UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

DEPARTAMENTO DE SISTEMAS E CONTROLE DE ENERGIA

PROJETO, ESTUDO E CONSTRUÇÃO DE UMA NOVA TOPOLOGIA DE FONTE DE CORRENTE DE ALTO DESEMPENHO PARA ALIMENTAÇÃO DE MAGNETOS

JOSÉ ANTENOR POMILIO

ORIENTADOR: PROF. DR. DANIEL WISNIVESKY

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

Este exemplar corresponde à redação final da tese defendida por José Antenor Pomilio e aprovada pela Comissão Julgadora em 04/07/1991.

Prof. Dr. Daniel Wisnivesky

Campinas, 4 de Julho de 1991

P771p

14139/BC

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

... e esta informação se dá, primeiro,
por ser verdadeira e sempre servir a
verdade para alguma coisa, e ,
segundo, para auxiliar quem se
dedique a decifrar actos cruzados, ou
palavras cruzadas quando as houver,...

José Saramago
(in "Memorial do Convento")

AGRADECIMENTOS

São muitas as pessoas que colaboraram para a realização deste trabalho. De modo geral, todos os trabalhadores do Laboratório Nacional de Luz Síncrotron têm alguma contribuição nas atividades e estudos descritos no transcorrer desta tese. A eles, secretárias, bibliotecárias, mecânicos, instaladores, técnicos, auxiliares, líderes de grupo, diretores, engenheiros, físicos, administradores, arquitetas, desenhistas, projetistas, compradores, meu agradecimento.

Devo agradecer à direção do LNLS pelo apoio à realização deste projeto, que, se por um lado, é de seu interesse imediato, por outro, demandou-me tempo e dedicação, desviando-me de eventuais outras tarefas dentro do Grupo de Eletrônica de Potência.

Neste ponto, devo agradecer a inestimável colaboração de Antonio Carlos de Lira que realizou a montagem do equipamento e parte do projeto dos circuitos eletrônicos da fonte e a cooperação da equipe de técnicos formada por: Ângelo Romeu da Silva, Antonio Carlos Camargo, Claudio Pardine, Edmilson Kennedy Bordinhão, Luiz Henrique de Oliveira e Nelson Vitor Augusto, que, com seu trabalho sempre dedicado e competente colaboraram determinantemente para a realização deste trabalho.

A Daniel Wisnivesky, meu orientador, devo agradecer a concepção básica da topologia tema deste trabalho e, muito mais do que isso, sua maneira positiva de orientação, não direcionando as ações, mas indicando os limites, as falhas, as ausências e os erros.

Aos colegas do Departamento de Sistemas e Controle de Energia e à direção da Faculdade de Engenharia Elétrica da UNICAMP quero agradecer minha cessão para colaborar com a instalação do LNLS, que veio a permitir a realização de minha tese de doutorado.

Finalmente, quero agradecer a Cristina pela paciência, ajuda e carinho constantes durante estes anos em que esta tarefa foi sendo cumprida.

Como dizemos frequentemente nas atividades do Grupo de Eletrônica de Potência do LNLS, "não existem atalhos para a perfeição". Este trabalho não pretende ser perfeito, mas apenas colaborar com a resolução de um mínimo problema de Engenharia que se coloca para a realização deste importante projeto que é o Laboratório Nacional de Luz Síncrotron.

Durante 3 anos foram sendo reunidas experiências e informações que permitiram chegar ao ponto que passará a ser descrito em seguida. Muita coisa há ainda a ser feita, e sempre, felizmente, haverá, mostrando que podemos nos tornar cada vez mais competentes técnicamente. Espero que estas melhorias possam ocorrer também em nossa formação Humana. Espero que este trabalho possa significar algo mais do que simplesmente um exercício acadêmico individual.

RESUMO

Define-se uma nova topologia para a implementação de uma fonte de corrente contínua, de alta estabilidade, e rigorosos padrões de desempenho. Este tipo de fonte será utilizado na alimentação da rede magnética dos aceleradores de elétrons construídos pelo Laboratório Nacional de Luz Síncrotron. A topologia consiste, basicamente, numa associação de um retificador controlado a tiristores e fontes chaveadas. O primeiro fornece cerca de 90 % da potência exigida pela carga, ficando para as fontes chaveadas a regulação fina e a garantia da obtenção do desempenho necessário. O equipamento deve apresentar estabilidade do valor médio da corrente e ondulação relativa da ordem de 0,01% de sua corrente máxima. O protótipo construído e estudado é capaz de fornecer uma corrente de até 300 A, com uma tensão de até 50 V. Desta forma a variação máxima admitida na corrente é de 30 mA. São estudados ainda aspectos relativos a elementos parasitas presentes nos componentes e na montagem, especialmente indutâncias e capacitâncias, verificando-se sua influência em termos da operação do sistema e da proteção dos componentes. O método de controle da corrente é por Modulação por Limites de Corrente, MLC, o qual garante uma ondulação constante da corrente para qualquer valor da corrente média de saída da fonte. Estuda-se os limites de operação do sistema, levando em consideração a resposta dinâmica do circuito de controle e da carga, bem como a presença de elementos não lineares e atrasos de transporte.

ÍNDICE

1. INTRODUÇÃO 7

2. FONTES DE ALIMENTAÇÃO PARA MAGNETOS 12
2.1 HISTÓRICO DA RADIAÇÃO SÍNCROTRON 13
2.2 PRINCÍPIOS FÍSICOS 13
2.3 APLICAÇÃO DA RADIAÇÃO SÍNCROTRON 15
2.4 O PROJETO DO LNLS 16
2.5 MAGNETOS DO LINAC, DA LINHA DE TRANSPORTE E DO ANEL 17
2.6 FONTES DE POTÊNCIA PARA MAGNETOS 19
2.6.1 Lawrence Berkeley Laboratory 19
2.6.2 National Synchrotron Light Source 25
2.6.3 LEP - CERN 26
2.6.4 ESRF 29
2.6.5 Projeto TRISTAN 34
2.7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS 35

3. FONTES DE CORRENTE DE ALTO DESEMPENHO 38
3.1 A TOPOLOGIA 39
3.2 SISTEMA DE CONTROLE 42
3.2.1 O Regulador Chaveado 43
3.2.2 O Retificador Controlado 50
3.3 O PROTÓTIPO DE 15 kW 55
3.3.1 O Retificador Controlado e Filtro 55
3.3.2 O Regulador Chaveado 57
3.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS 60
3.4.1 Ondulação Relativa de Corrente 61
3.4.2 Estabilidade Temporal de Curto Prazo 65
3.4.3 Estabilidade Térmica 68
3.4.4 Erro de Rampeamento 69
3.4.5 Repetibilidade 70
3.4.6 Rejeição a Perturbações na Alimentação 70
3.4.7 Eficiência 75
3.4.8 Fator de Potência e Harmônicas na Rede 76
3.4.9 Interferência Eletromagnética 77
3.5 COMENTÁRIOS 78
3.6 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS 79

4. ANÁLISE DE FENÔMENOS PRODUZIDOS POR ELEMENTOS PARASITAS NO CHAVEAMENTO 80
4.1 CIRCUITO IDEAL - SIMULAÇÕES COM PSPICE 81
4.2 O CIRCUITO REAL 91
4.3 SIMULAÇÃO DO CIRCUITO REAL 94
4.4 CIRCUITOS AMACIADORES 106
4.4.1 Desligamento 106
4.4.2 Disparo 110
4.4.3 Circuitos Amaciadores para o Diodo de Circulação 112
4.5 REDUÇÃO DOS TRANSITÓRIOS PROVOCADOS PELOS ELEMENTOS PARASITAS 113
4.5.1 Filtro Capacitivo 113
4.5.2 Filtro RC 117
4.5.3 Diodo Zener 119
4.5.4 Comentários 121

4.6 REGULADOR CHAVEADO DA FONTE DO DIPOLO 122
4.6.1 Simulação com Modelo de MOSFET Discretizado 126
4.6.2 Simulação com Modelo de MOSFET do PSpice 128
4.6.3 Redução dos Picos de Tensão 128
4.7 COMENTÁRIOS 133
4.8 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS 133

5. ANÁLISE DO CIRCUITO DE CONTROLE DA FONTE CHAVEADA 135
5.1 O CIRCUITO 136
5.2 ANÁLISE DO CIRCUITO DE CONTROLE 139
5.3 COMENTÁRIOS 148
5.4 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS 148

6. CONCLUSÕES 149

SÍMBOLOS UTILIZADOS

B : Indução magnética
c : Velocidade da luz no vácuo
C_{DS} : Capacitância entre dreno e fonte do MOSFET
C_S : Capacitância do circuito amaciador de desligamento
E : Energia do elétron
$G_0(j\omega)$: Função de transferência do primeiro filtro passa-baixas (FPB)
$G_1(j\omega)$: Função de transferência do amplificador (ganho)
$G_2(j\omega)$: Função de transferência do segundo FPB
$G_3(j\omega)$: Atraso entre mudança de estado do comparador e acionamento do transistor
$G_4(j\omega)$: Função de transferência da carga RL
$G_5(j\omega)$: Função de transferência do DCCT (ganho)
I : Corrente armazenada no anel
I_B : Corrente pelo substrato do MOSFET
Io : Corrente média da carga
I_D : Corrente de dreno do MOSFET
I_{Dpico} : Corrente de dreno (valor de pico repetitivo)
I_S : Corrente de fonte do MOSFET
i_L : Corrente da carga (valor instantâneo)
ΔI : Ondulação de corrente da carga (valor pico-a-pico)
ΔI_t : Diferença de corrente entre módulos chaveadores
L : Indutância da carga
L_D : Indutância parasita em série com o diodo de circulação
L_{DS} : Indutância parasita própria do MOSFET
L_e : Indutância de equalização de corrente entre os módulos chaveadores
L_H : Indutância parasita em série com a carga
L_S : Indutância parasita do circuito amaciador de desligamento
L_T : Indutância parasita em série com o transistor
mo : Massa de repouso do elétron
N : Função descritiva da não-linearidade
P : Potência
R : Resistência da carga
R_c : Raio de curvatura da trajetória do elétron
Ref : Referência de corrente
R_S : Resistência do circuito amaciador de desligamento
T : Período de chaveamento
t_f : Tempo de diminuição da corrente de dreno no desligamento do MOSFET
to : Intervalo de condução do transistor
t_r : Tempo de subida da corrente de dreno no disparo do MOSFET
V : Tensão CC de alimentação da fonte chaveada
Vd : Tensão de condução do diodo de circulação
V_{DS} : Tensão entre dreno e fonte do MOSFET
Vi : Tensão de linha na entrada do retificador
v_L : Tensão instantânea sobre a carga
V_1 : Amplitude da 1ª harmônica da tensão aplicada à carga
Vp : Tensão de pico na saída do retificador controlado
Vr : Tensão média de saída do retificador controlado
ΔX : Histerese de tensão na entrada do comparador
Y : Amplitude do sinal de entrada do comparador com histerese
α : Ângulo de disparo do retificador
γ^{-1} : Abertura angular do cone de emissão de radiação
∂ : Ciclo de trabalho (razão cíclica)
λ : Comprimento de onda da radiação
Φ : Defasagem entre sinal de entrada do comparador e 1ª harmônica da saída

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1. INTRODUÇÃO

O objetivo deste trabalho é apresentar e discutir uma nova topologia para implementação de fontes de corrente contínua de alto desempenho. A aplicação de tal tipo de equipamento é na alimentação de diversos eletromagnetos presentes em diferentes sistemas do Laboratório Nacional de Luz Síncrotron, os quais serão descritos em detalhe no capítulo 2.

A meta do LNLS é construir um acelerador circular de elétrons para permitir a produção de radiação na faixa de ultra-violeta de vácuo e raio-x. Tal radiação é emitida por um feixe eletrônico que realiza uma órbita fechada dentro de uma câmara sob ultra-alto-vácuo. Para o fornecimento do feixe de elétrons ao anel estão sendo construídos um acelerador linear (primeira fase já em operação) e uma linha de transporte interligando os dois aceleradores.

As fontes de corrente utilizadas em aceleradores de partículas têm tipicamente elevadas exigências em relação a diversas características de operação, tais como:

a) Ondulação relativa de corrente

A relação entre a ondulação de corrente e o valor médio da corrente de trabalho é, em geral, da ordem de 100 ppm (partes por milhão), ou seja, 0,01%.

b) Estabilidade do valor médio da corrente

O valor médio da corrente, para intervalos de tempo de poucas horas, na ausência de variação significativa na temperatura ambiente, pode sofrer uma alteração máxima de 100 ppm em relação à corrente de trabalho.

c) Estabilidade térmica

Considerando mudanças de temperatura no ambiente no qual se encontra o equipamento, admite-se uma variação de 10 ppm/°C na corrente de trabalho, permitindo uma variação de ±10°C em torno da temperatura média de operação, por exemplo, entre 15 e 35°C.

d) Repetibilidade

Ao ajuste de uma mesma referência, a corrente pelo magneto deve apresentar um desvio máximo de 100 ppm em relação ao valor médio relacionado à referência dada.

e) Erro de rampeamento

Durante a fase em que a energia do feixe contido no anel estiver sendo elevada até atingir o valor de trabalho, a corrente dos magnetos deve sofrer uma variação numa faixa de aproximadamente 1:10, num intervalo de cerca de 20 s, após o qual se mantém à corrente de trabalho durante várias horas. Durante este rampeamento a corrente de todos os diferentes tipos de magnetos do anel devem obedecer à mesma variação relativa, admitindo-se um desvio máximo de 100 ppm em relação à corrente de trabalho.

É importante também a rejeição a perturbações na rede, quer sejam rápidas ou lentas, bem como é interessante operar com baixas perdas e alto fator de potência.

Em relação ao projeto do LNLS serão necessárias fontes de corrente numa faixa de 200 W (10 V, 20 A) até 250 kW (900 V, 275 A). O tema central deste trabalho se refere a um equipamento capaz de fornecer até 300 A a 50 V e que se constitui no protótipo da fonte de 250 kW.

As topologias normalmente utilizadas em aceleradores de partículas fazem uso, em geral, de retificadores controlados a tiristor associados a um regulador série linear ou a um filtro ativo. Outra alternativa é o uso de conversor CC-CC, operando em Modulação por Largura de Pulso. Nas aplicações de potência mais elevada (acima de alguns kW) o uso de técnicas chaveadas é geralmente apontado como inconveniente em virtude de possíveis altos níveis de interferência eletro-magnética causadas por elevados valores de di/dt e dv/dt durante o chaveamento, embora se reconheça sua inerente alta eficiência e adequação à alimentação em corrente de cargas indutivas.

A topologia implementada e apresentada neste trabalho, utiliza uma fonte chaveada abaixadora de tensão associada a um retificador controlado a tiristor. O papel da fonte chaveada é garantir o desempenho necessário para o equipamento em termos de estabilidade da corrente média, ondulação da corrente e compensação de perturbações rápidas na rede, sendo preciso para tanto que disponha apenas de 10% da tensão total necessária para alimentar a carga. O restante da tensão é fornecida pelo retificador controlado, numa conexão de duas fontes de tensão em série.

A fim de evitar o chaveamento simultâneo da totalidade da corrente são utilizados diversos módulos chaveadores em paralelo, com indutâncias de equalização de corrente e com acionamento sequencial (a intervalos de cerca de 1 μs para uma frequência de chaveamento em torno de 20 kHz), buscando reduzir o di/dt.

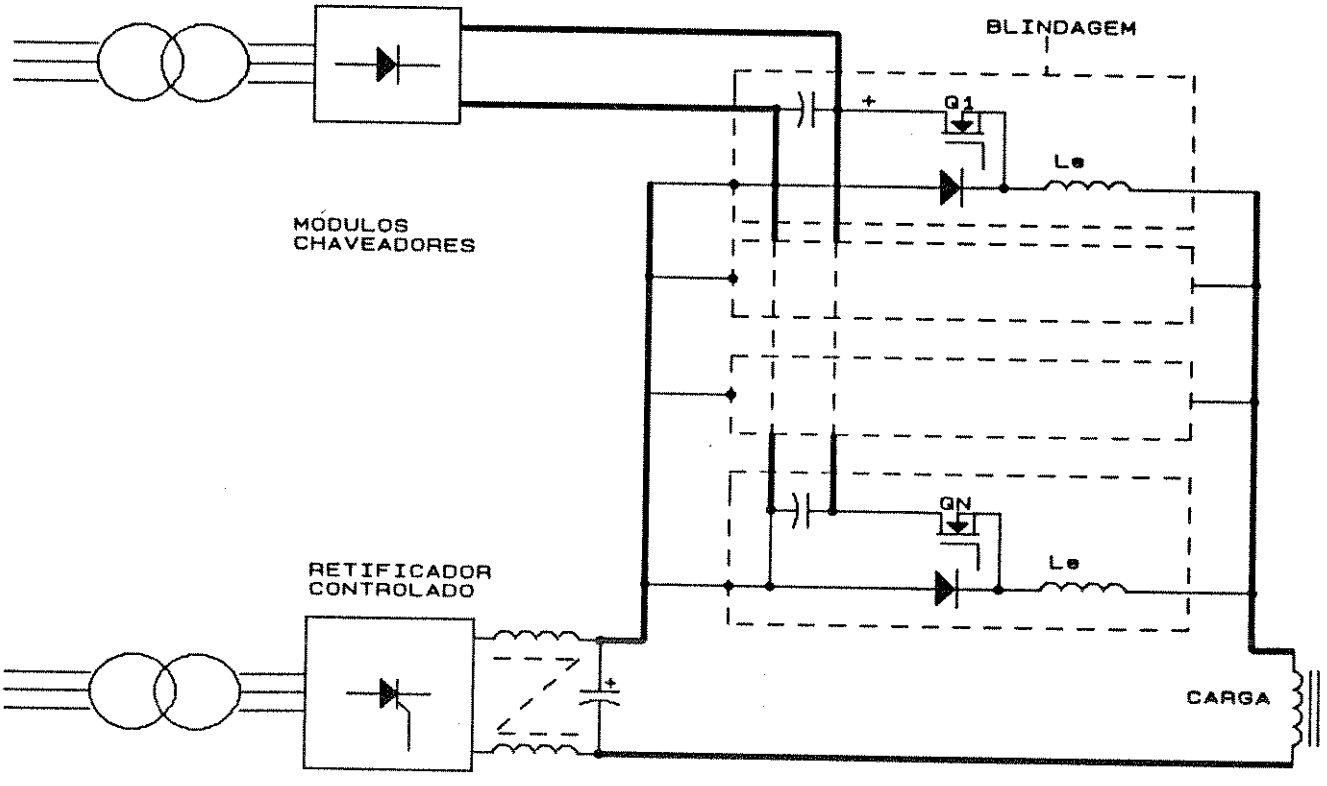


Figura 1.1 Topologia proposta para a fonte de alimentação de alta estabilidade

Desta maneira procura-se aproveitar as vantagens dos circuitos chaveados sem, no entanto, apresentar problemas de interferência eletro-magnética incontornáveis. Soma-se a isto um outro fator muito significativo relacionado à aplicação específica, que é a atenuação na ondulação do campo magnético produzida pelo material ferro-magnético dos núcleos e pela câmara de vácuo (de aço inox) dentro da qual circula o feixe de elétrons. Para frequências da ordem de 10 kHz obtém-se uma atenuação superior a 200 vezes em relação à ondulação da corrente, valor este que cresce com o aumento da frequência de operação.

Considerando o projeto da fonte de 250 kW e o uso de 6 módulos chaveadores, os reguladores chaveados deverão, individualmente, comutar até 50 A sob uma tensão de 90 V, ou seja, valores relativamente baixos e que, mesmo com rápidas transições, produzem níveis aceitáveis de IEM, fazendo-se uso de filtros e blindagens adequados.

O controle da topologia é do tipo mestre-escravo, sendo o acionamento do retificador subordinado ao regulador chaveado que, por sua vez, atua em Modulação por Limites de Corrente (MLC).

A técnica de MLC consiste em se estabelecer um limite máximo e um limite mínimo de corrente realizando a mudança de estado das chaves eletrônicas de potência (transistor MOSFET ou IGBT e diodo rápido) em função de serem atingidos os limites. MLC é basicamente uma técnica de ondulação constante, sendo a frequência de chaveamento e a razão cíclica dependentes de parâmetros do circuito e da corrente média da carga.

O ponto ideal de operação é com um ciclo de trabalho de 50% uma vez que nesta situação tem-se a maior possibilidade de compensar variações rápidas na tensão de alimentação simplesmente pela alteração do ciclo de trabalho do regulador chaveado. Idealmente seria possível compensar variações de ±5% (considerando que o regulador seja alimentado por uma fonte com 10% da tensão total). Além disso a operação a 50% de ciclo de trabalho implica em atuar-se à máxima frequência de chaveamento o que é interessante do ponto de vista da redução mais significativa da ondulação do campo magnético, conforme já foi apontado.

Neste ponto de operação o regulador chaveado fornece 5% da tensão média total necessária na carga, sendo os restantes 95% fornecidos pelo retificador.

O sinal de comando do retificador é obtido da integral do valor médio do sinal de acionamento do regulador chaveado o qual, para uma razão cíclica de 50% apresenta nível médio nulo, ou seja, mantém o retificador em um dado ponto de operação. Quando se altera a referência ou ocorre qualquer mudança nos parâmetros do circuito (resistência da carga, tensão de entrada, etc.) o ciclo de trabalho se modifica instantaneamente a fim de garantir que a ondulação da corrente se mantenha dentro dos limites estabelecidos. Esta mudança ocasionará uma alteração no nível médio do sinal de comando do regulador chaveado fazendo com que o retificador procure um novo ponto de operação que restabeleça a razão cíclica de 50%.

A figura 1.2 apresenta o esquema básico da concepção da topologia e seu sistema de controle.

Esta estrutura apresenta apenas a malha de corrente, o que a torna relativamente mais simples considerando as outras soluções tradicionalmente empregadas. Além disso propicia, dentro de seus limites a correção de perturbações rápidas na alimentação ou na carga, bem como garante o desempenho esperado.

No transcorrer dos capítulos seguintes serão apresentados e discutidos inúneros outros aspectos relativos à realização deste equipamento (protótipo) quando serão detalhados aspectos relevantes que foram apenas indicados nesta introdução.

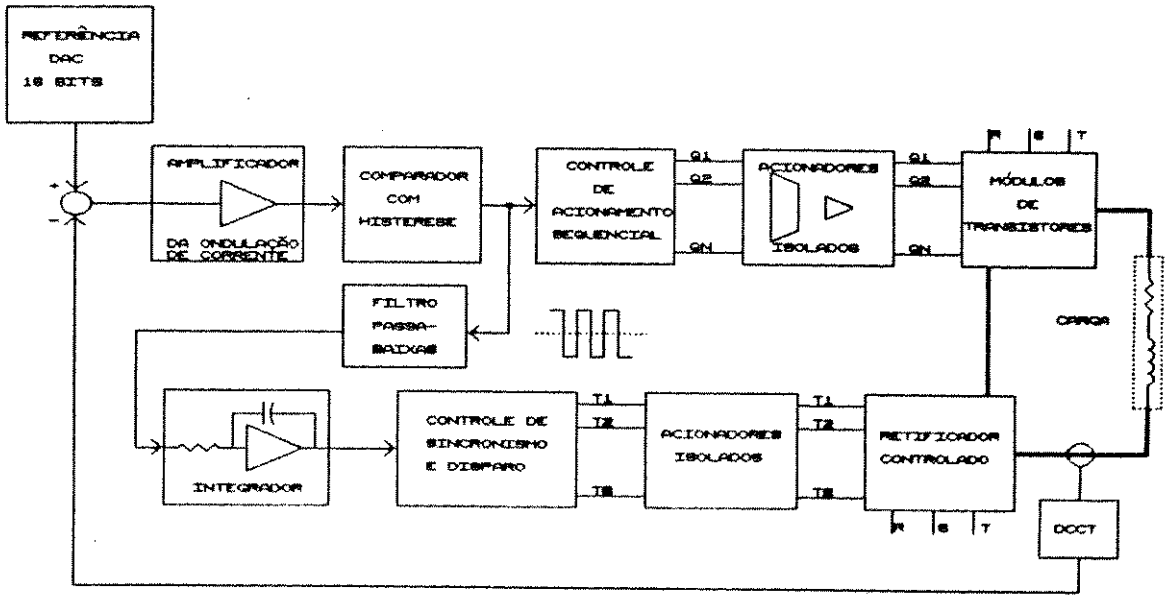


Figura 1.2 Diagrama esquemático da topologia e seu sistema de controle

CAPÍTULO 2

FONTES DE ALIMENTAÇÃO PARA MAGNETOS

2.FONTES DE ALIMENTAÇÃO PARA MAGNETOS

2.1 HISTÓRICO DA RADIAÇÃO SÍNCROTRON [2.1]

Luz, ou mais genericamente, radiação eletromagnética, tem sido uma ferramenta indispensável para a observação, estudo e compreensão da natureza. Isto é óbvio na região visível do espectro e é também evidente quando se considera a importância de observações através de radiação não visível, como o infra-vermelho e o raio-X

Radiação Síncrotron é uma notável fonte de fótons na região de ultra-violeta de vácuo e raio-X. Ela consiste de radiação eletromagnética emitida por partículas carregadas movendo-se a velocidades relativísticas em um caminho circular. Esta radiação possui importantes características como a alta intensidade, largo espectro, alta polarização, regime pulsado, colimação natural, estabilidade, etc., fazendo-a única para uma série de aplicações tecnológicas e científicas.

O conhecimento teórico dos mecanismos básicos de produção desta radiação principia ainda no final do século passado [2.2]. Nos anos 40, com o advento dos primeiros aceleradores circulares, aplicou-se a teoria ao movimento de partículas carregadas [2.3]. Em 1946 mediu-se a perda de energia de elétrons em um betatron [2.4] e em 1947 foi observada pela primeira vez esta radiação em uma máquina síncrotron [2.5].

Uma vez que representa diminuição na energia das partículas, inicialmente foi considerada um fenônemo indesejado, levando-se um certo tempo para se perceber suas excelentes características como ferramenta científica e tecnológica. Inicialmente foram utilizadas para produção de radiação síncrotron máquinas projetadas para estudos de física de altas energias. O desenvolvimento de aceleradores específicos para produção de luz síncrotron ocorreu em meados dos anos 70 com os sistemas SOR, SURF II e SRS (Daresbury, Inglaterra), ALLADIN (Stoughton, EUA), NSLS (Brookhaven, EUA), Photon Factory (Tsukuba, Japão), BESSY (Berlin, Alemanha), SuperACO (Orsay, França), MAX (Lund, Suécia), etc.

Uma nova geração de aceleradores, utilizando avancos tecnológicos na área de aceleradores, especialmente onduladores e "wigglers" que adicionam características de sintonização e aumento da intensidade da fonte, tem sido construída. Dentre estas máquinas (em operação ou construção) tem-se: ALS (Berkeley, EUA), SRRC (Taiwan), CARST (Trieste, Itália), BESSY II (Berlin, Alemanha), LNLS (Campinas, Brasil), ESFR (Grenoble, França), etc.

Além de laboratórios que foram concebidos no sentido de prestarem serviços a diversos usuários de diferentes áreas, atualmente tem crescido o número de fontes de luz síncrotron para aplicações específicas em empresas privadas [2.6]. Em geral são máquinas menores mas com características especiais para fins como microfotolitografia para circuitos integrados.

2.2 PRINCÍPIOS FÍSICOS

Partículas carregadas em movimento acelerado emitem radiação eletromagnética. A radiação síncrotron (RS) é produzida quando uma partícula carregada percorre uma trajetória curva sob ação de um campo magnético defletor [2.7].

As fontes de radiação síncrotron são formadas, em geral, por um sistema de aceleração injetor que eleva a energia das partículas (em geral elétrons ou pósitrons) e de um anel de armazenamento, onde tais partículas são estocadas, ficando "viajando" numa órbita fechada dentro de um tubo, sob ultra-alto-vácuo (10^{-9} mbar). As partículas circulam em "pacotes", guiados e focalizados por diversos magnetos, durante horas. A radiação emitida é utilizada para diferentes experimentos, que serão apresentados adiante.

A energia irradiada é reposta por um campo elétrico acelerador existente em cavidades de ressonância de rádio-frequência, colocados nas secções retas do anel. As partículas passam pelas cavidades sempre com a mesma diferença de fase em relação ao campo acelerador

A energia de um elétron é dada por:

$$E = \gamma \cdot m_o \cdot c^2 \tag{2.1}$$

$\gamma = 1957 \, . \, E \, [GeV]$

m_o: massa de repouso do elétron
c : velocidade da luz no vácuo

A radiação síncrotron é emitida em um estreito cone de abertura angular γ^{-1}, com eixo no sentido do vetor velocidade do elétron , com um espectro contínuo de frequências em torno da chamada frequência crítica:

$$f_c = \frac{3 \cdot \gamma^3}{4 \cdot \pi \cdot R_C} \tag{2.2}$$

R_C :raio de curvatura da trajetória

A radiação é fortemente polarizada no plano da trajetória. O raio de curvatura é dado por:

$$R_C(m) = 3{,}33 \, . \, E[GeV]/B[T] \tag{2.3}$$

B : Indução magnética

Assim, o comprimento de onda crítico, λ_c, é:

$$\lambda_c(nm) = \frac{1{,}86}{B[T] \cdot E^2[GeV]} \tag{2.4}$$

A duração do pulso de luz é de algumas dezenas de picossegundos e a taxa de repetição depende do comprimento da trajetória e do número de "pacotes" de elétrons que estejam em circulação. A potência total emitida é:

$$P = 26{,}6 \cdot E^3[GeV] \cdot B[T] \cdot I[A] \tag{2.5}$$

I : corrente armazenada

O modo mais óbvio de obter RS é pela ação dos magnetos defletores que dirigem a órbita do feixe. No entanto, qualquer aceleração transversal a trajetória de um elétron relativístico produz RS. Nos anéis de concepção mais moderna são utilizados dispositivos chamados onduladores de baixa deflexão (onduladores) e de alta deflexão ("wigglers"), inseridos nos trechos retilíneos do anel, que criam campos magnéticos estáticos que defletem transversalmente o feixe, numa trajetória espacialmente oscilante sem, no entanto, provocar uma deflexão total. Resulta uma alteração no espectro emitido que pode ser adequado, então, a aplicações específicas ou simplesmente aumentar a intensidade da RS produzida.

2.3 APLICAÇÕES DE RADIAÇÃO SÍNCROTRON [2.7]

a) Litografia

Um limitante para o aumento de densidade de componentes eletrônicos em circuitos integrados está relacionado com os efeitos de difração provocados pelas máscaras utilizadas na confecção do CI. Tais efeitos são significativos para dimensões comparáveis ao comprimento de onda da luz empregada. Desta forma, o efeito de difração torna-se menos crítico se ao invés de se utilizar luz visível ou ultra-violeta for empregado raio-x.

O uso de raio-x para a produção de CIs de altíssimo grau de integração permite a construção de componentes de dimensões submícron, existindo projetos de desenvolvimento, por exemplo, de memórias DRAM com mais de 4 Mbits.

Por seu fantástico impacto em toda área de informática, esta tecnologia tem sido buscada pelos países líderes neste setor, com as próprias indústrias construindo síncrotrons para seu uso exclusivo.

Associado a esta aplicação ocorre o desenvolvimento de outros elementos necessários à viabilização desta tecnologia, tais como o de polímeros sensíveis a raio-x, membranas finas transparentes e absorvedoras de raio-x para confecção de máscaras, sistemas mecânicos para alinhamento das máscaras com precisão de décimos de mícrons, etc.

b) Biologia

Células com dimensões de 1 a 3 mícrons possuem estruturas internas da ordem de décimos de mícrons, que não podem ser visualizados por microscopia de luz visível. O uso de microscopia eletrônica requer que os espécimes sejam desidratados, cortados, tingidos e colocados em alto-vácuo . O emprego de um microscópio de raio-x, com radiação proveniente de um anel de armazenamento, permite que a amostra seja mantida em seu estado natural, úmido e na atmosfera.

A engenharia genética, a biotecnologia, a imunologia dependem do conhecimento tanto da estrutura molecular quanto da dinâmica das reações químicas orgânicas. Tais fenômenos dinâmicos podem ser estudados com luz síncrotron devido ao seu caráter pulsado que funciona como um estroboscópio que permite monitorar a velocidade dos processos de transferência de carga e de energia no interior das células, nas membranas celulares e acompanhar transformações configuracionais de proteínas.

c) Medicina

O exame clínico mais eficaz para determinar lesões coronárias faz uso de um catéter inserido na veia do paciente, levado até o coração, procedimento invasivo e de alto risco.

A intensidade e sintonabilidade da RS permitem uma alternativa não invasiva. Uma pequena quantidade de um agente de contraste contendo iodo é injetada e duas radiografias com raio-x de comprimentos de onda maior é menor que o limiar de absorção do iodo, são feitas. O processamento digital das duas imagens permite imagens muito superiores as obtidas pelo sistema tradicional, com risco mínimo para o paciente. O mesmo esquema pode ser usado para radiografias do sistema digestivo.

d) Química, Cristalografia e Física

As características peculiares da RS, especialmente sua intensidade, polarização e regime pulsado possibilitam inúmeras aplicações nestas áreas. Cerca de 50% dos usuários dos laboratórios síncrotron existentes são físicos ou químicos, demonstrando a importância desta ferramenta para seus estudos. A busca da compreensão do funcionamento de materiais catalizadores, por exemplo, de imensa importância industrial, pode permitir a síntese de outros materiais talvez mais eficientes.

Estudos de física de superficies, da estrutura molecular de materiais, do comportamento químico de átomos e moléculas em fase gasosa, de processos dinâmicos que ocorrem no interior de metais e semicondutores, são exemplos de atividades que fazem uso de RS e que têm obtido importantes avanços nos últimos anos.

e) Outras aplicações

O LNLS tem sido procurado por diferentes entidades interessadas no uso de aceleradores de partículas (e não exclusivamente de radiação síncrotron) para aplicações em processamento de alimentos, processamento de pedras preciosas, radioterapia, etc.

Como exemplo de tais perspectivas pode-se citar o projeto realizado em conjunto com o Instituto de Tecnologia de Alimentos, ITAL, de Campinas, para a construção de um acelerador de baixa energia (10 MeV) para irradiação de alimentos, especialmente frutas tropicais destinadas a exportação [2.8].

O uso de radiação para desinfestação de alimentos é largamente utilizada em inúmeros países como uma forma segura de garantir-lhes qualidade durante tempo suficiente para seu transporte, comercialização, processamento e consumo, sem produzir alterações em sua qualidade e sem a necessidade do uso de defensivos agrícolas, fungicidas, etc.

2.4 O PROJETO DO LNLS

Os projetos dos aceleradores do Laboratório Nacional de Luz Síncrotron sofreram algumas alterações desde o início de suas atividades, visando obter no intervalo de tempo mais curto possível uma fonte de radiação síncrotron aplicável a pesquisas tecno-científicas.

Num primeiro momento o sistema foi concebido como um acelerador linear (LINAC) injetor de 100 MeV, um anel de aceleração que elevaria a energia a 2 GeV e um anel de armazenamento de 2 GeV para produção de radiação UV e raio-x [2.9]. Posteriormente o projeto foi reconsiderado com a finalidade de dispor-se de uma fonte de UV e raio-x mole mais brevemente. Assim, está em construção um anel de 1,15 GeV, utilizando um LINAC de 100 MeV. Numa segunda etapa se construirá o sistema para 2 GeV [2.10].

Atualmente (1991) o Laboratório tem em operação um acelerador linear de 50 MeV e tem trabalhado nos protótipos dos vários equipamento para o anel de 1,15 GeV.

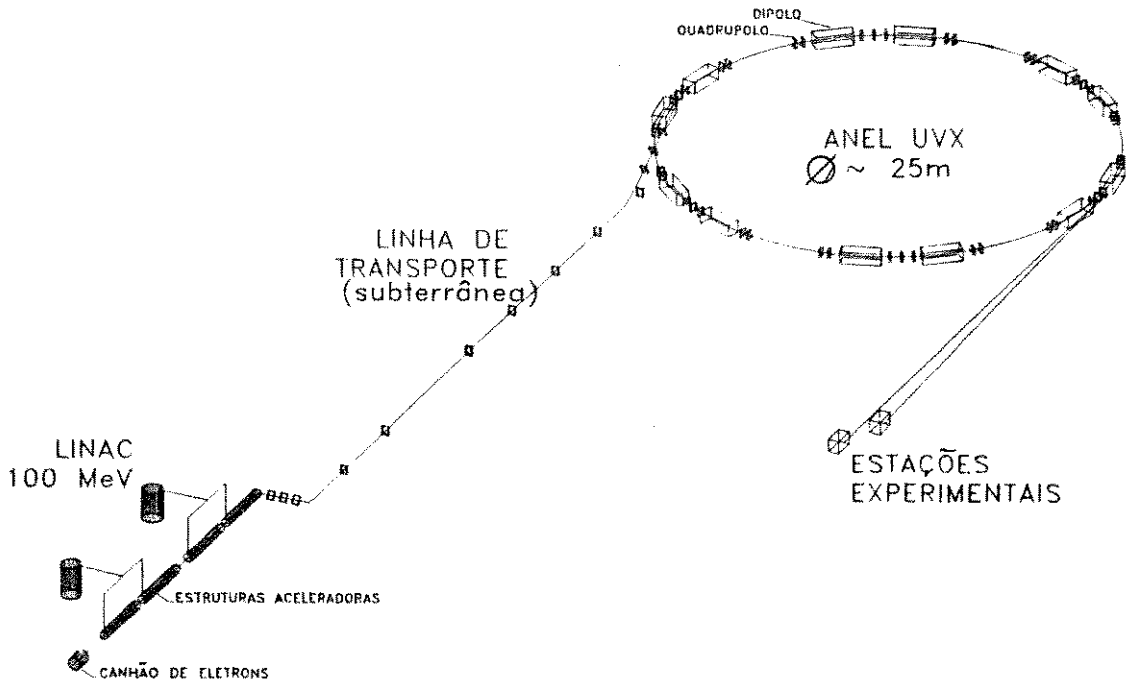


Figura 2.1 Projeto do LNLS

O acelerador linear é composto por um canhão de elétrons que fornece uma corrente de 1 A, operando a 80 kV. Estes elétrons são focalizados por lentes magnéticas e injetados com energia de 80 keV em uma estrutura aceleradora de rádio-frequência, onde o campo elétrico produzido em cavidades ressonantes confere-lhes energia e agrupa-os em pacotes, chegando ao final do LINAC (cerca de 6 metros de comprimento) com uma energia de 50 MeV. Utilizando outras estruturas aceleradoras aumentar-se-á a energia para 100 MeV [2.11].

2.5 MAGNETOS DO LINAC, DA LINHA DE TRANSPORTE E DO ANEL

Existem diversos tipos de magnetos tanto no acelerador linear quanto nos anéis e na linha de transporte entre eles. Alguns destes dispositivos são alimentados por fontes pulsadas, como os magnetos chamados "kicker" e "septum" . A maior quantidade, no entanto, são dispositivos alimentados em corrente contínua, tanto de valor fixo quanto variável. A seguir descrevem-se brevemente os principais magnetos alimentados em CC.

a) Lentes Magnéticas Finas [2.12]

São utilizadas para focalização do feixe à saída do canhão de elétrons (baixa energia), sendo uma bobina de pequeno comprimento que utiliza o efeito de borda do campo magnético para focalizar o feixe.

b) Solenóide [2.13]

Sua função é evitar que o feixe amplie suas dimensões transversais devido às forças repulsivas entre as cargas aceleradas. À medida que aumenta a energia do feixe esta força torna-se desprezível. Deste modo, bobinas solenóides são utilizadas apenas na 1ª estrutura aceleradora do LINAC.

c) Bobinas corretoras de trajetória [2.14]

Estes magnetos tem como função alterar a trajetória do feixe de maneira a colocá-lo no percurso desejado, seja para utilizar melhor os campos magnéticos produzidos pelos diversos magnetos da rede, seja para dirigi-lo a algum alvo. Existem tanto no LINAC quanto no anel e na linha de transporte.

d) Dipolos [2.15]

São magnetos para deflexão do feixe e que, no anel, determinam a trajetória circular; podem ser usados ainda em dispositivos para caracterização do feixe (espectrômetro). Durante a passagem das cargas pelos dipolos ocorre emissão de radiação síncrotron, conforme já foi descrito.

e) Quadrupolos [2.16]

A focalização do feixe, em alta energia, é feita por associações de magnetos quadrupolares. A ação de um quadrupolo é focalizar o feixe em um plano e desfocalizá-lo num plano ortogonal. O arranjo de quadrupolos defocalizadores e focalizadores, controlando-se seus campos, permite obter a focalização total do feixe.

f) Sextupolos [2.17]

Os magnetos sextupolares são introduzidos na rede magnética a fim de corrigir alterações na cromaticidade do feixe provocadas pelos quadrupolos.

Os magnetos já em operação ou especificados para as máquinas do LNLS, alimentados em corrente contínua, tem suas fontes de alimentação com as seguintes características básicas:

TABELA 2.I: Características de algumas fontes CC para alimentação de magnetos

Tipo	Quantidade	Corrente (A)	Tensão (V)	Estabilidade de corrente
Dipolos do anel*	1	275	800	0,01%
Quadrupolos anel*	2	50	500	0,01%
Sextupolos anel*	2	20	200	0,05%
Lente LINAC	3	20	15	0,1%
Solenóide LINAC	6	40	40	0,1%
Corretora LINAC	6	8	10	0,1%
Dipolo L.T.	5	50	25	0,01%
Quadrupolo L.T.	30	15	12	0,01%

* Conectados em série

2.6 FONTES DE POTÊNCIA PARA MAGNETOS

O objetivo deste tópico é realizar um levantamento de diferentes técnicas e topologias de fontes de corrente empregadas na alimentação de diferentes magnetos, especialmente dipolos, quadrupolos e sextupolos, utilizados em aceleradores circulares de partículas (elétrons e pósitrons) e em anéis de armazenamento.

São estudadas soluções adotadas em alguns projetos de máquinas construídas nos seguintes centros de pesquisas:

- Lawrence Berkeley Laboratory, EUA
- National Synchrotron Light Source, EUA
- European Organization for Nuclear Research, CERN, Suiça
- European Synchrotron Radiation Facility, França
- National Laboratory for High Energy Physics, Japão

Faremos uma análise das diferentes soluções adotadas para cada tipo de magneto, apresentando também as características de cada fonte.

O nível de energia nos anéis estudados é:

- LBL: 1,5 GeV
- NSLS: 2,5 GeV
- LEP(fase 1), CERN: 60 GeV
- ESRF: 6 GeV
- TRISTAN, NLHEP: 50 GeV

2.6.1. Lawrence Berkeley Laboratory [2.18]

São apresentadas fontes de corrente tanto para o anel de armazenamento quanto para o anel acelerador.

2.6.1.1 Anel de armazenamento

As especificações para as diversas fontes estão na tabela 2.II.

É utilizado um banco de transformadores especialmente para suprir as fontes deste anel a fim de minimizar interações com outros sistemas do Laboratório. Quando for necessário elevar a energia no anel, isto será feito através de mudanças simultâneas nas alimentações das fontes.

Quanto aos tipos de fontes utilizadas, são basicamente de 5 tipos:

- "custom transistor": fonte não-comercial, mas empregando sistema convencional de regulação série a transistor bipolar.

- "commercial chopper": recortador (operando em MLP) disponível comercialmente.

- "custom SCR": fonte não comercial mas com topologia convencional de retificador controlado.

- "bipolar transistor": regulador série bipolar, não disponível comercialmente.

TABELA 2.II. Características das fontes de LBL

Magneto	Quantidade	Corrente (A)	Tensão (V)	Estabilidade	Tipo
Dipolo Anel	1	919	540	0,005%	Custom transis.
Quadrupolo Q1	24	110	42	0,01%	Com. Chopper
Quadrupolo Q2	24	110	30	0,01%	Com. Chopper
Sextupolo SF1	1	329	180	0,1%	Custom SCR
Sextupolo SF2	1	329	180	0,1%	Custom SCR
Corretor H1	48	33	21	0,05%	Bip. transistor
Corretor V1	48	116	12	0,05%	Bip. transistor
Quadrupolo QF1	1	500	330	0,01%	Custom Trans.

a) Dipolos

Os 36 dipolos deste anel são ligados em série e alimentados por uma única fonte composta por um retificador controlado (12 pulsos), com filtro LC e um regulador série a transistor. O grau de regulação necessário é atingido por 3 malhas de realimentação:

- uma malha de tensão que regula o retificador para compensar mudanças na linha de alimentação.
- uma malha de tensão que regula a queda sobre o banco de transistores
- uma malha de corrente para regular a corrente de saída.

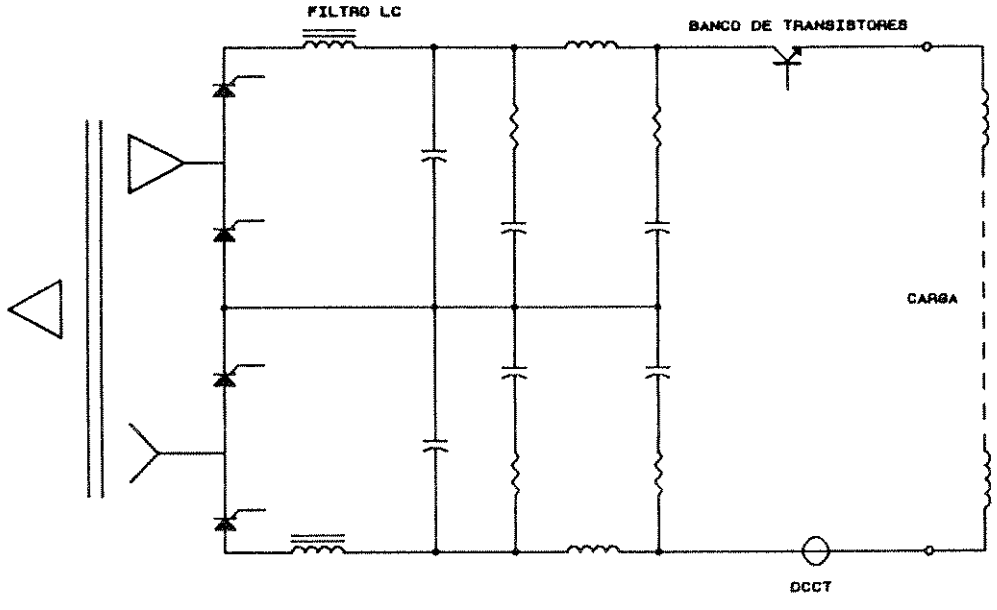


Figura 2.2 Circuito básico para fonte de dipolo

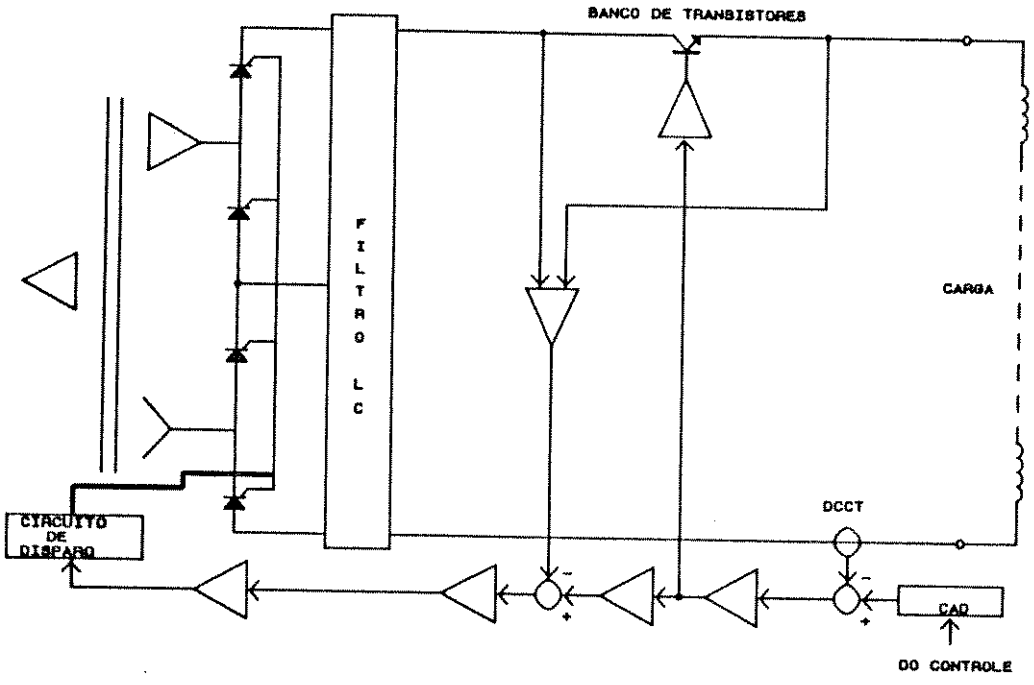


Figura 2.3 Diagrama de blocos do sistema de controle

A malha da tensão sobre os transistores tem como função limitar a potência dissipada sobre os mesmos. Juntamente com a malha da tensão de entrada controlam o ângulo de disparo do retificador, enquanto a malha de corrente determina a condução dos transistores, realizando a regulação fina da corrente, ou seja, busca eliminar a ondulação que resta após o filtro LC. Este filtro é projetado para atenuar a ondulação de tensão em 720 Hz e compensar a resposta lenta do retificador.

O aterramento é feito no ponto de conexão entre as 2 pontes retificadoras a fim de ser simétrica a tensão sobre os magnetos.

A inserção da malha que controla a queda sobre os transistores, controlando a potência dissipada é uma implementação interessante, uma vez que uma séria restrição a este tipo de fonte é sua baixa eficiência. Se considerarmos que se mantém uma tensão de 20 V sobre os transistores (valor suficiente para compensar variações rápidas na tensão fornecida pelo filtro) a dissipação seria cerca de 18 kW, ou seja, pequena em relação a potência da fonte (500 kW).

b) Quadrupolos

Das 3 familias destes magnetos, uma delas, QF1, tem seus 24 magnetos ligados em série e alimentados por uma única fonte do tipo descrito para os dipolos. As famílias Q1 e Q2 tem cada um de seus 24 magnetos alimentados separadamente por fontes chaveadas comerciais operando a 20 kHz.

c) Sextupolos

As 2 familias de sextupolos (24 magnetos cada) são interligadas, cada uma, em série, alimentadas por retificadores controlados independentes. Estes conversores possuem uma malha de corrente e uma malha de tensão (obtida de um divisor resistivo), como mostrado na figura 2.4.

d) Magnetos corretores

Existem ainda magnetos dipolares corretores de trajetória alimentados isoladamente por fontes bipolares com regulação série a transistor. Todas estas fontes são alimentadas por um barramento de 30 V, 275 A (fonte comercial), instalado ao redor do anel, conforme indicado na figura 2.5.

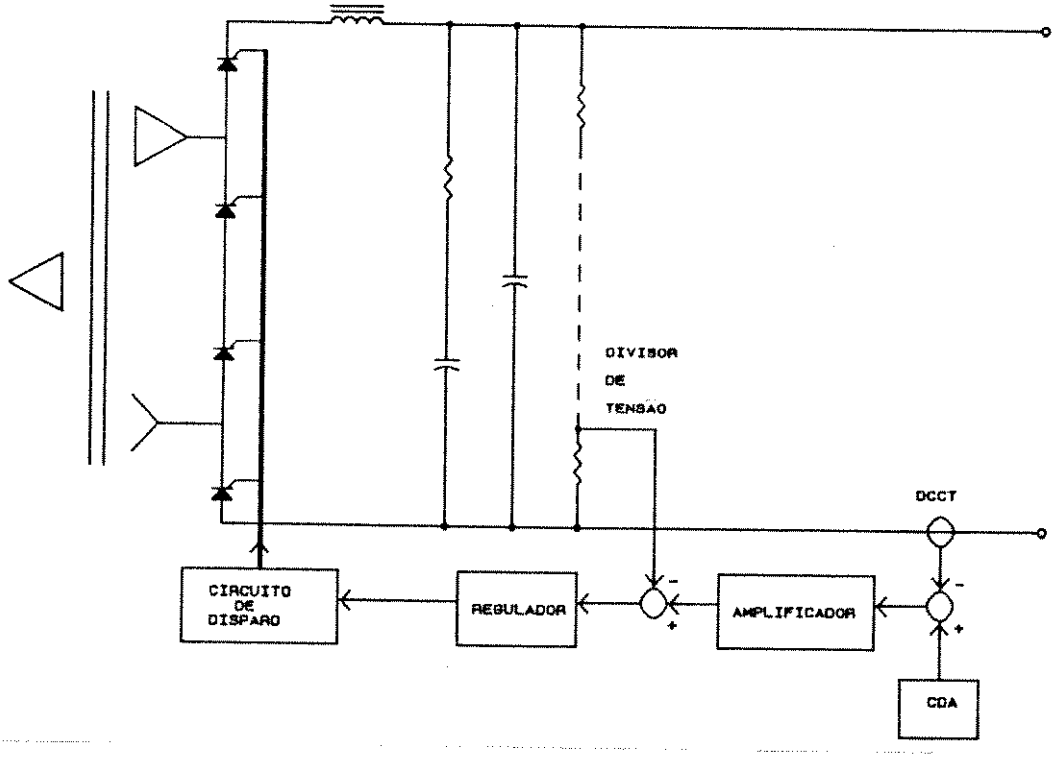


Figura 2.4. Retificador para família de sextupolos

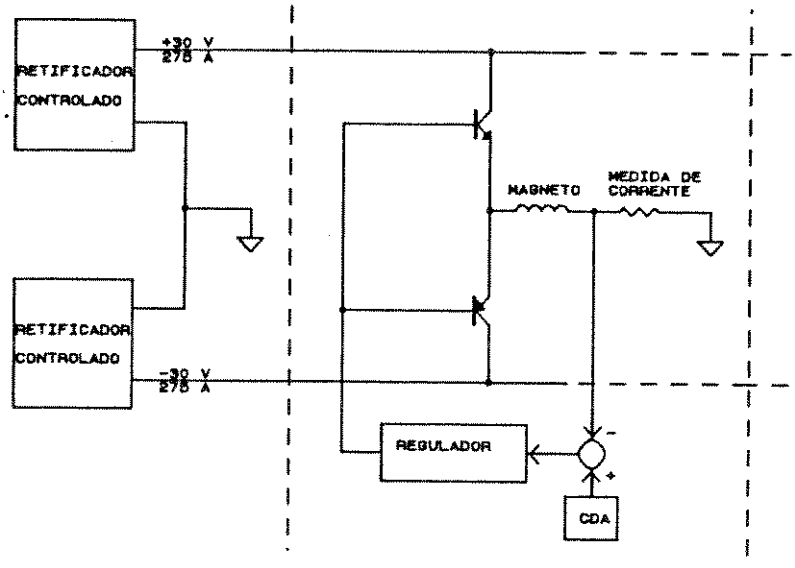


Figura 2.5. Fonte bipolar para magnetos corretores

2.6.1.2 Anel acelerador

A tabela 2.III apresenta os parâmetros das fontes para os magnetos do anel acelerador. Aqui também é usado um transformador independente para alimentação das fontes. O feixe é injetado a 50 MeV e acelerado até 1,5 GeV.

Tabela 2.III. Parâmetros das fontes do anel acelerador

Magneto	Quantidade de fontes	Corrente (A)	Tensão na carga (V)	Precisão de rampeamento	Tensão da fonte (V)
Dipolo	1	851	252	-	700
Quadrupolo F	1	357	132	0,1%	210
Quadrupolo D	1	357	132	0,1%	210
Sextupolo 1	1	5	40	0,5%	55
Sextupolo 2	1	5	80	0,5%	150
Corretor	56	6	16	0,5%	20

a) Dipolos

Os 24 dipolos são ligados em série e são alimentados por um retificador-inversor a tiristores. A taxa de repetição é de 1 Hz e são necessários 0,45 s para a corrente ir de 0 a 851 A. Isto é obtido aplicando-se 700 V à carga, permitindo a subida livre da corrente com a constante de tempo da carga (1 s). Para levar a corrente a zero aplica-se uma tensão negativa de 460 V, como se vê na figura 2.6.

Sensores de campo magnético produzem sinais para determinar a injeção do feixe no anel acelerador e para a ejeção quando é atingida a energia desejada. Tão logo a ejeção é realizada o conversor passa a operar no modo inversor e a energia armazenada nos magnetos é devolvida à rede, levando a corrente a zero.

É usado um transdutor de corrente de precisão para monitorar a corrente dos dipolos. Este sinal é usado como referência para as fontes dos quadrupolos, sextupolos e corretores, fazendo suas correntes crescerem junto com a corrente dos dipolos. Se o campo magnético não for linear com a corrente na precisão necessária, usa-se um programa para produzir a correção no sinal do DCCT [2.19] para compensar este fato.

b) Quadrupolos

Os 32 quadrupolos são separados em 2 conjuntos com 16 magnetos ligados em série. Cada conjunto é alimentado por uma fonte separada. A topologia destas fontes é mostrada na figura 2.7.

São 2 pontes retificadoras e um regulador série a transistor. Uma das pontes opera como retificador e inversor e sua função é fornecer a tensão necessária para obter as taxas de crescimento de corrente mostradas. A outra ponte fornece uma tensão variável que permite acompanhar o crescimento da corrente dos dipolos. O transistor faz a regulação fina, mantendo um erro menor que 0,1% entre o crescimento das correntes dos quadrupolos e dos dipolos.

c) Sextupolos e dipolos corretores

Os sextupolos são também separados em 2 grupos e alimentados por fontes comerciais (regulador série) cujas correntes são determinadas pela corrente dos dipolos. Os 56 magnetos corretores são alimentados por fontes independentes, comerciais, que utilizam regulador série a transistor.

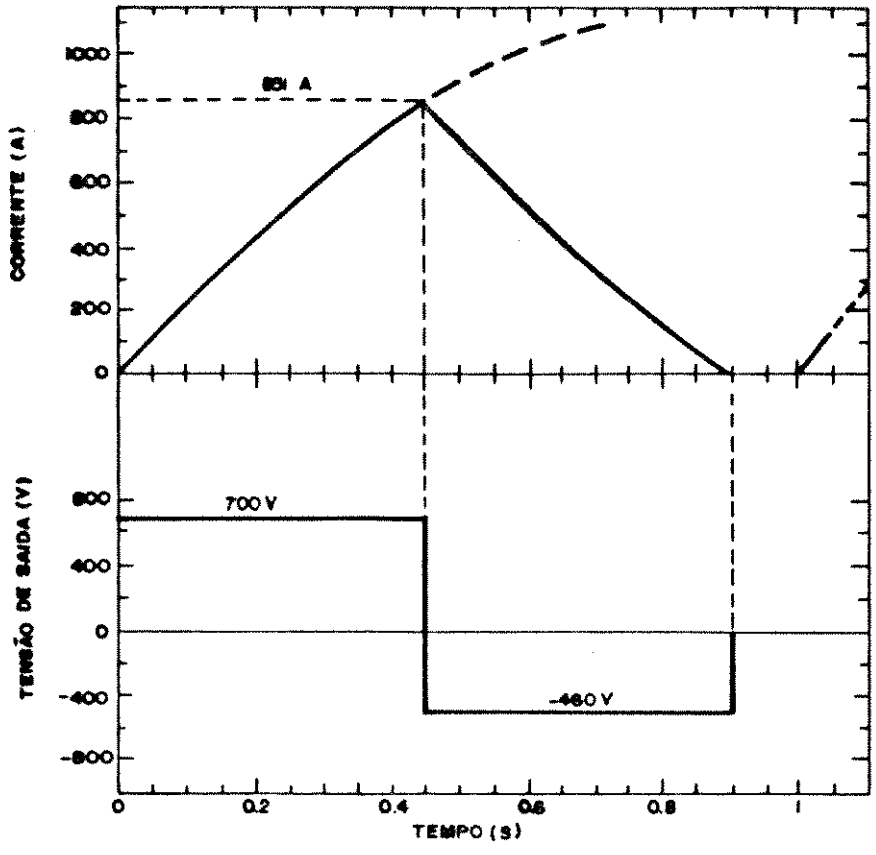


Figura 2.6. Formas de onda de tensão e corrente nos dipolos

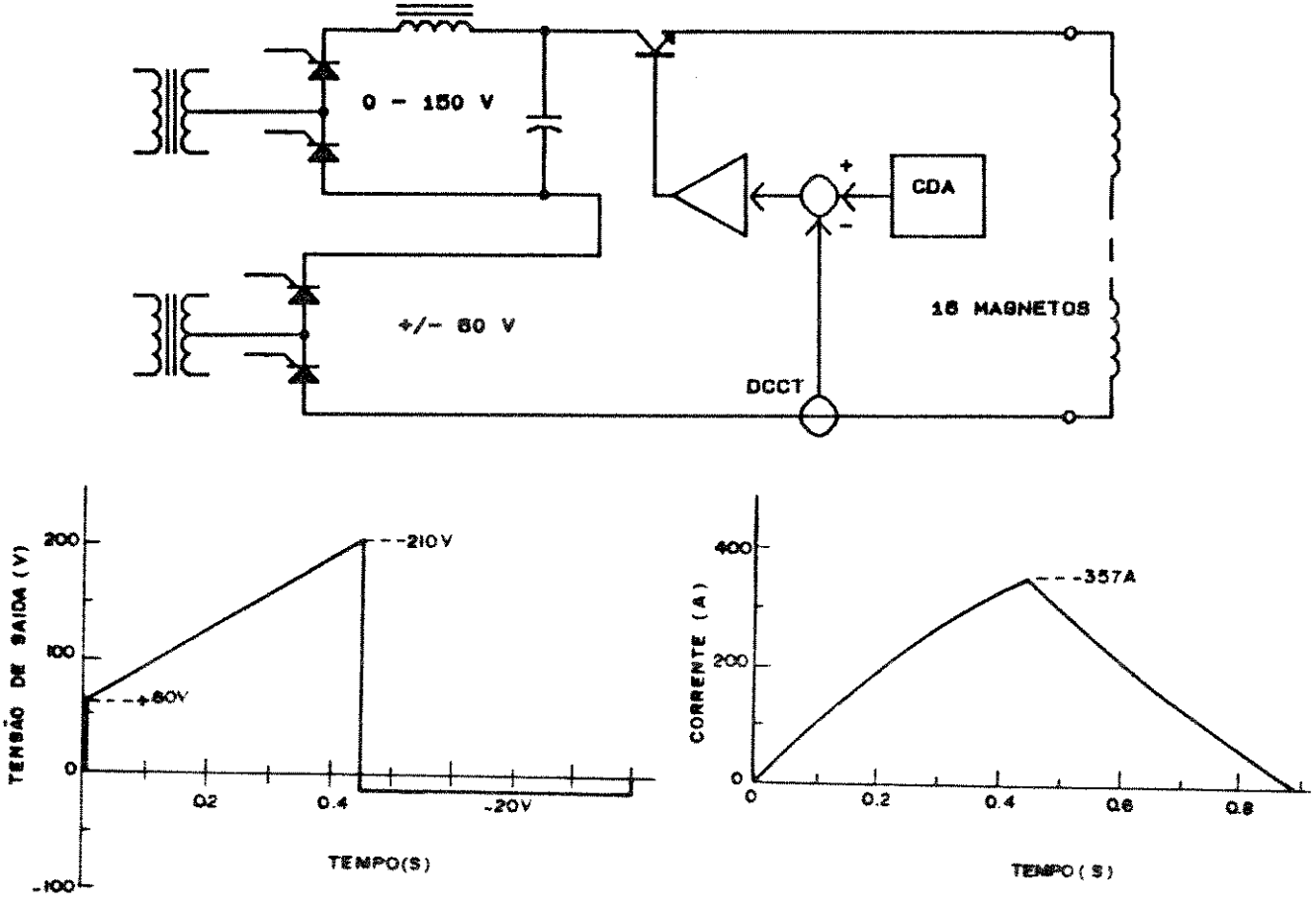


Figura 2.7.a) Fonte para quadrupolos e b) Formas de onda

2.6.2 National Synchrotron Light Source [2.20]

O artigo estudado apresenta o projeto para a fonte dos dipolos do anel de armazenamento, a qual deve operar a uma potência de 275 kW, fornecendo corrente durante 5 horas com uma estabilidade de 50 ppm. Existem 2 anéis , um de 0,7 GeV o outro de 2,5 GeV.

2.6.2.1 Requisitos do projeto

A fonte deve fornecer 1500 A a 65 V para o anel de VUV (0,7 GeV) ou 1500 A a 185 V para o anel de raio x (2,5 GeV), com estabilidade de curto prazo (5 horas) de 50 ppm, e 100 ppm em 1 mês. A ondulação no campo deve ser inferior a 50 ppm (pico a pico). Deve-se ainda prever uma variação de 10 °C na temperatura da fonte.

2.6.2.2 Alternativas topológicas

São consideradas as topologias tradicionais de retificador controlado, regulador série a transistor e também um regulador chaveado.

O primeiro caso apresenta limitações em termos da velocidade de resposta a perturbações na alimentação. A segunda alternativa, embora possua rápida resposta, possui menor eficiência energética que, para ser melhorada, implica no aumento do custo do conversor.

A terceira proposta é apresentada como a mais eficiente e barata. Trata-se de um regulador série chaveado (chopper) empregando tiristores operando com comutação forçada. Esta alternativa elimina problemas de variações na alimentação uma vez que é um conversor CC-CC. A topologia básica é mostrada na figura 2.8.

2.6.2.3 Operação do conversor

O emprego de tiristores em conversores CC-CC implica no uso de comutação forçada. Em 1980, época da publicação do trabalho, ainda não existiam outros componentes capazes de manobrar 1500 A. Nos dias de hoje a alternativa seria o uso de GTOs, eliminando todo o circuito auxiliar de comutação e permitindo operação em frequência mais elevada.

O sistema opera de maneira a manter o valor médio da tensão de saída diretamente proporcional à tensão de controle a cada pulso. A frequência de operação é de 1,4 kHz. Isto é feito pela integração do sinal instantâneo sobre a carga, que será comparado com a referência, determinando o momento de desligar Q1.

A corrente é medida por um DCCT (1 ppm/°C, ±10 ppm do fundo de escala). Sua saída é comparada com a saída de um conversor D/A de 16 bits. Os eventuais erros são integrados, modificando o ciclo de trabalho.

A indutância da carga e a atenuação devido às correntes induzidas no núcleo laminado e na câmara de alumínio reduzem a ondulação do campo a níveis aceitáveis. Na verdade são utilizadas 2 fontes de 750 A cada, operando independentemente para alimentar 2 conjuntos de dipolos.

O ruído eletromagnético produzido provoca interferências, especialmente no DCCT, mas isto é apontado como superável, não inviabilizando o projeto, especialmente em face à sua boa performance.

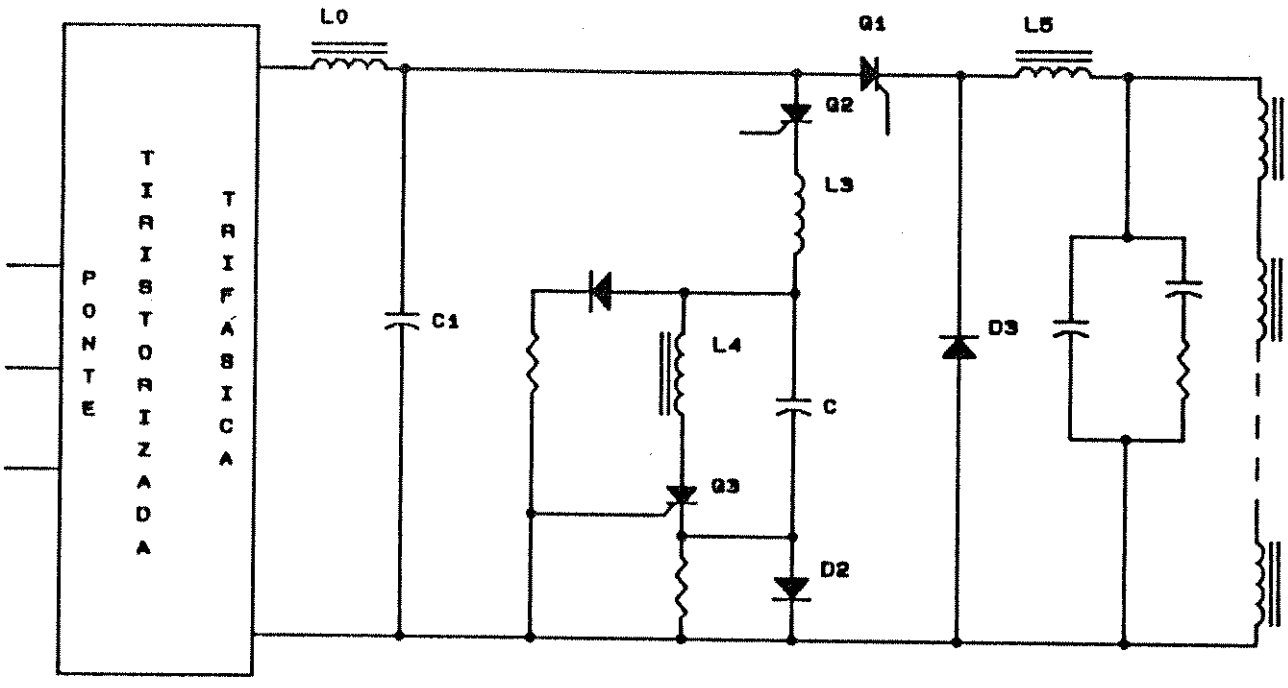


Figura 2.8. Topologia do conversor

2.6.3. LEP - CERN [2.21]

2.6.3.1 Considerações gerais

O LEP é um acelerador para colisão elétron/pósitron que opera a 60 GeV tendo um perímetro de 27 km.

As variações de alimentação previstas são -15% a +5% em 18 kV e -15% a +10% em 380 V. Todos os conversores, exceto os dos dipolos, devem ser refrigerados a ar, por convecção natural, operando com entrada de ar entre 10°C e 40°C. Os transformadores e retificadores de alta potência são imersos em óleo e alojados fora do prédio. Incentiva-se o uso do mesmo circuito eletrônico de controle para todos os tipos de conversores. Os conversores dispõem de dois medidores de corrente independentes: um para realimentação e outro para monitoração.

2.6.3.2 Fontes para a rede magnética

a) Dados de desempenho

Os dados de desempenho constantes na tabela 2.IV consideram uma variação de temperatura entre 20 °C e 30 °C, bem como as flutuações na rede. Quando a temperatura do ar estiver fora do limite especificado deve-se considerar o valor adicional especificado para as variações admissíveis na corrente. Para grandes flutuações na rede aparecerá um transiente de corrente na carga, o qual deve ser reduzido aos valores aceitáveis em milissegundos.

Apesar da faixa de corrente especificada na tabela, todos os conversores devem operar com até 5% de sua máxima corrente sem degradar significativamente a estabilidade da corrente, a ondulação e a repetibilidade. O erro de rampeamento da corrente aplica-se a uma rampa de 0,5 GeV/s. Rampas mais rápidas aumentam o erro.

Tabela 2.IV Alguns Conversores do LEP, fase 1, 60 GeV

Magneto	Quantidade de fontes	Corrente (A)	Tensão (V)	Estabil. da corrente (ppm)	Ondulação da corrente (ppm)	Precisão de rampa (ppm)	Estabil. Térmica (ppm/°C)
Dipolo	1	2670	2150	± 50	± 100	± 200	± 10
Quad. QF	2	250	2230	± 50	± 100	± 200	± 10
Quad. QD	2	250	2230	± 50	± 100	± 200	± 10
Sext. SF	8	110	220	± 100	± 300	± 300	± 10
Sext. SD	8	130	380	± 100	± 300	± 300	± 10
Quad. QSC	8	1800	25	± 100	± 200	± 200	± 20
Corr. CH	172	± 2,5	± 135	± 500	± 1000	± 300	± 40
Corr. CHA	88	± 5	± 35	± 500	± 1000	± 300	± 40

b) Conversores para dipolos e quadrupolos

A topologia utilizada é um retificador controlado convencional de 24 pulsos. Os magnetos são divididos em 2 grupos, alimentados por 2 conversores com tensão simétrica em relação a terra, fazendo que sobre cada grupo exista apenas 1/4 da tensão total. Um dos 4 conversores é o mestre, com controle de corrente. Os demais, escravos, são controlados em tensão.

c) Conversores para magnetos isolados

Para potências elevadas são usadas topologias convencionais de retificadores de 6 ou 12 pulsos com filtros passivos. Para potência até 40 kW são usados conversores chaveados de alta frequência que implicam numa maior eficiência energética, maior fator de potência, redução de volume, diminuição na produção de harmônicas e melhoria no desempenho dinâmico.

São usados 2 tipos de conversores. O primeiro (figura 2.9) é baseado em um conversor não isolado, operando a partir de uma fonte comum. Fontes de corrente modulares de 50 A/200 V são operadas a 20 kHz numa configuração polifásica. Cada uma das fontes deve satisfazer os requisitos de desempenho da carga. A defasagem no chaveamento é motivada pela redução na interferência eletromagnética produzida. Com uma carga com constante de tempo elevada, a malha de tensão pode ser usada para compensar eventuais transitórios que demorariam a ser sentidos na malha de corrente.

O segundo tipo de conversor (figura 2.10) propicia isolação entre os magnetos sendo um conversor série-ressonante. No secundário do transformador, um retificador não controlado e um filtro passivo fornecem alimentação CC ao magneto. Este conversor tem menor nível de interferência eletromagnética uma vez que a comutação no inversor se faz quando a corrente e/ou tensão estiverem em seu valor nulo.

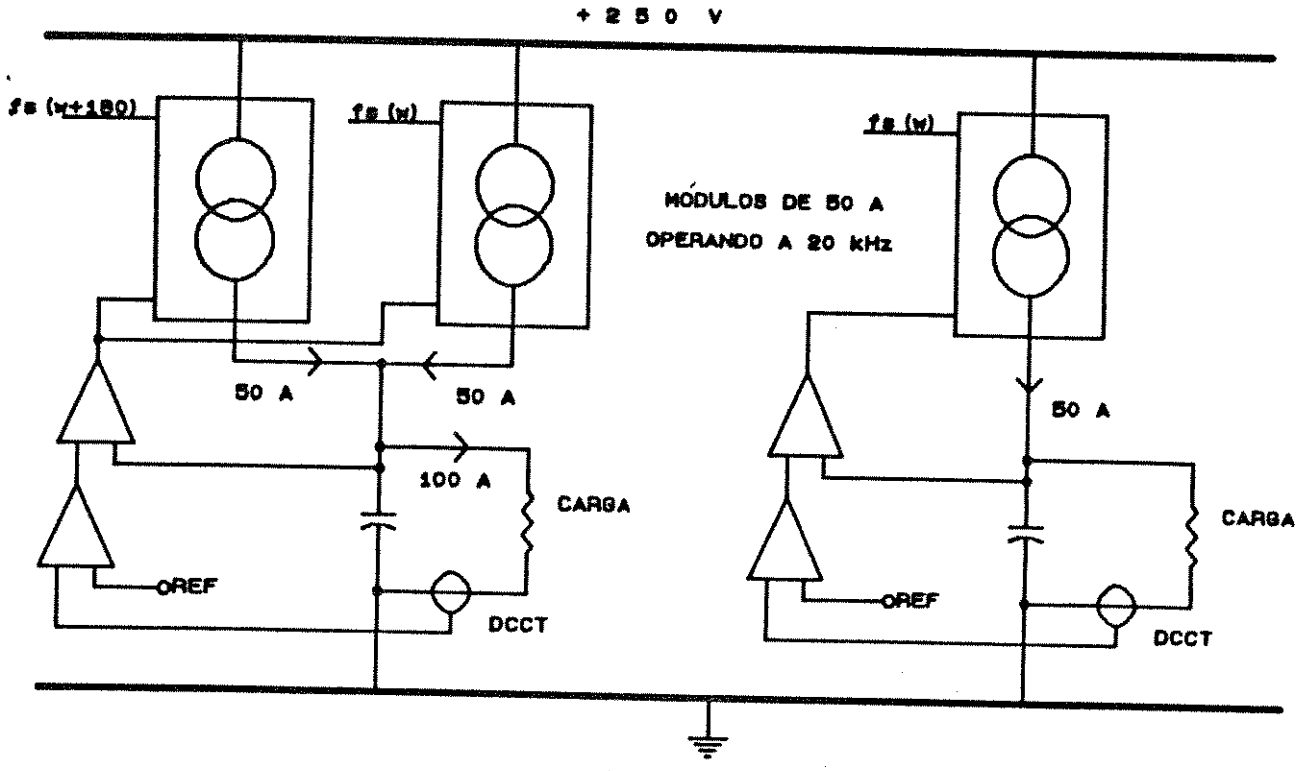


Figura 2.9. Sistema com fontes chaveadas modulares

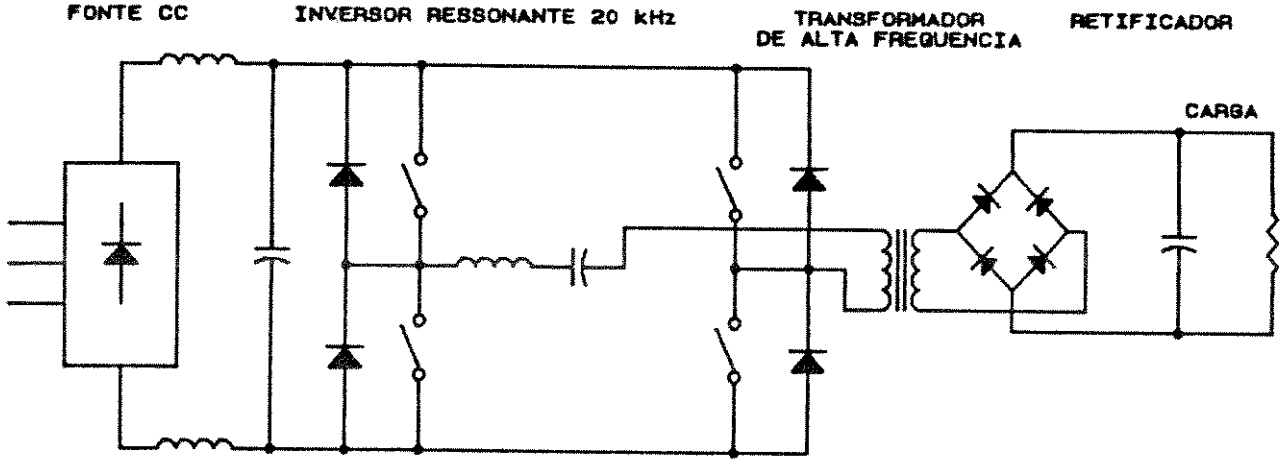


Figura 2.10. Conversor série-ressonante

d) Conversor para magnetos corretores

Conversores bipolares chaveados utilizando transistores MOSFET para 135V/5A, 40 kHz, têm sido utilizados. O conversor usa um estágio inversor conectado à rede, numa configuração de meia-ponte e alimenta um transformador de ferrite. Os secundários são conectados a chaves bidirecionais numa configuração de retificador controlado bifásico, em meia onda.

O controle da defasagem entre o chaveamento do primário e do secundário determina a magnitude e a polaridade da tensão de saida. A tensão média de saída é realimentada. Interferências de RF são eliminadas por filtros.

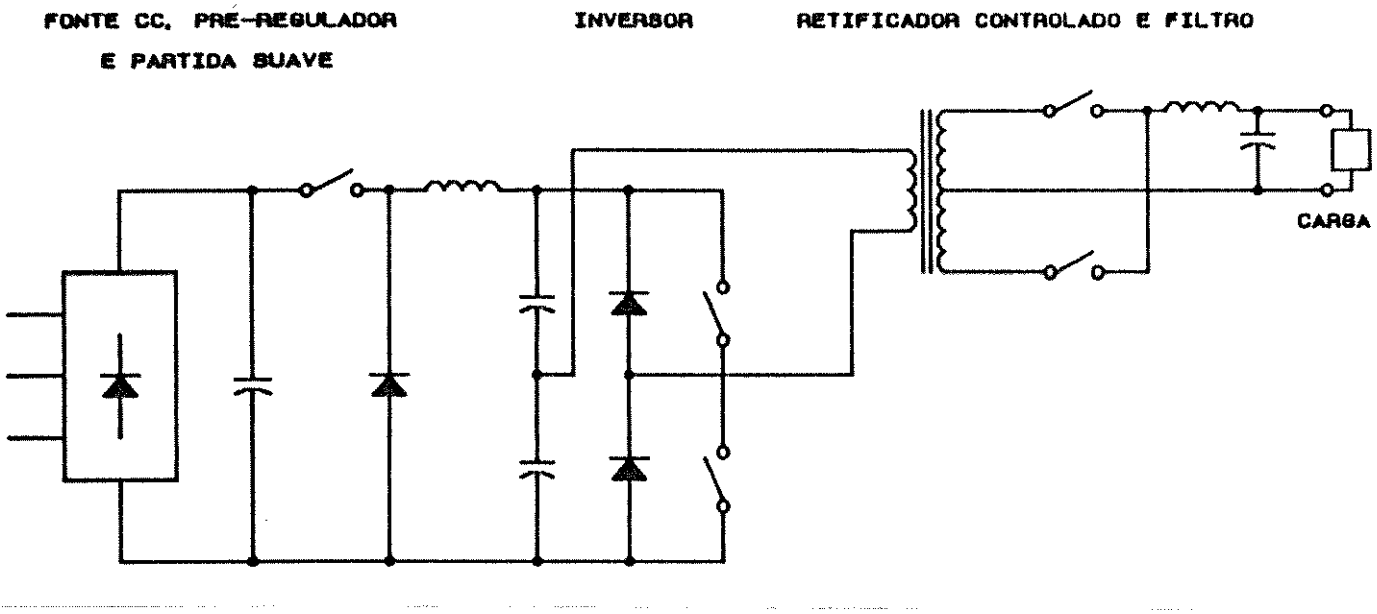


Figura 2.11. Conversor bipolar chaveado.

2.6.4. ESRF [2.22]

2.6.4.1 Anel de armazenamento

Como norma geral, a estabilidade de longo prazo necessária é da ordem de 10 ppm para dipolos e quadrupolos, enquanto para sextupolos e corretores exige-se 200 ppm. Para permitir a atuação com pósitrons preve-se a inversão no sentido das correntes por chaves mecânicas que operam com corrente nula.

a) Dipolos

Os 64 dipolos são conectados em série. Um 65º dipolo também é colocado em série, mas fora do anel, e sua função é ser usado como monitor do campo, fornecendo realimentação de seu valor absoluto através de uma ponta de prova inserida no magneto.

As principais características são:

Corrente: 729 A
Tensão: 1008 V
Potência:735 kW
Estabilidade de longo prazo: 10 ppm
Ondulação e ruído: < 20 ppm
Repetibilidade: < 100 ppm

Para evitar problemas devido à alta tensão CC aplicada aos magnetos e consequentes fugas de corrente pelo sistema de refrigeração e para a terra (que podem ser da ordem da regulação desejada), os magnetos são divididos em grupos tendo uma das fontes regulada em corrente, recebendo comandos do computador central e as demais sendo escravas e reguladas em tensão.

A estrutura das fontes é clássica, como mostrado na figura 2.12, com retificador controlado a tiristor. O controle é obtido por regulador série a transistor com tensões controladas pela saída do regulador de corrente.

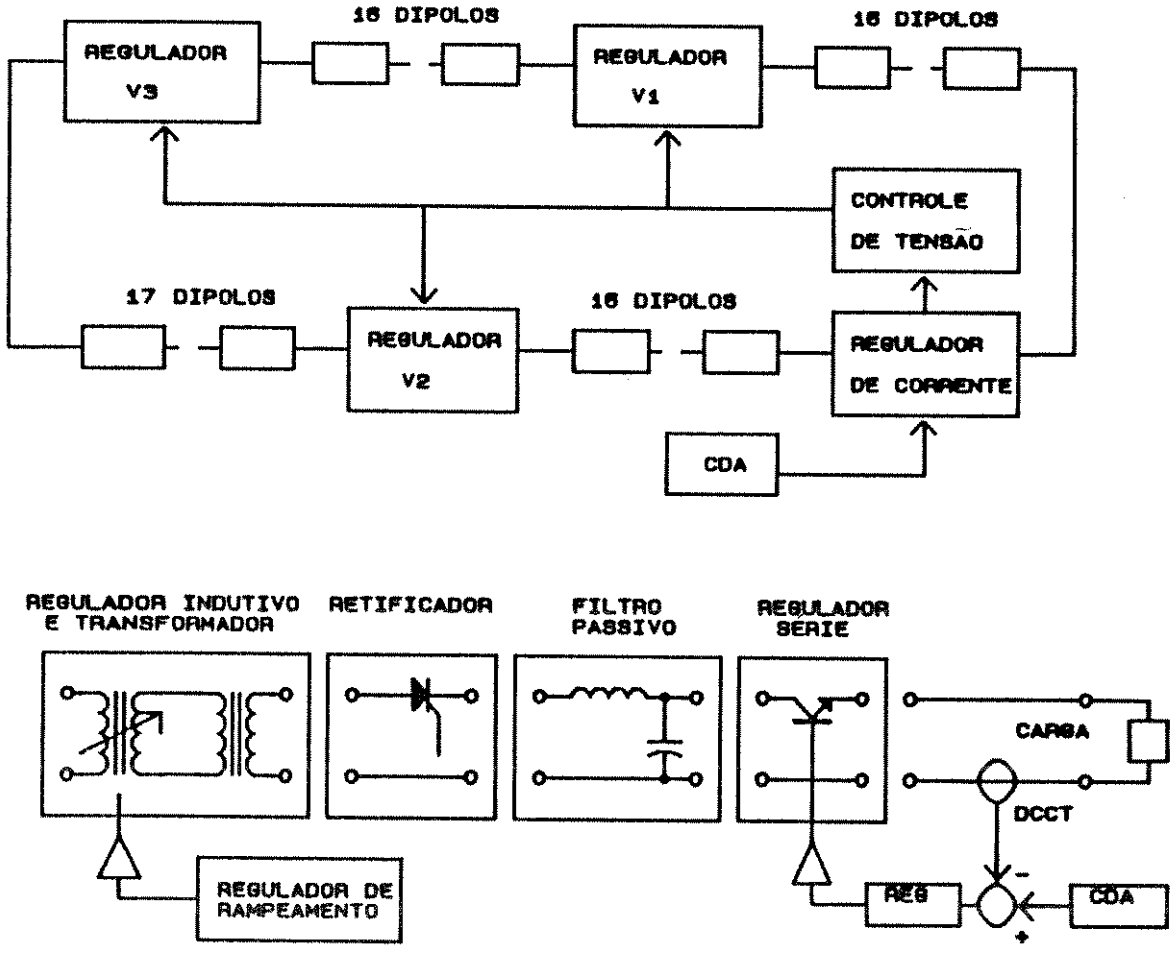


Figura 2.12. Diagrama de blocos das fontes para dipolos indicando a conexão dos quatro reguladores e o esquema simplificado de cada conversor.

b) Quadrupolos e sextupolos

Dependendo da função do quadrupolo e do sextupolo opta-se pela alimentação independente ou em série. As exigências para os quadrupolos e sextupolos são, respectivamente:

	Quadrupolos	Sextupolos
Estabilidade de longo prazo:	10 ppm	200 ppm
Ruído e ondulação:	20 ppm	500 ppm
Repetibilidade:	100 ppm	200 ppm

Para fontes que alimentam familias de quadrupolos são usados reguladores série linear a transistor, enquanto para os sextupolos são usados retificadores controlados a 12 pulsos. Para as fontes individuais são apresentadas quatro alternativas. Considere-se o fato de serem necessárias 320 destas fontes.

b.1) Fontes convencionais

Apesar de bem conhecidas e seguras, fontes com regulador série são a opção mais cara.

b.2) Fonte chaveada de alta frequência

Os elevados di/dt e dv/dt produzem interferências que podem afetar os circuitos eletro/eletrônicos

b.3) Fontes ressonantes

Neste sistema a potência para cada magneto vem de uma fonte CC comum e uma ponte a transistor aciona um conversor ressonante e alimenta o primário de um transformador, cujo secundário possui um retificador não controlado. O controle atua sobre o inversor. Esta fonte não possui os inconvenientes da alternativa anterior pois não provoca altos di/dt e dv/dt e a alimentação CC pode ser feita numa tensão mais elevada, reduzindo a corrente. Além disso os magnetos são eletricamente isolados (figura 2.13).

b.4) Barramento de corrente constante

Pode-se dispor, ao redor do anel, barramentos de corrente constante de diferentes valores, os quais podem alimentar os magnetos com corrente abaixo da fornecida. A regulação se fará pelo desvio do excesso de corrente por um transistor em paralelo com a carga (figura 2.14).

A solução a ser adotada pelo ESRF será baseada em critérios econômicos, já que as alternativas propostas atingem as exigências técnicas, apesar de algumas ressalvas apontadas. O custo de alimentar os magnetos isoladamente é de 3 a 5 vezes maior que alimentá-los em família.

2.6.4.2 Anel acelerador

Uma vez que se deseja uma taxa de repetição de 10 Hz na elevação da energia do feixe antes de injetá-lo no anel de armazenamento, a alternativa de obter o rampeamento através da simples conexão da alimentação a carga não é factível pois exigiria um crescimento de tensão além de níveis aceitáveis (exigiria uma fonte de tensão muito elevada).

Foi considerado o uso de uma fonte pulsada, descarregando a energia armazenada num capacitor, através de um tiristor, sobre a carga. Este sistema tem a vantagem de facilitar a sincronização dos diversos magnetos. Por razões de custo foi escolhida a alternativa clássica do circuito "White", mostrado na figura 2.15 [2.23].

Todos os dipolos são conectados em série, assim como os quadrupolos. O capacitor Cm ressoa em paralelo com os magnetos. O enrolamento Lc é dividido em 2 partes, cada uma ressonada com capacitores Cc/2. A fonte CC (retificador controlado de alta estabilidade de tensão) é conectada entre os 2 enrolamentos para não permitir a inversão da tensão. O inversor de 10 Hz utiliza como fonte CC um retificador de 12 pulsos e um inversor de corrente para alimentar o primário do transformador (figura 2.16).

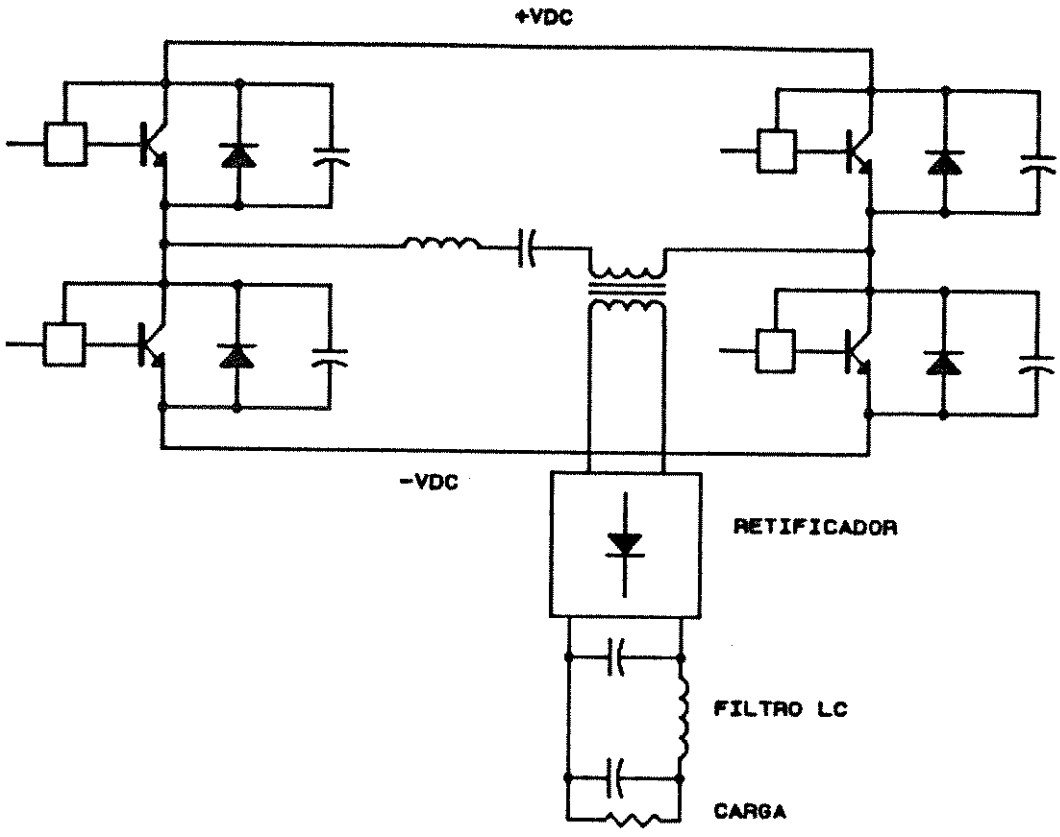


Figura 2.13. Fonte ressonante.

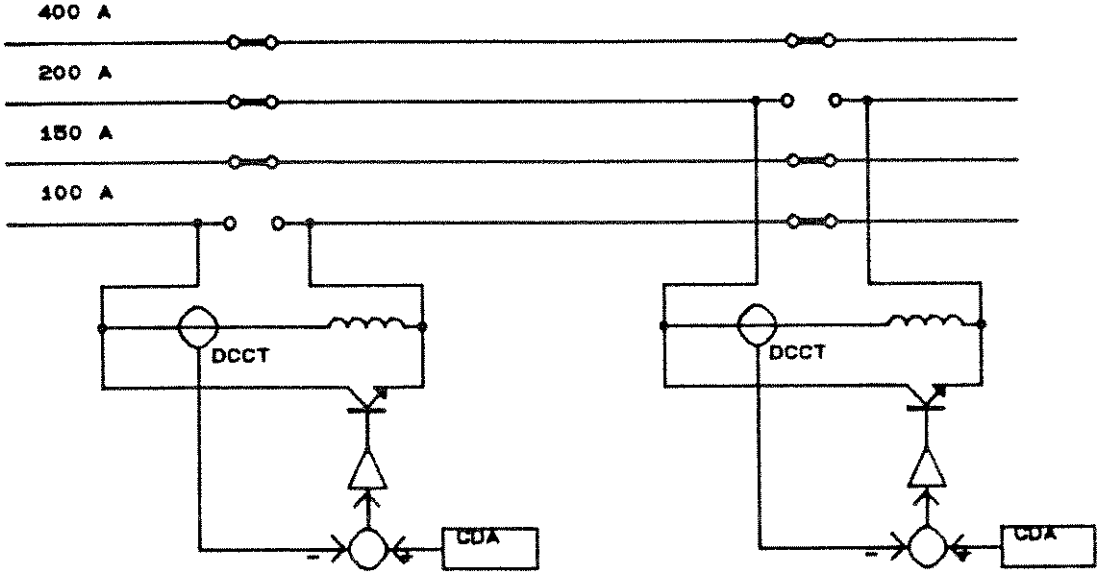


Figura 2.14. Barramentos de corrente

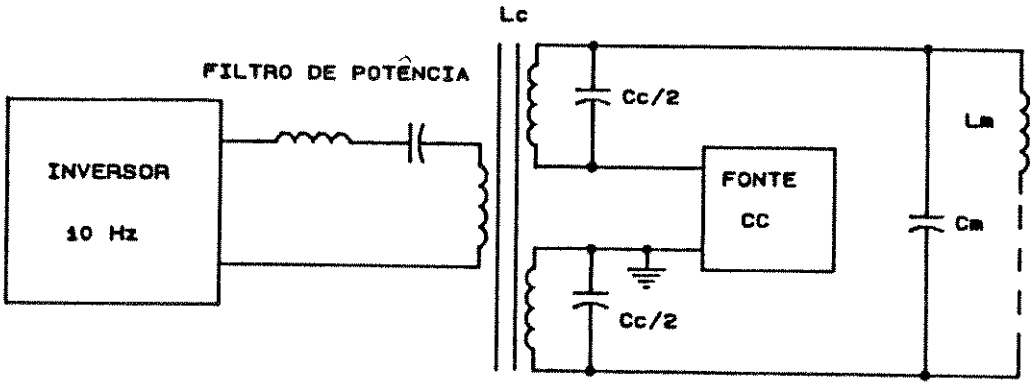


Figura 2.15. Circuito "White"

c) Rastreamento de campo

É fundamental que os campos produzidos pelos dipolos e quadrupolos cresçam de maneira uniforme, numa precisão de 0,1%. Erros podem ser causados pelos próprios magnetos, devido a mudanças no entreferro e/ou no campo residual. Quanto às fontes, como operam na frequência de ressonância, a carga será resistiva e a onda de 10 Hz produzida pelo inversor terá uma relação de fase constante com a componente de 10 Hz do campo. A fonte dos dipolos é referência para a dos quadrupolos, que operarão próximo à sua frequência de ressonância, mas fazendo uso de um ajuste através do retificador controlado, para garantir o rastreamento correto. A estabilidade indicada para os dipolos é de 20 ppm para a fonte CC e 100 ppm para a fonte CA.

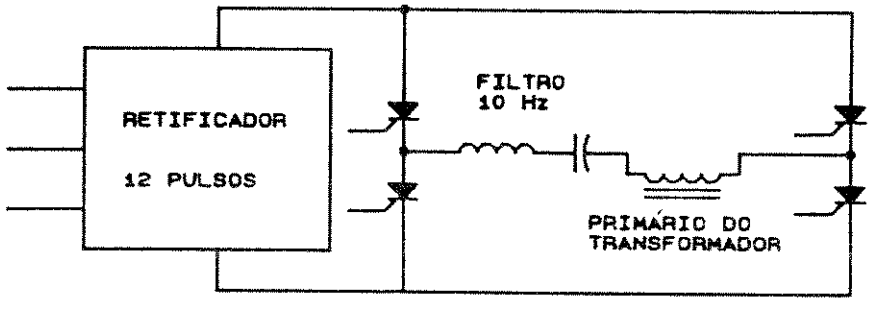


Figura 2.16. Circuito inversor

2.6.5. Projeto TRISTAN [2.24]

O projeto TRISTAN do National Laboratory for High Energy Physics, do Ministério da Educação do Japão prevê um anel de colisão elétron /pósitron.

As fontes dos dipolos e dos quadrupolos são alimentadas a partir de uma rede de 6,6 kV (1500 A para os dipolos e 1350 A para os quadrupolos) enquanto as demais fontes são alimentadas por uma rede em 420 V. As fontes de maior potência possuem retificadores de 24 pulsos, enquanto as demais, 12 pulsos.

2.6.5.1 Requisitos de desempenho

Para obter uma eficiente colisão entre elétrons e pósitrons nos quatro pontos de colisão ao redor do anel, o feixe deve ter um diâmetro menor que 1 mm, além de muito alta estabilidade. A estabilidade relativa, em 8 horas deve ser de ±100 ppm. O erro de rastreamento também é de 100 ppm, enquanto a ondulação deve ser menor que 200 ppm na injeção e menor que 100 ppm na corrente máxima.

2.6.5.2 Topologia das fontes

O esquema geral das fontes é formado por um retificador controlado (24 ou 12 pulsos) e um filtro CC, composto por um setor passivo e um ativo.

O filtro passivo é composto por um reator série e um capacitor paralelo, com um resistor de amortecimento, sendo sua função filtrar as harmônicas de alta frequência (acima da 12ª harmônica). Devido ao desbalanceamento das fases e a erros no disparo dos tiristores, existem também harmônicas de ordem inferior que não são absorvidas pelo filtro passivo. O filtro ativo consiste de um detetor de tensão,um filtro passa altas, um amplificador de potência e um transformador, com um de seus enrolamentos colocado em série com a carga.

A ondulação existente na tensão na entrada do filtro ativo será detetada no divisor de tensão, passando pelo filtro passa-altas é amplificado. É aplicado ao transformador um sinal com fase oposta à original, cancelando a ondulação.

Como principais vantagens são apontadas:
- alta confiabilidade
- a potência exigida pelo amplificador de saida é pequena
- controle simples
- em caso de mal funcionamento do circuito principal o filtro não é afetado.

Como as frequências da ondulação de tensão são relativamente baixas, as dimensões do transformador do filtro ativo são consideráveis, adicionando-se a isso o fato de por ele passar a totalidade da corrente da carga.

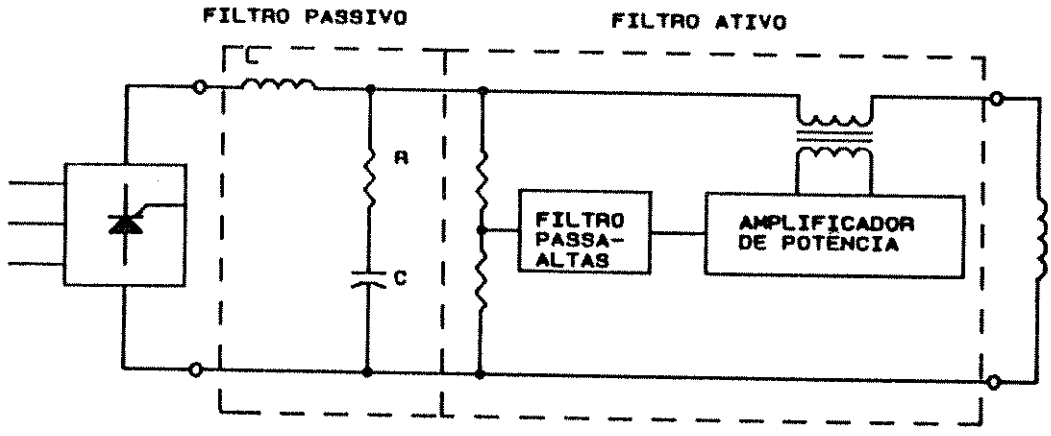


Figura 2.17. Configuração da fonte.

2.7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

2.1 European Synchrotron Radiation Facility
Foundation Phase Report
Fevereiro, 1987
Grenoble, França

2.2 Schott, G.A.
Electromagnetic Radiation
Cambridge University Press
Cambridge, 1972
EUA

2.3 Iwarenko, D. e Pomeranchuk, I.
On the Maximal Energy Attainable in a Betatron
Physic Reveue vol 65, no. 11, p.343
1944

2.4 Blewett J.P.
Radiation Losses in the Induction Electron Accelerator
Physic Reveue vol 69, no. 3, pp 87-95
1946

2.5 Baldwin G.C.
Origin of Synchrotron Radiation
Physics Today vol 28, Jan, pp 9-10
1975

2.6 Williams G.P.
Commercial Synchrotron Storage Rings
Synchrotron Radiation News, 1, 2
1988

2.7 Gonçalves da Silva, C.E.T. e Rodrigues, A.R.D.
Uma fábrica de fótons
Revista Brasileira de Tecnologia, vol 18, nº 2
1987

2.8 Gonçalves da Silva, C.E.T e Rodrigues, A.R.D.
Aceleradores Lineares para Irradiação de Sementes e Alimentos: Considerações Preliminares sobre Capacidade de Processamento
MP 012/89, LNLS, Agosto de 1989

2.9 Gonçalves da Silva, C.E.T.
National Laboratory for Synchrotron Light
MCT, CNPq, LNLS
1988

2.10 Lin,L.; Jahnel,L.; Tavares,P.
A Magnet Lattice for the LNLS Soft X-ray Source
MP 13/90, LNLS, Novembro, 1990

2.11 Gonçalves da Silva, C.E.T.
Acelerador Linear Injetor
MCT, CNPq, LNLS
1990

2.12 Neuenschwander, R. e Ortiz, W.A.
Projeto de Lentes Magnéticas para o LINAC do LNLS
MP 05/88, LNLS, Maio 1988

2.13 Banford, A. P.
The Transport of Charged Particle Beams
E. & F.N. Spon Limited
Londres, 1966

2.14 Neuenschwander, R. e Talarico, F.W.B.
Rede Magnética do Acelerador Linear
Relatório Interno LNLS
Maio, 1990

2.15 Talarico, F.W.B. e Neuenschwander, R.
Dipole Magnets for the LNLS Synchrotron Light Source
European Particle Accelerator Conference
Nice, França, Junho 1990

2.16 Bryant, P. J.
Introduction to Transfer Lines and Circular Machines
CERN
Genebra, Suiça, 1984

2.17 Bryant, P. & Turner, S. (Ed.)
General Accelerator Physics
CERN Accelerator School
Paris, França, 1984

2.18 1-2 GeV Synchrotron Radiation Source
Conceptual Design Report
Lawrence Berkeley Laboratory
University of California, 1986

2.19 Appelo, H.C. et al.
The Zero-flux DC Current Transformer, a High Precision Bipolar Wide-band Measuring Device
IEEE Trans. Nucl. Sci., 24, 1977

2.20 Bagley, G.P.
NSLS Dipole Power Supply
IEEE Power Electronics Specialists Conference
Junho, 1980

2.21 LEP Design Report
European Organisation for Nuclear Research
Genebra, Suiça, 1984

2.22 Sanelli, C.
Main Ring Magnet Power Supply
Internal Report
European Synchrotron Radiation Facility
Suiça, 1984

2.23 Bothe, W.
Resonant Excitation of Synchrotron Magnets
in Power Converters for Particle Accelerators
CERN Accelerator School
Março, 1990

2.24 Kumagai, N. et alli
High Stability Power Sources for Bending and Quadrupoles Magnets of TRISTAN Project
Hitachi Review, vol. 34 (1985), no. 3

CAPÍTULO 3

FONTES DE CORRENTE DE ALTO DESEMPENHO

3. FONTES DE CORRENTE DE ALTO DESEMPENHO

Neste capítulo será apresentada a proposta topológica para as fontes de corrente de média e alta potência a serem utilizadas na alimentação de dipolos e quadrupolos do acelerador circular do LNLS.

O circuito proposto representa uma alternativa às várias topologias citadas no capítulo anterior e, embora não seja nosso objetivo fazer uma comparação entre elas, serão apresentados alguns aspectos relevantes e determinadas diferenças de desempenho e operação.

São discutidas e comparadas diferentes possibilidades de controle do circuito, bem como apresentados resultados de testes das principais características exigidas destes equipamentos.

3.1 A TOPOLOGIA

Os reguladores chaveados apresentam diversas características interessantes no que se refere à alimentação em corrente contínua de cargas com característica indutiva, principalmente sua eficiência, a possibilidade de uma melhor resposta dinâmica (comparada aos circuitos retificadores a tiristores) e a redução da ondulação de corrente e de campo magnético proporcional à frequência de chaveamento. Como importante restrição é apontado o elevado nível de rádio-interferência produzida basicamente por altas taxas de variação de tensão (dv/dt) e de corrente (di/dt) decorrentes do chaveamento.

Em aplicações de baixa potência, com reduzida tensão e/ou corrente, estes problemas podem ser reduzidos a níveis aceitáveis por meio de blindagens e filtros adequados, mas para potências elevadas isto se torna cada vez mais difícil, especialmente considerando-se que se trata de equipamentos que devem apresentar estabilidade, ondulação e repetibilidade menores que 100 ppm.

A topologia proposta procura aproveitar o desempenho dos reguladores chaveados sem, no entanto, apresentar os inconvenientes elevados di/dt e dv/dt, mesmo operando em potência elevada.

A idéia básica é a de que o regulador chaveado não precisa manobrar toda a tensão necessária para alimentar a carga, mas sim uma pequena fração, suficiente para garantir o desempenho exigido [3.1]. Associam-se, pois, duas fontes de tensão em série, uma de valor elevado mas de baixo desempenho (por exemplo, um retificador controlado a tiristores com filtro LC) e o regulador chaveado com, digamos, 10% da tensão total. Desta forma, se uma carga necessita de 800 V para atingir sua corrente, o circuito chaveado deverá comutar uma tensão da ordem de 80 V, ou seja, um valor baixo o suficiente para permitir obter reduzidos problemas causados por dv/dt.

Pelo diagrama da Figura 3.1, no entanto, observa-se que o elemento chaveador deve comutar a totalidade da corrente da carga, por exemplo, 300 A. A fim de reduzir a corrente chaveada pelo transistor modifica-se a topologia conforme indicado na Figura 3.2. A corrente é dividida em N módulos chaveadores independentes, que utilizam pequenas indutâncias de equalização de corrente

Consideremos um dado ponto de operação em que a tensão fornecida pela ponte tiristorizada seja fixa. A regulação fina da corrente é feita pelo regulador chaveado.

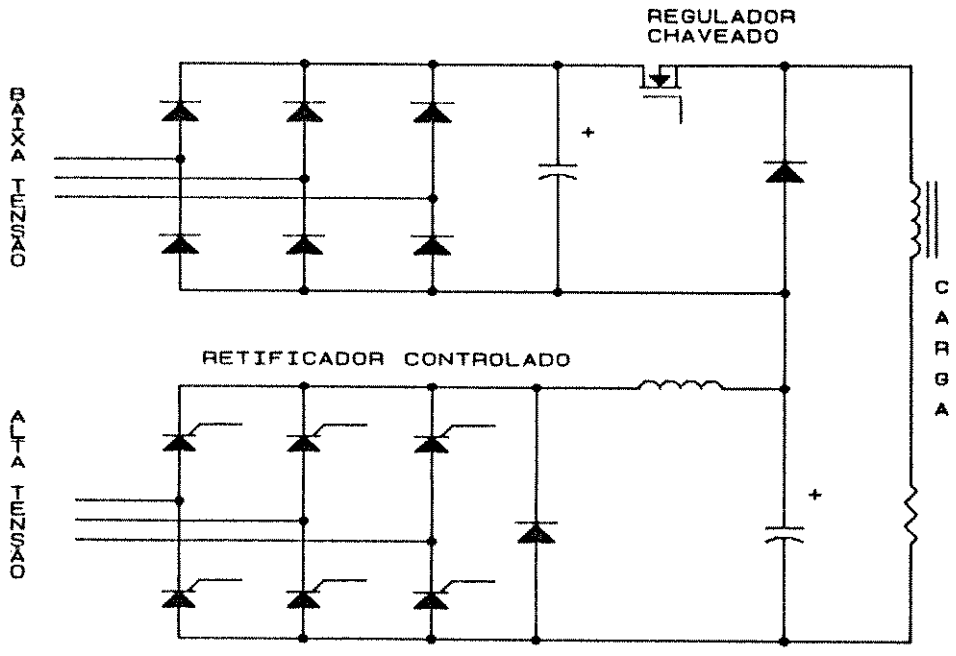


Figura 3.1 Topologia básica para redução da tensão no regulador chaveado.

Com os transistores desligados a corrente circula pelos diodos de livre-circulação. Na entrada em condução de um transistor, o respectivo diodo de circulação é reversamente polarizado, comutando; a corrente passa a circular pelo transistor e se adiciona à tensão da carga uma fração da tensão de alimentação dos módulos chaveados, fração esta que depende do número de transistores em condução, pois as indutâncias de equalização comportam-se como um divisor de tensão.

A fim de evitar a manobra de toda corrente no mesmo instante, o acionamento dos transistores não é simultâneo, mas sim a intervalos de poucos micro-segundos o que, além de reduzir o di/dt, propicia uma ainda maior redução no dv/dt da tensão sobre a carga pois esta crescerá em degraus de valor 1/N da tensão total do regulador chaveado [3.2].

Na Figura 3.3 pode-se observar a forma gradativa do crescimento da tensão e a respectiva ondulação da corrente, resultados obtidos em um protótipo de 15 kW (300 A, 50 V), cujas características serão descritas no decorrer deste capítulo.

As exigências em torno da fonte de baixa tensão são mínimas, sendo suficiente um retificador não controlado trifásico com pequeno filtro capacitivo, uma vez que a regulação fina é determinada pela variação do ciclo de trabalho (razão cíclica) do regulador chaveado que deve ser capaz de compensar não apenas as relativamente pequenas variações de tensão de sua própria fonte mas principalmente as variações mais significativas da fonte tiristorizada e da rede.

O filtro LC da fonte de tensão mais elevada deve ser calculado de modo a que a ondulação de tensão à sua saída seja inferior a tensão disponível no regulador chaveado.

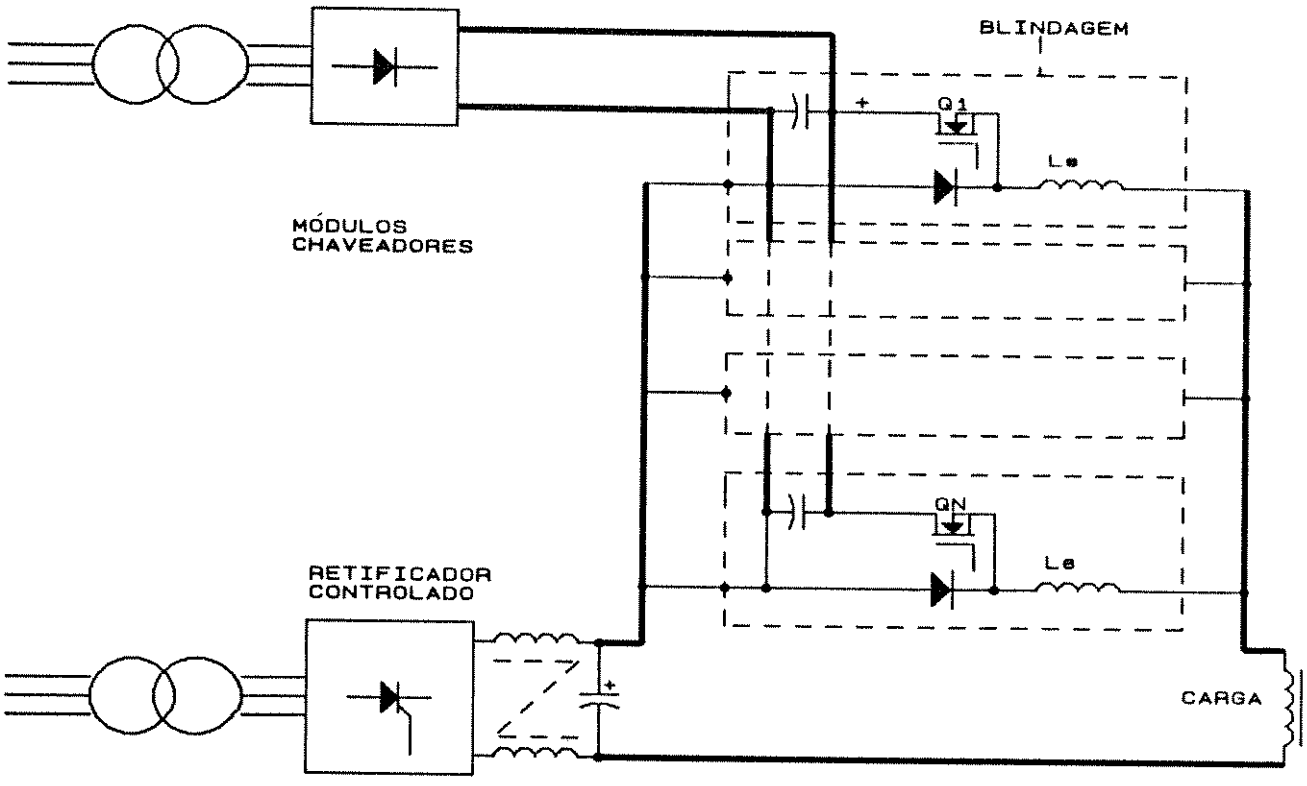


Figura 3.2 Topologia proposta para o conversor para obter reduzidos dv/dt e di/dt

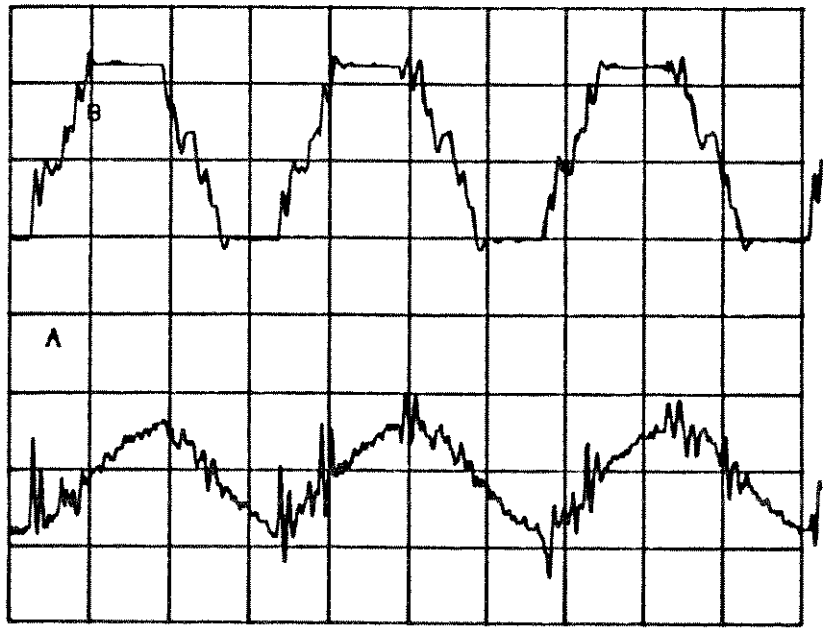


Figura 3.3 Tensão de saída dos módulos chaveadores (5 V/div) e ondulação de corrente na carga (20 mA/div), 20 μs/div, Io = 50 A

Com o intuito de reduzir ainda mais a rádio-interferência irradiada a montagem dos componentes nos quais existe corrente pulsada é feita dentro de um túnel metálico cujas paredes são o retorno da corrente, buscando-se uma simetria "coaxial", realizando uma blindagem parcial dos campos elétrico e magnético.

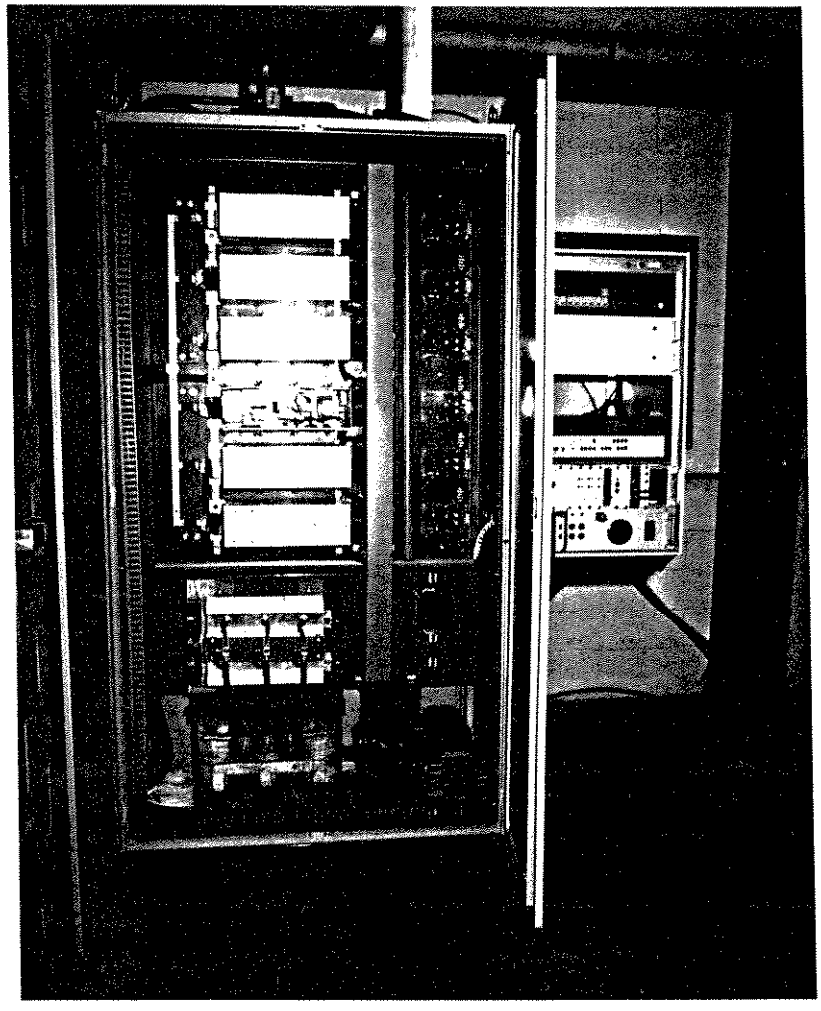


Figura 3.4 Fotografia do equipamento mostrando os módulos chaveadores

Estas fontes devem variar sua corrente, em princípio, numa faixa de cerca de 22 A a 254 A uma vez que quando o feixe de elétrons é injetado ele está a uma energia de 100 MeV. À medida que crescer a energia é preciso aumentar o campo magnético dos dipolos a fim de manter a trajetória fechada dentro do anel. À energia final (1,15 GeV) a corrente prevista é de 254 A. Esta variação se faz num intervalo de aproximadamente 20 s. A fonte deve ser capaz de fornecer correntes superiores para permitir eventuais aumentos na energia do feixe.

3.2 SISTEMA DE CONTROLE

O sistema de controle da topologia é composto pelos controles dos módulos chaveadores e do retificador tiristorizado. Utiliza-se uma única malha de realimentação: a de corrente da carga. Como se verificou no capítulo 2, as topologias lá citadas empregam duas ou três malhas: uma ou duas malhas de tensão para correções rápidas (especialmente variações na tensão de alimentação) e uma de corrente, para compensar derivas na resistência da carga.

A realimentação de corrente na topologia proposta controla o regulador chaveado, determinando o ciclo de trabalho. O retificador é controlado a partir do valor deste ciclo de trabalho.

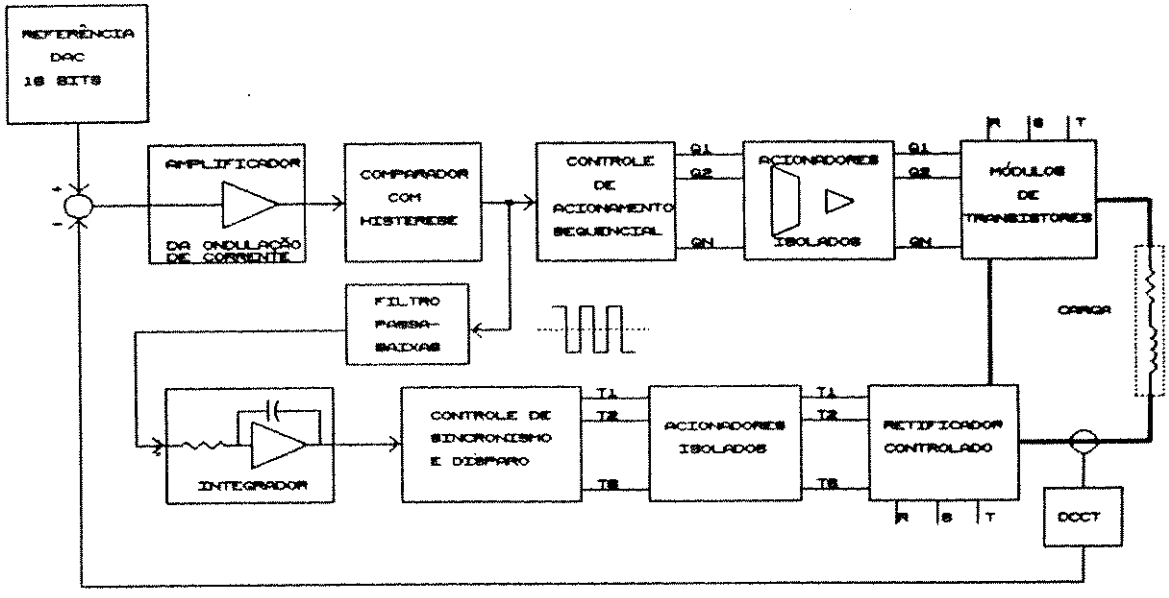


Figura 3.5 Estrutura do sistema de controle MLC

3.2.1 O regulador chaveado

Foram consideradas duas alternativas para o controle do elemento chaveador: Modulação por Largura de Pulso (MLP) e Modulação por Limites de Corrente (MLC).

O sistema MLP, que se caracteriza por uma operação a frequência constante, é muito utilizado em circuitos chaveados especialmente devido à sua característica de transferência linear. Por outro lado, seus sistemas de controle empregam, em geral, controladores PI ou PID.

Uma vez que a topologia proposta provoca uma mudança na tensão aplicada à carga, conforme foi visto na Figura 3.3, não é possível realizar uma realimentação de tensão, a menos que se filtrasse o sinal de tensão sobre a carga a fim de obter seu valor médio. Este processo de filtragem e de compensação com componente integral, leva a uma dada velocidade de resposta do sistema que determina, dentre outros fatores, sua capacidade de rejeição a perturbações vindas da rede. Uma malha de corrente continua sendo necessária para compensar, por exemplo, alteração na resistência da carga provocada por mudança na temperatura do enrolamento. No entanto, o emprego apenas da malha de corrente, controlando seu valor médio, compromete também a rejeição de perturbações provocadas por transitórios na alimentação e que demorariam a se refletir na corrente dada a elevada constante de tempo da carga.

O método MLC, por sua vez, se caracteriza por operar com uma ondulação constante de corrente, variando a frequência de operação e a razão cíclica em função da corrente da carga. São estabelecidos limites máximo e mínimo de corrente e o chaveamento é feito de modo a mantê-la dentro de tais limites. Faz-se apenas uma realimentação do valor instantâneo da corrente, sendo possível compensar perturbações na alimentação alterando-se instantaneamente o ciclo de trabalho a fim de manter a corrente nos limites determinados. O estreitamento de tais limites leva a uma elevação na frequência de chaveamento, a qual será limitada pela resposta dinâmica do sistema, conforme será analisado no capítulo 5, e pelo menor sinal de corrente detetável pelo circuito eletrônico..

Empregando-se apenas um regulador chaveado (como o da figura 3.8) e controle MLP e MLC foram obtidos os resultados de rejeição a perturbações na tensão CC de alimentação. Esta tensão CC é obtida a partir de um retificador trifásico a diodos com filtro capacitivo. O circuito sob teste tem as seguintes características:

$V = 13\ V$ $L = 15\ mH$ $Io = 11{,}5\ A$ $R = 0{,}5\ \Omega$
$\Delta I = 40\ mA$ (MLC) $f = 10\ kHz$ (MLP)

As figuras 3.6 e 3.7 indicam resultados para perturbações de 2 V na tensão CC.

Os picos observados tanto no sinal de tensão como no de corrente são provocados por componentes parasitas que serão descritos e analisados no capítulo 4. Note-se que com uso de MLC não ocorre variação significativa no valor médio da corrente da carga uma vez que o circuito de controle altera instantaneamente o ciclo de trabalho a fim de manter a corrente nos limites estabelecidos.

Para o circuito MLP, usando apenas a malha de corrente (como no MLC) e controlador PI, tem-se uma variação na corrente média que acompanha a perturbação na entrada. O aumento do ganho proporcional reduz a sensibilidade a perturbação mas caminha no sentido de tornar o sistema instável.

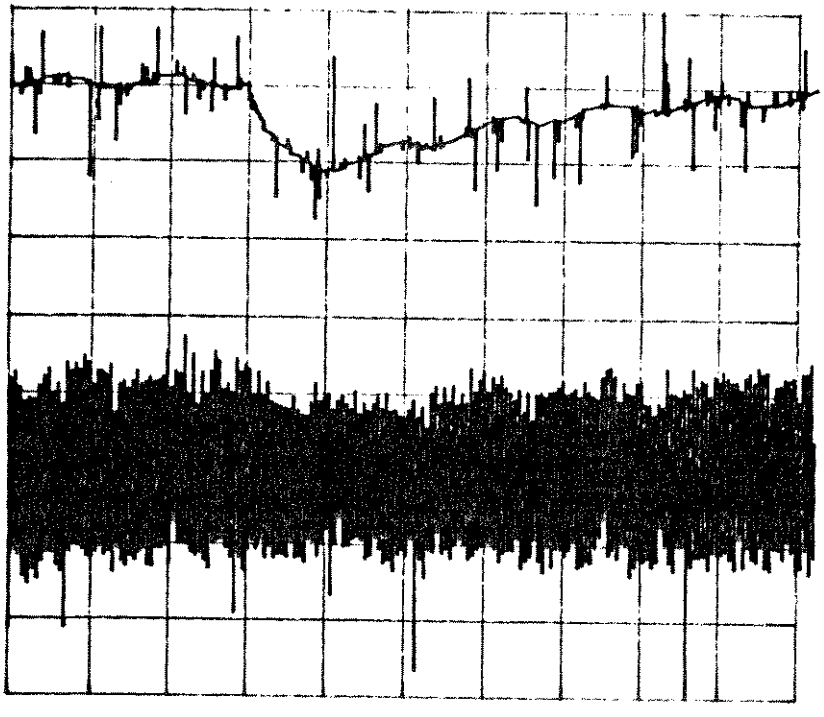


Figura 3.6 Variação na tensão CC do regulador chaveado (2 V/div)
e ondulação da corrente de carga (20 mA/div), 2 ms/div, uso de MLC

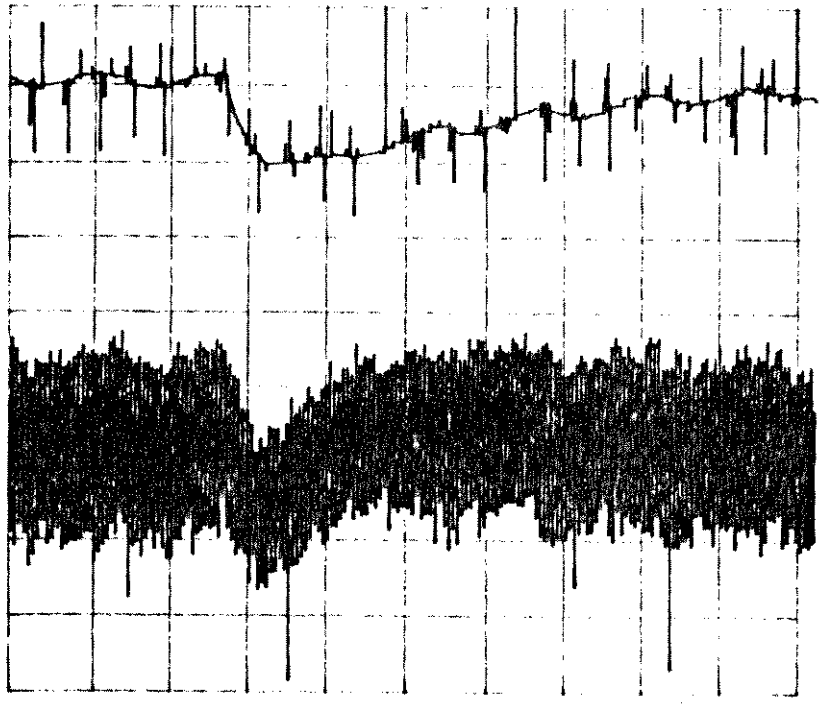


Figura 3.7 Variação na tensão CC do regulador chaveado (2 V/div)
e ondulação de corrente de carga (20 mA/div), (2 ms/div)
Uso de MLP

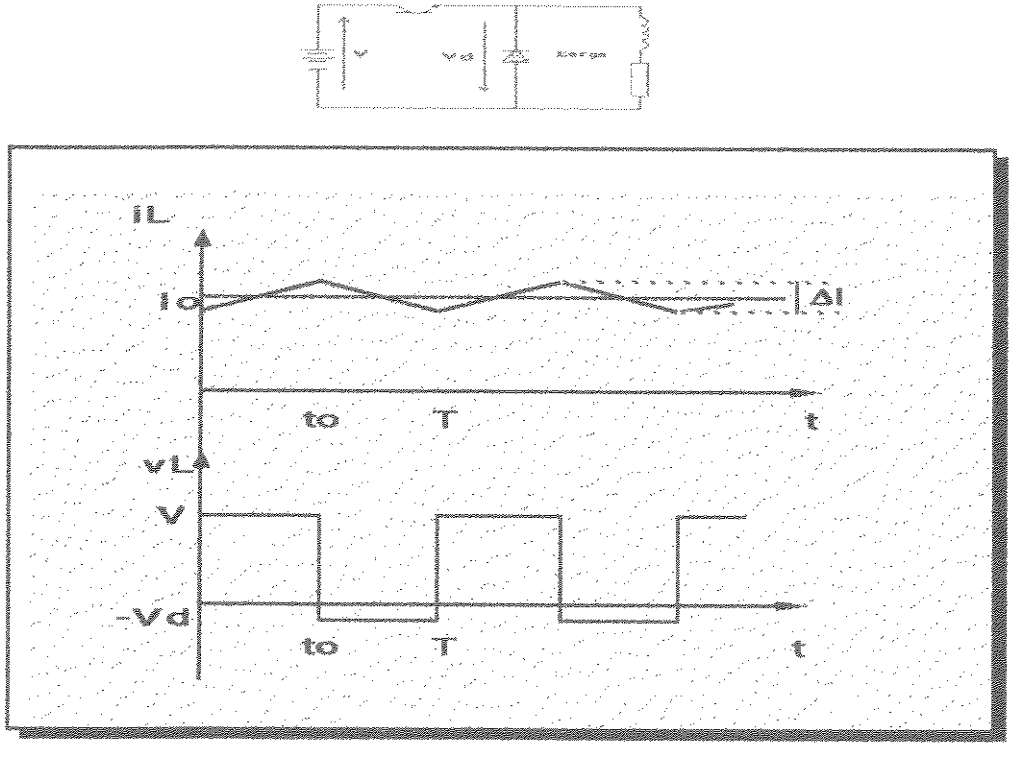


Figura 3.8 Circuito básico analisado, corrente e tensão na saída do regulador chaveado

Considerando apenas uma fonte chaveada ideal e carga RL tem-se as formas de onda mostradas na Figura 3.8. Quando o transistor é ligado, a corrente, que está em seu valor mínimo, passa a crescer.

$$i_L(0) = Io - \frac{\Delta I}{2} \tag{3.1}$$

$$v_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} + R \cdot i_L(t) = V \tag{3.2}$$

i_L: corrente da carga (valor instantâneo)
Io: corrente média da carga
v_L: tensão instantânea sobre a carga
V : tensão da fonte CC (desconsiderando sua ondulação)
L : indutância da carga
R : resistência da carga
ΔI: ondulação de corrente da carga (valor pico-a-pico)
Vd: tensão de condução do diodo de circulação
to: intervalo de condução do transistor
T : período de chaveamento

Quando o transistor é desligado a corrente passa a circular pelo diodo, diminuindo.

$$i_L(to) = Io + \frac{\Delta I}{2} \tag{3.3}$$

$$v_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} - R \cdot i_L(t) = Vd \tag{3.4}$$

Sendo praticamente linear a variação da corrente, uma vez que a constante de tempo da carga é muito maior que o período de chaveamento, tem-se:

$$V = L \cdot \frac{\Delta I}{to} + R \cdot \left(Io + \frac{\Delta I}{2} \right), t = to \tag{3.5}$$

$$to = \frac{\Delta I \cdot L}{V - R \cdot \left(Io + \frac{\Delta I}{2} \right)} \tag{3.6}$$

$$Vd = L \cdot \frac{\Delta I}{(T - to)} - R \cdot \left(Io - \frac{\Delta I}{2} \right), t = T \tag{3.7}$$

Substituindo 3.6 em 3.7:

$$T = \frac{L \cdot \Delta I \cdot (V + Vd - R \cdot \Delta I)}{\left[V - R\left(Io + \frac{\Delta I}{2} \right) \right] \left[Vd + R\left(Io - \frac{\Delta I}{2} \right) \right]} \tag{3.8}$$

Considerando que a ondulação de corrente desejada é muito menor do que a corrente média:

$$T = \frac{L \cdot \Delta I \cdot (V + Vd)}{(V - R \cdot Io)(Vd + R \cdot Io)} \tag{3.9}$$

Sendo V >> Vd, a expressão para a frequência de chaveamento será:

$$f = \frac{R \cdot Io \cdot \left(1 - \frac{R \cdot Io}{V}\right)}{L \cdot \Delta I} \tag{3.10}$$

O termo (R . Io / V) representa o ciclo de trabalho do transistor e seu complemento, o do diodo.

Este modelo é valido para uma situação de condução contínua, ou seja, Io >ΔI/2, que é a situação de operação do conversor.

Considerando uso de MLP tem-se que a frequência é constante e a ondulação de corrente varia em função da corrente média. No caso de MLC, a variação da corrente é fixa e a frequência de chaveamento varia. Para exemplificar consideremos:

R = 0,5 Ω L = 15 mH
V = 13 V Vd = 0,8 V
f = 20 kHz (MLP) ΔI = 12 mA (MLC)

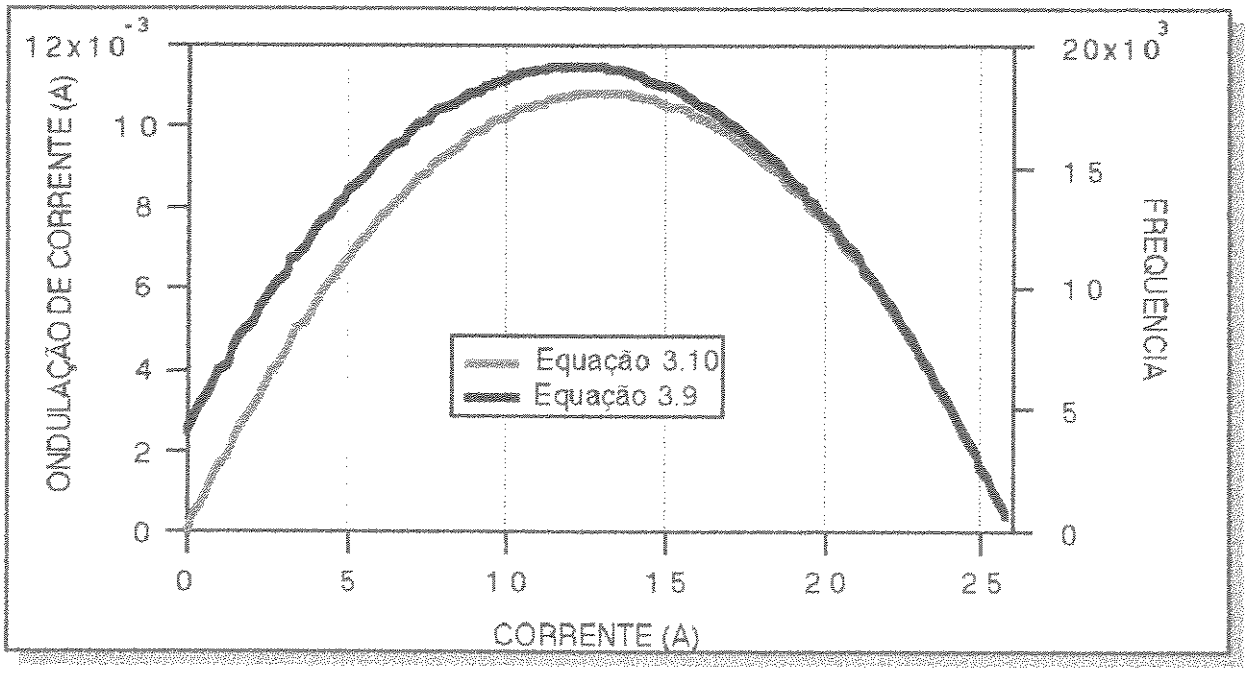


Figura 3.9 Variação da ondulação da corrente para MLP e da frequência para MLC (eqs. 3.9 e 3.10)

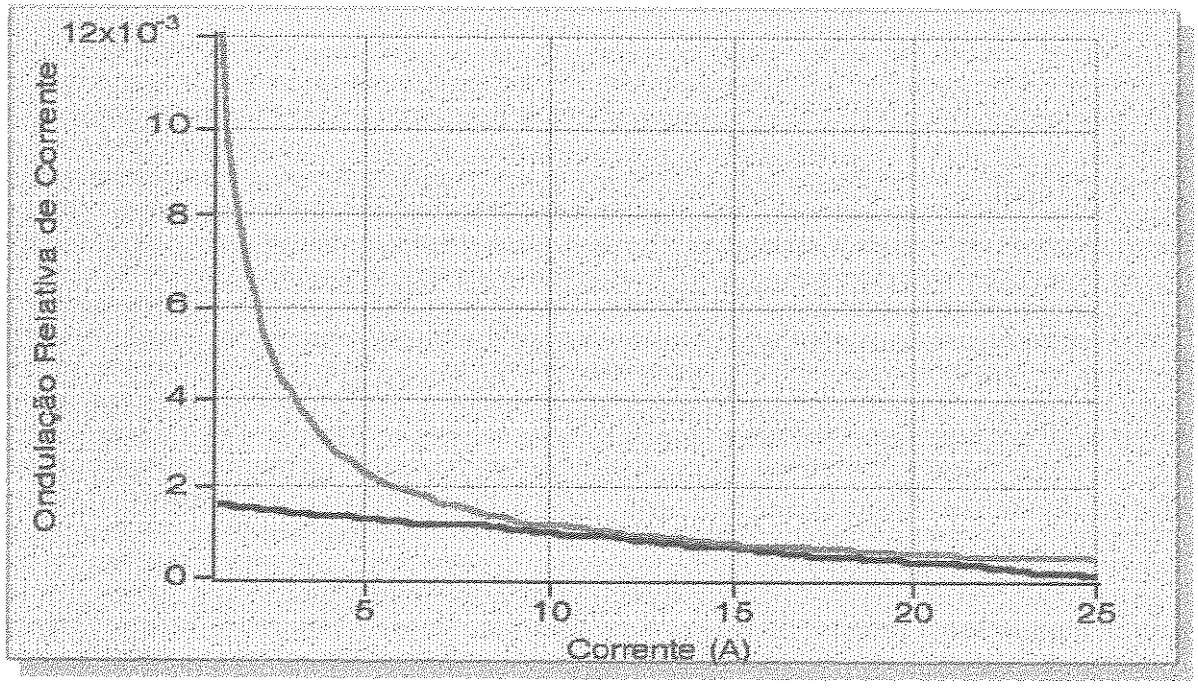


Figura 3.10 Ondulação relativa de corrente para MLC e MLP

Nota-se que a máxima frequência em MLC ocorre à metade da corrente máxima, ou seja, com um ciclo de trabalho de 50% (eq. 3.10). Para a eq. 3.9 o máximo ocorre para um ciclo de trabalho ligeiramente menor (46%). Nestas mesmas situações a ondulação de corrente é máxima para MLP.

A ondulação relativa de corrente é indicada na Figura 3.10 para MLP e MLC. Nota-se que o emprego de MLP produz valores inferiores aos obtidos com MLC, praticamente igualando-se para um ciclo de trabalho de 50%, quando a corrente tem a metade do valor máximo possível.

No caso MLC a curva é uma hipérbole, uma vez que a ondulação de corrente é constante. Para baixos valores de corrente média a ondulação relativa assumirá valores muito elevados. Como a faixa de variação da corrente para as fontes que atuarão no anel é de aproximadamente 1:10, a operação em baixa corrente média deve apresentar uma ondulação relativa aceitável para os requisitos de desempenho estabelecidos.

Para MLP a curva é uma reta que pode ser obtida da equação 3.10. As curvas são limitadas a uma corrente média mínima de $\Delta I/2$ acima da qual é valida a análise desenvolvida.

No exemplo dado, para MLC ,a ondulação relativa a 2 A é de ±0,3% e a 20 A é de ±0,03%. Para MLP tem-se ±0,08% a 2 A e ±0,02% a 20 A.

No caso da topologia proposta, a tensão do retificador (Vr) se soma à do regulador chaveado e a equação 3.9 é reescrita como:

$$f = \frac{(V + Vr - R \cdot Io)(R \cdot Io - Vr - Vd)}{L \cdot \Delta I(V + Vd)} \tag{3.11}$$

Desconsiderando Vd tem-se:

$$f = \frac{(R \cdot Io - Vr)\left[1 - \frac{R \cdot Io - Vr}{V}\right]}{L \cdot \Delta I} \tag{3.12}$$

Dado o sistema de controle indicado na Figura 3.5, a tensão sobre a carga, R . Io, é a soma da tensão de saída do retificador com a tensão média de saída do regulador chaveado. O ciclo de trabalho do regulador chaveado é dado por:

$$\partial = \frac{R \cdot Io - Vr}{V} \tag{3.13}$$

Como as alterações no valor de Vr são lentas em relação ao chaveamento, uma vez que são devidas à ondulação da tensão retificada (360 Hz) e à alteração do ponto de operação do retificador, é o ciclo de trabalho que se altera para compensar tanto a ondulação da tensão como perturbações na alimentação.

O circuito de controle é implementado para operar, em regime, com um ciclo de trabalho constante de 50%. Isto se faz , principalmente, por duas razões. Nesta situação tem-se o chaveamento próximo à máxima frequência, o que é interessante devido ao maior efeito de redução na ondulação do campo magnético proporcionada pela câmara de vácuo e pelo material magnético do núcleo do magneto. Por outro lado, com tal razão cíclica é possível compensar variações rápidas na alimentação quer sejam positivas ou negativas. Para outros ciclos de trabalho a compensação em um dos sentidos seria prejudicada.

Assim, o segundo fator da equação 3.12 é constante, bem como o termo (R . Io - Vr), que valerá V/2. Desta forma a operação em MLP produziria uma ondulação constante de corrente, assim como a operação em MLC se faria a frequência constante, mesmo com variação na corrente média da carga, desde que:

$$R \,.\, Io > V/2, \text{ ou } Vr > 0 \tag{3.14}$$

A frequência de chaveamento (ou a ondulação da corrente) é dada por:

$$f = \frac{V}{4 \cdot L \cdot \Delta I} \tag{3.15}$$

Considerando que existe uma frequência máxima na qual é possível operar, frequência esta determinada por características dinâmicas do sistema e limites dos elementos chaveadores, e que tanto atuando em MLP como em MLC é possível atuar até tal frequência, a ondulação de corrente tanto para MLC quanto para MLP será a mesma

(uma vez que o ciclo de trabalho é de 50%), não existindo o melhor desempenho da MLP observado na análise isolado do conversor chaveado.

Considerando ainda que o sistema MLC possui inerentemente uma rejeição a perturbações na tensão de alimentação (desde que em níveis compensáveis pelo regulador chaveado) necessitando apenas da realimentação do sinal de corrente para permitir tal rejeição.

Finalmente, lembrando que a corrente das fontes que alimentarão os magnetos do anel são rampeadas, isto é, têm sua corrente variando numa faixa de 1:10, e que todas devem variar conjuntamente à medida que se elevar a energia do feixe de elétrons, o sistema MLC permite um erro de rampeamento nulo, uma vez que a corrente média sempre acompanhará a referência, tendo como desvio máximo os extremos determinados pelo comparador do circuito de controle. Isto será verdadeiro desde que a velocidade da rampa seja menor do que a velocidade de resposta do circuito de controle do retificador controlado.

Por estas razões se optou pelo uso de MLC no controle do regulador chaveado.

3.2.2 O Retificador Controlado

O retificador controlado é uma ponte tiristorizada de 6 pulsos, com diodo de circulação, de maneira que não é possível inversão de polaridade da tensão sobre a carga. Além de permitir a descarga da energia armazenada na indutância da carga em caso de rápida redução na tensão de saída do retificador, este diodo também protege os capacitores eletrolíticos do filtro de saída da ponte.

Para ângulos de disparo acima de 60 graus, o diodo de circulação conduz e a tensão na saída da ponte apresenta intervalos de tensão nula. A tensão média de saída é dada por [3.3]:

$$Vr = \frac{3 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot Vi \cdot \cos\alpha, 0 \le \alpha \le \frac{\pi}{3} \qquad (3.16)$$

$$Vr = \frac{3 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot Vi\left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right)\right], \frac{\pi}{3} \le \alpha \le \frac{2\pi}{3} \qquad (3.17)$$

Vr: tensão média de saída do retificador
Vi: tensão de linha de entrada do retificador (RMS)
α: ângulo de disparo

O ângulo de disparo é determinado pela intersecção do sinal de referência com rampas sincronizadas com as tensões da rede. Como o acionamento desta topologia é possível para ângulos entre 0 e 120 graus (acima deste ângulo o diodo de circulação está em condução), a faixa "útil" das rampas, ou seja, a faixa na qual o pulso produzido levará o tiristor à condução e, portanto, produzirá uma tensão média positiva, será nos 2/3 iniciais da rampa. A relação entre o sinal de referência e a tensão de saída é não-linear, variando conforme as equações 3.16 e 3.17, dado que o ângulo de disparo varia linearmente com o sinal de referência.

A tensão de saída do retificador deve ser tal que, somada à tensão média produzida pelo regulador chaveado, represente a tensão necessária para garantir a corrente média da carga.

Foram consideradas basicamente duas estratégias de controle para esta topologia:

a) Controle independente para regulador chaveado e retificador

Neste caso, a partir de um sinal de referência para a corrente, seria obtido um sinal de referência de tensão a ser enviado ao retificador. Considerando que a tensão disponível no regulador chaveado deve ser de aproximadamente 10% da tensão total, e que se deseja operar com um ciclo de trabalho de 50%, a fim de trabalhar à máxima frequência e com possibilidade de compensar desvios na tensão do retificador de ±5%, o retificador deve fornecer 95% da tensão necessária para manter a corrente da carga. O regulador chaveado seria realimentado em corrente e o retificador seria realimentado pelo valor de sua tensão de saída.

A principal desvantagem do uso de realimentação de tensão é que ela não é sensível a variações na resistência da carga. Havendo alteração no valor desta resistência, por exemplo, um acréscimo de 5% em função de uma elevação de 12 °C na temperatura dos condutores, tornar-se-ia necessário um acréscimo também de 5% na tensão aplicada. Até este limite seria possível a manutenção da corrente da carga pelo aumento do ciclo de trabalho do regulador chaveado que, no entanto, estaria perdendo sua capacidade de compensar subtensões rápidas na alimentação. Variações na resistência acima deste limite não seriam compensadas.

Para corrigir este comportamento seria preciso que o controle do retificador contasse também com uma malha de corrente, o que implicaria em se ter os 2 sub-sistemas atuando sobre a mesma variável, com a necessidade de estabelecer algum critério para atuação dos controles.

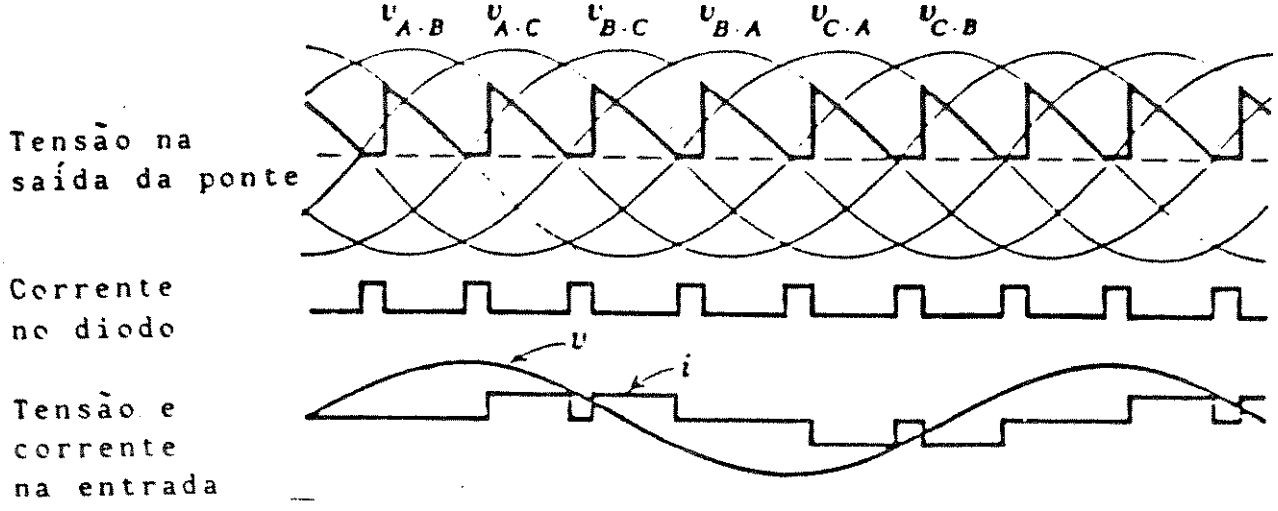


Figura 3.11 Formas de onda teóricas da ponte retificadora indicando as tensões de linha e a tensão de saída do retificador; a corrente pelo diodo de livre-circulação; a tensão de uma fase e a corrente de linha.

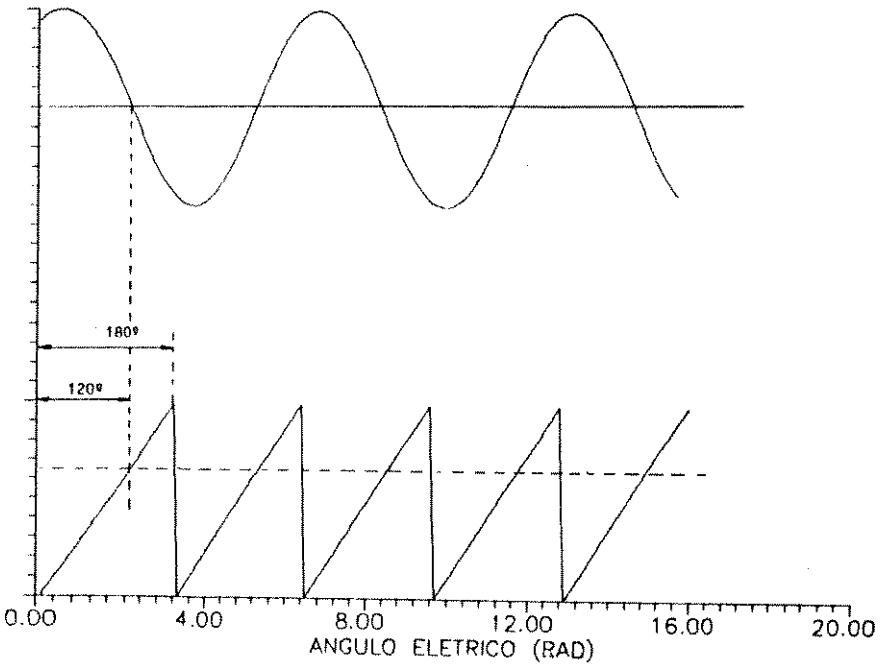


Figura 3.12 Tensão de linha na entrada do retificador e sinal de controle de disparo dos tiristores para esta entrada

b) Controle do retificador subordinado ao regulador chaveado

Visando simplificar o sistema de controle, garantindo a operação do regulador chaveado com ciclo de trabalho de 50% em qualquer situação de regime, foi definida a estratégia de controle descrita na Figura 3.5.

Existe apenas a malha de corrente que realimenta o regulador chaveado. O sinal de saída do comparador com histerese é utilizado para determinar o ponto de operação do retificador.

Quando o chaveamento se faz com um ciclo de trabalho de 50% a saída do comparador com histerese tem um valor médio nulo. Ciclos de trabalho acima deste limite possuem um valor médio positivo e vice-versa. Tal valor médio (obtido por meio de um filtro passa-baixas) é usado, por meio de um compensador tipo Integral, para ajustar a tensão de saída do retificador. A elevação desta tensão leva à redução do ciclo de trabalho, tendo como ponto de operação a razão cíclica de 0,5 desejada (tensão nula na entrada do integrador).

Em topologias convencionais que empreguem apenas um retificador controlado, a malha de controle deve conter uma dupla integração a fim de anular o erro de regime no rampeamento, embora, especialmente no início da rampa, a existência de um erro seja inevitável [3.4]. Dado que o rampeamento sem erro (na corrente média) é garantido na topologia proposta pelo regulador chaveado, que mantém a corrente dentro dos limites estabelecidos pelo circuito de controle, o controle do retificador deve ser tal que permita a variação da tensão de saída de maneira a que o ciclo de trabalho do regulador chaveado não atinja seus valores extremos. Assim, o integrador que determina o ângulo de disparo

do retificador deve possuir um tempo integral que possibilite que seja seguida a rampa de referência.

A Figura 3.13 indica as variações da tensão de saída do retificador (após o filtro) e da corrente de carga, no protótipo estudado, ao ser aplicado um degrau de referência de corrente.

Quando a corrente cruza o valor da corrente desejada, a tensão começa a ser reduzida, sendo produzida uma sobre-corrente, cujo valor é função do tempo integral do controlador do retificador. Aumento neste tempo reduz a sobre-corrente embora torne mais lento o crescimento da tensão e, por conseguinte, da corrente. No caso ilustrado obtém-se uma variação de cerca de 200 A/s. Uma vez que se estima que a variação da corrente durante o processo de aceleração do feixe no anel exigirá uma taxa de cerca de 13 A/s, a resposta do circuito é suficientemente rápida.

A Figura 3.14 indica as variações da saída do comparador com histerese e da corrente de carga para uma entrada em rampa. Nota-se que o comparador com histerese se mantém sempre chaveando, indicando que a corrente se encontra dentro dos limites estabelecidos, o que é a garantia do desempenho desejado em termos de erro de rampeamento. As falhas observadas neste sinal são devidas à amostragem do osciloscópio utilizado no experimento. Também neste caso a taxa de variação da corrente tem valor superior à que será utilizada no sistema final.

Definiu-se esta estratégia de controle para ser empregada na topologia dada sua simplicidade, derivada do uso apenas da malha de corrente que, por sua vez, permite tanto a estabilidade a longo prazo da corrente da carga como o adequado comando do retificador controlado, como se verifica pelos resultados experimentais.

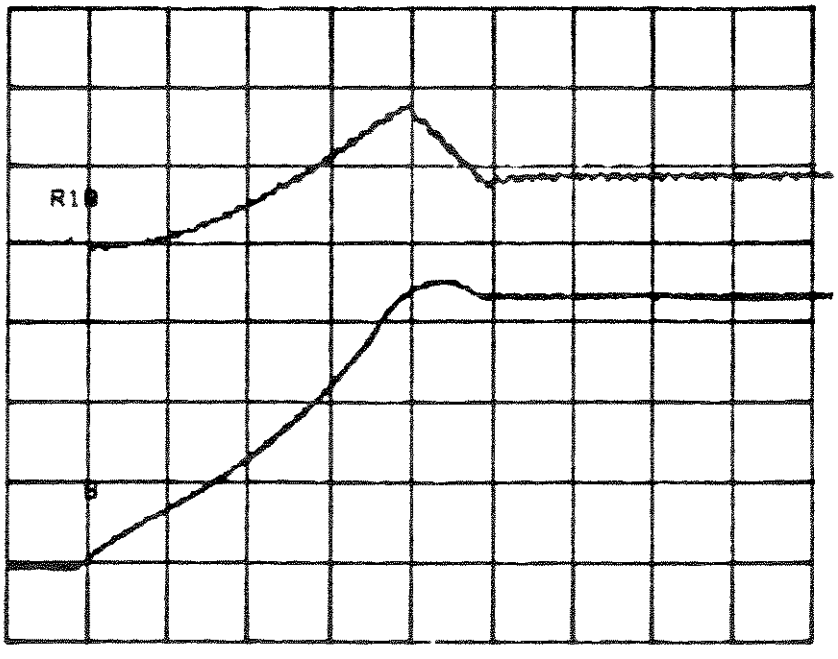


Figura 3.13 Tensão de saída do retificador (20 V/div) e corrente de carga (30 A/div), 0,1 s/div, para uma variação em degrau na referência

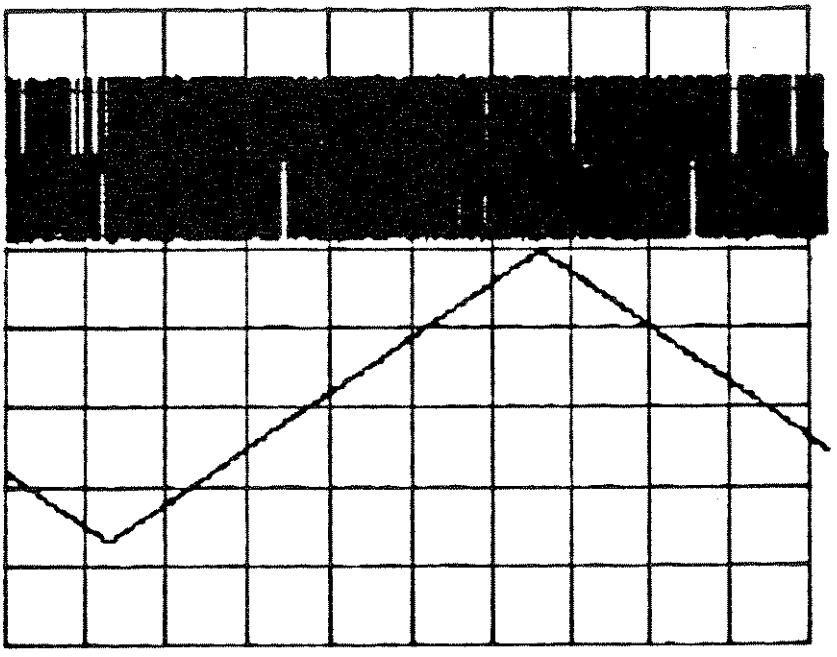


Figura 3.14 Saída do comparador com histerese (10V/div) e corrente de carga (60 A/div), 1s/div, para entrada rampeada

3.3 O PROTÓTIPO DE 15 kW

A fim de verificar o funcionamento da topologia proposta, avaliando os inúmeros aspectos de desempenho críticos para este tipo de equipamento (tais como: estabilidade, ondulação de corrente, rampeamento, etc.), bem como características mais gerais como eficiência e fator de potência, foi construído um protótipo capaz de alimentar 1 magneto dipolar a plena corrente, atingindo um campo de 1,5 T, o qual tem sido utilizado nos testes de laboratório dos magnetos construídos para o anel.

O equipamento definitivo, que alimentará 13 dipolos conectados em série (12 no anel e 1 de monitoração) será construído ao mesmo tempo em que se produzem os dipolos uma vez que não haveria maneira de testá-lo devido à ausência de uma carga de 250 kW com elevada constante de tempo elétrica.

3.3.1 O retificador controlado e filtro

O retificador controlado é um equipamento comercial constituido por uma ponte trifásica de onda completa a tiristores, com diodo de livre-circulação e circuitos amaciadores associados. Sua alimentação é feita por um transformador trifásico de 15,5 kVA, com secundário em triângulo e tensão de linha de 40,5 V. À saída da ponte retificadora é colocado um filtro cuja finalidade é reduzir a ondulação da tensão a ser aplicada à carga.

Uma vez que se dispõe de cerca de 10 V na fonte dos módulos chaveadores, a existência de uma ondulação de tensão após o filtro de 2,5 V (pico a pico) permite uma variação do ciclo de trabalho do regulador chaveado de 25% a 75%. Filtros com menor frequência de corte conduzem a menores variações na tensão e ciclos de trabalho mais estáveis.

Um método simples [3.5] pode ser usado para dimensionar um filtro LC. O valor de pico da tensão de saída do retificador, desconsiderando a queda nos semicondutores é:

$$Vp = 40{,}5 \cdot \sqrt{2} = 57{,}2 \text{ V}$$

Como a topologia possui diodo de circulação, ocorrem intervalos de tensão nula para ângulos de disparo maiores que 60 graus, fazendo com que o máximo valor de tensão possível, pico-a-pico, na entrada do filtro seja 49,5 V. Esta ondulação ocorre a 360 Hz. Se se deseja, por exemplo, uma variação de 1,5 V na saída do filtro é necessária uma atenuação de 33 vezes (30,37 dB). A frequência de corte do filtro, fc, (de segunda ordem) é dada por:

$$\left(\frac{fc}{360}\right)^2 = \frac{1}{33} \tag{3.18}$$

$fc = 62{,}7$ Hz

$$L \cdot C = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot fc)^2} \tag{3.19}$$

Dado que se dispunha de um indutor de 0,8 mH, a capacitância necessária para obter a ondulação indicada é de 8,07 mF. Utilizando-se um capacitor de 11 mF obter-se-á uma atenuação de 46 vezes a 360 Hz.

O uso de um filtro LC apresenta um inconveniente em relação a perturbações rápidas na rede. Isto se refere ao fato de que à saída do filtro (sobre o capacitor) obtém-se uma variação da tensão com até o dobro do valor da variação da entrada em virtude do caráter não amortecido do filtro. O uso de um filtro com amortecimento evita este fato mas, por outro lado, para os valores calculados de capacitância e indutância implica numa menor atenuação da ondulação da tensão. A Figura 3.15 indica o circuito proposto para o filtro amortecido (ref. [3.4]).

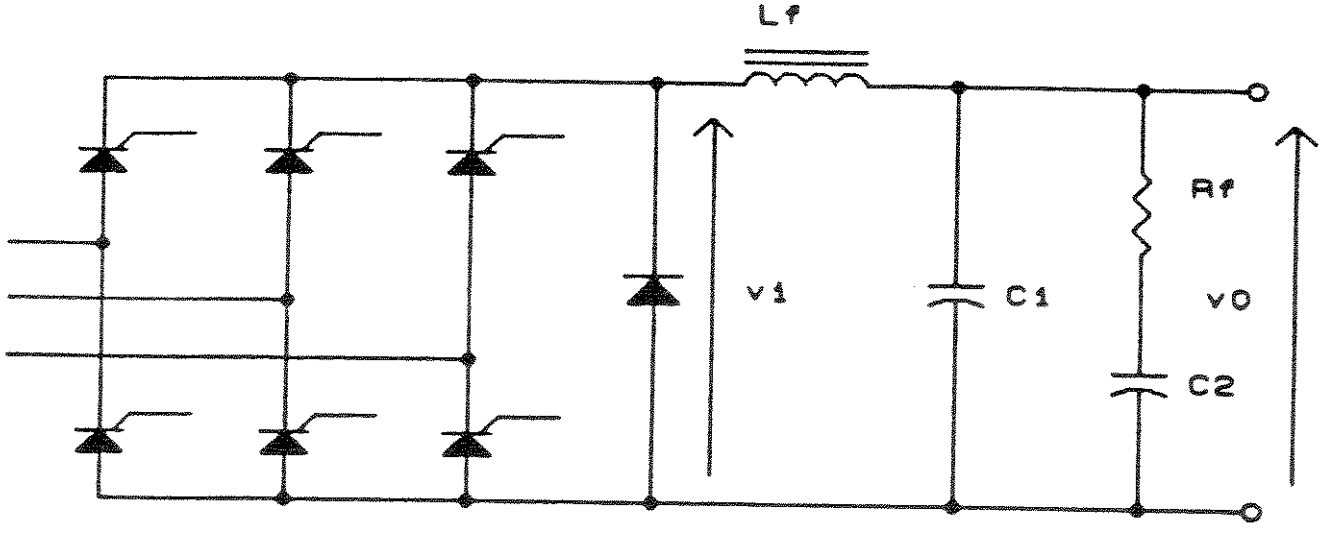


Figura 3.15 Filtro com amortecimento

A função de transferência do circuito com amortecimento é:

$$\frac{vo}{vi} = \frac{1 + j\omega \cdot R_f \cdot C_2}{1 + j\omega \cdot R_f \cdot C_2 - \omega^2 \cdot L_f \cdot (C_1 + C_2) - j\omega^3 \cdot L_f \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot R_f} \qquad (3.20)$$

Para L_f = 0,8 mH, C_1 = 1,8 mF, C_2 = 11 mF e R_f = 0,5 Ω, haverá uma atenuação de 16 vezes para um sinal de 360 Hz, ou seja, a oscilação da tensão na saída do filtro seria de 3,1 V, isto é, mais do que o dobro do obtido para o filtro LC com valores semelhantes.

O valor da resistência representa um amortecimento próximo do crítico. Acrescente-se a isto o fato de haver dissipação de potência sobre o resistor de amortecimento. Para continuar com uma atenuação de 46 vezes os valores dos capacitores teriam que ser muito aumentados. Resultados referentes ao uso de ambos os tipos de filtro serão indicados no final deste capítulo.

É interessante notar que o dimensionamento de um filtro LC com objetivo de obter uma ondulação de corrente de 100 ppm da corrente máxima conduz a um filtro semelhante ao calculado anteriomente, sem a necessidade de qualquer tipo de ação (filtro ativo, regulador linear, regulador chaveado) para obter a pequena ondulação necessária.

No protótipo analisado utilizou-se inicialmente um indutor de carga com 20 mH (a 360 Hz), fazendo com que a frequência de corte da carga fosse de 1,6 Hz, o que provocaria uma atenuação de 226 vezes no sinal de 360 Hz.

A ondulação relativa de tensão é dada pela relação entre o valor pico-a-pico máximo da ondulação dividido pelo valor médio. Da equação 3.16 tem-se que a tensão média para um ângulo de disparo de 60 graus é de 27,3 V. A ondulação relativa é de 1,81

A atenuação necessária do filtro LC deve ser:

$$\frac{Vp}{Vr} \cdot \frac{1}{\Delta I} \cdot \frac{1,6}{360} = 40$$

Considerando a indutância de 0,8 mH, a capacitância deve ser de 9,8 mF.

Levando em consideração apenas o aspecto da ondulação da corrente na carga, o filtro LC com 0,8 mH e 11 mF seria suficiente para atingir os valores desejados. O emprego do regulador chaveado (ou de outro tipo de filtro ativo) tem por objetivo garantir o desempenho desejado em situações em que apenas o conjunto retificador-filtro não seria suficiente, como no rampeamento e nos transitórios rápidos de tensão.

Desta forma, o regulador chaveado tem como função garantir que o erro de rampeamento se mantenha dentro dos limites de corrente estabelecidos e possibilitar uma eficiente rejeição a perturbações da rede (dentro dos limites da tensão disponível na alimentação dos módulos chaveadores).

3.3.2. O Regulador Chaveado

O regulador chaveado é composto por 6 módulos alimentados a partir de um único transformador trifásico e uma única ponte retificadora a diodos, fornecendo uma tensão média de 11 V. Cada módulo possui um filtro capacitivo (5500 μF), um transistor

MOSFET (100 V / 200 A), com circuito amaciador de desligamento (RCD), um diodo de circulação tipo rápido (400 V / 70 A) e um indutor de equalização de corrente. O valor da indutância é calculado de maneira a que durante o chaveamento não ocorra um desequilíbrio de corrente entre os módulos.

Supondo que apenas 1 dos módulos tenha o transistor conduzindo e que os demais mantenham a condução pelos respectivos diodos de circulação, a tensão sobre o indutor do módulo acionado será de 11 V (desconsiderando a queda de tensão sobre os diodos). Se esta situação perdurar por 1 μs, para obter uma variação de corrente de apenas 0,1 A, o valor da indutância deve ser:

$$L_e = \frac{V}{\Delta I_t} \cdot \Delta t = 110\mu H \qquad (3.21)$$

L_e: indutância de equalização
ΔI_t: diferença de corrente entre os módulos chaveadores

O circuito amaciador de desligamento tem como funções reduzir a potência dissipada na comutação do transistor e limitar picos de tensão sobre o MOSFET, assuntos que serão discutidos em detalhe no capítulo 4.

O transistor utilizado possui um tempo de desligamento de 250 ns. Considerando que a corrente de dreno caia linearmente durante o desligamento e que a tensão de alimentação é de 11 V, tem-se para o capacitor do circuito amaciador:

$$C_{s\,min} = \frac{Io \cdot t_f}{2.V} = 0,45\mu F \qquad (3.22)$$

O resistor deve ter um valor mínimo para limitar a corrente de descarga do capacitor sobre o MOSFET em sua entrada em condução e um valor máximo que permita a total descarga do capacitor (supondo 1μF) durante o intervalo de condução do transistor. Para 20 kHz e um ciclo de trabalho de 50% (to=25μs) tem-se:

$$R_{min} = \frac{V}{I_{Dpico}} = 20m\Omega \qquad (3.23)$$

$$R_{max} = \frac{to}{5 \cdot C_s} = 5\Omega \qquad (3.24)$$

Sua potência deve ser:

$$P_R = \frac{C_s \cdot V^2 \cdot f}{2} = 1,44W \qquad (3.25)$$

O diodo deve ser do tipo rápido, devendo suportar picos repetitivos de 50 A e uma corrente média de 125 mA, considerando que a corrente por ele cresça linearmente durante os 250 ns de desligamento do MOSFET.

A partir do sinal do comparador com histerese são enviados pulsos aos módulos, sendo que o acionamento é sequencial e ocorrem em um intervalo de aproximadamente

1 μs. Quando o comparador indica o desligamento dos transistores, a comutação se dará na mesma sequência do disparo, garantindo um mesmo ciclo de trabalho para todos os módulos.

Existe um isolamento elétrico, por meio de opto-acopladores, entre o circuito eletrônico de comando e os módulos chaveadores. A fim de não permitir que diferenças de comportamento dos isoladores (especialmente relacionadas com seus tempos de chaveamento) afetem o ciclo de trabalho do transistor, existe um ajuste em cada acionador a fim de, alterando a polarização do fototransistor, possibilitar a equalização dos ciclos de trabalho e, por conseguinte, da corrente média pelos módulos.

A corrente da carga é medida por um DCCT (DC Current Transformer) de alta estabilidade e precisão [3.6]. Este sinal é subtraído da referência. A diferença é amplificada e enviada ao comparador com histerese que determina o chaveamento dos transistores (figura 3.18).

Os limites estabelecidos pelo comparador determinam a ondulação da corrente e, consequentemente, a frequência de operação do regulador chaveado. Tal frequência não pode ser aumentada indefinidamente (reduzindo a ondulação da corrente) em função da resposta dinâmica do circuito eletrônico e da velocidade de resposta dos elementos chaveadores.

Os filtros existentes no circuito tem como função atenuar os sinais de alta frequência existentes na corrente, que surgem em função do efeito do chaveamento sobre componentes parasitas (indutâncias e capacitâncias) do circuito. Tais sinais podem atingir amplitude suficiente para alterar a saída do comparador com histerese e assim levá-lo a chaveamentos indesejados. Dada a alta frequência destas oscilações elas não afetam significativamente o campo magnético em função da blindagem exercida pelo material magnético do núcleo e também pela câmara de vácuo (de aço inox), dentro da qual se encontra o feixe de elétrons, conforme se verificará adiante.

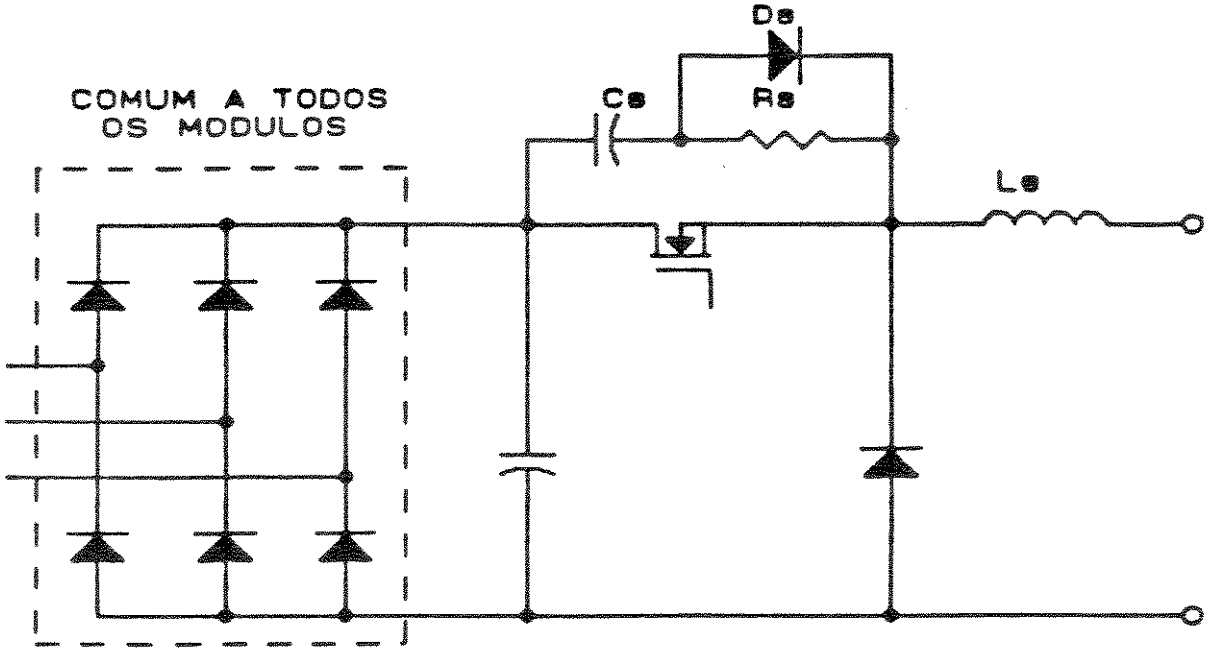


Figura 3.16 Circuito completo de um módulo chaveador

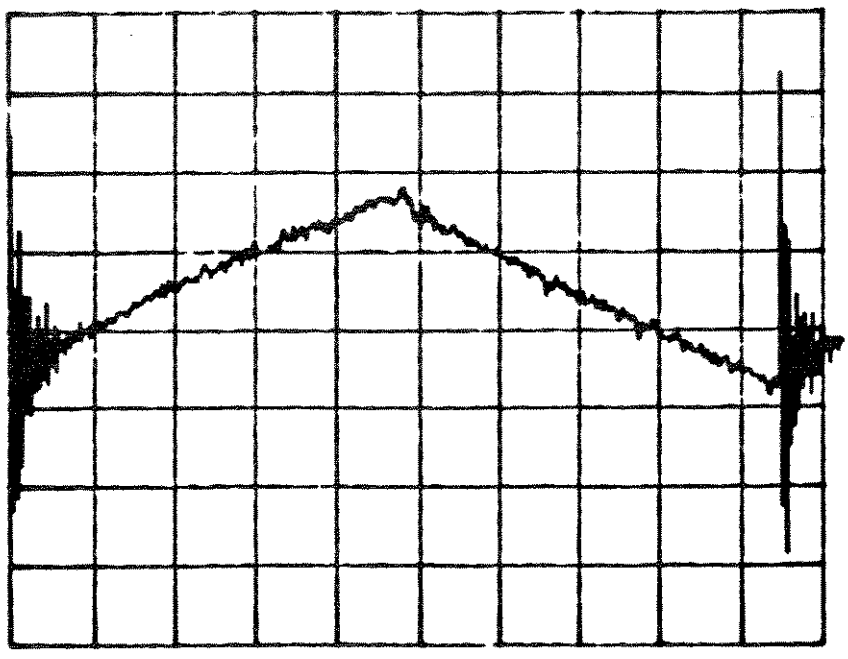


Figura 3.17 Oscilação na corrente da carga devido aos efeitos do chaveamento (20 mA/div, 5 µs/div)

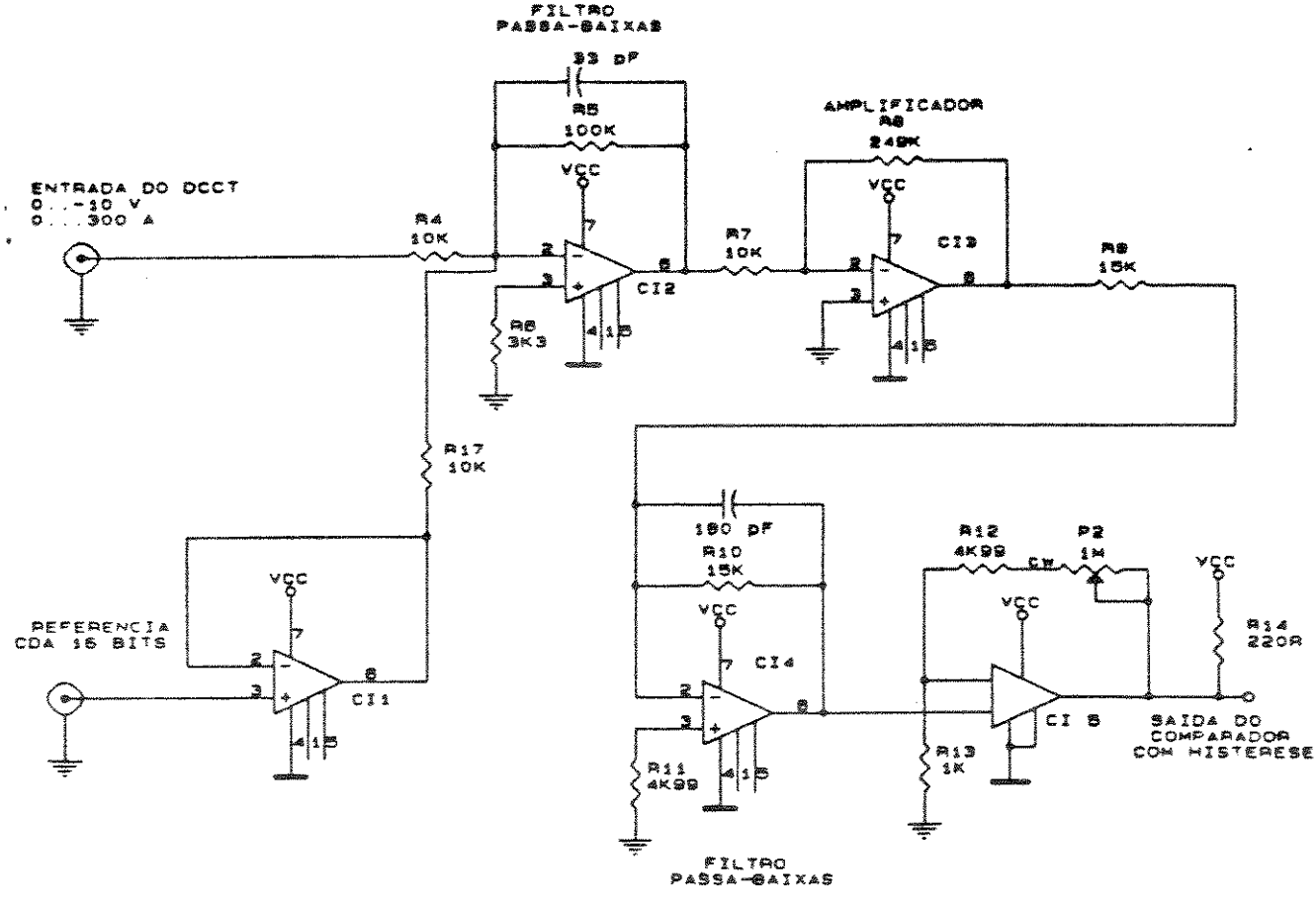


Figura 3.18 Diagrama do circuito eletrônico de controle do regulador chaveado

3.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Utilizando o protótipo de 15 kW foram realizados diversos testes de desempenho no equipamento. Como carga foi inicialmente empregado um indutor (30 mH a 120 Hz e 6 mH a 20 kHz) ligado em série com uma resistência de 0,2 Ω. No transcorrer dos trabalhos foi possível utilizar o primeiro protótipo de dipolo, com uma indutância de 16 mH a 10 kHz e resistência de 0,16Ω, capaz de produzir um campo magnético no entreferro de 1 T a 250 A. O dipolo real deverá produzir cerca de1,5 T a esta corrente.

Como objetivos a serem atingidos tem-se:

a) Ondulação de corrente: menor que ±100 ppm (±0,01%) do valor máximo da corrente (FS)

b) Erro de rampeamento: menor que ±100 ppm do FS

c) Estabilidade temporal de curto prazo: menor que ±100 ppm do FS

d) Repetibilidade: menor que ±100 ppm do FS

e) Estabilidade térmica: menor que 10 ppm/ °C

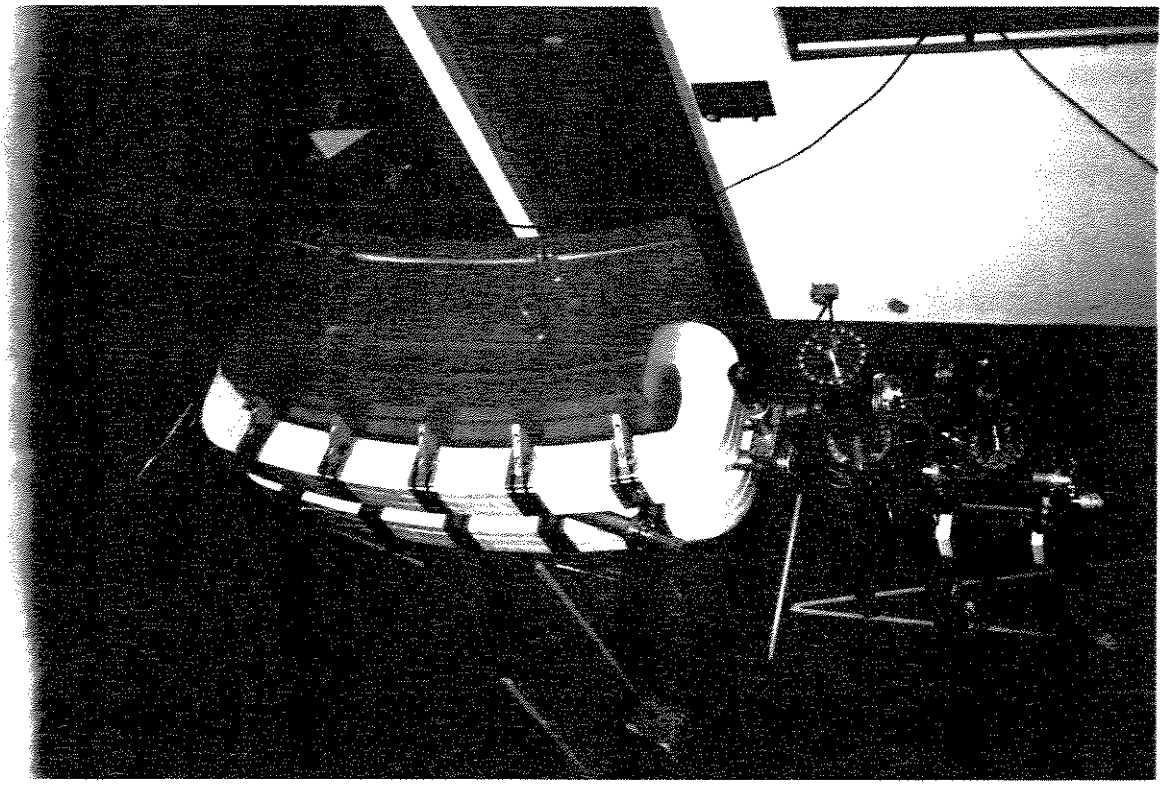


Figura 3.19 Foto do magneto dipolar utilizado nos testes

3.4.1 Ondulação relativa de corrente

Conforme já foi citado, o uso de Modulação por Limites de Corrente impõe uma ondulação fixa de corrente. Com o circuito indicado na figura 3.19 se obtém um chaveamento regular (sem comutações devido aos picos de corrente provocados pelo chaveamento) até cerca de 8 kHz, usando como carga o protótipo do dipolo. Note-se que a frequência de chaveamento é menor do que a obtida com a carga de teste, uma vez que a constante de tempo do dipolo é maior. Mesmo com frequência mais baixa é possível obter menor ondulação de corrente. Este aspecto será analisado no capítulo 5.

Nesta situação obteve-se uma ondulação de corrente de ±10 mA, o que significa uma ondulação relativa de corrente de ±40 ppm a 250 A e ±400 ppm a 25 A. Dado que o parâmetro importante é a ondulação do campo magnético, deve ser verificado o efeito do núcleo do dipolo e da câmara de vácuo sobre tal ondulação.

Para obter esta informação foi introduzida uma bobina sensora no entreferro do dipolo sobre a qual se mediu a tensão induzida pela variação do campo. Conhecido o número de espiras e a área da bobina obtém-se a variação do campo. O osciloscópio utilizado no experimento permite integrar o sinal de tensão, mostrando, então, diretamente, a ondulação do campo.

A figura 3.20 mostra a ondulação da corrente, a ondulação do campo magnético (sem câmara de vácuo) e o sinal de tensão induzido na bobina. Note-se que os ruídos de alta frequência existentes na corrente nos momentos do chaveamento praticamente não são notados no campo em função da blindagem exercida pelo material do núcleo. Quanto ao sinal de tensão, também apresenta ruídos de alta frequência com amplitude relativamente grande, mas sua integral no tempo (o campo magnético) não apresenta mudança significativa.

O valor pico-a-pico da ondulação do campo é de 0,035 G, o que representa, para um campo de 1,2 kG (valor aproximado do campo no momento da injeção do feixe) uma ondulação relativa de ±14 ppm, e para 15 kG, ±1,2 ppm, ou seja, valores muito inferiores aos exigidos. O material do núcleo do dipolo propicia uma atenuação de cerca de 23 vezes em relação à ondulação da corrente, para esta frequência.

O uso de MLC garante que a ondulação da corrente e, por conseguinte, do campo, seja constante para qualquer corrente média, o que se verifica pela figura 3.21 para 250 A. Neste caso não foi registrada a ondulação da corrente porque o sensor utilizado saturava a 100 A. O valor mais elevado das oscilações no sinal da tensão induzida na bobina sensora nos instantes dos chaveamentos não representam alteração na ondulação do campo.

Conforme se verá no próximo capítulo, o aumento da corrente média provoca maiores picos de tensão e oscilações de corrente produzidos por indutâncias e capacitâncias parasitas do circuito, o que justifica o maior ruído observado no sinal da tensão da bobina sensora.

Quando a bobina é colocada no interior da câmara de vácuo a tensão nela induzida se reduz drasticamente, de maneira a não ser possível mensurá-la para fins do cálculo da variação do campo (figura 3.22).

A fim de verificar o efeito de atenuação da câmara de vácuo foi feito um experimento a partir de uma ondulação de corrente de alto valor (baixa frequência de chaveamento). Nesta situação a tensão induzida na bobina sensora não se alterou significativamente pois a derivada da corrente e do campo praticamente se mantém. No entanto, a atenuação produzida pelo núcleo e pela câmara se reduzem, permitindo medir a atenuação desta última.

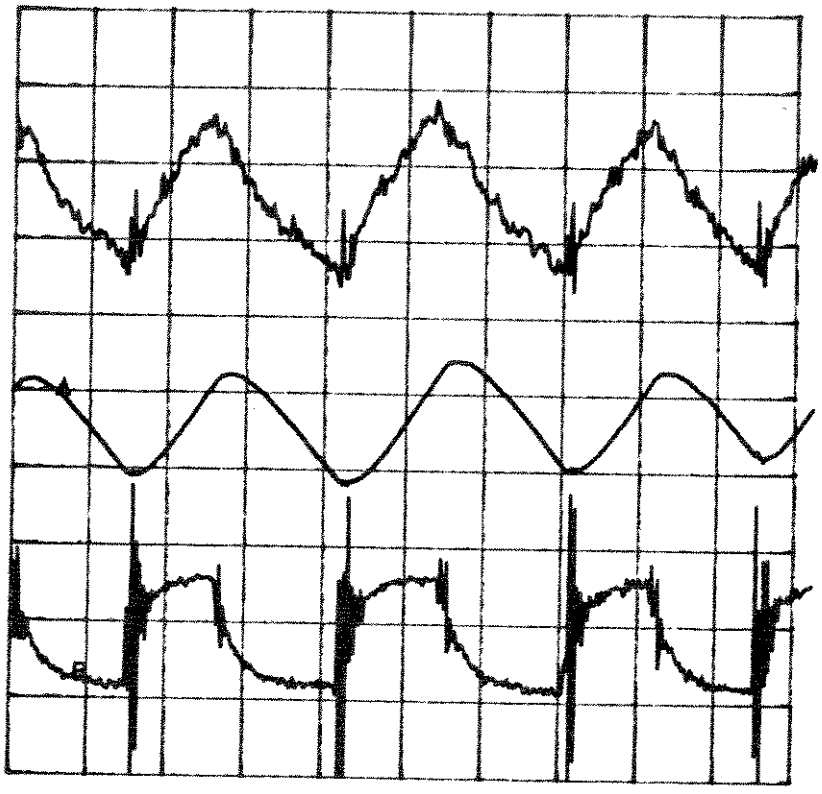


Figura 3.20 Traço superior: Ondulação de corrente (10 mA/div)
Traço médio: Ondulação de campo magnético do dipolo (0,025 G/div)
Traço inferior: Tensão induzida na bobina sensora (100 mV/div)
Io=30 A, B=1200 G, 50 μs/div

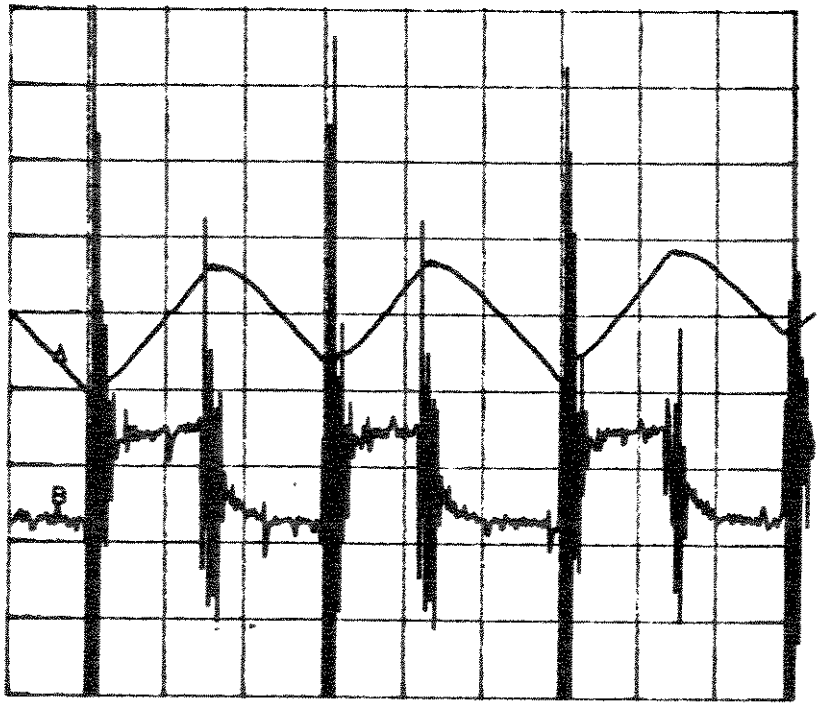


Figura 3.21 Traço superior: Ondulação de campo magnético do dipolo (0,025 G/div)
Traço inferior: Tensão induzida na bobina sensora (100 mV/div)
Io=250 A, B=10000 G, 50 μs/div

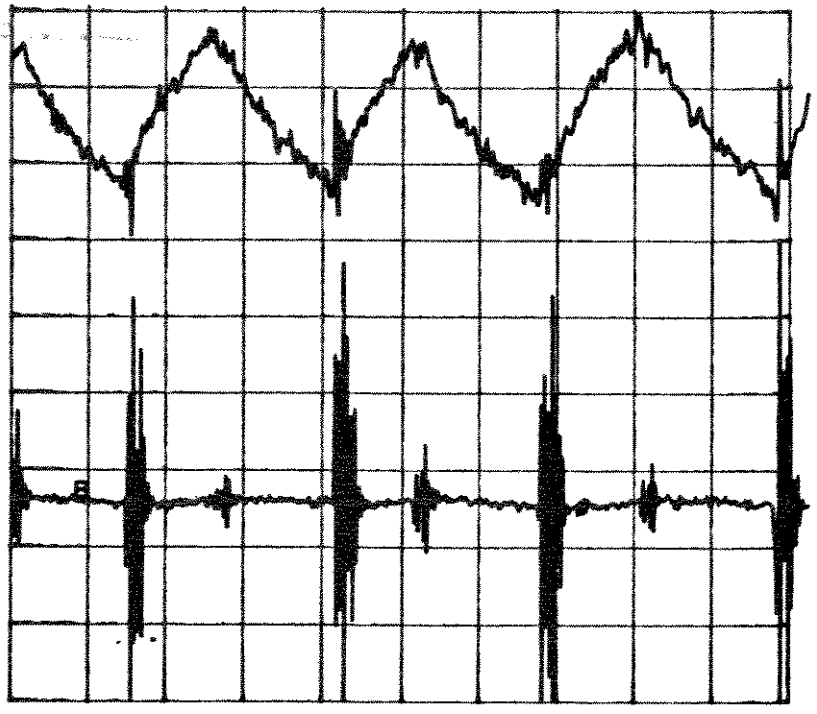


Figura 3.22 Traço superior: Ondulação de corrente (10 mA/div)
Traço inferior: Tensão induzida na bobina sensora (100 mV/div)
Io=30 A, B=1200 G, 50 μs/div. Com câmara de vácuo.

A figura 3.23 mostra a ondulação da corrente, do campo e a tensão induzida na bobina, no entreferro do dipolo, sem câmara. O chaveamento se faz em torno de 330 Hz, ou seja, próximo à frequência típica de um retificador de 6 pulsos. A ondulação de corrente é de ±2600 ppm a 25 A e ±260 ppm a 250 A, enquanto a ondulação do campo é de ±500 ppm a 1 kG e ±50 ppm a 10 kG, representando uma atenuação de cerca de 5 vezes provocada pelo núcleo. Ao ser feita a medida no interior da câmara de vácuo (figura 3.24) observa-se uma redução pela metade na ondulação do campo, ou seja, em relação à ondulação da corrente se obtém uma redução de 10 vezes.

A atenuação produzida no campo magnético no interior da câmara depende de dois fatores: um deles são as correntes induzidas nas paredes da câmara que produzem um campo que se opõe ao campo que as geram, o outro é a denominada "profundidade de penetração", δ_p, do campo na parede metálica da câmara. Este fator depende da permeabilidade, μ, e da condutividade, σ, do material e ainda da frequência do campo. A atenuação, X, é uma função exponencial da relação entre a espessura da parede, ξ, e δ_p.

$$\delta_p = \sqrt{\frac{2}{\sigma \mu \omega}} \tag{3.26}$$

$$X = e^{\frac{-\xi}{\delta_p}} \tag{3.27}$$

Se para 330 Hz tem-se uma atenuação de 2 vezes, para 8 kHz espera-se uma atenuação superior a 10 vezes, o que corresponde à pequena amplitude observada no sinal da tensão da bobina sensora.

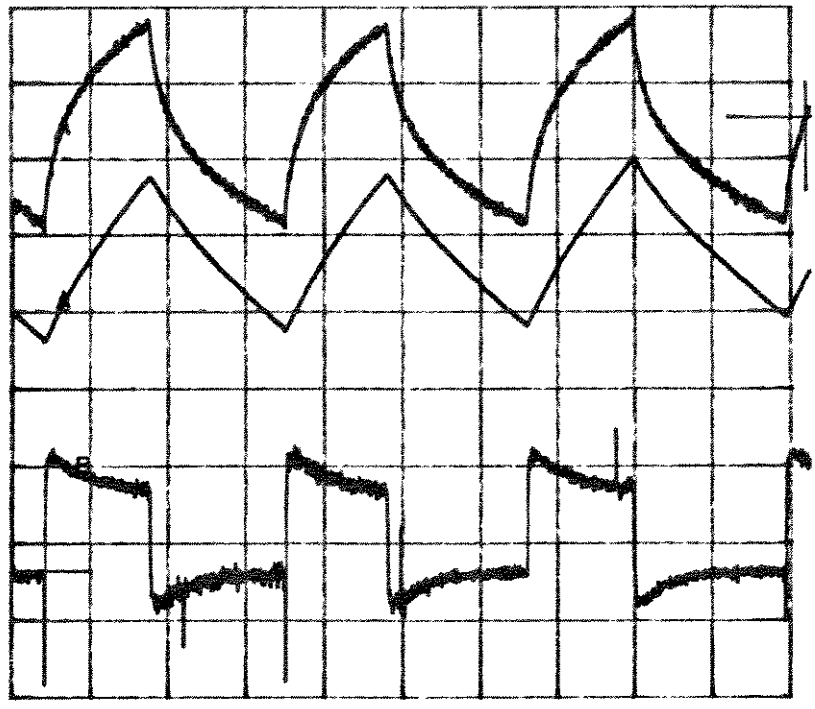


Figura 3.23 Traço superior: Ondulação de corrente (50 mA/div)
Traço médio: Ondulação de campo magnético (0,5 G/div)
Traço inferior: Tensão induzida na bobina sensora (100 mV/div)
Io=30 A, B=1200 G, 1 ms/div, sem câmara de vácuo

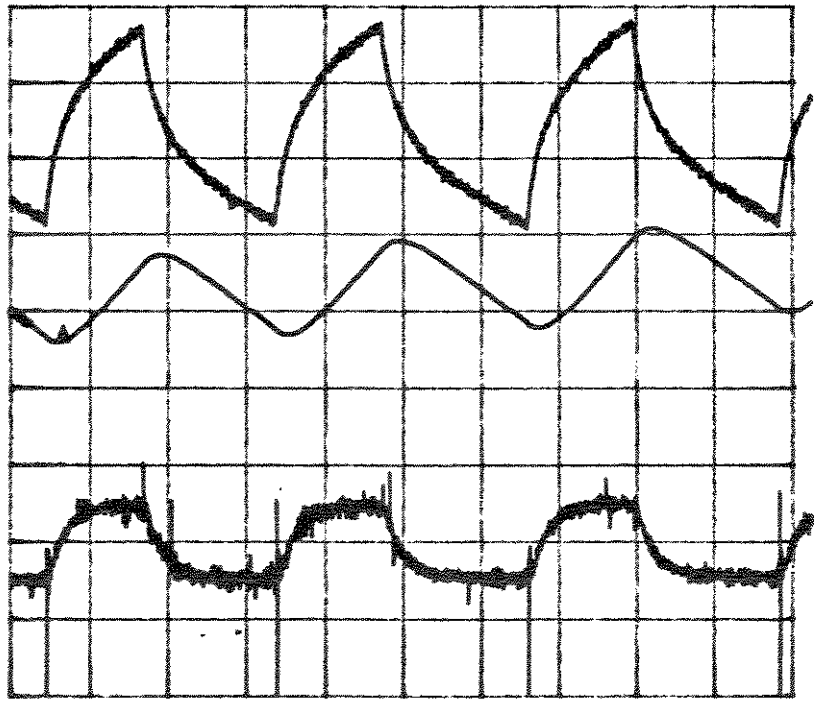


Figura 3.24 Traço superior: Ondulação de corrente (50 mA/div)
Traço médio: Ondulação de campo magnético (0,5 G/div)
Traço inferior: Tensão induzida na bobina sensora (100 mV/div)
Io=30 A, B=1200 G, 1 ms/div, com câmara de vácuo

3.4.2 Estabilidade temporal de curto prazo

Este experimento verifica a estabilidade do valor médio da corrente da carga após o final do rampeamento, por um intervalo de algumas horas, dentro do qual não deve ocorrer variação significativa da temperatura ambiente. Busca-se avaliar se ocorre alguma alteração no ponto de operação causado por mudança de comportamento de componentes eletrônicos, da carga ou da linha, excetuando-se os decorrentes de alteração na temperatura ambiente, que será tratado a seguir.

A referência de corrente é fornecida por um conversor DA de 16 bits ou por uma referência analógica de alta estabilidade. No primeiro caso o erro máximo é de 7,6 ppm (metade do valor do bit menos significativo). As derivas térmicas medidas para ambos os casos foi de 5,8 ppm/ °C (figura 3.28).

Foram realizados diversos testes com a corrente medida por meio de um DCCT idêntico ao que realiza a realimentação do circuito, o qual possui uma deriva térmica inferior a 1 ppm/°C (do valor de fundo de escala). Foram registradas a tensão de referência, a corrente (medida pelo DCCT) e a temperatura ambiente por meio de voltímetros de 6 e 1/2 dígitos, permitindo observar variações de 10 μV, ou seja, 1 ppm do fundo de escala (10 V) da referência e da medida da corrente. Estes voltímetros foram mantidos dentro de um ambiente com temperatura controlada (27 °C), com variação menor do que 1 °C, a fim de minimizar os erros de suas leituras.

Nos diferentes testes foram obtidos resultados sempre consistentes entre si, apresentando uma variação típica do valor médio da corrente de ±17 ppm (a 250 A), ou seja, um valor inferior ao estabelecido como necessário (figura 3.29).

A seguir são apresentados resultados típicos utilizados para os testes de estabilidade de curto prazo e térmica. Neste caso,para o cálculo da estabilidade de curto prazo apresentado anteriormente foi considerado o intervalo entre o início e 2,5 horas, dentro do qual a variação da temperatura foi pequena. Note-se a clara vinculação entre a variação da temperatura e as variações nos valores médios da referência e da corrente.

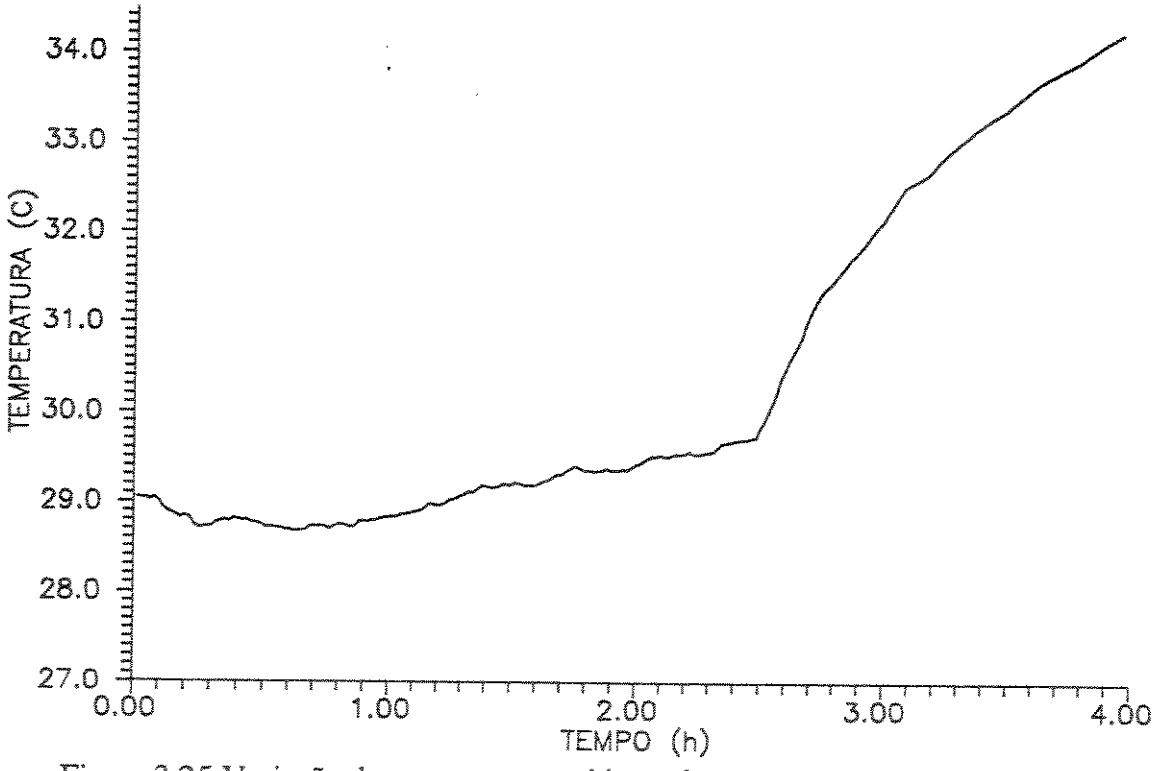


Figura 3.25 Variação da temperatura ambiente durante o teste de estabilidade

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

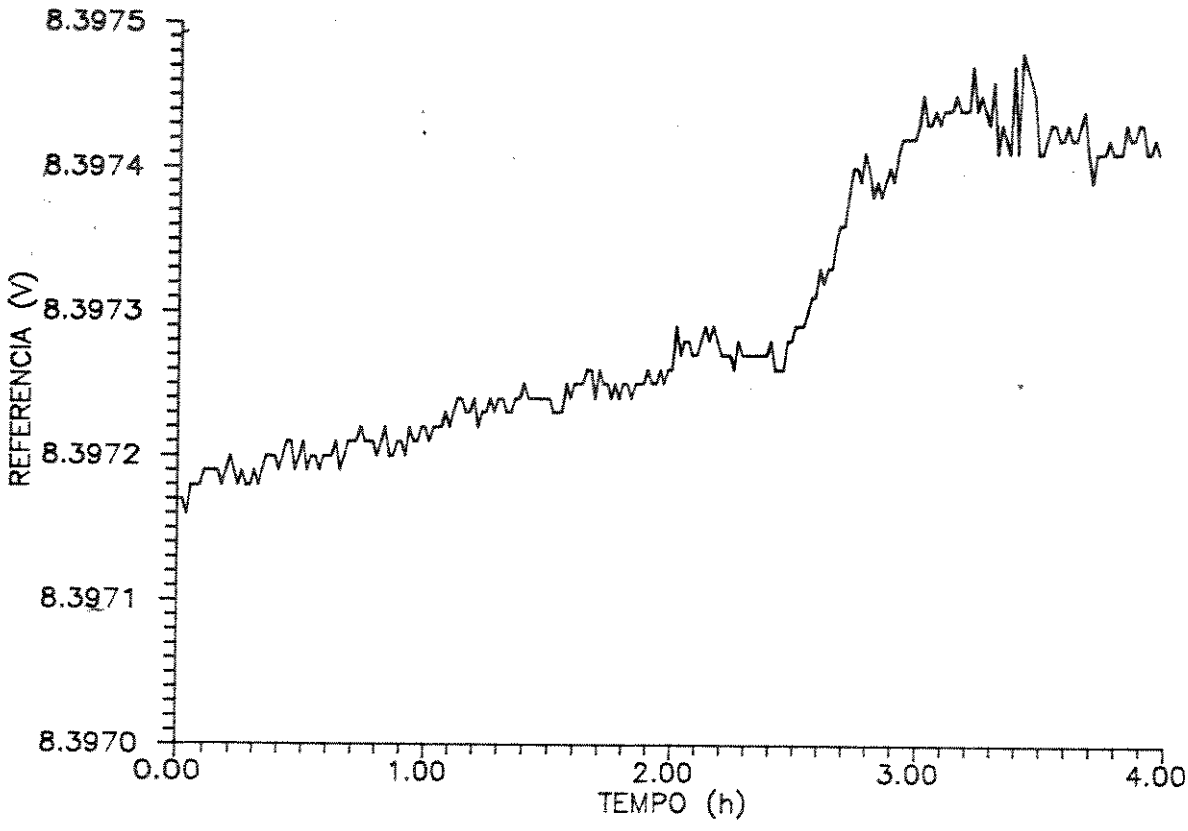


Figura 3.26 Variação da referência durante o teste de estabilidade, em função do tempo

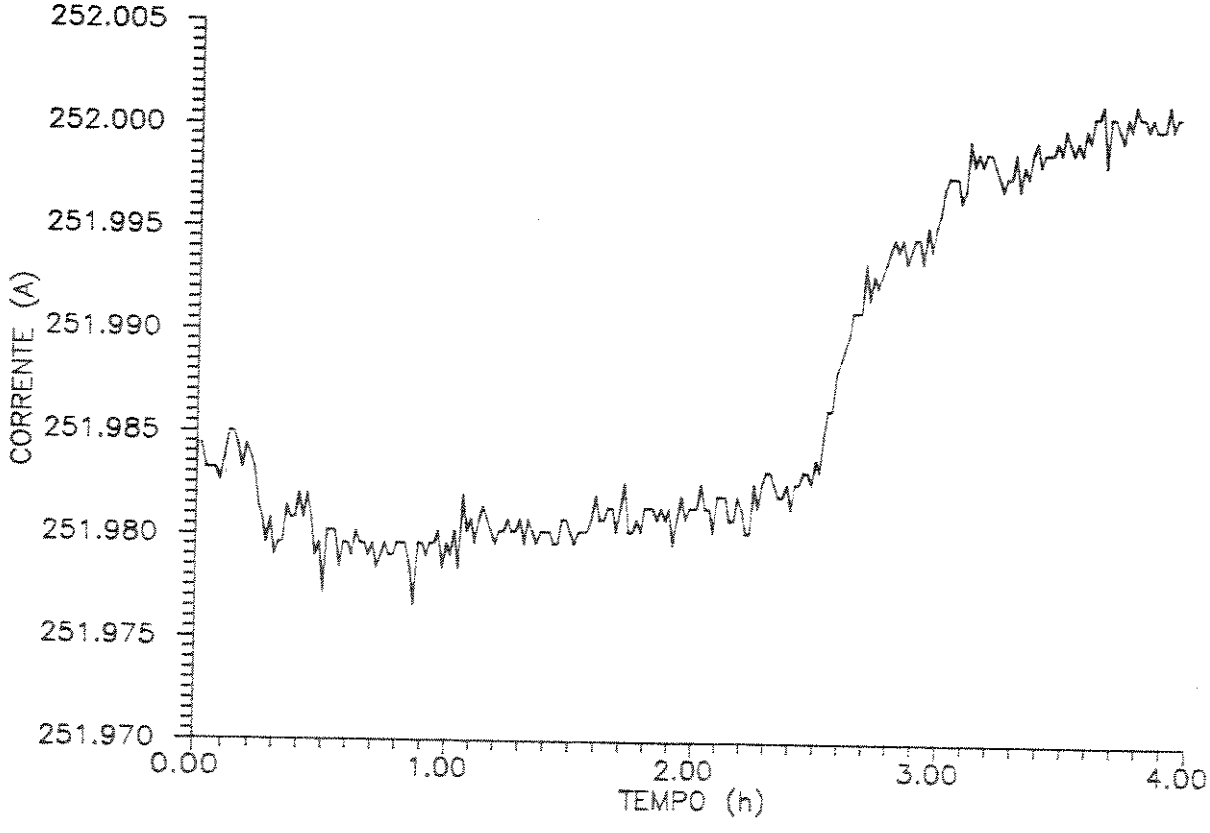


Figura 3.27 Variação da corrente média em função do tempo

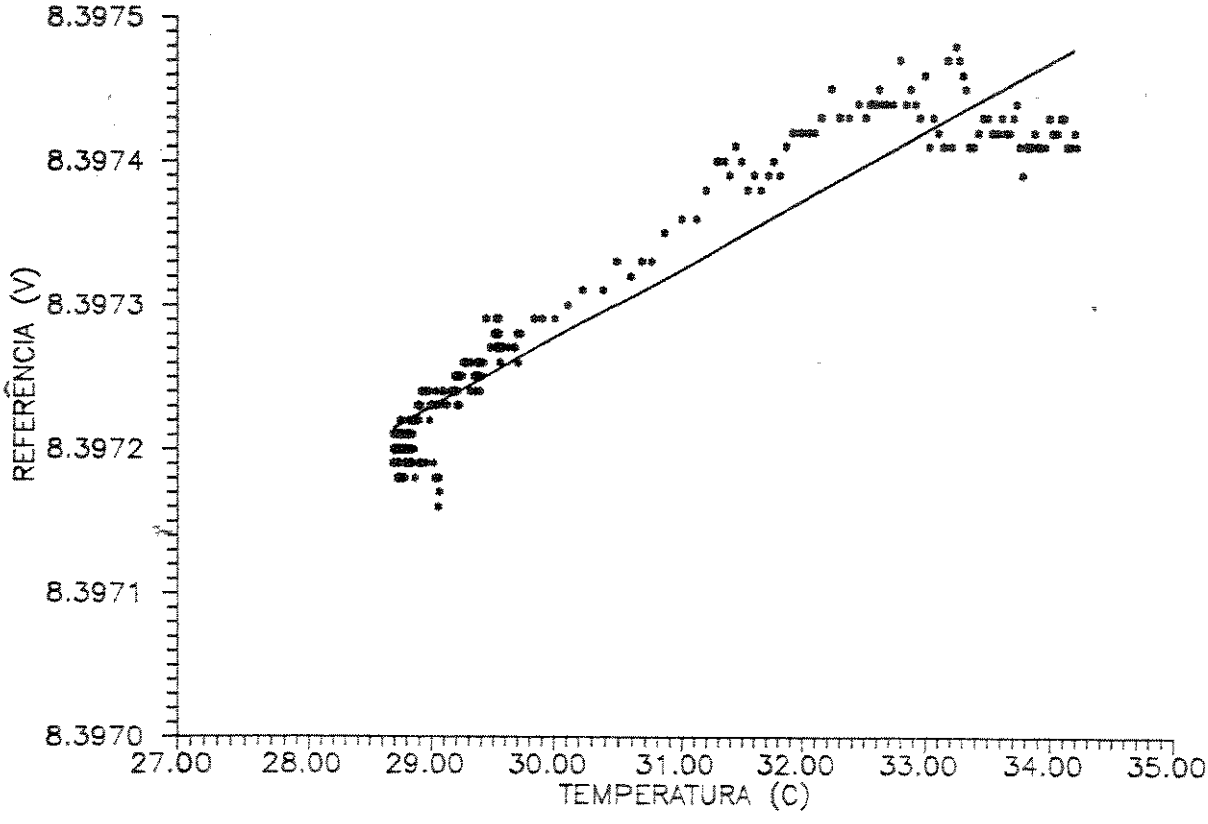


Figura 3.28 Variação da referência com a temperatura

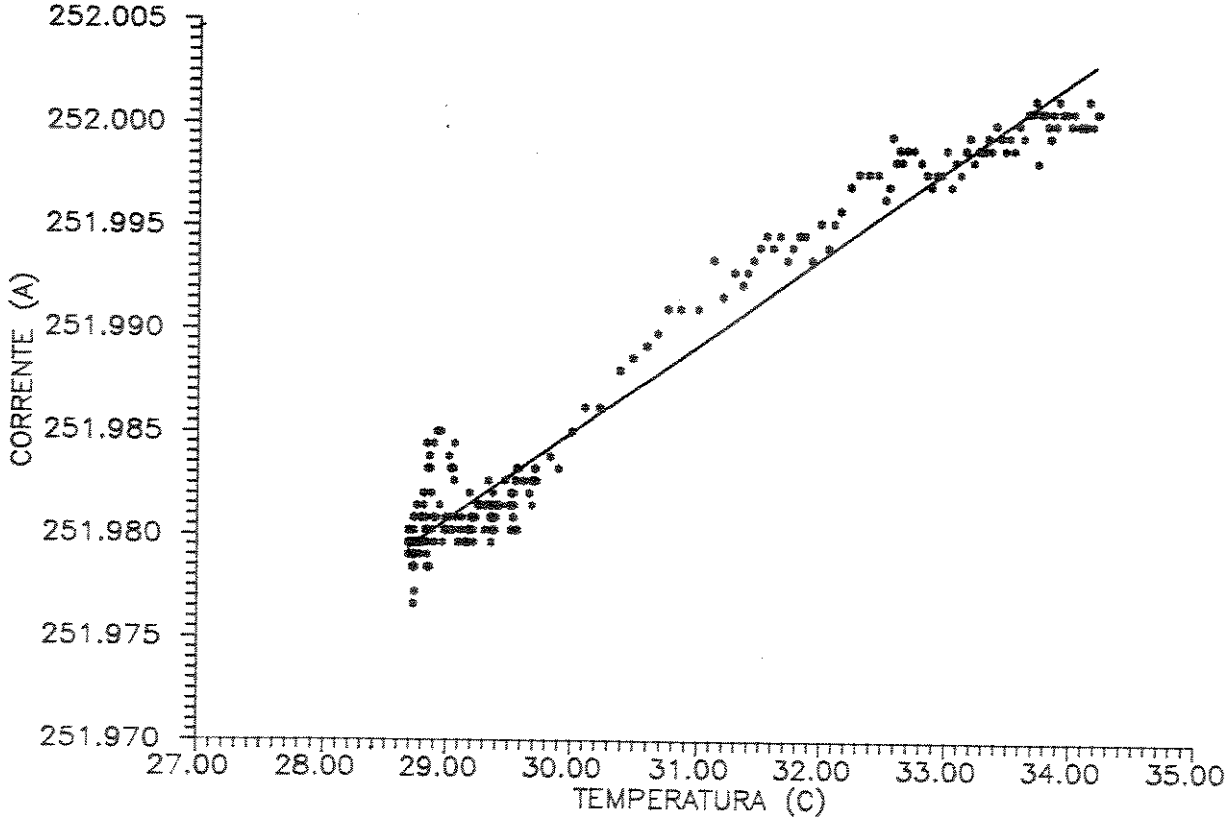


Figura 3.29 Varição da corrente média com a temperatura

3.4.3.Estabilidade térmica

Este é um teste muito importante uma vez que os efeitos provocados por variação na temperatura afetam os resultados de estabilidade e de repetibilidade.

Em geral estes equipamentos ocupam ambientes com algum tipo de controle térmico (ar condicionado), mas, mesmo assim, ficam sujeitos a variações de vários graus.

Como elementos críticos podem ser citados a tensão utilizada como referência de corrente, o DCCT e o circuito eletrônico de controle do regulador chaveado, especialmente o amplificador operacional que realiza a subtração do sinal de corrente da referência. Como já foi dito, a variação na medida do DCCT é inferior a 1 ppm/°C (dado do fabricante), enquanto a variação da referência é de 5,7 ppm/°C. Assim, o elemento crítico para a estabilidade térmica do equipamento é o circuito eletrônico de controle.

Utilizando as curvas indicadas nas figuras 3.28 e 3.29 e as retas interpoladas, obtém-se a variação daquelas grandezas com a temperatura. Para a corrente se obtém uma variação de 17 ppm/°C.

Nota-se a clara vinculação entre a variação da temperatura e os valores médios da referência e da corrente. Para não ultrapassar uma variação de ±100 ppm na corrente média admitir-se-ia uma mudança de ±6 °C na temperatura ambiente, o que é um valor reduzido considerando as oscilações climáticas, mesmo com uso de um sistema de ar condicionado na sala das fontes. Para reduzir este valor a níveis aceitáveis é necessária a construção de um "forno" dentro do qual seja colocada a placa de controle, mantendo-se a temperatura, por exemplo, a 45±1 °C.

Utilizando-se tal forno reduziu-se a variação térmica para menos de 8 ppm/°C o que significa que a temperatura ambiente pode variar ±12 °C, ficando dentro das especificações do projeto (figura 3.30).

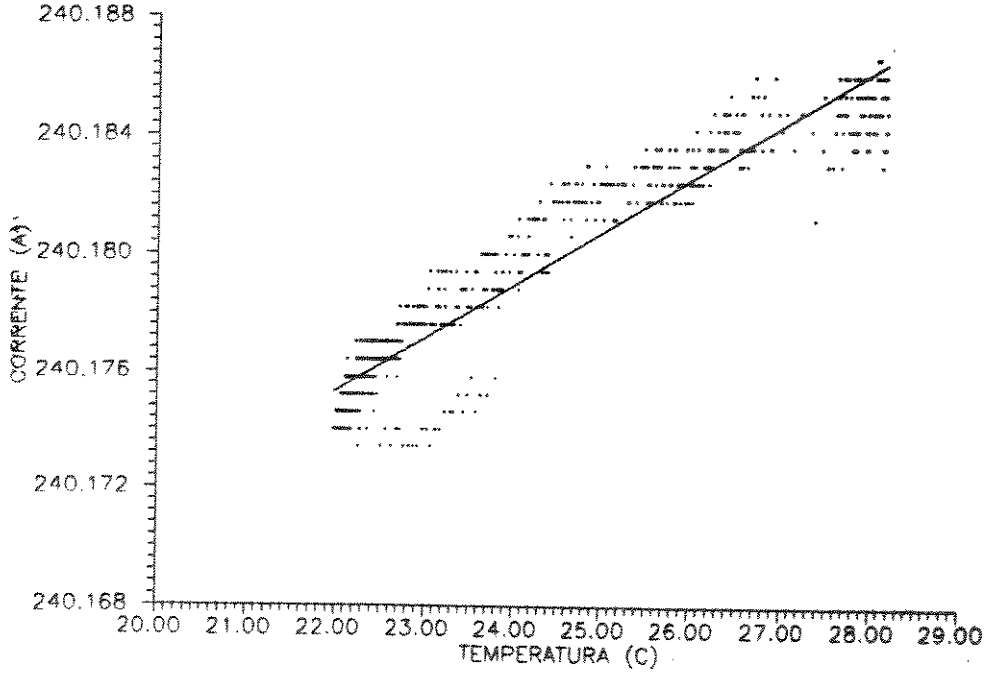


Figura 3.30 Variação da corrente com a temperatura com circuito de controle com temperatura controlada (forno)

3.4.4 Erro de rampeamento

Conforme já exposto, desde que durante o rampeamento da referência o chaveamento do regulador continue a ocorrer, isto garante que a corrente da carga se encontra dentro dos limites estabelecidos pelo circuito de controle, em torno do valor dado pela referência. Assim, o máximo erro de rampeamento é definido pela histerese da corrente,ou seja, pelo próprio valor da ondulação da corrente. Para que isto seja possível é necessário que a rampa cresça numa velocidade inferior à resposta do retificador controlado, a fim de que ele possa fornecer a tensão necessária para alimentar a carga.

Erros no rampeamento são muito significativos quando se considera que diversos equipamentos devem realizar uma mesma variação relativa durante a elevação da energia do feixe eletrônico no interior do anel. Uma topologia que garanta que as correntes de todas as fontes estarão dentro de limites bem estabelecidos e suficientemente pequenos, tem um forte atrativo.

A figura 3.31 mostra o resultado de um teste no qual se utilizou uma referência analógica variando de 1 a 8 V e a respectiva variação na corrente da carga. Embora não se possa obter resultados quantitativos deste teste, a inspeção visual indica um comportamento bastante satisfatório, sem desvios aparentes entre a referência e a corrente.

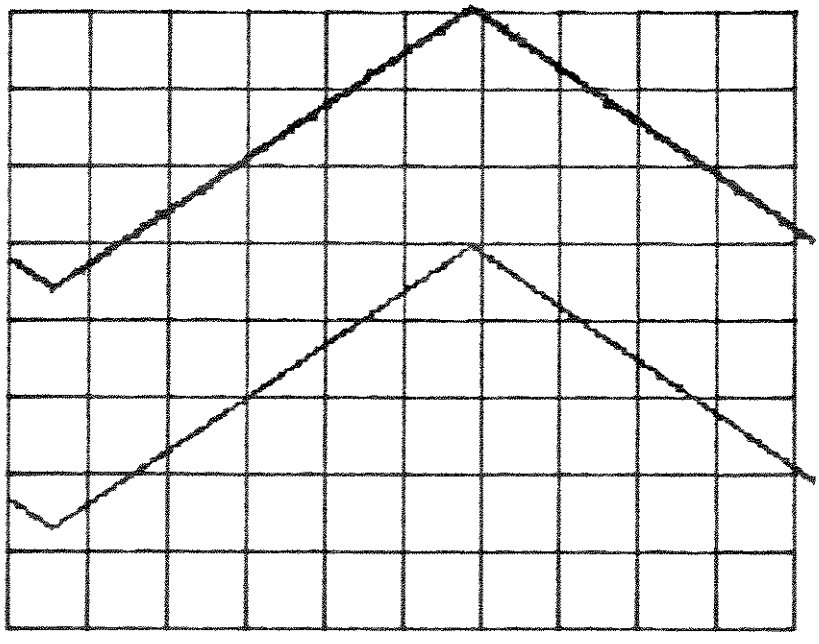


Figura 3.31 Traço superior: Referência de corrente (de 1 V a 8 V)
Traço inferior: Corrente de carga (de 30 A a 240 A), 1 s/div

3.4.5. Repetibilidade

O teste de repetibilidade visa verificar se o ajuste de uma mesma referência leva à mesma corrente. O experimento deve ser realizado sem variação térmica significativa e verifica o comportamento tanto da referência como do circuito eletrônico.

Como a corrente será rampeada, este teste permite levantar possíveis desvios que impliquem em um erro relativo de rampeamento entre diferentes equipamentos.

O experimento consistiu em produzir uma sequência de 8 níveis de tensão de referência (de 1 V a 9 V). Dez milissegundos após o ajuste de cada um dos níveis se fêz a medida da referência e da corrente, utilizando os mesmos equipamentos descritos no teste de estabilidade. Foram realizados 80 ciclos (num intervalo de tempo total de aproximadamente 30 minutos) e verificados os desvios nas medidas.

Tabela 3.I. Repetibilidade Relativa da referência e da corrente

Referência (V)	Corrente (A)	Variação relativa da referência (ppm)	Variação relativa da corrente (ppm)
1	30	± 20	± 50
2	60	± 10	± 20
3	90	± 5	± 20
4	120	± 6	± 17
5	150	± 6	± 8
6	180	± 4	± 13
7	210	± 4	± 10
8	240	± 5	± 12
9	270	± 4	± 19

Os resultados obtidos aqui também são melhores do que os estabelecidos inicialmente, mesmo considerando o valor real da corrente e não o fundo de escala.

3.4.6 Rejeição de perturbações na alimentação

Para análise do efeito de perturbações na rede sobre a corrente da carga foram realizados 4 experimentos, utilizando o circuito da figura 3.32. Foram inseridas resistências em série com a alimentação do equipamento. Tais resistências podiam ser curto-circuitadas (por meio de um contator) de maneira a que a tensão de entrada fosse a própria tensão da rede. Com os contatos abertos a queda de tensão nas resistências reduzia a tensão de entrada. Foram feitos testes com variação nas três fases, simulando sub-tensão (quando os contatos eram abertos) e sobre-tensão (quando os contatos eram fechados) utilizando tanto filtro LC quanto filtro com amortecimento.

As variações na tensão da rede, geralmente, não são de caráter rápido, exceto em sistemas com significativa presença de cargas especiais, como fornos a arco e grandes conversores estáticos. O efeito de tais cargas na tensão depende basicamente das características do sistema que, para o caso do LNLS ainda não estão definidas, valendo, no entanto, a preocupação de realizar-se um projeto que leve em consideração a existência de inúmeros conversores estáticos das mais variadas potências.

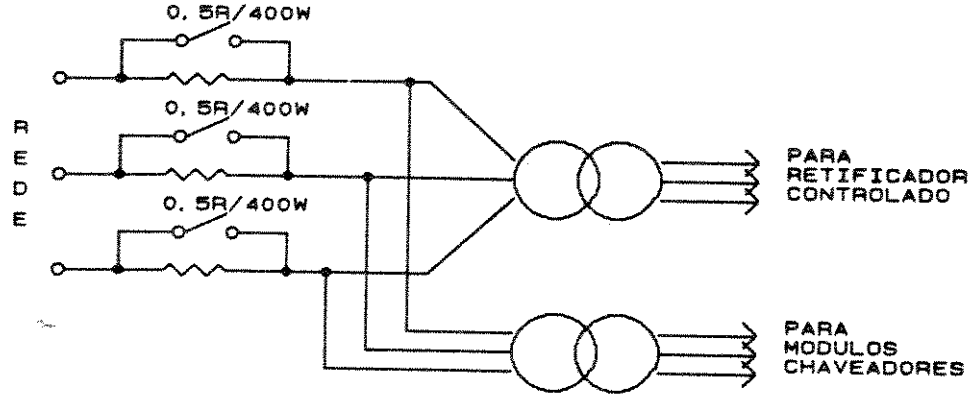


Figura 3.32 Montagem para teste de rejeição a perturbação na rede

a) Filtro LC

Utilizando o filtro LC com 0,8 mH e 11 mF foram realizados testes nos quais se verificou a capacidade de rejeição a perturbações rápidas na rede. Para um aumento na tensão de entrada de 3% (213 V para 220 V) observa-se na figura 3.33 uma variação de 5 V na tensão de saída do filtro mas que não se reflete na corrente da carga, o que é esperado, uma vez que o regulador chaveado deve, ao operar com ciclo de trabalho de 50%, compensar variações de aproximadamente ±5 V. O sinal de corrente foi medido no circuito eletrônico de controle enquanto a tensão foi obtida por meio de um amplificador com isolação o qual introduziu um significativo ruído (causado pelo chaveamento) nas medidas.

As figuras 3.34 e 3.35 mostram os resultados decorrentes de uma elevação de 11% na tensão de alimentação (de 198 V para 220 V). Nota-se que o regulador chaveado não consegue compensar a variação da saída do filtro que atinge cerca de 12 V, para um degrau da entrada de 6 V. Observe-se a oscilação na tensão, a qual ocorre, como esperado, numa frequência ligeiramente superior a 50 Hz, ou seja, a frequência de ressonância do filtro. O crescimento da tensão leva ao crescimento da corrente que, ao ultrapassar o limite superior do comparador com hiterese, leva seu sinal de saída para o nível baixo, permanecendo assim até que se realize a compensação da sobre-tensão e a corrente caia até o limite inferior do comparador.

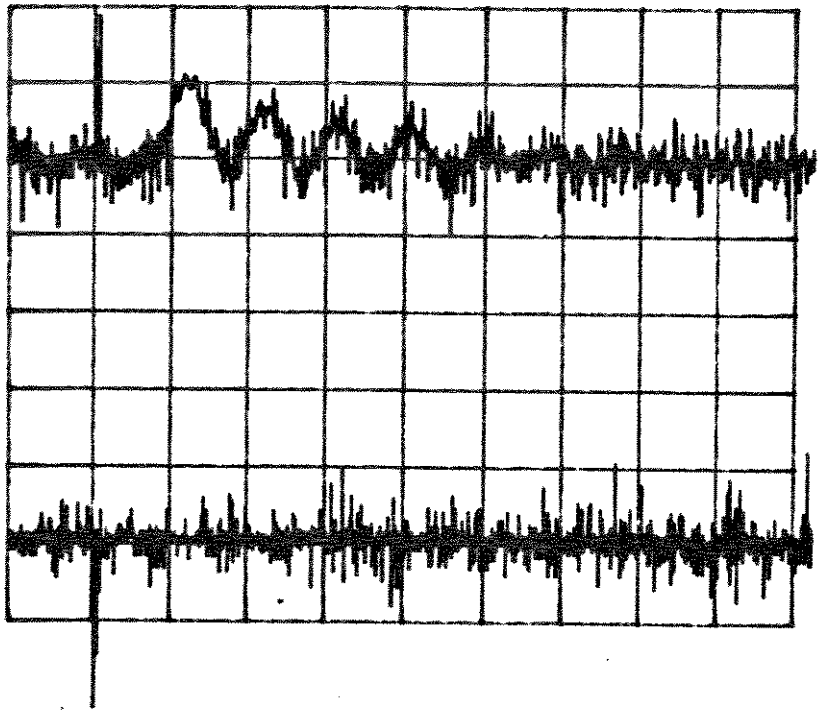


Figura 3.33 Variação da tensão do filtro LC (5 V/div) e ondulação da corrente (1,2 A/div), 20 ms/div, Io=100 A.
Elevação de 3% na tensão de entrada

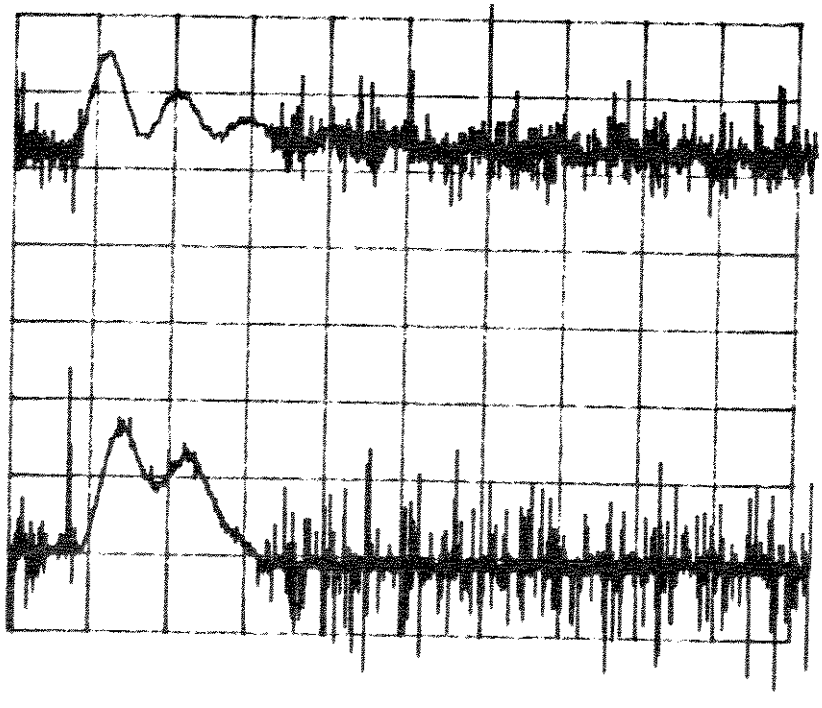


Figura 3.34 Tensão no filtro LC (10 V/div) e ondulação da corrente (1,2 A/div), 20 ms/div, Io=200 A.
Elevação de 11% na tensão de entrada

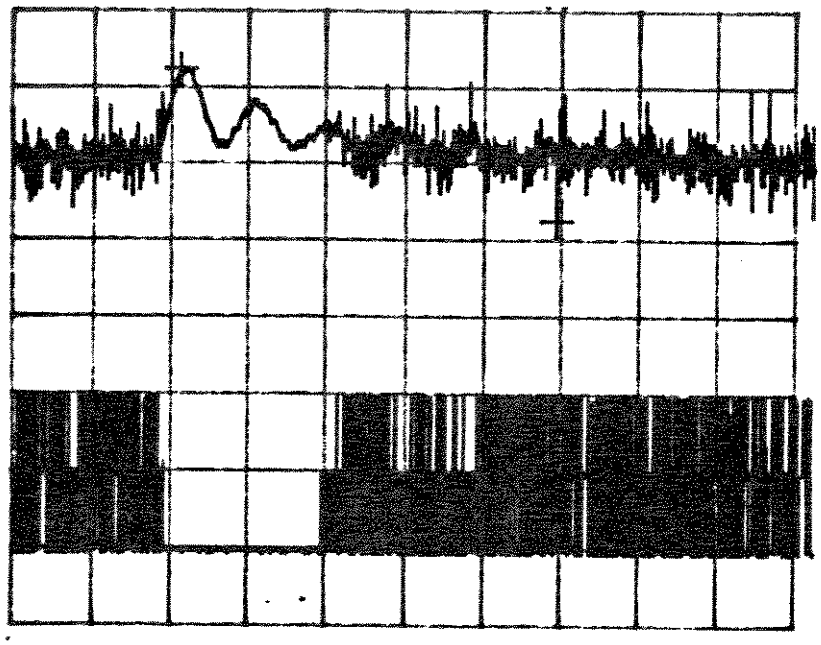


Figura 3.35 Tensão no filtro LC (10 V/div) e saída do comparador com histerese (10 V/div), 20 ms/div, Io=200 A. Elevação de 11% na tensão de entrada.

b) Filtro RLC

Com o uso do filtro com amortecimento com os valores descritos anteriormente tem-se os resultados mostrados nas figuras 3.36 e 3.37.

Para uma elevação de 13% na entrada (de 194 V para 220 V), correspondendo a um degrau de 6,5 V na entrada do filtro, obteve-se uma variação de aproximadamente 8 V no nível médio da tensão de saída do filtro. Por outro lado, a ondulação nesta tensão é muito mais acentuada pois a atenuação para 360 Hz é muito menor do que no caso com filtro LC. Mesmo com a redução no valor da sobre-tensão excede-se o valor passível de compensação pelo regulador chaveado. Novamente aqui a corrente cresce acima do limite superior do comparador com histerese, cessando o chaveamento, que só reiniciará quando a corrente cair ao limite inferior. A amplitude da sobre-corrente depende significativamente da constante de tempo da carga para baixas frequências, que tem um valor muito mais elevado do que para a frequência de chaveamento, o que contribuirá para reduzir a amplitude desta sobre-corrente. A velocidade da correção da tensão depende basicamente do tempo de integração do integrador que controla o ângulo de disparo do retificador controlado cujo valor deve ser ajustado a fim de realizar rápidas correções mas sem levar o sistema a instabilidades. Nota-se que com o filtro com amortecimento é possível compensar-se até uma variação de 7% na entrada o que se explica pela redução da sobre-tensão na saída do filtro.

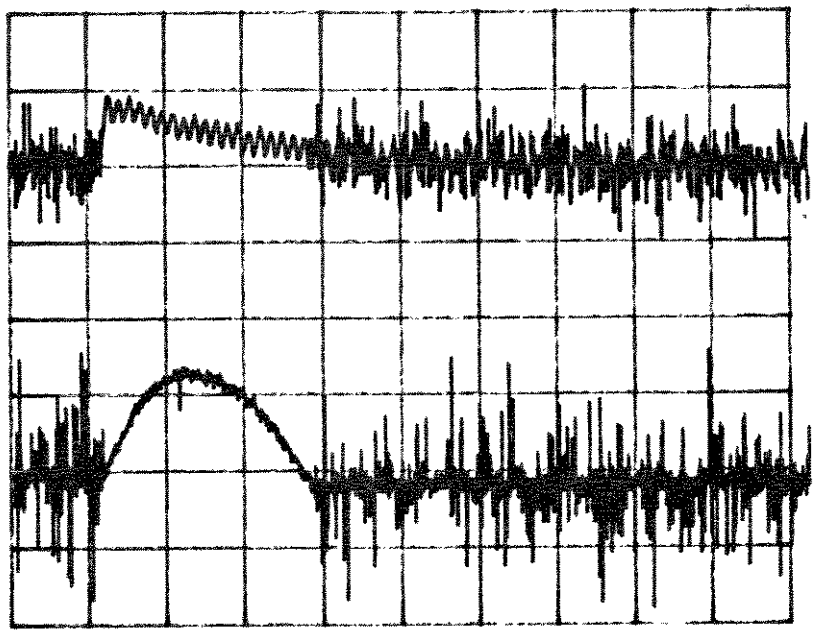


Figura 3.36 Tensão de saída do filtro RLC (10 V/div) e ondulação de corrente (1,2 A/div), 20 ms/div, Io=200 A
Elevação de 13% na tensão de entrada.

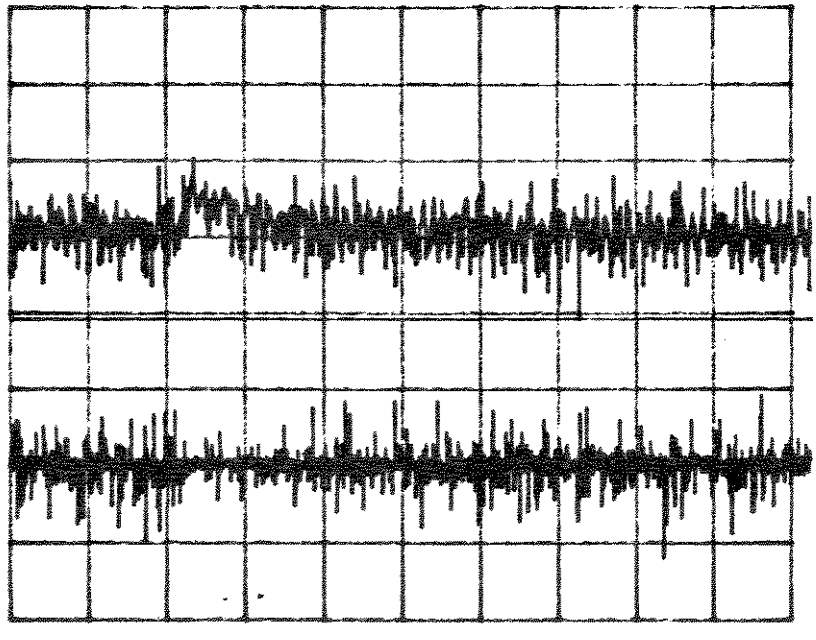


Figura 3.37 Tensão na saída do filtro RLC (10 V/div), ondulação de corrente (1,2 A/div), 20 ms/div, Io=140 A,
Elevação de 7% na tensão de entrada

3.4.7 Eficiência

A eficiência do equipamento foi calculada, à corrente de 275 A, medindo-se as formas da onda da tensão e da corrente de alimentação de todo o equipamento, incluindo transformadores, sistema de ventilação forçada, circuitos eletrônicos e conversores de potência.

Os sinais de tensão e corrente foram multiplicados pelo próprio osciloscópio que realizou as medidas, plotando-se a potência fornecida por cada fase (numa conexão estrela). O cálculo da energia consumida por semi-ciclo permite obter a potência fornecida ao equipamento.

A potência calculada foi de 15950 W. A carga apresentou 52,3 V a 275 A, ou seja, 14382 W, implicando numa eficiência de 90,1 %.

Para correntes menores haverá uma redução da eficiência, uma vez que parte das perdas se mantém constantes (como o sistema de ventilação, os circuitos eletrônicos, etc.). Como o equipamento operará durante praticamente todo o tempo com corrente elevada o resultado obtido representa bem o rendimento a ser obtido durante a operação desta fonte.

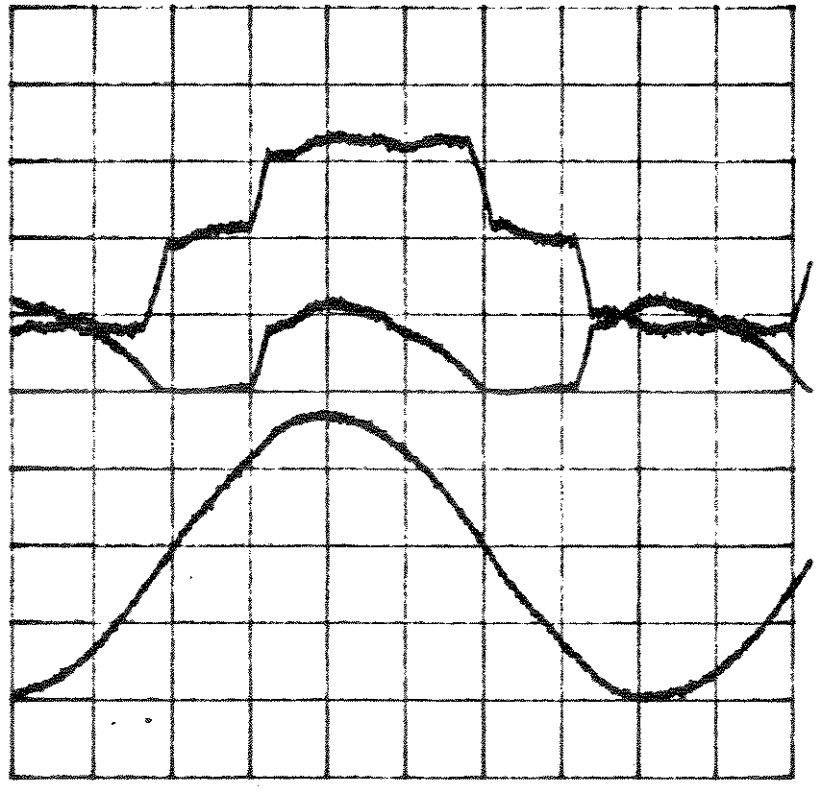


Figura 3.38 Corrente de fase (50 A/div), potência de entrada (5 kW/div)
e tensão de fase da entrada (100 V/div)
2 ms/div, Io = 275 A

3.4.8. Fator de potência e harmônicas na rede

Uma vez que na corrente de trabalho (após o rampeamento) praticamente toda a potência da carga (90 a 95%) é fornecida pelo retificador controlado, os comportamentos para o fator de potência e as harmônicas de corrente introduzidas na rede são basicamente os descritos na literatura para os retificadores de 6 pulsos com diodo de circulação [3.7].

É interessante lembrar que os resultados das harmônicas são baseados em uma corrente por fase do tipo retangular, com condução de 120 graus elétricos, e que a corrente real (indicada na figura 3.35) tem um comportamento tipo trapezoidal, o que produz uma redução no conteúdo harmônico.

A figura 3.39 mostra o resultado teórico apenas para o retificador e também pontos relativos a resultados experimentais. Note-se que à medida que cresce a tensão de saída, implicando numa maior participação relativa do retificador em termos da potência entregua à carga, os resultados experimentais convergem para os do retificador. Para potências menores as 5ª e 7ª harmônicas se tornam relativamente menores em função da redução relativa da potência fornecida pelo retificador. Isto significa que temos, com esta topologia, um comportamento melhor do que apenas com o retificador.

Quanto ao fator de potência os resultados experimentais estão bastante próximos dos valores determinados apenas pelo retificador, que fornece a maior parte da potência para a carga. À medida que cresce a tensão eleva-se também a corrente da carga propiciando uma melhoria no fator de potência relativo apenas à fonte de alimentação do regulador chaveado, colaborando para obter-se, no conjunto, um valor elevado.

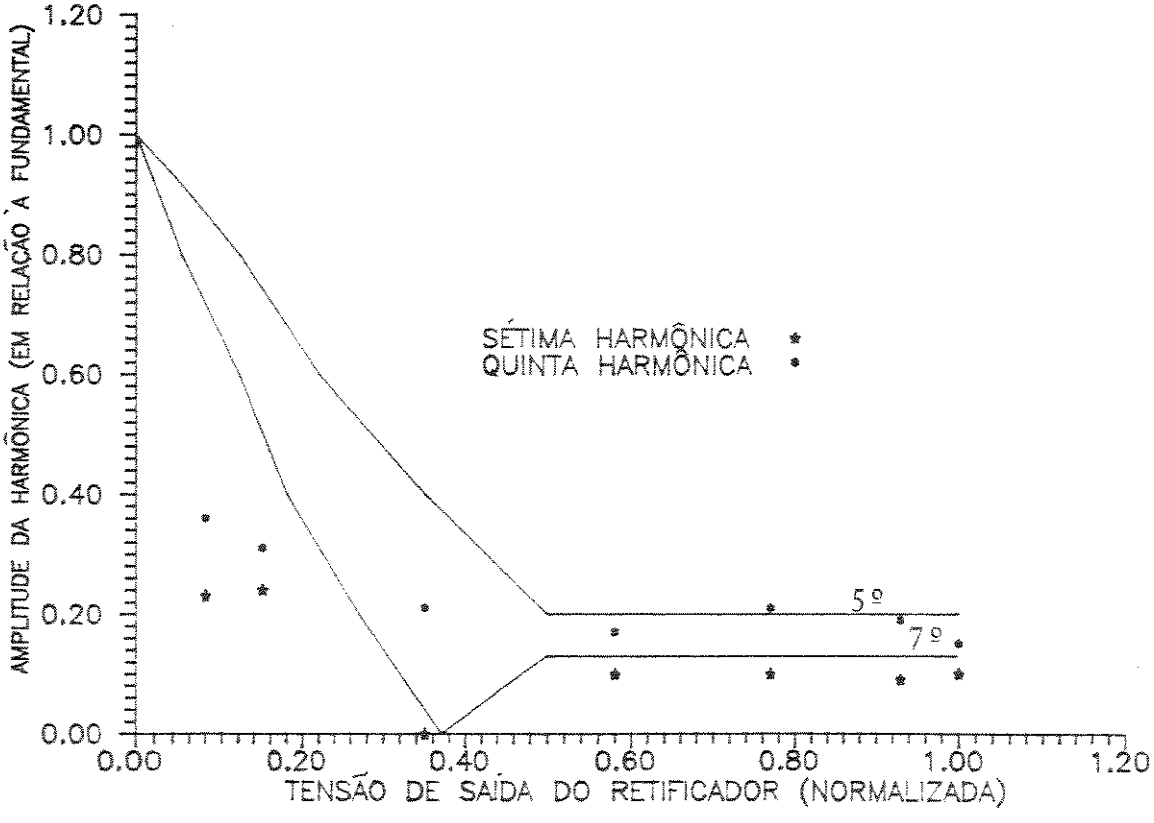


Figura 3.39 Harmônicas de corrente na entrada do retificador

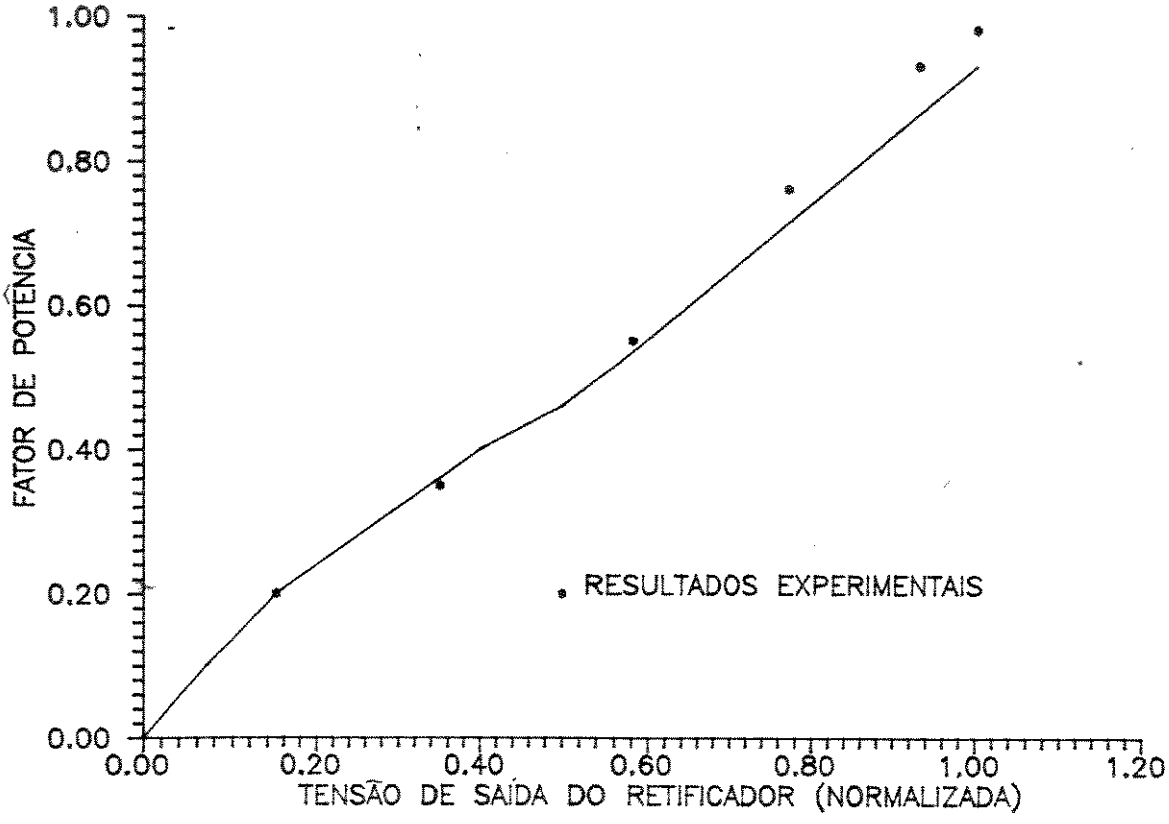


Figura 3.40 Fator de Potência de entrada para retificador de 6 pulsos com diodo de circulação.

3.4.9 Interferência Eletro-Magnética

A questão da interferência eletro-magnética tem sido uma preocupação do projeto desde sua concepção, como se apontou logo no início deste capítulo. Entretanto, os resultados colhidos até o momento são qualitativos, não tendo sido possível fazer verificações quantitativas dos níveis de interferências conduzida pela rede e irradiada, bem como da suscetibilidade do equipamento.

Em termos de interferência irradiada, a montagem do equipamento dentro de um armário metálico, tendo seus elementos chaveadores montados dentro de túneis metálicos parece eficiente, pelo menos não tem sido notada qualquer interferência da fonte do dipolo sobre outros sistemas em operação instalados nas proximidades dela.

Dadas as dimensões do equipamento e sua massa, não é elementar removê-lo seja para uma câmara de testes ou para um campo aberto no qual se possa realizar medidas dos níveis de rádio-interferência irradiada. Este problema é comum a equipamentos de tal porte, conforme se verifica por relatórios de outros laboratórios sobre este mesmo tópico (ref. [3.5]).

Quanto à interferência eletro-magnética conduzida, a falta de equipamentos adequados não permitiu ainda a medição de seu nível, dentro das normas estabelecidas [3.8]. No entanto, o fato de a alimentação de potência do equipamento dispor de uma instalação individual, não havendo outros sistemas a ela conectado, tem permitido que sua operação não afete outros sistemas. É clara, entretanto, a necessidade de medir os níveis de sinal conduzido e utilizar os filtros necessários.

Por outro lado, os circuitos eletrônicos de controle da fonte estão alimentados por outra rede, na qual, eventualmente, são conectadas outras fontes chaveadas de potências menores (até 3 kW), quando se verifica sua suscetibilidade à interferência conduzida por meio de mudanças em seu ponto de trabalho.

Começa-se a estudar a melhor alternativa para a rede de alimentação do conjunto de fontes do LNLS, visando minimizar problemas como este, principalmente considerando que haverá uma grande quantidade de instrumental científico de grande sensibilidade e que não poderá ser afetado por IEM produzida pelas fontes de alimentação dos magnetos.

O estudo deste ítem prossegue, devendo-se buscar a instalação de um sistema que permita a aferição dos níveis de IEM conduzida, possibilitando o projeto e verificação dos filtros de linha necessários.

3.5 COMENTÁRIOS

Todos valores obtidos para os testes de desempenho do equipamento mostraram-se superiores às especificações estabelecidas inicialmente, some-se a isto os elevados valores de eficiência e fator de potência, conduzindo a uma análise bastante favorável da topologia estudada para a aplicação dada.

Os ótimos resultados obtidos com a topologia proposta permitiram adotá-la para a construção das fontes de alta potência a serem construídas para alimentação de magnetos do anel, especialmente os dipolos e algumas famílias de quadrupolos. A fonte para alimentar os dipolos terá uma potência de 250 kW (275 A, 900 V).

Um equipamento para tal potência deverá possuir um regulador chaveado com uma tensão disponível de aproximadamente 100 V e um retificador controlado, possivelmente de 12 pulsos, capaz de fornecer 900 V.

Quanto ao filtro da saída do retificador tem-se uma questão importante uma vez que se contrapõem, por um lado, uma menor ondulação da tensão de saída mas com menor capacidade de rejeição a perturbações rápidas na entrada (filtro LC) e, por outro lado, uma maior variação na tensão de saída com uma capacidade ampliada de compensar as variações da rede (filtro com amortecimento). A decisão sobre este aspecto deve ter como parâmetros dados sobre o sistema de alimentação dos diversos equipamentos do LNLS, buscando-se informações sobre a possibilidade e a intensidade de variações bruscas na tensão da rede.

No que se refere a IEM, os resultados qualitativos atualmente disponíveis são, de uma maneira geral, bons, exceto quanto à suscetibilidade conduzida. Os estudos deste tópico prosseguem buscando quantificar e reduzir a níveis normalizados os níveis de interferência produzida.

Têm sido realizados estudos de elevação da tensão do regulador chaveado, para níveis como os necessários para o equipamento final, a fim de verificar eventuais problemas de picos e oscilações (devido a componentes parasitas) que poderiam danificar os componentes do circuito. Note-se que como não ocorre alteração na corrente, os módulos chaveadores são praticamente os mesmos utilizados no protótipo, alterando-se basicamente sua fonte de tensão CC. Os resultados obtidos até agora são plenamente satisfatórios, indicando apenas algumas precauções em termos da montagem dos componentes a fim de minimizar as indutâncias e capacitâncias parasitas.

Foram também realizados testes com maior corrente pelos módulos, chegando-se a 80 A em cada um (com 11 V na alimentação), limite este determinado pela elevação da temperatura dos indutores de equalização. Isto significa ser possível, em princípio, elevar a corrente controlada para 480 A (com 6 módulos).

Durante os vários meses de teste do equipamento não houve qualquer dano aos transistores e diodos dos módulos chaveadores, bem como no retificador controlado, indicando uma elevada confiabilidade do mesmo, que é um dos mais importantes aspectos para a utilização de equipamentos em um laboratório que deverá operar ininterruptamente durante várias semanas, contando com curtos intervalos de manutenção preventiva.

3.6 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

3.1 Lira,A.C.; Pomilio,J.A.; Wisnivesky,D.
Power Supplies for the LNLS Magnets
IEEE Particle Accelerator Conference
Chicago, EUA, 1989

3.2 Wisnivesky,D.; Lira,A.C.; Pomilio,J.A.
Bending Magnet Power Supply with Switching Series Regulator
European Particle Accelerator Conference
Nice, França, Junho 1990

3.3 B.W.Williams
Power Electronics
MacMillan Education Ltd.
Londres, 1987

3.4 A. Beuret
Power Converter Feedback Control
in "Power Converters for Particle Accelerators"
CERN Accelerator Schooll
Genebra, Suiça,1990

3.5 P. Proudlock
Achieving High Performance
in "Power Converters for Particle Accelerators"
CERN Accelerators Schooll
Genebra, Suiça,1990

3.6 M. Groenenboom
Transducers and Measurement Technology
in "Power Converters for Particle Accelerators"
CERN Accelerator Schooll
Genebra, Suiça,1990

3.7 B.R.Pelly
Thyristor Phase-Controlled Converters and Cyclo-Converters
John Wiley & Sons
EUA,1971

3.8 Limits and methods of measurement of electromagnetic disturbance characteristics os industrial, scientific and medical (ISM) radio-frequency equipment
International Special Committee on Radio Interference
International Standard CISPR 11, Second Edition, 1990-09

CAPÍTULO 4

ANÁLISE DE FENÔMENOS PRODUZIDOS POR ELEMENTOS PARASITAS NO CHAVEAMENTO

4. ANÁLISE DE FENÔMENOS PRODUZIDOS POR ELEMENTOS PARASITAS NO CHAVEAMENTO

O objetivo deste capítulo é desenvolver um modelo para o circuito da fonte chaveada incluindo elementos parasitas a fim de estudar sua influência em seu funcionamento, especialmente a ocorrência de picos e oscilações de corrente e tensão que podem comprometer tanto o desempenho do circuito quanto a segurança dos componentes.

Utiliza-se o programa PSpice, versão 4.03, na realização de simulações para verificar os modelos propostos, buscando reproduzir os fenômenos observados nos reguladores chaveados e verificar alternativas para melhorar a operação do circuito, obtendo orientações no que se refere ao aperfeiçoamento da construção dos equipamentos.

Este estudo foi iniciado utilizando-se uma fonte chaveada abaixadora de tensão, com a mesma topologia depois empregada na fonte do dipolo mas de menor corrente de saída (20 A). Sobre este circuito foram feitos experimentos que permitiram desenvolver maneiras de estimar os valores dos componentes parasitas dos circuito, métodos estes que foram posteriormente empregados no estudo da fonte do dipolo.

4.1 CIRCUITO IDEAL - SIMULAÇÃO COM PSPICE

Uma análise simplificada do circuito do regulador chaveado desconsidera a existência de indutâncias e capacitâncias parasitas, exceto aquelas próprias do modelo de transistor MOSFET e diodo presentes no programa PSpice.

Considera-se a tensão de alimentação do regulador sem ondulação. Embora o circuito real seja alimentado por uma tensão obtida de um retificador trifásico a diodos, com filtro capacitivo, a ondulação em 360 Hz não é significativa para uma análise de curto intervalo (menor que 100 μs) como a que é feita nas simulações.

O fato de o programa PSpice ter sido desenvolvido visando aplicações na simulação de circuitos integrados [4.1] faz com que possam surgir problemas na convergência dos cálculos realizados, sendo necessário um redimensionamento dos valores das tolerâncias dos erros. Mais importante que isto é atentar para os parâmetros de certos componentes (tais como transistores e diodos) que eventualmente podem ser desconsiderados em algum tipo de aplicação, mas são extremamente significativos em outro, como, por exemplo, o tempo de transição e a capacitância de junção dos diodos de potência.

Embora a versão utilizada do PSpice possua uma considerável biblioteca de componentes, alguns dos dispositivos utilizados no circuito real não têm seu modelo disponível, desta maneira foram escolhidos componentes com características similares, modificando-se alguns parâmetros ou fazendo arranjos para obter um comportamento comparável ao dos componentes reais.

O diodo empregado nos reguladores chaveados é do tipo SKN1M40/04, Semikron [4.2], com um tempo de recombinação reversa de 1 μs (a 25 °C). O componente disponível no PSpice com características mais próximas é o MR876, com tempo de recuperação reversa de 240 ns (típico) [4.3]. O comportamento dos diodos durante seu processo de desligamento é bastante importante para a análise dos fenômenos parasitas do circuito. Por esta razão foram modificados alguns parâmetros do MR876 e, mais que isso, foi colocado um outro diodo em paralelo, cujos parâmetros foram ajustados para que, no conjunto, se obtivesse um comportamento similar ao diodo empregado no circuito.

No circuito descrito na figura 4.2, quando o diodo conduz, pelo MR876, (D1), circula praticamente toda a corrente (uma vez que sua resistência série é 1000 vezes menor que a do diodo denominado DX). Durante o desligamento, no entanto, é DX que garante o comportamento esperado para a corrente de recombinação reversa, com sua elevada capacitância de junção (valor inicial). O tempo de recombinação reversa varia com diversos parâmetros, existindo assim outros conjuntos de parâmetros para DX que podem fornecer o comportamento esperado.

Estuda-se o efeito de 2 tipos de acionamento dos transistores MOSFET: o primeiro é um pulso trapezoidal unipolar, indicado na figura 4.4.a. O segundo é também um pulso trapezoidal mas bipolar (fig. 4.4.b), o que torna o desligamento mais rápido.

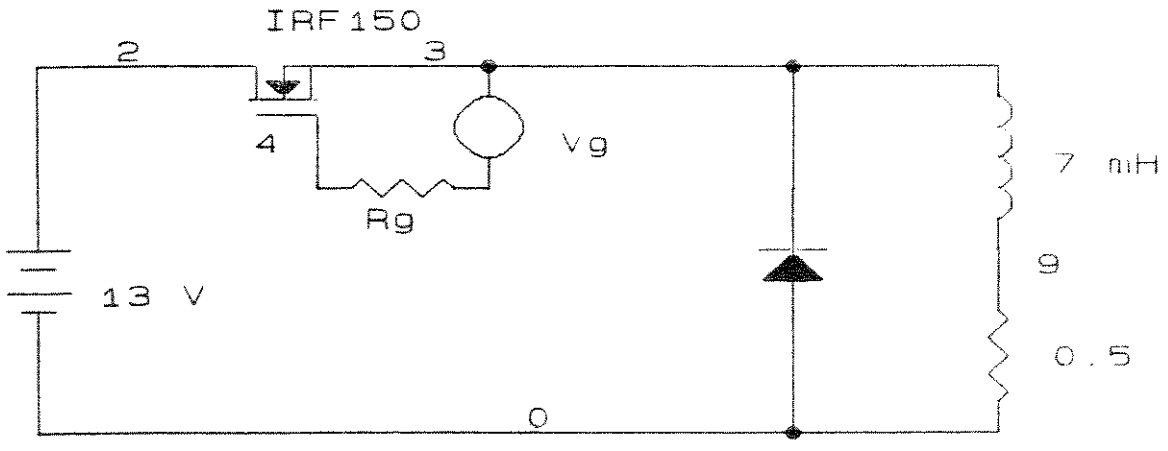


Figura 4.1 Circuito básico do regulador chaveado ideal

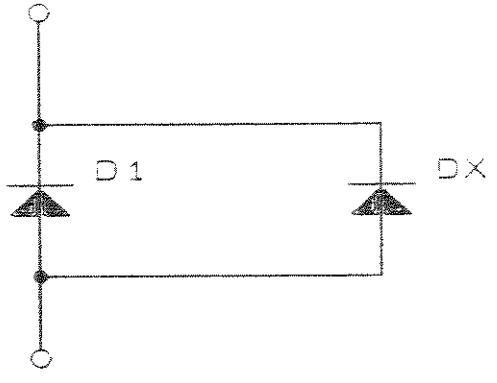
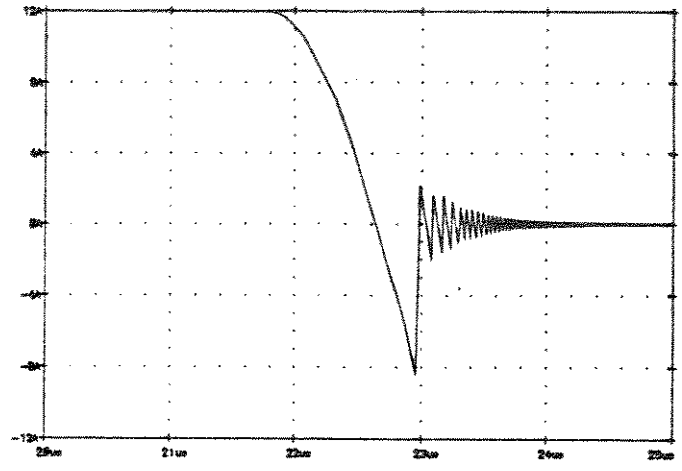
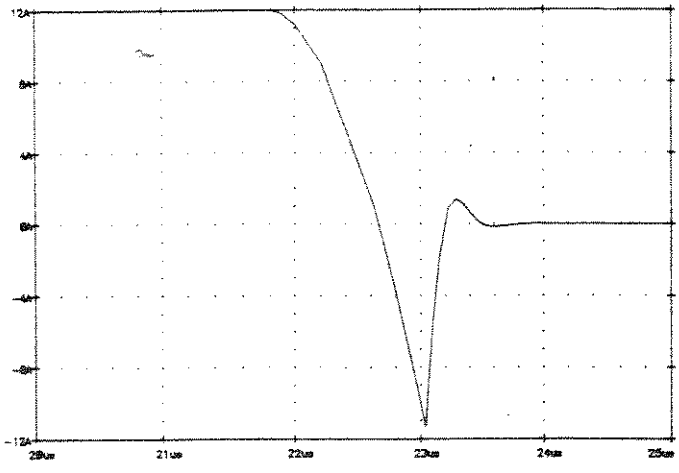


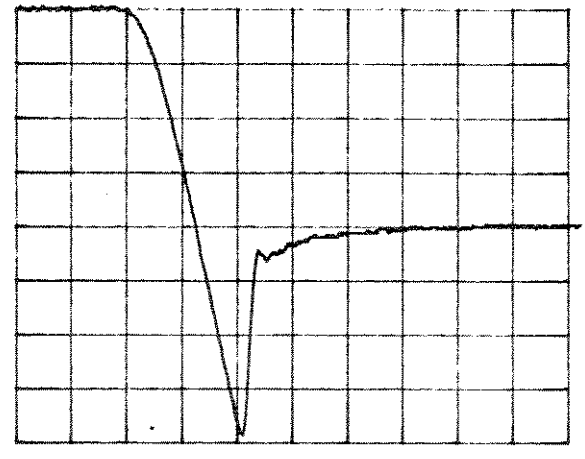
Figura 4.2 Arranjo de diodos para obter comportamento similar ao SKN 1M 40/04



(a)

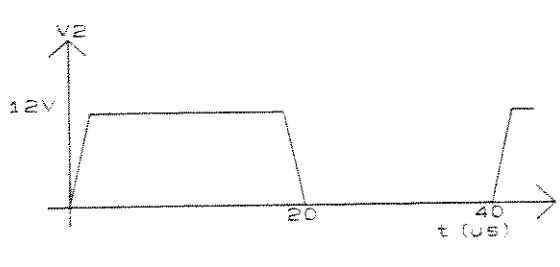


(b)

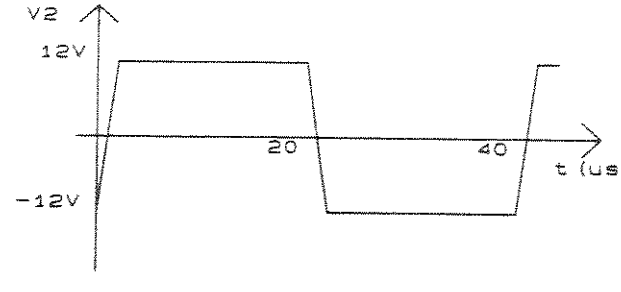


(c)

Figura 4.3 Corrente pelo diodo, no desligamento: a) no MR876 (PSpice)
b) no arranjo indicado na fig. 4.2 (PSpice) c) no SKN 1M 40/04
(0,5 µs/div, 3 A/div)



(a)



(b)

Figura 4.4 Sinal de tensão para acionamento dos MOSFET a) unipolar b) bipolar

A velocidade de entrada em condução depende do processo de carga da capacitância de entrada do MOSFET, o qual depende da resistência em série com o sinal de acionamento. O tempo de crescimento da corrente de dreno determina o decréscimo da corrente do diodo (considerando a corrente da carga constante).

Na figura 4.5 tem-se o efeito da resistência em série com o terminal "gate" dos transistores. Em "a", a resistência é nula e a limitação na velocidade de acionamento se faz pela resistência própria do transistor e pela forma do sinal de comando. Em "b" utiliza-se uma resistência de 300 Ω, enquanto em "c" se tem 600 Ω. A mudança no sinal de comando se inicia a 50 μs, com um intervalo de crescimento de 1 μs.

Quanto menor a resistência série, mais rápida será a entrada em condução do MOSFET, bem como a derivada da corrente de dreno. Isto implica no desligamento mais rápido do diodo de circulação e em um pico reverso (corrente de recombinação) de maior amplitude (embora com menor duração).

Considerando o circuito ideal e o programa descrito a seguir, no qual se identificam os parâmetros para o arranjo de diodos,foram obtidas as formas de onda mostradas nas figuras 4.6 a 4.9.

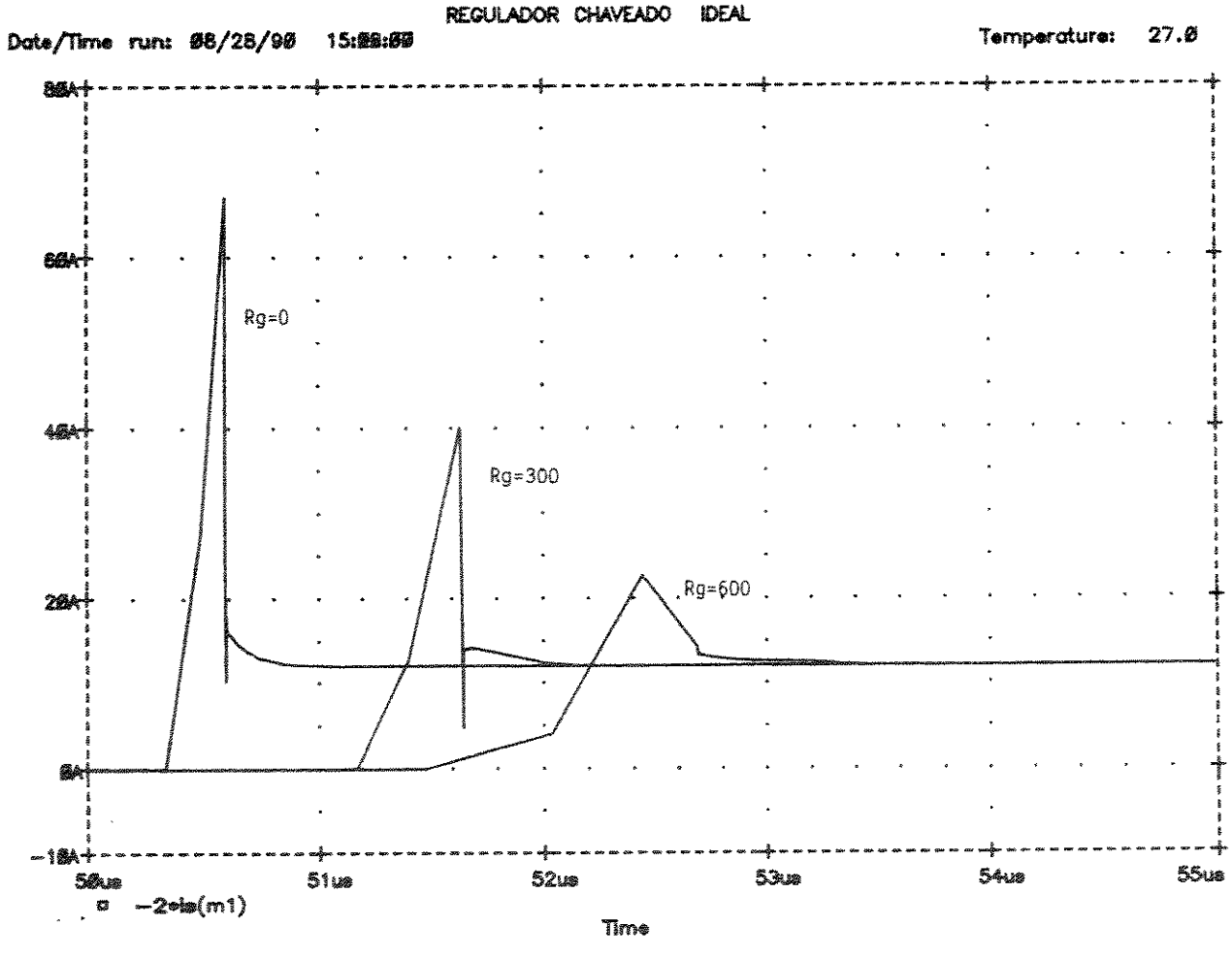


Figura 4.5 Alterações no pico da corrente de dreno na entrada em condução do transistor em função de diferentes resistências de saída do circuito de acionamento

```
Regulador Chaveado Ideal
VI 2 0 13
V2 15 3 PULSE(0 12 20U 1U 1U 19U 40U)
M1 2 4 3 3 IRF150
M2 2 4 3 3 IRF150
RG 15 4 600
D1 0 3 MR876
DX 0 3 DX
L1 3 9 .007 IC=12
R1 9 0 .5
.MODEL DX D[CJO=50N TT=1U M=.2 RS=3 IS=2.5P ISR=1.2U IKF=.08
VJ=.75 XTI=2]
.LIB D:\PSPICE\LIBRARY\PWRMOS.LIB
.PROBE
.OPTIONS ITL4=40 ITL5=20000 ABSTOL=1U CHGTOL=100F
.TRAN 1U 70U
.END
```

Na figura 4.9 pode-se observar o pico de corrente que corresponde à corrente de recombinação reversa do diodo. Os demais sinais não apresentam qualquer outro pico ou oscilação, de acordo com o esperado pela análise do circuito ideal. Quanto ao efeito de diferentes circuitos de acionamento, observa-se nas figuras 4.10 e 4.11 a variação da tensão V_{DS}. Note-se a significativa redução do tempo de desligamento do transistor quando se utiliza um sinal bipolar, assim como quando se tem menores resistências de gate (sinal de comando inicia a mudança de estado em 30 μs)

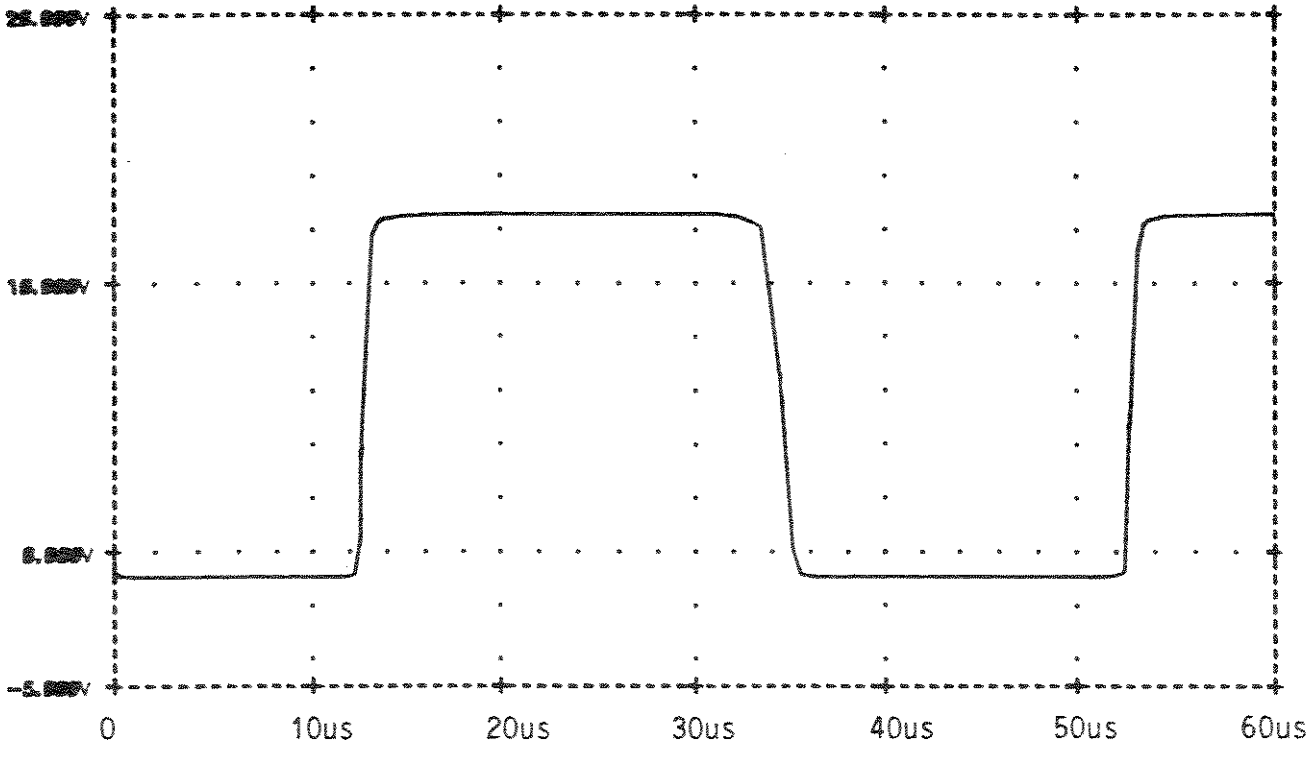


Figura 4.6. Tensão sobre a carga RL

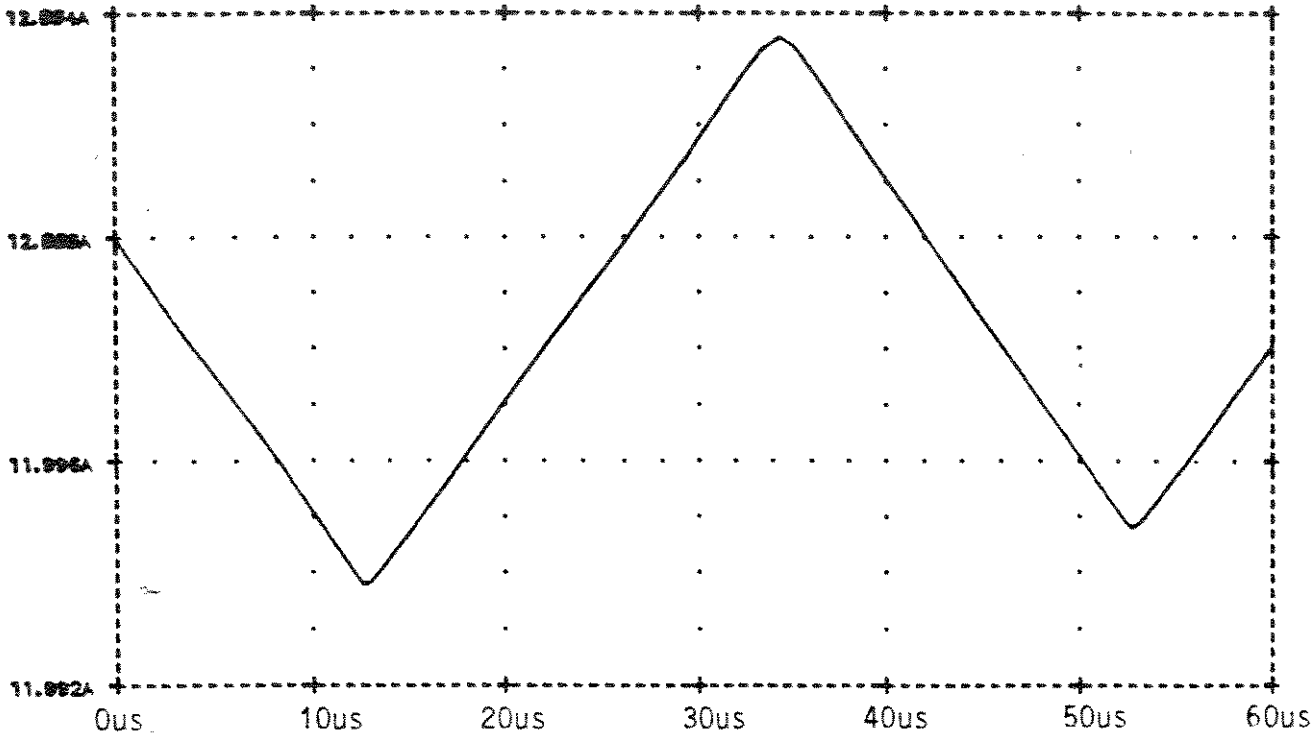


Figura 4.7. Ondulação de corrente sobre a carga

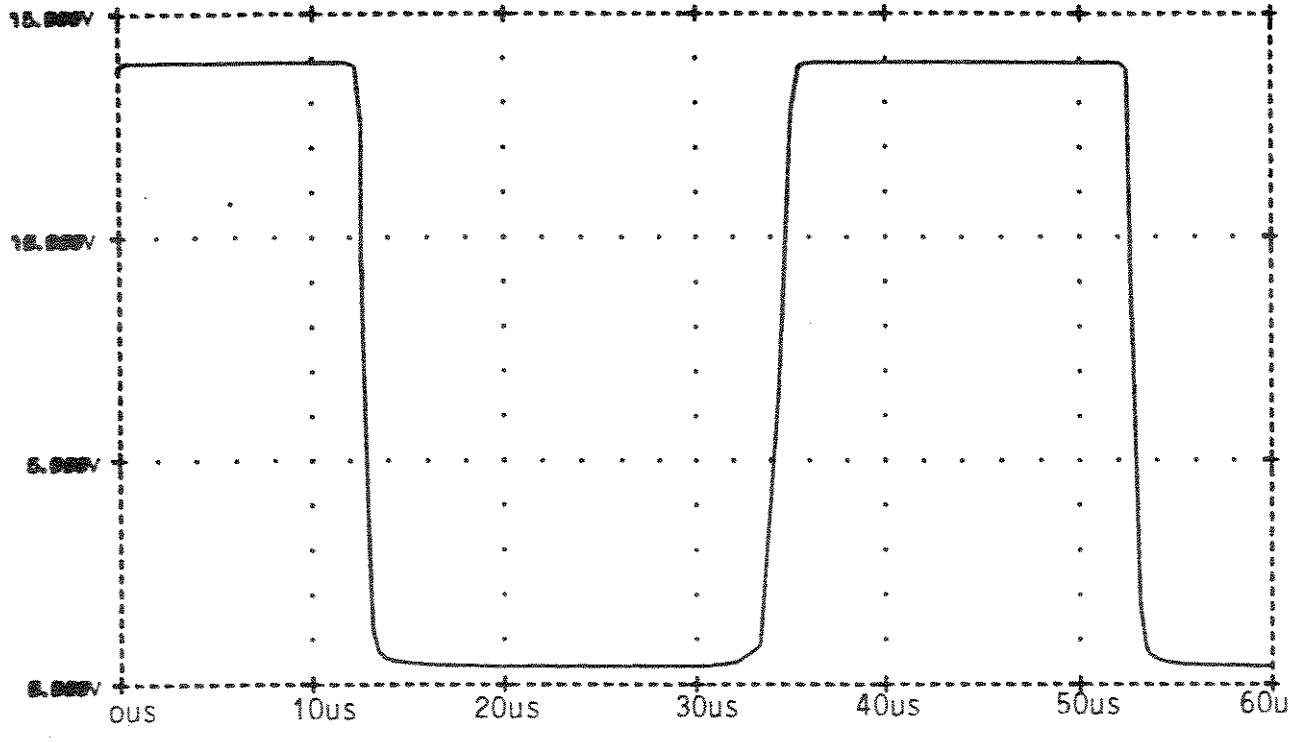


Figura 4.8. Tensão entre Dreno e Fonte do MOSFET

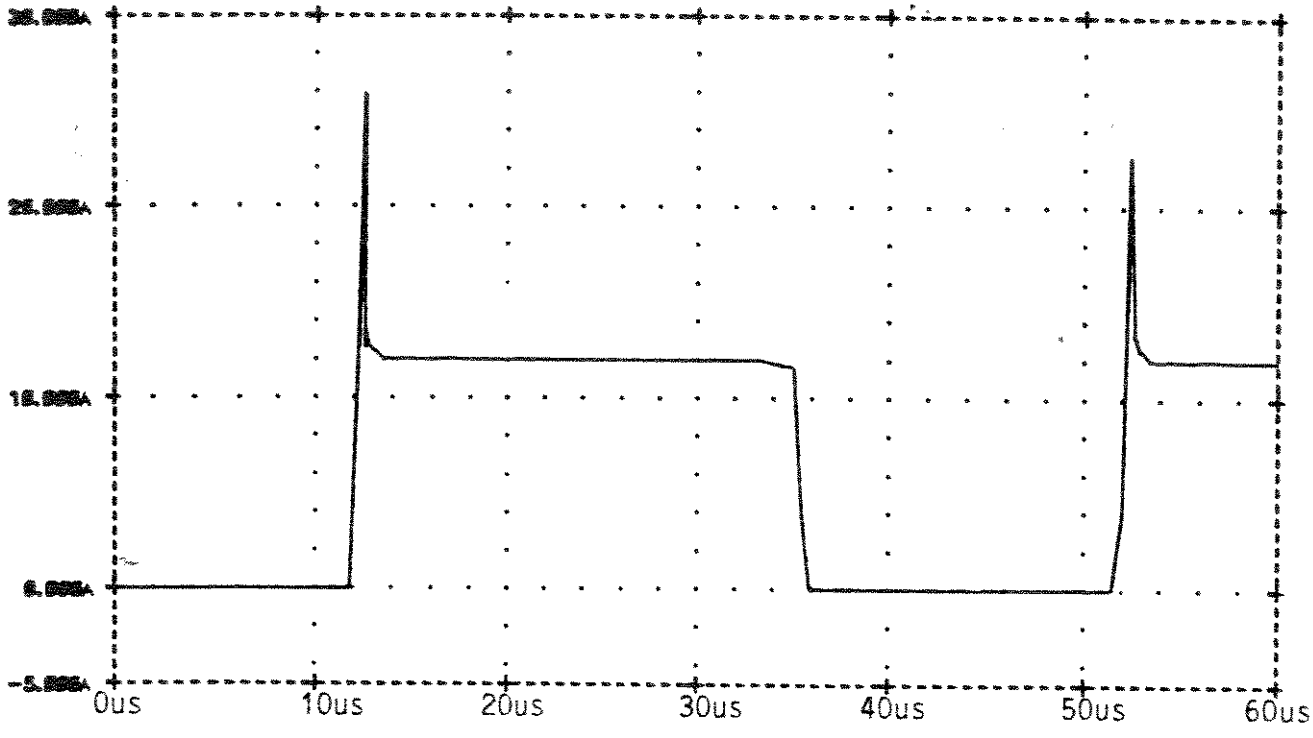


Figura 4.9 Corrente de dreno

Quanto à entrada em condução (figura 4.11), o atraso observado nos casos "a" e "c" são similares, embora a transição com alimentação bipolar seja mais rápida. A alimentação unipolar com baixa resistência é a mais eficiente neste caso pois além de a corrente de carga da capacitância de entrada do transistor ser maior, ela parte de uma condição inicial com tensão nula. As figuras 4.12 e 4.13 indicam os picos de potência sobre o MOSFET durante os chaveamentos. No processo de entrada em condução observa-se que o pico de potência é tanto maior quanto mais rápido for o disparo do transistor, o que se explica pela maior amplitude do pico da corrente de recombinação reversa do diodo (fig. 4.5). A contribuição para a potência média dissipada pelo componente não sofre grande variação conforme se verifica pela tabela 4.I.

Quanto ao desligamento, observa-se tanto pela figura 4.13 quanto pela tabela 4.I o significativo acréscimo na potência com o aumento do tempo de desligamento. Por outro lado, chaveamentos lentos conduzem a uma diminuição de di/dt e dv/dt, contribuindo para redução do ruído eletro-magnético produzido pelo equipamento.

Tabela 4.I Potência dissipada no chaveamento (obtida por simulação)

Acionador	Perda no disparo	Perda no desligam.	Perda total (chav.)
300 Ω, bipolar	3,1 W	0,6 W	3,7 W
300 Ω, unipolar	3,2 W	2,1 W	5,3 W
600 Ω, unipolar	4,5 W	4,4 W	8,9 W

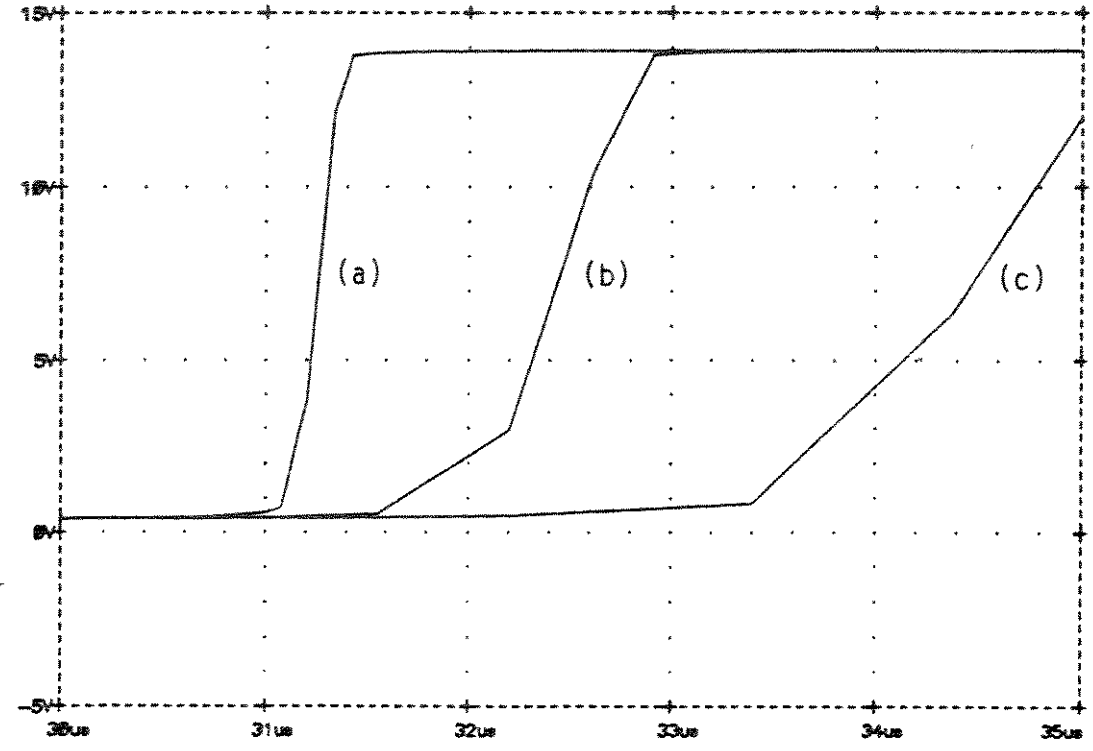


Figura 4.10. Variação da tensão entre dreno e fonte no desligamento do MOSFET
a) 300 Ω, alimentação bipolar b) 300 Ω, alimentação unipolar
c) 600 Ω, alimentação unipolar

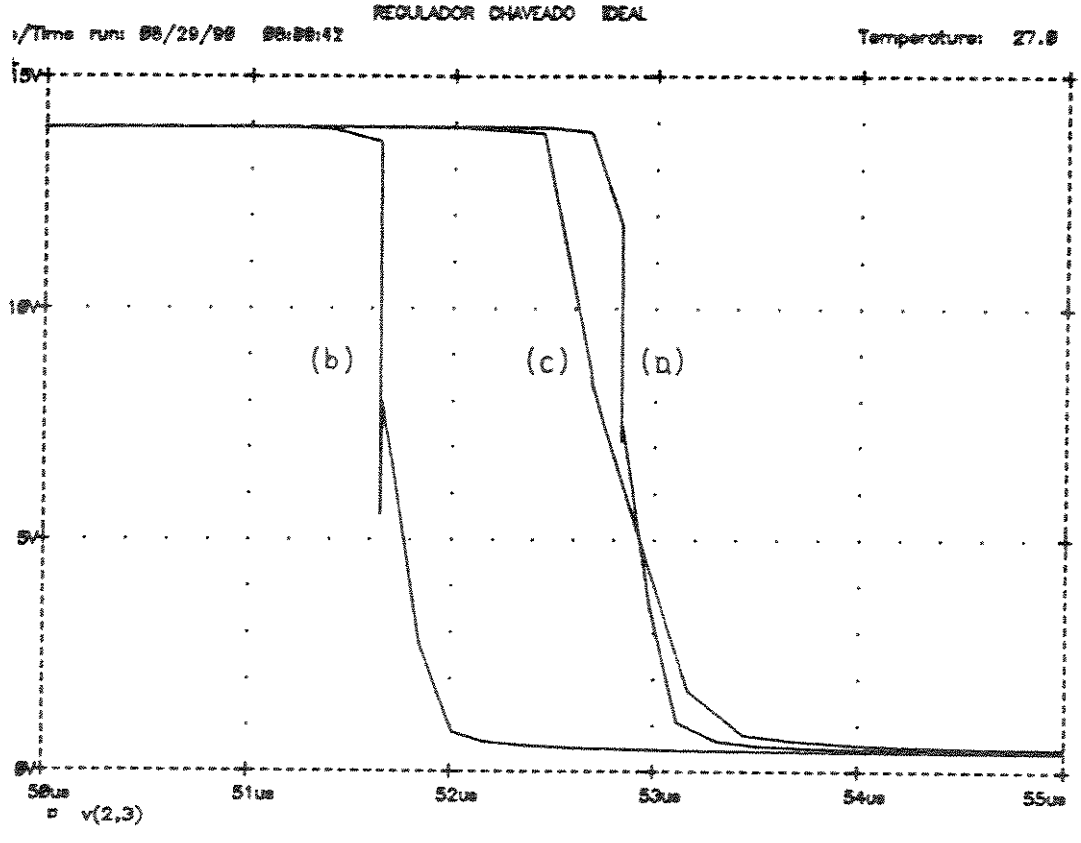


Figura 4.11 Variação da tensão dreno - fonte na entrada em condução do MOSFET

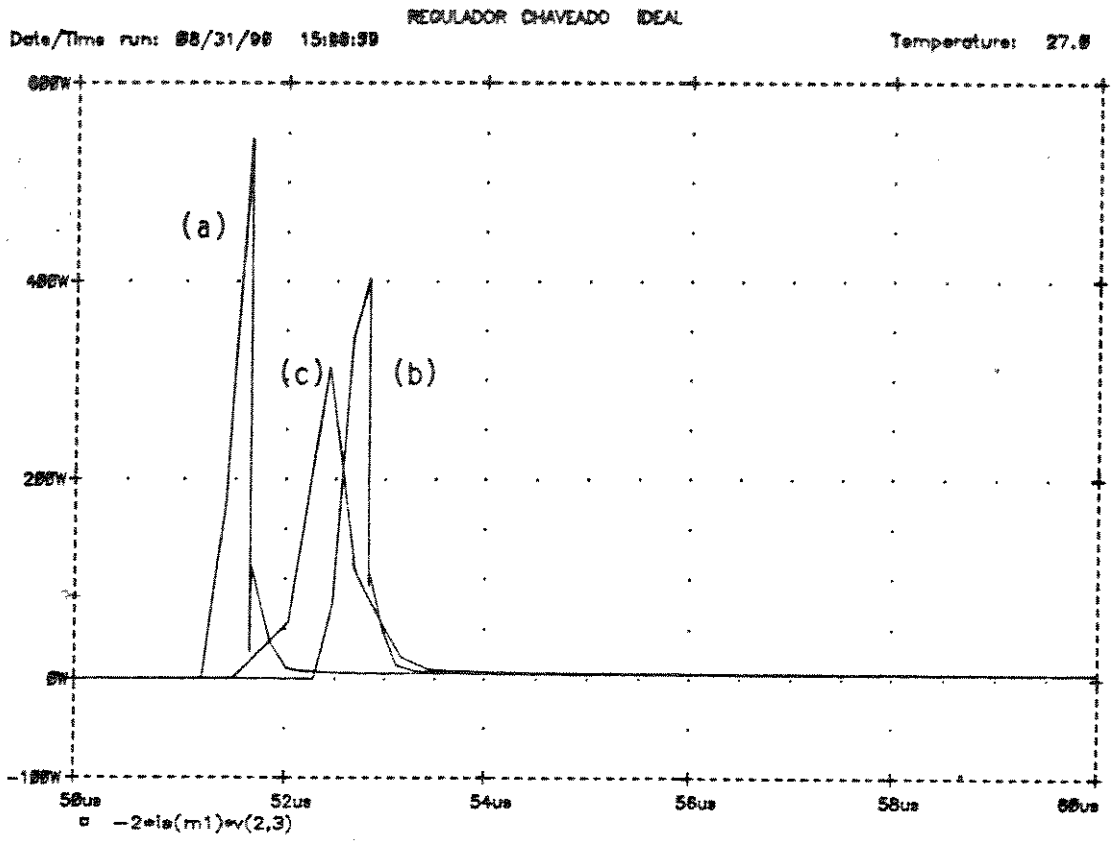


Figura 4.12. Potência sobre os transistores durante a entrada em condução

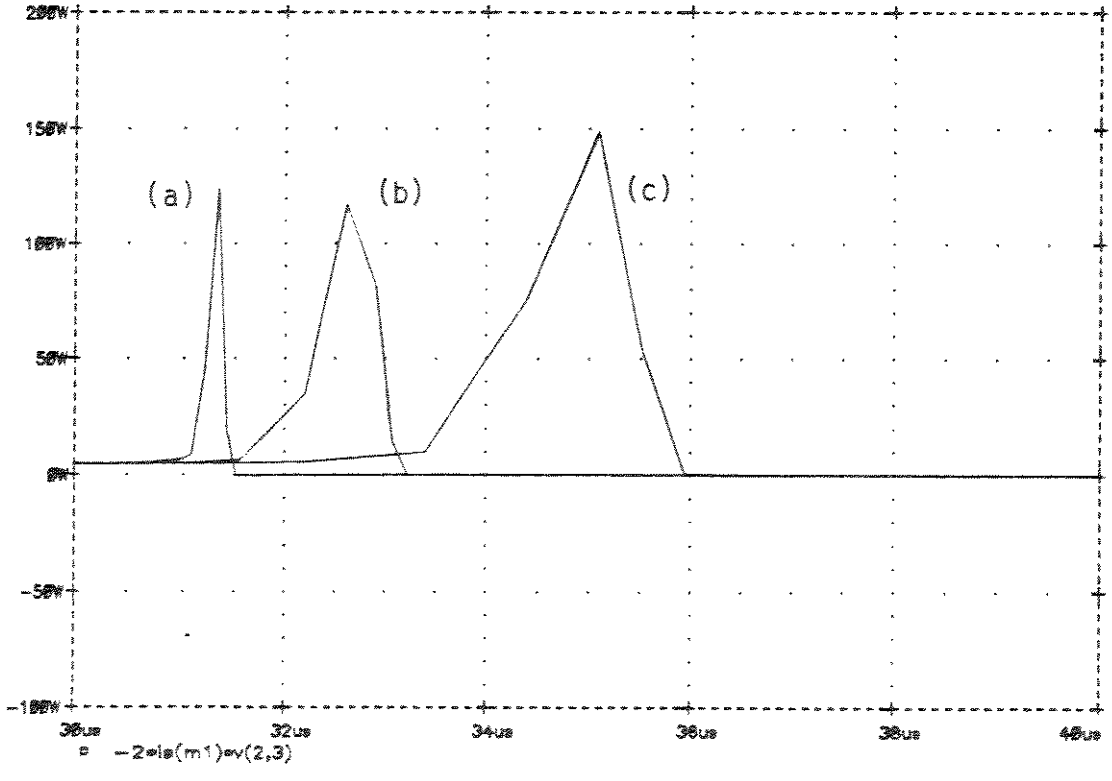


Figura 4.13 Potência sobre os transistores no desligamento

Tabela 4.II. Potência dissipada nos transistores para diferentes correntes de carga

	Io = 6 A	Io = 12 A	Io = 18 A	Acionador
Disparo	1,8 W	4,5 W	4,9 W	
Desligamento	1,2 W	4,4 W	5,4 W	600Ω , unipolar
Condução	0,9 W	3,6 W	8,2 W	
Total	3,9 W	12,5 W	18,5 W	
Disparo	1,4 W	3,2 W	3,9 W	
Desligamento	0,7 W	2,1 W	2,5 W	300Ω, unipolar
Condução	0,9 W	3,6 W	8,2 W	
Total	3,0 W	8,9 W	14,6 W	
Disparo	1,4 W	3,1 W	3,6 W	
Desligamento	0,3 W	0,6 W	0,7 W	300 Ω, bipolar
Condução	0,9 W	3,6 W	8,2 W	
Total	2,6 W	7,3 W	12,5 W	

Observa-se a importante redução nas perdas de desligamento para os diferentes tipos de acionamento e a pequena influência sobre a entrada em condução. O aumento da corrente leva a um aumento em geral nas perdas, mais significativo nas perdas de condução. Para o circuito analisado, com uso de MLC, para 12 A opera-se à máxima frequência (cerca de 25 kHz) enquanto em 6 A e 18 A opera-se a cerca de 18,7 kHz.

A eficiência do regulador, para diferentes correntes, considerando apenas as perdas no transistor é indicada na tabela 4.III. A elevada eficiência para toda faixa de corrente é um fator de mérito para as fontes chaveadas, como já mencionado. Observe-se que a melhoria no acionamento do MOSFET propicia um aumento na eficiência .

Tabela 4.III. Eficiência do regulador chaveado

Io (A)	Potência na Carga (W)	Potência no Transistor (W)	Eficiência (%)	Acionador
6	18	3,9	82,5	
12	72	12,5	85,2	600Ω, unipolar
18	162	18,5	89,8	
6	18	3,0	85,7	
12	72	8,9	89,0	300 Ω, unipolar
18	162	14,6	91,7	
6	18	2,6	87,4	
12	72	7,3	90,8	300 Ω , bipolar
18	162	12,5	92,8	

$$\text{Eficiência} = \frac{\text{Potência na carga}}{\text{Potência na Carga + Potência sobre o Transistor}}$$

4.2 O CIRCUITO REAL

Serão apresentadas a seguir formas de onda obtidas numa montagem experimental do circuito indicado na figura 4.1. Os sinais foram obtidos por meio de um osciloscópio digital (60 MHz, 100 MS).

Na figura 4.14 se observa uma forma de corrente bastante similar à obtida na simulação do circuito ideal. A tensão (que seria equivalente à tensão sobre a carga) apresenta picos em ambas mudanças de estado, indicando a existência de alguma impedância associada ao transistor, ao diodo e/ou à carga.

Na figura 4.15 tem-se um detalhe do instante de entrada em condução do transistor. Observa-se que durante o crescimento da corrente de dreno e, portanto, durante a diminuição da corrente do diodo, existe uma variação na tensão, o que indica, pela polaridade, uma indutância em série com o diodo, cujo valor pode ser estimado, considerando constante a tensão e dado o di/dt existente:

$$L_D = \frac{1V}{25A/\mu s} = 40nH \qquad (4.1)$$

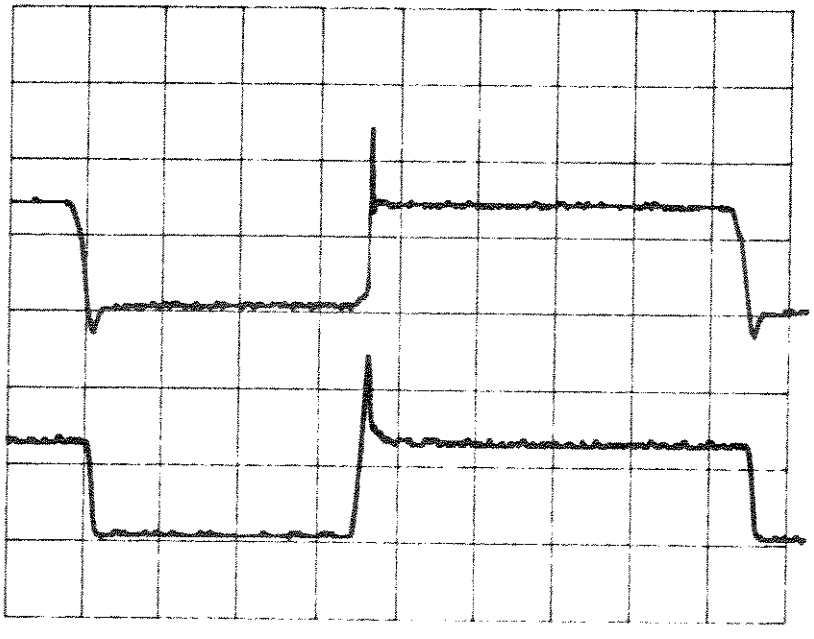


Figura 4.14. a) Traço superior: Tensão de saída da fonte (10 V/div, 5 µs/div)
b) Traço inferior: Corrente de dreno dos transistores (10 A/div, 5 µs/div)

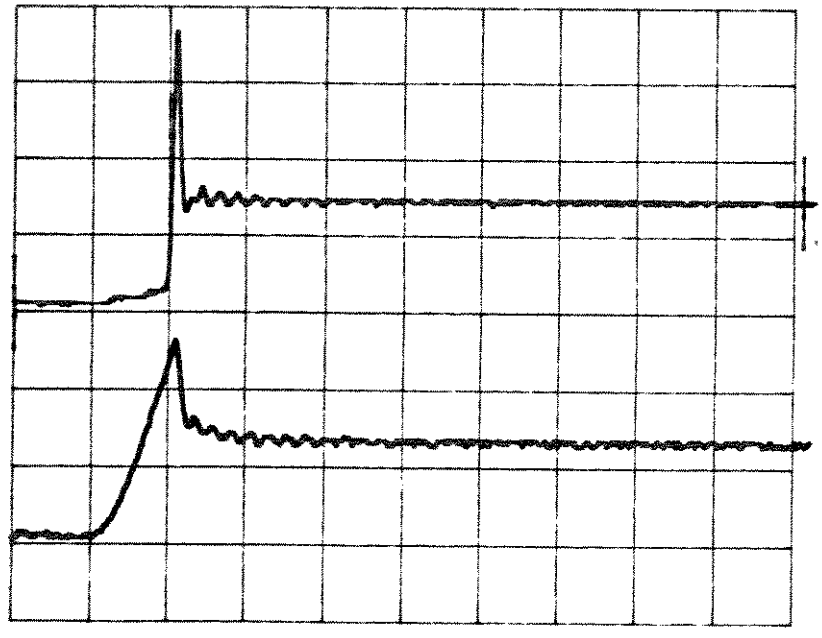


Figura 4.15 Detalhes da figura 4.14 no instante de entrada em condução dos MOSFET (10V/div, 10A/div, 1μs/div)

O pico de tensão observado sobre o diodo se deve a uma indutância em série com o transistor, a qual, à redução da corrente reversa do diodo (corrente direta pelo transistor), produz um pico de tensão que se soma à tensão de entrada. Quando a corrente de dreno retorna ao valor da corrente da carga não há queda sobre a indutância e, sobre o diodo, se observa apenas a tensão de entrada (subtraída da queda sobre o transistor).

Considerando um acréscimo de tensão de 20 V e uma taxa de variação de corrente de 100 A/μs, esta indutância pode ser estimada por:

$$L_T = \frac{20V}{100A/\mu s} = 200nH \qquad (4.2)$$

O pico negativo que ocorre no momento do desligamento do transistor, quando o diodo já está em condução, se deve à indutância L_D, sobre a qual surge uma tensão que se opõe ao crescimento da corrente pelo diodo

Ao se observar a tensão sobre a carga (conforme apontada no circuito da figura 4.17), verificam-se os sinais mostrados na figura 4.16.

Se for considerado o modelo do circuito ideal não se justifica a diferença observada na tensão. Portanto, entre a saída da fonte e a carga devem existir indutâncias parasitas e, dada a oscilação que ocorre, existem também componentes capacitivos associados.

A carga utilizada no teste é feita com enrolamento de fita de cobre, sendo bastante razoável supor a existência de uma capacitância não desprezível entre espiras e, portanto, no modelo, em paralelo com a carga. Dada a característica amortecida da oscilação incluise no modelo uma resistência de amortecimento, em série com a capacitância parasita.

A indutância entre a saída da fonte e a carga é devida à fiação e também ao elemento sensor do DCCT utilizado nos testes, com predominância deste último. O valor desta indutância é de cerca de 10μH, medida para frequências entre 10 kHz e 5 MHz.

A indutância da carga (L1), medida a 1 kHz, com corrente média nula, é de 14 mH, enquanto a 25 kHz, com corrente média de 12 A, é de 7 mH (medida pela taxa de variação da corrente).

A capacitância parasita é obtida verificando-se a resposta em frequência do circuito conectado na saída da fonte. Obtém-se uma ressonância série à frequência de 4,23 MHz, indicando uma capacitância de 135 pF (ressonando com a indutância de 10 μH). Esta capacitância é modelada em paralelo com L1, cuja reatância indutiva a esta frequência é bastante elevada, praticamente não afetando a ressonância. Nos testes experimentais, com a carga conectada à fonte, obteve-se uma oscilação de 4 MHz, o que indica uma capacitância equivalente de 160 pF.

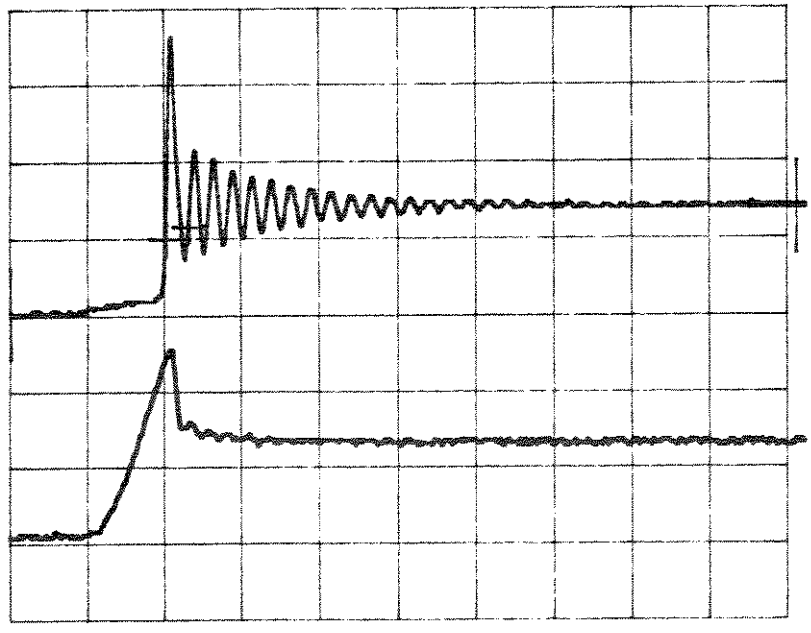


Figura 4.16. a) Traço superior: Tensão sobre a carga (10 V/div), (1 μs/div)
b) Traço inferior: Corrente de dreno (10 A/div, 1 μs/div)
(Entrada em condução do transistor)

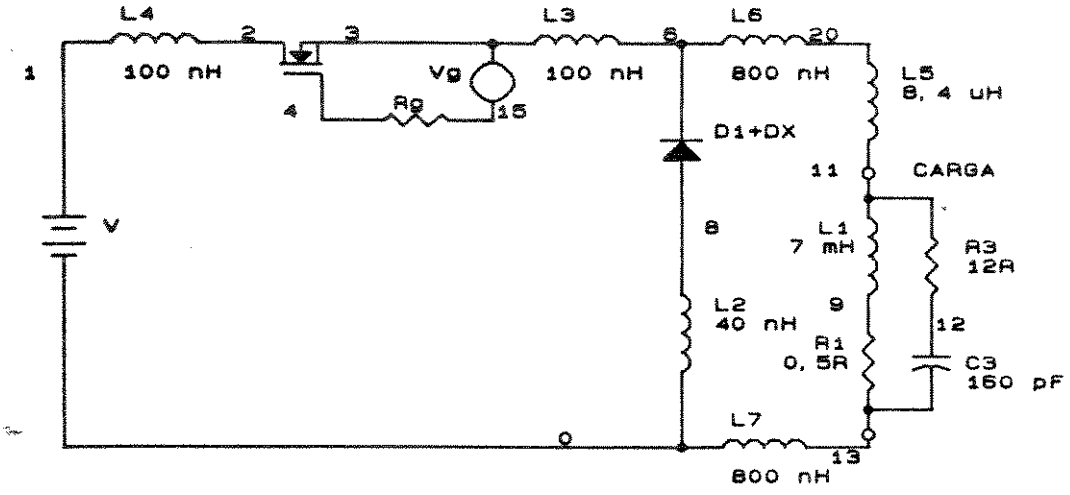


Figura 4.17. Modelo proposto para o regulador chaveado e para a carga

As indutâncias L3 e L4 referem-se a L_T (200 nH), L2 é L_D (40 nH), L6 e L7 são as indutâncias da fiação da saída da fonte até a carga (0,8 μH cada). L5 é a indutância do sensor do DCCT (8,4 μH) (L_H = L5 + L6 + L7). L1 é a indutância da carga (7 mH), R1 é sua resistência (0,5 Ω), C3 é a capacitância da carga (160 pF) e R3 é a resistência de amortecimento (12 Ω). O transistor é uma associação em paralelo de 2 MOSFETs IRF150.

A forma de onda da corrente de saída da fonte (figura 4.18) apresenta oscilações nos momentos da entrada em condução dos transistores, oscilação entre L_H e C3, que atingem valores pico-a-pico de cerca de 170 mA, enquanto a ondulação de corrente, determinada pelo chaveamento, deveria ser de cerca de 20 mA (pico-a-pico).

A figura 4.19 mostra a tensão observada entre o terminal de dreno do transistor e o catodo do diodo, ou seja, incluindo a indutância L3. O pico negativo observado se deve a este indutor, no momento em que a corrente de dreno diminui rapidamente, com o potêncial do catodo do diodo ficando maior que o do dreno. A redução nesta mesma tensão, quando a corrente de dreno cresce, também se deve a esta indutância. Por sua vez, o pico positivo que surge quando o transistor desliga é causado por L_D.

4.3 SIMULAÇÃO DO CIRCUITO REAL

Utilizando o PSpice e o programa indicado a seguir, baseado no modelo da figura 4.17, realizou-se a simulação do circuito real, cujas formas de onda são indicadas nas figuras 4.20 a 4.24. Os valores eventualmente diferentes para os picos de tensão ou corrente se devem aos passos de cálculo utilizados pelo programa.

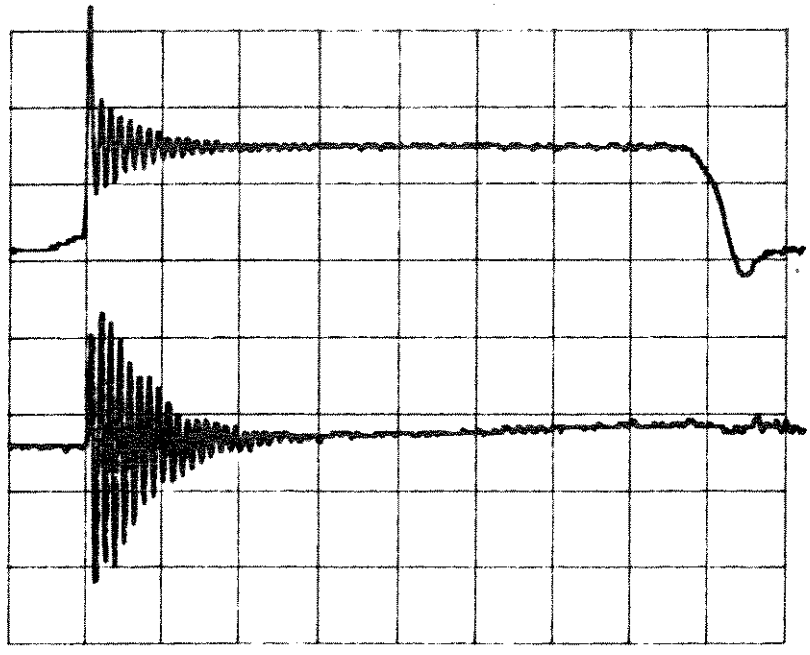


Figura 4.18. a) Traço superior: Tensão sobre a carga (10 V/div, 2 μs/div)
b) Traço inferior: Ondulação de corrente na carga (50mA/div, 2 μs/div)

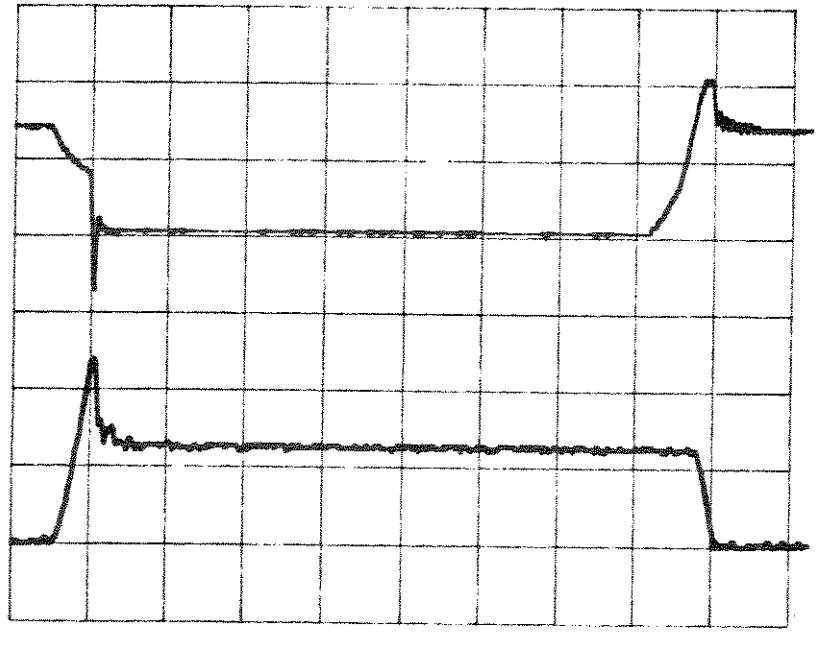


Figura 4.19. a) Traço superior: Tensão entre dreno do transistor e catodo do diodo (10 V/div, 5 μs/div)
b) Traço inferior: Corrente de dreno (10 A/div, 5 μs/div)

Regulador Chaveado sem Filtros, sem Snubber, Carga com Componente Capacitivo e com Indutancias Parasitas

```
VI 1 0 13
V2 15 3 PULSE(0 12 20U 1U 1U 19U 40U)
M1 2 4 3 3 IRF150
M2 2 4 3 3 IRF150
RG 15 4 600
L4 1 2 .08U IC=0
L3 3 6 .12U IC=0
L2 0 8 40N IC=12
D1 8 6 MR876
DX 8 6 DX
R3 13 12 12
C3 12 11 160P IC=0
L7 13 0 .8U IC=12
L6 6 20 .8U IC=12
L5 20 11 8.4U IC=12
L1 11 9 .007 IC=12
R1 9 13 .5
.MODEL DX D[CJO=50N TT=1U M=.2 RS=3 IS=2.5P ISR=1.2U IKF=.08 VJ=.75
XTI=2]
.LIB D:\PSPICE\LIBRARY\PWRMOS.LIB
.PROBE
.OPTIONS ITL4=40 ITL5=20000 ABSTOL=1U CHGTOL=100F
.TRAN 1U 70U
.END
```

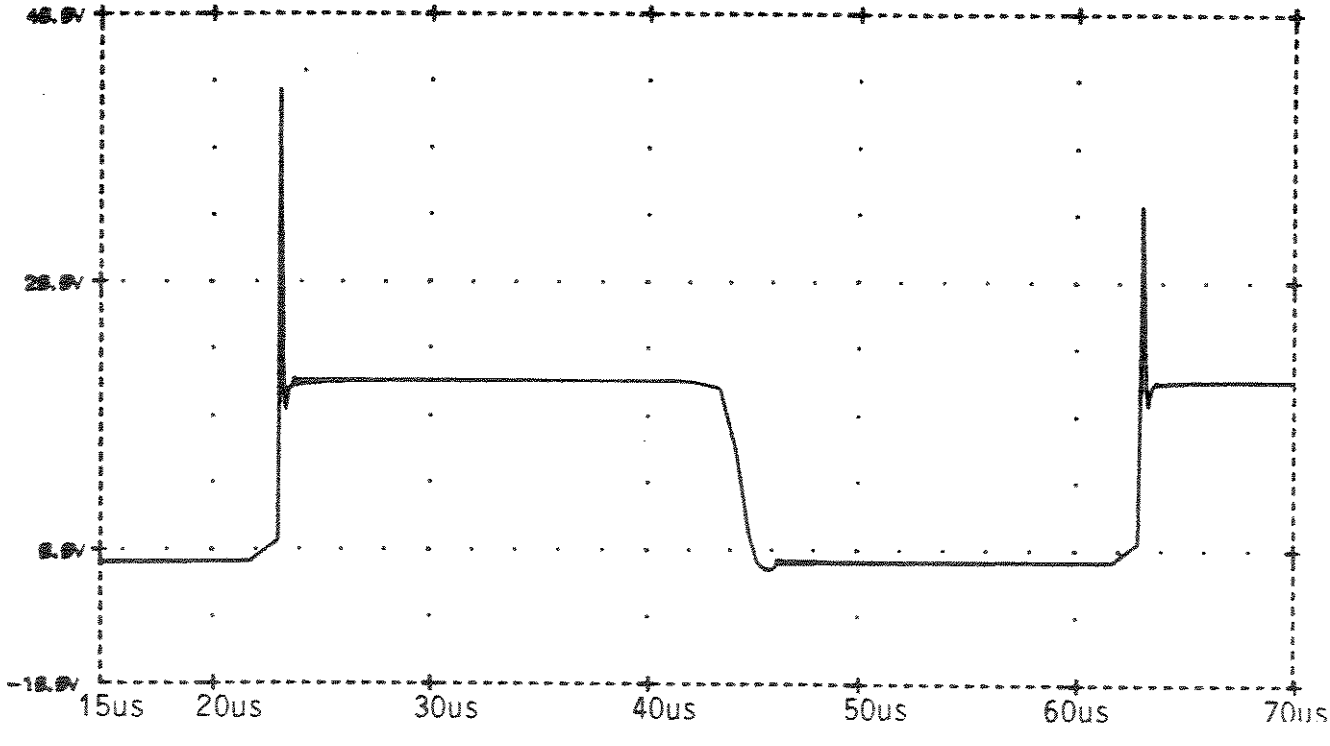


Figura 4.20. Tensão de saída da fonte

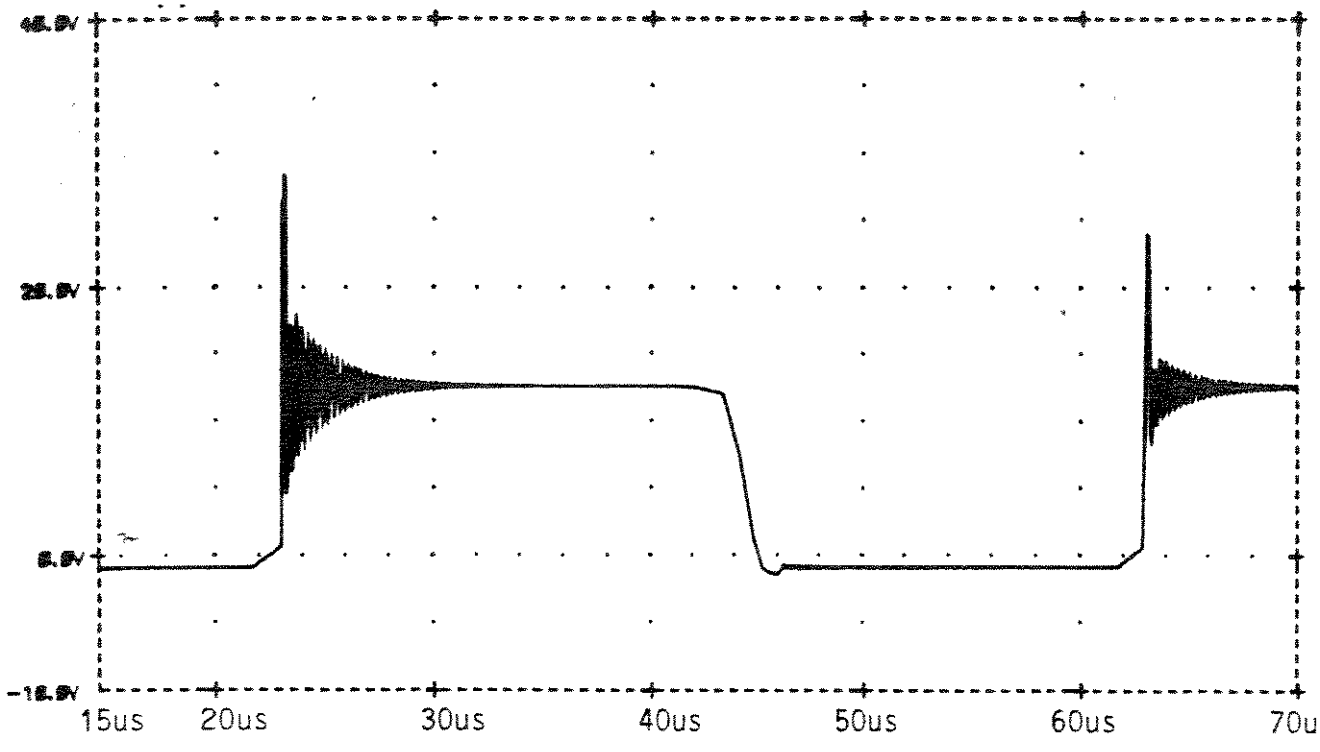


Figura 4.21 Tensão sobre a carga

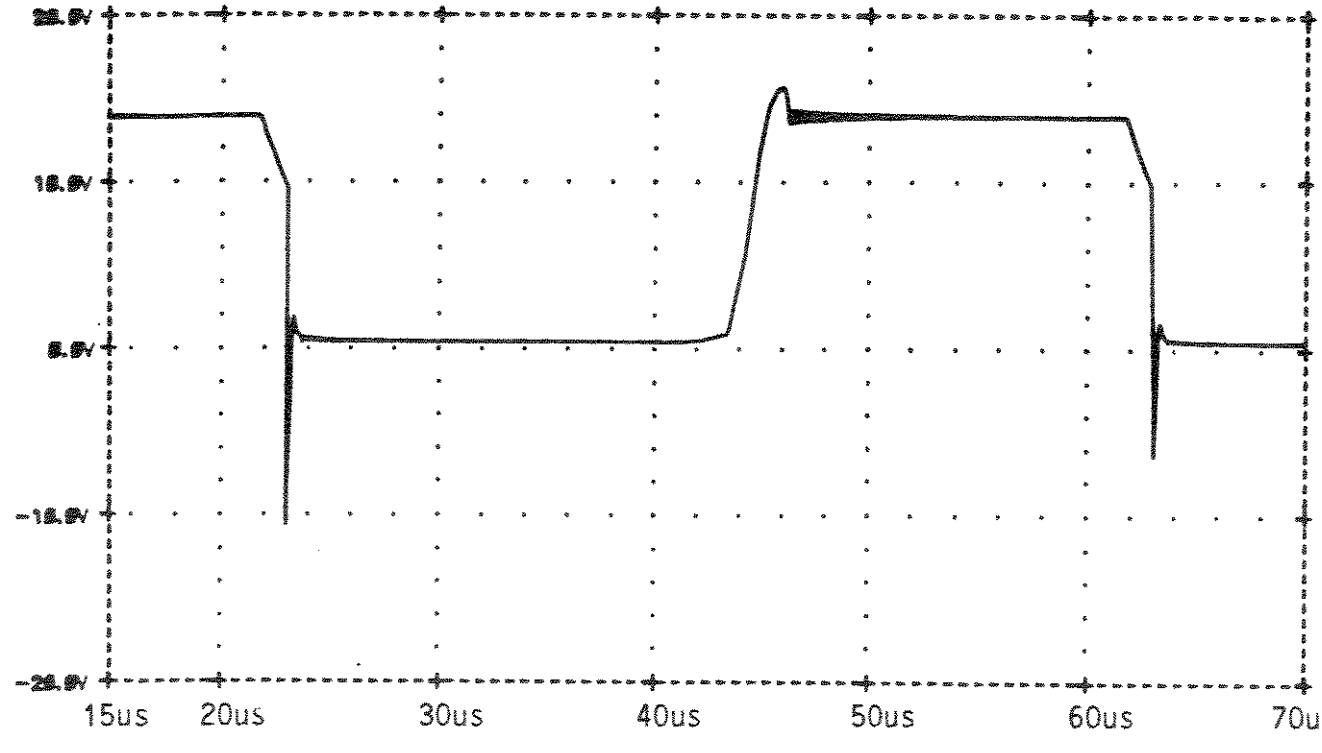


Figura 4.22. Tensão entre dreno do MOSFET e catodo do diodo

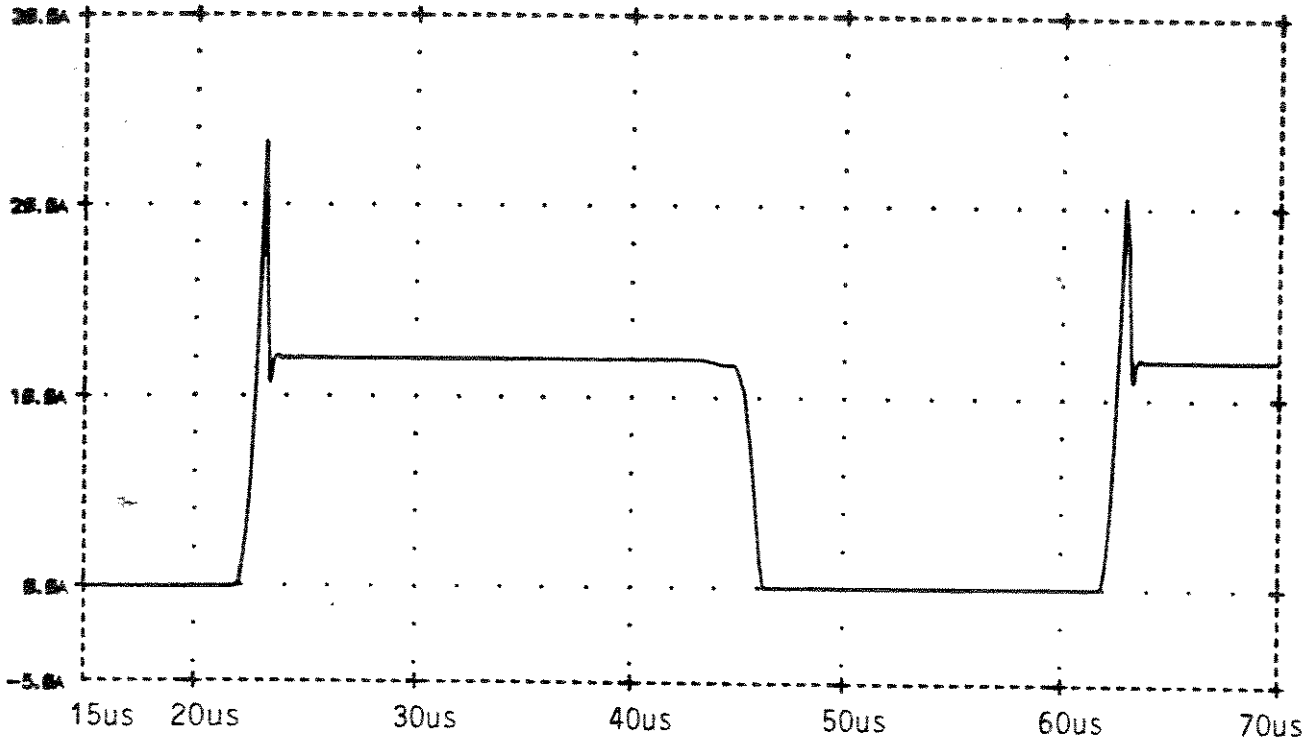


Figura 4.23. Corrente de dreno do MOSFET

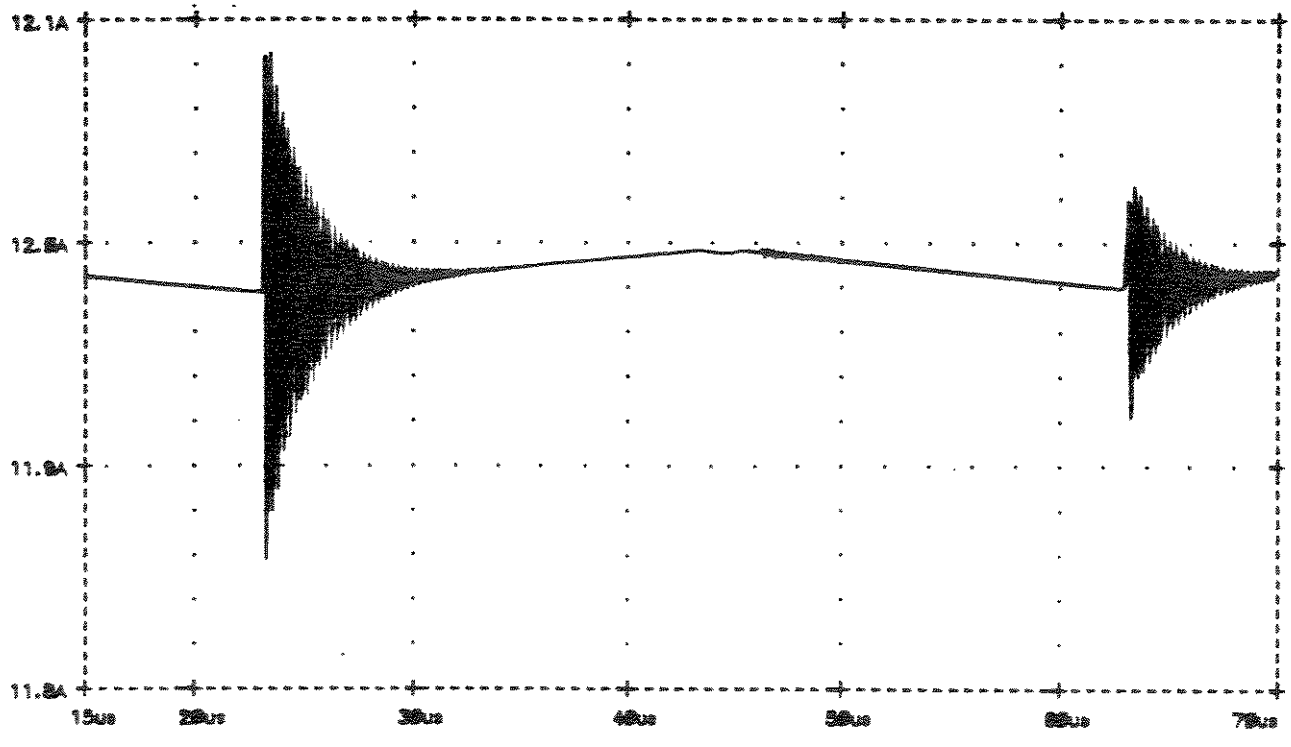


Figura 4.24. Ondulação de corrente na carga

As formas de onda indicadas são bastante semelhantes às obtidas experimentalmente, indicando a validade do modelo proposto. As figuras 4.25 a 4.29 indicam detalhes da entrada em condução do transistor, enquanto 4.30 a 4.34 mostram detalhes do momento de seu desligamento.

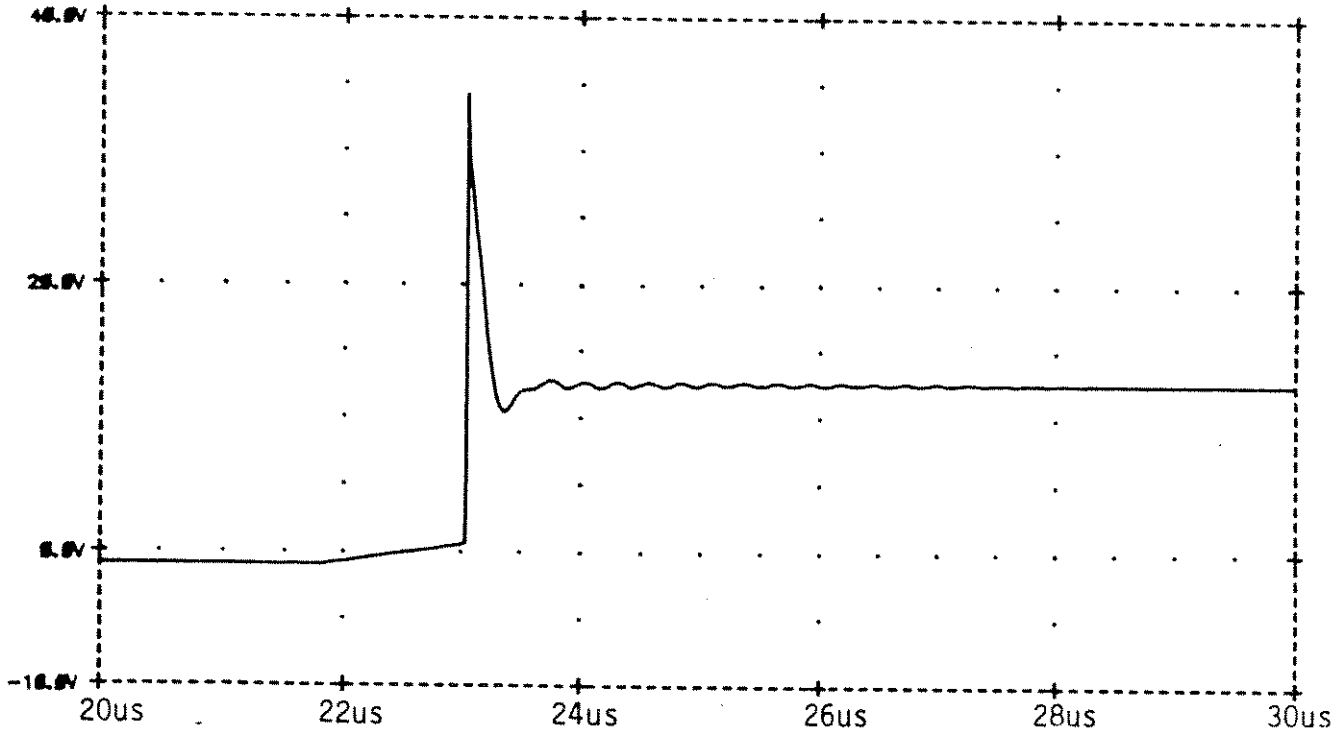


Figura 4.25. Tensão na saída do regulador (entrada em condução)

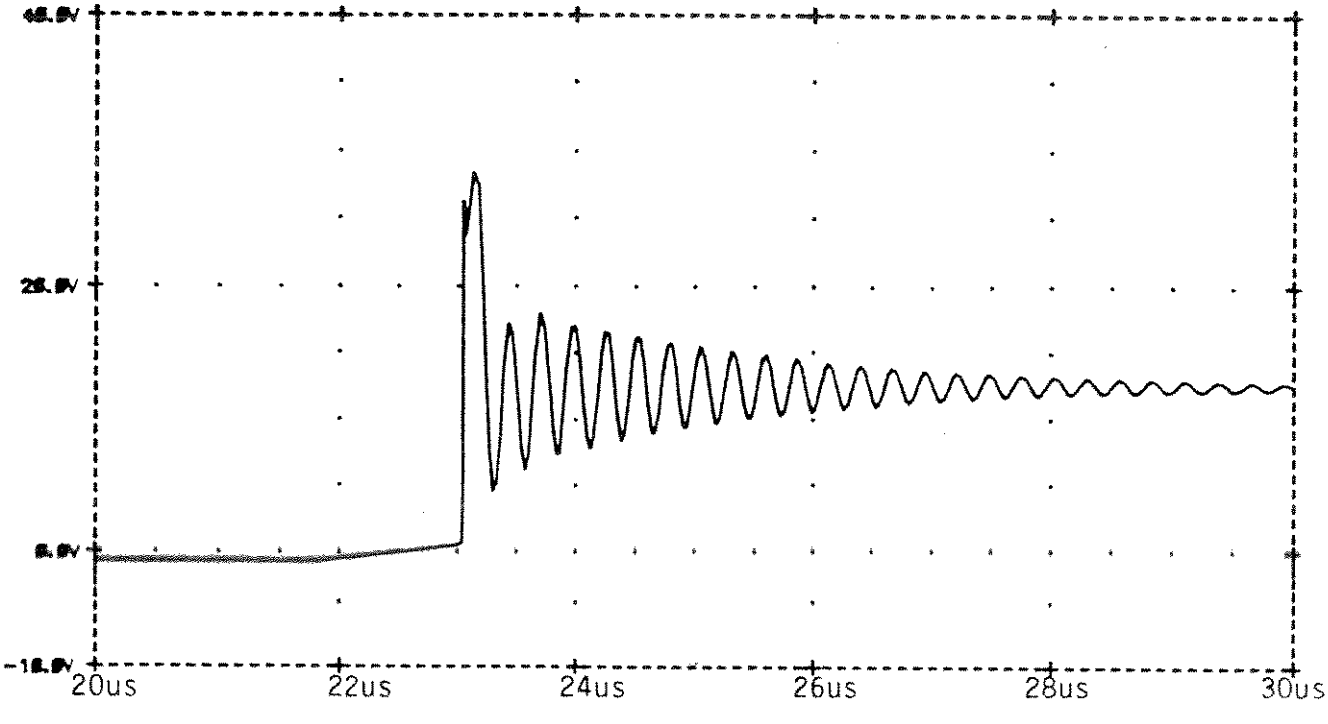


Figura 4.26. Tensão na carga (entrada em condução)

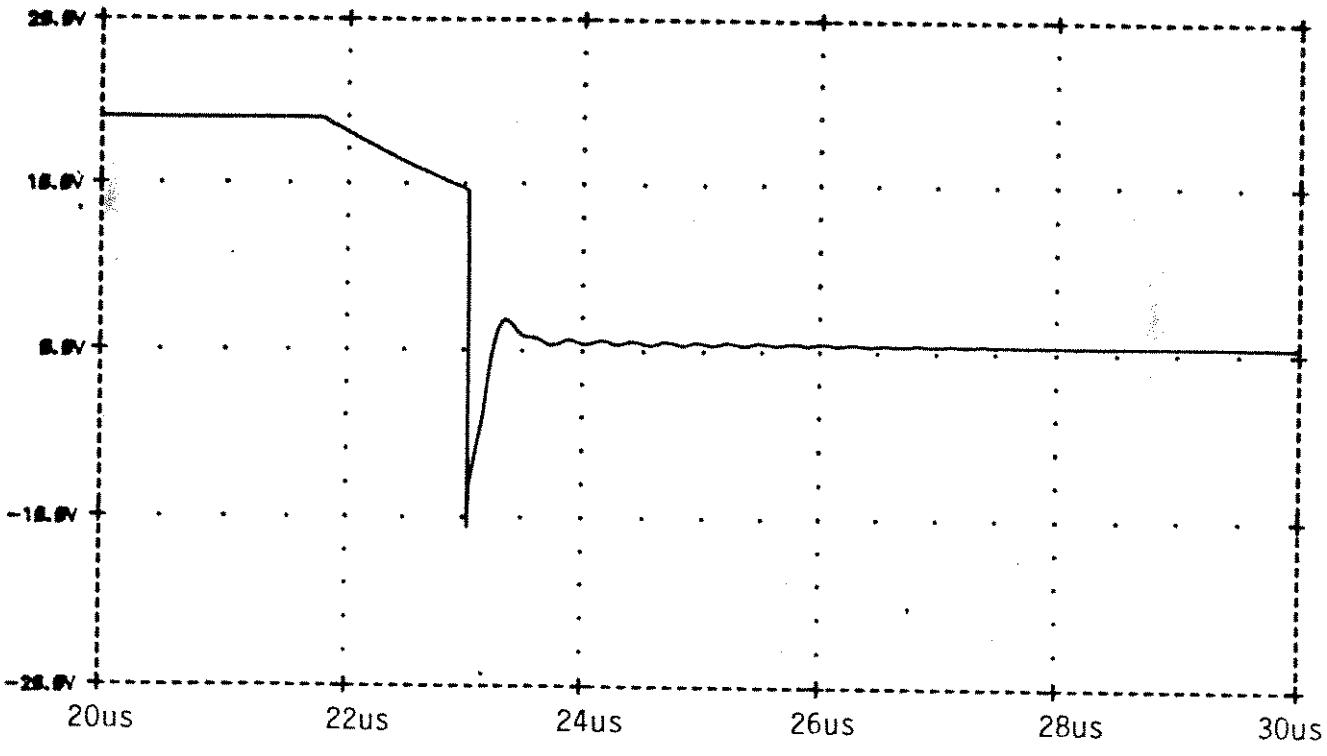


Figura 4.27. Tensão entre dreno do MOSFET e catodo do diodo (entrada em condução)

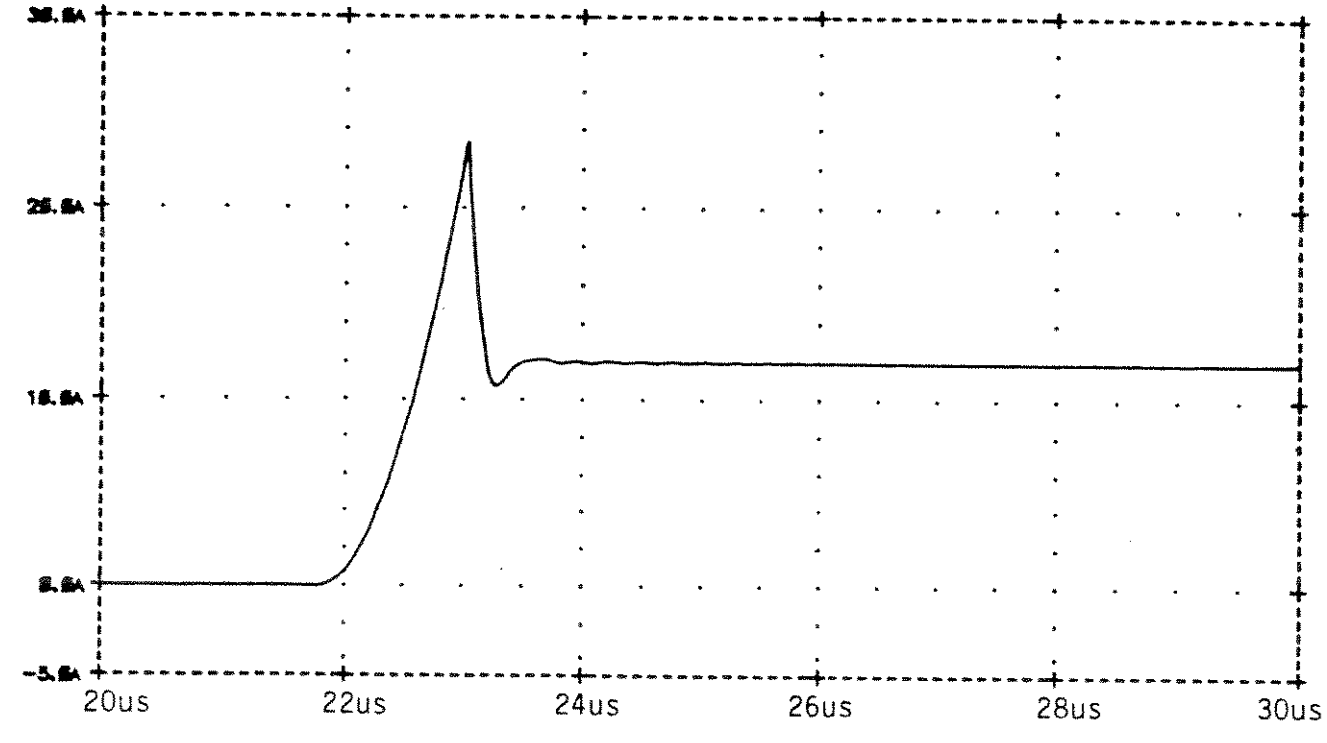


Figura 4.28. Corrente de dreno (entrada em condução)

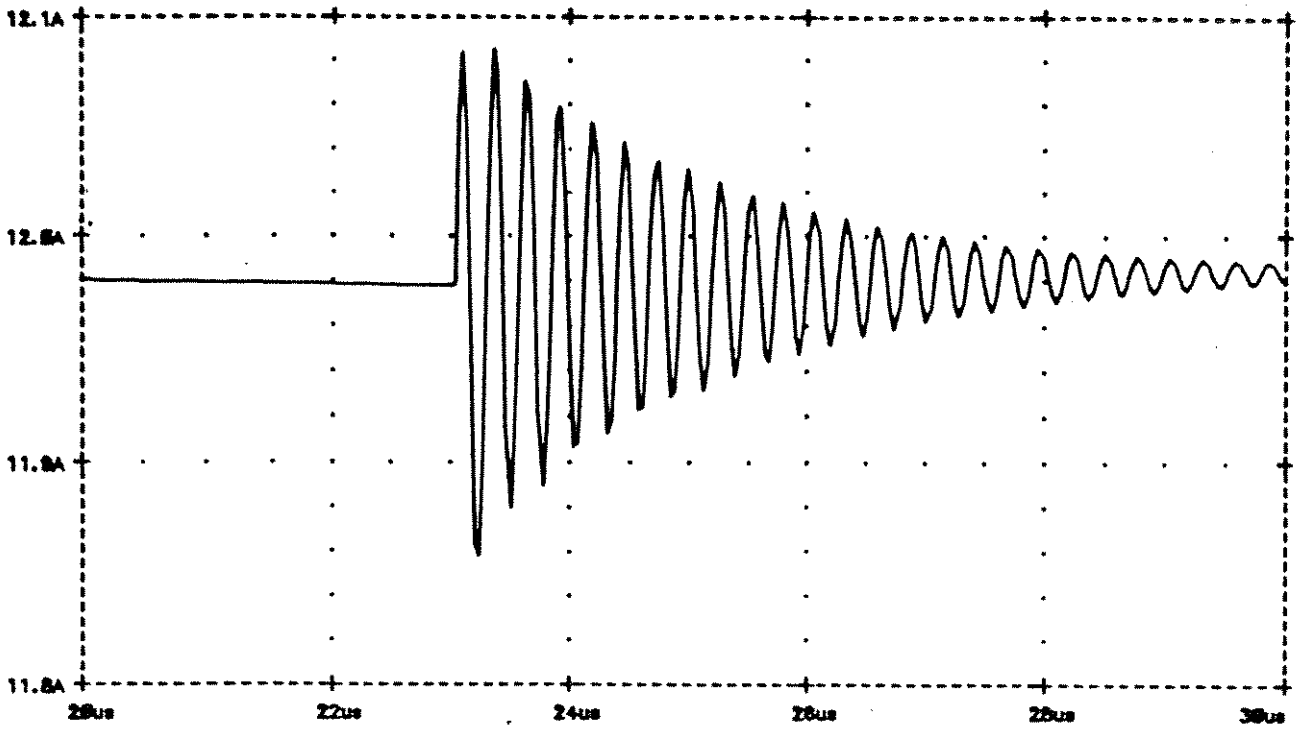


Figura 4.29. Ondulação de corrente na carga (entrada em condução)

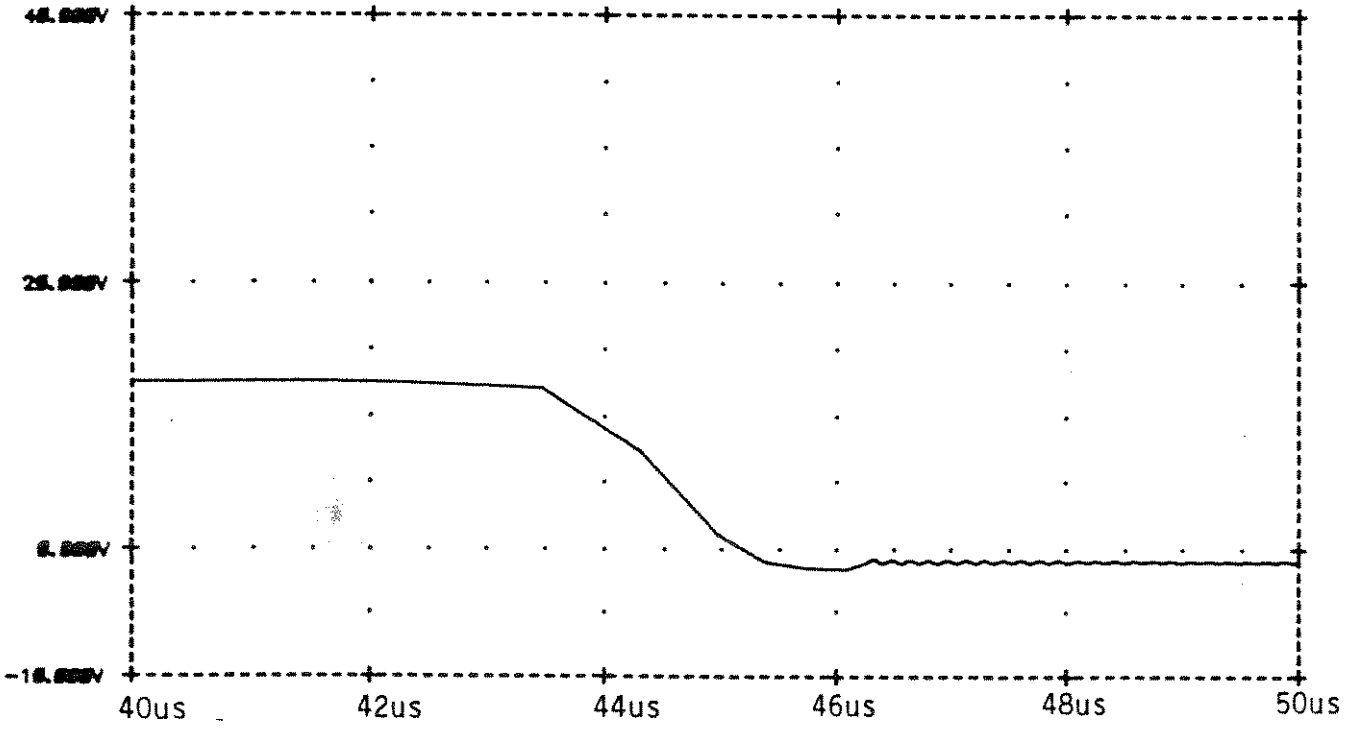


Figura 4.30. Tensão de saída do regulador (desligamento)

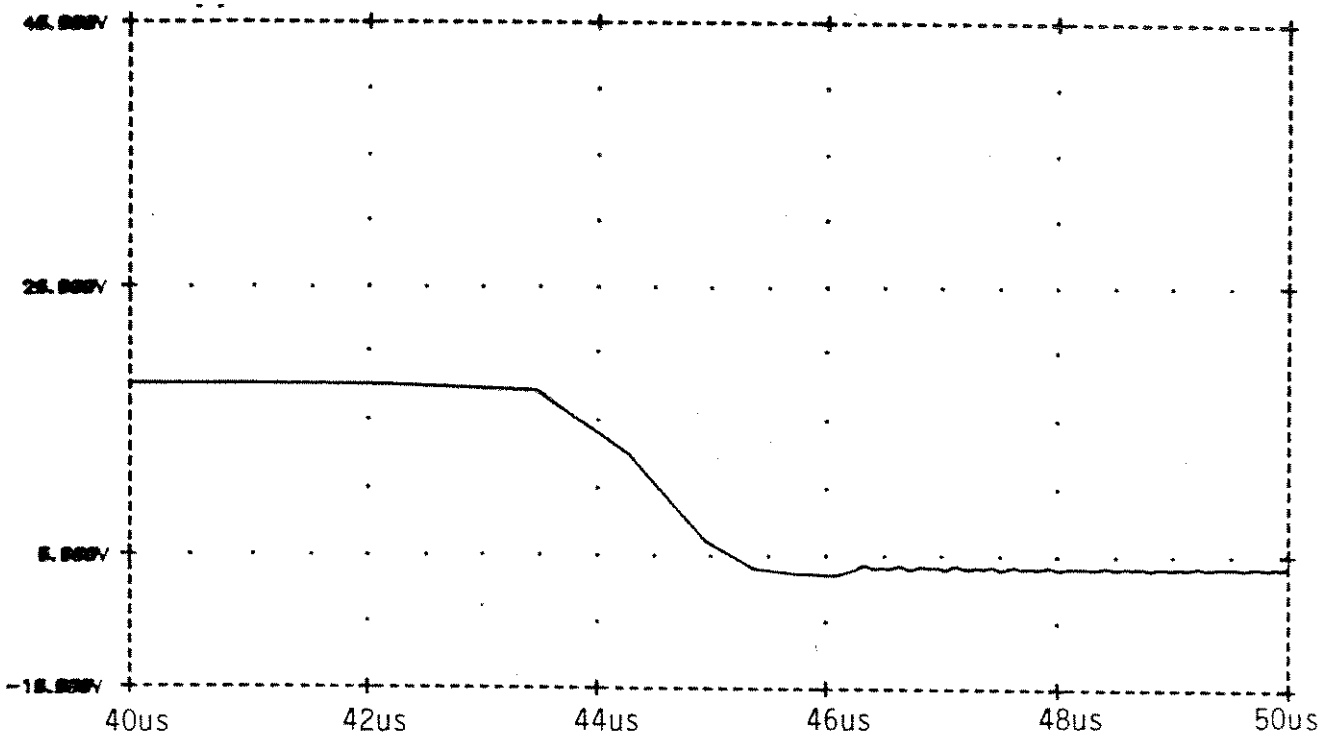


Figura 4.31. Tensão na carga (desligamento)

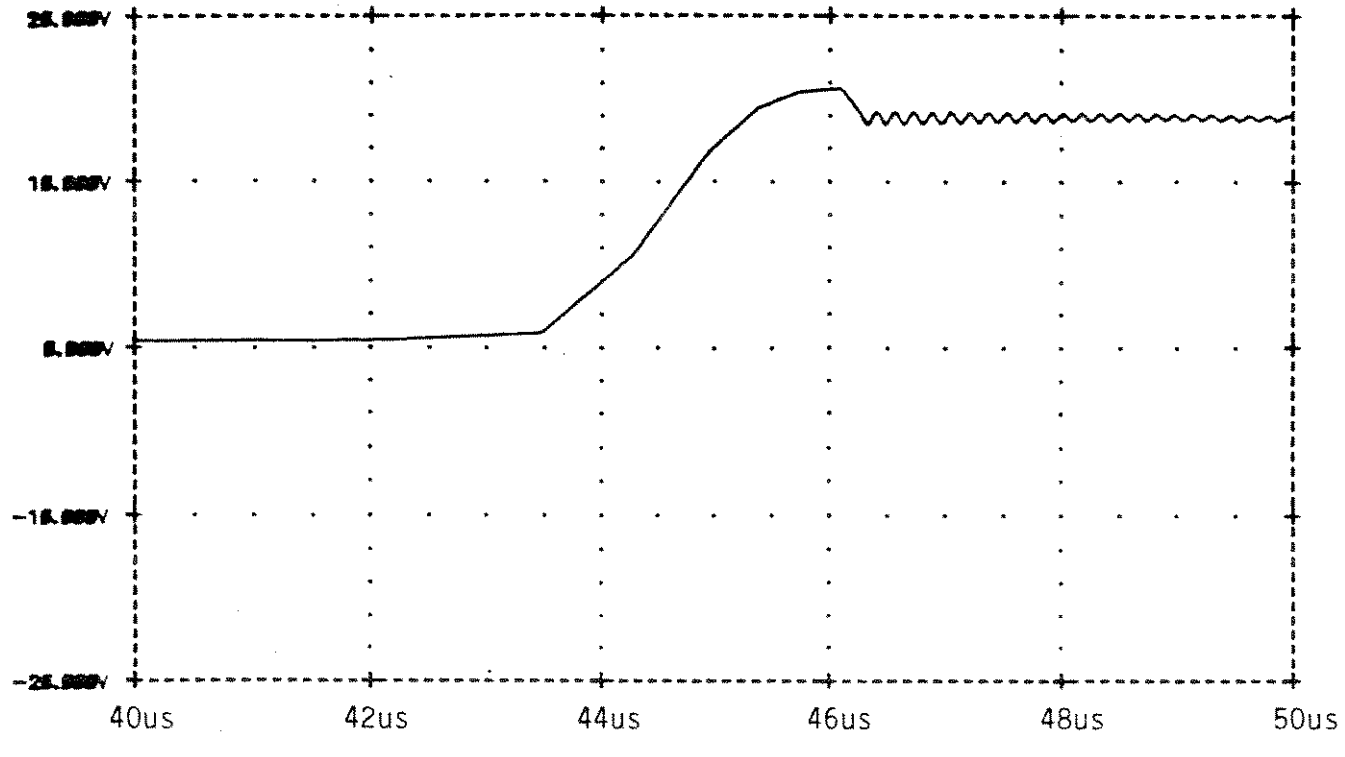


Figura 4.32. Tensão entre dreno e catodo do diodo (desligamento)

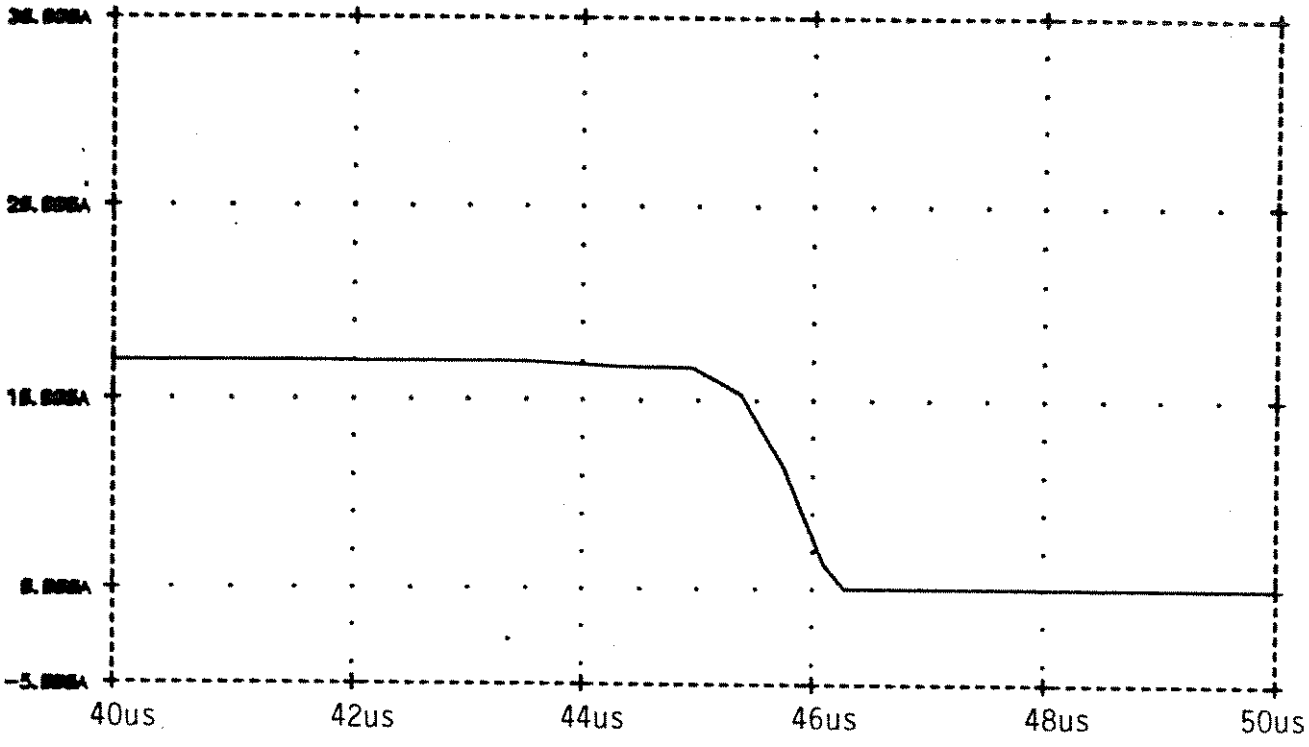


Figura 4.33. Corrente de dreno (desligamento)

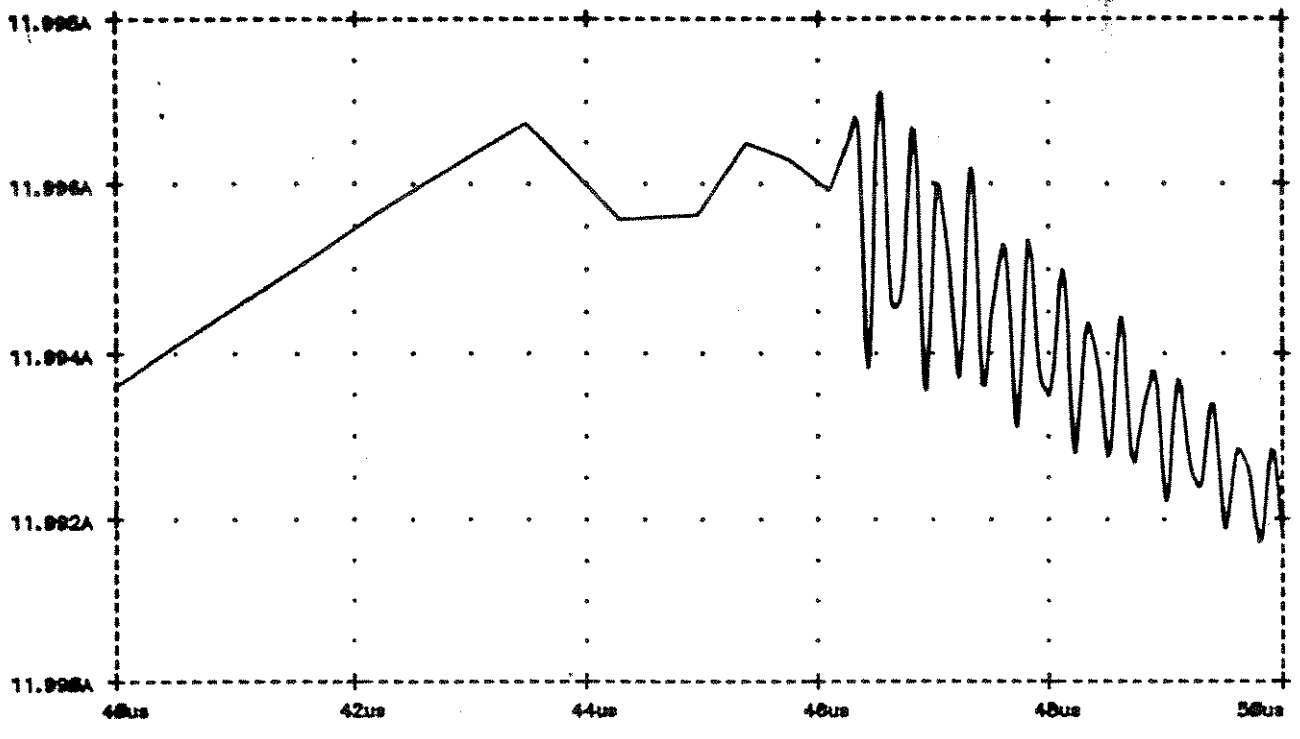


Figura 4.34. Ondulação de corrente na carga (desligamento)

A dissipação de potência sobre os MOSFET é indicada nas figuras 4.35 (entrada em condução) e 4.37 (desligamento).

A potência média dissipada na entrada em condução do transistor é 1,9 W, ou seja, menor do que a obtida por simulação (tabela 4.II para acionador de 600 Ω, unipolar), uma vez que as indutâncias parasitas operam como um circuito amaciador, atrasando o crescimento da corrente. Por outro lado, na comutação tem-se uma perda de 6,2 W, maior do que a obtida na simulação do circuito ideal, o que também se explica pela inclusão das mesmas indutâncias no modelo.

Dos sinais obtidos, é possível obter indicações sobre alterações no circuito real, objetivando melhorar seu desempenho, buscando basicamente três metas:

- redução da potência dissipada no transistor MOSFET durante o chaveamento

- redução dos picos de tensão sobre os componentes, especialmente transistor e diodo, e sobre a carga

- redução da oscilação em alta frequência na carga.

Estas medidas visam não apenas proteger os componentes semicondutores, permitindo a utilização de dispositivos para tensões reduzidas, como também têm como objetivo diminuir eventuais interferências provocadas pelos sinais de frequência elevada que se produzem nos momentos do chaveamento.

O fato de os resultados da simulação terem se mostrado bastante próximos dos resultados experimentais permite, em princípio, prosseguir as análises em função dos resultados colhidos através da simulação, embora, sempre que possível, sejam comparados aos resultados experimentais

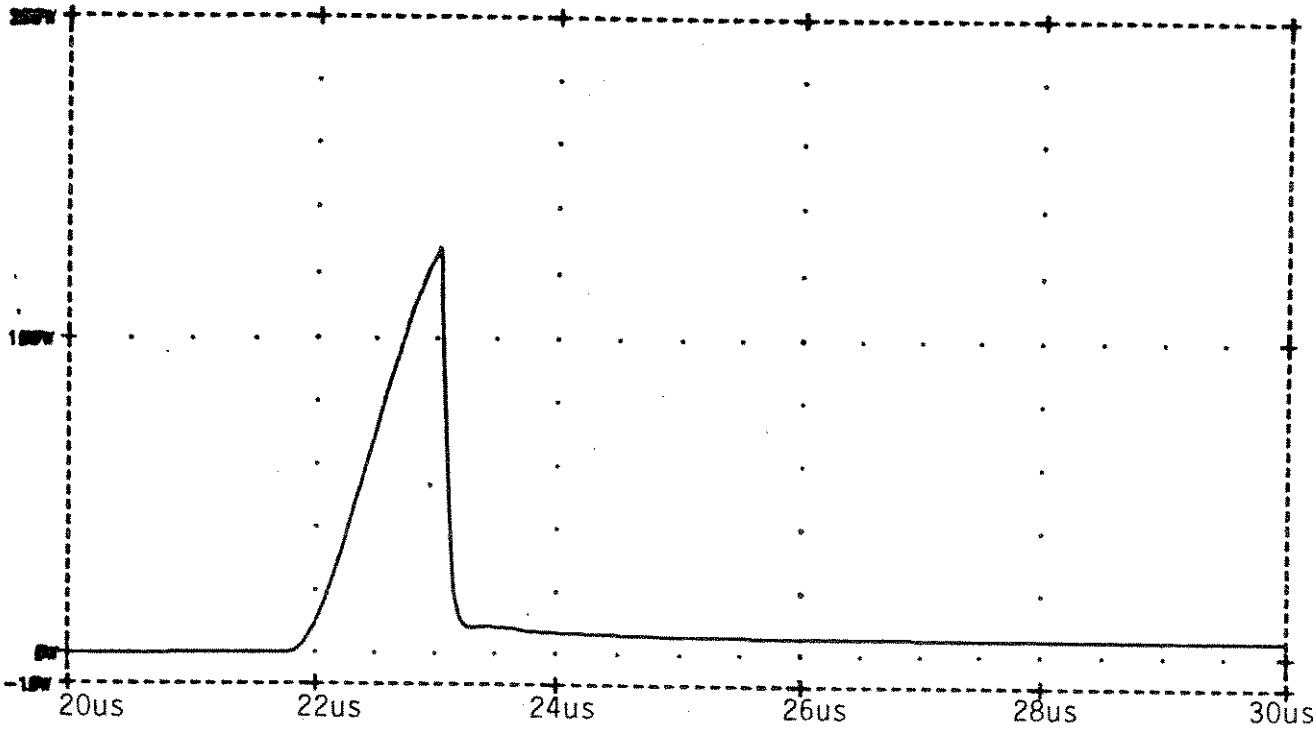


Figura 4.35. Potência sobre os transistores na entrada em condução

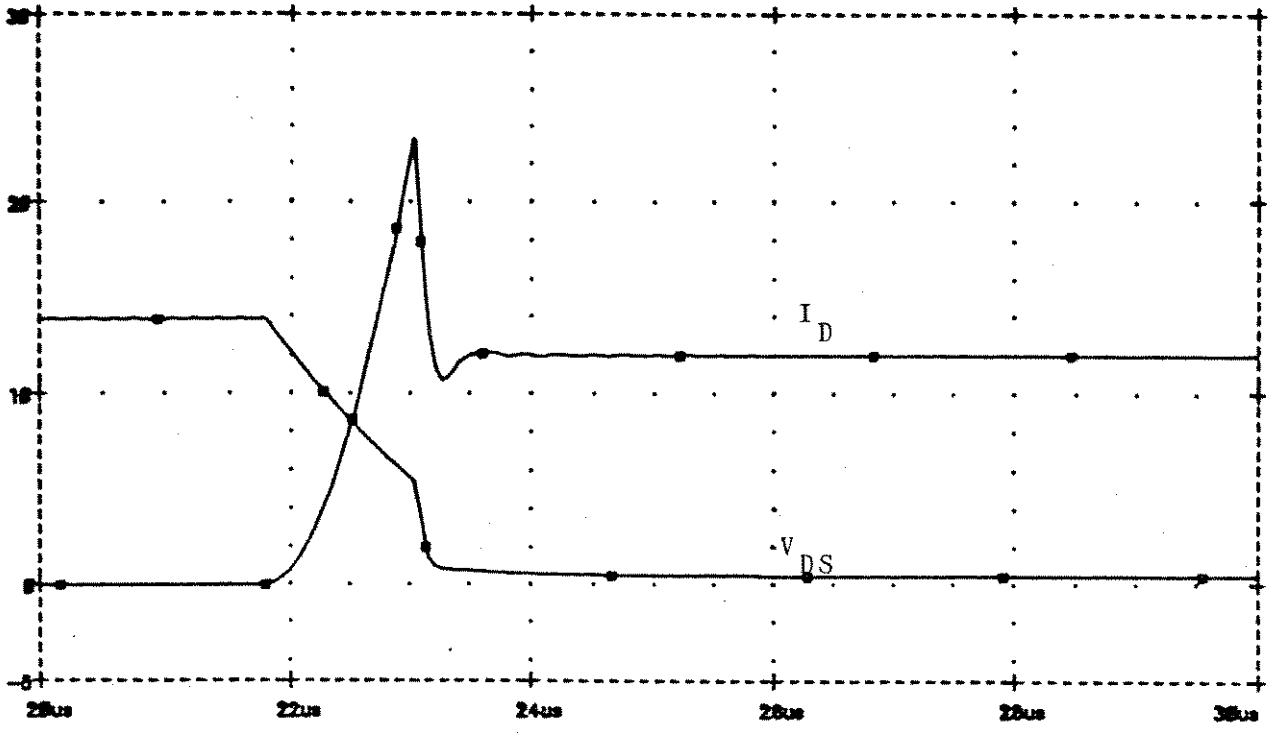


Figura 4.36. Corrente de dreno e tensão entre dreno e fonte (entrada em condução)

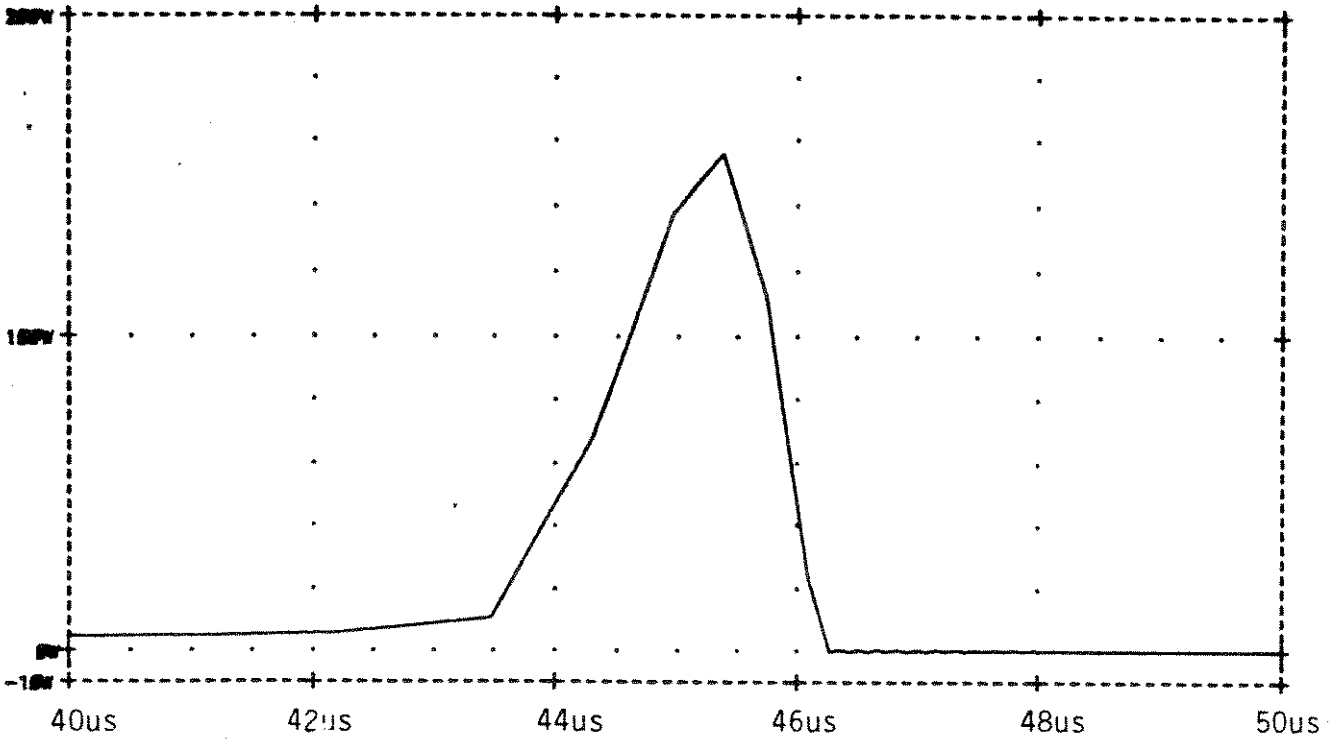


Figura 4.37. Potência sobre o transitor no desligamento

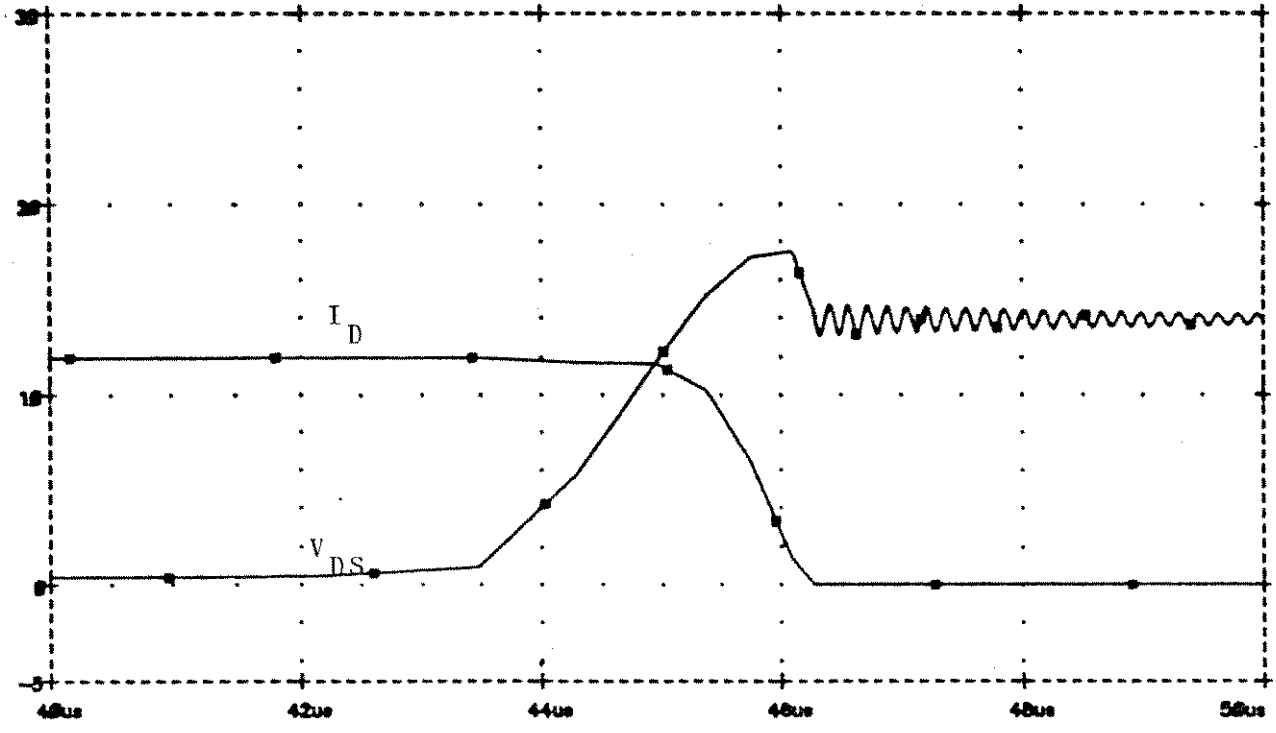


Figura 4.38. Corrente de dreno e tensão entre dreno e fonte (desligamento)

4.4 CIRCUITOS AMACIADORES

A redução da ondulação da corrente de carga é possível se houver aumento na frequência de chaveamento. Tal elevação na frequência leva à necessidade de redução das perdas de comutação no transistor e no diodo. Dado que tanto a entrada em condução quanto o desligamento são dissipativos, é preciso analisar a conveniência do uso de circuitos amaciadores para proteção dos componentes.

4.4.1 Desligamento

O objetivo do circuito amaciador neste caso é o de atrasar o crescimento da tensão V_{DS} e também desviar a corrente de carga, do transistor para o circuito amaciador.

O circuito usual é composto por um arranjo RCD entre dreno e fonte do MOSFET [4.4]. O principal inconveniente deste tipo de circuito é que a energia acumulada no capacitor é dissipada, a cada ciclo, sobre o resistor. Existem inúmeras outras topologias não dissipativas [4.5] a [4.8] mas que, dada sua maior complexidade, não se justificam nestas aplicações, principalmente porque a tensão de alimentação é baixa, tornando pequena a energia armazenada no capacitor.

Conforme se observa na figura 4.38, a corrente de dreno se mantém praticamente constante após o início do crescimento de V_{DS}, iniciando sua queda quando a tensão

entre dreno e fonte já atinge praticamente o valor da tensão de alimentação. O uso do circuito amaciador faz com que parte da corrente da carga se desvie carregando o capacitor, enquanto V_{DS} fica limitada pelo crescimento da tensão no mesmo capacitor.

Se considerarmos a queda de I_D como linear, a corrente pelo capacitor crescerá linearmente, implicando numa tensão que varia parabolicamente. Caso o capacitor não esteja totalmente carregado quando $I_D = 0$, a carga será completada a corrente constante, Io, até que D1, ficando diretamente polarizado, entre em condução.

A figura 4.39 mostra I_D e a tensão entre o dreno do transistor e o catodo do diodo de circulação, e o produto destes sinais, obtidos experimentalmente, sem circuito amaciador, que é uma aproximação da potência dissipada nos MOSFET, lembrando que existem indutâncias parasitas entre o terminal fonte do transistor e o diodo. Dada a montagem realizada não é possível fazer uma medida apenas da tensão V_{DS} (equivalente à tensão v(2,3) na simulação). O pico de potência é de cerca de 200 W.

A figura 4.40 apresenta os mesmos sinais mas com uso de um circuito amaciador para desligamento (Cs = 2,2 μF, Rs = 1 Ω), observando-se o crescimento mais lento na tensão e a sensível redução no pico de potência para cerca de 50 W. Observa-se um comportamento diferente do que se esperaria na tensão se se considera o circuito amaciador como uma rede RCD ideal. O pico negativo na tensão, que surge quanto I_D se anula, indica a existência de indutância em série com o capacitor. Note-se que I_D começa sua queda quando a tensão é ainda reduzida, indicando o desvio de corrente para o capacitor.

A figura 4.41 mostra as mesmas corrente e tensão da figura anterior com uso de circuito amaciador (traços superiores) e sem ele (traços inferiores), no momento da entrada em condução do MOSFET. Verifica-se que a descarga do capacitor não ocorre de uma maneira exponencial, típico em um circuito de primeira ordem, mas apresenta um comportamento típico de segunda ordem indicando, mais uma vez, a presença de algum componente indutivo.

Da figura 4.40 se pode estimar a indutância que provoca a queda repentina na tensão. Considerando linear a queda de I_D, tem-se uma taxa de variação de aproximadamente 12 A/μs. A variação na tensão é de cerca de 6 V, indicando uma indutância em série com o capacitor de 500 nH,proveniente tanto da fiação quanto do próprio capacitor.

O comportamento da figura 4.41, por sua vez, conduz a um valor mais elevado de indutância, que reduz o pico de corrente na descarga do capacitor, devendo existir, então, indutâncias distintas nas malhas de entrada e saída de condução. O resistor utilizado nos testes apresentou uma indutância de 1 μH. A figura 4.42 indica o circuito ideal do amaciador e o modelo proposto.

Considerando o modelo, a tensão V_{DS} durante o desligamento, não será igual à tensão sobre o capacitor mas terá um valor mais elevado em função de L_C, implicando em perdas superiores às que seriam esperadas com o circuito ideal.

Resultados da simulação são mostrados na figura 4.43 onde se têm as formas das tensões V_{DS} (v(2,3)) e sobre Cs (v(70,5)) e das correntes de dreno e do capacitor, obtendo-se um comportamento muito próximo ao experimental. Note-se que o capacitor continua a se carregar (a corrente constante) após a extinção de I_D. Uma vez que a tensão entre dreno e fonte é maior do que a esperada (igual à tensão sobre o capacitor de amaciamento), a dissipação sobre o transistor será maior do que a prevista, conforme se pode observar na figura 4.44.

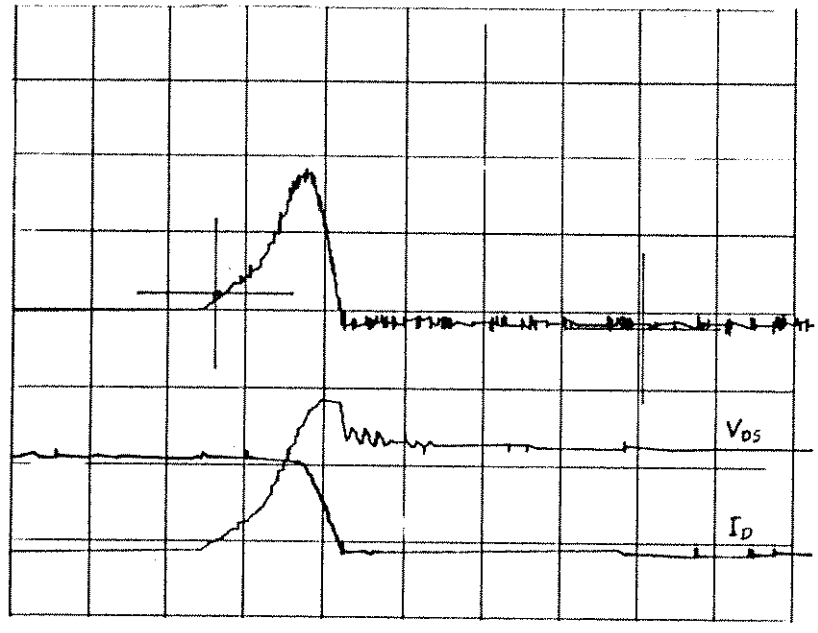


Figura 4.39. Formas de onda no desligamento sem circuito amaciador (experimental) Traços inferiores:I_D(10 A/div) e tensão entre dreno e catodo do diodo (10 V/div) Traço superior: produto dos dois sinais (100 W/div), (1 μs/div)

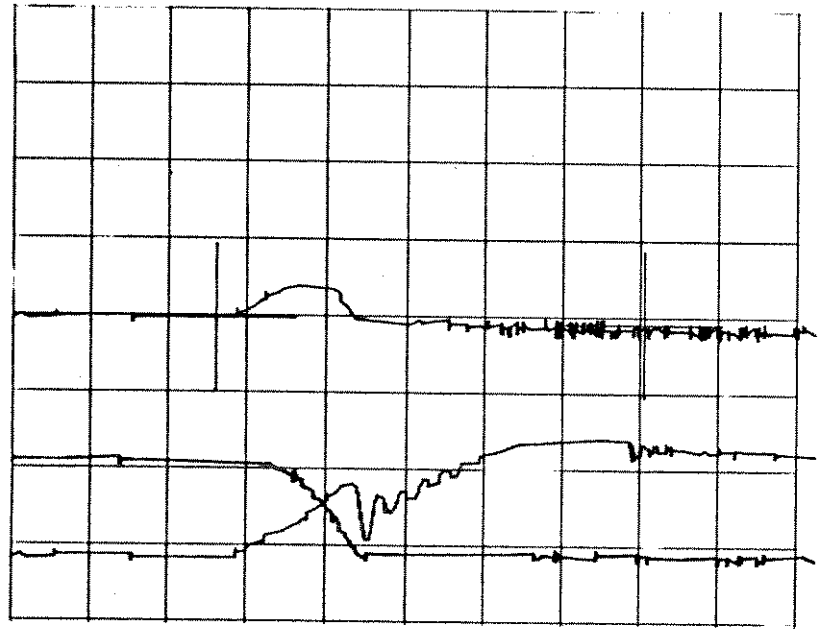


Figura 4.40. Formas de onda no desligamento, com circuito amaciador (experimental) Traços inferiores: I_D (10 A/div) e tensão entre dreno e catodo do diodo (10V/div). Traço superior: produto dos dois sinais (100W/div) (1μs/div)

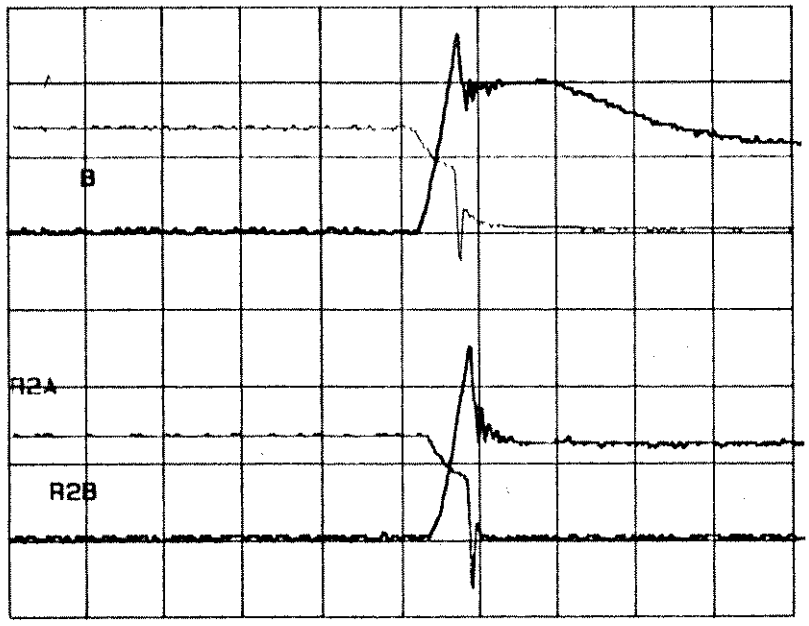


Figura 4.41. Formas de onda de I_D (10 A/div) e tensão entre dreno e catodo do diodo (10 V/div) na entrada em condução do transistor.
Traços superiores: com circuito amaciador
Traços inferiores: sem circuito amaciador (2 μs/div)

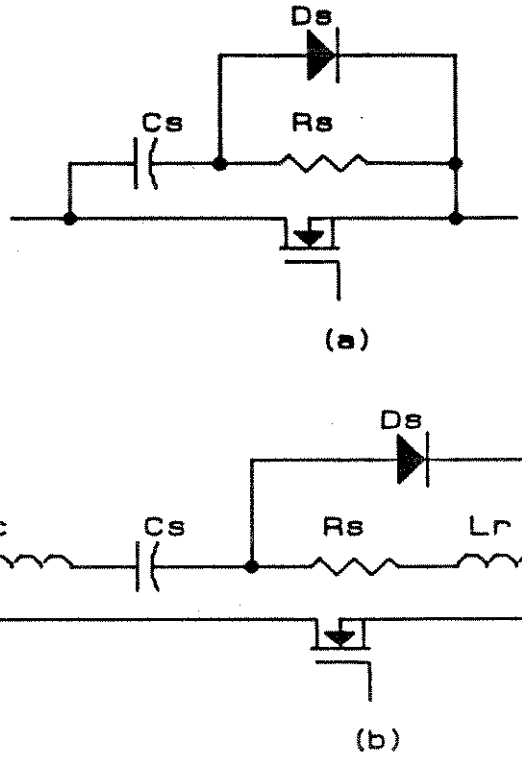


Figura 4.42 a) Circuito amaciador ideal b) Modelo proposto

No caso ideal haveria uma perda média de apenas 0,2 W (a 25 kHz), enquanto no caso com indutâncias parasitas este valor sobe para 1,5 W,o que, de qualquer maneira, é uma sensível redução em relação aos 6,2 W que ocorre sem o uso de circuito amaciador.

A potência dissipada sobre Rs é de 4,6 W, não sendo alterada a eficiência do regulador em relação ao circuito sem amaciador. Além disso, a descarga do capacitor sobre o transistor, no disparo, provoca um pequeno aumento na potência dissipada durante a condução (cerca de 0,1 W).

O uso de capacitores de baixa indutância parasita e a montagem do circuito amaciador o mais próximo possível do transistor são importantes para melhorar o desempenho deste circuito. A indutância da resistência não é critica, uma vez que permite reduzir o pico de corrente na descarga do capacitor.

4.4.2 Disparo

O mais simples circuito amaciador para a entrada em condução do transistor é composto por um indutor associado a um diodo, colocados em série com o transistor, conforme a figura 4.45.

Uma vez que o diodo D1 só comuta quando toda a corrente da carga for fornecida pelo transistor, a ausência de uma indutância em série com o MOSFET faz com que V_{DS} seja igual à tensão de alimentação da entrada, enquanto I_D cresce. Para reduzir a tensão entre dreno e fonte, a inclusão de uma indutância faz com que V_{DS} seja reduzida de um valor igual à queda de tensão sobre o indutor.

Considerando linear o aumento de I_D, durante t_r (tempo de crescimento) o valor da indutância pode ser obtido de maneira a que sobre ela surja uma tensão igual à tensão de entrada (V), fazendo com que V_{DS} seja nula, não ocorrendo dissipação sobre o transistor.

$$L_{SD} = \frac{Io}{t_r \cdot V_I} \qquad (4.3)$$

Como no início da condução a taxa de variação da corrente de dreno é menor, a tensão sobre o transistor não será nula, havendo alguma dissipação.

A figura 4.46 mostra resultados da simulação do circuito estudado, com inclusão do amaciador de disparo. Observe-se a redução no pico de potência (em relação à figura 4.38), ocorrendo, entretanto, uma duração maior no transitório em função do aumento da indutância que limita o crescimento da corrente. Da figura 4.46 se obtém uma potência dissipada sobre o transistor, na entrada em condução, de 1,2 W, ou seja, uma redução de 0,7 W em relação ao circuito sem amaciador (mas com indutâncias parasitas). Dada a pequena redução, não parece se justificar o uso deste tipo de amaciador para as aplicações tema deste trabalho.

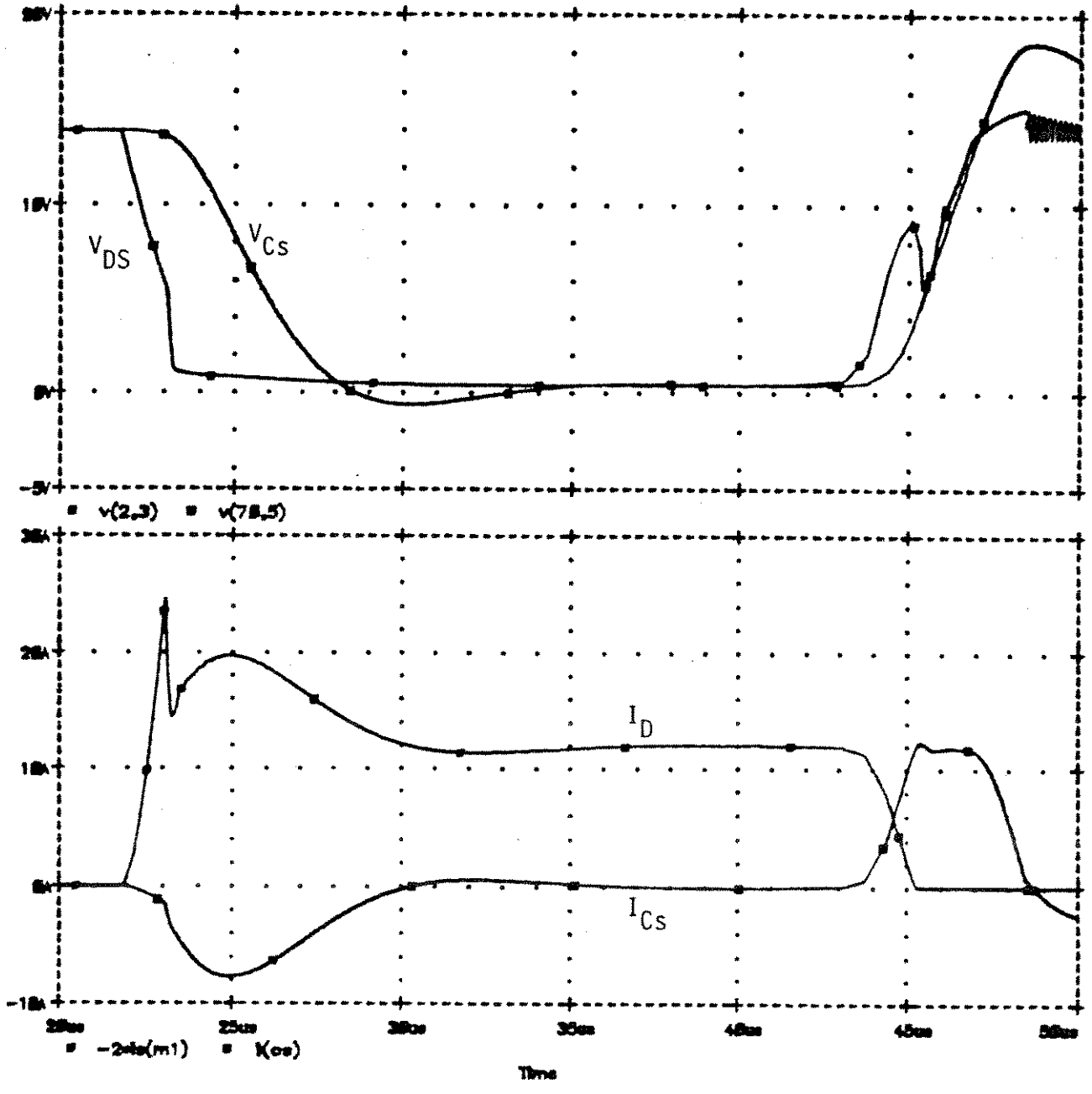


Figura 4.43 Simulação do regulador chaveado, com circuito amaciador de desligamento, utilizando o modelo proposto. Traços superiores: tensão V_{DS}=v(2,3) e tensão sobre o capacitor (v(70,5)). Traços inferiores: I_D=(2*is(m1)) e corrente pelo capacitor, i(C2)

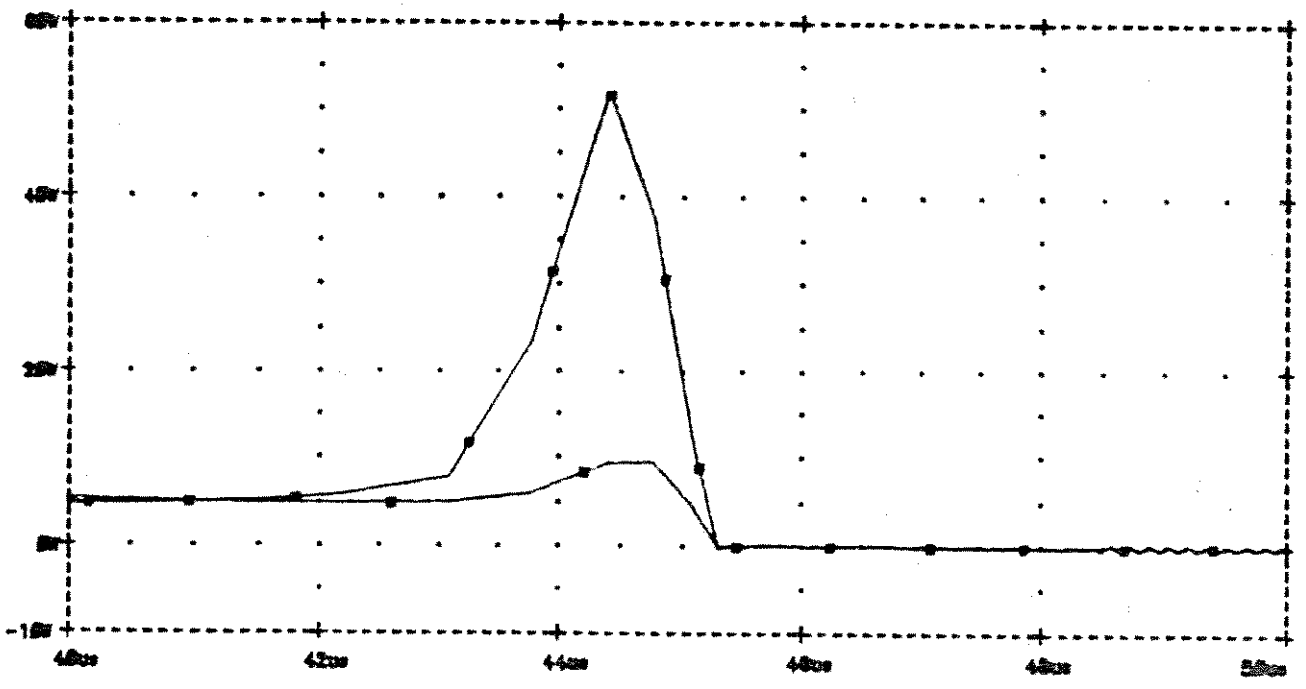


Figura 4.44. Potência dissipada no transistor (traço superior) e resultado esperado caso não existissem as indutâncias parasitas (traço inferior)

4.4.3 Circuitos amaciadores para o diodo de circulação

a) Disparo

A entrada em condução do diodo de circulação (D1) se faz com alguma dissipação de potência pois sua tensão não cai instantaneamente para valores muito baixos, no entanto isto não produz valores muito significativos em comparação com as demais perdas observadas tanto pela simulação quanto pelos dados experimentais.

b) Desligamento

No processo de desligamento, no momento em que a corrente reversa do diodo atinge seu valor máximo ocorre um pico de tensão, já referido anteriormente. Durante a ocorrência deste pico ainda existe corrente reversa pelo componente, implicando num pico de potência sobre o diodo. Pela simulação se verifica que a dissipação produzida é inferior a 0,5 W, ou seja, muito menor que as perdas em condução do dispositivo, não se justificando o uso de um circuito amaciador.

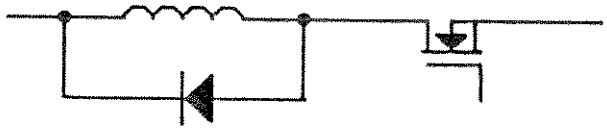


Figura 4.45. Circuito amaciador para disparo

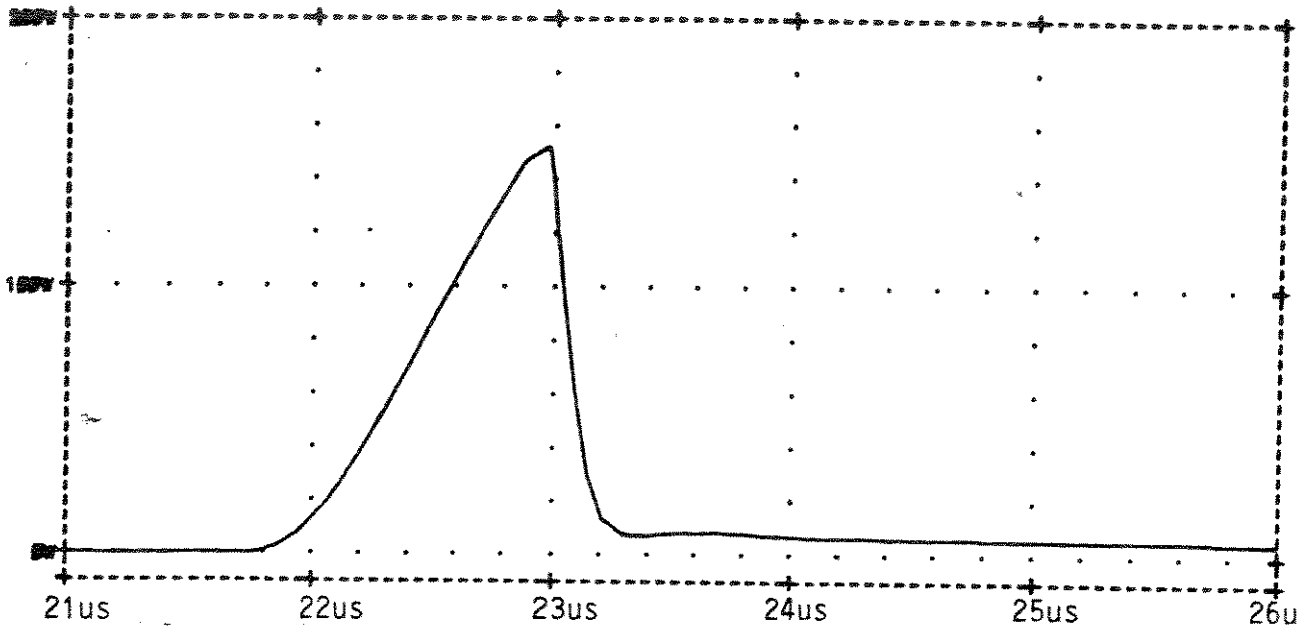


Figura 4.46. Potência dissipada no transistor na entrada em condução

4.5 REDUÇÃO DOS TRANSITÓRIOS PROVOCADOS PELOS COMPONENTES PARASITAS

Os picos de tensão e as oscilações de corrente observadas são indesejados, especialmente por duas razões: pelo maior risco de falha dos componentes, principalmente causada pela superação dos limites de tensão dos semicondutores; e pelo comprometimento do funcionamento do circuito de controle do regulador.

A regulação de corrente é feita pelo uso de Modulação por Limites de Corrente, sendo necessária a obtenção do valor instantâneo da corrente para determinar os instantes de entrada e saída de condução do transistor. O fato de a amplitude da oscilação de alta frequência da corrente ser superior à ondulação esperada, pode provocar chaveamentos indesejados, comprometendo o desempenho do regulador.

Considerando impossível eliminar todos os componentes parasitas já descritos (embora seja possível reduzir alguns) busca-se maneiras de minimizar o pico de tensão na saída do regulador chaveado e reduzir a amplitude das oscilações na corrente da carga. Para tanto são estudadas três alternativas: o uso de um filtro capacitivo, de um filtro RC e de um diodo zener para limitar a tensão, todos colocados junto ao diodo de circulação.

4.5.1 Filtro capacitivo

O uso de um filtro capacitivo na saída do regulador chaveado tem como objetivo alterar o di/dt existente no momento do desligamento do diodo de livre-circulação, o qual é responsável pelo pico de tensão observado na saída do regulador, juntamente com as indutâncias parasitas em série com o transistor. A colocação do capacitor (100 nF) oferece um caminho para a corrente, reduzindo a taxa de variação da corrente do transistor, reduzindo a amplitude do pico de tensão sobre L_T. Por outro lado provoca

uma oscilação com as indutâncias parasitas (200 nH). Isto se verifica tanto pela forma da tensão sobre o diodo como pela corrente pelo transistor.

A frequência de oscilação esperada é em torno de 1,1 MHz, o que se verifica tanto pelos resultados experimentais quanto pela simulação. Ocorre uma significativa redução nas oscilações da corrente na carga, observando-se uma superposição entre a oscilação de 1,1 MHz e a de 4 MHz (figura 4.47). Como tanto a taxa de variação quanto o máximo valor da tensão na saída do regulador ficam reduzidos, a amplitude da oscilação da corrente (4 MHz) é significativamente reduzida.

Quando do desligamento do transistor (condução do diodo de livre circulação) observa-se uma pequena oscilação na corrente da carga, que surge em função da oscilação entre o capacitor e a indutância parasita em série com o diodo, que provoca uma oscilação de 2,5 MHz (100 nF e 40 nH)

Os resultados da simulação realizada produzem resultados bastante coerentes com os experimentais, conforme se pode observar pelas figuras 4.48 a 5.50

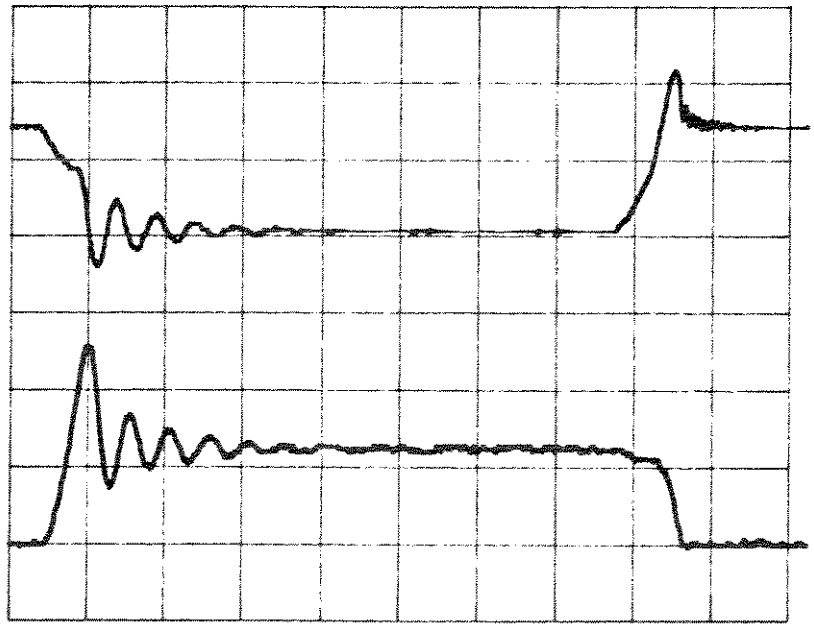


Figura 4.46. Traço superior: Tensão entre dreno do transistor e catodo do diodo (10 V/div). Traço inferior: Corrente de dreno (10 A/div) (2 μs/div)

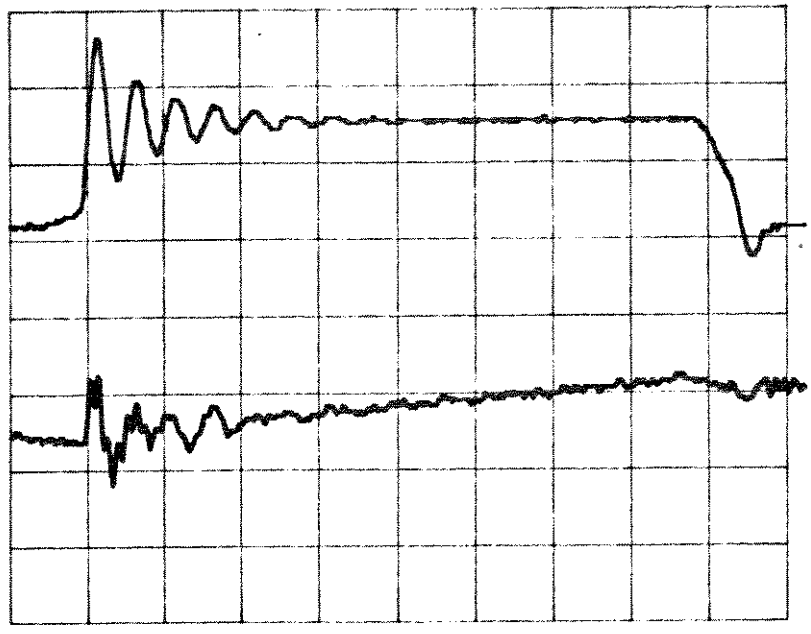


Figura 4.47. Traço superior: Tensão sobre a carga (10 V/div)
Traço inferior: Ondulação de corrente na carga (20 mA/div) (2 μs/div)

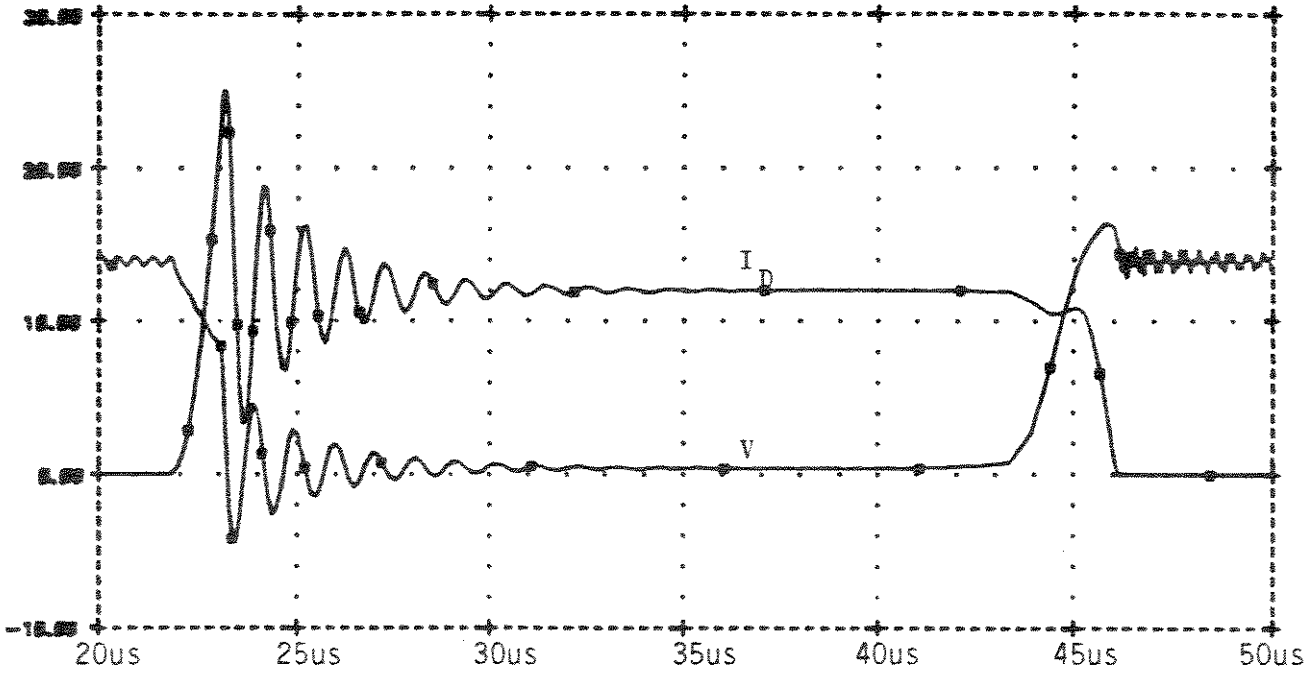


Figura 4.48. Tensão entre dreno do transistor e catodo do diodo
e corrente de dreno

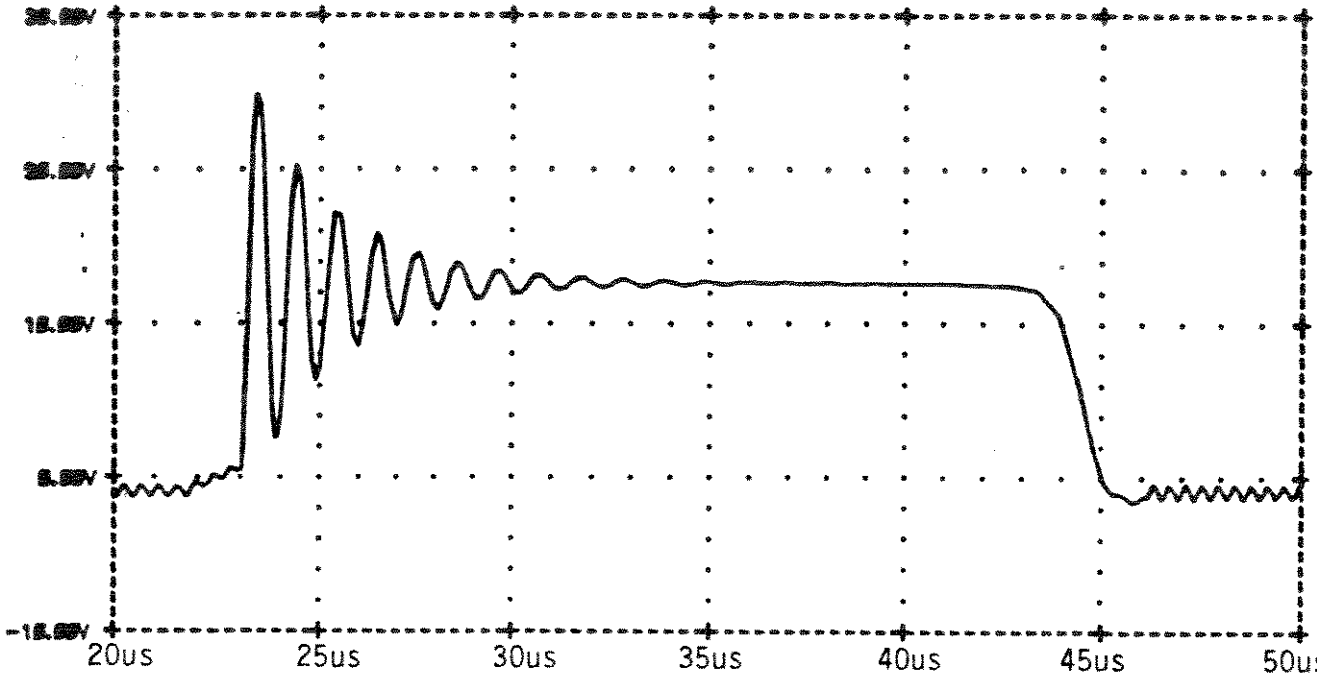


Figura 4.49. Tensão sobre a carga (5 µs/div)

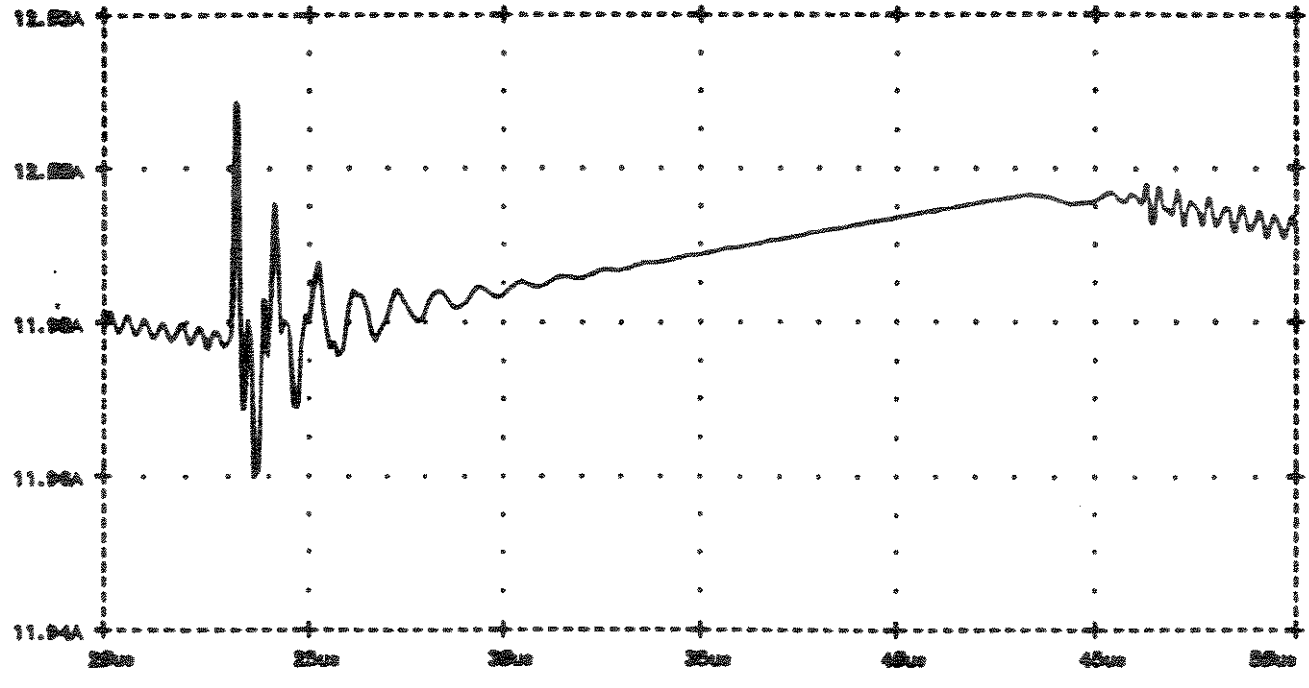


Figura 4.50. Ondulação de corrente sobre a carga

4.5.2 Filtro RC

A inclusão de uma resistência em série com o capacitor não promove uma alteração significativa no pico de tensão observado. Uma resistência muito pequena conduz ao comportamento descrito no ítem anterior, enquanto uma resistência elevada não oferecendo caminho à corrente, praticamente não altera o funcionamento do circuito. Por outro lado a resistência pode ter seu valor escolhido de modo a tornar sobre-amortecido o circuito LC, evitando as oscilações que ocorrem quando se utiliza apenas o capacitor.

A figura 4.51 indica a tensão sobre a carga e sua corrente, quando se emprega um capacitor de 47 nF e uma resistência de 2,2 Ω. Note-se a sobreposição da oscilação de alta frequência (mas com amplitude reduzida) com um comportamento ainda sub-amortecido, mas muito próximo ao amortecimento crítico, o que é o esperado, pois os valores de R e C levam a um fator de amortecimento de 0,36 [4.9].

A simulação reproduz satisfatoriamente bem os resultados experimentais, obtendo-se uma oscilação de corrente de 80 mA (pico-a-pico) e um pico de tensão que atinge 22 V. Não existe uma oscilação sustentada na corrente de dreno devido ao amortecimento introduzido.

No desligamento do transistor ocorre também uma oscilação na corrente da carga, mas com frequência superior à do caso anterior e com amortecimento mais intenso, o que é coerente com o circuito RC empregado.

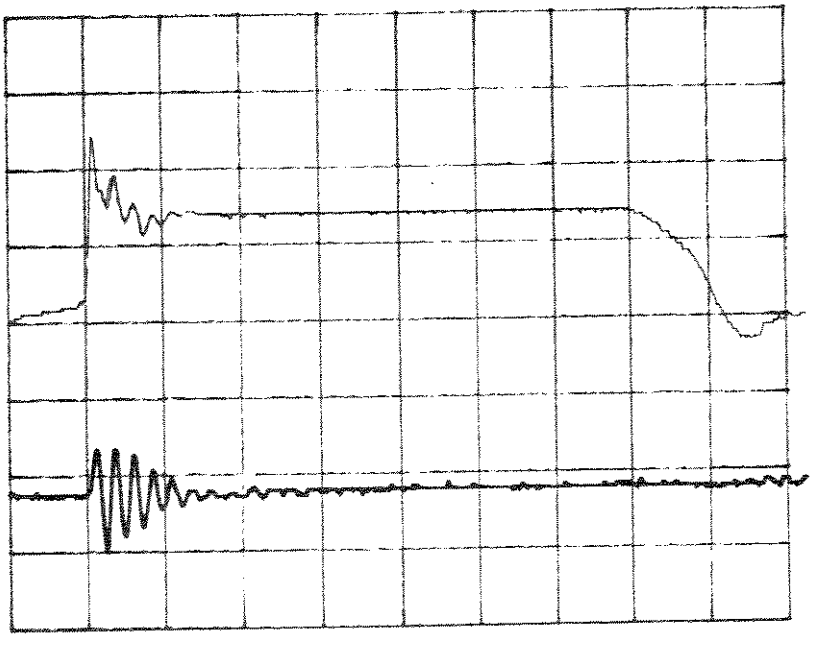


Figura 4.51. Traço superior: Tensão sobre a carga (10 V/div) (1 μs/div)
Traço inferior: Ondulação da corrente de carga (50mA/div) (1 μs/div)

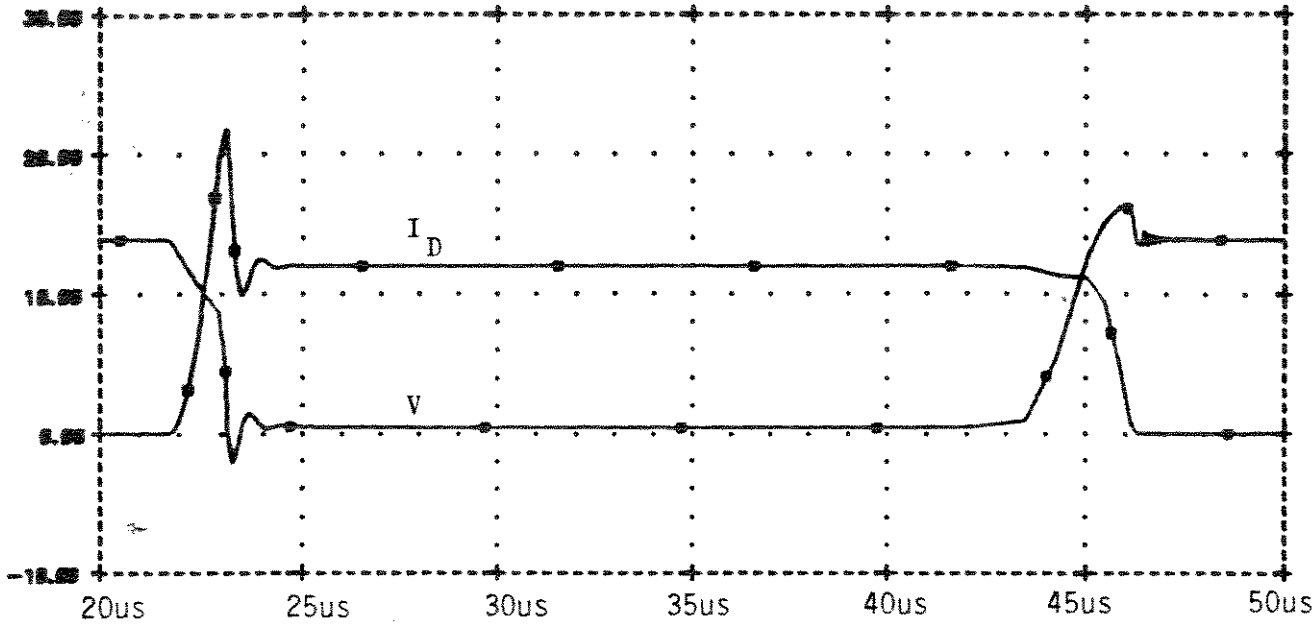


Figura 4.52. Tensão entre dreno e catodo do diodo e corrente de dreno

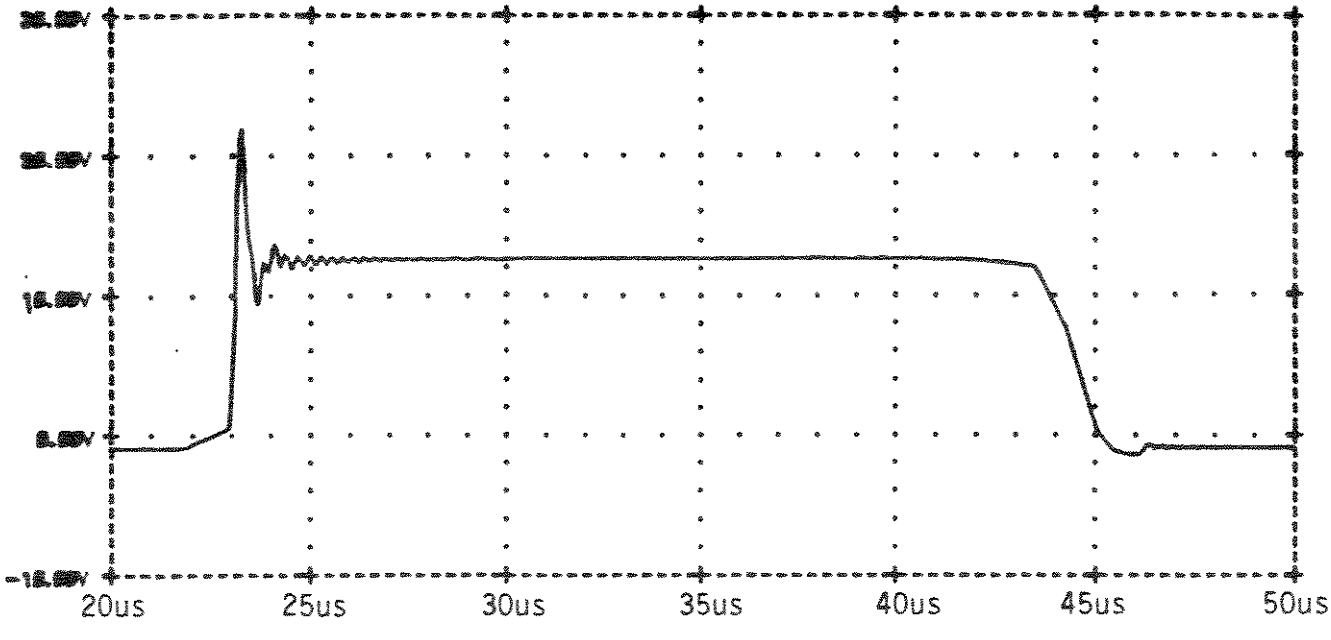


Figura 4.53. Tensão sobre a carga

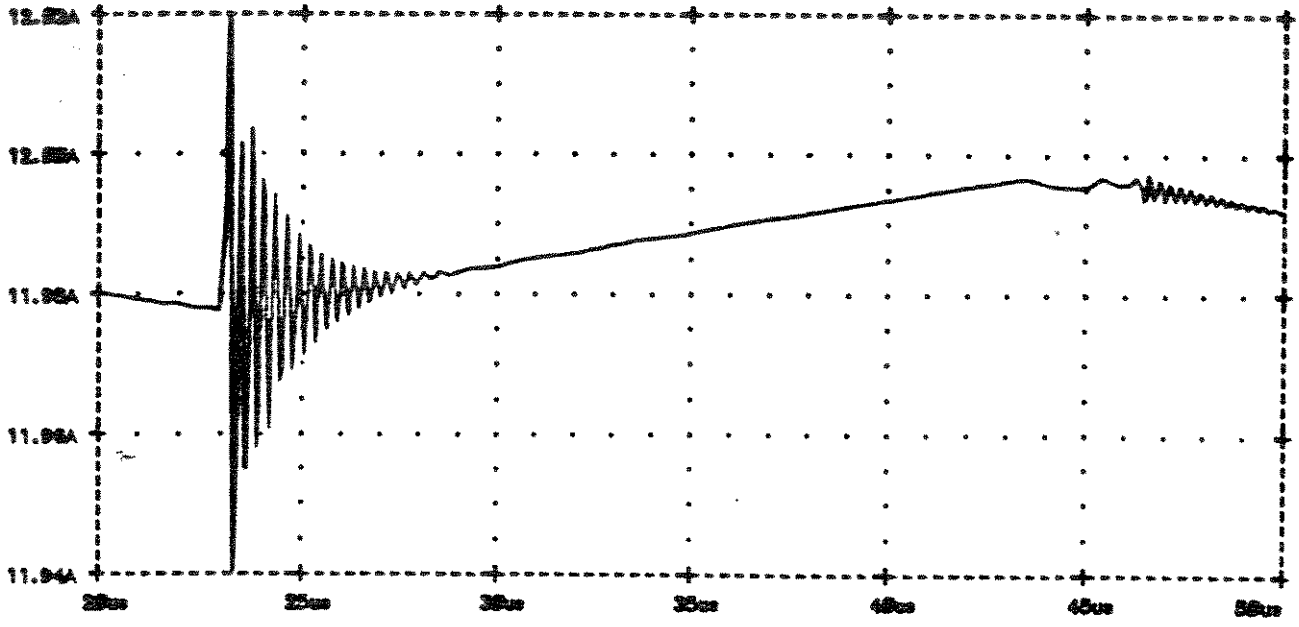


Figura 4.54. Ondulação de corrente na carga

4.5.3 Diodo zener

Outra alternativa para buscar a redução do pico de tensão na saída do regulador é o emprego de um diodo zener junto ao diodo de circulação.

Observa-se na figura 4.55 a tensão sobre a carga e sua corrente quando se utiliza um diodo de 16 V (10 W). O pico de tensão fica reduzido a cerca de 20 V, sendo pequena a oscilação que se segue. A tensão é superior a 16 V por causa da resistência do próprio diodo. Por outro lado a oscilação da corrente possui um valor relativamente elevado (90 mA pico-a-pico), embora atenue-se rapidamente, em comparação com o uso do filtro RC.

Os resultados da simulação são mostrados nas figuras 4.56 e 4.57, podendo-se, novamente, verificar a concordância dos resultados, validando-se o modelo utilizado.

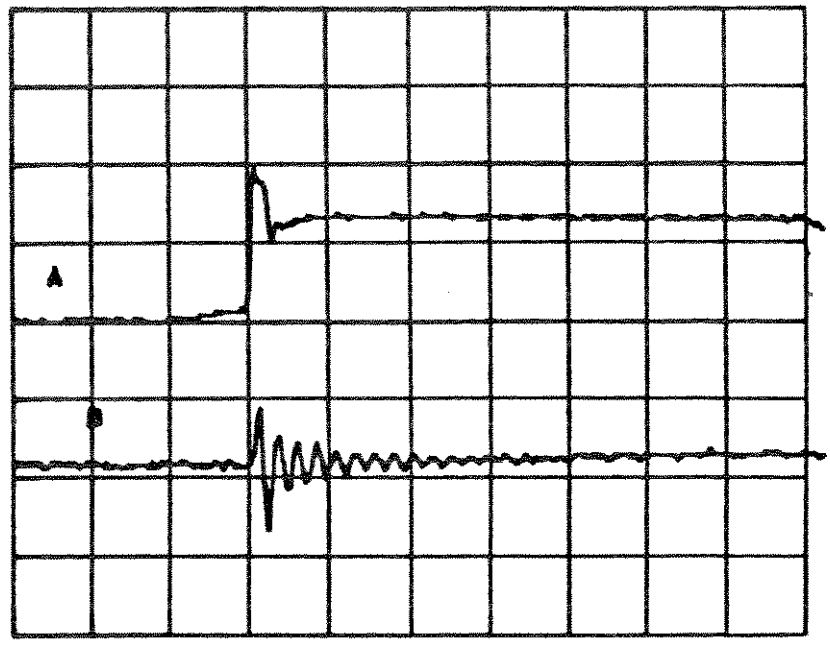


Figura 4.55. Traço superior: Tensão sobre a carga (10 V/div) (1 µs/div)
Traço inferior: Ondulação da corrente de carga (50 mA/div) (1 µs/div)

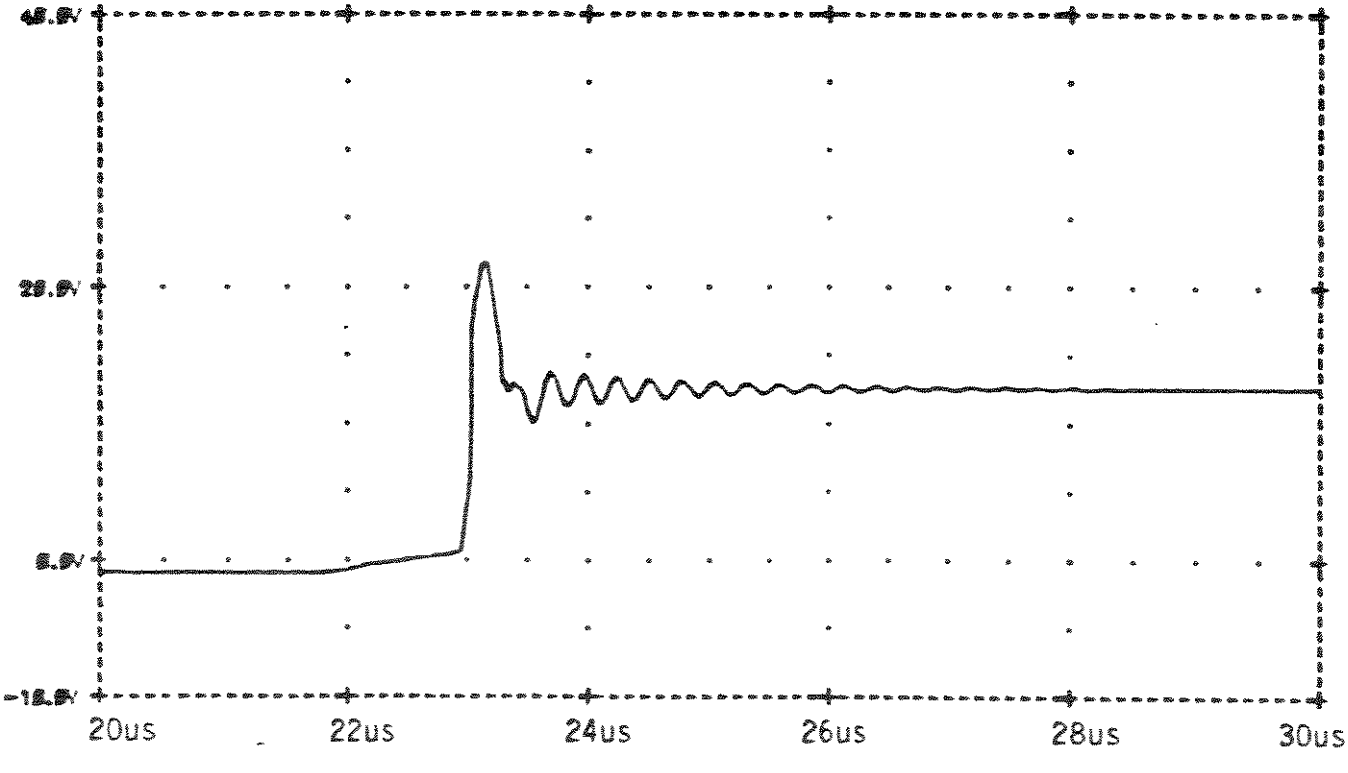


Figura 4.56. Tensão sobre a carga

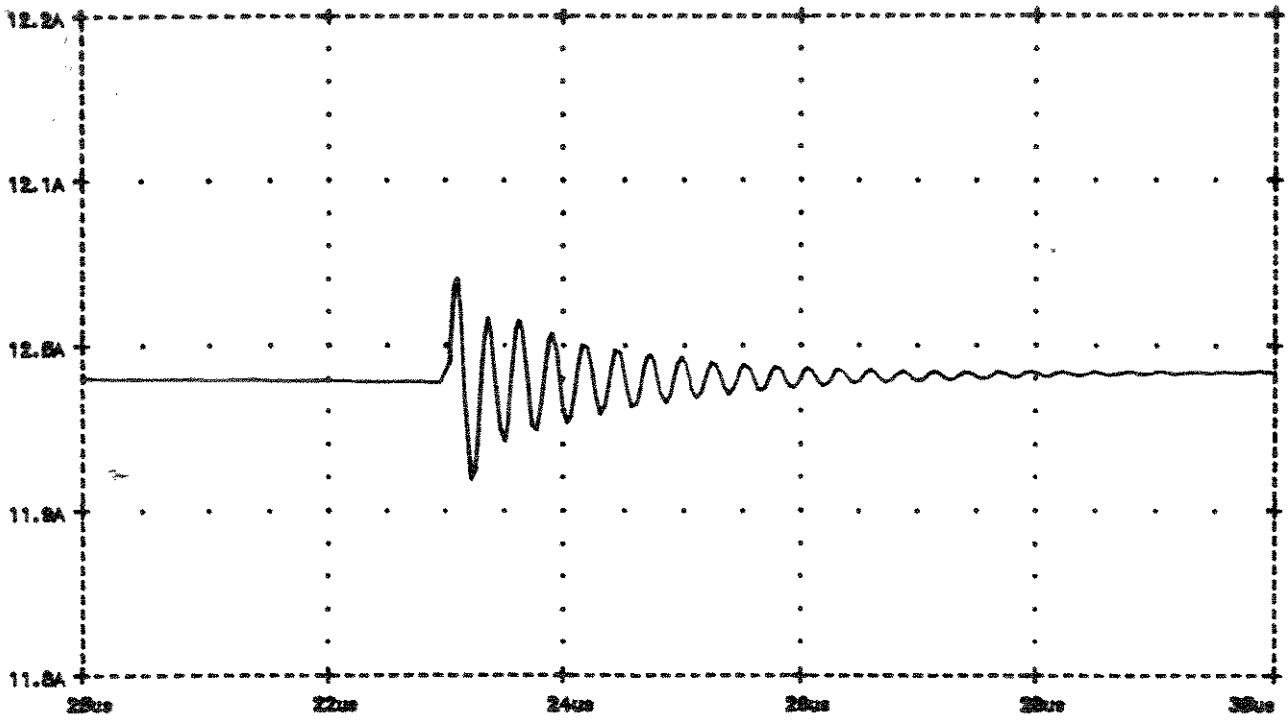


Figura 4.57. Ondulação de corrente na carga

4.5.4. Comentários

Analisando em termos da redução do pico de tensão na saída do regulador, os três métodos empregados mostram-se bastante satisfatórios dado que reduzem o pico a aproximadamente 20 V. No entanto o filtro capacitivo produz uma redução mais significativa na oscilação da corrente da carga.

Isto se deve ao fato de que o uso apenas do capacitor, proporcionando uma oscilação de 1,1 MHz, produz uma variação mais lenta de tensão sobre a capacitância da carga, provocando uma menor componente oscilatória de corrente.

Tanto com o filtro RC quanto com o diodo zener tem-se um crescimento mais rápido na tensão, produzindo uma maior corrente pelo capacitor.

Desta forma o emprego do filtro capacitivo, apesar de provocar oscilações tanto nas tensões observadas quanto na corrente de dreno, do ponto de vista da redução na oscilação da corrente de carga é o mais eficiente.

Como se verá no próximo capítulo, esta redução na oscilação é importante para permitir melhorias no desempenho do sistema de controle do regulador, permitindo uma redução na ondulação da corrente de carga.

4.6. REGULADOR CHAVEADO DA FONTE DO DIPOLO

Serão apresentados a seguir sinais obtidos na fonte chaveada da fonte de alimentação do dipolo. Neste caso a tensão de alimentação é também reduzida (11 V), enquanto a corrente de teste chegou a 100 A (no módulo). O transistor utilizado possui características listadas a seguir, onde se pode notar o elevado valor das capacitâncias intrínsicas e também a existência de uma indutância própria do componente (entre dreno e fonte).

A figura 4.59 mostra a tensão na saída do regulador chaveado, medida sobre o diodo de circulação. Tomando o mesmo modelo descrito anteriormente, é possível estimar a indutância em série com este diodo e a que existe em série com o MOSFET.

Durante a entrada em condução do transistor a corrente pelo diodo cai a uma taxa de aproximadamente 45 A/μs e produz uma tensão de cerca de 4 V, o que implica numa indutância de 90 nH em série com o diodo de circulação.

Quando a corrente de recombinação reversa vai a zero, produz-se um pico de tensão positivo sobre o diodo, provocado pelas indutâncias em série com o MOSFET, cujo valor pode ser estimado considerando uma taxa de variação de corrente de 140 A/μs e uma sobre-tensão de cerca de 22 V, indicando uma indutância de aproximadamente 160 nH.

A conexão entre a fonte de alimentação e o dreno do MOSFET e entre o terminal fonte deste transistor e o diodo deve ser feita de modo a minimizar as indutâncias parasitas. A indutância em série com o diodo, provém basicamente de seu próprio terminal de conexão, de maneira que não é trivial obter indutâncias menores que as já disponíveis.

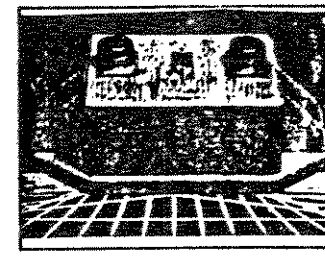
Ao se fazer medidas da tensão entre dreno e fonte do MOSFET, dependendo do ponto no qual se toma a medida, são obtidos valores distintos, uma vez que a medição pode estar sendo realizada não apenas considerando o transistor, mas também uma parcela da indutância parasita. Lembre-se ainda que existe uma indutância própria do MOSFET de 20 nH (valor máximo).

No desligamento do transistor (figura 4.60) observa-se um pico negativo na saída do regulador chaveado, provocado por L_D que, a uma variação de corrente de 220 A/μs produz uma tensão de aproximadamente 20 V. Na figura 4.61 tem-se a corrente pelo transistor e a tensão entre dreno e fonte (incluindo a indutância parasita interna do componente). Observa-se um comportamento semelhante ao da tensão na saída do regulador, porém com amplitude maior, o que se deve à contribuição das indutâncias em série com o MOSFET e da tensão de alimentação do regulador. Observe que a tensão sobre as indutâncias L_D e L_T se somam. O valor esperado para a tensão medida nos terminais do transistor é apresentado a seguir e é muito próximo ao obtido experimentalmente:

$$V_{DS} = (L_D + L_T) \cdot \frac{dI_D}{dt} + V = 66V \qquad (4.4)$$

A partir do pico de tensão se observa uma oscilação nos sinais que se origina na ressonância das capacitâncias do MOSFET (especialmente C_{DS}) com as indutâncias parasitas. O modelo proposto para o circuito está na figura 4.62.

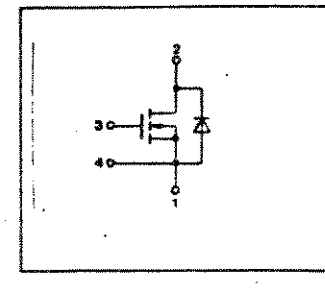
SEMITRANS® M
Power MOSFET
Modules
SKM 111



Maximum ratings Symbol	Conditions	Value	Unit
V_{DS}		100	V
V_{DGR}	R_{GS} = 20 kΩ	100	V
I_D	T_{case} = 25 °C	200	A
I_{Dpulse}	T_{case} = 25 °C	600	A
V_{GS}		± 20	V
P_D	T_{case} = 25 °C	700	W
T_j, T_{stg}		- 40... + 150	°C
V_{isol}	AC, 1 min, 200 µA	2 500	V
humid.	DIN 40 040	Class F	
climat.	DIN IEC 68 T.1	40/150/56	
Thermal Characteristics			
R_{thjc}	DC	0,18	°C/W
R_{thch}	M_1, surface 10 µm	0,05	°C/W

Electrical Characteristics Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Unit
$V_{(BR)DSS}$	V_{GS} = 0 V, I_D = 0,25 mA	100	-	-	V
$V_{GS(th)}$	V_{GS} = V_{DS}, I_D = 1 mA	2,1	3,0	4,0	V
I_{DSS}	V_{GS} = 0 V, T_j = 25 °C	-	50	250	µA
	V_{DS} = 100 V, T_j = 125 °C	-	300	1000	µA
I_{GSS}	V_{GS} = 20 V,	-	10	100	nA
$R_{DS(on)}$	V_{GS} = 10 V, I_D = 130 A	-	7	8,5	mΩ
g_{fs}	V_{DS} = 25 V, I_D = 130 A	60	75	-	S
C_{CHC}		-	-	160	pF
C_{iss}	V_{GS} = 0 V	-	10	13	nF
C_{oss}	V_{DS} = 25 V	-	5	7,5	nF
C_{rss}	f = 1 MHz	-	1,8	2,7	nF
L_{DS}		-	-	20	nH
$t_{d(on)}$	V_{DD} = 50 V	-	280	-	ns
t_r	I_D = 130 A	-	220	-	ns
$t_{d(off)}$	V_{GS} = 10 V	-	270	-	ns
t_f	R_{GS} = 3,3 Ω	-	60	-	ns
Inverse Diode					
I_{DR}	T_{case} = 25 °C (for all data)	-	-	200	A
I_{DRM}		-	-	600	A
V_{SD}	I_F = 400 A, V_{GS} = 0 V	-	1,25	1,6	V
t_{rr}	T_j = 25 °C *	-	400	-	ns
	T_j = 150 °C *				
Q_{rr}	T_j = 25 °C *	-	3,5	-	µC
	T_j = 150 °C *				
	* I_F = I_{Dn}, V_R = 30 V, dI_F/dt = 100 A/µs				

Mechanical Data					
M_1	to heatsinks, SI Units	4	-	6	Nm
	to heatsinks, US Units	35	-	53	lb.in.
M_2	for terminals, SI Units	2,5	-	3,5	Nm
	for terminals, US Units	22	-	24	lb.in
a		-	-	5x0,81	m/s²
w		-	-	150	g
b	Drain baseplate	16	-	-	mm
e	UL 1557, UL 94-V0, VDE 0110	11	-	-	mm
Case					D 15



Features

- N-Channel enhancement mode
- Short internal connections avoid oscillations
- Switching kW's in less than 1 µs
- Isolated baseplate
- All electrical connections on top for easy busbaring
- Large clearance and creepage distances (UL approval applied for)

Typical Applications

- Switched mode power supplies
- DC servo and robot drives
- DC-choppers
- Resonant and welding inverters
- Induction heaters

Preliminary Data

Figura 4.58 Características do transistor utilizado no regulador chaveado da fonte do dipolo

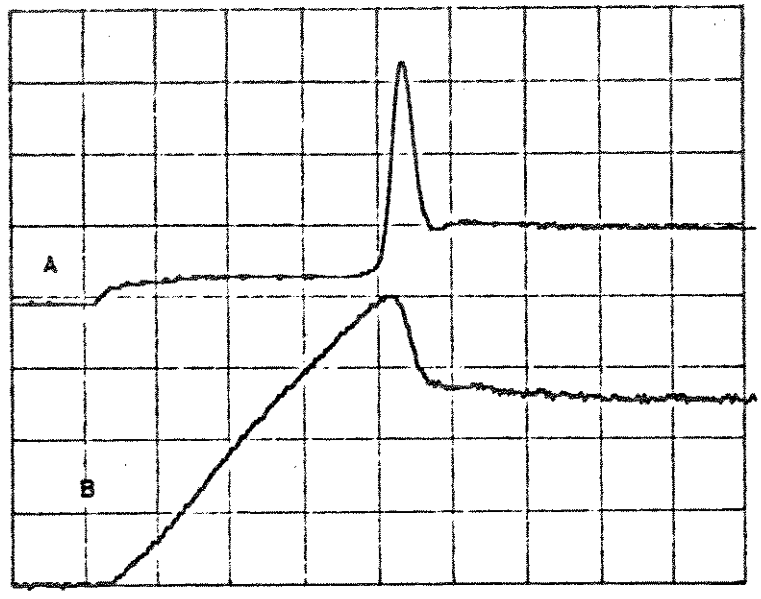


Figura 4.59. Formas de onda na entrada em condução
Traço superior: Tensão na saída do regulador (10 V/div, 0,5 μs/div)
Traço inferior: Corrente de dreno (20 A/div, 0.5 μs/div)

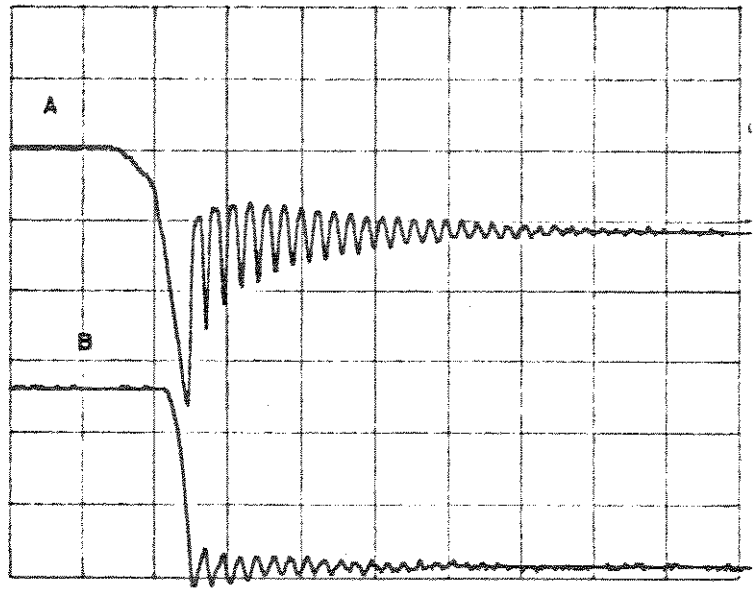


Figura 4.60. Formas de onda no desligamento
Traço superior: Tensão na saída do regulador (10 V/div, 1 μs/div)
Traço inferior: Corrente de dreno (20 A/div, 1 μs/div)

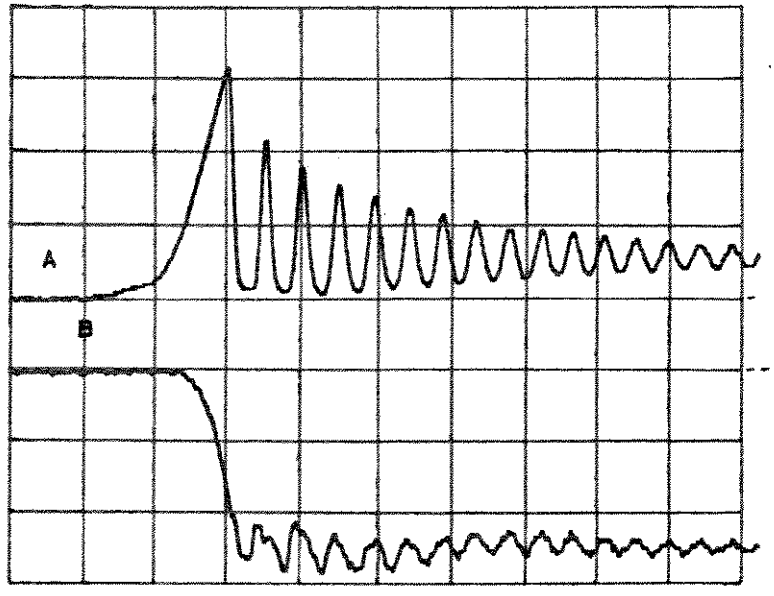


Figura 4.61. Formas de onda no desligamento
Traço superior: V_{DS} (20 V/div)
Traço inferior: Corrente de dreno (20 A/div, 0.5 µs/div)

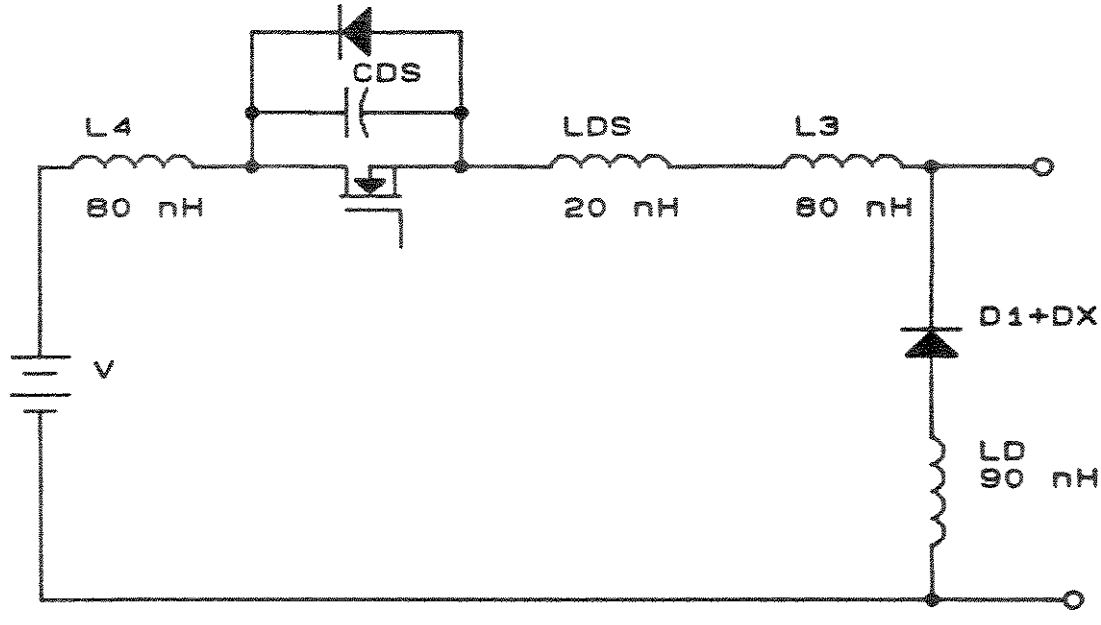


Figura 4.62. Modelo proposto para o regulador chaveado

que produziria uma oscilação de 4,5 MHz com as indutâncias da malha que contém o transistor e o diodo.

Quando a tensão V_{DS} tende a se inverter o diodo reverso do MOSFET entra em condução, mantendo a tensão próxima a zero. Na verdade a tensão medida é ligeiramente positiva por causa da tensão sobre L_{DS} (e possívelmente uma parcela de L4 e L3) que, neste intervalo, tem a mesma polaridade que V_{DS}, pois a componente oscilatória da corrente (da fonte para o dreno) está se reduzindo.

Na entrada em condução, os sinais sobre o transistor são indicados na figura 4.63. Durante o crescimento de I_D observa-se uma tensão de aproximadamente 2,5 V entre os pontos medidos. Considerando que a queda de tensão no transistor é de cerca de 0,5 V, a tensão restante, com a derivada de corrente presente, indica uma indutância de 45 nH entre os pontos de medida. Tal indutância provocaria um pico negativo de 6,3 V no momento da queda da corrente de recombinação do diodo. O valor obtido experimentalmente é de 6 V.

Observa-se que o aumento da corrente de dreno não afeta significativamente estes sinais, especialmente o pico de tensão sobre o diodo, que é de interesse para a escolha do mesmo.

Quanto ao pico positivo sobre o transistor no desligamento, este é muito afetado pelo aumento na corrente de dreno. Dado que o tempo de queda de I_D depende basicamente do circuito de acionamento do MOSFET, o tempo de queda da corrente não se altera significativamente, fazendo com que a derivada da corrente cresça para correntes mais elevadas, o que deve ser motivo de cuidados especiais como os descritos na sequência deste trabalho. Por exemplo, a 50 A obtém-se um pico de cerca de 60 V, enquanto a 100 A o pico atinge 90 V (para 11 V de alimentação).

O entendimento do que acontece no processo de desligamento do transistor se torna mais simples por meio dos resultados da simulação realizada. Foram feitas duas análises: a primeira considerando um transistor MOSFET modificado, de maneira a ser possível observar correntes e tensões internas ao modelo, permitindo uma análise mais clara dos fenômenos, e uma segunda, empregando o modelo próprio do programa, buscando reproduzir os resultados experimentais.

4.6.1. Simulação com modelo de MOSFET discretizado

O modelo utilizado pelo programa PSpice para um transistor MOSFET está indicado na figura 4.64. Como só é possível observar as correntes I_G, I_B, I_D, e I_S, foram feitas alterações nos parâmetros e a inclusão de componentes em substituição aos intrínsicos do modelo. Sobre estes novos componentes é possível observar formas de tensão e corrente.

As capacitâncias próprias do modelo foram reduzidas (1 pF) e colocados capacitores entre os terminais do transistor com os seguintes valores: C_{GS} = 1,2 nF, C_{DS} = 4 nF, C_{GD} = 400 pF. Foi colocado um diodo ideal no terminal do substrato para impossibilitar a circulação de corrente reversa pelo interior do MOSFET e um outro diodo ideal para permitir a condução reversa do terminal de fonte para o dreno.

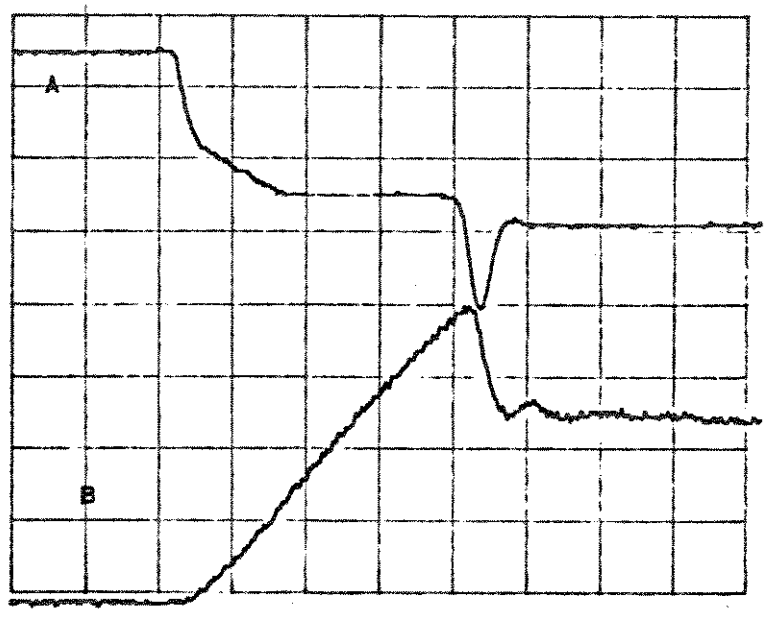
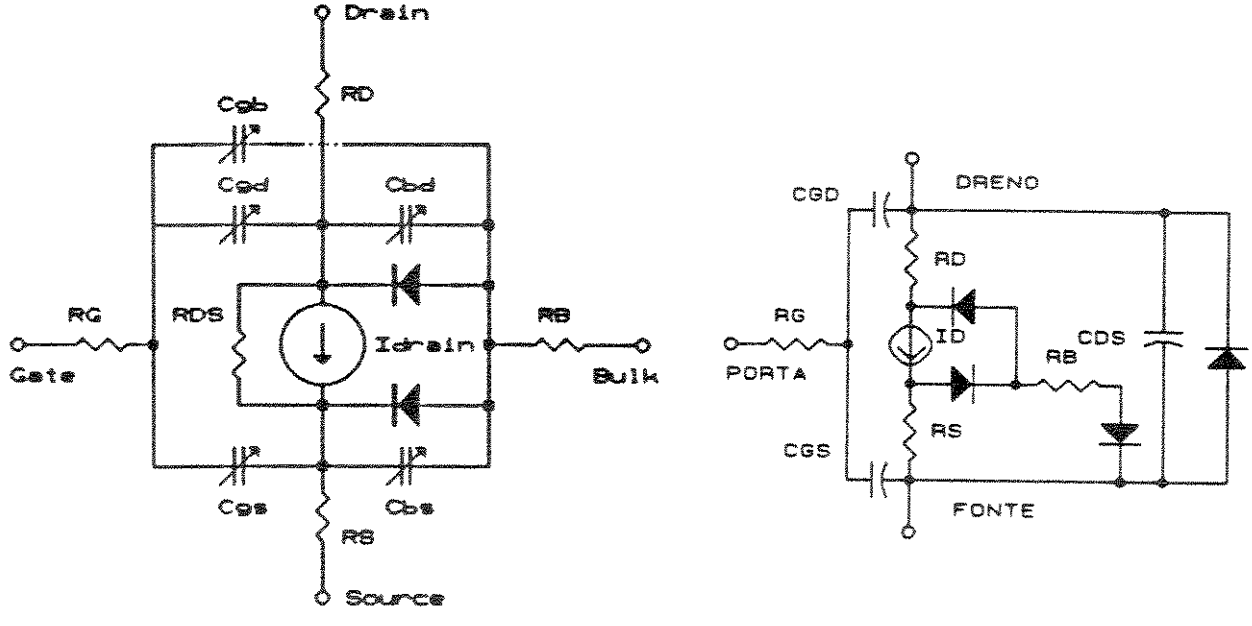


Figura 4.63. Formas de onda na entrada em condução
Traço superior: V_{DS} (5 V/div, 0,5 µs/div)
Traço inferior: Corrente de dreno (20 A/div, 0,5 µs/div)



(a) (b)

Figura 4.64. Modelo de transistor MOSFET do PSpice (a) e modelo proposto (b)

Observa-se que o pico de tensão (positivo no dreno) carrega as capacitâncias do transistor, obtendo-se V_{DS} = 60V (na simulação). A descarga das capacitâncias ocorre de uma maneira ressonante com as indutâncias parasitas do circuito. Quando a tensão sobre C_{DS} se inverte, polariza diretamente o diodo reverso, por onde circula a corrente. Como, sobre as indutâncias, passa a existir uma tensão fixa (praticamente igual ao valor da tensão de entrada) a corrente varia linearmente. Quando a corrente chega a zero, a tensão sobre C_{DS} também é praticamente nula, não havendo significativa energia armazenada nas indutâncias e capacitâncias. A partir deste instante o circuito se comporta como um circuito ressonante, com pequeno amortecimento, com uma excitação em degrau (a tensão de alimentação). O capacitor se carrega até uma tensão de cerca do dobro da tensão de excitação, descarregando-se até quase zero. Como V_{DS} não se inverte, o diodo não volta a conduzir. Após diversos ciclos a tensão entre dreno e fonte tende à tensão de entrada.

4.6.2. Simulação com modelo de transistor MOSFET do PSpice

Utilizando o modelo próprio do PSpice para transistor MOSFET tem-se um comportamento diferente, uma vez que o diodo reverso conduz em alguns ciclos (e não apenas no primeiro). Isto se deve ao fato de que no momento em que o diodo deixa de conduzir a corrente pela indutância parasita é diferente de zero. Com tal condição inicial o pico de tensão sobre o transistor torna-se superior ao dobro da tensão de alimentação (figura 4.66), o que permite, mesmo com o amortecimento existente, que a tensão V_{DS} se inverta, fazendo com que o diodo volte a conduzir. Após alguns ciclos a tensão máxima sobre o transistor não mais ultrapassa o dobro da tensão de entrada e, assim, não ocorrerá condução do diodo nos semi-ciclos seguintes.

Este comportamento é similar ao observado experimentalmente. Na simulação foi utilizado um transistor diferente do empregado no circuito real. Por serem diferentes as capacitâncias de tais componentes a frequência de oscilação não é a mesma na simulação e nos resultados práticos, embora as características gerais do fenômeno se mantenham.

4.6.3. Redução dos picos de tensão

A redução do pico de tensão na saída do regulador pode ser realizada pelos métodos descritos anteriormente, ou seja, pelo uso de um capacitor, uma rede RC ou um diodo zener. No entanto este pico não é o mais problemático neste caso, uma vez que sua amplitude é praticamente constante com a corrente e tem valor reduzido comparativamente ao pico sobre o MOSFET.

Para redução da sobre-tensão no transistor deve-se reduzir a derivada da corrente que circula pelas indutâncias no desligamento, o que pode ser obtido pela diminuição da velocidade de chaveamento do MOSFET, possível, por exemplo, pelo aumento no valor da resistência de saída do circuito acionador. Isto implica, no entanto, em contribuir para a limitação na máxima frequência de chaveamento possível, o que é, em princípio, indesejável pois limita a mínima ondulação de corrente. Este assunto será melhor detalhado no próximo capítulo. Além disso provoca um aumento nas perdas de chaveamento.

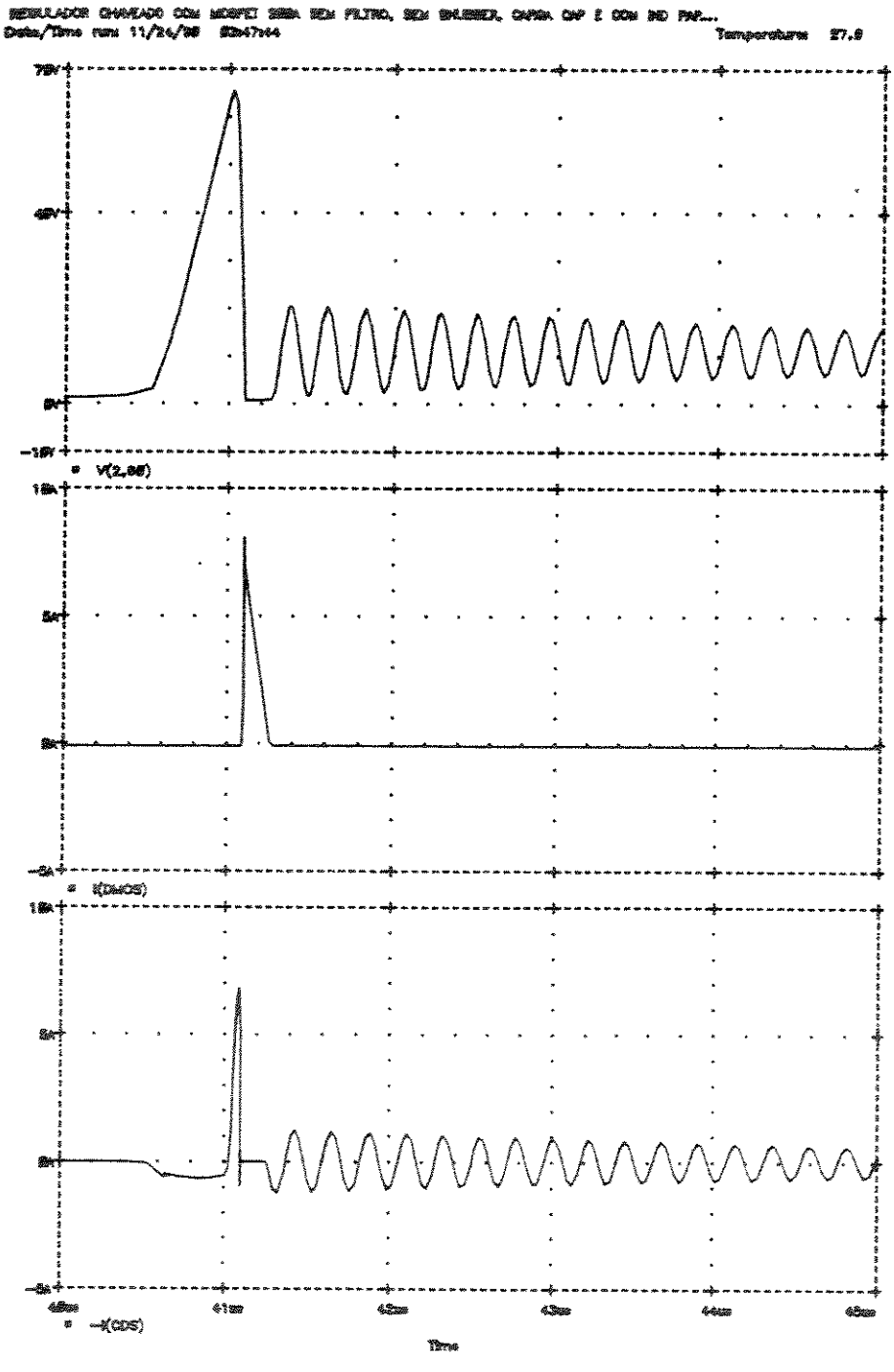


Figura 4.65. Traço superior: $V_{DS}=V_{CDS}$
Traço médio: Corrente no diodo reverso
Traço inferior: Corrente em C_{DS}
Formas de onda no desligamento

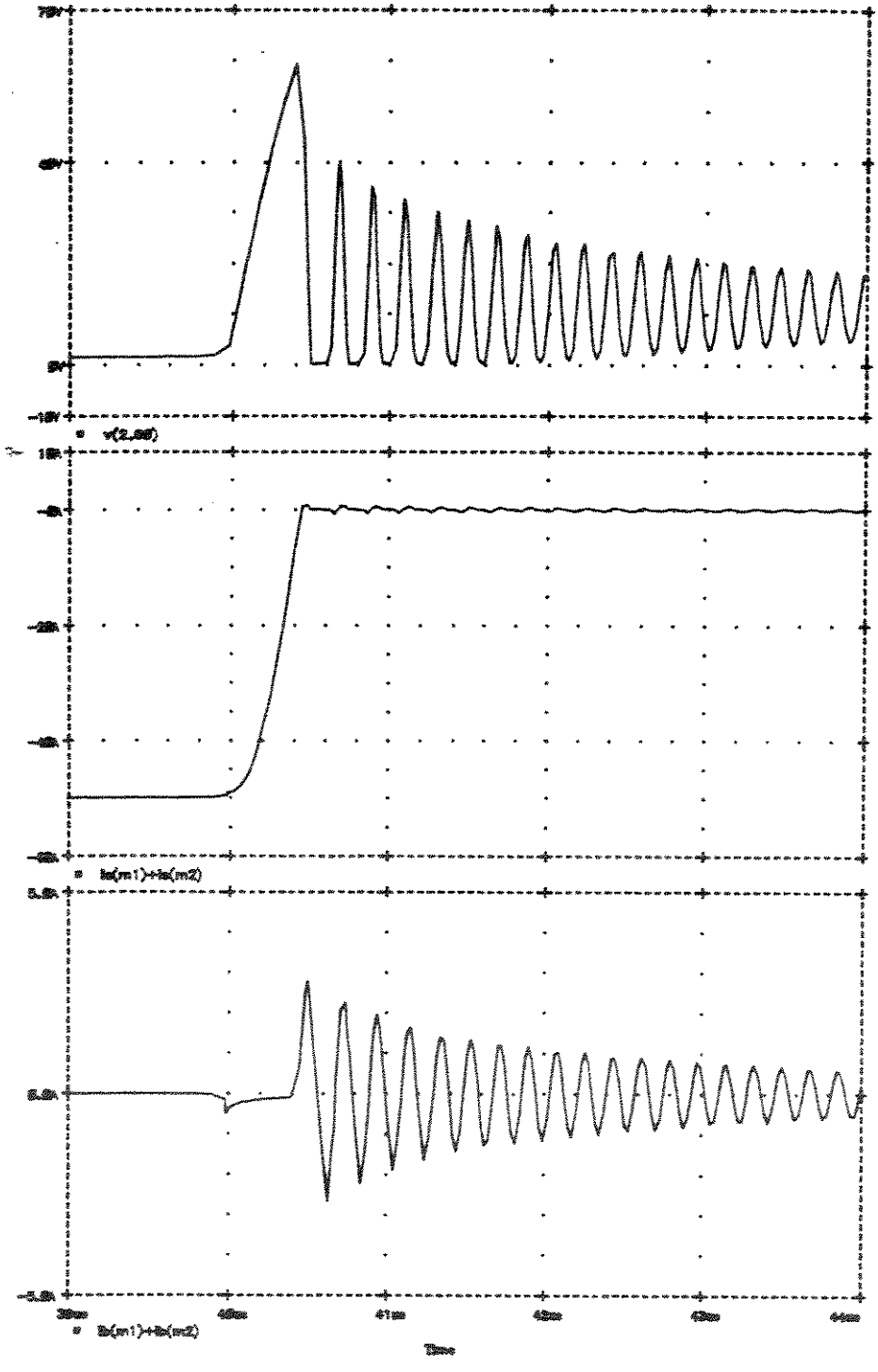


Figura 4.66. Traço superior: V_{DS}
Traço médio: I_S
Traço inferior: I_B
Formas de onda no desligamento

Outra possibilidade é oferecer um caminho alternativo para a corrente durante o desligamento do MOSFET, o que pode ser obtido pelo uso de um circuito amaciador RCD entre dreno e fonte. À medida que cresce V_{DS} o capacitor do circuito amaciador se carrega, fazendo com que a variação da corrente pelas indutâncias parasitas seja mais lenta.

A figura 4.67 mostra a tensão V_{DS} e a corrente do transistor onde se observa a significativa redução no pico de tensão para cerca de 30 V, usando um circuito amaciador com Rs = 0,22 ohms, Cs = 1 μF. A oscilação de baixa frequência observada é uma ressonância entre Cs e as indutâncias parasitas (incluindo a indutância parasita do próprio circuito amaciador). Enquanto a corrente é positiva ela circula pelo diodo e, ao inverter-se, circula por Rs. Note que ao ocorrer a inversão da corrente surge uma oscilação na tensão que é provocada pelo processo de recombinação do diodo do circuito amaciador. A oscilação observada quando a corrente é positiva se deve a uma ressonância entre a capacitância do MOSFET e L_{DS}. O mesmo comportamento é obtido por simulação, conforme se observa na figura 4.68

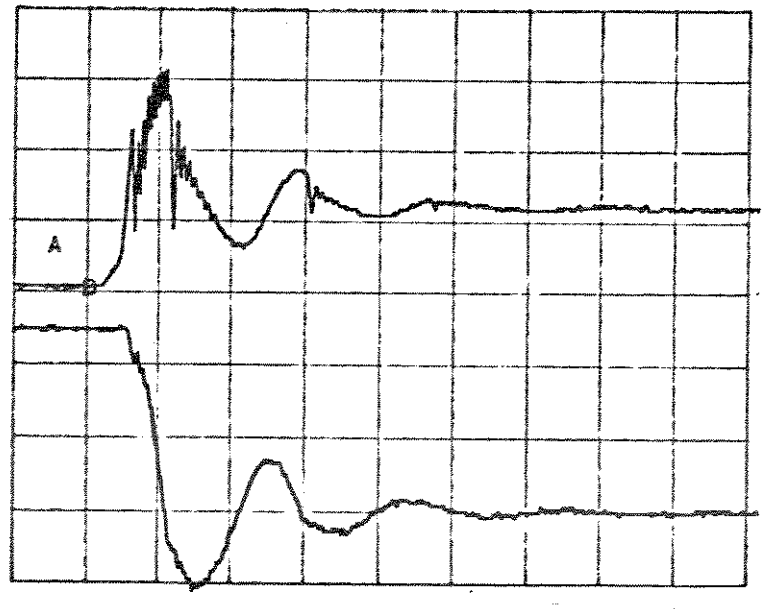


Figura 4.67. Traço superior: Tensão sobre o circuito amaciador (10 V/div)
Traço inferior: Corrente por L3 (20 A/div), (2 μs/div)

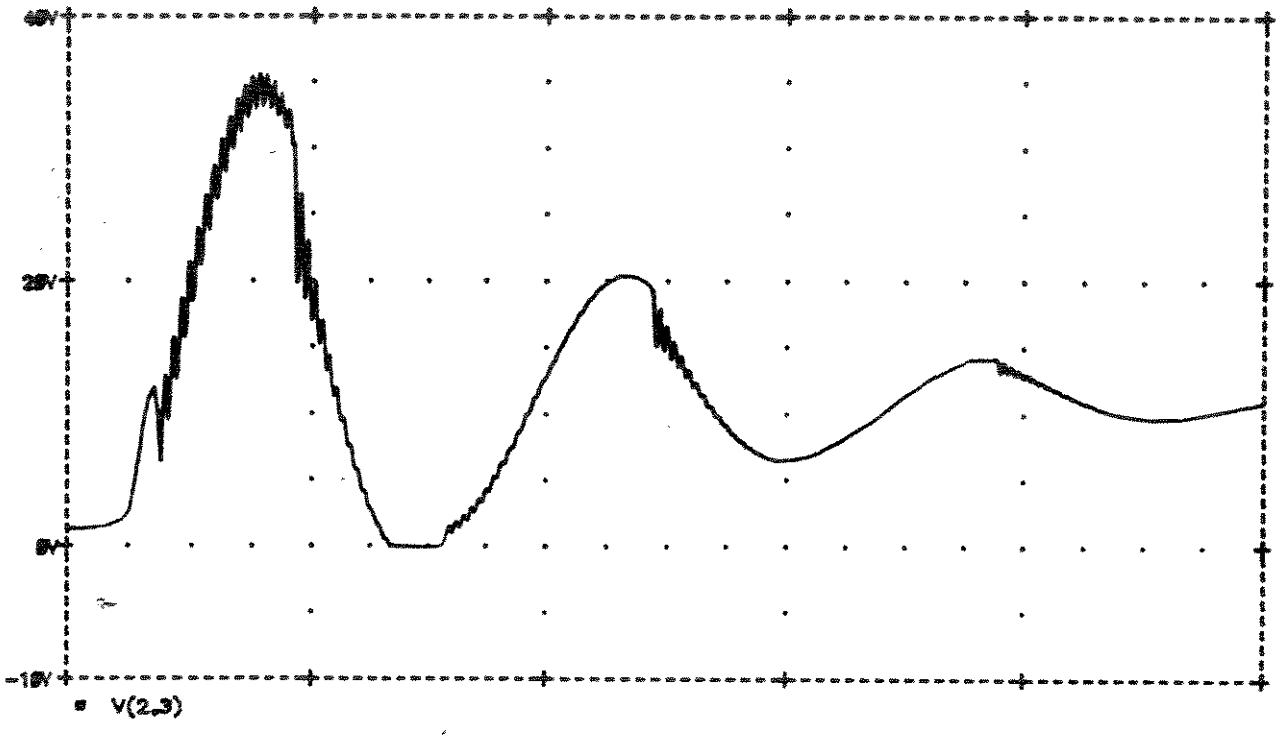


Figura 4.68. Tensão V_{DS} obtida por simulação, com circuito amaciador

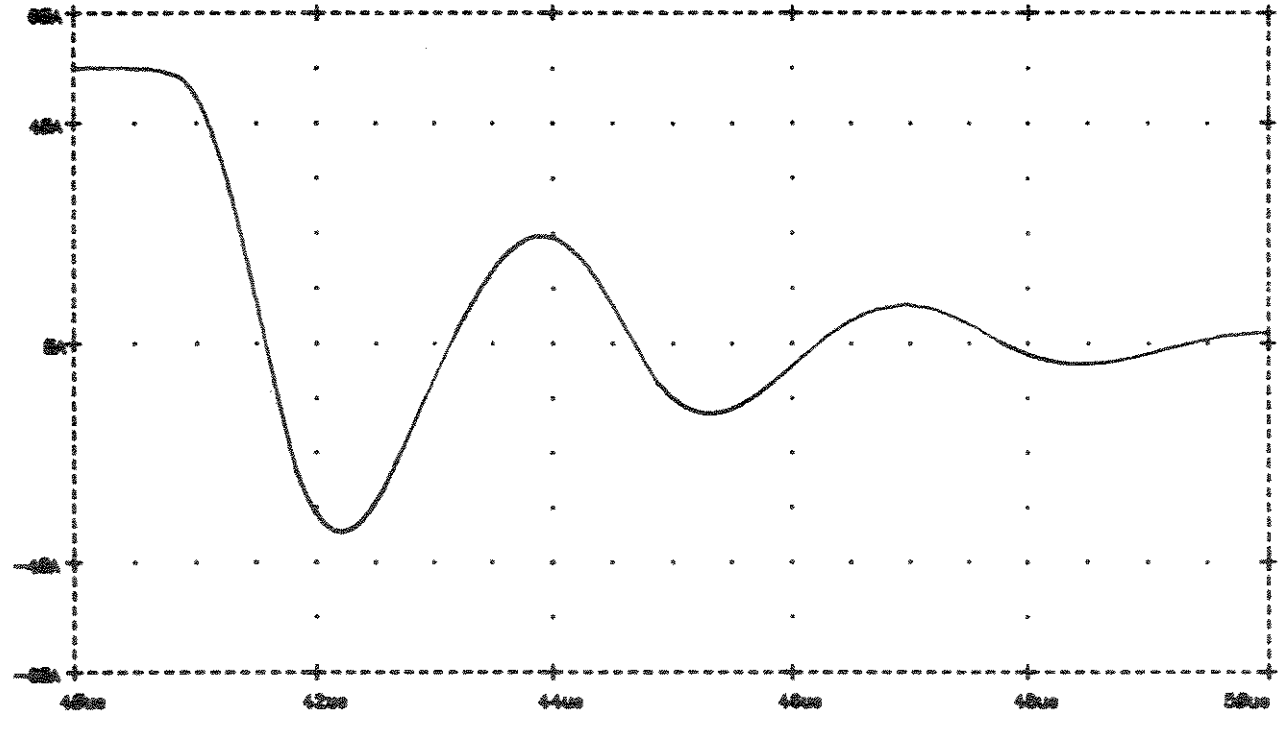


Figura 4.69 Corrente por L3, com circuito amaciador (simulação)

4.7. COMENTÁRIOS

Os diversos transitórios observados nos reguladores chaveados e considerados danosos ao seu funcionamento foram estudados, obtendo-se modelos que explicam tais fenômenos. As simulações realizadas, a partir dos modelos propostos, permitiram reproduzir as formas de onda obtidas experimentalmente, convalidando os modelos.

Em comum aos dois tipos de fontes estudadas tem-se o pico de tensão que é aplicado à carga no momento da entrada em condução do transistor, originado nas indutâncias parasitas em série com o MOSFET. Tal pico, conforme foi visto, provoca uma maior excitação nas capacitâncias parasitas da carga produzindo oscilação na corrente de carga que se sobrepõe à ondulação da corrente provocada pela ação idealizada do regulador. Tal componente oscilatória pode vir a prejudicar o funcionamento do circuito de controle, caso exceda os limites estabelecidos pelo comparador com histerese,conforme será analisado no capítulo seguinte.

No desligamento surge um pico de tensão sobre o transistor, cuja amplitude depende da velocidade de desligamento do MOSFET. Uma vez que os módulos chaveadores da fonte do dipolo operam com um circuito de acionamento bipolar e com baixa resistência de saída, sua velocidade de chaveamento é muito maior do que a existente no circuito usado inicialmente para estudo, implicando em um pico de tensão de valor muito mais elevado.

Ocorre também neste intervalo uma oscilação entre as capacitâncias do MOSFET (especialmente C_{DS}) e as indutâncias parasitas. Embora ocorra em ambos circuitos, a situação no regulador da fonte do dipolo é mais critica dado o valor mais elevado das capacitâncias e indutâncias e da própria amplitude do pico de tensão.

Note-se que, diferentemente do caso do pico de tensão na entrada em condução do transistor, o pico do desligamento depende fortemente do valor da corrente a ser comutada, uma vez que o intervalo de desligamento do MOSFET depende principalmente do circuito de acionamento. Isto implica em picos maiores para correntes mais elevadas.

Considerando que todo esforço foi feito durante o processo de montagem dos reguladores para minimizar as indutâncias parasitas, a redução do pico pode ser feita pelo uso de um circuito amaciador de desligamento que, além de reduzir a dissipação sobre o componente permite um caminho alternativo para a corrente, reduzindo o di/dt pelas indutâncias, diminuindo o pico de tensão sobre o transistor.

No caso do pico na saída do regulador, a opção mais interessante é o emprego de um capacitor em paralelo com o diodo, oferecendo um caminho para a corrente no momento de desligamento do diodo, reduzindo também o di/dt.

4.8. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

4.1. PSpice Manual
MicroSim Corp.
California, EUA, Jan, 1990

4.2. Manual Semikron
Diodos e Tiristores
Barueri, SP, Brasil, 1988

4.3 Rectifiers and zener diodes data
Motorola Inc.
Phoenix, Arizona, EUA, 1985

4.4. Willians, B.W.
Power Electronics
Macmillan Education
Londres, 1988

4.5. Willians, B.W.
High-voltage high-frequency power-switching transistor module with switching-aid- circuit energy recovery
IEE Procceedings, vol.131, Pt.8, no. 1, Jan 1984

4.6. Steyn, C.G. & Van Wyk, J.D.
Ultra low-loss non-linear turn-off snubber for power electronic switches
European Power Electronics Conference, 1985

4.7. Lauritzen, P.O. & Smith, H.A.
A non-dissipative snubber effective over a wide range of operating conditions.
IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1983

4.8. Ferraro, A.
An overview of low-loss snubber technology for transistor converters.
IEEE Power Electronics Specilists Conference, 1982

4.9. Dazzo, J.J. & Houpis, C.H.
Análise e projeto de sistemas de controle lineares
Ed. Guanabara 2, Segunda edição, 1981

CAPÍTULO 5

ANÁLISE DO CIRCUITO DE CONTROLE DA FONTE CHAVEADA

5. ANÁLISE DO CIRCUITO DE CONTROLE DA FONTE CHAVEADA

Neste capítulo será estudado o circuito de controle da fonte chaveada que se constitui no elemento que garante a obtenção dos requisitos de desempenho exigidos para a fonte de corrente do dipolo. Serão analisados aspectos relativos ao uso de Modulação por Limites de Corrente, à característica não-linear do sistema de controle, à influência de diversos parâmetros no desempenho do circuito, bem como seus limites de operação .

5.1 O CIRCUITO

A fonte chaveada ideal é indicada na figura 5.1 e o diagrama de blocos de seu circuito de controle, na figura 5.2. O circuito de controle propriamente dito já foi apresentado na figura 3.20. A medida da corrente da carga (Io) é feita por meio de um DCCT. O sinal de corrente é subtraído da referência, obtendo-se a ondulação de corrente. O sinal da ondulação passa por um filtro passa-baixas, por um amplificador e um segundo filtro passa-baixas, sendo então aplicado ao comparador com histerese que determina o chaveamento da fonte. Os limites dados pelo comparador determinam (dentro de certos limites) a ondulação de corrente e a frequência de chaveamento.

Os blocos da figura 5.2 referem-se a:

Ref(jω): Referência de corrente
Io(jω) : Corrente da carga
$G_0(j\omega)$: Primeiro filtro passa-baixas (com ganho 10)
$G_1(j\omega)$: Amplificador (ganho 25)
$G_2(j\omega)$: Segundo filtro passa-baixas
N : Função descritiva da não-linearidade
$G_3(j\omega)$: Atraso entre a mudança do comparador e o chaveamento do transistor
$G_4(j\omega)$: Carga
$G_5(j\omega)$: DCCT

Como se deseja obter uma ondulação de corrente da ordem de 0,01% e o DCCT apresenta à corrente máxima 10 V, o circuito eletrônico deve operar a partir de sinais de cerca de 1 mV.

O emprego de filtros passa-baixas no circuito de controle é, em geral, necessário porque a corrente da carga apresenta, nos momentos do chaveamento, uma oscilação de alta frequência e com amplitude até algumas vezes superior à ondulação de corrente desejada. Este fenômeno já foi descrito e analisado no capítulo anterior. A não filtragem deste sinal de alta frequência pode levar o comparador com histerese a mudar de estado em função da componente oscilatória, fazendo com que o circuito perca a capacidade de manter a ondulação de corrente nos limites desejados uma vez que o regulador passa a operar numa determinada frequência, determinada pela oscilação da corrente no momento do chaveamento. Como decorrência deste fato tem-se que a corrente da carga passa a acompanhar as variações na tensão da entrada, perdendo sua capacidade de regulação conforme se observa na figura 5.4 em relação à figura 5.3.

A filtragem do sinal de corrente, por outro lado, leva a uma limitação na máxima frequência de chaveamento e, portanto, determina a mínima ondulação de corrente possível.

O equacionamento básico dos reguladores chaveados operando em MLC já foi desenvolvido anteriomente e aqui se tratará da análise do comportamento do circuito de controle.

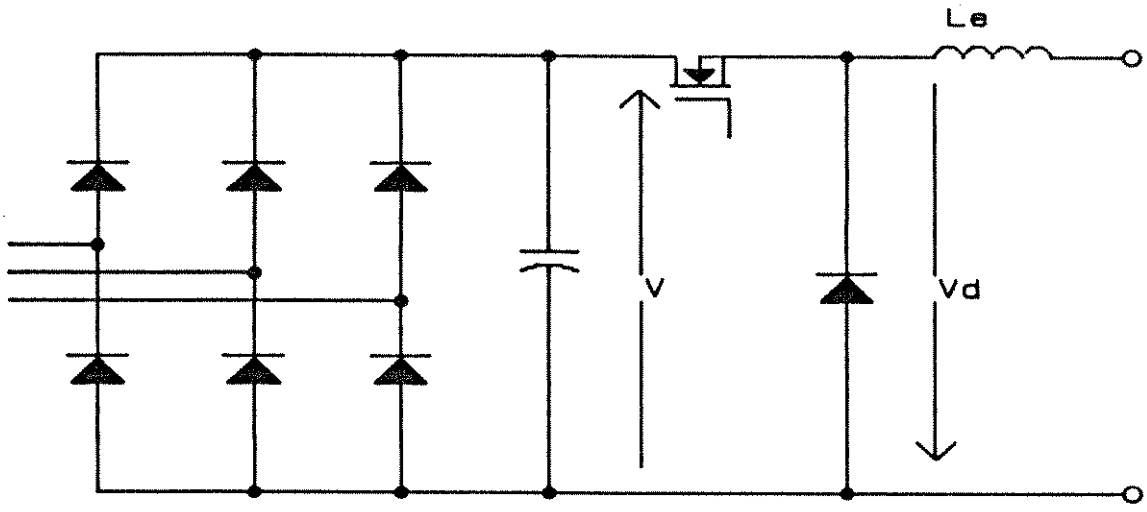


Figura 5.1 Topologia da fonte chaveada ideal

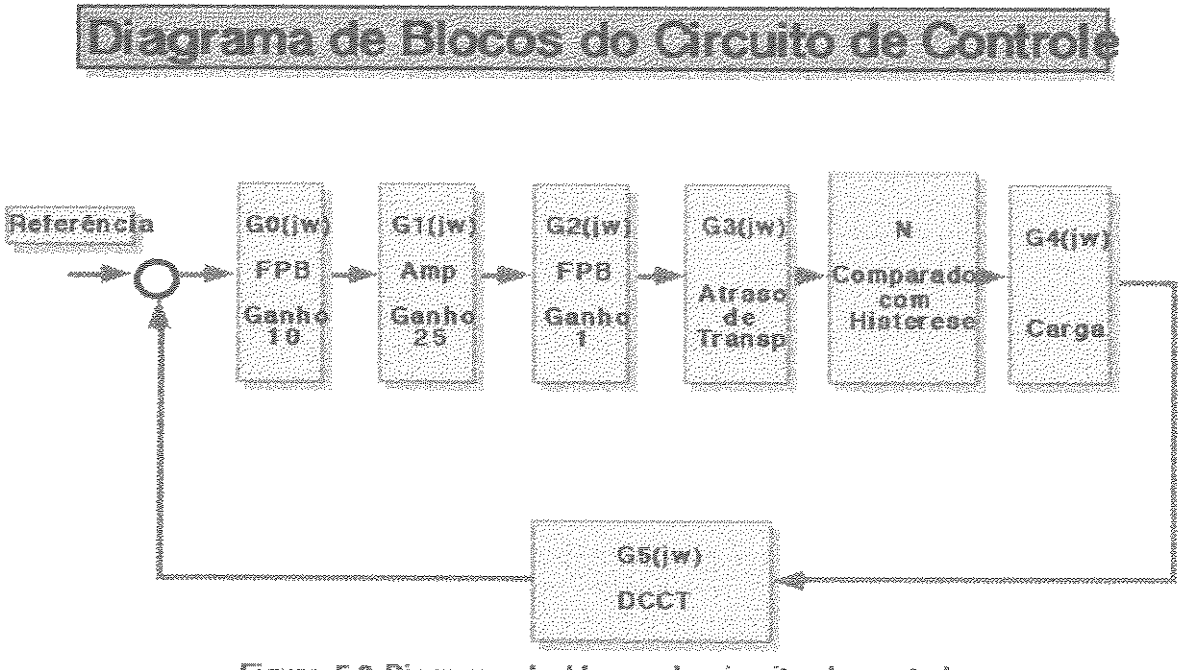


Figura 5.2 Diagrama de blocos do circuito de controle

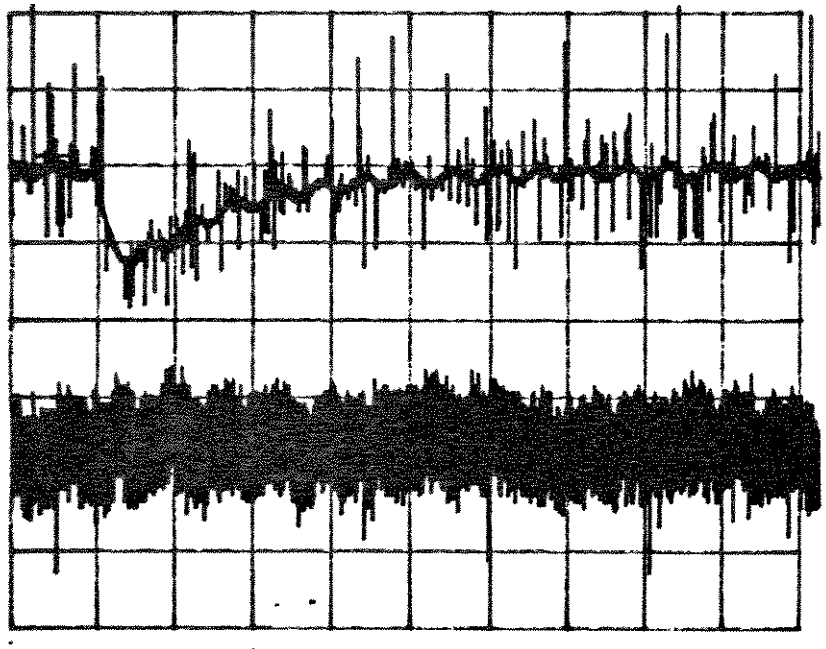


Figura 5.3 Ondulação da tensão de alimentação (2 V/div), com operação em MLC,
Ondulação da corrente de carga (20 mA/div), Io = 12 A, 20 ms/div

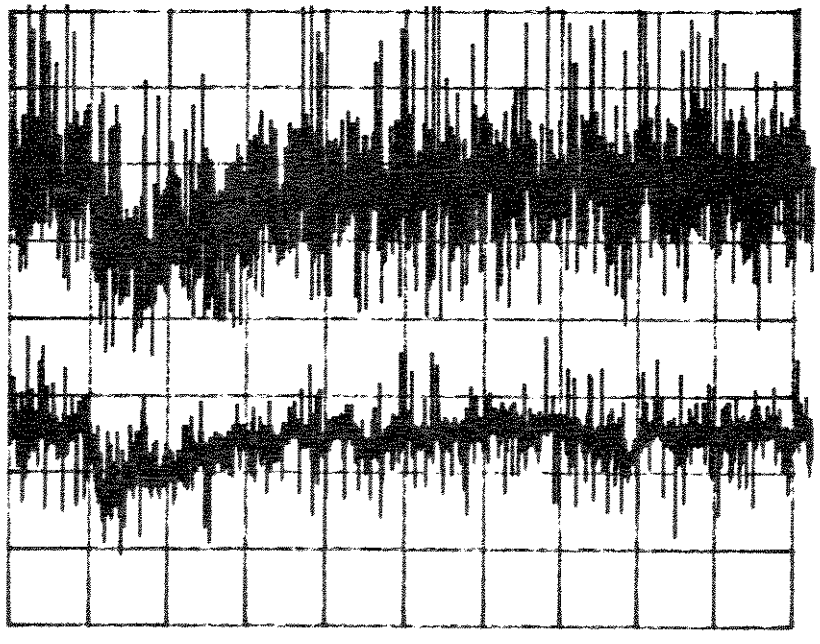


Figura 5.4 Ondulação de tensão na entrada (2 V/div) com chaveamento
em alta frequência (causado pelo "ruído" na corrente)
e ondulação da corrente da carga (20 mA/div) Io = 12 A, 20 ms/div

Nas figuras 5.3 e 5.4, os picos observados, tanto no sinal da tensão quanto no da corrente são provocados pelo chaveamento. Na figura 5.3 praticamente não se verifica alteração na ondulação da corrente no momento da perturbação na entrada, indicando que o sistema MLC conseguiu compensar a variação. Na figura seguinte, quando o chaveamento se dá em alta frequência (provocado por comutações determinadas pela oscilação da corrente), apesar de uma ondulação menor, o circuito não é capaz de compensar o transitório na entrada fazendo com que ele se reproduza na corrente da carga.

5.2 ANÁLISE DO CIRCUITO DE CONTROLE

O circuito de controle utilizado nos reguladores chaveados de corrente possui um elemento não-linear que é o comparador com histerese. Os demais elementos do circuito e a carga são elementos lineares, com característica de filtro passa-baixas.

Uma técnica para o estudo deste tipo de sistema utiliza uma função descritiva da não-linearidade [5.1]. As considerações para que o resultado desta análise seja satisfatório são que o sinal de entrada da não-linearidade seja senoidal, que sua saída (não-senoidal) tenha a mesma frequência do sinal de entrada e que apenas sua primeira harmônica seja significativa. Dada a característica de filtro passa-baixas do sistema estas são considerações razoáveis.

É importante frisar que o objetivo desta análise, no contexto deste trabalho, é obter indicações para a melhoria no desempenho das fontes de corrente e não o aprofundamento no estudo do método de análise usado.

A função descritiva é dada por:

$$N = \frac{V_1}{Y}|\Phi \tag{5.1}$$

N : função descritiva
Y : amplitude do sinal de entrada no elemento não-linear
V_1: amplitude da primeira harmônica do sinal de saída
Φ: defasagem entre o sinal de entrada e a primeira harmônica da saída

A amplitude da primeira harmônica do sinal de saída é:

$$V_1 = \frac{2 \cdot (V + Vd)}{\pi} \tag{5.2}$$

A defasagem é dada por:

$$\Phi_1 = \phi + \pi \tag{5.3}$$

$$\phi = \text{arcsen}\left(\frac{\Delta X}{2Y}\right) \tag{5.4}$$

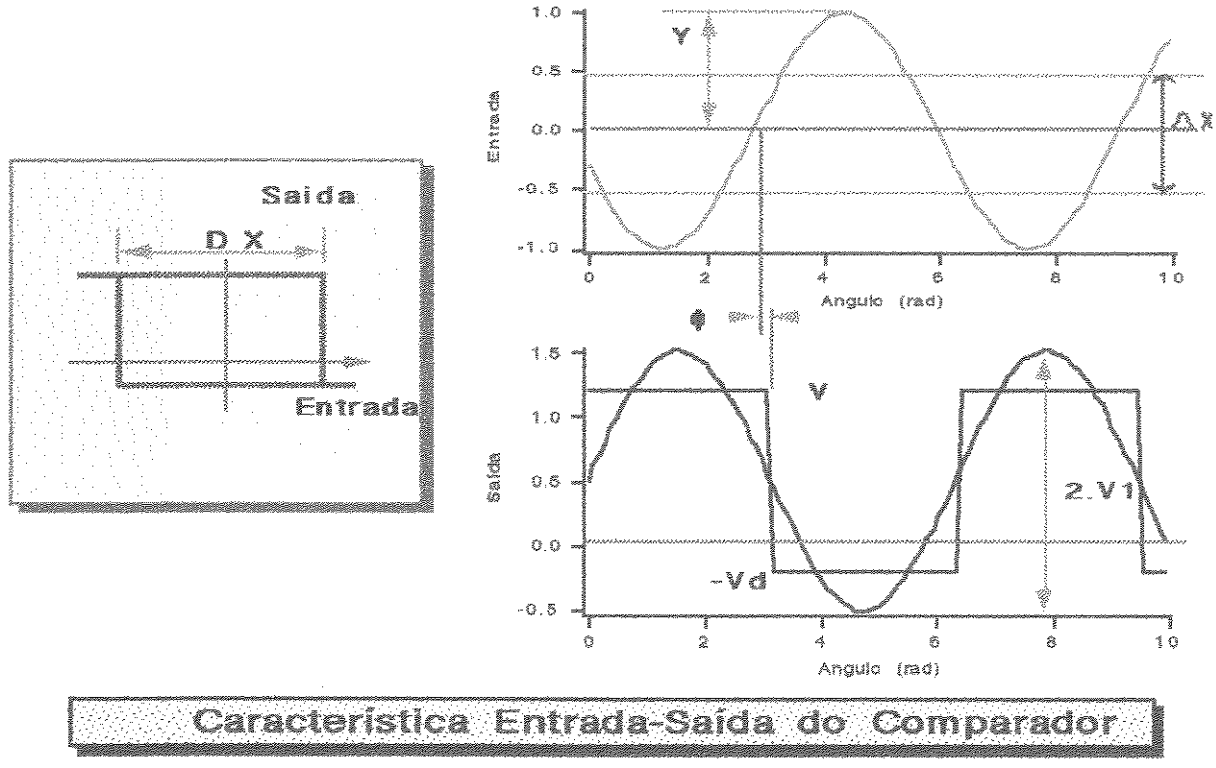


Figura 5.5 Caracteristica entrada-saida do comparador com histerese (a); sinal de entrada (b) e sinal de saida, com 1ª harmônica (c)

Note-se que o sinal de saída representa a tensão a ser aplicada sobre a carga, incluindo, portanto, não apenas o comparador do circuito eletrônico mas também o circuito acionador e o transistor de potência.

A função descritiva é:

$$N = \frac{2 \cdot (V + Vd)}{\pi \cdot Y} \quad -\left[\pi + \operatorname{arcsen}\left(\frac{\Delta X}{2Y}\right)\right] \tag{5.5}$$

Considerando-se, então, o elemento não-linear como um ganho variável complexo, a função de transferência é dada por:

$$\frac{Io(j\omega)}{Ref(j\omega)} = \frac{G_0(j\omega).G_1(j\omega).G_2(j\omega).G_3(j\omega).G_4(j\omega).N}{1 + G_0(j\omega).G_1(j\omega).G_2(j\omega).G_3(j\omega).G_4(j\omega).G_5(j\omega).N} \tag{5.6}$$

Seja:

$$G(j\omega) = G_0(j\omega).G_1(j\omega).G_2(j\omega).G_3(j\omega).G_4(j\omega).G_5(j\omega) \tag{5.7}$$

A equação característica é:

$$1 + N \,.\, G(j\omega) = 0 \tag{5.8}$$

$$G(j\omega) = -1/N \tag{5.9}$$

De 5.5 tem-se:

$$\frac{-1}{N} = \frac{Y.\pi}{2.(V + Vd)} \qquad \text{arcsen}\left(\frac{\Delta X}{2Y}\right) \tag{5.10}$$

A intersecção entre o locus de -1/N e o locus de G(jω) no plano complexo determina a existência de uma oscilação sustentada. Pelos valores utilizados no circuito de controle tem-se:

$$G_0(j\omega) = \frac{10}{1 + j\omega.3{,}3.10^{-6}} \tag{5.11}$$

$$G_1(j\omega) = 25 \tag{5.12}$$

$$G_2(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega.4{,}95.10^{-6}} \tag{5.13}$$

$$G_3(j\omega) \equiv \frac{2 - j\omega.4.10^{-6}}{2 + j\omega.4.10^{-6}} \tag{5.14}$$

$$G_4(j\omega) = \frac{1}{0{,}185 + j\omega.4.10^{-3}} \tag{5.15}$$

$$G_5(j\omega) = 0{,}0333 \tag{5.16}$$

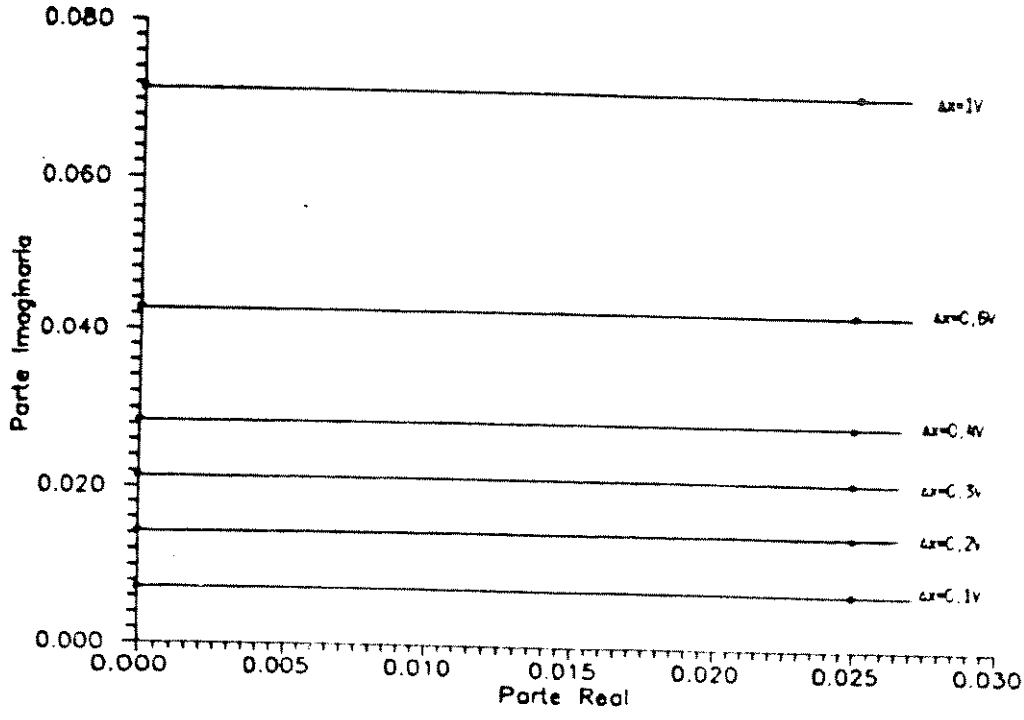


Figura 5.6 Loci de -1/N para diferentes histereses (DX)

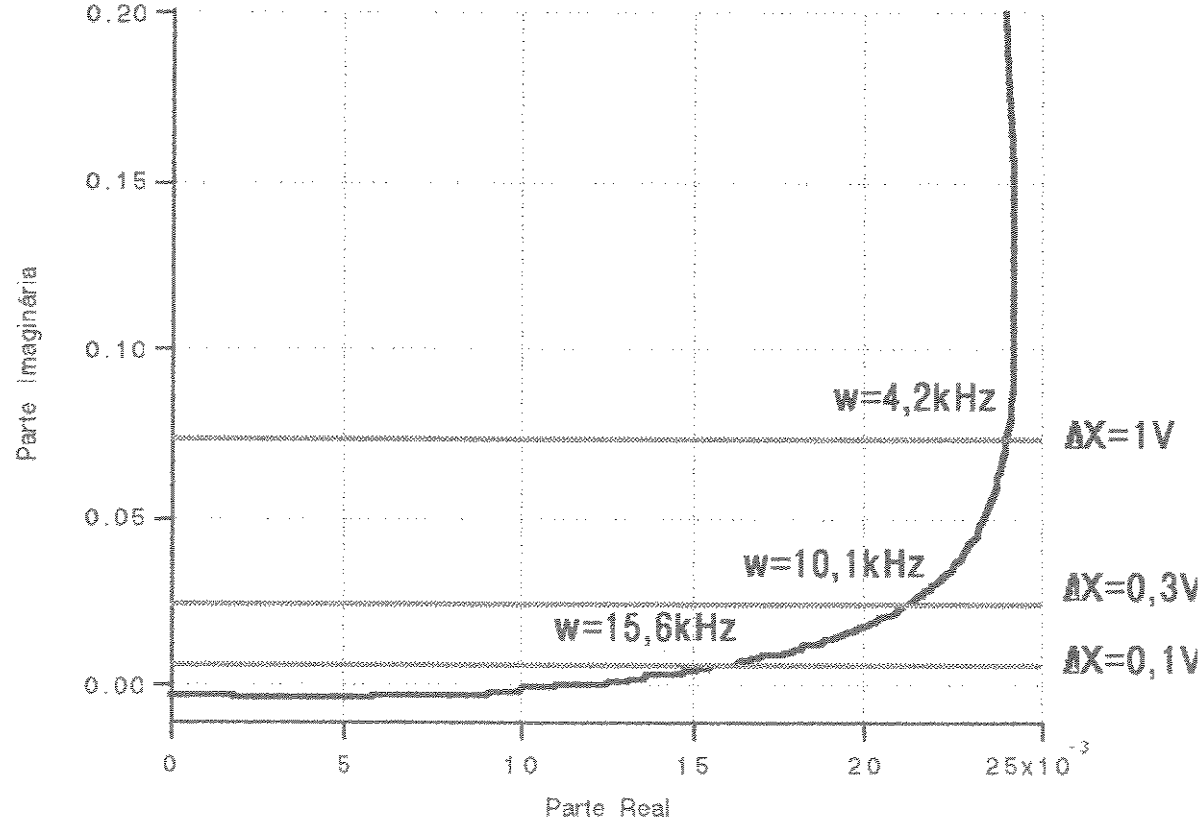


Figura 5.7 Diagramas de G(jw) e -1/N para diferentes DX, indicando frequências de oscilação

A janela de tensão do comparador (ΔX) não pode ser reduzida indefinidamente se se desejar evitar a ocorrência de oscilações provocadas pelas componentes oscilantes de alta frequência da corrente. Tomando as funções de transferência dos blocos (equações 5.11 a 5.16) obtém-se a curva da figura 5.7, na qual as intersecções com os loci de -1/N indicam as frequências de oscilação possíveis, em função de ΔX.

Os dados obtidos no circuito real, bem como os resultados de 5.9 para alguns valores de ΔX são mostrados na tabela 5.I. O experimento foi realizado utilizando apenas um módulo chaveador. Na realidade a frequência medida sofre variações em função das alterações do ciclo de trabalho para compensar as mudanças na tensão de alimentação do regulador chaveado, sendo o valor indicado na tabela um valor médio de algumas medidas. Apresenta-se também a ondulação de corrente em cada caso.

Tabela 5.I Frequência de chaveamento para diferentes ΔX

ΔX (V)	ΔI (mA)	f_1 (kHz)	f_2 (kHz)
0,1	45	15,0	15,6
0,2	58	11,2	12,3
0,3	70	9,9	10,1
0,4	80	8,3	8,6
0,6	100	6,2	6,5
1,0	150	4,2	4,2

f1 : frequência de chaveamento experimental
f2 : frequência de chaveamento obtida pela solução da eq. 5.9

Conforme já foi comentado, os filtros existentes no circuito de controle têm como função reduzir o efeito na comutação do comparador dos picos do sinal de corrente provocados pelo chaveamento. Mudanças nestes filtros podem permitir a operação do sistema, ainda com controle sobre a ondulação da corrente, desde que se altere o valor de ΔX a fim de evitar o chaveamento indesejado.

A figura 5.8 indica as curvas de G(jω) para as seguintes situações:
- caso (a): sistema de controle sem o primeiro filtro passa-baixas
- caso (b): sistema de controle sem o segundo filtro passa-baixas
- caso (c): sistema de controle sem ambos filtros passa-baixas

Mantém-se, no entanto a resposta relativa à faixa de passagem dos amplificadores operacionais que atuam como um filtro passa-baixas mas com elevada frequência de corte.

Na tabela 5.II tem-se as frequências de chaveamento obtidas nestas situações.

Tabela 5.II Frequências de chaveamento para vários G(jω) e ΔX

	caso (a)		caso (b)		caso (c)	
ΔX (V)	f_1 (kHz)	f_2 (kHz)	f_1 (kHz)	f_2 (kHz)	f_1 (kHz)	f_2 (kHz)
0,1	-	19,6	-	22,5	-	32,0
0,2	14,0	14,4	-	16,0	-	19,8
0,3	11,2	11,5	12,0	12,4	-	14,1
0,4	8,8	9,4	10,0	10,0	10,5	10,9
0,6	6,6	6,8	7,4	7,1	8,5	7,4
1,0	4,3	4,4	4,6	4,4	5,2	4,5

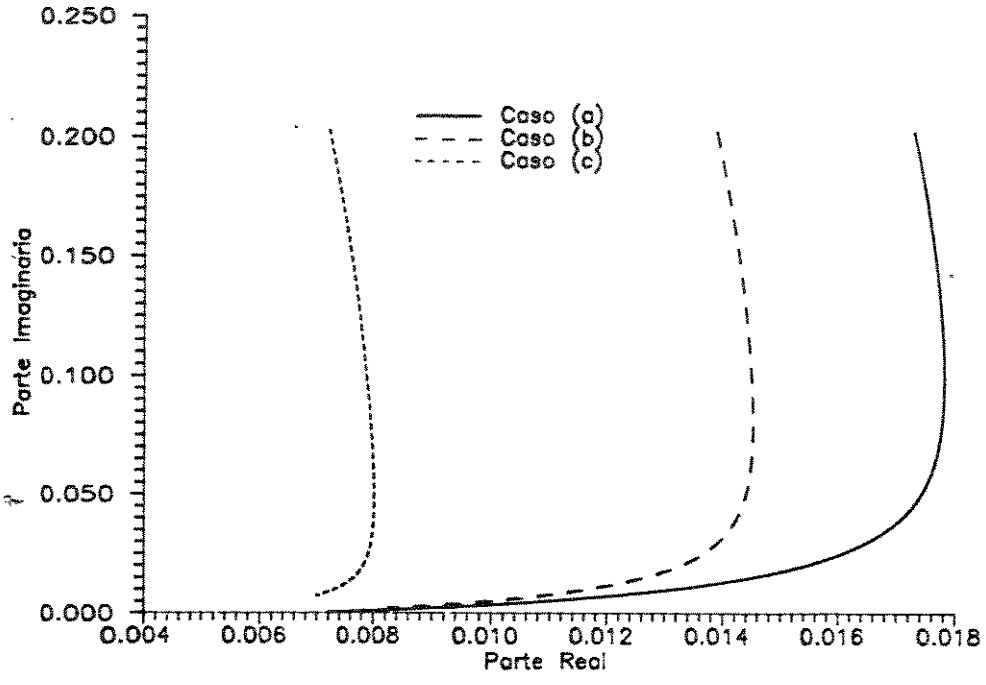


Figura 5.8 G(jω) para diferentes filtros passa-baixas

Pelos resultados indicados nas tabelas 5.I e 5.II pode-se verificar que a análise do sistema de controle pelo método utilizado é bastante satisfatória, dada a proximidade dos resultados experimentais e teóricos.

Da tabela 5.II pode-se concluir que, teoricamente, a eliminação dos filtros do circuito de controle permitiria um chaveamento a frequência mais elevada, o que reduziria ainda mais a ondulação da corrente. No entanto, tal fato não se verifica experimentalmente pois ao ser reduzido o valor da histerese do comparador passam a ocorrer chaveamentos provocados pela oscilação da corrente, impedindo o bom funcionamento do circuito.

Outro aspecto a ser analisado é o do atraso de transporte relativo ao intervalo de tempo transcorrido entre a mudança de estado do comparador com histerese e a efetiva entrada em condução ou desligamento do transistor da fonte chaveada. Conforme visto em capítulo anterior, este atraso está intimamente relacionado ao tipo de circuito de comando do transistor. Os sinais mostrados na figura 5.9 apresentam um ruído no momento da condução do transistor. Este ruído de fato não apresenta um valor tão expressivo, no entanto, foi assim registrado pela ação do amplificador isolador utilizado na medida.

A figura 5.10 mostra a efeito de diferentes atrasos sobre a frequência de chaveamento. Como o esperado, menores atrasos conduzem a frequências mais elevadas e, portanto, permitem menores ondulações de corrente. No equipamento de alimentação do dipolo, o acionamento dos 6 módulos chaveadores não é simultâneo, mas sequencial, fazendo com que existam atrasos distintos entre a mudança de estado do comparador e o chaveamento dos transistores. Os resultados mostrados até aqui se referiam ao módulo com menor atraso, 4 μs (aquele que primeiro entra em condução). O último apresenta um atraso de 8 μs. Conforme visto no capítulo 3, a forma de onda aplicada à carga pelos

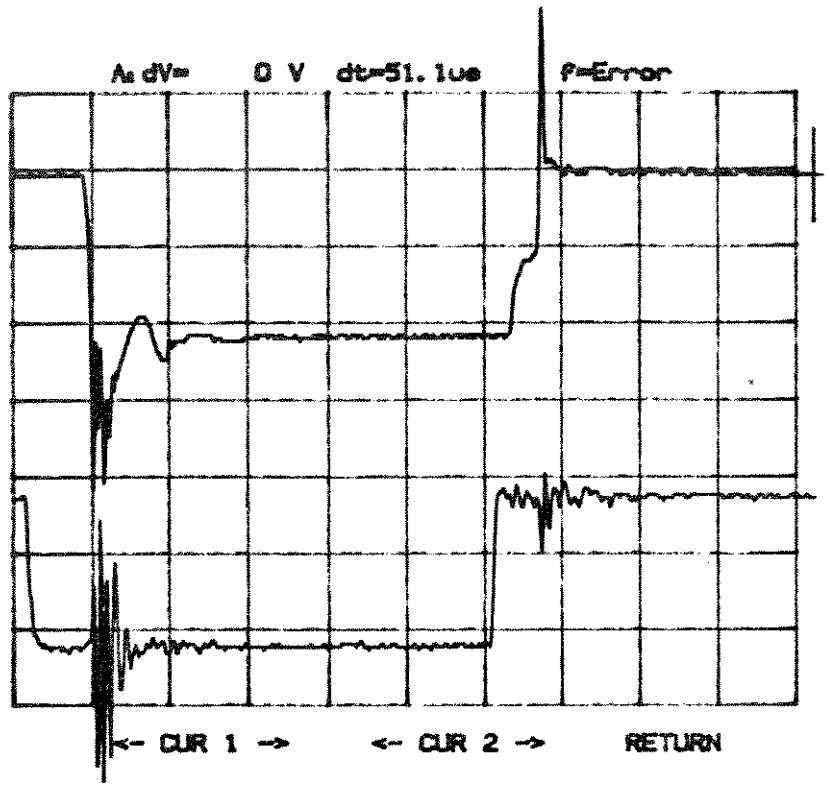


Figura 5.9 Atraso entre a mudança de estado do comparador com histerese (traço inferior, 10 V/div) e o chaveamento do transistor (traço superior, 5 V/div), 5 µs/div

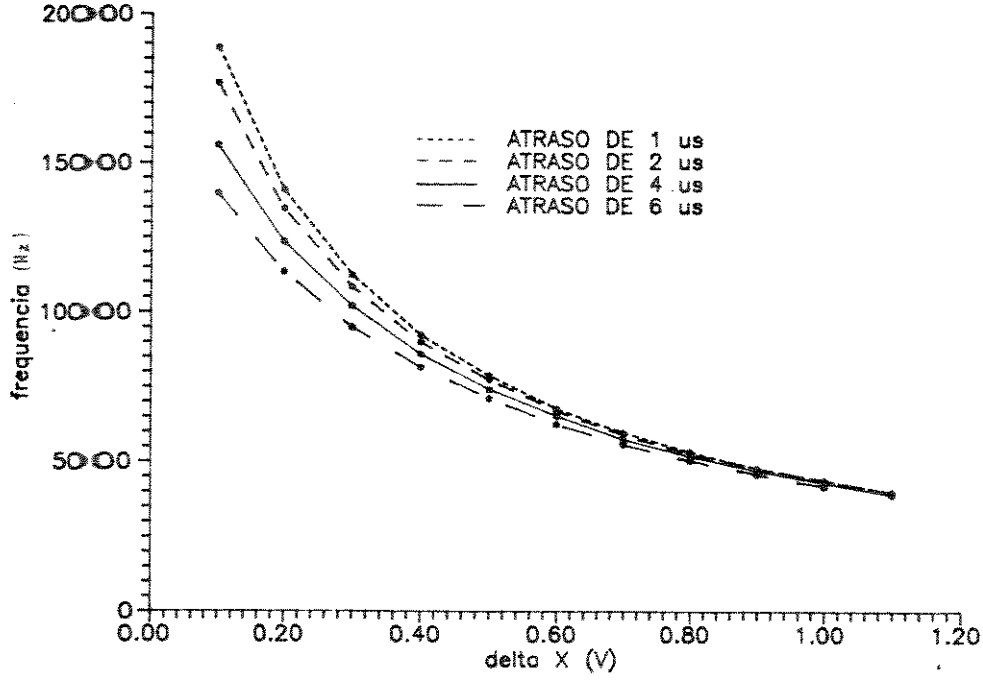


Figura 5.10 Frequência de chaveamento em função da histerese do comparador para diferentes atrasos entre a mudança de estado do comparador e o chaveamento do transistor

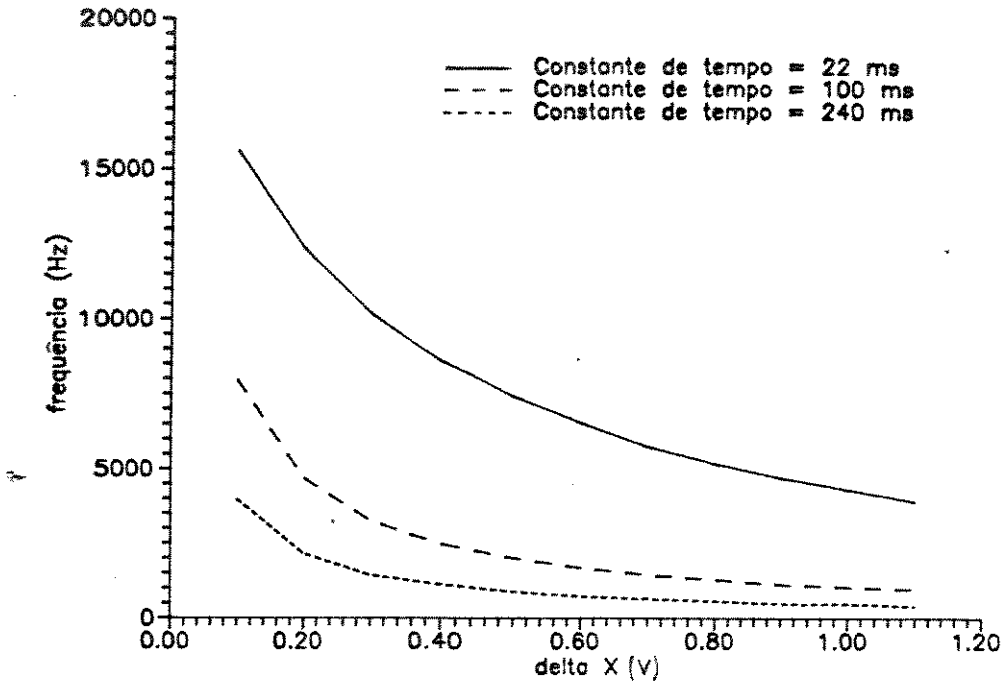


Figura 5.11 Frequência de chaveamento em função da histerese do comparador para diferentes constantes de tempo da carga

A figura 5.11 mostra o efeito sobre a frequência de chaveamento da constante de tempo elétrica da carga. Neste caso, o aumento na constante de tempo leva à redução na frequência o que, se do ponto do vista do rendimento do sistema e da interferência eletromagnética pode ser interessante, quando se analisa a questão da atenuação da ondulação do campo magnético pelo núcleo do dipolo e pela câmara de vácuo, isto não é interessante, uma vez que reduz a atenuação.

Por outro lado, a uma diminuição na frequência de chaveamento, o atraso de transporte e a característica dos filtros passa-baixas passam a ser relativamente menos significativas. Note-se que um sinal triangular de corrente de baixa frequência sofrerá menor distorção e atraso em função do filtro, tornando o sinal de entrada do comparador com histerese mais semelhante ao sinal da ondulação da corrente. Isso permite que a ondulação de corrente obtida seja menor do que aquela com baixa constante de tempo (alta frequência de chaveamento). Em testes com uma carga de constante de tempo de 240 ms, o mínimo ΔX obtido com chaveamento regular foi de 0,2 V, permitindo uma ondulação de 30 mA, ou seja, 33% menor do que a obtida com a carga dos testes iniciais, mesmo com ΔX de 0,1 V.

Outro fato importante no tratamento do sinal de corrente é que a ondulação de alta frequência, caso esteja dentro da faixa de resposta dos amplificadores operacionais, será amplificada normalmente, no entanto, se estiver além desta faixa, o "ruído" pode sofrer um processo de retificação por parte do operacional, provocando uma alteração no nível médio do sinal, que variará tanto com a amplitude quanto com a frequência deste sinal [5.3].

maneira não controlada caso se reduza a histerese. O uso dos filtros reduz significativamente este fenômeno uma vez que não permite mudanças rápidas no sinal de corrente. Outra alternativa é utilizar amplificadores com faixa de resposta mais ampla.

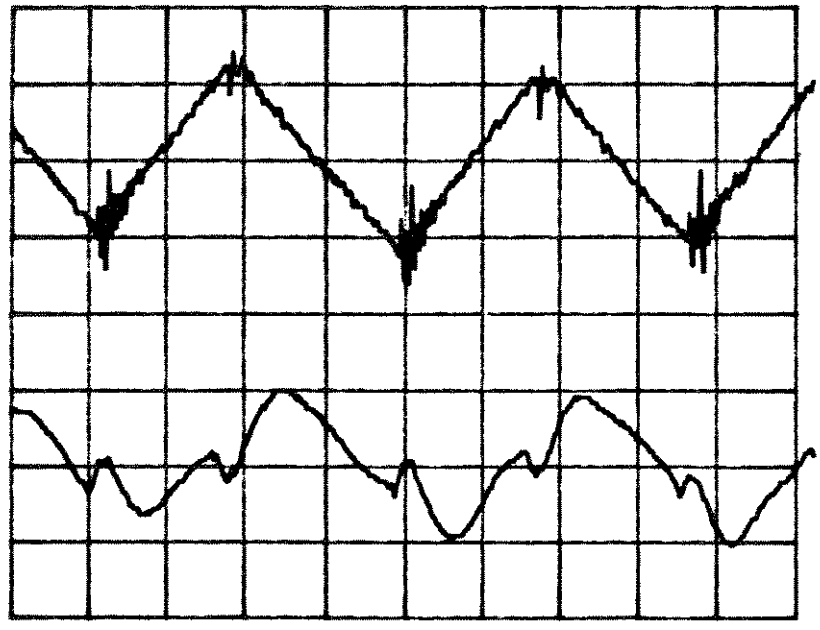


Figura 5.12 Ondulação de corrente na carga (20 mA/div), e sinal de corrente na entrada do comparador com histerese (0,2 V/div) 20 μs/div

A tabela 5.IV. compara as frequências obtidas experimentalmente (f_1), pelo modelo do sistema de controle (f_2) (equação 5.9) e a equação 3.15 (f_3), em função da ondulação de corrente.

Tabela 5.IV. Frequência de chaveamento experimental (f_1) e dos modelos do sistema de controle (f_2) e de MLC (f_3), em função de ΔI

ΔI (mA)	f_1 (kHz)	f_2 (kHz)	f3 (kHz)
45	15,0	15,6	14,2
58	11,2	12,3	11,0
70	9,9	10,1	9,1
80	8,3	8,6	8,0
100	6,2	6,5	6,4
150	4,2	4,2	4,2

Verifica-se também aqui a proximidade entre os valores calculados utilizando a equação 3.15 e os demais resultados, mostrando a convergência dos diferentes tipos de análise utilizadas no estudo da fonte operando por MLC.

5.3 COMENTÁRIOS

Procurou-se mostrar neste capítulo alguns aspectos relevantes em relação ao regulador chaveado em termos de obter-se o máximo desempenho, especialmente no que se refere a baixa ondulação de corrente (relacionada à elevada frequência de chaveamento) e a um chaveamento controlado, ou seja, determinado pelo comparador com histerese e não pelas oscilações de alta frequência da corrente.

O modelo utilizado para o estudo mostrou-se satisfatório na medida em que conseguiu reproduzir os resultados experimentais com bastante precisão, permitindo, então, utilizá-lo para indicar possibilidades de melhoria no equipamento.

No caminho do máximo desempenho aponta-se a necessidade de adequar os filtros do circuito de controle em função de cada carga, de maneira a impedir o chaveamento indesejado mas sem tornar baixa demais a frequência de operação. Outro ponto importante é a existência de circuitos de acionamento que minimizem os atrasos entre a mudança de estado do comparador e a condução do transistor.

5.4 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

5.1 Pomilio, J.A. e Wisnivesky, D.
Regulador Chaveado de Corrente de Alta Estabilidade operando por Modulação por Limites de Corrente
8º Congresso Brasileiro de Automática
10 a 14 de Setembro de 1990
Belém, PA

5.2 Ogata, K.
Modern Control Engineering
Prentice-Hall, Inc.
Englewood Cliffs, N.J., EUA, 1970

5.3 Pett, J.G.
Remote Control and Fault Diagnostics
in "Power Converters for Particle Accelerators"
CERN Accelerator School
Genebra, Suiça, Março de 1990

CAPÍTULO 6

CONCLUSÕES

6. CONCLUSÕES

O trabalho apresentado teve como norteador a implementação de uma fonte de corrente contínua que atendesse aos rígidos requisitos de desempenho característicos dos conversores de potência utilizados na alimentação de magnetos em aceleradores de partículas.

Dentro do espectro de alternativas disponíveis foi considerado o uso de técnicas chaveadas em virtude de seus diversos atrativos como: elevada eficiência, rapidez na correção de perturbações, adaptação à alimentação em corrente de cargas indutivas, etc.. Como principal inconveniente aponta-se, especialmente, possíveis elevados valores de interferência eletro-magnética conduzida e irradiada.

As topologias convencionais fazem uso, via de regra, de um retificador controlado associado em série com um filtro ativo ou com um regulador série linear a transistor, ou ainda utilizam um conversor CC-CC. A proposta apresenta a associação série de um retificador controlado com uma fonte chaveada.

A implementação contempla a questão da interferência eletromagnética na medida em que possibilita atingir o desempenho necessário para o equipamento atuando sobre apenas 10% ou 20% da tensão total da carga, o que significa algo em torno de 80 V para o equipamento final e 10 V para o protótipo estudado. Com tensões reduzidas o problema de dv/dt também se torna menos crítico. A tensão complementar necessária à alimentação da carga é fornecida pelo retificador controlado.

O uso de módulos chaveadores em paralelo, dividindo a corrente entre si e com acionamento sequencial, permite significativa redução nas taxas de variação da corrente comutada, bem como implicam numa redução também no dv/dt uma vez que as indutâncias de equalização da corrente operam como um divisor de tensão, fazendo com que o crescimento da tensão sobre a carga se faça em degraus cujo valor é dado pela divisão da tensão de alimentação dos módulos chaveadores pelo número de módulos. Reduzidos valores de di/dt e dv/dt implicam em menores níveis de interferência irradiada e conduzida.

Aliado a este fato coexistem preocupações relativas à montagem dos equipamentos, buscando alternativas que blindem os campos produzidos pelo chaveamento.

A partir de um protótipo de 15 kW, capaz de alimentar um magneto dipolar à plena corrente, foram realizados testes de desempenho obtendo-se resultados plenamente satisfatórios em todos os requisitos:

- Ondulação relativa de corrente

- Estabilidade do valor médio da corrente

- Estabilidade térmica

- Repetibilidade

- Erro de rampeamento

- Rejeição a perturbações rápidas na rede

potência de 250 kW, com uma corrente máxima de 275 A. Também serão construídas fontes para famílias de quadrupolos do anel com potência em torno de 20 kW .

Testes preliminares com tensão mais elevada no regulador chaveado têm sido realizadas visando a montagem para 250 kW com resultados plenamente satisfatórios em termos de operação e proteção dos componentes.

Durante um período de 14 meses têm sido executados diferentes experimentos com o protótipo, não tendo havido nenhum evento de falha em qualquer componente, indicando uma elevada confiabilidade, o que é um fator também muito importante para a avaliação do equipamento.

No que se refere ao regulador chaveado foram feitos estudos visando identificar as causas dos picos e oscilações de tensão e corrente observados no circuito.

A partir das formas de onda obtidas e da caracterização mais completa dos componentes foi possível estabelecer um modelo incluindo os principais elementos parasitas presentes: as indutâncias das fiações, as capacitâncias da carga e do transistor.

Com tal modelo foi realizada uma simulação através do programa PSpice, cujos resultados reproduziram com bastante fidelidade os resultados experimentais, indicando a validade do modelo proposto.

Os elementos parasitas presentes no circuito devem ser identificados e minimizados por duas razões fundamentais:

- Proteção dos componentes.

A existência de indutâncias parasitas (associadas à fiação) na presença de elevadas taxas de variação de corrente, como é típico em circuitos chaveados, produz picos de tensão que podem, eventualmente, ultrapassar os limites admissíveis para transistores, diodos, capacitores, etc..

- Desempenho adequado do sistema de controle.

Os picos de tensão apresentam-se com elevadas taxas de variação que, por sua vez, produzem elevadas correntes através das capacitâncias do circuito. Se a capacitância da carga for significativa surgirá, sobreposta à ondulação de corrente, uma oscilação em alta frequência (alguns MHz) provocada pelo chaveamento. Caso tal oscilação apresente uma amplitude superior aos limites de corrente estabelecidos, o circuito de controle perderá sua capacidade de regulação, uma vez que o chaveamento se fará em função da oscilação de alta frequência e não da ondulação de corrente estipulada.

A minimização destes fenômenos é necessária a fim de permitir o máximo desempenho dos reguladores chaveados. As sugestões apresentadas propõem uma ação tanto no circuito de potência quanto no circuito eletrônico para contornar tal fato.

O primeiro cuidado a ser tomado quanto ao circuito de potência é a redução das indutâncias parasitas, o que pode ser obtido compactando ao máximo a montagem do regulador chaveado a fim de utilizar a fiação mais curta possível. No que se refere às capacitâncias, deve-se recomendar o uso de fio, e não fita, nos enrolamentos bem como de outras técnicas de redução de capacitância entre espiras e para a terra. Quanto às capacitâncias dos componentes, não existe maneira de eliminá-las, devendo-se apenas procurar aqueles com menor capacitância. Dada a potência envolvida para tais componentes não são muitas as opções possíveis no mercado.

Dada a inevitabilidade da ocorrência de picos de tensão e consequentes oscilações de corrente, foram estudadas três alternativas para suas reduções, as quais atuam em dupla direção: limitação da amplitude dos picos e redução na taxa de variação de sua tensão. No primeiro caso se pretende principalmente proteger os componentes, enquanto no segundo caso se quer reduzir a oscilação de alta frequência na corrente.

Os experimentos com filtro capacitivo, com filtro RC ou com diodo zener colocado junto ao diodo de livre-circulação indicaram como mais eficiente o uso do filtro capacitivo, uma vez que sua presença em paralelo com o diodo, no momento da entrada em condução do transistor, permite um caminho para a continuidade do pico de corrente que vem pelo transistor para realizar a recombinação reversa do diodo, reduzindo tanto o valor máximo da tensão quanto a sua velocidade de crescimento .

O uso de circuitos amaciadores também é recomendado, especialmente o de desligamento, tendo como função não apenas a diminuição da potência dissipada sobre o componente, mas também a redução de picos de tensão durante o processo de saída de condução. Também aqui é necessário estar atento aos elementos parasitas do capacitor, resistor e fiação, os quais afetam o desempenho do amaciador.

No que se refere ao circuito eletrônico de controle, o objetivo é evitar que a oscilação da corrente provoque uma comutação indesejada no comparador com histerese. Dado que as medidas tomadas no circuito de potência minimizam mas não eliminam tais oscilações, é necessário filtrar o sinal de corrente.

Estes filtros implicam numa limitação na máxima frequência de operação dos reguladores chaveados e, assim, na mínima ondulação de corrente. Quanto maior a frequência de corte, mais elevada será a frequência de chaveamento e menor a ondulação da corrente, o que é desejável.

Um detalhe importante em relação ao circuito eletrônico de controle é a maneira como os amplificadores operacionais respondem a sinais de alta frequência, além de sua faixa de resposta. Amplificadores com ganho elevado possuem frequência de corte reduzida, de maneira que a oscilação da corrente produzida pelo chaveamento provoca uma alteração no nível médio do sinal de entrada do comparador com histerese, levando a um comportamento do sinal de corrente distinto da corrente real. Alternativas para este fato estão no uso de amplificadores com faixa de resposta mais ampla e na redução do ganho dos amplificadores.

O atraso no chaveamento do transistor de potência em relação à mudança de estado do comparador é outro fator que contribui para limitar a máxima frequência de chaveamento. Este atraso tem como principais causadores a relativa lentidão do isolador ótico e a própria topologia deste acionador que, se tiver uma característica unipolar tornará o desligamento do transistor muito mais demorado do que com o uso de um acionamento bipolar.

Existem ainda diversos aspectos a serem estudados visando a construção da fonte de 250 kW, relacionados não apenas ao regulador chaveado mas também ao retificador controlado que deverá operar com 12 pulsos. É necessária, por exemplo, uma definição da estratégia de acionamento do retificador, dimensionamento de proteções e filtros, estudo do efeito de um conversor deste porte sobre a rede elétrica do Laboratório, etc..

Concluindo, pode-se dizer que a topologia proposta e o equipamento implementado e estudado apresentaram-se plenamente satisfatórios em todos os quisitos, permitindo ao LNLS utilizá-la na construção de suas fontes de corrente de maior potência e mais exigentes características. Os reguladores chaveados isoladamente também têm sido empregados na realização de fontes de menor potência e menores exigências de desempenho com resultados também plenamente satisfatórios.