

Este exemplar corresponde à edição final da tese
defendida por FERNANDO DA SILVA RAFAEL

Julgadora em 20/08/93 pela Comissão

[Assinatura]
Orientador

TESE DE MESTRADO

PROJETO, DESENVOLVIMENTO E CONSTRUÇÃO DE UMA FONTE PULSADA PARA POLARIZAÇÃO DE VÁLVULAS KLYSTRON

FERNANDO DA SILVA RAFAEL

ORIENTADOR: CARLOS RODRIGUES DE SOUZA
CO-ORIENTADOR: JOSÉ PISSOLATO FILHO

AGOSTO 1993

9401924
R121p

20535/BC

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

DEPARTAMENTO DE SISTEMAS E CONTROLE DE ENERGIA

**PROJETO, DESENVOLVIMENTO E CONSTRUÇÃO
DE UMA FONTE
DE ALTA TENSÃO PULSADA
PARA POLARIZAÇÃO DE VÁLVULAS KLYSTRON**

FERNANDO DA SILVA RAFAEL

ORIENTADOR: PROF. DR. CARLOS RODRIGUES DE SOUZA

CO-ORIENTADOR: PROF. DR. JOSÉ PISSOLATO FILHO

**Tese apresentada à Faculdade de
Engenharia Elétrica da Universidade
Estadual de Campinas como parte dos
requisitos para a obtenção do título de
Mestre em Engenharia Elétrica**

Campinas, agosto de 1993

Dedico este trabalho a meu pai, Sr Carlos Rafael, e à minha mãe, Sra Luzia da Silva Rafael, pela chance que me foi dada e por terem acreditado no meu potencial.

The chess board is the world, the pieces are the phenomena of the universe, the rules of the game are what we call the laws of nature.

- T.H. Huxler, in
Engine of Creation, of K. Eric Drexler

Agradecimentos

Desde o início das minhas atividades no Laboratório Nacional de Luz Síncrotron, quando iniciei o projeto do primeiro sistema de modulador do acelerador linear de elétrons para 50 MeV, sempre contei com apoio dos trabalhadores de diversas áreas desta instituição, que tornaram possível a conclusão do projeto, o qual é apresentado neste trabalho.

Agradeço em especial à direção do LNLS, pelo apoio oferecido de modo que este trabalho de tese pudesse ser concluído paralelamente às tarefas do Grupo de Eletrônica de Alta Tensão.

Não poderia deixar de agradecer algumas pessoas que sempre atuaram comigo no projeto: à Antônio Carlos de Lira, pela minha iniciação nas técnicas de eletrônica de controle, ao "mestre" José Apfelbaum, sempre experiente e participando de todos ensaios em alta tensão, à A. Ricardo D. Rodrigues e Carlos Roberto Scorzato, e aos demais membros do Grupo de Eletrônica de Alta Tensão. À Cláudio Pardine e Orlando Mamedi Jr, que atuaram no início do projeto e, finalmente, à Daniel Wisnivesky, Vice-Diretor da divisão de projeto do LNLS, responsável pela orientação e operacionalização do projeto, o braço direito sempre presente e disposto a oferecer sua contribuição positiva.

Ao Dr Carlos Rodrigues de Souza, meu orientador, e a José Pissolato Filho, co-orientador, agradeço pela disposição apresentada durante a redação deste trabalho, auxiliando sempre na direção a ser seguida e apontando eventuais erros e falhas de modo que o trabalho resultasse o melhor possível.

Finalmente, agradeço a José Antenor Pomilio, grande incentivador na conclusão deste trabalho e aos demais funcionários do LNLS, não citados nominalmente.

À minha esposa Marina, um agradecimento enorme pela compreensão e paciência demonstradas, principalmente no período final da redação deste trabalho.

Espero agora terminar a construção do segundo modulador e poder ver funcionando, num futuro próximo, o anel de armazenamento do LNLS. E, também, que este trabalho venha a servir como referência e consulta para futuros desenvolvimentos a serem realizados no LNLS, ou em outras instituições e que não seja apenas um trabalho acadêmico.

RESUMO

Descreve-se neste trabalho uma fonte de alta tensão, pulsada, destinada à alimentação de válvulas *klystrons*, amplificadoras de RF, do acelerador linear (LINAC) do Laboratório Nacional de Luz Síncrotron (LNLS). Este trabalho abrange o projeto, desenvolvimento e detalhes construtivos do equipamento. O sistema, chamado de modulador, fornece um pulso de 3 μ s de até 250 kV e 250 A, com estabilidade em tensão melhor que 1%. A topologia adotada baseia-se em um sistema conformador de pulsos composto por uma linha de retardo formada por elementos LC discretos. O processo de alimentação do sistema ocorre através de uma ressonância série, formada pela capacitância total da linha e por um indutor de alimentação. Este processo permite que a tensão contínua, presente na saída da fonte de alta tensão de entrada, seja dobrada sobre a linha de retardo. A estabilização do pulso de alta tensão de saída é conseguido através de alteração no fator de qualidade do circuito ressonante de alimentação, durante o ciclo de alimentação. A corrente máxima de alimentação é determinada pela impedância característica do circuito ressonante, enquanto que a corrente média drenada da rede é função da taxa de repetição dos pulsos, limitada em 33 Hz, que é máxima frequência de operação do acelerador linear de elétrons. Esta fonte tem sido utilizada por mais de 3 anos, produzindo pulsos de RF de 25 MW.

Abstract

A pulsed high voltage power supply, used for feeding a *Klystron* RF amplifier, in the Laboratório Nacional de Luz Síncrotron (LNLS) linear accelerator (LINAC) is described. The design, development, assembling and constructive details are included. The system, named modulator, provides a 3 μ s pulses of 250 kV and 250 A, with voltage stability better than 1%. The adopted topology is based on a pulse shaping system composed of a delay line using discrete LC elements. The charging of the delay line is achieved by a series resonance, consisting of its total capacitance and a charging inductor. This process permits to double the DC power supply voltage over the delay line. The stabilization of the output high voltage pulse is obtained when the charging is interrupted, according to a reference voltage, by abruptly decreasing the quality factor (De Qing) of this resonant circuit. The maximum charging current is determined by the characteristic impedance of the resonant circuit, while the average current, drained from the line, is a function of the repetition rate of LINAC, limited to 33 Hz. This power supply has been operating for more than 3 years producing 25 MW RF pulses.

ÍNDICE

CAPÍTULO - 1 - INTRODUÇÃO	1
CAPÍTULO - 2 - FONTES DE RADIAÇÃO SÍNCROTRON	7
2.1 - Radiação Síncrotron	8
2.1.1 - Introdução	8
2.1.2 - Alguns aspectos históricos da radiação síncrotron	9
2.1.3 - Propriedades quantitativas	9
2.2 - Aplicações da Radiação Síncrotron	10
2.2.1 - Litografia	10
2.2.2 - Biologia	11
2.2.3 - Medicina	12
2.2.4 - Química, cristalografia e física	12
2.3 - O Projeto do LNLS	14
2.3.1 - Acelerador linear de elétrons	16
2.4 - Sistemas de alimentação para estruturas aceleradoras	19
2.4.1 - Parâmetros fundamentais para projeto de um gerador de pulsos	19
2.4.2 - Circuitos básicos para geradores de pulsos	21
2.4.2.1 - "Hard-tubes pulser"	22
2.4.2.2 - "Line-Type Pulsers"	23
2.4.2.3 - Comparação dos dois tipos de pulsadores	27
2.5 - Sistemas moduladores utilizados em alguns aceleradores lineares	29
2.5.1 - Moduladores do "SLAC"	29
2.5.2 - Modulador do CBPF	30
2.5.3 - Moduladores do IEAv	30
2.5.4 - Modulador do LNLS	31
CAPÍTULO - 3 - LINHA FORMADORA DE PULSOS - LFP	36
3.1 - Introdução	37
3.2 - Sistemas de Conformação de Pulsos	37
3.2.1 - Linha de transmissão real	37
3.2.2 - Linha de transmissão ideal	38

3.2.2.1 - Influência do casamento de impedância no pulso	40
3.2.3 - Linha de transmissão com elementos discretos	42
3.2.3.1 - Tipos de células LC para linhas de retardo	43
3.2.3.2 - Parâmetros de uma linha de retardo discreta	44
3.2.4 - Determinação, através de simulação do número de elementos LC em uma linha de retardo	46
3.3 - Linha Formadora de Pulsos Construída no LNLS	53
3.4 - Conclusões	
 CAPÍTULO - 4 - SISTEMA DE ALIMENTAÇÃO DO MODULADOR	 66
4.1 - Introdução	67
4.2 - Fonte de Alimentação	67
4.2.1 - Topologia adotada	68
4.2.2 - Indutor de alimentação	70
4.2.3 - Teste de aceitação realizados na fonte de alta tensão	70
4.3 - Sistema de "De Qing" ou Estabilizador de Tensão	72
4.3.1 - Circuito de potência do "De Qing"	77
4.3.2 - Diodo de alimentação	83
4.3.3 - Divisor resistivo e comparador	84
4.4 - Conclusões	89
 CAPÍTULO - 5 - SISTEMA DE CHAVEAMENTO	 93
5.1 - Válvula <i>Thyratron</i>	94
5.2 - Alimentação dos Circuitos Auxiliares da Válvula	97
5.2.1 - Filamento	97
5.2.2 - Reservatório	98
5.2.3 - Grade-1	99
5.2.4 - Grade-2	100
5.2.5 - Grade equalizadora	101
 CAPÍTULO - 6 - TRANSFORMADOR DE PULSOS DE SAÍDA - TP	 104
6.1 - Introdução	105
6.2 - Circuito equivalente do transformador de pulso	105
6.3 - Resposta do transformador a um pulso retangular	107
6.3.1 - Resposta ao tempo de subida do pulso aplicado	107

6.3.2 - Resposta à parte plana do pulso aplicado	110
6.3.3 - Resposta ao tempo de descida do pulso aplicado	113
6.4 - Transformador de pulso do modulador do LNLS	118
6.5 - Medidas realizadas no transformador de pulsos do LNLS	120
6.6 - Análise dos parâmetros levantados para o TP do LNLS	123
6.7 - Conclusões	125
 CAPÍTULO - 7 - CIRCUITOS AUXILIARES DE PROTEÇÃO	 128
 7.1 - Introdução	 129
7.2 - Filtro de transitórios	129
7.2.1 - Montagem dos elementos do filtro de transitórios	130
7.3 - Circuito de fim de linha (EOL-CLIP)	131
7.3.1 Simulações para casos de curto circuito na <i>klystron</i>	132
 CAPÍTULO - 8 - CONCLUSÕES FINAIS	 139
 ADENDO - I - MODULADOR DE MÉDIA POTÊNCIA	 144
 ADENDO - II - ESQUEMAS ELÉTRICOS DO MODULADOR DO LNLS	 151

SÍMBOLOS MAIS IMPORTANTES UTILIZADOS

c	: Velocidade da luz
C	: Capacitância por unidade de comprimento
C_1	: Capacitância parasita do primário do TP
C_2	: Capacitância parasita do secundário do TP
C_d	: Capacitor do divisor de tensão do "De Qing"
C_d'	: Último capacitor do divisor de tensão do "De Qing"
C_n	: Enésimo capacitor que forma uma linha de retardo discreta
C_t	: Capacitância total da linha formadora de pulsos
$d\tau$	: Diferencial do tempo
e	: Carga do elétron
$e(t)$	: Grandeza de saída de uma equação diferencial
E	: Energia da partícula (elétron)
f_c	: Frequência de corte do divisor de tensão do "De Qing"
g	: Ganho em regime permanente
G	: Condutância por unidade de comprimento
$G(p)$	: Relação de transferência do TP, para análise da resposta ao tempo de subida de um pulso aplicado
$i_f(t)$	: Corrente de alimentação da linha formadora de pulsos
i_{LFP}	: Corrente pela linha de retardo
$i_{RD}(t)$	: Corrente no secundário do transformador de alimentação
I	: Potência irradiada por unidade de tempo, por elétron movendo-se em caminho arbitrário
I_m	: Corrente de magnetização da indutância L_1'
I_2'	: Corrente que circula por R_2 , no final do pulso aplicado sobre o TP
I_p	: Corrente de pico de alimentação da LFP
I_{ps}	: Corrente de pico, no secundário do transformador de alimentação
K	: Fator de acoplamento entre espiras do TP
L	: Indutância medida no primário do TP
L_1	: Indutância de dispersão do primário do TP
L_2	: Indutância de dispersão do secundário do TP
L_1'	: Indutância de magnetização do primário do TP
L_2'	: Indutância de magnetização do secundário do TP
L	: Indutância por unidade de comprimento
L_f	: Indutância do circuito de alimentação da LFP
L_n	: Enésimo indutor que forma uma linha de retardo discreta
L_m	: Indutância mínima para um regime crítico de um circuito RLC

m_e	: Massa de repouso do elétron
m	: Relação de espiras do TP
P_R	: Potência dissipada no resistor de "De Qing"
P_{Rd}	: Potência dissipada nos resistores do divisor de tensão do "De Qing"
p	: Momento da partícula (elétron)
Q	: Fator de qualidade do circuito de carga da LFP
r_f	: Perdas por corrente de Foucault no núcleo do TP
r_h	: Perdas devido a histerese no núcleo do TP
$\underline{r}(t)$	: Caminho arbitrário percorrido pela partícula (elétron)
R	: Resistência por unidade de comprimento
R_a	: Raio de curvatura do anel de armazenamento
R_d	: Resistor do divisor de tensão do "De Qing"
R_d'	: Último resistor do divisor de tensão do "De Qing"
R_{Lf}	: Resistência ôhmica do enrolamento do indutor de alimentação
R_N	: $r_f + r_h$
R_p	: Resistência paralela ao indutor de alimentação
R_1	: Resistência ôhmica do primário do TP
R_2	: Resistência ôhmica do secundário do TP
s	: Grandeza de entrada de uma equação diferencial
v	: Composição alternada e contínua de uma tensão
$\underline{v}$	: Velocidade instantânea da partícula (elétron)
V_d	: Máxima tensão sobre cada célula do divisor de tensão do "De Qing"
V_{LFP}	: Tensão sobre a linha de retardo
V_o	: Tensão contínua na saída da fonte de alta tensão
V_{RMSY}	: Tensão eficaz no enrolamento em estrela da fonte de alta tensão
$V_{RMS\Delta}$	: Tensão eficaz no enrolamento em triângulo da fonte de alta tensão
$ X_L $	: Módulo da reatância indutiva do indutor de alimentação
W_o	: Período de um ciclo de alimentação da LFP
Z_o	: Impedância característica de uma linha de retardo
Z_c	: Impedância característica de carga
δ	: Tempo de trânsito numa linha de retardo
Δx	: Elemento de comprimento de uma linha de transmissão
γ	: $C_2 m^2$ - Capacitância do secundário do TP, refletida ao primário
λ_c	: Comprimento de onda crítico do anel de armazenamento
θ	: Duração do pulso aplicado ao TP
ρ	: R_2/m^2 , resistência do secundário do TP, refletida ao primário
τ	: Duração de um pulso produzido por uma linha de retardo
τ_f	: Constante de amortecimento da corrente pelo "De Qing"

- ω : Frequência própria de um regime não amortecido
- ω_r : Frequência natural de oscilação, em resposta ao tempo de subida de um pulso aplicado ao TP
- ω_f : Frequência natural de oscilação, em resposta ao tempo de descida de um pulso aplicado ao TP
- ζ : Fator de amortecimento
- ζ_r : Fator de amortecimento, em resposta ao tempo de subida de um pulso aplicado ao TP
- ζ_f : Fator de amortecimento, em resposta ao tempo de descida de um pulso aplicado ao TP
- $\frac{V_2(p)}{mE}$: Função de transferência do TP, para análise da resposta da parte plana de um pulso aplicado

CAPÍTULO - 1

INTRODUÇÃO

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO

O objetivo deste trabalho é apresentar o projeto, desenvolvimento e construção de uma fonte de corrente e tensão pulsada, destinada à polarização de válvulas *klystrons*, amplificadoras de RF^[1,1]. A utilização desta fonte é justificada pela necessidade da construção de um acelerador linear (LINAC), usado como injetor do anel de armazenamento de elétrons do Laboratório Nacional de Luz Síncrotron (LNLS).

O LNLS foi criado com o propósito de projetar, construir e operar uma fonte de radiação na faixa do ultravioleta de vácuo e Raios X. O projeto consiste de dois tipos de aceleradores, um onde os elétrons são armazenados e mantidos em uma órbita fechada, no interior de câmaras metálicas sob ultra-alto-vácuo, e o outro é um acelerador linear, formado por um conjunto de quatro estruturas aceleradoras e um canhão de elétrons, que é a fonte do feixe a ser acelerado.

A primeira fase do LINAC foi concluída no final de 1989, quando o primeiro feixe foi acelerado por duas estruturas aceleradoras alimentadas por, pulsos de radiofrequência de 25 MW, sendo 12,5 MW para cada estrutura.

A radiofrequência que alimenta estas estruturas é gerada em um oscilador de baixa potência de estado sólido, de alta estabilidade. Após convenientemente pré-amplificado, este sinal é elevado em potência por uma válvula *klystron*, operando em regime pulsado, com suas principais características apresentadas na Tabela 1.1. A polarização desta válvula é conseguida através de um sistema chamado modulador que, em sincronismo com o disparo do canhão de elétrons, fornece um pulso de tensão de 250 kV, aplicado diretamente sobre o catodo da válvula.

Para garantir uma baixa dispersão na energia final dos elétrons na saída do acelerador, é necessário que sejam cumpridas algumas exigências características do projeto na construção do sistema do modulador, quais sejam:

- a) pulso de tensão com largura fixa e amplitude ajustável, sincronizado por um sistema de relógio central.
- b) estabilidade da tensão de saída, pulso a pulso, com variação menor que 1%, face a perturbações externas na rede de alimentação.
- c) baixo fator de ondulação na parte plana do pulso, exigindo-se também uma variação menor que 1%.
- d) dado que o sistema operar em regime pulsado, deve demandar da rede de alimentação uma corrente média baixa.

Definição do tipo		
Klystron amplificadora modelo	TV - 2015B6	
Fabricante	Thomson - CSF	
Número de cavidades	5	
Tipo de focalização	Por solenoide	
Conexões		
Saída de RF	Guia de ondas WR 284	
Entrada de RF	Cabo coaxial tipo N : UG 22 D/U	
Bomba iônica	cabo coaxial tipo HN : UG 496/U	
Refrigeração		
Corpo e janela	Circulação de água	
Coletor	Vaporização de água	
Condições de funcionamento		Condições limites
Frequência de operação	2.856	MHz
Potência de pico de saída	25	MW
Potência média de saída	25	kW
Tensão de catodo (pico)	265	kV
Corrente de catodo (pico)	260	A
Pervéance	1,75	$\mu\text{A}/\text{V}^{3/2}$
Tensão de alimentação do filamento	28	V
Corrente de alimentação do filamento	28	A
Corrente pela bomba iônica	50	μA

Tabela 1.1 - Principais características da *klystron* TV 2015B6

Este modulador, além de protótipo, é também o primeiro elemento do conjunto de dois moduladores que alimentarão as quatro estruturas aceleradoras do injetor do LNLS.

A Figura 1.1 mostra o bastidor onde estão montados o sistema de controle, os circuitos auxiliares e as placas de comunicação do modulador com o computador central.

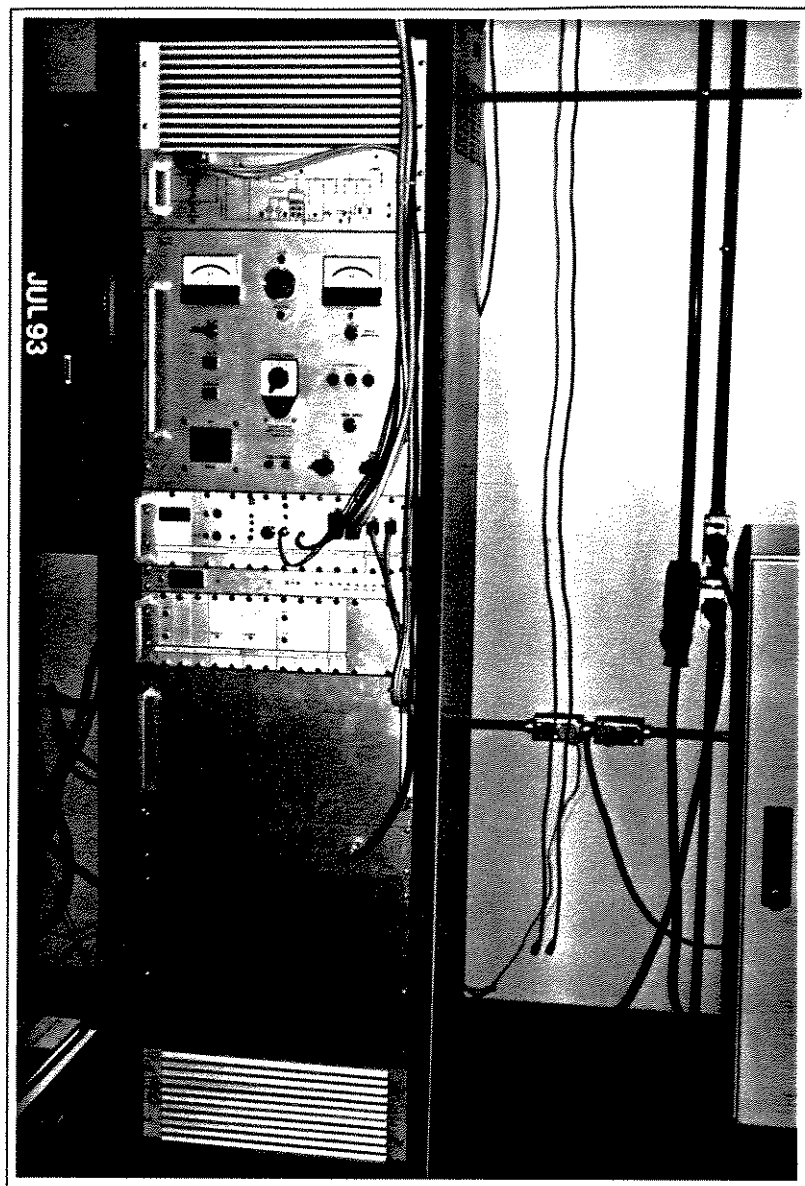


Figura 1.1 - Vista do bastidor de controle do sistema do modulador.

A topologia comumente empregada para este tipo de gerador de pulsos, também apresentada neste trabalho, baseia-se na utilização de uma linha formadora de pulsos (LFP), constituída por elementos capacitivos e indutivos convenientemente dispostos, formando uma linha de retardo.

A alimentação desta LFP é feita através de um sistema ressonante série que, além de garantir a operação com baixa corrente média, permite que a fonte de alta tensão que alimenta o sistema seja dimensionada para a metade da tensão total sobre a LFP. A Figura 1.2, mostra a topologia empregada na construção do modulador do LNLS.

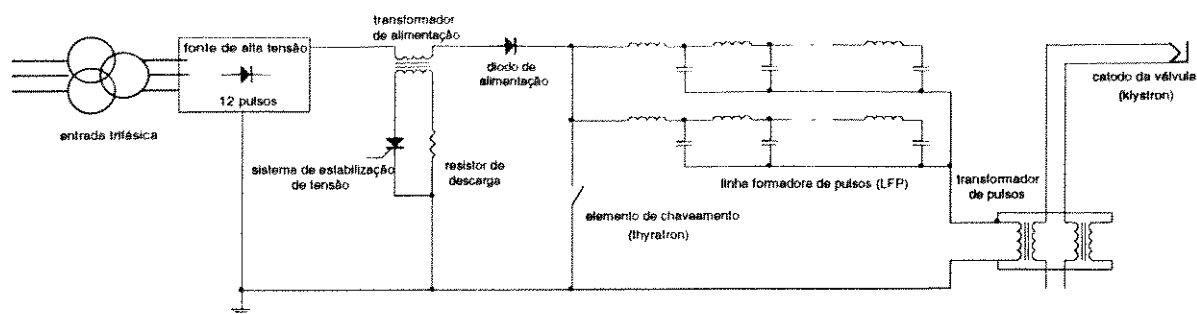


Figura 1.2 - Topologia adotada para o modulador do LNLS

A divide-se a LFP em duas linhas para diminuir a corrente em cada capacitor que as formam, permitindo trabalhar com o dobro da impedância da carga (válvula *klystron*) em cada delas.

A estabilização da tensão sobre a LFP é conseguida através do processo de ressonância série, estabelecido pelo circuito formado pela capacitância total da LFP e a indutância do transformador de alimentação, que inicialmente apresenta um alto fator de qualidade (Q). Em um instante determinado, através do tiristor que também forma o sistema de estabilização de tensão, este Q é diminuído, desviando a corrente de alimentação da LFP para o resistor de descarga do mesmo sistema, onde é dissipada. Este processo de estabilização pode ser realizado tão logo a tensão sobre a LFP se torne maior que a tensão da fonte.

O transformador de pulsos, nesta topologia adotada, permite o casamento de impedâncias entre o gerador (LFP) e a válvula *klystron*.

Outra vantagem na utilização do transformador de pulsos está na compatibilização dos níveis de tensão requerido pela válvula (250 kV) e a tensão de operação dos demais componentes (LFP, fonte de alta tensão e elemento de chaveamento), cujo valor máximo é de 50 kV. Sem a utilização do transformador de pulsos, o chaveamento do sistema, realizado por uma válvula *thyatron*, tornar-se-ia mais difícil, devido ao nível de tensão que seria necessário aplicar ao catodo da *klystron*. Também através do transformador de pulsos é explorada a possibilidade de alimentação do filamento de aquecimento do catodo da válvula *klystron*, que se encontra em alta tensão.

A máxima corrente que flui pelo elemento de chaveamento é definida pelo quociente da tensão máxima de alimentação da LFP pela soma da impedância oferecida pela carga (*klystron*), refletida ao primário, com a impedância da própria LFP. Estas impedâncias são feitas iguais para evitar reflexões do pulso.

Neste trabalho são feitas, também, análises numéricas para a determinação do número ótimo de elementos LC que formam a LFP, e para determinação da influência do casamento de impedâncias sobre a forma de onda do pulso de saída.

Também é feita uma análise semelhante para o processo de alimentação da LFP, mostrando a correlação entre os elementos do circuito.

Foi feito um modelo matemático para o transformador de pulsos, visando mostrar a influência dos elementos reais e parasitas em um pulso retangular aplicado. Após a determinação dos parâmetros do transformador utilizado no modulador do LNLS, são apresentados os resultados da aplicação de um pulso retangular, para verificação da validade do modelo proposto.

Ao longo deste trabalho são apresentados e discutidos outros aspectos do desenvolvimento e construção desta fonte pulsada, como por exemplo os desenvolvimentos de componentes utilizados em alta tensão.

No Capítulo 2 faz-se uma descrição da radiação síncrotron, sua importância atual e algumas de suas aplicações. Também é feita uma discussão inicial do modulador que foi implementado. Os demais sistemas que o constituem são discutidos nos capítulos seguintes mostrando suas implementações e os resultados obtidos.

Referências

- [1.1] Remy, M. A.
Tese de Mestrado, Projeto e Desenvolvimento do Sistema de Microondas para o Acelerador Linear de Elétrons do LNLS
Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP - FEE - DMO - 1993

CAPÍTULO - 2

FONTES DE RADIAÇÃO SÍNCROTRON

CAPITULO 2 - FONTES DE RADIAÇÃO SÍNCROTRON

2.1 - RADIAÇÃO SÍNCROTRON

2.1.1 - Introdução

Radiação síncrotron é uma radiação eletromagnética emitida por partículas carregadas aceleradas, movendo-se com velocidade relativística. Os aceleradores e anéis de armazenamento são capazes de possibilitar que partículas carregadas, elétrons e pósitrons, alcancem velocidade suficientemente próxima à velocidade da luz forneçam radiação síncrotron com altíssima intensidade, a qual tem sido cada vez mais utilizada na indústria, medicina, biologia e pesquisas nos diversos campos de conhecimento. A radiação síncrotron também pode ser produzida por bétatrons ou em qualquer magneto defletor de um equipamento contendo um feixe de partículas eletricamente carregadas. A denominação desta radiação originou-se do fato de que a primeira observação da mesma foi feita no General Electric Synchrotron, em Schenectady (EUA) em 1946. Porém, algumas vezes também é conhecida como "Magnetron Bremsstrahlung"^[2.1].

As características mencionadas a seguir mostram as propriedades que tornam a radiação síncrotron uma das mais poderosas fontes para espectroscopia com fótons de energia acima da correspondente ao espectro da luz visível:

- a) espectro contínuo desde o infra vermelho até a região de Raios X;
- b) colimação da radiação emitida na direção instantânea do vôo da partícula emissora (dispersão angular da ordem de 1 mrad);
- c) polarização linear com vetor do campo elétrico paralelo para plano da órbita;
- d) polarização circular acima e abaixo do plano da órbita;
- e) estrutura de tempo com pulsos de largura abaixo de 100 ps;
- f) domínio sobre os cálculos de todas as propriedades da fonte;

A radiação síncrotron pode ser superada em luminosidade espectral por qualquer fonte de laser de alta potência, pois, enquanto o laser tem toda sua potência concentrada numa estreita faixa espectral, a radiação síncrotron cobre um amplo espectro. Porém, é possível aumentar-se a luminosidade da radiação síncrotron em determinadas energias através de uso de dispositivos especiais, como onduladores.

2.1.2 - Desenvolvimento histórico da radiação síncrotron

Ivanenko e Pomeranchuk (1944) e mais tarde Schwinger (1946) foram os primeiros a formular a aplicação da teoria da radiação síncrotron para aceleradores de partículas circulares, cuja origem remonta ao fim do século 19, quando Lienard and Schott (1898 - 1907) mostraram que um elétron movendo-se em uma órbita circular é uma forte fonte de radiação eletromagnética. As primeiras observações experimentais da radiação síncrotron são discutidas no trabalho de Baldwin, apresentado na revista *Physics Today*, em 1975. Blewett foi o pioneiro nos experimentos com a radiação síncrotron. Em 1946 ele mediu a perda de energia devido a radiação síncrotron em um betatron, observando uma contração de órbita. Porém, Blewett procurou pela emissão na região de micro ondas, sem sucesso. Um ano mais tarde, Floyd Haber, trabalhando com um dos primeiros síncrotrons de 70 MeV da General Electric, foi o primeiro a "ver" a radiação síncrotron com o auxílio de um espelho. Esta observação foi corretamente explicada por Elder e outros em 1947. Os desenvolvimentos e estudos sobre radiação síncrotron continuam nos dias de hoje, principalmente com a construção de novas gerações de máquinas.

2.1.3 - Propriedades quantitativas

A dedução da equação fundamental que descreve a emissão da radiação síncrotron pode ser encontrada em livros didáticos de eletrodinâmica. A Eq. (2.1) mostra a potência I irradiada por unidade de tempo por um elétron movendo-se em trajetória descrita por $\underline{r}(t)$, com velocidade $\underline{v}$, momento $\underline{p}$ e energia E :

$$I = \frac{2 \cdot e^2}{3 \cdot m_e^2 \cdot c} \left[\left(\frac{d}{d\tau} \underline{p} \right)^2 - \frac{1}{c^2} \left(\frac{d}{d\tau} E \right)^2 \right] \quad (2.1)$$

Onde:

- $d\tau$: diferencial do tempo
- e : carga do elétron
- m_e : massa de repouso do elétron

A energia é definida por:

$$E = \gamma_s \cdot m_e \cdot c^2 \quad (2.2)$$

Logo, tira-se

$$\gamma_s = \frac{E}{m_0 c^2}$$

Para o cálculo do comprimento de onda crítico da radiação emitida em função de γ_s tem-se a seguinte relação:

$$\lambda_c = \frac{4 \cdot \pi \cdot R_a}{3} \gamma_s^{-3} \quad (2.3)$$

onde R_a é o raio de curvatura da partícula, dado por:

$$R_a = \frac{E}{ecB} \quad (2.4)$$

B é o campo magnético no qual a partícula está imersa.

2.2 - APLICAÇÕES DA RADIAÇÃO SÍNCROTRON

A radiação síncrotron (ou simplesmente luz síncrotron), tem aplicações de acordo com o comprimento de onda selecionado, isto é, de acordo com a energia dos fótons^[2.2].

Algumas destas aplicações são apresentadas na Tabela 2.1, e discutidas a seguir:

2.2.1 - Litografia

Atualmente um dos maiores obstáculos para a produção de componentes eletrônicos (chips) de alta integração são as limitações do processo de litografia; Litografia é a gravação do circuito desejado sobre um material semicondutor, utilizando-se luz visível ou ultravioleta. Em uma memória DRAM de 16 megabits, as dimensões dos componentes eletrônicos são da ordem de dois décimos de micron, isto é, dois décimos milésimo de milímetro.

Uma das técnicas possíveis para a produção de circuitos eletrônicos com alto grau de integração, necessários para os "chips" multimegabit, é a fotolitografia de Raios X. A utilização de Raios X ao invés da luz visível ou ultravioleta, reduz os efeitos de difração, que são significativos para as dimensões comparáveis às do comprimento de onda da luz visível. Assim com os Raios X consegue-se construir

componentes eletrônicos de dimensões submicron.

A pesquisa em microlitografia envolve também o desenvolvimento de máscaras, compostas por uma membrana fina, mas estruturalmente forte, transparente aos Raios X, e um material que absorve os Raios X, depositado sobre a membrana. Os Raios X que passam através da membrana transmitem o diagrama do circuito eletrônico a um material polimérico, sensível à luz, depositado sobre a superfície do silício.

Por seu fantástico impacto em toda área de informática, esta tecnologia tem sido desenvolvida pelos países líderes neste setor, onde as indústrias constroem laboratórios síncrotron para seu uso exclusivo.

2.2.2 - Biologia

Há pouco mais de um quarto de século, em Cambridge, Inglaterra, foi usada a cristalografia de Raios X para determinar a estrutura molecular das proteínas hemoglobina e mioglobina. A determinação da estrutura molecular do DNA, de importância vital para a biologia molecular e engenharia genética, também foi feita usando-se informações obtidas através da difração de Raios X.

A microscopia de Raios X é outra técnica extremamente promissora para investigações biológicas, e substituirá com vantagens a microscopia eletrônica, pois permite o estudo de espécimens "in vivo". Por exemplo, células de dimensões de 1 a 3 micrometros não podem ser observadas por microscopia de luz visível. Para serem estudados por microscopia eletrônica, os espécimens devem ser desidratados, cortados, tingidos e colocados em alto vácuo. Um microscópio de Raios X permite que a amostra seja mantida em seu estado natural, úmido, e na atmosfera.

Além das aplicações da microscopia de Raios X, ainda em desenvolvimento, pode-se diferenciar, no estudo da biologia, três outras áreas onde a luz síncrotron pode e tem contribuído para o estudo de materiais orgânicos. Na escala de dez a cem nanometros, tem-se a membrana celular, o fluído bidimensional que "encapsula" a célula. Os anéis de armazenamento, por produzirem Raios X de alta intensidade, viabilizam uma série de estudos estruturais neste nível. Pesquisas nesta área são ativamente realizadas em vários laboratórios do mundo.

Na escala de cinco a quinze nanometros, estão os grupos funcionais que compõem a membrana celular. As imunoglobinas situam-se também nesta escala.

Finalmente, entre dois a cinco nanometro, encontram-se as enzimas, os portadores de carga e o RNA.

Em todas estas escalas, a luz síncrotron permite estudos que não podem ser

levados a cabo com fontes convencionais de Raios X.

Ainda em biologia, pode-se citar a cristalografia de proteínas, de grande importância para a indústria farmacêutica e a técnica de EXAFS (Extended X ray Absorption Fine Structure), que, a nível atômico ou molecular, determina a estrutura local das ligações de um átomo.

2.2.3 - Medicina

Atualmente, o exame clínico mais eficaz para determinar lesões coronárias é o arteriograma invasivo, um exame caro e de alto risco. A intensidade e sintonizabilidade da luz síncrotron permitem uma alternativa não invasiva, que já foi testada em seres humanos. Apenas uma pequena dose de elemento de contraste é injetada e são tiradas, então duas radiografias, com Raios X de comprimento de onda, respectivamente, maior e menor do que o limiar de absorção do contrastante. Por um processo de subtração e construção digital é possível obter imagens muito superiores às da técnica convencional, com risco bastante menor para o paciente.

2.2.4 - Química, cristalografia e física

À medida que as necessidades da indústria química crescem, por exemplo no campo da síntese de novos materiais catalizadores, torna-se necessário conhecer, com maiores detalhes, como as propriedades atômicas influenciam o comportamento destes materiais. A luz síncrotron oferece um poderoso instrumento de análise de materiais, permitindo rápidos progressos nesta área.

Nas áreas da física e da cristalografia, as aplicações da luz síncrotron são numerosas, sendo que mais de 50% dos usuários dos laboratórios de luz síncrotron são físicos e químicos, que trabalham com técnicas tais como a de fotoemissão para o estudo dos níveis de estrutura eletrônicas de metais e semicondutores, além do estudo do papel de moléculas absorvidas em superfícies dinâmicas de reações químicas, de interesse para toda a indústria de química fina, petroquímica, e controle de poluição. Há ainda outras aplicações a problemas complexos como os processos dinâmicos das trocas de energia entre radiação e matéria no interior de metais e semicondutores.

Comprimento de onda (Å)	Energia dos fótons eV	Biologia	Química	Física	Tecnologia
1.000	0.1 Infravermelho			Estrutura eletrônica	Métodos de espectroscopia
	1 Visível		Catálise	Física da matéria condensada	Ótica de precisão
	10 Ultravioleta				
100	100 Ultravioleta de vácuo	Bioquímica Biofísica	Fotoquímica Espectroscopia para análise química	Estrutura de superfície	Padrões de calibração e medidas
	1 k Raios X Moles	Microscopia de UV e Raios X		Física atômica e molecular	Microscopia de Raios X
	10			Espectroscopia	
1	10 k Raios X Duros		Danos de radiação	Fotoionização	Desenvolvimento de aceleradores
		Radiografia		Cristalografia	Pesquisa de materiais
				Espalhamentos de Raios X	
0.1	100 k Raios Gamas	Estrutura de moléculas complexas	Análise de traços	Difração de Raios X	

Tabela 2.1 - Aplicações da luz síncrotron

2.3 - O PROJETO DO LNLS

Está sendo construído, em Campinas-SP, um anel de armazenamento para a produção de radiação síncrotron na faixa de ultra violeta de vácuo e Raios X moles. O anel será uma fonte dedicada, com características determinadas pelas especificações dos usuários, e com soluções de problemas tecnológicos patrocinados por orçamentos afetados pelos problemas econômicos do país^[2,3].

As recomendações básicas para o projeto desta máquina são:

- o comprimento de onda crítico da radiação emitida pelos magnetos defletores deve ser da ordem de 10 Å.
- a rede magnética deve conter grandes seções retas para acomodar dispositivos de inserção tais como "*wigglers*" de alto campo magnético,
- os componentes magnéticos devem ser do tipo conservativo,
- a rede deve conter um número pequeno de magnetos,
- baixa sensibilidade a erros na rede magnética, bem como suficiente flexibilidade para outros modos de operação e ainda capacidade de correção devida aos efeitos causados pelos dispositivos de inserção,
- permitir injeção a baixa energia (100 - 200 MeV) proveniente de um injetor de elétrons tipo LINAC,
- um longo período de vida (10 horas) para o feixe armazenado,

A solução proposta e em desenvolvimento no LNLS consiste na utilização de uma rede magnética "Chasman-Gren" composta por seis superperíodos simétricos, cada um com dois magnetos defletores. Para uma energia dos elétrons de 1,15 GeV, esta rede tem como comprimento de onda crítico $\lambda_c = 10 \text{ Å}$, permitindo ainda seis seções retas de quatro metros de comprimento com dispersão zero, onde podem ser montados dispositivos de inserção.

Cada superperíodo é composto de 2 magnetos defletores retangulares com campo magnético de 1.4 Tesla, com ângulo de deflexão de 30 graus, separados por dois quadrupolos magnéticos focalizadores horizontais, suficientes para manter a função dispersão menor do que um metro na seção dispersiva.

A Figura 2.1 mostra o esquema geral do anel de armazenamento do LNLS, enquanto na Tabela 2.2 constam suas principais características.

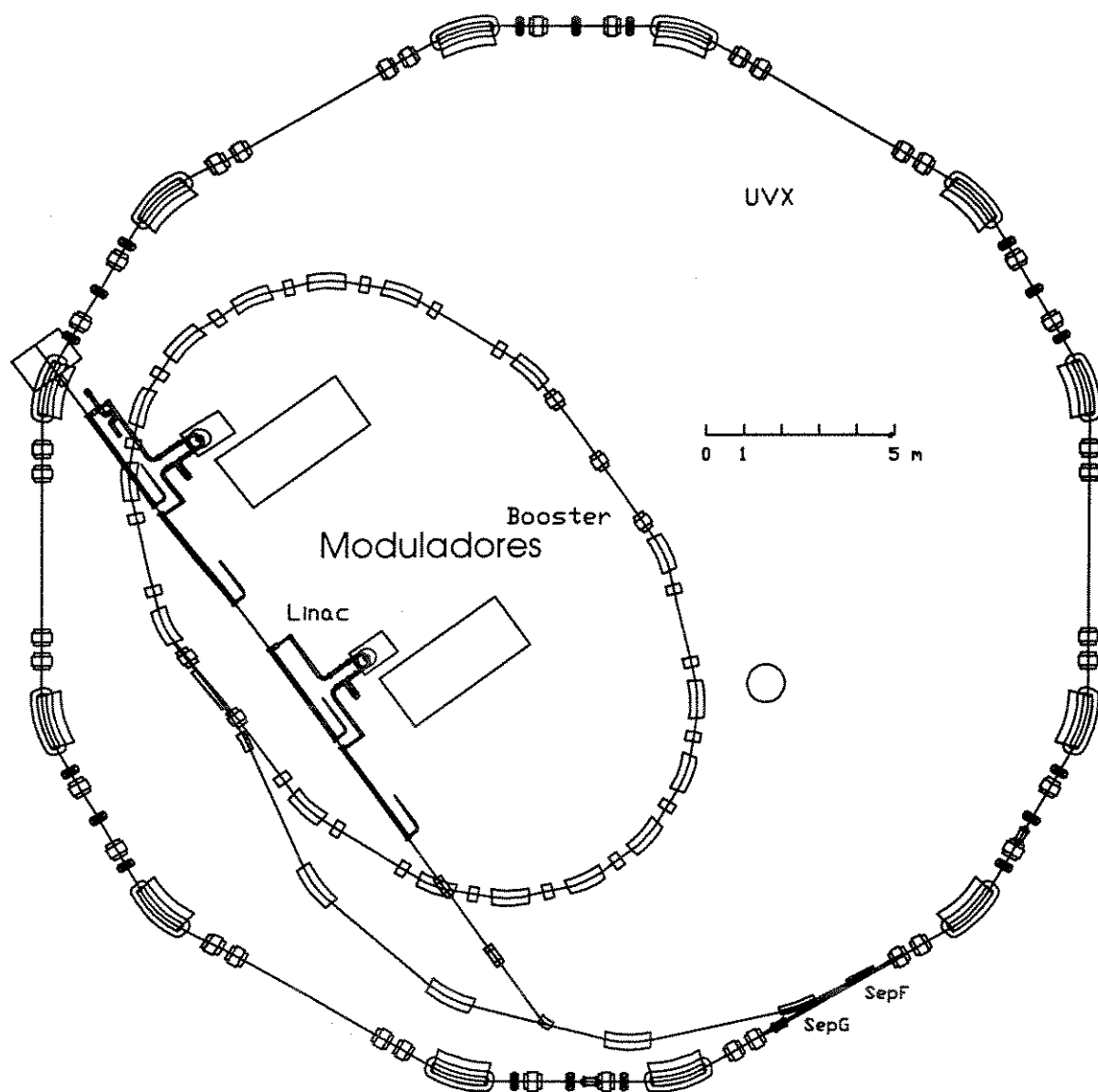


Figura 2.1 - Anel de armazenamento do LNLS

Energia final de armazenamento	1,15	GeV
Energia de injeção	0,1	Gev
Corrente nominal	100	mA
Circunferência do anel	87,828	m
Rede magnética	CG - 6	Superperíodo
Frequência de revolução	3413,4	kHz
Frequência de RF	500	MHz
Comprimento da seção reta de inserção	3,98	m
Comprimento disponível para dispositivo de inserção	2,8	m
Dipolos		
Raio de curvatura	2,735	m
Campo de curvatura	1,4	Tesla
Número de elementos	12	
Quadrupolos		
Gradiente máximo	10,57	Tesla/m
Número de famílias	3	
Número de elementos	36	
Sextupolos		
Intensidade máxima	460	Tesla/m ²
Número de famílias	4	
Número de elementos	42	

Tabela 2.2 - Principais parâmetros do anel do LNLS (UVX)

2.3.1 - Acelerador linear de elétrons

O acelerador linear (LINAC) construído no LNLS será o injetor de elétrons para o anel de armazenamento que atualmente encontra-se em construção. Para o projeto, adotou-se o padrão de aceleradores de ondas caminantes, usando duas estruturas do tipo empregado no acelerador norte americano Stanford Two-Miles Linear Accelerator, de disco carregado e gradiente constante, operando na frequência de 2856 MHz, tendo em vista a grande performance conseguida neste projeto, internacionalmente reconhecido^[2,4].

A Tabela 2.3 mostra os principais parâmetros do acelerador linear montado no LNLS.

Energia de saída	50	Mev
Corrente do macropulso	200	mA
Largura do pulso	200	ns
Taxa de repetição (faixa)	0,5 - 33	Hz
Tensão de alimentação do canhão (máxima)	80	kV
Corrente de canhão (máxima, de pico)	1,0	A

Tabela 2.3 - Principais parâmetros do LINAC do LNLS

A fonte de elétrons para este LINAC é um canhão triodo tipo Pierce, associado a bobinas defletoras, lentes magnéticas e uma cavidade pré agrupadora.

O sistema de radiofrequência para a aceleração dos elétrons é constituído de três estágios: o primeiro é o estágio gerador de RF, 2856 MHz de alta estabilidade em estado sólido, base de todo o sistema. O segundo constitui-se de um pré amplificador de 1 kW, pulsado (Adendo I), e, por último, um sistema amplificador de 65 MW, também pulsado, fornecendo uma potência de saída RF de 25 MW, durante 3 μ s. Este sistema amplificador é denominado modulador cujo projeto é discutido neste trabalho.

O transporte desta RF entre a válvula e as estruturas é feito através de guias de onda de alumínio, pressurizado positivamente de uma atmosfera de SF₆, onde estão instalados os sistemas de detecção de onda estacionária e arcos.

O canhão, normalmente, opera com pressão de $3 \cdot 10^{-8}$ mbar, e a pressão média ao longo do LINAC é da ordem de $1 \cdot 10^{-7}$ mbar.

A temperatura das estruturas aceleradoras é estabilizada em $318,2 \pm 1\%$ K, o que garante a sua estabilidade em frequência.

A Figura 2.2 apresenta o esquema geral do acelerador linear do LNLS.

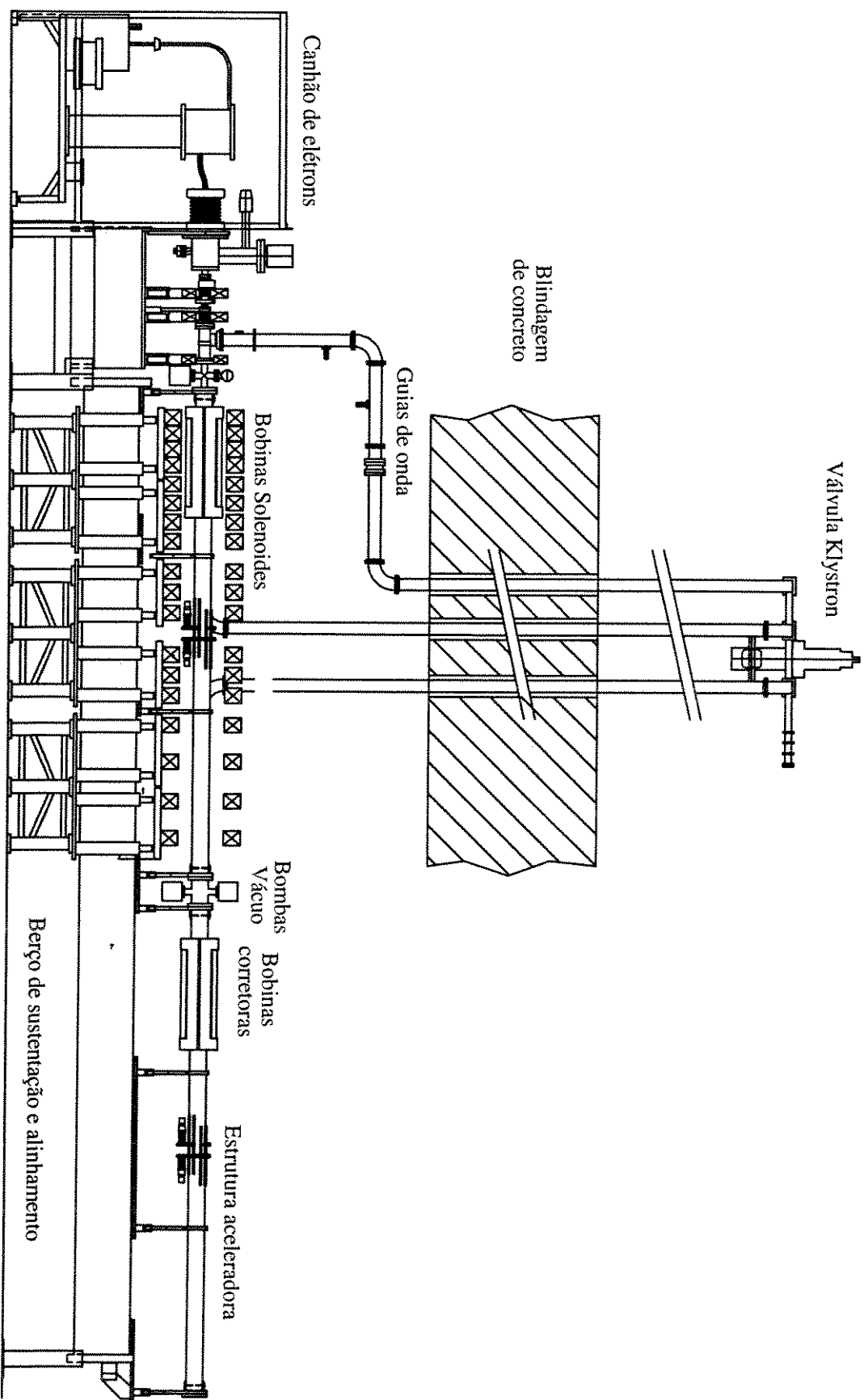


Figura 2.2 - LINAC de 50 MeV, montado no LNLs

2.4 - SISTEMAS DE ALIMENTAÇÃO PARA ESTRUTURAS ACELERADORAS

As estruturas aceleradoras são alimentadas por pulsos de microondas de alta potência, utilizando-se sistemas similares aos empregados em radares. Estes sistemas são capazes de produzir sucessões de pulsos de curta duração e são conhecidos por pulsadores, chaveadores e moduladores.

Os pulsos de alta potência e alta tensão produzidos, são aplicados em válvulas geradoras ou amplificadoras de microondas. No caso das válvulas geradoras, as mais comumente utilizadas como fonte de microondas em sistemas de radares são as válvulas *magnetrons*.

As *magnetrons* são válvulas osciladoras de onda progressiva, cuja estrutura de ondas lentas é constituída por uma distribuição circular de cavidades ressonantes. A interação ondas-elétrons processa-se favoravelmente com uma, ou mais, das harmônicas de espaço, portanto, suas características de saída são fortemente influenciadas pelo gerador de pulsos, produzindo oscilações em modos indesejáveis, causados principalmente por dois mecanismos:

- salto de modo - caracterizado pela ocorrência de transição de modos em pulsos distintos,
- deslocamento de modo - caracterizado por transição de modo durante o mesmo pulso, podendo ocorrer, por exemplo, devido à frente de onda do pulso de polarização.

Para aplicações que requerem potências mais elevadas de microondas como por exemplo na alimentação de estruturas aceleradoras de elétron, não atendidas pelas *magnetrons*, existe uma outra família de válvulas, chamadas *Klystrons*, que são utilizadas. Uma destas aplicações é a alimentação de estruturas aceleradoras de elétrons. As *klystrons* são válvulas de ondas caminantes e não oscilantes, requerendo, portanto, excitação externa, da qual dependerá a estabilidade em frequência do pulso de saída.

2.4.1 - Parâmetros fundamentais para projeto de um gerador de pulsos

Alguns termos de projeto são comuns na construção dos pulsadores independente do tipo a ser utilizado. Os parâmetros mais importantes são:

- duração do pulso
- potência de pico,
- potência média,
- taxa de repetição,
- ciclo de trabalho e
- impedância.

O termo "duração do pulso" refere-se ao tempo durante o qual o valor da corrente, ou tensão mantêm-se em um valor diferente de zero ou outro valor inicial ou final. O termo "forma do pulso", refere-se à forma obtida quando a amplitude do pulso é plotada em função do tempo. Referindo-se ainda ao sinal amplitude "versus" tempo, é conveniente citar os termos relativos ao "tempo de subida", "parte plana" e "tempo de descida", uma vez que os pulsos reais não são perfeitamente retangulares. Entretanto, em aplicações práticas, pulsos com tempo de subida e descida da ordem de décimos da duração do pulso podem ser considerados retangulares.

Como os pulsadores projetados para as aplicações citadas anteriormente têm duração da ordem de microsegundo, com pulsos substancialmente retangulares, devem ser aplicadas técnicas requeridas em projetos de alta frequência, uma vez que efeitos de indutâncias e capacitâncias parasitas pode ser prejudiciais na obtenção da forma de onda desejada.

O termo "potência de pico" refere-se ao máximo valor do produto da tensão e corrente para um pulso retangular.

Associado a esta definição tem-se dois tipos de carga que são mais freqüentemente discutidas: cargas lineares, tais como resistência puras e cargas não lineares, onde estão incluídas as válvulas *magnetron* e *klystron*. As *klystrons* podem ser aproximadamente representadas por um diodo diretamente polarizado, com uma resistência dinâmica baixa e uma resistência estática alta. A resistência estática é função da tensão aplicada, podendo variar bruscamente com a variação da tensão aplicada, enquanto que a resistência dinâmica é função da tensão e corrente nominais.

O termo "potência média", é diretamente dependente da potência de pico aplicada, da duração do pulso e da frequência na qual os pulsos ocorrem (taxa de repetição). Se a duração do pulso é τ e o intervalo de tempo entre os pulsos é T_r , a potência média é dado por:

$$P_m = \left(\frac{\tau}{T_r} \right) P_p$$

onde:

P_m - potência média

P_p - potência de pico.

A corrente média correspondente ao pulso é dada por:

$$I_m = \left(\frac{\tau}{T_r} \right) I_p$$

onde:

I_m - corrente média

I_p - corrente de pico.

A relação $\left(\frac{\tau}{T_r} \right)$ é um termo definido como "ciclo de trabalho", sendo geralmente expresso em percentagem. Este termo é amplamente explorado durante a escolha do tipo de pulsador a ser utilizado, principalmente quando pretende-se trabalhar com taxa de repetição dos pulsos elevada, onde os tempos de recuperação dos elementos de chaveamento passam a ser consideráveis.

A escolha da impedância do pulsador depende da impedância da carga, do nível de potência e de considerações práticas para os elementos do circuito. Em alguns casos o casamento de impedâncias é de fundamental importância, principalmente tratando-se do aproveitamento de energia armazenada para a produção de uma forma de pulso. Porém, nem sempre é conveniente a conexão direta entre o gerador e a carga, podendo o casamento ser realizado através de transformadores de pulsos. Em aplicações tais como radares e aceleradores de partículas, transformadores com relação em torno de 1:12 promovem uma boa transformação de impedâncias, onde *magnetrons* e *klystrons* empregadas apresentam impedâncias que variam entre 400 e 2000 ohms.

2.4.2 - Circuitos básicos para geradores de pulsos

Os parâmetros dos geradores de pulsos que serão discutidos neste trabalho

dependem da energia armazenada, tanto em campo eletrostático, como em campo magnético, a qual será descarregada sobre a carga em um curto intervalo de tempo. Uma grande parte dos projetos de geradores de pulsos está incluída em duas categorias básicas de pulsadores: na primeira, onde se enquadram os "*hard-tube pulsers*", apenas uma pequena parte da energia armazenada é descarregada sobre a carga durante o pulso, e na segunda categoria dos "*line-type pulsers*", quando toda energia armazenada é descarregada sobre a carga durante o pulso^[2.5].

Para efetuar estas descargas são necessárias chaves capazes de se manterem fechadas o durante período de tempo em que ocorre o pulso e abertas durante o tempo de recuperação da energia armazenada. Na Figura 2.3 é mostrado o esquema básico de um pulsador.

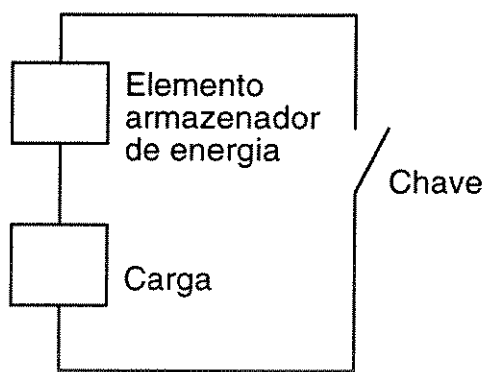


Figura 2.3 Esquema básico de um pulsador

2.4.2.1 - "*Hard-tube pulsers*"

Em geral, a energia armazenada neste tipo de pulsador corresponde simplesmente, à armazenada em um capacitor carregado. O nome do pulsador refere-se à natureza do chaveamento, sendo comum a utilização de válvulas à vácuo com grade de controle. Como apenas uma pequena parte da energia armazenada no capacitor é descarregada durante o pulso, a tensão sobre a chave, logo após o pulso e durante o tempo de recarga, é aproximadamente a mesma que a do início do pulso. Esta característica impede a utilização de válvulas à gás para este tipo de pulsador.

Geralmente, estes pulsadores são projetados para pulsos sucessivos, sendo necessário portanto, um mecanismo para a alimentação do capacitor de armazenamento. Isto é efetuado através de uma fonte conectada ao capacitor durante o intervalo entre pulsos. A combinação do circuito de alimentação e descarga está representado esquematicamente na Figura 2.4. Para evitar um curto circuito na fonte durante o pulso, é instalado em série com a fonte um elemento de

isolação. Este elemento pode ser um resistor de alto valor ou uma indutância, dependendo das condições de projeto do pulsador.

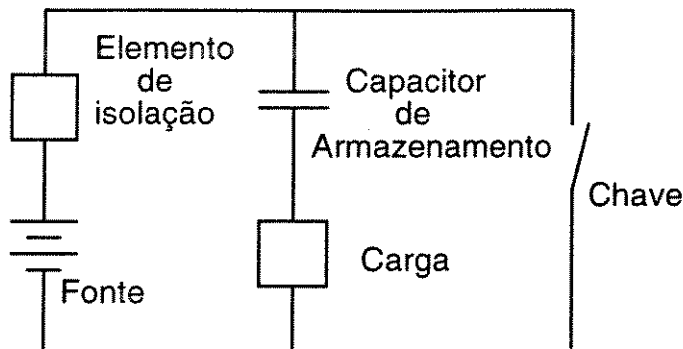


Figura 2.4 - Circuito básico do "hard-tube pulser"

A resistência das válvulas utilizadas para este tipo de pulsador está entre 100 e 600 ohms. Se o pulsador é considerado como gerador, cuja resistência interna é então a da própria válvula, alcança-se maior eficiência para cargas de alta impedância. Por outro lado, com o casamento de impedâncias entre o gerador e a carga, resulta uma eficiência de 50 %, e a válvula dissipará mais potência do que a carga. Devido a estas considerações, este tipo de pulsador é projetado para operar com uma fonte de alimentação ligeiramente acima do valor do pulso de saída.

2.4.2.2 - "*Line-type pulsers*"

Os pulsadores "*line-type*" são assim chamados porque o componente armazenador de energia é uma linha de transmissão de células constantes. Neste caso, este elemento não só atua como fonte de energia durante o pulso, mas também, define a forma deste, sendo comumente chamado de "Linha Formadora de Pulsos" (LFP).

Existem duas classes de LFP. Na primeira, referida como "linha alimentada por tensão", a energia para o pulso é armazenada no campo elétrico, sendo dada por $\frac{1}{2}C_{LFP}V^2$. na segunda, referida como "linha alimentada por corrente", a energia para o pulso, é dada por $\frac{1}{2}L_{LFP}I^2$, é armazenada no campo magnético.

O elemento de chaveamento das linhas alimentadas por corrente não operam satisfatoriamente se utilizados sob as condições das aplicações citadas anteriormente. Nestes casos, é preferível trabalhar com linhas alimentadas por tensão.

A LFP no pulsador tipo "*line-type*" consiste de capacitores e indutores conectados em uma das várias configurações possíveis (π , T ou L). A configuração

particular escolhida dependerá do nível de dificuldade que acarretará para a construção da LFP, além das características exigidas para a forma do pulso. Os valores das capacitâncias e indutâncias podem ser calculados a partir da forma de pulso desejada, sendo dada a configuração, duração do pulso, impedância e carga.

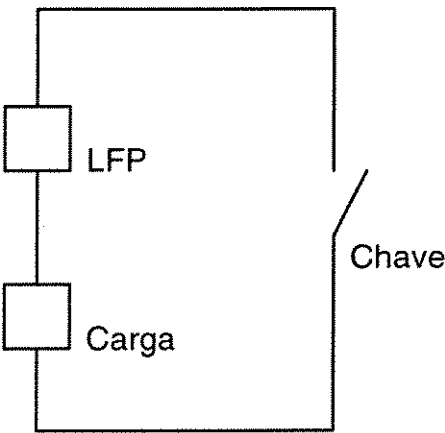


Figura 2.5 - Circuito de descarga para LFP alimentada por tensão.

O processo de descarga de um pulsador do tipo alimentado por tensão pode ser representado esquematicamente pela Figura 2.5. Se a energia foi armazenada na LFP através da carga dos capacitores, o fechamento da chave permite a transferência desta energia para a carga. Quando a impedância da carga é igual a impedância característica da LFP, desprezando-se a impedância da chave, toda energia armazenada na LFP é transferida para a carga, descarregando-se completamente os capacitores. A duração do pulso corresponde ao tempo necessário para a transferência da energia, o qual é determinado pelos valores das indutâncias e capacitâncias da LFP. Se a impedância da carga não for igual a impedância da LFP, parte da energia será deixada na LFP, após o período correspondente a um pulso no caso da carga casada.

O circuito correspondente para alimentação da LFP por corrente é mostrado na Figura 2.6. Neste caso, a chave conecta o circuito de alimentação à LFP, carregando-se os indutores da LFP. Quando a corrente é interrompida com a abertura da chave, uma alta tensão, cuja magnitude depende da impedância da carga e da corrente pelos indutores, instala-se sobre a carga. Com o casamento de impedâncias entre a carga e a LFP, a corrente pela carga resulta na metade da corrente durante a alimentação, no instante da abertura da chave.

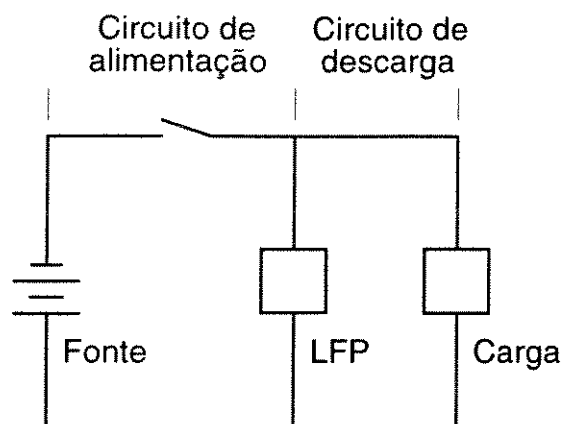


Figura 2.6 - Circuito básico da LFP alimentada por corrente

A consideração do casamento de impedâncias entre a LFP e carga é extremamente importante para este tipo de pulsador, por afetar a forma com que a energia armazenada na LFP será descarregada e principalmente, por alterar a forma do pulso de corrente e tensão sobre a carga. Por esta razão, a natureza da carga deve ser bem conhecida antes de iniciado o projeto do pulsador. Se a carga é não linear, como aqui é o caso, deve-se sempre ter uma estimativa das características da carga, sendo necessários portanto, testes experimentais reais antes do projeto final, para se obter a forma de pulso desejada.

A LFP pode ser projetada para ter qualquer valor de impedância característica, embora, por questões práticas, tais como o tamanho dos indutores e capacitores e a máxima tensão de operação da chave, venha-se a adotar valor diferente daquele requerido para ocorrer casamento de impedâncias entre a LFP e a carga, o que deve ser feito através de transformadores de pulsos.

Nos pulsadores alimentados por tensão, após a aplicação do pulso sobre a carga, a tensão sobre a chave é aproximadamente igual a zero, devido ao fato da LFP ter sido descarregada. Este fato aliado à elevada capacidade de corrente e baixa resistência exigida para a chave, sugere a utilização de válvulas do tipo descarga em gás. Se no projeto do pulsador for previsto sucessões de pulsos, estas chaves devem ter como característica a capacidade de controle do tempo de início de condução. As válvulas mais indicadas para esta aplicação em particular são as válvulas *thyatron* com controle de grade, capazes de iniciarem a operação em uma fração de micro segundo, através da aplicação de uma tensão apropriada na grade.

Já as válvulas à vácuo controlada pela grade, não são indicadas para este tipo de aplicação, devido à baixa eficiência do catodo e alta resistência durante o período de condução. Por exemplo: uma válvula à vácuo com potência de aquecimento do catodo em torno de 60 W, e uma capacidade de corrente de 15 A,

para um pulso de alguns micro segundos, apresenta uma resistência para o circuito em torno de 100 Ohms. Por outro lado, as *thyatron* com mesma potência de aquecimento para o catodo, são capazes de conduzir correntes da ordem de 300 A, apresentando uma resistência efetiva ao circuito de apenas 1 Ohm.

No caso dos pulsadores alimentados por corrente, a chave utilizada deve ser capaz de conduzir correntes no mínimo duas vezes a corrente desejada na carga. Além disto a chave deve ser capaz de interromper estas correntes e suportar a alta tensão durante o pulso, o que elimina a possibilidade da utilização de válvulas à gás, abrindo caminho para o emprego de válvulas à vácuo. A baixa capacidade de condução de corrente destas válvulas é o principal fator na escolha entre o pulsador alimentado por tensão e o tipo por corrente.

Diferentes topologias são utilizadas para os pulsadores alimentados por tensão. Desde que estas topologias não afetem o circuito de descarga, os requisitos de projeto para o circuito de alimentação pode ser projetado separadamente. Se o tempo disponível para a alimentação é suficientemente longo, comparado à duração do pulso, o ciclo de carga corresponde simplesmente à acumulação de carga nos capacitores da LFP. A Figura 2.6 mostra, esquematicamente a relação entre os circuitos de alimentação e descarga deste tipo de pulsador. No caso da utilização de uma resistência (R) em série, como elemento de isolação, esta deve ser elevada o suficiente para que a corrente fornecida pela fonte de tensão durante o pulso e durante o tempo de deionização da válvula seja desprezível, mas não tão elevada de modo a tornar a constante RC, onde C é a capacitância total da LFP, comparável ao intervalo entre pulsos. A desvantagem na utilização deste método de alimentação é a baixa eficiência, sendo a máxima possível de apenas 50 %.

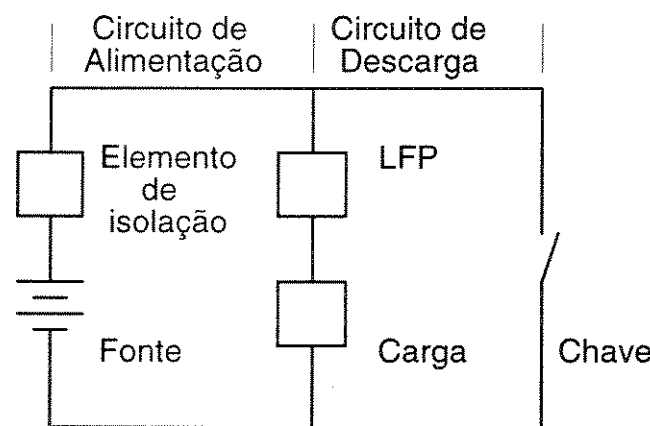


Figura 2.6 - Esquema do pulsador alimentado por tensão

Devido à baixa eficiência dos circuitos que utilizam resistências como

elemento de isolamento, torna-se muito sugestiva a utilização de elementos não dissipativos. Alimentando-se um capacitor, através de um indutor, por uma fonte de tensão contínua, a voltagem sobre aquele tem a forma de uma oscilação amortecida, sendo que o primeiro máximo ocorre após um período determinado por $\pi\sqrt{LC}$ após a conexão da fonte à montagem capacitor-indutor, atingindo, aproximadamente, duas vezes a tensão da fonte, supondo-se que a tensão sobre o capacitor e a corrente no indutor sejam inicialmente nulas. Este tipo alimentação é chamado "alimentação ressonante". Porém, se o intervalo entre pulsos for menor do que $\pi\sqrt{LC}$, parte da corrente continuará fluindo pelo indutor no início de cada ciclo de alimentação, mantendo-se constante em todos os ciclos do regime permanente. Também neste caso, a tensão que alimenta a LFP é duas vezes a tensão da fonte. Este segundo tipo de alimentação é chamado de "alimentação linear".

A alimentação ressonante também pode ser realizada através de fonte alternada, desde que a repetição dos pulsos não ultrapasse duas vezes a frequência da fonte. Se a frequência de repetição for igual à frequência da fonte, a tensão sobre a LFP será π vezes o pico da tensão da fonte. É possível uma elevação de tensão nesta montagem se a relação entre a frequência da fonte e a taxa de repetição aumentar. Este ganho de tensão no entanto, é bastante dispendioso no plano econômico, inviabilizando montagens onde a frequência da fonte seja duas vezes maior do que a taxa de repetição dos pulsos.

2.4.2.3 - Comparação dos dois tipos de pulsadores

Embora não haja uma regra geral para a definição do tipo de pulsador a ser utilizado, pode-se comparar as vantagens e desvantagens dos dois tipos, acima descritos, para se decidir por um deles em casos específicos. Compara-se características (tabela 2.3) como: potência de saída, eficiência, forma de onda, etc.

Características	Pulsador tipo " <i>hard-tube</i> "	Pulsador tipo " <i>line-type</i> "
Eficiência	Baixa. perde-se potência necessária nos sistema de grade, aquecimento do catodo e dissipação na válvula de chaveamento.	Alta; principalmente se a potência de pico de saída é alta.
Forma de onda	Boa, para pulsos retangulares.	Pobre, para pulsos retangulares, principalmente na utilização de transformadores de pulsos.
Casamento de impedâncias	Permite uma larga faixa de descasamento.	Estreita faixa de descasamento (± 20 a 30%). É possível realizar o casamento através de transformadores de pulsos, para qualquer carga.
Intervalo entre pulsos	Bastante curto, de acordo com a conveniência ($< 1 \mu s$).	Deve ser algumas vezes maior do que o tempo de deionização da válvula ($> 100 \mu s$)
Fonte de alimentação	É necessária a utilização de fontes de alta tensão.	Fontes de alta tensão menores, principalmente se utilizando indutores de alimentação.
Alteração na largura do pulso	Facilmente conseguida com chaveamento em baixa tensão.	Necessária a alteração ou chaveamento de uma ou mais LFP's.
Variação do intervalo entre pulso (<i>jitter</i>)	Muito pequena, podendo ser negligenciada ($< 0,020 \mu s$).	Pequena. Com a utilização de válvulas <i>thyatron</i> , pode-se chegar a $0,020 \mu s$.
Complexidade do circuito	Grande, principalmente na manutenção do sistema.	Pequena, permitindo menor tamanho e peso.

Tabela 2.3 - Comparação entre os tipos de pulsadores

2.5 - SISTEMAS MODULADORES UTILIZADOS EM ALGUNS ACELERADORES LINEARES

2.5.1 - Moduladores do "Stanford Linear Accelerator Center - SLAC"

Sistemas moduladores similares àqueles utilizados em radares têm sido empregados em aceleradores lineares a bastante tempo. Um dos projetos mais conhecidos, realizado na década de 60, é o do acelerador de duas milhas da Universidade de Stanford CA - USA (SLAC - Stanford Linear Accelerator Center)^[2.6]. Os 240 moduladores do SLAC, são do tipo "*line-type*", alimentados por tensão, escolhidos assim devido à alta eficiência e baixo custo, quando comparados aos demais tipos.

No projeto original são utilizadas oito fontes de alta tensão e alta potência, cada uma fornecendo aproximadamente 3 MW de saída a 23 kV, com barramento comum para cada grupo de 30 moduladores, tendo cada modulador seu próprio fusível de segurança e chave de conexão, necessária nos períodos de manutenção. Para rápida estabilização da tensão sobre a LFP, adotou-se o sistema conhecido como *De-Qing*, que será discutido no Capítulo 4 deste trabalho . O sistema de chaveamento basei-se nas válvulas *thyatron*, escolhidas após comparadas com dispositivos tais como *ignitrons* e *spark-gaps*, que, na época apresentaram grande índice de falhas.

A Tabela 2.4, apresenta as principais características dos moduladores construídos no SLAC.

Potência de pico de saída (máxima)	65	MW
Potência média de saída (máxima)	75	kW
Tensão de pico de saída (faixa)	150-250	kV
Corrente de pico de saída (faixa)	110-262	A
Impedância de carga (faixa)	1365-955	Ω
Duração da parte plana do pulso	2,5	μ s
Tempo de subida do pulso	0,7	μ s
Tempo de descida do pulso	1,2	μ s
Taxa de repetição (faixa)	360,180,120 e 60	Hz
Ondulação na parte plana do pulso	$\pm 0,5$	%
Variação na amplitude:		
durante um longo período	$\pm 1,5$	%/hora
durante um curto período	$\pm 0,25$	%/5-min
Variação no tempo pulso a pulso	± 10 ns	

Tabela 2.5 - Principais características dos moduladores do SLAC

2.5.2 - Modulador do Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas (CBPF)

No final da década de 60, foi construído um sistema de modulador no Brasil, no Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas (CBPF), Rio de Janeiro, para polarização de uma *amplitron* (válvula amplificadora de RF), utilizada como parte do sistema de alimentação do acelerador linear ali construído^[2.7].

O CBPF, desenvolveu para alimentação das estruturas aceleradoras, um sistema gerador de RF de 3,3 MW de potência de pico, com 3,2 μ s de duração de pulso, obtida através da válvula *amplitron* QK5622, convenientemente polarizada pelo sistema modulador. As principais características deste modulador são mostradas na Tabela 2.6.

Tensão de saída, de pico	52	kV
Corrente de saída, de pico	61	A
Largura do pulso de saída (parte plana)	3,2	μ s
Taxa de repetição	300	Hz
Ondulação máxima (parte plana)	10	%

Tabela 2.6 - Principais características do modulador do CBPF

Como sistema de chaveamento, utilizou-se uma válvula *thyatron* tipo 5949A, com máxima tensão de operação de 16 kV e corrente de pico de 400 A. Na LFP foram montadas 8 células LC, com impedância característica de 20 Ω , sendo que o transformador de pulsos operara com a relação 1:6,5 para efetuar o casamento de impedâncias entre a LFP e a *amplitron*.

2.5.3 - Moduladores do Instituto de Estudos Avançados (IEAv) -CTA

O Instituto de Estudos Avançados, instalado junto ao Centro Técnico Aeroespacial em São José dos Campos SP, iniciou, em 1984 a construção de um sistema modulador para polarização de uma válvula *Klystron*, dentro do projeto *Curumim*^[2.8]. Este projeto abrange um acelerador de elétrons, de pulsos estreitos e de alta corrente (tipicamente 10 ns e 10 A), com energia final após duas estruturas aceleradoras, de 30 MeV.

O modulador do IEAv foi desenvolvido para a alimentação de uma válvula *Klystron* modelo TV 2022B (Thonson - CSF), cujos parâmetros relevantes são mostradas na Tabela 2.7^[2.9]

Potência de pico (RF de saída)	20	MW
Potência média (RF de saída)	60	kW
Voltagem de feixe (max)	255	kV
Corrente de feixe	215	A
Impedância	1100 - 1300	Ω
Largura do pulso (max)	10	μ s

Tabela 2.7 - Principais características da *Klystron* TV2022B

A Tabela 2.8 mostra alguns parâmetros relativos ao modulador do IEAv.

Taxa de repetição	720	Hz
Largura de pulso	4,0	μ s
Duração da parte plana	2,8	μ s
Sobre-tensão no pulso	3	%
Oscilações na parte plana do pulso	3	%
Tempo de subida	0,5	μ s
Tempo de descida	1	μ s
Regulação pulso a pulso (amplitude)	3	%
Regulação pulso a pulso (tempo)	10	ns

Tabela 2.8 - Características do modulador do IEAv

2.5.4 - Modulador do Laboratório Nacional de Luz Síncrotron - LNLS

O sistema de alimentação em rádio frequência do acelerador linear de elétrons do LNLS contará com duas válvulas *Klystron* tipo TV-2015 A, com potência de pico de saída de 25 MW, cada, alimentadas por moduladores cujo projeto foi baseado naquele desenvolvido para o SLAC. As principais características do modulador construído no LNLS são mostradas na Tabela 2.9, que serão discutidas ao longo deste trabalho.

Potência de pico de saída (máxima)	62,5	MW
Potência média de saída (máxima)	7,5	kW
Tensão de pico de saída (máxima)	250	kV
Corrente de pico de saída (máxima)	250	A
Impedância de carga	1000	Ω
Duração da parte plana do pulso (total)	4	μ s
Tempo de subida do pulso	1	μ s
Tempo de descida do pulso	1,2	μ s
Taxa de repetição (faixa)	0,5 - 33	Hz
Ondulação na parte plana do pulso	± 1	%
Variação na amplitude		
Variação no intervalo entre pulso	± 20	ns

Tabela 2.9 - Principais características do modulador montado no LNLS

Nos capítulos seguintes serão descritos os sistemas que formam este modulador, mostrando alguns detalhes construtivos, simulações e modelamentos de alguns de seus componentes. A descrição do projeto passará a ser feita na seguinte ordem:

- sistema de conformação de pulsos (LFP)
- sistema de alimentação
- sistema de chaveamento
- transformador de pulsos
- circuitos auxiliares de proteção.

Serão mostrados também, os resultados obtidos com o sistema em operação, com os quais serão feitas as considerações finais.

A Figura 2.7 mostra o diagrama em blocos do modulador do LNLS, e a Figura 2.8 apresenta o diagrama elétrico dos principais sistemas que compõem cada um destes blocos.

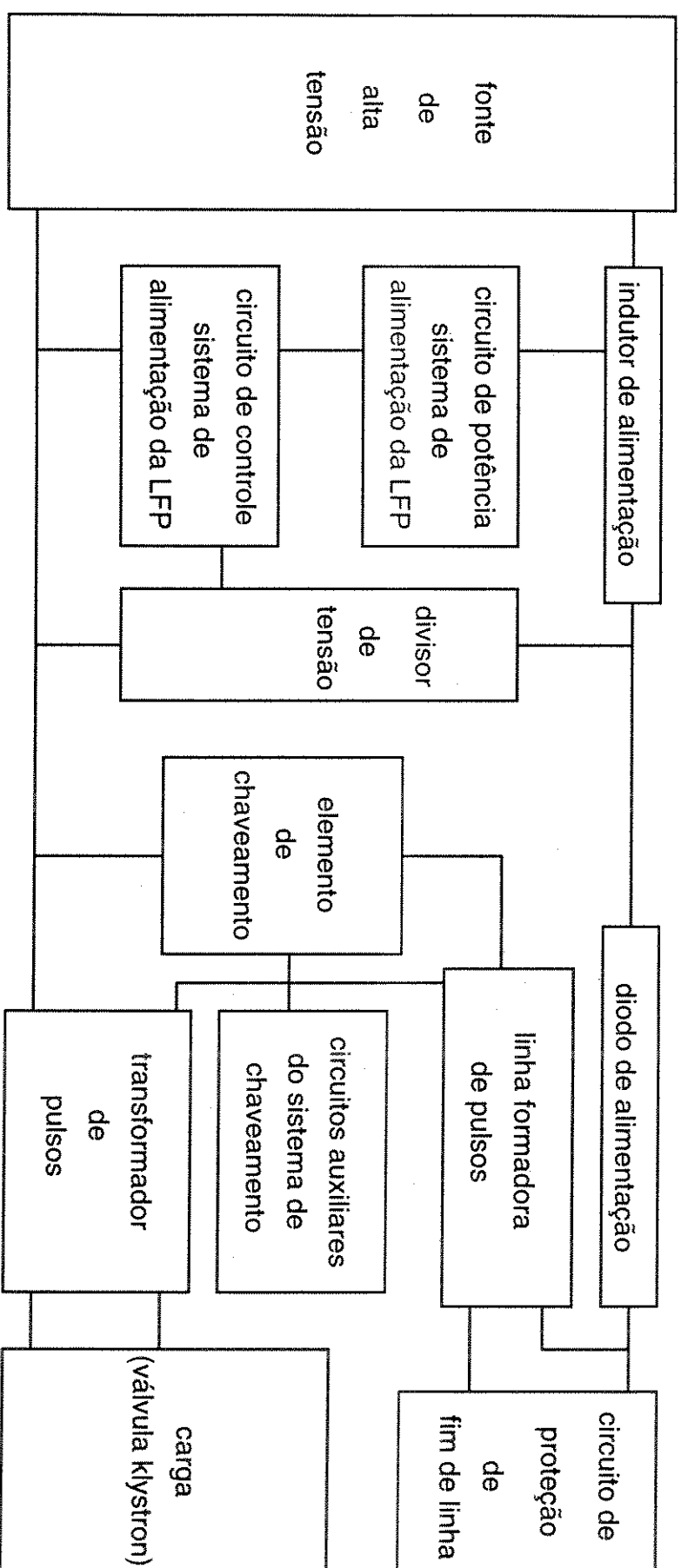


Figura 2. - Diagrama em blocos do modulador do LNL

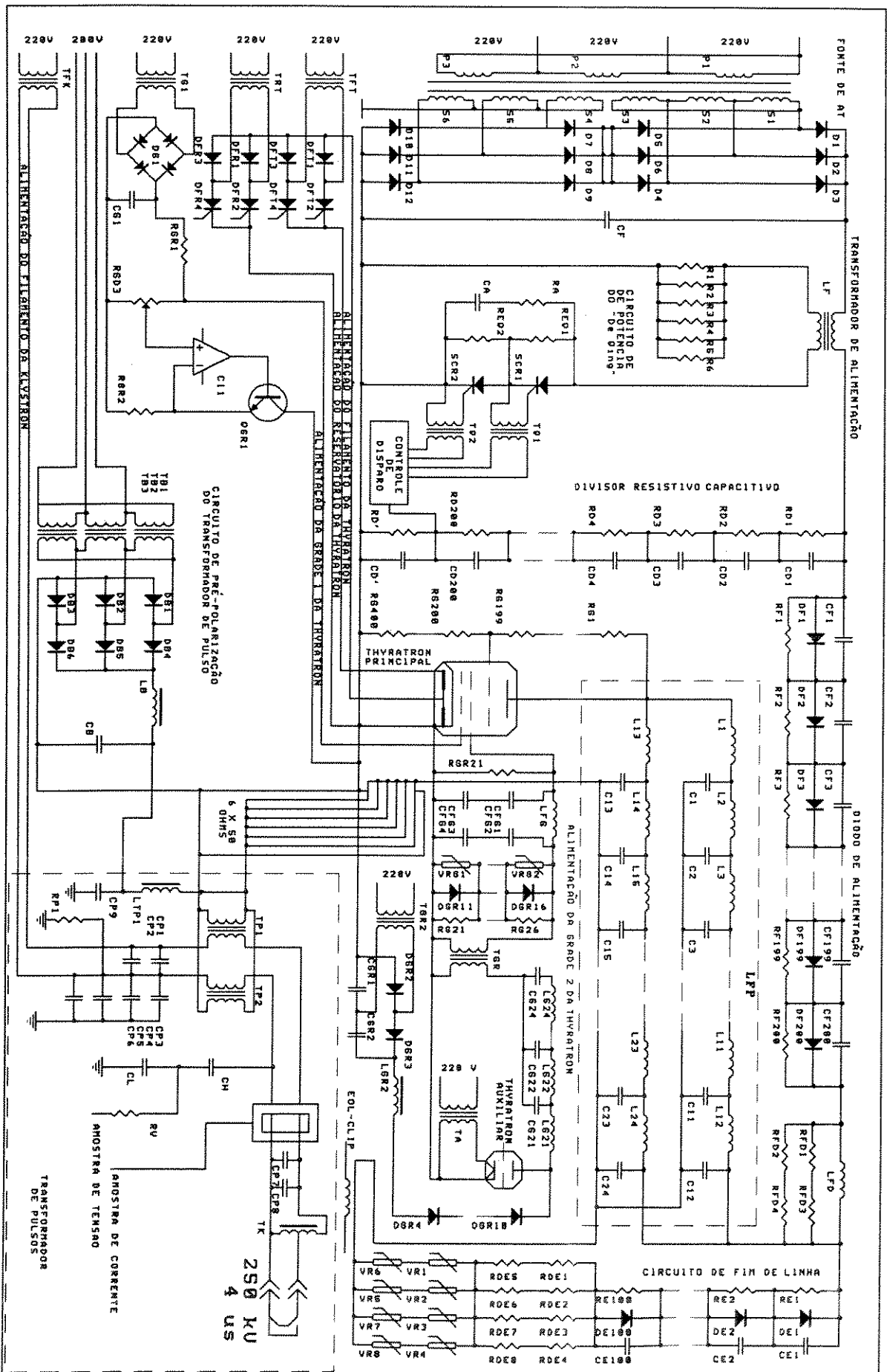


Figura 2. - Circuito elétrico do modulador do LNL

Referências

- [2.1] Kunz, C. (editor)
Topics in Current Physics
Synchrotron Radiation Techniques and Application
Spring-verlag - Berlin Heidelberg NY 1979
- [2.2] Gonçalves da Silva, C. E. T. e Rodrigues, A. R. D.
Laboratório Nacional de Luz Síncrotron
Uma Fábrica de Fótons.
Ministério da Ciência e Tecnologia - CNPq - 1987
- [2.3] Lin, L., Jahnel, L. e Tavares P. F.
The LNLS UVX2 X-Ray Source.
Memorando Técnico MeT-09/91
LNLS/CNPq/SCT-PR
- [2.4] Rodrigues, A. R. D., Wisnivesky, D.
Commissioning of the LNLS Injector LINAC
EPAC - Berlin - 1990
- [2.5] Glasoe G.N., Lebacqz, J.V.
Pulse Generators
Dover Publications, Inc - NY - 1948
- [2.6] Neal, R.B., Editor geral
The Stanford Two-Miles Accelerator
Stanford University, 1968 W.A. Benjamin, Inc - NY Amsterdam
- [2.7] Sanches, N.M.
Sistema de Alimentação em Rádio Frequência para Acelerador Linear de Elétrons
Tese de Mestrado - PUC-Rio de Janeiro - Março de 1968
- [2.8] Fuhrmann C. e Serrão V.A.
Determinação das Dimensões e Avaliação Teórica do Desempenho de Estruturas Aceleradoras de Elétrons
Nota técnica, IEAv - 06/07 - Março de 1987
- [2.9] Stopa, C.R.S.
Características e Critérios de Projeto do Modulador para a *Klystron* TV2022B
Notas técnicas IEAv, RI/.FEX - 012 - Dezembro de 1985

CAPÍTULO - 3

LINHA FORMADORA DE PULSOS

CAPÍTULO - 3 LINHA FORMADORA DE PULSOS

3.1 - INTRODUÇÃO

O sistema de formação de pulsos deve fornecer um pulso retangular com tempos de subida e descida os mais curtos possíveis. Assim, tem-se uma região ótima de trabalho do sistema correspondente a duração total do pulso, de modo que toda a energia absorvida da fonte seja entregue a válvula amplificadora de RF. O pulso pode ser conformado através de uma linha de retardo que, inicialmente, é carregada durante um longo período, para depois ser rapidamente descarregada sobre uma carga de mesma impedância. O tempo de trânsito desta linha define a largura do pulso, enquanto a tensão de carga e sua impedância característica definem a corrente de descarga.

Para a obtenção de um pulso retangular ideal, são necessárias uma linha de retardo ideal, sem perdas e, mais importante ainda, uma chave ideal (com tempo de chaveamento próximo de zero) e uma carga não indutiva com a mesma impedância da linha. Há diversos modelos aproximados que podem satisfazer às exigências da maioria dos projetos de linhas de retardo ideais. Um modelo que se aproxima bastante do ideal faz uso de cabos coaxiais de baixas perdas, mas também podem ser utilizadas células LC (indutores e capacitores), conectadas uma após a outra, de modo a compor uma linha de retardo discreta. A escolha de um modelo ou outro depende da forma do pulso que se deseja, do custo do material, do volume do conjunto e também do tempo de vida útil total do sistema.

Algumas das opções que podem ser implementadas, e aquela que foi adotada na execução deste trabalho, serão descritas a seguir.

3.2 SISTEMAS DE CONFORMAÇÃO DE PULSOS

3.2.1 - Linha de transmissão real

O modelo que se aproxima de um sistema ideal, consiste de uma linha de transmissão de baixas perdas, que pode ser um cabo coaxial ou qualquer outra configuração semelhante. A grande vantagem que apresenta o cabo coaxial é a possibilidade de trabalhar com alta tensão em um dos condutores que o forma e manter o outro aterrado ou em baixo potencial. Para um modelamento matemático de uma linha de retardo como um cabo coaxial, por exemplo, pode-se tomar um elemento Δx do cabo, como mostra a Figura 3.1^[3.1] :

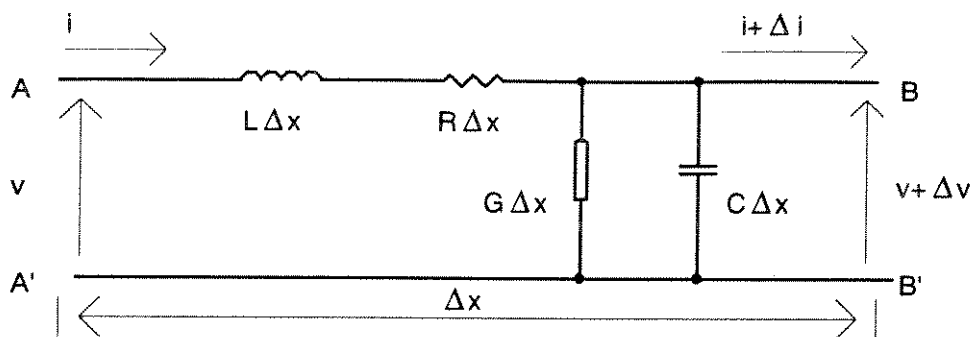


Figura 3.1

Onde:

C: capacitância do cabo por unidade de comprimento

L: indutância do cabo por unidade de comprimento

R: resistência do cabo por unidade comprimento

G: condutância do cabo por unidade de comprimento

Pode-se então escrever

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} v = R.G.v + (R.C + L.G) \frac{\partial}{\partial t} v + L.C. \frac{\partial^2}{\partial t^2} v \quad (3.1)$$

que é a conhecida EQUAÇÃO DO TELEGRAFISTA, que fornece a tensão em cada ponto da linha em um determinado instante. Analogamente, a segunda equação mostra a corrente em qualquer ponto da linha, também em um determinado instante.

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} i = R.G.i + (R.C + L.G) \frac{\partial}{\partial t} i + L.C. \frac{\partial^2}{\partial t^2} i \quad (3.2)$$

3.2.2 - Linha de transmissão ideal

Para o caso particular das linhas de retardo sem perdas, que daqui para frente será estudado, as Eq. (3.1) e Eq. (3.2) mostradas anteriormente simplificam-se bastante e são mostradas a seguir:

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} v = LC \frac{\partial^2}{\partial t^2} v \quad (3.3)$$

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} i = LC \frac{\partial^2}{\partial t^2} i \quad (3.4)$$

Onde: R e G foram feitos iguais a zero nas equações originais.

Da solução das Eq. (3.3) e Eq. (3.4) duas importantes relações, são ser obtidas:

$$\delta = \sqrt{L \cdot C} \quad \text{tempo de trânsito na linha} \quad (3.5)$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{impedância característica} \quad (3.6)$$

Quando inicialmente se carrega a linha de retardo e em seguida esta é descarregada, o tempo total do pulso é duas vezes o tempo total de trânsito pela linha. Sendo assim, a duração total do pulso é determinada a partir do tempo τ de trânsito, dado por:

$$\tau = 2\delta \quad (3.7)$$

A Figura 3.2 mostra um circuito básico de um sistema conformador de pulsos, composto pela linha de retardo, chave ideal e carga.

Inicialmente adotando alguns valores, (Tabela 3.1) para os componentes da Figura 3.2, ter-se-ia idealmente a forma de onda apresentada na Figura 3.3. Os valores adotados na Tabela 3.1 são valores reais e definidos pelas características da válvula *klystron* e serão posteriormente utilizados nas simulações numéricas e no projeto final.

Tensão de carga da linha de retardo (V_{LFP})	50	kV
Corrente pela linha de retardo (i_{LFP})	3,33	kA
Duração do pulso (τ)	4	μs
Impedância característica da linha de retardo (Z_o)	7,5	Ω
Impedância da carga (Z_C)	7,5	Ω

Tabela 3.1 - Característica de entrada para simulação

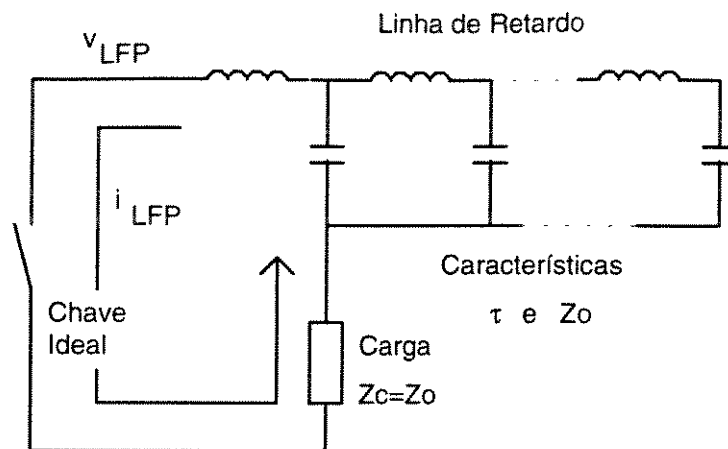


Figura 3.2 - Circuito para análise da utilização de uma linha de retardo

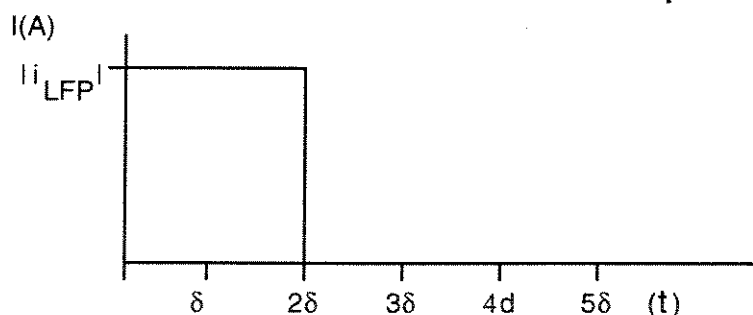


Figura 3.3 - Forma de onda ideal para o sistema de conformação de pulsos

Onde δ é o tempo de trânsito na linha, que para os valores mostrados acima é igual a $2 \mu\text{s}$. O valor da corrente é determinado pela tensão de carga e impedância da linha. Neste caso, a impedância de carga é a mesma da linha havendo casamento de impedâncias, assim a tensão sobre a carga é a metade da tensão a qual a linha esta carregada, logo:

$$i_{LFP} = \frac{V_{LFP}}{2Z_0} = 3,33 \text{ kA} \quad (3.8)$$

3.2.2.1 - Influência do casamento de impedância no pulso

O resultado da simulação para o circuito da Figura 3.2 foi conseguido para o sistema casado, porém isto nem sempre é possível ou desejado. Existem mais duas outras condições, com a impedância da carga menor ou maior do que a impedância da linha. Sendo assim, as três possíveis situações são^[3.2] :

$$\begin{aligned} Z_0 &< Z_c \\ Z_0 &= Z_c \quad (\text{sem reflexões}) \\ Z_0 &> Z_c \end{aligned}$$

As Figuras 3.4.a, 3.4.b e 3.4.c mostram respectivamente as formas de ondas da tensão sobre uma carga puramente resistiva que esteja conectada à linha de retardo. Estas formas de ondas também são ideais para cada caso de casamento de impedâncias. Sendo que, a tensão na carga passa a ser:

$$V_{ZC} = V_{LFP} \frac{Z_c}{Z_0 + Z_c}$$

onde:

V_{ZC} - tensão sobre a carga.

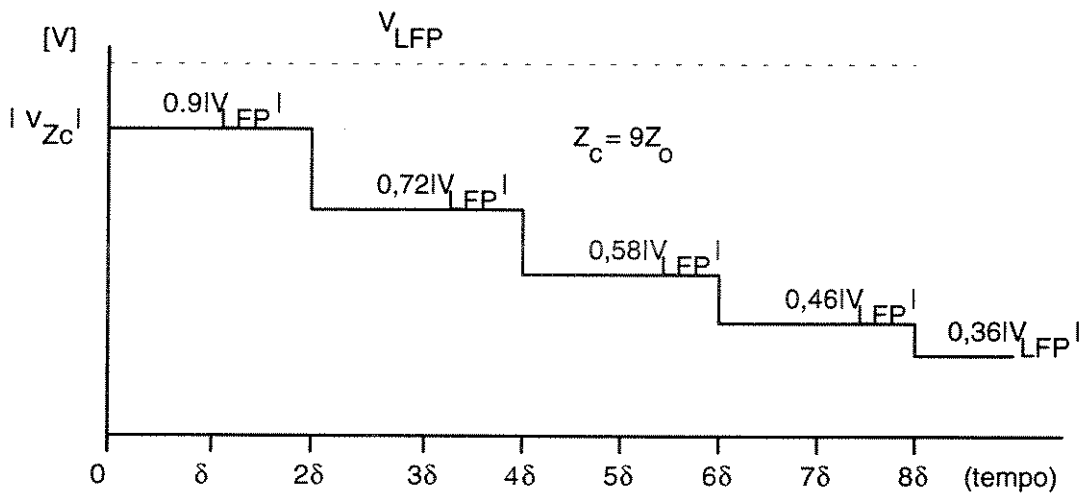


Figura 3.4.a - Forma de onda da tensão na carga para $Z_0 < Z_c$

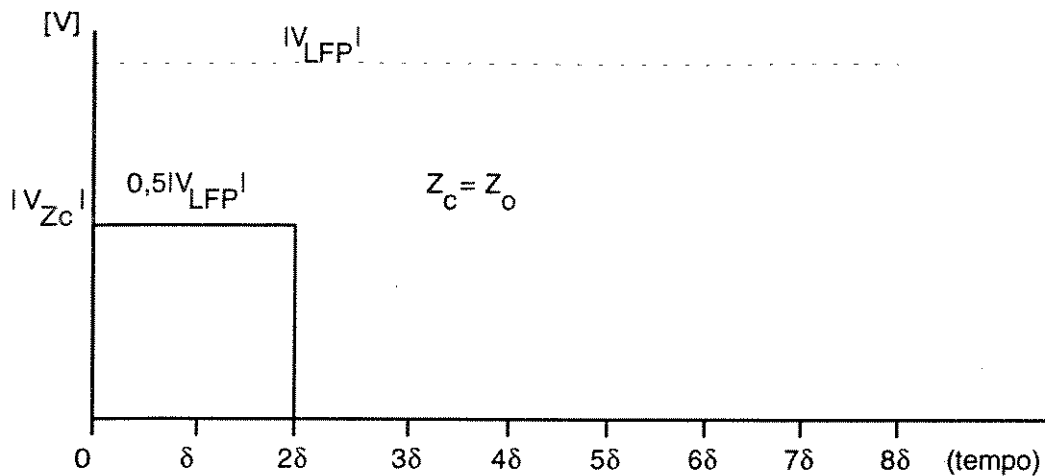


Figura 3.4.b - Forma de onda da tensão na carga para $Z_o = Z_c$

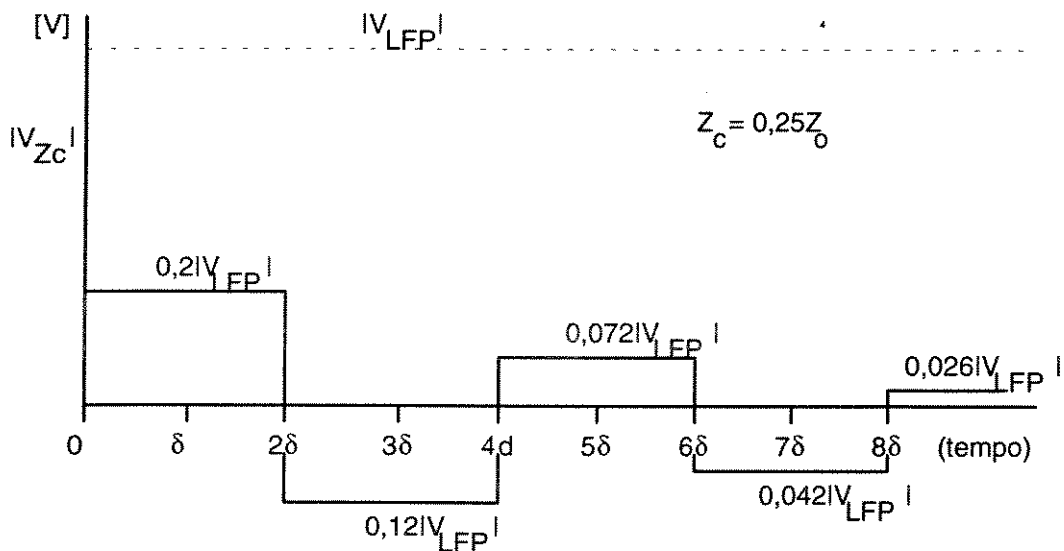


Figura 3.4.c - Forma de onda da tensão na carga para $Z_o > Z_c$

3.2.3 - Linha de transmissão com elementos discretos

(Linhas Artificiais)

Muitas vezes torna-se inviável a utilização de linhas de transmissão reais como linhas de retardo. São dificuldades do tipo:

- baixa rigidez dielétrica das linhas reais;
- volume do material elevado (devido ao comprimento das linhas de retardo, para a largura requerida do pulso);
- acentuada deterioração do mesmo, para altas taxas de crescimento de corrente;

- alto custo (para cabos de alta tensão).

Sendo assim, o problema deve ser contornado utilizando elementos LC em configurações especiais imitando uma linha de retardo real. Porém, devem ser tomados alguns cuidados importantes com os componentes discretos a serem utilizados. O capacitor a ser empregado deverá ter como características:

- baixa indutância série: responsável pela perda de capacidade de altas taxas de crescimento da corrente pela linha de retardo;
- dielétrico de alta qualidade: os capacitores devem ser compactos, e por trabalharem com alta tensão, esta é uma característica muito importante;
- baixas perdas: esta realmente é uma característica muito importante, porque os pulsos são muito rápidos. Assim componentes de corrente de altas frequências estão envolvidas. Se as perdas nos capacitores não forem baixas, um aquecimento excessivo poderá ocorrer, e um tempo de vida extremamente curto poderá resultar.

Para os indutores os problemas não são críticos, mas outros cuidados devem ser tomados:

- devem ter uma grande superfície condutora: mesmo sabendo-se que a corrente média pelos indutores é baixa, isto se faz necessário devido as altas frequências envolvidas, que poderiam causar perdas por efeito pelicular, não desprezíveis para corrente desta ordem de grandeza. Portanto, é conveniente utilizar condutores de grande superfície, como por exemplo, tubos de cobre;
- serem ajustáveis: como prática nenhum capacitor é idêntico ao outro. Para se conseguir um pulso com baixa ondulação na sua parte plana, é necessário, de alguma forma, compensar essas diferenças, isto é, conseguir equalizar a impedância e o tempo de trânsito de cada célula LC. Isto é conseguido ajustando os valores de cada indutor, por exemplo, através de derivações.

3.2.3.1 - Tipos de células LC para linhas de retardo

Um elemento de uma linha de retardo artificial pode ser visto como um quadripolo e também pode aparecer em três diferentes configurações^[3.3] :

- modelo em T
- modelo em π
- modelo em L

A Figuras 3.5.a, 3.5.b e 3.5.c mostram como devem ser montadas estas configurações:

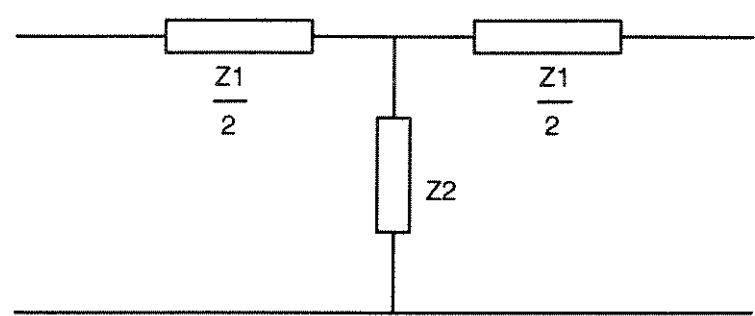


Figura 3.5.a - Célula em T

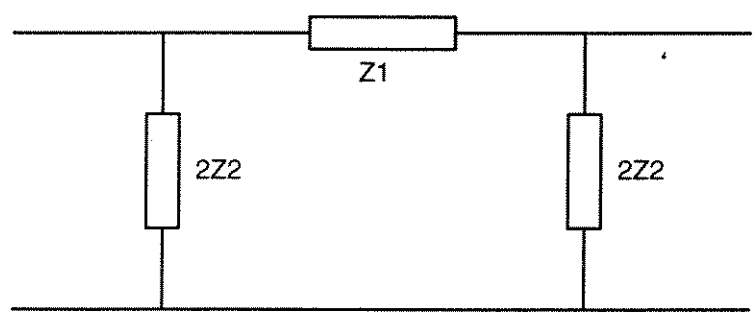


Figura 3.5.b - Célula π

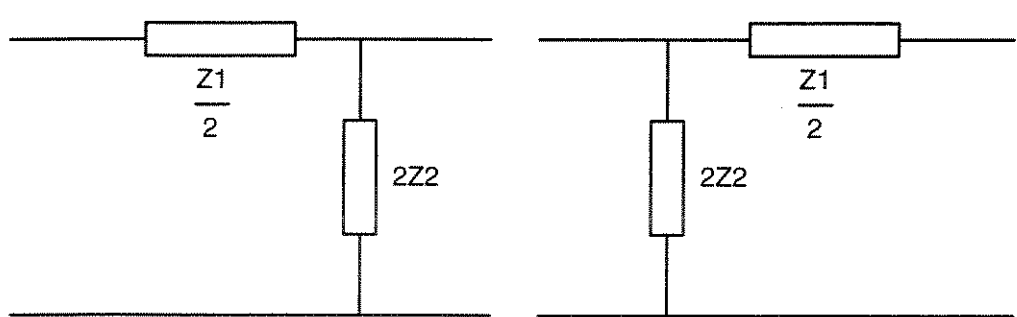


Figura 3.5.c - Células em L (ou semi-células)

Para o caso em questão, será adotada a célula do tipo L.da Figura 3.5.c, devido a simplicidade do cálculo de seus elementos, onde o primeiro elemento $Z1/2$ é um indutor de valor L e o segundo elemento transversal $2Z2$, um capacitor de valor C .

3.2.3.2 - Parâmetros de uma linha de retardo discreta

O cálculo destes elementos pode ser feito considerando-se o número n de

células que se deseja usar, a duração do pulso, função do tempo de trânsito da linha, e sua impedância.

Das Eq. (3.5) e Eq. (3.7) vem:

$$\tau = 2\delta = 2\sqrt{LC}$$

Para elementos discretos conectados em cascata compondo a linha deve-se ter n elementos L_n e C_n , resultando portanto, para a duração do pulso:

$$\tau = 2n\sqrt{L_n C_n} \quad (3.9)$$

Onde L_n e C_n agora passam a ser o valores de cada indutor e capacitor que compõem a linha de retardo discreta (artificial). A Eq. (3.9) é uma boa aproximação para n grande, tendo pequenas diferenças para valores baixos de n .

Quanto a impedância característica da linha discreta:

$$Z_{(\text{célula})} = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{nL_n}{nC_n}} = Z_{(\text{linha})} = Z_0 \quad (3.10)$$

Que é a mesma equação para a impedância característica já vista anteriormente. De posse das Eq. 3.9 e 3.10 pode-se obter as equações que determinam os valores de L_n e C_n em função de τ , Z_0 e n que são dados iniciais do projeto. De onde obtêm-se:

$$C_n = \frac{\tau}{2nZ_0} \quad (3.11)$$

$$L_n = \frac{Z_0\tau}{2n} \quad (3.12)$$

O mais importante agora é determinar o número de células que deverão formar a linha de retardo artificial que daqui para frente será denominada, linha formadora de pulsos, LFP. Sabe-se que quanto maior for o número de células LC mais próximo se está de uma linha de retardo ideal. Porém, deve-se reduzir este número a valores praticáveis e ao mesmo tempo atender as especificações do projeto.

As Eq. (3.13) e (3.14) apresentam as expressões para a capacitância e indutância da LFP, colocadas em função de n , calculadas tendo-se em vista os

parâmetros apresentados na Tabela 3.2.

Os resultados obtidos podem ser comparados com resultados correspondentes da simulação usando a linha de retardo real

Tensão de carga da LFP (V_{lfp})	50	kV
Corrente pela linha formadora de pulso (i_{LFP})	3,33	A
Duração do pulso (τ)	4	μs
Impedância da LFP(Z_o)	7,5	Ω
Impedância de carga (Z_c)	7,5	Ω

Tabela 3.2 - Parâmetros da LFP requerido para o LNLS

$$C_n = \frac{4.10^{-6}}{2.n.7,5} = \frac{266,67.10^{-9}}{n} [F] \tag{3.13}$$

$$L_n = \frac{7,5.4.10^{-6}}{2.n} = \frac{15.10^{-6}}{n} [H] \tag{3.14}$$

3.2.4 - Determinação do número de elementos discretos em uma linha de retardo através de simulação

Para determinar o número n de células, serão feitas agora simulações variando n até que a ondulação na parte plana do pulso satisfaça as condições de projeto (mantendo-se em torno de 1%). As simulações serão feitas para alguns valores de n prédeterminados onde possam ser observadas as alterações ocasionadas pela variação de n. Serão consideradas:

- 3 células
- 12 células
- 18 células
- 24 células

A escolha dos números de células a serem simuladas, é intuitiva, partindo-se de um número de células pequeno e fazendo-o crescer até valores consideráveis na prática como aceitáveis. Idealmente dever-se-ia ter um número de células maior

possível, porém sob o ponto de vista econômico e pratico o número de células não precisa ser muito grande, havendo entre estes valores de n um ponto ótimo, custo benefício, que se pretende encontrar.

A simulação seguirá o esquema elétrico mostrado na Figura 3.6, onde os pontos mostrados são os nós de conexão dos componentes e as formas de ondas obtidas serão tomadas sobre o resistor de carga Z_C . Portanto, o sentido de corrente neste será do ponto " 0 " para o ponto " 3 ", e como o "software" fornece uma forma de onda em sentido contrário, a corrente será mostrada invertida, o que realmente ocorre no modelo real.

É importante observar que toda esta simulação será feita para a condição, $Z_O = Z_C$. A resistência R_{thy} e o gerador V_{in} foram adicionados ao circuito para simular o disparo da chave S_{thy} .

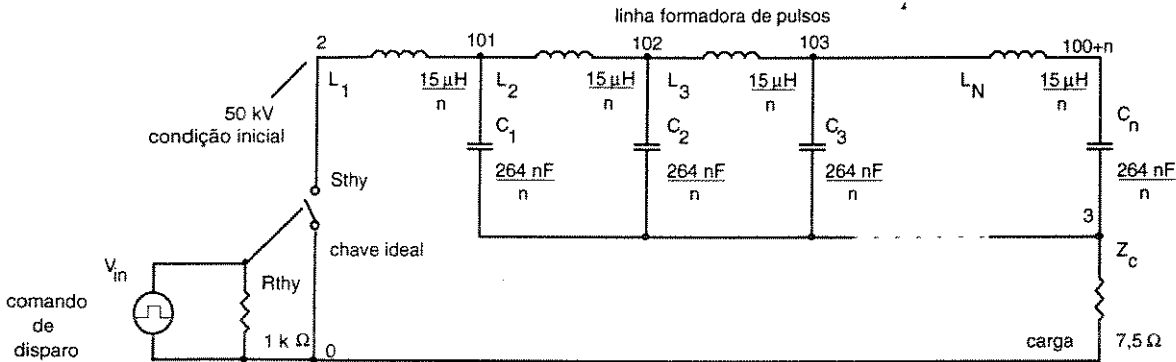


Figura 3.6 Circuito utilizado para simulação da LFP real

O software utilizado é o PSpice® tendo sido considerados os seguintes dados para a simulação, no formato mostrado abaixo:

LFP FORMADA POR 3 ELEMENTOS LC DISCRETOS

* ESTA SIMULACAO DETERMINA A FORMA DE ONDA FORNECIDA POR *
* UM SISTEMA FORMADOR DE PULSO LFP USANDO 3 CELULAS LC. *

* TEMPO DE ANALISE DO CIRCUITO *

.TRAN 100NS 16US

* DESCRICAO DO CIRCUITO SOBRE O QUAL E FEITA A SIMULACAO *

* FONTES INDEPENDENTES DE TENSAO PARA CONTROLE DA CHAVE *

*IDEAL E RESISTENCIA AUXILIAR *

VIN 5 0 PULSE (0V 12V 200NS 100NS 100NS 16US 3.3MS)

RSTHY 5 0 1K

* ELEMENTOS QUE COMPOEM A LFP, INDUTORES E CAPACITORES *

L1 2 101 5UH

L2 101 102 5UH

L3 102 103 5UH

C1 101 3 88.89NF

C2 102 3 88.89NF

C3 103 3 88.89NF

* RESISTENCIA DE CARGA, COM IMPEDANCIA ZO IGUAL A LFP *

RZL 3 0 7.5

* MODELAMENTO DA CHAVE UTILIZADA PARA DESCARGA DA LINHA, *

* DISPARADA POR VIN *

STHY 2 0 5 0 SW1

.MODEL SW1 VSWITCH (RON=10M ROFF=10MEG VON=10 VOFF=1)

* COMANDOS GRAFICOS *

.PROBE

* TOLERANCIAS ESPECIFICADAS DURANTE OS CALCULOS

.OPTIONS ITL4 = 100 ITL5 = 20000 WIDTH = 80

+ DIGMNTYMX = 2 ABSTOL = 50.000u RELTOL = 50.000u VNTOL = 50.000u ;

IPSP

* FIM DA DESCRIÇÃO DO CIRCUITO *

.END

O resultado da simulação é mostrado na Figura 3.7. São observadas fortes oscilações no pico do pulso, e um tempo de subida lento, diminuindo a parte útil do pulso.

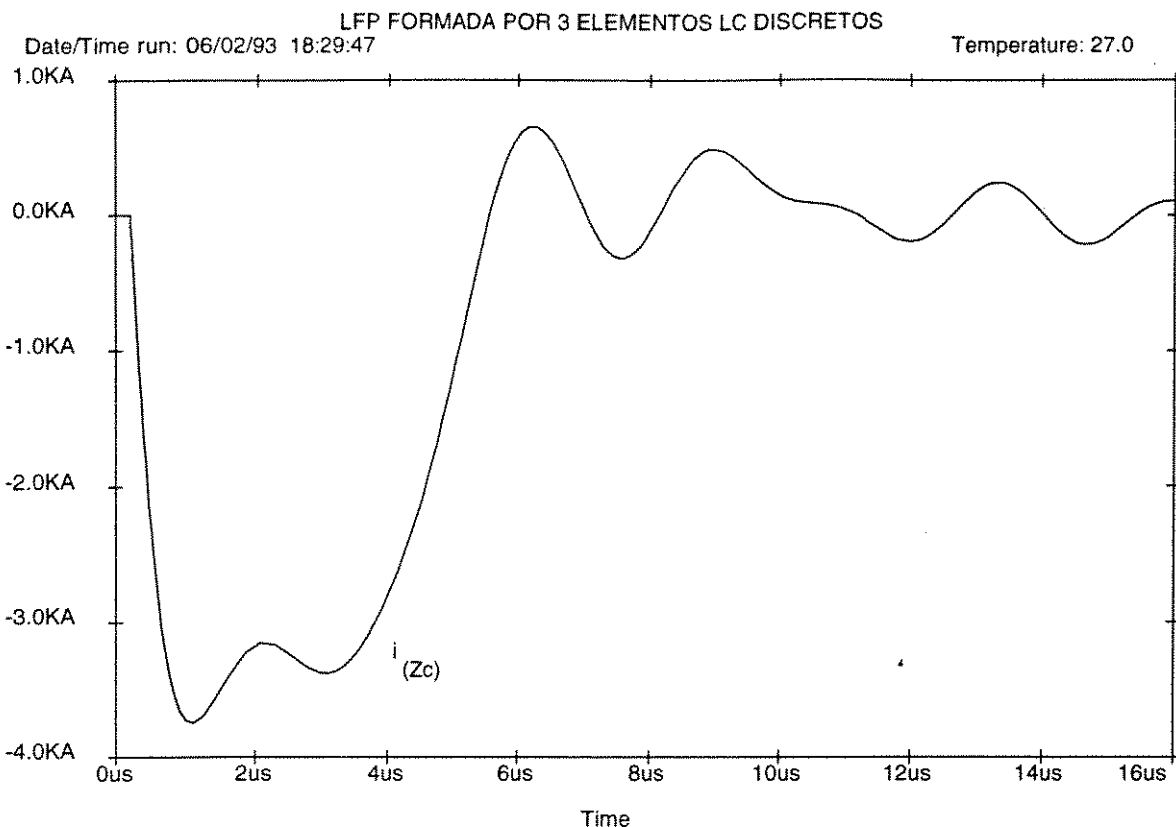


Figura 3.7 - Corrente pela carga de impedância Z_C , para uma linha formadora de pulsos de 3 elementos

Partindo-se agora para o acréscimo de mais células LC em cascata, e mantendo o mesmo simulador, a estrutura para entrada de dados será a mesma mostrada anteriormente e portanto não será repetida, porém havendo alteração nos valores dos elementos que formam a LFP.

Para 12 elementos LC, têm-se os seguintes valores:

Indutores:

L1 2 101 1.25UH

a

L12 111 112 1.25UH

Capacitores:

C1 101 3 22.22NF

a

C12 112 3 22.22NF

No resultado mostrado na Figura 3.8, nota-se que as oscilações no pico do pulso começam a suavizar-se, porém ainda com uma percentagem alta.

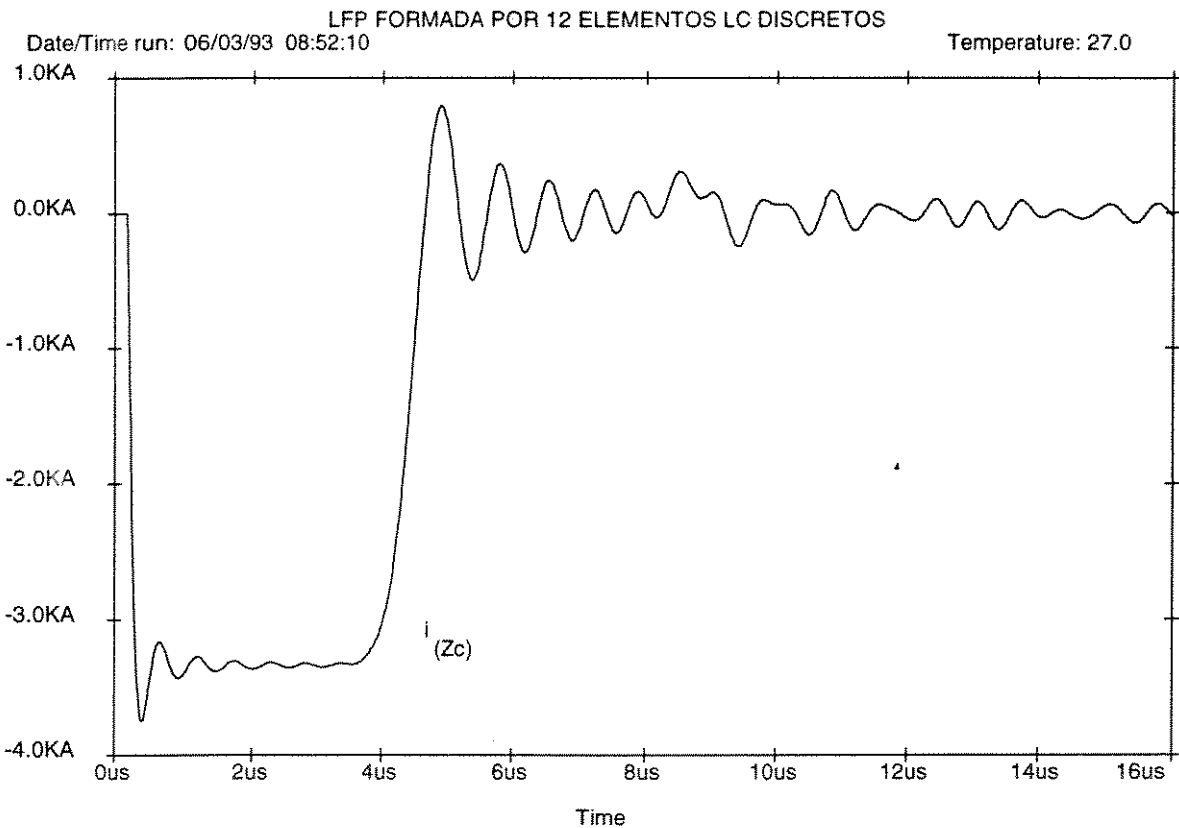


Figura 3.8 - Corrente pela carga de impedância Z_c , para uma linha formadora de pulsos de 12 elementos

Continuando com a evolução de n , agora valendo 18, os novos valores para os elementos L e C , que compõem as células são respectivamente:

Indutores:

L1 2 101 833.33NH

a

L18 117 118 833.33NH

Capacitores:

C1 101 3 14.86NF

a

C18 118 3 14.86NF

O resultado da simulação é mostrado na Figura 3.9, onde agora observa-se uma parte plana no pulso.

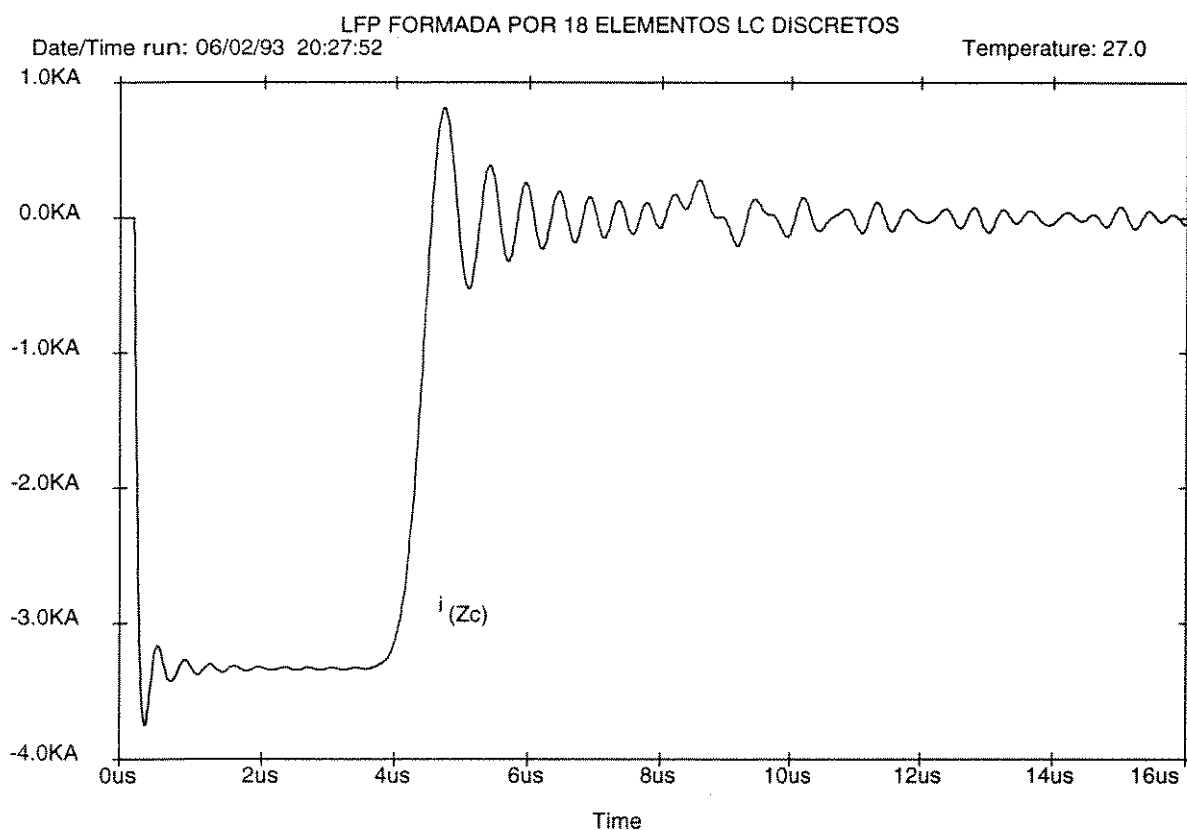


Figura 3.9 - Corrente pela carga de impedância Z_C , para uma linha formadora de pulsos de 18 elementos

Finalmente para $n=24$ como número final de elementos com o qual o projeto foi desenvolvido assim:

Indutores:

L1 2 101 625NH

a

L24 123 124 625NH

Capacitores:

C1 101 3 11.11NF

a

C24 124 3 11.11NF

O resultado da Figura 3.10 mostra que a parte plana do pulso tem um baixo fator de ondulação, porém algumas oscilações de mais alta frequência ainda se mantêm logo após a subida e descida do pulso porque se tem um número finito de elementos LC. Isto é facilmente comprovado fazendo-se uma rápida análise da diminuição da ondulação, com aumento do número de células LC.

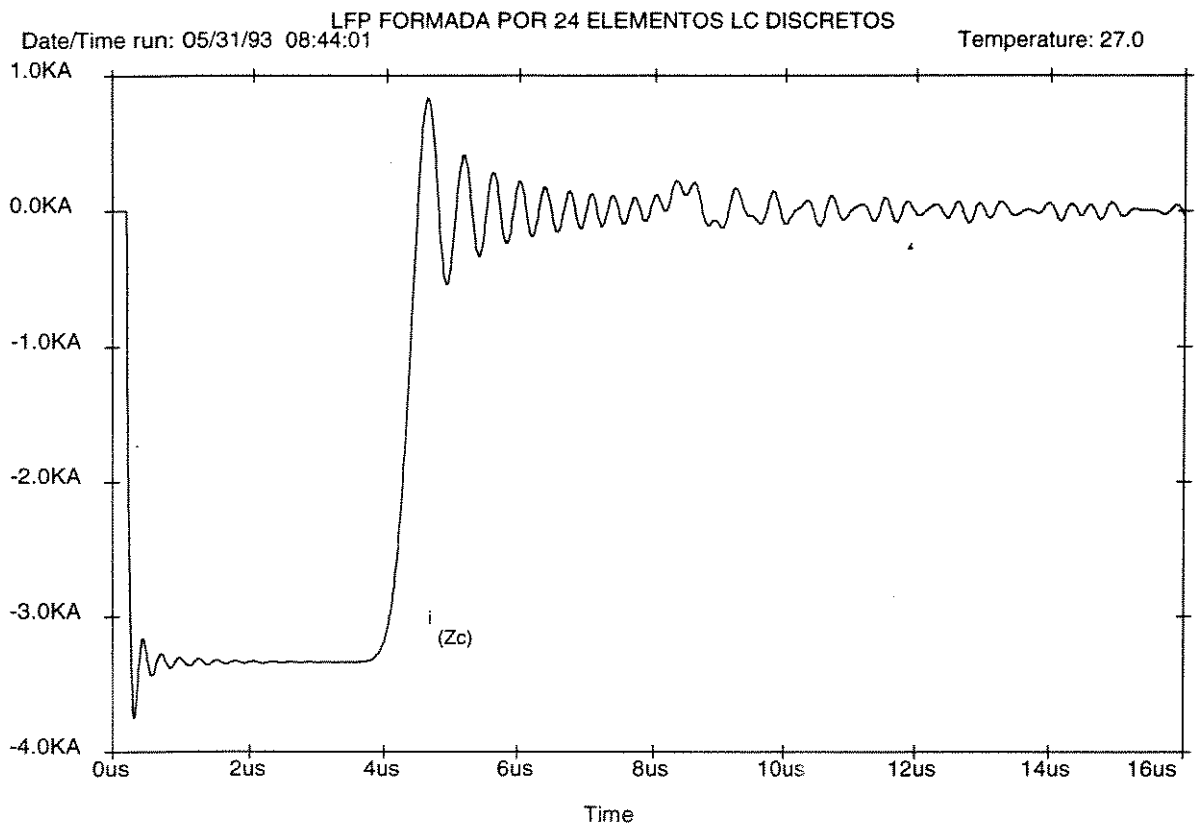


Figura 3.10 - Corrente pela carga de impedância Z_c , para uma linha formadora de pulsos de 24 elementos

3.3 - LINHA FORMADORA DE PULSOS CONSTRUÍDA NO LNLS

É difícil a obtenção de capacitores de indutância parasita muito baixa. Altas indutâncias parasitas, da ordem de centenas de nH, dificultam a perfeita sintonia da LFP. Assim, um recurso que pode ser utilizado é a colocação de duas LFP em paralelo, cada uma com dobro da impedância da carga e metade do número de células LC que se teria em uma única linha. Isto, vai permitir que se tenha as indutâncias parasitas em paralelo, reduzindo os efeitos causados por estas. Outra vantagem é se ter a metade da corrente em cada LFP, diminuindo a corrente de pico em cada capacitor e, conseqüentemente, aumentando o seu tempo médio de vida.

Esta topologia foi adotada para o sistema montado no LNLS, onde duas LFP foram construídas e colocadas em paralelo. As características principais desta LFP, são mostradas na Tabela 3.3 :

Número de LFP	2	
Impedância de cada LFP	15	Ω
Impedância total das LFP	7,5	Ω
Número de células LC de cada LFP	12	
Número total de células LC da LFP	24	
Tensão máxima de carga da LFP	50	kV
Corrente máxima fornecida por LFP	1,665	kA
Corrente total fornecida pelas duas LFP	3,33	kA
Duração total do pulso	4	μ s

Tabela 3.3 - Principais características da LFP montada no LNLS

Com esta nova topologia de montagem, pode-se agora calcular definitivamente os valores dos elementos capacitivos e indutivos que compõem a LFP do LNLS. Partindo-se das Eq. (3.11) e Eq. (3.12), anteriormente mostradas, vêm:

$$C_n = \frac{4 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 12 \cdot 15} = 11,11 \cdot 10^{-9} \text{ F}$$

$$C_n = 11,11 \text{ nF}$$

$$L_n = \frac{15 \cdot 4 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 12} = 2,5 \cdot 10^{-6} \text{ H}$$

$$L_n = 2,5 \text{ } \mu\text{H}$$

O processo de sintonia da LFP, cuja prática é necessária para a compensação da não uniformidade dos valores nominais das capacitâncias de cada elemento, visando um pulso com mínimo de oscilações na parte plana, fica dificultado pela presença de indutância parasita.

A sintonia da LFP, é feita alterando-se o valor do indutor que forma a célula LC, assim ajustando a impedância da célula, cujas diferenças são ocasionadas por variações dos valores de capacitância, que não permitem serem ajustadas.

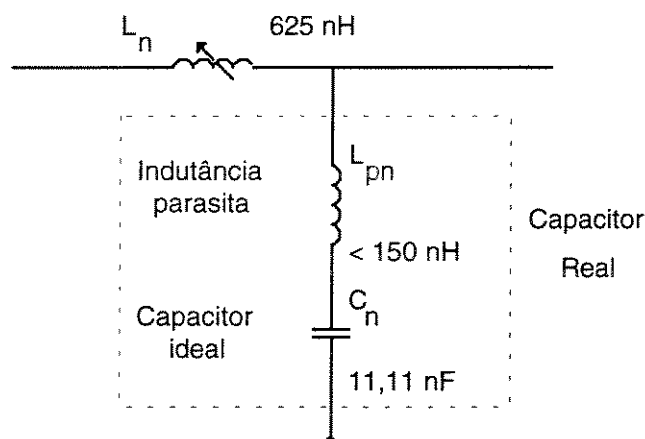


Figura 3.11. Célula LC da LFP do LNLS

Os capacitores utilizados na construção da LFP foram especialmente desenvolvidos para este fim, em conjunto com uma empresa nacional que após três protótipos, conseguiu atender às características exigidas no projeto.

Suas principais características são mostradas na Tabela 3.4, referente ao capacitor identificado por: CAPACITOR TIPO GI fabricado por ITEL - Indústria de Transformadores Elétricos - SP.

Os testes foram realizados na própria fábrica e o número de ciclos de carga e descarga foi alcançado sobre um protótipo, através de um oscilador de relaxação especialmente construído para este fim. O circuito para teste do protótipo é mostrado na Figura 3.12.

Capacitância nominal	11	nF
Tensão nominal de trabalho	50	kV
Indutância máxima série	150	nF
Pico máximo de corrente na descarga	3	kA
Duração do pulso de descarga (cada elemento)	300	ns
Máxima taxa de repetição dos pulsos	33	Hz
Mínimo número de ciclos	10 ⁶	

Tabela 3.4 - Características elétricas do capacitor

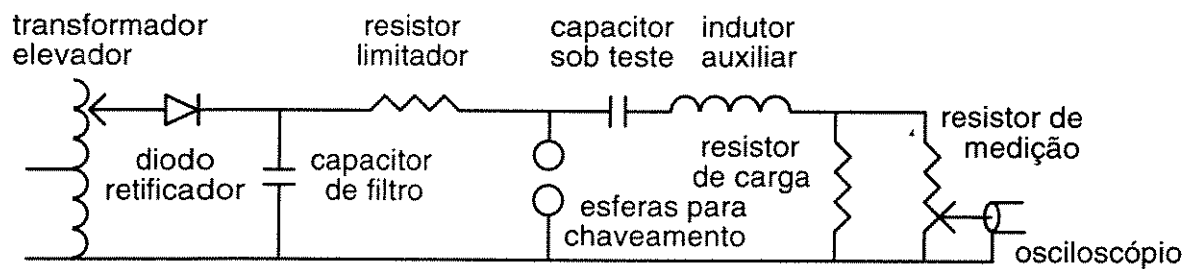


Figura 3.12 - circuito de teste do capacitor da LFP

O transformador elevador adapta o nível de tensão da rede ao nível da tensão a ser aplicada sobre o circuito, que em conjunto diodo retificador e o capacitor de filtro forma a fonte de alimentação do capacitor em teste. O resistor limitador, além de isolar a fonte de alimentação do restante do circuito durante o fechamento das esferas, determina, juntamente com o capacitor sob teste a constante de tempo do circuito de relaxação.

O circuito de alta corrente é formado pelo capacitor sob teste, esferas de chaveamento resistor de terminação e sobre ele são feitas as análises de desempenho do capacitor. A adição do indutor auxiliar ao circuito e a resistência de carga, objetiva-se a tornar a forma de onda do pulso de corrente gerado o mais fiel as condições reais de operação do capacitor. Assim sendo o indutor foi feito igual a 625 nH e o resistor de carga igual a 7,5 Ω.

Desta forma a duração do pulso é dado por:

$$\tau = \pi\sqrt{L_nC_n} = 260 \text{ ns}$$

com pico da corrente igual a:

$$i_{cp} = \frac{V_{cn}}{2R_t} = 3,33 \text{ kA}$$

onde:

i_{cp} - corrente de pico pelo capacitor;

V_{cn} - tensão de alimentação do capacitor;

R_t - resistor de carga.

A utilização das esferas fez necessária devido não se ter disponível na ocasião, a válvula *thyatron* empregada como sistema chaveamento do modulador.

A principal dificuldade encontrada durante a realização dos testes foi referente a medição do pulso de corrente. Inicialmente tentou-se a utilização de uma derivação em série (*shunt*) com o circuito. Devido a curta duração do pulso, indutância do *shunt* e sua baixa impedância, o sinal medido apresentou-se muito diferente ao esperado. A solução encontrada, mostrada na Figura 3.12, é o método indireto de medição de corrente: através da medição da tensão sobre o resistor de carga, tendo seu valor conhecido calculou-se a corrente através dele. É importante observar que para os resultados possam ser válidos, ambos os resistores foram feitos com baixa indutância.

A taxa de repetição dos pulsos de descarga do capacitor foi conseguido variando-se a tensão da fonte de alimentação, ajustado a um valor que em conjunto com a impedância do resistor limitador permitiu a operação do sistema a 33 Hz.

Os indutores que compõem a LFP foram construídos no próprio LNLS, utilizando tubos de cobre de 3/8 " de diâmetro, conformados sobre um molde de alumínio que definiu seu formato. O indutor tem seis espiras enroladas sobre uma base com três hastes de teflon com diâmetro médio de 100 mm. A sintonia grossa é feita através de derivações do próprio indutor e a sintonia fina através de tubos de alumínio que, isolados das espiras através das hastes de teflon comportam-se como uma espira em curto no interior do indutor, alterando o valor do mesmo quando inserido ou retirados do seu interior.

A utilização de tubos de cobre tem como vantagem, se ter uma grande área de cobre, minimizando as perdas por efeito de penetração, comum em sistemas de altas frequências, também atuando como sustentação mecânica do próprio indutor, evitando-se a necessidade da utilização de ventilação forçada.

A Figura 3.12 mostra a foto de uma célula LC desmontada, utilizada na LFP do modulador do LNLS.

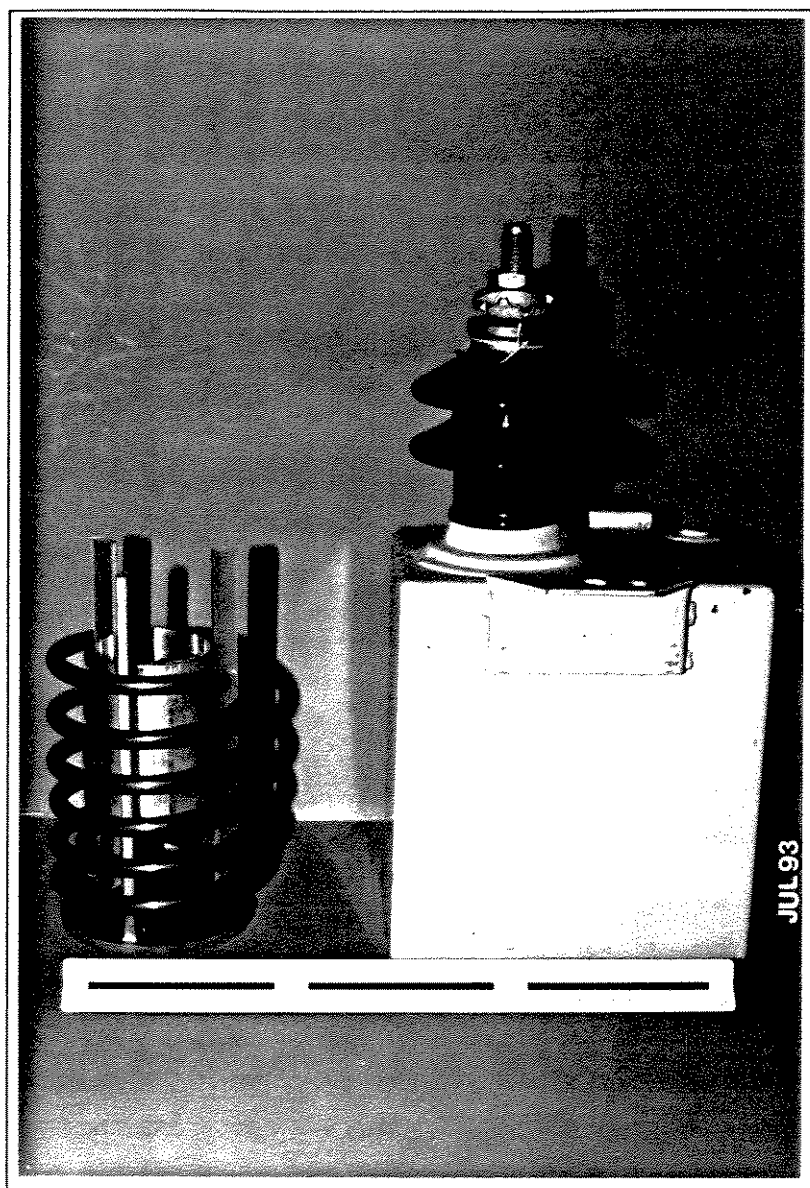


Figura 3.12. Indutor e capacitor da LFP do LNLS

3.4 - CONCLUSÕES

O sistema escolhido para conformação de pulso empregado no modulador do LNLS foi projetado, desenvolvido e montado visando a obtenção de um pulso com tempos de subida e descida curtos e uma parte plana com duração longa o suficiente para as especificações do projeto. O sistema foi simulado digitalmente permitindo a observação das alterações ocorridas com a variação do número de células LC que forma a LFP, facilitando a escolha do número de células a serem empregadas.

Notou-se, nas figuras anteriores resultadas da simulação, que mostram a forma de onda do pulso de corrente pela carga em função do número de células LC, não só alterações na forma de onda, como também o aparecimento de oscilações após a subida e descida do pulso. Estas oscilações tem um aumento na frequência, para um aumento do número de células LC. Portanto estas grandezas estão correlacionadas, da mesma forma que está diretamente relacionado o tempo de amortecimento das oscilações.

Pode-se chegar a relação existente entre o número de células LC, a frequência de oscilação e o tempo de amortecimento, tomando-se a primeira célula LC da LFP como um circuito de segunda ordem. Particularizando para o caso de descarga desta célula sobre um elemento resistivo, tem-se o seguinte circuito:^[3.3]

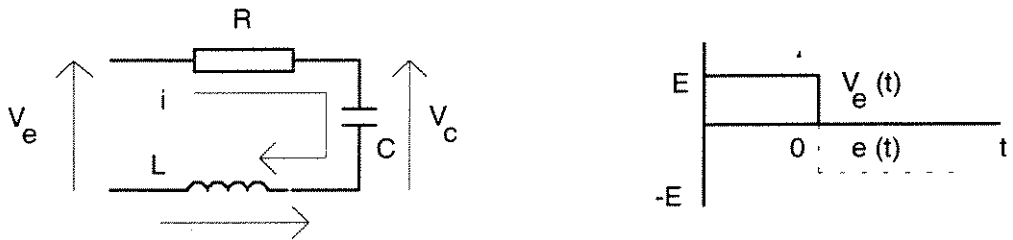


Figura 3.11 - Esquema para estudo da descarga de um circuito RLC

Do circuito da Figura 3.11, chega-se a Eq. (3.15), tendo-se as seguintes condições iniciais para a equação diferencial:

$$v_c(0^-) = E \quad i(0^-) = 0$$

$$L \frac{d}{dt} i + Ri + v_c = v_e \tag{3.15}$$

Adaptando-se a Eq. (3.16), para transformada de Laplace, onde as funções para $t < 0$ são desprezadas, pode-se fazer as seguintes alterações de variáveis:

$$v_e(t) = E + e(t) \quad v_c = E + u_c(c)$$

chega-se:

$$L \frac{d}{dt} i + Ri + \frac{1}{C} \int_0^t i dt = e(t) \tag{3.16}$$

Cuja a função de transferência entre a tensão de entrada e a corrente é o inverso da impedância dada por:

$$\frac{I(p)}{E(p)} = \frac{1}{Lp + R + \frac{1}{Cp}} \quad (3.17)$$

Para $e(0^+) = -E$, tem-se:

$$I(p) = -\frac{E}{p} \frac{Cp}{LCp^2 + RCp + 1} \quad (3.18)$$

seja ainda:

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} \quad 2\zeta\omega = \frac{R}{L} \quad (3.19)$$

tem-se:

$$I(p) = -\frac{E}{L} \frac{1}{p^2 + 2\zeta\omega p + \omega^2} \quad (3.20)$$

para:

$$\zeta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.21)$$

Onde ζ define três comportamentos:

$\zeta > 1$ - aperiódico

$\zeta = 1$ - crítico

$\zeta < 1$ - pseudo-periódico

Para o caso em estudo, a simulação da LFP do modulador do LNLS, tem-se

$R = Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$, circuito casado, que define o valor de $\zeta = 0,5$, para todas as simulações feitas, havendo porém alteração de ω para diferentes valores de L e C e

consequentemente do número de células LC.

Voltando para o espaço temporal, particularmente para o regime pseudo-periódico, tem-se a seguinte expressão para $i(t)$:

$$i(t) = \frac{-2E\zeta}{R\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega t} \sin(\omega\sqrt{1-\zeta^2}t) \quad (3.22)$$

As oscilações, tanto na subida como na descida do pulso, observadas na simulação, não aparecem no pulso medido na saída do modulador. Isto se deve as indutâncias parasitas de conexão entre a LFP e o transformador de pulsos. A indutância mínima necessária para que as oscilações não ocorram pode ser calculada partindo-se da equação 3.21 onde ζ , deve ser feito igual a 1 (regime crítico), mantendo-se os valores de R (Z_C) e C .

Na equação 3.21 tem-se:

$$\sqrt{\frac{L}{C}} = 2R \quad , \text{ para } \zeta = 1 \text{ (regime crítico)}$$

Assim, para o caso da LFP, composta por 24 elementos, a soma da indutância do primeiro indutor da célula LC e a indutância parasita é dado por:

$$L_m = (2R)^2 C = 2,5\mu H$$

para:

$$R = Z_C = 7,5 \Omega$$

$$C = C_n = 11,11 \text{ nF}$$

Que é um valor aceitável para conexões para as dimensões do sistema do modulador.

Fazendo-se a simulação, para a LFP composta por 24 células mostrada no item 3.2.4, e considerando-se a indutância de $2,5 \mu H$ na primeira célula, chega-se ao resultado mostrado na Figura 3.13.

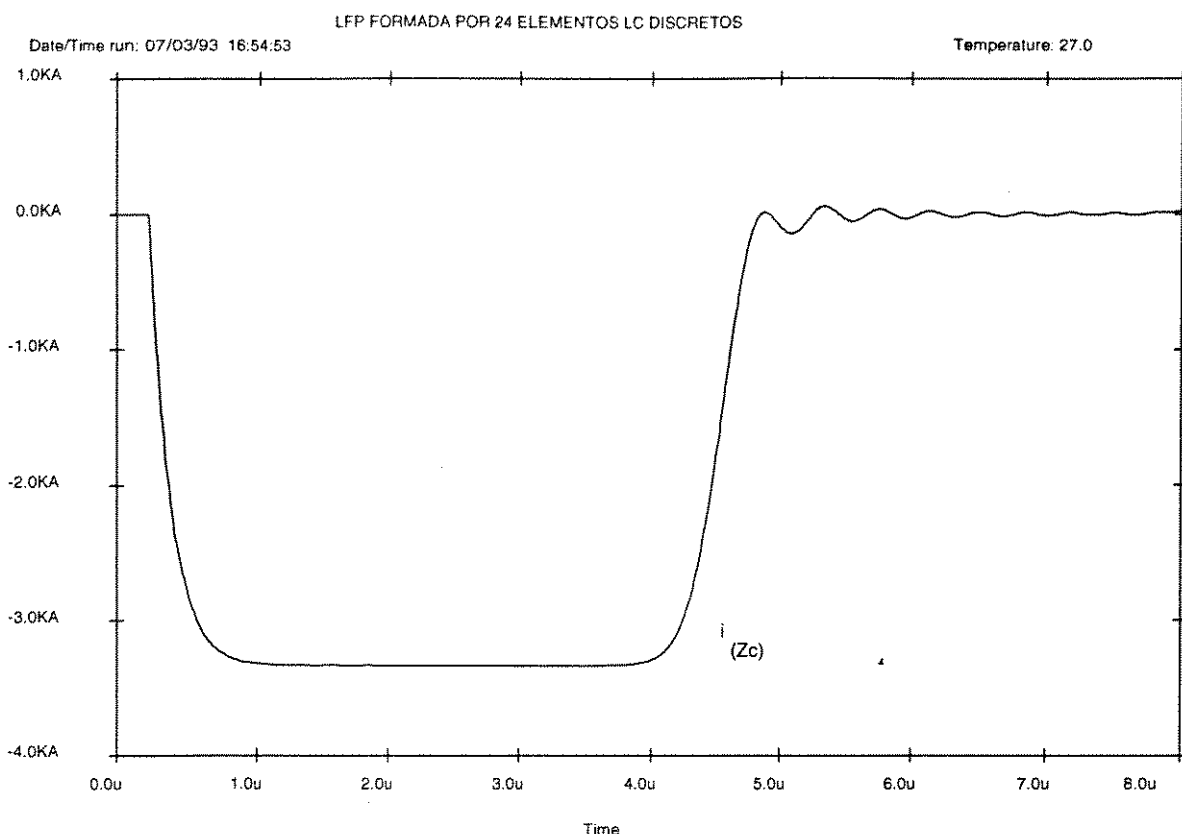


Figura 3.13 - Forma de onda da corrente fornecida por uma LFP formada por 24 elementos e $\zeta = 1$

Nota-se que as oscilações rápidas na forma de onda mostrada na Figura 3.10 não aparecem na forma de onda da Figura 3.13, que tem como primeiro elemento L a soma da indutância parasita das conexões mais a indutância da célula. A escala de tempo foi expandida com relação às mostradas nas simulações anteriores, para uma melhor avaliação da parte plana do pulso.

Como descrito no item 3.3, a LFP utilizada no modulador do LNLS é composta por duas linhas formadoras de pulsos em paralelo, cada uma com o dobro da impedância daquela apresentada por uma única LFP. Partindo-se dos valores dos elementos anteriormente calculados pode-se, portanto, para este caso, fazer-se uma análise semelhante a anterior. A Figura 3.14 mostra o resultado fornecido por uma simulação da LFP construída no LNLS, não considerando a indutância das conexões.

A estrutura de entrada dos dados para a simulação é muito similar à aquela apresentada para uma LFP, formada por uma única cadeia de células LC, diferenciando-se apenas na forma como as duas linhas neste caso apresentado são conectadas.

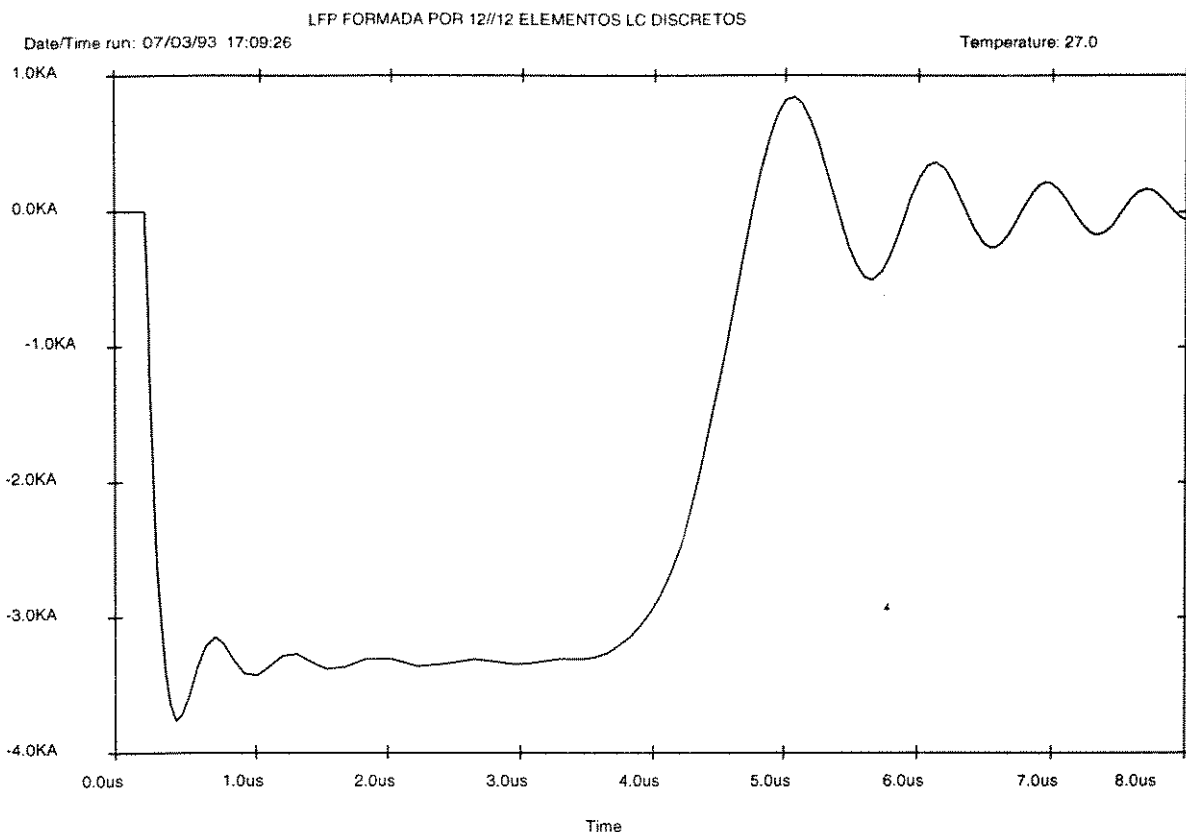


Figura 3.14 - Forma de onda da corrente para uma LFP formada por 24 elementos sendo 12 // 12

Vê-se claramente, que as oscilações estão presentes e com frequência de oscilação menor com relação a LFP formada por 24 elementos, sendo esta nova frequência determinada pelos novos valores dos elementos LC.

Adotando-se o mesmo valor para a indutância parasita das conexões e conservando-se o valor do primeiro indutor de cada linha, tem-se na Figura 3.15, o resultado de uma simulação feita para este caso.

A minimização da indutância parasita das conexões é sempre procurada durante a montagem do sistema. Mantendo-se $\zeta > 0,8$, tem-se ainda uma baixa oscilação, e um bom tempo de subida^[3.4].

Conseguiu-se, desta forma, mostrar o sistema de formação de pulso, com controle sobre os parâmetros que interferem na forma de onda buscada, permitindo assim ajustar o sistema as condições exigidas pelo projeto.

A forma de onda mostrada na Figura 3.16 é resultado de medição feita diretamente sobre uma carga resistiva igual a Z_0 , mostrando assim o resultado final deste sistema de conformação de pulsos, conforme foi implementado no LNLS.

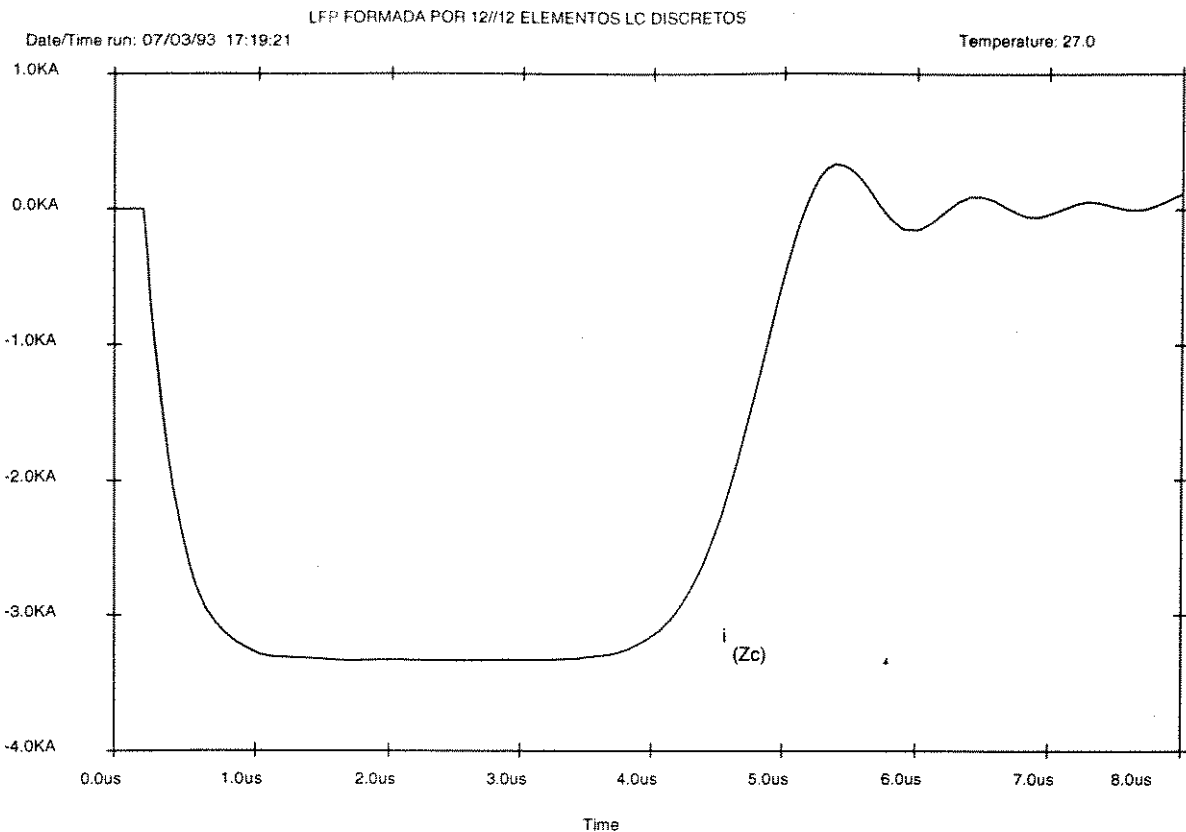


Figura 3.15 - Forma de onda da corrente para uma LFP formada por 24 elementos sendo 12 // 12 e $\zeta = 1$

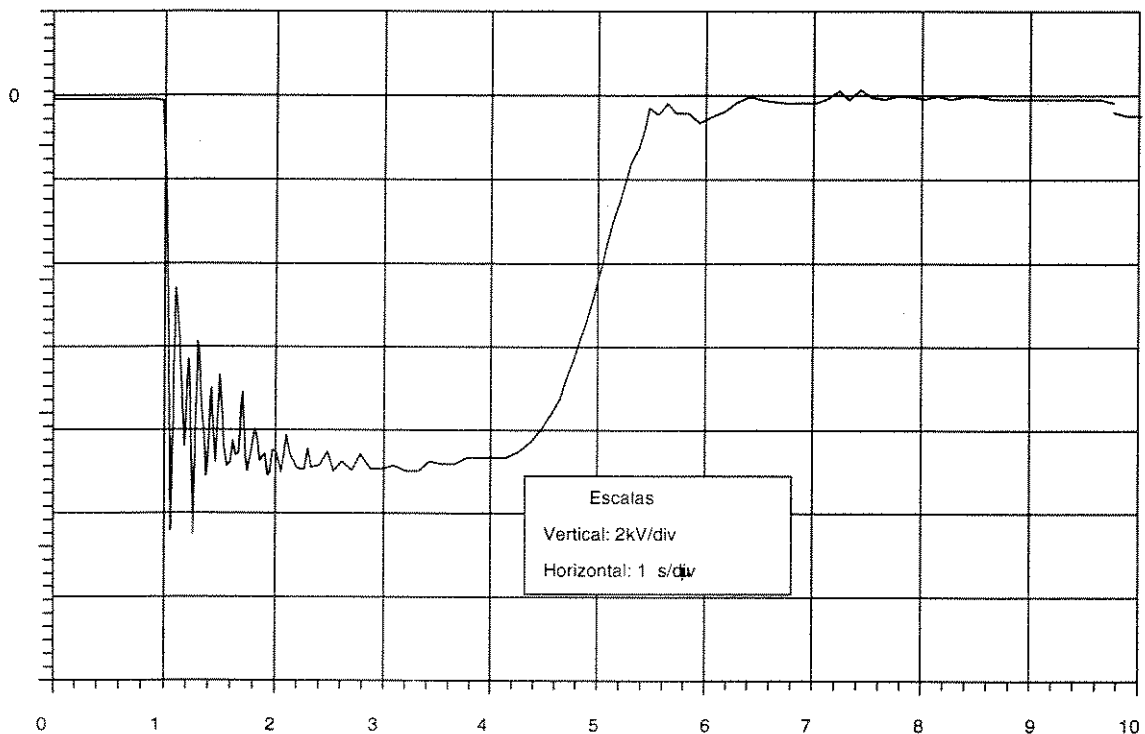


Figura 3.16 - Forma de onda do pulso de tensão do modulador do LNLS aplicado sobre uma carga resistiva de $7,5 \Omega$

A medição feita para obter-se o resultado da Figura 3.16, foi conseguida através de um osciloscópio digital e uma ponta de prova com atenuação de 1000X.

O ruído observado na subida do pulso é devido a problemas de medição encontrados durante a obtenção da amostra de sinal. Observe-se que o sinal é medido no interior do painel onde se encontra montada a parte de potência do modulador, onde o nível de ruído é elevado.

A Figura 3.17 mostra a vista frontal da LFP, implementada no LNLS. Em primeiro plano são vistos os indutores, diretamente conectados aos isoladores do capacitor de alta tensão.

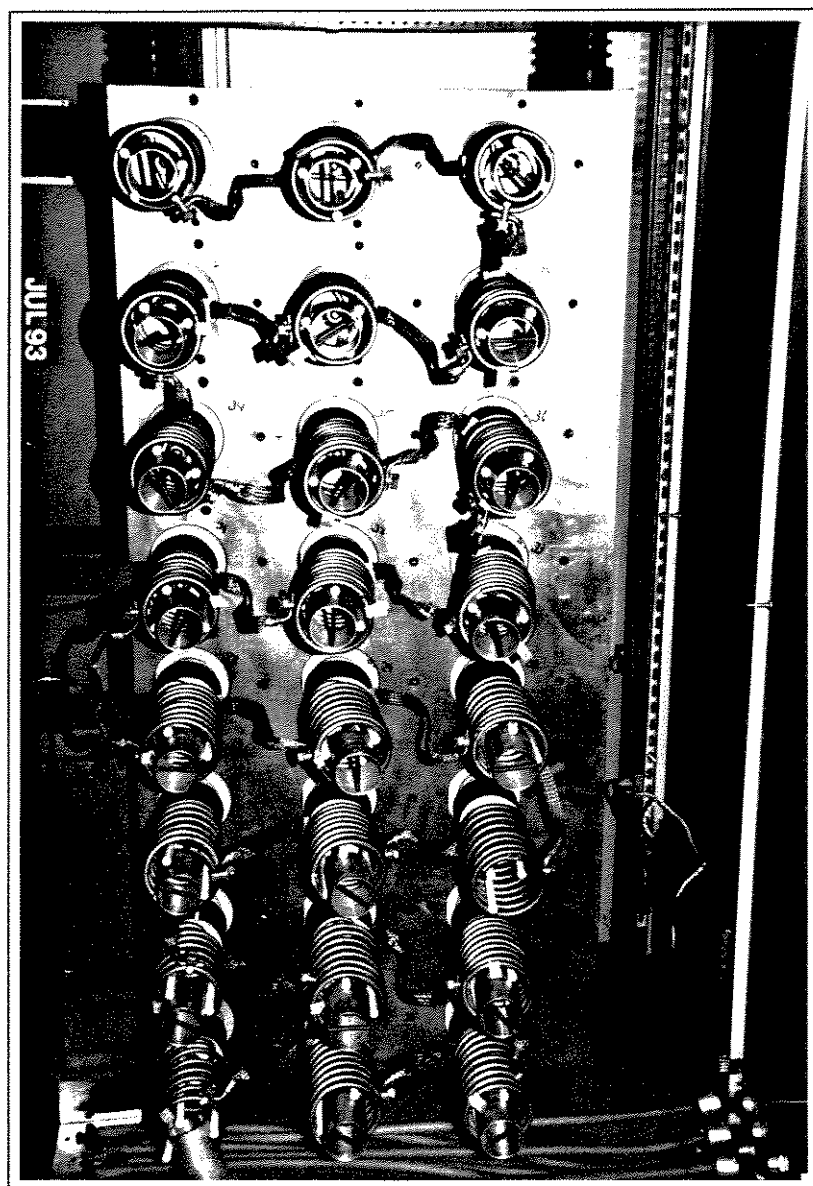


Figura 3.16 - Vista frontal LFP implementada no LNLS

Referências:

- [3.1] Metzger, G. & Vabre, J.-P.
Électronique des Impulsions - TOME II
Circuits à Éléments Répartis
Masson et C^{ie}, Editeurs - Paris - 1975
- [3.2] MIT Radar School, Massachusetts Institute of Technology
Principles of Radar
Mc Graw-Hill Book Company, Inc., NY and London 1946
- [3.3] Metzger, G. & Vabre, J.-P.
Électronique des impulsions - TOME V
Les Circuits Transmetteurs D'Impulsions
Masson et C^{ie}, Editeurs - Paris - 1970
- [3.4] Metzger, G. & Vabre, J.-P.
Électronique des impulsions - TOME I
Circuits à Constantes Localisées
Masson et C^{ie}, Editeurs - Paris - 1966

CAPÍTULO - 4

SISTEMA DE ALIMENTAÇÃO DA LFP

CAPITULO 4 - SISTEMA DE ALIMENTAÇÃO DA LFP

4.1- INTRODUÇÃO

O sistema de alimentação da LFP é um sistema muito importante pois dele depende a estabilização da tensão do pulso de saída. O sistema é basicamente composto por uma fonte de alta tensão não estabilizada com baixo fator de ondulação e um sistema ressonante série que permite a estabilização da tensão na qual a LFP é carregada e conseqüentemente a amplitude do pulso de saída. A Figura 4.1 mostra o diagrama do sistema de alimentação, onde a LFP pode ser considerada como apenas um capacitor, formado pelos seus n capacitores nominais em paralelos, uma vez que, a indutância que compõe cada célula da LFP é desprezível se comparada com a indutância série do circuito de carga^[4.1].

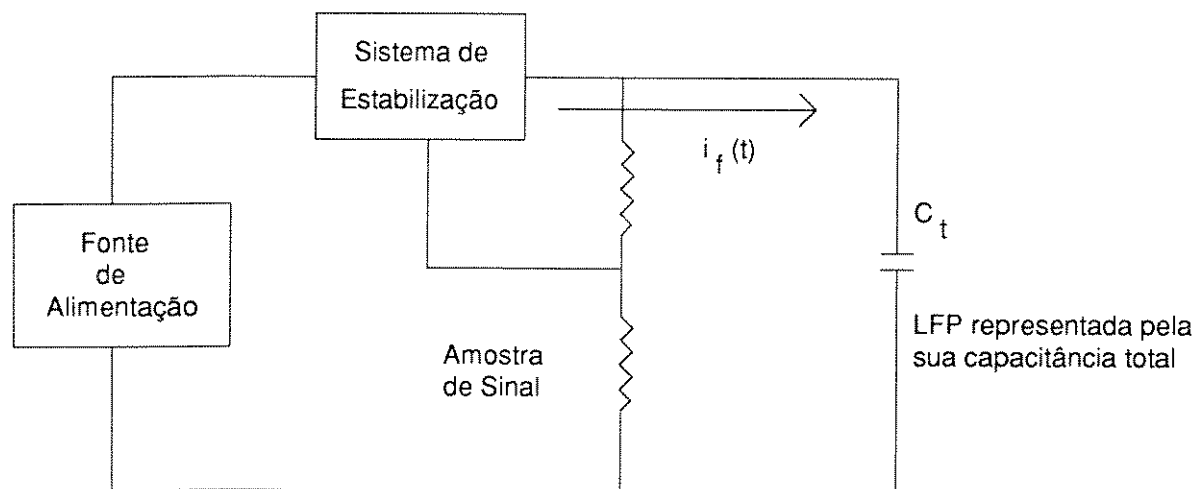


Figura 4.1 - Sistema de alimentação da LFP

4.2 - FONTE DE ALIMENTAÇÃO

A principal característica requerida para esta fonte é um baixo fator de ondulação, já que a potência média exigida é pequena, como visto no Capítulo 3, o sistema do modulador trabalha em regime pulsado. Desta forma, a corrente de alimentação do sistema também é pulsada. Assim, para que a fonte de alta tensão não sofra com picos de corrente é usado na saída um capacitor de filtro bem maior (usualmente 10 vezes) do que a capacitância total formada pela LFP. Portanto, o transformador elevador e o sistema de retificação da fonte fornecem apenas uma baixa corrente média, suficiente para a carga do capacitor de filtro, que se dá de

forma lenta, porém de modo a não comprometer a tensão final para o próximo ciclo de carga.

4.2.1 - Topologia adotada

A topologia adotada para a fonte de alta tensão é uma montagem com retificação de 12 pulsos convencional, usando transformador elevador de tensão com dois secundários, um em triângulo e o outro estrela. A Figura 4.2, mostra o diagrama elétrico básico da fonte de alta tensão.

O fator de ondulação da fonte mostrada na Figura 4.2, sem o filtro, é de 1 % ; considerando o filtro, é necessário conhecer a carga, pois o fator de ondulação passaria agora a depender diretamente deste valor. Este valor pode ser muito pequeno, quando a fonte está a vazio (LFP carregada), com capacitor de filtro armazenando a tensão de pico da saída do retificador, ou com um valor significativo (limitado pela ondulação da própria fonte), quando em regime de carga. Os principais parâmetros da fonte de alta tensão desenvolvida para o projeto do modulador do LNLS são mostrado na Tabela 4.1.

Tensão DC de saída	25	kV
Corrente DC média de saída	400	mA
Tensão de alimentação trifásica	220	V
Potência nominal	9	kVA
Corrente de pico máxima de saída	9	A
Taxa de repetição	33	Hz

Tabela 4.1 - Principais parâmetros da fonte de alta tensão

O fator que contribuiu na escolha de uma ponte retificadora de doze pulsos é o fato de a tensão contínua final de saída, ser a soma em fase das tensões fornecidas por cada enrolamento secundário do transformador e, conseqüentemente, cada um contribuindo com a metade da tensão final, tornando-se mais fácil a fabricação dos mesmos, ainda levando-se em consideração que um dos enrolamentos está sempre em um potencial elevado em relação ao terra. No caso do diagrama da Figura 4.2, tem-se o enrolamento em estrela elevado a metade do potencial final de saída do retificador.

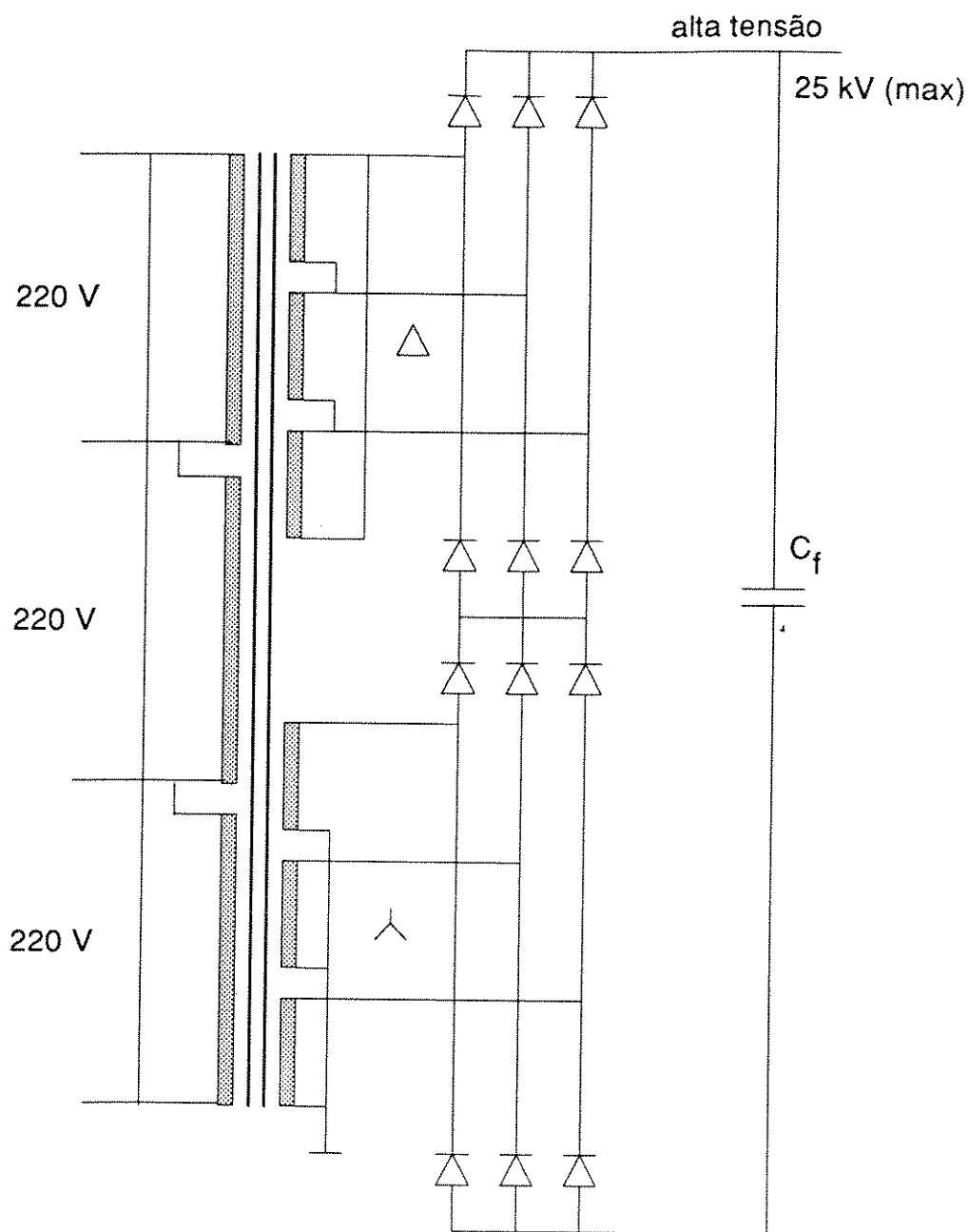


Figura 4.2 - Topologia adotada para fonte de alta tensão

As tensões eficazes nos secundários dos enrolamentos são:

$$\begin{aligned} V_{RMSY} &= 4,822 \text{ kV} && (\text{enrolamento em estrela}) \\ V_{RMS\Delta} &= 8,352 \text{ kV} && (\text{enrolamento em triângulo}) \end{aligned}$$

Durante a fase de teste do sistema de potência, faz-se necessário o ajuste gradual da tensão de saída. Para atender a este tipo de operação, é instalada nesta fonte uma chave que permite selecionar a tensão de saída em valores de 40, 60,

80, 90 e 100 % da tensão nominal, isto é conseguido através de chaveamento de derivações no primário do transformador elevador. Assim, tem-se a fonte preparada para operação com 5 diferentes tensões de saída, facilitando o ajuste no sistema, durante a fase de testes.

4.2.2 - Indutor de alimentação

No mesmo módulo que contém a parte ativa da fonte de alimentação de alta tensão, está localizado o indutor de alimentação que é um dos elementos utilizados na ressonância série do circuito de alimentação. A particularidade deste indutor reside no fato de que um dos seus terminais deve ter isolamento para a tensão de saída da fonte de alta tensão e o outro deve prever uma isolamento para o dobro desta tensão, ambas contra o terra. Portanto, toda a parte ativa do indutor, assim como a fonte de alta tensão, devem estar imerso em um meio isolante de boa qualidade, geralmente óleo mineral, tratado por processo padrão para a classe exigida.

O valor da indutância deste indutor está diretamente ligado aos parâmetros de alimentação do sistema, que são:

- tempo de carga do sistema (determinado pela máxima taxa de repetição);
- máxima corrente pelos componentes que compõem o circuito de alimentação;
- e o próprio tamanho físico do indutor.

As características do indutor de alimentação será mostrado no item 4.3, quando será explicado o processo de carga e estabilização de tensão sobre a LFP. O seu ensaio e testes foram feitos no próprio fabricante de acordo com as normas existentes onde é citada esta aplicação.^[4.2]

Esta fonte teve sua fabricação feita sob encomenda a INSTRONIC - Instrumentos de Teste LTDA, atendendo as solicitações referente aos sistemas de proteções e intertravamento requerido pelo projeto.

4.2.3 - Testes de aceitação realizados na fonte de alta tensão

Como a fonte de alta tensão a ser utilizada nos moduladores trabalham em regime pulsado de corrente, necessita-se saber sobre estas condições, o

comportamento de alguns componentes da mesma. Testes como corrente média fornecida, queda de tensão nos enrolamentos (devida a resistência ôhmica) e ensaios de tensão induzida e aplicada, são testes presentes em normas e foram executados pelo próprio fabricante.

Necessitou-se porém saber se os diodos de retificação e indutor de alimentação suportariam o regime pulsado fornecendo correntes de pico dezenas de vezes acima da corrente média. Quando na recepção da fonte de alta tensão, ainda não haviam disponíveis diversos dos componentes que formariam o modulador, tais como a LFP e elemento para chaveamento em alta tensão, componentes que facilitariam este teste.

A solução encontrada e executada, quando no recebimento da fonte, consistiu na montagem de um sistema de carga de um único capacitor de alta tensão com capacitância igual à aquela formada pelos elementos da LFP ($C_t=260\text{nF}$). O elemento limitador da corrente de carga foi o próprio indutor de alimentação da LFP, enquanto que o chaveamento para a descarga do capacitor sobre uma carga resistiva foram utilizadas duas esferas com controle de disparo. O diagrama elétrico do circuito implementado é mostrado na Figura 4.3.

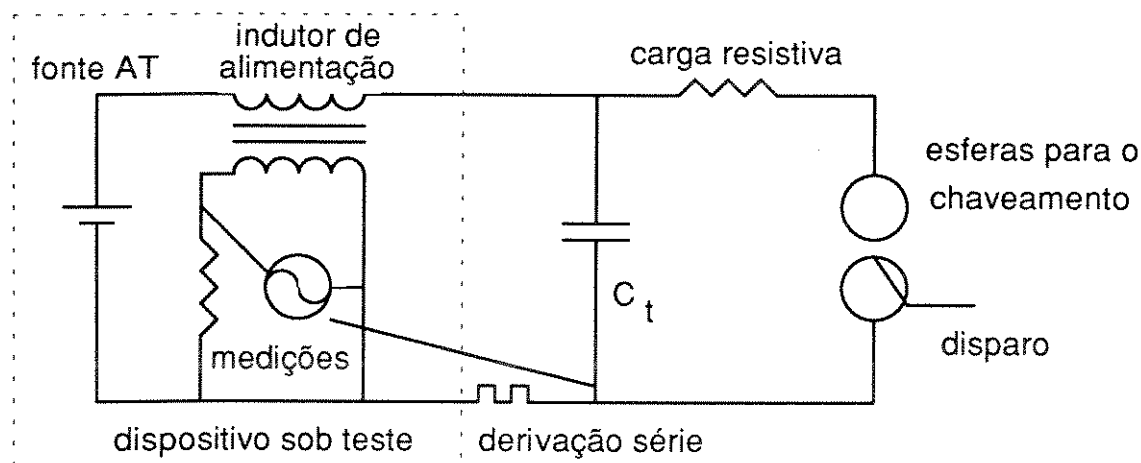


Figura 4.3 - Circuito de teste da fonte de AT e indutor de alimentação

A utilização do capacitor C_t e das esferas de chaveamento tornou-se possível uma vez que, o interesse no teste estava na corrente de carga do capacitor e não na forma de onda do pulso produzido pelo circuito. O resistor de carga foi um elemento incluído no circuito com o intuito de apenas dissipar a energia armazenada no capacitor C_t .

A medição da tensão sobre o indutor foi realizada indiretamente sobre o secundário do indutor de alimentação, onde a tensão pode ser observada com o auxílio de um osciloscópio. A corrente de carga do capacitor C_t , foi medida,

também com o mesmo osciloscópio, através da derivação série (shunt), adicionada no circuito. Através dos resultados obtidos permitiu-se concluir que a fonte sob teste estava de acordo com as características exigidas pelo projeto. Estes mesmos resultados, são os mesmos conseguidos posteriormente quando no funcionamento do modulador e são apresentados no final deste capítulo.

4.3 - SISTEMA DE "De Qing" OU ESTABILIZAÇÃO DE TENSÃO

O sistema de alimentação escolhido para o projeto é o de ressonância série, que basicamente são constituídos por quatro elementos:

- fonte de alta tensão
- indutor de carga
- diodo de carga
- linha formadora de pulsos

Para entender o processo de alimentação, é tomado o circuito elétrico mostrado no diagrama da Figura 4.4, e para tal, deve-se partir com todos os capacitores que formam a LFP completamente descarregados. No tempo $t = 0$, é conectada ao circuito a fonte de alta tensão, com tensão contínua e igual a V_0 . A medida que o tempo vai fluindo, começa a circular através do indutor L_f e do diodo D_f , uma corrente $i_f(t)$ para a alimentação da LFP com capacitância total C_t .

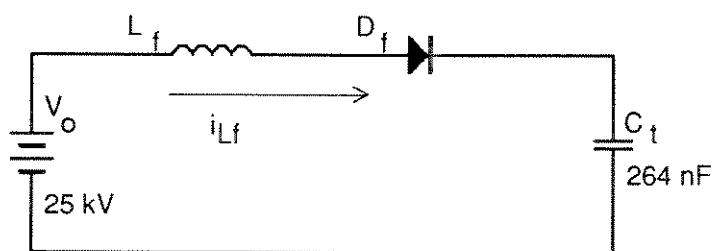


Figura 4.3 - Circuito usado para simulação do processo de alimentação

Equacionando-se o circuito da Figura 4.4, tem-se a seguinte equação diferencial:

$$V_0 = L_f \frac{d}{dt} i_f(t) + \frac{1}{C} \int_0^t i_f(t) dt$$

resolvendo-se esta equação tem-se para $i_f(t)$:

$$i_f(t) = V_o \sqrt{\frac{C_t}{L_f}} \cdot \text{sen} \left[\frac{1}{\sqrt{L_f \cdot C_t}} t \right] \quad i_f(t) \geq 0 \quad (4.1)$$

Observando a Eq. (4.1), nota-se que para $t = 0$ a corrente $i_f(t)$ também é zero, a medida que t cresce, cresce também a corrente $i_f(t)$. Quando a tensão na linha formadora de pulso atinge tensão igual a tensão da fonte, no campo magnético do indutor está armazenada uma energia igual à energia armazenada no campo elétrico dos capacitores que compõem a LFP. Neste instante a corrente é máxima e é dada por:

$$I_p = V_o \cdot \sqrt{\frac{C_t}{L_f}} \quad (4.2)$$

Isto ocorrendo no tempo:

$$t = \frac{\pi}{2\omega_o} \quad (4.3)$$

Onde:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_f \cdot C_t}} \quad (4.4)$$

Após o pico da corrente, esta começa a diminuir e a energia no campo magnético do indutor de alimentação L_f também diminui. Quando a corrente $i_f(t)$ é zero, a tensão em que a LFP está carregada é de $2.V_0$. Novamente, na Eq. (4.1), observa-se que a tensão sobre a LFP tenderia devolver parte da energia armazenada nos capacitores da LFP, oscilando sobre o valor médio da tensão da fonte de alimentação. Porém isso é evitado pelo diodo de alimentação D_f , em série com o circuito de carga, como mostra a Figura 4.4.

Para o modulador construído no LNLS adotar-se os seguintes valores:

$$C_t = 264 \text{ nF}$$

$$L_f = 2 \text{ H}$$

$$V_o = 25 \text{ kV}$$

Valores que substituídos na Eq. (4.1), permitem escrever:

$$i_f(t) = 9 \sin (1,37.10 .t) [A]$$

$$I_p = 9 [A]$$

A Figura 4.5 mostra a tensão final da LFP, conseguido através de simulação digital, feita para um único ciclo de alimentação, no circuito mostrado da Figura 4.4. Sendo importante se saber que todos os elementos do circuito para efeito de simulação são considerados como ideais.

A Figura 4.6 mostra a corrente $i_f(t)$ de alimentação para o mesmo ciclo. Sendo importante mencionar que as formas de onda obtidas para as Figuras 4.5 e 4.6 são mostradas ainda sem a implementação do processo de estabilização.

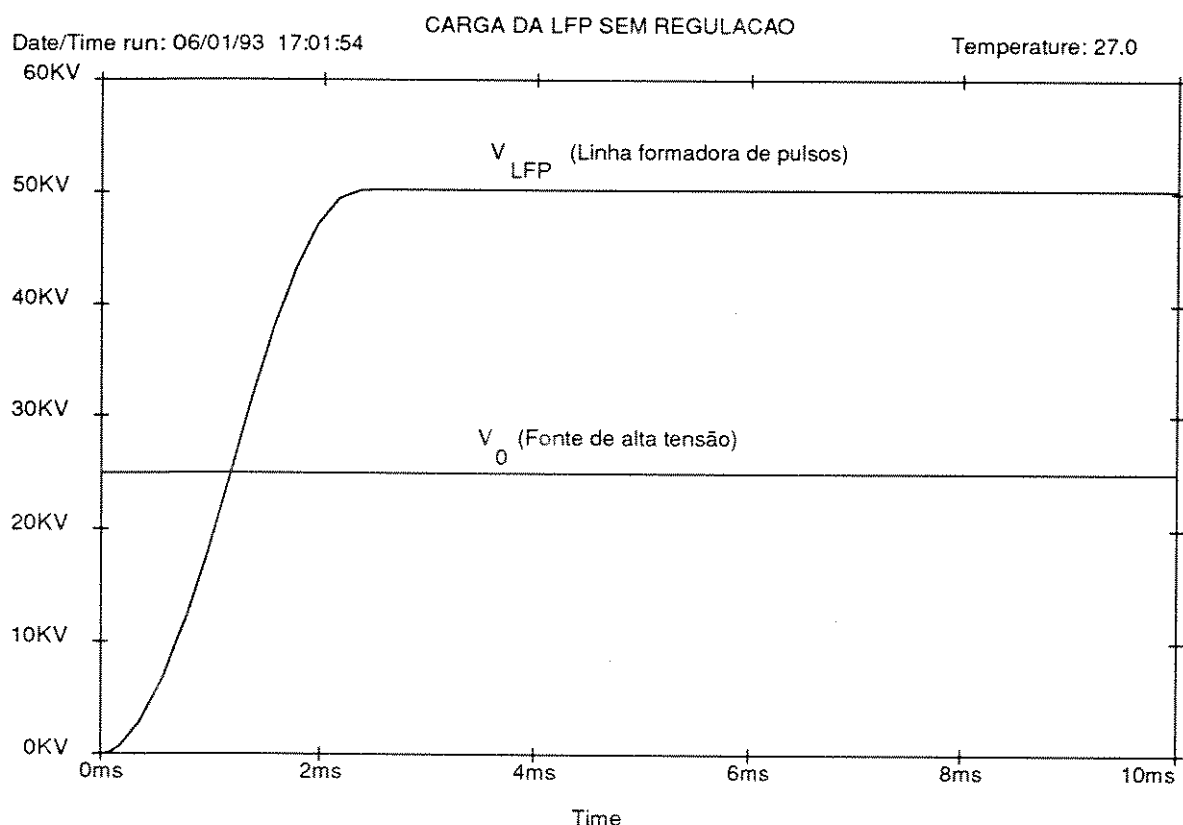


Figura 4.5 - Tensão de alimentação da LFP

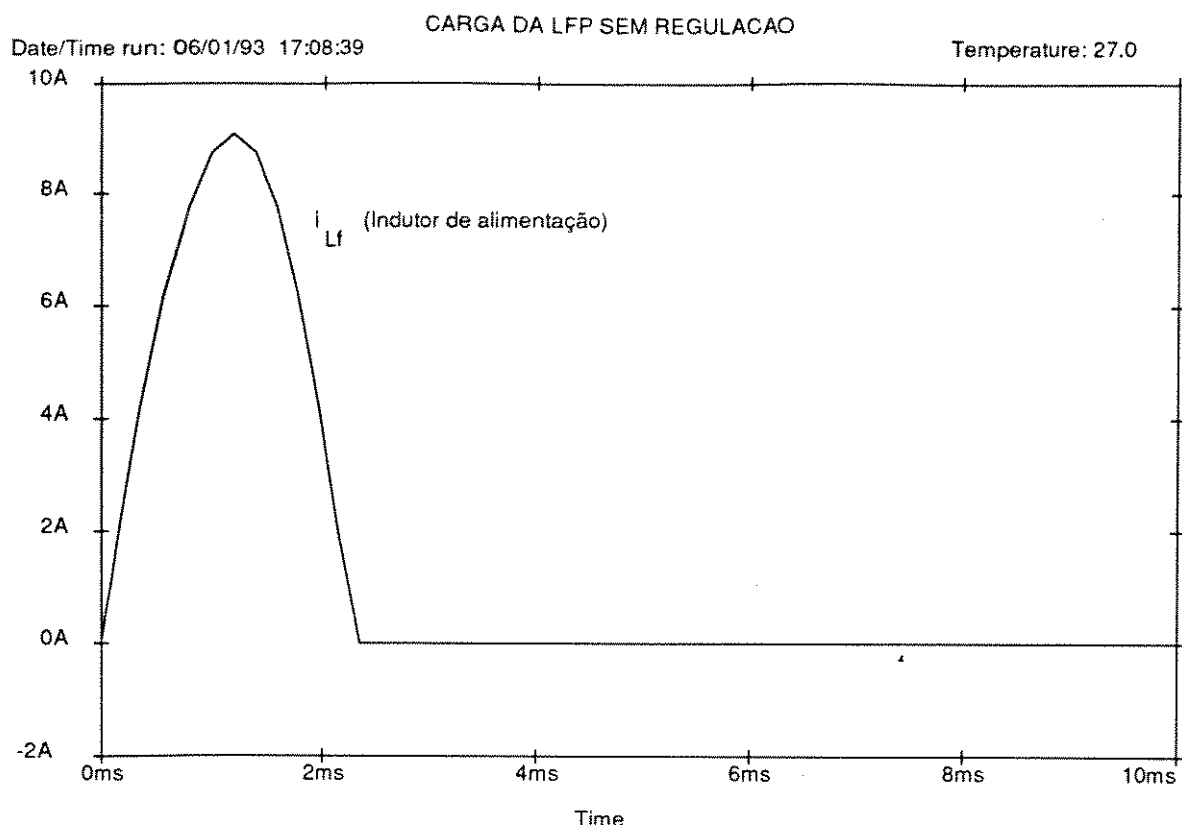


Figura 4.6 - Corrente de alimentação por L_f .

Os resultados obtidos para as Figuras 4.4 e 4.5 tem como base componentes e condições ideais de funcionamento, ou seja, o circuito ressonante série tem " Q " (fator de qualidade) infinito. Porém, isto nem sempre é possível devido a perdas ôhmicas nos enrolamentos do indutor série, assim a tensão final de carga da LFP é ligeiramente inferior a duas vezes a tensão V_0 da fonte.

Por outro lado, a estabilização da tensão final de alimentação da LFP, dar-se-à aproveitando-se exatamente desta característica do circuito. Em um determinado momento força-se a diminuição do Q do circuito de carga, causando um desvio da corrente de alimentação para um elemento dissipativo. O momento exato em que este processo deve ocorrer é determinado através da comparação de uma amostra de tensão tomada na saída do indutor de alimentação (que é a tensão que se pretende estabilizar) e uma referência. O Q de um circuito ressonante genérico, é dado pela relação da Eq. (4.5)^[4.3] :

$$Q = 2\pi \frac{\text{Energia armazenada}}{\text{Energia dissipada em um ciclo}} \quad (4.5)$$

Para a determinação do Q máximo do circuito ressonante, toma-se como referência o circuito da Figura 4.7 a, onde a resistência de perdas é colocada em série com o indutor ideal.

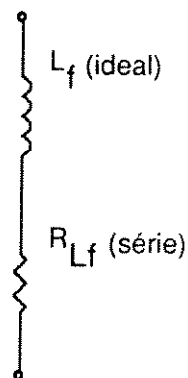


Figura 4.7 a

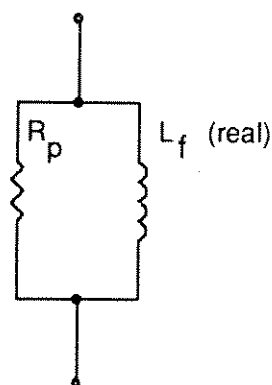


Figura 4.7 b

Portanto, para determinação do Q de um circuito RL série, tem-se:

$$Q = \frac{\omega_0 L_f}{R_{L_f}} = \frac{|X_L|}{R_{L_f}} \quad (4.6)$$

onde: R_{L_f} é o valor da resistência ôhmica do enrolamento do indutor, responsável pela diminuição do Q, e ω_0 é a frequência de ressonância do circuito. Observando a equação 4.6 vê-se que, para uma resistência $R_{L_f} \Rightarrow 0$, tem-se $Q \Rightarrow \infty$.

No caso aqui tratado, tem-se:

$$Q_{\max} = \frac{2.1730}{14,04} = 196$$

Com $R_{L_f} = 14,04$, obtido por ensaio do indutor.

Para a diminuição do Q deste circuito no momento da estabilização da tensão, bastaria portanto aumentar o valor da resistência R_{L_f} , porém, dinamicamente, na prática, isto torna-se muito difícil de ser implementado. Existe uma alternativa, aqui adotada, que consiste na diminuição do Q do circuito através da colocação de um elemento resistivo discreto em paralelo com o indutor real de carga, como mostra a Figura 4.6 b. Para este circuito tem-se na Eq. (4.7), a relação entre os elementos do circuito e seu novo Q.

$$Q = \frac{R_p}{\omega_0 L_f} = \frac{R_p}{|X_L|} \quad (4.7)$$

Através da Eq. (4.7), tem-se que, para um $R_p \Rightarrow 0$, o "Q" também tendo à zero. Desta forma, idealmente deveria-se ter em paralelo com o indutor uma resistência menor possível, conseguindo-se assim que o Q fosse pequeno, desviando toda corrente de alimentação i_f para o circuito formado pelo indutor de alimentação e a resistência paralela. Na prática o que se faz é manter o valor de R_p dentro de certos limites, que são calculados para se ter um sistema com um tempo de amortecimento $R_p L_C$ compatível com a frequência de operação do sistema.

Da mesma forma, tem-se para este caso, o novo Q dado por:

$$Q = \frac{1250}{1730.2} = 0,36$$

Para $R_p = 1250 \, \Omega$

Tecnologicamente, torna-se inviável a colocação de uma chave que venha a ligar e desligar esta resistência no potencial de alta tensão e também fazendo chaveamento em alta tensão, uma vez que o indutor está permanentemente em alto potencial. A solução adotada é bastante simples e consiste na inclusão de um enrolamento secundário auxiliar ao indutor de alimentação L_c , passando agora a operar como transformador, de relação $1 : n$, inicialmente operando com o secundário à vazio, e a partir de um certo momento com um elemento resistivo conectado no seu secundário. Outra vantagem de se ter esta configuração é se ter um dos terminais secundários aterrado. Adotando-se uma relação de transformação apropriada, pode-se inclusive vir a trabalhar com elementos semicondutores unidirecionais, como é o caso dos tiristores, que operam com tensões acima de 1 kV e centenas de amperes de corrente máxima.

4.3.1 - Circuito de potência do "De Qing"

O circuito de potência que forma o sistema de estabilização da tensão de carga da LFP é composto dos seguintes elementos:

- transformador de alimentação
- chave controlada unidirecional (tiristor)
- resistor de descarga.

O transformador de carga discutido no item 4.2, substitui o indutor de carga L_f , para que seja possível o chaveamento da resistência R_p no potencial de terra, e com nível de tensão compatível com a tecnologia disponível.

O transformador de carga utilizado no modulador do LNLS tem uma indutância primária nominal de 2 H, que limita a corrente de alimentação em 9 A, que é a máxima corrente pelo circuito. Durante o funcionamento, a máxima diferença de potencial sobre o transformador é igual a tensão da fonte que é 25 kV. Ainda para o mesmo transformador, escolhendo-se uma relação de transformação de 1 : 25, chega-se para o secundário do transformador de alimentação, nos seguintes parâmetros:

- corrente máxima de pico	225	A
- tensão de pico	1	kV
- indutância	3,2	mH

A corrente máxima pelo secundário do transformador dá-se quando o chaveamento for feito no momento em que a tensão da LFP for igual a tensão da fonte de alimentação ou seja no tempo $t = \pi/\omega_0$.

A escolha do valor de R_p deve ser de forma a permitir uma rápida descarga da energia ainda armazenada no transformador de carga, porém garantir uma corrente manipulável pelo elemento de chaveamento. O valor escolhido neste projeto foi de 2 ohms

Na Figura 4.8 mostra-se o circuito de potência do sistema de "De Qing", que é o mesmo circuito de carga mostrado na Figura 4.4, com o acréscimo do sistema de estabilização de tensão.

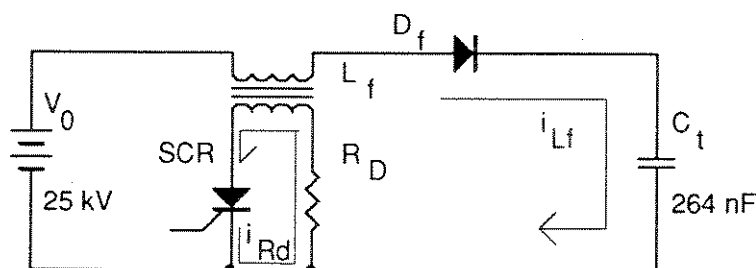


Figura 4.8 - Circuito de alimentação da LFP, incluindo elementos de estabilização

A corrente por R_D , para $t > \pi/2\omega_0$ é dado por:

$$i_{RD}(t) = nV_o \sqrt{\frac{C_t}{L_f}} \text{Sen} \left[\frac{t}{\sqrt{L_f C_f}} \right] e^{-\frac{R_D}{L_f} t} \quad (4.8)$$

Onde:

$$\tau_f = \frac{R_D}{L_f} \quad (4.9)$$

$$\tau_f = 625 [1/t]$$

É a constante de decaimento da corrente por R_D .

A potência dissipada sobre o resistor utilizado depende diretamente do ponto de operação e frequência (f) do sistema ou seja é função do ângulo de disparo da chave que o coloca conectado ao secundário do transformador de alimentação. Porém esta potência deve ser calculada para o pior caso, ou seja para $t = \pi/\omega_0$, onde metade da energia armazenada durante um ciclo de alimentação é dissipada sobre R_D .

Para $t = \pi/2\omega_0$ (sistema atuando no pico da corrente) chega-se em:

$$i_{RD}(t) = n.9.\text{sen}(0.5)\pi.e^{-625.t}$$

$$I_{ps} = 225 \text{ A}$$

Permitindo calcular, a máxima potência a ser dissipada sobre o resistor R_D , expressa por:

$$P_R = \frac{1}{2} L_f \left[V_o \sqrt{\frac{C_t}{L_f}} \text{Sen} 0,5\pi \right]^2 f \quad (4.10)$$

$$P_R = 2475 \text{ W}$$

Onde:

$f = 33 \text{ Hz}$, é máxima taxa de repetição dos pulsos fornecidos pelo modulador.

As Figuras 4.9, 4.10 e 4.11, mostram respectivamente, a corrente através do resistor de descarga R_D conectada no secundário do transformador de alimentação, a tensão final de alimentação da LFP e a corrente de alimentação $i_f(t)$, através do transformador de alimentação L_f . Este resultado foi obtido através de simulação numérica feita com disparo para $t > \pi/2\omega_o$, quando tem-se a chave unidirecional diretamente polarizada.

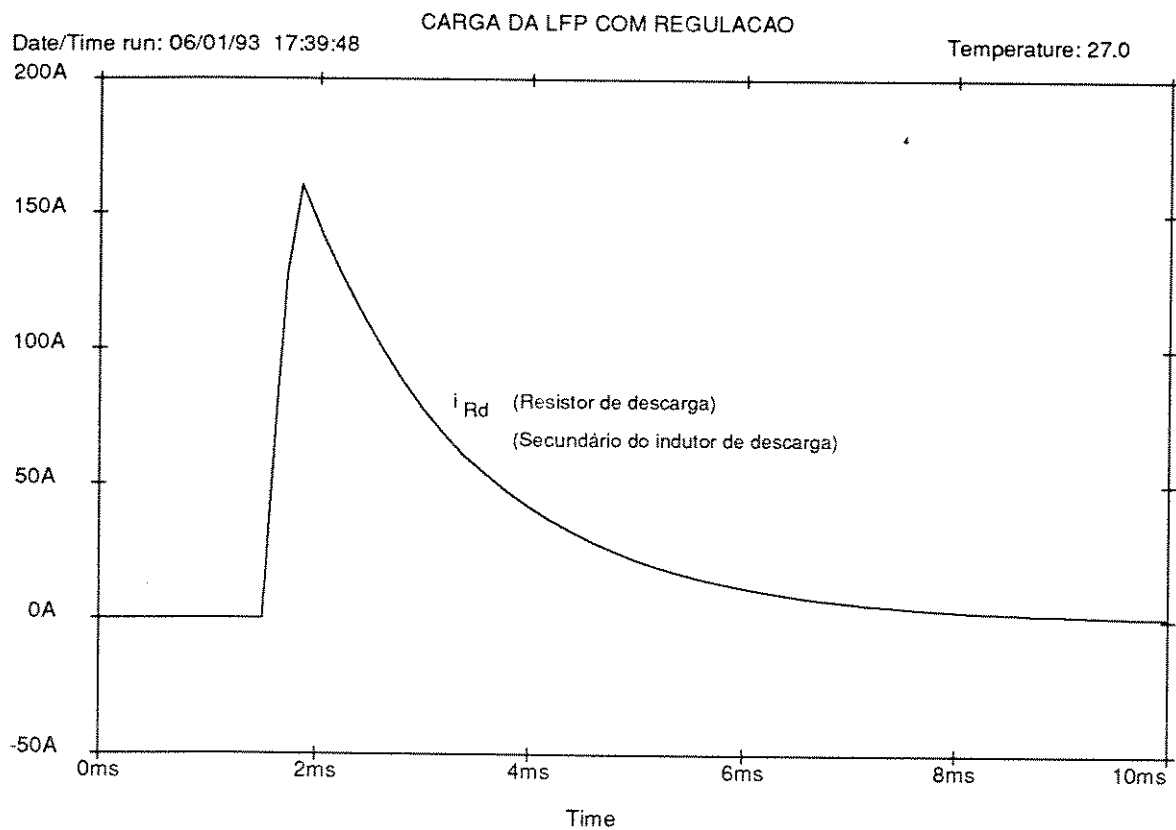


Figura 4.9 - Corrente pelo indutor de descarga, no secundário do indutor de alimentação

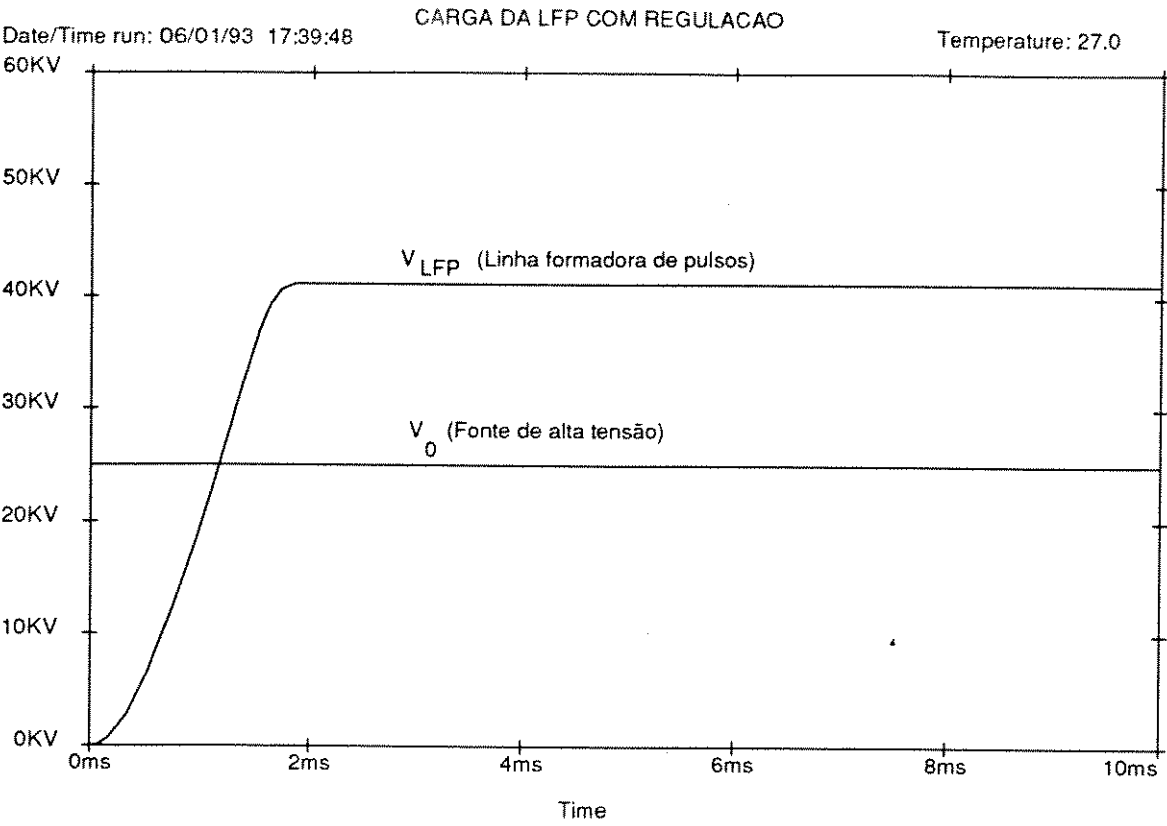


Figura 4.10 - Tensão de alimentação da LFP com regulação

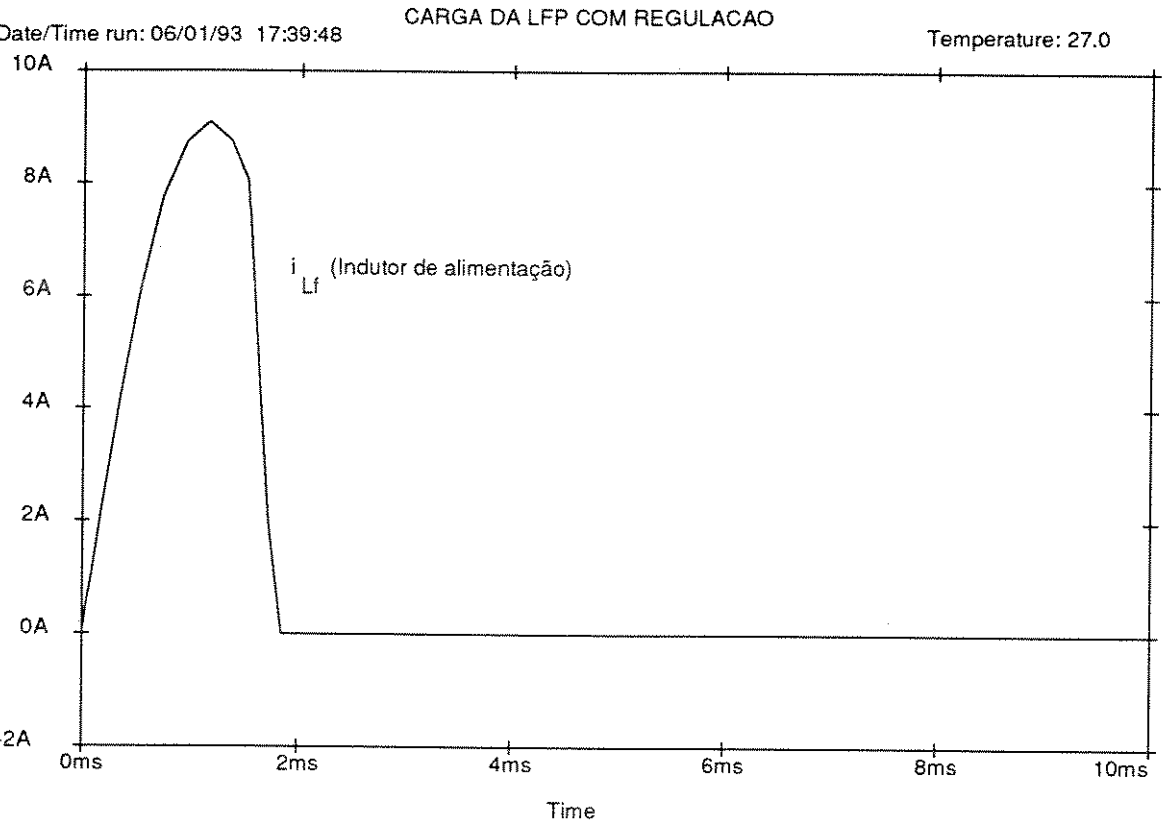


Figura 4.11 - Corrente pelo indutor de alimentação

No sistema montado foram usados 6 resistores de 12 ohms e 500 W em paralelo perfazendo-se 2 ohms e 3 kW.

A chave utilizada no circuito de potência é um conjunto de dois tiristores em série equalizados em tensão com um único circuito de amaciamento. Esta montagem faz-se necessária porque, em caso de falhas, a serem discutidas no Capítulo 7, aparece sobre o elemento de chaveamento tensões com o dobro do valor nominal. Sabendo-se que comercialmente os tiristor para maior tensão de retenção é o de 1,6 kV, a montagem série torna-se inevitável.

Modelo	SKP 100/16	
Tensão reversa	1600	V
Corrente RMS	100	kA
Corrente de pico (10 ms)	2	kA
Fabricante	Semikrón	

Tabela 4.2- Principais parâmetros do tiristor utilizado

Os tiristores são montados em dissipadores apropriados e isolados por uma base de material epoxi, sofrendo ação de refrigeração, através de ventilação forçada, juntamente com os resistores de descarga. Para disparo dos tiristores foi desenvolvido um único transformador de pulso especial de ferrite com dois secundários, dimensionado para alta taxa de crescimento de corrente e isolação compatível com a do sistema. A Figura 4.12 mostra o diagrama elétrico do circuito de potência do sistema de estabilização de tensão ("De Qíng"), tal como foi montado no LNLS.

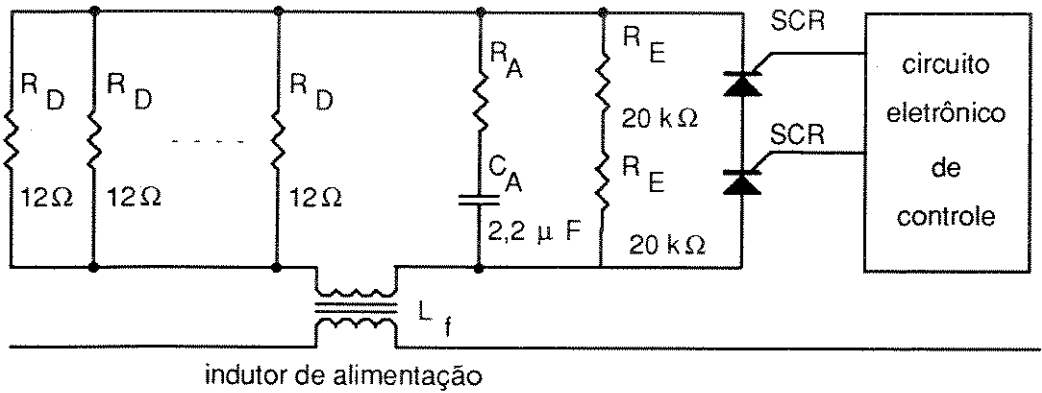


Figura 4.12 - Circuito de potência do sistema de estabilização de tensão

4.3.2 - Diodo de alimentação

O diodo de alimentação não é apenas um simples componente, mas sim uma montagem, que requer cuidados para o seu dimensionamento, tais como, a máxima tensão reversa e corrente de pico direta, uma vez que, a corrente média pelos elementos é baixa.

Como visto anteriormente, a corrente de pico durante o processo de alimentação da LFP é $I_p = 9 \text{ A}$, uma corrente facilmente manipulada por diodos semicondutores convencionais, porém a tensão de operação a qual este elemento é submetido, máxima de 25 kV, faz com que seja necessária a utilização de vários elementos em série. Outro fator considerado no projeto é o fato de que quanto mais rapidamente os diodos recuperarem-se reversamente menos a LFP vai descarregar-se, após o processo de carga. Isso requer a utilização de diodos de rápida recombinação reversa, também facilmente encontrados no mercado.

Neste projeto foram usados 90 diodos rápidos em série, sendo que cada elemento está equalizado por uma rede RC em paralelo, fazendo com que a tensão sobre cada elemento seja igualmente distribuída, em qualquer regime, contínuo ou pulsado. As principais características elétricas destes diodos estão listadas na Tabela 4.3.

Modelo	SK4F3/10	
Tensão reversa	1000	V
Corrente RMS	2	A
Corrente de pico não repetitiva	230	A
Tempo de recuperação reversa	400	μs
Fabricante	Semikron	

Tabela 4.3 - Principais características dos diodos de alimentação

Os valores dos componentes de equalização para os diodos, calculados a partir do catálogo do fabricante são:[4.4]

$$R_{Df} = 1 \text{ M}\Omega / 1,6 \text{ W}$$

$$C_{Df} = 4,7 \text{ nF} / 1 \text{ kV}$$

Cada célula está montada conforme mostra a Figura 4.13.

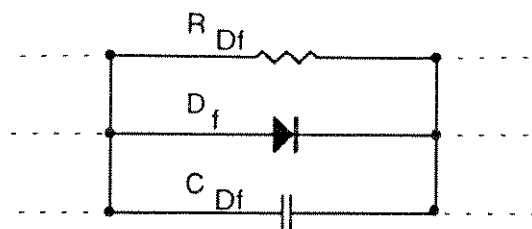


Figura 4.13 - Elemento que compõe o diodo de alimentação

4.3.3 - Divisor resistivo e comparador

O momento exato no qual o sistema de estabilização de tensão deve atuar é determinado tomando-se uma amostra da tensão à qual a LFP está sendo carregada, através de um divisor resistivo na saída do transformador de carga e comparando-a com um sinal de referência estabilizado (fonte de tensão).

Após determinado o momento de disparo de tiristor, basta fazer o tratamento do sinal de saída do comparador para adequá-lo às características exigidas pelo tiristor, que necessita de um pulso com uma amplitude mínima.

Devido a atrasos ocorrido entre a detecção do momento de disparo dos tiristores do circuito de potência e o disparo dos mesmos propriamente dito, faz necessário a utilização de um divisor de tensão compensado em frequência. O divisor deve permitir um avanço de fase do sinal medido em relação ao sinal real. Através das curvas da Figura 4.14, obtidas através de simulações do sistema real de alimentação da LFP do LNLS, pode-se explicar a influência desta compensação no funcionamento do circuito. Importante se dizer que os atrasos mostrados estão majorados para visualização dos resultados.

Tomado-se a curva 1 cheia como a tensão real medida sobre a LFP, e no ponto B o exato momento em que esta tensão cruza a referência determinando o ligamento dos tiristores, para um atraso fixo Δt , a tensão será estabilizada no ponto C. Variando-se agora a tensão de entrada da fonte de alta tensão, tem-se como curva de carga da LFP a curva 2 cheia. Para a mesma referência e mesmo atraso a tensão estabilizada agora é a determinada pelo ligamento dos tiristores no ponto C'. Havendo portanto uma variação Δv na tensão de alimentação da LFP, dependendo da variação da tensão de entrada.

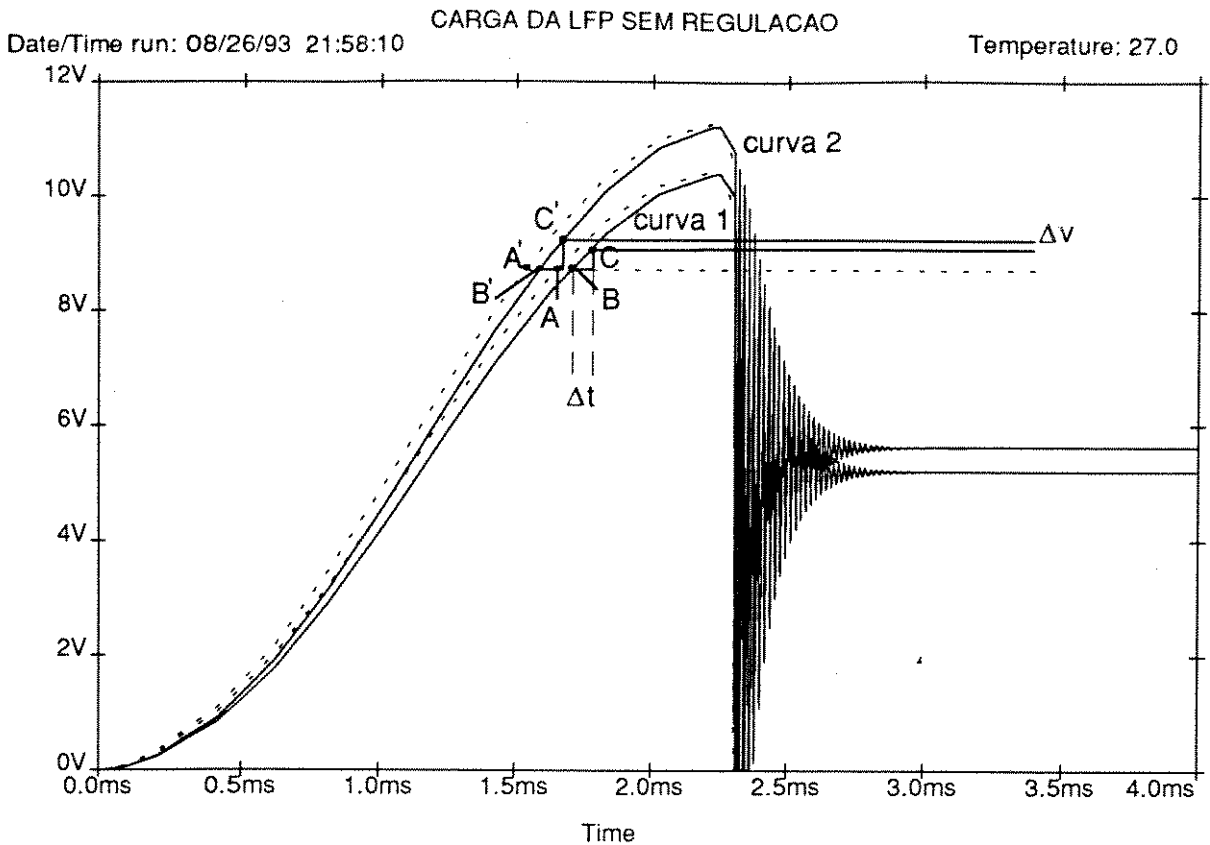


Figura 4.14 - Formas de onda da tensão de alimentação da LFP

Partindo-se agora para um adiantamento de fase na tensão medida, tem-se respectivamente as curvas 1 e 2 pontilhadas para as condições anteriormente discutidas. Desta forma para o primeiro caso a curva de alimentação corrigida corta a referência em A e após Δt os tiristores são disparados em B, onde a tensão é estabilizada.

Para uma mesma variação na tensão de entrada, a nova curva de alimentação corrigida (curva 2 pontilhada) corta a referência no ponto A' e também após Δt os tiristores ligarão em B', mantendo-se estável a tensão de alimentação da LFP face a variações da tensão de entrada.

Os atrasos ao longo do circuito são intrínsecos de cada projeto devendo estes ser medidos ou então ajustar os valores dos elementos R_d e C_d empiricamente para os melhores resultados. Matematicamente este comportamento é mostrado pela Eq. (4.11), dada por:

$$V_{out} = V_{PFN} \frac{R'_d}{nR_d + R'_d} \left[1 - K_1 \cos(\omega t + \theta) + K_2 e^{-\frac{t}{t_p}} \right] \quad (4.11)$$

onde:

$$\theta = \tan^{-1} \frac{\omega(\tau_1 - \tau_2)}{\omega^2 \tau_1 \tau_p + 1}$$

$$\tau_p = R_d' C_d'$$

$$\tau_1 = R_d C_d$$

$$K_1 = \left[\frac{\omega^2 \tau_1^2 + 1}{\omega^2 \tau_p^2 + 1} \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$K_2 = \frac{\omega^2 \tau_p (\tau_1 - \tau_p)}{\omega^2 \tau_p^2 + 1}$$

Analisando-se a equação de θ , nota-se que para a defasagem ocorrer no sentido correto deve-se fazer o produto $R_d' C_d'$ menor que o produto $R_d C_d$, e seus valores individuais devem ser calculados a partir da freqüência que se deseja medir.

A freqüência de corte de um filtro RC é dado por:

$$f_c = \frac{2}{\pi C_d R_d} \quad (4.12)$$

onde:

f_c : freqüência de corte do filtro;

C_d : capacitância do elemento do divisor RC;

R_d : resistência do elemento do divisor RC.

Adotou-se, neste projeto, como resistência total para o divisor o valor $R_t = 24 \text{ M}\Omega$ e uma relação de tensões 1 : 5.000, que garante uma amostra de tensão máxima de 10 V para uma tensão de alimentação máxima na linha de 50 kV.

A freqüência de corte escolhida para o primeiro elemento do divisor resistivo foi de 6,4 kHz que fornece um produto $R_d C_d = 100 \text{ }\mu\text{s}$. Desta forma, para um resistor de valor nominal igual a 120 k Ω , no primeiro elemento do divisor, o valor do capacitor de compensação deve ser de 820 nF (valor nominal), sendo necessárias 200 células RC para se conseguir o valor de resistência escolhido (24 M Ω).

Já para o segundo elemento do divisor, uma nova freqüência de corte é adotada e tem-se o novo produto $R_d' C_d' = 50 \text{ }\mu\text{s}$ duas vezes menor à anterior. Para manter a relação escolhida 1 : 5000 têm-se:

$$10.000 = \frac{R_d \cdot 200}{R_d'} \quad (4.13)$$

$$R_d' = 5 \text{ K}\Omega$$

Logo:

$$C_d' = 10 \text{ nF}$$

O divisor resistivo fica definido como mostrado na Figura 4.13, onde os resistores R_d devem suportar uma potência máxima dada por:

$$P_{R_d} = \frac{(25 \cdot 10^3)^2}{200 \cdot 120 \cdot 10^3} \quad (4.14)$$

Nota-se que a tensão utilizada para cálculo da potência é a tensão da fonte, 25 kV, uma vez que, valor médio da tensão sobre os resistores é bem próximo a esta, sendo que a tensão máxima de 50 kV, no qual a LFP é carregada, permanece sobre o divisor durante um tempo muito curto, se comparado com o tempo em que a tensão da fonte está aplicada, considerando-se ainda que a tensão sobre o divisor tem uma passagem por zero. Porém a máxima tensão de alimentação da LFP (50 kV), torna-se importante para o dimensionamento da tensão de isolamento em que os elementos do divisor resistivo devem suportar.

A tensão de isolamento para cada célula é dada por:

$$V_d = \frac{50 \cdot 10^3}{200} = 250 \text{ V} \quad (4.15)$$

Por medida de segurança, todos os elementos foram dimensionados para uma carga máxima da LFP de 100 kV, devido ao fato de ocorrência de falhas que serão tratadas no Capítulo 7.

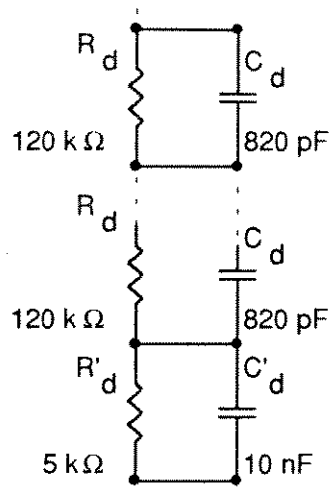


Figura 4.15 - Divisor resistivo capacitivo, para o sistema de estabilização de tensão

A localização do divisor resisitivo-capacitivo, logo após o transformador de carga, é escolhida estrategicamente de modo a evitar que, após o ciclo de alimentação da LFP, esta não venha descarregar-se através deste divisor, principalmente em taxa de repetição muito baixa. Ocorreria o oposto, se a amostra fosse tomada após o diodo de carga, ainda com a desvantagem deste divisor permanecer durante grande parte do tempo sob o potencial de 50 kV, aumentando portanto, a dissipação de potência sobre os elementos resistivos.

O circuito que trabalha o sinal na saída do comparador, para compatibilizá-lo com as características de disparo da montagem de tiristor, deve fornecer um pulso de aproximadamente 200 μ s, conseguido através de um circuito mono estável de largura variável.

Para o tratamento do sinal proveniente da saída do monoestável, casando-o com a entrada de baixa impedância do transformador de pulso que alimenta os gatilhos dos tiristores, tem-se uma montagem de um transistor de tecnologia MOS em paralelo com outro bipolar, que combina respectivamente velocidade de chaveamento e baixa resistência direta, chaveando diretamente sobre o transformador de pulso com relação 1 : 1 : 1. O diagrama de blocos deste circuito é mostrado na Figura 4.16

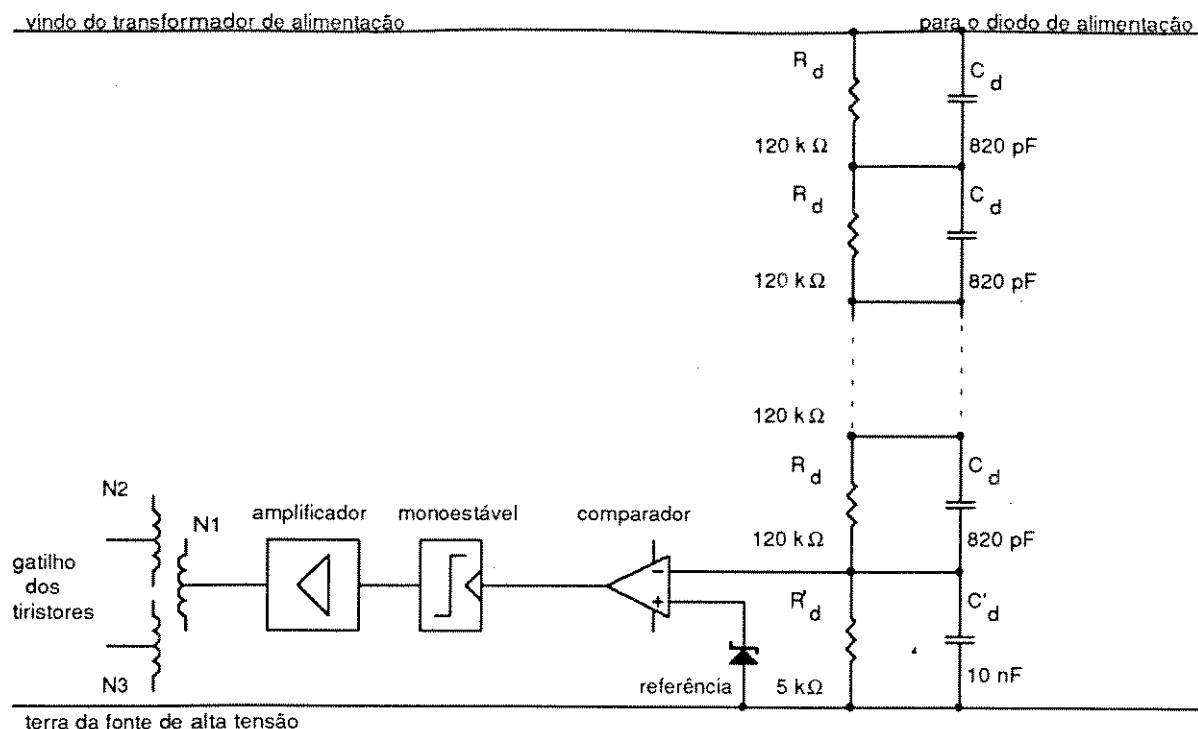


Figura 4.16 - Diagrama em bloco da eletrônica de controle de disparo dos tiristores do sistema de estabilização de tensão.

4.4 - CONCLUSÕES

Neste capítulo foi mostrado o processo de alimentação e estabilização da tensão sobre a LFP, do sistema de modulador do LNLS. O sistema de alimentação utiliza-se de um processo de ressonância série que permite a operar com fontes de alta tensão, com tensão de saída reduzida a metade daquela em que a LFP é alimentada.

Também foi feita a simulação do processo de alimentação que contribui para o dimensionamento dos componentes de todo o sistema de alimentação, incluindo a parte de potência do sistema de estabilização (De Qing), amplamente discutido.

A Figura 4.17, mostra a tensão medida na saída do indutor de alimentação através do próprio divisor resistivo capacitivo utilizado pelo sistema de estabilização de tensão. Tendo-se a fonte de alta tensão ajustada para 80% da tensão de saída, para que não venha ocorrer à atuação do sistema de estabilização.

Partindo-se para a próxima escala da fonte de alta tensão (90%), e fazendo com que o sistema de estabilização venha a atuar, tem se consecutivamente, a tensão de alimentação da LFP, (Figura 4.18), a tensão no secundário do transformador pulso (Figura 4.19 - canal - A) e a corrente pelo sistema de estabilização da tensão de alimentação da LFP, (Figura 4.19 - canal - B).

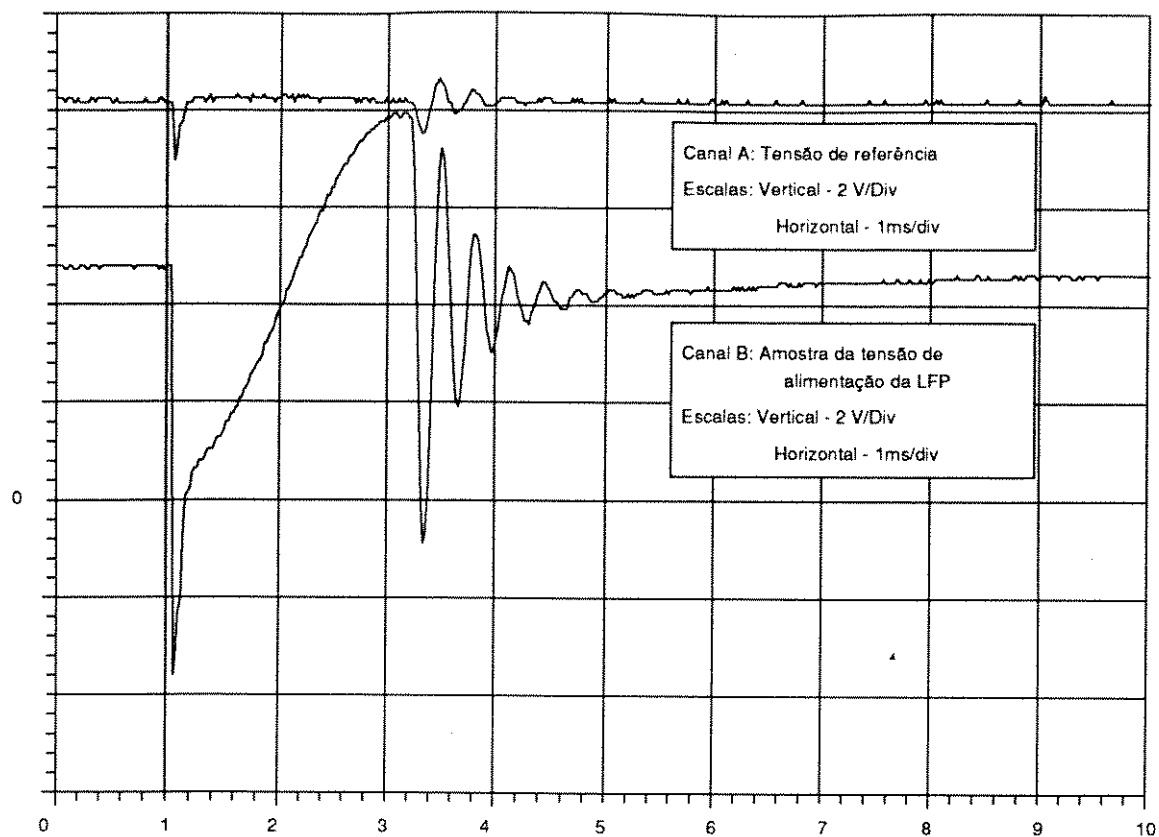


Figura 4.17 - Tensão de alimentação da LFP, sem atuação do sistema de regulação

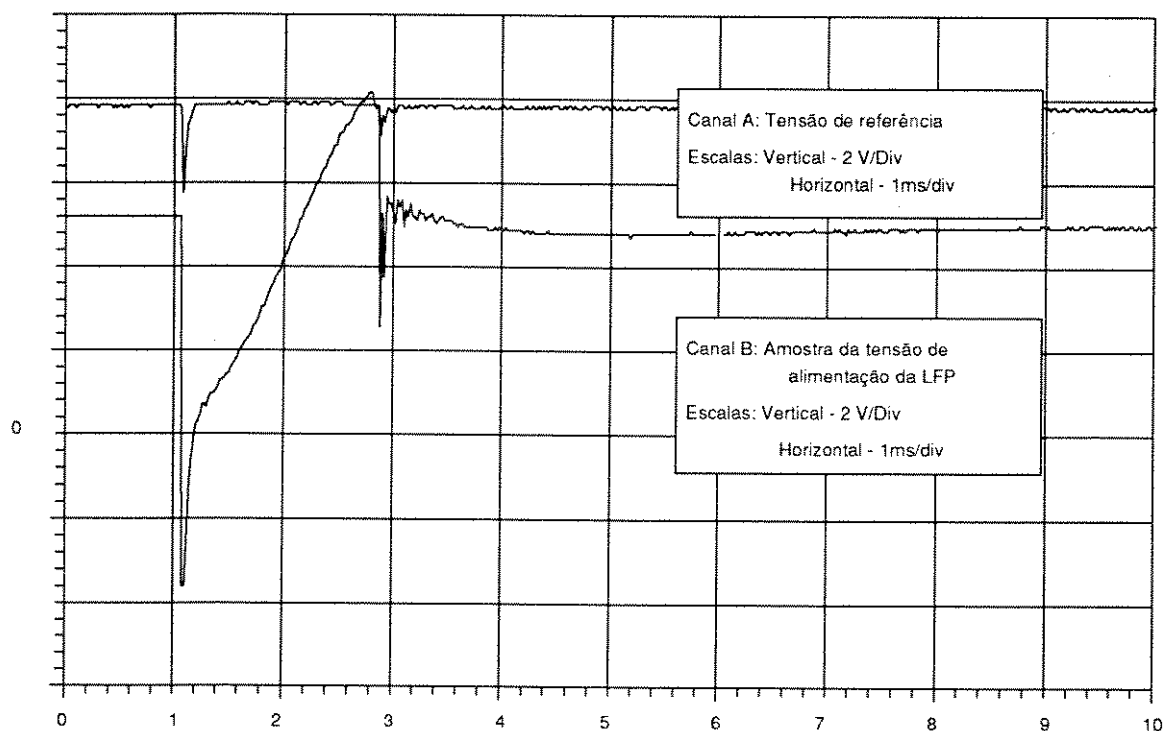


Figura 4.18 - Tensão de alimentação da LFP, com atuação do sistema de regulação

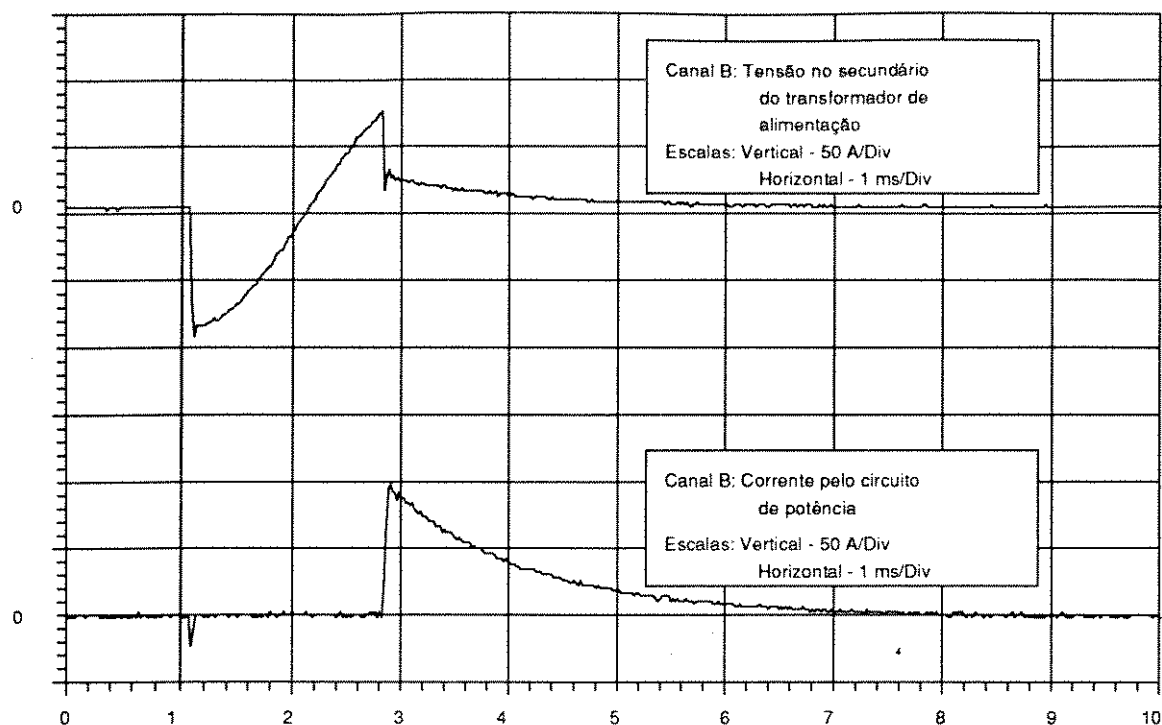


Figura 4.19 - Corrente e tensão pelo circuito de potência do sistema de estabilização de tensão da alimentação da LFP.

A estabilização conseguida através do sistema construído, é melhor do que 1%. Esta conclusão está baseada nos resultados obtidos nas análises de feixe feitas, onde a energia de dispersão do feixe é menor que 2%, neste resultado estão incluídas todas as instabilidades do LINAC do LNLS, inclusive do sistema do modulador que certamente é melhor do que o valor do erro total apresentado pela dispersão de energia do feixe.^[4.5]

Este método utilizado para a avaliação do sistema, fez-se necessária, devida a dificuldade em provocar a necessária variação da linha trifásica de alimentação do sistema. Haveria portanto, a necessidade da colocação de um variador de tensão (9 kVA) conectado à entrada de rede, para que, com uma variação contínua da tensão de entrada e através de observação feita no pulso de saída pudesse ser feita a análise do desempenho do sistema do modulador.

Referências

- [4.1] Metzger, G. & Vabre, J-P.I
Eletronique des impulsions - TOME IV
Les Générateurs Spéciaux
Masson et C^{ie}, Editeurs - Paris - 1966
- [4.2] Linear Charging Inductor
Pulse Modulator - 6575
Stanford Linear Acelerator Center - 1963
- [4.3] Cunningham, and Stuller,
Basic Circuit Analysis
Houghton Mifflin Company
International Student Division - Boston London - 1991
- [4.4] Hans-Peter, H.
Semikron - Power Semiconductor Handbook
D & S Graphics - 2a-4 Baldock Street, Ware, Hertfordshire, England
- [4.5] Rodrigues, A.R.D., Wisnivesky, D
Comissioning of the LNLS Injector LINAC
EPAC 1990 - Berlim

CAPÍTULO - 5

SISTEMA DE CHAVEAMENTO

CAPÍTULO 5 - SISTEMA DE CHAVEAMENTO

5.1 - VÁLVULA *THYRATRON*

O sistema de chaveamento do modulador, apesar de ser um sistema composto por apenas um elemento, requer alguns cuidados muito específicos, principalmente tratando-se de chaveamento em alta tensão com alta corrente. O elemento ativo utilizado para este tipo de aplicação é uma válvula a gás "*thyatron*"^[5.1]. Estas válvulas tem sua aplicação garantida nestes sistemas, devido as seguintes características:

- alta corrente de chaveamento;
- alta tensão de ruptura;
- alta taxa de crescimento de corrente;
- rápida recuperação reversa;
- alta taxa de repetição.

Uma desvantagem na utilização destas válvulas está no que diz respeito ao sistema de filamento, onde grande potência é aplicada para se conseguir a performance desejada^[5.2]. A válvula escolhida para o modulador do LNLS é a válvula de fabricação da indústria inglesa EEV, modelo CX 1525 A^[5.3], e suas principais características são mostradas na Tabela 5.1.

O princípio básico para conseguir alta taxa de crescimento na corrente direta pela válvula consiste em se criar uma região de plasma entre uma grade auxiliar (grade 1) e o catodo da válvula, que comumente é aterrado. Este plasma é conseguido logo após o aquecimento do filamento e a aplicação sobre esta grade de uma fonte de corrente estabilizada. A capacidade de chaveamento será tanto maior quanto maior for a quantidade de portadores, no caso elétrons, que estiverem nesta região. Porém um limite deve ser observado para não se danificar o componente limite este determinado pela máxima dissipação de potência na grade.

Para se conseguir alta tensão de ruptura, dois artifícios são empregados. O primeiro é o aumento da pressão do gás no interior da válvula, que neste caso é o hidrogênio. Isto é conseguido bastando fornecer, através de uma fonte de tensão também estabilizada, uma corrente para o aquecimento do reservatório de hidrogênio, que determinará a pressão interna da válvula. O segundo artifício, bastante eficiente, é a utilização de uma outra grade auxiliar (equalizadora), agora no meio do caminho entre o catodo e o anodo, onde um divisor resistivo externo determinará a equalização da tensão entre estes dois elementos, fazendo assim

que o gradiente de tensão na válvula seja constante. A Figura 5.1 mostra o diagrama básico, em corte, do sistema de interligação interna da válvula utilizada, enquanto, na Tabela 5.1 é mostradas as principais características de utilização da mesma.

Características gerais		
Material do catodo	Deuterium-filled	
Encapsulamento	Metal cerâmico	
Refrigeração	Ar forçado	
Características elétricas		
Tensão de pico direto de anodo	50	kV
Corrente de pico de anodo	5,0	kA
Corrente média de anodo	5,0	A
Fator de aquecimento de anodo	100.10 ⁹	VAPPS
Potência de pico de saída	100	MW
Freqüência máxima de operação	25	kHz
Características de aquecimento		
Tensão de aquecimento de catodo	6,3 ± 5%	V
Corrente de aquecimento de catodo	37,5	A
Tensão de aquecimento do reservatório	6,3 ± 5%	V
Corrente de aquecimento do reservatório	7,0	A
Tempo de aquecimento	5	min
Características da grade-2		
Tensão de pico com filamento frio	600 - 2000	V
Duração do pulso	1,0	µs
Taxa de crescimento do pulso	4,0	kV/µs
Tensão de pico reversa	450	V
Tensão negativa DC com filamento quente	(-50) - (-200)	V
Impedância do gerador de pulso	50 - 200	Ω
Características da grade-1		
Tensão DC com filamento aquecido	75 - 150	V
Corrente DC com filamento aquecido	0,25 - 2,0	A
Características de refrigeração		
fluxo de ar	118	l/min

Tabela 5.1 - Características da válvula CX 1525 A

A grade-2 é a grade principal de disparo da válvula, sendo que, nela é

pulsada uma tensão fornecida por um amplificador de pulso com impedância definida pela folha de dados da válvula, de onde também se determina a largura do pulso a ser aplicada. Uma característica a ser observada para o pulso a ser aplicado nesta grade é a estabilidade no tempo que definirá a estabilidade final do modulador. Para a válvula aqui empregada, o amplificador de pulso utilizado para o disparo é um sistema muito parecido com o modulador, porém com níveis de potência bem menores.

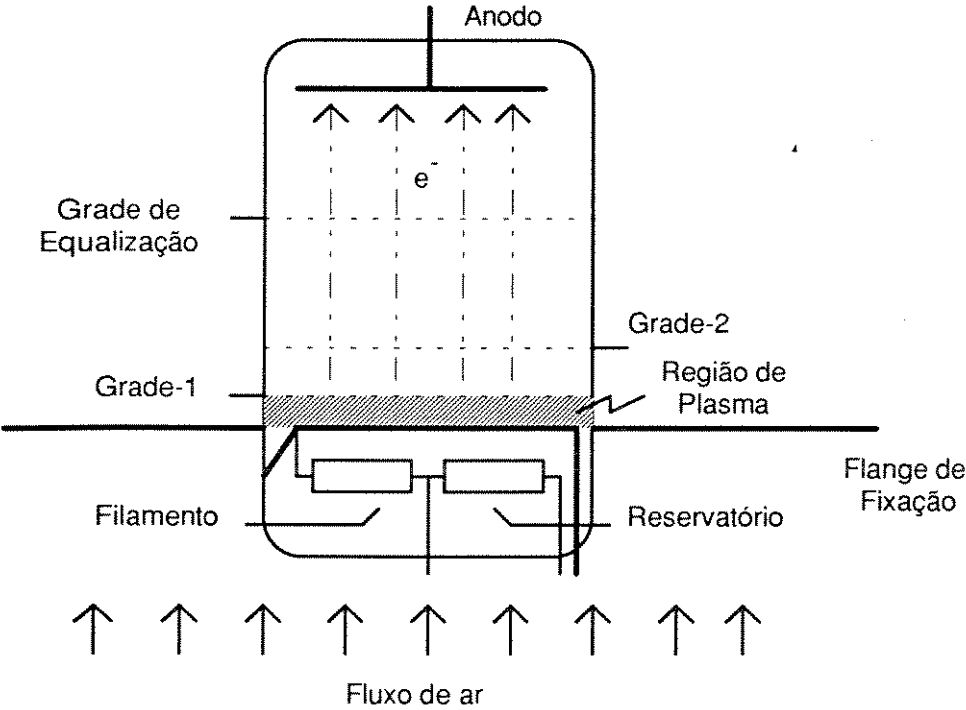


Figura 5.1 - Vista esquemática em corte da válvula CX 1525 A

O sistema de refrigeração é necessário para possibilitar a retirada de calor ocasionado por 275 W gerados pelo sistema de aquecimento do filamento e reservatório, e também devidos aos 100 W por ampere de corrente média de anodo. Isto é conseguido colocando-se sob a válvula um ventilador que fornece o fluxo de ar em sua direção, uma vez que as aletas de refrigeração, localizadas na região da grade-1 e anodo, estão na vertical. Esta a única forma possível para refrigeração, uma vez que, estando o anodo em alto potencial, não é possível uma aproximação maior de qualquer sistema de arrefecimento.

Para melhorar o rendimento do sistema de refrigeração, o ventilador foi colocado dentro de um tubo metálico para canalização do fluxo de ar e, na flange

de adaptação para o acoplamento entre a flange da válvula e a base de sustentação, foram feitos furos oblongos angulares, por onde flui o fluxo de ar.

5.2 - ALIMENTAÇÃO DOS CIRCUITOS AUXILIARES DA VÁLVULA

5.2.1 - Filamento

O sistema escolhido para alimentação de filamento baseia-se numa ponte retificadora semi controlada à tiristores, mostrado na Figura 5.2.

O fator de ondulação não é relevante, pois o importante para o aquecimento é o valor eficaz da forma de onda, devido a grande inércia térmica oferecida pelo filamento. Porém, não se deve ter picos de tensão muito elevado com grandes intervalos de tempo sem potência aplicada, porque apesar deste método manter o valor eficaz, ocasiona picos de corrente que poderiam ultrapassar a corrente de pico máxima que o filamento possa suportar.

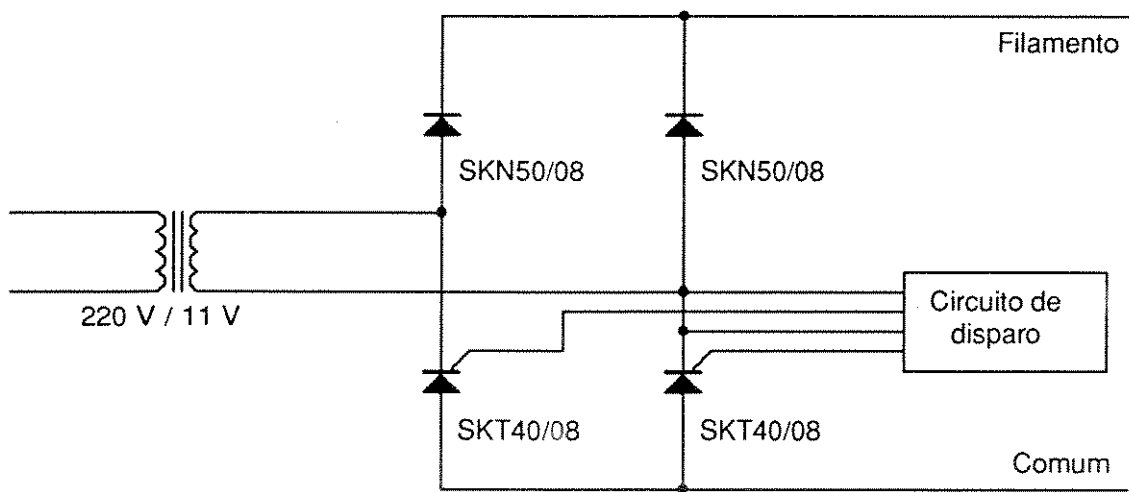


Figura 5.2 - Alimentação do filamento da válvula CX 1525 A

A estabilidade não é muito importante. Na folha de dados da válvula é pedida uma regulação em torno de 5%. Para este projeto foi adotada uma regulação de $\pm 1\%$, para uma variação de rede de $\pm 20\%$. Porém o fator mais importante que levou à utilização do sistema controlado a tiristores é a facilidade de rampeamento da tensão durante um intervalo de tempo longo (geralmente em torno de 10 minutos). Isto se faz necessário porque o filamento, quando frio apresenta uma baixa impedância, se a tensão nominal for aplicada de uma única vez, certamente a corrente máxima pelo elemento seria ultrapassada, diminuindo o tempo de vida médio da válvula, ou mesmo causando danos permanente.

O sistema de sincronismo com a rede para disparo dos tiristores é baseado no circuito integrado TCA 780, e o rampeamento é conseguido através de referência fornecida por um conversor analógico digital de oito *bit's* o AD 0800. A realimentação para estabilização de tensão é feita através de um comparador integrador precedido de um filtro "passa baixa" centrado em 10 Hz.

O transformador abaixador escolhido para compor a fonte tem saída de 11 V, o que permite a compensação da queda de tensão nos elementos retificadores e pelos cabos de conexão entre a fonte que se encontra montada no bastidor de controle e a válvula localizada junto a parte de potência. Assim se consegue um ajuste contínuo entre 0 - 7,5 V, medido no filamento da válvula.

5.2.2 - Reservatório

O sistema de alimentação do reservatório é o mesmo já descrito para o sistema de filamento, com o cuidado extra de se desacoplar um dos terminais de conexão elétrica para o terra, através de um capacitor de baixo valor (1 μ F), evitando que pulsos espúrios, provenientes do disparo da válvula, venham a danificar o sistema de aquecimento do reservatório. A forma como está ligado o sistema de aquecimento do filamento e reservatório está mostrada na Figura 5.3, enquanto que na Figura 5.4 é mostrada a montagem das placas que formam o sistema de controle de todo o sistema de aquecimento.

As fontes de filamento e reservatório foram propositadamente ligadas em contra fase, pois evita com que durante o período de aquecimento do filamento e reservatório não ocorra uma sobretensão sobre o reservatório, o qual apresenta uma impedância maior que a do filamento. Adotando-se esta configuração, garante-se que a tensão entre os extremos dos dois sistema de alimentação seja igual a zero, durante o processo de rampeamento e após o aquecimento.

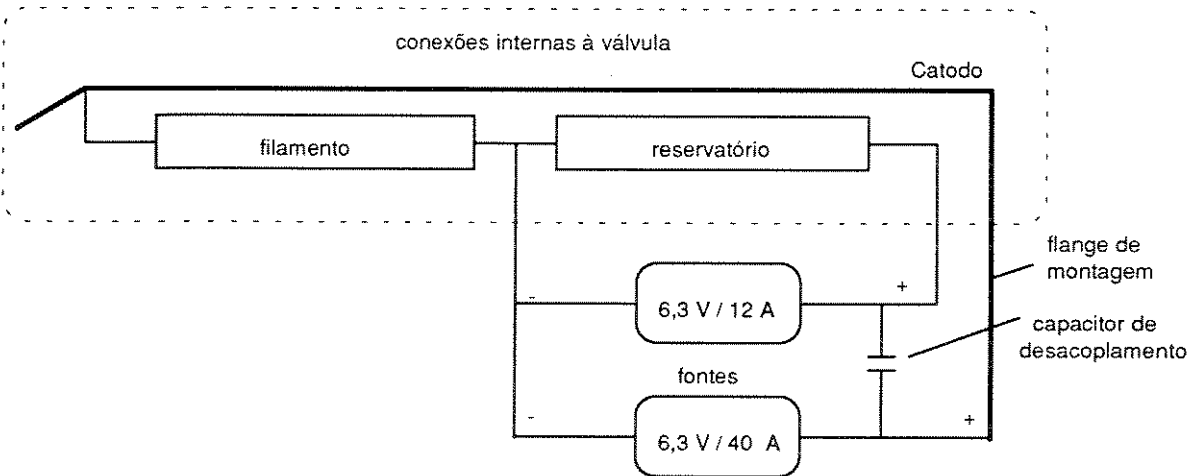


Figura 5.3 - Interligação do sistema de filamento e reservatório

Outro detalhe a ser observado neste sistema é o ponto comum das duas fontes e consequentemente, dos sistemas auxiliares de controle do sistema de aquecimento, o qual não é aterrado com relação ao catodo da válvula. Portanto, toda comunicação com os demais sistemas referenciados ao catodo deve ser opticamente isolada, como os sinais de intertravamentos, por exemplo .

5.2.3 - Grade-1

A grade-1 é a responsável pela pré-ionização da válvula, garantindo a velocidade de chaveamento^{[5.4][5.5]} . O seu sistema de alimentação consiste de uma fonte de corrente estabilizada em $\pm 1\%$. A topologia adotada para esta fonte é formada por um transformador isolador simples com derivações no secundário para possibilitar a escolha de um ponto ideal de operação, seguido de um retificador simples, em ponte, e finalmente o sistema de estabilização, que é feito através de um comparador proporcional, com realimentação de corrente feita através de uma derivação série no retorno. O diagrama elétrico é mostrado na Figura 5.5.

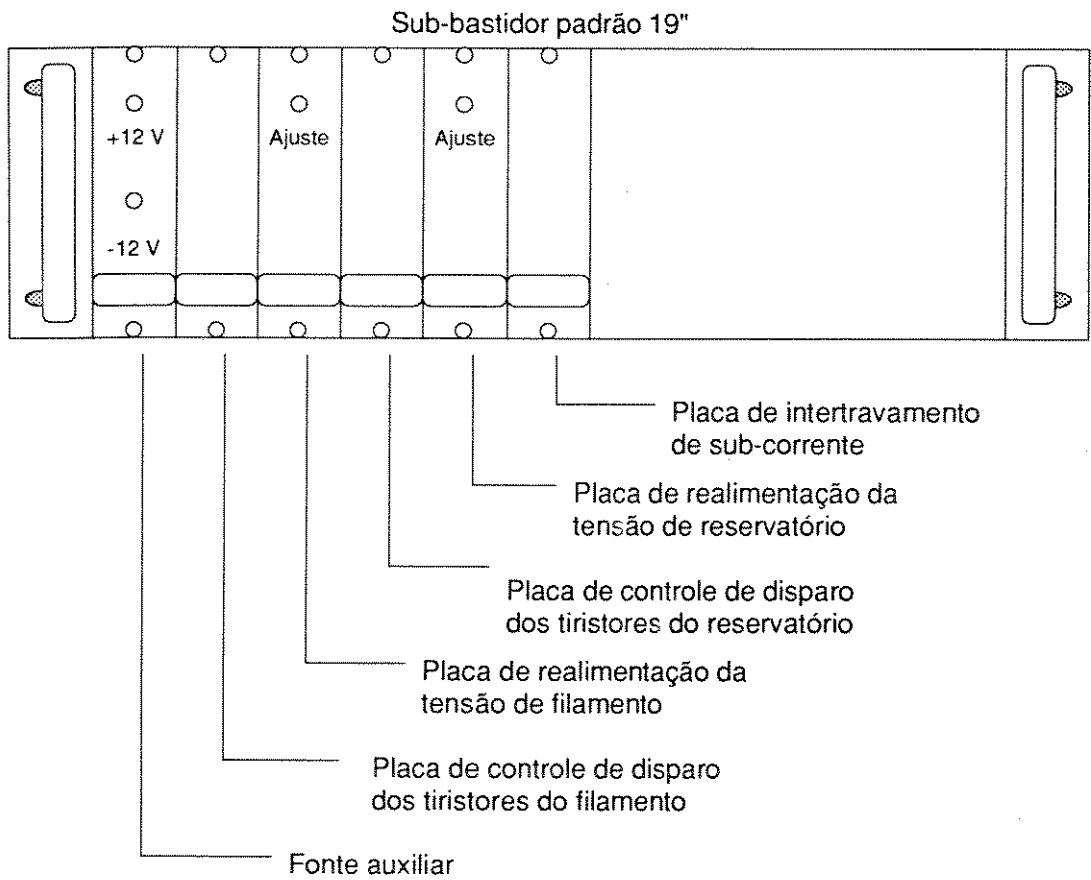


Figura 5.4 - Sub-bastidor de controle do sistema de aquecimento de filamento e reservatório

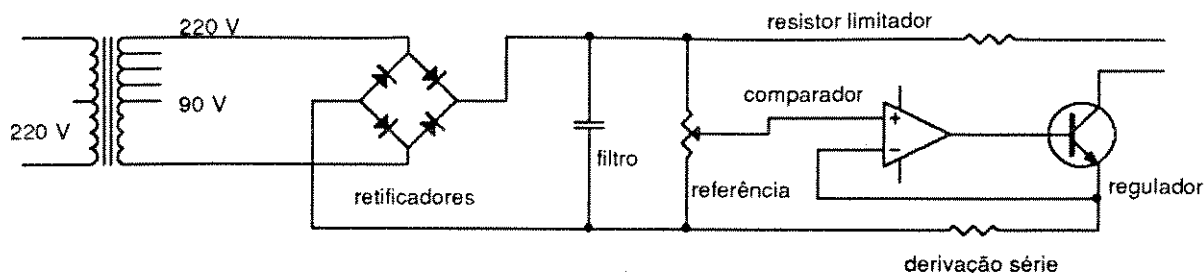


Figura 5.5 - Diagrama elétrico da fonte de corrente para polarização da grade 1

O resistor limitador, é adicionado ao circuito visando limitar a queda de tensão sobre o elemento regulador para uma determinada faixa de corrente de operação, diminuindo sobre este elemento a potência dissipada.

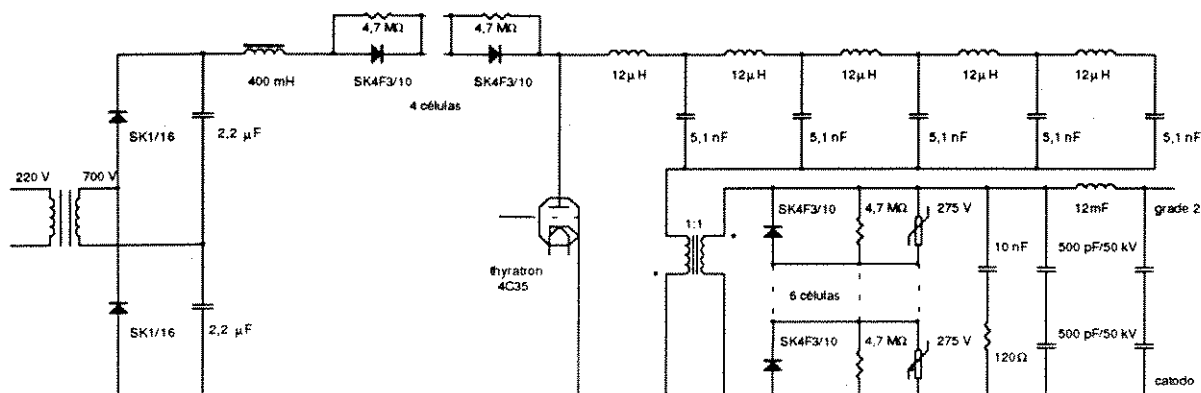
5.2.4 - Grade-2

A grade-2 tem como função disparar a válvula, e, para isso, esta deve ser alimentada por um gerador de pulso sincronizado com os demais sistemas do anel. Este gerador deve satisfazer aos parâmetros de operação característicos da grade-2 (Tabela 5.1). Estas características são conseguidas através de um sistema gerador de pulso, composto por uma linha de retardo discreta de quatro elementos (LFP), alimentada por uma fonte de alta tensão e tendo como carga a impedância da própria grade da válvula, refletida ao primário de um transformador isolador.

Como a grade da válvula tem uma impedância característica dinâmica e não linear, foi necessária a colocação, na saída do gerador, de uma carga paralela mínima, para garantir o funcionamento do gerador sem carga (filamento da válvula frio). Por outro lado, também foi adicionada em série com o gerador uma carga máxima, responsável pela limitação da corrente fornecida pelo gerador, quando a carga apresentada pela válvula for muito pequena (filamento aquecido e após o disparo), evitando que haja um descasamento de impedâncias entre o gerador e a carga.

A grade-2, logo após o início de condução da válvula, assume momentaneamente tensões elevadas. Para que estas tensões não venham a danificar o gerador de pulsos, é necessário instalar filtros de transitórios entre o gerador e a grade. O filtro escolhido foi um modelo π , "passa baixa", composto por quatro capacitores, sendo dois ligados em série, e um indutor. O cuidado principal tomado com relação a este filtro está na isolação dos capacitores, que devem ser dimensionados para uma tensão superior à aquela de alimentação da linha formadora de pulsos (50 kV). Os capacitores utilizados na execução do projeto são do tipo mica prateado, que permite sua utilização em alta frequência e alta tensão.

O sinal de disparo do gerador de pulso é proveniente de uma placa pré-amplificadora, localizada no bastidor de controle. Nesta placa também é feita a lógica de disparo, com sinais provenientes do sistema central de controle.



5.2.5 - Grade equalizadora

O divisor resistivo foi construído utilizando 400 resistores de 100 k Ω / 0,5 W em série, com tomada para equalização no centro do divisor. Os resistores são do tipo não indutivo para evitar que transientes venham a danificá-los.

101

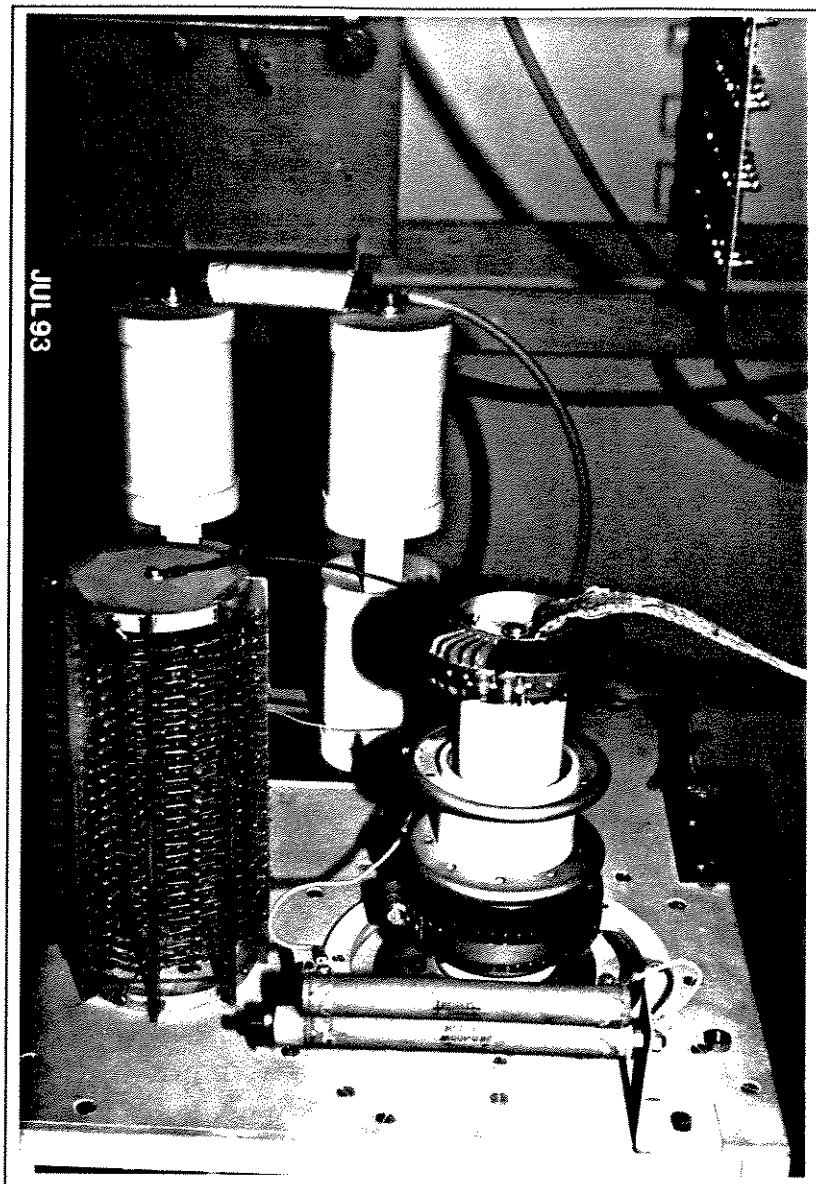


Figura 5.7 - Vista frontal da montagem da válvula *thyatron*

Referências

- [5.1] Lecorguillier, J.
Les Vannes Électroniques à Électrodes de Déclanchement
Dunod - Paris - 1966
- [5.2] PS-730-574-00-R-1
Specification for a Hydrogen Thyatron (single) for Pulse Modulator
Stanford Linear Accelerator Center - 1963
- [5.3] CX - 1525 A , Data Sheet
Air cooled - Deuterium Filled Two-gap - Metal/Ceramic Thyatron
English Electric Valve Company Limited - 1984

-
- [5.4] Instruction Book for the 6575 Modulator
Stanford Linear Accelerator Center
Stanford University - CA - 1966
- [5.5] IM-730-600-02-R0
Maintenance Instruction for Hydrogen Thyatron
Stanford Linear Accelerator Center
Stanford University - CA - 1966

CAPÍTULO - 6

TRANSFORMADOR DE PULSOS - TP

CAPÍTULO 6 - TRANSFORMADOR DE PULSOS-TP

6.1 - INTRODUÇÃO

Utilizou-se no projeto do modulador do LNLS, um transformador de pulsos para o casamento de impedâncias entre a carga (válvula *klystron*) e o gerador (LFP).

Em se tratando de operação com pulsos rápidos, este transformador de pulso deve ter características muito especiais, tais como: núcleo com material de alta permeabilidade magnética e laminação especial, isolamento compatível com o sistema e capacidade de operação com pulsos unipolares^[6.1].

O transformador de pulso instalado no modulador do LNLS foi adquirido através de importação feita à Stangenes Industries, Inc. Palo Alto - California - USA. Não há muitos dados disponíveis à respeito do material magnético do núcleo. Será feita uma descrição da montagem do transformador e uma tentativa de modelamento e descrição da utilização do transformador por alguns sistemas auxiliares referentes à válvula *klystron*.

6.2 - CIRCUITO EQUIVALENTE DO TRANSFORMADOR DE PULSO

O circuito equivalente completo^[6.2] do transformador de pulso é mostrado na Figura 6.1, onde:

C_1, C_2	capacitâncias parasitas do primário e secundário
C_m	capacitância de acoplamento entre os enrolamentos
r_f	perdas por corrente de Foucault no núcleo
r_h	perdas devida a histerese do núcleo
l_1, l_2	indutância de dispersão do primário e secundário
L_1', L_2'	indutância de magnetização do primário e secundário
R_1, R_2	resistência do primário e secundário
K	acoplamento magnético entre primário e secundário

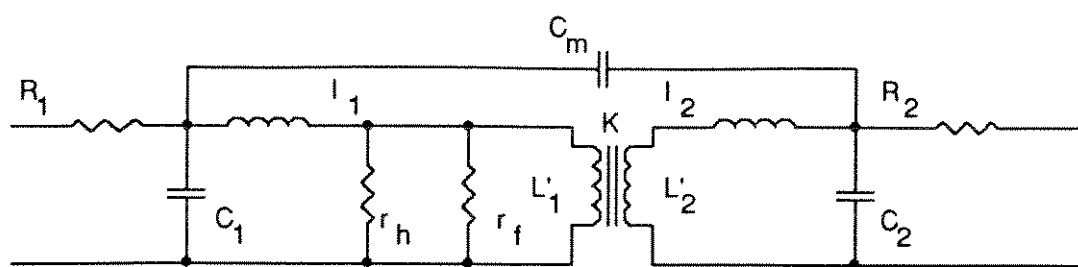


Figura 6.1 - Circuito equivalente do transformador de pulso

Os valores relativos aos parâmetros deste circuito, onde $C_1 < C_2$ (principalmente quando refletido ao primário, $C_1 \ll C_2$), além da minimização do valor de C_m , através do processo de construção do transformador, permite desprezar C_1 e C_m , de modo a simplificar o circuito, particularizando-o para o circuito equivalente de um transformador elevador, onde os elementos do secundário são refletidos ao primário (Figura 7.2).

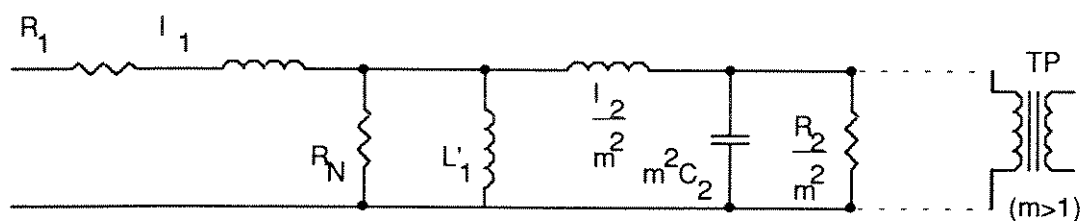


Figura 6.2 - Circuito equivalente do transformador de pulso elevador de tensão

Onde:

R_N Perdas magnéticas no núcleo (histerese + Foucault)

$m = \frac{n_2}{n_1}$ Relação de espiras entre secundário e primário

O valor de cada parâmetro, foi obtido a partir de dados recolhidos através de medições efetuadas no primário do transformador, onde foi conectado um gerador de sinais e um osciloscópio para o levantamento da impedância característica do transformador.

6.3 - RESPOSTA DO TRANSFORMADOR A UM PULSO RETANGULAR

Como visto anteriormente, o transformador de pulsos pode ser modelado através de parâmetros de circuito que representam suas características e perdas. De posse destes parâmetros, pode-se ter a expressão que determina a forma de onda de saída, quando aplicado no primário, através de um gerador de impedância R_g , um pulso retangular, tendo-se no secundário uma carga de resistência R .

Para determinação destas expressões serão feitas algumas aproximações no modelamento do transformador de pulso, que são:

$R_N = \infty$ Núcleo sem perdas

$K = 1$ Coeficiente de acoplamento ideal

O circuito equivalente à esta situação está mostrado na Figura 6.3, onde a resistência do gerador está adicionada a resistência do enrolamento primário e a resistência R_2 passa a ser a soma da resistência do enrolamento secundário mais a carga colocada na saída.

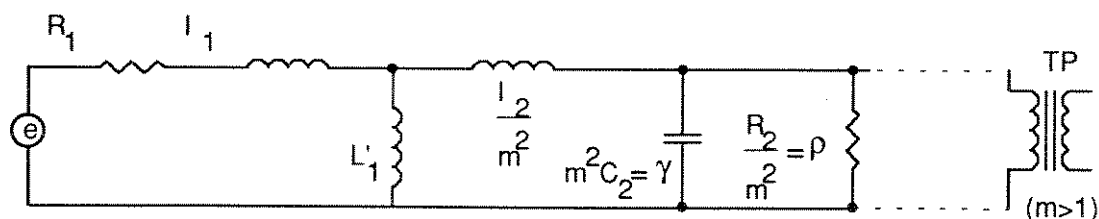


Figura 6.3 - Circuito equivalente para determinação da forma de onda de saída

6.3.1 - Resposta ao tempo de subida do pulso aplicado

Durante o regime de transitório L_1' aparece em paralelo com γ e $\frac{R_2}{m^2}$,

opondo-se à passagem de corrente juntamente com I_1 e $\frac{I_2}{m^2}$, porém, em geral

$L_1' \gg I_1$ e $L_1' \gg \frac{I_2}{m^2}$, daí que L_1' pode ser desprezado, simplificando o circuito como é mostrado na Figura 6.4.

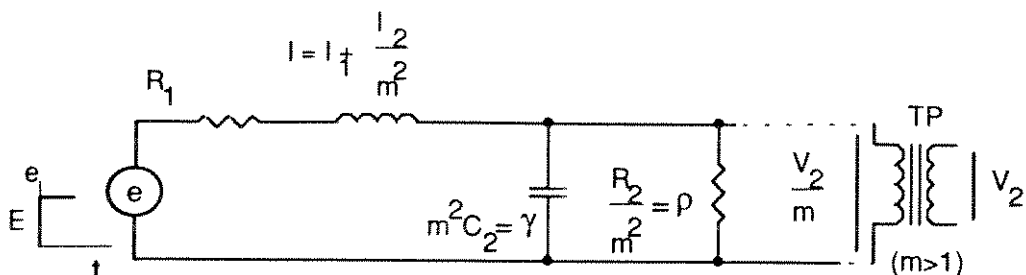


Figura 6.4 - Circuito equivalente simplificado para determinação da forma de onda do pulso de saída

Resolvendo a equação do segundo grau para o circuito da Figura 6.4, chega-se a seguinte função de transferência:

$$G(p) = \frac{\frac{V_2(p)}{m}}{\frac{E}{p}} = \frac{1}{l\gamma} \cdot \frac{1}{p^2 + \left(\frac{\rho\gamma R_1 + l}{\rho l\gamma}\right)p + \left(\frac{\rho + R_1}{\rho l\gamma}\right)} \quad (6.1)$$

de onde obtém-se:

$$\omega_r = \sqrt{\frac{\rho + R_1}{\rho l\gamma}} \quad \text{frequência natural de oscilação} \quad (6.2)$$

$$\zeta_r = \frac{1}{2\omega_r} \cdot \frac{\rho\gamma R_1 + l}{\rho l\gamma} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\rho\gamma R_1 + l}{\sqrt{\rho l\gamma(\rho + R_1)}} \quad \text{coeficiente de amortecimento} \quad (6.3)$$

Obs: Os seguintes parâmetros podem ser medidos experimentalmente:

- R_1 resistência do primário
- $m^2\rho = R_2$ resistência do secundário
- l indutância medida no primário
- $\frac{\gamma}{m^2} = C_2$ capacitância parasita do secundário
- m relação de transformação

Variando-se ζ_r , têm-se três condições de operação para o transformador:

- regime aperiódico amortecido, com duas constantes de tempo
- regime crítico
- regime oscilatório amortecido, com um pseudo-período.

As curvas de representação da Figura 6.5 mostram a evolução da forma de onda para diversos ζ_r , no intervalo de 0,2 a 1,4, mostrando os três regimes possíveis,

onde:

$$\tau_1 = \frac{2\pi}{\omega_r} = \sqrt{\frac{\frac{R_2}{m^2} l \gamma}{R_1 + \frac{R_2}{m^2}}} \quad (6.4)$$

$$\zeta_r = \frac{1}{2} \frac{R_1 \frac{R_2}{m^2} \gamma + l}{\sqrt{\frac{R_2}{m^2} \left(R_1 + \frac{R_2}{m^2} \right) l \gamma}} \quad (6.5)$$

$$(V_2)_{\text{final}} = mE \frac{\frac{R_2}{m^2}}{R_1 + \frac{R_2}{m^2}} \quad (6.6)$$

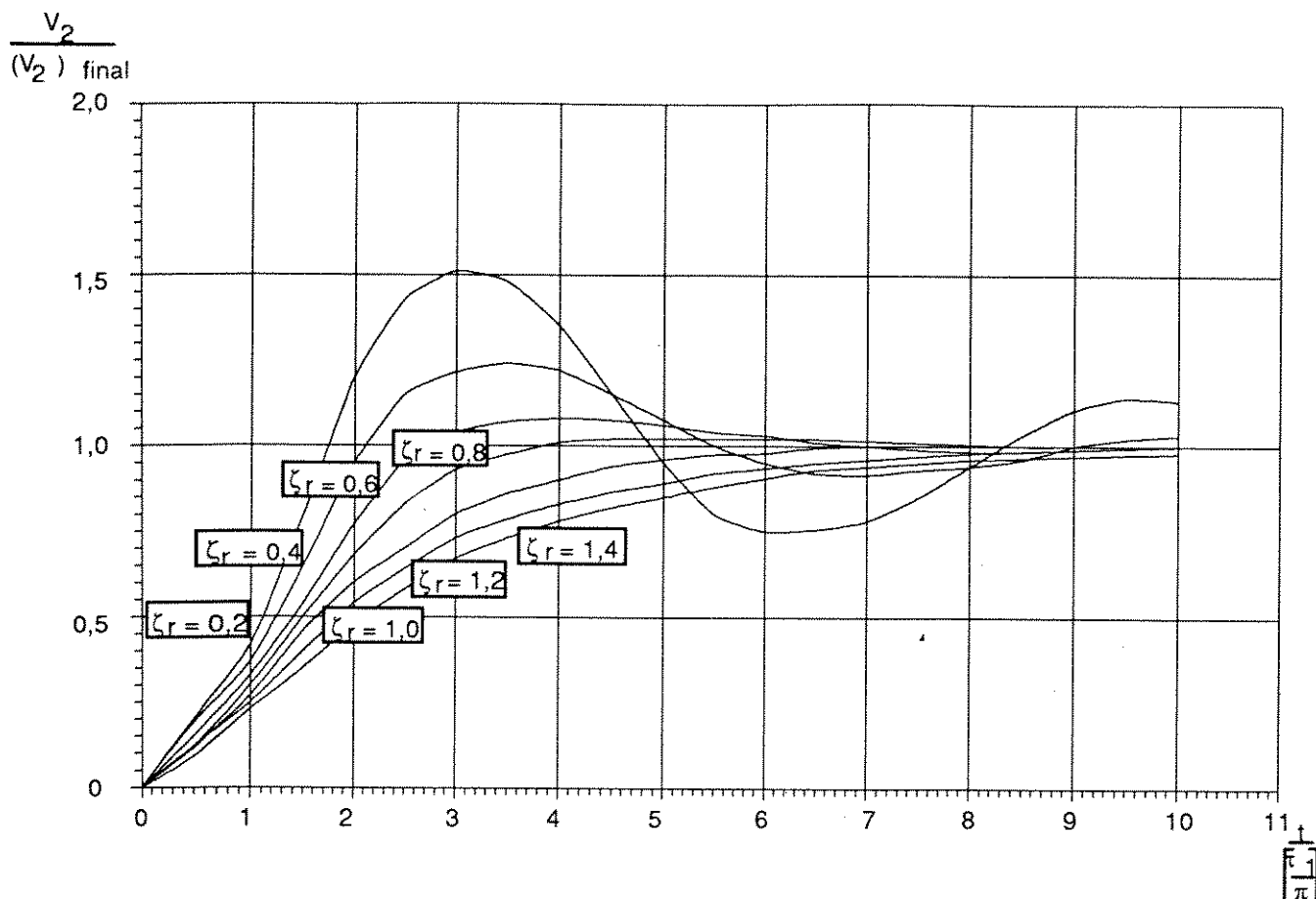


Figura 6.5 - Curvas de subida para diferentes ζ_r

6.3.2 - Resposta à parte plana do pulso aplicado

O transformador de pulso responde à parte plana do pulso aplicado como se na entrada do transformador fosse aplicada uma tensão contínua, fato que simplifica o circuito equivalente uma vez que as capacitâncias parasitas são irrelevantes neste caso. A Figura 6.6 mostra o circuito equivalente do transformador de pulso, durante a parte plana do pulso.

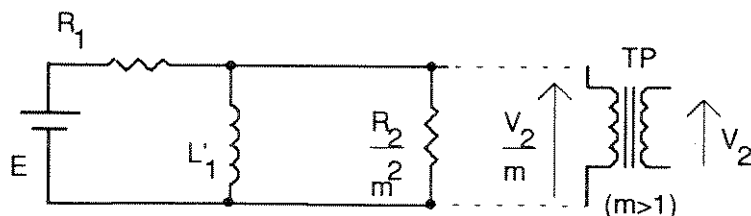


Figura 6.6 - Circuito equivalente do transformador de pulsos para parte plana do pulso aplicado

O valor das indutâncias de dispersão também não são levadas em consideração, uma vez que a variação da tensão V_2 é lenta, como será discutido posteriormente.

Do circuito apresentado na Figura 6.6, obtém-se uma equação de primeira ordem, cuja função transferência é dada por:

$$\frac{V_2(p)}{m} = E \frac{\left(\frac{R_2}{m^2} \right)}{\left(R_1 + \frac{R_2}{m^2} \right) p + \frac{R_1 \left(\frac{R_2}{m^2} \right)}{\left(R_1 + \frac{R_2}{m^2} \right) L_1}} \quad (6.7)$$

A constante de decaimento correspondente é dada por:

$$\tau_2 = \frac{\left(R_1 + \frac{R_2}{m^2} \right) L_1'}{R_1 \left(\frac{R_2}{m^2} \right)} \quad (6.8)$$

Finalmente, a expressão que da tensão de saída em função dos parâmetros do transformador de pulsos durante a parte plana do pulso aplicado é dada por:

$$v_2(t) = mE \left(\frac{L_1'}{R_1} \frac{1}{\tau_2} \right) e^{-\frac{t}{\tau_2}} \quad (6.9)$$

$v_2(t)$ é uma função que decresce exponencialmente, com constante de tempo de decaimento τ_2 . Geralmente, é conveniente que esta constante de tempo tenha o maior valor possível, sendo, que na prática, majorações em τ_2 são obtidas com aumento do valor de L_1' .

Assim, como para o caso do comportamento para subida do pulso, tem-se para a parte plana do pulso uma análise gráfica, que está mostrada na Figura 6.7. Estas curvas foram obtidas a partir da Eq. (6.9), onde:

$$\frac{v_2(t)}{mE\left(\frac{L_1}{R_1}\frac{1}{\tau_2}\right)} = e^{-\frac{t}{\tau_2}} = e^{-k_f\frac{1}{\frac{L_1}{R_1}}} \tag{6.10}$$

para k_f dado por:

$$k_f = \frac{\left(\frac{R_2}{m^2R_1}\right)}{1+\left(\frac{R_2}{m^2R_1}\right)} \tag{6.11}$$

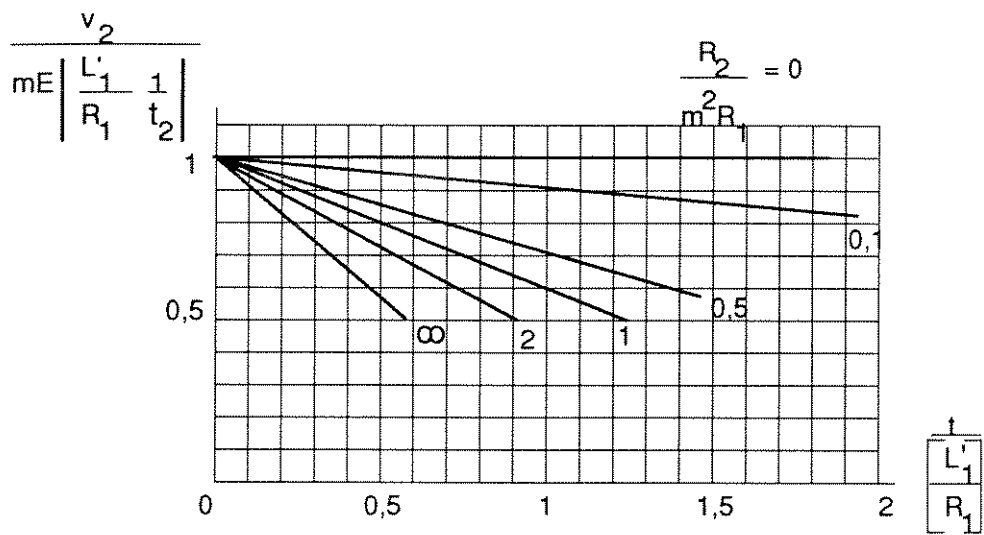


Figura 6.7 - Resposta do transformador de pulso durante a parte plana do pulso

para diferentes valores de $\frac{R_2}{m^2R_1}$

6.3.3 - Resposta ao tempo de descida do pulso aplicado

Quando o impulso cessa, a corrente de magnetização é instantaneamente interrompida. Devido à energia acumulada na indutância de magnetização e nas capacitâncias parasitas, a queda do pulso terá uma forma diferente daquela da excitação. Os parâmetros que atuam durante este intervalo de tempo são a carga nas capacitâncias parasitas (desconsiderando a resistência dos enrolamentos) e a indutância de magnetização L_1' (desconsiderando a indutância de dispersão).

Assim, para o estudo da forma de onda do pulso tem-se um sistema de segunda ordem, mostrado na Figura 6.8, onde três condições iniciais são importantes:[6,2]

- tensão U aplicada ao circuito
- corrente de magnetização da indutância $L_1' \Rightarrow I_m$
- carga na capacitância parasita $\gamma \Rightarrow q(0^+) = \gamma U$

Logo, tem-se a seguinte equação para $v_A - v_B$:

$$v_A - v_B = \frac{v_2(t)}{m} = L_1' \frac{d}{dt}(i_3 - i_1) = \frac{q(0^+)}{\gamma} + \frac{1}{\gamma} \int_0^t (i_1 - i_2) dt = p i_2 \quad (6.12)$$

Resolvendo-se a Eq. (6.12), onde:

$$i_2 = i_2' + \frac{q(0^+)}{\rho \gamma}$$

tem-se para i_2' :

$$\gamma p i_2' = \left[i_1(0^+) - \frac{q(0^+)}{\rho \gamma} \right] \frac{1}{p^2 + \frac{p}{\rho \gamma} + \frac{1}{L_1' \gamma}} - \frac{q(0^+)}{\rho \gamma} \frac{1}{p \left(p^2 + \frac{p}{\rho \gamma} + \frac{1}{L_1' \gamma} \right)} \quad (6.13)$$

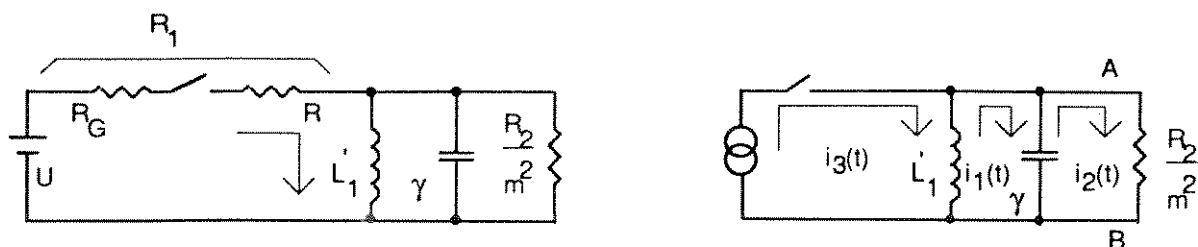


Figura 6.8 - Circuito para análise da resposta ao tempo de descida no transformador de pulso

A frequência natural de oscilação para o circuito é:

$$\omega_f = \frac{1}{\sqrt{L'_1 m^2 C_2}} = \frac{2\pi}{\tau_3} \quad (6.14)$$

com coeficiente de amortecimento, dado por:

$$\zeta_f = \frac{1}{2 \left(\frac{R_2}{m^2} \right)} \sqrt{\frac{L'_1}{m^2 C_2}} \quad (6.15)$$

Como no caso da análise para o tempo de subida do pulso, têm-se também três condições de operação do transformador, uma para cada intervalo de ζ_f :

$\zeta_f > 1$	regime aperiódico amortecido
$\zeta_f = 1$	regime crítico
$\zeta_f < 1$	regime pseudo-periódico

Se $\zeta_f > 1$, regime aperiódico amortecido, têm-se a seguinte expressão para a tensão de saída $v_2(t)$:

$$\frac{v_2(t)}{mU} = \frac{1}{2\sqrt{\zeta_f^2 - 1}} \left[\left(-\zeta_f + \sqrt{\zeta_f^2 - 1} + 2\Delta\zeta_f \right) e^{-\frac{t}{T_1}} - \left(-\zeta_f - \sqrt{\zeta_f^2 - 1} + 2\Delta\zeta_f \right) e^{-\frac{t}{T_2}} \right] \quad (6.16)$$

onde, Δ , T_1 e T_2 são dados por:

$$\Delta = \frac{i_1(0^+)}{i_2(0^+)} = -p\gamma \frac{I_m}{q(0^+)} \quad (6.17)$$

$$T_1 = \frac{1}{\omega_f \left(\zeta_f - \sqrt{\zeta_f^2 - 1} \right)} \quad (6.18)$$

$$T_2 = \frac{1}{\omega_f \left(\zeta_f + \sqrt{\zeta_f^2 - 1} \right)} \quad (6.19)$$

Quando $\zeta_f = 1$, não se tem amortecimento aperiódico nem oscilações, e o pulso de saída segue o pulso de entrada.

Para $\zeta_f < 1$, o regime é pseudo-amortecido, e para este caso serão mostradas as curvas de representação para a variação de ζ_f e Δ , respectivamente nas Figuras 6.9, 6.10 e 6.11.

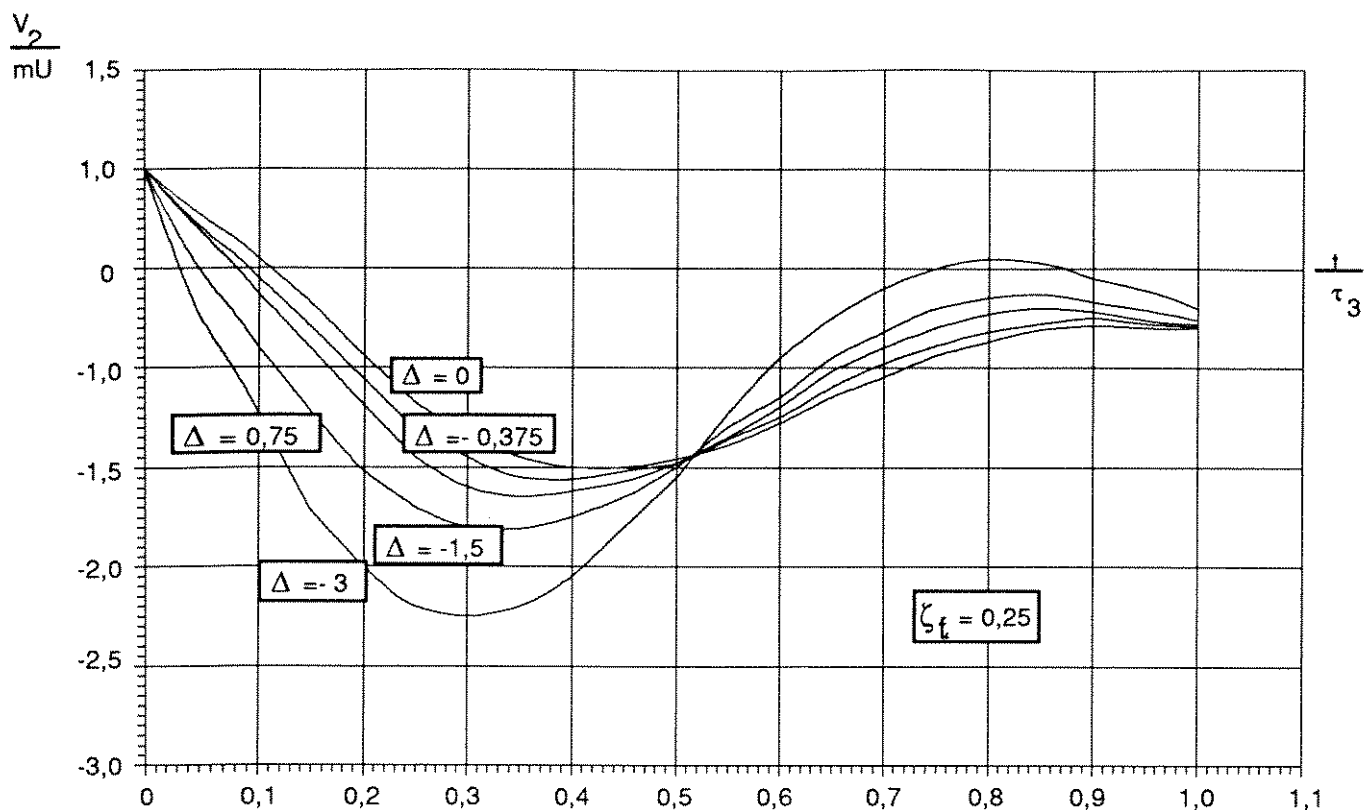


Figura 6.9 - Curvas da resposta $\frac{v_2}{mU}$ a descida do pulso, em função de $\frac{t}{\tau_3}$, para $\zeta_f=0,25$

onde:

$$\tau_3 = 2\pi\sqrt{L_1 m^2 C_2} \quad (6.20)$$

$$\Delta = \frac{i_1(0^+)}{i_2(0^+)} = -\frac{I_m}{\frac{U}{\rho}} \quad (6.21)$$

$$I_m = \frac{U\theta}{L_1} \quad (6.21a)$$

onde: θ é a duração do pulso

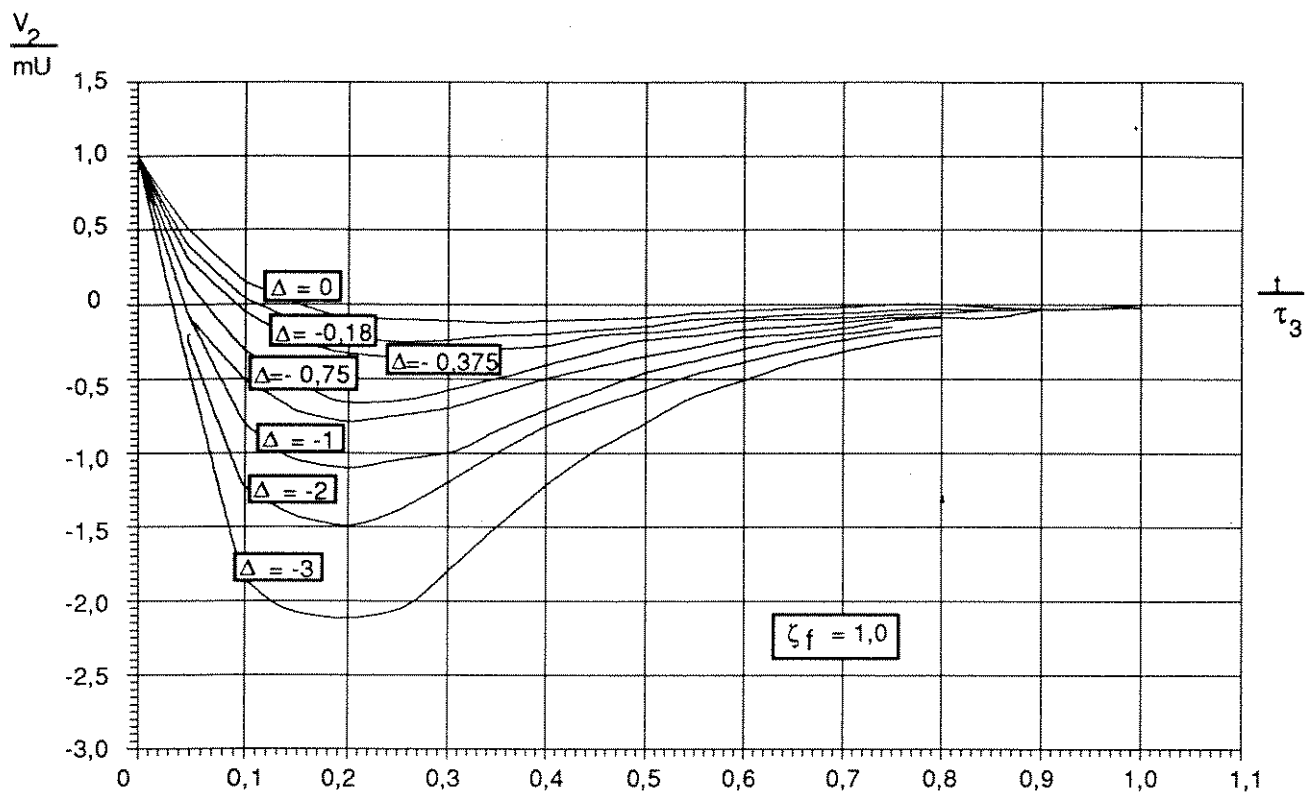


Figura 6.10 - Curvas da resposta $\frac{v_2}{mU}$ a descida do pulso, em função de t/τ_3 , para $\zeta_f=1$

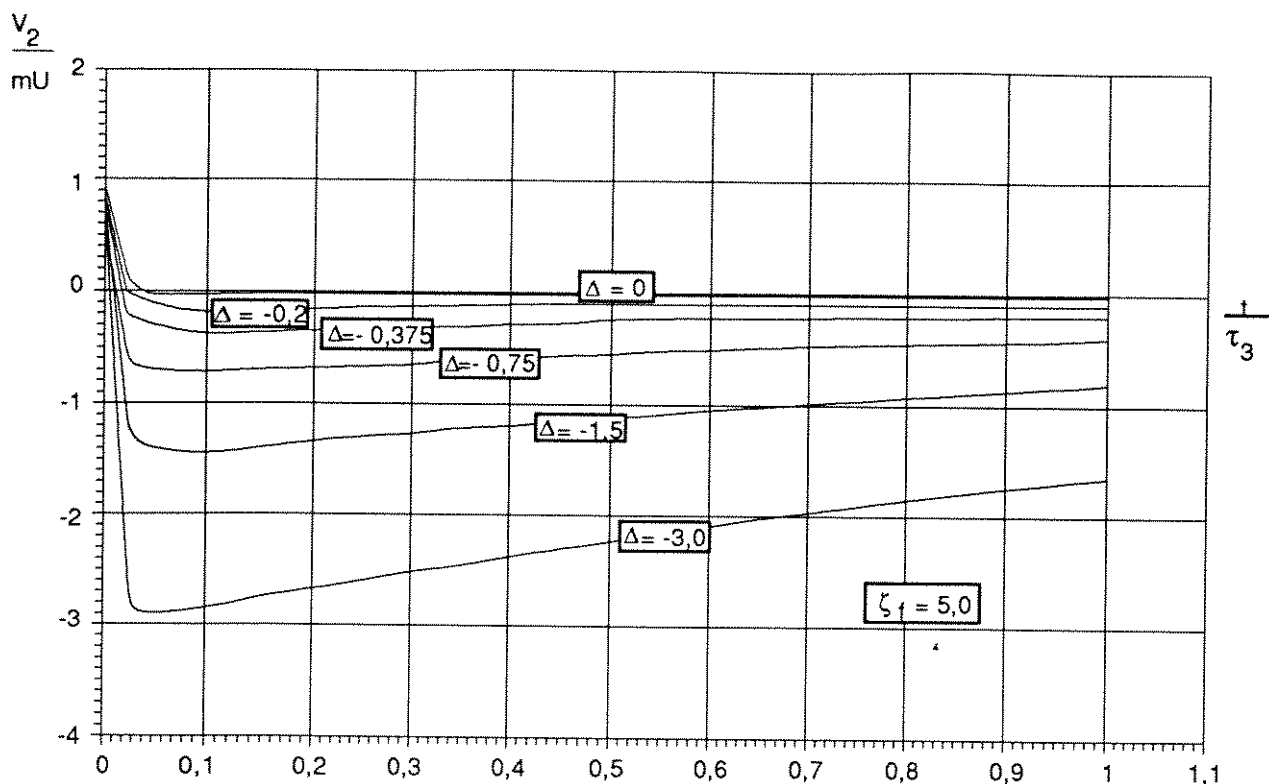


Figura 6.11 - Curvas de resposta $\frac{v_2}{mU}$ à descida do pulso, em função de t/τ_3 , para $\zeta_f = 5$

6.4 - TRANSFORMADOR DE PULSO DO MODULADOR DO LNLS

No transformador de pulso usado no modulador do LNLS utilizou-se de várias técnicas construtivas para minimizar os efeitos ocasionados por elementos parasitas que poderiam comprometer a forma do pulso de saída. O esquema elétrico geral do transformador de pulso^[6.3] é mostrado na Figura 6.12, com os diversos circuitos auxiliares, com os quais serão descritos a seguir.

Ao primário, que também é enrolado com duas bobinas ligadas em paralelo, está conectado o sistema de pré-polarização do núcleo do transformador. A pré-polarização é necessária porque o pulso aplicado ao núcleo é unipolar. A utilização da pré-polarização, além de permitir trabalhar com melhor excursão sobre a curva $B \times H$, garante também a operação do transformador numa região mais linear desta curva.

A pré-polarização é feita através de uma fonte de corrente contínua conectada ao ponto de alta tensão do primário, através de um indutor. Este indutor isola a fonte de corrente que alimenta o sistema de pré-polarização do sistema do modulador, quando este aplica sobre o transformador o pulso de alta tensão.

O capacitor C_p aterra sinais espúrios, provenientes do transformador de pulso, que poderiam danificar a fonte de corrente.

A fonte de corrente utilizada para alimentar o sistema de pré-polarização é uma fonte simples de corrente composta por um transformador trifásico e um retificador de 6 pulsos, não estabilizado. Minimiza-se o fator de ondulação adicionando-se um filtro "passa baixas" na saída do retificador. O filtro é formado por um indutor de 24 mH e um capacitor de 60.000 μF , garantindo-se um fator de ondulação melhor que 1%. As principais características da fonte de corrente são^[6.4]:

Corrente de pré-polarização	14 A
Tensão aplicada (medida na entrada do TP)	3 V

Outros a serem citados são os circuitos de medição. O primeiro mede, através de um divisor capacitivo, a tensão aplicada ao catodo da válvula em relação ao terra, onde está conectado o anodo. O primeiro capacitor é o de alta tensão, construído por dois cilindros concêntricos, separados pelo mesmo óleo isolante do transformador, dimensionado, portanto, para suportar valores de tensão superiores às aplicadas ao secundário do transformador, 250 kV, máxima. O segundo capacitor é um capacitor simples e comercial, ajustado para fornecer a relação de transformação adequada. A relação entre a tensão de saída e a medida é de 1 : 10.000^[6.5], com precisão de $\pm 2\%$, sendo esta relação função das características do óleo isolante. O resistor R_v (50 Ω), faz o casamento de impedâncias entre o divisor e o cabo de medição.

O segundo circuito de medição mede a corrente direta pela *klystron* através de um transformador de corrente toroidal colocado entre o secundário do transformador de pulsos e o catodo da *klystron*. Como esta conexão está no potencial de alta tensão durante o pulso, o diâmetro do núcleo toroidal deve ser

grande o suficiente para garantir a isolação entre este potencial e o terra, onde está o equipamento de medição. A isolação, para este caso, também é conseguida através da utilização de óleo mineral isolante. A relação de medição é de 0,1 V/A com tolerâncias entre +1% -0%, sendo que, neste caso, as medições não são influenciadas pelo isolante. Se o equipamento de medição estiver localizado distante do transformador de pulso, aconselha-se utilizar uma terminação de 50Ω, porém, com relação de 0,05 V/A.

6.5 - MEDIDAS REALIZADAS NO TRANSFORMADOR DE PULSOS DO LNLS

Algumas das precauções necessárias para a obtenção dos valores dos elementos utilizados no modelamento do transformador de pulso do LNLS (Figura 6.12), foram curto circuitadas todas as capacitâncias que desacoplam os enrolamentos durante pulso (C_1 a C_6 e CH_1 e CH_2), e desligar o indutor de pré-polarização e o divisor capacitivo foram de modo a evitar que estes circuitos auxiliares venham a interferir no modelamento.

O método utilizado para levantamento destes parâmetros foi o da medição da impedância do transformador para uma ampla faixa de frequência, determinando-se pontos de ressonância série e paralela. A Figura 6.13 mostra o resultado obtido através de amostras de corrente e tensão, tomadas no primário do transformador, alimentado por um gerador senoidal com impedância característica de 50 Ω.

Da curva de impedâncias do transformador, obtém-se dois pontos de ressonância, através dos quais determina-se as resistências R_1 e $\frac{R_2}{m^2}$. A primeira ressonância, que abre o circuito em 75 kHz, é paralela e determinada por L_1' e m^2C_2 havendo, portanto, apenas a resistência oferecida por $\frac{R_2}{m^2}$, uma vez que nesta frequência a impedância oferecida por L_1 é muito pequena, e $R_1 \ll \frac{R_2}{m^2}$. A segunda ressonância, agora série, determina o valor de R_1 , sendo estabelecida através de L_1' e m^2C_2 .

Da curva 6.13 obtem-se:

$$\frac{R_2}{m^2} = 605\Omega$$

$$R_1 = 1\Omega$$

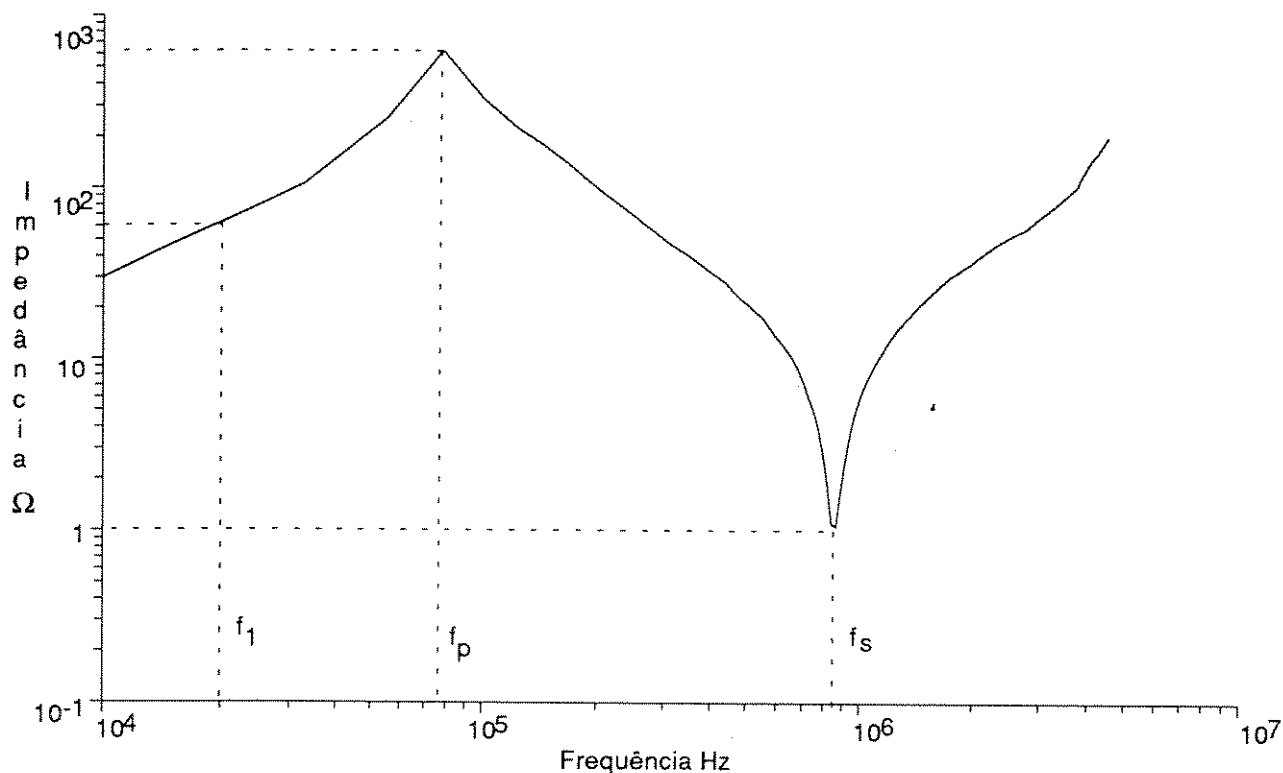


Figura 6.13 - Curva de impedâncias do TP do LNLS

Para a determinação de L'_1 , toma-se a região linear da curva de impedância, compreendida entre 10 a 30 kHz, onde L'_1 é predominante. Daí,

$$X_1 = 2\pi f_1 L'_1$$

$$L'_1 = \frac{X_1}{2\pi f_1} = \frac{60}{2\pi 20 \cdot 10^3} = 477\mu\text{H} \quad (6.22)$$

A coordenada (f_1 e X_1) refere-se a uma frequência na região linear da curva e sua respectiva impedância.

Pela ressonância entre L'_1 e $m^2 C_2$ tem-se:

$$\omega_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L'_1 m^2 C_2}}$$

$$m^2 C_2 = \frac{1}{(\omega_p 2\pi)^2 L'_1} = 9,44 \text{ nF} \quad (6.23)$$

Analogamente, da segunda ressonância, obtém-se:

$$l_1 = \frac{1}{(\omega_s 2\pi)^2 m^2 C_2} = 3,7 \text{ } \mu\text{H}$$

Uma vez de posse dos valores calculados a partir de parâmetros medidos no transformador de pulsos do LNLS, propõe-se um modelo para o mesmo, apresentado na Figura 6.14.

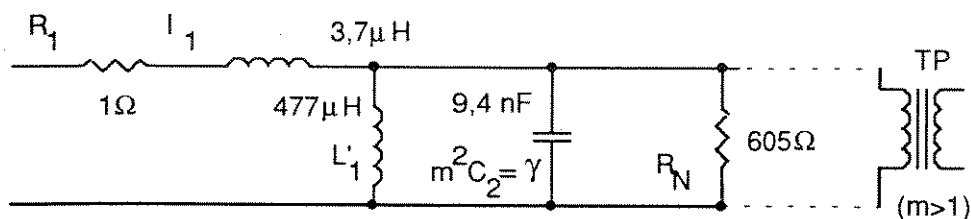


Figura 6.14 - Circuito equivalente do TP do LNLS

6.6 - ANÁLISE DOS PARÂMETROS LEVANTADOS PARA O TP DO LNLS

A análise dos parâmetros encontrados para o transformador de pulsos do LNLS é feita adotando-se o circuito mostrado na Figura 6.15, onde a impedância do gerador é a própria impedância da LFP, e a impedância de carga (ρ) é a impedância da válvula *klystron*, refletida ao primário, que, quando em paralelo com a resistência R_N relativa as perdas por histerese e foucault, tornando R_N desprezível.

Nota-se, na Figura 6.15, que R_1 , é formada pela resistência do enrolamento primário, mais a impedância do gerador. Além disso a resistência ôhmica do secundário foi desprezada quando comparada ao valor da impedância da carga.

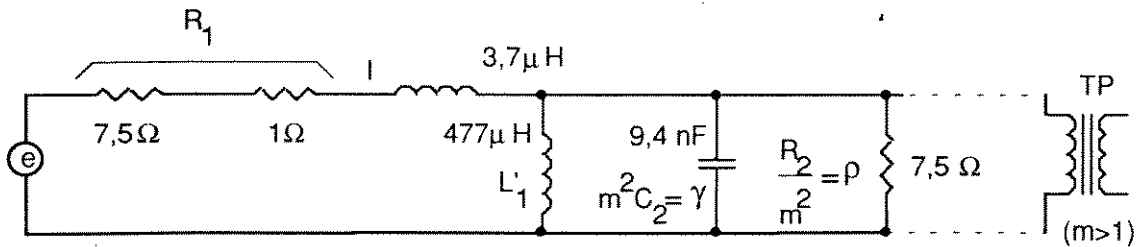


Figura 6.15 - Circuito utilizado para análise do TP do LNLS

- Análise do circuito para o tempo de subida:

Das Eq. (6.2) e (6.3) obtém-se respectivamente:

$$\omega_r = \sqrt{\frac{\rho + R_1}{\rho \gamma}} = 7.8 \text{ MHz}$$

$$\zeta_r = \frac{1}{2\omega_r} \cdot \frac{\rho \gamma R_1 + 1}{\rho \gamma} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\rho \gamma R_1 + 1}{\sqrt{\rho \gamma (\rho + R_1)}} = 1$$

Através das considerações apresentadas anteriormente, conclui-se que, para o tempo de subida do pulso, o regime é crítico, podendo-se determinar τ_1 , na análise da subida do pulso. Da Eq. (6.5), obtém-se:

$$\tau_1 = \frac{2\pi}{\omega_r} = \sqrt{\frac{\frac{R_2}{m^2} l \gamma}{R_1 + \frac{R_2}{m^2}}} = 132 \text{ ns}$$

- Análise do circuito para a parte plana do pulso:

Da Eq. (6.8) tem-se:

$$\tau_2 = \frac{\left(R_1 + \frac{R_2}{m^2}\right) L_1}{R_1 \left(\frac{R_2}{m^2}\right)} = 120 \text{ } \mu\text{s}$$

Tendo-se para o final do pulso, na Eq. (9.9), a variação da tensão dado por:

$$e^{\frac{\theta}{\tau_2}} \cong 1 - \frac{1}{30} = 0,97 = 0,97$$

Os efeitos ocasionados durante o tempo de subida do pulso são desprezados, uma vez que $\tau_1 \ll \tau_2$.

Para a análise nas curvas de representação referente a parte plana do pulso

aplicado, calcula-se o valor de $\frac{R_2}{m^2 R_1}$, dado por:

$$\frac{R_2}{m^2 R_1} = 0,88$$

- Análise do circuito para o tempo de descida

Das Eq. (6.13) e (6.15), obtém-se $\zeta_f = 15$, logo, a descida do pulso corresponde ao regime aperiódico sub-amortecido.

Resolvendo-se as equações Eq. (6.17) e (6.20), para a descida do pulso, obtém-se $\Delta = 0,062$, onde I_m é dado por:

$$I_m = \frac{U\theta}{L_1} = U \, 8,4 \cdot 10^{-3}$$

e

$$\tau_3 = 2\pi\sqrt{L_1 m^2 C_2} = 13\mu s$$

6.7 - CONCLUSÕES

Através do modelo proposto para a representação do transformador de pulsos utilizado no modulador do LNLS foi possível determinar seus principais parâmetros e estudar o comportamento do mesmo quando submetido a um pulso retangular.

Os valores obtidos analiticamente, levados nas curvas de representações, permite a visualização da resposta do transformador de pulsos, para cada trecho de um pulso retangular aplicado, podendo fazer-se análises ao comportamento do transformador, para a variação de cada parâmetro do modelo.

A Figura 6.16, mostra a resposta de saída do transformador de pulso (canal B) a uma excitação fornecida por um gerador de pulso com impedância de saída de $50 \, \Omega$, (canal A). Apesar da impedância do gerador ser elevada em relação ao valor real, nesta mesma figura pode-se ver a influência de cada elemento discutido no modelamento do transformador de pulso. A maior queda na tensão, durante a parte plana do pulso, deve-se à impedância do gerador.

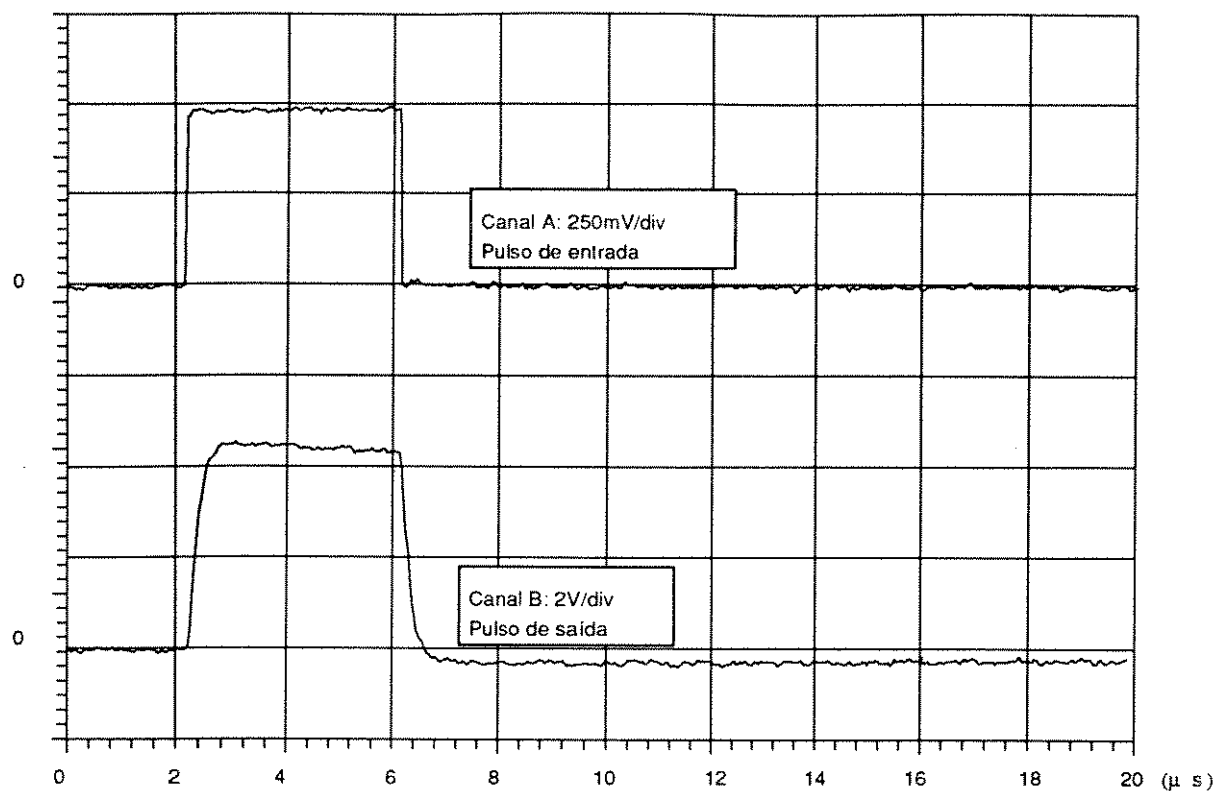


Figura 6.16- Resposta do transformador de pulso do LNLS, quando excitado por um pulso retangular.

A Figura 6.18 mostra a vista de topo da montagem do transformador de pulso, com seus circuitos auxiliares, utilizado no modulador do LNLS. A figura mostra o transformador montado em seu tanque, ainda não preenchido de óleo isolante.

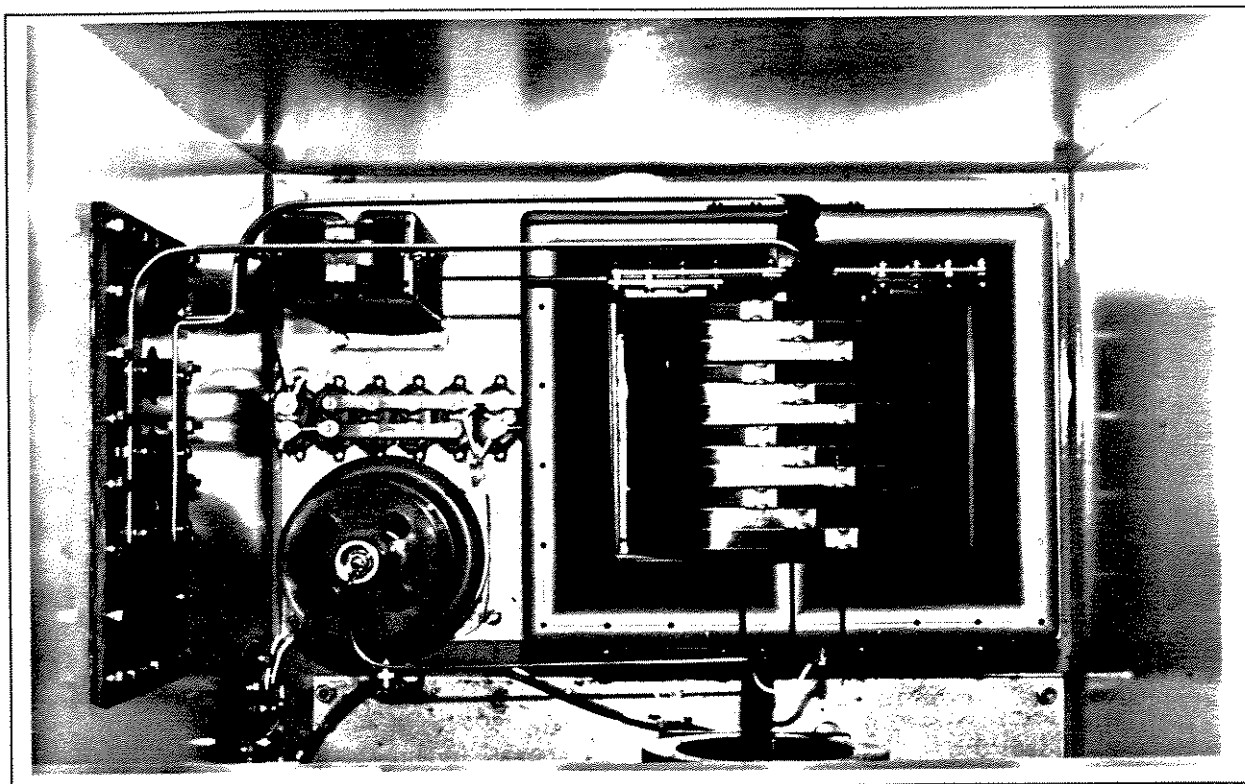


Figura 6.18 - Vista de topo da montagem do transformador de pulso

REFERÊNCIAS:

- [6.1] PS-730-513-R7
Technical Specification for a Pulse Transformer for a Pulse modulator 6575
Stanford Linear Accelerator Center
Stanford University - CA - 1965
- [6.2] Metzger, G. & Vabre, J-P.
Eletronique des impulsions - TOME I - Circuits à Constantes Localisées
Masson et C^{ie}, Editeurs - Paris - 1966
- [6.3] Stangenes Industries, Inc
Pulse transformer assembly
Drawing N^o SI 5770
Palo Alto - California - USA
- [6.4] Stangenes Industries, Inc
Placa de identificação do transformador de pulsos
Modelo SI 5770 S/N 1
- [6.5] PS-730-564-R2 Technical
Specification for a High Voltage Capacitive Voltage Divider
Stanford Linear Accelerator Center
Stanford University - CA - 1965

CAPÍTULO - 7

CIRCUITOS AUXILIARES DE PROTEÇÃO

CAPÍTULO 7 - CIRCUITOS AUXILIARES DE PROTEÇÃO

7.1 - INTRODUÇÃO

Os circuitos auxiliares de proteção são circuitos adicionados ao sistema do modulador com intuito de protegê-lo durante o regime normal de funcionamento, devido a parâmetros indesejáveis de certos componentes e também em ocorrências de falhas de componentes externos.

Basicamente são dois os principais circuitos de proteção, sendo um a oferecer proteção ao sistema de alimentação da linha formadora de pulsos (filtro de transitórios) e o outro protegendo o elemento de chaveamento, capacitores e a válvula *klystron*^[7.1]. Este circuitos passam agora a serem descritos.

7.2 - FILTRO DE TRANSITÓRIOS

O filtro de transitórios é um circuito composto por um indutor com isolamento para alta tensão entre seus terminais e um resistor de potência de baixo valor ôhmico.

A utilização deste filtro faz-se necessária devido a capacitância parasita existente entre o indutor de alimentação e o terra, Figura 7.1

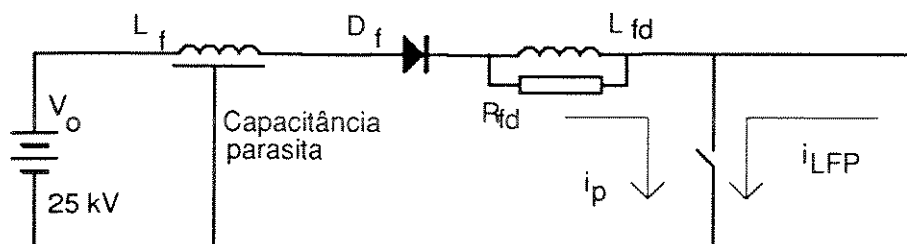


Figura 7.1 - Circuito de alimentação do modulador incluindo o filtro de transitórios

Esta capacitância é devida ao grande número de espiras que formam as bobina do indutor de alimentação. Como está bobina esta próxima ao núcleo do indutor que está aterrado, tem-se assim as duas placas que formam o capacitor parasita.

Observando-se no circuito da Figura 7.1, vê-se que a capacitância parasita do indutor de alimentação, após o ciclo de alimentação da LFP, permanecerá carregada com a tensão da fonte (25 kV). Quando o elemento de chaveamento é

fechado para a descarga da LFP sobre a carga, flui também por esta chave a corrente de descarga do capacitor parasita. Na ausência do filtro de transitórios esta corrente assumirá valor muito elevado, mesmo estando a fonte de alta tensão isolada do circuito através do próprio indutor de alimentação. Se esta corrente for estabelecida, fatalmente o diodo de alimentação se queimará, uma vez que foi especificado para baixas correntes.

Com a inclusão do filtro de transitórios este inconveniente é eliminado, sendo que este circuito oferecerá uma baixa impedância para baixa frequência (durante o período de alimentação da LFP) e uma alta impedância para transitórios rápidos (descarga da LFP).

7.2.1 - Montagem do circuito do filtro de transitórios

Como o filtro de transitório está permanentemente sobre alta tensão, chegando à tensão de alimentação da LFP e quando em funcionamento deve suportar sobre seus terminais a tensão da fonte de alta tensão, faz-se necessária a adoção de algumas técnicas para a montagem, principalmente do indutor.

O indutor de 15 μH , foi montado a partir de 7 indutores menores cada um com 2,15 μH , e tensão de isolação de 3,5 kV. Cada indutor com 10 espiras e 15 camadas é sustentado por um carretel de material isolante com 6,4 mm de comprimento, 30 mm de raio interno, 48,6 de raio externo e núcleo de ar. O conjunto formado pelos 6 indutores está montado em um cilindro, também de material isolante preenchido por óleo mineral, conforme é mostrado na Figura 7.2. Escolheu-se esta montagem devido a maior facilidade de isolação entre as espiras do indutor, uma vez que a tensão total sobre cada camada enrolada de cada bobina será a máxima tensão aplicada dividida pelo número de indutores, dividida pelo número de camadas em cada indutor.

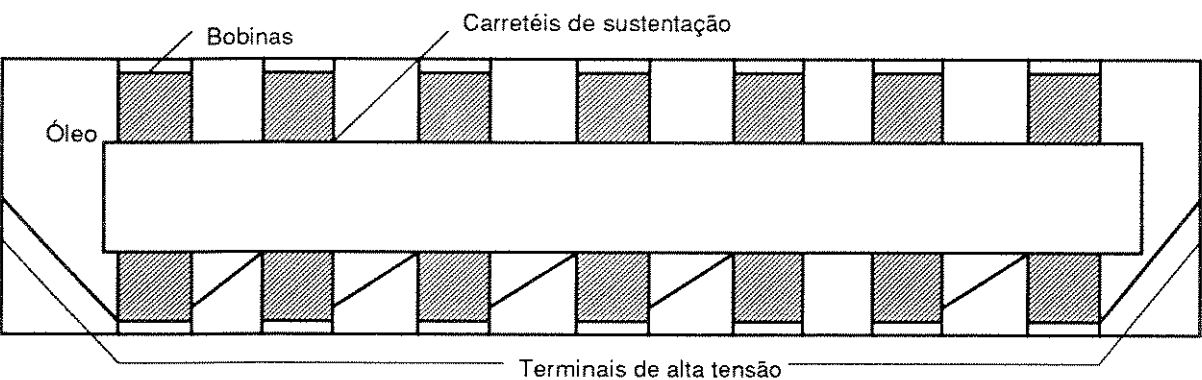


Figura 7.2 - Vista em corte do indutor do filtro de transitórios

O resistor que também forma o circuito do filtro de transitórios, é uma montagem de 4 resistores de $2\text{ k}\Omega/200\text{ W}$, montados dois em série em paralelo com outros dois também em série. A potência dissipada sobre os elementos não é alta, porém faz-se necessário manter a mesma tensão de isolamento do indutor de transitórios. Estes resistores são componentes comerciais de fio com revestimento em resina siliconizada, próprias para operação em alta tensão.

7.3 - CIRCUITO DE FIM DE LINHA (EOL-CLIP)

O circuito de fim de linha, ao contrário do circuito anterior, opera somente em caso de falha na carga. Conectado em paralelo com a LFP, tem como objetivo eliminar a carga negativa armazenada nos capacitores, resultado de uma carga de baixa impedância (curto na *klystron*), Figura 7.3.

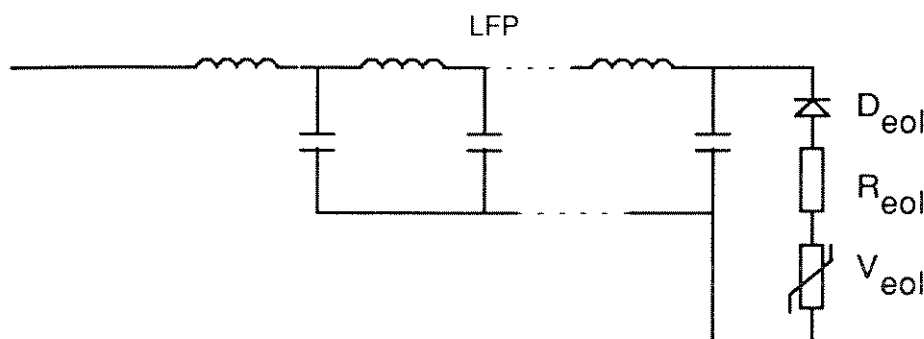


Figura 7.3 - Circuito de fim de linha (EOL-CLIP)

O circuito de fim de linha é de fundamental importância devido o efeito causado por um curto na *klystron*. Este curto refletiria uma baixa impedância no primário do transformador de pulso e consequentemente ocasionaria um descasamento de impedâncias. Como a energia fornecida pela LFP não foi dissipada devida a baixa impedância refletida pela carga, aparece sobre os capacitores da LFP uma tensão negativa. Esta tensão faria o circuito oscilar, porém como o elemento de chaveamento (válvula *thyatron*) é unidirecional, os capacitores permanecerão carregados negativamente, Figura 7.4.

Se a energia armazenada nos capacitores da LFP, na forma de tensão negativa não for eliminada rapidamente, quando o novo ciclo de alimentação se iniciar, encontrará outra condição inicial diferente daquela normal de funcionamento. Como o sistema de alimentação é um sistema série ressonante este tenderá a dobrar a tensão sobre a LFP. Com estas novas condições iniciais,

pode-se facilmente ver que a tensão final de alimentação poderá chegar a 4 vezes a tensão da fonte de alimentação, se a impedância refletida for igual a zero.

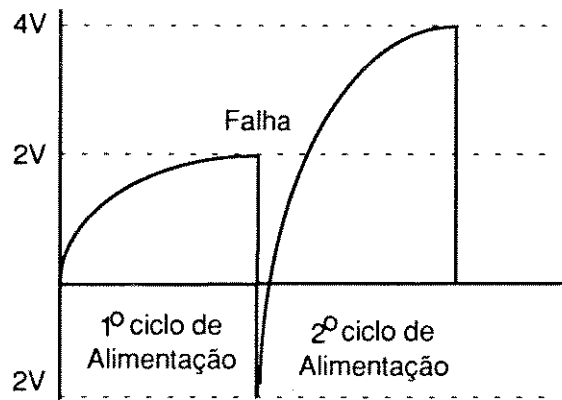


Figura 7.4 - Forma de onda sobre a LFP em caso de falha na *klystron*, impedância = 0 (esquemático)

Ocorrida a falha, o circuito de fim de linha deve ser capaz de dissipar a energia armazenada sobre o banco de capacitores, antes que o novo ciclo de alimentação se inicie. Por outro lado, a corrente por este circuito não pode ser muito alta, o que prejudicaria no dimensionamento dos diodos reversos colocados para impedir uma corrente pelo circuito em operação normal.

Os resistores não lineares colocados na montagem do circuito de fim de linha tem como objetivo manter uma tensão residual negativa sobre a LFP. Esta tensão apareceria também sobre o elemento de chaveamento, na sua recuperação reversa após ter ocorrido a falha.

7.3.1 - Simulações feitas para o caso de curto circuito na *klystron*

Tratando-se de circuitos de proteção que devem operar em caso de falha de outro equipamento, para o conhecimento do comportamento do circuito face à estas falhas decidiu-se aqui conectar à saída do pulsador, uma baixa impedância de carga, simulando um curto na *klystron* e analisar a corrente pela carga e pelo circuito de proteção e também a tensão sobre o último capacitor da LFP.

A impedância conectada à saída foi de 0,5 Ω, que juntamente com a impedância característica da LFP, limitarão o pico de corrente de descarga. A observação da forma de onda da tensão sobre o último capacitor da LFP é importante por ser ele o primeiro elemento a se carregar negativamente e sobre ele está conectado o circuito de proteção.

Inicialmente, para as Figuras 7.5 e 7.6, são mostrados os resultados obtidos sem o circuito de proteção. O pico da corrente pela carga Z_c (aqui $0,5 \, \Omega$) é praticamente o dobro daquela para o sistema casado. Após o pulso de corrente principal mostrado na Figura 7.5, a corrente tenderia-se a inverter, fato que não acontece devido a condição unidirecional da válvula *thyatron* de chaveamento.

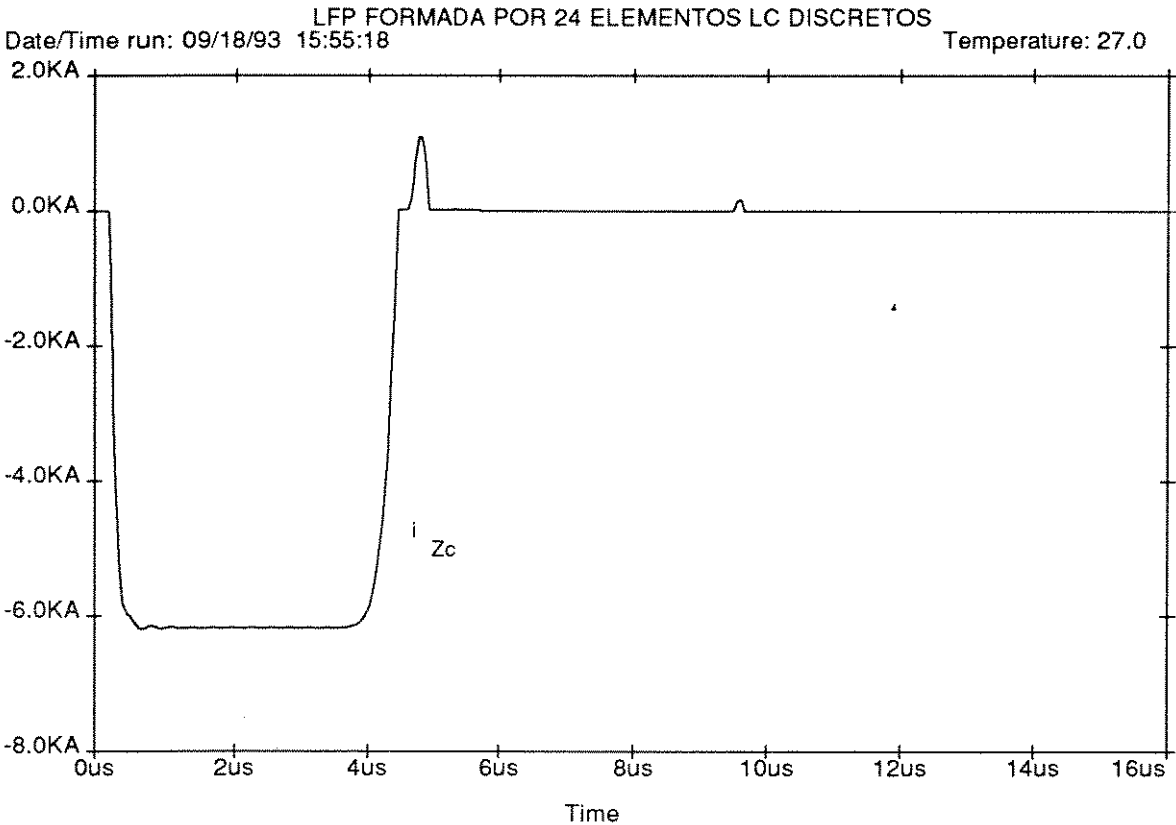


Figura 7.5 - Simulação da corrente pela carga Z_c em caso de baixa impedância

Na Figura 7.6, nota-se que após o pulso principal o último capacitor da LFP permanece carregado negativamente, como discutido anteriormente.

A necessidade da utilização do circuito de fim de linha é justamente eliminar de alguma forma esta energia armazenada nos capacitores da LFP. Para as Figuras 7.7 e 7.8, o circuito de fim de linha foi conectado em paralelo com o último capacitor da LFP. Na Figura 7.7, são mostradas as correntes pela carga e pelo circuito de proteção, enquanto que na Figura 7.8, é mostrada a tensão sobre o último capacitor da LFP.

Nota-se que, a corrente começa a fluir pelo circuito de proteção logo que a tensão inverte sobre o capacitor em questão observado, mantendo-se circulando pelo circuito pelo período de duração do pulso fornecido pela LFP.

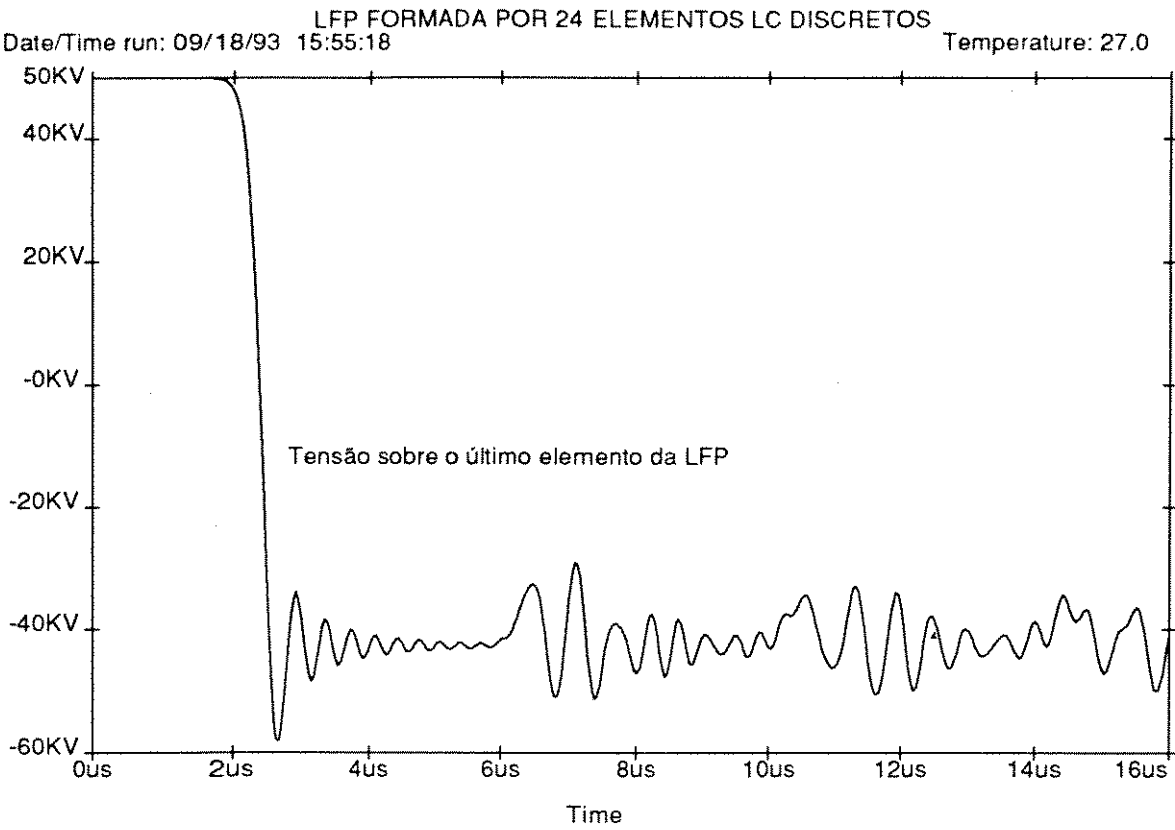


Figura 7.6 - Tensão sobre o último elemento da LFP, para uma baixa impedância de carga

A amplitude de pico da corrente do pulso principal, também é determinada pelas impedâncias de carga e da LFP. Já a corrente de pico pelo circuito principal é determinada pela impedância da LFP e pela impedância total do circuito de fim de linha (resistor de descarga e impedância dos varistores para dada corrente).

Preferencialmente deve-se ter a impedância do circuito de fim de linha casado com a LFP evitar reflexões do pulso no sistema. As simulações realizadas foram feitas para estas condições, com as impedâncias divididas da seguinte forma:

- resistores de descarga do circuito de fim de linha

8 elementos de 10 Ω , sendo 4 montagens em paralelo de dois em série 5 Ω

- varistores (2,33 Ω para uma corrente de 1,5 kA, dado do manual)

16 elementos, sendo 4 montagens em paralelo de quatro em série 2,3 Ω

Total 7,3 Ω

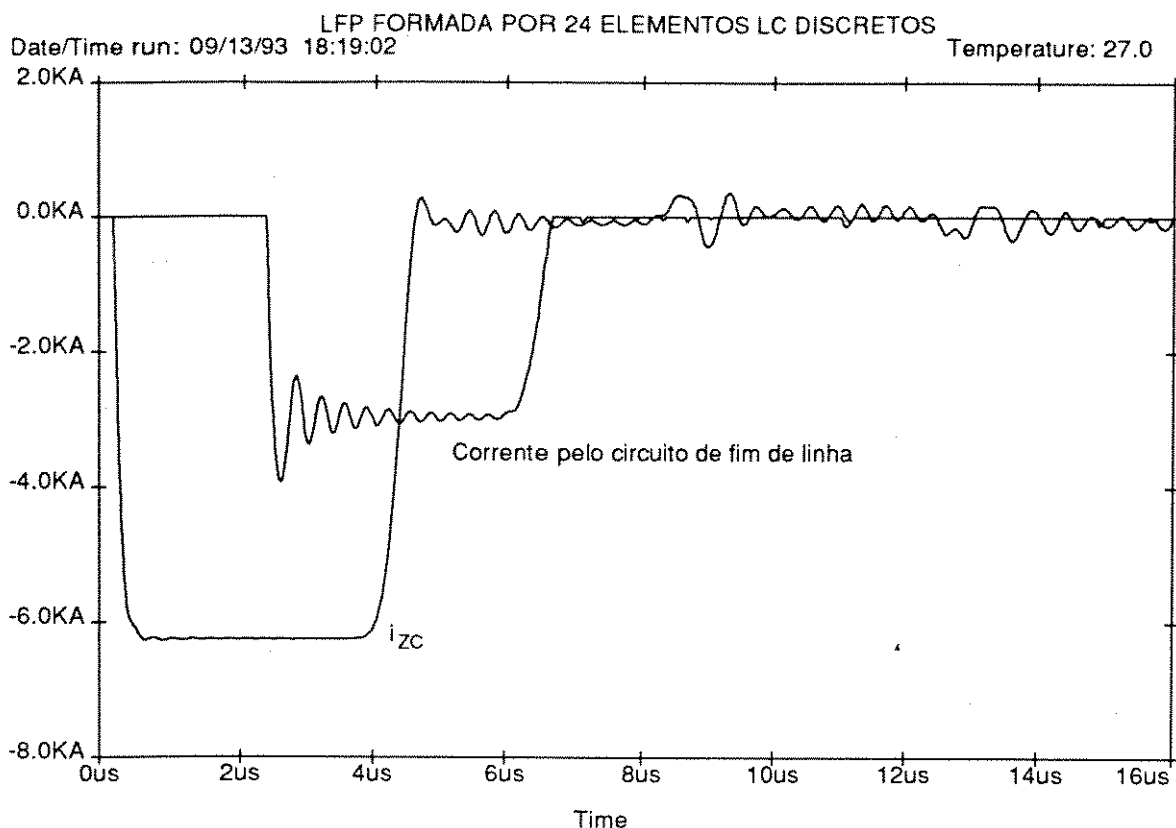


Figura 7.7 - Corrente pela carga e pelo circuito de proteção

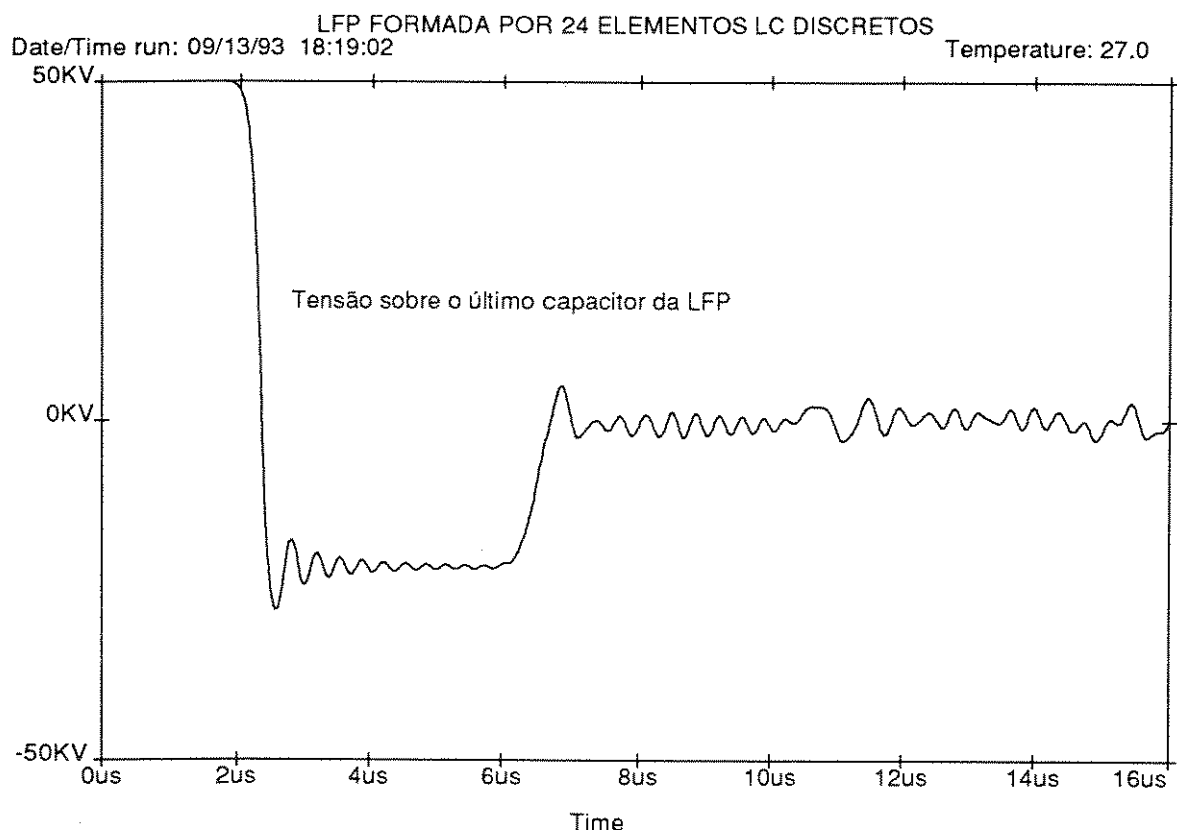


Figura 7.8 - Tensão sobre o último capacitor da LFP, para o caso de baixa impedância de carga com o circuito de fim de linha

A potência que o circuito deve dissipar é pequena, uma vez que este sistema opera somente na ocorrência de falha. Portanto, o importante para o dimensionamento dos componentes que formam este sistema é a energia armazenada nos capacitores da LFP.

A energia armazenada na LFP é dada por:

$$W = \frac{1}{2} C_t V_{PFN}^2$$

$$W = 330 \text{ Joule}$$

Para o modulador do LNLS, a montagem de resistores deve ser capaz de suportar um pico de corrente de 3300 A durante 4 μ s. A montagem como descrita anteriormente, é composta por resistores de potência, totalizando uma capacidade de dissipação total de 1600 W.

O elemento não linear é formado por 16 varistores, tipo VCCA 650, sendo quatro em série em paralelo com outros quatro, com capacidade total de operação até 5700 Joule^[7.2]. A diferença entre a energia armazenada na LFP e a energia máxima da montagem de varistores, explica-se devido a máxima corrente de teste que é aplicada nos varistores (1500 A), para uma elevação de tensão de 3,5 kV, sendo assim, há a necessidade da associação de quatro montagens em paralelo para suportar o pico de corrente pela montagem. Outra necessidade para associação série é devido os elementos utilizados serem para baixa tensão, (650 V), portanto para atingir a tensão residual requerida (2500 V), optou-se para este tipo de associação.

O diodo reverso é uma montagem série de 90 diodos equalizados em tensão e frequência. Estes diodos são do tipo rosca, dimensionados para suportar o pico de corrente pela montagem. Tendo-se a forma de onda desta corrente, obtida pela simulação, pode-se determinar as características do diodo a ser utilizado. Tomando o valor de pico da corrente na Figura 7.7, igual a 3300 A e a duração do pulso chega-se ao valor do I^2t , requerido para o diodo, neste caso igual a 45 A²s. Este valor permite que se possa trabalhar com componentes semicondutores de baixa corrente média, e em se tratando de baixa potência não se fez necessária a utilização de dissipadores. As principais características dos diodos escolhidos para esta montagem são mostradas na Tabela 7.1^[7.3].

Diodo tipo rosca modelo	SKR 12/12	
Tensão reversa	1200	V
Corrente média (DC)	12	A
Capacidade máxima de corrente não repetitiva	280	I _{2t}

Tabela 7.1 - Principais características do diodo do circuito de fim de linha

Associado ao circuito de fim de linha, opera um circuito eletrônico que detecta a ocorrência de falhas. O circuito opera com lógica tal que: ocorrendo uma falha são inibidos os pulsos de disparo durante 1 segundo, este tempo é necessário para que o arco no interior da *klystron* venha a se extinguir. Este mesmo sinal habilita dois contadores, o primeiro passa contar tempo e o segundo as falhas ocorridas. Se um certo número de falhas anteriormente ajustado for atingido em um intervalo de tempo também já ajustado, a fonte de alta tensão que alimenta o modulador é desligada sendo necessário o rearme manual. Caso o número limite de falhas não seja atingido, o contador de eventos será automaticamente zerado.

O sinal que dispara o circuito lógico descrito é feito através de um transformador de corrente com relação de espiras de 1:1000, conectado diretamente ao circuito de fim de linha. O enrolamento deste transformador de corrente está montado sobre um toroide de ferrite com 94 mm de diametro, 12,5mm de altura e 20 mm de largura. Como este circuito está permanentemente sobre alto potência (50 kV), tornou-se necessário o desenvolvimento de um sistema de isolamento compatível. Isto conseguido através da utilização de um tubo de material epoxi como sustentação do transformador de corrente, tendo em seu interior o condutor que interliga a montagem do circuito com o capacitor da LFP. Este condutor também possui uma isolamento compatível com os demais sistema. A Figura 7.9 mostra esquematicamente a montagem deste transformador. Outro cuidado tomado na construção deste, é a respeito a blindagem eletromagnética, conseguida através de uma invólucro de alumínio que envolve todo transformador, permitindo a conexão do mesmo com o exterior através de terminação coaxial de 50 Ω

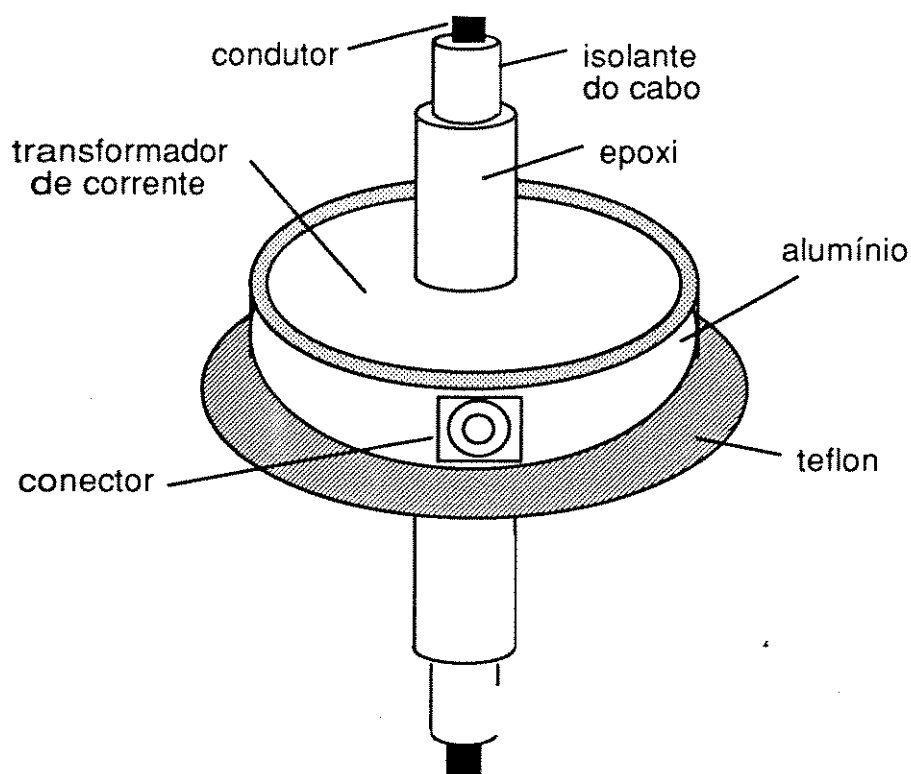


Figura 7.9 - Transformador de corrente, para detecção de corrente pelo circuito de fim de linha

REFERÊNCIAS:

- [7.1] Instruction Book for the 6575 Modulator
Stanford Linear Accelerator Center
Stanford University - CA - 1966
- [7.2] Supressores de transientes de tensão
VC Varistores Cerâmicos LTDA
Avaré - SP
- [7.3] Semicondutores de Potência e Acessórios
Semikron Semicondutores LTDA
Carapicuíba - SP

CAPÍTULO - 8

CONCLUSÕES FINAIS

CAPÍTULO 8 - CONCLUSÕES FINAIS

O trabalho aqui apresentado teve como objetivo a apresentação do projeto, desenvolvimento e construção de uma fonte de alta tensão pulsada, para alimentação de válvulas *klystron* amplificadoras de RF, utilizadas em aceleradores lineares de elétrons.

Apesar de se tratar de um sistema amplamente implementado e utilizado no exterior, o sistema do modulador do LNLS é o primeiro deste porte com grande parte dos componentes construído no Brasil. Por este motivo, grandes dificuldades foram encontradas, e as vezes resolvidas criativamente, outras com a parceria da indústria nacional, no desenvolvimento de componentes fundamentais nunca anteriormente usados no país, como é o caso dos capacitores de alta tensão com baixa indutância e a fonte de alta tensão devido as condições díspares de operação.

Alguns componentes do sistema foram importados, como é o caso da válvula *thyatron* de chaveamento e a *klystron* amplificadora, que não havendo similares no país, grande foi a dificuldade de aprendizagem no seu manuseio e operação.

Sendo o modulador um sistema pulsado, operando com elevadas taxas de crescimento de corrente e também altas correntes, houve sempre a preocupação com a interferência eletromagnética tanto conduzida como irradiada, nos demais equipamentos que compõem o acelerador linear e futuramente o anel de armazenamento. Visando a diminuição deste problema, foram alteradas logo após o início dos testes do sistema, as posições de algumas ligações do circuito principal de corrente e implementado uma malha de aterramento em torno do próprio modulador.

Devido a grande complexidade do sistema, alto custo de alguns componentes que o compõe e o grande perigo na manipulação de alta tensão, um amplo sistema de intertravamento foi desenvolvido e colocado em funcionamento em conjunto com o sistema principal do modulador, permitindo uma operação segura pelo usuário, checando sempre desde os níveis de tensão e corrente nos diversos subsistemas até a porta de acesso ao sistema de potência do modulador. Todos os elementos assistidos pelo sistema de intertravamento estão representados através de um painel sinótico no painel de controle do sistema, podendo-se facilmente detectar onde a falha está ocorrendo.

Ainda relacionado com o sistema de segurança do modulador, deve-se frisar a necessidade do interrompimento da operação em caso de falhas. Isto é feito através de uma entrada localizada no quadro de controle que, assistida pelo

sistema central de intertravamento, em caso de falha, imediatamente inibe os pulsos de disparo da válvula *thyatron* e desliga a fonte de alta tensão.

Devido ao fato do modulador fazer parte de um conjunto de equipamentos que formarão os aceleradores do LNLS, desenvolveu-se um sistema de comunicação entre o modulador e o restante do laboratório. Como o LNLS desenvolveu seu próprio sistema de controle, visando o controle de diversos outros sistemas ao longo dos aceleradores, o sistema do modulador adotou este padrão, podendo ser operado remotamente fornecendo, status da sua condição de operação.

Quanto ao desempenho alcançado, o modulador construído no LNLS, tem sido operado desde 1989, quando o primeiro feixe de elétrons foi acelerado no LNLS, por pessoas interessadas em dados provenientes de experimentos feitos no acelerador linear. As condições de operação tem sido adversas, com o pulso aplicado a válvula *klystron* variando desde o limite inferior de amplificação até a máxima tensão indicada no seu manual, limitada pelo sistema de intertravamento. A taxa de repetição dos pulsos é outro parâmetro corriqueiramente alterado durante experimentos ocorrido no LNLS. A variação desta taxa de repetição é feita através do sistema central de sincronismo, podendo variar de 0,01 Hz até 33,33 Hz.

Durante a operação do modulador em baixa taxa de repetição foi observado um problema que, futuramente, quando os aceleradores estiverem interligados, terá grande importância. Este problema é a descarga da LFP, entre um pulso e outro, através dos resistores de equalização dos diodos de alimentação e do circuito de fim de linha. A solução encontrada não envolve alterações no sistema do modulador, mas sim no sistema de sincronismo, que ao invés de mandar um único pulso de disparo, passará a enviar dois pulsos de disparo, espaçados de 30 ms (máxima taxa de repetição), para taxas de repetição muito baixas.

A sintonia da linha formadora de pulso, através da variação do valor da indutância dos elementos que a formam, foi feita, permitindo escolher uma forma de onda para o pulso de saída de acordo com a necessidade exigida pelo projeto. A Figura 8.1 mostra a forma de onda do pulso aplicado ao catodo da válvula *klystron*, medida através do divisor capacitivo instalado no interior do tanque do transformador de pulsos.

Este pulso foi produzido pelo modulador e constitui o resultado final que se esperava para a polarização da válvula.

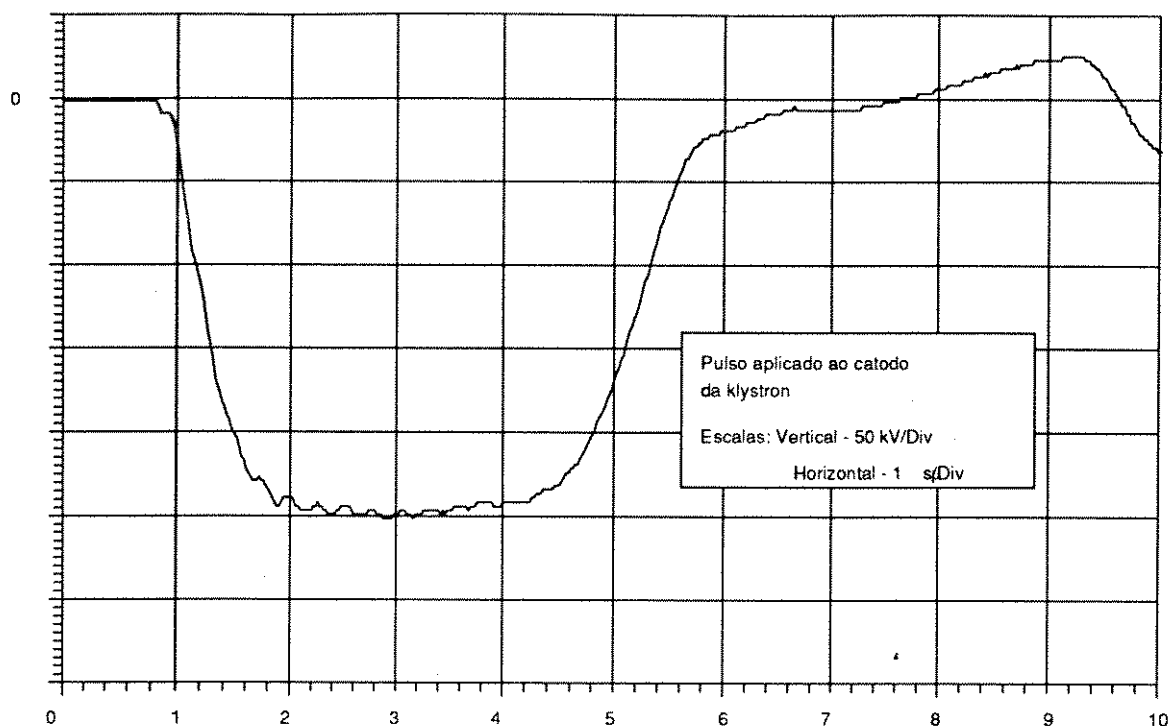


Figura 8.1 - Pulso aplicado ao catodo da *klystron* sem sintonia da LFP

As oscilações observadas na parte plana do pulso aplicado ao catodo da *klystron* estão diretamente relacionadas com a não sintonia da LFP. Estas oscilações podem também ser melhoradas defasando uma LFP em relação a outra. Isto é conseguido variando-se apenas o primeiro indutor de uma das LFP.

Neste trabalho, o sistema do modulador pode ser subdividido basicamente em 5 subsistemas:

- sistema de conformação de pulsos
- sistema de alimentação da LFP
- sistema de chaveamento
- transformador de pulso
- circuitos auxiliares de proteção.

Sendo que para dois dos mais importantes destes sistemas (sistema de conformação de pulsos e sistema de alimentação da LFP) foi apresentado o modelamento matemático e feita a simulação através do PSpice, confrontando para cada caso os resultados obtidos na simulação com os medidos diretamente no modulador, mostrados nas respectivas conclusões de cada capítulo.

Devido a energia armazenada na indutância de dispersão do transformador de pulsos, afetar o tempo de recuperação reversa da *thyatron* principal ocasionando um aumento de dissipação, alterou-se ligeiramente o casamento de

impedâncias entre a LFP e a *klystron*. Este método visa obter-se uma tensão negativa sobre a *thyatron*, após o pulso principal e ainda durante sua condução. Isto é conseguido fazendo o casamento positivo entre LFP e a *klystron* (impedância da LFP menor que da *klystron*). Isto faz com que a energia armazenada na indutância de dispersão do transformador de pulsos seja transferida para a LFP, no período de tempo determinado por essa indutância e a capacitância total da LFP. Desta forma a *thyatron* opera como um grampeador no primário do transformador de pulsos, transferindo esta energia para a LFP, que para o próximo ciclo de alimentação será adicionada a energia vinda da fonte de AT, aumentando o rendimento do modulador.

No caso do transformador de pulso, foi proposto um modelamento onde foram explicitados os parâmetros intrínsecos e parasitas do transformador. Através das curvas de representação para cada trecho do pulso de saída, foi possível mostrar a resposta do transformador quando excitado por um pulso retangular. Posteriormente foi mostrado a resposta real do transformador excitado por um gerador de pulso com impedância de 50 Ω .

Neste trabalho são apresentadas as placas auxiliares de baixa potência que, em conjunto com a parte de potência, garantem o funcionamento do modulador (adendo II). Estas placas são compostas por circuitos lógicos e analógicos, amplamente discutidos em literaturas de eletrônica. A tecnologia utilizada nos circuitos lógicos foi a C-MOS, que oferece uma maior imunidade a ruídos, que nesta aplicação é considerável. Para a modulariedade das placas e intercambiamento em um barramento único, preferiu-se a utilização do padrão EUROCARD, também adotado pelos demais grupos do LNLS.

A partir de 1991, iniciou-se a construção do segundo modulador do LNLS. Este modulador alimentará o segundo grupo de duas estruturas que elevará a energia do LINAC, hoje em 50 MeV, para 100 MeV. Sua conclusão está prevista para o primeiro semestre de 1994, com previsão de montagem na sede permanente do LNLS. Espera-se para este segundo modulador melhorias no desempenho, com alterações a serem feitas na forma de interligação entre os sistemas, principalmente no que diz respeito às interferências eletromagnéticas.

ADENDO - I

MODULADOR DE MÉDIA POTÊNCIA

ADENDO I - MODULADOR DE MÉDIA POTÊNCIA

Anteriormente ao início do projeto do modulador principal do LNLS (62,5 MW), foi montado também no LNLS, um sistema similar a este em dimensões menores, para polarização de uma válvula *klystron* de baixa potência. Esta válvula no projeto como todo, atua como pré-amplificador do sinal de microondas proveniente de um oscilador de estado sólido, compatibilizando com o nível de entrada da *klystron* principal.

Este modulador de média potência, por operar de maneira idêntica ao principal, consta também dos mesmos sistemas dos quais constitui o principal, porém em escala reduzida. Os componentes utilizados na sua construção, foram todos adquiridos de empresas nacionais, com exceção ao núcleo do transformador de pulsos e a própria válvula *klystron*.

As principais características do modulador de média potência são mostradas na Tabela I.1, sendo algumas destas as mesma do modulador principal.

Tensão de pico de saída	6.5	kV
Corrente de pico de saída	0,5	A
Taxa de repetição (máxima)	33	Hz
Duração do pulso	6,3	μs
Tempo de subida (máxima)	2	μs
Tempo de descida (máxima)	3	μs
Duração da parte plana	4	μs
Oscilação na parte plana do pulso	<1	%
Variação pulso a pulso (amplitude)	<1	%
Variação pulso a pulso (tempo)	<1	%

Tabela I.1 - Principais características do modulador de média potência

Algumas das características relativas ao pulso, têm resultados melhores do que as conseguidas para o modulador principal, isto deve-se por este sistema operar com tensões e principalmente corrente muitas vezes inferiores à aquelas manipuladas no sistema de alta potência.

O diagrama elétrico do modulador de média potência é mostrado na Figura I.1, note-se que, devido o nível de tensão ser reduzido, o número de elementos que compõem alguns sistemas é pequeno.

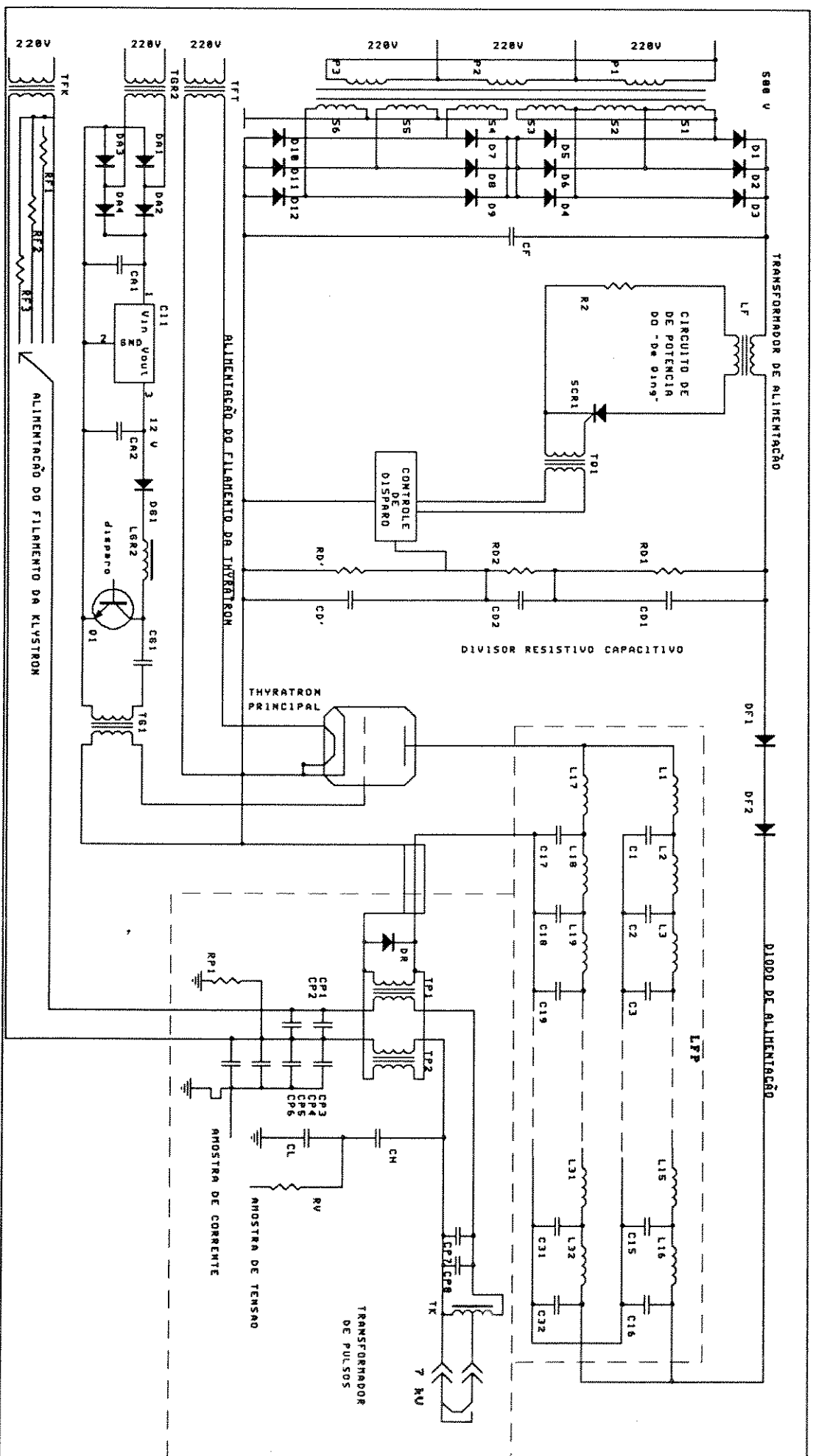


Figura 1.1 - Diagrama elétrico do modulador de média potência

Para a fonte de alimentação da LFP, adotou-se a mesma topologia empregada no modulador principal, porém esta fonte difere-se bastante da anterior a respeito dos sistema de proteção e técnicas construtivas. Para esta fonte, cada diodo retificadores é um único elemento para 800 V, montados sobre uma placa isolante sem nenhum cuidado em especial. A tensão máxima de saída é de 750 V, permitindo através do processo de ressonância série, a alimentação da LFP em até 1500 V (máxima).

O indutor de alimentação, que para este caso está montado separadamente da fonte, também possui um secundário auxiliar destinado ao processo de estabilização da tensão de alimentação da LFP. Este processo é conseguido pela adição do resistor R_D , colocado no secundário do indutor de carga, através do tiristor D_{Q1} . O momento no qual este tiristor deve conduzir é determinado através de amostra da tensão de alimentação, tomada sobre a LFP.

A LFP construída é formada por 32 elementos LC, sendo 16 células em paralelo outras 16, cujas principais características são mostradas na Tabela I.2.

Número total de elementos LC	32	
Capacitância de cada elemento	1,5	nF
Indutância de cada elemento	26	μ H
Tensão de alimentação	928	V
Corrente pela LFP	7	A
Duração total do pulso	6,33	μ s
Impedância total da LFP	66	Ω

Tabela I.2 - Principais características da LFP do modulador de média potência

Através do maior número de elementos LC, conseguiu-se uma melhor forma de onda do pulso de saída. Uma duração maior para o pulso de saída foi necessária para se conseguir uma parte plana do pulso em torno de 4 μ s. O restante do tempo é perdido na subida e descida do pulso, que ficou bastante lenta devida a elevada relação de transformação do transformador de pulso.

O transformador de pulsos foi construído no próprio LNLS, e tem as seguintes características:

tensão de entrada (máx)	750 V
relação de transformação	1 : 14
núcleo	AL - 56
Arnold Engineering Co. (Marengo, Illinois)	

Sua construção foi feita com dois enrolamentos primários com 10 espiras de fio Nº 22 AWG em paralelo e dois secundários, com 140 espiras de fio Nº 15 AWG, permitindo a alimentação do filamento da *klystron* de média potência, conforme é mostrado na Figura I.1.

Juntamente e na mesma caixa onde encontra-se montado o transformador de pulsos, estão os dispositivos de medição de corrente e tensão de catodo da *klystron*. Para a medição da corrente, foi adicionado ao caminho do terra para o pulso, uma derivação série (*shunt*), onde é medida uma queda de tensão. Este *shunt*, feito no LNLS, tem características não indutiva, feito de manganina e colocado dentro de uma blindagem de alumínio para evitar interferências de ruídos durante a medição do pulso.

Para a medição da tensão de catodo optou-se pela utilização de um divisor capacitivo. Como para este tipo de divisor o valor total da capacitância deve ser muito pequeno para não prejudicar a forma do pulso de saída, o primeiro capacitor do divisor foi construído no próprio LNLS. Este capacitor é do tipo coaxial, com isolamento para 10 kV com valor calculado de 3 pF. O segundo capacitor é de isolante de mica comercial, com capacitância nominal de 2,2 nF, objetivando-se uma relação de tensões de 1 : 733, valor este revisto posteriormente durante a calibração do divisor. Na Figura I.2 é mostrado esquematicamente a montagem deste divisor capacitivo.

Visando evitar reflexões no cabo de medição e também que a capacitância deste venha a prejudicar as medições do pulso de saída, foi adicionado entre a intersecção entre os dois capacitores do divisor uma terminação de 50 Ω .

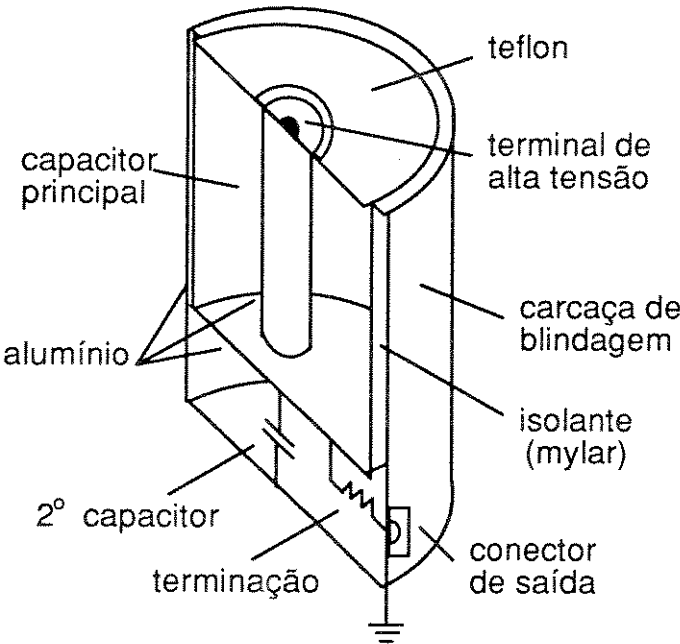


Figura I.2 - Divisor capacitivo de alta tensão

Como elemento de chaveamento, foi utilizado uma válvula *thyatron* de média potência, cujas características são mostradas na Tabela I.3. Esta válvula é o modelo 4C35, à gás (hidrogênio) bem mais simples que a CX - 1525 A, não requerendo comandos em grades auxiliares especiais, apenas disparo na única grade existente.

Válvula tipo	4C35 à gás	
Encapsulamento	vidro	
Tensão máxima de placa	8	kV
Tensão mínima de disparo	175	V
Corrente de pico direta	90	A
Corrente média direta	0,1	A
Tensão de aquecimento	6,3	V
Corrente de aquecimento	6,1	A
Tempo mínimo de aquecimento	180	min

Tabela I.3 - Principais características da *thyatron* 4C35

A carga deste modulador a válvula *klystron*, responsável pela pré-amplificação do sinal de microondas tem suas características mostradas na Tabela I.4, trata-se de uma válvula de média potência de 4 cavidades e ímã focalizador permanente, com refrigeração por circulação de ar.

<i>Klystron</i> modelo	TH 2047	
Fabricante	Thomson - CSF	
Faixa de freqüência de operação	2,8 - 3,05	GHz
Potência de saída (min)	1	kW
Banda passante instantânea (-3 dB)	5	MHz
Ganho mínimo	40	dB
Rendimento típico	33	%
Tensão de aquecimento do filamento	6	V
Corrente de aquecimento do filamento	4,5	A
Tensão de coletor-catodo	6,5	kV
Corrente de catodo	0,5	A
Sistema de refrigeração	circulação de ar	

Tabela I.4 - Principais características da *Klystron* TH - 2047

Os principais componentes deste modulador foram montados em um painel medindo um metro de largura por um metro e vinte centímetros de altura e trinta e cinco centímetros de profundidade. O transformador de pulso e a *klystron* foram propositadamente colocados fora deste painel visando manter afastado do ímã focalizador da *klystron* qualquer material magnético. A conexão entre a LFP, no painel, e o transformador de pulsos situado logo abaixo da *klystron*, é feita por meio de um cabo coaxial curto de 50 Ω . Tanto o painel do modulador como a válvula encontram-se instalados no interior da sala de controle do LINAC do LNLS.

A forma de onda da Figura I.3, mostra a forma de onda da tensão aplicada no catodo da *klystron*, medida através do divisor resistivo.

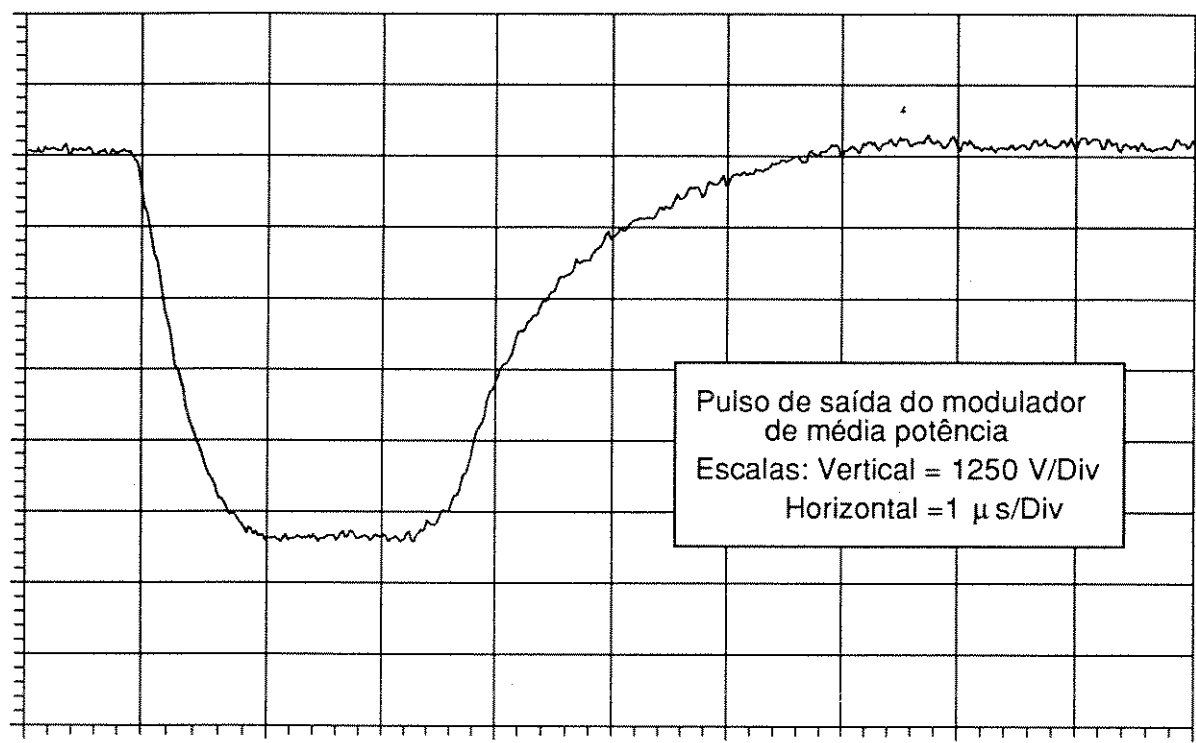


Figura I.3 - Forma de onda do pulso de saída do modulador de média potência

ADENDO - II

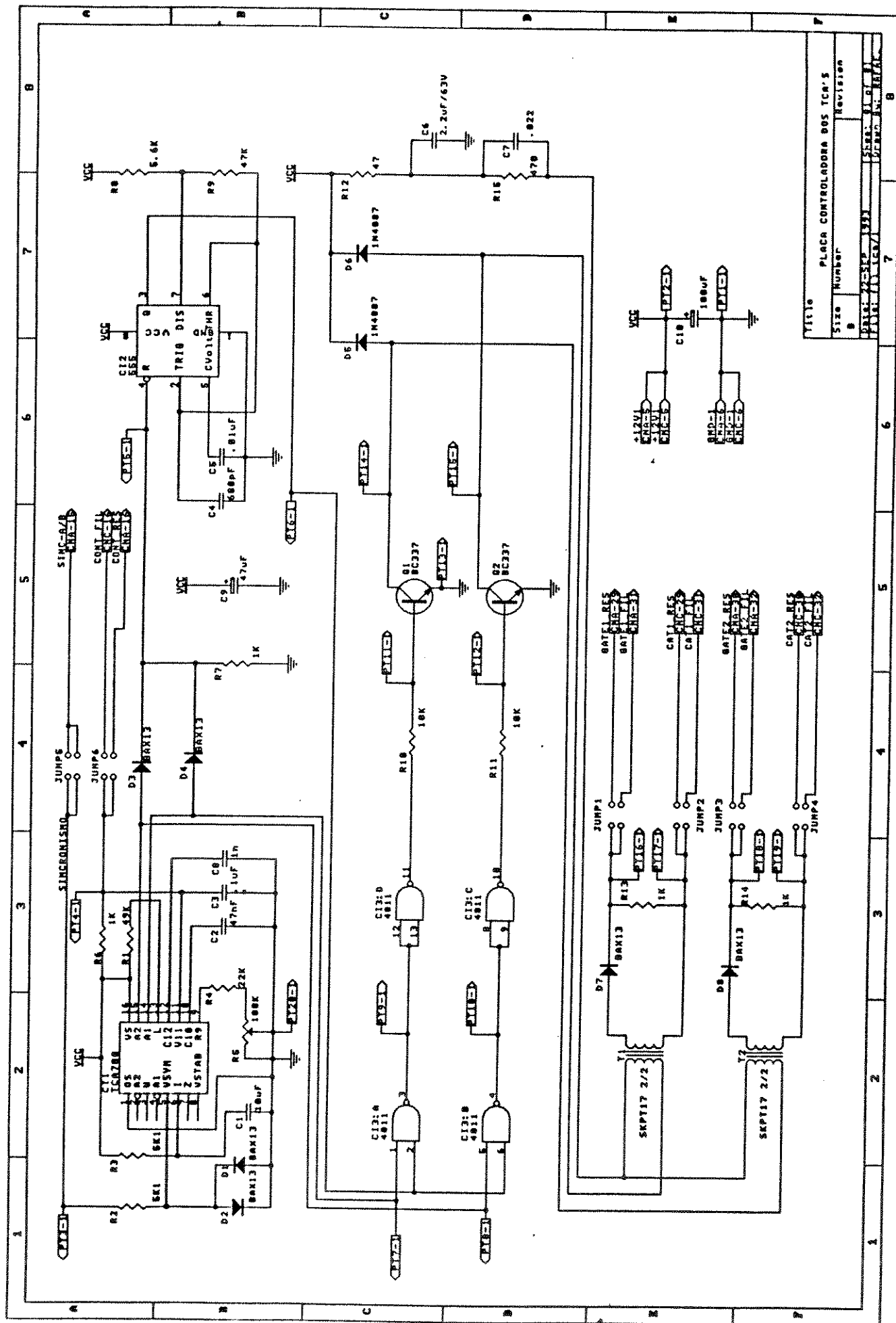
ESQUEMAS ELÉTRICOS DO MODULADOR DO LNLS

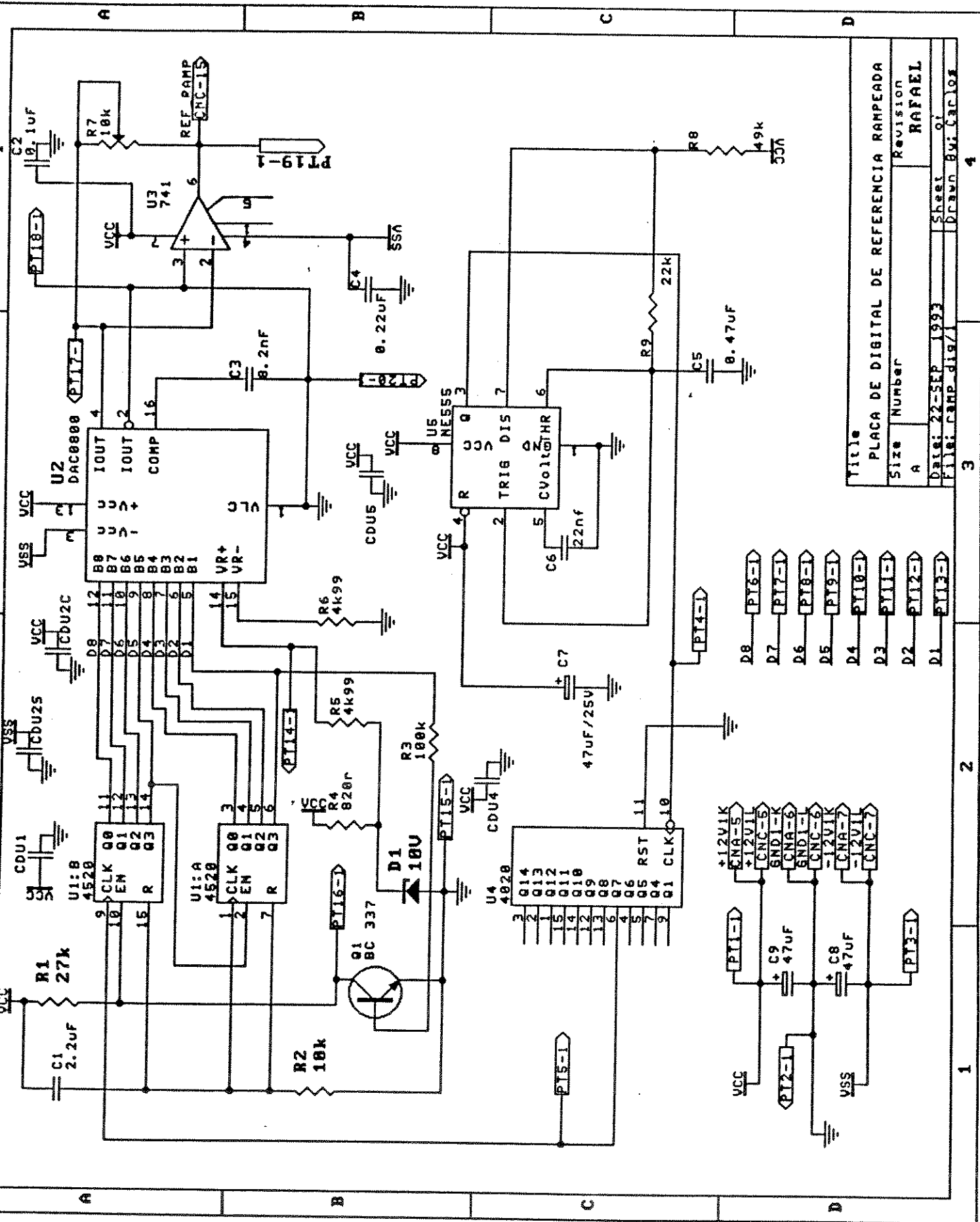
ADENDO II - ESQUEMAS ELÉTRICOS DO MODULADOR DO LNLS

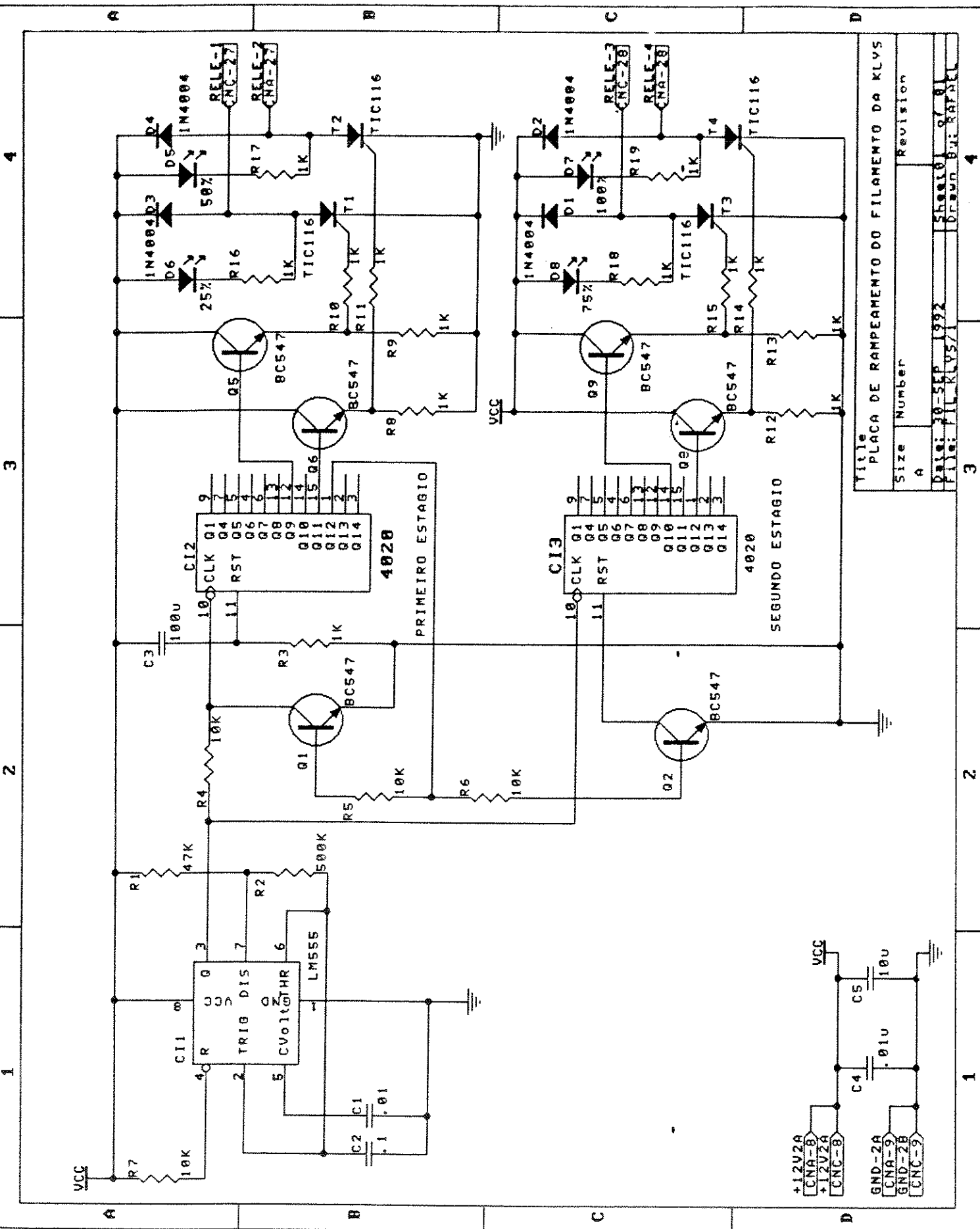
Neste adendo é mostrado alguns dos circuitos elétricos mais importantes do modulador de 62.5 MW, construído no LNLS.

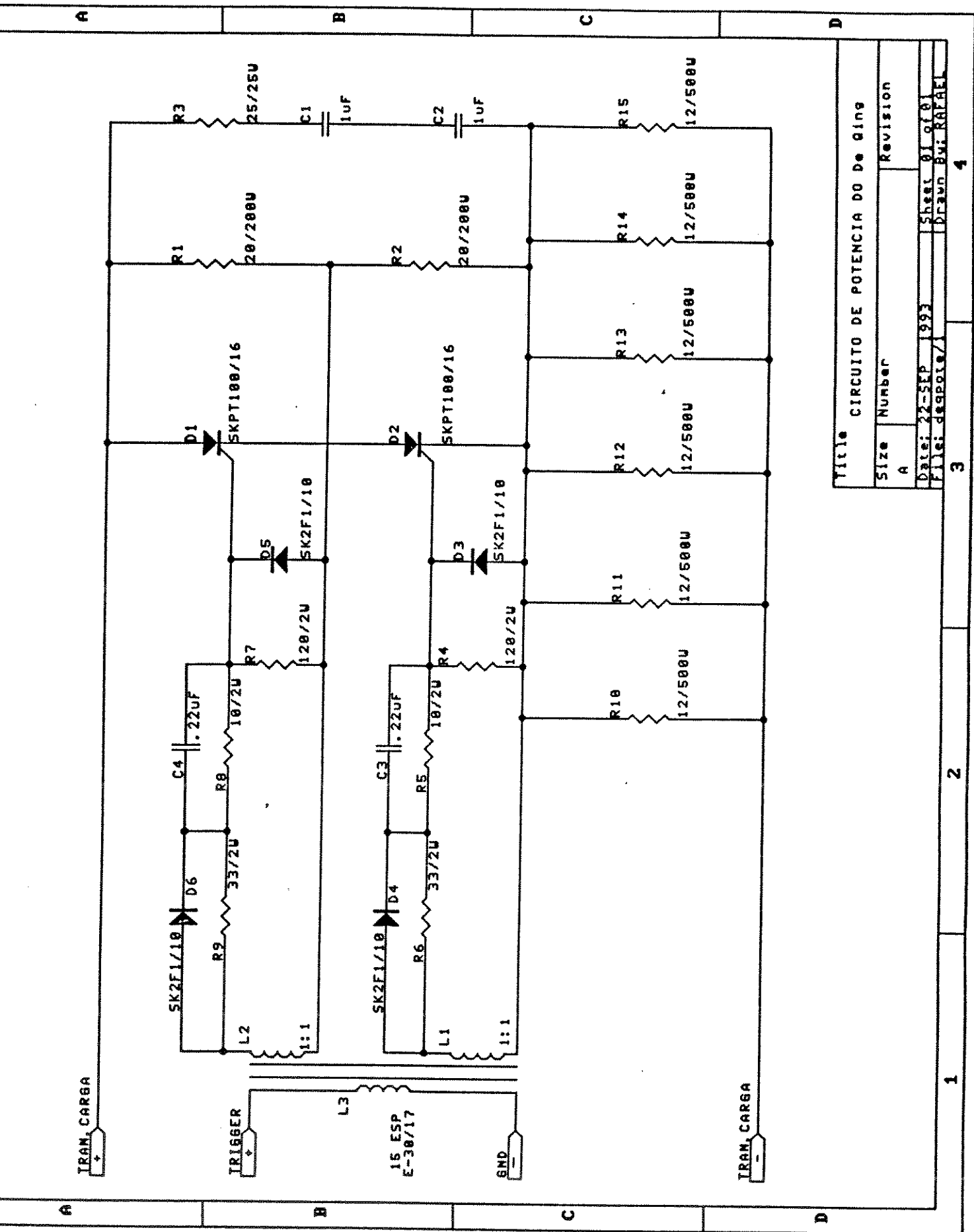
As listagem das placas a seguir são mostradas de acordo com a aplicação no sistema anteriormente citado neste trabalho, obedecendo a seguinte ordem:

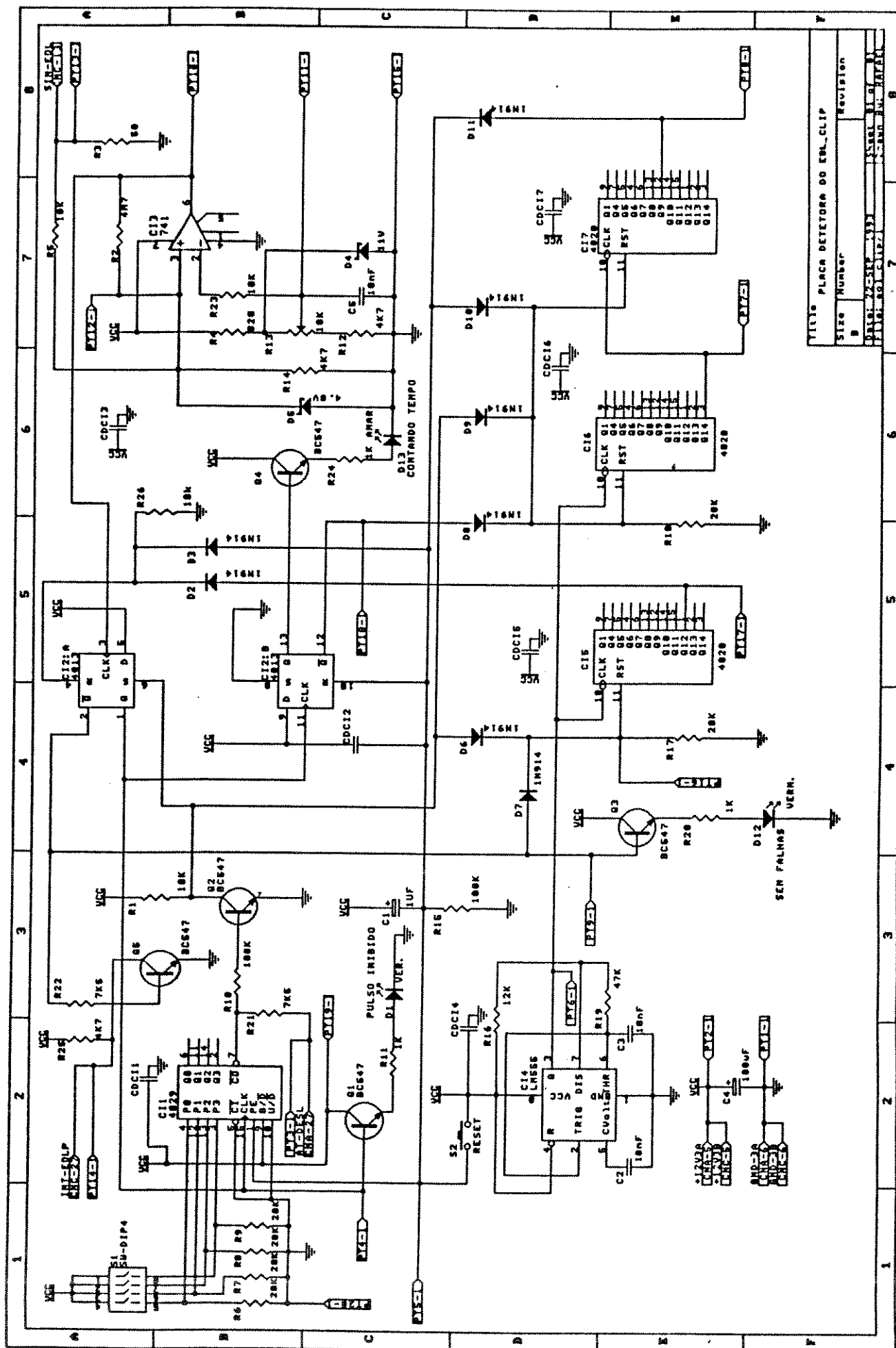
- sistema de alimentação do filamento e reservatório da válvula *thyatron*
 - placa de disparo dos tiristores da fonte de tensão de alimentação,
 - placa de realimentação de controle de disparo dos tiristores da fonte de tensão de alimentação,
 - placa de referência rampeada para placa de realimentação.
- sistema de alimentação do filamento da válvula *klystron*
 - placa de chaveamento dos relés de rampeamento da tensão de alimentação do filamento.
- sistema de estabilização da tensão de alimentação da LFP, (*De-Qing*),
 - placa detectora e disparo dos tiristores do "*De-Qing*"
 - placa de potência do "*De-Qing*".
- sistema de controle da atuação do circuito de fim de linha
 - placa detectora de ocorrência e intertravamento do sistema de fim de linha.
- sistemas auxiliares de grade da válvula *thyatron* CX 1525 A
 - placa de polarização da grade-1
 - placa pré-aplicadora do pulso de disparo da grade-2
 - placa amplificadora e de disparo da grade-2.











PLACA DETETORA DO EBL_CLIP	Revision
Size	Number
01-01-2-SEP-1997	1-01-01-01-01
01-01-2-SEP-1997	1-01-01-01-01

