que o tubo suporte uma tensão de bloqueio de pelo menos 100 kV devido ao chaveamento. Quanto à corrente, é imprescindível que o tetrodo agüente até uma corrente de 10 A, visto que esta é a especificação de corrente de feixe máxima para o girotron. Quanto aos requisitos de potência, deve-se ter em mente que o tubo irá operar no modo pulsado. Conseqüentemente, o

nível de potência que se pode extrair do tubo durante o pulso é muito maior do que em uso contínuo (CW). Em muitas aplicações, o significado do ciclo de trabalho quando aplicado a uma seqüência de pulsos é perdido, porque o período de interpulso é muito longo. Para comprimentos de pulsos maiores do que 10 ms, onde o período de interpulso é 10 vezes maior do que a duração do pulso, os elementos de dissipação e a refrigeração requeridas são governadas pela potência máxima de pico do tubo durante o pulso. Certificando-se de que a potência máxima de pico do tubo é menor do que a dissipação máxima listada e de que suficiente refrigeração é fornecida, uma vida média longa para o tubo será assegurada. Portanto, o tubo escolhido para ser usado no circuito regulador série foi o tetrodo TH5188 da Thomson - CSF, que possui as características que estão listadas na Tabela 2.

TABELA 2

CARACTERÍSTICAS GERAIS DE OPERAÇÃO DO TETRODO THOMSON - TH5188

<u>1. CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS</u>	
Tipo de catodo	tungstênio toriado
Aquecimento do catodo	direto
Tensão de filamento	7,5 V ± 5%
Corrente de filamento aproximada	35A
Capacitâncias intereletródicas aproximadas:	
grade de controle (g <sub>1</sub> ) - catodo	38 pF
g <sub>1</sub> - grade de blindagem (g <sub>2</sub> )	58 pF
g <sub>2</sub> - anodo	9,5 pF
Fator de amplificação	8
Transcondutância	20 mA/V

(continua)

Tabela 2 - Conclusão

<b>2. <u>CARACTERÍSTICAS MECÂNICAS</u></b>	
Posição de operação	vertical
Refrigeração de anodo	óleo
Temperatura máxima do revestimento e terminais do eletrodo	150°C
Temperatura máxima de anodo	250°C
Dimensões (mm)	$\phi_{M\bar{A}X} = 147$ e $L_{M\bar{A}X} = 260$
Peso líquido aproximado	6,5 kg
Diâmetro do anodo (mm)	126
<b>3. <u>RAZÕES MÁXIMAS ABSOLUTAS</u></b>	
Tensão de anodo (imerso em óleo)	120 kV d.c.
Tensão de polarização $g_2$	1500 V d.c.
Tensão de polarização $g_1$	-1000 V d.c.
Corrente de pico de catodo	10A
Dissipação de anodo (CW)	10 kW
Dissipação de $g_2$ (CW)	200 W
Dissipação de $g_1$ (CW)	75 W

Observando a Tabela 2, verifica-se que a dissipação de potência de anodo é de 10 kW. Como a faixa de trabalho é da ordem de 20kV e a corrente de feixe é de 10A, tem-se que a dissipação máxima de potência de anodo de pico no tubo é de 200 kW (20 kV x 10A). A dissipação de potência de anodo do tubo decresce linearmente com o tempo durante o pulso devido à variação de tensão do banco  $\Delta V$ . Então, como se está trabalhando no modo de operação pulsado, deve-se obter a dissipação de potência máxima de anodo de pico, não a dissipação de potência em uso contínuo (10 kW). Entretanto, não se dispõe destes dados nos catálogos do tubo TH5188. Então, deve-se estimar a potência do tubo em questão a partir dos dados de dissipação de potência no sistema pulsado publicados pela EIMAC - VARIAN para o tubo X2062J(9008). Estes dados encontram-se na Tabela 3.

TABELA 3

DISSIPACÃO MÁXIMA DE POTÊNCIA DE PICO VERSUS DURAÇÃO DO PULSO PARA O TETRODO EIMAC-X 2062J (CICLO DE TRABALHO MÁX. = 25%)

<u>DURAÇÃO DO PULSO</u>	<u>POTÊNCIA MÁXIMA DE PICO</u>
0 - 10 $\mu$ s	9 MW
10 - 100 $\mu$ s	8 MW
100 - 1000 $\mu$ s	7 MW
1 - 10 ms	5 MW
10 - 100 ms	2 MW
Acima de 100 ms	300 kW (CW)

Observa-se na Tabela 3 que para pulsos maiores do que 100ms a dissipação máxima de potência de anodo deve ser considerada contínua. As características gerais de operação do tubo X2062J estão listados na Tabela 4.

TABELA 4

CARACTERÍSTICAS GERAIS DE OPERAÇÃO DO TETRODO EIMAC-X 2062J

<u>1. CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS</u>	
Tipo de filamento	tungstênio toriado
Tensão de filamento	12,0 V $\pm$ 0,6V
Corrente de filamento	660A
Fator de amplificação ( $g_1 - g_2$ )	4,5
Capacitâncias intereletródicas:	
$C_{ent}$	770 pF
$C_{saída}$	50 pF
$C_{grade-anodo}$	4 pF

(Continua)

Tabela 4 - Conclusão

<u>2. CARACTERÍSTICAS MECÂNICAS</u>	
Posição de operação	vertical
Peso líquido	47,7 kg
Dimensões externas máximas:	
Comprimento	748 mm
Diâmetro	353 mm
Temperatura máxima de operação	200°C
Refrigeração	líquido
Diâmetro de anodo	238 mm
<u>3. RAZÕES MÁXIMAS ABSOLUTAS</u>	
Tensão de placa d.c.	100 kV
Tensão de blindagem d.c.	2500 V
Corrente de placa de pico	90 A
Dissipação de placa	300 kW
Dissipação de blindagem	3500 W
Dissipação de grade	1500 W
Comprimento do pulso	INFINITO

A relação entre os diâmetros dos tubos é aproximadamente 2, isto é:

$$\frac{\phi_X}{\phi_T} = \frac{238}{126} = 1,88 \approx 2, \quad (34)$$

onde:

$\phi_X$  = diâmetro do tubo X2062J = 238 mm;

$\phi_T$  = diâmetro do tubo TH5188 = 126 mm.

Portanto, a relação entre as áreas dos tubos é da ordem de 4, o que implica uma densidade de corrente 4 vezes menor para o tubo TH5188. Como a capacidade de potência de anodo é proporcional à densidade de corrente, tem-se que a dissipação de potência máxima de pico para o anodo do tubo TH5188 pode ser obtida a partir da Tabela 3, dividindo todos os termos da potência da tabela pelo fator 4. Entretanto, com a finalidade de introduzir um fator de segurança, pode-se considerar um fator 9, visto que a relação entre as correntes de pico de placa para os 2 tubos é:

$$\frac{I_{AX}}{I_{AT}} = \frac{90}{10} = 9, \quad (35)$$

onde:

$I_{AX}$  = corrente de pico de anodo para o tubo;

X2062J = 90A;

$I_{AT}$  = corrente de pico de anodo para o tubo;

TH5188 = 10A.

Conseqüentemente, obtêm-se os dados da dissipação máxima de potência de pico de anodo para o tubo TH5188, listados na Tabela 5.

TABELA 5

ESTIMATIVA DE DISSIPACÃO MÁXIMA DE POTÊNCIA DE PICO VERSUS DURAÇÃO DO PULSO PARA O TETRODO THOMSON-TH5188 (CICLO DE TRABALHO MÁX. = 25%)

<u>DURAÇÃO DE PULSO</u>	<u>POTÊNCIA MÁXIMA DE PICO</u>
0 - 10 $\mu$ s	1000 kW
10 - 100 $\mu$ s	888 kW
100 - 1000 $\mu$ s	777 kW
1 - 10 ms	555 kW
10 - 100 ms	222 kW
Acima de 100 ms	33 kW

Observando a Tabela 5, verifica-se para um pulso entre 10 e 100 ms que a potência máxima de pico permitida é de 222 kW. Este valor obtido demonstra que a escolha do tubo foi adequada, visto que a potência máxima de pico de anodo do tubo nas condições críticas será da ordem de 200 kW. O ciclo de trabalho máximo (25%) permitido para a operação do tubo no modo pulsado foi considerado constante, o que não acarreta maiores preocupações, visto que o ciclo de trabalho máximo para o girotron do LAP/INPE será de 1,2%. A discrepância da dissipação de anodo em uso contínuo para o tubo TH5188 verificada entre os valores fornecidos (10KW) e calculado (33KW) deve-se à pobre refrigeração do anodo empregada (somente a imersão do tubo em óleo, enquanto o da EIMAC possui refrigeração de água forçada desionizada).

O circuito regulador série encontra-se esquematizado na Figura 7. Os elementos fundamentais do sistema no lado de alta tensão incluem o tetrodo a vácuo e o circuito amplificador de controle no qual está incluída a interface óptica de alta tensão. O sistema é realimentado através de um divisor de tensão, onde a tensão de referência é comparada com o sinal de realimentação no sistema de monitoramento, gerando dessa forma um sinal de erro. Em princípio, o pré-amplificador e a compensação fazem parte do circuito regulador série, apesar de estarem colocados no sistema de monitoramento (lado de baixa tensão ou terra). Toda a comunicação de sinais entre o lado de alta tensão e o lado de terra é feita através de cabos ópticos, exceto para o sinal de realimentação. Através das fibras ópticas são transportados os sinais de monitoramento, de erro, comandos de disparo e de interrupção. Os sinais de monitoramento servem para informar ao operador as condições de operação do sistema. O sinal de erro, os pulsos de disparo e os de interrupção devem ser enviados ao regulador série analogicamente, isto é, sem conversão A/D (analógico-digital) para que o tempo de resposta seja o mínimo possível. Quanto aos sinais de monitoramento, eles podem ser modulados em pulsos binários (conversão A/D) na unidade de transmissão (interface óptica) e, em seguida, demodulados (conversão D/A) na unidade de recepção (interface óptica).

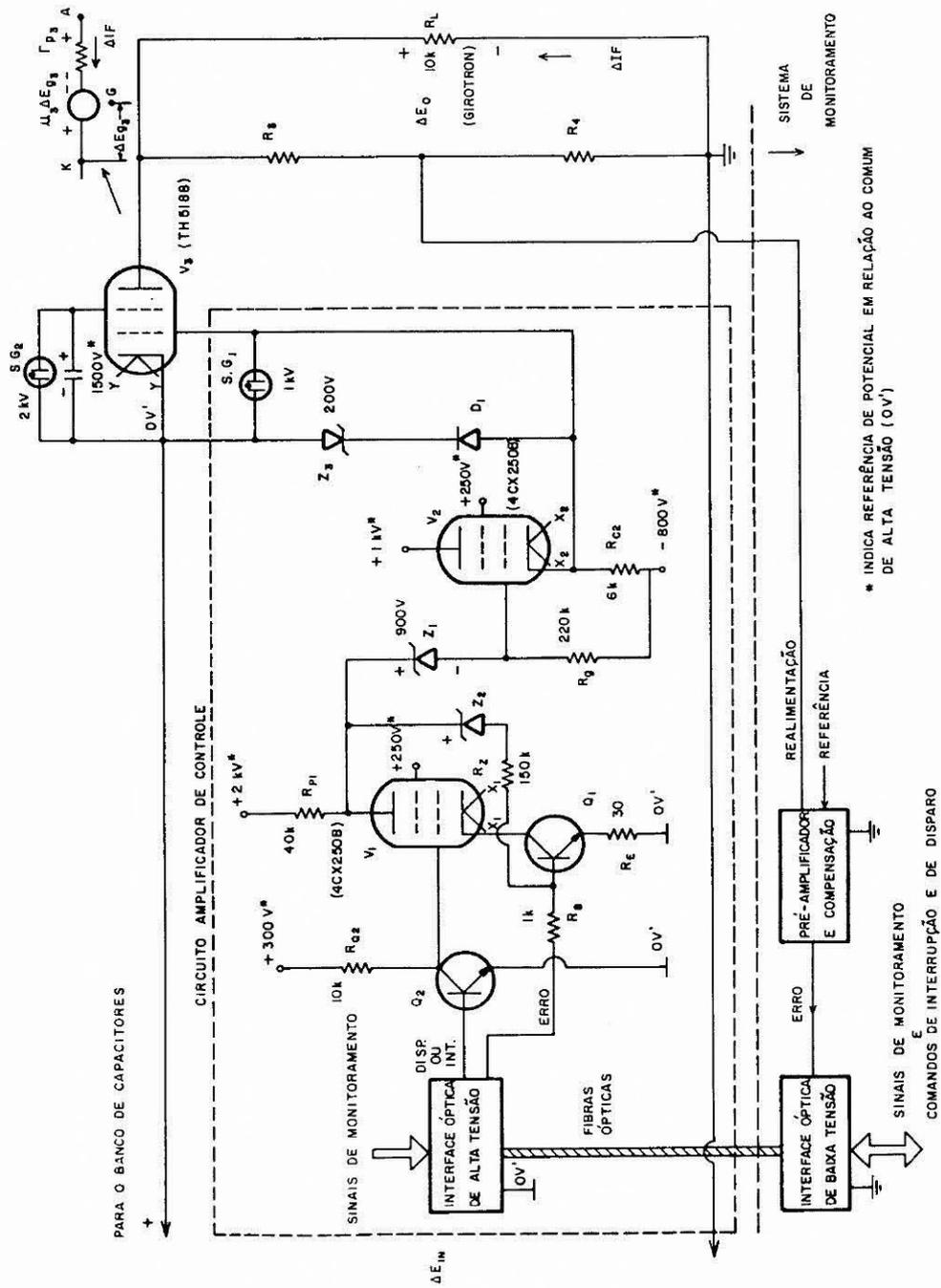


Fig. 7 - Esquema básico do circuito regulador série.

Seria recomendável que o pré-amplificador e a compensação ficassem no lado de alta tensão, enviando somente a tensão de referência através da fibra óptica, pois neste caso a característica de resposta de baixa frequência do canal de referência facilitaria o projeto da interface óptica. Contudo, esta solução é impossível para a configuração de regulador série com tensão negativa. O comando de disparo é dado quando se envia um pulso sob a forma de luz ao circuito regulador série, o que permite um modo de operação seguro no caso de uma quebra da fibra óptica, pois nesta situação o sistema é interrompido.

O circuito pré-amplificador e de compensação, indicados na Figura 7, consistem em 3 amplificadores operacionais diferenciais de alta performance de estado sólido. Os amplificadores operacionais devem ter uma largura de banda de 50 MHz, uma capacidade máxima de corrente de saída de 100 mA e uma taxa de crescimento de tensão de 1000 V/ $\mu$ s. Embora esta performance esteja acima da requerida, assegura-se a ausência de pólos indesejados na função transferência de malha aberta do regulador. A vantagem de usar amplificadores operacionais no circuito pré-amplificador e de compensação é a facilidade de produzir as características de resposta do regulador desejáveis aos requisitos de carga, cuja previsibilidade, no caso do girotron, não é tão óbvia. Outra vantagem é a facilidade de remoção dos componentes de compensação, visto que os amplificadores operacionais estão montados sobre cartões de circuito impresso. A Figura 8 mostra um circuito simplificado do circuito pré-amplificador e de compensação (North, 1979).

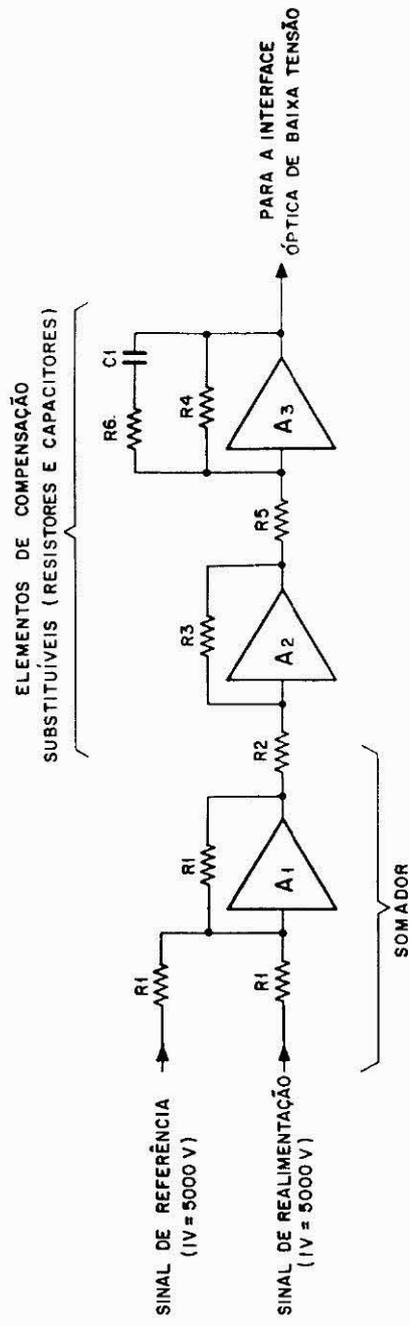


Fig. 8 - Circuito simplificado do pré-amplificador e da seção de compensação.

Uma boa performance para o circuito amplificador de controle é essencial para uma rápida resposta (tanto a interrupção quanto a regulação) de todo o sistema. Uma característica básica para a resposta do regulador é a separação das funções de regulação e de chaveamento, que não devem interagir. Esta separação é feita pelo circuito de controle de grade do tubo  $V_1$ , como mostrado na Figura 7. Em condições normais de regulação, o transistor  $Q_2$  é mantido no estado saturado pela presença de Luz no cabo óptico de interrupção. A grade de  $V_1$  é então colocada no potencial de terra, enquanto o catodo de  $V_1$  é controlado por um seguidor de emissor (transistor  $Q_1$ ). Quando o sinal de Luz é removido, o transistor  $Q_2$  é cortado, colocando a grade de  $V_1$  em um potencial alto. Dessa forma, a válvula  $V_1$  é colocada em plena condução. Em plena condução, a placa de  $V_1$  cai para  $+ 300 V^*$ , cujo potencial na grade de  $V_2$  cai para  $- 600 V^*$ , passando por uma rede de Zener de 900V. (NOTA: O asterisco (\*) acima do símbolo Volts significa que a tensão é dada com respeito ao comum de alta tensão do regulador série (0V')). Desde que  $V_2$  está numa configuração de seguidor de catodo, a saída de  $V_2$  reduz o potencial da grade de controle  $V_3$  (tubo regulador série TH5188) para a condição de corte de  $- 550V^*$ . O tempo de resposta para a condição de corte da grade de  $V_1$  para  $V_3$  é limitado pela constante de tempo RC do circuito de catodo  $V_2$ . O Zener, o diodo e o "spark gap" no catodo de  $V_2$  existem para proteger a grade de controle de  $V_3$  contra sobretensões. O "spark gap" na saída da fonte de  $1500 V^*$  também existe para proteger a grade de blindagem contra tensões anormais. Este valor de tensão de  $1500 V^*$  para a segunda grade de  $V_3$  é o exigido quando se necessita trabalhar com correntes de placa da ordem de 10A (North, 1979).

No modo normal de operação do regulador, isto é, quando o tetrodo executa a função de regulação, a válvula  $V_1$  opera com a grade aterrada, e o segundo estágio  $V_2$  é usado como seguidor de catodo. Como o ganho do seguidor de catodo é aproximadamente 1, o ganho do circuito amplificador de controle é dado aproximadamente pelo ganho de realimentação do primeiro estágio. Isto é válido para um sistema de malha fechada, onde o ganho de malha aberta é muito alto. Portanto, tem-se que o ganho de malha fechada para o circuito amplificador de controle pode ser dado por:

$$G = 1/H, \quad (36)$$

onde:

G = ganho de malha fechada;

H = ganho de realimentação.

O ganho de realimentação H pode ser calculado a partir de:

$$H = \frac{\beta_1 R_E}{\beta_1 R_E + R_Z}, \quad (37)$$

onde:

$\beta_1$  = ganho de corrente do transistor  $Q_1$ ;

$R_Z$  = resistência de realimentação;

$R_E$  = resistência de emissor de  $Q_1$ .

Geralmente  $R_Z \gg \beta_1 R_E$ , então:

$$H \approx \frac{\beta_1 R_E}{R_Z}, \quad (38)$$

e

$$G \approx \frac{R_Z}{\beta_1 R_E}. \quad (39)$$

Sabendo que  $\beta_1 = 40$ ,  $R_E = 30\Omega$  e  $R_Z = 150\text{ k}$ , calcula-se que o ganho G é:

$$G = \frac{150 \times 10^3}{40 \times 30} = 125, \quad (40)$$

o qual expresso em dB, resulta em:

$$G \text{ (dB)} = 20 \log 125 \approx 42 \text{ dB} \quad (41)$$

A sensibilidade de regulação para o circuito regulador sêrie pode ser definida como a variação da tensão de saída ( $\Delta E_0$ ) por unidade da variação da tensão de entrada ( $\Delta E_{in}$ ). Para calcular a sensibilidade máxima permitida, deve-se primeiro levar em conta a máxima percentagem de regulação admitida para a tensão de feixe do girotron, sabendo que:

$$\frac{\Delta V_F}{V_F} = 0,4\%, \quad (42)$$

onde:

$\Delta V_F$  = variação da tensão de feixe;

$V_F$  = tensão de feixe do girotron.

Admitindo a condição de pior caso quando  $V_F = 40\text{kV}$ , pode-se calcular que:

$$\Delta V_F = V_F \times 0,004 = 160 \text{ V}. \quad (43)$$

Como  $\Delta E_0 = \Delta V_F$  e  $\Delta V_{in} = \Delta V = 16 \text{ kV}$ , tem-se que a sensibilidade máxima permitida vale:

$$\left( \frac{\Delta E_0}{\Delta E_{in}} \right)_{\max} = \frac{160\text{V}}{16\text{kV}} = 0,01 = 1\%. \quad (44)$$

Portanto, pode-se agora calcular a sensibilidade de regulação para o regulador indicado na Figura 7 em função dos parâmetros de  $V_3$ , do ganho  $G$  e da resistência de carga  $R_L$ . Supõe-se que, para uma pequena mudança,  $\Delta E_i$  na entrada provoque uma pequena mudança  $\Delta E_0$  na saída. A mudança de tensão que aparece na entrada do 1º estágio do circuito amplificador de controle é:

$$\Delta E_{Q_1} = -\alpha K \Delta E_0, \quad (45)$$

onde:

$\Delta E_{Q_1}$  = variação de tensão na entrada do 1º estágio (base do transistor  $Q_1$ );

$\alpha$  = ganho de tensão das interfaces ópticas;

$K$  = ganho do divisor de tensão de realimentação.

O ganho do divisor de tensão de realimentação pode ser dado por:

$$K = \frac{R_4}{R_3 + R_4} . \quad (46)$$

A variação de tensão na entrada da grade de controle de  $V_3$  ( $\Delta E_{g_3}$ ) pode ser dado por:

$$\Delta E_{g_3} = G \alpha K \Delta E_0. \quad (47)$$

(NOTA: Na realidade, há uma inversão de fase de sinal no circuito amplificador de controle).

A tensão de anodo-catodo de  $V_3$  pode ser calculada através do modelo da válvula para pequenos sinais indicados na Figura 7:

$$\Delta E_{in} - \Delta E_0 = \Delta E_{AK_3} = \mu_3 \Delta E_{g_3} - r_{p_3} \Delta I_F, \quad (48)$$

onde:

$\Delta E_{AK_3}$  = tensão de anodo-catodo de  $V_3$ ;

$\mu_3$  = fator de amplificação de  $V_3$ ;

$\Delta I_F$  = variação da corrente de feixe;

$r_{p_3}$  = resistência de placa de  $V_3$ .

Porém,

$$\Delta I_F = - \frac{\Delta E_0}{R_L}, \quad (49)$$

onde  $R_L$  é a resistência de carga.

Então, substituindo a Equação 49 na Expressão 48, tem-se que:

$$\Delta E_{in} - \Delta E_0 = \mu_3 \Delta E_{g3} + \frac{r_{p3}}{R_L} \Delta E_0, \quad (50)$$

Substituindo a Expressão 47 na Expressão 50, tem-se que:

$$\Delta E_{in} - \Delta E_0 = \mu_3 G \alpha k \Delta E_0 + \frac{r_{p3}}{R_L} \Delta E_0 \quad (51)$$

ou

$$\Delta E_{in} = \Delta E_0 \left( 1 + \mu_3 G \alpha k + \frac{r_{p3}}{R_L} \right). \quad (52)$$

Portanto, a sensibilidade de regulação é:

$$\frac{\Delta E_0}{\Delta E_{in}} = \frac{1}{1 + \frac{r_{p3}}{R_L} + \mu_3 G \alpha k}. \quad (53)$$

Sabendo que  $\mu_3 = 500$ ,  $r_{p3} = 25k$ ,  $G = 125$ ,  $R_L = 10k$ ,  $k = 1/5000$  e  $\left( \frac{\Delta E_0}{\Delta E_{in}} \right)_{\max} = 0,01$ , tem-se que o ganho mínimo das interfaces ópticas deve ser de:

$$0,01 = \frac{1}{1 + \frac{25000}{10000} + \frac{500 \times 125 \times \alpha_{\min}}{5000}}, \quad (54)$$

$$0,01 = \frac{1}{1 + 2,5 + 12,5 \alpha_{\min}} \quad (55)$$

$$0,035 + 0,125 \alpha_{\min} = 1, \quad (56)$$

$$\alpha_{\min} = 7,72 \approx 8. \quad (57)$$

(NOTA: Para este cálculo o girotron foi aproximado por uma resistência de carga  $R_L = 10k = \frac{50 \text{ kV}}{50A}$ ).

Portanto, para que a sensibilidade máxima do regulador não ultrapasse 0,01%, tem-se que o ganho mínimo da interface óptica deve ser de no mínimo 8. Caso não seja possível este valor de ganho  $\alpha$ , deve-se aumentar o ganho do circuito amplificador de controle. Como o ganho do segundo estágio é aproximadamente 1 devido à configuração de seguidor de catodo para a válvula  $V_2$ , o ganho  $G$  do circuito fica limitado ao ganho do primeiro estágio. A vantagem de usar a configuração de seguidor de catodo para o 2º estágio é a diminuição da impedância de saída ( $Z_{out}$ ) por um fator de aproximadamente  $\mu_2$  (fator de amplificação de  $V_2$ ), o que facilita o tempo de chaveamento do tetrodo regulador, já que este tempo depende da constante RC do circuito de catodo  $V_2$ . Os tubos usados no circuito amplificador de controle, como indicado na Figura 7, são os tetrodos 4CX250B de ventilação forçada produzidos pela VARIAN/EIMAC ou BROW BOVERI (CQL - 0,3 - 1, equiv.). Eles possuem as seguintes características principais:

- 1) tensão de anodo máxima - 2 kV;
- 2) corrente de anodo máxima - 250 mA;
- 3) dissipação de anodo máxima - 250 W.

#### 5.5.2 - MODULADOR DE TENSÃO DE ANODO-CANHÃO

O modulador de tensão de anodo-canhão encontra-se esquematizado na Figura 9.



Os elementos básicos deste sistema compreendem o tetrodo de alta tensão do tipo TH5186 (THOMSON-CSF) e o circuito amplificador de controle, no qual encontram-se incluídos a interface óptica de alta tensão, o circuito pré-amplificador e de compensação. O sistema é realimentado através de um divisor de tensão no lado de alta tensão. O sinal de referência é selecionado remotamente no sistema de monitoramento, modulado em pulsos binários sob a forma de luz na interface óptica de baixa tensão e enviado através de fibras ópticas para o modulador de anodo. No modulador, particularmente na interface óptica de alta tensão, ele é reconvertido em sinal elétrico e demodulado. Após tudo isto, no circuito pré-amplificador ele é comparado com o sinal de realimentação, gerando o sinal de erro. Dessa forma, o circuito amplificador de controle monitora o valor de corrente do tetrodo requerida para dar o valor de tensão de anodo-canhão desejável, de acordo com a tensão de referência. Toda comunicação entre o lado de alta e o de baixa tensão é feita através de fibras ópticas. O monitoramento das condições de operação do modulador é feita através dos sinais de monitoramento, que são enviados para o lado de alta tensão via fibras ópticas. Da mesma forma que a referência, os sinais de monitoramento são modulados em pulsos binários para a transmissão. A tensão de anodo-canhão é interrompida quando o regulador série é chaveado para a condição de corte, pois o modulador de anodo é derivado do modulador de feixe. Contudo, neste caso é necessário que o tetrodo (TH5186) esteja corretamente polarizado na condição de saturação antes de pulsar a tensão de feixe para evitar sobretensões de tensão de anodo-canhão. O tetrodo (TH5186) deve permanecer neste estado saturado até a tensão de feixe atingir o seu valor nominal. Portanto, o pulso de disparo do modulador de anodo deve ser atrasado de um valor maior ou igual ao tempo de subida (algumas centenas de microssegundos) da tensão de feixe. O circuito R'C', indicado na Figura 9, possui esta função de atraso. O tempo de atraso é dado aproximadamente pelo constante de tempo ( $\tau'$ ) onde  $\tau' = R'C'$ . O transistor  $Q_2'$  permanece normalmente na condição de corte, a menos que haja um pulso de disparo na sua base. Quando isto ocorre, a grade blindagem da válvula  $V_1'$  passa do valor de  $0V^*$  para  $+150V^*$ . (NOTA: O asterisco \* acima do símbolo volts indica que o potencial é dado em relação ao comum de alta tensão do modulador de anodo ( $0V'$ )). Dessa forma,  $V_1'$  (tubo TT22) sai do corte, pos

sibilitando que o circuito amplificador de controle opere na região linear. Para evitar oscilações indesejáveis, é necessário compensar o sistema. Portanto, o circuito pré-amplificador e de compensação possui esta função, além de ser um comparador entre as tensões de referência e de realimentação. O circuito é constituído de três amplificadores operacionais com as mesmas especificações das usadas na seção de compensação do circuito regulador série. Logo, o esquema básico deste circuito pode ser igual ao esquematizado na Figura 8.

O circuito amplificador de controle possui somente um estágio amplificador, onde o catodo de válvula é controlado pelo transistor  $Q_1'$  na configuração do seguidor de emissor. A grade de controle de  $V_1'$  encontra-se a  $-10V^*$ . Neste estágio, emprega-se o tetrodo TT22 (EEV) de ventilação forçada. As características elétricas de operação principais deste tubo são: 1) tensão máxima de anodo - 1,25 kV; 2) corrente máxima de anodo - 230 mA; e 3) dissipação máxima de anodo - 45 W. Entretanto, neste estágio pode-se também tentar substituir o tubo TT22 pelo tetrodo 4CX250B, alterando alguns componentes e tensões de alimentação. O elemento fundamental do modulador de anodo é basicamente o tetrodo de alta tensão TH5186 usado na configuração de catodo comum. As suas principais características elétricas são: 1) tensão máxima de anodo - 100 kV; 2) corrente máxima de anodo - 5A; e 3) dissipação máxima de anodo - 5 kW. A tensão de anodo-canhão é fornecida pela tensão de anodo-catodo do tubo  $V_2'$ . Então,  $V_2'$  deve operar na região linear como um elemento amplificador. Na realidade,  $V_1'$  e  $V_2'$  constituem dois estágios de um amplificador d.c. de alto ganho de malha aberta, onde o ganho de malha fechada do sistema é dado aproximadamente pela realimentação. Portanto, quando a tensão de anodo-canhão é de  $25 kV^*$ , tem-se que a tensão de anodo-catodo de  $V_2'$  também é de  $25 kV^*$ . Dessa forma, a grade de controle de  $V_2'$  fica num potencial de aproximadamente  $-190 V^*$ . Então, o potencial de placa  $V_1'$  fica em  $+310 V^*$ , devido a rede de Zener de 500 V. A grade de blindagem de  $V_2'$  é colocada num potencial de  $+500 V^*$ . O resistor de anodo (500 K) de  $V_2'$  é obtido considerando uma reta de carga de 50 kV (tensão de feixe típica de operação do girotron) e corrente máxima de anodo de  $V_2'$  de 100 mA (válvula  $V_2'$  saturada). Portanto, tem-se que:

$$R'_{P_2} = \frac{50 \text{ kV}}{100\text{mA}} = 500 \text{ k}\Omega, \quad (58)$$

onde  $R'_{P_2}$  = resistor de anodo de  $V'_2$ .

Para o cálculo de potência máxima desse resistor deve-se levar em conta o ciclo de trabalho. Considerando a corrente máxima de 100mA e o ciclo de trabalho máximo de 1,2%, tem-se que a potência máxima ( $P_{R'_{P_2}}$ ) é:

$$P_{R'_{P_2}} = 500\text{k} \times (100\text{mA})^2 \times 0,012 = 60\text{W}. \quad (59)$$

O uso da realimentação negativa estabiliza o ganho do amplificador, conforme descreve a Equação 60:

$$G' = \frac{A}{1 + AH'} , \quad (60)$$

onde  $G'$  é o ganho da malha fechada,  $A$  é o ganho de malha aberta e  $H'$  é o ganho de realimentação. A Equação 60 mostra que quando  $A$  aproxima-se do infinito ( $AH' \gg 1$ ), o ganho do amplificador  $G'$  aproxima-se de  $1/H'$  e, conseqüentemente, o ganho do amplificador torna-se substancialmente independente dos elementos de amplificação. A condição  $AH' \gg 1$  é uma condição essencial para que o modulador de tensão de anodo-canhão opere dentro das condições especificadas, isto é, para que a regulação seja:

$$\frac{\Delta V_{AC}}{V_{AC}} \leq 0,2\%. \quad (61)$$

onde:

$\Delta V_{AC}$  = variação de tensão de anodo-canhão;

$V_{AC}$  = tensão de anodo-canhão.

Os estágios de amplificação do modulador operam diretamente, com o ponto quiescente, pois não há capacitores de acoplamento entre os estágios. Como o ponto quiescente é muito susceptível às mudanças de temperatura, às alterações de características de componentes por motivos de envelhecimento ou de substituição e às variações de tensão das fontes de alimentação, verifica-se que seria impossível manter a tensão de anodo-canhão dentro da faixa de regulação especificada na Equação 61, sem o sistema ser realimentado com a condição  $AH' \gg 1$  sendo respeitada. Para o modulador de anodo, pode-se calcular que o ganho do 2º estágio pode ser dado por:

$$A_2^1 = -g_{m_2}^1 r_{p_2}^1 = -\mu_2^1, \quad (62)$$

$$\text{Pois } R_{p_2}^1 \gg r_{p_2}^1,$$

onde:

$A_2^1$  = ganho de malha aberta do 2º estágio;

$g_{m_2}^1$  = transcondutância de  $V_2^1$  ;

$r_{p_2}^1$  = resistência de placa de  $V_2^1$  ;

$\mu_2^1$  = fator de amplificação de  $V_2^1$  .

Sabendo que  $r_{p_2}^1 = 20k$  e  $g_{m_2}^1 = 10 \text{ mA/V}$ , tem-se que:

$$A_2^1 = -200. \quad (63)$$

Para o 1º estágio do modulador, o ganho é:

$$A_1^1 = \frac{-R_{p_1}^1}{\frac{R_B^1}{\beta_1^1} + R_E^1}, \quad (64)$$

considerando  $\beta_1^1 \gg 1$ ,

onde:

$R'_{p_1}$  = resistor de anodo de  $V'_1$ ;

$R'_B$  = resistor de base de  $Q'_1$ ;

$R'_E$  = resistor de emissor de  $Q'_1$ ;

$\beta'_1$  = ganho de corrente do transistor  $Q'_1$ .

Sabendo que  $R'_{p_1} = 5k$ ,  $R'_B = 1k$ ,  $R'_E = 30\Omega$  e  $\beta'_1 = 50$ , calcu  
la-se que:

$$A'_1 = \frac{-5000}{\frac{1000}{50} + 30} = \frac{-5000}{50} = -100. \quad (65)$$

Portanto, o ganho de malha aberta do sistema (A) vale:

$$A = A'_1 \times A'_2 = 20000 \quad (66)$$

$$\text{Geralmente, } H' = \frac{R_8}{R_7 + R_8} = \frac{1}{5000}. \quad (67)$$

Então, tem-se que:

$$AH' = 20000 \times \frac{1}{5000} = 4 > 1. \quad (68)$$

O ganho de malha fechada  $G'$  pode ser calculado através da Equação 60:

$$G' = \frac{20000}{1 + \frac{20000}{5000}} = 4000. \quad (69)$$

Como  $G'$  não possui um valor muito alto para que a condição  $AH' \gg 1$  seja respeitada, então o ganho de malha fechada  $G'$  não se aproxima muito de  $1/H'$ ; conseqüentemente, o ganho começa a ter uma maior dependência dos elementos de amplificação. A solução é aumentar o ganho do 1º estágio, caso o amplificador apresente problemas de estabilidade, pois o ganho do 2º estágio se encontra praticamente amarrado ao valor de  $\mu_2'$  de  $V_2'$ . Então, pode-se aumentar o valor de  $R_{p1}'$  ou procurar um transistor com um alto valor de  $\beta_1'$ . Contudo, é recomendável não alterar a configuração do circuito do 1º estágio, pois o controle do catodo de  $V_1'$  por um seguidor de emissor (transistor  $Q_1'$ ) facilita as condições de projeto dos estágios anteriores, já que a tensão de entrada na base do transistor  $Q_1'$  não deve ser de alto valor.

O anodo do girotron é protegido contra sobretensões, pois o "spark gap" entre o anodo e o catodo limita a tensão de anodo - canhão ao máximo de 30 kV.

### 5.5.3 - SISTEMA DE PROTEÇÃO

O sistema de proteção encontra-se indicado na Figura 6. O sistema compreende duas chaves de aterramento: uma mecânica e uma eletrônica. Apesar de não ficar explícito na Figura 6, o tetrodo regulador (TH5188) também se inclui no sistema de proteção. Em caso de qualquer falta nos circuitos associados ou irregularidades dos outros sistemas, o tubo regulador é chaveado para a condição de corte, protegendo dessa forma o girotron. Na Figura 6 estão indicadas as principais faltas relacionadas com o circuito elétrico de disparo, que são dadas a seguir:

1) Sobrecorrente de coletor, que significa excessiva corrente de feixe. Geralmente usa-se um resistor de  $0,1\Omega$  em série com o coletor para a detecção de sobrecorrente. O nível de corrente de coletor é ajustável e normalmente colocado em 10A.

2) Sobrecorrente de corpo, que significa que os elétrons estão tocando as paredes da cavidade ou o corpo do girotron em algum lugar. Geralmente, usa-se um resistor de  $10\Omega$  em série com o corpo do girotron pa

ra a detecção de sobrecorrente. O nível de corrente de corpo é ajustável e normalmente colocado em 60 mA. (NOTA: O corpo e o coletor são isolados, como se pode observar na Figura 1, para finalidade de monitoramento de sobrecorrentes do corpo e do coletor). Então o potencial máximo em que o pólo positivo da fonte de carregamento se encontra é de  $+0,6V (60 \text{ mA} \times 10\Omega) + R_S (\Omega) \times 10A$ . Portanto, o coletor fica no potencial de  $-0,4V (0,6V - 10A \times 0,1\Omega)$ .

3) Sobrecorrente do anodo, que significa que os elétrons estão tocando o anodo do girotron. Como o detetor de sobrecorrente se encontra no potencial de anodo (-20 a -30 kV), o comando de interrupção deve ser enviado ao sistema de monitoramento através de fibra óptica. O nível de corrente de anodo é ajustável e normalmente colocado em 20 mA.

4) Sobretensão de feixe, que significa excesso de tensão de feixe abaixo de -50 kV ou -80 kV, dependendo das condições de operação do girotron.

Além disto, o tubo regulador deve remover a tensão de feixe quando há falha do campo magnético, falha do sistema de refrigeração nas bobinas ou no girotron, excessiva pressão da bomba iônica do sistema de vácuo, arco no guia de onda e reflexão de potência de r.f. Detetores de arco devem ser colocados junto à janela do guia de onda e ao longo da linha de transmissão de r.f. Quando o tubo não consegue ser chaveado durante uma falta devido aos arcos internos que podem ocorrer no seu interior ou falha na regulação durante o pulso, a chave de aterramento eletrônica de alta velocidade deve ser acionada para a proteção do próprio tubo regulador e do girotron. O modo de disparo manual é feito via fibra óptica a partir do sistema de monitoramento. Somente nestes três casos citados é que a chave eletrônica deve ser gatilhada, porque esta forma de interrupção não é desejável devido à sobrecarga imposta ao sistema e ao tempo requerido para colocar o sistema em operação. A chave eletrônica requerida para o sistema de proteção pode ser um ignitron ou um tiron, dependendo da quantidade de energia a ser manuseada. A chave deve possuir uma tensão de bloqueio de no mínimo 100 kV e suportar uma carga elétrica cumulativa por disparo de:

$$Q = CU, \quad (70)$$

onde:

Q = carga do banco de capacitores ou carga elétrica cumulativa;

C = capacitância do banco;

U = tensão máxima do banco.

Como  $C = 8,4 \mu\text{F}$  e  $U = 100 \text{ kV}$ , tem-se que a carga elétrica cumulativa por disparo  $\bar{e}$  de:

$$Q = 8,4 \times 10^{-6} \times 100 \times 10^3 = 0,84 \text{ C.} \quad (71)$$

(NOTA: Para o cálculo da carga cumulativa Q da chave, foi desprezada a influência da fonte de carregamento do banco devido ao alto valor de impedância do resistor de carga  $R_c$ )

Em função da disponibilidade, o tiratron CX1171 da EEV foi escolhido. Em modo de operação de disparo único, ele possui as seguintes especificações: 1) tensão máxima de anodo - 105 kV; 2) corrente de anodo de pico - 15000 A; e 3) carga máxima de descarga durante o pulso - 0,1C. Como a carga elétrica cumulativa Q requerida  $\bar{e}$  de 0,84C, poder-se-ia concluir que o tiratron  $\bar{e}$  inadequado para o modo de operação desejado (aterramento do sistema ou disparo único). Contudo, observando as especificações do tiratron no modo de operação de pulso repetitivo, tem-se que a carga elétrica cumulativa pode ser de:

$$Q = I_A \times \Delta t, \quad (72)$$

onde:

$I_A$  = corrente média de anodo;

$\Delta t$  = tempo de integração médio.

Sendo a corrente média de anodo de 3A medida normalmente num tempo  $\Delta t$  de 1s, tem-se que:

$$Q = 3,0 \text{ A} \times 1,0 \text{ s} = 3,0 \text{ C.} \quad (73)$$

Desde que se respeite o limite máximo de corrente de pico de anodo ( $I_{ap}$ ) de 3000 A para o modo de operação repetitivo, pode-se considerar que a carga elétrica cumulativa máxima permitida por disparo seja de 3,0 C. Portanto, pode-se usar o tiratron CX1171 para o sistema de proteção limitando a corrente de pico do sistema a 3000 A. Em termos de tensão, obtém-se uma margem de segurança razoável para o tiratron, visto que a tensão de anodo máxima para o modo de operação de pulso repetitivo é da ordem de 120 kV. O tiratron CX1171 deve ser imerso em óleo para finalidade de isolamento e refrigeração.

Para aplicações futuras, quando se requer banco de capacitores com  $C = 62,5 \mu\text{F}$  e  $U = 100 \text{ kV}$ , tem-se que o valor de  $Q$  deve ser de:

$$Q = 62,5 \times 10^{-6} \times 100 \times 10^3 = 6,25 \text{ C.} \quad (74)$$

Neste caso é necessário o uso de ignitrons que possuem uma taxa A.s. ( $Q$ ) maior do que tiratrons. O ignitron recomendável nesta situação para o sistema de proteção é o BK-508 da EEV, que possui as seguintes características principais: 1) tensão de anodo inversa ou de pico direta - 50 kV máxima; 2) correntes de anodo de pico - 15 kA máxima; e 3) ampere-segundos por pulso - 20 A.s. máxima. Para uma margem de segurança maior em termos de tensão, é aconselhável o uso de 3 ignitrons colocados em série no sistema de proteção. Quanto à refrigeração, é necessária a utilização de água desionizada do sistema de refrigeração. Para projetar a alimentação do circuito de água para os ignitrons, devem-se levar em conta as seguintes especificações de refrigeração do fabricante dos BK-508: 1) fluxo de água - 3,0 l/lim; 2) máxima pressão de água na entrada - 60 psi; e 3) queda de pressão interna - 3,0 psi. Em relação ao circuito de água, eles devem ser colocados em série e um termostato acoplado ao último, ligado ao circuito de proteção, é recomendável para o controle da temperatura máxima do fluxo de água de saída.

Observando a Figura 6, verifica-se que o resistor  $R_1$  é usado para limitar o pico de corrente de falta no tiratron. Tipicamente, uma resistência de 20 a 50 ohms é suficiente para proteger a estrutura interna do tubo no caso de um arco. Durante uma falta, a maior parte da energia é absorvida pelo resistor  $R_1$ , protegendo dessa forma o tubo. O resistor  $R_2$ , localizado entre a chave eletrônica e o tubo regulador, assegura que haverá suficiente tensão de anodo para iniciar a condução do tiratron no caso de uma falta no regulador. Um bom valor típico para  $R_2$  pode ser igual a  $10\Omega$ . A indutância  $L$  tem a função de limitar a taxa de crescimento da corrente de falta no tiratron, enquanto o diodo  $D$  evita sobretensões reversas as quais poderiam inibir a chave eletrônica antes que as condições de falta fossem eliminadas (Varian, 1986). Como a taxa de crescimento da corrente deve ser limitada ao valor máximo de  $5000 \text{ A}/\mu\text{s}$ , pode-se calcular o valor da indutância através de:

$$V = L \frac{di}{dt} , \quad (75)$$

onde:

$V$  = tensão entre os terminais da indutância;

$\frac{di}{dt}$  = taxa de crescimento da corrente;

$L$  = indutância em Henrys;

ou

$$L = \frac{V}{\frac{di}{dt}} . \quad (76)$$

Como  $\left(\frac{di}{dt}\right)_{\text{MAX}} = 5000 \text{ A}/\mu\text{s}$  e  $V = 100 \text{ kV}$  (no início de operação para  $t =$

0, sendo a condição de pior caso), tem-se que  $L_{\text{MIN}}$  é:

$$L_{\text{MIN}} = \frac{100 \text{ kV}}{\frac{5000 \text{ A}}{\mu\text{s}}} = 20 \mu\text{H}. \quad (77)$$

Admitindo um fator de segurança da ordem de 2,5, tem-se que a indutância L deve ser de 50 $\mu$ H. Escolhendo um valor típico de  $R_1 = 50\Omega$ , tem-se que:

$$R_1 > 2 \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad (78)$$

onde C = capacitância do banco = 8,4 $\mu$ F ;

ou

$$50\Omega > 2 \sqrt{\frac{50 \mu\text{H}}{8,4\mu\text{F}}} \approx 4,88\Omega \quad (79)$$

A partir dos resultados anteriores, conclui-se que a descarga no sistema de proteção é fortemente amortecida. Portanto, a constante de tempo ( $\tau$ ) pode ser dada por:

$$\tau = \frac{2L}{R_1} \quad (80)$$

ou

$$\tau = \frac{2 \times 50\mu\text{H}}{50\Omega} = 2\mu\text{s}. \quad (81)$$

A corrente de pico transistória  $I_1$  pode ser dada por:

$$I_1 = U \sqrt{\frac{C}{L}} e^{-t_1/\tau}, \quad (82)$$

onde  $t_1$  é o tempo correspondente,

$$t_1 = \frac{1}{2\alpha} \ln \frac{1 + \alpha\tau}{1 - \alpha\tau} \quad (83)$$

e

$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{\tau^2} - \frac{1}{LC}} \quad (84)$$

$\bar{\alpha}$  é o fator de amortecimento.

Substituindo os valores conhecidos nas equações 82, 83 e 84, calcula-se que:

$$\begin{aligned} \alpha &= \sqrt{\left(\frac{1}{2 \times 10^{-6}}\right)^2 - \frac{1}{50 \times 10^{-6} \times 8,4 \times 10^{-6}}} = \\ &= 4,97 \times 10^5 \text{ s}^{-1}; \end{aligned} \quad (85)$$

$$t_1 = \frac{1}{9,94 \times 10^5} \ln \frac{1 + 4,97 \times 10^5 \times 2 \times 10^{-6}}{1 - 4,97 \times 10^5 \times 2 \times 10^{-6}} \quad (86)$$

$$t_1 = \frac{1}{9,94 \times 10^5} \ln \frac{1,994}{0,006}, \quad (87)$$

$$t_1 = 5,84 \mu\text{s}. \quad (88)$$

Portanto, a corrente de pico transitória vale:

$$I_1 = 100 \times 10^3 \times \sqrt{\frac{8,4 \times 10^{-6}}{50 \times 10^{-6}}} e^{-\frac{5,84 \times 10^{-6}}{2,0 \times 10^{-6}}} \approx 2211 \text{ A}. \quad (89)$$

Como  $I_1 < 3000 \text{ A}$ , verifica-se que o tiratron opera com segurança quando há uma falta no regulador.

O elemento de sensoriamento (TC) deteta qualquer pico de corrente anormal no sistema. O nível de corrente é normalmente ajustado em 11A, isto é, 10% acima do valor de pico de corrente de anodo, visto

que em 10 A o detetor de sobrecorrente no coletor do girotron é ativado, levando o tubo regulador ao corte. Sinais do transformador de corrente (TC) são usados para gatilhar o tiratron através do circuito de gatilho. A grade  $g_1$  do tiratron é polarizada num potencial de + 150 V\* sem afetar a tensão de bloqueio do tubo. (NOTA: O asterisco (\*) acima do símbolo volts significa que a tensão é dada com respeito ao comum de alta tensão do sistema de proteção (0 V''')). Dessa forma, produz-se uma corrente de aproximadamente 100 mA que, de maneira nenhuma, afeta a vida ou a performance do tubo; esta corrente pode ser usada para indicar um estado de prontidão através de um sistema de intertravamento ligado ao circuito de proteção. O disparo do tiratron faz-se através de um pulso produzido pelo circuito de gatilho de + 550 V\* sobre a grade  $g_2$ , que se encontra polarizada num potencial de - 150V\*. Sinais de monitoramento e de intertravamento são enviados ao sistema de monitoramento via fibras ópticas. O sinal de disparo manual também é enviado ao circuito de gatilho através de um pulso de luz. Sempre que o circuito de gatilho é ativado, os contatos primários da fonte de carregamento do banco são abertos através de um sistema de intertravamento. Quando os contadores primários são abertos, o sistema de intertravamento fecha a chave mecânica de aterramento. Esta chave mecânica é essencial para a segurança do operador e para o descarregamento do banco quando não se deseja sobrecarregar o sistema ou há falta de energia. O resistor de descarga  $R_D$  serve para limitar o pico de corrente de descarga na chave mecânica. Um valor típico para  $R_D$  pode ser igual a 100 k $\Omega$ . Como este resistor trabalha no modo pulsado, deve-se levar em conta a quantidade de energia máxima que o banco pode descarregar durante o pulso no resistor. Então, o resistor deve suportar a descarga da seguinte quantidade de energia:

$$W = \frac{1}{2} CU^2, \quad (90)$$

onde W = energia armazenada no banco de capacitores.

Sendo C = 8,4 $\mu$ F e U = 100 kV, tem-se que:

$$W = \frac{1}{2} 8,4 \times 10^{-6} \times (100 \times 10^3)^2 = 42 \text{ kJ}. \quad (91)$$

A maioria dos tubos de alta potência, como o tubo TH5188, deve ser capaz de resistir a arcos internos de até 50 joules de energia. Portanto, deve-se fazer um teste para assegurar que a energia dissipada no tubo durante um arco interno seja menor do que 50 joules. Cada fonte de potência do tubo, anodo ou grade, deve ser curto-circuitada através de um fio de cobre de 6 polegadas de comprimento com diâmetro de 0,255mm(30 AWG). Um teste semelhante deve ser feito da placa para a grade de blindagem para se certificar de que o tubo está devidamente protegido no caso de um arco entre a placa e a grade de blindagem. Um "spark gap" de proteção entre a grade de blindagem e o catodo é recomendável para que no caso de um arco entre a grade e o catodo, ele seja externo à estrutura do tubo. O fio permanecerá intacto se a energia dissipada for menor do que 50 joules. As conexões do tubo devem ser mantidas para que toda a energia (LeC) seja incluída durante o teste (Varian, 1986).

A quantidade de energia dissipada num arco durante uma falta para o girotron deve ser limitada ao valor de 10 joules. O resistor  $R_S$  (de alguns ohms) colocado em série com o coletor do girotron tem por finalidade dissipar a maior parte da energia durante um arco, protegendo dessa forma o girotron. O tempo de interrupção do tubo regulador deve ser tal que o valor de 10 joules de energia dissipada durante o arco não seja ultrapassado.

#### 5.5.4 - SISTEMAS AUXILIARES

Os sistemas auxiliares encontram-se esquematizados sob a forma de diagrama de blocos na Figura 10.

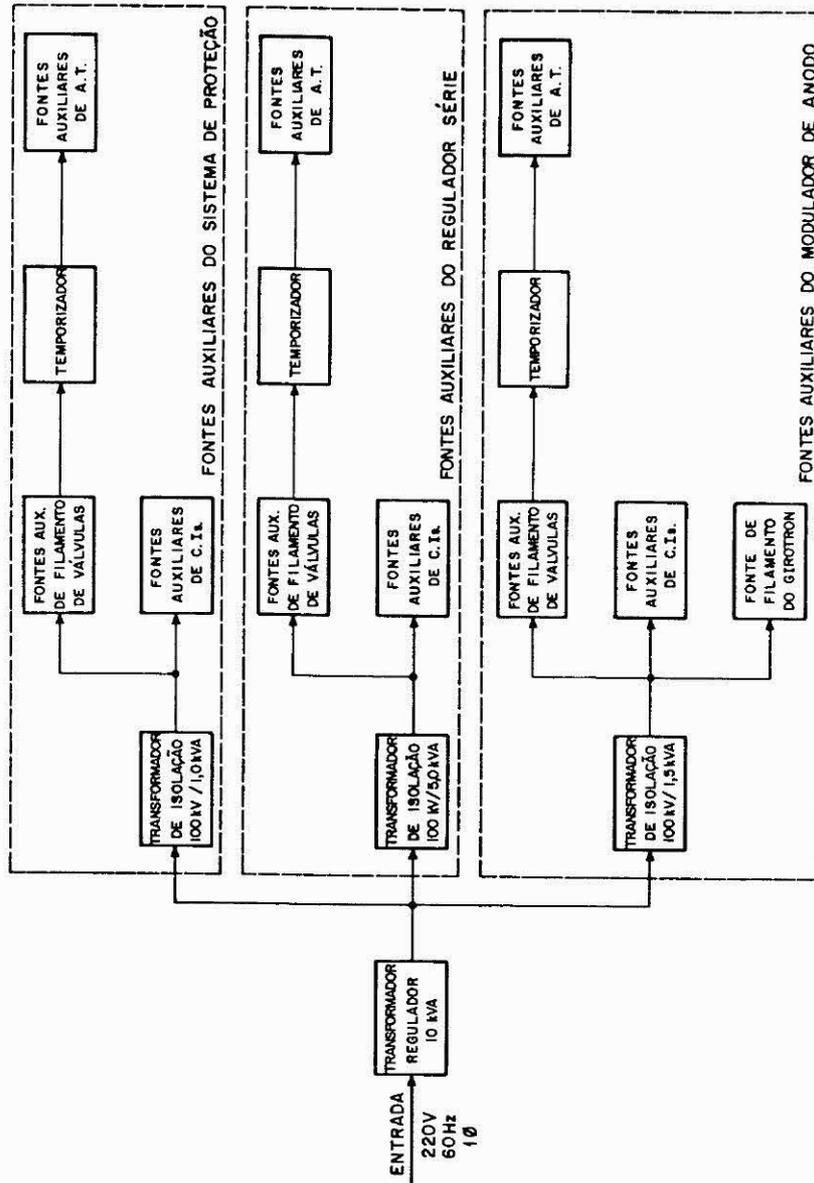


Fig. 10 - Diagrama de blocos dos sistemas auxiliares.

Compreendem basicamente as fontes auxiliares de tensão do modulador de anodo, girotron, regulador sêrie e sistema de proteção. Estas fontes auxiliares são destinadas ao suprimento de energia dos filamentos das válvulas e do girotron, circuitos integrados e amplificadores de controle. Elas são alimentadas a partir de 3 transformadores de alta isolamento (100 kV). O primeiro deles (1,0 kVA) conforme a Figura 10, alimenta as fontes auxiliares de tensão do sistema de proteção; o segundo (5 kVA) alimenta as fontes auxiliares de tensão do regulador sêrie e o terceiro (1,5 kVA), as fontes auxiliares de tensão do modulador de anodo e girotron. O uso de 3 transformadores de alta isolamento para a alimentação das fontes auxiliares deve-se ao fato de existirem 3 comuns de alta tensão com potenciais diferentes no circuito. Todo o sistema é alimentado a partir de um transformador regulador de 10 kVA que regula o nível de tensão de entrada 220V (monofásico, a.c.). Isto evita que danos aos filamentos das válvulas sejam provocados por bruscas variações de tensão da rede.

A fonte de filamento do girotron é uma fonte auxiliar de tensão estabilizada d.c. (0,5%). A regulação da fonte é conseguida através do uso de realimentação que torna o ganho do sistema estável. A tensão de saída da fonte é controlada de acordo com a tensão de referência a partir do sistema de monitoramento. Toda a comunicação de sinais (referência, monitoramento) entre a fonte de filamento e o lado de baixa tensão é feito através de pulsos de luz binários via fibras ópticas.

O temporizador indicado na Figura 10 atrasa o tempo de ligação das fontes auxiliares de alta tensão dos circuitos amplificadores de controle aproximadamente 15 minutos, pois este é o tempo necessário para o aquecimento dos filamentos das válvulas e do girotron.

#### 5.5.5 - SISTEMA DE MONITORAMENTO

O sistema de monitoramento (lado de baixa tensão) consiste nas interfaces ópticas de baixa tensão, no circuito pré-amplificador e de compensação do circuito regulador sêrie, nos equipamentos de diagnóstico e de controle do girotron, no módulo de controle da fonte de car

regamento do banco e no gerador de pulsos de disparo. Este gerador de pulsos possibilita que o modulador de tensão de feixe opere nos 3 modos seguintes:

1) Modo externo de operação

O modulador é disparado através de um pulso externo no caso de injeção de r.f. dentro do plasma.

2) Modo interno de operação

Os disparos são feitos de uma maneira repetida através de um relógio.

3) Operação de disparo único

Disparo normal.

## 5.6 - SISTEMA DE TRANSMISSÃO DE RADIOFREQUÊNCIA

O sistema de transmissão de r.f. compreende toda a linha de transmissão de onda guiada entre o girotron e a máquina de plasma. No sistema de transmissão são utilizados guias de ondas circulares sobredimensionados, devido à frequência e ao nível de potência exigido. Nestes guias sobredimensionados, há o aparecimento de outros modos indesejáveis, além do modo de oscilação principal ( $TE_{02}$ ) do girotron. Estes modos parasitas podem ser suprimidos através de um filtro de modos. Os conversores de modos são responsáveis pela conversão do modo  $TE_{02}$  no modo  $TE_{01}$ , que apresenta baixas perdas na transmissão, e pela conversão do modo  $TE_{01}$  no modo  $TE_{11}$  ou  $HE_{11}$ , que são os mais adequados para o aquecimento de plasmas. Acopladores direcionais de 4 acessos são colocados ao longo da linha para o monitoramento de r.f. transmitida e refletida. Maiores detalhes do sistema de transmissão parcial que está sendo desenvolvido para a caracterização do girotron do LAP/INPE podem ser obtidos em Castro (1987).

## 6 - CONCLUSÃO

O objetivo deste relatório foi descrever o projeto conceitual do circuito elétrico de disparo do girotron. Foram definidos os principais componentes básicos do circuito elétrico, como por exemplo o tubo regulador TH5188 e o tiratron CX1171 no sistema de proteção. Os esquemas básicos também encontram-se detalhados nas Figuras de 6 a 10. Portanto, a próxima etapa é o detalhamento do projeto conceitual do circuito elétrico de disparo. Então, deve-se partir para o projeto das interfaces ópticas (alta e baixa tensão), onde serão usados o transmissor e o receptor ópticos da H.P. (HFBR-1001 e HFBR-2001), que possuem pequenos tempos de chaveamento (da ordem de ns). Levando em conta os níveis de tensão de saída das interfaces ópticas de alta tensão, pode-se também partir para uma análise mais detalhada dos pontos quiescentes dos circuitos amplificadores de controle.

Uma análise mais apurada do circuito de pré-amplificação e de compensação indicado na Figura 8 poderá ser feita, considerando as capacitâncias parasitas do sistema empregado (regulador série ou modulador de anodo). Contudo, o erro obtido neste método pode ser grande devido à dificuldade, de prever as capacitâncias parasitas e os requisitos de carga do sistema. Daí a necessidade de construir módulos de fácil acesso de circuito impresso para o circuito de pré-amplificação e de compensação para que se possam promover rapidamente as alterações necessárias num teste prático.

Para isolamento e refrigeração dos tubos de alta potência empregados (CX1171, TH5188 e TH5186), devem-se construir tanques de óleo nos quais os tubos ficarão imersos. Cada tubo de alta potência deve possuir um tanque de óleo, em virtude de as tensões de seus catodos se encontrarem em potenciais diferentes.

O circuito elétrico deve ficar em "RACKs" adequadamente projetados para a sua sustentação, visto que os "RACKs" ficam em potenciais extremamente baixos para que o circuito não fique totalmente imerso em óleo, o que dificultaria a manutenção do sistema. Como os comuns

de alta tensão ( $0V'$ ,  $0V''$  e  $0V'''$ ) encontram-se em potenciais diferentes no circuito, deve-se projetar um "RACK" para cada respectivo sistema: regulador sêrie, modulador de anodo e proteçãõ. Logicamente, os sistemas auxiliares das respectivas partes do circuito devem permanecer distribuídos nos "RACKs" citados anteriormente, conforme se pode observar na Figura 10.

•

• •

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ANDREANI, R.; ANTONELLI, B.; COLLETI, A.; MARRA, A.; MIRIZZI, F.; PAPITO, P.; REA, S.; SASSI, M. 200 kW gyrotron power supply and protection system for the electron cyclotron resonant heating experiment, on THOR, CNR, MILANO. In: SYMPOSIUM ON FUSION TECHNOLOGY, 12. Julich, Germany FR. Sept. 13-17, 1982. *Proceedings*. Oxford, Pergamon Press, 1983, v. 1, p. 337-382.
- CAMPEN, G.L.; ENGLAND, A.C.; LORING, C.M.; WRIGHT, W.L. An electron cyclotron heating experiment on the ISX-B tokamak. In: SYMPOSIUM ON ENGINEERING PROBLEMS OF FUSION RESEARCH, 8. San Francisco, CA. Nov. 13-16, 1979. *Proceedings*. New York, NY. IEEE, 1979, p. 960-963.
- CASTRO, P.J. de. Técnicas de medidas para caracterização do girotron. A ser publicado.
- Compass Project. Abingdon, England, Culham Laboratory, 1984. (Report CR 83 - 240). (Rev. 2/84).
- HOSHINO, K.; YAMAMOTO, T.; KAWASHIMA, H.; SHIBATA, T.; SHIBUYA, T.; Design concepts and performance tests of the 60 GHz electron cyclotron heating (ECH) system for the JFT-2M tokamak. Tokaimura, Japan, Department of Thermonuclear Fusion Research, Naka Fusion Research Establishment, 1985. (JAERI-M 85-169).
- LORING, C.M.; EASON, H.O.; KIMREY, H.D.; WHITE, T.L. The gyrotron-an ECH system component. In: SYMPOSIUM ON ENGINEERING PROBLEMS OF FUSION RESEARCH, 9. Palmer House, Chicago, IL. Oct. 26-29, 1981. *Proceedings*. New York, NY. IEEE, 1981, v. 2, p. 2105-2108.
- NORTH, G.G. Design and test of a series switch/regulator system for a 40 kV, 80A, 10 ms, neutral-beam power supply. In: SYMPOSIUM ON ENGINEERING PROBLEMS OF FUSION RESEARCH, 7. Knoxville, TN. Oct. 25-28, 1977. *Proceedings*. New York, NY. IEEE, 1977, p. 1096-1099.
- REMSEM JUNIOR, D.B. Electron cyclotron pulse gyrotron power supply. In: SYMPOSIUM ON ENGINEERING PROBLEMS OF FUSION RESEARCH, 8. San Francisco, CA. Nov. 13-16, 1979. *Proceedings*. New York, NY. IEEE, 1979, p. 2179-2183.

VARIAN. *Introduction to gyrotrons*. Palo Alto, CA. 1982. Internal Report.

VARIAN. EIMAC DIVISION. *Water purity requirements in liquid cooling systems*. San Carlos, CA. 1977. (Application Bulletin, # 16). Catálogo.

VARIAN. EIMAC DIVISION. *Fault protection*. San Carlos, CA. 1986. (Application Bulletin, # 17). Catálogo.

## BIBLIOGRAFIA ADICIONAL

- BOWEN, N.; DOANE, J.; NEWMAN, W. 60 GHz ECRH system for the PPL PDX machine. In: SYMPOSIUM ON ENGINEERING PROBLEMS OF FUSION RESEARCH, 9, Palmer House, Chicago, IL. Oct. 26-29, 1981. *Proceedings*, New York, NY. IEEE, 1981, v. 2, p. 2122-2125.
- DEVORE, K.R. Design of an eight-megawatt series regulator. In: SYMPOSIUM ON ENGINEERING PROBLEMS OF FUSION RESEARCH, 7. Knoxville, TN. Oct. 25-28, 1977. *Proceedings*. New York, NY. IEEE, 1977, p. 1103-1104.
- FAULKNER, J.R. High voltage switch tubes for control of neutral beams. In: SYMPOSIUM ON FUSION TECHNOLOGY, 10. Padova, Italy, Sept. 4-9, 1978. *Proceedings*. Oxford, Pergamon Press, 1979, v. 1, p. 245-250.
- KORNEFF, T. Oscilloscope and its uses - Electronic regulated power supply. In: Introduction to Electronics. New York, NY. Academic, 1966. Cap. 14, p. 504-510.
- LEAVIT, G.A. A 40 kV, 25 ms neutral-beam power supply for TMX. In: SYMPOSIUM ON ENGINEERING PROBLEMS OF FUSION RESEARCH, 7. Knoxville, TN. Oct. 25-28, 1977. *Proceedings*, New York, NY. IEEE, 1977, p. 1093-1095.
- MONDINO, P.L.; SELIN, K.I. JET additional heating power supply and protection. In: SYMPOSIUM ON ENGINEERING PROBLEMS OF FUSION RESEARCH 7. Knoxville, TN. Oct. 25-28, 1977. *Proceedings*. New York, NY. IEEE, 1977, p. 1558-1563.
- RADIO CORPORATION OF AMERICA (RCA). *Application guide for RCA power tubes*. Lancaster, PA. 1981, (1CE-279B). Catálogo.
- REMSEM JUNIOR, D.B. Power systems for the doublet III 2MW ECH system. In: SYMPOSIUM ON ENGINEERING PROBLEMS OF FUSION RESEARCH, 9. Palmer House, Chicago, IL. Oct. 26-29, 1981. *Proceedings*. New York, NY. IEEE, 1981, v. 2, p. 2118-2121.
- RYDER, J.D. Power Supplies and filters, voltage regulators. In: Engineering Electronics. New York, NY. McGraw-Hill, 1957. Cap. 10, p. 355-360.

ZUBAIR, K.M.; RODINE, R.R. Development of a high voltage crowbar. In: SYMPOSIUM ON ENGINEERING PROBLEMS OF FUSION RESEARCH, 9. Palmer House, Chicago, IL. Oct. 26-29, 1981. *Proceedings*. New York, NY. IEEE, 1981, v. 1, p. 423-426.



IDENTIFICAÇÃO	TÍTULO				Circuito Elétrico de disparo do girotron.						
	AUTOR(ES)				ORIENTADOR						
	Jose Osvaldo Rossi										
	LIMITE				DEFESA						
— / — / —				— / — / —							
CURSO				ORGÃO							
DIVULGAÇÃO				EVENTO/MEIO							
<input checked="" type="checkbox"/> EXTERNA <input checked="" type="checkbox"/> INTERNA <input type="checkbox"/> RESTRIÇA											
<input type="checkbox"/> CONGRESSO <input type="checkbox"/> REVISTA <input type="checkbox"/> OUTROS											
NOME DO REVISOR				NOME DO RESPONSÁVEL							
ANDRÉ GUSTAVE TUSZEL				GERSON OTTO LUDWIG							
RECEBIDO		DEVOLVIDO		ASSINATURA		APROVADO		DATA		ASSINATURA	
16,03,87		17,03,87		<i>[Signature]</i>		<input checked="" type="checkbox"/> SIM <input type="checkbox"/> NÃO		7,8,87		<i>[Signature]</i>	
Nº		PRIOR.		RECEBIDO		OS AUTORES DEVEM MENCIONAR NO VERSO INSTRUÇÕES ESPECÍFICAS, ANEXANDO NORMAS, SE HOUVER					
101		1		4,5,87							
PÁG.		DEVOLVIDO		ASSINATURA							
78		4,5,87		<i>[Signature]</i>							
RECEBIDO		DEVOLVIDO		NOME DA DATILOGRAFA							
		— / — / —									
Nº DA PUBLICAÇÃO:				PÁG.:				AUTORIZO A PUBLICAÇÃO			
CÓPIAS:				Nº DISCO:				<input type="checkbox"/> SIM <input type="checkbox"/> NÃO — / — / —			
				LOCAL:							

OBSERVAÇÕES E NOTAS	
<p><u>Palavras chaves</u> - girotron          sistemas de aquecimento de plasmas          ressonância ciclotrônica eletrônica          fonte de potência de alta tensão</p> <p><u>Keywords</u> -          gyrotron.          plasma heating systems.          electron cyclotron resonance          high voltage power supply.</p> <p style="text-align: center;"><u>COM 6 (NTE).</u></p>	