

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

ESTUDO E REALIZAÇÃO DE UMA FONTE CHAVEADA COM  
MODULAÇÃO POR VALOR EXTREMO DE CORRENTE

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE  
SANTA CATARINA PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MES  
TRE EM ENGENHARIA

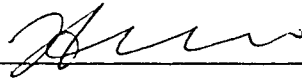
VITOR MAURO FIORI

FLORIANÓPOLIS, DEZEMBRO 1986

ESTUDO E REALIZAÇÃO DE UMA FONTE CHAVEADA COM  
MODULAÇÃO POR VALOR EXTREMO DE CORRENTE

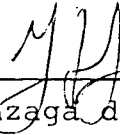
Vitor Mauro Fiori

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE  
MESTRE EM ENGENHARIA. ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA  
E APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO



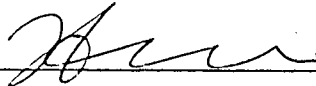
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

ORIENTADOR



Prof. Luiz Gonzaga de Souza Fonseca, D. Sc.  
Coordenador do Curso de Pós-Graduação  
em Engenharia Elétrica

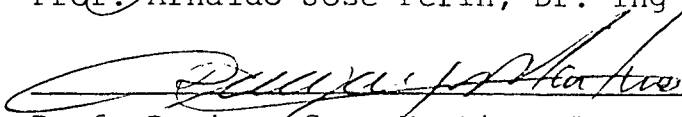
BANCA EXAMINADORA:



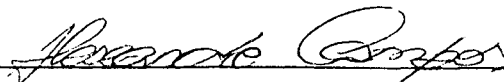
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



Prof. Alexandre Campos, M. Sc.

À Carla.

À Meus Pais e Irmãos.

## AGRADECIMENTOS

Ao Professor Ivo Barbi, cuja orientação possibilitou a realização deste trabalho.

Ao CNPq - Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico, pelo apoio com custeio de bolsa.

Ao Eng<sup>o</sup> Ildo Bet, pelos componentes cedidos para a realização da montagem.

Aos meus colegas e amigos que convivendo comigo, ou mesmo estando longe, sempre me incentivaram e apoiaram nesta jornada.

A todos aqueles que de uma forma ou de outra, contribuíram para esta dissertação.



## S U M Á R I O

SIMBOLOGIA .....	xi
RESUMO .....	xix
ABSTRACT .....	xx
INTRODUÇÃO .....	xxi
CAPÍTULO 1 - REVISÃO BIBLIOGRÁFICA DAS CONFIGURAÇÕES E DAS TÉCNICAS DE MODULAÇÃO	
1.1 - Introdução .....	01
1.2 - Partes Componentes de uma Fonte Chaveada de Potência e suas Funções .....	01
1.3 - Tipos de Conversores de Potência .....	03
1.3.1 - Conversor Flyback .....	03
1.3.2 - Conversor Forward .....	09
1.3.3 - Conversor Push-Pull .....	15
1.3.4 - Conversor de Meia Onda (Half-Bridge) .....	19
1.3.5 - Conversor de Onda Completa (Full-Bridge) ...	21
1.3.6 - Conversor com Ripple de Saída Nulo .....	22
1.4 - Técnicas de Modulação .....	25
1.4.1 - Modulação em Tensão .....	25
1.4.2 - Modulação em Corrente .....	28
1.5 - Conclusão .....	31

CAPÍTULO 2 - ANÁLISE DO COMPORTAMENTO EM REGIME PERMANENTE, DE UMA FONTE MODULADA POR VALOR EXTREMO DE CORRENTE	
2.1 - Introdução .....	33
2.2 - Discriminação das Partes Componentes da Fonte Chaveada .....	34
2.3 - Desenvolvimento das Equações Representativas do Sistema .....	36
2.3.1 - Ondulação da Corrente no Indutor .....	36
2.3.2 - Expressão da Razão Cíclica em Função do Valor Extremo de Corrente Imposta .....	39
2.3.3 - Expressão da Tensão de Saída em Função do Valor Extremo de Corrente Imposta .....	41
2.3.4 - Ganho do Conversor .....	44
2.4 - Levantamento e Análise das Curvas Representativas do Sistema .....	47
2.4.1 - Consideração Inicial com Respeito a Necessidade da Limitação da Razão Cíclica máxima .....	47
2.4.2 - Curvas Levantadas à Malha Aberta .....	55
2.4.3 - Curvas Levantadas com a Estrutura Realimentada .....	63
2.5 - Conclusão .....	66

## CAPÍTULO 3 - ESTUDO DO COMPORTAMENTO DINÂMICO

3.1 - Introdução .....	68
3.2 - Desenvolvimento de Equações Representativas do Sistema, para Implementação de um Programa de Microcomputador .....	68
3.2.1 - Equações diferenciais representativas do Sistema .....	68
3.2.2 - Equacionamento, utilizando o Método Numérico de Runge-Kutta de 2ª Ordem .....	69
3.3 - Função de Transferência do Sistema .....	71
3.4 - Comportamento da Estrutura com um Regulador Proporcional .....	74
3.4.1 - Consideração com Respeito a necessidade de Limitação do Ganho do Amplificador de Erro .....	74
3.4.2 - Projeto do Regulador .....	77
3.4.3 - Simulações Realizadas .....	81
3.5 - Conclusão .....	93

## CAPÍTULO 4 - PROJETO DE UMA FONTE

4.1 - Introdução .....	94
4.2 - Dados para o Projeto .....	94
4.3 - Diodos Retificadores de Saída .....	95
4.3.1 - Tensão Reversa Máxima sobre os Diodos .....	96
4.3.2 - Corrente Média nos Diodos .....	96

4.3.3 - Corrente Eficaz nos Diodos .....	98
4.3.4 - Componente adotado .....	103
4.4 - Ponte Retificadora e Filtro de Entrada .....	105
4.5 - Dispositivo Chaveador .....	108
4.5.1 - Exigências da Fonte e Solução Adotada .....	108
4.5.2 - Princípio do Funcionamento da Montagem "Cas code" e Constatações tiradas a partir de Testes Realizados .....	109
4.5.3 - Circuito de Ajuda a Comutação .....	114
4.5.4 - Transistores de Potência e Dissipador .....	116
4.6 - Transformador com Núcleo de Ferrite .....	118
4.6.1 - Escolha Inicial do Núcleo, a partir da Po tência de Entrada do Transformador .....	118
4.6.2 - Verificação da Possibilidade de Utilização do Núcleo Escolhido .....	119
4.6.3 - Número de Espiras dos Enrolamentos .....	122
4.6.4 - Especificação dos Fios a partir das Cor rentes Eficazes Nestes .....	123
4.6.5 - Verificação da Possibilidade de Construção do Transformador .....	127
4.7 - Indutor com Núcleo de Ferrite .....	128
4.7.1 - Número de Espiras do Indutor .....	128
4.7.2 - Especificação do Fio .....	130
4.7.3 - Verificação da Possibilidade de Construção do Indutor .....	131
4.8 - Amplificador de Erro mais Acoplador Óptico .....	132

4.8.1 - Expressão Representativa de Comportamento do Amplificador de Erro Proporcional .....	132
4.8.2 - Princípio de Funcionamento do A/E mais Acoplador Óptico .....	133
4.8.3 - Expressão do Ganho do Regulador e da Tensão de Referência em Função dos Parâmetros da Malha de Regulação .....	135
4.8.4 - Dimensionamento dos Componentes .....	140
4.9 - Circuito Lógico de Comando mais Comparador de Corrente .....	146
4.9.1 - Descrição Funcional do 3524 .....	146
4.9.2 - Montagem Final .....	150
4.9.3 - Conexão entre Circuito Lógico de Comando e Transistores de Potência .....	155
4.10 - Fonte C.C. de Alimentação do Circuito de Comando ....	158
4.10.1 - Corrente de Carga Máxima .....	158
4.10.2 - Dimensionamento dos Componentes .....	159
4.11 - Esquema da Fonte Chaveada .....	162
4.12 - Conclusão .....	164

## CAPÍTULO 5 - VERIFICAÇÃO EXPERIMENTAL DO COMPORTAMENTO DA FONTE IMPLEMENTADA

5.1 - Introdução .....	165
5.2 - Comportamento Estático .....	165
5.2.1 - Tensão de Saída Versus Corrente de Carga ....	165

5.2.2 - Tensão de Saída Versus Tensão Eficaz de <u>En</u> trada .....	168
5.2.3 - Tensão e Corrente na Chave .....	170
5.2.4 - Tensão e Corrente nos Diodos de Saída .....	171
5.2.5 - Ondulação da Corrente no Indutor .....	173
5.2.6 - Ondulação da Tensão de Saída .....	173
5.3 - Comportamento Dinâmico .....	174
5.3.1 - Partida .....	174
5.3.2 - Tensão de Saída com Perturbações na Carga .	175
5.3.3 - Corrente no Indutor com Perturbações na Car ga .....	177
5.4 - Conclusão .....	179
CAPÍTULO 6 - CONCLUSÕES E SUGESTÕES .....	180
APÊNDICE .....	183
BIBLIOGRAFIA .....	184

## S I M B O L O G I A

- $A_e$  - Área da perna central do núcleo.
- $A_G$  - Comprimento total do entreferro.
- $A_N$  - Seção da janela do núcleo.
- $B$  - Indução magnética.
- $B_m$  - Indução magnética de saturação do núcleo.
- $C$  - Capacitância de saída da fonte.
- $C_C$  - Capacitância do circuito de ajuda a comutação.
- $C_e$  - Capacitância de entrada da fonte.
- $C_{GS}$  - Capacitância entre "gate" e "source" do Fet.
- $C_T$  - Capacitância de ajuste da frequência do circuito integrado 3524.
- $C_V$  - Taxa de transmissão de potência pelo conversor.
- $D$  - Diodo.
- $D_{AS1}, D_{AS2}$  - Diodos de anti-saturação.
- $D_C$  - Diodo de ajuda a comutação.
- $D_{S1}, D_{S2}$  - Diodos de saída.
- $D_{z1}$  - Diodo zener de polarização do transistor bipolar.

$D_{z2}$	- Diodo zener de polarização do FET.
$d$	- Densidade de corrente.
$E$	- Tensão C.C. de alimentação.
$f$	- Frequência.
$f_{cu}$	- Fator de ocupação do cobre.
$G_C$	- Ganho do conversor.
$G_S$	- Ganho de saída.
$H$	- Ganho do amplificador de erro.
$h$	- Altura da janela do núcleo.
$I_{2_{ef}}$	- Corrente eficaz do secundário.
$I_B$	- Corrente de base do transistor.
$I_C$	- Corrente no capacitor.
$I_{CO}$	- Corrente de coletor do transistor do acoplador óptico.
$I_{COL}$	- Corrente no coletor do transistor.
$I_D$	- Corrente no diodo.
$I_{D_{md}}$	- Corrente média no diodo.
$I_{ef(Ds1)}, I_{ef(Ds2)}$	- Corrente eficaz nos diodos de saída.
$I_{emd}$	- Corrente média de entrada.
$I_{FET}$	- Corrente de carga do capacitor de entrada do FET.



- $I_f$  - Corrente de realimentação do amplificador operacional.
- $I_i$  - Corrente de entrada do amplificador operacional.
- $I_L$  - Corrente no indutor.
- $I_M$  - Valor máximo de corrente no indutor.
- $I_M'$  - Sinal de entrada do comparador de corrente, correspondente ao valor extremo de corrente imposta.
- $I_m$  - Valor mínimo de corrente no indutor.
- $I_{mag}$  - Corrente de magnetização do transformador.
- $I_{mag_{ef}}$  - Corrente eficaz de magnetização do transformador.
- $I_{md}$  - Corrente média no indutor.
- $I_{md(Ds1)}, I_{md(Ds2)}$  - Corrente média nos diodos de saída.
- $I_p$  - Corrente no primário do transformador.
- $I_{p_{ef}}$  - Corrente eficaz do primário.
- $I_s$  - Corrente de saída da fonte.
- $I_{sec}$  - Corrente no secundário do transformador.
- $I_t$  - Corrente no resistor de ajuste da tensão de referência.
- $i$  - Corrente instantânea

$i_{Ds1}$ , $i_{Ds2}$	- Corrente instantânea nos diodos de saída.
$i_L$	- Corrente instantânea no indutor.
$i_s$	- Corrente instantânea na saída da fonte.
K	- Ganho do amplificador de erro proporcional.
$K_E$	- Constante da tensão gerada para uma forma de onda de meio ciclo retangular.
L	- Indutância do indutor da fonte.
$L_s$	- Indutância do transformador vista do secundário.
$L_e$	- Comprimento magnético do núcleo.
$L_p$	- Indutância do primário do transformador.
N	- Relação de transformação do transformador.
$N_L$	- Número de espiras do indutor
$N_p$	- Número de espiras primárias.
$N_s$	- Número de espiras secundárias.
$N_t$	- Número de espiras terciárias.
$P_s$	- Potência de saída da fonte.
$P_{dis}$	- Potência dissipada no componente.
$P_e$	- Potência de entrada da fonte.
$P_{Rc}$	- Potência dissipada no circuito de ajuda a comutação.

- $P_t$  - Potência capaz de ser transmitida pelo núcleo.
- $Q$  - Transistor.
- $R$  - Resistência.
- $R_C$  - Resistência de circuito de ajuda a comutação.
- $R_{cd}$  - Resistência térmica entre cápsula e dissipador.
- $R_D$  - Resistência de saída do amplificador operacional.
- $R_{da}$  - Resistência térmica entre dissipador e ambiente.
- $R_E$  - Resistência de emissor dos trans. de saída do 3524.
- $R_f$  - Resistência de realimentação do amplificador operacional.
- $R_i$  - Resistência de entrada do amplificador operacional.
- $R_{ja}$  - Resistência térmica entre junção e ambiente.
- $R_{jc}$  - Resistência térmica entre junção e cápsula.
- $R_s$  - Resistência de carga.
- $R_t$  - Resistência de ajuste da tensão de referência.
- $R_T$  - Resistência de ajuste da frequência do 3524.

$r_s$	- Resistência Shunt.
$S$	- Chave.
$S_2$	- Seção do fio secundário.
$S_L$	- Seção do fio do indutor.
$S_p$	- Seção do fio primário.
$S_t$	- Seção do fio terciário.
$T$	- Período de chaveamento do conversor.
$T_a$	- Temperatura ambiente.
$T_c$	- Temperatura da cápsula.
$T_d$	- Temperatura do dissipador.
$T_j$	- Temperatura da junção.
$T_{rf}$	- Transformador.
$t$	- Tempo.
$T_a$	- Tempo durante o qual a chave permanece aberta.
$t_r$	- Tempo de subida da tensão.
$t_f$	- Tempo durante o qual a chave permanece fechada.
$V_c$	- Tensão no capacitor.
$V_{cc}$	- Fonte C.C. de alimentação.
$V_{CE}$	- Tensão entre coletor e emissor do transistor.

$V_{dir}$	- Tensão direta no diodo.
$V_e$	- Tensão de entrada da fonte.
$V_{e\ md}$	- Tensão média de entrada da fonte.
$V_{GS}$	- Tensão entre "gate" e "source" do fet.
$V_{in}$	- Tensão de entrada do amplificador operacional.
$V_{OUT}$	- Tensão de saída do amplificador operacional
$V_p$	- Tensão sobre o enrolamento primário do transformador.
$V_{rD}$	- Tensão reversa sobre os diodos.
$V_{ref}$	- Tensão de referência.
$V_S$	- Tensão de saída da fonte.
$V_z$	- Tensão do zener do amplificador operacional.
$V_2$	- Tensão no secundário do transformador.
$v_D$	- Tensão instantânea sobre o diodo.
$v_L$	- Tensão instantânea sobre o indutor.
$v_s$	- Tensão instantânea na saída.
$\beta$	- Ganho do acoplador óptico.
$\delta$	- Razão cíclica.
$\Delta B$	- Variação de fluxo magnético.

- $\Delta I$  - Ondulação de corrente no indutor.
- $\Delta V_c$  - Ondulação da tensão no capacitor.
- $\Delta V_e$  - Ondulação da tensão de entrada.
- $\epsilon$  - Erro.
- $\eta$  - Eficiência do conversor.
- $\mu_e$  - permeabilidade efetiva do núcleo.
- $\tau$  - Constante de tempo da tensão de saída.

## R E S U M O

Neste trabalho é realizado um estudo do comportamento de uma fonte chaveada modulada em corrente, com frequência de chaveamento fixa.

Foi abordado com destaque o problema da estabilidade e do desempenho dinâmico, a partir do desenvolvimento de modelos representativos do comportamento em regime permanente e transitório.

Com o resultado da análise foi dimensionado e implementado um protótipo de 60 W e 60 KHz.

Como interruptor foi empregada a montagem "casco de", resultante da associação de um transistor bipolar com um fet de potência.

Os resultados teóricos foram confirmados experimentalmente.

**A B S T R A C T**

In this work a study has been made about a current modulated switching source with fixed switching frequency.

Emphasis has been given to the problems of stability and dynamic performance using models developed to represent the steady state and transient behavior.

With the results of the analysis a prototype of 60 W and 60 KHz has been designed and implemented.

A cascode assembly consisting of a bipolar transistor and a power fet has been used as a switch.

The theoretical results have been experimentally confirmed.



## I N T R O D U Ç Ã O

Em decorrência do avanço nos últimos anos dos se micondutores de potência, circuitos de controle e componentes passivos, vem se tornando cada vez mais viável o projeto e aplicação das fontes chaveadas de potência.

A disponibilidade atual de transistores de alta tensão e baixos tempos de comutação permite a utilização, nos conversores C.C.-C.C., de uma tensão de entrada retificada di retamente da rede. O transistor funcionando com frequências aci ma da audível, juntamente com um transformador de alta frequên cia, realiza a regulação da tensão de saída e, ao mesmo tempo, isola galvanicamente a saída da fonte de sua entrada.

O presente trabalho realiza um estudo teórico e prático sobre uma fonte chaveada com corrente de saída imposta. Para impor a corrente de saída será utilizada uma modulação por valor extremo de corrente, da seguinte forma: a frequência de chaveamento será fixa, enquanto que a abertura da chave o correrá sempre que o sinal de corrente no indutor atingir o va lor extremo, imposto pela malha de regulação de tensão.

Inicialmente são levantados os modelos represen tativos do comportamento em regime permanente, e a partir des tes são esboçadas as curvas características do sistema. Através da análise das curvas é constatada a instabilidade para razão cíclica maior que 50%. Esta instabilidade é solucionada limi tando-se o máximo valor de razão cíclica.

A princípio o único pólo da função de transferên-

cia do sistema a malha fechada demonstra ser inerentemente estável, porém constata-se através de um estudo dinâmico a necessidade de limitação do ganho da malha de regulação, de modo a permitir que a estrutura opere dentro de sua região estável.

Com os resultados obtidos do estudo realizado, foi projetada uma fonte de 60 W e 60 KHz com o objetivo de implementar e testar um protótipo.

Buscando-se aumentar a frequência de chaveamento da estrutura e tensão da chave, utilizou-se como interruptor a montagem "cascode", resultante da associação de um transistor bipolar de potência (transistor principal) com um fet de potência (transistor auxiliar).

Na parte final são realizadas experiências com o protótipo, visando obter informações sobre o seu comportamento estático e dinâmico, de modo a confrontar os resultados práticos obtidos com os teóricos levantados durante o estudo inicial.

## C A P Í T U L O 1

### REVISÃO BIBLIOGRÁFICA DAS CONFIGURAÇÕES E DAS TÉCNICAS DE MODULAÇÃO

#### 1.1 - Introdução

Neste Capítulo será apresentada uma breve revisão bibliográfica das configurações básicas e das variações de algumas delas, evidenciando seu princípio de funcionamento, aspectos com respeito a isolação entre entrada e saída e dimensionamento das chaves.

Inicialmente será apresentada uma visão geral das partes componentes de uma fonte chaveada de potência, partindo logo a seguir para os diversos tipos de conversores existentes e por último apresentando as duas técnicas de modulação, constantes na bibliografia revista.

#### 1.2 - Partes Componentes de uma Fonte Chaveada de Potência e suas Funções

A Figura 1.1 mostra, através de um diagrama de blocos, as partes básicas componentes de uma fonte chaveada de potência.

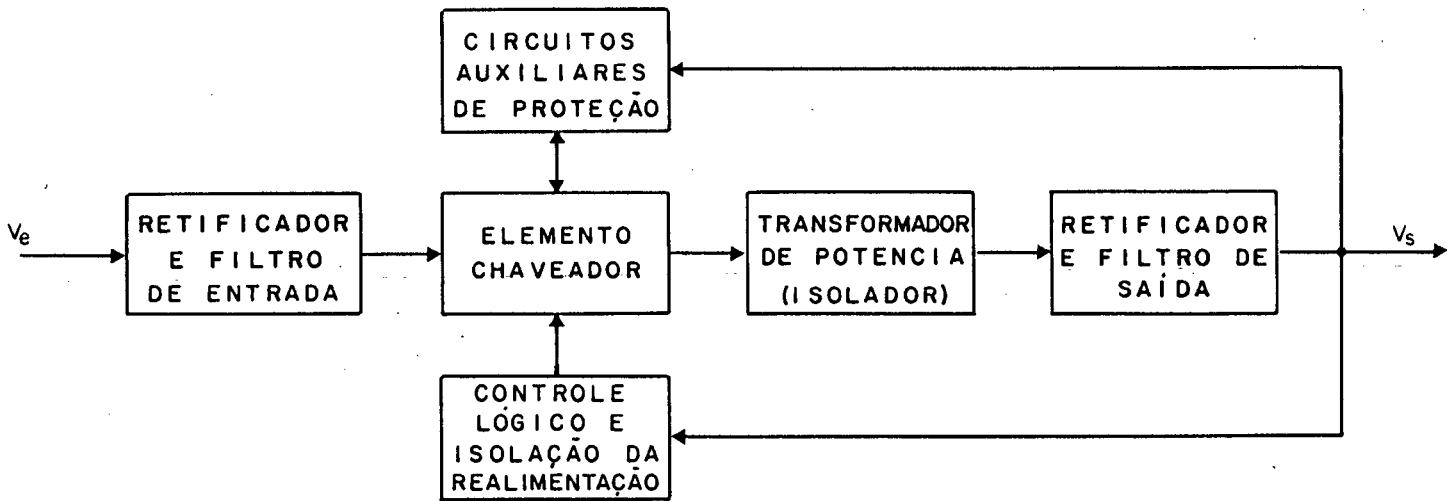


Figura 1.1 - Diagrama de Blocos de uma Fonte Chaveada de Potência

A tensão de entrada  $V_e$  (tensão ac da rede) é diretamente retificada e filtrada, resultando em uma alta tensão dc que é aplicada ao elemento chaveador. A tensão de saída da chave é uma onda quadrada de alta frequência (normalmente acima de 20 KHz) e alta tensão, que após ser aplicada ao primário do transformador isolador e abaixador é retificada e filtrada na saída deste, produzindo um nível de tensão dc desejável na saída.

Um circuito lógico de controle compara a tensão de saída com uma referência, ajustando a relação entre o tempo que a chave permanece fechada e o período de chaveamento, de modo a manter fixa a tensão de saída, independentemente das variações da carga e da tensão de entrada.

O circuito auxiliar de proteção atua sobre a chave de maneira a inibir esta, toda vez que surgir uma condição

perigosa de funcionamento na saída, ou seja, sobrecarga ou curto-circuito.

Convém ainda salientar que a forma de onda quadrada, resultante do chaveamento, contém um número de harmônicas de frequência que podem interferir em outros aparelhos ligados a rede. Por esta razão, em determinadas situações, além das partes apresentadas poderá se fazer necessário o acréscimo de um filtro contra interferências de rádio frequência, entre a rede e a entrada da fonte.

### 1.3 - Tipos de Conversores de Potência

Embora exista um número considerável de circuitos conversores, todos eles se originam de três circuitos básicos, conhecidos por conversor a recuperação (flyback), conversor direto (forward) e conversor simétrico (push-pull).

#### 1.3.1 - Conversor Flyback

##### - Princípio básico de funcionamento:

Conforme podemos observar através da Figura 1.2 a, com a chave S fechada a corrente flui pelo indutor L armazenando energia, enquanto que o diodo D, inversamente polarizado pela tensão da fonte, permanece bloqueado durante este intervalo de tempo. Nesta situação a única energia transferida à carga é proveniente do capacitor.

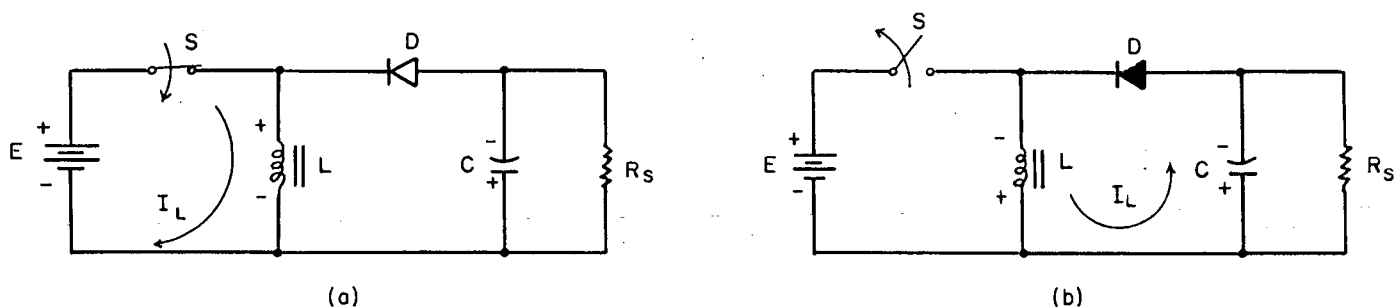


Figura 1.2 - Circuito básico do conversor flyback, com:

(a) Chave fechada;

(b) Chave aberta

A partir do instante que a chave abre (Figura 1.2 b), a tensão no indutor, devido a energia armazenada sob a forma de campo magnético, se inverte e este passa a fornecer, esta energia, para o capacitor e carga através do diodo, que se encontra diretamente polarizado.

- Isolação entre os estágios de entrada e saída:

A isolação entre a entrada e a saída de uma fonte chaveada é realizada por meio de um transformador, que para o caso específico do conversor flyback, além de ajustar a tensão em um nível desejado, substitui o indutor utilizado no circuito básico para transferência de energia. Ver Figura 1.3 .

Durante o período de tempo em que a chave permanece fechada a corrente no primário do transformador cresce, enquanto o diodo permanece bloqueado e o capacitor fornece

energia para a carga. A partir do instante de bloqueio da chave o secundário assume uma corrente proporcional ao valor máximo

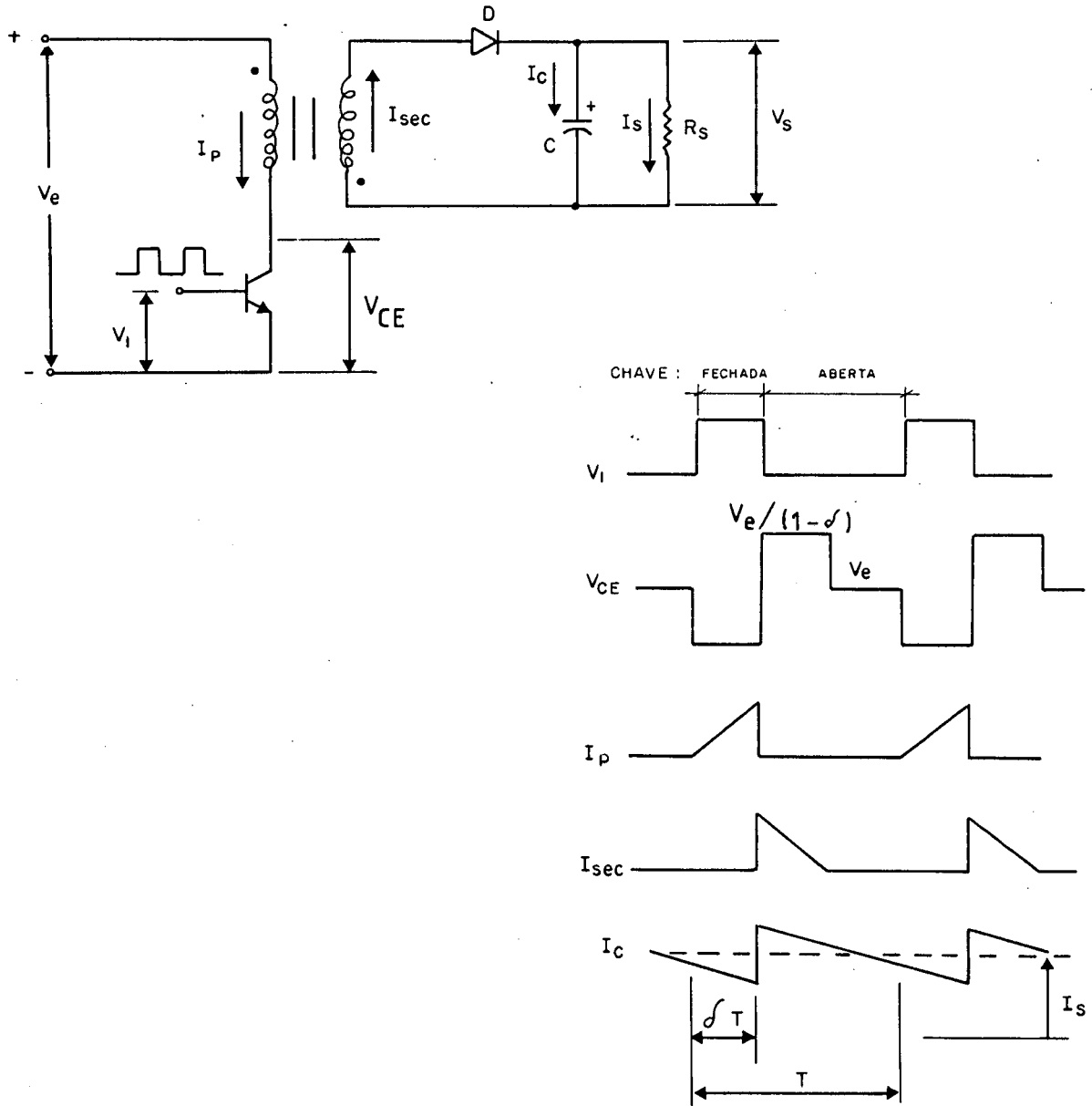


Figura 1.3 - Conversor flyback com isolamento e suas formas de onda associadas

atingido pela corrente primária, transferindo energia armazenada na forma de campo magnético até que o transformador esteja totalmente desmagnetizado. Durante o período de desmagnetização a corrente no secundário decresce e, devido a polarização dos enrolamentos, a tensão  $V_{CE}$  do transistor assume o valor da tensão de entrada mais  $N$  vezes a tensão de saída.

- Dimensionamento do transistor [1]:

$$V_{CE} = \frac{V_e}{1 - \delta} \quad (\text{eq. 1.1})$$

Portanto a razão cíclica máxima provoca a máxima tensão entre o coletor e emissor do transistor:

$$V_{CE_{\text{máx}}} = \frac{V_e}{1 - \delta_{\text{máx}}} \quad (\text{eq. 1.2})$$

A razão cíclica deve ser mantida relativamente baixa, normalmente menor que 0,5, para evitar uma tensão de pico destrutiva sobre o coletor do transistor.

Outra grandeza a ser estabelecida para o dimensionamento do transistor é a corrente de trabalho do coletor, no período em que a chave está conduzindo, dada por:

$$I_{COL} = \frac{I_{\text{sec}}}{N}$$

A energia transferida através da bobina é:



$$P_s = \left( \frac{L \cdot I_{sec}^2}{2 T} \right) \cdot \eta \quad (\text{eq. 1.3})$$

onde:  $\eta$  é a eficiência do conversor.

A tensão sobre a indutância do transf. pode ser expressa como:

$$\frac{V_e}{N} = \frac{L \, di}{dt}, \text{ se assumirmos } di = I_{sec} \quad e$$

$$\frac{1}{dt} = \frac{f}{\delta_{m\acute{a}x}}, \text{ então podemos escrever: } \frac{V_e}{N} = \frac{L \cdot I_{sec} \cdot f}{\delta_{m\acute{a}x}} \quad \text{ou}$$

$$L = \frac{V_e \cdot \delta_{m\acute{a}x}}{N \cdot f \cdot I_{sec}}, \text{ que substituindo na eq. da potência de}$$

$$\text{saída, temos: } P_s = \left( \frac{V_e \cdot f \cdot \delta_{m\acute{a}x} \cdot I_{sec}^2}{2 \cdot N \cdot f \cdot I_{sec}} \right) \eta = \frac{1}{2} \eta \cdot \frac{V_e}{N} \delta_{m\acute{a}x} \cdot I_{sec}$$

Logo,

$$I_{sec} = \frac{2 \cdot N \cdot P_s}{\eta \cdot V_e \cdot \delta_{m\acute{a}x}} \quad (\text{eq. 1.4})$$

$$\therefore I_{COL} = \frac{2 \cdot P_s}{\eta \cdot V_e \cdot \delta_{m\acute{a}x}} \quad (\text{eq. 1.5})$$

considerando:  $\eta = 0,8$

$\delta_{m\acute{a}x} = 0,4$  (valor prático)

temos:

$$I_{COL} = \frac{6,2 P_s}{V_e} \quad (\text{eq. 1.6})$$

- Funcionamento a dois transistores:

É utilizado nos casos em que a tensão de entrada é muito alta, para um único transistor do tipo comercial. Com esta configuração a tensão máxima sobre o coletor fica limitada ao valor da tensão de entrada, porém o custo da montagem é maior devido ao acréscimo de três componentes. Ver Figura 1.4.

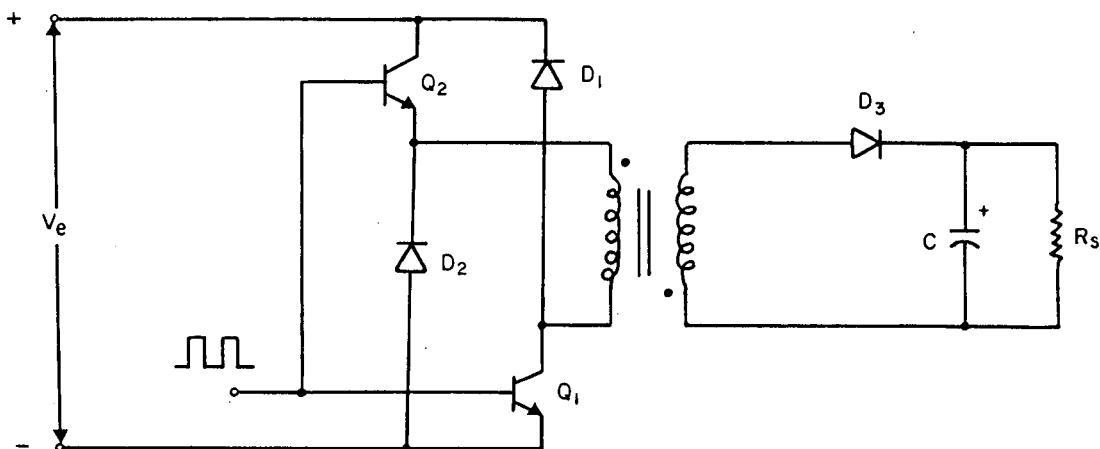


Figura 1.4 - Conversor flyback com dois transistores

- Possibilidade de múltiplas saídas:

A vantagem do circuito flyback é permitir derivar múltiplas saídas da fonte chaveada de potência, sendo necessário apenas um diodo e um capacitor para cada saída extra.

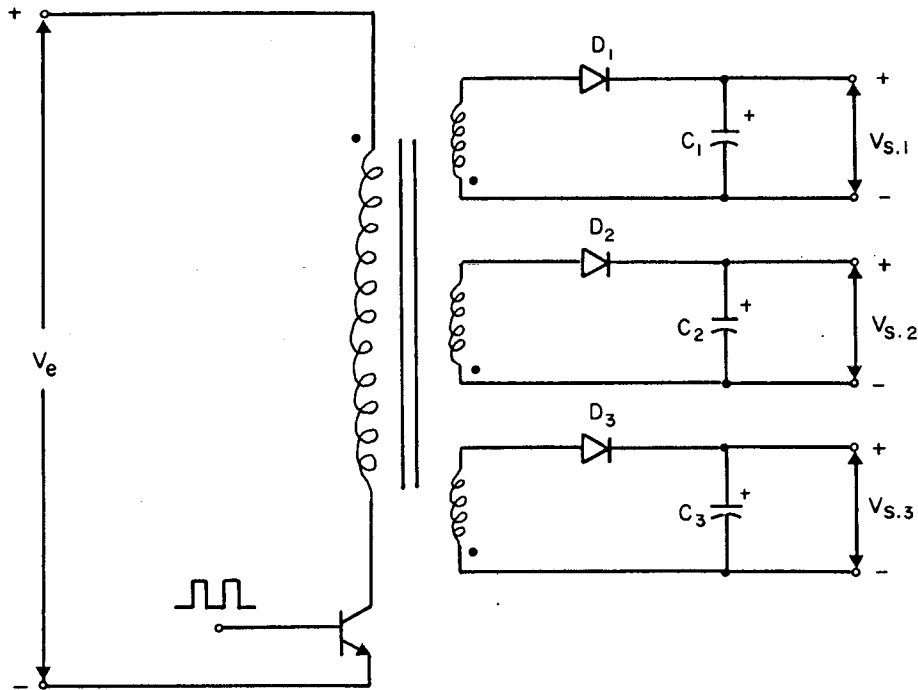


Figura 1.5 - Conversor flyback com múltiplas saídas.

### 1.3.2 - Conversor Forward

#### - Princípio básico de funcionamento:

No intervalo de tempo, durante o qual a chave permanece fechada (Figura 1.6 a), a corrente fluindo através do indutor armazena parte da energia na forma de campo magnético e transfere, outra parte, para a carga e capacitor de saída. O diodo, chamado de diodo de roda livre, permanece bloqueado durante este período, por estar inversamente polarizado.

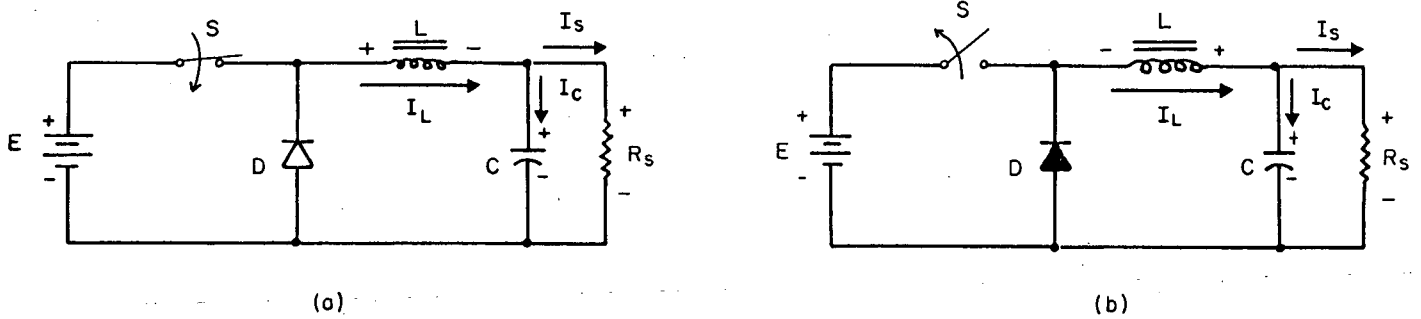


Figura 1.6 - Circuito básico do conversor forward, com:

- a) Chave fechada;
- b) Chave aberta.

Na situação em que a chave se encontra aberta (Figura 1.6 b), o indutor inverte sua polaridade e a corrente permanece circulando através deste, transferindo a energia armazenada no campo magnético do indutor para a saída do conversor. Nesta situação o diodo encontra-se diretamente polarizado, fechando o circuito.

#### - Isolação entre os estágios de entrada e saída

A transferência de energia do primário para o secundário do transformador (ver Figura 1.7) não é perfeita, pois após o bloqueio do transistor o restante da energia é estocada no circuito magnético. Esta energia é devolvida ao circuito de entrada graças ao enrolamento de desmagnetização e ao diodo  $D_1$ . Desta forma a tensão sobre o transistor fica limitada a duas vezes a tensão de entrada, no momento em que o transistor é bloqueado, evitando sobretensões perigosas para este.

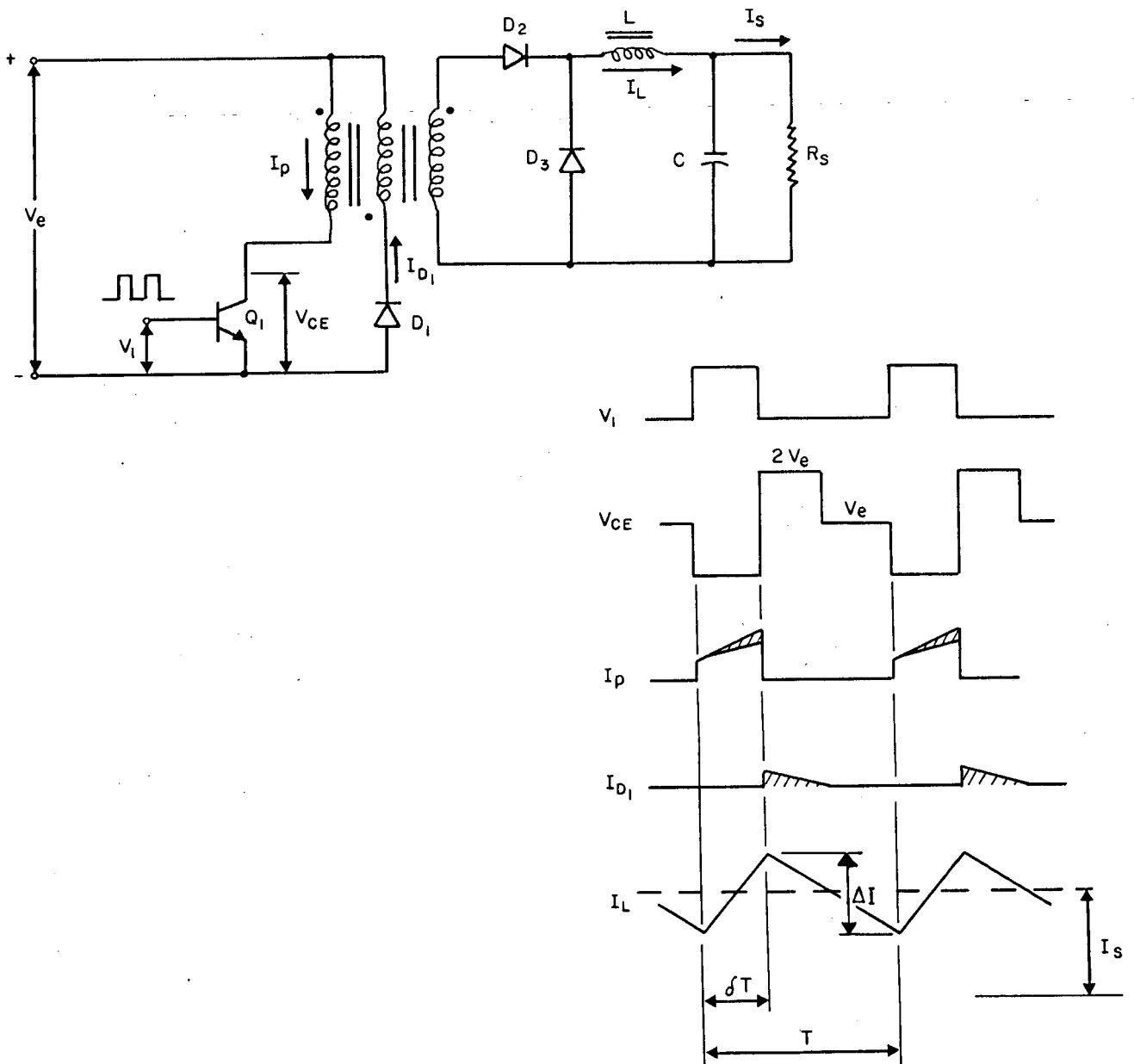


Figura 1.7 - Conversor forward com isolamento e suas formas de onda associadas.

As áreas achuradas nas formas de onda mostram a corrente de magnetização e desmagnetização, que é dada por [1]:

$$I_{\text{mag}} = \frac{\delta_{\text{máx}} \cdot T \cdot V_e}{L} \quad (\text{eq. 1.7})$$

- Relação entre as tensões de saída e entrada:

A ondulação da corrente durante a condução do transistor, considerando as formas de onda, é dada por:

$$\Delta I = \left( \frac{V_e}{N} - V_s \right) \cdot \frac{\delta T}{L} \quad (\text{eq. 1.8})$$

e a correspondente ondulação de corrente, durante o período em que a chave permanece aberta, é:

$$\Delta I = \frac{V_s}{L} \cdot T (1 - \delta) \quad (\text{eq. 1.9})$$

igualando as equações 1.8 e 1.9, temos:

$$\therefore V_s = \frac{\delta \cdot V_e}{N} \quad (\text{eq.1.10})$$

- Dimensionamento do transistor:

Devido ao circuito desmagnetizante a tensão sobre o transistor, durante o bloqueio deste, é limitada em:

$$V_{CE_{\text{máx}}} = 2 V_e \quad (\text{eq. 1.11})$$

Desprezando-se a corrente de magnetização, a corrente de pico no coletor do transistor pode ser expressa conforme a equação 1.6, ou seja:

$$I_{\text{COL}} = \frac{6,2 P_s}{V_e} \quad (\text{eq. 1.12})$$

Considerando que o tempo de desmagnetização é no mínimo igual ao tempo de magnetização do transformador, a razão cíclica deve ser mantida menor que 0,5 para evitar a saturação deste.

- Funcionamento a dois transistores:

Da mesma forma que para o conversor flyback, a tensão sobre os transistores fica limitada ao valor da tensão de entrada. Ver Figura 1.8.

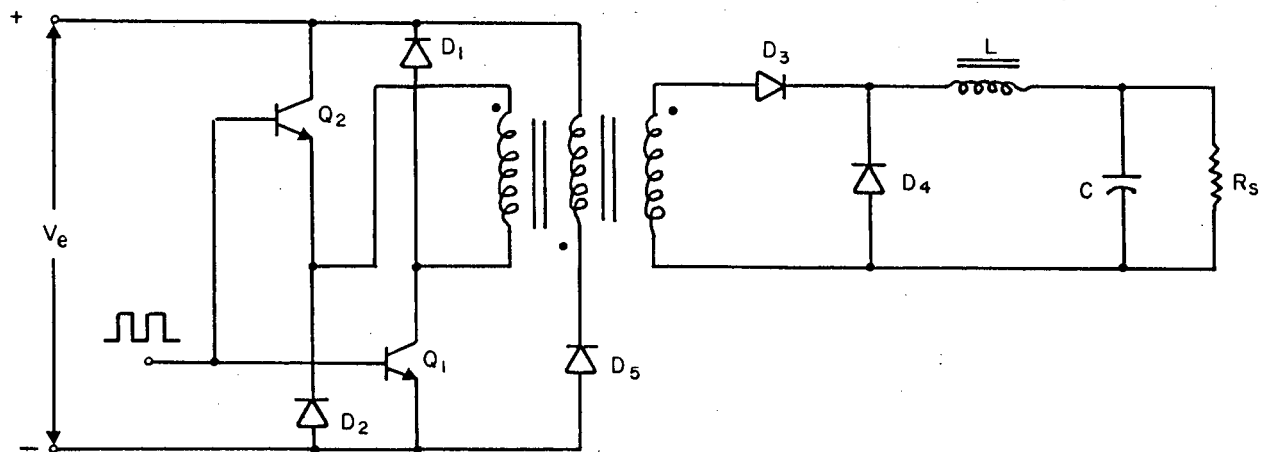


Figura 1.8 - Conversor forward com dois transistores

- Possibilidade de múltiplas saídas:

O transformador do circuito forward adapta-se muito bem para múltiplas saídas, contudo a realização do circuito torna-se mais cara, quando comparada ao flyback de múltiplas saídas, por necessitar de um indutor e de um diodo a mais que este último. Ver Figura 1.9.



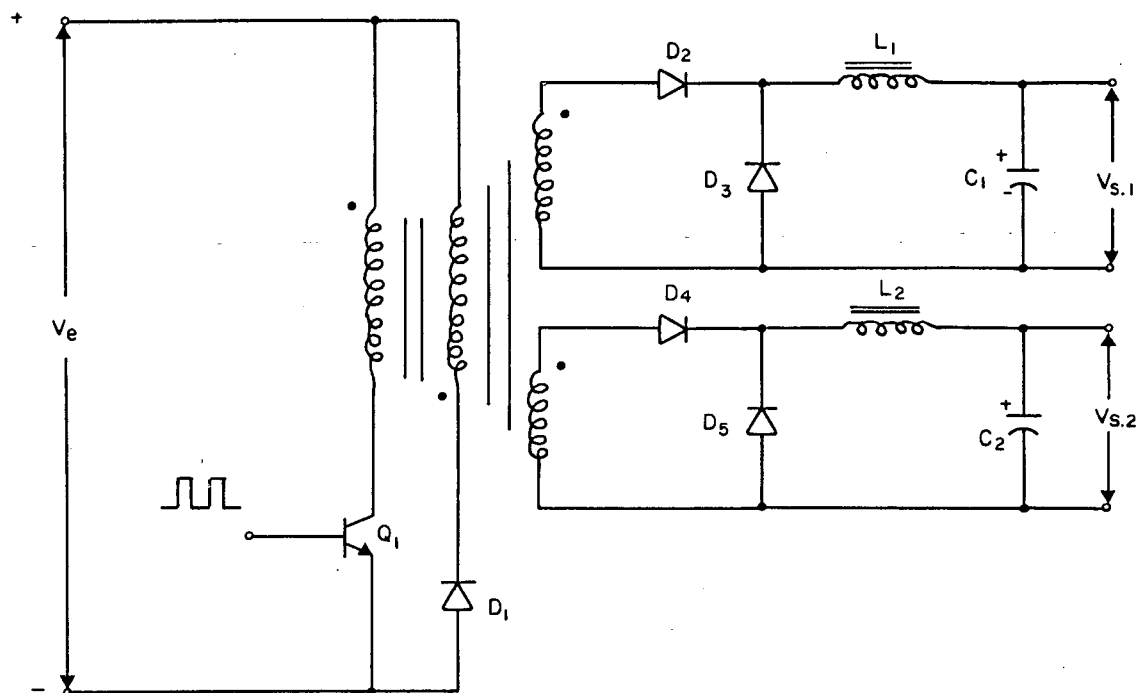


Figura 1.9 - Conversor forward com múltiplas saídas

### 1.3.3 - Conversor Push-Pull

#### - Princípio básico de funcionamento:

Conforme pode-se observar através da Figura 1.10, este circuito consiste basicamente de dois conversores forward e seu funcionamento é semelhante a este, considerando apenas que as chaves  $S_1$  e  $S_2$  irão atuar complementarmente.

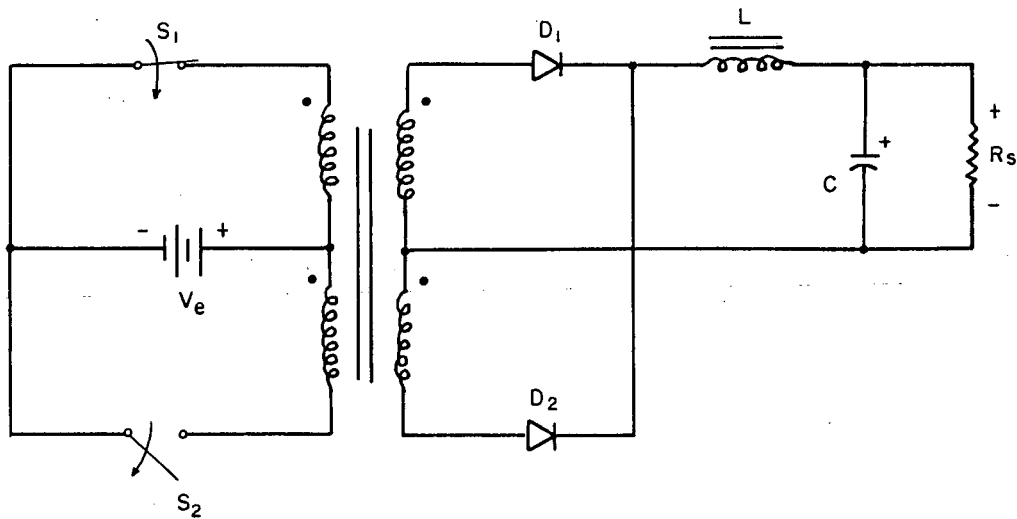


Figura 1.10 - Circuito básico do conversor push-pull

Com respeito a isolação, ela já se faz necessária a partir do circuito básico devido ao princípio de funcionamento da estrutura.

Os transistores trabalham de modo complementar. Como conseqüência temos um circuito onde a corrente média, correspondente a corrente média do circuito equivalente forward, cai a metade em cada uma de suas partes.

Durante o intervalo de tempo no qual os dois transistores estão bloqueados os diodos  $D_1$  e  $D_2$  atuam simultaneamente como diodos de roda livre.

O princípio de funcionamento da estrutura dobra a freqüência de ondulação da tensão de saída, permitindo reduzir os filtros deste estágio.

- Relação entre as tensões de saída e entrada:

A ondulação de corrente no indutor L pode ser representada por [4]:

a) Durante o tempo em que uma das chaves permanece fechada:

$$\Delta I = \left( \frac{V_e}{N} - V_s \right) \frac{\delta T}{L} \quad (\text{eq. 1.13})$$

b) Durante o intervalo de tempo entre a abertura de uma chave e o fechamento da outra:

$$\Delta I = \frac{V_s}{L} \left( \frac{T}{2} - \delta T \right) \quad (\text{eq. 1.14})$$

Considerando que a variação de corrente, para uma situação de equilíbrio, é igual nos dois intervalos de tempo, podemos deduzir:

$$\therefore V_s = 2 \cdot \frac{\delta V_e}{N} \quad (\text{eq. 1.15})$$

Para evitar um curto-circuito na entrada, devido a condução simultânea dos dois transistores, a razão cíclica máxima deve ser menor que 0,5.

$$\delta_{\text{m\acute{a}x}} = 0,4 \text{ (valor pr\acute{a}tico)} \implies V_s = \frac{0,8 V_e}{N}$$

(eq. 1.16)

#### - Dimensionamento do transistor

A tensão sobre o transistor irá se comportar da mesma forma que para o conversor forward:

$$\therefore V_{CE_{\text{m\acute{a}x}}} = 2 V_e \quad (\text{eq. 1.17})$$

Considerando que  $I_{\text{mag}} \ll \frac{I_{\text{sec}}}{N}$ , então:

$$I_{\text{COL}} = \frac{I_{\text{sec}}}{N}$$

Como neste caso a corrente em cada transistor cai a metade, teremos:

$$I_{\text{COL}} = \frac{P_s}{\eta \delta_{\text{m\acute{a}x}} V_e} \quad (\text{eq. 1.18})$$

- Limitações do circuito push-pull:

A primeira limitação é a tensão máxima sobre o transistor que é o dobro da tensão de entrada somada a picos da tensão de saída, resultante da indutância de dispersão do transformador.

O segundo e mais grave problema do conversor push-pull é a saturação do núcleo. Ela ocorre devido ao fato das condições de trabalho e temperatura dos transistores nem sempre serem as mesmas, e de possuírem características intrínsecas diferentes, provocando um desequilíbrio das áreas de densidade de fluxo. A saturação do núcleo significa altos picos repetitivos de corrente em um dos transistores, levando-o a destruição.

Estas desvantagens do circuito push-pull são amenizadas com o uso dos conversores de meia onda (half-bridge) e de onda completa (full-bridge).

1.3.4 - Conversor de Meia Onda (Half-Bridge) [1]

A possibilidade deste conversor trabalhar com tensão de entrada de 110 ou 220 V ac, sem a necessidade do uso de transistores de alta tensão, e a facilidade que se tem de incorporar um dispositivo que impeça a saturação do núcleo, devido a diferença entre os tempos de condução dos transistores, são as principais causas do desenvolvimento do circuito de meia onda.

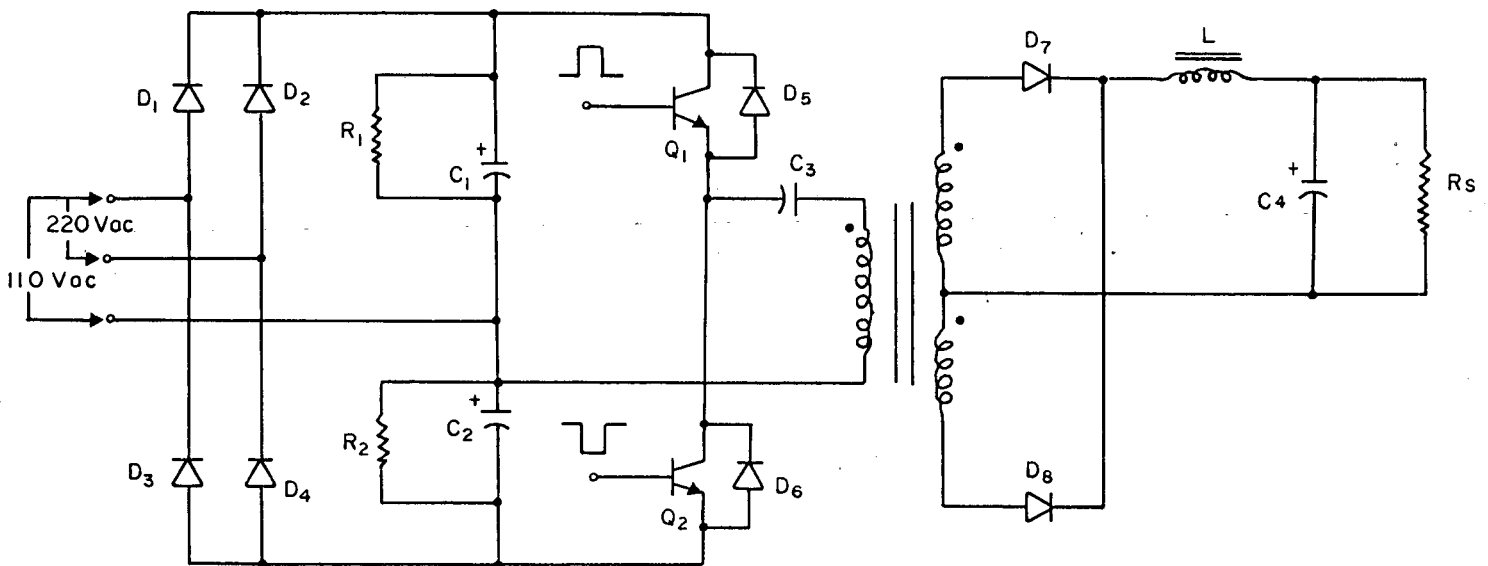


Figura 1.11 - Conversor half-bridge.

Para este conversor a tensão de entrada  $V_e$  será a soma das tensões nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ .

O preço que se paga pela utilização deste circuito, é o fato da corrente de coletor do transistor dobrar, em consequência da tensão primária do transformador ter sido reduzida a metade.

Mediante o emprego de um capacitor ( $C_3$  na Figura 1.11) é possível evitar a saturação do núcleo.

Pode-se observar através da Figura 1.11 que a tensão sobre os transistores fica limitada a tensão de entrada  $V_e$ .

Os diodos  $D_5$  e  $D_6$  são chamados de diodos de comutação e possuem as seguintes funções:

- a) Quando o transistor abre o diodo de comutação transfere energia, armazenada na indutância de

dispersão do transformador, de volta para a entrada, eliminando desta forma os altos picos de energia da indutância de dispersão, associados com o conversor push-pull.

- b) O diodo de comutação evita que o coletor do transistor em condução torne-se negativo, com respeito a seu emissor, na eventualidade de um corte de carga provocar um acréscimo de fluxo no transformador. Em tal situação o diodo irá curto-circuitar o transistor, até que o coletor volte a ser positivo novamente, prevenindo a queima do transistor devido a condução inversa.

#### 1.3.5 - Conversor de Onda Completa (full-bridge)

O objetivo desta montagem é obter as características de corrente no coletor do transistor de um circuito push-pull, ou seja, a metade da corrente do circuito half-bridge, mantendo a característica deste último de limitar a sobretensão no transistor ao valor da tensão de entrada, possibilitando desta forma seu emprego como conversor de alta potência. Ver Figura 1.12.

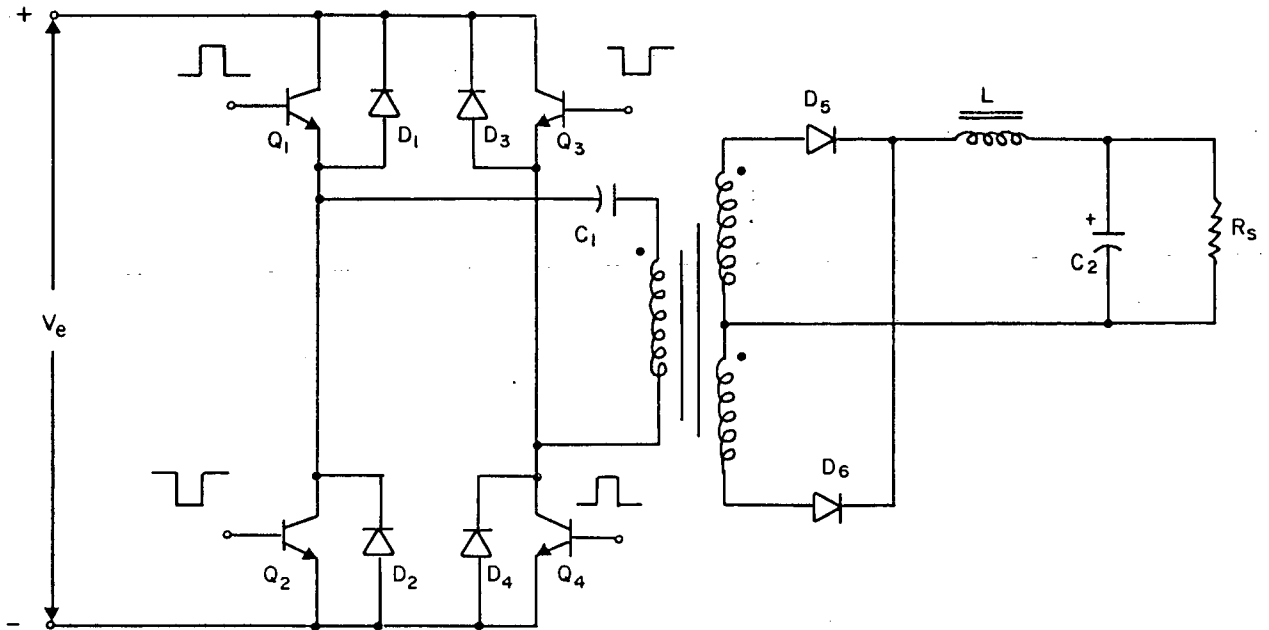


Figura 1.12 - Conversor full-bridge

### 1.3.6 - Conversor com ripple de saída nulo [1]

Desenvolvido a partir do conversor de acumulação capacitiva, tem por objetivo eliminar os ripples contidos na corrente de saída dos conversores vistos anteriormente.

#### - Funcionamento do conversor de acumulação capacitiva:

Conforme pode-se observar através da Figura 1.13, quando o transistor  $Q_1$  está aberto o diodo  $D_1$  conduz a corrente  $I_1$  que carrega o capacitor  $C_1$ . Durante o intervalo de tempo em que  $Q_1$  permanece fechado, o diodo  $D_1$  é inversamente polarizado pelo capacitor  $C_1$  e uma corrente  $I_2$  percorre o indutor  $L_2$ , ge-



rando uma tensão de saída com polaridade contrária a tensão de entrada.

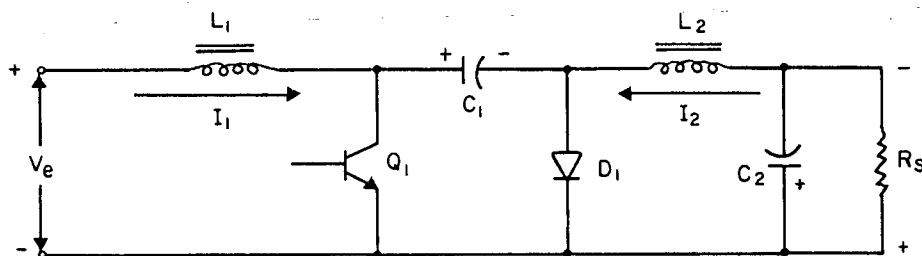


Figura 1.13 - Conversor de acumulação capacitiva.

Nesta configuração o conversor possui propriedades de uma combinação de estruturas flyback, com a energia sendo transferida através do capacitor o que provoca correntes de entrada e saída com ripples de chaveamento desprezíveis, porém não nulos.

- Solução para zerar o ripple de saída:

Monta-se os dois indutores acoplados por um mesmo núcleo, tornando suas formas de onda iguais e a tensão média sobre cada um igual a zero.

Partindo-se do princípio de que se a relação de transformação for 1 ambas as indutâncias irão dobrar, reduzindo a metade o ripple de entrada e saída em relação ao circuito desacoplado. Podemos anular totalmente o ripple de saída adotando uma relação de transformação adequada.

- Sequência para inserir um transformador de isolamento no conversor de acumulação capacitiva:

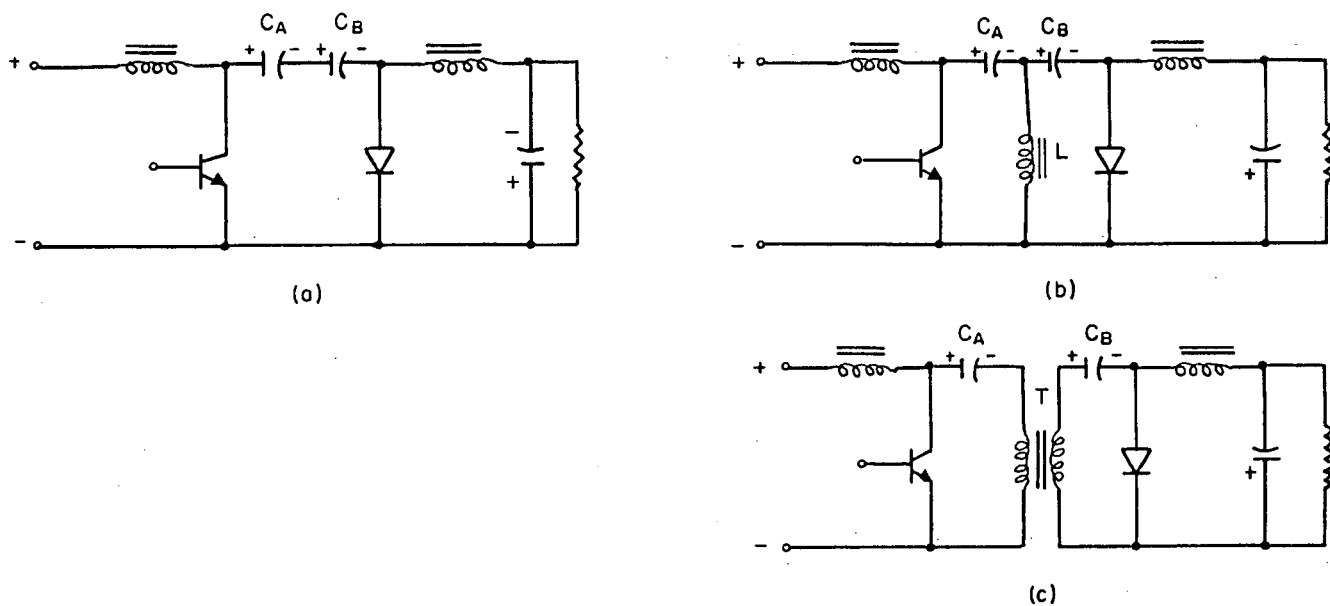


Figura 1.14 - Sequência demonstrativa da equivalência entre o conversor de acumulação capacitiva básico e a sua versão com isolamento

Passos:

- 19) Dividir o capacitor  $C_1$  em dois capacitores equivalentes em série  $C_A$  e  $C_B$  conforme mostra a Figura 1.14 a.
- 29) Inserir, como mostra a Figura 1.14 b, um indutor com valor de indutância suficientemente grande, para que a corrente derivada dos capacitores seja desprezível.
- 39) Por fim, trocar o indutor por um transformador de isolamento. Ver Figura 1.14 c.

- Versão final do conversor:

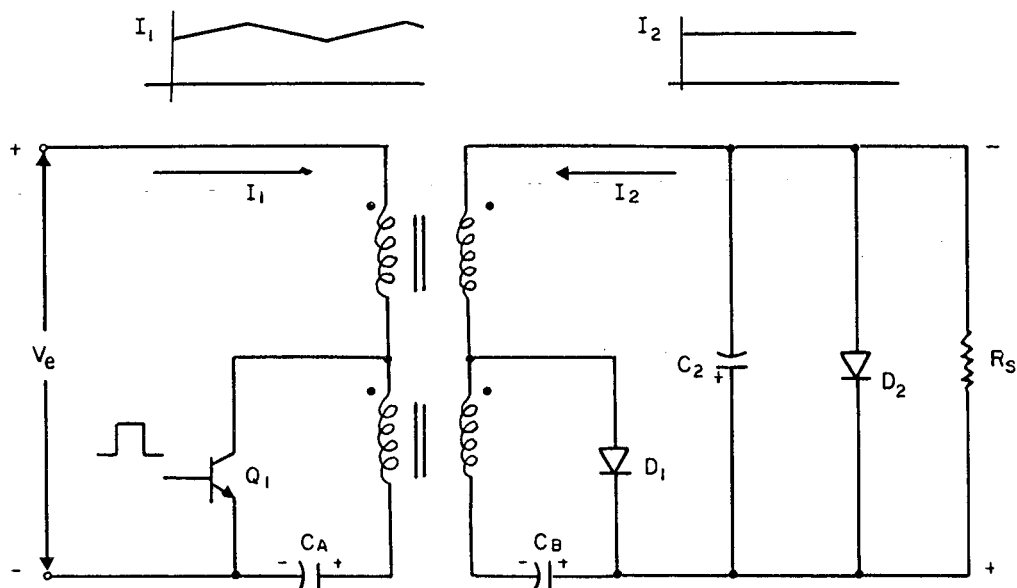


Figura 1.15 - Conversor com ripple de saída nulo

A versão final do conversor de acumulação capacitiva com isolação e acoplamento dos indutores é mostrada na Figura 1.15.

Deve ser observado a necessidade de um diodo de roda livre ( $D_2$  na Figura), de maneira a evitar uma inversão da tensão de saída durante a entrada em funcionamento. O diodo irá manter esta tensão inversa de curta duração em um nível baixo, evitando a avaria de alguma carga mais sensível.

#### 1.4 - Técnicas de Modulação [7]

##### 1.4.1 - Modulação em tensão

Naturalmente, o segredo da regulação por chavea-

mento é a malha de controle. Em um chaveamento convencional com modulação por largura de pulso (PWM - Pulse Width Modulated) a malha de controle (Figura 1.16), com regulação por modulação em tensão, consiste de um amplificador de erro, um comparador e um circuito de comando.

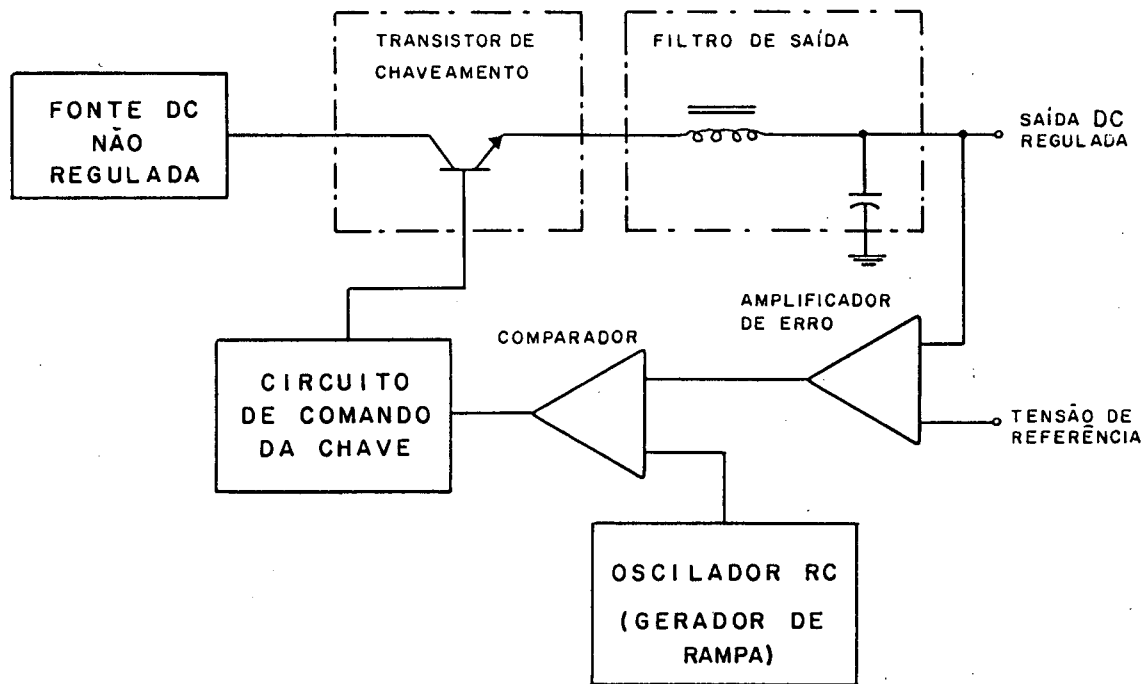


Figura 1.16 - Malha de regulação com modulação em tensão

O amplificador de erro gera um sinal proporcional a diferença entre a tensão de saída da fonte e a referência de tensão, que ajusta o valor desejado na saída.

O sinal de erro é aplicado a uma das entradas do comparador, que sobrepõe este a uma rampa de tensão de alta frequência, gerada por um circuito oscilador RC fixo. A tensão

de erro oscila sobre a rampa alterando a largura do pulso, que é proporcional a amplitude desta (ver Figura 1.17).

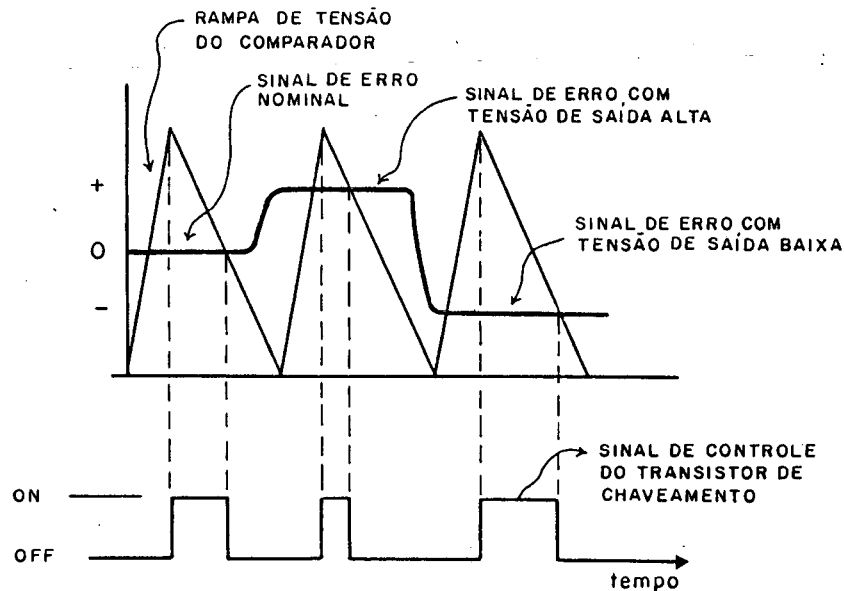


Figura 1.17 - Formas de onda dos sinais do comparador e circuito de comando.

Devido ao fato da chave estar operando muito acima da frequência de ressonância do filtro LC, este não responde imediatamente a cada ciclo individual de operação da chave. Ao invés disto, o filtro comporta-se como se estivesse constantemente conectado a uma fonte de tensão de impedância nula e com valor igual a razão cíclica vezes a tensão dc aplicada a entrada da chave.

O controle da razão cíclica da chave em um regulador com modulação em tensão é feito a partir do sinal de erro, independentemente do valor de corrente de carga. Conseqüentemente se a

tensão de saída cai, devido a uma carga excessivamente alta, a malha de controle irá aumentar a razão cíclica para compensar a queda de tensão, sem respeitar o fluxo de corrente. Como resultado, virtualmente todas as fontes chaveadas construídas com modulação em tensão incorporam um circuito adicional de proteção contra sobrecorrente e curto-circuito, que soma-se ao seu custo e tamanho.

Outro problema de projeto, causado pelo uso da modulação em tensão, é como compensar corretamente a alteração do ângulo de fase na malha de controle, introduzida pelo filtro LC de saída, entre a tensão de saída da chave e a tensão de erro. A malha de saída é inerentemente instável devido ao fato do filtro de saída ter 2 pólos na sua equação, com uma alteração de  $180^{\circ}$  no ângulo de fase. Na melhor das hipóteses esta instabilidade resulta em uma tendência propícia a ressonância, em resposta as variações da carga. Por este motivo, as fontes chaveadas de potência com modulação em tensão devem ser projetadas com alguma compensação do ângulo principal de fase, da malha de controle.

#### 1.4.2 - Modulação em Corrente

Um circuito modulado em corrente é muito similar ao seu equivalente em tensão. A única diferença significativa entre os dois é o método empregado para gerar a rampa de tensão, que é aplicada ao comparador da malha de controle.

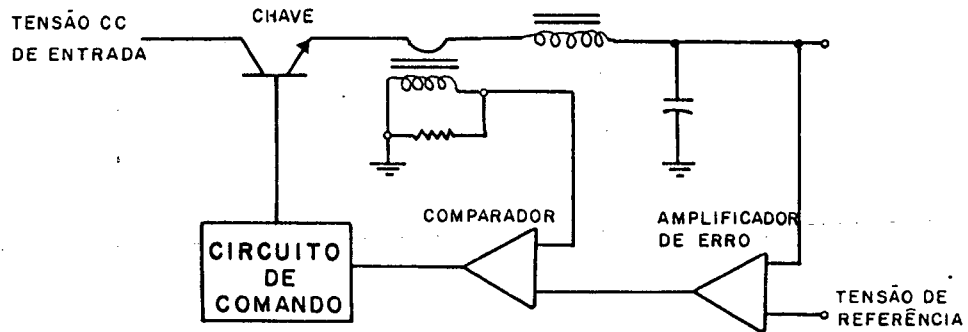


Figura 1.18 - Malha de regulação com modulação em corrente.

A modulação em corrente, ao contrário da modulação em tensão, utiliza-se da indutância do filtro de saída para limitar a subida de corrente a cada intervalo de tempo que a chave permanece fechada. Para obter uma rampa de tensão proporcional ao fluxo de corrente através do indutor, pode ser inserido um baixo valor apropriado de resistor em série com o indutor ou sobre o secundário de um transformador de corrente (ver Figura 1.18).

O método mais comum de operação da chave, na modulação em corrente, é a utilização de um sistema de relógio (clock) para o disparo do transistor a uma frequência fixa. Quando a chave fecha a corrente no indutor cresce segundo a relação definida pela tensão/indutância, gerando no resistor, colocado em série com o indutor, uma rampa de tensão que é aplicada em uma das entradas do comparador, enquanto a outra recebe o sinal de tensão da saída do amplificador de erro. Quando o si-

nal de corrente intercepta o sinal de erro o transistor de chaveamento é bloqueado.

Embora a tensão de saída e o sinal de erro permaneçam virtualmente constantes a cada ciclo da chave, após um certo número de ciclos eles se alteram em resposta a variação do nível de carga do capacitor do filtro de saída.

Quando é solicitada uma corrente de carga maior que a fornecida a cada ciclo, a diferença deverá ser suprida pelo capacitor. Mas com a descarga do capacitor, durante os ciclos seguintes, haverá uma queda de tensão em seus terminais, aumentando o erro e a razão cíclica, como também a corrente liberada para o filtro de saída.

Quando a carga diminui, a corrente fornecida em excesso pela chave desvia-se para o capacitor, aumentando sua carga e conseqüentemente a tensão em seus terminais. Com o aumento da tensão o sinal de erro diminui, diminuindo a razão cíclica e o fluxo de corrente para o capacitor.

A grande vantagem da modulação em corrente sobre a modulação em tensão, é que o valor extremo da rampa, gerada a partir do fluxo de corrente através do indutor, segue o sinal de erro sem alterar a fase. Do ponto de vista da malha de controle a indutância do filtro de saída simplesmente não existe e a alteração de fase introduzida pelo filtro não deve exceder aos  $90^{\circ}$ . Isto significa que a modulação em corrente é inerentemente estável e não é mais necessária uma compensação de fase na malha de controle. Desta forma temos uma resposta transitória bem melhor e uma imunidade contra a instabilidade crônica, resultante do envelhecimento dos componentes.



Outra vantagem é que a modulação em corrente naturalmente proporciona uma forma muito simples de proteção contra sobrecorrente e curto-circuito. Para isso basta limitarmos a amplitude do sinal de erro em um nível que corresponda a máxima corrente de saída admissível.

Finalmente, podemos destacar a possibilidade de interligarmos em paralelo as saídas das fontes chaveadas de potência com modulação em corrente, considerando que elas não irão: repartir igualmente a carga, possuírem a mesma estabilidade e exibir as mesmas características, tal como a resposta transitória, de quando operam separadamente. Se necessário, poderá ser realizada a repartição da carga, utilizando o amplificador de erro de apenas uma das fontes, para acionar esta e as demais, e desconectando os demais amplificadores de erro.

### 1.5 - Conclusão

A partir da revisão bibliográfica, apresentada de maneira sucinta neste Capítulo, podemos escolher o conversor que melhor se adapta às necessidades de projeto.

Analisando em termos de capacidade tensão e corrente da chave, volume e custo final da montagem, podemos escolher o tipo de conversor, considerando as seguintes faixas de potência [1, 4, 5 e 6]:

a) Conversor Flyback: para potências de até 100 W.

b) Conversor Forward: para potências compreendidas entre 100 e 200 W.

c) Conversor Push-Pull e suas derivações: para potências da ordem de 200 a 1KW.

A partir destas faixas de potência e considerando que a fonte se destina a alimentação de microcomputadores, cuja potência normalmente se encontra na faixa de 100 a 200 W, foi escolhido o conversor Forward para dar prosseguimento ao trabalho.

## C A P Í T U L O 2

ANÁLISE DO COMPORTAMENTO EM REGIME PERMANENTE DE UMA FONTE  
MODULADA POR VALOR EXTREMO DE CORRENTE2.1 - Introdução

Neste Capítulo serão desconsideradas as não idealidades dos componentes, o que irá permitir realizar simplificações, como, por exemplo, a consideração de que o capacitor de saída comporta-se como uma fonte de tensão ajustável com a razão cíclica.

Inicialmente é apresentada a estrutura escolhida e desenvolvidas as equações representativas desta. Logo a seguir é apontada a limitação que se observou, com respeito a instabilidade decorrente do seu funcionamento com razão cíclica maior que 0,5. Por fim são apresentadas suas curvas características e as conclusões obtidas deste estudo.

O conversor escolhido para o desenvolvimento do estudo e projeto foi o conversor Forward, por permitir trabalhar com potências de até 200 W, embora a potência adotada para realizar a montagem de um protótipo tenha sido fixada em 60 W, considerando que o objetivo inicial do trabalho é desenvolver e testar o tipo de modulação em estudo. Desta forma, se alguém desejar, mais tarde poderá facilmente retirar maior potência da estrutura, reprojetoando o circuito de potência.

Quanto a tensão de alimentação da fonte, adotou-se os 220 V - CA da rede, estipulando-se 12 V - DC como tensão

de saída e uma frequência de operação da chave de 60KHz.

O conversor irá funcionar no modo contínuo, ou seja, a corrente no indutor deste não se anula durante seu funcionamento em regime permanente.

## 2.2 - Discriminação das Partes Componentes da Fonte Chaveada

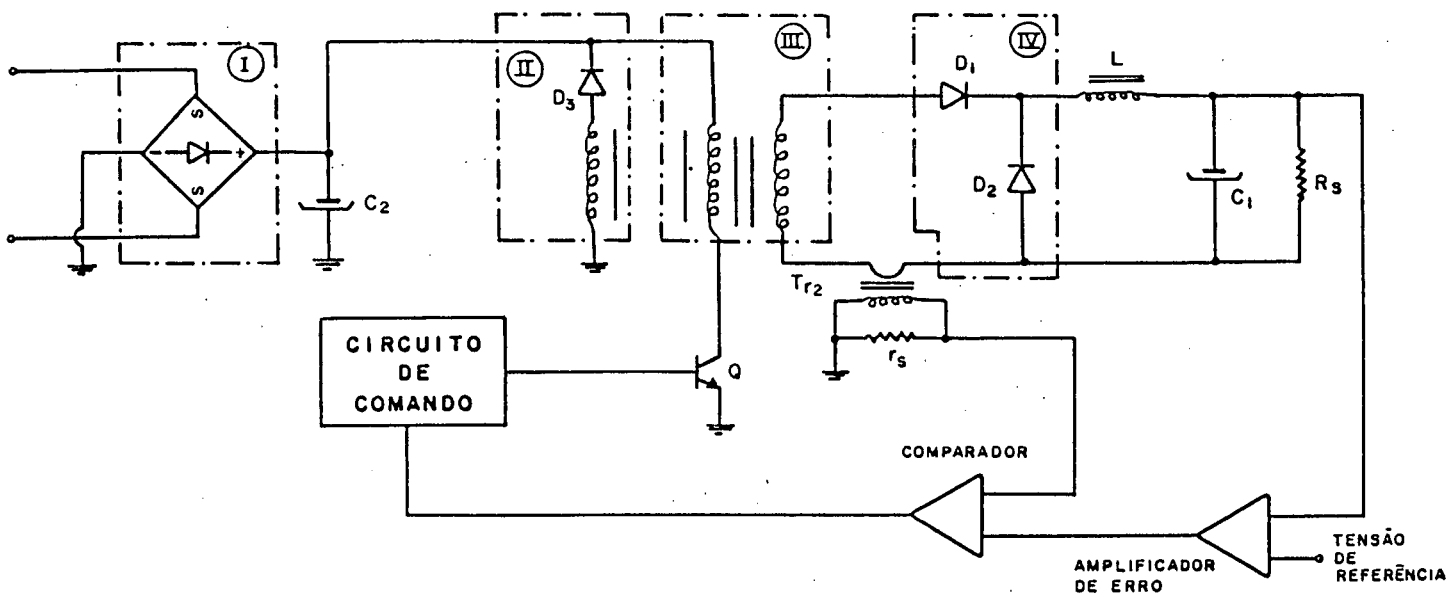


Figura 2.1 - Circuito do conversor forward com a malha de realimentação

As funções dos diversos dispositivos componentes da fonte chaveada de potência, identificados através da Figura 2.1, são citadas a seguir:

I: Promover a retificação de onda completa da onda senoidal da rede.

$C_2$ : Sua finalidade, além de funcionar como filtro, é tornar a fonte de alimentação reversível em corrente.

II: Permite o emprego do transformador no circuito do pulsador, devolvendo a energia armazenada pelo campo magnético à fonte de alimentação e impedindo, desta forma, a saturação do transformador.

III: Tem a função de ajustar o nível de tensão em um valor próprio para a aplicação a que se destina a fonte, além de promover a isolação entre os circuitos de entrada e saída.

IV: Permite que o circuito com isolação comporte-se como o circuito básico do conversor forward.

$L, C_1$ : Filtro LC de saída.

$R_s$ : Resistência de carga.

$Q$ : Comporta-se como uma chave, abrindo e fechando conforme o sinal de comando.

$T_{r2}, r_s$ : Gera uma rampa de tensão proporcional a variação de corrente no indutor do filtro de saída.

Amplificador de

erro: Amplifica o erro entre a tensão de saída e a tensão de referência.

Comparador: Compara a rampa de tensão com a tensão de erro, enviando um sinal ao circuito de comando toda vez que a rampa for igual ou maior que o erro.

\* Circuito de

comando: Dispara o transistor a intervalos regulares de tempo e bloqueia este, sempre que receber o sinal do comparador.

2.3 - Desenvolvimento das Equações Representativas do Sistema

2.3.1 - Ondulação da corrente no indutor

A partir das formas de onda e do circuito representativo da Figura 2.2, podemos facilmente desenvolver equações que representem o comportamento do sistema.

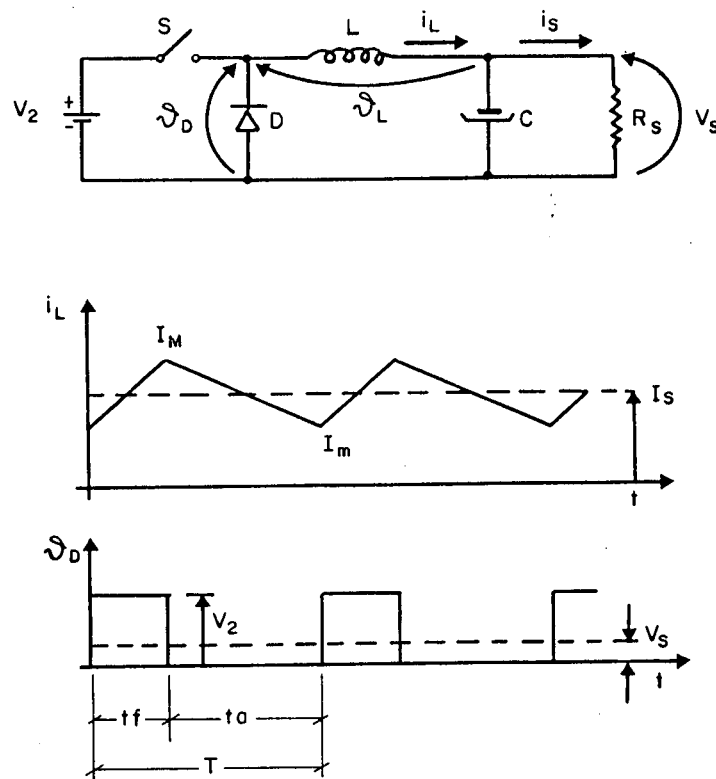


Figura 2.2 - Esquema representativo da estrutura e suas formas de onda

Conforme está representado na Figura 2.2, a tensão de saída é igual a tensão média sobre o diodo, considerando que a tensão média em um indutor é nula, e a corrente de saída é igual a corrente média no indutor, levando em conta que o capacitor não varia sua tensão em regime permanente.

Logo,

$$V_S = \delta \cdot V_2 \quad (\text{eq. 2.1})$$

onde: 
$$\delta = \frac{t_f}{T} \quad (\text{razão cíclica})$$

e 
$$I_S = \frac{\delta \cdot V_2}{R_S} \quad (\text{eq. 2.2})$$

Na verdade a eq. 2.1, é a mesma eq. 1.10 do Capítulo 1, apenas observando que  $V_2 = \frac{V_e}{N}$ .

Continuando, podemos obter os valores máximo e mínimo de corrente no indutor, considerando ainda as formas de onda da Figura 2.2:

$$I_M = I_m + \frac{1}{L} \int_0^{t_f} v_L dt$$

onde: 
$$v_L = V_2 - v_S = V_2 - \delta V_2 \quad \therefore \quad v_L = V_2 (1 - \delta)$$

$$\therefore I_M = I_m + \frac{V_2 (1 - \delta)}{L} \cdot t_f \quad (\text{eq. 2.3})$$

$$e \quad I_m = I_M - \frac{1}{L} \int_0^{t_a} v_L dt ; \text{ onde: } v_L = v_s = \delta V_2$$

$$\therefore I_m = I_M - \frac{\delta \cdot V_2}{L} \cdot t_a \quad (\text{eq. 2.4})$$

Como  $\Delta I = I_M - I_m = \frac{\delta \cdot V_2}{L} \cdot t_a ; \text{ onde: } t_a = (1 - \delta) T$

$$\therefore \Delta I = \frac{V_2}{L \cdot f} \cdot \delta (1 - \delta) \quad (\text{eq. 2.5})$$

Considerando que  $V_s = \delta V_2$  e  $T = \frac{1}{f}$ , observamos que a eq. 2.5 confirma a eq. 1.9, apresentada no Capítulo 1.

- Ondulação máxima de corrente no indutor:

A ondulação máxima de corrente no indutor ocorre quando:

$$\frac{d\Delta I}{d\delta} = 0 , \text{ considerando a tensão de entrada e}$$

a frequência constantes, pode-se dizer, que:

$$\frac{d\Delta I}{d\delta} = \frac{V_2}{Lf} \cdot \frac{d(\delta - \delta^2)}{d\delta} = \frac{V_2}{Lf} (1 - 2\delta)$$



$$\therefore \frac{V_2}{L_f} (1 - 2\delta) = 0 \implies \delta = 0,5$$

finalmente:  $\Delta I_{\text{m\acute{a}x}} = \frac{V_2}{4L_f}$  (eq. 2.6)

### 2.3.2 - Express\~ao da Raz\~ao C\~iclica em Fun\~cao do Valor

#### Extremo de Corrente Imposta

- Corrente m\~edia em fun\~cao de  $I_M$  e  $I_m$ :

$$I_{\text{md}} = \frac{I_M + I_m}{2} \quad (\text{eq. 2.7})$$

$$\therefore I_M = 2 I_{\text{md}} - I_m \quad (\text{eq. 2.8})$$

$$I_m = 2 I_{\text{md}} - I_M \quad (\text{eq. 2.9})$$

Substituindo as eqs. 2.8 em 2.4 e 2.9 em 2.3, obtemos as express\~oes de  $I_M$  e  $I_m$  em fun\~cao de  $I_{\text{md}}$ :

$$I_m = 2 I_{\text{md}} - I_m - \frac{\delta V_2}{L} \cdot t_a ;$$

$$I_m = I_{\text{md}} - \frac{\delta V_2}{2L} \cdot (1 - \delta) T$$

$$\therefore I_m = I_{md} - \frac{V_2}{2Lf} \cdot \delta (1 - \delta) \quad (\text{eq. 2.10})$$

$$I_M = 2 I_{md} - I_M + \frac{V_2 (1 - \delta)}{L} \cdot tf; \quad I_M = I_{md} + \frac{V_2 (1 - \delta)}{2L} \cdot \delta T$$

$$\therefore I_M = I_{md} + \frac{V_2}{2Lf} \cdot \delta (1 - \delta) \quad (\text{eq. 2.11})$$

como  $I_{md} = \frac{V_2}{R_s} \cdot \delta$ , substituímos em 2.11 e obtemos:

$$I_M = \frac{V_2}{R_s} \cdot \delta + \frac{V_2}{2Lf} \cdot \delta (1 - \delta)$$

$$I_M = \left( \frac{V_2}{R_s} + \frac{V_2}{2Lf} \right) \delta - \frac{V_2}{2Lf} \delta^2$$

$$\delta^2 - \left( \frac{2Lf}{R_s} + 1 \right) \delta + \frac{2Lf}{V_2} \cdot I_M = 0$$

$$\therefore \delta = \left( \frac{1}{2} + \frac{Lf}{R_s} \right) - \sqrt{\left( \frac{1}{2} + \frac{Lf}{R_s} \right)^2 - \frac{2Lf}{V_2} \cdot I_M} \quad (\text{eq. 2.12})$$

### 2.3.3 - Expressão da Tensão de Saída em Função do Valor Extremo de Corrente Imposta

Embora a tensão de saída possa ser deduzida diretamente da equação 2.12, a partir da relação fornecida pela eq.2.1, vamos desenvolver sua expressão por outro caminho, com a finalidade de comprovar a veracidade da expressão deduzida no item 2.3.2.

A partir da Figura 2.3, que representa o comportamento dinâmico do circuito de saída da fonte, podemos fazer a seguinte afirmação:

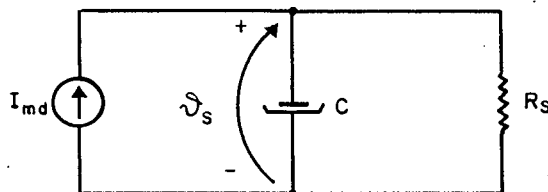


Figura 2.3 - Circuito representativo do comportamento da saída da fonte

$$I_{md} - C \frac{d v_s}{dt} - \frac{v_s}{R_s} = 0$$

$$\frac{d v_s}{dt} + \frac{v_s}{R_s C} - \frac{I_{md}}{C} = 0 \quad (\text{eq. 2.13})$$

De acordo com a eq. 2.7:

$$I_{md} = \frac{I_M}{2} + \frac{I_m}{2} \quad \text{e a eq. 2.4 nos da:}$$

$$I_m = I_M - \frac{V_s}{L} \cdot t_a$$

ou

$$\frac{I_m}{2} = \frac{I_M}{2} - \frac{V_s}{2L} \cdot t_a$$

$$\therefore I_{md} = \frac{I_M}{2} + \frac{I_M}{2} - \frac{V_s}{2L} \cdot t_a$$

$$I_{md} = I_M - \frac{V_s}{2L} \cdot t_a \quad (\text{eq. 2.14})$$

Através da Figura 2.2, podemos facilmente concluir que:

$$T = t_f + t_a, \quad \text{onde:} \quad t_f = \delta T = \frac{V_s}{V_2} T$$

ou seja,

$$T = \frac{V_s}{V_2} T + t_a \quad \therefore t_a = \left(1 - \frac{V_s}{V_2}\right) T \quad (\text{eq. 2.15})$$

Logo:

$$I_{md} = I_M - \frac{V_S}{2L} \cdot \left(1 - \frac{V_S}{V_2}\right) T \quad (\text{eq. 2.16})$$

Substituindo a eq. 2.16 em 2.13, temos:

$$\frac{dV_S}{dt} + \frac{V_S}{R_S C} + \frac{V_S}{2LC} \cdot T - \frac{V_S^2}{2LCV_2} \cdot T = \frac{I_M}{C}$$

Como a estrutura se encontra em regime permanente, podemos afirmar que:

$$\frac{dV_S}{dt} = 0$$

Logo,

$$\frac{V_S}{R_S C} + \frac{V_S}{2LC} \cdot T - \frac{V_S^2}{2LCV_2} \cdot T - \frac{I_M}{C} = 0$$

como  $T = \frac{1}{f}$ , temos:  $\left(\frac{1}{R_S} + \frac{1}{2Lf}\right) V_S - \frac{V_S^2}{2LfV_2} - I_M = 0$

$$V_S^2 - 2LfV_2 \cdot \frac{2Lf + R_S}{2LfR_S} \cdot V_S + 2LfV_2 \cdot I_M = 0$$

$$V_S^2 - \left(1 + \frac{2Lf}{R_S}\right) V_2 \cdot V_S + 2LfV_2 \cdot I_M = 0$$

$$\therefore V_S = \left(\frac{1}{2} + \frac{Lf}{R_S}\right) \cdot V_2 - \sqrt{\left[\left(\frac{1}{2} + \frac{Lf}{R_S}\right) V_2\right]^2 - 2Lf \cdot V_2 \cdot I_M}$$

(eq. 2.17)

#### 2.3.4 - Ganho do Conversor

O diagrama de blocos da Figura 2.4 mostra como são distribuídos os ganhos da malha de realimentação do sistema. O valor extremo de corrente, imposta pelo regulador de tensão, é aplicado a entrada do conversor que responde com uma corrente média de saída.

A relação entre a corrente média  $I_{md}$  na saída do conversor e o valor extremo de corrente  $I_M$ , imposto a entrada do conversor, é obtida a partir da equação 2.17 e apresenta-se na sua forma final como se segue:

$$I_{md} = \left(\frac{1}{2} + \frac{Lf}{R_S}\right) \cdot \frac{V_2}{R_S} - \sqrt{\left[\left(\frac{1}{2} + \frac{Lf}{R_S}\right) \cdot \frac{V_2}{R_S}\right]^2 - \frac{2Lf V_2}{R_S^2} \cdot I_M}$$

(Eq. 2.18)

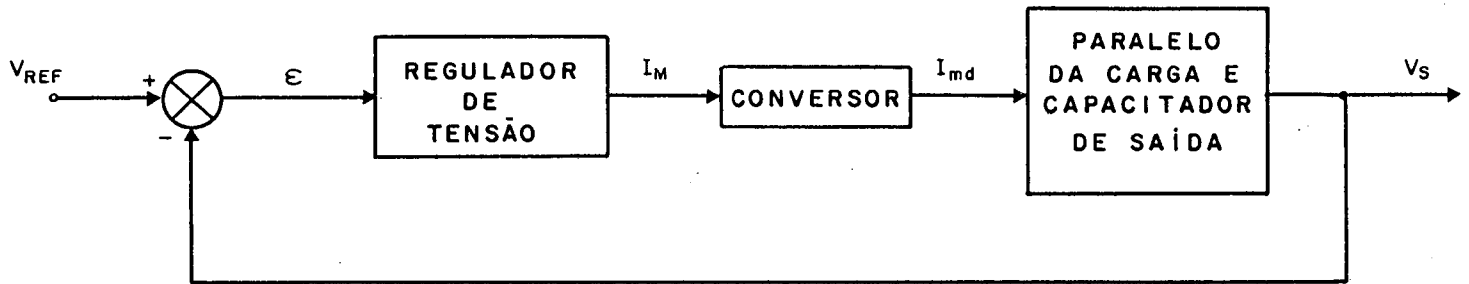


Figura 2.4 - Diagrama de blocos do sistema.

Chamando de  $W$  o termo  $\left(\frac{1}{2} + \frac{Lf}{R_s}\right) \frac{V_2}{R_s}$ , a equação

2.18 pode ser escrita como:

$$I_{md} = W - \sqrt{W^2 - \frac{2Lf V_2}{R_s^2} \cdot I_M} \quad \text{e sabendo que o ganho}$$

do conversor pode ser definido por  $\frac{\partial I_{md}}{\partial I_M}$ .

Logo:

$$\frac{\partial I_{md}}{\partial I_M} = \frac{\partial W}{\partial I_M} - \frac{\partial}{\partial I_M} \left( W^2 - \frac{2Lf V_2}{R_s^2} \cdot I_M \right)^{1/2}$$

$$\frac{\partial I_{md}}{\partial I_M} = -\frac{1}{2} \left( W^2 - \frac{2Lf V_2}{R_s^2} \cdot I_M \right)^{-1/2} \cdot \frac{\partial}{\partial I_M} \left( W^2 - \frac{2Lf V_2}{R_s^2} \cdot I_M \right)$$

$$\frac{\partial I_{md}}{\partial I_M} = -\frac{1}{2} \left( W^2 - \frac{2L_f V_2}{R_s^2} \cdot I_M \right)^{-1/2} \cdot \left( \frac{\partial W^2}{\partial I_M} - \frac{\partial}{\partial I_M} \left( \frac{2L_f V_2}{R_s^2} \cdot I_M \right) \right)$$

$$\frac{\partial I_{md}}{\partial I_M} = \frac{1}{2} \left( W^2 - \frac{2L_f V_2}{R_s^2} \cdot I_M \right)^{-1/2} \cdot \frac{2L_f V_2}{R_s^2}$$

Substituindo W pela expressão original:

$$\begin{aligned} \frac{\partial I_{md}}{\partial I_M} &= \frac{L_f V_2}{R_s^2 \sqrt{\left[ \left( \frac{1}{2} + \frac{L_f}{R_s} \right) \frac{V_2}{R_s} \right]^2 - \frac{2L_f V_2}{R_s^2} \cdot I_M}} = \\ &= \frac{1}{\sqrt{\left[ \left( \frac{1}{2} + \frac{L_f}{R_s} \right) \frac{V_2}{R_s} \cdot \frac{R_s^2}{L_f V_2} \right]^2 - \frac{R_s^4}{(L_f V_2)^2} \cdot \frac{2L_f V_2}{R_s^2} \cdot I_M}} \end{aligned}$$

$$\therefore \frac{\partial I_{md}}{\partial I_M} = \left[ \left( \frac{R_s}{2L_f} + 1 \right)^2 - \frac{2R_s^2}{L_f V_2} \cdot I_M \right]^{-1/2} \quad (\text{eq. 2.19})$$



## 2.4 - Levantamento e Análise das Curvas Representativas do Sistema

### 2.4.1 - Consideração Inicial com Respeito a Necessidade da Limitação da Razão Cíclica Máxima

#### - Dimensionamento inicial do filtro de saída:

Dados:

- Potência de saída = 60 W
- Tensão de saída = 12 V
- Frequência = 60 KHz
- Carga resistiva = (2,4 a 24Ω)
- Variação admissível da tensão de entrada =  $\pm 30\%$
- Razão cíclica = (0 a 100%)

Uma queda de tensão de entrada é compensada com o aumento da razão cíclica. Isto significa que para a máxima queda da tensão de alimentação, corresponde o máximo valor de razão cíclica, ou seja:

$$p/ \frac{V_2 - 30\%}{\delta} \implies \delta = 1, \text{ enquanto } \underline{V_s = 12 \text{ V}}$$

Da equação 2.1, temos que

$$V_2 = \frac{V_s}{\delta} \quad \therefore \quad 0,7 V_2 = \frac{12}{1} ; \quad V_2 = \frac{12}{0,7}$$

$$\therefore V_2 = 17,14 \text{ V}$$

vamos adotar:  $V_2 = 17,5 \text{ V}$

Considerando que o conversor trabalha no modo contínuo de corrente, a máxima ondulação de corrente no indutor ficará limitada pela mínima corrente média neste, ou seja, pela mínima corrente de carga:

$$\text{p/ } \underline{R_S = 24\Omega}, \text{ temos: } I_S = \frac{V_S}{R_S} = \frac{12}{24} \therefore \underline{I_S = 0,5 \text{ A}}$$

A partir da eq. 2.7, podemos facilmente deduzir que

$\Delta I = 2 \cdot (I_{md} - I_m)$  e assumindo um  $I_m = 0,2\text{A}$  para a carga que está sendo considerada, devemos fixar a máxima ondulação de corrente em:

$$\Delta I_{\text{máx}} = 2(0,5 - 0,2) \therefore \underline{\Delta I_{\text{máx}} = 0,6\text{A}}$$

a) Cálculo do indutor:

A partir da eq. 2.6, podemos definir a indutância como sendo:

$$L = \frac{V_2}{4f \Delta I_{\text{máx}}} = \frac{17,5}{4 \cdot 60 \cdot 10^3 \cdot 0,6} \quad \therefore \quad \underline{L = 122 \mu\text{H}}$$

b) Cálculo do capacitor:

Aplicando a seguinte equação, conhecida da teoria básica de eletrônica de potência [19]:

$$\Delta V_C = \frac{V_2}{62Lf^2C} \quad (\text{eq. 2.20})$$

e considerando um  $\Delta V_C = 0,65 \text{ mV}$ , temos:

$$C = \frac{V_2}{62Lf^2 \Delta V_C} = \frac{17,5}{62 \cdot 122 \cdot 10^{-6} \cdot (60 \cdot 10^3)^2 \cdot 0,65 \cdot 10^{-3}} =$$

$$= 988,7 \mu\text{F}$$

Vamos adotar:

$$\underline{C = 1000 \mu\text{F}}$$

- Curva da corrente de saída  $I_s$  e da razão cíclica  $\delta$  versus a carga  $R_s$ , mantendo fixa a tensão de entrada e o valor extremo de corrente

O valor extremo de corrente  $I_M$  será calculado de modo a impor a metade da corrente nominal de saída, para uma correspondente carga  $R_s$ , enquanto que a tensão de entrada é fixada em seu valor nominal. Conforme pode-se observar através da Figura 2.5, a curva é traçada para uma carga variando de um valor acima do nominal, até um valor abaixo do correspondente a razão cíclica máxima de 100%.

A partir da eq. 2.11, considerando que:

$$\delta = \frac{V_s}{V_2} \quad \text{e} \quad I_{md} = \frac{V_s}{R_s} \quad \text{podemos afirmar que:}$$

$$I_M = \frac{V_s}{R_s} + \frac{V_s}{2 \cdot fL} \left( 1 - \frac{V_s}{V_2} \right) \quad (\text{eq. 2.21})$$

$$I_M = \frac{12}{4,8} + \frac{12}{2 \times 122 \cdot 10^{-6} \cdot 60 \cdot 10^3} \left( 1 - \frac{12}{17,5} \right) \quad \therefore \underline{I_M = 2,758A}$$

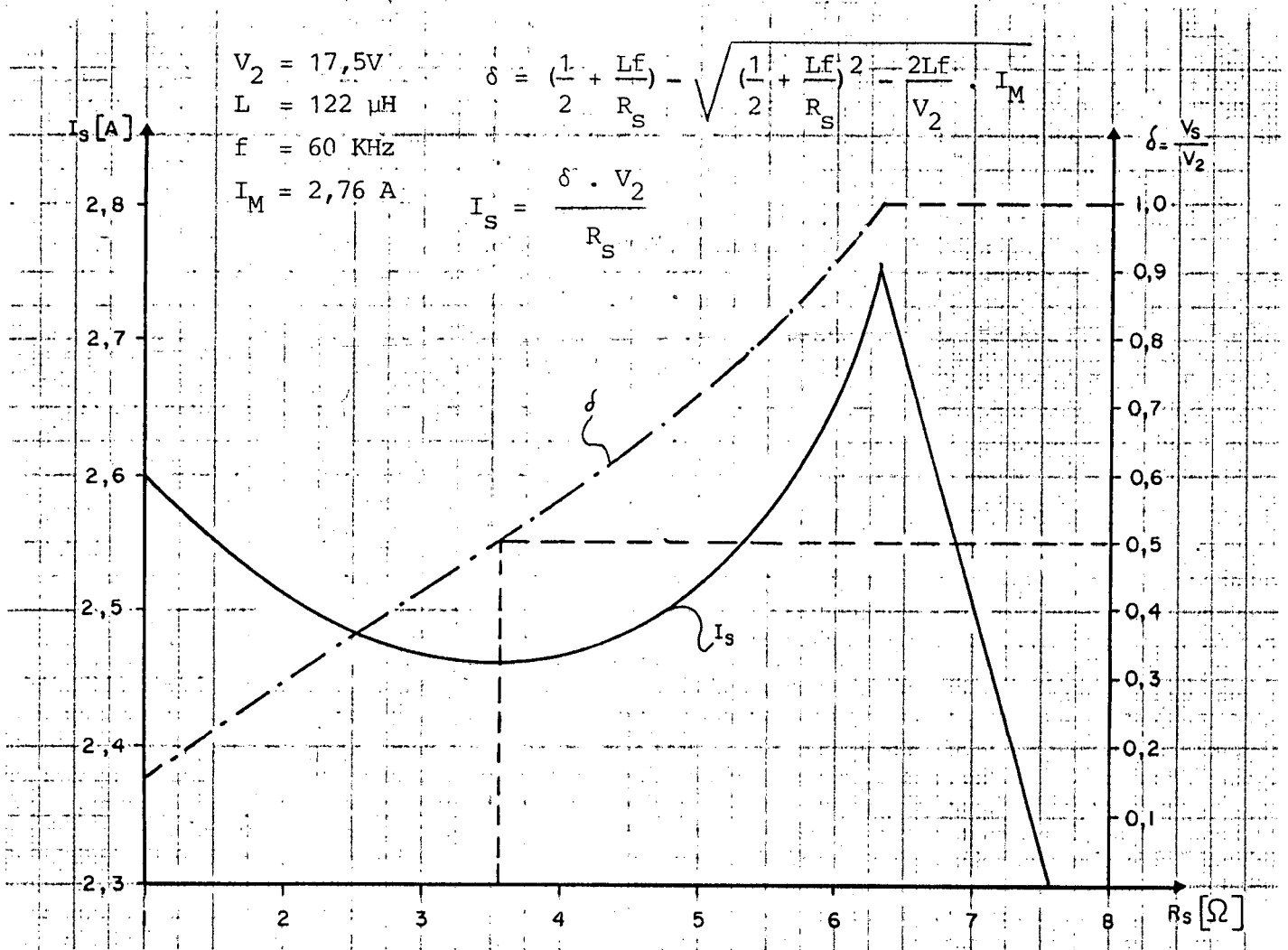


Figura 2.5 - Curva  $I_S \times R_S$  e  $\delta \times R_S$ , com  $V_2$  e  $I_M$  fixos.

Conforme demonstra a curva, após a resistência de carga ter atingido seu valor correspondente a razão cíclica igual a 100%, a tensão de saída passa a ser igual a de entrada e a corrente de saída cai proporcionalmente ao aumento da resistência de carga.

O fenômeno mais importante a ser observado é o fato da corrente média, ou corrente de saída, cair com o aumento da resistência de carga, até um valor correspondente a uma ra-

zão cíclica de 0,5. A partir deste ponto, para uma variação de carga no mesmo sentido anterior, a tendência da corrente é subir novamente.

Se analisarmos o sistema com a malha de realimentação (Figura 2.1), vamos observar que ele será instável para razão cíclica maior que 0,5. Esta instabilidade pode ser melhor analisada a partir das formas de onda, ilustradas através da Figura 2.6, considerando que o valor extremo de corrente, imposto pela malha de regulação, irá se comportar da seguinte maneira:

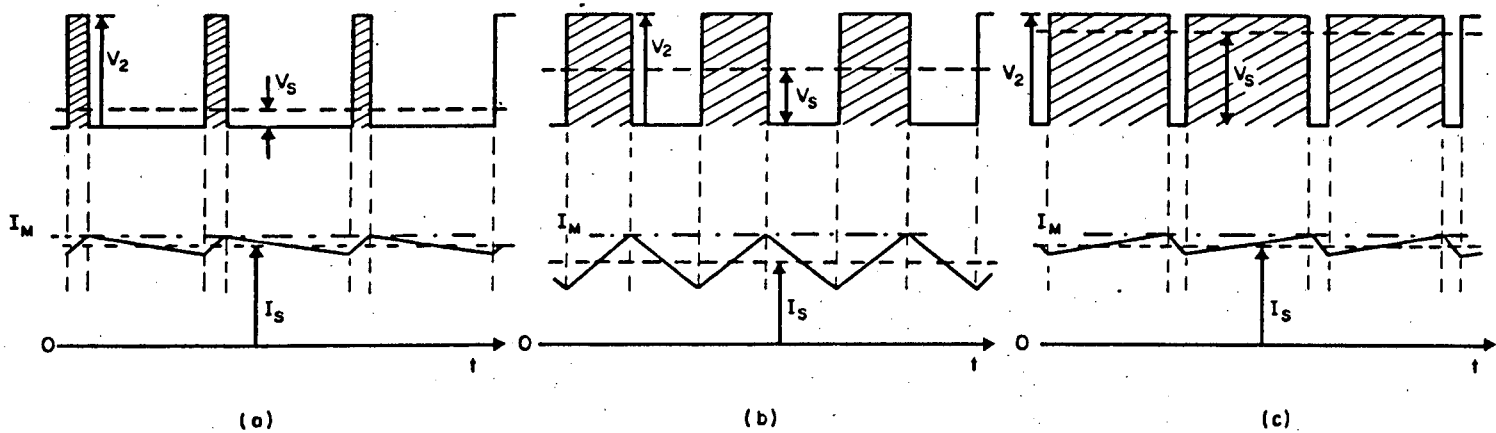


Figura 2.6 - Formas de onda representativas do comportamento em regime permanente com  $I_M$  e  $V_2$  constantes, para 3 cargas correspondentes: a)  $\delta < 0,5$ ; b)  $\delta = 0,5$  e c)  $\delta > 0,5$ .

- Razão cíclica menor que 0,5: com o aumento da resistência de carga a tensão de saída  $V_s$  tende a subir enquanto a corrente de saída cai. Nesta situação o amplificador de erro atua, impondo um valor extremo de corrente menor, de modo a manter constante o valor de  $V_s$ . Como neste intervalo a corrente  $I_M$

desloca-se no mesmo sentido de  $I_S$ , a chave continua atuando normalmente, com a mesma frequência e conseqüentemente mantendo o sistema estável.

- Razão cíclica maior que 0,5: neste intervalo tanto a tensão  $V_S$  quanto a corrente  $I_S$  tendem a aumentar com o aumento da resistência de carga. Da mesma forma que o caso anterior a malha de controle age de modo a impor uma corrente  $I_M$  e manter constante a tensão de saída, porém com uma diferença fundamental que é o deslocamento de  $I_M$  no sentido contrário de  $I_S$ . Com isto a chave permanece aberta por mais de um ciclo, provocando uma alteração na frequência, oscilação na tensão e desestabilização do sistema.

- Constatação da instabilidade, através da alteração de corrente no indutor: outra forma de verificar a instabilidade à malha aberta é através da observação das formas de onda representativas da alteração de corrente no indutor, conforme mostra a Figura 2.7.

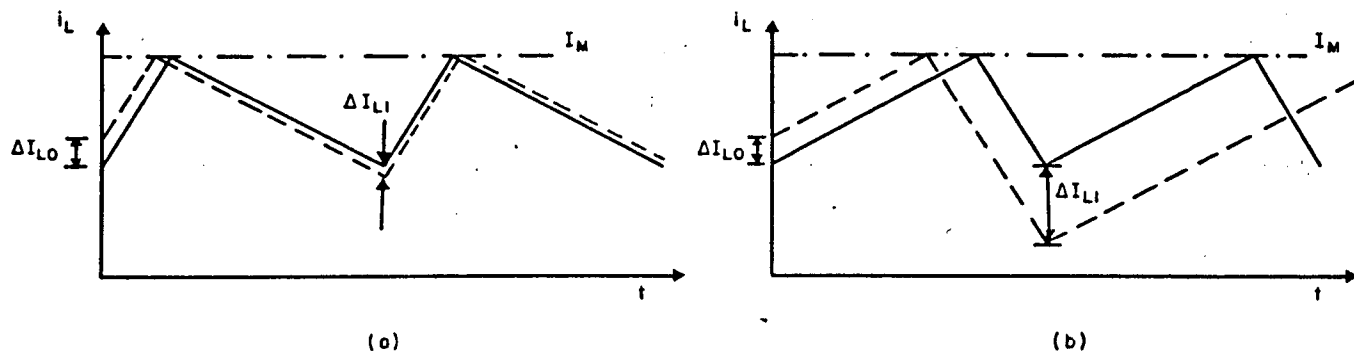


Figura 2.7 - Formas de onda ilustrativas da variação de corrente no indutor, para: a) Razão cíclica  $< 0,5$  e b) Razão cíclica  $> 0,5$ .

Pode-se observar graficamente que a quantidade  $\Delta I_L$  de variação de corrente no indutor irá diminuir com o tempo, para  $\delta < 0,5$  (Figura 2.7 a), e aumentar com o tempo, para  $\delta > 0,5$  (Figura 2.7 b). Comprovando, desta forma, a instabilidade inerente à malha de corrente, quando a estrutura estiver trabalhando com razão cíclica maior que 0,5.

- Solução adotada: A Limitação da razão cíclica máxima em 0,5 será a solução adotada para evitar o problema de instabilidade, surgido quando do uso da modulação em corrente. Convém salientar que esta limitação já se faz necessária quando se utiliza o conversor forward, devido a saturação do núcleo do transformador, conforme está explicado no Capítulo 1, item 1.3.2.

- Dimensionamento final do filtro de saída: Vamos inicialmente recalcular a tensão secundária do transformador, considerando uma razão cíclica máxima de 0,45 para garantir a estabilidade do sistema e partindo do mesmo princípio adotado anteriormente.

$$p/ \underline{V_2 - 30\%} , \text{ temos: } \underline{\delta = 0,45} \text{ e } \underline{V_S = 12 \text{ V}}$$

$$\text{como } V_2 = \frac{V_S}{\delta} , \text{ logo: } V_2 = \frac{12}{0,7 \times 0,45} = 38,1$$

$$\text{vamos adotar: } \underline{V_2 = 38 \text{ V}}$$



a) Cálculo do indutor:

$$L = \frac{V_2}{4f \cdot \Delta I_{\text{m\acute{a}x}}} = \frac{38}{4 \cdot 60 \cdot 10^3 \cdot 0,6}$$

$$\therefore \underline{L = 264 \mu\text{H}}$$

b) Cálculo do capacitor:

$$C = \frac{V_2}{62Lf^2 \Delta V_C} = \frac{38}{62 \cdot 264 \cdot 10^{-6} \cdot (60 \cdot 10^3)^2 \cdot 0,65 \cdot 10^{-3}}$$

$$\therefore \underline{C = 1000 \mu\text{F}}$$

#### 2.4.2 - Curvas Levantadas à Malha Aberta

Com exceção da curva do ganho do conversor, todas as demais serão analisadas juntamente com a razão cíclica.

- Curva da tensão de saída  $V_s$  versus o valor extremo de corrente  $I_M$  imposto:

A corrente de saída, ou corrente média no indutor, tem um comportamento idêntico ao da tensão de saída com a variação da corrente  $I_M$ , considerando que a carga é tomada como um parâmetro e que  $I_s = \frac{V_s}{R_s}$ . Portanto, a partir da Figura 2.8, pode

mos observar o comportamento tanto de  $V_s$  como de  $I_s$ .

$$V_s = \left(\frac{1}{2} + \frac{Lf}{R_s}\right) \cdot V_2 - \sqrt{\left[\left(\frac{1}{2} + \frac{Lf}{R_s}\right) \cdot V_2\right]^2 - 2Lf V_2 I_M}$$

$$V_2 = 38V$$

$$L = 264 \mu H$$

$$f = 60 \text{ KHz}$$

$$\delta = \left(\frac{1}{2} + \frac{Lf}{R_s}\right) - \sqrt{\left(\frac{1}{2} + \frac{Lf}{R_s}\right)^2 - \frac{2Lf}{V_2} \cdot I_M}$$

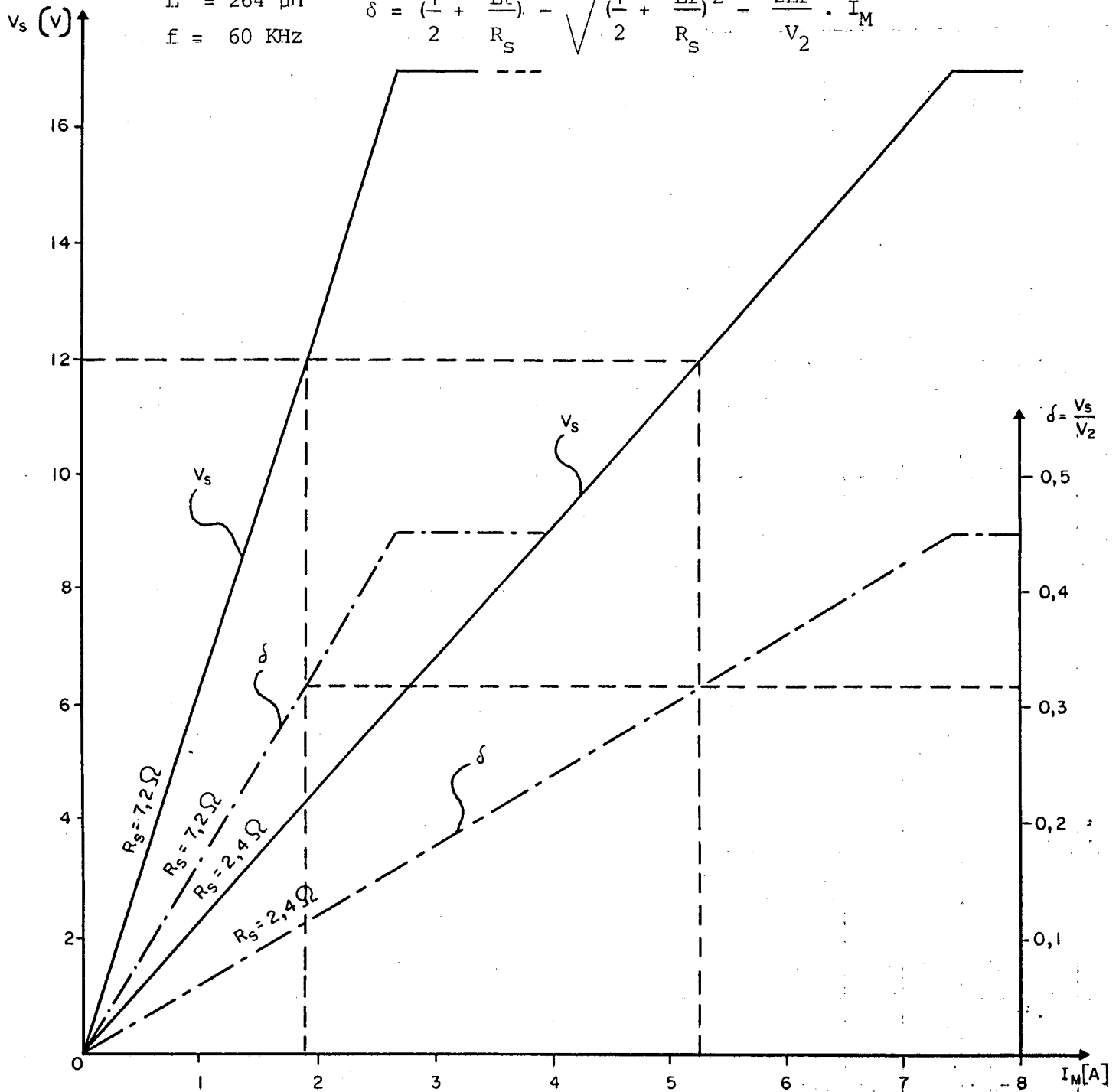


Figura 2.8 - Curva  $V_s \times I_M$  e  $\delta \times I_M$  para  $R_s = 2,4$  e  $7,2 \Omega$ , com tensão de entrada fixa.

A curva tem um comportamento praticamente linear e proporcional a razão cíclica  $\delta$ . Só não é rigorosamente linear, devido a alteração do valor  $\Delta I$  de corrente no indutor com a variação de  $\delta$ . Isto pode ser explicado através da seguinte equação, derivada das equações 2.5 e 2.11;

$$\frac{V_S}{R_S} = I_{md} = I_M - \frac{\Delta I}{2}; \quad (\text{eq. 2.22})$$

onde  $\Delta I$  depende de  $\delta$ , conforme equação 2.5.

A tensão de saída máxima fica limitada pela razão cíclica máxima  $\delta_{\text{máx}}$  e a diferença entre este valor máximo e o nominal deve-se ao fato da estrutura ter sido projetada para suportar variações da tensão de entrada de  $\pm 30\%$ .

- Curva da Corrente de Carga  $I_S$  Versus a Tensão de entrada  $V_2$ :

Como no caso anterior, devido ao fato da resistência de carga ser constante, a corrente e tensão de saída comportam-se da mesma forma, conforme Figura 2.9.

A curva mostra que para tensão de entrada  $V_2$  abaixo de 30% de seu valor nominal a razão cíclica  $\delta$  é fixada no seu valor máximo e a corrente de saída varia proporcionalmente com a variação da tensão de entrada.

Para tensões de entrada, não inferiores ao seu valor nominal menos 30%, a razão cíclica se ajusta de acordo com a corrente  $I_M$  que esta sendo imposta. Como a corrente  $I_M$  é fixa, a corrente de saída sofre uma pequena alteração com o valor de tensão de entrada, devido ao fato do  $\Delta I$  de corrente no indutor e da razão cíclica variarem com esta, conforme eqs. 2.5 e 2.12. Este

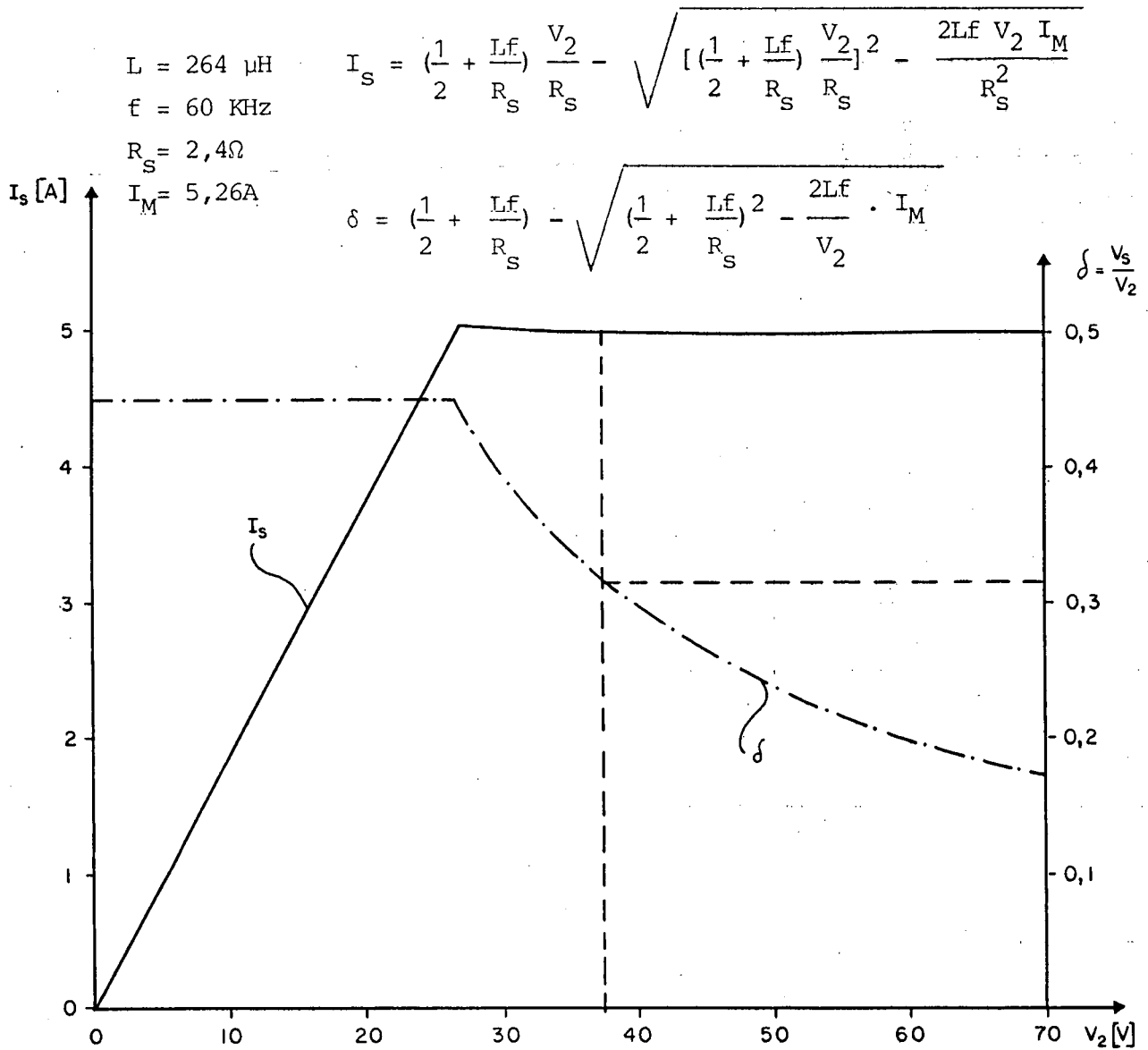


Figura 2.9 - Curva  $I_S \times V_2$  com carga nominal e valor extremo de corrente  $I_M$ , fixo.

comportamento da curva pode ser confirmado através da equação apresentada na análise anterior (eq. 2.22).

A linha tracejada nos mostra os valores nominais da tensão de entrada  $V_2$ , corrente de saída  $I_s$  e razão cíclica  $\delta$ .

- Curva da corrente de saída  $I_s$  versus a carga  $R_s$ :

A corrente  $I_M$  imposta foi fixada em um valor correspondente a tensão nominal de saída, para a estrutura funcionando com metade da carga nominal, conforme mostra a linha pontilhada da Figura 2.10.

A tensão de saída é proporcional a razão cíclica, considerando que a tensão de entrada é fixa e que  $V_s = \delta \cdot V_2$ . Desta forma pode-se analisar o comportamento da tensão  $V_s$ , através de  $\delta$ .

Conforme mostra a curva, aumentando-se a resistência de carga a corrente  $I_s$  cai enquanto a tensão de saída sobe, até que a razão cíclica máxima seja alcançada. A partir deste ponto a tensão de saída é fixada em seu valor máximo e a corrente de saída cai rapidamente, com a variação da carga.

A variação da tensão e corrente de saída no intervalo em que a razão cíclica varia, deve-se, para este caso, não só a alteração do  $\Delta I$  de corrente no indutor como também a variação da resistência de carga, em virtude de  $I_M$  imposto se encontrar fixo, não se ajustando as novas condições.

Uma observação importante a ser feita, é que, para uma resistência de carga tendendo a zero, ou seja, um curto-circuito na saída, a corrente de saída é limitada ao valor extremo de corrente enquanto a tensão de saída cai a zero.

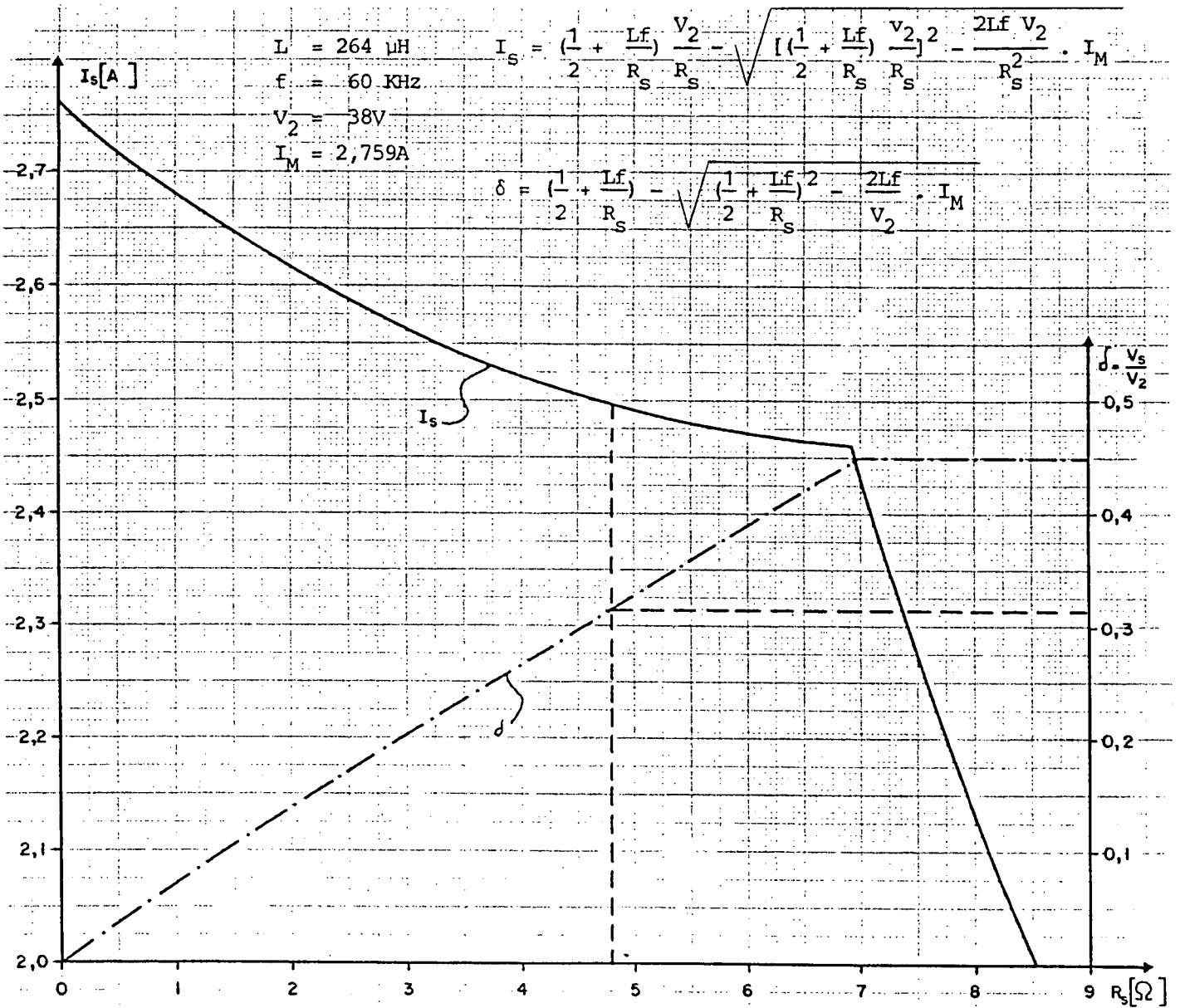


Figura 2.10 - Curva  $I_S \times R_S$  com uma corrente  $I_M$  imposta, ajustada para a metade da carga nominal.

- Curva da potência de saída  $P_s$  versus a carga  $R_s$ :

O valor extremo de corrente imposta foi calculado segundo o princípio e valores adotados para a curva anterior (Figura 2.10).

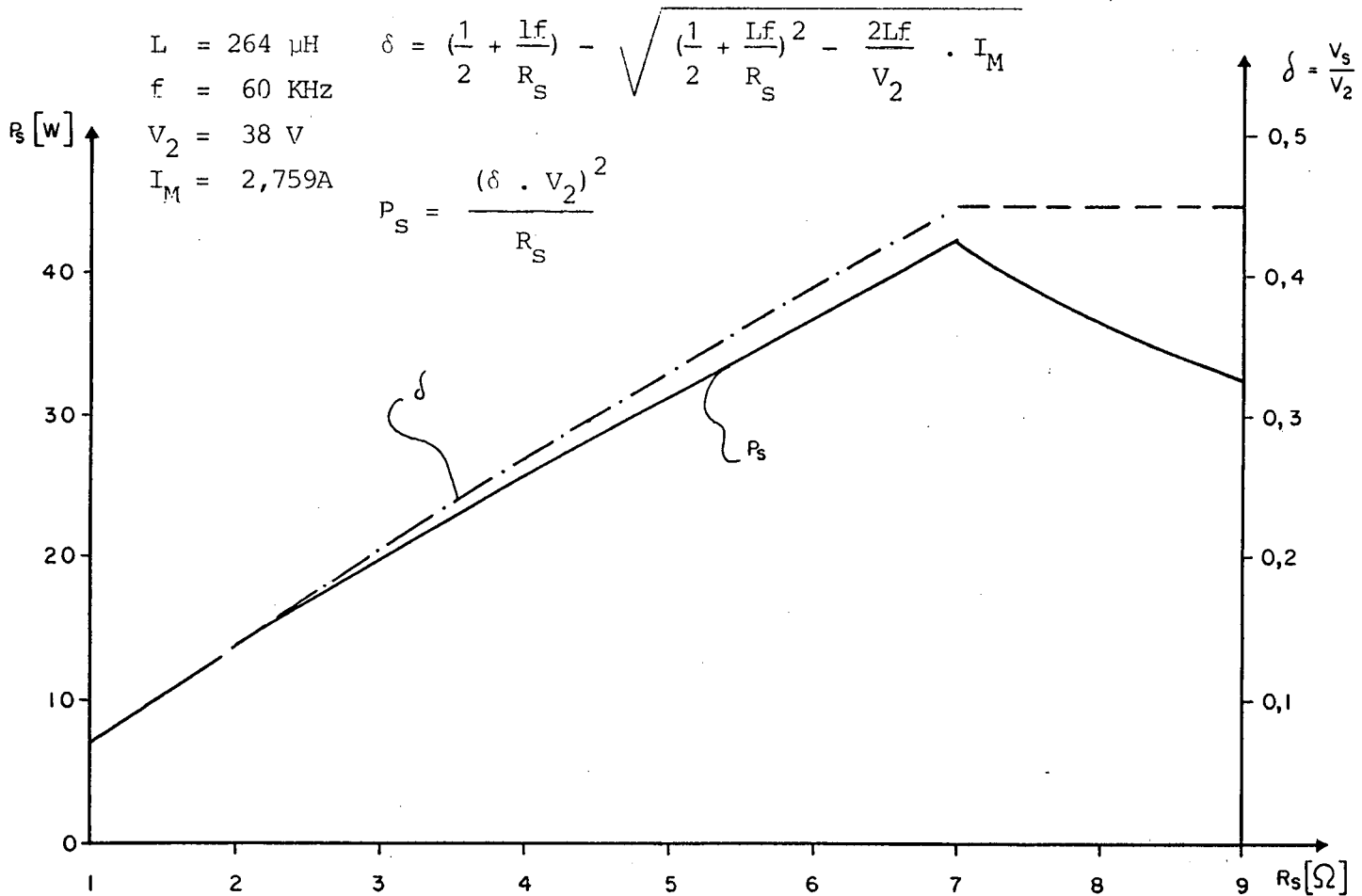


Figura 2.11 - Curva  $P_s \times R_s$  com uma corrente  $I_M$  imposta ajustada para a metade da carga nominal.

Verifica-se através desta curva (Figura 2.11) que a potência de saída cresce com o aumento da resistência de carga. Isto ocorre devido ao fato de estarmos impondo a corrente de saída, ou seja, a razão cíclica reage a uma variação da carga

procurando manter a corrente de saída. Portanto um aumento da resistência de carga é correspondido com um aumento da razão cíclica, tensão de saída e conseqüentemente da potência dissipada na carga.

Como era de se esperar a potência de saída da estrutura cresce até que seja alcançada a razão cíclica máxima, a partir deste ponto decresce com o aumento da resistência de carga.

- Curva do ganho do conversor:

A curva (Figura 2.12) demonstra que o ganho do conversor depende da carga.

As linhas tracejadas assinalam os ganhos das cargas consideradas, para uma corrente  $I_M$  correspondente as condições nominais de saída. Nestas condições o ganho varia de 0,79 a 0,975, correspondendo respectivamente a mínima e máxima carga adotada no projeto.

Esta curva demonstra que, quando necessário, poderá ser utilizado um valor de ganho dentro dos limites citados, sem grande comprometimento dos cálculos.



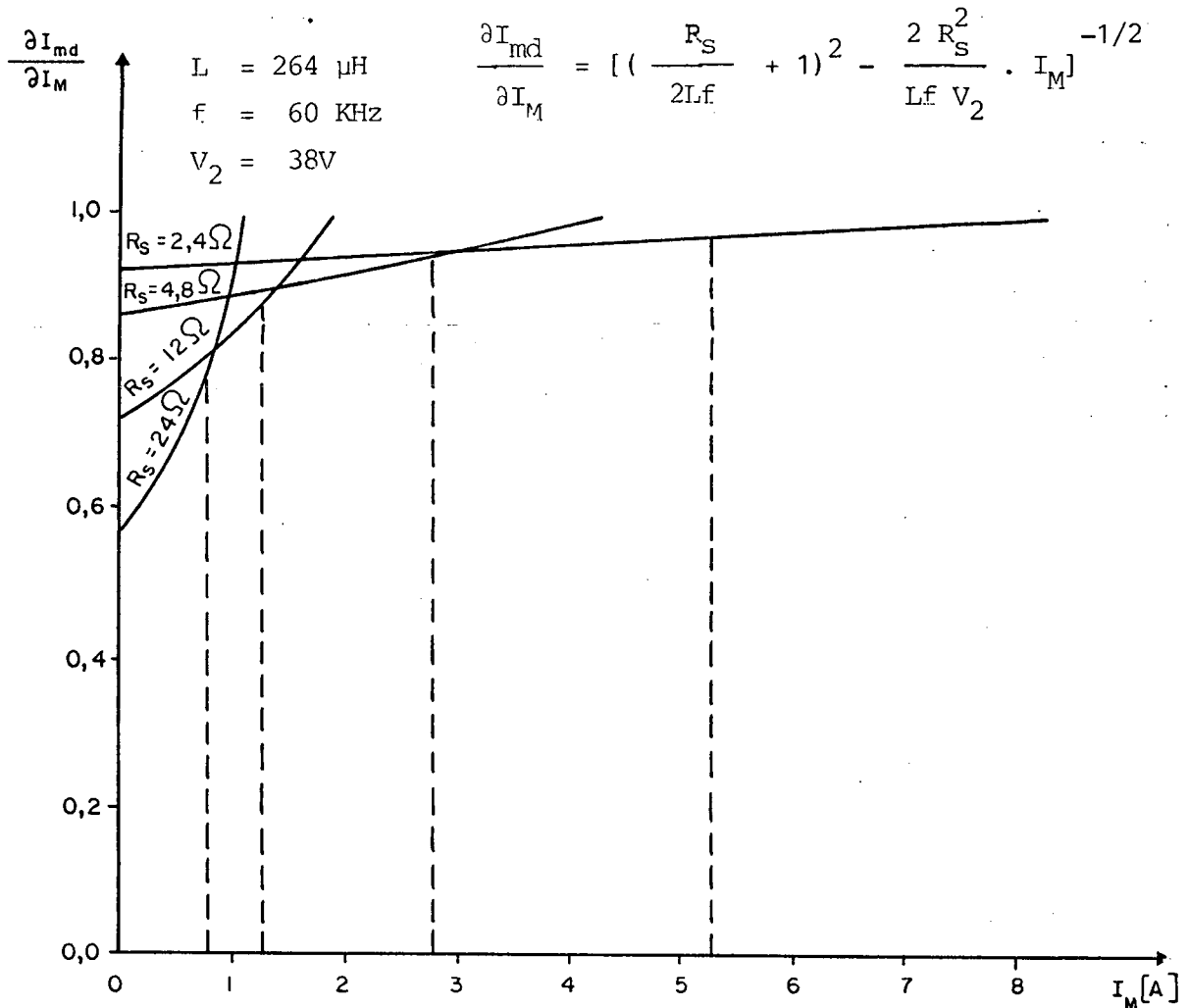


Figura 2.12 - Curva  $\frac{\partial I_{\text{md}}}{\partial I_M} \times I_M$  para diferentes valores  
 de carga.

#### 2.4.3 - Curvas levantadas com a estrutura realimentada

Nesta situação, vamos considerar a tensão de saída fixa em seu valor nominal e analisar o comportamento do valor extremo de corrente imposta, para variações da tensão de entrada e resistência de carga.

Como no item anterior, será levantada e analisada, juntamente com  $I_M$ , a curva da razão cíclica.

- Curva do valor extremo de corrente imposta  $I_M$  versus a tensão de entrada  $V_2$ :

As linhas tracejadas na Figura 2.13, mostram os valores nominais de corrente  $I_M$  e razão cíclica, para uma tensão de entrada nominal.

O pequeno ajuste da corrente  $I_M$  ocorre devido a alteração, com a tensão de entrada, do valor  $\Delta I$  de corrente no indutor, conforme demonstra a eq. 2.5, enquanto que a variação da razão cíclica mantém a tensão de saída.

A malha de regulação irá atuar até que a razão cíclica máxima, correspondente a  $V_2 - 30\%$ , seja alcançada.

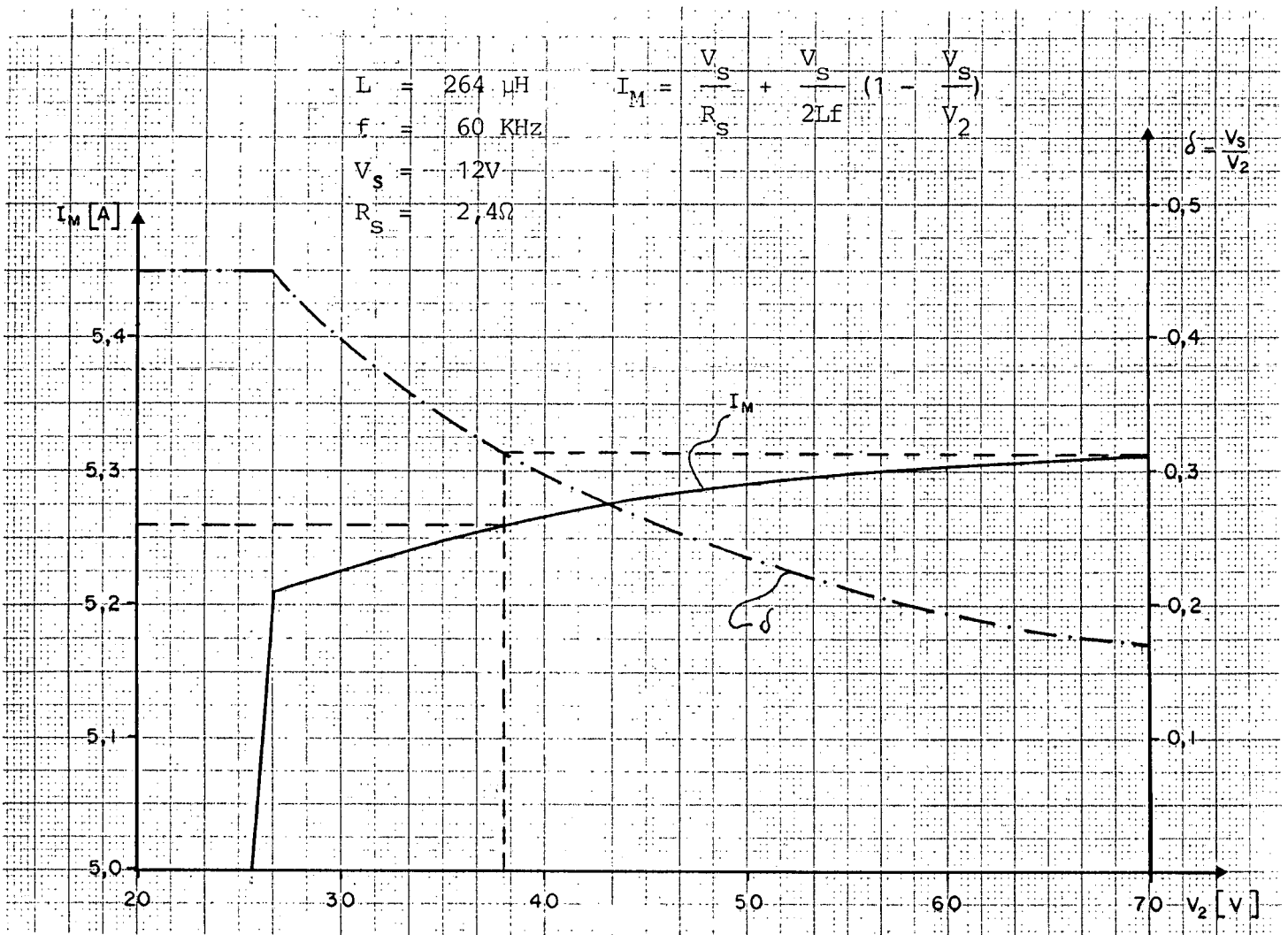


Figura 2.13 - Curva  $I_M \times V_2$  com tensão de saída constante

- Curva do valor extremo de corrente imposta  $I_M$  versus a resistência de carga  $R_S$ :

O valor extremo de corrente imposta é ajustado de acordo com a carga, de modo a manter constante a tensão de saída. Portanto, como pode ser observado através da Figura 2.14, a razão cíclica permanece constante em seu valor nominal, considerando que as tensões de entrada e saída não variam.

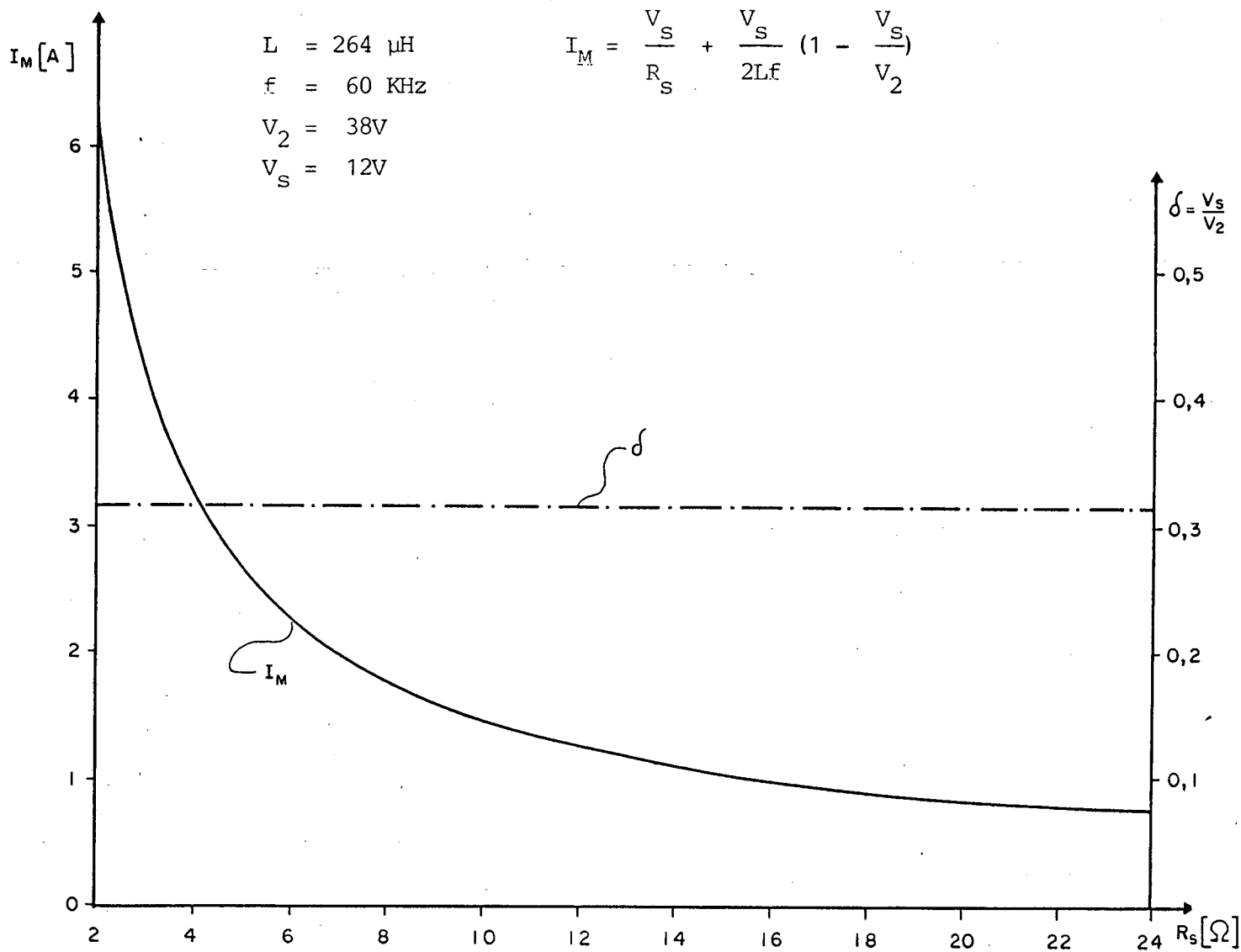


Figura 2.14 - Curva  $I_M$  x  $R_S$  para tensões de entrada e saída fixas.

## 2.5 - Conclusão

A instabilidade verificada no item 2.4.1, proveniente da modulação por valor extremo de corrente, é facilmente contornada, quando o conversor que está sendo adotado é do tipo

forward. Para tanto, basta limitar em 50% a razão cíclica máxima.

Diante da impossibilidade de parametrizar as equações desenvolvidas, fomos obrigados, já neste Capítulo, a estabelecer valores e limites para: tensões, potência, frequência e filtros de saída.

Um inconveniente verificado é o fato do ganho do conversor depender da carga. Constatou-se que sua variação é pequena, principalmente se as variações de carga não forem demasiadamente elevadas. Como exemplo, pode-se verificar, através da curva levantada (Figura 2.12), que os ganhos de carga nominal e de uma carga duas vezes menor que esta são, respectivamente, de 0,975 e 0,95.

A análise da curva  $I_s \times R_s$  (Figura 2.10), demonstra a possibilidade que oferece a modulação em corrente de limitarmos a corrente de saída, através da limitação do valor extremo de corrente imposta.

## C A P Í T U L O 3

### ESTUDO DO COMPORTAMENTO DINÂMICO

#### 3.1 - Introdução

Inicialmente são desenvolvidas equações representativas do comportamento do sistema, objetivando a implementação de um programa de microcomputador baseado no método numérico de Runge-Kutta de 2ª ordem.

A seguir são feitas considerações com respeito a necessidade de limitação do ganho do amplificador de erro e a partir destas considerações é definido seu valor, para fins de simulação.

Por fim é analisado o comportamento dinâmico da estrutura, para diferentes perturbações no sistema.

#### 3.2 - Desenvolvimento de Equações Representativas do Sistema, para Implementação de um Programa de Microcomputador

##### 3.2.1 - Equações Diferenciais Representativas do Sistema

A partir da Figura 2.2, do Capítulo 2, pode-se definir as seguintes relações:

- Corrente no Indutor:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_D - v_s}{L} \quad (\text{eq. 3.1})$$

- Tensão no Capacitor:

$$\frac{dv_s}{dt} = \frac{i_L - i_s}{C} \quad (\text{eq. 3.2})$$

- Corrente na Carga:

$$i_s = \frac{v_s}{R_s} \quad (\text{eq. 3.3})$$

### 3.2.2 - Equacionamento, utilizando o Método Numérico de Runge-Kutta de 2ª Ordem

- Método Numérico de Runge-Kutta de 2ª Ordem

$$y_{i+1} = y_i + h \cdot \frac{f(x_i, y_i) + f(x_{i+1}, y_p)}{2} \quad (\text{eq. 3.4})$$

$$y_p = y_i + h \cdot f(x_i, y_i) \quad (\text{eq. 3.5})$$

Onde:

- h = passo de cálculo.
- $y_i$  = valor inicial de y.
- $y_p$  = valor previsto para y.
- $y_{i+1}$  = valor atual de y.

- Valores previstos para  $i_L$  e  $v_s$

$$i_p = i_i + h \cdot \frac{v_D - v_{s_i}}{L} \quad (\text{eq. 3.6})$$

$$v_p = v_{s_i} + h \cdot \frac{i_i - v_{s_i}/R_s}{C} \quad (\text{eq. 3.7})$$

- Valores atuais para  $i_L$  e  $v_s$

$$i_{L_{i+1}} = i_i + \frac{h}{2} \cdot \left[ \frac{v_D - v_{s_i}}{L} + \frac{v_D - v_p}{L} \right]$$

$$i_{L_{i+1}} = i_i + \frac{h}{2L} \cdot \left[ 2 v_D - (v_{s_i} + v_p) \right] \quad (\text{eq. 3.8})$$



$$v_{s_{i+1}} = v_{s_i} + \frac{h}{2} \left[ \frac{i_i - v_{s_i}/R_s}{C} + \frac{i_p - v_p/R_s}{C} \right]$$

$$v_{s_{i+1}} = v_{s_i} + \frac{h}{2C} \left[ i_i + i_p - (v_{s_i} + v_p)/R_s \right] \quad (\text{eq. 3.9})$$

### 3.3 - Função de Transferência do Sistema

O diagrama de blocos do sistema apresentado no item 2.3.4 do capítulo 2, pode ser representado com os ganhos, conforme Figura 3.1.

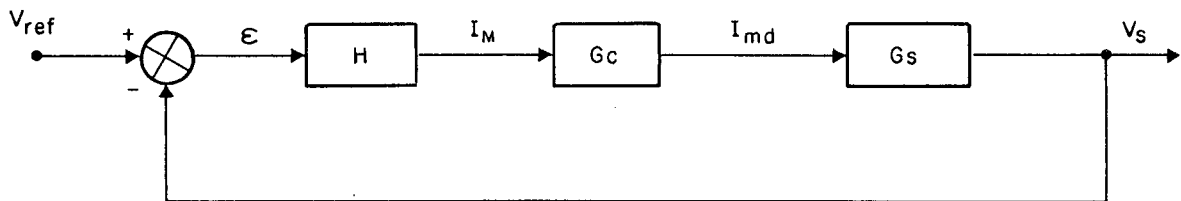


Figura 3.1 - Diagrama de blocos do sistema com seus respectivos ganhos.

onde:

- Ganho do amplificador de erro (H): irá depender do tipo adotado.
- Ganho do conversor (G<sub>c</sub>): poderá ser determinado a partir da curva levantada no item 2.4.2 do capítulo 2, Figura 2.12.

- Ganho de saída ( $G_S$ ): o ganho de saída do sistema será deduzido a seguir, a partir da Figura 3.2.

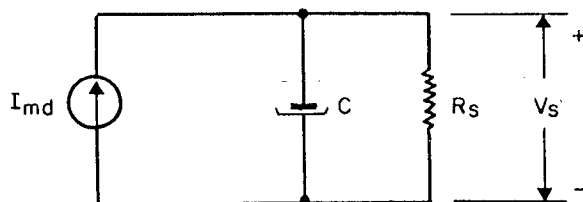


Figura 3.2 - Circuito representativo da saída do conversor.

O ganho é definido como sendo:

$$\frac{V_S}{I_{md}} = R_S // C$$

$$\text{como } R_S // C = \frac{R_S / sC}{R_S + \frac{1}{sC}} = \frac{R_S / sC}{\frac{R_S sC + 1}{sC}} = \frac{R_S}{R_S sC + 1}$$

$$\therefore \frac{V_S}{I_{md}} = \frac{R_S}{R_S sC + 1} \quad (\text{eq. 3.10})$$

O diagrama de blocos do sistema pode ainda ser representado segundo a Figura 3.3.

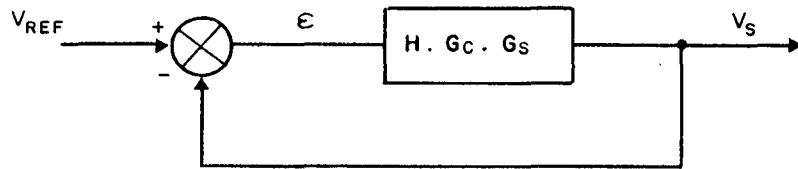


Figura 3.3 - Diagrama de blocos transformado

Logo, temos:

$$\frac{V_s}{V_{\text{ref}}} = \frac{H G_C G_S}{1 + H G_C G_S} \quad (\text{eq. 3.11})$$

Substituindo  $G_S$  na equação 3.11 por sua expressão (eq. 3.10), resulta:

$$\frac{V_s}{V_{\text{ref}}} = \frac{H G_C R_s}{1 + R_s C S} \cdot \frac{1 + H G_C R_s}{1 + \frac{H G_C R_s}{1 + R_s C S}} = \frac{H G_C R_s}{1 + R_s C S + H G_C R_s}$$

$$\therefore \frac{V_s}{V_{\text{ref}}} = \frac{H G_C / C}{S + \frac{1 + H G_C R_s}{R_s C}} \quad (\text{eq. 3.12})$$

### 3.4 - Comportamento da Estrutura com um Regulador Proporcional

#### 3.4.1 - Consideração com Respeito a necessidade de Limitação do Ganho do Amplificador de Erro

$$\frac{I_M}{\epsilon} = \frac{R_f}{R_i} = K \text{ (constante)}$$

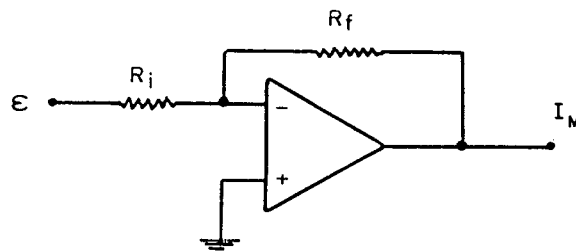


Figura 3.4 - Amplificador Proporcional.

Substituindo o ganho  $H$  por  $K$ , onde  $K$  é a relação entre  $R_f$  e  $R_i$ , na equação 3.12 e lembrando que o ganho do conversor também será considerado constante, temos:

$$\frac{V_s}{V_{ref}} = \frac{K G_c / C}{S + \frac{1 + K G_c R_s}{R_s C}} \quad (\text{eq. 3.13})$$

Conforme mostra a equação 3.13, estamos diante de um sistema com somente uma constante de tempo (de primeira ordem). Portanto, teoricamente, não há limite para o ganho  $K$  a ser aplicado a este sistema.

Arranjando os termos da equação 3.13 conforme nos mostra a equação 3.14, vemos que para grandes valores de  $K$  a equação

tem um ganho em estado de equilíbrio quase igual a unidade e uma constante de resposta (eq. 3.15) bastante rápida.

$$\frac{\dot{V}_s}{V_{\text{ref}}} = \frac{K G_C R_S}{(1 + K G_C R_S) \cdot \left(1 + \frac{R_S C}{1 + K G_C R_S} \cdot S\right)} \quad (\text{eq. 3.14})$$

$$\tau = \frac{R_S C}{1 + K G_C R_S} \quad (\text{eq. 3.15})$$

Porém devemos observar que a velocidade de variação da corrente esta limitada não só pela relação entre a tensão sobre o indutor e a indutância deste, como também pela limitação da razão cíclica, conforme demonstra a Figura 3.5.

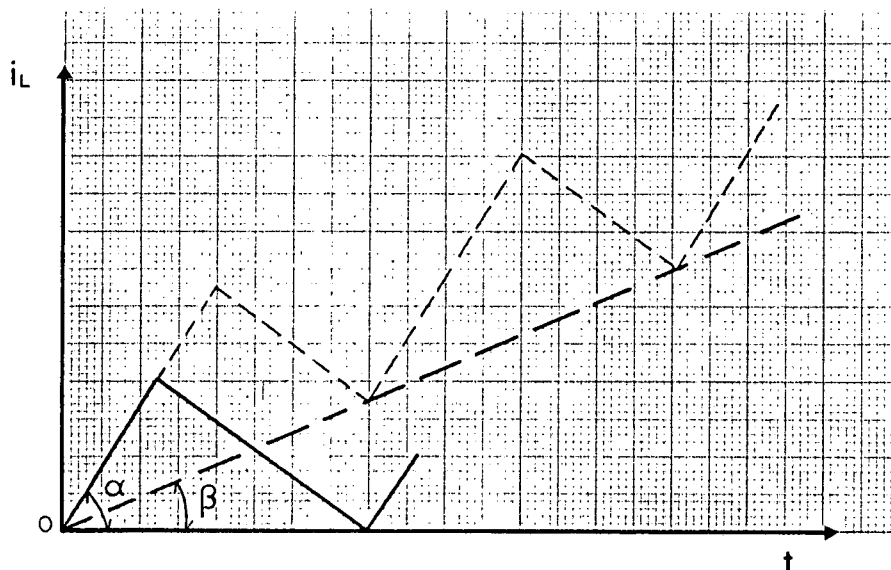


Figura 3.5 - Forma de Onda Representativa da Variação de Corrente no Indutor

A linha cheia mostra a ondulação da corrente no indutor para uma situação de regime permanente, enquanto que a tracejada mostra a variação desta com razão cíclica máxima, resultante de uma diferença suficientemente grande entre a tensão de referência e a tensão de saída.

A partir do ângulo  $\beta$  pode-se definir a velocidade de variação da corrente como sendo:

$$\frac{di}{dt} = \operatorname{tg}\beta \quad (\text{eq. 3.16})$$

Observando que a função de transferência do sistema (eq. 3.12) só será válida para situações onde ocorra a modulação por valores extremos de corrente e que o valor extremo de corrente depende diretamente da tensão de saída, conforme eq. 3.17, podemos afirmar que a estabilidade do sistema, com este tipo de modulação, só será garantida para velocidade de variação de tensão de saída  $dvs/dt$  menor que a máxima velocidade de variação de corrente  $(di/dt)_{\text{máx}}$ , ou seja, pode-se afirmar que o sistema é estável desde que  $dvs/dt$  não imponha um valor extremo de corrente maior que o correspondente a razão cíclica máxima.

$$I_M = K (V_{\text{ref}} - V_s) \quad (\text{eq. 3.17})$$

Portanto, devemos projetar o regulador de modo que o seu ganho  $K$ , de acordo com a eq. 3.15, defina um  $dvs/dt$  não superior ao máximo valor  $di/dt$ , correspondente a máxima razão cíclica.

### 3.4.2 - Projeto do Regulador

A partir da Figura 3.6 podemos estabelecer relações trigonométricas entre os ângulos definidos na Figura 3.5 e, a partir destas, desenvolver a expressão da velocidade de variação da corrente em função dos parâmetros do sistema.

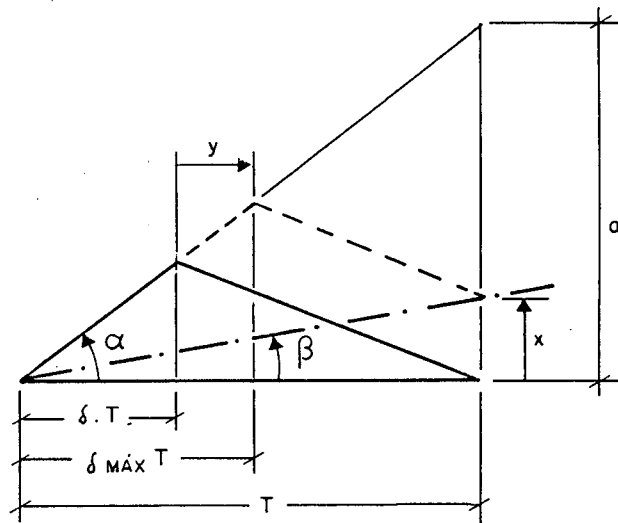


Figura 3.6 - Forma de Onda Representativa da Variação Máxima de Corrente Durante um Período

Da Figura 3.6, temos:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{a}{T} \quad (\text{eq. 3.18}) \quad \text{e}$$

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{x}{T} \quad (\text{eq. 3.19})$$

O  $x$  pode ser expresso em função de  $y$ , como sendo:

$$x = \frac{Y}{T - \delta T} \cdot a \quad \therefore \quad x = \frac{Y}{(1 - \delta)T} \cdot a \quad (\text{eq. 3.20})$$

Substituindo a eq. 3.20 em 3.19, temos:

$$\text{tg } \beta = \frac{Y}{(1 - \delta) T} \cdot \frac{a}{T}, \quad \text{onde a relação } \frac{a}{T} \text{ po}$$

de ser substituída por  $\text{tg } \alpha$ , conforme eq. 3.18.

$$\therefore \text{tg } \beta = \frac{Y}{(1 - \delta) T} \cdot \text{tg } \alpha$$

como,

$$Y = \delta_{\text{máx}} \cdot T - \delta \cdot T = (\delta_{\text{máx}} - \delta) \cdot T$$

Logo:

$$\text{tg } \beta = \frac{(\delta_{\text{máx}} - \delta) \cdot T}{(1 - \delta) \cdot T} \cdot \text{tg } \alpha$$

$$\therefore \text{tg } \beta = \frac{\delta_{\text{máx}} - \delta}{1 - \delta} \cdot \text{tg } \alpha \quad (\text{eq. 3.21})$$

Considerando que no intervalo de tempo durante o qual a chave permanece fechada a corrente no indutor sobe segundo a relação



$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{V_2 - V_s}{L} \quad (\text{eq. 3.22}),$$

e que a velocidade de variação de corrente é representada por  $\operatorname{tg} \beta$ , pode-se dizer que:

$$\frac{di}{dt} = \frac{\delta_{\text{máx}} - \delta}{1 - \delta} \cdot \frac{V_2 - V_s}{L} = \frac{\delta_{\text{máx}} - \delta}{1 - \delta} \cdot \frac{(1 - V_s/V_2)V_2}{L}$$

como  $\delta = \frac{V_s}{V_2}$ , temos:

$$\frac{di}{dt} = \frac{\delta_{\text{máx}} - \delta}{1 - \delta} \cdot \frac{(1 - \delta) V_2}{L}$$

$$\therefore \frac{di}{dt} = (\delta_{\text{máx}} - \delta) \cdot \frac{V_2}{L} \quad (\text{eq. 3.23}).$$

Pode-se observar através da eq. 3.15 que a velocidade máxima de variação de tensão ocorre para carga nominal, enquanto que a velocidade de variação da corrente cai com o aumento da tensão de saída. Portanto vamos dimensionar o ganho do regulador a partir das condições nominais de funcionamento.

Observação: Constatou-se através de simulações que para  $\frac{1}{\tau} < \frac{di}{dt}$

a resposta do sistema é amortecida, enquanto que para

$\frac{1}{\tau} > 5 \frac{di}{dt}$  o sistema torna-se instável.

Com o objetivo de estabelecer uma relação, entre as velocidades de tensão e corrente, que fornecesse a resposta mais rápida possível com o mínimo de oscilações, foram realizadas algumas simulações para diferentes valores de K, a partir das quais se definiu  $\frac{1}{\tau} = 3 \cdot \frac{di}{dt}$  como sendo a relação correspondente a melhor resposta do sistema.

- Cálculo do ganho K :

Considerando a observação realizada anteriormente (equações 3.15 e 3.23), podemos dizer que:

$$\frac{1 + K G_c R_s}{R_s C} = 3 \cdot (\delta_{\text{máx.}} - \delta) \cdot \frac{V_2}{L}$$

$$\therefore K = \frac{3 C V_2}{L \cdot G_c} (\delta_{\text{máx.}} - \delta) - \frac{1}{R_s G_c} \quad (\text{eq. 3.24})$$

onde:

$$V_2 = 38V$$

$$L = 264 \mu H$$

$$C = 1000 \mu F$$

$$R_s = 2,4 \Omega$$

$$\delta_{\text{máx.}} = 0,45$$

$$\delta = \frac{V_s}{V_2} = \frac{12}{38}$$

$G_c = 0,975$  (valor encontrado a partir da Figura 2.12 do item 2.4.2, para carga moni-  
nal).

Logo:

$$K = \frac{3 \cdot 1000 \times 10^{-6} \cdot 38}{264 \times 10^{-6} \cdot 0,975} \left(0,45 - \frac{12}{38}\right) - \frac{1}{2,4 \cdot 0,975}$$

$$K = 59,01$$

valor adotado: K = 60

### 3.4.3 - Simulações Realizadas

#### 1ª Simulação (Figura 3.7)

A partir da equação 3.17, podemos isolar a tensão de referência e calcular seu valor correspondente as condições nominais de saída.

$$V_{\text{ref}} = V_s + \frac{I_M}{K} \quad (\text{eq. 3.25})$$

Como:

$$I_M = \frac{V_s}{R_s} + \frac{V_s}{2 Lf} \left(1 - \frac{V_s}{V_2}\right)$$

$$I_M = \frac{12}{2,4} + \frac{12}{2 \cdot 264 \cdot 10^{-6} \cdot 60 \cdot 10^3} \left(1 - \frac{12}{38}\right)$$

$$I_M = 5,259 \text{ A}$$

$$V_{\text{ref}} = 12 + \frac{5,259}{60} \quad \therefore V_{\text{ref}} = 12,0877$$

Com este valor de tensão de referência e condições iniciais igual a zero é simulada a partida da estrutura.

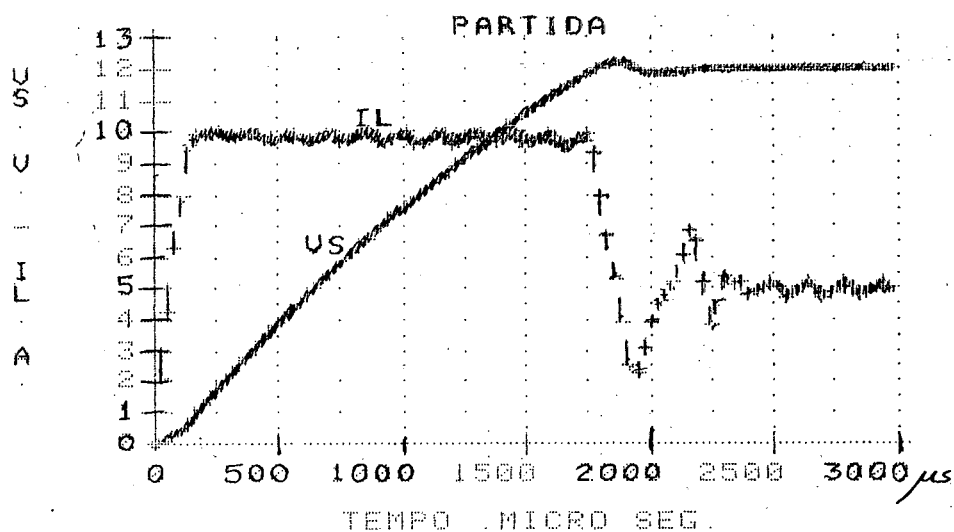


Figura 3.7 - Comportamento da Estrutura na Partida

Conforme pode-se observar através da figura, o valor extremo de corrente imposta  $I_M$  foi limitado em 10A, para proteger a estrutura contra sobrecargas e curto-circuitos.

A corrente sobe rapidamente até  $I_M$  atingir seu limite e permanece próximo deste até que a tensão de saída atinja o valor ajustado pela tensão de referência, quando então a malha de regulação atua, estabilizando, logo a seguir, o sistema.

Observa-se também que a estrutura leva em torno de 1,75 ms para atingir a tensão nominal de saída, nesta situação de carga nominal na partida, e 2,25 ms até estabilizar.

### 2ª Simulação (Figura 3.8)

Esta simulação mostra o comportamento da ondulação de corrente no indutor e da ondulação da tensão de saída, para valores nominais de tensão e carga, e condições iniciais de regime permanente. Nestas condições a corrente inicial no indutor deve ser a mínima  $I_m$ , considerando que a simulação parte do início de um período, instante em que a chave fecha.

- Corrente mínima:

$$I_m = I_{md} - \frac{\Delta I}{2} = \frac{V_s}{R_s} - \frac{V_s}{2Lf} \left( 1 - \frac{V_s}{V_2} \right)$$

$$I_m = \frac{12}{2,4} - \frac{12}{2 \cdot 264 \times 10^{-6} \cdot 60 \cdot 10^3} \left( 1 - \frac{12}{38} \right)$$

$$\underline{I_m = 4,741 \text{ A}}$$

A curva apresenta apenas os valores da corrente no indutor, devido a impossibilidade do gerador gráfico de subdividir o eixo das ordenadas em valores muito pequenos. Observou-se através dos dados gerados pelo programa que a ondulação da tensão de saída, ilustrada nesta figura, é da ordem de 0,1 m V.

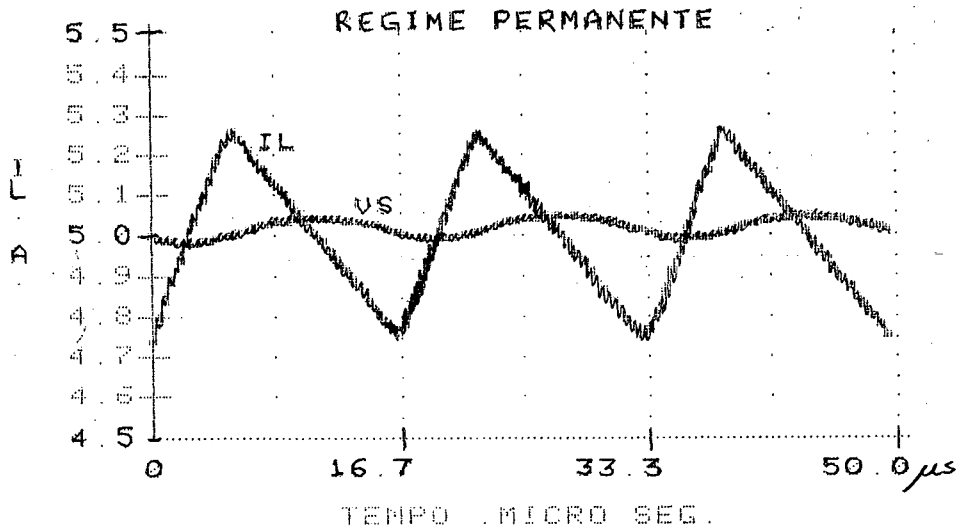


Figura 3.8 - Ondulação da corrente no indutor e da tensão de saída, para funcionamento da estrutura em regime permanente

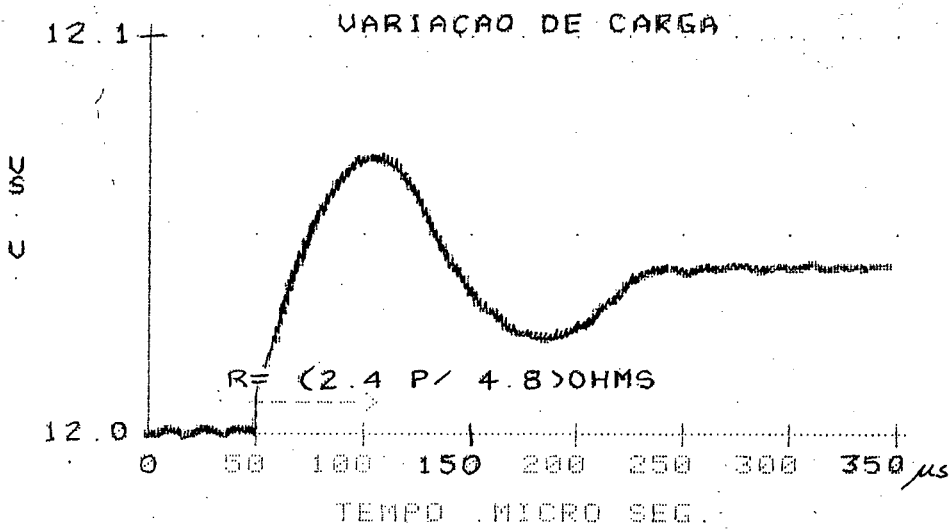
### 3ª Simulação (Figura 3.9)

Observa-se nesta simulação que para uma retirada brusca de carga, no caso considerado retirando metade da carga nominal, a tensão sobe rapidamente, durante os próximos períodos de chaveamento, enquanto a chave permanece aberta até que a tensão volte a cair e atinja o valor ajustado. A partir deste instante o regulador volta a atuar, estabilizando, logo a seguir, o sistema.

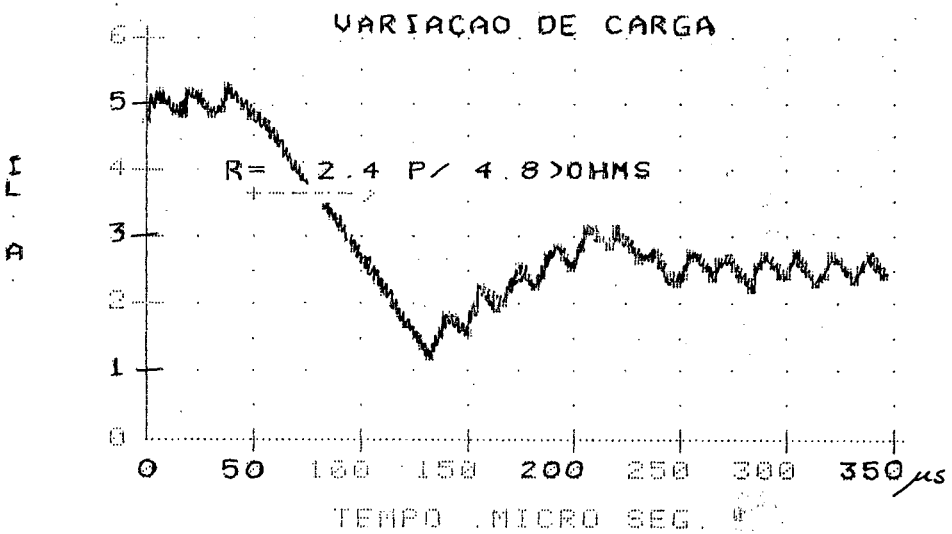
Ao avaliar os tempos envolvidos, deve-se considerar que a carga é alterada no fim do 3º período de simulação.

O erro estático que se verifica no valor final da tensão de saída, aproximadamente de 0,04V, deve-se a variação

do ganho do conversor com a carga, conforme foi visto no Capítu  
lo 2.



(a)



(b)

Figura 3.9 - Carga reduzida a metade. Comportamento:

a) da tensão de saída;

b) da corrente no indutor.

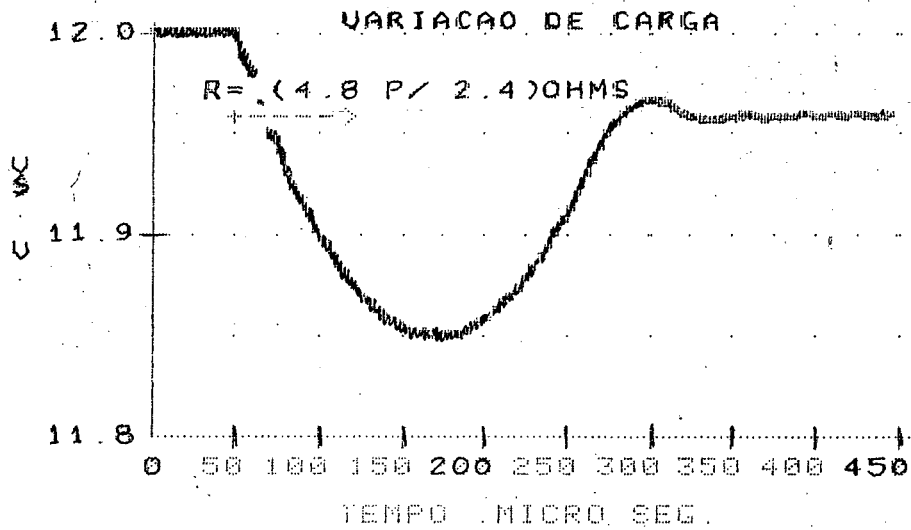
#### 4ª Simulação (Figura 3.10)

Como no caso anterior, na troca do 3º para o 4º período de simulação a carga sofre uma alteração brusca. Neste caso a carga volta a ter seu valor nominal.

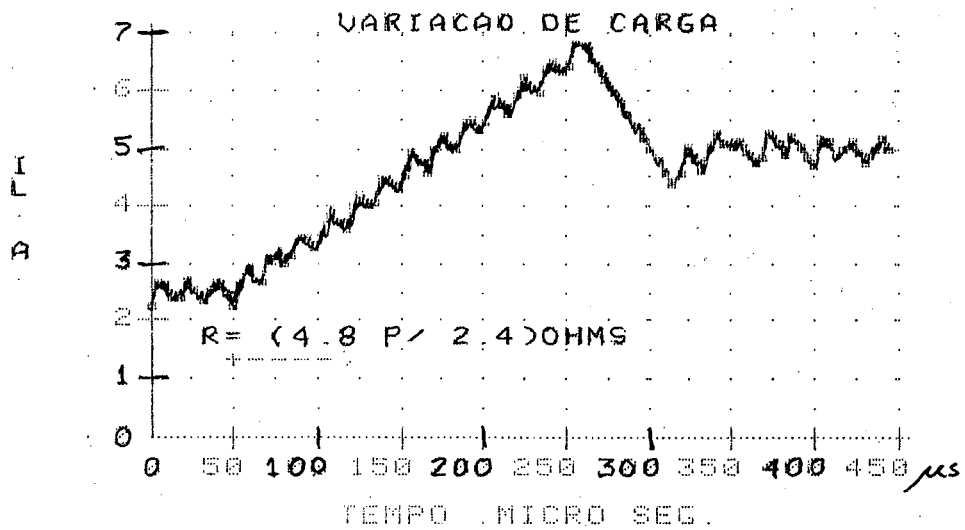
Deve-se observar que para esta simulação, a tensão de saída foi ajustada, através da tensão de referência, de modo a apresentar seu valor nominal com a metade da carga nominal.

Observa-se que a variação máxima de tensão nesta simulação é maior do que na anterior. Isto deve-se ao fato de que a velocidade de subida da corrente, limitada pela razão cíclica, é menor que a descida. Consequentemente o tempo necessário para atingir a estabilização é maior.





(a)



(b)

Figura 3.10 - Carga elevada ao dobro. Comportamento:

(a) da tensão de saída;

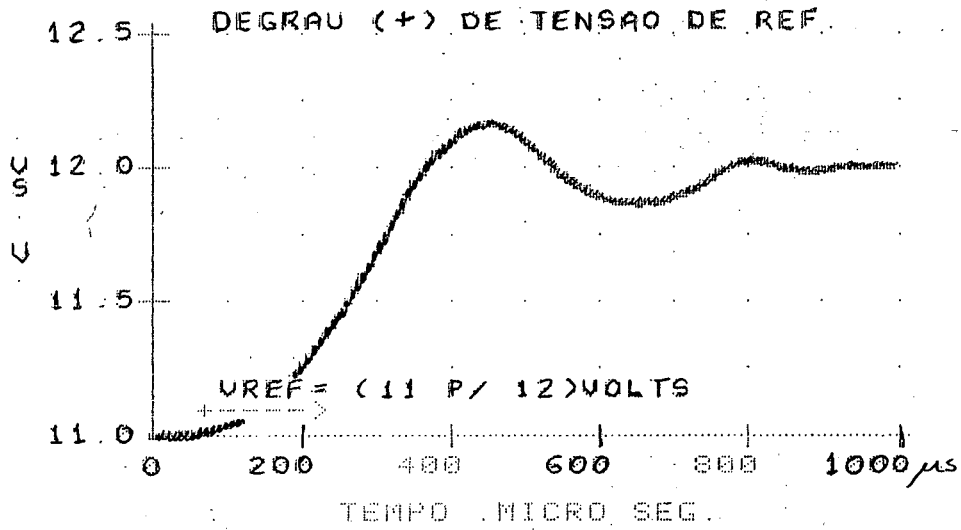
(b) da corrente no indutor.

### 5ª Simulação (Figura 3.11)

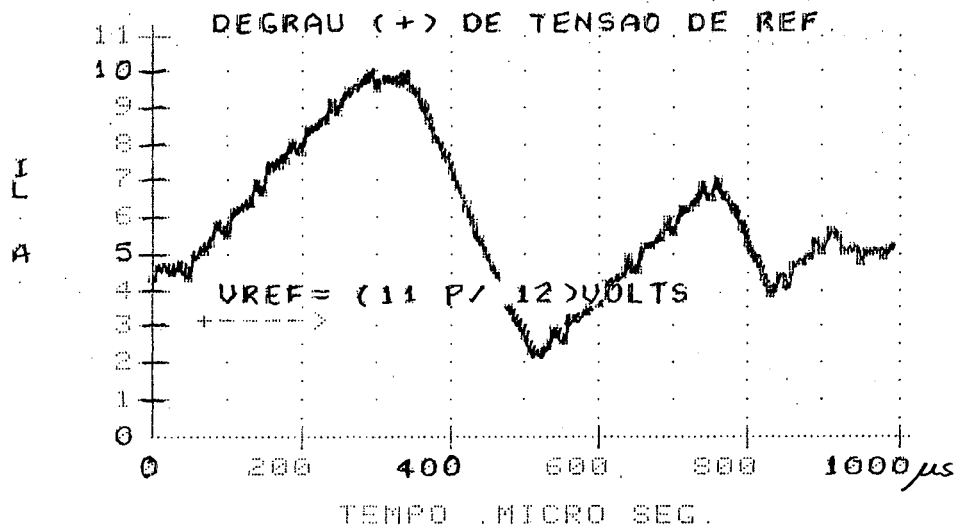
Na passagem do 3º para o 4º período o ajuste da tensão de referência é alterado de um valor correspondente a 11 Volts da tensão de saída, para um valor correspondente a 12 Volts.

A partir do instante que a tensão de referência é alterada o erro entre esta e a tensão de saída é elevado, provocando um valor de corrente imposta que mantém a chave operando com razão cíclica máxima, até que o erro diminua e a malha de regulação passe a atuar.

Explica-se o tempo de resposta bem maior que nos casos de perturbação da carga, considerando-se a diferença entre os valores inicial e final da tensão de saída. Soma-se a isto o fato da estrutura estar operando com carga nominal.



(a)



(b)

Figura 3.11 - Degrau positivo de tensão de referência.

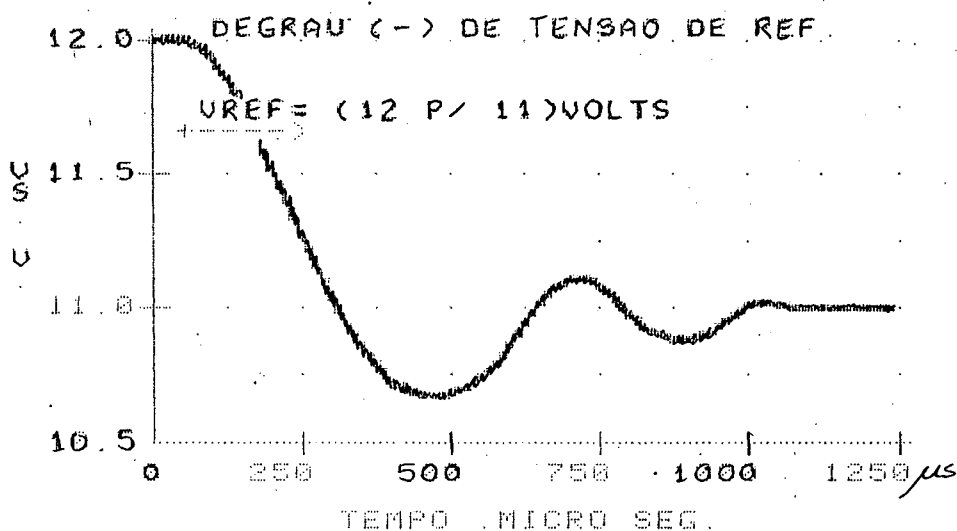
Comportamento:

(a) da tensão de saída;

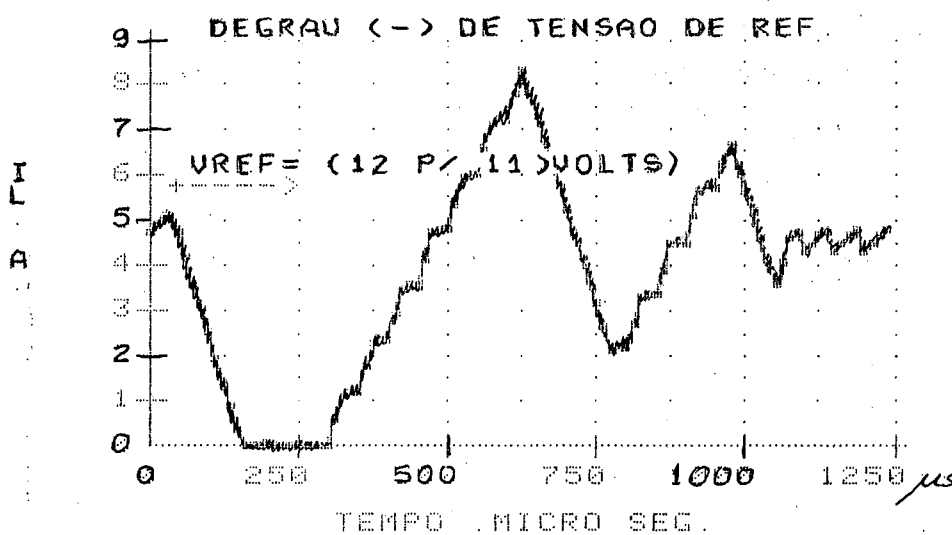
(b) da corrente no indutor.

### 6ª Simulação (Figura 3.12)

No mesmo instante que para a 5ª simulação é aplicado um degrau de tensão de mesma amplitude, porém de sinal contrário. Na realidade volta-se a condição inicial do caso anterior.



(a)



(b)

Figura 3.12 - Degrau negativo de tensão de referência.

Comportamento:

(a) da tensão de saída;

(b) da corrente no indutor.

A partir do momento em que é aplicado o degrau o erro torna-se negativo e o valor extremo de corrente imposta cai a zero. Em consequência disto a chave abre e a corrente no indutor cai até se anular. Quando a tensão de saída torna-se menor que a de referência, a corrente no indutor volta a subir e a oscilar, até que o sistema atinja novamente uma condição estável.

### 7ª Simulação (Figura 3.13)

A partir do 3º período de simulação é aplicada uma sobretensão na entrada, acima dos 30% de seu valor nominal.

Através da curva pode-se observar o ajuste da razão cíclica para a nova situação, e o aumento da ondulação de corrente no indutor.

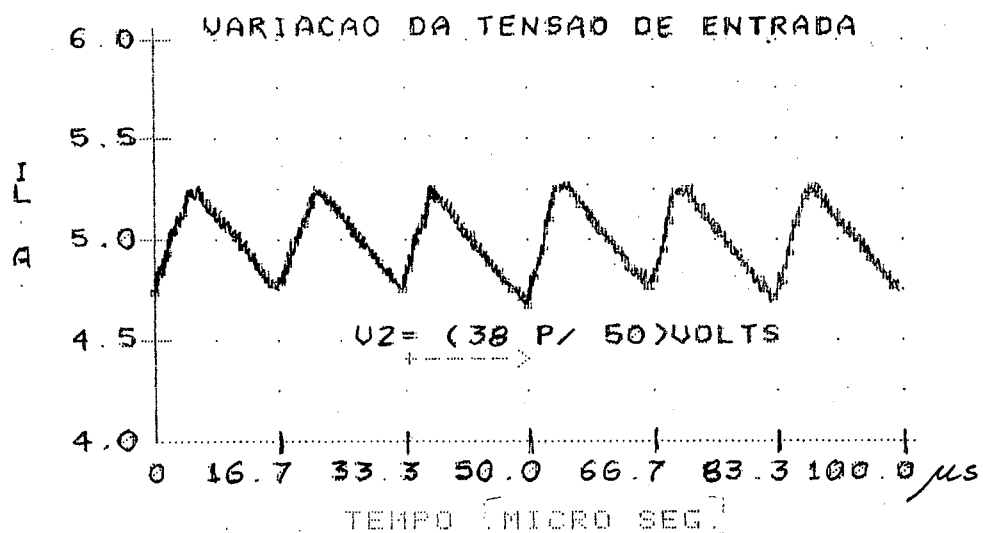


Figura 3.13 - Comportamento da corrente no indutor, para uma sobretensão na entrada.

Para este tipo de perturbação não se observou nenhuma alteração considerável da tensão de saída.

### 8ª Simulação (Figura 3.14)

Neste caso a perturbação do sistema consiste de uma queda na tensão de alimentação, a partir do 3º período de simulação.

A razão cíclica, ao contrário da situação anterior, aumenta, para compensar a queda na tensão de entrada.

Observa-se, também neste caso, uma alteração da ondulação de corrente no indutor.

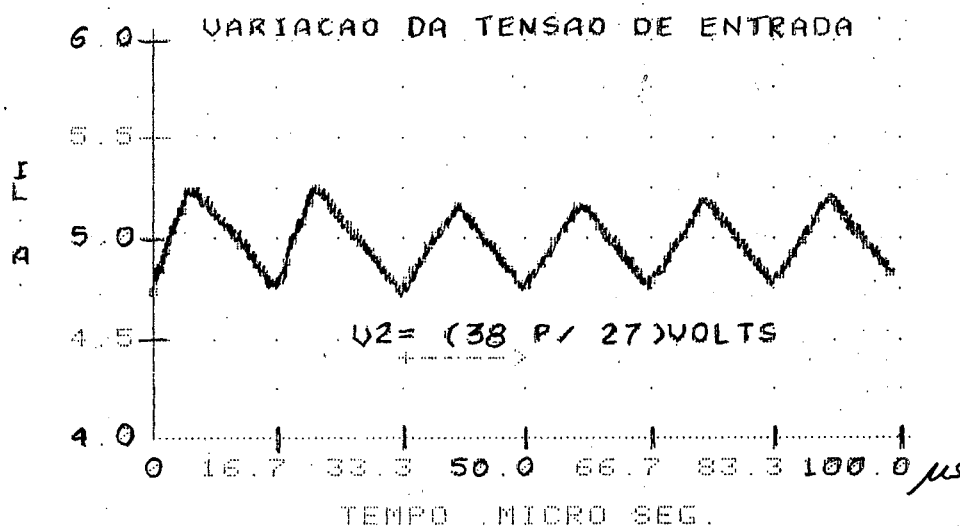


Figura 3.14 - Comportamento da corrente no indutor, para uma queda da tensão na entrada.

Da mesma forma que para o caso da sobretensão não se percebe nenhuma alteração significativa da tensão de saída.

### 3.5 - Conclusão

A idéia que se tinha inicialmente, segundo a revisão bibliográfica realizada no capítulo 1, era a de que: por se tratar de um sistema de primeira ordem, teríamos certa liberdade no dimensionamento do ganho do regulador. Partindo deste pressuposto, poder-se-ia utilizar um ganho bastante alto, de modo a obter uma resposta rápida e um erro estático pequeno. Porém, conforme procura demonstrar o item 3.4.1, o ganho máximo para um regulador proporcional fica limitado pela velocidade máxima de variação da corrente, determinada pela eq. 3.23.

Portanto devemos projetar o regulador a partir das equações 3.23 e 3.24, considerando os valores de tensões e cargas mais desfavoráveis para a resposta do sistema.

Conclui-se através das simulações que a resposta do sistema é bastante satisfatória, levando em conta as consideráveis perturbações introduzidas durante as simulações.

## C A P Í T U L O 4

### PROJETO DE UMA FONTE

#### 4.1 - Introdução

A finalidade a que se destina este projeto consiste na implementação e teste de um protótipo em laboratório, com o objetivo de confrontar os resultados práticos com os teóricos, levantados durante o estudo inicial.

Além dos dados definidos nos Capítulos iniciais vamos considerar no projeto a constatação com respeito a necessidade de limitação da razão cíclica e o ganho da malha de regulação, estabelecido no Capítulo 3.

Para o dimensionamento dos componentes serão levantadas algumas equações particulares da estrutura, além de nos utilizarmos de equações mais genéricas, conhecidas a partir da bibliografia consultada.

#### 4.2 - Dados para o Projeto

Tipo de conversor utilizado:

- Conversor direto (Forward)

Tensão de alimentação:

- $V_e = 220V$  - CA da rede

Potência de saída:

- $P_S = 60 W$



Tensão de saída:

$$- V_S = 12 \text{ V}$$

Tensão de entrada do conversor:

$$- V_2 = 38 \text{ V}$$

Frequência de operação:

$$- f = 60 \text{ KHz}$$

Razão cíclica máxima:

$$- \delta_{\text{máx}} = 0,45$$

Ganho de amplificador de erro

$$- K = 60$$

Filtro de saída:

$$- \text{Indutor} : L = 264 \mu\text{F}$$

$$- \text{Capacitor} : C = 1000 \mu\text{F}$$

#### 4.3 - Diodos Retificadores de Saída

Representação esquemática:

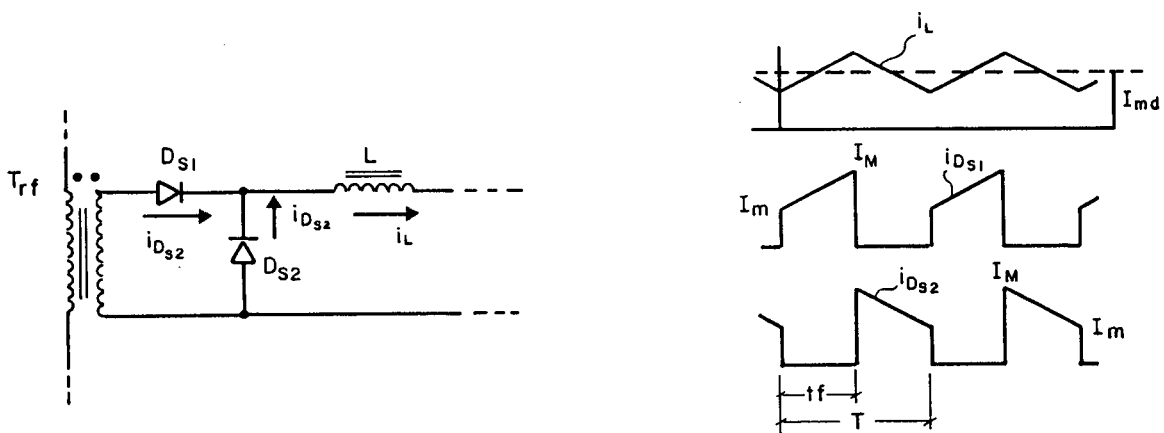


Figura 4.1 - Circuito dos Diodos e suas Formas de Onda.

A Figura 4.1 servirá como base para o levantamento das equações das correntes nos diodos, utilizadas para o dimensionamento destes.

#### 4.3.1 - Tensão Reversa Máxima sobre os Diodos

Enquanto um dos diodos conduz o outro fica submetido a uma tensão reversa imposta pelo enrolamento secundário do transformador, de valor igual a tensão de entrada do conversor.

A máxima variação admissível da tensão de alimentação é  $\pm 30\%$ . Portanto, na pior situação a tensão reversa sobre os diodos será:

$$V_{rD_{\text{máx}}} = V_2 + 30\% = 1,3 \cdot 38 = 49,4$$

$$\therefore V_{rD_{\text{máx}}} = 50 \text{ V}$$

#### 4.3.2 - Corrente Média nos Diodos

Analisando as formas de onda da Figura 4.1, podemos facilmente chegar as seguintes equações:

$$I_{\text{md}}(D_{S1}) = \delta \cdot I_{\text{md}} \quad (\text{eq. 4.1})$$

$$I_{\text{md}}(D_{S2}) = (1 - \delta) \cdot I_{\text{md}} \quad (\text{eq. 4.2})$$

como:

$$I_{\text{md}} = \frac{P_s}{V_s} = \frac{60}{12} \quad \therefore \quad I_{\text{md}} = 5 \text{ A}$$

Vamos calcular a corrente média, considerando a pior situação de funcionamento para cada um dos diodos.

a) Diodo  $D_{S1}$  : para uma queda de 30% da tensão de entrada do conversor, corresponde a máxima razão cíclica.

Logo:

$$I_{\text{md}}(D_{S1}) = 0,45 \cdot 5 \quad \therefore \quad I_{\text{md}}(D_{S1}) = 2,25 \text{ A}$$

b) Diodo  $D_{S2}$  : para uma sobretensão de 30% da tensão de entrada do conversor, corresponde a mínima razão cíclica, que é igual a

$$\delta_{\text{mín}} = \frac{V_s}{V_2 + 30\%} = \frac{12}{1,3 \cdot 38} \approx 0,24$$

Logo:

$$I_{\text{md}}(D_{S2}) = (1 - 0,24) \cdot 5 \quad \therefore \quad I_{\text{md}}(D_{S2}) = 3,8 \text{ A}$$

### 4.3.3 - Corrente eficaz nos Diodos

A partir das formas de onda podemos deduzir, para:

a) Diodo  $D_{s1}$ :

$$i_{D_{s1}}(t) = \frac{I_M - I_m}{t_f} \cdot t + I_m \quad (\text{eq. 4.3})$$

Como:

$$I_{\text{ef}(D_{s1})} = \left[ \frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_f} \left( \frac{I_M - I_m}{t_f} \cdot t + I_m \right)^2 \cdot dt \right]^{1/2},$$

onde

$$\begin{aligned} \left( \frac{I_M - I_m}{t_f} \cdot t + I_m \right)^2 &= \left( \frac{I_M - I_m}{t_f} \right)^2 \cdot t^2 + \\ &+ \frac{2 I_m (I_M - I_m)}{t_f} \cdot t + I_m^2 \end{aligned}$$

Logo:

$$I_{\text{ef}(D_{S1})} = \left\{ \frac{1}{T} \left[ \frac{(I_M - I_m)^2}{t_f^2} \cdot \int_0^{t_f} t^2 \cdot dt + \frac{2 I_m (I_M - I_m)}{t_f} \int_0^{t_f} t \cdot dt + I_m^2 \int_0^{t_f} dt \right] \right\}$$

$$I_{\text{ef}(D_{S1})} = \left\{ \frac{1}{T} \left[ \frac{(I_M - I_m)^2}{t_f^2} \cdot \frac{t_f^3}{3} + \frac{2 I_m (I_M - I_m)}{t_f} \cdot \frac{t_f^2}{2} + I_m^2 \cdot t_f \right] \right\}^{1/2}$$

$$= \left\{ \frac{t_f}{T} \left[ \frac{(I_M - I_m)^2}{3} + I_m (I_M - I_m) + I_m^2 \right] \right\}^{1/2}$$

$$= \left\{ \frac{t_f}{T} \left[ \frac{(I_M - I_m)^2}{3} + I_m I_M - I_m^2 + I_m^2 \right] \right\}^{1/2}$$

$$= \left\{ \frac{t_f}{T} \left[ \frac{(I_M - I_m)^2}{3} + I_m I_M \right] \right\}^{1/2}$$

como:  $\delta = \frac{t_f}{T}$  ,

Logo:

$$I_{\text{ef}}(D_{S1}) = \left\{ \left( \frac{(I_M - I_m)^2}{3} + I_m I_M \right) \cdot \delta \right\}^{1/2} \quad (\text{eq. 4.4})$$

b) Diodo D<sub>S2</sub>:

$$i_{D_{S2}}(t) = \frac{I_m - I_M}{t_a} \cdot t + I_M \quad (\text{eq. 4.5})$$

$$I_{\text{ef}}(D_{S2}) = \left( \frac{1}{T} \int_0^{t_a} \left( \frac{I_m - I_M}{t_a} \cdot t + I_M \right)^2 \cdot dt \right)^{1/2}$$

Por ser análogo ao caso anterior, podemos concluir que:

$$I_{\text{ef}}(D_{S2}) = \left\{ \frac{t_a}{T} \left( \frac{(I_m - I_M)^2}{3} + I_M \cdot I_m \right) \right\}^{1/2}$$

$$\text{como } t_a = T - t_f \quad \text{e} \quad \delta = \frac{t_f}{T}$$

Logo:

$$I_{\text{ef}}(D_{S2}) = \left\{ \left( \frac{(I_m - I_M)^2}{3} + I_M \cdot I_m \right) \cdot (1 - \delta) \right\}^{1/2}$$

(eq. 4.6)

Na pior situação, teremos:

- Para  $D_{S1}$  :  $\delta = 0,45$

Como:

$$I_M = I_{\text{md}} + \frac{V_s}{2 \cdot L \cdot f} \cdot (1 - \delta)$$

$$I_M = 5 + \frac{12}{2 \cdot 264 \times 10^{-6} \cdot 60 \cdot 10^3} \cdot (1 - 0,45)$$

$$I_M = 5,21\text{A}$$

e

$$I_m = 2 I_{\text{md}} - I_M = 2 \cdot 5 - 5,21$$

$$\therefore I_m = 4,79\text{A}$$

$$i_{ef(D_{s1})} = \sqrt{\left[ \frac{(5,21 - 4,79)^2}{3} + 4,79 \cdot 5,21 \right] \cdot 0,45}$$

$$\therefore I_{ef(D_{s1})} = 3,36A$$

- Para  $D_{s2}$  :  $\delta = 0,24$

Como:

$$I_M = 5 + \frac{12}{2 \cdot 264 \cdot 10^{-6} \cdot 60 \cdot 10^3} (1 - 0,24)$$

$$I_M = 5,29A$$

$$I_m = 2,5 - 5,29 \quad \therefore I_m = 4,71A$$

$$I_{ef(D_{s2})} = \sqrt{\left[ \frac{(4,71 - 5,29)^2}{3} + 5,29 \cdot 4,71 \right] (1 - 0,24)}$$

$$\therefore I_{ef(D_{s2})} = 4,36A$$



#### 4.3.4 - Componente Adotado

Levando em conta que o componente deve satisfazer a exigência, não só de ser capaz de suportar as tensões e correntes calculadas anteriormente, como também a de trabalhar com altas frequências, escolheu-se o retificador UES2403 de diodos integrados em uma única cápsula.

Esse dispositivo trabalha com frequências de até 100 KHz, suporta uma tensão reversa máxima de 150 volts e corrente média de até 16 amperes, no pino de saída.

O manual do fabricante aponta a necessidade de um dissipador térmico, para correntes médias de saída acima de 3 amperes.

#### - Cálculo do Dissipador:

A partir da Figura 4.2, podem ser deduzidas as seguintes relações, entre as resistências térmicas e temperaturas relacionadas com o componente:

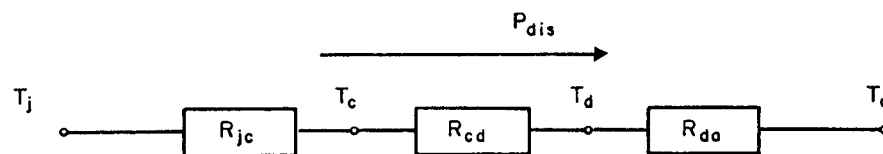


Figura 4.2 - Circuito térmico equivalente do componente.

$$R_{ja} = R_{jc} + R_{cd} + R_{da} \quad (\text{eq. 4.7})$$

$$R_{ja} = \frac{T_j - T_a}{P_{dis}} \quad (\text{eq. 4.8})$$

Onde:

$R_{ja}$  = resistência térmica entre junção e ambiente.

$R_{jc}$  = resistência térmica entre junção e cápsula.

$R_{cd}$  = resistência térmica entre cápsula e dissipador.

$R_{da}$  = resistência térmica entre dissipador e ambiente.

$T_j$  = temperatura da junção.

$T_a$  = temperatura do ambiente.

$P_{dis}$  = potência dissipada.

Através do manual do fabricante obtemos:

$$R_{jc} = 1,75 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$$T_{j\text{máx}} = 150 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$V_{dir} = 0,85\text{V (tensão direta no diodo)}$$

- Potência Dissipada:

$$P_{dis} = I_{md} \cdot V_{dir} \quad (\text{eq. 4.9})$$

$$= 5 \cdot 0,85 \quad \therefore \quad P_{dis} = 4,25\text{W}$$

Para uma temperatura ambiente de  $50^{\circ}\text{C}$ , temos:

$$R_{ja_{\text{m\acute{a}x}}} = \frac{T_{j_{\text{m\acute{a}x}}} - T_a}{P_{\text{dis}}} = \frac{150 - 50}{4,25}$$

$$\therefore R_{ja_{\text{m\acute{a}x}}} = 23,5^{\circ}\text{C/W}$$

Considerando um valor prático para  $R_{cd}$  de  $1^{\circ}\text{C/W}$ , podemos calcular a máxima resistência térmica  $R_{da}$  do dissipador a ser adotado.

$$R_{da_{\text{m\acute{a}x}}} = R_{ja_{\text{m\acute{a}x}}} - R_{jc} - R_{cd} = 23,5 - 1,74 - 1$$

$$\therefore R_{da_{\text{m\acute{a}x}}} = 20,8^{\circ}\text{C/W}$$

- Dissipador Adotado:

- Modelo 812 da Semikron:

Resistência térmica =  $12^{\circ}\text{C/W}$

#### 4.4 - Ponte Retificadora e Filtro de Entrada

A Figura 4.3 nos mostra a refificação e filtragem de entrada, considerando a fonte alimentando uma carga resistiva.

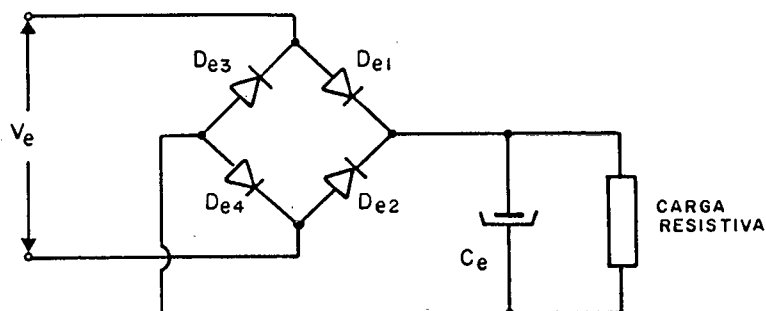


Figura 4.3 - Circuito representativo da entrada da fonte.

Assumindo uma eficiência de 0,8, podemos definir a potência de entrada como sendo:

$$P_e = \frac{P_s}{\eta} = \frac{60}{0,8} \quad \therefore \quad P_e = 75 \text{ W}$$

Admitindo uma ondulação de 20 V pico a pico, teremos uma tensão média na entrada de:

$$V_{e_{md}} = \sqrt{2} \cdot V_e - \frac{\Delta V_e}{2} \quad (\text{eq. 4.10})$$

$$V_{e_{md}} = \sqrt{2} \cdot 220 - \frac{20}{2} \quad \therefore \quad V_{e_{md}} \cong 300\text{V}$$

Logo, a corrente média de entrada será:

$$I_{e_{md}} = \frac{P_e}{V_{e_{md}}} = \frac{75}{300} \quad \therefore \quad I_{e_{md}} = 0,25 \text{ A} \quad (\text{eq. 4.11})$$

Sabemos que:

$$C_e = I_{e_{md}} \cdot \frac{\Delta t}{\Delta V_e} \quad (\text{eq. 4.12})$$

Vamos considerar que o capacitor deve suprir corrente durante meio ciclo da rede, portanto:

$$\Delta t = 8 \text{ ms}$$

Logo, temos:

$$C_e = \frac{0,25 \cdot 8 \cdot 10^{-3}}{20} \quad \therefore \quad C_e = 100 \mu\text{F}/400\text{V}$$

- Diodos retificadores:

$$V_{r_{\text{m\acute{a}x}}} = \sqrt{2} \cdot 220$$

$$V_{r_{\text{m\acute{a}x}}} = 311 \text{ V} \quad (\text{tens\~{a}o reversa m\~{a}x.})$$

A corrente média em cada diodo da ponte será a metade da corrente média de entrada, portanto:

$$I_{D_{md}} = \frac{I_{e_{md}}}{2} \quad \therefore \quad I_{D_{md}} = 0,125 \text{ A}$$

A partir destes valores, constata-se que o diodo 1N4007 é mais do que suficiente, sendo, portanto, adotado na montagem.

#### 4.5 - Dispositivo Chaveador

##### 4.5.1 - Exigências da fonte e solução adotada

###### - Capacidade de tensão da chave

A equação 1.11 nos dá:

$$V_{CE,m\acute{a}x} = 2 \cdot V_{e_{m\acute{a}x}} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot 220$$

$$\therefore V_{CE,m\acute{a}x} = 622\text{V}$$

- Capacidade de corrente da chave:

Pela equação 1.12 , temos:

$$I_{COL} = \frac{6,2 \cdot P_s}{V_e} = \frac{6,2 \cdot 60}{300}$$

$$\therefore I_{COL} = 1,24 \text{ A}$$

Diante da necessidade de um dispositivo com uma capacidade elevada de tensão e considerando as vantagens advindas da operação em alta frequência, procurou-se uma solução de modo a satisfazer da melhor maneira possível estas exigências.

A solução adotada foi utilizar uma montagem "CASCODE", que tem como objetivo aumentar sua capacidade final, aproveitando as qualidades específicas de componentes desenvolvidos com diferentes tecnologias.

#### 4.5.2 - Princípio de funcionamento da montagem "cascode" e constatações tiradas a partir de testes realizados

Esta montagem, mostrada na Figura 4.4, baseia-se na técnica de bloqueio com emissor aberto, a qual possibilita um aumento da velocidade de chaveamento e capacidade de tensão, procurando eliminar a necessidade de utilização de um componente que satisfaça individualmente estas duas condições de funcionamento.

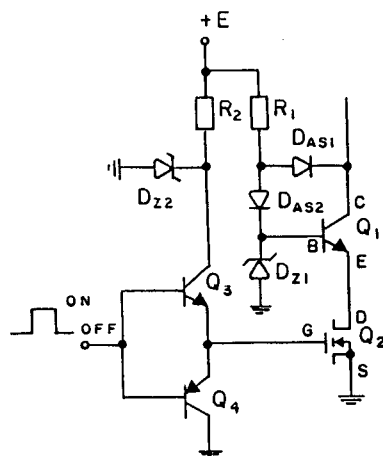


Figura 4.4 - Circuito básico da montagem cascode

onde:

- $Q_1$  - transistor principal (bipolar)
- $Q_2$  - transistor auxiliar (MOS FET)
- $Q_3$  ,  $Q_4$  - transistor de comando
- $D_{Z1}$  ,  $D_{Z2}$  - diodos zener de polarização
- $R_1$  ,  $R_2$  - resistores limitadores de corrente
- $D_{AS1}$  ,  $D_{AS2}$  - diodos de anti-saturação.



- Comportamento com:

a) Sinal de entrada alto (ON):

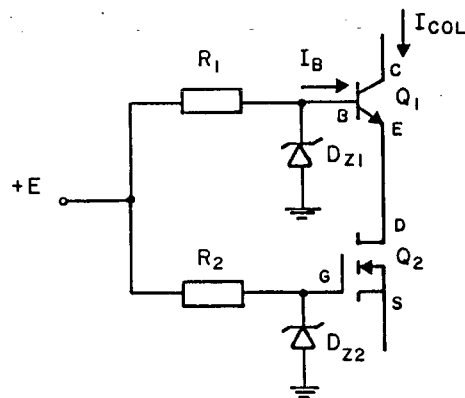


Figura 4.5 - Chave fechada

Nesta situação o transistor de comando  $Q_3$  está conduzindo e uma tensão, estabelecida pelo diodo zener  $D_{Z2}$ , é aplicada no "gate" de  $Q_2$ . A tensão  $V_{DS}$  de  $Q_2$  cai rapidamente e a partir do instante que esta for menor que a tensão estabelecida pelo diodo zener  $D_{Z1}$  menos a queda  $V_{BE}$ , será injetada uma corrente direta de polarização  $I_B$  em  $Q_1$ , levando este para a região de quase saturação. Durante o tempo que permanecer este sinal de entrada a tensão entre o coletor de  $Q_1$  e a fonte de  $Q_2$  cai aproximadamente a zero e os transistores assumem a corrente de carga. Ver Figura 4.5.

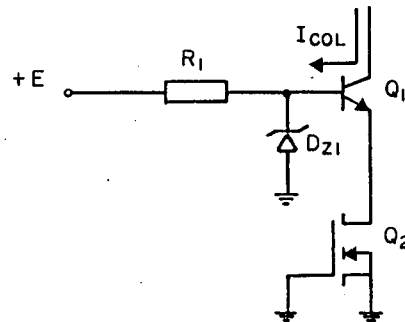
b) Sinal de entrada baixo (OFF)

Figura 4.6 - Chave aberta

Quando o sinal de entrada cai  $Q_4$  entra em condução e  $Q_3$  é bloqueado aterrando o "gate" de  $Q_2$  ( $V_{GS} = 0$ ). Nesta situação a tensão  $V_{DS}$  sobe até atingir o valor da tensão  $V_{DZ1}$  menos a queda  $V_{BE}$ , interrompendo a corrente de emissor e consequentemente saturando a base de  $Q_1$  com o excesso de portadores. Esta saturação significa uma baixa resistência entre a base e o coletor, o que provoca o desvio da corrente de coletor para a base, e desta, através do diodo  $D_{Z1}$ , para o terminal de terra.

Com este valor de corrente reversa de base o excesso de portadores é rapidamente diminuído e, logo em seguida, a junção coletor-base é reversamente polarizada, interrompendo a corrente de carga. Ver Figura 4.6.

A partir de testes realizados, tirou-se as seguintes conclusões:

A velocidade de entrada em condução está condicionada a velocidade do transistor auxiliar, do transistor principal e do comando.

Considerando que a tensão entre a base e a massa é limitada pelo diodo zener  $D_{Z1}$  e que a queda de tensão no emissor é mais elevada durante a entrada em condução do que em funcionamento estático, observa-se que a tensão base-emissor, aplicada ao transistor principal, é menor durante este intervalo e, em consequência, a subida da corrente de base é relativamente lenta.

Para aumentar a velocidade de entrada em condução basta aumentar o valor de tensão do diodo zener  $D_{Z1}$ . Porém deve-se observar que com isso estamos aumentando o tempo de abertura. Portanto, devemos ter o cuidado, ao dimensionar este diodo, de obter o melhor comportamento do disparo sem prejudicar demasiadamente o bloqueio.

Os tempos envolvidos no bloqueio da montagem cascode são bem menores que os geralmente obtidos com um transistor bipolar, comandado de maneira convencional. Esta queda nos tempos de estocagem e descida da corrente deve-se a corrente reversa elevada na base do transistor principal. Desta forma, observa-se que, quanto maior for a corrente de carga menores serão estes tempos.

Quando trabalhando em montagem cascode a capacidade de tensão do transistor bipolar é praticamente o dobro, de quando empregado individualmente. Isto se explica, pelo fato da tensão de ruptura coletor-base ser geralmente o dobro da coletor-emissor.

Quanto a tensão entre dreno e fonte do transistor MOSFET, ficará limitada pela tensão do diodo zener  $D_{Z1}$  menos a queda de tensão  $V_{BE}$ .

Justifica-se o uso dos diodos de anti-saturação, levando em conta que a saturação, e conseqüentemente o tempo de estocagem, aumentam consideravelmente quando a corrente de carga diminui.

As perdas na comutação são bastante significativas, devido a alta freqüência de operação da chave. Podemos contudo, implementar um circuito de ajuda a comutação para proteção dos transistores de potência.

#### 4.5.3 - Circuito de ajuda a comutação

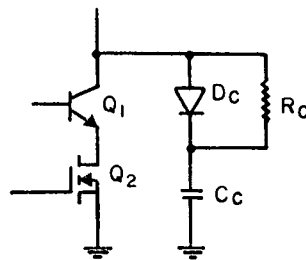


Figura 4.7 - Chave com circuito de ajuda a comutação

Vamos adotar uma potência de dissipação de 2W para o cálculo do circuito de ajuda a comutação.

Como:

$$P_{R_C} = \frac{1}{2} \cdot C_C \cdot V_{CE}^2 \cdot f \quad (\text{eq. 4.13})$$

Logo,

$$C_C = \frac{2 P_{R_C}}{f \cdot V_{CE}^2} = \frac{2 \cdot 2}{60 \cdot 10^3 \cdot (600)^2} = 185 \cdot 10^{-12}$$

(eq. 4.14)

valor comercial:  $C_C = 180 \text{ pF}/800\text{V}$ .

Considerando que 3 constantes de tempo sejam suficientes para o capacitor se descarregar, pode-se dizer que:

$$R_C = \frac{t_f}{3C_C} \quad (\text{eq. 4.15})$$

Como:

$$t_f = \delta \cdot T = \frac{12}{38} \cdot \frac{1}{60 \times 10^3} \quad \therefore \quad t_f = 5,26 \mu\text{S}$$

Logo:

$$R_C = \frac{5,26 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 180 \times 10^{-12}} \quad \therefore \quad R_C = 9,75\text{K}\Omega$$

valor adotado:  $R_C = 6,8\text{K}\Omega/2\text{W}$

Quanto ao diodo  $D_c$ , deve ser do tipo rápido e com capacidade para tensão reversa de 622V.

diodo escolhido: SKE 4F - 1/08

#### 4.5.4 - Transistores de Potência e Dissipador

##### - Transistor principal:

Utilizou-se o transistor bipolar BU508A, que em funcionamento normal trabalha com frequência de até  $20\text{KH}_z$ . Sua tensão máxima coletor-emissor com base aberta é de 700V, enquanto que para  $V_{BE} \approx 0$  esta tensão sobe para 1500V.

Observou-se a necessidade de um dissipador térmico, devido as perdas relativamente grande no transistor.

##### - Cálculo do Dissipador:

Vamos calcular a resistência térmica máxima entre dissipador e ambiente, a partir das equações 4.7 e 4.8, apresentadas no item 4.3.4.

O manual do fabricante fornece:

$$R_{jc} = 1^{\circ}\text{C/W}$$

$$T_{j\text{máx}} = 150^{\circ}$$

Para:

$$V_{CE\ SAT} = 2,5\ V \quad e \quad I_{COL} = 1,24A, \text{ vamos ter}$$

$$P_{dis} = I_{COL} \cdot V_{CE\ SAT} = 1,24 \times 2,5 \quad \therefore \quad \underline{P_{dis} = 3,1W}$$

como:

$$R_{ja\ máx} = \frac{T_{j\ máx} - T_a}{P_{dis}} = \frac{150 - 50}{3,1} \quad \therefore \quad \underline{R_{ja\ máx} = 32,3^{\circ}C/W}$$

Logo:

$$R_{da\ máx} = R_{ja\ máx} - R_{jc} - R_{cd} = 32,3 - 1 - 1$$

$$\therefore \quad \underline{R_{da\ máx} = 30,3^{\circ}C/W}$$

Dissipador adotado:

- Modelo 822 da Semikron:

Resistência térmica =  $22^{\circ}C/W$

- Transistor Auxiliar

O transistor auxiliar empregado foi o FET-TP3055A<sub>1</sub>, com capacidade de tensão máxima dreno-fonte de 50V e corrente de dreno de até 10A.

Sua característica é ser bastante rápido, podendo operar com frequências acima de  $100\text{KH}_z$ .

As perdas observadas neste transistor foram pequenas, eliminando, conseqüentemente, a necessidade de um dissipador.

#### 4.6 - Transformador com Núcleo de Ferrite

##### 4.6.1 - Escolha inicial do núcleo, a partir da potência de entrada do transformador

- Potência de entrada do transformador ( $P_e$ ):

$$P_e = P_s + P_L + P_n + P_{cu} + V_{dir} \cdot I_s \quad (\text{eq. 4.16})$$

onde:

$$P_L = 0,05 P_s \quad (\text{perda no indutor})$$

$$P_n = 0,03 P_s \quad (\text{perda no núcleo})$$

$$P_{cu} = 0,03 P_s \quad (\text{perda no cobre})$$

$$V_{dir} \cdot I_s = \text{perda nos diodos de saída}$$

O manual do fabricante [20] nos dá um valor de tensão direta  $V_{dir} = 0,85\text{V}$ , para uma corrente de saída de 5A.

$$P_e = 1,11 P_s + V_{dir} \cdot I_s \quad (\text{eq. 4.17})$$



$$P_e = 1,11 \cdot 60 + 0,85 \cdot 5 \quad \therefore \quad \underline{P_e = 70,85 \text{ W}}$$

Utilizando uma tabela de núcleo de ferrite, escolhemos aquele, cuja potência fornecida na tabela, mais se aproximava da potência de entrada calculada.

Núcleo escolhido: EE 42/15;

características:  $A_e = 181 \text{ mm}^2$  (área da perna central)

$A_N = 157 \text{ mm}^2$  (seção da janela)

#### 4.6.2 - Verificação da possibilidade de utilização do núcleo escolhido

1º) Através do cálculo da potência capaz de ser transmitida pelo núcleo [14]:

$$P_t = C_v \cdot f \cdot \Delta B \cdot d \cdot f_{cu} \cdot A_N \cdot A_e \cdot 10^{-6}$$

(eq. 4.17)

onde:  $C_v$  = modo de operação:

a) conversor flyback -  $C_v = 0,61$ .

b) conversor forward -  $C_v = 0,71$ .

c) conversor push-pull -  $C_v = 1$ .

$f = 60 \text{ KHz}$

$B =$  excursão do fluxo em mT para materiais N27

ou  $I_p$

$$\Delta B = 200 \text{ mT (valor recomendado)}$$

$$d = 3 \text{ A/mm}^2 \text{ (densidade de corrente)}$$

$$f_{\text{cu}} = 0,4 \text{ (fator de ocupação do cobre na janela).}$$

$$P_t = 0,71 \cdot 60 \cdot 200 \cdot 3 \cdot 0,4 \cdot 157 \cdot 181 \cdot 10^{-6}$$

$$\therefore \underline{P_t = 290 \text{ W}}$$

Como a capacidade de transmissão de potência pelo núcleo é bem maior que a potência de entrada do transformador, podemos afirmar que é possível utilizá-lo.

29) Através da verificação da suficiência de espaço na janela, para comportar o enrolamento [13]:

Da Lei de Faraday:

$$V_p = K_E \cdot N_p \cdot B \cdot A_e \cdot f \cdot 10^{-8} \quad (\text{eq. 4.18})$$

onde:

$$K_E = 2 \text{ (p/meio ciclo retangular)}$$

$$B = \frac{1}{2} \cdot B_m \text{ (} B_m \text{ = valor de saturação do material do núcleo)}$$

como  $P_e = I_p \cdot V_p$ , substituindo em 4.18, temos:

$$\therefore N_p \cdot A_e \cdot I_p = \frac{P_e}{2 \cdot B \cdot f} \cdot 10^8 \quad (\text{eq. 4.19})$$

$p/f_{cu} = 0,4$  , temos:  $\frac{2 N_p \cdot S_p}{A_N} = 0,4$  (desconsiderando o enrolamento terciário)

onde:  $S_p$  = seção do fio primário.

Substituindo:  $\frac{0,4 \cdot A_N}{2 \cdot S_p} \cdot A_e \cdot I_p = \frac{P_e}{2 \cdot B \cdot f} \cdot 10^8$

$$A_N \cdot A_e = \frac{P_e}{B \cdot f} \cdot \left( \frac{S_p}{I_p} \right) \cdot \frac{10^8}{0,4}$$

onde:  $\frac{S_p}{I_p} = 500 \text{ cmils/A} = 2,53 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2/\text{A}$  (densidade de corrente).

Logo,  $A_N A_e = \frac{P_e}{B_m \cdot f} \cdot 2,53 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{2 \cdot 10^8}{0,4}$

$$A_N A_e = \frac{P_e}{B_m \cdot f} \cdot 1,265 \cdot 10^6 \quad (\text{eq. 4.20})$$

O  $A_N \cdot A_e$  exigido do núcleo será:

$$A_N \cdot A_e = \frac{70,85 \cdot 1,265 \cdot 10^6}{3500 \cdot 60 \cdot 10^3}$$

$$\therefore \underline{A_N \cdot A_e = 0,43 \text{ cm}^4}$$

Como o núcleo EE 42/15 fornece um  $A_N \cdot A_e = 2,84 \text{ cm}^4$ , conclui-se que o espaço da janela é suficiente.

#### 4.6.3 - Número de espiras dos enrolamentos

- Primário: isolando  $N_p$  na equação 4.18, obtemos

$$N_p = \frac{V_p \text{ máx} \cdot 10^8}{2 \cdot B_{\text{máx}} \cdot A_e \cdot f} = \frac{1,3 \cdot 311 \cdot 10^8}{2 \cdot \frac{3500}{2} \cdot 1,81 \cdot 60 \cdot 10^3}$$

$$= \underline{106,4 \text{ espiras}}$$

Considerando que a potência de transformação do núcleo escolhido é bem maior que a necessária, escolheu-se um  $\underline{N_p = 123 \text{ esp.}}$

- Secundário:  $\frac{V_p}{V_2} = \frac{N_p}{N_s} = \frac{300}{38} = 7,89$

Logo,  $N_s = \frac{N_p}{7,89} = \frac{123}{7,89} = 15,58 \quad \therefore \underline{N_s = 16 \text{ esp.}}$

- Terciário:

$$\frac{N_p}{N_t} = 1 \quad \therefore \quad \underline{N_t = 123 \text{ esp.}}$$

#### 4.6.4 - Especificação dos fios a partir das correntes eficazes nestes

- Enrolamento secundário:

O valor obtido no item 4.3.3, para a pior situação de corrente eficaz de secundário, foi:

$$\underline{I_{2_{ef}} = I_{ef(D_{s1})} = 3,36 \text{ A}}$$

Para uma densidade de corrente  $d = 3 \text{ A/mm}^2$ , vamos obter uma seção de fio de:

$$S_2 = \frac{I_{2_{ef}}}{d} = \frac{3,36}{3} \quad \therefore \quad \underline{S_2 = 1,12 \text{ mm}^2}$$

Utilizando fios múltiplos no enrolamento, para diminuir as perdas no fio de cobre devido ao uso de frequência elevada (efeito skin), vamos encontrar:

4 Fios nº 22 AWG, com : - seção = 0,322 mm<sup>2</sup>  
- diâmetro = 0,69 mm

- Enrolamento primário:

A corrente eficaz de primário será:

$$I_{P_{ef}} = \frac{N_s}{N_p} \cdot I_{2_{ef}} = \frac{3,36}{7,89} \quad \therefore \quad \underline{I_{P_{ef}} = 0,43 \text{ A}}$$

como:  $S_p = \frac{I_{P_{ef}}}{d} = \frac{0,43}{3} \quad \therefore \quad \underline{S_p = 0,14 \text{ mm}^2}$

- Fio escolhido:

Fio nº 24 AWG, com: - Seção: 0,204 mm<sup>2</sup>  
- diâmetro: 0,55 mm

- Enrolamento terciário:

Podemos definir a corrente de magnetização, como sendo:

$$I_{mag} = \frac{V_p}{L_p} \cdot t \quad (\text{eq. 4.21})$$

Vamos calcular a indutância primária a partir da equação:

$$L_p = \frac{1,26 \cdot N_p^2 \cdot A_e \cdot 10^{-8}}{A_G + \frac{L_e}{\mu_e}} \quad (\text{eq. 4.22}),$$

onde:

$$A_e - (\text{cm}^2)$$

$$A_G - \text{comprimento total de entreferro (cm)}$$

$$L_e - \text{comprimento magnético do núcleo (cm)}$$

$$\mu_e - \text{permeabilidade efetiva do núcleo}$$

para material N27 e  $I_p^8$ , temos:  $\mu_e = 1500 \pm 10\%$

$$L_p = \frac{1,26 \cdot (123)^2 \cdot 1,81 \cdot 10^{-8}}{0 + \frac{9,7}{1500 - 10\%}} \dots \quad \underline{L_p = 48 \text{ mH}}$$

A partir da equação 4.21, podemos deduzir uma expressão para a corrente eficaz de magnetização, conforme se segue:

$$I_{\text{mag}_{\text{ef}}} = \left( \frac{1}{T} \int_0^{t_f} \left( \frac{v_p \cdot t}{L_p} \right)^2 \cdot dt \right)^{1/2}$$

$$= \left( \frac{1}{T} \left( \frac{v_p}{L_p} \right)^2 \int_0^{t_f} t^2 \cdot dt \right)^{1/2}$$

$$I_{\text{mag}_{\text{ef}}} = \left( \frac{1}{T} \cdot \left( \frac{v_p}{L_p} \right)^2 \cdot \frac{t_f^3}{3} \right)^{1/2} = \left( T^2 \cdot \left( \frac{v_p}{L_p} \right)^2 \cdot \frac{\delta^3}{3} \right)^{1/2}$$

$$\therefore I_{\text{mag}_{ef}} = \frac{V_p}{L_p \cdot f} \sqrt{\frac{\delta^3}{3}} \quad (\text{eq. 4.23})$$

A pior situação ocorre para  $V_p - 30\%$ , portanto:

$$I_{\text{mag}_{ef}} = \frac{0,7 \cdot 311}{48 \cdot 10^{-3} \cdot 60 \cdot 10^3} \sqrt{\frac{(0,45)^3}{3}}$$

$$\therefore \underline{I_{\text{mag}_{ef}} = 13,2 \text{ mA}}$$

A seção do fio será:

$$S_t = \frac{I_{\text{mag}_{ef}}}{d} = \frac{13,2 \cdot 10^{-3}}{3}$$

$$\therefore \underline{S_t = 0,0044 \text{ mm}^2}$$

Fio escolhido:

fio nº 38 AWG, com: Seção = 0,00735 mm<sup>2</sup>

diâmetro = 0,112 mm



#### 4.6.5 - Verificação da possibilidade de construção do transformador

Consiste em verificar se a área da janela (Figura 4.8) é suficiente para comportar os enrolamentos.

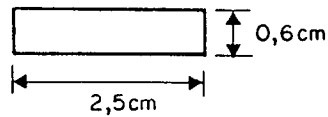


Figura 4.8 - Janela do núcleo EE 42/15

- Número de camadas de fio:

Primário:

$$\frac{N_p \times \text{diâmetro}}{2,5} = \frac{123 \times 0,055}{2,5} = 2,71$$

ou 3 camadas

Secundário:

$$\frac{4 \cdot 16 \cdot 0,069}{2,5} = 1,77 \quad \text{ou} \quad \underline{2 \text{ camadas}}$$

Terciário:

$$\frac{123 \cdot 0,0112}{2,5} = 0,55 \quad \text{ou} \quad \underline{1 \text{ camada}}$$

- Altura ocupada:

$$h = 3 \cdot 0,055 + 2 \cdot 0,069 + 1 \cdot 0,0112$$

$$\therefore \underline{h = 0,31 \text{ cm}}$$

Como a altura ocupada é menor que a altura da janela, podemos concluir que o transformador pode ser construído.

#### 4.7 - Indutor com núcleo de ferrite

Vamos dimensionar o indutor utilizando o mesmo núcleo do transformador (EE 42/15), considerando que: com o núcleo imediatamente inferior, disponível no laboratório, não foi possível sua construção.

##### 4.7.1 - Número de espiras do indutor

$$\text{Substituindo, } A_G = 1,26 \frac{N_L \cdot I_{L \text{ máx}}}{B_{su}} \quad (\text{eq. 4.24})$$

na equação 4.22 e considerando que  $\frac{L_e}{\mu_e} \ll A_G$ , obtemos:

$$\frac{1,26 \cdot N_L \cdot I_{L_{\text{m\acute{a}x}}}}{B_{\text{su}}} = \frac{1,26 \cdot N_L^2 \cdot A_e \cdot 10^{-8}}{L}$$

$$\therefore N_L = \frac{L \cdot I_{L_{\text{m\acute{a}x}}} \cdot 10^8}{B_{\text{su}} \cdot A_e} \quad (\text{eq. 4.25})$$

O m\acute{a}ximo valor de corrente no indutor correspon  
de a um  $\Delta I = 0,6A$  , ou seja:

$$I_{L_{\text{m\acute{a}x}}} = I_{\text{md}} + \frac{\Delta I}{2} = 5 + \frac{0,6}{2} \quad \therefore \underline{I_{L_{\text{m\acute{a}x}}} = 5,3A}$$

Portanto,

$$N_L = \frac{264 \cdot 10^{-6} \cdot 5,3 \cdot 10^8}{4000 \cdot 1,81} = \underline{19,32}$$

O valor de entreferro ser\acute{a}:

$$A_G = \frac{1,26 \cdot N_L \cdot I_{L_{\text{m\acute{a}x}}}}{B_{\text{su}}} = \frac{1,26 \cdot 19,32 \cdot 5,3}{4000} = \underline{0,032 \text{ cm}}$$

O material utilizado como entreferro possui uma espessura de 0,025 cm. Considerando que: este é colocado não só na perna central como também nas outras pernas do núcleo, temos como resultado um entreferro com o dobro da espessura da lamina utilizada.

$$A_G = 2 \cdot 0,025 \quad \therefore \quad \underline{A_G = 0,05 \text{ cm}}$$

Isolando  $N_L$  na equação 4.22, obtemos:

$$N_L = \sqrt{\frac{L \cdot (A_G + L_e/\mu_e)}{1,26 \cdot A_e \cdot 10^{-8}}} \quad (\text{eq. 4.26})$$

Logo,

$$N_L = \sqrt{\frac{264 \cdot 10^{-6} \cdot (0,05 + \frac{9,7}{1500 \cdot 0,9})}{1,26 \cdot 1,81 \cdot 10^{-8}}} = 25,73$$

$$\therefore \quad \underline{N_L = 26 \text{ esp.}}$$

#### 4.7.2 - Especificação do Fio

- Cálculo da Seção do Fio:

$$S_L = \frac{I_{md}}{d} = \frac{5}{3} \quad \therefore \quad \underline{S_L = 1,67 \text{ mm}^2}$$

Utilizando a mesma solução adotada no cálculo do fio do enrolamento secundário, com o objetivo de eliminar as perdas, obtemos:

4 fios nº 20 AWG, com:

seção = 0,515 mm<sup>2</sup>

Diâmetro = 0,86 mm

#### 4.7.3 - Verificação da Possibilidade de Construção do Indutor

Partindo do mesmo princípio adotado para o transformador e considerando a Figura 4.8.

- Número de Camadas de Fio:

$$\frac{4 \cdot N_L \cdot \text{Diâmetro}}{2,5} = \frac{4 \cdot 26 \cdot 0,086}{2,5} = 3,58 \text{ ou } \underline{4 \text{ camadas.}}$$

- Altura Ocupada:

$$h = \text{nº de camadas} \cdot \text{Diâmetro} = 4 \cdot 0,086 \quad \therefore \quad \underline{h = 0,344\text{cm}}$$

O núcleo EE42/15 pode comportar o enrolamento do indutor, possibilitando sua construção.

#### 4.8 - Amplificador de Erro mais Acoplador Óptico

##### 4.8.1 - Expressão Representativa do Comportamento do Amplificador de Erro Proporcional

A partir da Figura 4.9 será desenvolvida uma expressão que descreva o comportamento da tensão de saída do amplificador de erro em função de sua tensão de entrada.

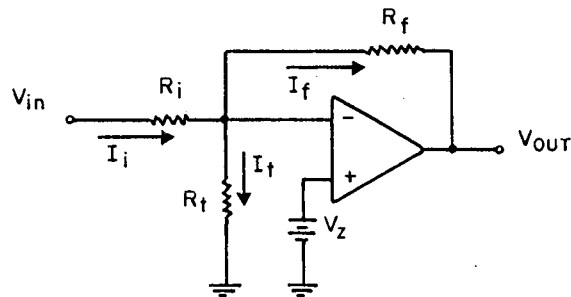


Figura 4.9 - Amplificador de erro (A/E).

Obtemos, diretamente da Figura:

$$I_f = I_i - I_t \quad (\text{eq. 4.27})$$

$$I_f = \frac{V_Z - V_{OUT}}{R_f} \quad (\text{eq. 4.28})$$

$$I_i = \frac{V_{in} - V_Z}{R_i} \quad (\text{eq. 4.29})$$

$$I_t = \frac{V_Z}{R_t} \quad (\text{eq. 4.30})$$

Substituindo as expressões das correntes, equações 4.28, 4.29 e 4.30, na equação 4.27, obtemos:

$$\frac{V_z - V_{OUT}}{R_f} = \frac{V_{in} - V_z}{R_i} - \frac{V_z}{R_t}$$

$$\frac{V_z}{R_f} + \frac{V_z}{R_i} + \frac{V_z}{R_t} - \frac{V_{in}}{R_i} = \frac{V_{OUT}}{R_f}$$

$$\therefore V_{OUT} = \left(1 + \frac{R_f}{R_i} + \frac{R_f}{R_t}\right) \cdot V_z - \frac{R_f}{R_i} \cdot V_{in} \quad (\text{eq. 4.31})$$

Observa-se através da expressão, que o ganho do A/E é fixado pela relação  $R_f/R_i$  e que a tensão de referência pode ser ajustada através do valor de  $R_t$ .

#### 4.8.2 - Princípio de Funcionamento do A/E mais Acoplador Óptico

Conforme observa-se através da Figura 4.10, o amplificador operacional é alimentado a partir da própria tensão aplicada a entrada  $V_{in}$ , que na verdade é a tensão de saída  $V_s$  da fonte de potência chaveada.

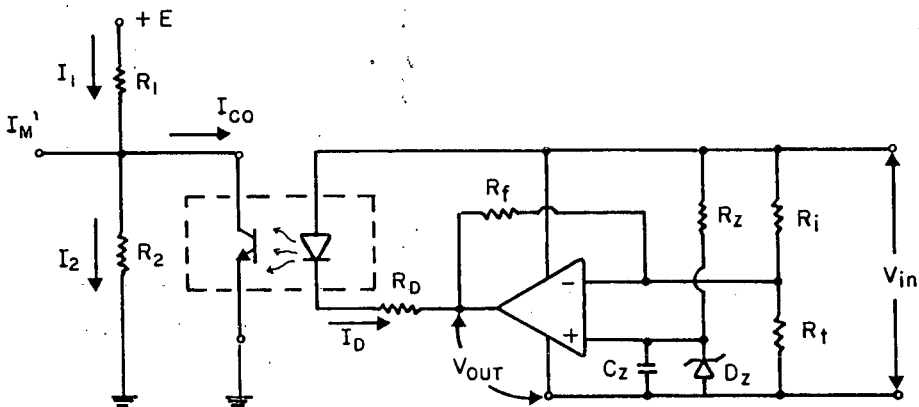


Figura 4.10 - Circuito do A/E mais Acoplador Óptico.

A equação desenvolvida no item 4.8.1 demonstra que a tensão de saída  $V_{OUT}$  do amplificador de erro irá permanecer constante, enquanto a estrutura estiver funcionando nas condições de regime permanente.

A diferença entre  $V_{in}$  e  $V_{OUT}$  impõe uma corrente no diodo do fotoacoplador, limitada por  $R_D$ , que atua no transistor de saída impondo, por sua vez, a tensão  $V_{CE}$ , correspondente ao valor extremo de corrente imposta  $I_M$ .

Quando houver uma variação da tensão de saída da fonte, devido a uma perturbação no sistema, haverá uma correspondente variação de  $V_{OUT}$  e, conseqüentemente, do valor extremo de corrente imposta, ou seja, conforme demonstra a equação 4.31, um aumento de  $V_{in}$  provoca uma queda de  $V_{OUT}$ , aumentando: a diferença entre elas, a corrente no diodo e a corrente no coletor. Conseqüentemente a tensão  $V_{CE}$ , que na verdade é a referência do comparador de corrente, cai impondo uma corrente de saída menor e ajustando esta as novas condições de funcionamento do sistema, para que a tensão de saída permaneça no valor ajustado.



Seguindo o mesmo raciocínio anterior é fácil observar que, para uma queda na tensão de saída da fonte a uma correspondente subida do valor extremo de corrente imposta.

#### 4.8.3 - Expressão do Ganho do Regulador e da Tensão de Referência em Função dos Parâmetros da Malha de Regulação

Chamando de :  $k_1$  a relação  $\frac{R_f}{R_i}$  e

$k_2$  a relação  $\frac{R_f}{R_t}$  , podemos

representar a equação 4.31, por:

$$V_{OUT} = (1 + k_1 + k_2) \cdot V_Z - k_1 \cdot V_{in} \quad (\text{eq. 4.32})$$

A Figura 4.10 demonstra que:

$$I_D = \frac{V_{in} - V_{OUT}}{R_D} \quad (\text{eq. 4.33})$$

Substituindo a equação 4.32 em 4.33, obtemos:

$$I_D = \frac{1 + k_1}{R_D} \cdot V_{in} - \frac{1 + k_1 + k_2}{R_D} \cdot V_Z \quad (\text{eq. 4.34})$$

$$\text{Como } I_{CO} = \beta \cdot I_D \quad , \quad (\text{eq. 4.35})$$

onde:

$\beta$  = Ganho do acoplador óptico.

Logo,

$$I_{CO} = \frac{\beta (1 + k_1)}{R_D} \cdot V_{in} - \frac{\beta (1 + k_1 + k_2)}{R_D} \cdot V_z \quad (\text{eq. 4.36})$$

A partir das correntes nos resistores de saída, mostradas na Figura 4.10, vamos encontrar a relação entre a tensão  $V_{CE}$  e a corrente  $I_{CO}$ .

Relação entre as correntes:

$$I_1 = I_{CO} + I_2 \quad (\text{eq. 4.37})$$

onde:

$$I_2 = \frac{V_{CE}}{R_2} \quad (\text{eq. 4.38})$$

$$\text{e } I_1 = \frac{E - V_{CE}}{R_1} \quad (\text{eq. 4.39})$$

Substituindo as equações 4.38 e 4.39 em 4.37, vamos obter:

$$\frac{E - V_{CE}}{R_1} = I_{CO} + \frac{V_{CE}}{R_2} ; \quad \frac{E}{R_1} - \frac{V_{CE}}{R_1} - \frac{V_{CE}}{R_2} = I_{CO}$$

$$\therefore V_{CE} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \left( \frac{E}{R_1} - I_{CO} \right) \quad (\text{eq. 4.40})$$

- Observação:

No estudo inicial, realizado nos Capítulos anteriores, considerou-se que o sinal de corrente no indutor é obtido diretamente da corrente de secundário do transformador. Na realidade este sinal, a ser aplicado a uma das entradas do comparador de corrente, é obtido utilizando-se um resistor Shunt entre a chave e a massa do circuito (ver Figura 4.11), reduzindo significativamente a potência dissipada no sensor de corrente.

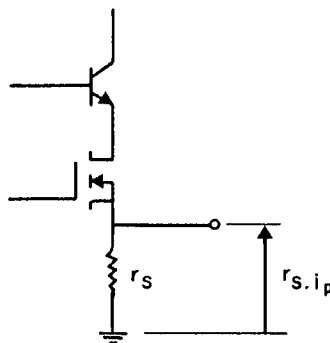


Figura 4.11 - Sensor de corrente.

O sinal de corrente de secundário do transformador é uma imagem da corrente primária, definida como:

$$i_p = \frac{N_s}{N_p} \cdot i_2 \quad (\text{eq. 4.41})$$

Onde:  $N = \frac{N_p}{N_s}$  (relação de transformação)

O sinal de tensão, correspondente ao valor extremo de corrente no indutor, é definido como:

$$I'_M = \frac{r_s \cdot I_M}{N} \quad (\text{eq. 4.42})$$

Isolando  $I_M$ , temos:

$$I_M = \frac{N}{r_s} \cdot I'_M \quad (\text{eq. 4.43})$$

Como  $I'_M = V_{CE}$ , substitui-se a expressão de  $V_{CE}$ , dada pela equação 4.40, na equação 4.43 e obtém-se:

$$I_M = \frac{N}{r_s} \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \left( \frac{E}{R_1} - I_{CO} \right) \quad (\text{eq. 4.44})$$

Substituindo a expressão de  $I_{CO}$  (equação 4.36) na equação 4.44, teremos:

$$\begin{aligned}
 I_M &= \frac{N}{r_s} \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot \left( \frac{E}{R_1} + \frac{\beta (1 + k_1 + k_2)}{R_D} \cdot V_z - \right. \\
 &\quad \left. - \frac{\beta (1 + k_1)}{R_D} \cdot V_{in} \right) \\
 &= \frac{N}{r_s} \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot \left( \frac{E \cdot R_D + \beta \cdot R_1 \cdot (1 + k_1 + k_2) \cdot V_z}{R_1 \cdot R_D} - \right. \\
 &\quad \left. - \frac{\beta (1 + k_1)}{R_D} \cdot V_{in} \right)
 \end{aligned}$$

$$\therefore I_M = \frac{N}{r_s} \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{\beta (1 + k_1)}{R_D} \cdot$$

$$\cdot \left( \frac{E \cdot R_D + \beta \cdot R_1 \cdot (1 + k_1 + k_2) \cdot V_z}{R_1 \cdot \beta \cdot (1 + k_1)} - V_{in} \right) \quad (\text{eq. 4.45})$$

Comparando a equação 4.45 com a equação 3.17 do Capítulo 3, obtemos:

- Ganho do Regulador:

$$K = \frac{N}{r_s} \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{\beta (1 + k_1)}{R_D} \quad (\text{eq. 4.46})$$

- Tensão de Referência:

$$V_{\text{ref}} = \frac{E \cdot R_D + \beta \cdot R_1 (1 + k_1 + k_2) \cdot V_Z}{R_1 \cdot \beta \cdot (1 + k_1)} \quad (\text{eq. 4.47})$$

4.8.4 - Dimensionamento dos Componentes

Os componentes básicos (circuitos integrados - CI) adotados foram:

- Amplificador operacional - LM741.
- Acoplador Óptico - TIL111.

- Resistor em Série com o Diodo ( $R_D$ ):

Vamos dimensionar este componente considerando as piores condições de funcionamento para o amplificador operacional, ou seja, para uma situação em que sua tensão de saída  $V_{\text{OUT}}$  tenha caído a zero, enquanto a tensão de saída  $V_S$  da fonte seja máxima.

A tensão  $V_S$  máxima, que é a mesma tensão de entrada  $V_{\text{in}}$  do amplificador operacional, é adotada como sendo igual a 13 Volts, embora este valor não seja alcançado, conforme demonstra as simulações realizadas no Capítulo 3.

Fixando a corrente máxima de saída  $I_D$  do amplificador operacional em 13 mA, aproximadamente a metade de sua capacidade máxima de corrente, e considerando a relação fornecida pela equação 4.33, vamos obter:

$$R_D = \frac{V_{in} - V_{OUT}}{I_D} = \frac{13 - 0}{13 \cdot 10^{-3}}$$

$$\therefore \underline{R_D = 1 \text{ K}\Omega}$$

- Divisor de Tensão ( $R_1$  e  $R_2$ ):

Através do dimensionamento destes resistores ajusta-se o limite do valor extremo de corrente no indutor de saída.

Adotando um limite de 10 A e um valor de 1  $\Omega$  para o resistor shunt (sensor de corrente), vamos obter o seguinte valor máximo, para o sinal de referência do comparador de corrente:

Segundo a equação 4.42, temos:

$$I_{M' \text{ máx}} = \frac{r_s \cdot I_{M \text{ máx}}}{N}$$

$$I_{M' \text{ máx}} = \frac{10}{7,89} \quad \therefore \underline{I_{M' \text{ máx}} = 1,3 \text{ V}}$$

Observa-se através da Figura 4.10 que o sinal  $I_{M'}$  é máximo quando o transistor encontra-se aberto. Adotando uma fonte de alimentação C.C. de 5 V, teremos:

$$1,3 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot 5 \quad \therefore \underline{R_1 = 2,85 \cdot R_2}$$

A partir da equação 4.40, considerando a situação na qual o transistor encontra-se na região de saturação, vamos definir uma outra relação entre os resistores.

O catálogo do fabricante do acoplador óptico fornece a curva característica da corrente de coletor  $I_{CO}$  versus a corrente direta no diodo  $I_D$ , para uma tensão  $V_{CE}$  de 0,4 V.

Escolhendo uma corrente  $I_D$  de 3 mA para esta situação, obtemos uma  $I_{CO}$  de 0,8 mA.

Portanto,

$$0,4 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \left( \frac{5}{R_1} - 0,8 \cdot 10^{-3} \right)$$

$$\frac{5 \cdot R_2 - 0,8 \cdot 10^{-3} \cdot R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 0,4;$$

$$0,4 \cdot R_1 (1 + 2 \cdot 10^{-3} \cdot R_2) - 4,6 \cdot R_2 = 0$$

Logo,

$$\begin{cases} R_1 = 2,85 \cdot R_2 & \text{(eq. 4.48)} \\ 0,4 \cdot R_1 (1 + 2 \cdot 10^{-3} \cdot R_2) - 4,6 \cdot R_2 = 0 & \text{(eq. 4.49)} \end{cases}$$



Substituindo a equação 4.48 na equação 4.49:

$$0,4 \cdot 2,85 \cdot R_2 (1 + 2 \cdot 10^{-3} \cdot R_2) - 4,6 \cdot R_2 = 0$$

$$1,14 R_2 + 2,28 \cdot 10^{-3} \cdot R_2^2 - 4,6 \cdot R_2 = 0$$

$$R_2 (2,28 \cdot 10^{-3} \cdot R_2 - 3,46) = 0$$

$$\therefore \underline{R_2 = 1,53 \cdot 10^3 \Omega}$$

valor comercial:  $R_2 = 1,5 \text{ K}\Omega$

$$R_1 = 2,85 \cdot 1,53 \cdot 10^3 = \underline{4,4 \cdot 10^3 \Omega}$$

valor comercial:  $R_1 = 4,7 \text{ K}\Omega$

- Ganho do Amplificador do Erro ( $k_1 = \frac{R_f}{R_i}$ ):

A partir da equação 4.46, isolando  $k_1$  obtemos:

$$k_1 = \left( \frac{r_s}{N} \cdot \frac{R_D}{\beta} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2} \cdot K \right) - 1 \quad (\text{eq. 4.50})$$

O ganho  $\beta$  do acoplador óptico pode ser considerado como sendo de 1,5.

Portanto,

$$k_1 = \frac{1}{7,89} \cdot \frac{1000}{1,5} \cdot \frac{4700 + 1500}{4700 \cdot 1500} \cdot 60 - 1$$

$$\therefore \underline{k_1 = 3,46}$$

Para um  $R_f = 100 \text{ K}\Omega$ , vamos encontrar um valor de  $R_i = 28,9 \cdot 10^3 \Omega$ .

valor comercial:  $\underline{R_i = 27 \text{ K}\Omega}$

- Ajuste da Tensão de Referência ( $k_2 = \frac{R_f}{R_t}$ ):

A partir da equação 4.47, podemos definir  $k_2$  como sendo:

$$k_2 = \left( \frac{V_{ref}}{V_Z} - 1 \right) \cdot (1 + k_1) - \frac{E \cdot R_D}{\beta \cdot R_1 \cdot V_Z} \quad (\text{eq. 4.51})$$

- Tensão de Referência Nominal:

Isolando  $V_{ref}$  da equação 3.17, obtemos:

$$V_{ref} = V_S + \frac{I_M}{K}$$

$$\begin{aligned} \text{como, } I_M &= I_{md} + \frac{\Delta I}{2} = I_{md} + \frac{V_S}{2Lf} \left(1 - \frac{V_S}{V_2}\right) = \\ &= 5 + \frac{12}{2 \cdot 264 \cdot 10^{-6} \cdot 60 \cdot 10^3} \left(1 - \frac{12}{38}\right) \end{aligned}$$

$$\therefore I_M = 5,259 \text{ A}$$

$$\text{Logo, } V_{ref} = 12 + \frac{5,259}{60} \quad \therefore \underline{V_{ref} = 12,08765 \text{ V}}$$

Adotando um diodo zener de 3V, obtemos:

$$k_2 = \left(\frac{12,08765}{3} - 1\right) \cdot \left(1 + \frac{100}{27}\right) - \frac{5 \cdot 1000}{1,5 \cdot 4700 \cdot 3}$$

$$\underline{k_2 = 14}$$

Valor calculado p/R<sub>t</sub>:

$$R_t = \frac{100 \cdot 10^3}{14} \quad \therefore \underline{R_t = 7,12 \cdot 10^3 \Omega}$$

valor adotado: R<sub>t</sub> = 6,8 kΩ + potenciômetro de 1KΩ

#### 4.9 - Circuito Lógico de Comando mais Comparador de Corrente

Inicialmente foi realizado um estudo sobre a possibilidade de utilizar apenas o circuito integrado LM3524, para o controle lógico do sistema. Diante das dificuldades encontradas em adaptar o próprio amplificador de erro do componente, como comparador de corrente, desenvolveu-se um circuito utilizando o comparador 311 para esta função, conseguindo-se, desta forma, o efeito desejado.

##### 4.9.1 - Descrição Funcional do 3524 [21]

As partes componentes do circuito integrado LM3524, bem como suas conexões, são mostradas na Figura 4.12 e descritas a seguir:

##### - Regulador de Tensão:

Possui proteção contra curto-circuito, oferecendo uma tensão regulada de 5V na saída e corrente de até 50 mA. Além de suprir energia para todo o circuito interno, pode ser usado externamente como referência, através do pino 16.

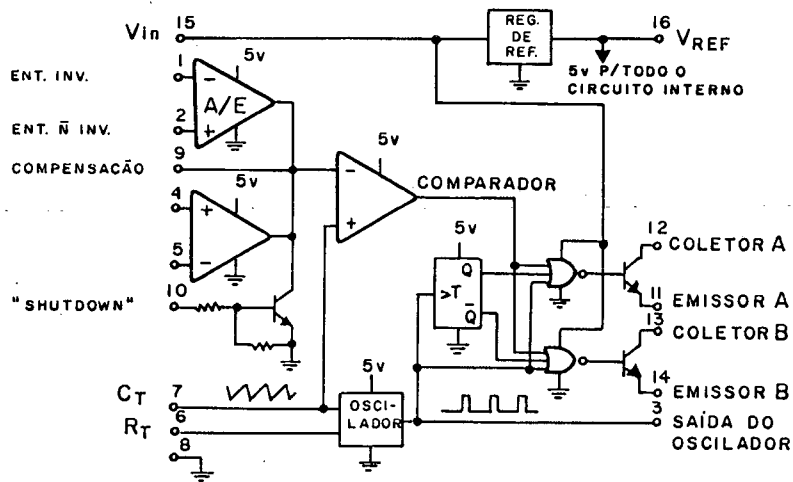


Figura 4.12 - Diagrama de blocos do C.I.

- Oscilador:

Sua freqüência é fixada externamente, por meio de um resistor  $R_T$  e um capacitor  $C_T$ . O catálogo do fabricante [21] fornece um gráfico de  $R_T C_T \times$  freqüência de oscilação, de modo a facilitar o dimensionamento do resistor e capacitor.

A saída do oscilador prove um sinal de disparo para o flip-flop interno, o qual leva uma informação PWM as saídas do integrado, e um pulso de bloqueio para ambas as saídas, durante a transição, assegurando que estas neste período não voltem a conduzir. A largura do pulso de bloqueio, ou tempo de atraso, é definida pelo valor de  $C_T$ , utilizando-se de um gráfico que relaciona  $C_T$  com o tempo de atraso na saída, fornecido no catálogo do fabricante [21].

- Amplificador de Erro:

Amplificador de transcondutância com entrada diferencial, de ganho nominal de 80 dB fixado pela realimentação ou pela carga na saída. Esta carga pode ser puramente resistiva ou a combinação de componentes resistivos e reativos. O catálogo do fabricante apresenta um gráfico do ganho do amplificador versus a resistência de carga na saída.

Podemos facilmente impor um valor de saída ao amplificador de erro, ou a entrada do modulador por largura de pulso, considerando que sua impedância de saída é muito alta ( $Z_o \approx 5 \text{ M}\Omega$ ). Desta forma pode-se impor uma tensão no pino 9, de modo a forçar uma determinada razão cíclica as saídas. Um gráfico da razão cíclica de saída versus a tensão no pino 9 é encontrado no catálogo do fabricante.

- Limitador de Corrente:

A função do amplificador limitador de corrente é impor-se sobre a saída do amplificador de erro e manter o controle da largura do pulso.

A razão cíclica de saída cai ao redor de 25% quando um sinal de tensão de 200 mV é aplicado entre os terminais  $+ C_L$  e  $- C_L$  do limitador de corrente. Aumentando em aproximadamente 5% o sinal de tensão, resulta em uma razão cíclica de 0% na saída.

Muito cuidado deve ser tomado, para assegurar que o limite de modo comum de entrada de -0,7V a 1,0V não seja exce-

dido.

- Estágio de Saída:

Os transistores de saída do LM3524 são do tipo NPN, com capacidade máxima de corrente de 100 mA. Seus comandos são defasados de  $180^\circ$  entre si e possuem coletores e emissores isolados.

O princípio de funcionamento do circuito integrado pode ser facilmente compreendido através da Figura 4.13.

Durante o intervalo de tempo no qual a rampa de tensão no pino 7 é menor que a tensão do pino 9, a saída do comparador encontra-se em nível baixo, disparando um dos transistores de saída através da porta ligada a base deste. A partir do instante em que a rampa ultrapassa o valor de tensão do pino 9 a saída do comparador vai para o nível alto, mantendo bloqueados ambos os transistores, até que a situação inicial volte a se repetir.

A largura do pulso de saída do oscilador (pino 3) garante que as portas NOR estejam desabilitadas durante a inversão das saídas do flip-flop, que age, comandado por estes pulsos, de modo a habilitar uma das portas enquanto, ao mesmo tempo, desabilita a outra.

A figura mostra claramente a variação da razão cíclica com a tensão imposta no pino 9.

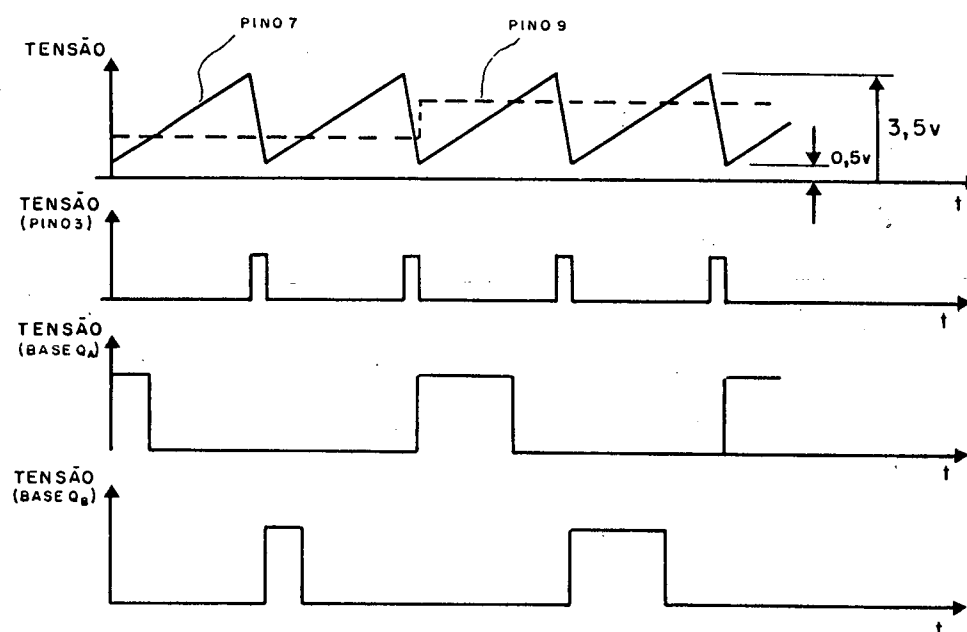


Figura 4.13 - Formas de onda representativas do comportamento do 3524

#### 4.9.2 - Montagem Final

Com a configuração mostrada na Figura 4.14 consegue-se o comportamento desejado, ou seja, a tensão de saída do circuito  $V_{CM}$  sobe a intervalos regulares e desce sempre que a corrente no indutor tiver atingido o valor extremo imposto pela malha de regulação.

Com os transistores ligados em paralelo a frequência de saída será a mesma do oscilador. Isto poderá ser facilmente observado, analisando-se a Figura 4.13.

A corrente máxima nos transistores será definida pelo valor de  $R_E$ , colocado entre os emissores e a massa do circuito.



O transistor  $Q_3$ , juntamente com o diodo  $D_3$ , garante que o sinal de saída seja aproximadamente igual a zero, durante o tempo em que os transistores  $Q_A$  e  $Q_B$  estão bloqueados.

A partir da tensão regulada de 5V, disponível no pino 16, vamos impor um valor de tensão no pino 9 de modo a limitar a razão cíclica máxima de saída. Para isso vamos utilizar um divisor de tensão, representado por  $R_1$  e  $R_2$  na figura.

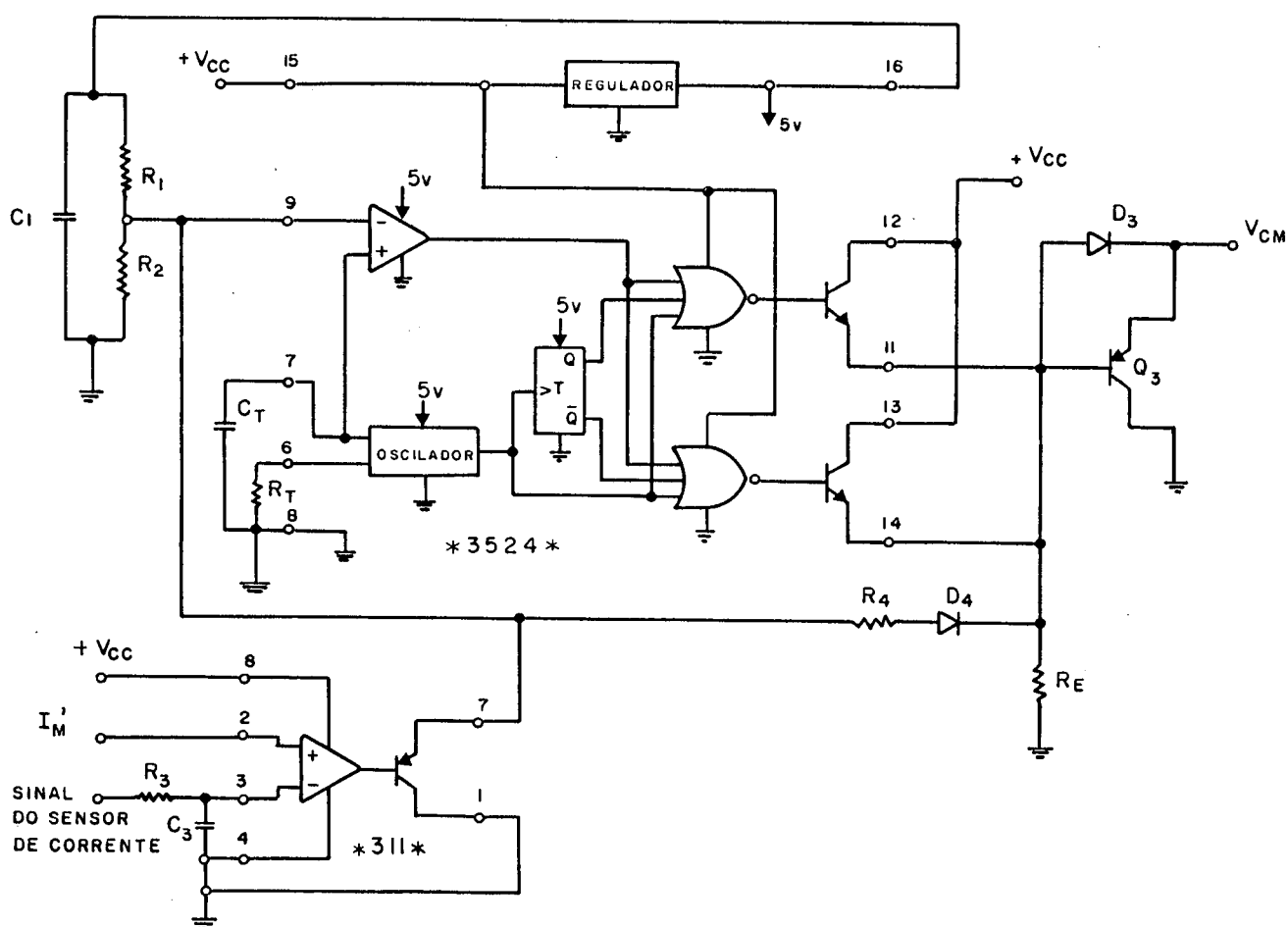


Figura 4.14 - Circuito lógico de comando

O circuito integrado 311 compara o sinal de corrente, vindo do resistor shunt, com o sinal  $I_M'$ , correspondente ao valor extremo de corrente imposta. Quando o sinal de corrente for maior que o valor extremo que esta sendo imposto, o transistor de saída do comparador aterra o pino 9 e, conseqüentemente, bloqueia os transistores de saída do C.I. 3524.

Após o comparador ter atuado, o sinal de corrente, aplicado a uma das entradas deste, volta a ser menor que o valor de  $I_M'$ . Para garantir que a tensão no pino 9 não volte a subir durante o restante do período, é utilizado o diodo  $D_4$  juntamente com o resistor  $R_4$ . Este último é empregado com o objetivo de manter uma tensão mínima no pino 9, correspondente a uma razão cíclica próxima de zero, garantindo, desta forma, o disparo de um dos transistores de saída no próximo período.

- Ajuste da Freqüência ( $R_T$ ,  $C_T$ ):

A partir da curva fornecida pelo catálogo do fabricante foi determinado um  $R_T = 10 \text{ K}\Omega$  e um  $C_T = 1,8 \text{ nF}$ , para os 60 KHz de operação do conversor.

- Resistência de Emissor ( $R_E$ ):

Este valor de resistência foi levantado a partir de experimentação, considerando que não se tem as curvas características dos transistores de saída.

A partir de um valor mínimo, correspondente a máxima corrente de saída, foi estabelecido um valor de resistência que permita a operação normal dos transistores.

Adotando uma fonte C.C. de alimentação de 12V, vamos encontrar um  $R_E = 330 \Omega$ .

- Divisor de Tensão ( $R_1$ ,  $R_2$ ):

Utilizando a curva da razão cíclica versus a tensão imposta no pino 9, comentada no item 4.9.1, e considerando que esta é relativa a apenas um dos transistores de saída, vamos obter para uma razão cíclica máxima de 0,45, correspondente a 0,225 na curva, uma tensão de 2,1V.

Portanto,

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{2,1}{5} \quad \therefore \quad \underline{R_1 = 1,38 R_2}$$

Para realizar o ajuste da tensão foi utilizado um potenciometro de 10 K $\Omega$  entre  $R_1'$  e  $R_2'$  (resistores ligados aos extremos do potenciometro, para limitar sua variação máxima e mínima Figura 4.17).

Sendo:

$$\underline{R_1' = R_2' = 2,2 \text{ K}\Omega}$$

- Resistência  $R_4$  :

Através da Figura 4.14 pode-se estabelecer a seguinte relação, válida para sinal de saída baixo.

$$\frac{5 - V_9}{R_1} = \frac{V_9}{R_2} + \frac{V_9 - V_{D_4}}{R_4 + R_E}$$

Onde:

$V_9 = 1,2V$  (valor de tensão no pino 9 correspondente a uma razão cíclica próxima de zero).

$V_{D_4} = 0,6$  (tensão direta no diodo).

Como:

$$R_1 + R_2 = (2,2 + 10 + 2,2) K = 14,4 K\Omega$$

$$e \quad R_1 = 1,38 R_2$$

$$\text{Logo, } \underline{R_1 = 8,35 K} \quad e \quad \underline{R_2 = 6,05 K}$$

$$\frac{5 - 1,2}{8350} = \frac{1,2}{6050} + \frac{1,2 - 0,6}{R_4 + 330} \quad \therefore \quad R_4 = 2,2 K\Omega$$

- Filtro RC do Sinal de Corrente:

O filtro é dimensionado para picos de corrente da ordem de nano segundos.

$$\text{Valores escolhidos: } \underline{R_3 = 1,2 K\Omega}$$

$$\underline{C_3 = 390 pF}$$

- Transistor  $Q_3$  de Saída e Diodos  $D_3$  e  $D_4$ :

Componentes adotados:

- Transistor: BC558 - Tipo PNP

$V_r = 30 \text{ V}$  e  $I_{c(\text{pico})} = 200 \text{ mA}$

- Diodos 1N4148

#### 4.9.3 - Conexão entre Circuito Lógico de Comando e Transistores de Potência

Os componentes empregados no comando dos transistores de potência serão dimensionados com base na Figura 4.15.

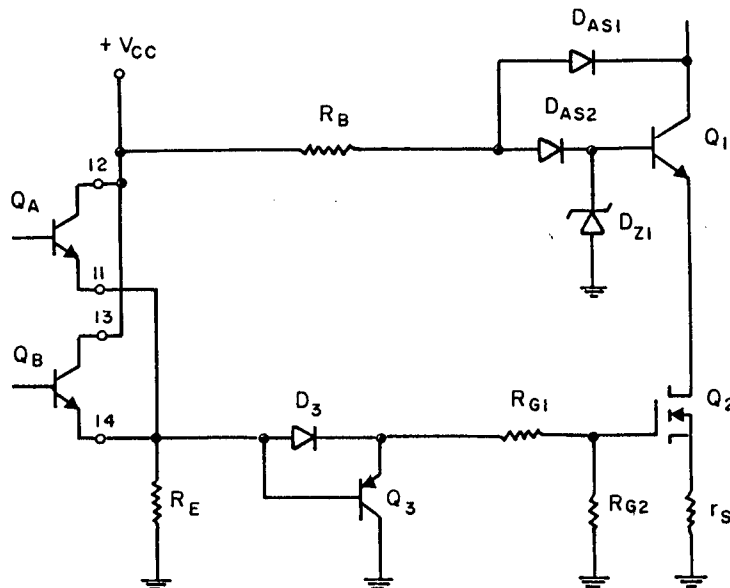


Figura 4.15 - Circuito de Comando dos Transistores.

- Diodos de Anti-Saturação ( $D_{AS1}$  ,  $D_{AS2}$ ):

A tensão reversa máxima sobre o diodo  $D_{AS2}$  será pequena, considerando que a tensão entre a base do transistor e a massa do circuito é definida pela tensão do diodo zener  $D_{z1}$ . Enquanto que o diodo  $D_{AS1}$  ficará submetido a uma tensão aproximadamente igual a tensão máxima sobre a chave.

Deve-se acrescentar ainda que estes diodos deverão ser do tipo rápido, devido a frequência de operação da estrutura.

Diodos escolhidos:

$D_{AS1}$  : SKE 4F - 1/08

$D_{AS2}$  : SKE 4F - 1/04

- Diodo Zener ( $D_{z1}$ ):

Durante os testes realizados com a montagem casco de definiu-se uma tensão zener próxima de 2V, a partir da observação dos tempos de disparo e bloqueio.

Para conseguir este valor baixo de tensão zener, utilizou-se 3 diodos em série, diretamente polarizados.

Diodos utilizados: 3 Diodos 1N4004

Observação: Deve-se tomar muito cuidado na escolha destes diodos, pois sua queima implica na queima dos transistores de potência.

Resistor de Base ( $R_B$ ):

A partir da curva da tensão de saturação versus a corrente de base do transistor, do catálogo do fabricante [22], observa-se que uma corrente de base de 0,1A é mais que suficiente para mante-lo na região de saturação.

Considerando na pior situação uma corrente de coletor de 1A, teremos através da curva  $V_{BE(SAT)} \times I_C$ , também do catálogo do fabricante, uma tensão  $V_{BE} = 0,8$ .

A queda de tensão  $V_{DS}$  com o FET em condução é fornecida, pelo catálogo [23], como sendo de 0,25V.

Portanto,

$$\frac{V_{CC} - V_D - V_{BE} - V_{DS(ON)} - I_C \cdot r_s}{R_B} = 0,1$$

$$R_B = \frac{12 - 0,6 - 0,8 - 0,25 - 1 \cdot 1}{0,1} = 93,5 \quad \therefore R_B = 100\Omega/1W$$

- Resistores  $R_{G1}$  e  $R_{G2}$ :

O resistor série  $R_{G1}$  limita as correntes parasitas armazenadas no circuito, devido a indutância dos fios e capacitância de entrada do FET. Enquanto que  $R_{G2}$  providencia um desvio para a massa das correntes de fuga da saída do circuito lógico de comando, durante o tempo que o sinal de saída for baixo.

Resistores aconselhados:

$$R_{G1} = \underline{2,2\Omega} \quad e \quad R_{G2} = \underline{100K\Omega}$$

#### 4.10 - Fonte C.C. de Alimentação do Circuito de Comando

##### 4.10.1 - Corrente de Carga Máxima

###### - Corrente de Base do Transistor Bipolar:

Definida no item 4.9.3, como sendo

$$I_B = \underline{100 \text{ mA}}$$

###### - Máxima Corrente de Carga do Capacitor de Entrada do FET:

$$I_{\text{FET}} = \frac{C_{\text{GS}} \cdot V_{\text{GS}}}{t_r} \quad (\text{eq. 4.52})$$

Onde:

$C_{\text{GS}}$  = capacitância entre gate e fonte.

$V_{\text{GS}}$  = tensão dentre gate e fonte.

$t_r$  = tempo de subida da tensão.

Do manual do fabricante, temos:

$$C_{\text{GS}} = 300 \text{ pF}$$

$$t_r = 120 \text{ ns}$$

$$V_{\text{GS}} = V_{\text{CC}} - V_{\text{CE}} - V_{\text{D3}} - I_{\text{FET}} (R_{\text{G1}} + r_s) \quad (\text{eq. 4.53})$$



Onde:

$V_{CE} \cong 1V$  (tensão de saturação dos transistores de saída do C.I. 3524)

$V_{D3} \cong 0,6V$  (tensão direta no diodo  $D_3$ )

A partir das equações 4.52 e 4.53 podemos deduzir que:

$$I_{FET} = \frac{V_{CC} - V_{CE} - V_{D3}}{\frac{tr}{C_{GS}} + R_{G1} + R_S} \quad (\text{eq. 4.54})$$

Logo,

$$I_{FET} = \frac{12 - 1 - 0,6}{\frac{120 \times 10^{-9}}{300 \times 10^{-12}} + 2,2 + 1} \quad \therefore \quad I_{FET} = \underline{26 \text{ mA}}$$

Vamos acrescentar mais 50 mA, considerando o consumo do restante do circuito e a corrente mínima do zener.

$$I_{\text{carga}} = 100 + 26 + 50 \quad \therefore \quad I_{\text{carga}} = \underline{176 \text{ mA}}$$

#### 4.10.2 - Dimensionamento dos Componentes

Vamos considerar a fonte mostrada na Figura 4.16, para o cálculo dos componentes.

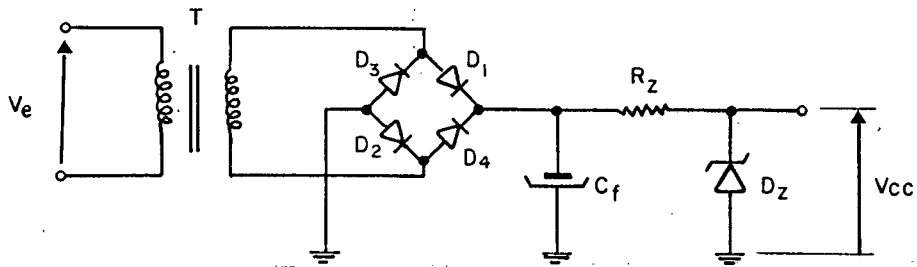


Figura 4.16 - Fonte com Retificação de Onda Completa em Ponte e Regulador  $R_z$   $D_z$ .

- Transformador utilizado:

- Características:

$$V_{p_{ef}} = 220V$$

$$V_{s_{ef}} = 17V$$

$$P = 5W$$

- Diodos retificadores:

$$\text{Tensão reversa máxima: } V_r = \sqrt{2} \cdot 17$$

$$\therefore \underline{V_r \cong 24V}$$

$$\text{Corrente média: } I_{D_{med}} = \frac{I_{carga}}{2}$$

$$\therefore \underline{I_{D_{med}} = 88 \text{ mA}}$$

A partir destes valores escolheu-se o diodo 1N4001 para a ponte retificadora.

- Capacitor eletrolítico:

Admitindo uma ondulação de 0,65V pico a pico e considerando que o capacitor irá fornecer energia durante meio ciclo da rede, a partir da equação 4.12 vamos obter:

$$C_f = \frac{I \Delta t}{\Delta V} = \frac{0,176 \cdot 8 \cdot 10^{-3}}{0,65} = 2166 \times 10^{-6}$$

Capacitor adotado:

$$C_f = \underline{2200 \mu F / 25V}$$

- Regulador:

Para um diodo zener de 12 V e  $P_z = 1W$  vamos obter:

$$R_z = \frac{V_{cf \text{ md}} - V_z}{I_{\text{carga}}} \quad (\text{eq. 4.55})$$

$$\text{Como: } V_{cf \text{ md}} = \sqrt{2} \cdot 17 - \frac{0,65}{2} = \underline{23,7V}$$

Logo,

$$R_z = \frac{23,7 - 12}{0,176} = 66,6$$

$$P_z = 62 \cdot (0,176)^2 \quad \therefore R_z = 62\Omega / 2W$$

#### 4.11 - Esquema da Fonte Chaveada

No esquema (Figura 4.17) estão representados todos os componentes da fonte, estabelecidos durante o projeto.

Convém lembrar:

- Que os diodos de saída, embora representados discretamente, são integrados em uma única capsula.

- Conforme foi definido no projeto, o transistor bipolar e os diodos de saída necessitam dos dissipadores calculados.

Obs.: Todos os resistores que não possuem especificação quanto a potência, deverão ser considerados de 1/8W.

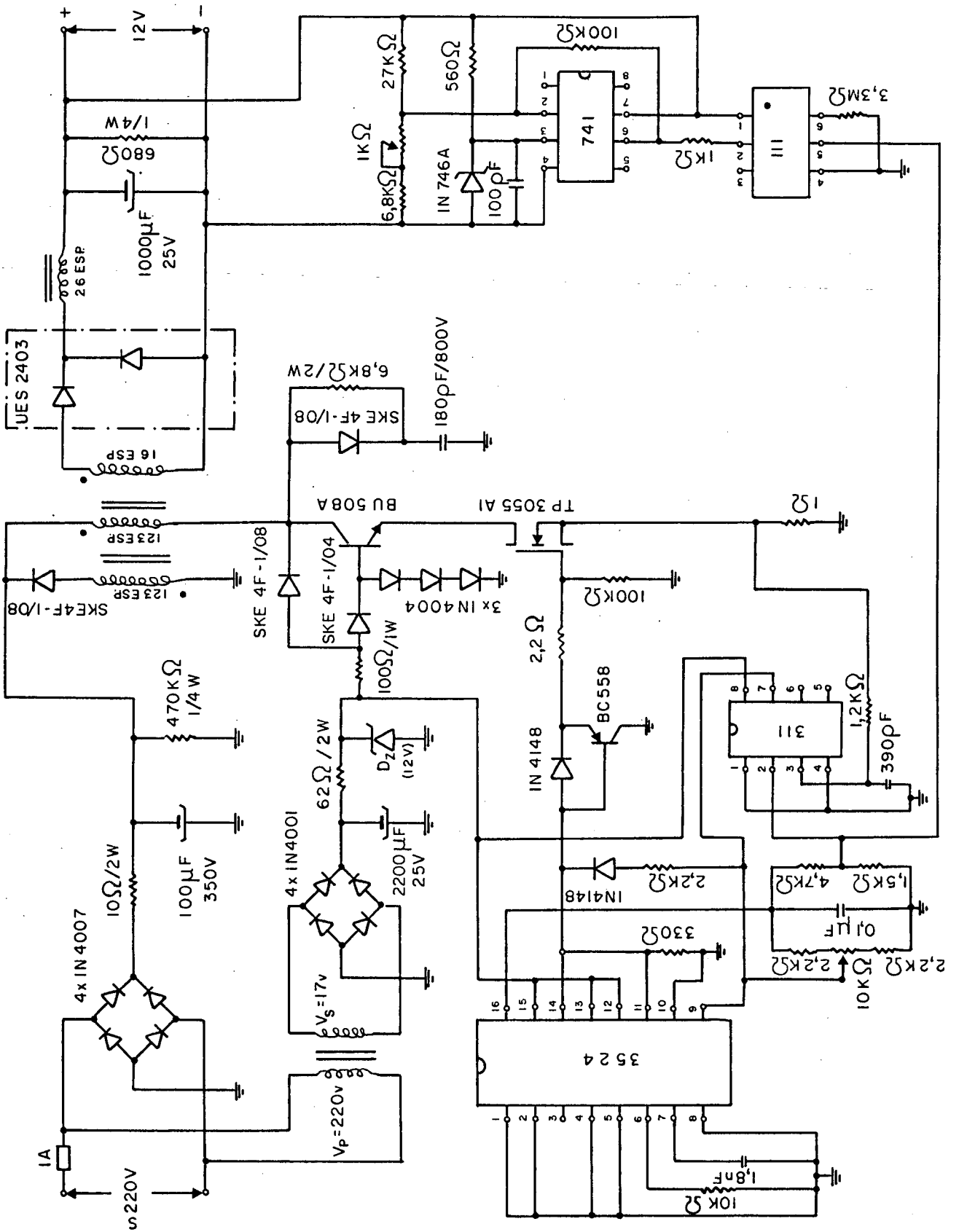


Figura 4.17 - Circuito do Protótipo Implementado.

#### 4.12 - Conclusão

Uma das preocupações neste Capítulo foi em estabelecer uma seqüência de projeto simples e clara, procurando não deixar dúvidas quanto aos passos adotados, para que este possa servir não só a finalidade inicial a que se destina, mas também como uma fonte de consulta para projetos de fontes chaveadas com valor extremo de corrente imposto.

Durante o projeto constatou-se que:

- A montagem "cascode" se apresenta como uma solução bastante simples e prática para a limitação em tensão e frequência dos transistores de potência.

- Embora pequena, existe dissipação de energia sobre a chave e diodos de saída, exigindo, portanto, um dissipador adequado.

- A pequena dimensão do transformador de potência confirma a vantagem, neste aspecto, apresentada pela alta frequência.

- O circuito integrado 3524 adapta-se muito bem ao controle por valores extremos de corrente, quando empregado juntamente com o comparador 311.

## CAPÍTULO 5

### VERIFICAÇÃO EXPERIMENTAL DO COMPORTAMENTO DA FONTE IMPLEMENTADA

#### 5.1 - Introdução

Este Capítulo procura analisar em termos qualitativos o comportamento da fonte implementada.

Inicialmente, utilizando instrumentos de medição, serão levantadas as curvas de comportamento em regime permanente da tensão de saída, em função da variação de carga e da variação de tensão de entrada.

Logo a seguir, ainda para uma situação de regime permanente, são analisadas, utilizando-se um osciloscópio, as formas de onda das tensões e correntes, sobre a chave, diodos de saída, indutor e capacitor de saída.

Para finalizar, com a ajuda de um circuito chaveador, é verificada a resposta do sistema na partida e para variações bruscas de carga.

#### 5.2 - Comportamento Estático

##### 5.2.1 - Tensão de Saída versus Corrente de Carga

Na Figura 5.1 é mostrado o comportamento da tensão de saída com a variação de carga. Seus pontos foram levantados com o auxílio de um amperímetro e de um voltímetro C.C.

A estrutura foi alimentada com a tensão eficaz nominal de entrada (220V).

Verifica-se a existência do erro estático, observando-se, por exemplo, que para uma carga igual a metade da nominal a tensão de saída sobe em torno de 0,07V acima de seu valor nominal. Isto se explica pelo fato do ganho do conversor variar com a carga, conforme ficou demonstrado através de sua curva levantada no Capítulo 2.

O ganho do sistema a malha fechada comporta-se de maneira tal que, retirando-se carga da estrutura o ganho irá aumentar e o erro entre as tensões de referência e de saída, conseqüentemente, diminuirá. Considerando que a tensão de referência está ajustada para um determinado valor de carga, com a variação desta teremos uma variação da tensão de saída.

Pode-se observar também que, para cargas menores que a mínima de projeto a tensão sobe rapidamente com a diminuição da carga e irá tender ao valor de tensão de entrada  $V_2$  do conversor, com a carga tendendo a zero.



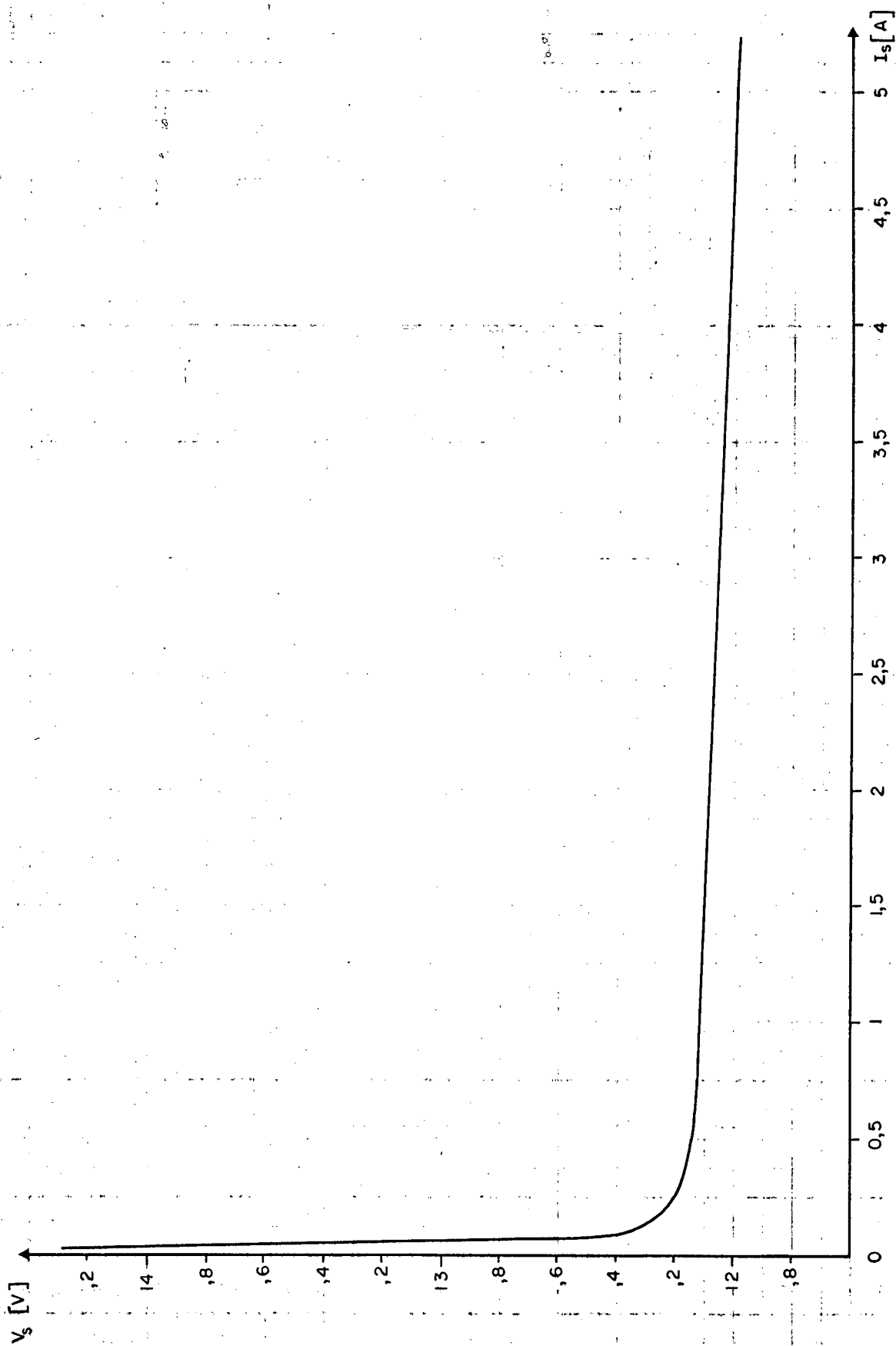


Figura 5.1 - Comportamento da Tensão de Saída com a Carga.

### 5.2.2 - Tensão de Saída Versus Tensão Eficaz de Entrada

Conforme mostra a Figura 5.2, enquanto a queda de tensão de entrada não atingir um valor correspondente a razão cíclica máxima, a malha de regulação estará atuando, mantendo fixa a tensão de saída. Nesta região da curva pode-se observar o erro estático verificado no item anterior, considerando que para a resistência de carga de  $4,8\Omega$  a tensão de saída se eleva acima da nominal.

Observa-se através da Figura que a máxima queda de tensão de entrada admissível, correspondente a razão cíclica máxima, será maior para cargas menores. Para uma carga nominal este valor fica em torno de 23% da tensão nominal de entrada, enquanto que, para a metade da carga nominal será de aproximadamente 30%. Conclui-se, desta forma, que a queda de tensão de entrada admissível para uma carga nominal é menor do que a prevista. Isto é facilmente explicado, lembrando que as quedas de tensão no circuito da fonte não foram consideradas no projeto, e que estas aumentam com a carga.

Para valores de tensão de entrada menores que o correspondente a razão cíclica máxima a malha de regulação deixa de atuar e a tensão de saída cai com a da entrada.

A partir da curva podemos observar que para valores de tensão eficaz de entrada menores que 110V, a tensão sobre o capacitor eletrolítico da fonte de alimentação do comando atinge um valor próximo ao da tensão do diodo zener regulador, e a partir daí a tensão de saída cai rapidamente até se anular, ponto em que o circuito de comando não mais atua.

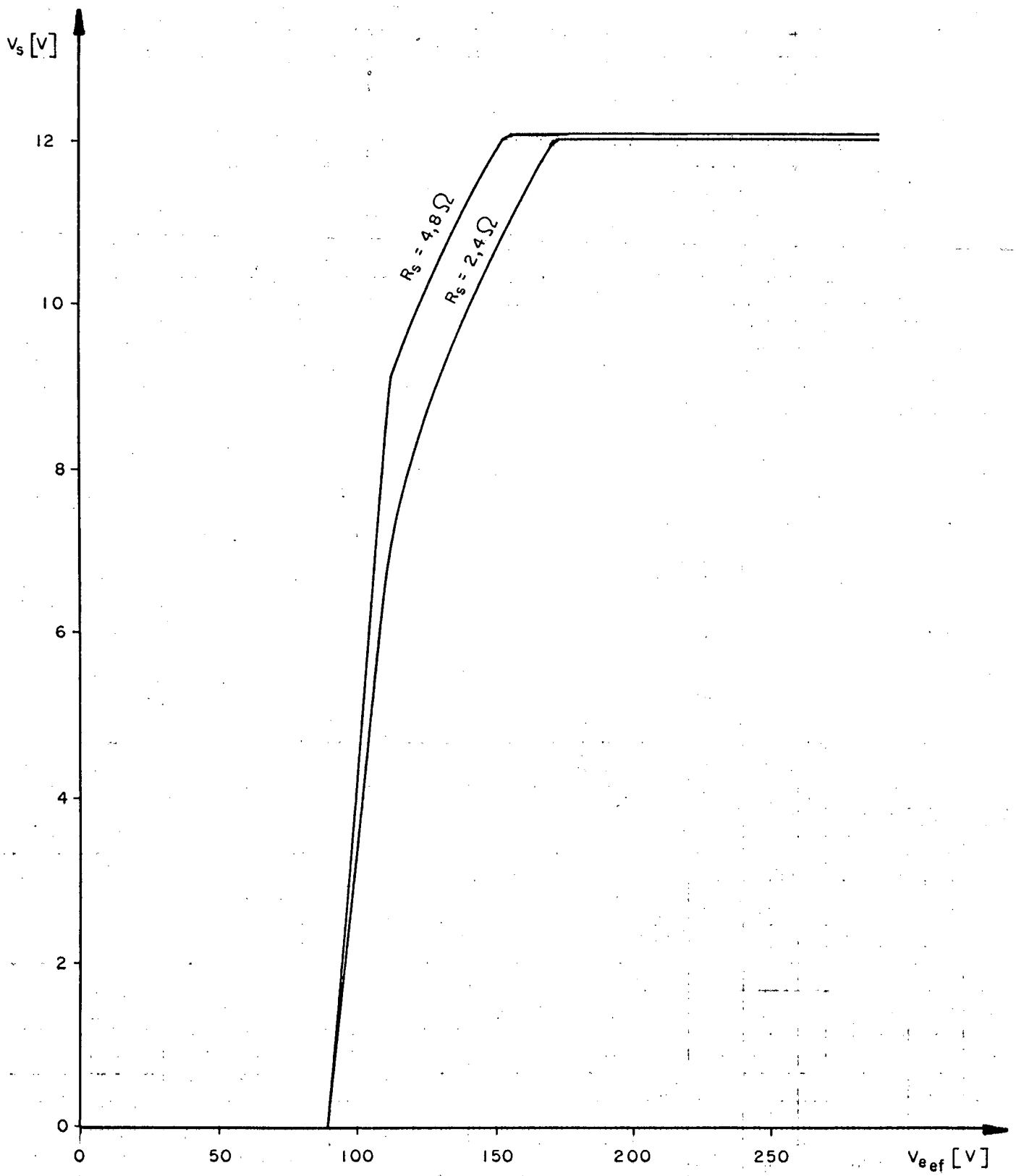


Figura 5.2 - Comportamento da Tensão de Saída com a Tensão Eficaz de Entrada.

### 5.2.3 - Tensão e Corrente na Chave

Durante o tempo em que a chave estiver fechada a corrente  $I_{ch}$  sobe, enquanto a tensão  $V_{ch}$  permanece aproximadamente igual a zero, conforme mostra a Figura 5.3.

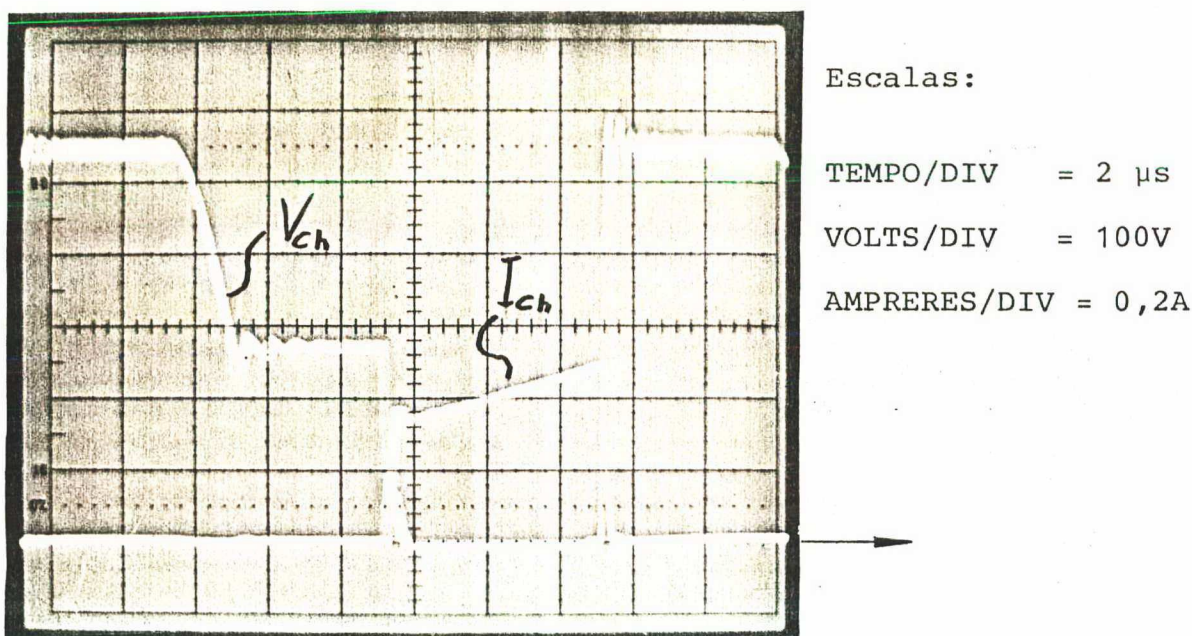


Figura 5.3 - Forma de Onda da Tensão e Corrente na Chave.

No instante em que a corrente atinge um valor correspondente ao valor extremo que está sendo imposto, os transistores são bloqueados e a tensão sobre a chave sobe até alcançar o dobro do valor de tensão de entrada, devido a ação do circuito desmagnetizante, permanecendo neste valor até que a corrente de desmagnetização volte a cair, quando então a tensão sobre a chave assume o valor da tensão de entrada.

Durante o tempo em que a chave permanecer aberta a corrente será nula.

Observa-se através da Figura os tempos de comutação, responsáveis pela dissipação de energia na chave, ou melhor, no transistor bipolar, por ser este o que assume a maior parte da tensão e por ser bem mais lento que o FET.

#### 5.2.4 - Tensão e Corrente nos Diodos de Saída

Os diodos  $D_{S1}$  e  $D_{S2}$  de saída são identificados através do circuito da Figura 4.1 do Capítulo 4.

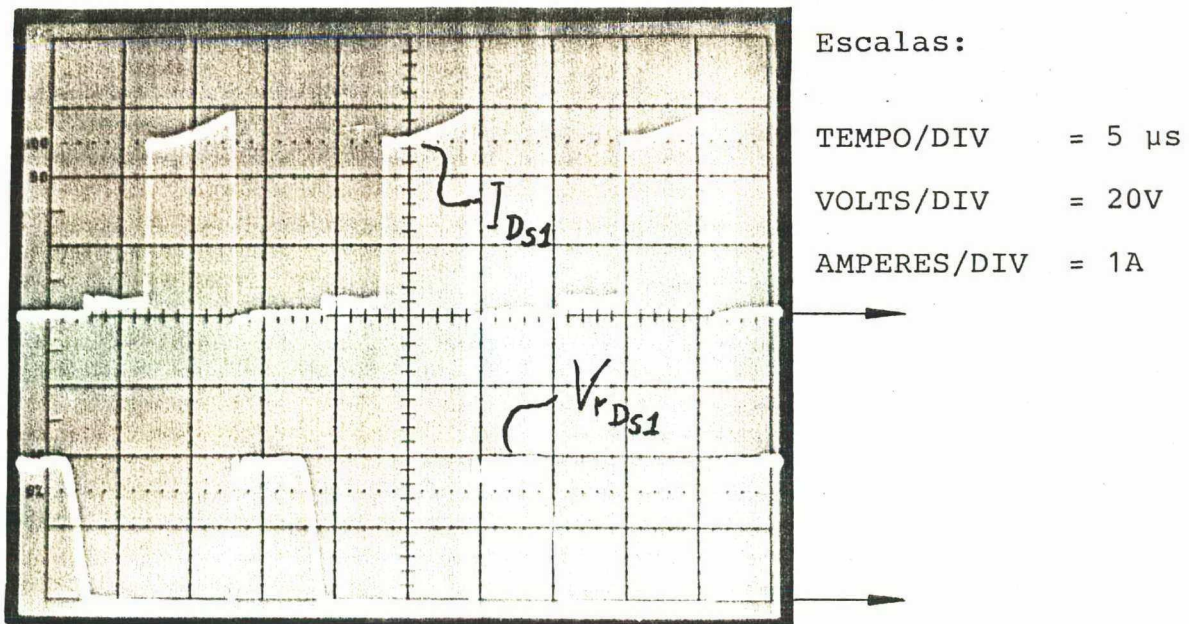


Figura 5.4 - Formas de Onda da Tensão e Corrente no Diodo  $D_{S1}$ .

Durante o tempo em que a chave estiver fechada o diodo  $D_{S1}$  estará conduzindo, conforme mostra a Figura 5.4, e sua tensão direta será aproximadamente igual a zero.



A partir do instante em que a chave abrir, o diodo  $D_{S1}$  é bloqueado, enquanto que o diodo  $D_{S2}$  (Figura 5.5) assume a corrente do indutor.

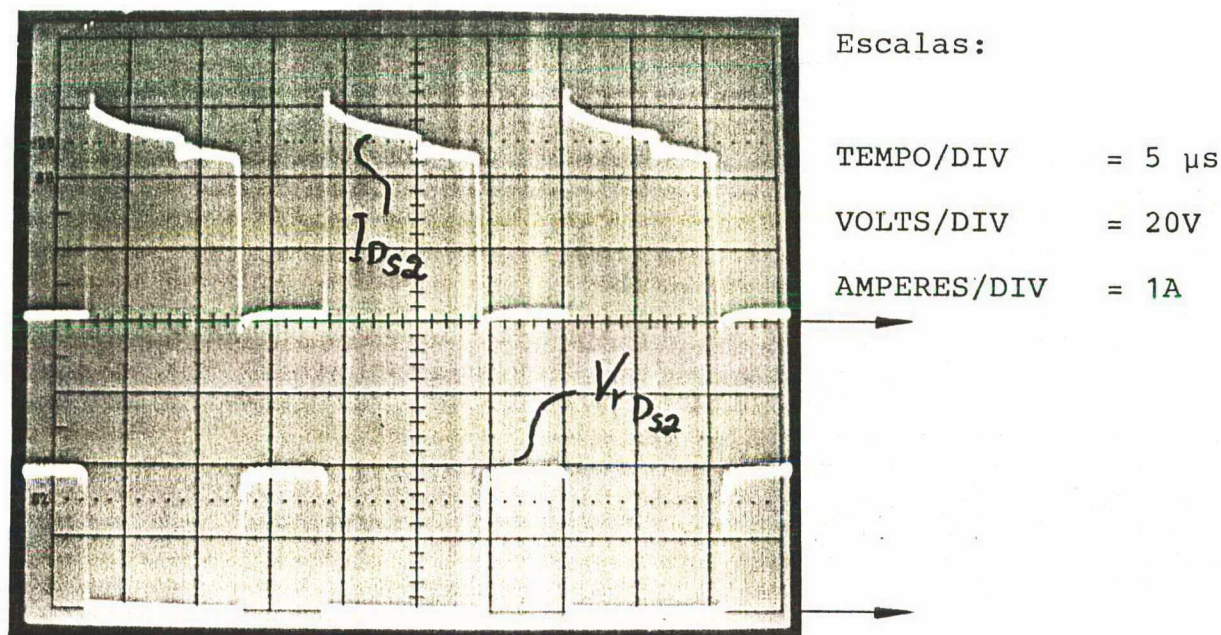
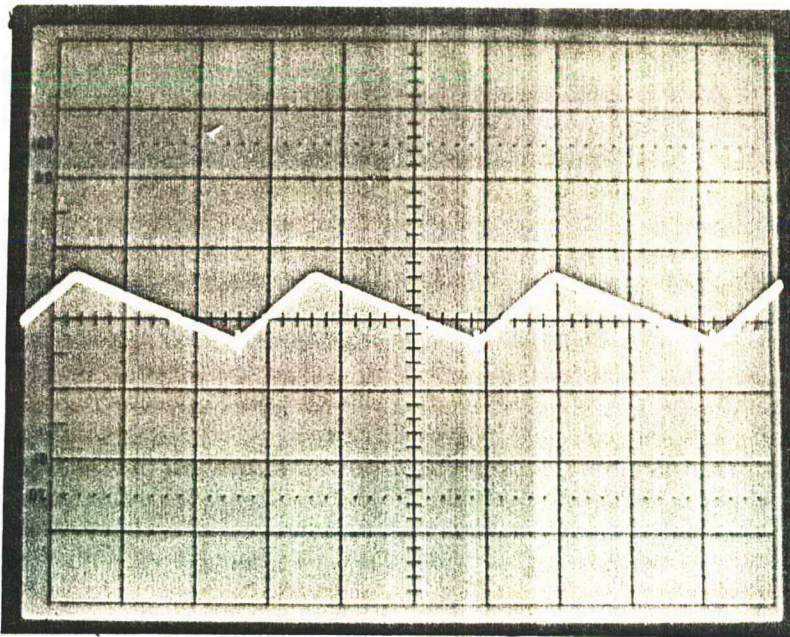


Figura 5.5 - Formas de Onda da Tensão e Corrente no Diodo  $D_{S2}$ .

A tensão reversa sobre o diodo  $D_{S1}$  se anula antes da chave fechar novamente, isto se deve ao fato de que, após a corrente no enrolamento desmagnetizante se anular a tensão no enrolamento secundário do transformador cai a zero. A partir deste instante observa-se, analisando as duas Figuras, que uma pequena parte da corrente em  $D_{S2}$  é assumida por  $D_{S1}$ . Este valor de corrente será pequeno devido ao enrolamento secundário em série com o diodo.

### 5.2.5 - Ondulação da Corrente no Indutor

A foto da Figura 5.6 ilustra a ondulação de corrente no indutor na situação de regime permanente. Nesta situação a malha de controle está atuando e impondo um valor extremo de corrente correspondente a uma razão cíclica de aproximadamente 30%.



Escalas:

TEMPO/DIV = 5  $\mu$ s

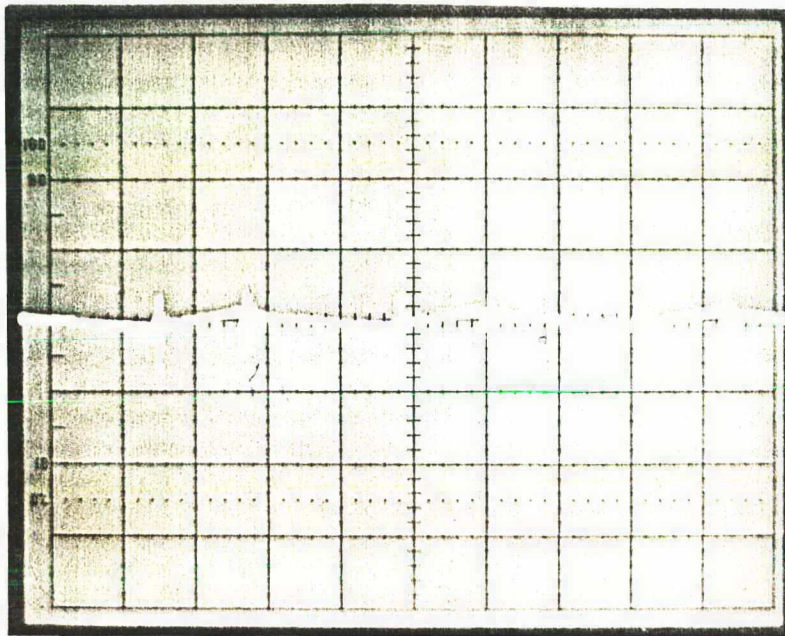
AMPERES/DIV = 0,5A

Figura 5.6 - Forma de Onda da Ondulação de Corrente no Indutor.

### 5.2.6 - Ondulação da Tensão de Saída

A ondulação de tensão de saída  $\Delta V_S$  não atinge 0,05V, ou seja, é menor que 0,4% da tensão de saída.





Escalas:

TEMPO/DIV = 5  $\mu$ s

VOLTS/DIV = 0,1V

Figura 5.7 - Forma de Onda da Ondulação de Tensão de Saída.

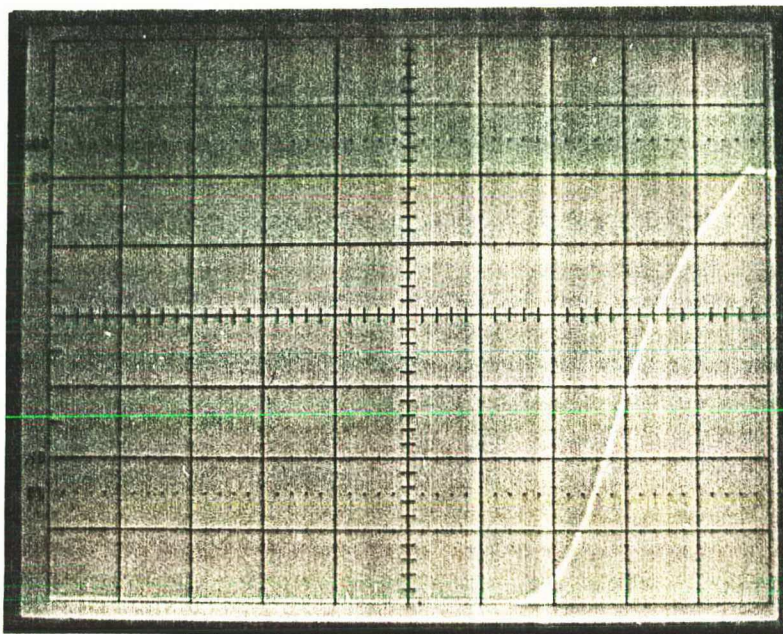
A amplitude dos picos de tensão observadas nos instantes de chaveamento, através da foto da Figura 5.7, não são plenamente confiáveis. Para este tipo de medição as sondas do osciloscópio introduzem perturbações na saída, devido as suas capacitâncias parasitas e casamento de impedância.

### 5.3 - Comportamento Dinâmico

#### 5.3.1 - Partida

Nesta situação, mostrada na Figura 5.8, para carga nominal é aplicado um degrau de tensão nominal de entrada.





Escalas:

TEMPO/DIV = 2 ms

VOLTS/DIV = 2V

Figura 5.8 - Tensão de Saída, para um Degrau de Tensão Nominal de Entrada.

Observa-se que a tensão de saída  $V_S$  leva em torno de 6 ms para atingir seu valor nominal. Portanto, verifica-se com este teste que o tempo real é aproximadamente 3 vezes maior que o tempo fornecido pela simulação (Capítulo 3). Isto é justificado, lembrando que nas simulações não são consideradas algumas constantes de tempo, como as relacionadas com a carga do capacitor de entrada.

### 5.3.2 - Tensão de Saída com Perturbações na Carga

#### - Circuito Utilizado no Teste:

Com o objetivo de introduzir perturbações na carga, foi utilizado o circuito mostrado na Figura 5.9.

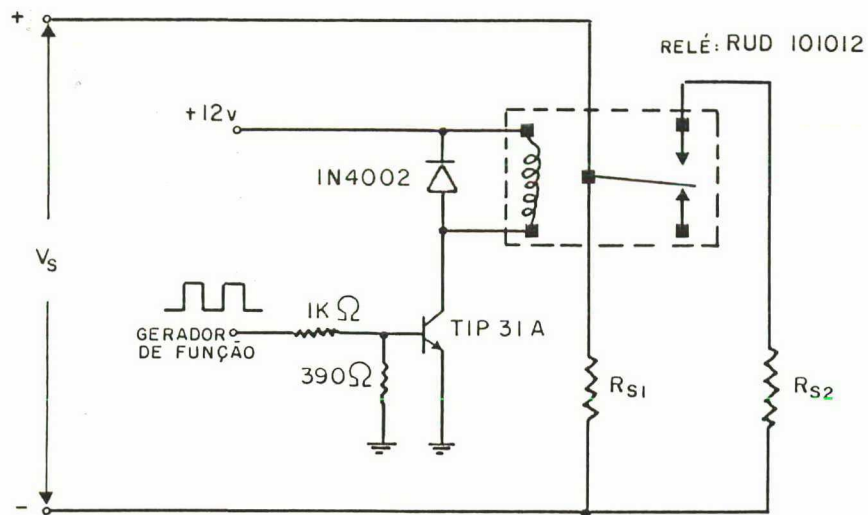


Figura 5.9 - Circuito Chaveador da Carga.

A resistência de carga  $R_{S2}$  será chaveada em paralelo com  $R_{S1}$ , com uma frequência em torno de 40 Hz e razão cíclica de 0,5.

- Resistências de Carga Utilizadas:

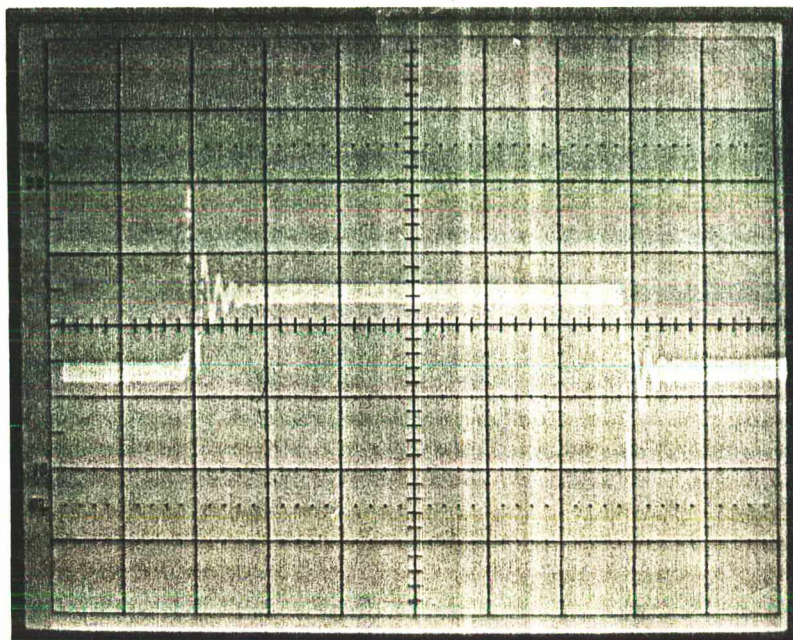
$$\underline{R_{S1} = 4,8\Omega}$$

$$\underline{R_{S2} = 4,8\Omega}$$

A Figura 5.10 mostra o comportamento da tensão de saída para, aproximadamente, meio período de chaveamento da carga. Através desta foto pode-se observar o instante de abertura e fechamento do relê.

No instante em que o relê abre a tensão de saída sobe, oscila e, logo a seguir, estabiliza. Conforme foi observado no item 5.2.1, a alteração do valor final de tensão para cargas diferentes, deve-se ao erro estático apresentado pela estrutura.





Escalas:

TEMPO/DIV = 2 ms

VOLTS/DIV = 0,5V

Figura 5.10 - Tensão de Saída com Variações Bruscas de Carga.

A partir do instante em que o relé fecha a tensão volta a cair, oscilar e a estabilizar novamente.

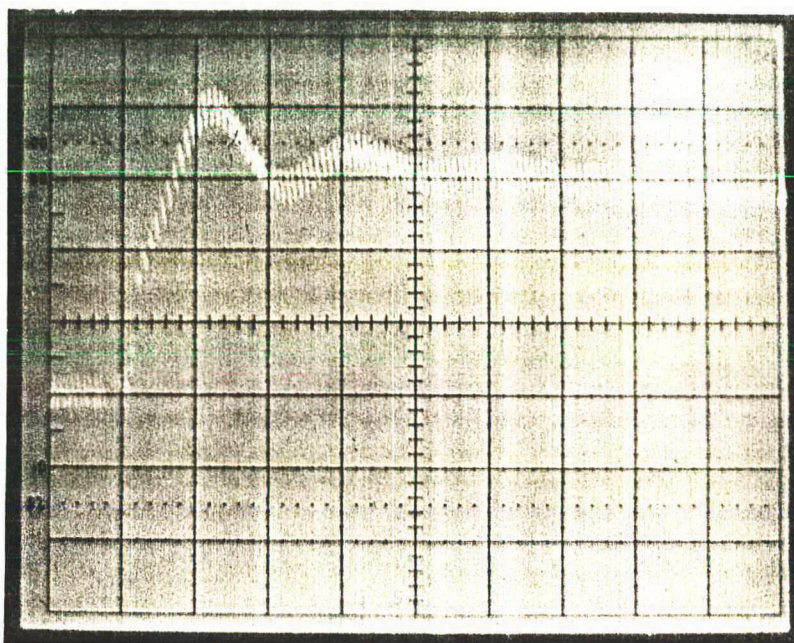
O número de oscilações durante o transitório de mostra que o ganho da estrutura determina uma velocidade de variação da tensão  $V_S$  maior que a velocidade máxima de variação da corrente  $(d_{iL}/dt)_{MÁX}$ , levando esta a um tempo de resposta maior que 1 ms.

### 5.3.3 - Corrente no Indutor com Perturbações na Carga

As Figura 5.11 e 5.12 mostram o comportamento da corrente no indutor para a mesma perturbação analisada no item anterior.

No instante em que o relé é fechado a tensão  $V_S$  cai e o erro entre esta e a de referência aumenta, aumentando proporcionalmente o valor extremo de corrente imposta. Conforme mos

tra a Figura 5.11, nesta situação a chave opera com razão cíclica máxima e a corrente sobe até que a tensão reaja, levando a malha de regulação a regular novamente.



Escalas:

TEMPO/DIV = 0,2 ms

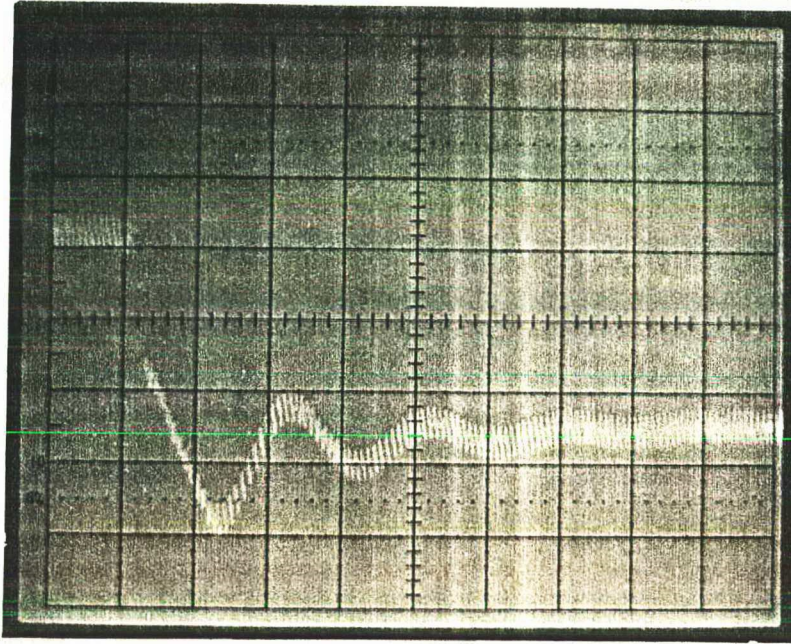
AMPERES/DIV = 1A

Figura 5.11 - Corrente no Indutor para um aumento de Carga.

Quando o relé abre a tensão  $V_S$  sobe e o erro diminui, impondo um valor extremo de corrente que leva a chave a abrir durante os próximos períodos, forçando a corrente a cair, conforme mostra a Figura 5.12.

A partir do momento em que a tensão, voltando a descer, atinge um determinado valor, a malha de regulação reage de modo a estabilizar novamente o sistema.





Escalas:

TEMPO/DIV = 0,2 ms

AMPERES/DIV = 1A

Figura 5.12 - Corrente no Indutor para uma Queda de Carga.

#### 5.4 - Conclusão

A estrutura apresenta um comportamento de acordo com o previsto nos estudos iniciais.

O erro estático, verificado no item 5.2.1, é comprovado através da análise das equações que descrevem o ganho do sistema.

A dependência da máxima queda de tensão de entrada admissível, com respeito a carga, deverá ser considerada em projetos futuros.

Uma outra observação a fazer é com respeito a resposta do sistema, embora esteja bem próxima da obtida através de simulações, o ganho demonstra estar um pouco acima do estabelecido no projeto.

A ondulação da tensão de saída mostrou-se relativamente pequena.

## C A P Í T U L O 6

### CONCLUSÕES E SUGESTÕES

Confrontando os resultados experimentais do Capítulo 5 com o estudo realizado nos Capítulos 2 e 3, verificou-se que o comportamento do protótipo está dentro das expectativas.

Considerando que o trabalho foi desenvolvido com objetivo experimental, não houve preocupação em desenvolver um filtro contra as interferências de rádio frequências, introduzidas na rede pelo chaveamento.

Para análise do comportamento dinâmico da estrutura foi desenvolvido um programa baseado no método numérico de Runge-Kutta de 2ª ordem, a partir das equações dinâmicas representativas do sistema. O programa foi implementado em um microcomputador de oito bits, utilizando linguagem basic. A partir deste foram realizadas as simulações.

Observou-se através das experiências que o circuito integrado 3524 adapta-se muito bem a este tipo de modulação.

O princípio de funcionamento da fonte naturalmente protege-a contra sobrecargas e curto-circuitos, eliminando desta forma o circuito de proteção e, conseqüentemente, reduzindo mais ainda o tamanho e custo da montagem.

Uma das características mais importantes da fonte modulada em corrente é o fato de poder ser ligada em paralelo com outras fontes, possibilitando seu aproveitamento em sistemas que venham a exigir mais potência com o passar do tempo.

Embora a potência capaz de ser fornecida pelo con

versor flyback fosse suficiente para o protótipo desenvolvido, escolheu-se o conversor forward considerando que mais tarde a fonte poderá facilmente ser reprojetada com base neste projeto inicial, com o objetivo de retirar uma potência maior da estrutura.

#### Algumas Considerações para Projeto:

- O ganho da malha de regulação deve ser calculado a partir da equação 3.24 do Capítulo 3.

- O cálculo dos resistores da montagem amplificador de erro mais acoplador óptico é feito a partir das equações 4.46 e 4.47 , desenvolvidas no Capítulo 4.

- Para definir a relação de transformação do transformador deverão ser avaliadas as quedas de tensão no circuito da fonte, para que a máxima queda de tensão de entrada admissível seja conseguida.

#### Sugestões para Futuros Trabalhos:

- Estudo de uma fonte chaveada com valores máximo e mínimo de corrente no indutor impostos. Neste tipo de modulação em corrente, a chave é disparada e bloqueada respectivamente quando atinge os valores mínimo e máximo que estão sendo impostos. Portanto trata-se de um conversor que trabalha com frequência livre.

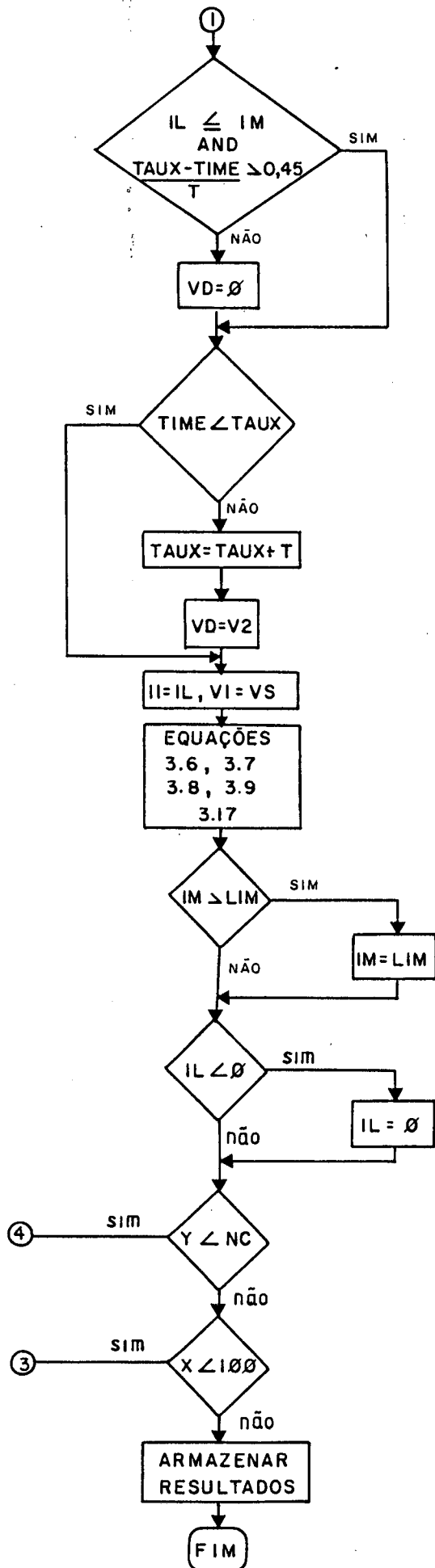
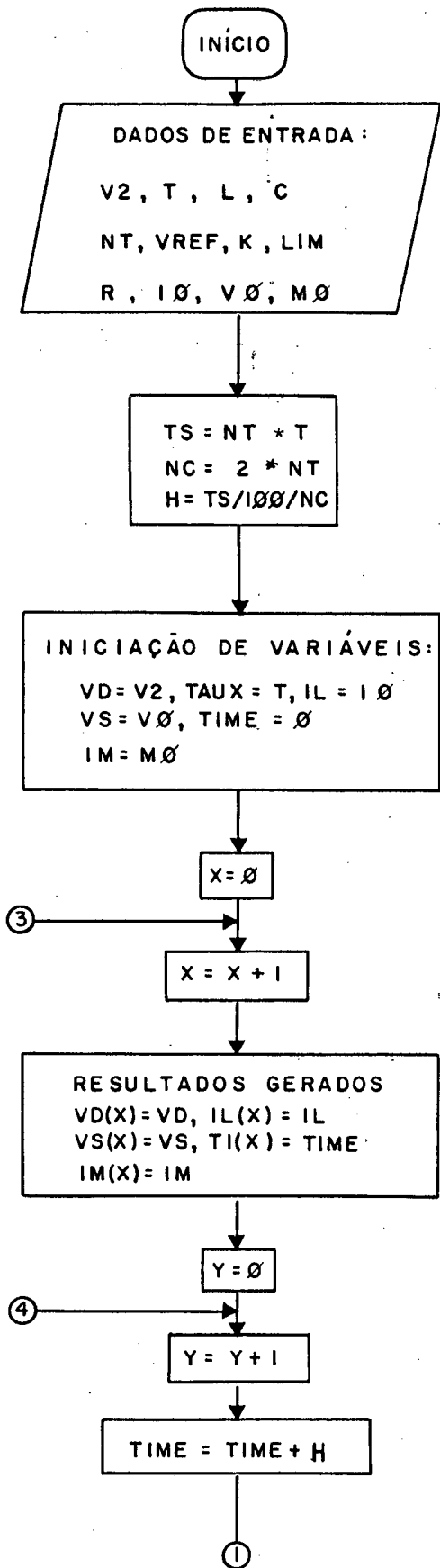
- Estudo de uma fonte chaveada com o tempo de permanência aberta fixo, ou seja, a chave é aberta sempre que alcançar um valor extremo imposto e torna a fechar após ter transcorrido um tempo fixo. Também neste caso a frequência do sistema será livre.

- Projetar um amplificador proporcional integral para a malha de controle e verificar experimentalmente o comportamento da estrutura com o objetivo de eliminar o erro estático.

- Desenvolver uma fonte de alimentação para o circuito de comando que elimine o transformador utilizado nesta. O problema é o grande volume e peso deste componente, quando comparado com os de potência. Isto se explica pelo fato de estar trabalhando com uma frequência muitas vezes inferior a do conversor. Uma sugestão seria a de utilizar um capacitor na entrada, antes da retificação, de modo que a tensão de entrada seja limitada por este.



FLUXOGRAMA DO PROGRAMA DE SIMULAÇÃO



## B I B L I O G R A F I A

- [1] - CHRYSSIS, GEORGE. - "High - Frequency Switching Power Supplies. Theory & Design" , Mc Graw - Hill.
- [2] - PETER, JEAN-MARIE. - "Le Transistor De Puissance Dans La Conversion D'Énergie", Thomson - CSF, Division Semiconducteurs (1983).
- [3] - PETER, JEAN-MARIE. - "Applications Nouvelles Des Transistors de Puissance - Introduction", Thomson - CSF, Division Sescosem, Composants - L'Onde électrique 1977, Vol. 57, n° 11, p. 667.
- [4] - RICOUARD, J. P. - "Les Alimentations À Déconpage: Un Marché Croissant", Thomson - CSF, Division Sescosem, Composants - L'Onde Électrique 1977, Vol 57. N° 11, pp. 668 - 671.
- [5] - POIRSON, C. R. - "Convertisseurs Continu-Continu Nouvelles Perspectives", Thomson - CSF, Division Sescosem, Composants - L'Onde Électrique 1977, Vol. 57, N° 11, pp. 679 - 683.
- [6] - GUERMEUR, G. - "Alimentation Moyenne Puissance À Sorties Multiples", Thomson - CSF, Division Sescosem, Composants - L'Onde Électrique 1977, Vol. 57, N° 11, pp. 684 - 687.

- [7] - SIMON, TOM & FORGE, CHUCK - "Current-Mode Control Simplifies Power Supply Design And Reliability", Computer Technology Review, Winter - 1983.
- [8] - DEISCH, CECIL W. - "Simple Switching Control Method Changes Power Converter Into A Current Source", Power Specialist Conference - PESC, 1978 IEEE, pp. 300 - 306.
- [9] - CAPEL, A., FERRANTE, G., O'SULLIVAN, D., WEINBERG, A. - "Application Of The Injected Current Model For The Dynamic Analysis Of Switching Regulators With The New Concept Of LC<sup>3</sup> Modulator", Power Specialist Conference - PESC, 1978 IEEE, pp. 135 - 147.
- [10] - CAPEL, A., CLIQUE, M., & FOSSARD, A. J. - "Current Control Modulators: General Theory On Specific Design", IEEE Transactions On Industrial Electronics And Control Instrumentations, Vol. IECI - 28, Nº 4, Novembro 1981.
- [11] - RUSSEL, T. HOWARD. - "Optically Coupled Isolators In Circuits", TEXAS INSTRUMENTS.
- [12] - PALMA, J. R. - "O Lugar Dos Optocircuitos na Industria", Nova Eletrônica, Setembro de 1983.
- [13] - THIBODEAU, P. E. - "The Switcher Transformer: Designing If In One Try For Switching Power Suppliers", Electronic Design, September 1, 1980.

- [14] - ICOTRON S.A. - "Transformadores de Ferrite para Fontes Switch - Mode", Boletim Técnico Informativo Icontron.
- [15] - CLEMENTE, STEVE - "Gate Drive Characteristics And Requirements For Power HEXFETs", International Rectifier - Semiconductor Division, Power Mosfet - Applications Notes.
- [16] - CHEN, DAN Y. & JACKSON, B. - " Turn-Off Characteristics Of Power Transistors Using Emitter-Open Turn-Off", IEEE Transactions On Aerospace And Electronics Systems, Vol. AES - 17, nº 3, May 1981.
- [17] - PERRIN, J. C. - "Schémas D'Alimentations À Découpage Utilisant Le Circuit SG 3524", Microélectronique, EAI 256/15 - 9 - 78.
- [18] - CHEN, DAN Y. - "A New Way To Speed Transistor Switching", Electronic Design, April 22, 1982.
- [19] - BARBI, I. (1984) - "Teoria dos Pulsadores". Capítulo 4 da Apostila do Curso de Eletrônica de Potência II, UFSC, 1984.
- [20] - "Semiconductor Databook" - UNITRODE, pags. 5 - 174 a 5 - 176, 1985 - 86.
- [21] - "Voltage Regulator Handbook" - National Semiconductor, pags. 10 - 144 a 10 - 148, 1980.

- [22] - "Semiconductor Databook" - SGS, pags. 250 - 255, 1984.
- [23] - "Power Mosfet Transistor Data" - MOTOROLA, pags. C - 152  
a C - 156, 1984.