

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**ESTUDO E APLICAÇÃO DO CONVERSOR ZETA-
GEPAE ISOLADO COM MÚLTIPLAS SAÍDAS
E MODULAÇÃO PWM PARA FONTES CHAVEADAS**

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À
UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

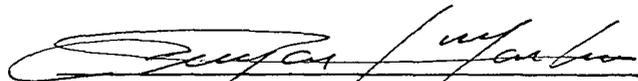
GLAUCIO NASCIMENTO DE ABREU

FLORIANÓPOLIS, OUTUBRO DE 1992

ESTUDO E APLICAÇÃO DO CONVERSOR ZETA-GEPAE ISOLADO COM MÚLTIPLAS
SAÍDAS E MODULAÇÃO PWM PARA FONTES CHAVEADAS

GLAUCIO NASCIMENTO DE ABREU

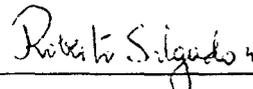
ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO
DE MESTRE EM ENGENHARIA, ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E
APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.
Orientador

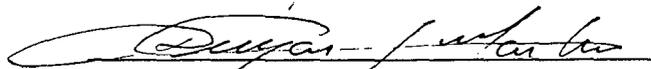


Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Coorientador



Prof. Roberto de Sousa Salgado, PH.D.
Coordenador do Curso de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica

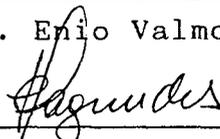
BANCA EXAMINADORA:



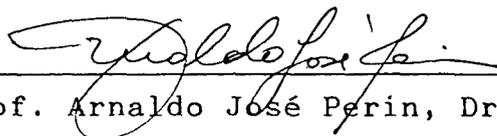
Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.



Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

A DEUS
A MEUS PAIS
A ALGUÉM ESPECIAL

"Qualquer caminho é apenas um caminho e não constitui insulto algum - para si mesmo ou para os outros - abandoná-lo quando assim ordena o seu coração. (...) Olhe cada caminho com cuidado e atenção. Tente-o tantas vezes quantas julgar necessário ... Então, faça a si mesmo e apenas a si mesmo uma pergunta: possui este caminho um coração? Em caso afirmativo, o caminho é bom. Caso contrário, esse caminho não possui importância alguma."

Carlos Castañeda
The Teachings of Don Juan

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador, Prof. Denizar Cruz Martins e coorientador Prof. Ivo Barbi, pela dedicação, extrema competência e amizade dispensada na orientação deste trabalho e durante todo o curso de pós-graduação.

Aos professores participantes de minha banca examinadora: Arnaldo José Perin, Enio Valmor Kassic e João Carlos Fagundes pela grande amizade, simpatia e apoio durante todo o trabalho, bem como pelas contribuições sugeridas ao mesmo.

Aos técnicos e funcionários do LAMEP, em especial à Rosângela Márcia Livramento, Luis Marcilius Coelho e Gerson Gabiatti o meu agradecimento pela amizade e colaboração na realização deste trabalho.

Aos meus amigos e colegas do laboratório pelo companheirismo e amizade dispensados nestes dois anos de trabalho.

À secretaria e departamento de pós-graduação, em especial a Wilson.

Aos amigos Daniel Coutinho, Fábio Coradini, Luis Henrique Meyer e Thair Mustafa pela amizade sincera.

À meus pais pela compreensão e estímulo que sempre demonstraram.

À Universidade Federal de Santa Catarina e CAPES pelo suporte financeiro.

À todas as pessoas que de uma forma ou de outra contribuíram para a realização desta pesquisa.

SUMÁRIO

RESUMO.....	i
ABSTRACT.....	ii
SIMBOLOGIA.....	iii
INTRODUÇÃO GERAL.....	vii

CAPÍTULO I - MODELO MATEMÁTICO DO CONVERSOR ZETA-GEPAE EM REGIME PERMANENTE

1.1 INTRODUÇÃO.....	1
1.2 ANÁLISE DO CONVERSOR CC/CC ZETA-GEPAE NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUO.....	2
1.3 ANÁLISE DA ONDULAÇÃO DE TENSÃO E CORRENTE NO CONVERSOR ZETA-GEPAE NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUO.....	10
1.3.1 Indutor L_M	10
1.3.2 Indutor L_2'	10
1.3.3 Capacitor C_1'	11
1.3.4 Capacitor C_2'	11
1.4 TENSÃO E CORRENTE DE PICO NAS CHAVES E COMPONENTES PASSIVOS PARA O CONVERSOR ZETA-GEPAE NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUO.....	13
1.4.1 Tensão nas chaves.....	13
1.4.2 Corrente nas chaves.....	15
1.4.3 Corrente no indutor L_M	17
1.4.4 Corrente no indutor L_2'	17
1.4.5 Tensão no Capacitor C_1'	18
1.4.6 Tensão no Capacitor C_2'	18
1.5 VALORES MÉDIOS DE CORRENTE E TENSÃO NAS CHAVES PARA O CONVERSOR ZETA-GEPAE NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUO.....	19
1.5.1 Corrente média na chave S.....	19
1.5.2 Corrente média no diodo D.....	20
1.6 VALOR EFICAZ DE CORRENTE NAS CHAVES E COMPONENTES PASSIVOS PARA O CONVERSOR NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUO.....	22
1.6.1 Corrente eficaz na chave S.....	23
1.6.2 Corrente eficaz no diodo D'.....	24
1.6.3 Corrente eficaz no capacitor C_1'	24

1.7 ANÁLISE DOS TEMPOS DE CONDUÇÃO E ABERTURA DO TRANSISTOR DE POTÊNCIA DO CONVERSOR CC/CC ZETA-GEPAE.....	24
1.8 ANÁLISE DO CONVERSOR CC/CC ZETA-GEPAE NO MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUO.....	27
1.9 DETERMINAÇÃO DA ONDULAÇÃO DE TENSÃO E CORRENTE PARA O CONVERSOR NO MODO DESCONTÍNUO.....	33
1.9.1 Indutor L_M	33
1.9.2 Indutor L_2'	34
1.9.3 Capacitor C_2'	34
1.10 DETERMINAÇÃO DOS VALORES MÁXIMOS DE TENSÃO E CORRENTE NAS CHAVES E INDUTORES PARA O MODO DESCONTÍNUO.....	35
1.11 ANÁLISE DOS LIMITES DE CONDUÇÃO CONTÍNUA NO CONVERSOR ZETA-GEPAE.....	38
1.12 CONCLUSÃO.....	41

CAPÍTULO II - SIMULAÇÃO DO CONVERSOR ZETA-GEPAE EM REGIME PERMANENTE

2.1 INTRODUÇÃO.....	42
2.2 CIRCUITO SIMULADO.....	42
2.3 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR ZETA-GEPAE.....	43
2.3.1 Razão cíclica variável e demais parâmetros constantes.....	43
2.3.2 Freqüência de chaveamento variável e demais parâmetros constantes.....	47
2.3.3 Resistência de carga variável e demais parâmetros constantes.....	51
2.3.4 Indutância L_M e L_2 variável e demais parâmetros constantes.....	54
2.4 CONCLUSÃO.....	57

CAPÍTULO III - PROJETO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA DE UMA FONTE CHAVEADA USANDO O CONVERSOR ZETA-GEPAE COM MODULAÇÃO PWM

3.1 INTRODUÇÃO.....	59
---------------------	----

3.2 PROJETO E DIMENSIONAMENTO DO ESTÁGIO DE ENTRADA.....	61
3.3 TRANSFORMADOR DE ALTA FREQUÊNCIA.....	62
3.4 INDUTOR ACOPLADO.....	67
3.5 CAPACITORES DE FILTRO.....	71
3.6 CAPACITORES DE ACOPLAMENTO.....	72
3.7 MOSFET DE POTÊNCIA	73
3.8 DIODOS DE SAÍDA	73
3.9 DISSIPADORES DOS COMPONENTES ATIVOS.....	74
3.9.1 Mosfet.....	74
3.9.2 Saída 1	75
3.9.3 Saída 2	75
3.9.4 Saída 3	76
3.9.5 Saída 4.....	76
3.10 CIRCUITO GRAMPEADOR.....	76
3.11 CONSIDERAÇÕES PRÁTICAS.....	77
3.12 RESUMO DO PROJETO.....	78
3.12.1 Mosfet.....	78
3.12.2 Diodos.....	78
3.12.3 Transformador.....	78
3.12.4 Indutor Acoplado.....	78
3.12.5 Capacitores de Acoplamento.....	79
3.12.6 Capacitores de Filtro.....	79
3.13 CONCLUSÃO.....	79

CAPÍTULO IV - DEFINIÇÃO E PROJETO DOS CIRCUITOS DE COMANDO CONTROLE E PROTEÇÃO

4.1 INTRODUÇÃO	81
4.2 EQUAÇÃO CARACTERÍSTICA E FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA	81
4.3 CRITÉRIO DE ESTABILIDADE.....	87
4.4 PROJETO DO CIRCUITO DE COMPENSAÇÃO.....	88
4.5 CIRCUITO DE PROTEÇÃO E PARTIDA.....	93
4.5.1 Partida progressiva.....	93
4.5.2 Sobre-corrente.....	93
4.5.3 Sobre-tensão.....	95
4.6 FONTE AUXILIAR E CIRCUITO DE PARTIDA.....	96
4.7 CIRCUITO DE GATE.....	97

4.8 CIRCUITO DE ISOLAÇÃO.....	98
4.9 CONCLUSÃO.....	100

CAPÍTULO V - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 INTRODUÇÃO.....	101
5.2 CIRCUITO IMPLEMENTADO.....	101
5.3 COMPORTAMENTO ESTÁTICO.....	103
5.3.1 Regulação de carga.....	103
5.3.2 Regulação de linha.....	104
5.3.3 Formas de onda na chave.....	105
5.3.4 Formas de onda no capacitor C_{11}	106
5.3.5 Formas de onda de tensão e corrente no diodo D_1 e corrente no indutor L_{21}	107
5.3.6 Regulação cruzada.....	107
5.3.7 Rendimento.....	109
5.4 COMPORTAMENTO DINÂMICO.....	110
5.5 QUALIDADE DA TENSÃO NA SAÍDA DE +5V.....	112
5.6 FONTE FORWARD.....	113
5.6.1 Rendimento.....	113
5.6.2 Formas de onda na chave.....	113
5.6.3 Regulação cruzada.....	114
5.6.4 Comportamento dinâmico.....	115
5.6.5 Qualidade de tensão na saída de +5V.....	116
5.6 CONCLUSÃO.....	116

CONCLUSÃO GERAL.....	118
----------------------	-----

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	120
---------------------------------	-----

RESUMO

Este trabalho consiste no estudo e implementação de uma fonte chaveada off-the-line com múltiplas saídas empregando o conversor ZETA-GEPAE.

É feita a análise do conversor apresentando-se suas características permanentes estáticas e de carga para o modo contínuo e descontínuo. Esta análise é validada inicialmente por simulação e posteriormente através dos resultados práticos conseguidos.

A contribuição deste trabalho reside no fato de se aproveitar uma tecnologia recente e até agora pouco desenvolvida na realização de um equipamento para aplicações industriais. Equipamentos estes que requeiram uma compatibilidade entre a qualidade da energia recebida com um baixo custo e alto rendimento aliado a um tamanho reduzido.

ABSTRACT

This work concerns the off-the-line switch-mode power supply with multiple outputs using the ZETA-GEPAE converter.

The converter analysis along with its static steady-state and load characteristics for the continuous and discontinuous mode of operation are presented. At first, this analysis is validated by numerical simulation, and after this, by practical experimentation.

The main contribution of this work is concerned to the use of a recent and undeveloped technology in industrial application. This industry equipment can achieve high efficiency and high quality of the energy, low cost and volume with.

SIMBOLOGIA

a	N_1/N_2
C_1	Capacitor de acoplamento para conversor com uma saída
C_2	Capacitor de filtro
C_2'	Capacitor de filtro visto do primário
C_{R1} e C_{R2}	Capacitores de retificação
D	Razão cíclica
D_c	Razão cíclica crítica
D_m	Razão cíclica mínima
D_n	Diodo retificador da saída "n"
D_n'	Diodo retificador visto do primário
D_p	Razão cíclica máxima
f	Frequência de chaveamento
f_r	Frequência da rede de entrada
G	Característica de transferência estática
G_c	Característica de transferência estática crítica
G_m	Característica de transferência estática mínima
G_p	Característica de transferência estática máxima
I_D'	Corrente média no diodo D referida ao primário
I_I	Corrente média de entrada
I_{Lfm}	Variação da corrente total refletida à saída de +5V
I_M	Corrente média no indutor L_M
I_{OT}	Corrente média total refletida à saída de +5V
I_O'	Corrente média de saída refletida ao primário
I_{Om}'	Corrente média mínima de saída refletida ao primário
I_S	Corrente média na chave S
I_2'	Corrente média no indutor L_2 refletida ao primário
i_{Ce}	Valor eficaz da corrente de carga de um capacitor da retificação da entrada
i_{CR1e}	Valor eficaz da corrente total em um capacitor da retificação
i_{C1e}	Corrente eficaz no capacitor C_1
i_D'	Corrente instantânea no diodo D refletida ao primário
i_{De}'	Corrente eficaz no diodo D refletida ao primário
i_{Df}	Corrente eficaz nos diodos da retificação da entrada
i_{dis1}	Corrente eficaz de um dos capacitores da retificação da entrada

i_{Dm}'	Corrente mínima no diodo D refletida ao primário
i_{Dp}	Corrente máxima no diodo D refletida ao primário
i_{DRp}	Corrente de pico nos diodos da retificação da entrada
i_M	Corrente instantânea no indutor L_M
i_{Mm}	Corrente mínima no indutor L_M
i_{Mp}	Corrente máxima no indutor L_M
i_O'	Corrente instantânea de saída refletida ao primário
i_{OTe}	Corrente eficaz total de saída refletida à saída de +5V
i_{OTP}	Corrente máxima total de saída refletida à saída de +5V
i_{pe}	Corrente eficaz do primário
i_S	Corrente instantânea na chave S
i_{Se}	Corrente eficaz na chave S
i_2'	Corrente instantânea no indutor L_2 refletida ao primário
i_{2AC}'	Componente alternada da corrente no indutor L_2 refletida ao primário
i_{2m}'	Corrente mínima no indutor L_2 refletida ao primário
i_{2p}'	Corrente máxima no indutor L_2 refletida ao primário
J	Densidade de corrente
L_c	Indutância paralela crítica
L_{disp}	Indutância de dispersão do transformador
L_M	Indutância magnetizante do transformador
L_2	Indutância do filtro
L_2'	Indutância do filtro refletida ao primário
N_p	Número de espiras do primário
N_{Sn}	Número de espiras do secundário "n"
N_2	Número de espiras do secundário
PA	Permeabilidade do ar
P_{COMM}	Perdas por comutação do mosfet de potência
P_{COMN}	Perdas por condução no mosfet de potência
PF	Permeabilidade magnética da ferrite
P_g	Potência absorvida pelo circuito grampeador
P_I	Potência de entrada após retificação
P_{in}	Potência de entrada CA
P_O	Potência de saída
P_T	Potência total refletida à saída de +5V

P_{TOTM}	Perdas totais no mosfet de potência
R_E	Resistência elétrica dos condutores por centímetro
R_O	Resistência de carga
R_O'	Resistência de carga referida ao primário
R_{Oc}'	Resistência de carga crítica referida ao primário
R_{Op}'	Resistência de carga máxima referida ao primário
S	Chave controlada
S_{On}	Área total de cobre para o enrolamento secundário "n"
S_p	Área total de cobre para o enrolamento primário
T	Período de chaveamento
T_a	Temperatura ambiente
T_c	Temperatura da cápsula
T_j	Temperatura da junção
t_a	Tempo em que a chave S permanece aberta
t_c	Tempo em que o diodo D conduz no modo descontínuo
t_{ca}	Tempo de condução dos diodos retificadores da entrada
t_d	Tempo de descontinuidade de corrente no diodo D
t_f	Tempo em que a chave S permanece fechada
V_{CA}	Tensão CA de entrada
V_{CAmax}	Tensão CA máxima de entrada
V_{CAmin}	Tensão CA mínima de entrada
V_{Cmin}	Tensão CC mínima de entrada
V_{CRP}	Tensão instantânea máxima nos capacitores retificadores considerando queda de tensão nos diodos retificadores
V_{CRP}'	Tensão instantânea máxima nos capacitores retificadores
V_{CRmin}	Tensão instantânea mínima nos capacitores retificadores
V_I	Tensão média CC de entrada
V_O	Tensão média de saída
V_{OM}	Tensão máxima na saída com proteção de sobretenção
V_O'	Tensão média de saída referida ao primário
V_{QDR}	Queda de tensão nos diodos retificadores de entrada
v_{C1}	Tensão instantânea no capacitor C_1
v_{C1}'	Tensão instantânea no capacitor C_1 referida ao primário
v_{C1m}	Tensão mínima no capacitor C_1

v_{C1p}	Tensão máxima no capacitor C_1
v_{Dm}'	Tensão mínima no diodo D referida ao primário
v_{Dp}'	Tensão máxima no diodo D referida ao primário
v_M	Tensão instantânea no indutor L_M
v_S	Tensão instantânea na chave S
v_{Sm}	Tensão mínima na chave S
v_{Sp}	Tensão máxima na chave S
v_2'	Tensão instantânea no indutor L_2 referida ao primário
W	Energia armazenada nos capacitores de retificação
ϕ	L_M/R_O'



Integral de a até b

INTRODUÇÃO GERAL

A teoria básica do fornecimento de energia através da interrupção do ciclo é conhecida desde 1930. Entretanto as fontes chaveadas começaram a adquirir popularidade a partir de 1970 com o aparecimento do transistor bipolar. Logo, a mudança do tipo de fonte, de linear para a chaveada, deu-se pela necessidade cada vez maior de se produzir equipamentos compactos e de baixo consumo aliado a um custo reduzido. Com a fabricação cada vez maior de componentes voltados a esta aplicação, tem-se hoje em dia a equivalência em termos de custo/benefício de uma fonte linear e chaveada em 10W. Sendo este limite atualizado cada vez mais rápido para um valor menor. Apesar de uma fonte chaveada operar com maior rendimento e ocupar um espaço menor que uma fonte convencional, ela apresenta algumas desvantagens, tais como:

- É um sistema complexo, que exige praticamente uma especialização para um engenheiro de projeto;
- A resposta transitória é de menor qualidade (mais lenta);
- Apresenta "ripple" na saída;
- Produz Interferência Radioelétrica e Eletromagnética;
- Tem se revelado menos robusta;
- Emprega um número de componentes muito maior, o que implica em manutenção mais difícil com custo mais elevado;
- Emprega componentes eletrônicos mais sofisticados e mais caros.

Até o final da década de 70 era usado como interruptor o Transistor Bipolar de Potência e as freqüências eram normalmente até 20kHz.

Nos anos 80, sobretudo para pequenas potências, generalizou-se o emprego do MOSFET e do diodo ultra-rápido, o que possibilitou o emprego de freqüências de 100KHz em conversores de topologia convencionais.

A compactação destes conversores normalmente é conseguida com a elevação da freqüência de chaveamento dos interruptores de potência, que resulta numa redução do volume dos filtros e elementos armazenadores de energia. Conseqüentemente tem-se a

diminuição do custo do conversor. Contudo, nos conversores convencionais existentes, as perdas de comutação são diretamente proporcionais à frequência de chaveamento, impossibilitando a compactação do conversor sem prejuízo do rendimento do mesmo.

Diante disto, em meados da década de 80, foi introduzido o conceito de comutação não dissipativa, com o objetivo de reduzir as perdas de comutação, possibilitando assim o aumento da frequência sem prejuízo do rendimento nos conversores. A partir deste conceito surgiram várias famílias de conversores: ressonantes, quase-ressonantes, pseudo-ressonantes, conversores com barramento DC link-ressonante, etc [11]. Na Figura |A| mostram-se curvas de eficiência em função da frequência para chaveamento PWM usando transistor bipolar, mosfet e chaveamento usando técnicas de ressonância [14]. Nota-se que para conversores ressonantes o rendimento é maior, o que implica uma maior compactação ($>W/in^3$). Entretanto pode-se citar algumas desvantagens destes tipos de conversores:

- * Nos QRC'S a potência transferida é dada pelas oscilações de um circuito LC, fluindo assim potência reativa no sistema;

- * Aparecem "stress" de corrente e tensão nas chaves;

- * Nos casos em que a regulação é conseguida variando-se a frequência de chaveamento, tem-se um sub aproveitamento dos filtros;

- * Maior dificuldade no projeto devido à complexidade do equacionamento.

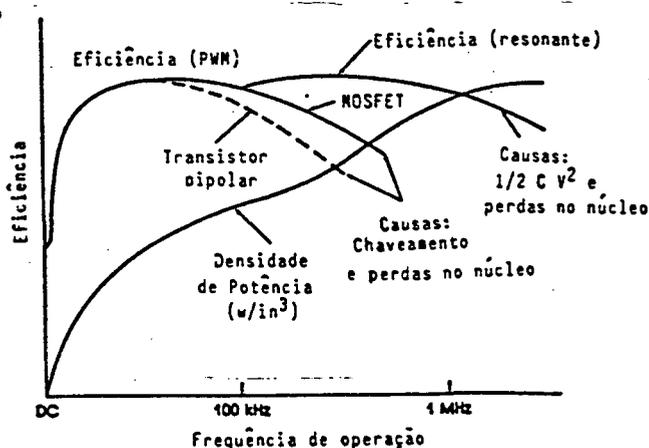


Fig. A - Curvas de Eficiência

Este trabalho apresenta uma alternativa para aplicação em fontes chaveadas, através da utilização do conversor ZETA-GEPAE.

O conversor ZETA-GEPAE introduzido recentemente [1] é uma estrutura de 4ª ordem sendo que em relação à entrada pode ser visto como um conversor Buck-Boost-Buck, como é demonstrado na Figura |B|. Tem-se em |B.a| um conversor Buck-Boost e em |B.b| um conversor Buck convencional. Colocando-se no conversor Buck-Boost o conversor Buck como carga tem-se a estrutura mostrada em |B.c|. Para isto é considerado que sendo $V_2 = V_1$, a chave comandada está sempre conduzindo e o diodo sempre bloqueado na Figura |B.b|. A colocação de carga sobre o diodo na Figura |B.c| é correta devido ao fato da tensão média neste diodo ser igual a tensão de saída. Assim, reorganizando a estrutura para uma configuração mais conhecida, tem-se o conversor ZETA-GEPAE mostrado na Figura |B.d|.

De outra maneira, em relação à saída pode ser visto como um conversor Boost-Buck-Boost. Sendo este último característica do conversor SEPIC, têm-se a dualidade deste com o conversor ZETA-GEPAE. Daí o conversor também ser conhecido como DUAL-SEPIC.

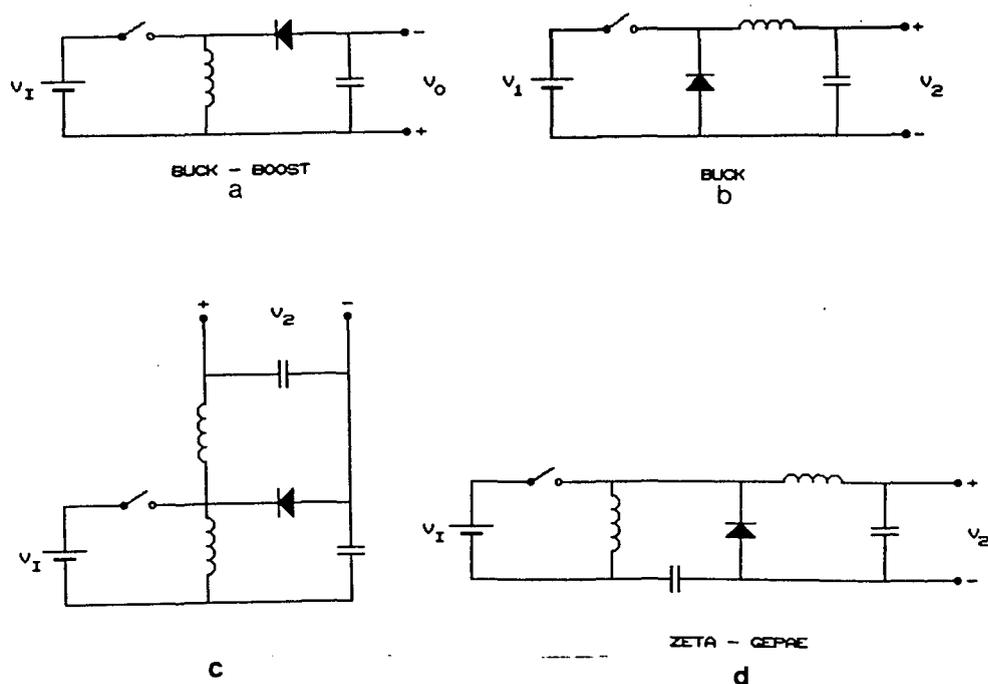


Fig. B - Conversor ZETA-GEPAE visto como um conversor Buck-Boost-Buck.

O conversor ZETA-GEPAE isolado também pode ser derivado do conversor Forward trocando-se um diodo retificador por um capacitor de acoplamento. Deste modo tem-se um estágio CA entre a energia CC de entrada e saída, o qual é responsável pela desmagnetização do transformador. Espera-se com isso aumentar o rendimento da estrutura, visto que as perdas por condução e comutação que porventura existiriam neste diodo seriam neste modo eliminadas. Também é esperada uma diminuição no tamanho da fonte, dada a inexistência do dissipador deste diodo.

Na Figura |C| tem-se as configurações industriais favoritas para o suprimento de energia CC em função da tensão de entrada e da potência de saída [14]. Espera-se com este trabalho mostrar a viabilidade do conversor ZETA-GEPAE em aplicações para fontes chaveadas com vantagens sobre topologias que apresentem somente uma chave comandada.

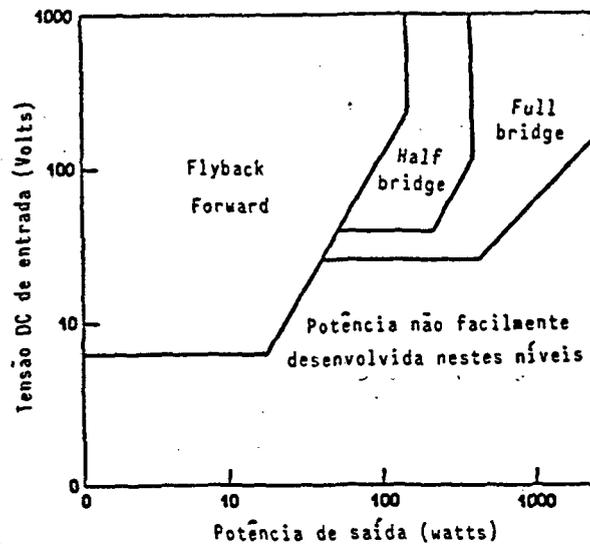


Fig. C - Configurações Industriais Favoritas para o Suprimento de Energia CC.

CAPÍTULO I

MODELO MATEMÁTICO DO CONVERSOR ZETA-GEPAE EM REGIME PERMANENTE

1.1 INTRODUÇÃO

O conversor ZETA-GEPAE, também conhecido como SEPIC DUAL, foi introduzido recentemente [1]. Pode ser derivado do conversor FORWARD substituindo um dos diodos retificadores por um capacitor. Deste modo tem-se um estágio CA entre a energia CC de entrada e de saída. O circuito básico mostrado na Figura [1.1] consiste de uma fonte de tensão (V_I), uma chave controlada (S), um diodo retificador (D), um capacitor (C_1), um indutor L_1 , e uma fonte de corrente (I_O).

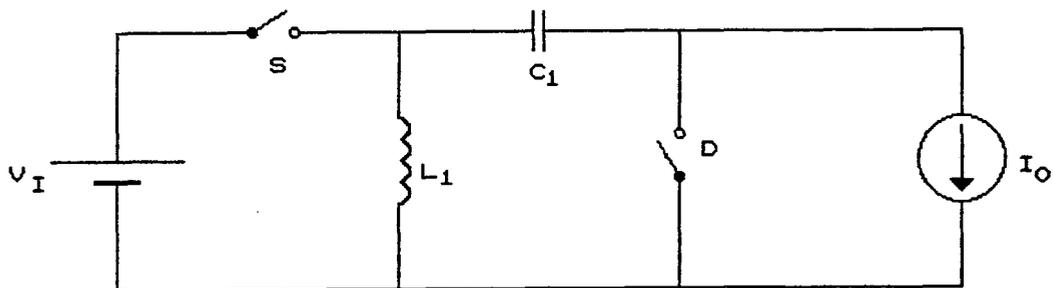


Fig. 1.1 - Circuito Básico para o Conversor CC/CC ZETA-GEPAE.

Devido ao estágio CA pode-se facilmente isolar o conversor resultando na topologia mostrada na Figura [1.2]

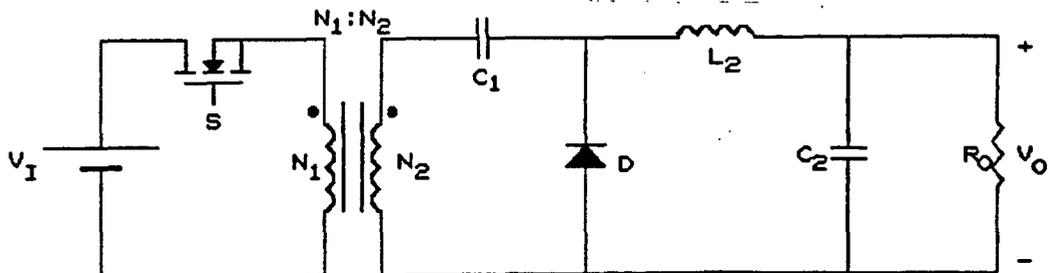


Fig. 1.2 - Circuito Básico para o Conversor com Isolação.

Para análise do Conversor em regime permanente as seguintes considerações serão tomadas como verdadeiras:

1a) Os capacitores serão considerados grandes o suficiente para que seja negligenciado o ripple de tensão;

2a) A chave S e o diodo D são ideais, isto é, serão considerados com resistência nula em condução e infinita no bloqueio;

3a) O transformador será considerado ideal, representado simplificada pela sua indutância magnetizante.

Logo, a tensão média em L_1 e em L_2 são iguais à zero e as tensões nos capacitores C_1 e C_2 são iguais à V_0 .

Referindo-se os parâmetros secundários do conversor para o lado primário, tem-se o circuito equivalente mostrado na Figura |1.3|, onde:

$$V'_0 = (N_1/N_2) \cdot V_0, \quad C_2' = (N_2/N_1)^2 \cdot C_2, \quad C_1' = (N_2/N_1)^2 \cdot C_1, \quad L_2' = (N_1/N_2)^2 \cdot L_2$$

$$\text{e } R'_0 = (N_1/N_2)^2 \cdot R_0$$

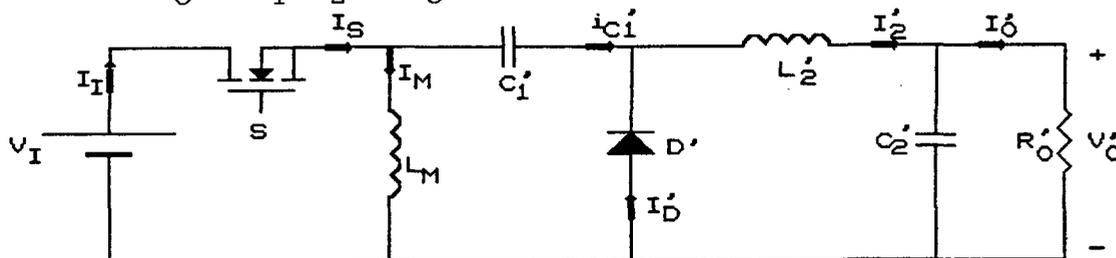


Fig. 1.3 - Circuito Equivalente para o Conversor ZETA-GEPAE Referido ao Lado Primário.

Para o estudo presente, será considerada a estrutura com isolamento e conseqüentemente seu circuito equivalente referido ao primário, tendo em vista a aplicação para fonte chaveada.

1.2 ANÁLISE DO CONVERSOR CC/CC ZETA-GEPAE NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUO

Considerando-se o modo de condução contínuo em regime permanente, o conversor ZETA-GEPAE da Figura |1.3| é rearranjado em duas estruturas durante um período de funcionamento, de acordo com a Figura |1.4|.

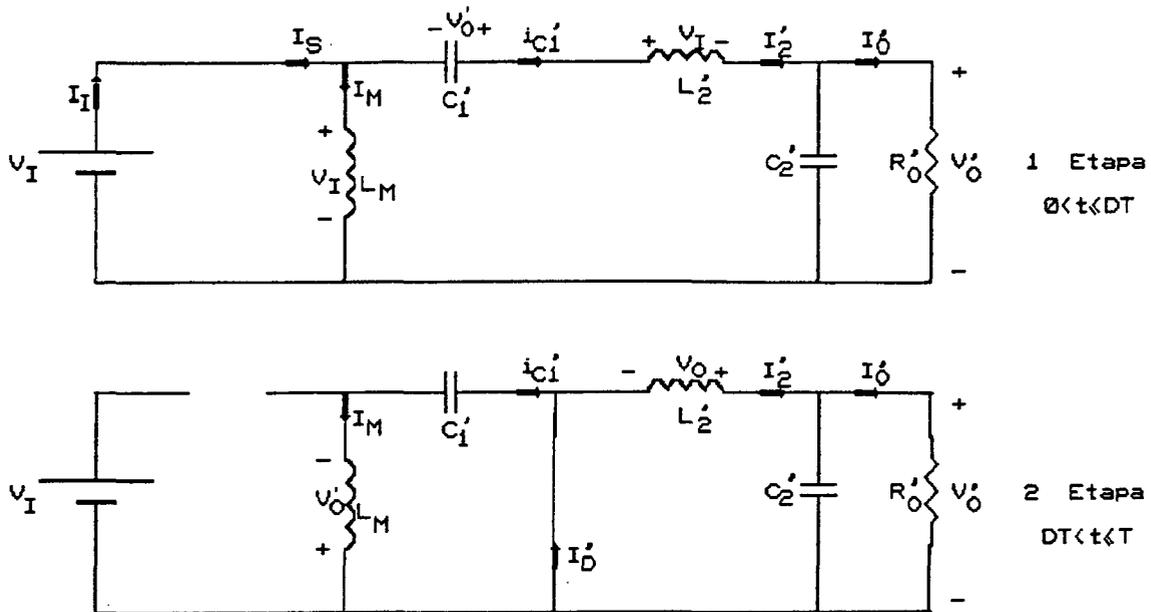


Fig. 1.4 - Estruturas resultantes para o Conversor ZETA-GEPAE, Modo de Condução Contínuo, durante um período de funcionamento

Na primeira etapa quando a chave S encontra-se fechada tem-se as tensões v_M e v_2' iguais à V_I . Neste instante o diodo D' encontra-se bloqueado com tensão reversa igual à $-(V_0' + V_I)$. Os indutores L_M e L_2' recebem energia da fonte e do capacitor C_1' respectivamente, e tem sua corrente i_M e i_2' incrementada na razão de V_I/L_M e V_I/L_2' respectivamente. Conseqüentemente a corrente na chave i_S é igual a $i_M + i_2'$ e é incrementada com razão de V_I/L , onde $L = L_M \cdot L_2' / (L_M + L_2')$. Neste instante ocorre também a descarga do capacitor C_1' e a carga de C_2' .

A etapa seguinte tem início quando a chave S abre e o diodo D' entra em condução. Neste instante a tensão nos indutores L_M e L_2' é igual à $-V_0'$, ocorrendo a transferência de energia armazenada em L_M para o capacitor C_1' e de L_2' para C_2' e carga. Tem-se então o decréscimo da corrente de L_M e L_2' na razão de $-V_0'/L_M$ e $-V_0'/L_2'$ respectivamente. Logo, a corrente no diodo, i_D' que é igual a $i_M + i_2'$, decresce na razão de $-V_0'/L$, onde $L = L_M \cdot L_2' / (L_M + L_2')$. Neste instante a tensão sobre a chave (V_S) é igual à $V_I + V_0'$.

Na Figura |1.5| tem-se as principais formas de ondas para o conversor CC/CC ZETA-GEPAE, no modo de condução contínuo em regime permanente.

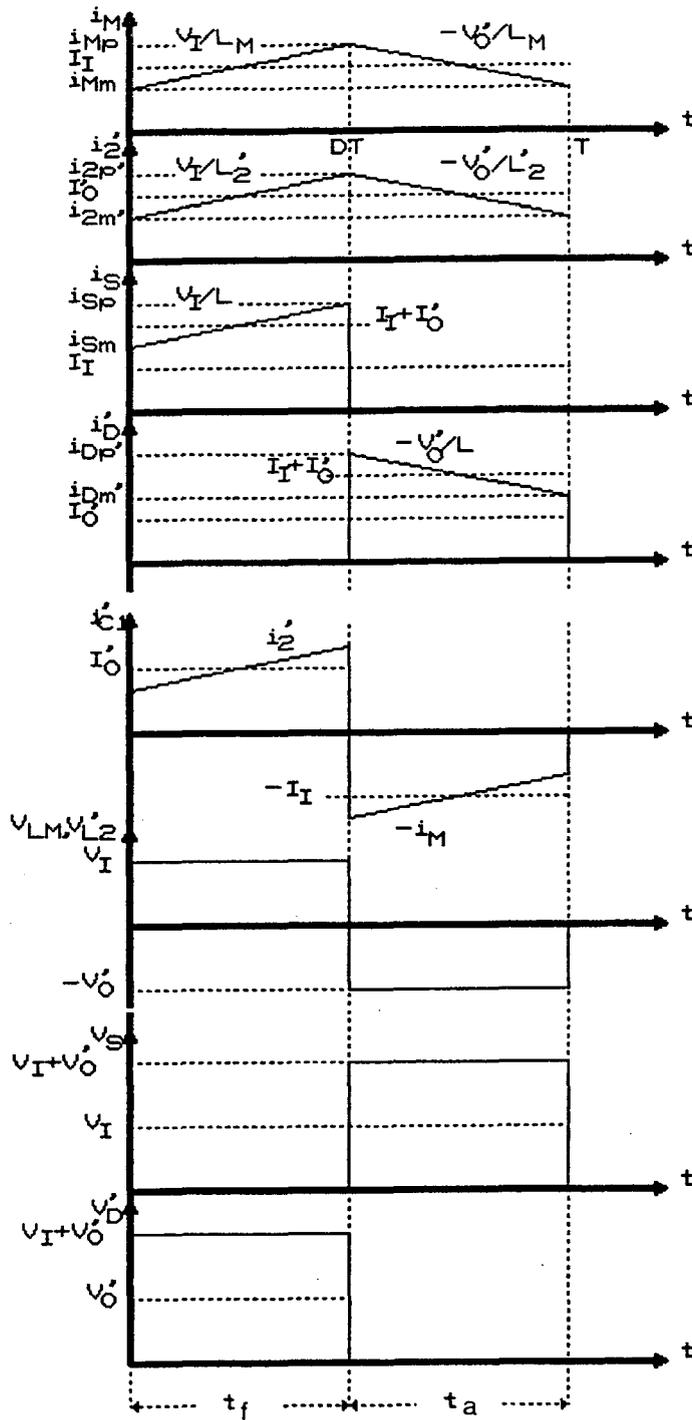


Fig. 1.5 - Principais Formas de Ondas para o Conversor ZETA-GEPAE, Modo de Condução Contínuo em Regime Permanente.

Da análise de conversor em condução contínua em regime permanente, tem-se que:

$$i_M = \begin{cases} V_I/L_M \cdot t + i_M(0) & 0 < t \leq DT \\ -V_O'/L_M \cdot (t-DT) + i_M(0) & DT < t \leq T \end{cases} \quad (1.1)$$

$$i_2' = \begin{cases} V_I/L_2' \cdot t + i_2'(0) & 0 < t \leq DT \\ -V_O'/L_2' \cdot (t-DT) + i_2'(0) & DT < t \leq T \end{cases} \quad (1.2)$$

$$i_S = \begin{cases} V_I(1/L_M + 1/L_2') \cdot t + i_M(0) + i_2'(DT) & 0 < t \leq DT \\ 0 & DT < t \leq T \end{cases} \quad (1.3)$$

$$i_D' = \begin{cases} 0 & 0 < t \leq DT \\ -V_O'(1/L_M + 1/L_2') \cdot (t-DT) + i_M(DT) + i_2'(DT) & DT < t \leq T \end{cases} \quad (1.4)$$

$$i_{C1}' = \begin{cases} V_I/L_2' \cdot t + i_2'(0) & 0 < t \leq DT \\ V_O'/L_M \cdot (t-DT) - i_M(DT) & DT < t \leq T \end{cases} \quad (1.5)$$

$$v_M, v_2' = \begin{cases} V_I & 0 < t \leq DT \\ -V_O' & DT < t \leq T \end{cases} \quad (1.6)$$

$$v_S = \begin{cases} 0 & 0 < t \leq DT \\ V_I + V_O' & DT < t \leq T \end{cases} \quad (1.7)$$

$$v_D' = \begin{cases} -(V_I + V_O') & 0 < t \leq DT \\ 0 & DT < t \leq T \end{cases} \quad (1.8)$$

$$i_{C2}' = \begin{cases} V_I/L_2' \cdot t + i_2'(0) - I_O' & 0 < t \leq DT \\ -V_O'/L_2' \cdot (t-DT) + i_2'(DT) - I_O' & DT < t \leq T \end{cases} \quad (1.9)$$

Onde:

$D = t_f/T$ = Razão cíclica

T = Período de operação

t_f = tempo em que S permanece conduzindo

Da análise das formas de onda:

$$\begin{cases} i_M(0) = I_I - \Delta i_M/2 \\ i_M(DT) = I_I + \Delta i_M/2 \end{cases} \quad (1.10)$$

De (1.1), tem-se:

$$i_M = i_{Mm} + V_I/L_M \cdot t \quad (1.11)$$

Fazendo $t=DT$, tem-se que $i_M = i_{Mp}$. Logo:

$$i_{Mp} - i_{Mm} = \Delta i_M \quad (1.12)$$

Assim:

$$\Delta i_M = V_I \cdot D / (L_M \cdot f) \quad (1.13)$$

Substituindo-se (1.13) em (1.10) chega-se a:

$$i_M(0) = I_I - \frac{V_I}{2 \cdot f \cdot L_M} \cdot D \quad (1.14)$$

e,

$$i_M(DT) = I_I + \frac{V_I}{2 \cdot f \cdot L_M} \cdot D \quad (1.15)$$

Da mesma forma para i_2' tem-se que:

$$\begin{cases} i_2'(0) = I_0' - \Delta i_2'/2 \\ i_2'(DT) = I_0' + \Delta i_2'/2 \end{cases} \quad (1.16)$$

$$(1.17)$$

De (1.2) tem-se:

$$i_2' = i_{2m}' + V_I/L_2' \cdot t \quad (1.18)$$

Fazendo $t=D.T$, tem-se que $i_2' = i_{2m}'$

Logo:

$$i_{2p}' - i_{2m}' = \Delta i_2' \quad (1.19)$$

Assim,

$$\Delta i_2' = \frac{V_I \cdot D}{L_2' \cdot f} \quad (1.20)$$

Substituindo (1.20) em (1.16) e (1.17) chega-se à:

$$i_2'(0) = I_0' - \frac{V_I}{2.f.L_2'} . D \quad (1.21)$$

$$i_2'(DT) = I_0' + \frac{V_I}{2.f.L_2'} . D \quad (1.22)$$

A potência de entrada é dada por $P_I = I_I . V_I$ e a potência de saída $P_0' = I_0' . V_0'$. Considerando os componentes do circuito ideal, a eficiência do conversor é igual a 100%, isto é, $P_0' = P_I$. Então:

$$V_I . I_I = V_0' . I_0' \quad (1.23)$$

Pelo princípio de conservação de energia no indutor L_M tem-se que a energia armazenada é a mesma transferida à carga. Logo:

$$I_I . V_I . t_f = I_I . V_0' . t_a \quad (1.24)$$

Desenvolvendo (1.24) chega-se a seguinte equação:

$$\frac{V_0'}{V_I} = \frac{t_f}{t_a} \quad (1.25)$$

Onde:

$$t_a = T - t_f \quad (1.26)$$

$$D = t_f / T \quad (1.27)$$

Substituindo (1.26) e (1.27) em (1.25) tem-se que:

$$G = \frac{V_0'}{V_I} = \frac{D}{1-D} \quad (1.28)$$

Pelo mesmo princípio de conservação de energia no capacitor C_1' tem-se que:

$$V_0' . t_f . I_0' = V_0' . t_a . I_I \quad (1.29)$$

Assim,

$$\frac{I_{O'}}{I_I} = \frac{t_a}{t_f} \quad (1.30)$$

Substituindo (1.26) e (1.27) em (1.30) chega-se a seguinte equação:

$$\frac{1}{G} = \frac{I_{O'}}{I_I} = \frac{1-D}{D} \quad (1.31)$$

As equações (1.28) e (1.31) representam a característica de transferência estática para o conversor ZETA-GEPAE no modo de condução contínua e em regime permanente.

Na Figura |1.6| é mostrada a característica de transferência estática G em função do parâmetro D (Razão Cíclica)

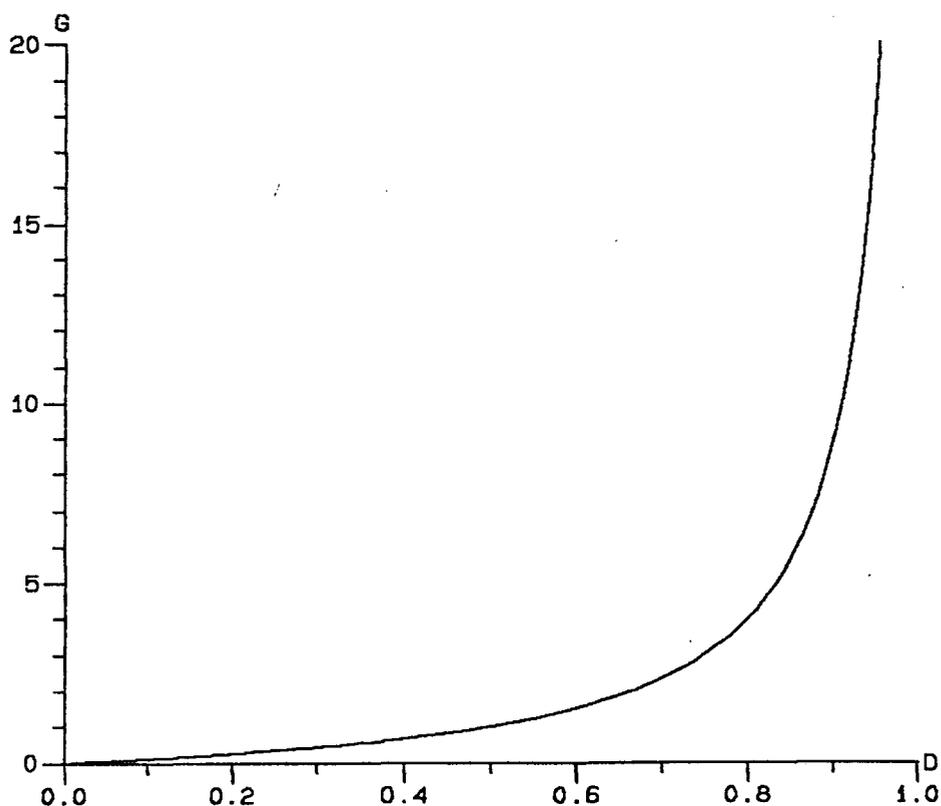


Fig. 1.6 - Característica de transferência estática do conversor ZETA-GEPAE no modo de condução contínua e em regime permanente.

Como pode ser visto através das equações (1.28) e (1.31) e através da Figura [1.6], o conversor ZETA-GEPAE pode funcionar como conversor elevador (Step-up) ou abaixador (Step-down) de tensão. Ainda pode ser visto que sua característica estática para o modo contínuo de operação independe do valor da carga, o que lhe confere um aspecto interessante em aplicações para fontes chaveadas.

Ainda, substituindo nas equações (1.14) e (1.15), (1.28) e (1.31) chega-se à:

$$\begin{cases} i_M(0) = I_0' \cdot \frac{D}{(1-D)} - \frac{V_0'(1-D)}{2.f.L_M} \\ i_M(DT) = I_0' \cdot \frac{D}{(1-D)} + \frac{V_0'(1-D)}{2.f.L_M} \end{cases} \quad (1.32)$$

Da mesma forma substituindo (1.28) em (1.21) e (1.22) obtêm-se:

$$\begin{cases} i_2'(0) = I_0' - \frac{V_0'(1-D)}{2.f.L_2'} \\ i_2'(DT) = I_0' + \frac{V_0'(1-D)}{2.f.L_2'} \end{cases} \quad (1.33)$$

Ainda, substituindo-se $I_0' = V_0'/R_0'$ e (1.28) em (1.31) chega-se a:

$$I_I = \frac{D^2}{(1-D)^2} \cdot \frac{V_I}{R_0'} \quad (1.35)$$

Da mesma forma, substituindo-se $I_0' = V_0'/R_0'$ em (1.28) tem-se:

$$I_0' = \frac{D}{(1-D)} \cdot \frac{V_I}{R_0'} \quad (1.36)$$

1.3 ANÁLISE DA ONDULAÇÃO DE TENSÃO E CORRENTE NO CONVERSOR ZETA-GEPAE NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUO

Tomemos as etapas de funcionamento do conversor mostradas na Figura [1.4], onde não consideram-se as não idealidades da chave S e do diodo D'. Ainda será considerado que não existe acoplamento entre L_M e L_2' .

1.3.1 Indutor L_M

A partir de (1.12) e (1.13), tem-se que:

$$i_{Mp} - i_{Mm} = \frac{V_I}{L_M} \cdot DT = \Delta i_M \quad (1.37)$$

Substituindo-se (1.28) em (1.37), tem-se que:

$$\Delta i_M = (1-D) \cdot \frac{V_0'}{L_M \cdot f} = (1-D) \cdot \frac{R_0' \cdot I_0'}{L_M \cdot f} \quad (1.38)$$

Ainda, substituindo-se (1.31) em (1.38):

$$\Delta i_M = \frac{(1-D)^2}{D} \cdot \frac{R_0' \cdot I_I}{L_M \cdot f} \quad (1.39)$$

Mas $I_I = I_M$, então:

$$\frac{\Delta i_M}{I_M} = \frac{(1-D)^2}{D} \cdot \frac{R_0'}{L_M \cdot f} \quad (1.40)$$

1.3.2 Indutor L_2'

A partir de (1.19) e (1.20) tem-se:

$$i_{2p}' - i_{2m}' = \frac{V_I}{L_2'} \cdot DT = \Delta i_2' \quad (1.41)$$

Substituindo-se (1.28) em (1.41) tem-se que:

$$\Delta i_2' = (1-D) \cdot \frac{V_0'}{L_2' \cdot f} = (1-D) \cdot \frac{R_0' \cdot I_0'}{L_2' \cdot f} \quad (1.42)$$

Mas como $I_0' = I_2'$, então:

$$\Delta i_2' = (1-D) \cdot \frac{R_0'}{L_2' \cdot f} \quad (1.43)$$

1.3.3 Capacitor C_1'

Para o capacitor C_1' , tem-se que:

$$v_{C1}' = v_{C1p}' - \frac{I_2'}{C_1'} \cdot t \quad , 0 < t < DT \quad (1.44)$$

Sabendo-se que para $t = t_f = DT$, então, $v_{C1}' = v_{C1m}'$.

Logo,

$$v_{C1p}' - v_{C1m}' = \frac{I_2'}{C_1'} \cdot DT = \Delta v_{C1}' \quad (1.45)$$

Como $I_2' = I_0'$, então:

$$\Delta v_{C1}' = \frac{I_0'}{C_1'} \cdot DT = \frac{V_0'}{C_1' \cdot R_0'} \cdot DT \quad (1.46)$$

E como $V_0' = V_{C1}'$, chega-se à:

$$\frac{\Delta v_{C1}'}{V_{C1}'} = \frac{D}{f \cdot C_1' \cdot R_0'} \quad (1.47)$$

1.3.4 Capacitor C_2'

Para análise da ondulação de tensão no capacitor C_2' , será admitido que toda componente alternada no indutor L_2' passa à C_2' . Deste modo toda a componente contínua é transferida a carga.

Na Figura |1.7| é mostrada a componente alternada de corrente no indutor L_2' .

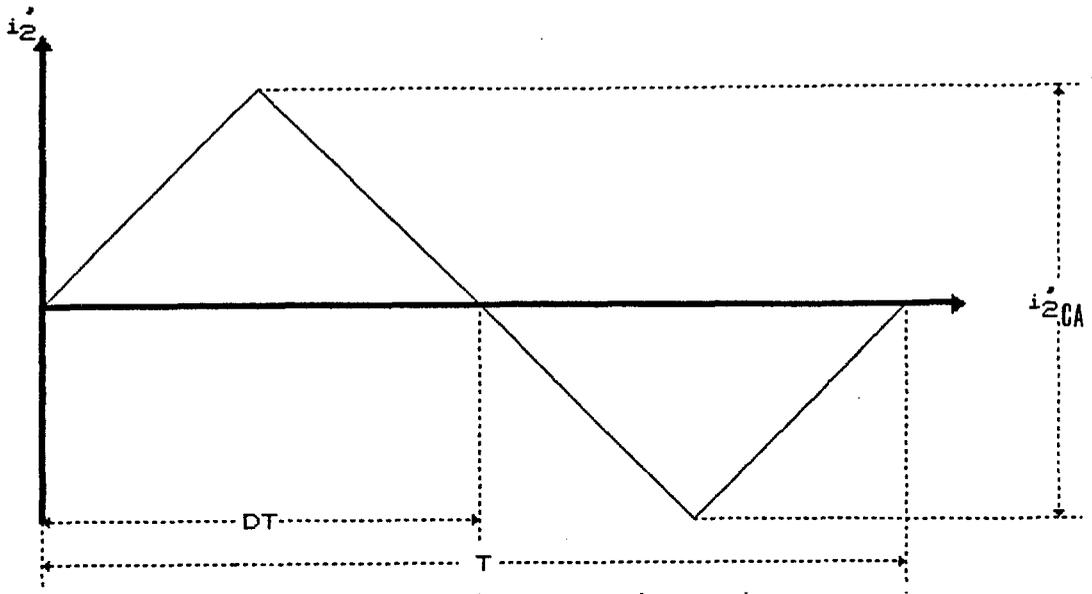


Fig. 1.7 - Componente alternada de corrente no indutor L_2' .

Então da Figura |1.7| tem-se que:

$$\Delta Q_{C2'} = \int_0^{DT} i_{2CA}' dt \quad (1.48)$$

$$\Delta Q_{C2'} = i_{2CA}' DT/4 \quad (1.49)$$

Mas,

$$\Delta V_{C2'} = \frac{\Delta Q_{C2'}}{C_2'} \quad (1.50)$$

Então:

$$\Delta V_{C2'} = i_{2CA}' \cdot \frac{D}{4.f.C_2'} \quad (1.51)$$

Como $i_{2AC}' = \Delta i_2'$, substitui-se (1.42) em (1.51) e tem-se que:

$$\Delta V_{C2'} = (1-D) \cdot D \cdot \frac{V_0'}{4.f^2.L_2'.C_2'}$$

Mas como $V_0' = V_{C2}'$, tem-se:

$$\frac{\Delta v_{C2}'}{V_{C2}'} = \frac{(1-D) \cdot D}{4 \cdot f^2 \cdot L_2' \cdot C_2'} \quad (1.52)$$

Nota-se que nas equações precedentes os parâmetros do conversor estão todos referidos ao primário (Figura |1.3|).

As mesmas equações referidas ao conversor isolado (Figura |1.2|) são mostradas a seguir, onde $a=N_1/N_2$.

$$\frac{\Delta i_M}{I_M} = \frac{(1-D)^2}{D} \cdot \frac{a^2 \cdot R_O}{f \cdot L_M} \quad (1.53)$$

$$\frac{\Delta i_2}{I_2} = (1-D) \cdot \frac{R_O}{f \cdot L_2} \quad (1.54)$$

$$\frac{\Delta v_{C1}}{V_{C1}} = \frac{D}{f \cdot C_1 \cdot R_O} \quad (1.55)$$

$$\frac{\Delta v_{C2}}{V_{C2}} = \frac{(1-D) \cdot D}{4 \cdot f^2 \cdot L_2 \cdot C_2} \quad (1.56)$$

1.4 TENSÃO E CORRENTE DE PICO NAS CHAVES E COMPONENTES PASSIVOS PARA O CONVERSOR ZETA-GEPAE NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUO

1.4.1 Tensão nas chaves

De acordo com as formas de onda para o conversor no modo de condução contínua em regime permanente (Figura |1.5|), tem-se que a tensão máxima à qual a chave S é submetida é igual à máxima tensão à qual o diodo é submetido. Então de (1.7), (1.8) e (1.28) tem-se que:

$$v_{Sp} = v_{Dp}' = V_I + V_O' \quad (1.57)$$

e,

$$v_{Sp} = v_{Dp}' = V_I \cdot (G + 1) \quad (1.58)$$

Reescrevendo a equação (1.58), tem-se que:

$$v_{Sp} = v_{Dp}' = V_O' \cdot (1 + 1/G) \quad (1.59)$$

Assim, de (1.59) tem-se que:

$$v_{Sp} = v_{Dp}' = \frac{V_I}{1 - D} = \frac{V_O'}{D} \quad (1.60)$$

Na Figura |1.8| tem-se a tensão de pico normalizada no transistor, V_{Sp}/V_O' , em função de G para o Conversor ZETA-GEPAE no modo de condução contínua em regime permanente.

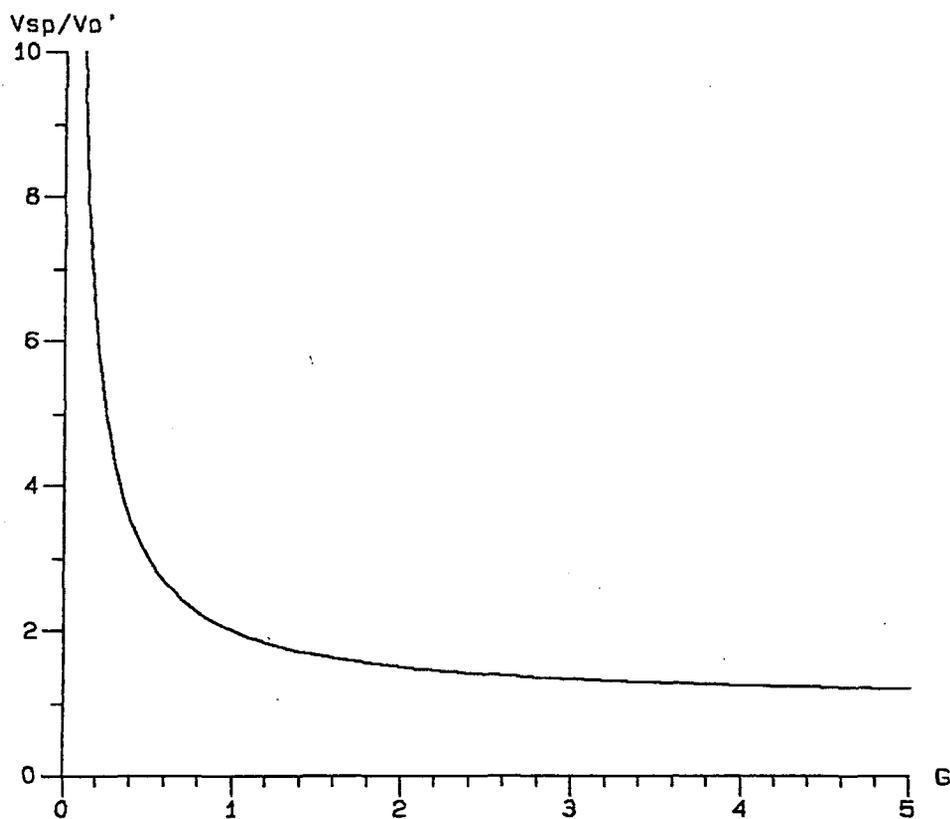


Fig. 1.8 - Tensão de pico normalizada no Transistor em função de G para o Conversor ZETA-GEPAE, modo de condução contínua e regime permanente.

Escrevendo a equação (1.60) para o Conversor isolado tem-se equações mais usuais ficando mais prática a determinação da tensão de pico nas chaves. São elas:

$$\begin{cases} v_{Sp} = \frac{V_I}{1 - D} \\ v_{Dp} = \frac{V_O}{D_m} \end{cases} \quad (1.61)$$

1.4.2 Corrente nas chaves

Também pela Figura [1.8] observa-se que o máximo valor de corrente para a chave é igual à do diodo para o conversor refletido ao primário. Então da análise desta figura tem-se:

$$\begin{cases} \Delta i_S = i_S(DT) - i_S(0) \\ \Delta i_S = V_I/L \cdot DT \end{cases} \quad (1.62)$$

Onde $L = (L_M \cdot L_2') / (L_M + L_2')$

Com a equação (1.28) em (1.62) tem-se que:

$$\Delta i_S = \frac{V_O'}{f \cdot L} \cdot (1 - D) \quad (1.63)$$

Onde:

$$\Delta i_S = \Delta i_M + \Delta i_2' \quad (1.64)$$

Então:

$$i_{Sp} = i_{Dp}' = I_I + I_O' + \Delta i_S/2 \quad (1.65)$$

Usando a equação (1.31) e sabendo-se que $I_O' = V_O'/R_O'$, tem-se que:

$$i_{Sp} = i_{Dp}' = \frac{D}{(1-D)} \cdot \frac{V_O'}{R_O'} + \frac{V_O'}{R_O'} + \frac{V_O'}{2 \cdot f \cdot L} \cdot (1 - D) \quad (1.66)$$

Então,

$$i_{Sp} = i_{Dp}' = \frac{V_O'}{R_O'} \cdot \left(\frac{D}{1 - D} + 1 + \frac{R_O'}{2 \cdot L \cdot f} \cdot (1 - D) \right) \quad (1.67)$$

Reescrevendo a equação (1.67) tem-se que:

$$i_{Sp} = i_{Dp}' = \frac{V_O'}{R_O'} \left(\frac{1}{1-D} + \frac{R_O'}{2.L.f} (1-D) \right) \quad (1.68)$$

A equação (1.68) também pode ser definida em função do ganho estático do conversor no modo contínuo em regime permanente:

$$i_{Sp} = i_{Dp}' = \frac{V_O'}{R_O'} \left((G+1) + \frac{R_O'}{2.f.L.(G+1)} \right) \quad (1.69)$$

As correntes nas chaves, i_{Sp} e i_{Dp}' também podem ser definidas pela seguinte equação:

$$i_{Sp} = i_{Dp}' = i_M(DT) + i_2'(DT) \quad (1.70)$$

A Figura |1.9| mostra a corrente de pico normalizada nas chaves em função de $R_O'/(L.f)$ para várias razões cíclicas.

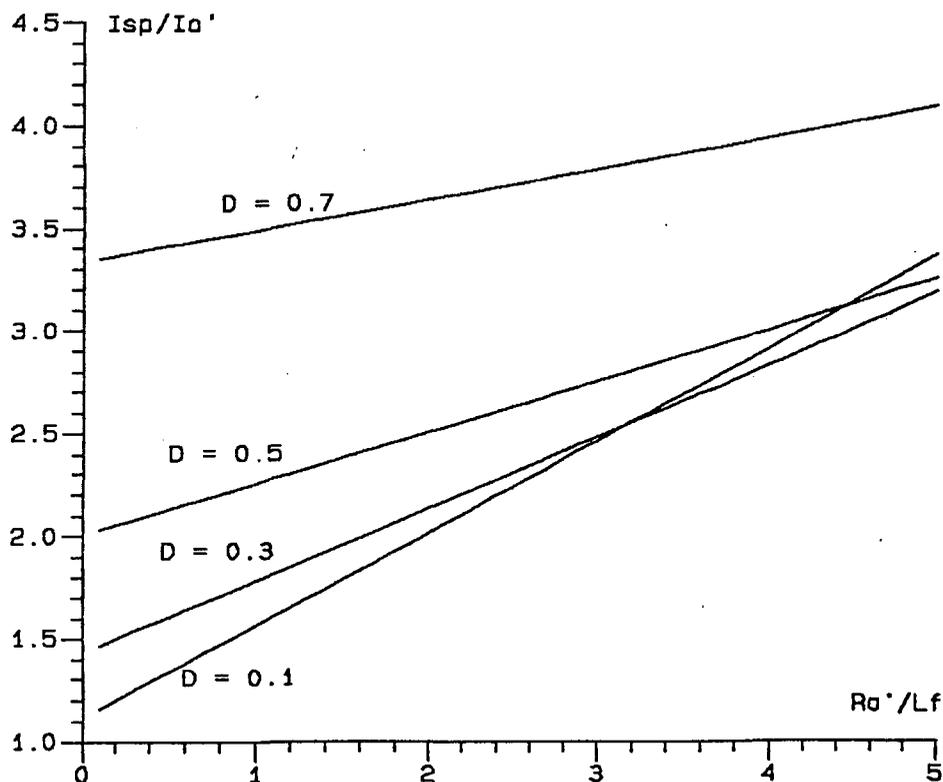


Fig. 1.9 - Corrente de Pico nas Chaves para o Conversor ZETA-GEPAE no modo de condução contínua em regime permanente.

1.4.3 Corrente no indutor L_M

Da análise da Figura |1.5| tem-se que:

$$i_{Mp} = I_I + \Delta i_M / 2 \quad (1.71)$$

Assim, substituindo-se (1.37) em (1.71),

$$i_{Mp} = I_I + \frac{V_I \cdot DT}{2 \cdot L_M} \quad (1.72)$$

Com (1.28) e (1.31) em (1.72), tem-se que:

$$i_{Mp} = I_O' \frac{D}{1 - D} + \frac{V_O'}{2 \cdot L_M \cdot f} (1 - D) \quad (1.73)$$

Sabendo-se que $V_O' = I_O' \cdot R_O'$ e rearranjando os termos em (1.73) chega-se à:

$$i_{Mp} = I_O' \left(\frac{D}{1 - D} + \frac{R_O'}{2 \cdot f \cdot L_M} (1 - D) \right) \quad (1.74)$$

Da mesma forma,

$$i_{Mm} = I_I - \Delta i_M / 2 \quad (1.75)$$

Assim, com (1.28), (1.31) e (1.37) em (1.75), chega-se a:

$$i_{Mm} = I_O' \left(\frac{D}{1 - D} + \frac{R_O'}{2 \cdot f \cdot L_2'} (1 - D) \right) \quad (1.76)$$

1.4.4 Corrente no indutor L_2'

Da análise da Figura |1.5| tem-se que:

$$i_{2p}' = I_O' + \Delta i_2' / 2 \quad (1.77)$$

Assim, com (1.28), (1.31) e (1.41) em (1.77), tem-se que:

$$i_{2p}' = I_O' \left(1 + \frac{R_O'}{1 \cdot f \cdot L_2'} (1 - D) \right)$$

Da mesma forma,

$$i_{2m}' = I_0' - \Delta i_2' / 2 \quad (1.78)$$

Com as equações (1.28), (1.31), (1.41) em (1.78) obtém-se:

$$i_{2m}' = I_0' \left(1 - \frac{R_0'}{2.f.L_2'} (1 - D) \right) \quad (1.79)$$

1.4.5 Tensão no capacitor C_1'

Da análise da Figura |1.8|, tem-se que:

$$v_{C1p}' = V_0' + \Delta v_{C1}' / 2 \quad (1.80)$$

Assim, com (1.47) em (1.80) tem-se que:

$$v_{C1p}' = V_0' \left(1 + \frac{D}{f.C_1'.R_0'} \right) \quad (1.81)$$

Da mesma forma:

$$v_{C1m}' = V_0' - \Delta v_{C1}' / 2 \quad (1.82)$$

Da mesma forma, com (1.47) em (1.82) chega-se a:

$$v_{C1m}' = V_0' \left(1 + \frac{D}{f.C_1'.R_0'} \right) \quad (1.83)$$

1.4.6 Tensão no capacitor C_2'

Da análise da Figura |1.8|, tem-se que:

$$v_{C2p}' = V_0' + \Delta v_{C2}' / 2 \quad (1.84)$$

Com (1.52) em (1.84) chega-se à:

$$v_{C2p}' = V_0' \left(1 + \frac{(1-D).D}{8.f^2.L_2'.C_2'} \right) \quad (1.85)$$

Assim, tem-se também que:

$$v_{C2m}' = V_0' - \Delta v_{C2}'/2 \quad (1.86)$$

Da mesma forma, com (1.52) em (1.86) tem-se que:

$$v_{C2m}' = V_0' \left(1 - \frac{(1-D).D}{8.f^2.L_2'.C_2'} \right) \quad (1.87)$$

1.5 VALORES MÉDIOS DE CORRENTE E TENSÃO NAS CHAVES PARA O CONVERSOR ZETA-GEPAE NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

1.5.1 Corrente Média na chave S

Da análise da Figura [1.5] tem-se para o valor médio da tensão na chave:

$$I_S = 1/T \int_0^{DT} i_S \cdot dt \quad (1.88)$$

Então:

$$I_S = 1/T [DT \cdot i_S(0) + DT/2 (i_S(DT) - i_S(0))] \quad (1.89)$$

Onde:

$$\begin{cases} I_S(0) = i_M(0) + i_2(0)' \\ I_S(DT) = i_M(DT) + i_2(DT)', 0 < t \leq DT \end{cases} \quad (1.90)$$

Substituindo (1.90) em (1.89), tem-se que:

$$I_S = 1/T [DT \cdot (i_M(0) + i_2(0)') + DT/2 \cdot (i_M(DT) + i_2(DT)' - (i_M(0) + i_2(0)'))] \quad (1.91)$$

Assim,

$$I_S = D [i_M(0) + i_2(0)' + \frac{1}{2} ((i_M(DT) - i_M(0)) + (i_2(DT)' - i_2(0)'))] \quad (1.92)$$

Reagrupando os termos em (1.92), tem-se:

$$I_S = D[(i_M(0) + i_M/2) + (i_2(0) + i_2'/2)] \quad (1.93)$$

Assim,

$$I_S = D.[I_M + I_2'] \quad (1.94)$$

De (1.31) tem-se que $I_M = I_2'.D/(1-D)$ e como $I_2' = I_0'$, então:

$$I_S = D \left[\frac{D}{1-D} I_0' + I_0' \right] \quad (1.95)$$

Assim, tem-se que:

$$\begin{cases} I_S = I_0'.D/(1-D) \\ I_S = G.I_0' \\ I_S = I_I \end{cases} \quad (1.96)$$

Como $I_M = I_I$, as equações em (1.96) são válidas para determinação da corrente média no indutor L_M , o qual representa a indutância magnetizante do transformador.

1.5.2 Corrente média no diodo D'

Da mesma forma que para a chave S , pode-se fazer a análise da Figura |1.8| para o valor médio de corrente no diodo D' :

$$I_{D'} = 1/T \cdot \int_T^{DT} i_{D'} \cdot dt \quad (1.97)$$

$$I_{D'} = 1/T [i_{D'}(0) \cdot T(1-D) + (i_{D'}(DT) - i_{D'}(0)) / 2 \cdot T(1-D)] \quad (1.98)$$

Da equação (1.98) chega-se a equação (1.99):

$$I_{D'} = (1-D) \cdot [i_{D'}(0) + (i_{D'}(DT) - i_{D'}(0)) / 2] \quad (1.99)$$

Onde:

$$i_D(0)' = i_M(0) + i_2(0)' \quad (1.100)$$

$$i_D(0)' = i_M(0) + i_2(0)', \quad DT < t \leq T$$

Substituindo-se (1.100) em (1.99), tem-se que:

$$I_D' = (1-D) \left[i_M(0) + i_2(0)' + \frac{(i_M(DT) - i_M(0))}{2} + \frac{(i_2(DT)' - i_2(0)')}{2} \right] \quad (1.101)$$

Reagrupando os termos em (1.101), tem-se:

$$I_D' = (1-D) \cdot [(i_M(0) + i_M/2) + (i_2(0)' + i_2'/2)] \quad (1.102)$$

Assim,

$$I_D' = (1-D) \cdot [I_M + I_2'] \quad (1.103)$$

De (1.31) tem-se que $I_M = I_2' \cdot D / (1-D)$ e como $I_I = I_M$ e $I_2' = I_O'$, então:

$$\begin{cases} I_D' = I_O' \\ I_D' = I_I' \cdot (1-D) / D \end{cases} \quad (1.104)$$

Como $I_2' = I_O'$, as equações em (1.104) são válidas para determinação da corrente média no indutor L_2' .

1.6 VALOR EFICAZ DE CORRENTE NAS CHAVES E COMPONENTES PASSIVOS PARA O CONVERSOR NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUO

Considerando-se o modo contínuo de operação, as seguintes análises serão feitas sobre as considerações a seguir:

$$i_S \begin{cases} i_{Sp} & , 0 < t \leq DT \\ 0 & , DT < t \leq T \end{cases} \quad (1.105)$$

$$i_{D'} \begin{cases} 0 & , 0 < t \leq DT \\ i_{Dp'} & , DT < t \leq T \end{cases} \quad (1.106)$$

$$i_{C1} \begin{cases} I_{O'} & , 0 < t \leq DT \\ I_I & , DT < t \leq T \end{cases} \quad (1.107)$$

Onde $I_{Sp} = I_{Dp'}$ é igual à corrente máxima nas chaves, dada por (1.68) ou (1.69). Estas simplificações levam à erros aceitáveis visto o caráter prático ao qual são voltadas as equações (1.105), (1.106) e (1.107). Na Figura |1.10| são mostradas as formas de ondas conforme as equações acima.

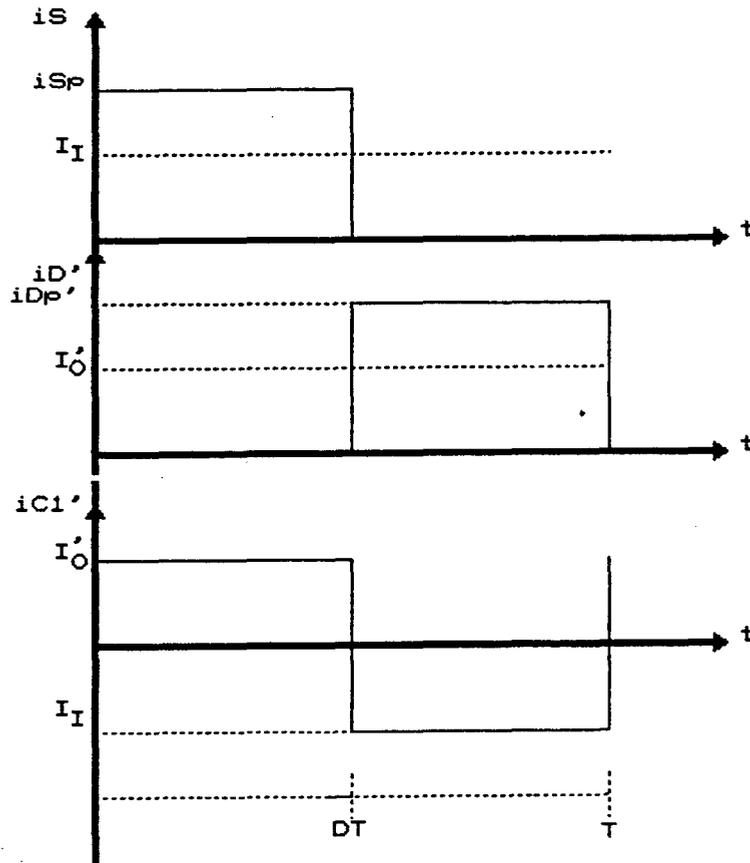


Fig. 1.10 - Formas de Ondas simplificadas para o modo Contínuo de Operação.

1.6.1 Corrente eficaz na chave S

Da Figura |1.10| para um período de funcionamento, tem-se que:

$$i_{Se}^2 = 1/T \int_0^{DT} i_{Sp}^2 \cdot dt \quad (1.108)$$

Assim, desenvolvendo-se (1.108) tem-se:

$$i_{Se} = i_{Sp} \cdot (D)^{\frac{1}{2}} \quad (1.109)$$

1.6.2 Corrente eficaz no diodo D'

Ainda da Figura |1.10|, tem-se que:

$$i_{De}'^2 = 1/T \int_{DT}^T i_{Dp}'^2 . dt \quad (1.110)$$

Assim, desenvolvendo-se (1.110), para um determinado período de chaveamento, tem-se que:

$$i_{De}' = i_{Dp}' . (1 - D)^{\frac{1}{2}} \quad (1.111)$$

1.6.3 Corrente eficaz no capacitor C₁'

A corrente eficaz no capacitor C₁' é dada pela equação (1.112), de acordo com a Figura |1.10|.

$$i_{C1e}'^2 = 1/T \left[\int_0^{DT} I_O'^2 . dt + \int_{DT}^T I_I'^2 . dt \right] \quad (1.112)$$

Assim, desenvolvendo-se a equação (1.112), para um determinado período de chaveamento, tem-se que:

$$i_{C1e}' = I_O' . (D / (1 - D))^{\frac{1}{2}} \quad (1.113)$$

1.7 ANÁLISE DOS TEMPOS DE CONDUÇÃO E ABERTURA DO TRANSISTOR DE POTÊNCIA DO CONVERSOR CC/CC ZETA-GEPAE

Na Figura |1.11| tem-se as formas de onda para o conversor em regime permanente no modo de condução contínua, onde V_{GS} representa a tensão Gate-Source no caso de Mosfet ou Base-Emissor no caso de transistor.

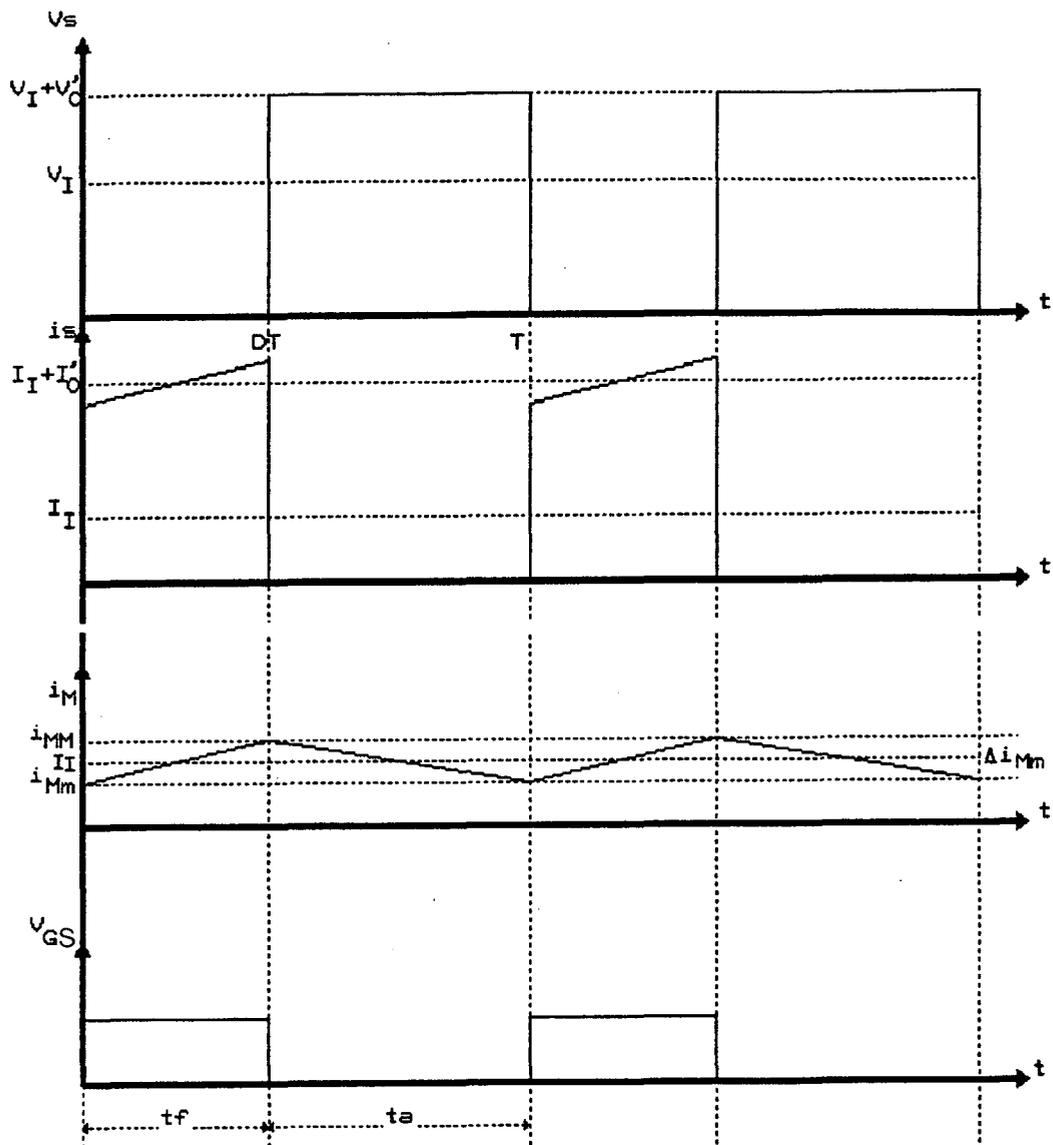


Fig. 1.11 - Formas de Ondas para o Conversor em Regime Permanente no modo de Condução Contínua.

De acordo com a equação (1.37) tem-se:

$$\Delta i_M = V_I / L_M \cdot DT \quad (1.114)$$

Tomando-se através da Figura |1.11| que:

$$\left[\begin{array}{l} t_f = DT = D/f = 1-t_a \\ t_a = (1-D).T = (1-D)/f = 1-t_f \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} (1.115) \\ (1.116) \end{array}$$

Onde:

* t_f = Tempo em que a chave S permanece fechada;

* t_a = Tempo em que a chave S permanece aberta.

Assim, de (1.114) e (1.115) tem-se que:

$$t_f = \frac{\Delta i_M \cdot L_M}{V_I} \quad (1.117)$$

A partir da equação (1.40), assumindo-se que:

$$\phi = L_M / R_O' \quad (1.118)$$

Substituindo-se (1.118) em (1.40), tem-se que:

$$f \cdot \phi \cdot \frac{\Delta i_M}{I_M} = \frac{(1-D)^2}{D} \quad (1.119)$$

Com (1.115) e (1.116) em (1.119), tem-se que:

$$f \cdot \phi \cdot \frac{\Delta i_M}{I_M} = \frac{(t_a \cdot f)^2}{t_f \cdot f} \quad (1.120)$$

Assim,

$$t_a^2 = \Delta i_M / I_M \cdot \phi \cdot t_f \quad (1.121)$$

Sabendo-se que $I_O' = V_O' / R_O'$ e substituindo-se (1.28) em (1.31), tem-se que:

$$I_I = \frac{D}{(1-D)^2} \frac{V_I}{R_O'} \quad (1.122)$$

Da mesma forma,

$$I_O' = \frac{D}{1-D} \frac{V_I}{R_O'} \quad (1.123)$$

Substituindo-se (1.123) em (1.121), dado que $I_M = I_I$, tem-se que:

$$t_a^2 = \frac{\Delta i_M \cdot L_M}{V_I} \frac{(1-D)^2}{D^2} \cdot t_f \quad (1.124)$$

Rearranjando (1.124) obtém-se que:

$$t_a^2 = \frac{\Delta i_M \cdot L_M}{V_I} \frac{V_I^2}{V_O'} \frac{V_O'}{V_I} \quad (1.125)$$

Onde:

$$\left[\begin{array}{l} t_f = V_O'/V_I \cdot t_a \\ \frac{V_I^2}{V_O'^2} = \frac{(1-D)^2}{D^2} \end{array} \right. \quad (1.126)$$

Portanto,

$$t_a = \frac{\Delta i_M \cdot L_M}{V_O'}$$

1.8 ANÁLISE DO CONVERSOR CC/CC ZETA-GEPAE NO MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUO

Considerando-se o modo de condução descontínuo quando a chave S encontra-se aberta e ocorre o decréscimo da corrente no diodo D' até zero. Neste modo tem-se o acréscimo de mais uma fase de operação durante um ciclo de funcionamento. Na Figura |1.12| é mostrada as três fases de operação, sendo que as duas primeiras (Figura |1.12.a| e |1.12.b|) representam o modo de condução contínuo.

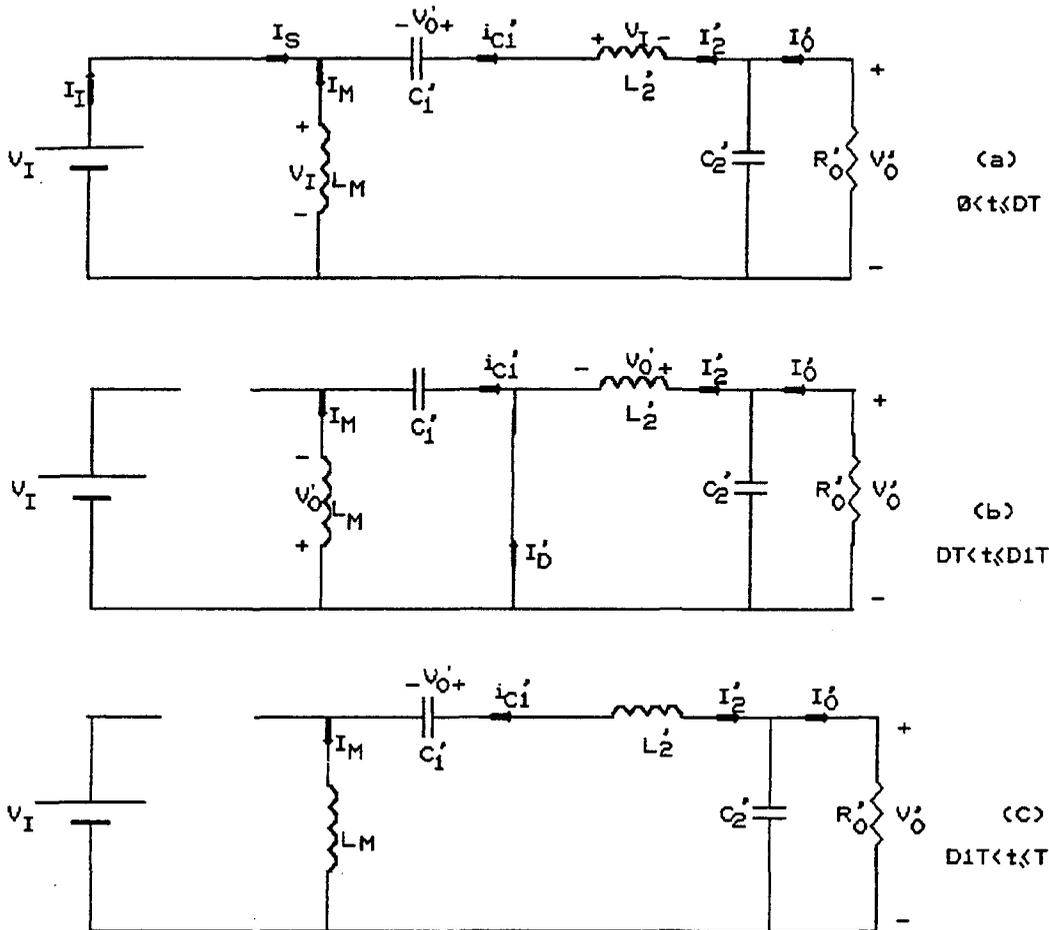


Fig. 1.12 - Estruturas resultantes para o Conversor ZETA-GEPAE, Modo de Condução Descontínuo, durante um período de funcionamento.

Na última fase (Figura [1.12.c]), tem-se que a tensão nos indutores L_M e L_2' é zero. Dependendo da razão L_M/L_2' e I_I/I_O' dois casos podem acontecer:

- 1º) $i_M(0) > 0$ e $i_2(0)' < 0$
- 2º) $i_M(0) < 0$ e $i_2(0)' > 0$

Na Figura [1.13] tem-se as principais formas de ondas para o conversor CC/CC ZETA-GEPAE, no modo de condução descontínua em regime permanente.

Onde:

- t_f = Tempo em que a chave S esta conduzindo;
 t_c = Tempo em que o diodo D' está conduzindo;

t_d = Tempo que caracteriza a condução descontínua;

$D = t_f / T$;

$D_1 = (t_f + t_c) / T$.

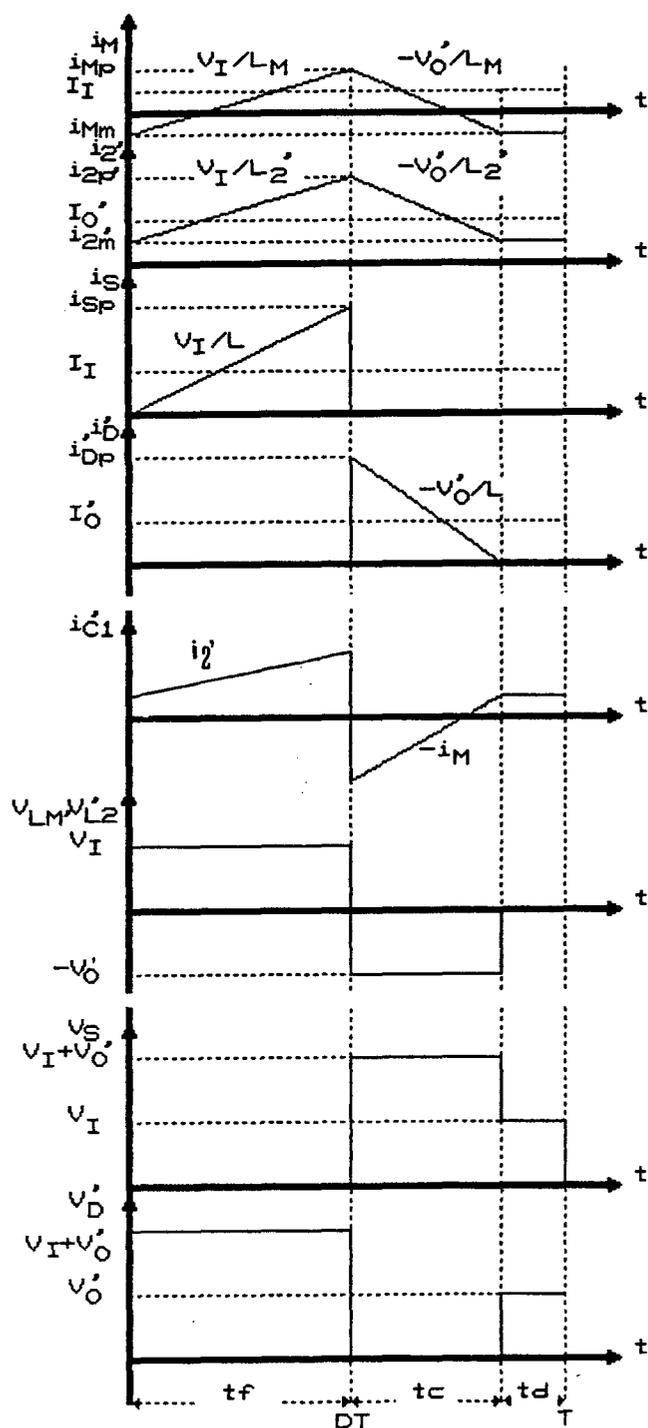


Fig. 1.13 - Principais Formas de ondas do Conversor ZETA-GEPAE no modo de Condução Descontínua em regime permanente.

Da análise do conversor em condução descontínua tem-se que:

$$i_M = \begin{cases} V_I/L_M \cdot t + i_M(0) & 0 < t < DT \\ -V_O'/L_M \cdot (t-DT) + i_M(DT) & DT < t < D_1T \\ -i_M(D+D_1)T & D_1T < t < T \end{cases} \quad (1.128)$$

$$i_2' = \begin{cases} V_I/L_2' \cdot t + i_2'(0) & 0 < t < DT \\ -V_O'/L_2' \cdot (t-DT) + i_2'(DT) & DT < t < D_1T \\ i_2'(D+D_1)T & D_1T < t < T \end{cases} \quad (1.129)$$

$$i_S = \begin{cases} V_I(1/L_M + 1/L_2') \cdot t + i_M(0) + i_2'(0) & 0 < t < DT \\ 0 & DT < t < T \end{cases} \quad (1.130)$$

$$i_D' = \begin{cases} 0 & 0 < t < DT \\ -V_O'(1/L_M + 1/L_2') \cdot (t-DT) + i_M(DT) + i_2'(DT) & DT < t < D_1T \\ 0 & D_1T < t < T \end{cases} \quad (1.131)$$

$$i_{C1}' = \begin{cases} V_I/L_2' \cdot t + i_2'(0) & 0 < t < DT \\ V_O'/L_M \cdot (t-DT) - i_M(DT) & DT < t < D_1T \\ i_2'((D+D_1)T) & D_1T < t < T \end{cases} \quad (1.132)$$

$$v_M, v_2' = \begin{cases} V_I & 0 < t < DT \\ -V_O' & DT < t < D_1T \\ 0 & D_1T < t < T \end{cases} \quad (1.133)$$

$$v_S = \begin{cases} 0 & 0 < t < DT \\ V_I + V_O' & DT < t < D_1T \\ V_I & D_1T < t < T \end{cases} \quad (1.134)$$

$$v_D' = \begin{cases} -(V_I + V_O') & 0 < t < DT \\ 0 & DT < t < T \end{cases} \quad (1.135)$$

$$i_{C2}' = \begin{cases} V_I/L_2' \cdot t + i_2'(0) - I_O' & 0 < t < DT \\ -V_O'/L_2' \cdot (t-DT) + i_2'(DT) - I_O' & DT < t < D_1T \\ i_2'((D+D_1)T) - I_O' & D_1T < t < T \end{cases} \quad (1.136)$$

Onde $D_1 = (t_f + t_c)/T$.

Denominando-se i_{SD} a corrente de comutação dada pela equação (1.137) e conforme a Figura |1.14|, verifica-se a característica de descontinuidade de corrente, análoga ao modo de operação descontínua dos conversores convencionais.

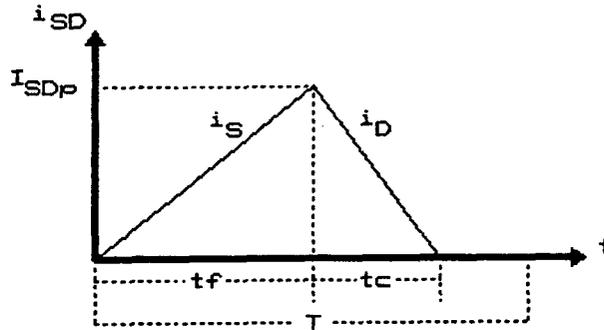


Fig. 1.14 - Corrente de Comutação para o Conversor ZETA-GEPAE, Modo de Condução Descontínuo em Regime Permanente.

$$i_{SD} = i_S + i_{D'} \quad (1.137)$$

Verifica-se que durante o intervalo t_f ocorre o armazenamento de energia nos indutores L_M e L_2' , sendo que esta energia é transferida à carga no intervalo t_c .

Admitindo-se que durante o período T em estudo, não ocorram perdas, ou seja, considerando-se uma eficiência de 100%, tem-se que, pelo balanço de energia, em regime permanente:

$$V_I \cdot (I_M + I_2') \cdot t_f = V_O' \cdot (I_M + I_2') \cdot t_c \quad (1.138)$$

Onde I_M e I_2' são os valores médios para as correntes i_M e i_2' , respectivamente, durante o período T .

Então, pode-se escrever:

$$\frac{V_O'}{V_I} = \frac{t_f}{t_c} \quad (1.139)$$

Ou,

$$\frac{V_O'}{V_I} = \frac{t_f/T}{t_c/T} \quad (1.140)$$

Mas,

$$\left[\begin{array}{l} t_f/T = D \\ t_c/T = D^2 \end{array} \right. \quad (1.141)$$

Então reescrevendo (1.140), tem-se:

$$\frac{V_O'}{V_I} = \frac{D}{D^2} \quad (1.142)$$

Da análise da Figura |1.14| tem-se que:

$$i_{SDp} = V_I/L \cdot t_f \quad (1.143)$$

E também que:

$$I_S = i_{SDp} \cdot t_f/(2.T) \quad (1.144)$$

Substituindo-se (1.144) em (1.143), tem-se que:

$$I_S = \frac{V_I}{2.L.T} t_f^2 \quad (1.145)$$

Como $P_I = V_I \cdot I_I = I_S \cdot V_I$, então:

$$P_I = \frac{V_I^2}{2.L.T} t_f^2 = \frac{V_I^2}{2.L.T} D^2 \quad (1.146)$$

Sendo admitido para o conversor ideal que $P_I = P_O'$, então:

$$\frac{V_I^2}{2.L.f} D^2 = \frac{V_O'^2}{R_O'} \quad (1.147)$$

De (1.147), tem-se a característica de transferência estática para o conversor no modo de condução descontínuo, que é dado pela equação (1.148).

$$G = \frac{V_O'}{V_I} = \frac{I_I}{I_O'} = D \cdot \sqrt{\frac{R_O'}{2.L.f}} \quad (1.148)$$

Onde $L = L_M \cdot L_2' / (L_M + L_2')$.

Pode-se ver pela equação (1.148) que a função de transferência no modo descontínuo torna-se dependente da carga

(R_0') e da indutância equivalente (L), dependência esta não apresentada para o modo contínuo.

A Figura |1.15| mostra a função de transferência G do conversor com relação à $(R_0'/(2.L.f))^{\frac{1}{2}}$, tendo como parâmetro a razão cíclica. Onde:

- (A) = Condução Contínua
- (B) = Condução Descontínua

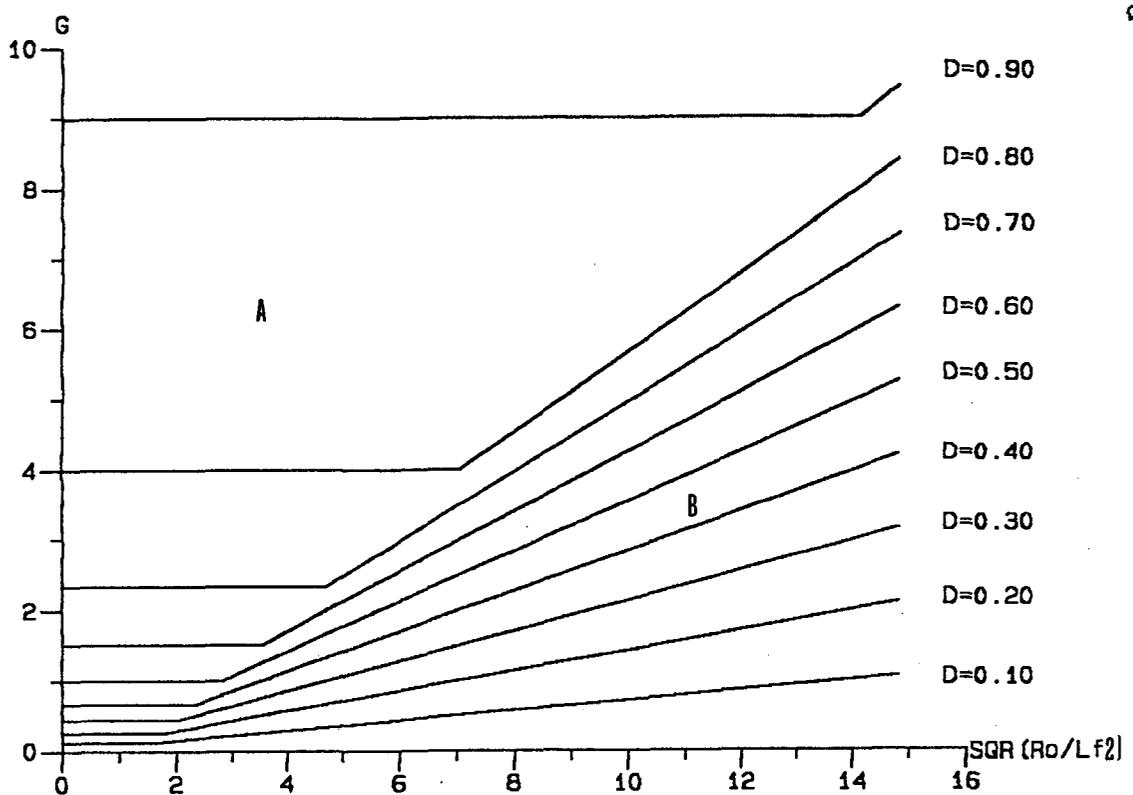


Fig. 1.15 - Relação entre G e $(R_0'/(2.L.f))$ tendo como parâmetro a razão cíclica.

1.9 DETERMINAÇÃO DA ONDULAÇÃO DE TENSÃO E CORRENTE PARA O CONVERSOR NO MODO DESCONTÍNUO

1.9.1 Indutor L_M

De acordo com a Figura |1.13| para o indutor L_M , tem-se que:

$$\Delta i_M = V_I / L_M \cdot DT \quad (1.149)$$

Substituindo-se (1.148) em (1.149) tem-se que:

$$\Delta i_M = \frac{V_O'}{L_M} \frac{DT}{G} \quad (1.150)$$

Assim, sabendo-se que $G = D \cdot (R_O' / (2 \cdot L \cdot f))^{\frac{1}{2}}$ e reescrevendo a equação (1.150), tem-se que:

$$\Delta i_M = 2 \cdot I_O' \cdot L / L_M \cdot (R_O' / (2 \cdot f \cdot L))^{\frac{1}{2}} = 2 \cdot I_O' \cdot L / L_M \cdot G / D \quad (1.151)$$

Ou ainda,

$$\frac{\Delta i_M}{I_M} = \frac{2 \cdot L}{L_M \cdot D} \quad (1.152)$$

1.9.2 Indutor L_2'

De acordo com a Figura |1.13| para o indutor L_2' , tem-se que:

$$\Delta i_2' = (V_I / L_2') \cdot DT \quad (1.153)$$

Substituindo-se (1.148) em (1.153) chega-se à:

$$\Delta i_2' = 2 \cdot I_O' \cdot \frac{L}{L_2'} \cdot \left[\frac{R_O'}{2 \cdot f \cdot L} \right]^{\frac{1}{2}} = I_O' \cdot 2 \cdot \frac{L}{L_2'} \cdot \frac{G}{D} \quad (1.154)$$

Ou ainda,

$$\frac{\Delta i_2'}{I_2'} = 2 \cdot \frac{L}{L_2'} \cdot \frac{G}{D} \quad (1.155)$$

1.9.3 Capacitor C_2'

Admitindo-se que toda componente CA do indutor L_2' seja filtrada ao capacitor C_2' , então $\Delta i_{C_2}' = \Delta i_{L_2}'$. Da análise da Figura |1.13| tem-se para o capacitor C_2' :

$$\Delta i_{C_2}' = \Delta Q_{C_2}' / \Delta t \quad (1.156)$$

Portanto:

$$\Delta Q_{C_2}' = \int_0^{DT} \Delta i_{C_2}' \cdot dt = (\Delta i_2' / 2) \cdot DT \quad (1.157)$$

Como $\Delta v_{C2}' = \Delta Q_{C2}' / C_2'$, então,

$$\Delta v_{C2}' = I_{O}' \frac{L}{L_2' \cdot f \cdot C_2'} D \cdot \left[\frac{R_{O}'}{2 \cdot f \cdot L} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.158)$$

De (1.158), tem-se que:

$$\Delta v_{C2}' = I_{O}' \frac{G \cdot L}{f \cdot L_2' \cdot C_2'} \quad (1.159)$$

Ou ainda,

$$\frac{\Delta v_{C2}'}{v_{C2}'} = \frac{D^2}{2 \cdot L_2' \cdot C_2' \cdot f^2 \cdot G} \quad (1.160)$$

A equação (1.160) determina a ondulação de tensão aproximada para o conversor no modo descontínuo, dado que considerações simplificativas foram adotadas.

1.10 DETERMINAÇÃO DOS VALORES MÁXIMOS DE TENSÃO E CORRENTE NAS CHAVES E INDUTORES PARA O MODO DESCONTÍNUO

A Figura |1.16| mostra a corrente na chave S e no diodo D' para o conversor no modo descontínuo em regime permanente.

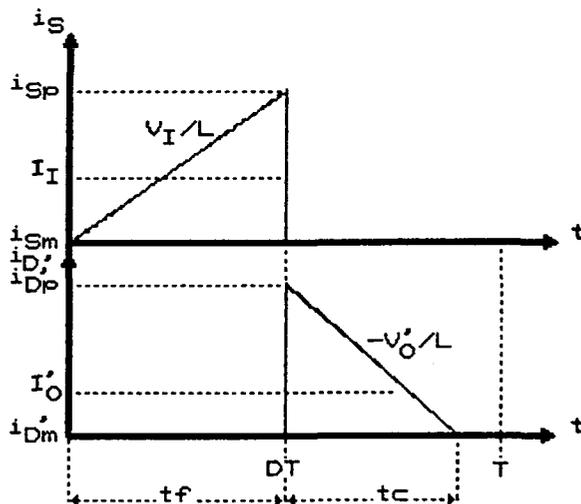


Fig. 1.16 - Forma de onda de corrente para chave S e diodo D' para o conversor no modo descontínuo.

Analisando-se i_S na Figura |1.16|, tem-se que:

$$i_{Sp} = (V_I/L).DT = V_O'/L.(t_1-DT) \quad (1.161)$$

Assim, pela igualdade mostrada na equação (1.161) tem-se que:

$$t_1 = DT + DT.(V_I/V_O') \quad (1.162)$$

Portanto,

$$t_1 = DT.(1+1/G) \quad (1.163)$$

Substituindo-se (1.163) em (1.161) tem-se que:

$$i_{Sp} = V_O'/(L.f.(R_O'/2.f.L)^{\frac{1}{2}}) \quad (1.164)$$

Tendo-se que $i_{Sp} = i_{Dp}'$, reescrevendo (1.164) tem-se que:

$$i_{Sp} = i_{Dp}' = 2.I_O' \cdot \left[\frac{R_O'}{2.f.L} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.165)$$

Ou ainda:

$$i_{Sp} = i_{Dp}' = 2.I_O'.G/D \quad (1.166)$$

Do mesmo modo, a tensão máxima à qual a chave S fica submetida é igual à tensão máxima sobre o diodo D'. Então da Figura |1.12| tem-se que:

$$V_{Sp} = V_{Dp}' = V_I + V_O' \quad (1.167)$$

Assim, com (1.148) em (1.167) tem-se que:

$$V_{Sp}=V_{Dp}'=V_O' \frac{(1+G)}{G} = V_O' \left(1 + \frac{2.f.L}{D.R_O'} \left[\frac{R_O'}{2.f.L} \right]^{\frac{1}{2}} \right) \quad (1.168)$$

A Figura |1.17| mostra a forma de onda da corrente nos indutores L_M e L_2' , para o modo de condução descontínuo. S_1 e S_2 representam as áreas dos triângulos definidas entre a curva de corrente e uma reta passando por i_{Mm} paralela ao eixo das abcissas.

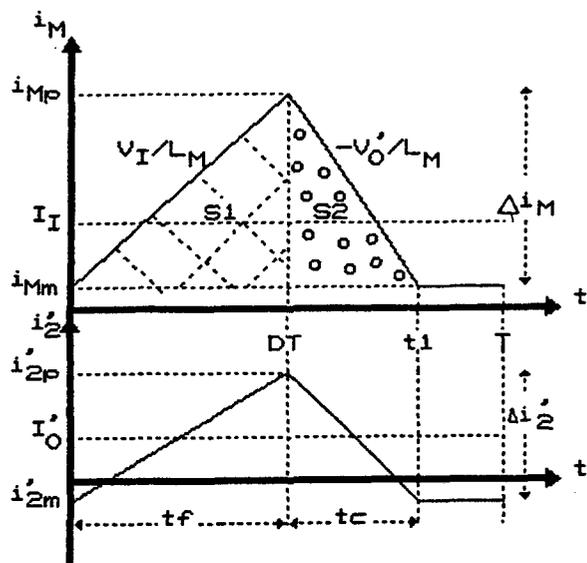


Fig. 1.17 - Forma de onda de corrente nos indutores L_M e L_2' para o Conversor ZETA-GEPAE no modo de condução descontínuo

Da Figura |1.17| e com o uso da equação (1.151) tem-se que:

$$S_1 = I_O' \cdot L / L_M \cdot G / f \quad (1.169)$$

Sabendo-se que:

$$t_c = t_1 - DT \quad (1.170)$$

Substituindo-se (1.163) em (1.170) chega-se à equação (1.171):

$$t_c = DT / G \quad (1.171)$$

Ainda da análise da Figura |1.17| com as equações (1.151) e (1.171), tem-se que:

$$S_2 = I_O' \cdot L / L_M \cdot 1 / f \quad (1.172)$$

Onde:

$$I_T = \frac{S_1 + S_2}{T} \quad (1.173)$$

Substituindo-se (1.169) e (1.172) em (1.173), tem-se que:

$$I_T = I_O' \frac{L}{L_M} G + I_O' \frac{L}{L_M} \quad (1.174)$$

Sabendo-se que:

$$I_I = I_T + i_{Mm} \quad (1.175)$$

Isolando-se i_{Mm} na equação (1.175) e substituindo-se (1.148) e (1.174), chega-se a:

$$i_{Mm} = I_O' \cdot (G - (L/L_M) \cdot (G + 1)) \quad (1.176)$$

Do mesmo modo para i_{Mp} , tem-se:

$$i_{Mp} = i_{Mm} + \Delta i_M \quad (1.177)$$

Substituindo-se (1.151) e (1.176) em (1.177), tem-se que:

$$i_{Mp} = I_O' \left(G + \frac{L}{L_M} \left(2 \frac{G}{D} - G - 1 \right) \right) \quad (1.178)$$

Para o indutor L_2' , como pode ser verificado pela Figura |1.13|, tem-se:

$$i_{2m}' = -i_{Mm} \quad (1.179)$$

Tendo-se que o máximo valor de corrente para o indutor L_2' é definido pela seguinte equação:

$$i_{2p}' = i_{2m}' + \Delta i_2' \quad (1.180)$$

Assim, substituindo-se (1.155) e (1.179) em (1.180), chega-se ao valor de pico da corrente no indutor L_2' , dado pela equação (1.181):

$$i_{2p}' = I_O' \cdot \left(2 \frac{L}{L_2'} \frac{G}{D} + \frac{L}{L_M} (1+G) - G \right) \quad (1.181)$$

1.11 ANÁLISE DOS LIMITES DE CONDUÇÃO CONTÍNUA E DESCONTÍNUA DO CONVERSOR ZETA-GEPAE

Para que haja condução crítica, a corrente i_{SD} dada pela equação (1.137) é definida conforme Figura |1.18|.

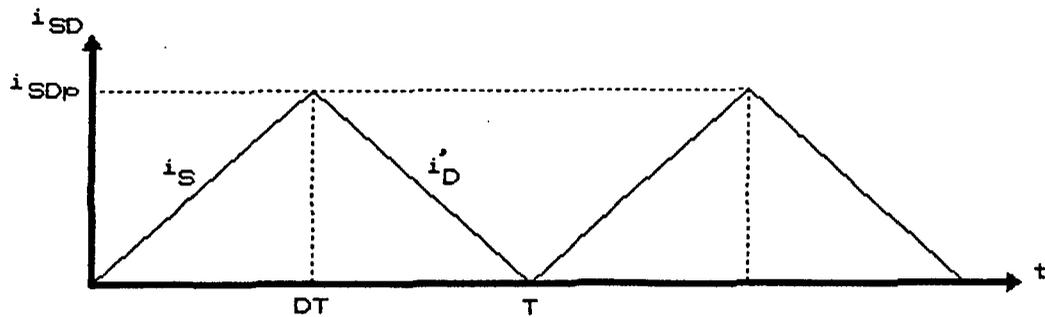


Fig. 1.18 - Condução Crítica para o Conversor ZETA-GEPAE, regime permanente.

O limite de descontinuidade de corrente no diodo ocorre quando as expressões (1.28) e (1.148) são igualadas, então:

$$\frac{D}{1-D} = D \left[\frac{R_O'}{2.f.L} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.182)$$

Isolando-se R_O' na equação (1.182) tem-se o valor de R_{OC}' , onde:

$$R_{OC}' = \frac{2.f.L}{(1-D_m)^2} \quad (1.183)$$

Ou,

$$R_{OC}' = 2.(G+1).L.f \quad (1.184)$$

Onde D_m representa o valor da mínima razão cíclica adotada para o projeto.

Das expressões (1.183) e (1.184) tem-se o maior valor da resistência de carga para garantir a não descontinuidade no modo de operação do conversor. Esta resistência é chamada resistência crítica.

De outra forma, a condição para operação no modo contínuo é dado por:

$$\frac{L.f}{R_O'} > \frac{1}{2.(G+1)^2} \quad (1.185)$$

Ou,

$$\frac{L.f}{R_0'} > \frac{(1-D)^2}{2} \quad (1.186)$$

Os limites para os vários modos de condução são estabelecidos de acordo com:

$$\text{- Cond. Contínua} \rightarrow \frac{f.L}{R_0'} > \frac{(1-D)^2}{2}$$

$$\text{- Cond. Crítica} \rightarrow \frac{f.L}{R_0'} = \frac{(1-D)^2}{2}$$

$$\text{- Cond. Descontínua} \rightarrow \frac{f.L}{R_0'} < \frac{(1-D)^2}{2}$$

Também de (1.182) tem-se o menor valor de L para garantir o não funcionamento no modo descontínuo. A esta indutância chama-se indutância crítica, a qual é dada pelas seguintes equações:

$$L_c = \frac{R_{Op}' \cdot (1-D_m)^2}{2 \cdot f} \quad (1.187)$$

Ou,

$$L_c = \frac{R_{Op}'}{2 \cdot f \cdot (G_m + 1)} \quad (1.188)$$

Onde $R_{Op}' = V_0' / I_{Om}'$

Também por (1.182), tem-se que a mínima razão cíclica, D crítico, para que se garanta o não funcionamento no modo descontínuo é dado pela seguinte equação:

$$D_c = 1 - \sqrt{\frac{2 \cdot f \cdot L}{R_0'}} \quad (1.189)$$

1.12 CONCLUSÃO

Neste capítulo apresentou-se a análise do conversor ZETA-GEPAE em regime permanente. Desenvolveu-se um amplo equacionamento que permite tanto descrever o funcionamento do conversor, como a determinação dos valores médios, máximos, mínimos e eficazes envolvidos no modo contínuo e descontínuo de operação.

O conversor CC/CC ZETA-GEPAE quando operado no modo de condução contínuo possui característica de transferência estática independente da carga, conforme Equação (1.31) e Figura [1.15]. Isto confere-lhe interessante característica para aplicação em fontes chaveadas, podendo operar como conversor elevador ou abaixador dependendo unicamente da razão cíclica.

Conforme análise feita, verifica-se que o conversor possui característica de descontinuidade análoga aos conversores convencionais. Porém a sua descontinuidade, conforme a Equação (1.137), é sobre a corrente no diodo. No modo descontínuo sua função de transferência estática não depende somente da razão cíclica (D), mas também dos parâmetros do circuito (L_M e L_2), da carga (R_O) e da frequência de operação.

CAPÍTULO II

SIMULAÇÃO DO CONVERSOR ZETA-GEPAE EM REGIME PERMANENTE

2.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo tem por objetivo fazer a análise do conversor CC-CC ZETA-GEPAE via simulação.

A análise por simulação tem a finalidade de realizar uma verificação preliminar dos estudos teóricos do capítulo I.

Pretende-se mostrar através das formas de onda de tensão e corrente em diversos elementos, bem como o comportamento do conversor em regime permanente em malha aberta.

2.2 CIRCUITO SIMULADO

As simulações aqui apresentadas foram feitas com o programa SACS0 [16], onde simula-se o conversor em questão para:

- a) Razão cíclica variável e demais parâmetros constantes;
- b) Frequência de chaveamento variável e demais parâmetros constantes;
- c) Resistência de carga variável e demais parâmetros constantes;
- d) Indutância L_M e L_2 variáveis e demais parâmetros constantes.

A Figura [2.1] apresenta o circuito utilizado na simulação:

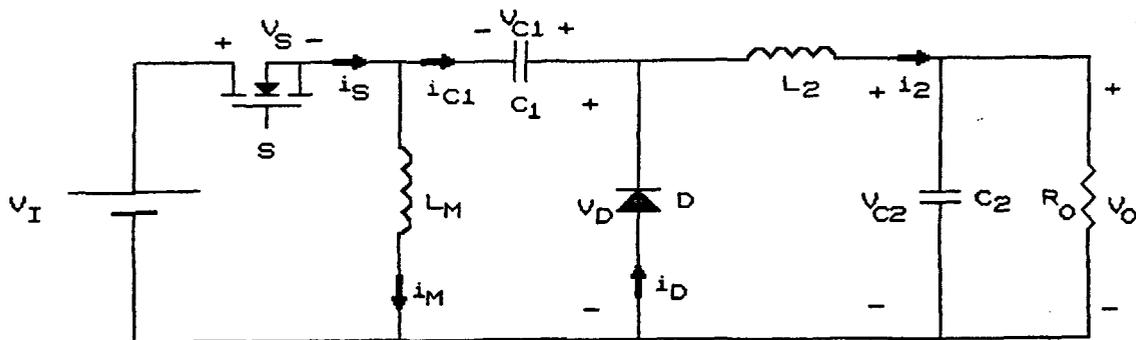


Fig. 2.1 - Circuito Simulado

2.3 SIMULAÇÕES DO CONVERSOR ZETA-GEPAE

2.3.1 Razão Cíclica Variável e Demais Parâmetros Constantes

Para estas simulações considerou-se:

$$V_I = 311V$$

$$L_M = 10mH$$

$$L_2 = 5mH$$

$$C_1 = 543nF$$

$$C_2 = 91nF$$

$$R_0 = 414,7\Omega$$

$$f = 100kHz$$

Assim, variando-se a razão cíclica, tem-se:

- $D = 0,2$:

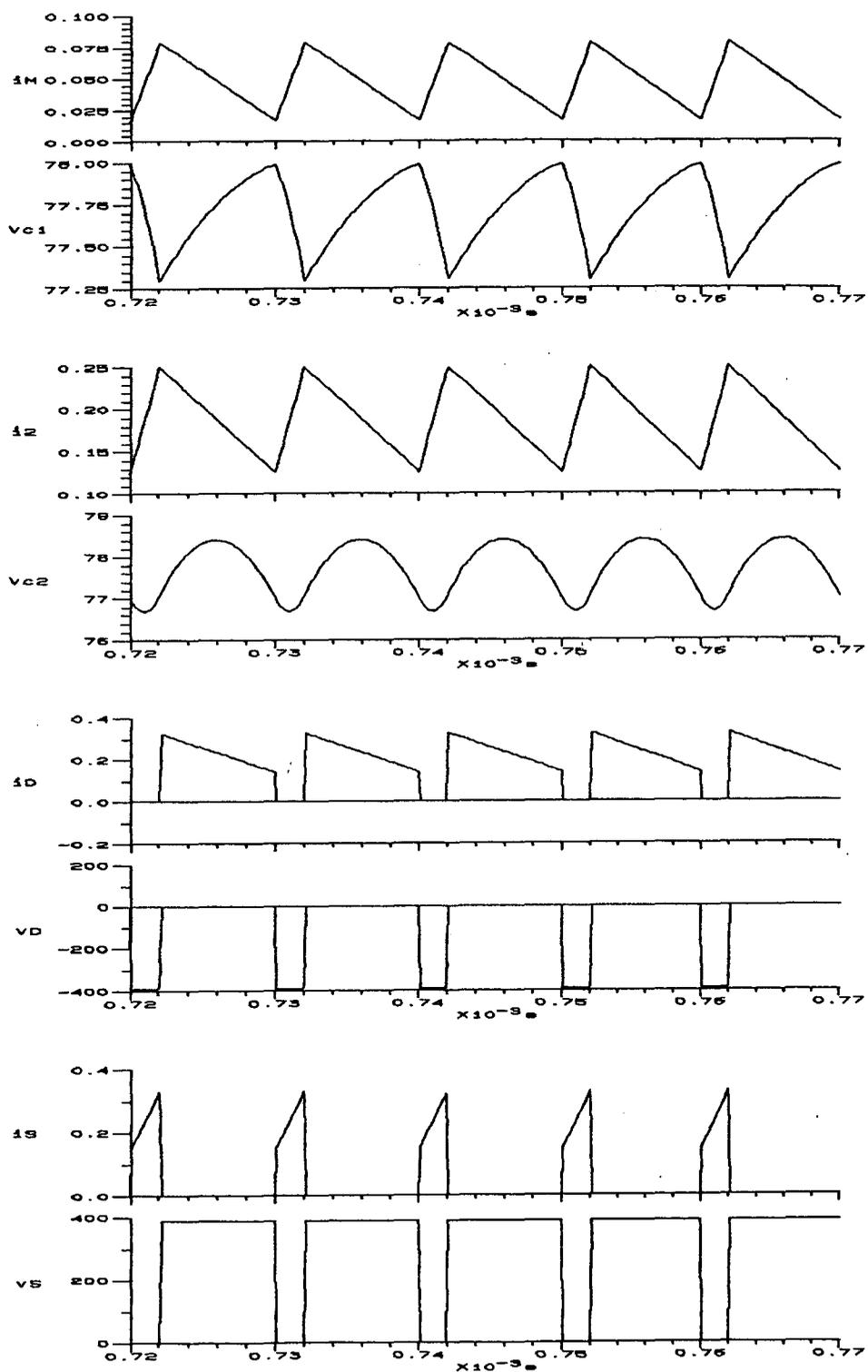


Fig. 2.2.a - Resultado de Simulação - $D = 0,2$

- $D = 0.5$:

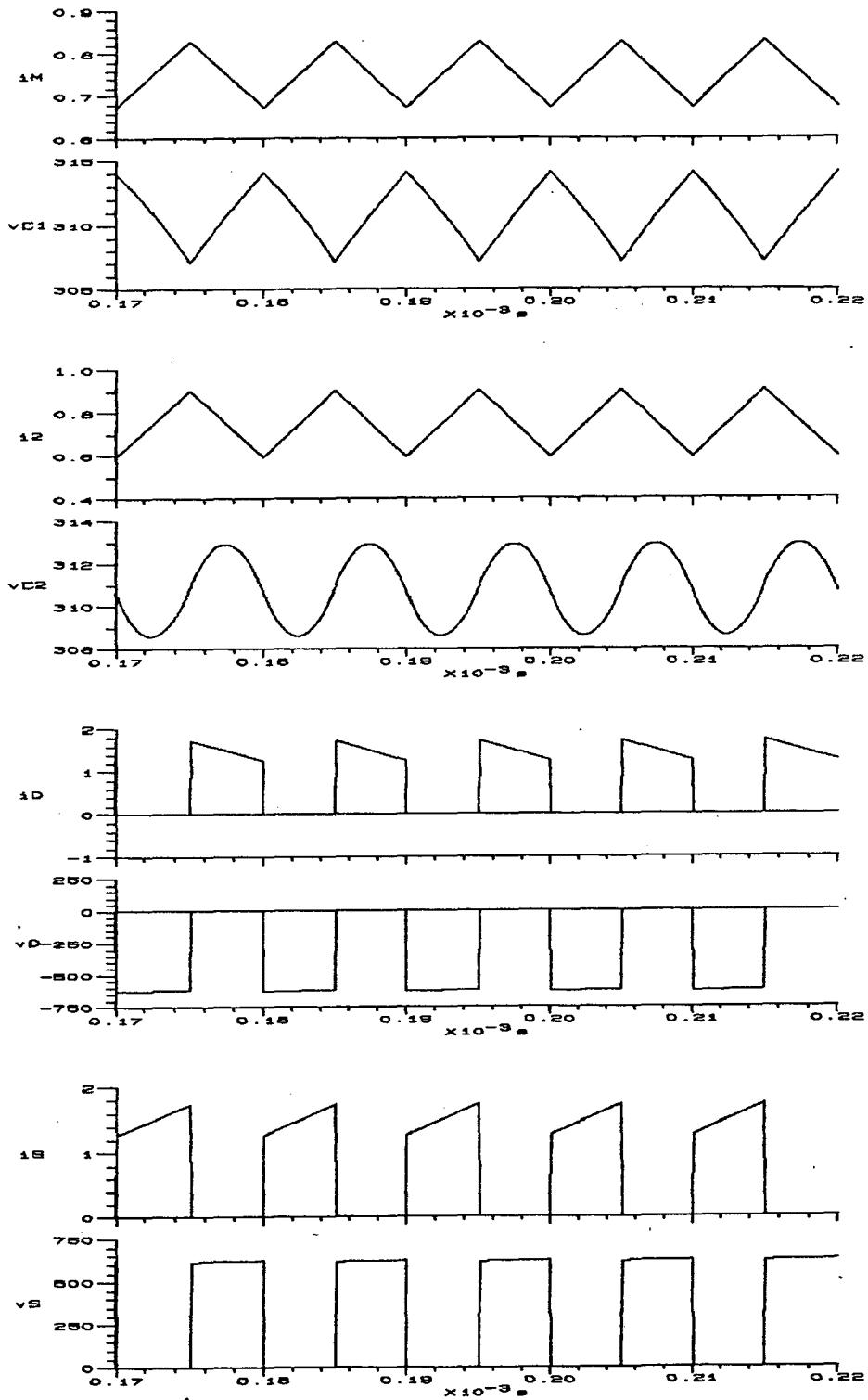


Fig. 2.2.b - Resultado de Simulação - $D = 0.5$

- $D = 0,8$:

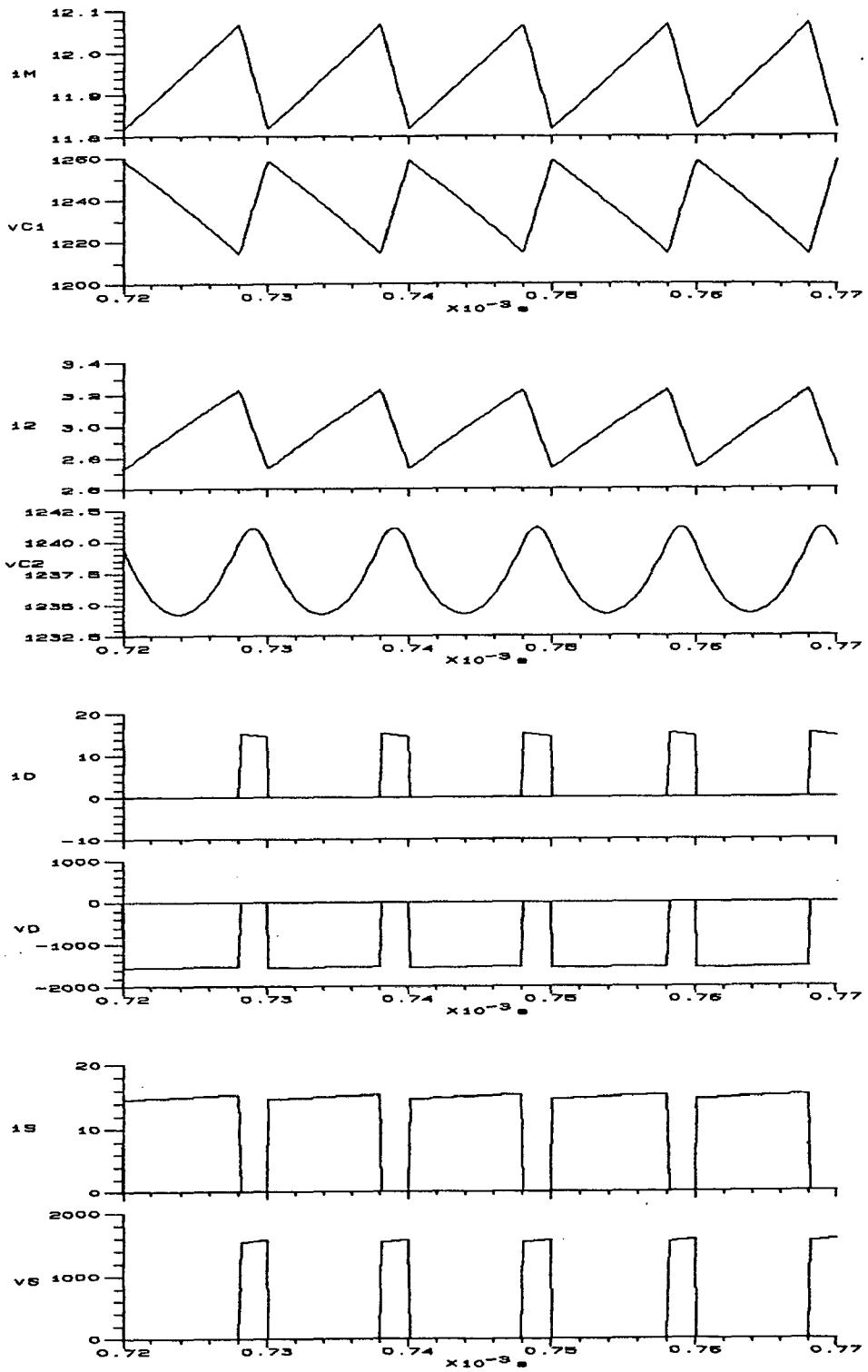


Fig. 2.2.c - Resultado de Simulação - $D = 0,8$

Através destas simulações pode-se comprovar o comportamento do conversor variando-se a razão cíclica. É mostrada a relação deste parâmetro com a tensão de saída, a qual pode diminuir ou elevar seu valor dependendo unicamente da razão entre o tempo em que a chave S encontra-se fechada pelo período de chaveamento. Daí o conversor poder ser usado como elevador ou abaixador. As grandezas de corrente envolvidas nas chaves e componentes passivos também dependem deste parâmetro.

2.3.2 Freqüência de Chaveamento Variável e Demais Parâmetros Constantes

Para estas simulações considerou-se:

$$V_I = 311V$$

$$L_M = 10mH$$

$$L_2 = 5mH$$

$$C_1 = 543nF$$

$$C_2 = 91nF$$

$$R_0 = 414,7ohm$$

$$D = 0,4$$

Assim, variando-se a freqüência de chaveamento, tem-se:

$f = 50\text{kHz}$:

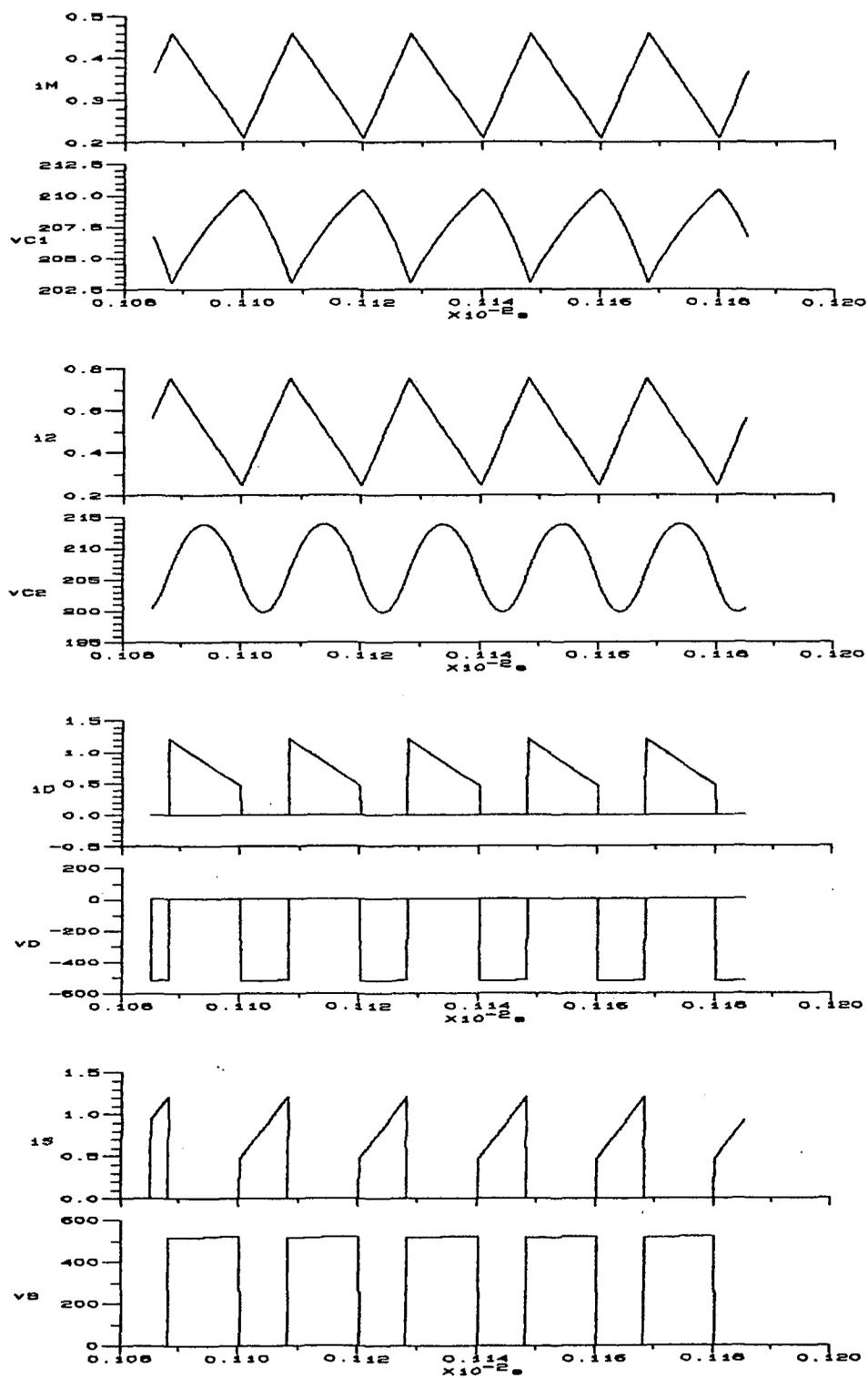


Fig. 2.3.a - Resultados de Simulação - $f = 50\text{kHz}$

- $f = 100\text{kHz}$:

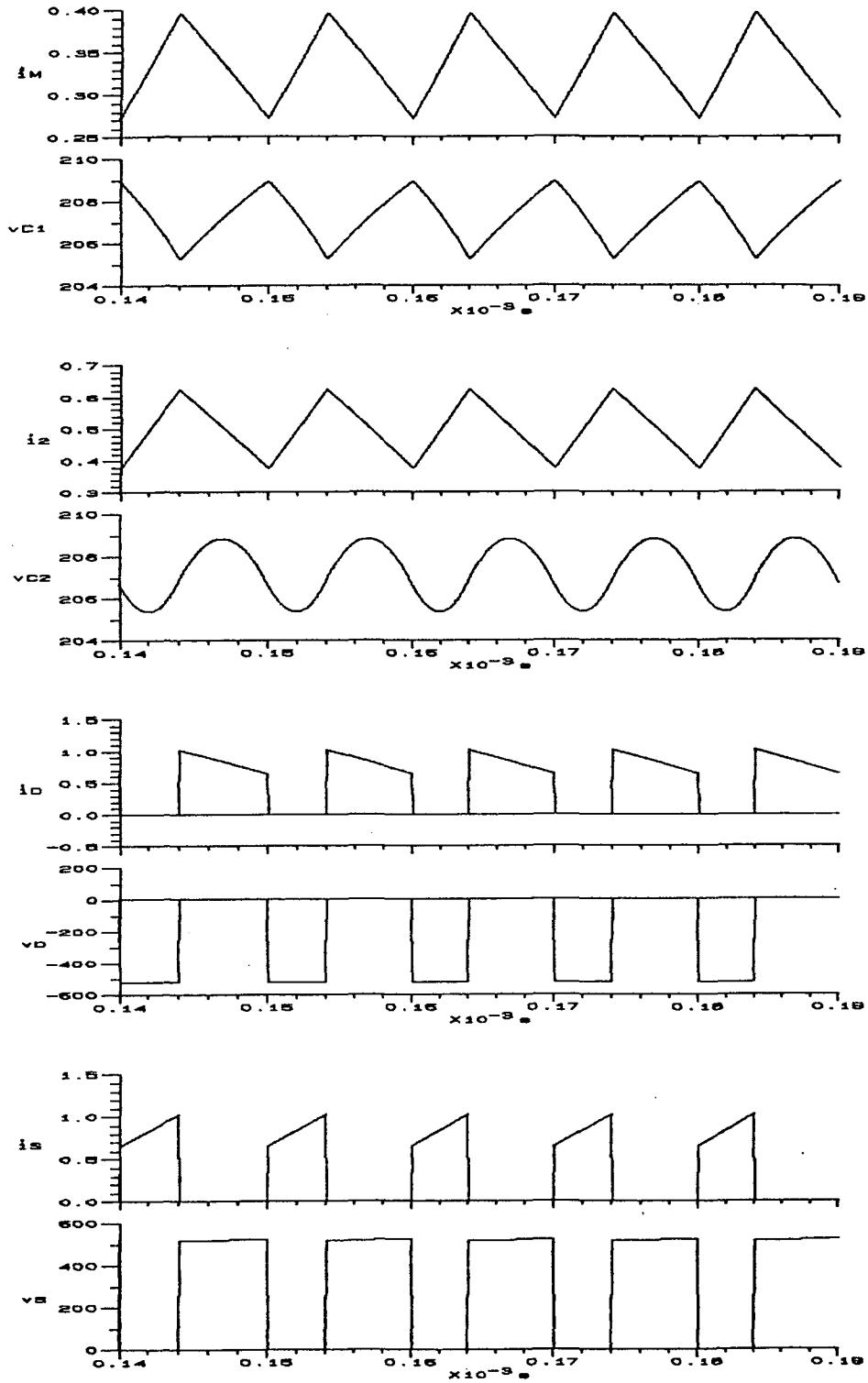


Fig. 2.3.b - Resultados de Simulação - $f = 100\text{kHz}$

- $f = 200\text{kHz}$:

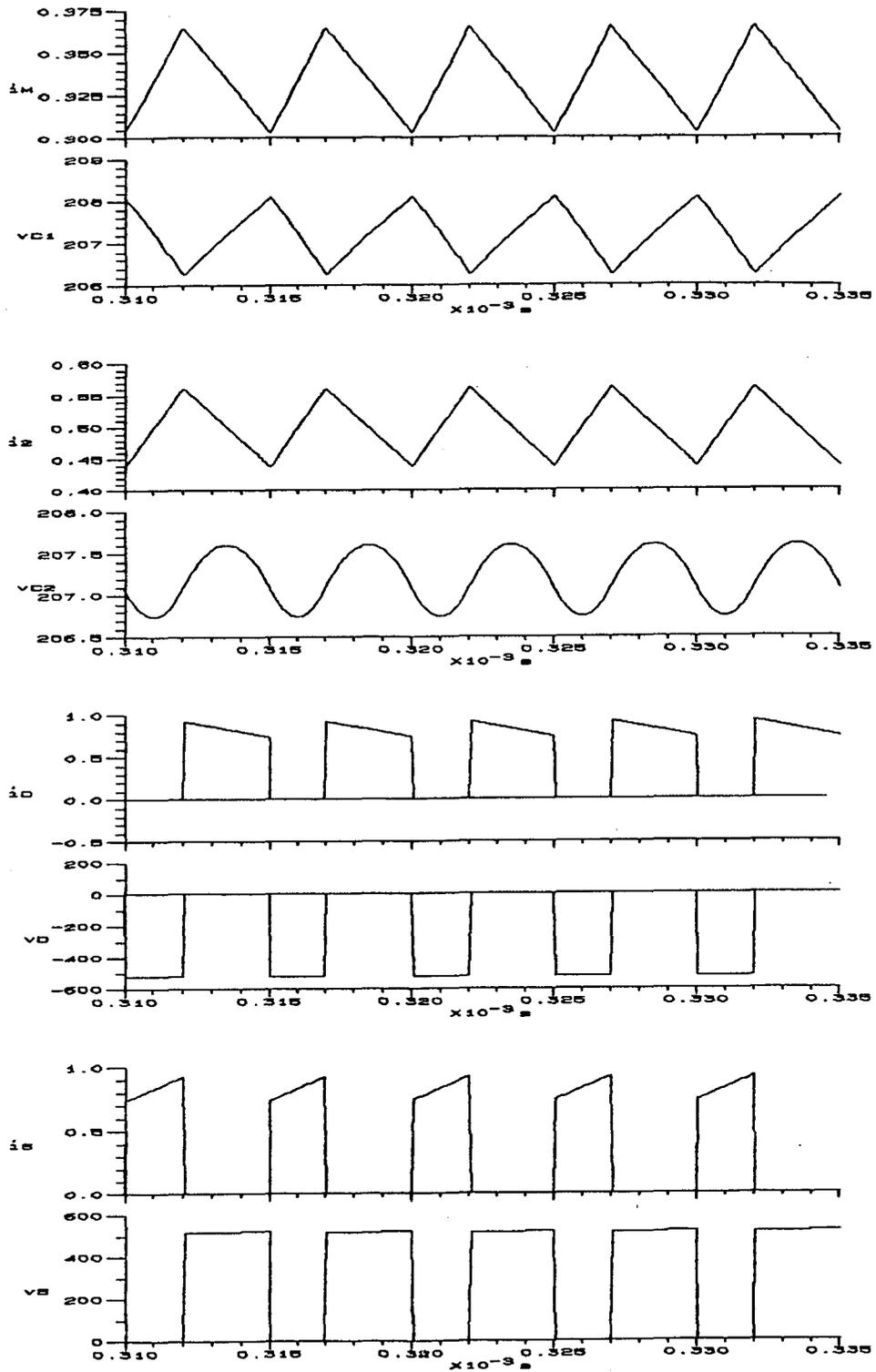


Fig. 2.3.c - Resultados de Simulação - $f = 200\text{kHz}$

É mostrado nestas simulações a dependência dos parâmetros do conversor com a variação da frequência de operação. Pode ser visto que o ripple na tensão de saída diminui com o aumento da frequência. Também a corrente máxima nos indutores e chaves alcançam um valor menor com o maior valor de frequência de chaveamento. Nota-se que as tensões máximas nas chaves não dependem deste parâmetro.

2.3.3. Resistência de Carga Variável e Demais Parâmetros Constantes

Para estas simulações considerou-se:

$$V_I = 311V$$

$$L_M = 10mH$$

$$L_2 = 5mH$$

$$C1 = 543nF$$

$$C2 = 92nF$$

$$f = 100kHz$$

$$D = 0,4$$

Assim variando-se a resistência de carga tem-se:

- $R_Q = 10\text{ohm}$:

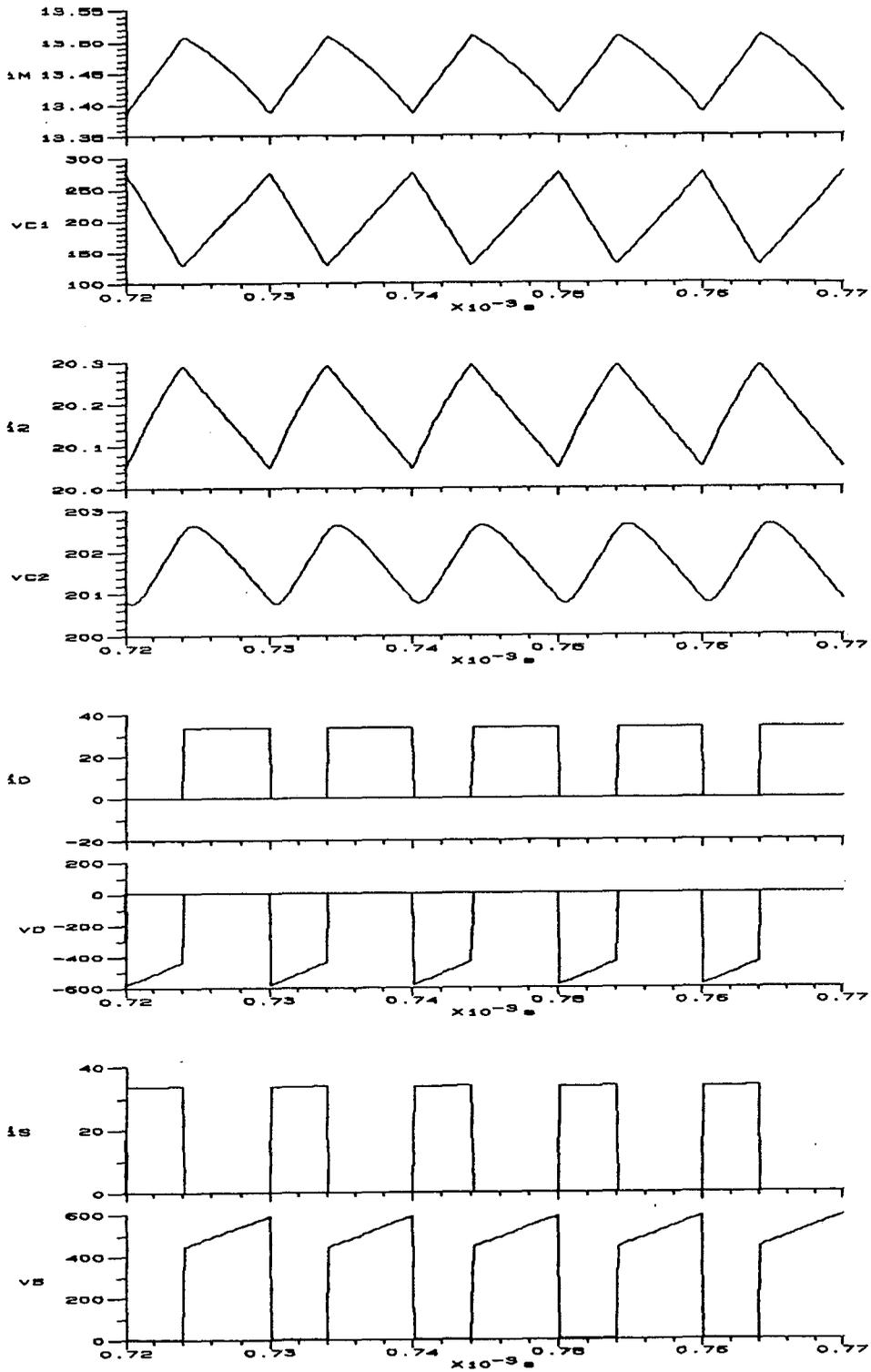


Fig. 2.4.a - Resultados de Simulação - $R_Q = 10\text{ohm}$

- $R_O = 414.7\text{ohm}$:

Estas simulações podem ser vistas em 2.3.2

- $R_O = 5\text{Kohm}$:

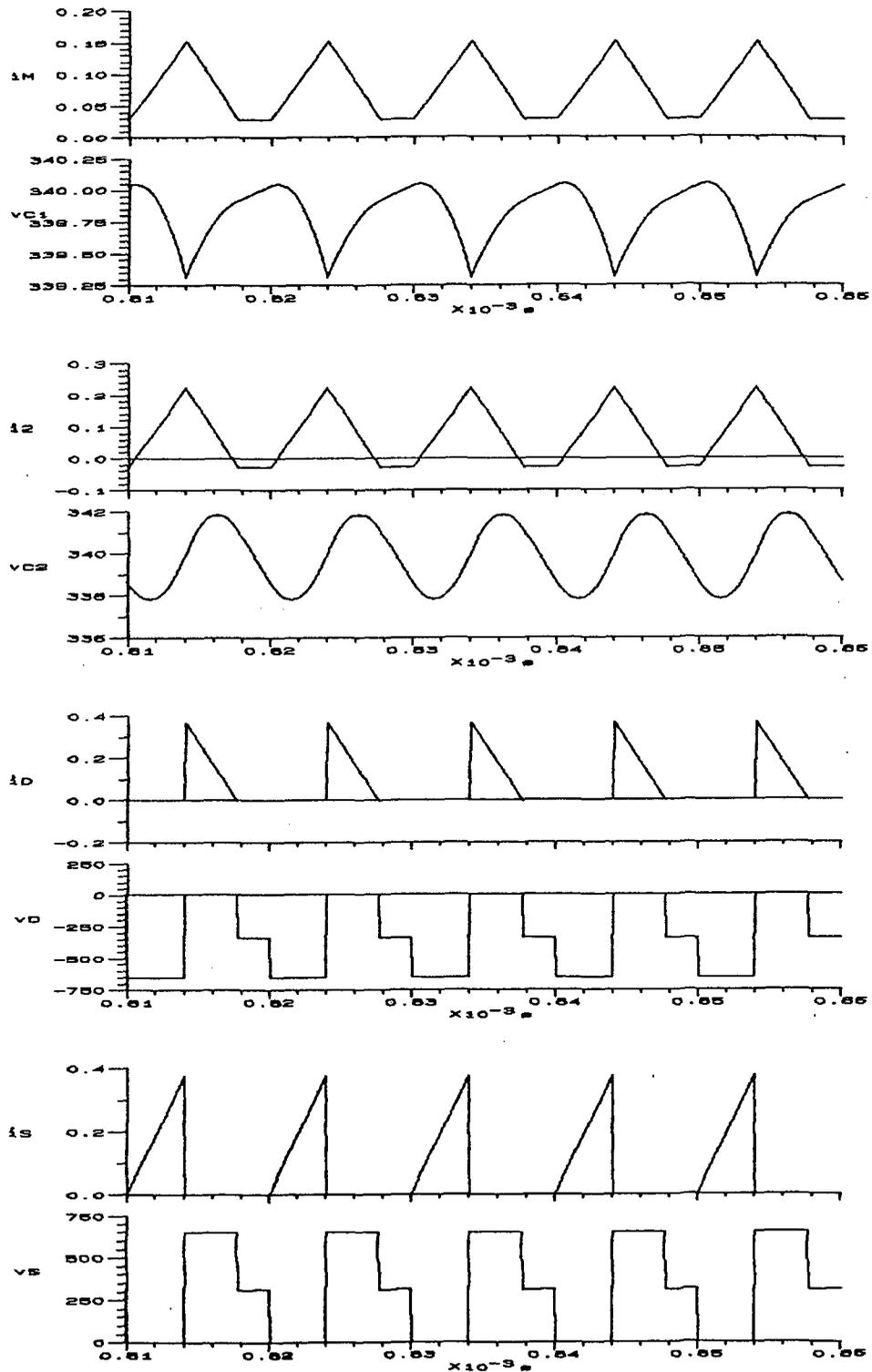


Fig. 2.4.b - Resultados de Simulação - $R_O = 5\text{kohm}$

Através destas simulações demonstrou-se o funcionamento do conversor ZETA-GEPAE variando-se a resistência de carga. Com isto observa-se uma grande variação nas grandezas de corrente envolvidas para cada carga, o que já era de se esperar. Entretanto a retirada excessiva de carga (Figura [2.4.b]), levou o conversor ao modo descontínuo de operação. Como consequência têm-se uma mudança no comportamento do conversor, o qual passa a ter sua função de transferência dada pela equação (1.148).

2.3.4 Indutância L_M e L_2 variável e Demais Parâmetros Constantes

Para estas simulações considerou-se:

$$V_I = 311V$$

$$C_1 = 543nF$$

$$C_2 = 91nF$$

$$f = 100kHz$$

$$D = 0,4$$

Assim, variando-se as indutâncias tem-se:

- $L_M = 100\mu\text{H}$ e $L_2 = 50\mu\text{H}$ ($L = 33,33\mu\text{H}$):

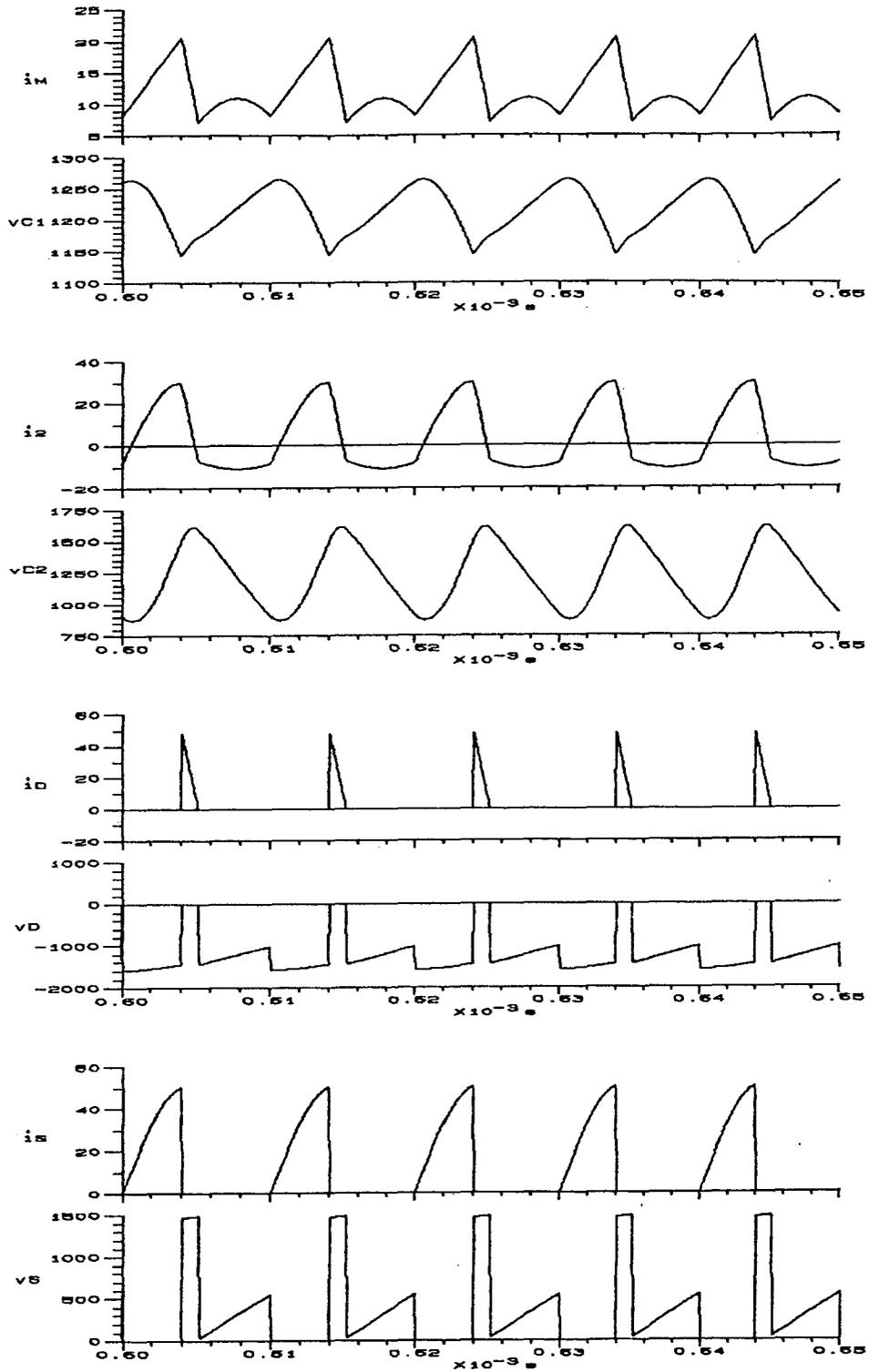


Fig. 2.5.a - Resultados de Simulação - $L = 33,33\mu\text{H}$

- $L_M = 10\text{mH}$ e $L_2 = 5\text{mH}$ ($L=3,33\text{mH}$):

Estas simulações podem ser vistas em 2.3.2

- $L_M = 100\text{mH}$ e $L_2 = 50\text{mH}$ ($L=33,33\text{mH}$):

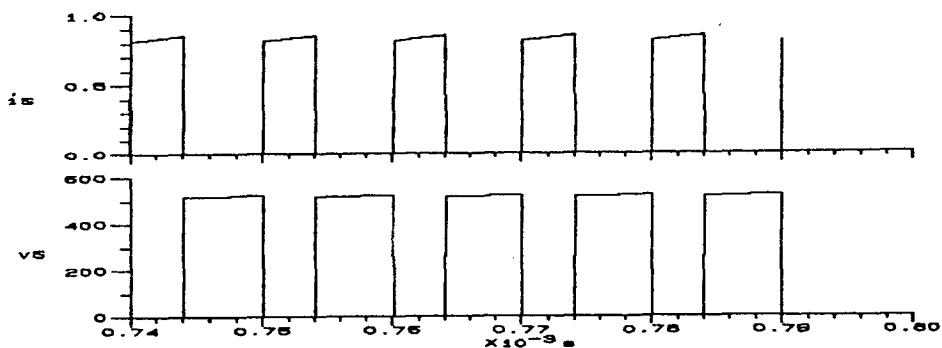
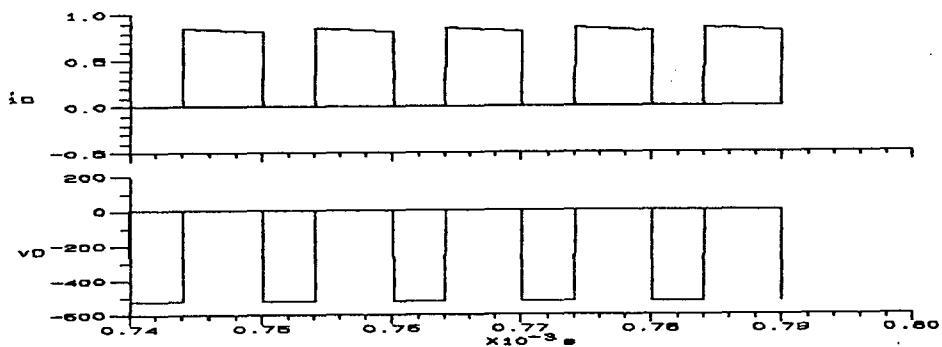
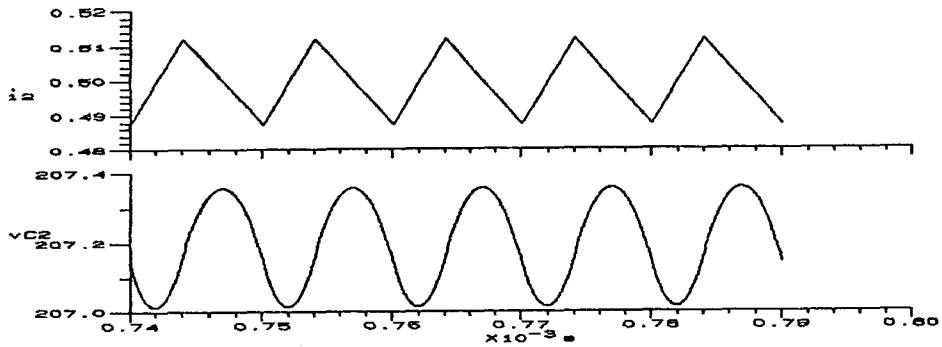
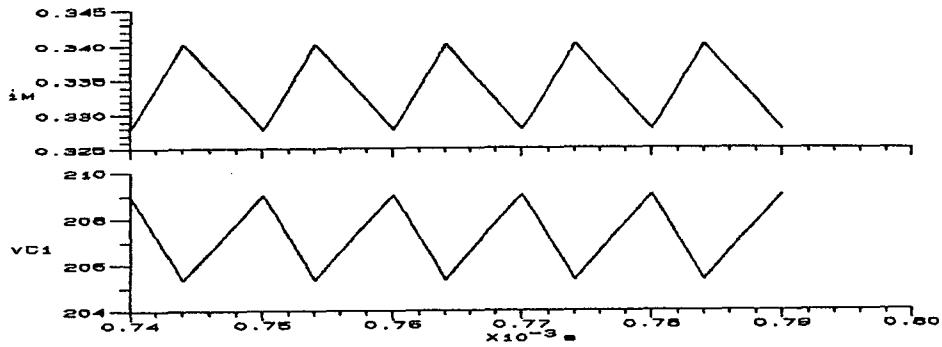


Fig. 2.5.b - Resultados de Simulação - $L = 33,33\text{mH}$

Através destas simulações pode-se analisar o funcionamento e performance do conversor variando-se as indutâncias do transformador e indutância do filtro de saída. Observa-se que a diminuição da indutância leva a descontinuidade do conversor. Ou seja, quando a indutância equivalente (L) for menor que a indutância crítica (equação 1.87) o conversor passa ao modo descontínuo de operação.

Também os ripple de tensão e corrente diminui com o aumento desta indutância. Porém na prática isto acarreta num aumento considerável no volume dos elementos magnetizantes.

2.4 CONCLUSÃO

Observando-se os resultados obtidos nas simulações, constata-se a eficiência da análise teórica tanto para o modo contínuo como para o modo descontínuo feito no Capítulo I.

Através da simulação variou-se os parâmetros do conversor ZETA-GEPAE com a finalidade de validar equações e estudar o comportamento do mesmo nestas variações. Um estudo comparativo entre as ondulações na tensão de saída pode ser visto na tabela abaixo.

				$\Delta v_{C2}/V_{C2}$		
f kHz	L mH	R_O ohm	D			
100	3,33	414,7		D = 0,2 2,21%	D = 0,5 1,38%	D = 0,8 0,54%
	3,33	414,7	0,4	f=50kHz 7,13%	f=100kHz 1,64%	f=200kHz 0,42%
100	3,33		0,4	$R_O=10\text{ohm}$ 0,92%	$R_O=414.7\text{ohm}$ 1,64%	$R_O=5\text{Kohm}$ 1,17%
100		414,7	0,4	L=33,3 μ H 57,6%	L=3,33mH 1,64%	L=33,3mH 0,08%

Através destas simulações pode-se ver que é possível variar a tensão e corrente na saída do conversor variando-se sua razão cíclica. Também fica claro que quanto maior sua razão cíclica, menor será a ondulação de saída no conversor. Da mesma

forma a tensão e corrente máxima a que são submetidas as chaves estáticas também crescem com o aumento da razão cíclica, fato este que deve ser levado em conta no projeto.

Também pode-se ver que as ondulações em todos parâmetros medidos diminuem com o aumento da frequência. Então pode-se pensar em aumentar a frequência de operação pois poder-se-ia compactar os componentes. Entretanto, existe um limite imposto principalmente pelas perdas de comutação.

Por fim é bom ressaltar o uso da simulação como uma ferramenta muito importante na análise de um sistema.

CAPÍTULO III

PROJETO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA DE UMA FONTE CHAVEADA USANDO O
CONVERSOR ZETA-GEPAE COM MODULAÇÃO PWM

3.1 INTRODUÇÃO

O objetivo deste capítulo é o de apresentar os procedimentos de projeto adotados neste trabalho. Serão projetados e dimensionados todos os componentes tanto passivos como os ativos do circuito de potência da estrutura proposta.

O volume dos elementos magnéticos e capacitores diminuem com o aumento da frequência de operação do conversor. Portanto a operação em altas frequências permite que se obtenha uma alta densidade de potência. Contudo, o aumento da frequência provoca um aumento nas perdas por comutação dado o tipo de modulação empregado. Entretanto, é possível fazer a escolha de uma frequência de operação considerada como ótima, que proporcione componentes armazenadores de energia relativamente pequenos com perdas por comutação minimizadas.

Tem-se na Figura |3.1| o esquema da estrutura proposta para o projeto de uma fonte chaveada com 4 saídas.

A seguir são apresentadas as especificações para o projeto do conversor:

- Potência de saída: 205W
- Rendimento: 80%
- Frequência de operação: 100kHz
- Tensão de entrada: 110/220 V \pm 15%, 60 Hz
- Razão cíclica máxima: 0,45
- Razão cíclica mínima: 0,25
- Saídas: 1 +5V/20A
- 2 -5V/0,5A
- 3 +12V/8A
- 4 -12V/0,5A
- Ondulação máxima na saída 1: 100mVp-p

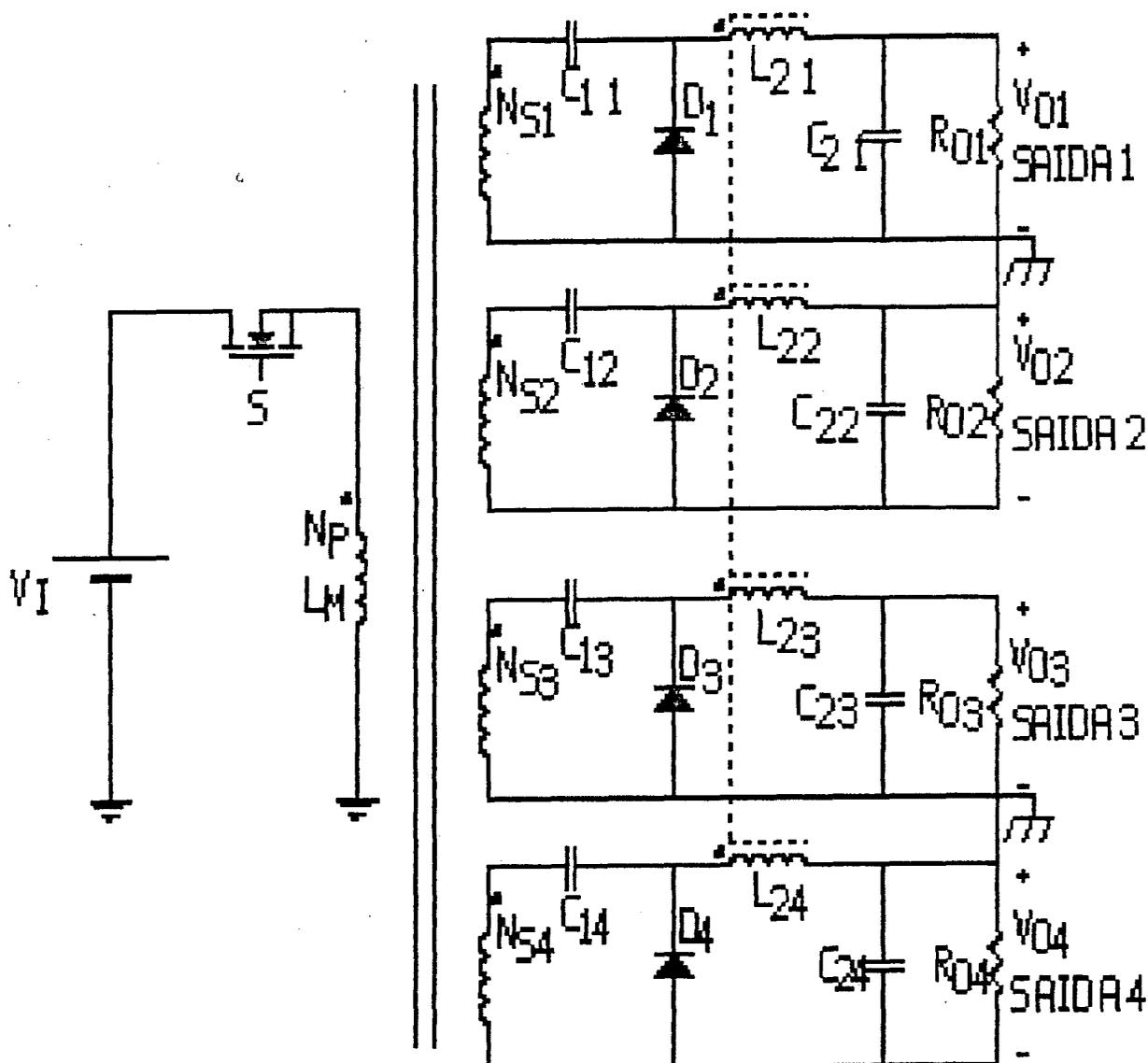


Fig. 3.1 - Estrutura de Potência proposta para fonte chaveada ZETA-GEPAE.

Como estratégia de dimensionamento, adotou-se que toda potência de saída esteja presente na saída de +5V, de acordo com a Figura |3.2|. Deste modo, em relação aos secundários, o primário encheria somente um enrolamento equivalente, o que viabiliza o uso da equação (1.68).

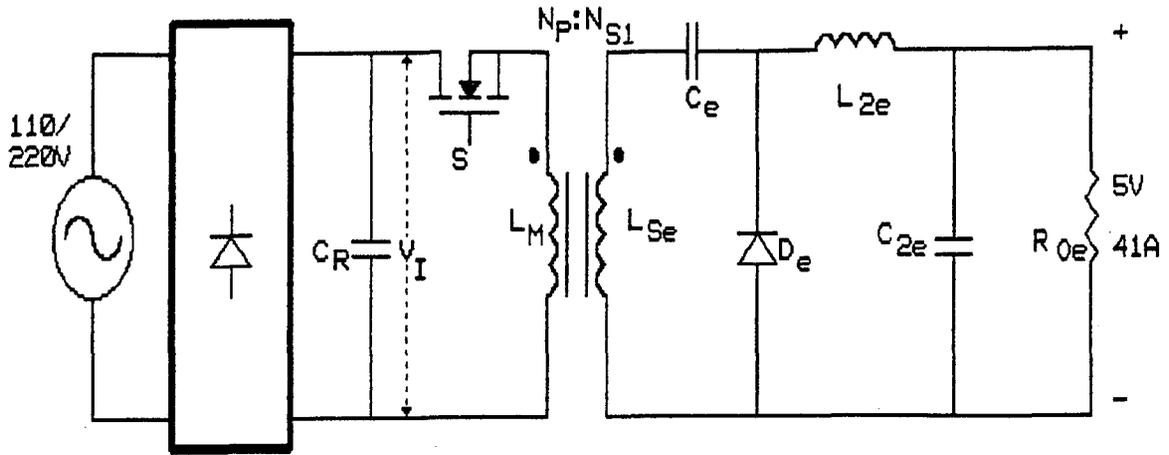


Fig. 3.2 - Circuito equivalente com a potência concentrada na saída de +5V.

3.2 - PROJETO E DIMENSIONAMENTO DO ESTÁGIO DE ENTRADA

Seja o circuito da Figura |3.3|

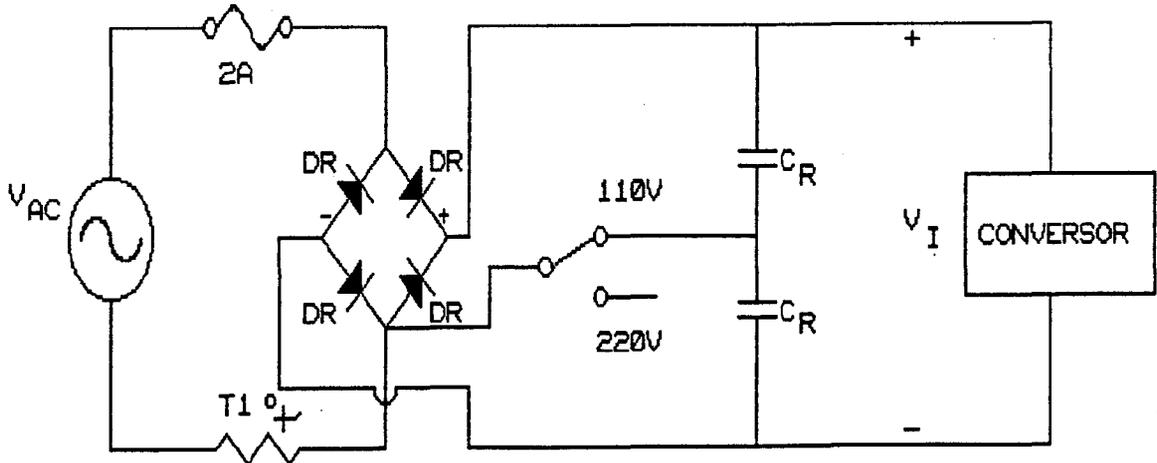


Fig. 3.3 - Estágio de entrada, retificador de onda completa.

Para os cálculos aqui apresentados será considerado o circuito da Figura [3.3] como dobrador de tensão, assim:

$$\begin{aligned} V_{CA} &= 110 \pm 15\% & V_{QDR} &= 4V \\ V_{CAmax} &= 126,5V & P_{in} &= 256W \\ V_{CAmin} &= 200V & f_r &= 60Hz \\ V_{Cmin} &= 256V \end{aligned}$$

Assim, de [8] tem-se as seguintes equações para projeto do estágio de entrada:

$$V_{CRp}' = (2)^{\frac{1}{2}} \cdot V_{CAmin} \quad (3.1)$$

$$V_{CRp} = V_{CR1p} - V_{QDR} \quad (3.2)$$

$$V_{CRmin} = (2 \cdot (V_{Cmin} - V_{CRp}))/3 \quad (3.3)$$

$$W = P_{in}/f_r \quad (3.4)$$

$$C_{R1} = C_{R2} = W/(V_{CRp} - V_{CRmin}) \quad (3.5)$$

$$t_{ca} = \cos^{-1}[V_{CRmin}/V_{CRp}] \quad (3.6)$$

$$i_{DRp} = C_{R1} \cdot (V_{CRp} - V_{CR1min})/t_{ca} \quad (3.7)$$

$$i_{Ce} = i_{DRp} \cdot (t_{ca} \cdot f_r - (t_{ca} \cdot f_r)^2)^{\frac{1}{2}} \quad (3.8)$$

$$i_{dis1} = P_{in}/V_{Cmin} \quad (3.9)$$

$$i_{CR1e} = (i_{Ce}^2 + i_{dis1}^2) \quad (3.10)$$

$$i_{Dmd} = P_{in}/(2 \cdot V_{Cmin}) \quad (3.11)$$

$$i_{Def} = i_{DRp} \cdot t_{ca} \cdot f_r \quad (3.12)$$

$$V_{Dmax} = 8^{\frac{1}{2}} \cdot V_{CAmax} \quad (3.13)$$

Através destas equações chega-se aos seguintes resultados:

$$\begin{aligned} i_{Dmd} &= 0,64A & i_{DRp} &= 7,35A \\ i_{Def} &= 3,11A & t_{ca} &= 2,99ms \\ V_{Dmax} &= 358V & C_{R1} &= C_{R2} = 220\mu F/250V \end{aligned}$$

Através destes resultados, dimensiona-se os diodos retificadores, sendo escolhidos SK4F1/06 da SEMIKRON, com $i_{Dmax}=1A$ e $V_{Dmax}=600V$.

A proteção contra inrush (corrente de partida) é feita através de T_1 , sendo este um termistor de 100hm.

3.3 TRANSFORMADOR DE ALTA FREQUÊNCIA

O núcleo de ferrite para o transformador é escolhido em função da potência máxima entregue pela fonte, frequência de operação, aquecimento nos fios de cobre, aquecimento do núcleo e circuito básico utilizado.

A potência que um determinado núcleo pode transferir é dada pela fórmula abaixo [9]:

$$A_e \cdot A_w = \frac{P_t}{C \cdot f \cdot \Delta B \cdot J \cdot K \cdot 10^{-6}} \quad (3.14)$$

Onde:

P_t = Potência transferida aos secundários em Watts

C = Modo de operação (Flyback - $C=0,61$)

f = Freqüência de chaveamento em KHz (100 KHz)

ΔB = Excursão do fluxo em mT (150mT)

J = Densidade de corrente em A/mm² (3 A/mm²)

K = Fator de ocupação do cobre x Fator de bobinagem (0,4)

A_w = Área da janela (em mm²)

A_e = Área efetiva da perna central do núcleo (em mm²)

A potência transferida ao secundário é dada pela seguinte fórmula.

$$P_t = \sum_{n=1}^k (V_{On} + V_{FDn}) \cdot I_{On} \quad (3.15)$$

Onde:

V_{On} = Tensão na saída n, em volts

V_{FDn} = Queda de tensão nos diodos da saída n

($V_{FD1}=V_{FD2}=0,6V$, $V_{FD3}=V_{FD4}=1V$)

I_{On} = Corrente média na saída n, em A

Assim, de (3.15):

$$P_t = 225,3W$$

Então, de (3.14):

$$A_e \cdot A_w = 20519,12mm^4 = 2.0519cm^4$$

Apesar de ser suficiente o núcleo E 42/15 (2.84cm⁴), adota-se o núcleo E 55/21 por questões construtivas. Então deste núcleo tem-se:

$$A_e = 3,54cm^2$$

$$A_w = 2,50cm^2$$

O transformador possui uma característica de funcionamento do tipo Flyback no modo de condução contínuo, assim, a indutância primária mínima do mesmo pode ser dada pela seguinte equação [10]:

$$L_p = \frac{[D_m \cdot V_{IP}]^2}{2.f. \sum_{n=1}^k [|V_{On}| \cdot I_{Onm}]} \quad (3.16)$$

Adotando-se que:

$$\begin{array}{ll} D_m = 0,25 & V_{O1}=+5V, I_{O1m}=2A \\ V_{IP} = 357,6V & V_{O2}=-5V, I_{O2m}=0,3A \\ f = 100kHz & V_{O3}=+12V, I_{O3m}=1A \\ & V_{O4}=-12V, I_{O4m}=0,3A \end{array}$$

Assim,

$$L_p \geq 1,5mH$$

Admitindo-se que a indutância magnetizante seja igual a indutância primária, adota-se:

$$L_M = L_p = 5mH$$

Assim de [8], admitindo-se necessidade de pós-regulação, serão tomados os seguintes valores:

$$|V_{O1}| = |V_{O2}| = 7V, |V_{O3}| = |V_{O4}| = 16V \text{ e } V_{Im} = 200V$$

Então:

$$N_{Sn} = N_p \frac{(V_{On} + V_{FDn})}{V_{Im}} \frac{(1-D_p)}{D_p} \quad (3.17)$$

De (3.17) tem-se:

$$N_{S1}/N_p = N_{S2}/N_p = 0,04644$$

$$N_{S3}/N_p = N_{S4}/N_p = 0,10389$$

Também de [8] tem-se que:

$$N_p^2 = \frac{L_M \cdot (l_g + l_e/PA)}{1,26 A_e \cdot 10^{-8}} \quad (3.18)$$

Onde:

L_M = Indutância magnetizante

A_e = Área de secção transversal do núcleo em cm^2 ($3,54cm^2$)

l_e = Comprimento médio por espira para o núcleo escolhido
(11,6cm, IP6)

l_g = Entreferro (cm)

Tendo-se que:

$$l_g = \lambda/2 \quad (3.19)$$

Onde:

$$\xi = 2 \cdot \pi \cdot W / (B^2 \cdot A_e) \quad (3.20)$$

Sendo que:

$$W = P_O / (n \cdot f) \quad (3.21)$$

Com:

$$PA = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$$

$$B = 300\text{mT a } 85^\circ\text{C}$$

$$A_e = 3,54 \cdot 10^{-4} \text{m}^2$$

$$n = \text{Rendimento}$$

Então:

$$W = 2,6\text{mJ}$$

$$\xi = 0,21\text{mm}$$

$$lg = 0,1\text{mm}$$

Com os resultados anteriores de (3.18) tem-se que:

$$N_P = 74 \text{ espiras}$$

Assim, de (3.17) chega-se aos seguintes valores:

$$N_{S1} = N_{S2} = 4 \text{ espiras}$$

$$N_{S3} = N_{S4} = 9 \text{ espiras}$$

O dimensionamento da bitola dos condutores será dada por:

a) Primário

$$J = 450 \cdot (A_e \cdot A_w)^{-0,125} \text{ A/cm}^2 \quad (3.22)$$

$$i_{pe} = N_{S1}/N_P \cdot (I_{O1}+I_{O2}) + N_{S3}/N_P \cdot (I_{O3}+I_{O4}) \quad (3.23)$$

Assim, com:

$$J = 3,5 \text{ A/mm}^2$$

$$i_{pe} = 2,14 \text{ A}$$

$$S_P = 0,61\text{mm}^2$$

Para reduzir o efeito SKIN devido ao chaveamento em alta frequência optou-se em usar fio trançado [8]. Assim adota-se 8 condutores de bitola #25AWG.

b) Secundário

$$S_{O1} = 5,7\text{mm}^2$$

Adota-se 32 condutores de bitola #25AWG

$$S_{O2} = 0,14\text{mm}^2$$

Adota-se 1 condutor de bitola #25AWG

$$S_{O3} = 2,3\text{mm}^2$$

Adota-se 16 condutores de bitola #25AWG

$$S_{O4} = 0,14\text{mm}^2$$

Adota-se 1 condutor de bitola #25AWG

Com a operação em altas frequências torna-se necessária a monitoração das perdas no transformador de ferrite com o objetivo de manter sua temperatura a níveis aceitáveis.

As perdas no transformador são dadas por [8]:

- Perdas no núcleo (PN)

$$PN(\text{W/cm}^3) = B \cdot [k_H \cdot f + k_E \cdot f^2] \quad (3.24)$$

Onde:

B = Excursão da densidade de fluxo (150mT)

k_H = Coeficiente de perdas por histerese ($4 \cdot 10^{-5}$ para o ferrite)

k_E = Coeficiente de perdas por corrente parasitas ($4 \cdot 10^{-5}$)

V_e = Volume do núcleo em cm^3 ($V_e = 5,7(A_e \cdot A_w)^{0,62}$)

$$A_e \cdot A_w = 8,85\text{cm}^4$$

Assim:

$$V_e = 25,11\text{cm}^3$$

$$PN = 0,0843\text{W/cm}^3$$

$$PN = 2,12\text{W}$$

- Perdas no cobre (PW)

$$PW = PW_1 + PW_2 + PW_3 + PW_4 \quad (3.25)$$

$$PW_n = i_{ne}^2 \cdot N \cdot l_e \cdot RE \quad (3.26)$$

Onde

PW_n = Perdas no cobre para o enrolamento n

i_{ne} = Corrente eficaz para o enrolamento n

N = Número de espiras

l_e = Comprimento médio por espira (11,6cm)

RE = Resistência elétrica nos condutores por centímetro (Ohm/cm)

De (3.26) tem-se:

$$\begin{aligned} PP &= ,69W & PW3 &= 0,95W \\ PW1 &= 0,82W & PW4 &= 0,04W \\ PW2 &= 0,02W \end{aligned}$$

$$\text{Então } PW = 2,52W$$

A perda total no transformador dá-se somando as perdas no núcleo com perdas no cobre:

$$PTO = 4,63W$$

A elevação de temperatura no transformador é dada por:

$$Tt = PTO \cdot RT \quad (3.27)$$

Onde:

$$RT = 23 \cdot (A_e \cdot A_w)^{-0,37}$$

Assim:

$$RT = 10,26^\circ\text{C/W}$$

$$Tt = 47,58^\circ\text{C}$$

Considera-se como aceitável esta temperatura devido à este valor estar bastante longe da temperatura usual máxima aceitável (55°C para temperatura ambiente de 25°C).

3.4 INDUTOR ACOPLADO

Para o projeto foi adotado o uso de indutores acoplados para o filtro de saída. As principais vantagens que levaram a esta escolha são ([12] e [13]):

- * Melhoria na regulação cruzada dinâmica devido ao acoplamento entre as saídas;

- * As irregularidades no circuito de ganho são minimizadas devido ao indutor acoplado estar dinamicamente em comum com todas as saídas. (a menos que a indutância de dispersão no indutor seja muito elevada);

- * Redução no volume destes indutores quando acoplados;

- * Redução no valor de carga mínima.

Para o projeto, será considerado todas as saídas refletidas para a saída de +5V, como é mostrada na Figura |3.4|.

Onde:

$$P_T = 205W$$

$$I_{OT} = 41A$$

$$L_{fm} = \text{Indutância}$$

$$\text{magnetizante}$$

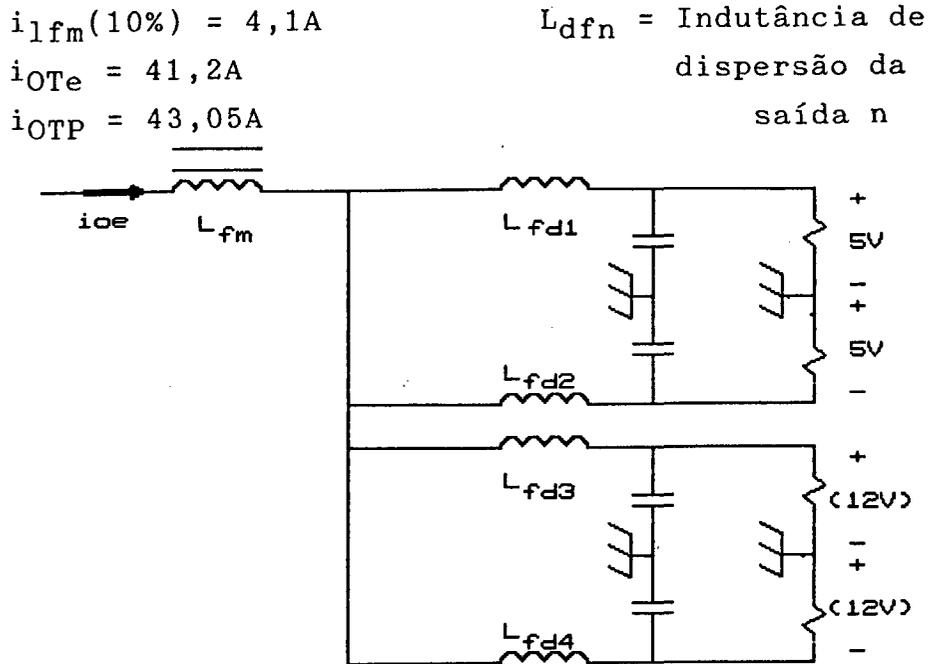


Fig. 3.4 - Circuito Equivalente para indutor acoplado visto da saída de +5V.

Assim, de [12] tem-se:

$$L_{fm} = \frac{(V_{OT} + V_{FD})(1 - D_m)}{f \cdot i_{Lfm}} \quad (3.28)$$

$$A_e \cdot A_w = \left[\frac{L_{fm} \cdot i_{OTP} \cdot i_{OTe} \cdot 10^4}{420 \cdot K \cdot B_M} \right]^{1.131} \quad (3.29)$$

$$N_f = \frac{L_{fm} \cdot i_{OTM} \cdot 10^4}{B_M \cdot A_e} \quad (3.30)$$

$$lg = \frac{PA \cdot PF \cdot N_f^2 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L_{fm}} \quad (3.31)$$

Onde:

V_{OT} = Tensão na saída considerada (+5V)

V_{FD} = Queda de tensão no diodo (0,6V)

$$B_M = 0.3T$$

K = Fator de ocupação do cobre para indutor x Fator de enrolamento (0,7)

f = Freqüência de operação (100kHz)

$$PA = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$$

$$PF = 1$$

Assim de (3.28) e (3.29) tem-se:

$$L_{fm} = 11\mu H$$

$$A_e \cdot A_w = 2,45\text{cm}^4$$

Escolheu-se o núcleo E42/15, $A_e = 1,81\text{cm}$ e $A_w = 1,57\text{cm}$.

Com estes valores em (3.30) e (3.31), chega-se a:

$$N_f = 9 \text{ espiras}$$

$$l_g = 0,167\text{cm}$$

Logo, as saídas de +5V e -5V terão seu número de espiras igual à N_f e as demais serão calculadas como segue:

$$\frac{N_{f3}}{N_f} = \frac{N_{f4}}{N_f} = \frac{V_{O3} + V_{DF3}}{V_{OT} + V_{DF}} = 2,321$$

Assim,

$$N_{f3} = N_{f4} = 21 \text{ espiras}$$

Nota-se que a relação N_{S1}/N_{S3} é bastante aproximada a N_f/N_{f3} . Isto é importante para que não cause discrepância entre as tensões nos indutores.

Conforme Figura |3.5| será tomada a indutância de dispersão para as saídas de $\pm 5V$ de 10% da indutância total. As saídas restantes terão somente a indutância do fio (10^{-6} H/m), logo serão enroladas primeiro. Então:

$$L_{fd1} = 0,1 \times 11 \cdot 10^{-6} + 100 \cdot 10^{-9} = 1,2 \cdot 10^{-6} H$$

$$L_{fd2} = L_{fd1}$$

$$L_{fd3} = 100 \cdot 10^{-9} \times (9/21)^2 = 18,37 \cdot 10^{-9} H$$

$$L_{fd4} = L_{fd3}$$

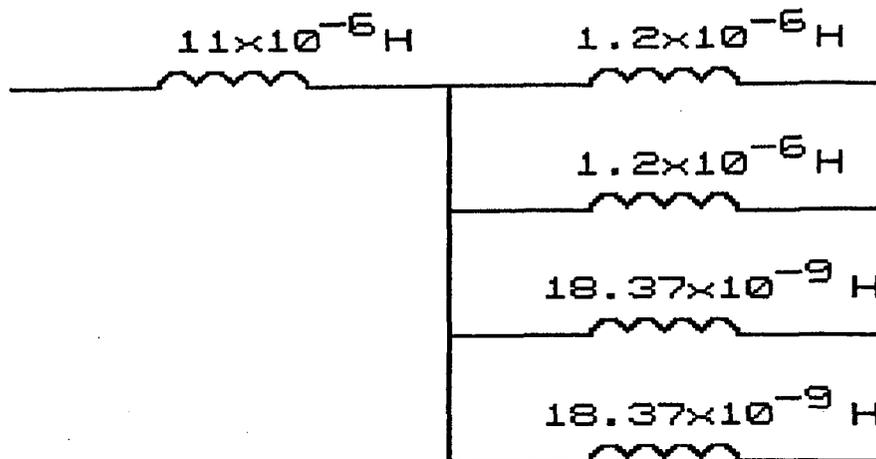


Fig. 3.5 - Indutância magnetizante e de dispersão para indutor acoplado visto do lado de +5V.

O Δi será distribuído conforme as indutâncias de dispersão. Logo:

$$\Delta i_{21} = \Delta i_{22} = 4,1 \times 9,12 / (9,12 + 1200) = 0,031 \text{ A}$$

$$\Delta i_{23} = \Delta i_{24} = 4,1 \times 17,82 / (17,82 + 18,37) = 2,02 \text{ A}$$

Então referenciando-se as saídas de $\pm 12 \text{ V}$, tem-se:

$$\Delta i_{23} = \Delta i_{24} = 2,02 \times 9 / 21 = 0,87 \text{ A}$$

A bitola dos fios para o indutor é dada em função da equação (3.22), então:

$$J = 330 \text{ A/cm}^2$$

Assim, tem-se que:

- Saída 1 : $S_{O1} = 6,1 \text{ mm}^2$. Optou-se por 37x#25AWG
- Saída 2 : $S_{O2} = 0,15 \text{ mm}^2$. Optou-se por 1x#25AWG
- Saída 3 : $S_{O3} = 2,4 \text{ mm}^2$. Optou-se por 14x#25AWG
- Saída 4 : $S_{O4} = 0,15 \text{ mm}^2$. Optou-se por 1x25AWG

3.5 CAPACITORES DE FILTRO

Para o dimensionamento dos capacitores de filtro é levado em conta a máxima variação de tensão e corrente na saída (equação (1.51)) e sua resistência série equivalente (RSE) dada pela equação (3.32).

$$RSE < \Delta V_{On} / \Delta i_{On} \quad (3.32)$$

- Saída 1

$$\begin{aligned} \Delta V_{O1} &= 0,05V & \Delta i_{21} &= 0,5A \\ C_{21} &= 12,5\mu F & & \text{(por segurança)} \\ RSE &< 0,10\Omega \end{aligned}$$

Pelo critério de mínima RSE, optou-se por:

$C_{21} = 2200\mu F/10V$, eletrolítico, HFC da Icotron.

- Saída 2

$$\begin{aligned} \Delta V_{O2} &= 0,05V & \Delta i_{21} &= 0,5A \\ \Delta i_{21} &= 0,5A & & \text{(por segurança)} \\ C_{22} &= 12,5\mu F \\ RSE &< 0,10\Omega \end{aligned}$$

Optou-se por colocar em paralelo os seguintes capacitores:

15 $\mu F/10V$, tântalo

0,1 $\mu F/250V$, TMACF

- Saída 3

$$\begin{aligned} \Delta V_{O3} &= 0,24V & \Delta i_{23} &= 0,87A \\ C_{23} &= 4,53\mu F \\ RSE &< 0,270\Omega \end{aligned}$$

Pelo critério da mínima RSE, optou-se por:

$C_{23} = 1000\mu/16V$, eletrolítico, HFC da Icotron

- Saída 4

$$\begin{aligned} \Delta V_{O4} &= 0,24V & \Delta i_{24} &= 0,87A \\ C_{24} &= 4,53\mu F \\ RSE &< 0,276\Omega \end{aligned}$$

Optou-se por colocar em paralelo os seguintes capacitores:

6,8 $\mu F/35V$, tântalo

0,1 $\mu F/250V$, TMACF

3.6 CAPACITOR DE ACOPLAMENTO

Para dimensionamento destes capacitores será considerada a máxima potência dissipada para as saídas de +5V e +12V devido às grandezas de corrente envolvidas. As saídas de -5V e -12V serão projetadas tendo em vista a ondulação máxima de tensão sobre o capacitor.

- Saída 1

De (1.113) tem-se:

$$i_{C11e} = 16,37A$$

Adotando-se 4W de perdas máximas nestes capacitores, de [19] tem-se:

$C_{11} = 4$ capacitores eletrolíticos HFC, 1000 μ F/16V da Icotron em paralelo.

Calculando-se a ondulação de tensão no capacitor C_{11} pela equação (1.55) tem-se:

$$\Delta V_{C11} = 22,5mV$$

- Saída 2

Admitindo-se no máximo 10% de ondulação, por (1.55) tem-se:

$$C_{12} = 4,5\mu F$$

Por disponibilidade de material, optou-se por colocar em paralelo os seguintes capacitores:

15 μ F/10V, tântalo

0,1 μ F/250V, TMACF

- Saída 3

Adotando-se o procedimento descrito na saída 1 tem-se:

$$i_{C13e} = 6,55A$$

Adotando-se 1W de perdas máximas nestes capacitores, de [19] tem-se:

$C_{13} = 2$ capacitores eletrolíticos HFC, 2200 μ F/16V em paralelo.

Calculando-se a ondulação de tensão no capacitor C_{12} pela equação (1.55) tem-se:

$$\Delta V_{C33} = 8,19mV$$

- Saída 4

Adotando-se o procedimento descrito para saída 2, com 10% de ondulação máxima, tem-se:

$$C_{14} = 2\mu\text{F}$$

Por disponibilidade de material, optou-se por colocar em paralelo os seguintes capacitores:

$$6,8\mu\text{F}/35\text{V}, \text{ tântalo}$$

$$0,1\mu\text{F}/250\text{V}, \text{ TMACF}$$

3.7 MOSFET DE POTÊNCIA

Das equações (1.61), (1.68), (1.96) e (1.109) tem-se:

$$v_{SM} = 651\text{V}$$

$$i_{SM} = 4,20\text{A}$$

$$I_S = 2,22\text{A}$$

$$i_{Se} = 2,82\text{A}$$

De posse destas características e sabendo-se que mosfets de alta tensão possuem resistência de condução ($R_{DS(ON)}$) relativamente altas ($> 1 \text{ Ohm}$ à 25°C), optou-se por colocar em paralelo dois mosfets APT801R4BN, cujas principais características são:

$$V_{DS} = 800\text{V}$$

$$t_r = 15\text{ns}$$

$$I_D = 8,5\text{A}$$

$$t_f = 20\text{ns}$$

$$R_{DS(ON)}(25^\circ\text{C}) = 1,4\text{Ohm}$$

$$R_{jc} = 0,51^\circ\text{C/W}$$

$$C_{iss} = 1500\text{pF}$$

$$R_{ja} = 40^\circ\text{C/W}$$

$$C_{oss} = 235\text{pF}$$

3.8 DIODOS DE SAÍDA

- Saída 1

Das equações (1.61), (1.68), (1.104) e (1.111) tem-se:

$$V_{D1M} = 20\text{V}$$

$$I_{D1} = 20\text{A}$$

$$i_{D1M} = 40,12\text{A}$$

$$i_{D1e} = 34,75\text{A}$$

Adota-se o diodo MBR3045PT da Motorola, cujas principais características são:

$$V_R = 45\text{V}$$

$$R_{jc} = 1,4^\circ\text{C/W}$$

$$I_D = 30\text{A}$$

$$R_{ja} = 40^\circ\text{C/W}$$

$$t_{rr} = 10\text{ns}$$

$$T_j = -65 \text{ a } 150^\circ\text{C}$$

$$V_F = 0,7\text{V}$$

- Saída 2

Seguindo procedimento adotado na saída 1 tem-se:

$$\begin{aligned} V_{D2M} &= 20V & I_{D2} &= 0,5A \\ i_{D2M} &= 3,75A & i_{D1e} &= 3,25A \end{aligned}$$

Por disponibilidade de material, adota-se o diodo MBR1545CT cujas principais características são:

$$\begin{aligned} V_R &= 45V & R_{jc} &= 3,0^\circ\text{C/W} \\ I_D &= 15A & R_{ja} &= 60,0^\circ\text{C/W} \\ t_{rr} &= 10\text{ns} & T_j &= -65 \text{ a } 150^\circ\text{C} \\ V_F &= 0,45V \end{aligned}$$

- Saída 3

Seguindo o procedimento adotado na saída 1, tem-se:

$$\begin{aligned} V_{D3M} &= 48V & I_{CD3} &= 8A \\ i_{D3M} &= 18,75A & i_{D3e} &= 16,24A \end{aligned}$$

Adota-se o diodo MUR815 cujas principais características são:

$$\begin{aligned} V_R &= 150V & R_{jc} &= 3,0^\circ\text{C/W} \\ I_D &= 8A & T_j &= -65 \text{ a } 150^\circ\text{C} \\ V_F &= 1V & t_{rr} &= 25\text{ns} \end{aligned}$$

Saída 4

Seguindo o procedimento adotado na saída 1 tem-se:

$$\begin{aligned} V_{D4M} &= 48V & I_{D4} &= 0,5A \\ i_{D4M} &= 2,66A & i_{D4e} &= 2,3A \end{aligned}$$

Por disponibilidade de material, adota-se o diodo MUR415. cujas principais características são:

$$\begin{aligned} V_R &= 150V & t_{rr} &= 25\text{ns} \\ I_D &= 4A & T_j &= -65 \text{ a } 150^\circ\text{C} \\ V_F &= 0,7V \end{aligned}$$

3.9 DISSIPADORES DOS COMPONENTES ATIVOS

3.9.1 Mosfet

As perdas em um mosfet, quando empregados em fontes chaveadas são calculadas pela soma das perdas por condução com as perda por comutação, dada pela seguinte expressão [8]:

$$P_{TOTM} = P_{CONM} + P_{COMM} \quad (3.33)$$

Sendo:

$$P_{CONM} = RDS(ON) \cdot i_{Se}^2 \quad (3.34)$$

$$P_{COMM} = (tr + tf) \cdot I_S \cdot V_S \cdot f/2 \quad (3.35)$$

Onde:

$$RDS(ON)(T_a) = RDS(ON)(25^\circ C) \cdot [1 + 0,007 \cdot (T_{ja} + T_a - 25)] \quad (3.36)$$

Adotando-se:

$$T_a = 30^\circ C \quad T_j = 50^\circ C$$

$$T_c = 40^\circ C$$

Considerando o uso de um circuito grampeador ($P_{COMM}' = P_{COMM} \cdot 0,6$), tem-se:

$$P_{TOT} = 9,22W$$

Então com $T = 100^\circ C$:

$$R_{da} < T/P_{TOT} - R_{jc} - R_{cd} \quad (3.36)$$

Logo:

$$R_{da} < 9,33^\circ C/W$$

Por disponibilidade de material, adota-se o dissipador de alumínio Brasele nº 1153 ($R_{da} = 4,2^\circ C/W$)

3.9.2 Saída 1

Com um projeto adequado, e velocidade de recuperação dos diodos compatíveis com a frequência de trabalho, supõe-se que as perdas de comutação possam ser ignoradas, assim [8]:

$$P_{TOTDn} = P_{CONDn} = V_{FDn} \cdot i_{Dne} \cdot (1 - D_m) \quad (3.37)$$

Então:

$$P_{TOTD1} = 18,25W$$

De (3.37) tem-se:

$$R_{da} < 3,08^\circ C/W$$

Adota-se o dissipador de alumínio Brasele nº 1434 ($R_{da} = 3^\circ C/W$)

3.9.3 Saída 2

Seguindo procedimento adotado para saída 1 tem-se:

$$P_{TOTD2} = 1,7W$$

Baixa perdas, não precisa dissipador

3.9.4 Saída 3

Seguindo procedimento adotado para saída 1, tem-se:

$$P_{TOT3} = 6W$$

$$R_{da} < 12,67^{\circ}C/W$$

Por disponibilidade de material, adota-se o dissipador de alumínio Brasele n°1153 ($R_{da}=4,2^{\circ}C/W$)

3.9.5 Saída 4

Seguindo o mesmo procedimento para saída 1 tem-se:

$$P_{TOTD4} = 1,73W$$

Baixa perdas, não admite dissipador.

3.10 CIRCUITO GRAMPEADOR

Devido as não-idealidades do mosfet e indutância de dispersão do transformador tem-se o surgimento de sobretensão na chave. Para eliminar esta sobretensão emprega-se o circuito grampeador de tensão da Figura |3.6|.

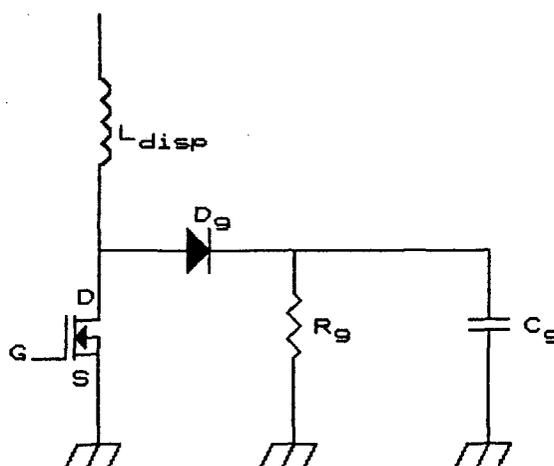


Fig. 3.6 - Circuito grampeador para o Mosfet.

Dos resultados medidos em laboratório para a indutância de dispersão do transformador, tem-se:

$$L_{disp} = 24\mu F$$

A potência absorvida pelo circuito grampeador é dada pela equação (3.38).

$$P_g = \frac{1}{2} \cdot L_{disp} \cdot i_{se}^2 \cdot f \quad (3.38)$$

Então:

$$P_g = 9,55W$$

Adotou-se os seguintes parâmetros para o circuito grampeador:

Dg = MUR4100 da Motorola

Rg = 25kOhm/10W

Cg = 22nF/630V, polipropileno

3.11 CONSIDERAÇÕES PRÁTICAS

O transformador apresenta um funcionamento do tipo Flyback, no modo contínuo, armazenando energia no entreferro durante um ciclo e transferindo esta energia no ciclo seguinte. Para o estudo teórico feito, foi considerado o circuito de potência idealizado ($L_{disp}=0$), o que na prática não é verdade. A indutância de dispersão entre primário e secundário não prejudica a regulação cruzada dinâmica, mas ela desvia energia do indutor para o circuito grampeador ou de snubber. Como consequência tem-se sobretensões na chave aliado à perda de potência por calor no resistor do circuito grampeador. Então, um adequado procedimento para enrolar o transformador torna-se extremamente importante. Dos diversos estudos práticos, o procedimento de montagem que obteve menor indutância de dispersão foi o seguinte:

- 1ª Camada: $\frac{1}{2}$ das espiras do primário;
- 2ª Camada: $\frac{1}{2}$ das espiras dos secundários, menos o de +5V;
- 3ª Camada: Todas espiras do secundário de +5V;
- 4ª Camada: $\frac{1}{2}$ final das espiras dos secundários, menos o de +5V;
- 5ª Camada: $\frac{1}{2}$ final das espiras do primário.

Outra consideração prática foi a colocação de um diodo de sinal (1N4148) em paralelo com os capacitores de acoplamento. Isto tornou-se necessário devido à tendência inicial de inversão de polaridade de tensão sobre estes capacitores, já que na partida eles encontram-se descarregados. Com o passar do tempo

eles voltariam à polaridade correta (dado que $(1-D) > D$), porém o uso destes diodos em paralelo faz-se necessário devido aos capacitores eletrolíticos e de tântalo adotados possuírem polaridades fixas. Também no lay-out para colocação destes capacitores em paralelo, deve-se procurar deixá-los todos com a mesma resistência de trilha. Isto torna-se importante principalmente na saída de +5V/20A, devido ao nível de corrente eficaz da mesma. Evita-se assim que algum capacitor tenha um gradiente significativo de temperatura sobre os outros, dada a menor resistência. Embora a disposição radial destes capacitores seja uma solução, esta apresenta dificuldades práticas.

3.12 RESUMO DO PROJETO

3.12.1 Mosfet

2 x APT801R4BN

Dissipador: Brasele nº 1153

3.12.2 Diodos

Saída 1: MBR3045P

Dissipador: Brasele nº 1434

Saída 2: MBR1545CT

Saída 3: MUR815

Dissipador: Brasele nº 1153

Saída 4: MUR415

3.12.3 Transformador

Núcleo E55/21

Entreferro = 0,1mm

N_p = 74 espiras de 8 x #25AWG

N_{S1} = 4 espiras de 32 x #25AWG

N_{S2} = 4 espiras de 1 x #25AWG

N_{S3} = 9 espiras de 16 x #25AWG

N_{S4} = 9 espiras de 1 x #25AWG

3.12.4 Indutor Acoplado:

Núcleo E42/15

Entreferro = 0,167mm

N_{f1} = 9 espiras de 37 x #25AWG

N_{f2} = 9 espiras de 1 x #25AWG

$N_{f3} = 21$ espiras de 14 x #25AWG

$N_{f4} = 21$ espiras de 1 x #25AWG

3.12.5 Capacitores de Acoplamento

$C_{11} = 4 \times 1000\mu\text{F}/16\text{V}$, HFC, eletrolítico

$C_{12} = \left\{ \begin{array}{l} 15\mu\text{F}/10\text{V}, \text{ tântalo} \\ \text{em paralelo com} \\ 0,1\mu\text{F}/250\text{V}, \text{ TMACF} \end{array} \right.$

$C_{13} = 2 \times 2200\mu\text{F}/16\text{V}$, HFC, eletrolítico

$C_{14} = \left\{ \begin{array}{l} 6,8\mu\text{F}/35\text{V}, \text{ tântalo} \\ \text{em paralelo com} \\ 0,1\mu\text{F}/250\text{V}, \text{ TMACF} \end{array} \right.$

3.12.6 Capacitores de Filtro

$C_{21} = 2200\mu\text{F}/10\text{V}$, HFC, eletrolítico

$C_{22} = \left\{ \begin{array}{l} 15\mu\text{F}/10\text{V}, \text{ tântalo} \\ \text{em paralelo com} \\ 0,1\mu\text{F}/250\text{V}, \text{ TMACF} \end{array} \right.$

$C_{23} = 1000\mu\text{F}/16\text{V}$, HFC, eletrolítico

$C_{24} = \left\{ \begin{array}{l} 6,8\mu\text{F}/35\text{V}, \text{ tântalo} \\ 0,1\mu\text{F}/250\text{V}, \text{ TMACF} \end{array} \right.$

3.13 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentada uma metodologia para o dimensionamento do circuito de potência de uma fonte chaveada usando o conversor ZETA-GEPAE seguindo equações do Capítulo I. Foi escolhido o modo contínuo de operação devido à característica de sua função de transferência não ser dependente da carga. Apesar das simplificações adotadas, mesmo sendo elas perfeitamente aceitáveis, deverão ocorrer ajustes de bancada.

Como pôde ser visto durante o projeto, por vezes existe uma grande diferença entre característica de componentes adotados para os calculados. Isto dá-se devido a disponibilidade de materiais existentes na época do projeto.

Nota-se que para o projeto são aproveitados muitos conceitos já assimilados, o que garante uma simplicidade do mesmo.

Convém ressaltar a importância de um projeto do transformador visando o mínimo de dispersão, já que esta implica diretamente no valor de tensão aplicada à chave comandada.

CAPÍTULO IV

DEFINIÇÃO E PROJETO DOS CIRCUITOS DE COMANDO, CONTROLE E PROTEÇÃO

4.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo tem por objetivo apresentar o circuito de comando do mosfet de potência, o laço de controle (malha fechada) e todos os dispositivos de proteção necessários para o caso de ocorrer um distúrbio que possa vir a danificar a estrutura. Os circuitos de proteção utilizados são os de soft-start, sobre-corrente (curto-circuito) e sobre-tensão na saída.

Já o comando de gate do mosfet tem as seguintes características básicas:

- A corrente de gate do mosfet é praticamente nula, devido a sua alta impedância de entrada;
- Não há necessidade de polarização reversa ou extração de corrente do gate;
- Os tempos de comutação dependem da velocidade com que os capacitores da junção gate-source são carregados ou descarregados;

Para geração dos pulsos usa-se o integrado UC3524, pois é um circuito integrado de múltiplas funções, sendo capaz de realizar o controle, comando e proteção da fonte.

4.2 EQUAÇÃO CARACTERÍSTICA E FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA

Uma fonte chaveada é um sistema em malha fechada, ou seja, com realimentação, conforme Figura [4.1]. Neste caso é usada realimentação negativa, para manter os objetivos de regulação da carga, boa resposta dinâmica e estabilidade.

A malha de realimentação, formada pelo amplificador de erro e rede de compensação, é definida a partir de alguns parâmetros como a frequência de chaveamento, circuito de potência, filtro, etc, que são previamente determinados para o tipo de aplicação e topologia do circuito escolhido.

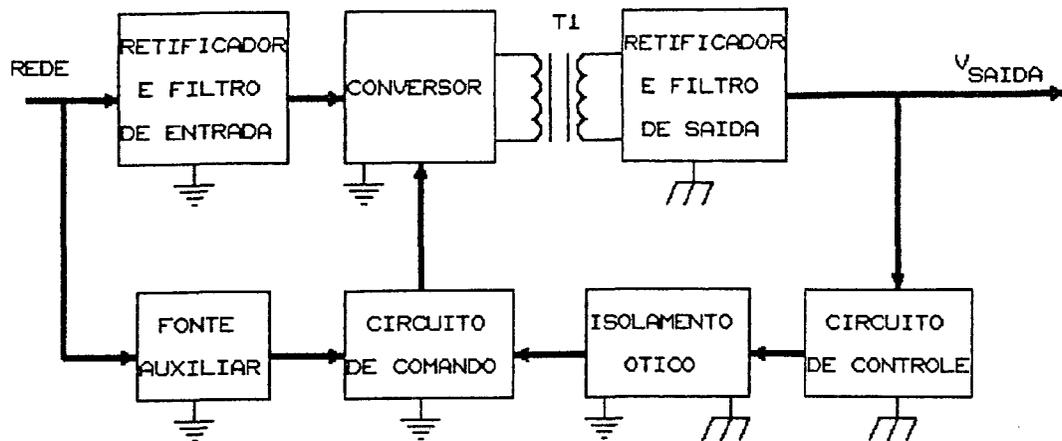


Fig. 4.1 - Diagrama de blocos da fonte proposta.

A estrutura em blocos simplificada de um sistema realimentado está representado na Figura |4.2|.

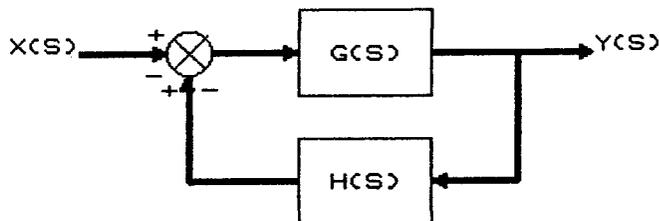


Fig. 4.2 - Diagrama em blocos representativo de um sistema realimentado.

A Figura |4.3| mostra a representação do filtro de saída a ser regulado da fonte implementada considerando a resistência série do capacitor (RSE).

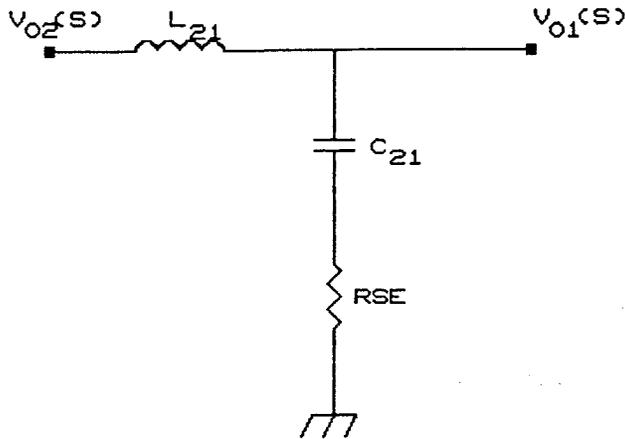


Fig. 4.3 - Representação do Filtro de saída

A Figura [4.4] mostra a representação de uma forma de onda dente-de-serra (V_s) gerada por UC3524, a qual é comparada com uma tensão V_c . O nível de tensão V_c é proporcional à razão cíclica desejada (T_1/T).

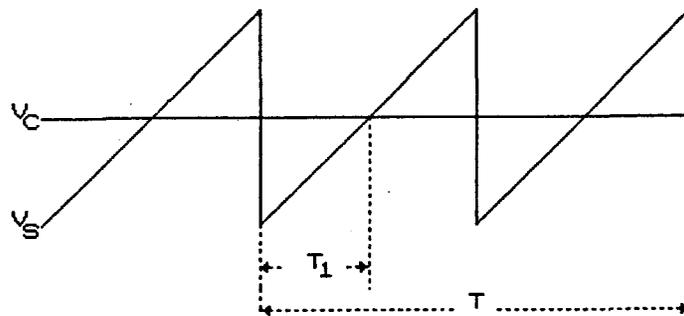


Fig. 4.4 - Forma de onda dente-de-serra com tensão de comparação

Da Figura [4.3] levantando a função de transferência [8], tem-se:

$$\frac{V_{O1}(S)}{V_{O2}(S)} = \frac{(1 + R_{SE} \cdot C_{21} \cdot S)}{1 + C_{21} \cdot R_{SE} + L_{21} \cdot C_{21} \cdot S^2} \quad (4.1)$$

Da Figura [4.4] tem-se a seguinte relação:

$$\frac{V_{O2}(S)}{V_c(S)} = \frac{N_{S1}}{N_p} \cdot \frac{V_I}{V_s} \quad (4.2)$$

Assim com (4.2) em (4.1) tem-se:

$$\frac{V_{O1}(S)}{V_c(S)} = \frac{N_{S1}}{N_P} \cdot \frac{V_I}{V_s} \cdot \frac{(1 + RSE \cdot C_{21} \cdot S)}{1 + C_{21} \cdot RSE \cdot S + L_{21} \cdot C_{21} \cdot S^2} \quad (4.3)$$

Substituindo-se os valores de indutância, capacitância, resistência, tensão e relação de transformação, tem-se:

$$\frac{V_{O1}(S)}{V_c(S)} = \frac{16k \cdot (5050,51 + S)}{41,3M + 8,81k \cdot S + S^2} \quad (4.4)$$

O valor do módulo da equação (4.4) é dado por:

$$\left| \frac{V_{O1}}{V_c} \right| = \sqrt{\frac{(80,81M)^2 + (16k \cdot w)^2}{(41,3M - w^2)^2 + (8,18k \cdot w)^2}} \quad (4.5)$$

Na Figura [4.5] tem-se a representação da equação (4.4) em diagrama de Bode para a fonte em malha aberta.

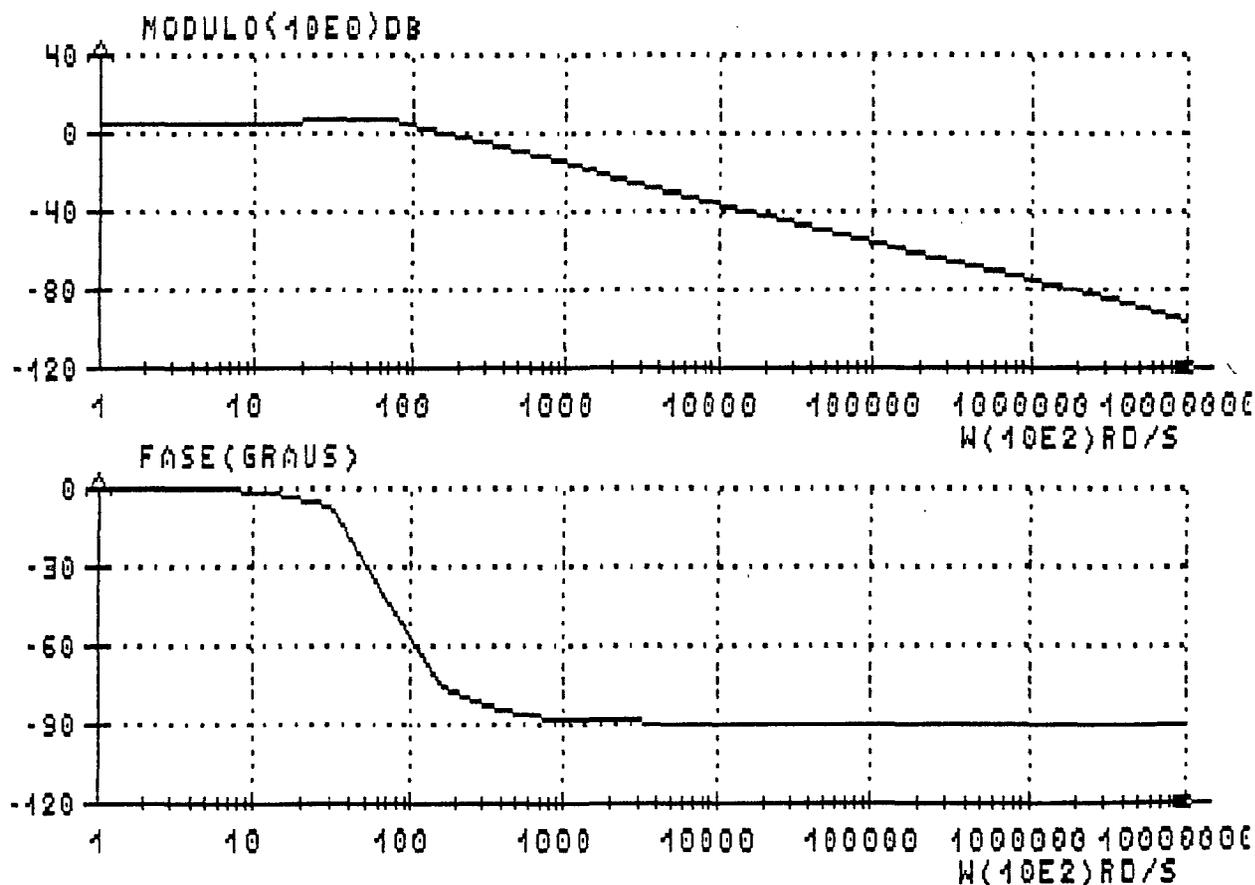


Fig. 4.5 - Diagrama de Bode em malha aberta.

Na Figura |4.6| tem-se a representação do lugar das raízes para a equação (4.4).

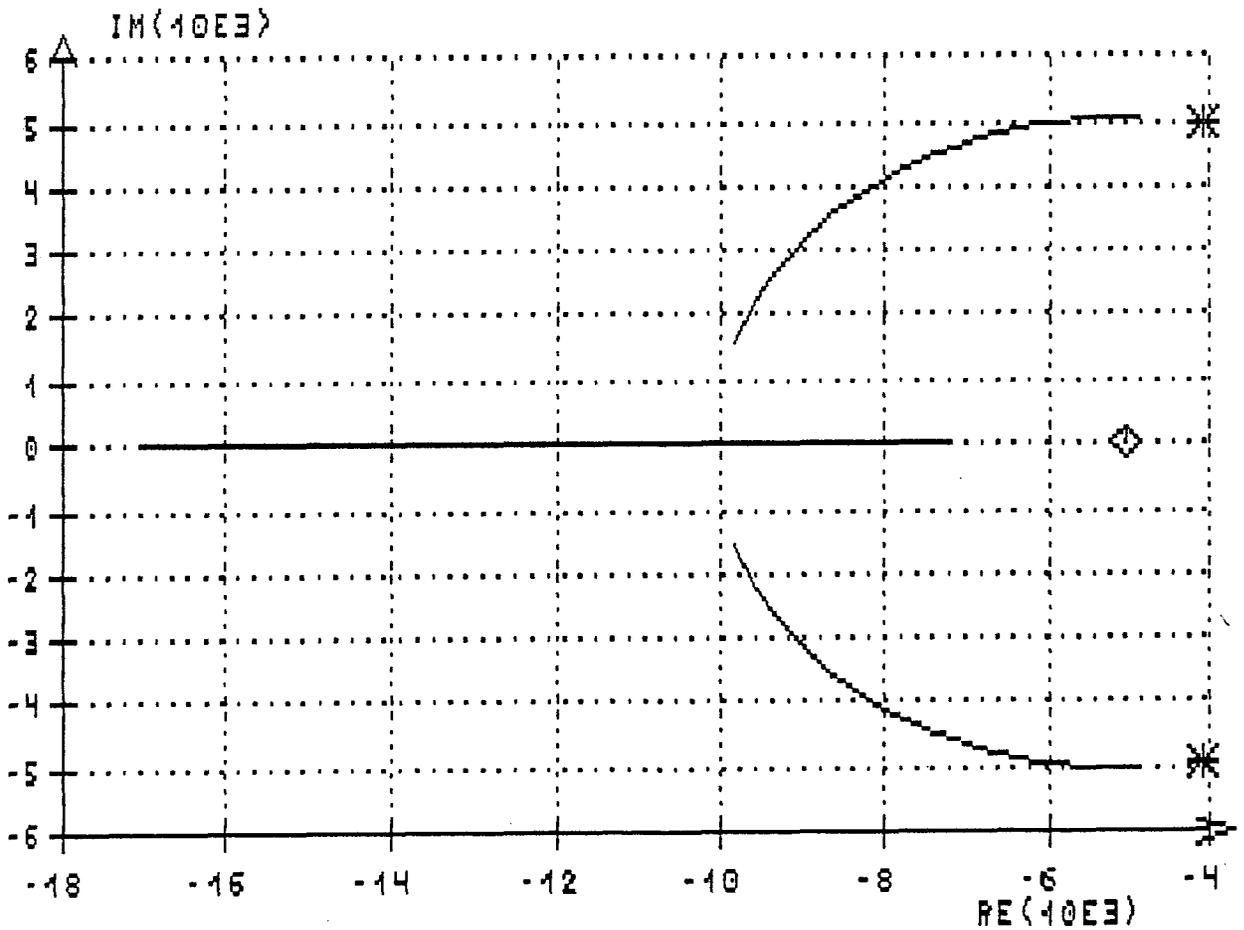


Fig. 4.6 - Lugar das Raízes.

A Figura |4.7| mostra a resposta no tempo para o sistema representado pela equação (4.4) para uma excitação em degrau.

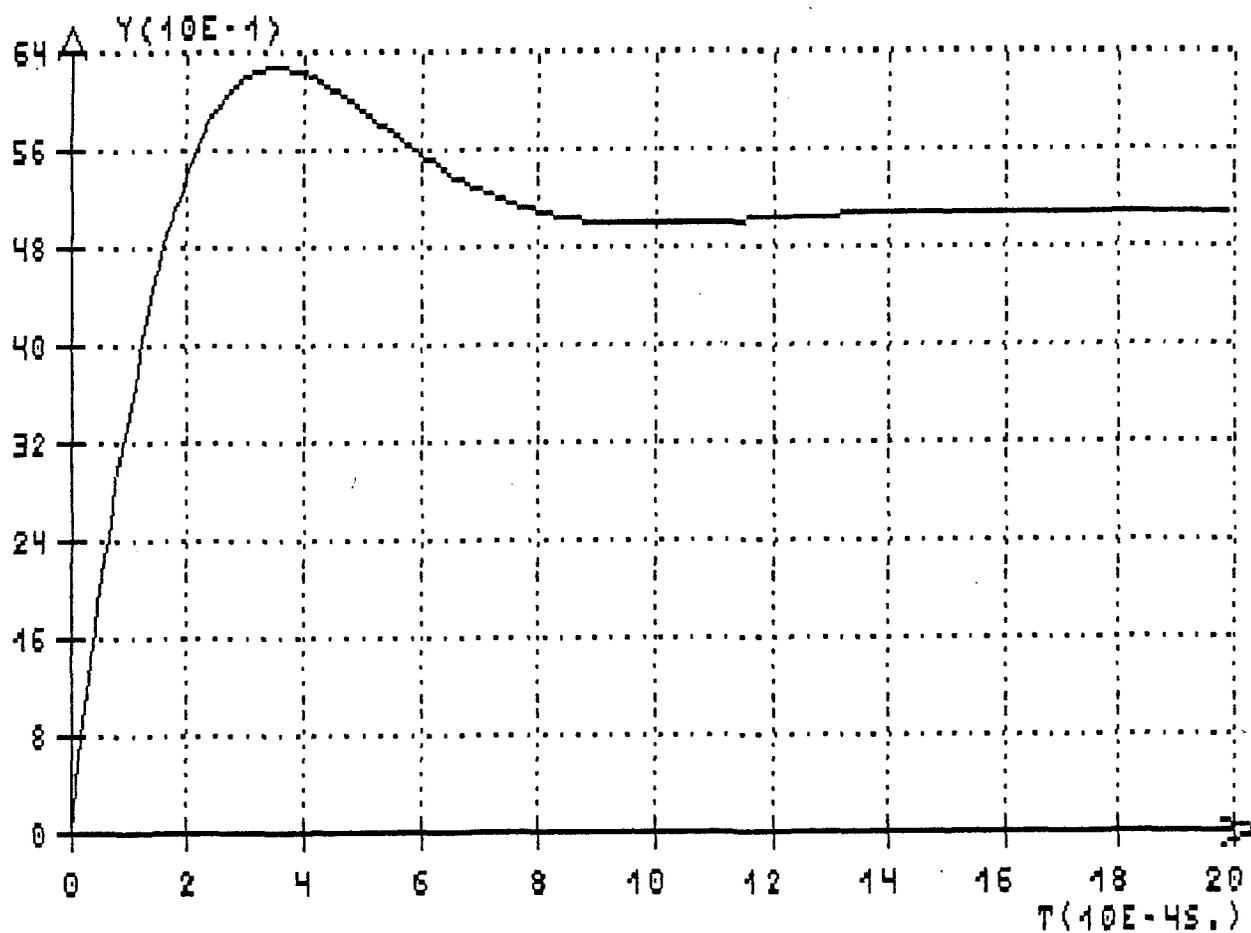


Fig. 4.7 - Resposta no tempo do sistema para excitação em degrau.

4.3 CRITÉRIO DE ESTABILIDADE

Podem ocorrer certos distúrbios na estrutura que levam-na à instabilidade. Para resolver este problema é utilizado um laço de controle, que tem o propósito de compensar os pontos de operação instáveis da estrutura.

O conversor em malha fechada pode ser representado pelo diagrama de bloco da Figura |4.2|. Deste diagrama, tem-se que:

$$Y(S)/X(S) = G(S)/[1+G(S).H(S)] \quad (4.6)$$

De uma maneira geral, pode-se definir como instável o sistema cuja saída tende para o infinito quando excitado. Deste modo, para que $Y(S)$ cresça indefinidamente, é necessário que o denominador da função de transferência em malha fechada se anule. Tal caso é representado pela expressão (4.7)

$$1 + G(S) \cdot H(S) = 0 \quad (4.7)$$

A partir desta equação, que é conhecida como equação característica do sistema, pode-se dizer que o sistema é instável quando:

$$G(S) \cdot H(S) = -1 \quad (4.8)$$

De (4.8), conclui-se que:

$$|G(S) \cdot H(S)|_{dB} = 20 \cdot \text{Log}(G(S) \cdot H(S)) = 0 \text{ dB} \quad (4.9)$$

e

$$\phi = \underbrace{|G(S) \cdot H(S)|}_{\text{ângulo}} = -180^\circ \quad (4.10)$$

Ou seja, o sistema torna-se instável quando para um ganho de 0dB o ângulo de fase é igual a -180° . Desse modo o sistema será estável se na freqüência em que o ganho torna-se igual a 0dB, o ângulo de fase for maior que -180° .

O ângulo de fase para freqüências maiores, pode ser menor que -180° , sem que esta comprometa a estabilidade.

Na freqüência de corte, onde o ganho é de 0dB, se o ângulo estiver próximo de -180° , o sistema continua estável, mas exibirá overshoot e oscilações, que são situações indesejáveis. Por isso define-se a margem de fase (MF).

$$MF = 180 - \Phi \quad (4.11)$$

Em fontes chaveadas é comum procurar manter a margem de fase entre 45° e 90° .

Para que uma fonte apresente erros estáticos muito pequenos com a variação de carga ou de tensão de entrada, o ganho da função $G(S).H(S)$ em baixas frequências deve ser o maior possível.

Para que a fonte tenha uma resposta rápida, deve-se tomar uma frequência de corte (f_c) com valor mais alto possível. Quando f_c se aproxima muito da frequência de chaveamento (f) a fonte não pode mais ser tratada como um sistema contínuo. A teoria de sistemas amostrados demonstra que um valor bom para a frequência de corte da fonte, mais alta, poderá ser a frequência de cruzamento e portanto mais rápida poderá ser a resposta da fonte quando perturbada.

4.4 PROJETO DO CIRCUITO DE COMPENSAÇÃO [8]

A partir da função de transferência em malha aberta e Figura |4.7|, optou-se pela utilização de um circuito de compensação para um sistema de segunda ordem. O compensador de dois pólos está representado na Figura |4.8|.

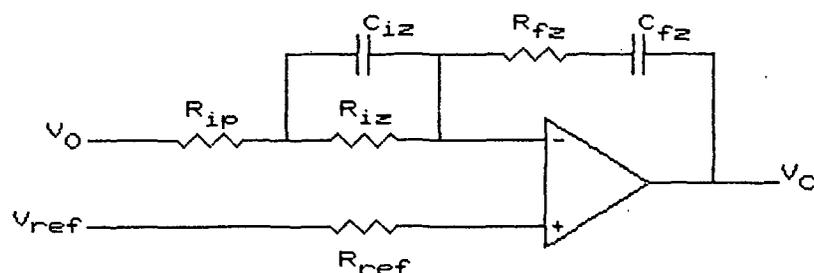


Fig. 4.8 - Compensador de 2 pólos.

Na equação (4.12) tem-se a função de transferência para o compensador mostrado na Figura |4.8|.

$$\frac{V_c(S)}{V_O(S)} = \frac{[(1+R_{iz}.C_i.S)(1+C_f.R_{fz}.s)]}{[S.C_f.(R_{ip}+R_{iz})(1+S.C_i.R_{ip}.R_{iz}/(R_{iz}+R_{ip}))]} \quad (4.12)$$

Seguindo o roteiro [8] para o dimensionamento do compensador da Figura |4.8|, tem-se:

- Freqüência de corte = $f/4 = 25\text{kHz}$
- Freqüência do pólo 1 = 0Hz
- Freqüência dos zeros = $f_{z1} = f_{z2} = f_o = 1/(2.\pi.(L_{21}.C_{21})^{\frac{1}{2}}) = 1023,9\text{Hz}$
- Freqüência do pólo 2 = $f_{p2} = 5.f_o = 5115,45\text{Hz}$

Continuando com o procedimento chega-se aos seguintes valores comerciais para resistores e capacitores do circuito da Figura |4.8|

$$\begin{aligned} R_{iz} &= 47\text{k}\Omega & C_{iz} &= 3,3\text{nF} \\ R_{ip} &= 12\text{k}\Omega & C_{fz} &= 1,2\text{nF} \\ R_{fz} &= 120\text{k}\Omega \\ R_{ref} &= 39\text{k}\Omega \end{aligned}$$

Devido ao uso de um circuito com fotoacoplador para isolação é necessário fazer a compensação da fonte antes dessa isolação para que os erros deste circuito não sejam levados em conta. Para esta compensação optou-se por um amplificador operacional LM301A.

Figura [4.9] mostra o diagrama de Bode do sistema compensado.

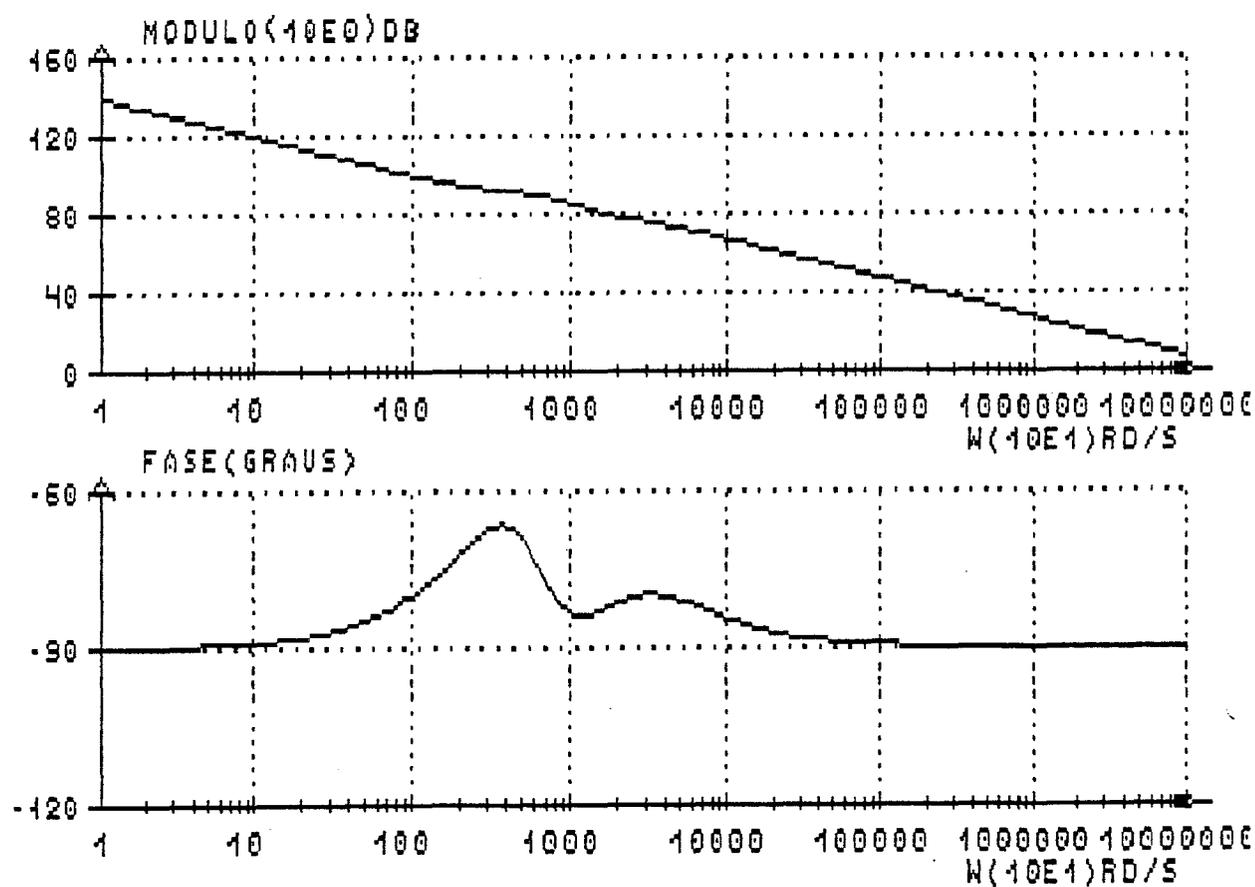


Fig. 4.9 - Diagrama de Bode do sistema compensado.

A Figura |4.10| mostra o lugar das raízes para o sistema compensado.

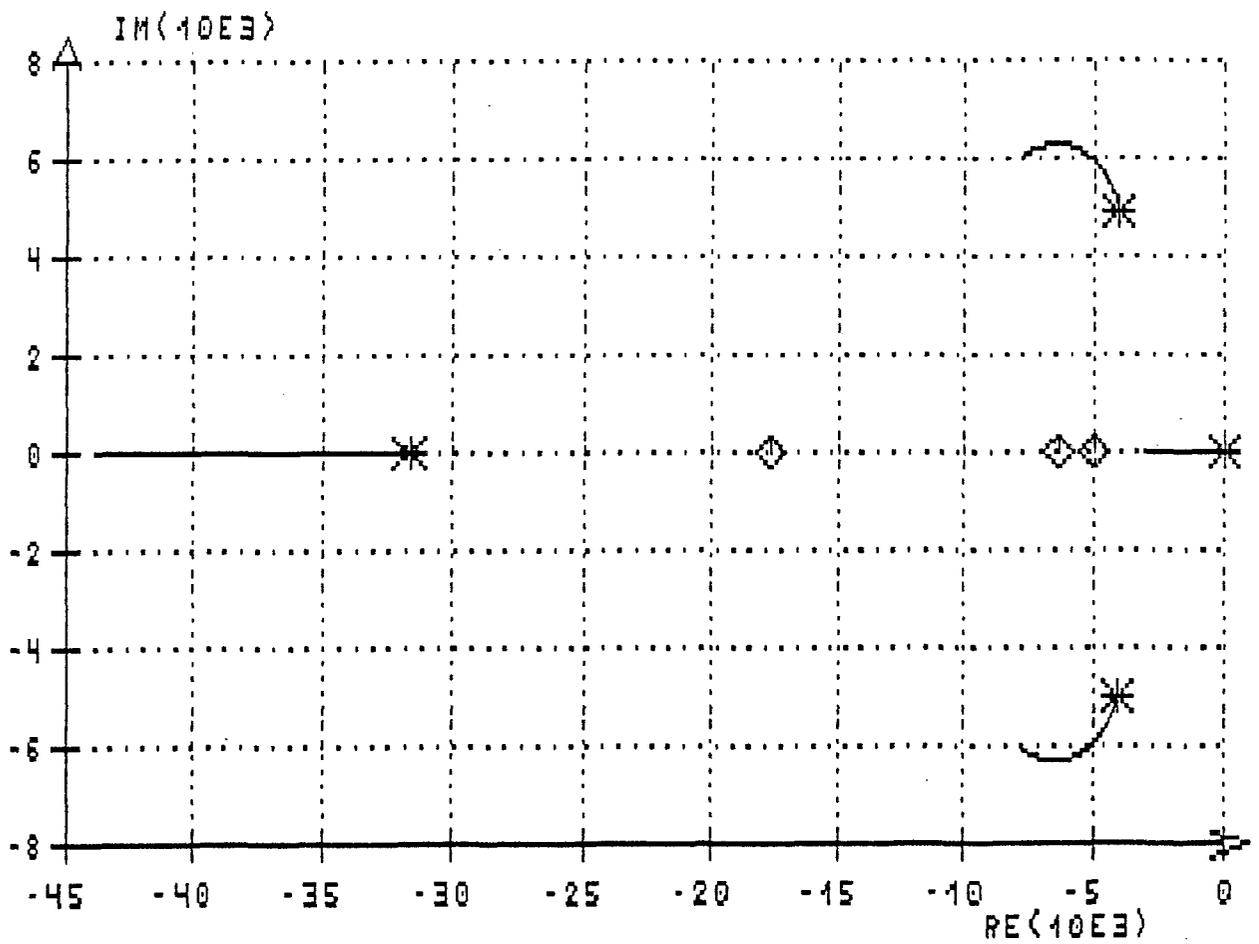


Fig. 4.10 - Lugar das Raízes para o sistema compensado.

Na Figura [4.11] tem-se a resposta no tempo para o sistema compensado em malha fechada.

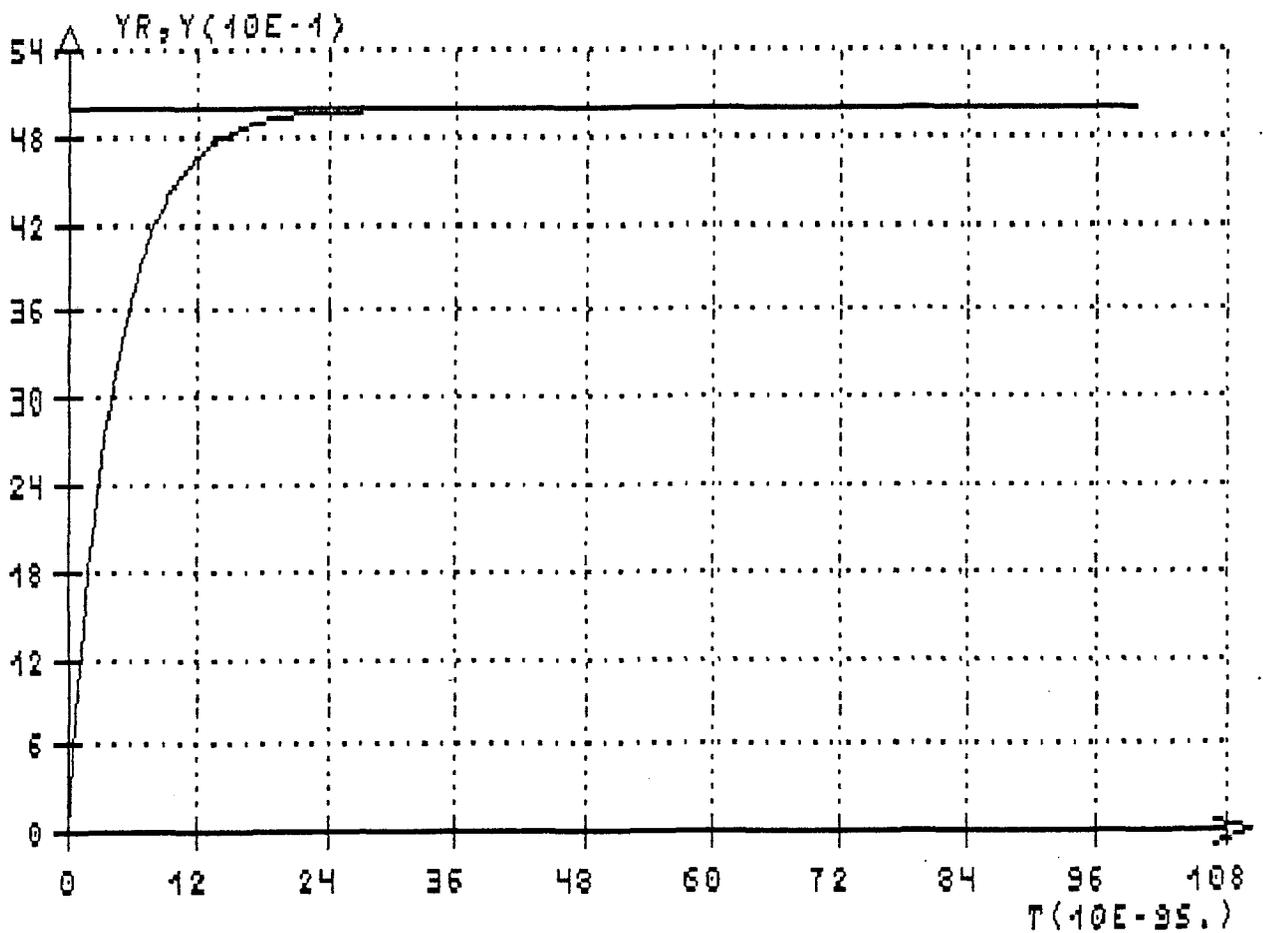


Fig. 4.11 - Resposta no tempo para o sistema compensado em malha fechada.

4.5 CIRCUITOS DE PROTEÇÃO E PARTIDA [8]

Para se garantir o bom funcionamento, a confiabilidade e a segurança da fonte, alguns dispositivos devem ser implementados. Em um conversor, os circuitos de proteção e partida comumente empregados são o de partida progressiva (soft-start), curto circuito e sobretensão.

4.5.1 - Partida Progressiva:

Quando se energiza uma fonte chaveada, é importante que a razão cíclica progrida lentamente, desde o valor nulo até o necessário para suprir a potência de carga. Caso contrário há o risco de destruição do transistor, saturação do transformador e "overshoot" na saída.

O circuito de partida progressiva escolhido é apresentado na Figura |4.12|

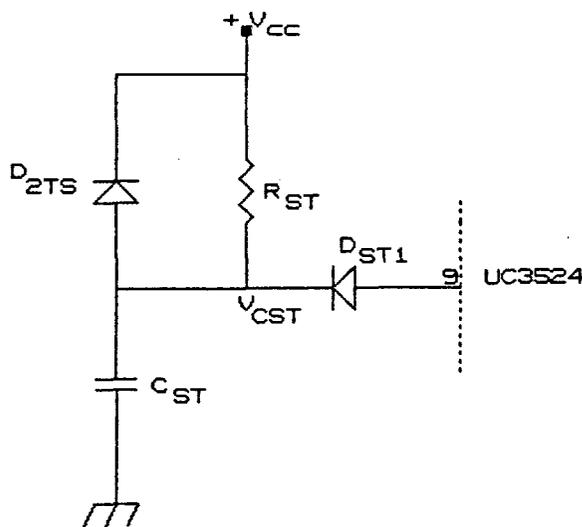


Fig. 4.12 - Circuito de partida progressiva.

Quando a fonte é energizada, a tensão no pino nº 9 de UC3524 é nula. Na medida que C_{ST} se carrega pelo resistor R_{ST} , a razão cíclica progride exponencialmente, enquanto D_{ST1} estiver diretamente polarizado ($V_{CST} > V_9$). O sistema de partida

UC3524. A fonte só poderá entrar em operação novamente se for desligada e Th bloquear.

Adotando Th = TIC106 ($i_{gt} = 100\mu\text{A}$, $V_{gt} = 1\text{V}$)

$$R_{c3} = 1\text{k}\Omega,$$

então:

$$i_3 = 1\text{mA}$$

$$i_1 = i_3 + i_{gt} = 1,1\text{mA}$$

$$\text{Se } R_{c1} = 1\text{k}\Omega,$$

$$V_r = 1,1 + 1 = 2,1\text{V}$$

$$\text{Se } R_{c2} = 10\Omega,$$

$$i_2 = 2,1/10 = 210\text{mA}$$

$$i = 1,1\text{mA} + 210\text{mA} = 211,1\text{mA}$$

Admitindo-se uma sobre-corrente de 7A:

$$N = (0,5) \cdot 7/211,1\text{mA} = 17$$

Adota-se 17 espiras #24AWG.

O capacitor C_g , que é utilizado como filtro de ruído é geralmente escolhido com um valor de 56nF.

4.5.3 Sobre-Tensão:

Há situações em que uma falha ou erro de ajuste pode provocar o aparecimento de uma sobre-tensão na saída. Estas sobretensões podem provocar danos nas cargas e portanto devem ser evitadas.

O circuito para proteção contra sobre-tensão é apresentado na Figura |4.14|.

Se por algum motivo a tensão da saída 1 exceder a tensão de avalanche do zener, o tiristor (T_{C2}) entra em condução, curto-circuitando a saída. Assim a corrente no mosfet aumenta, até que atue a proteção de sobre-corrente (Figura |4.13|).

O circuito $R_v.C_v$ colocado em paralelo com o gate do tiristor impede o disparo acidental por ruído.

É importante que o tiristor empregado tenha capacidade térmica para suportar a corrente de curto-circuito durante o tempo necessário para a proteção contra sobre-corrente atuar.

Adotou-se:

$$T_{C2} = \text{TIC 126D} (V_{ak} = 400\text{V}, i_{av} = 12\text{A}, i_{gt} = 5\text{mA}, \\ V_g = 0,8\text{V})$$

$$R_v = 1\text{k}\Omega$$

$$C_V = 0,1\mu\text{F}/25\text{V}$$

$$Z_V = 5,1\text{V}$$

Então:

$$V_{O1M} = 5,1 + 0,8 = 5,9\text{V}$$

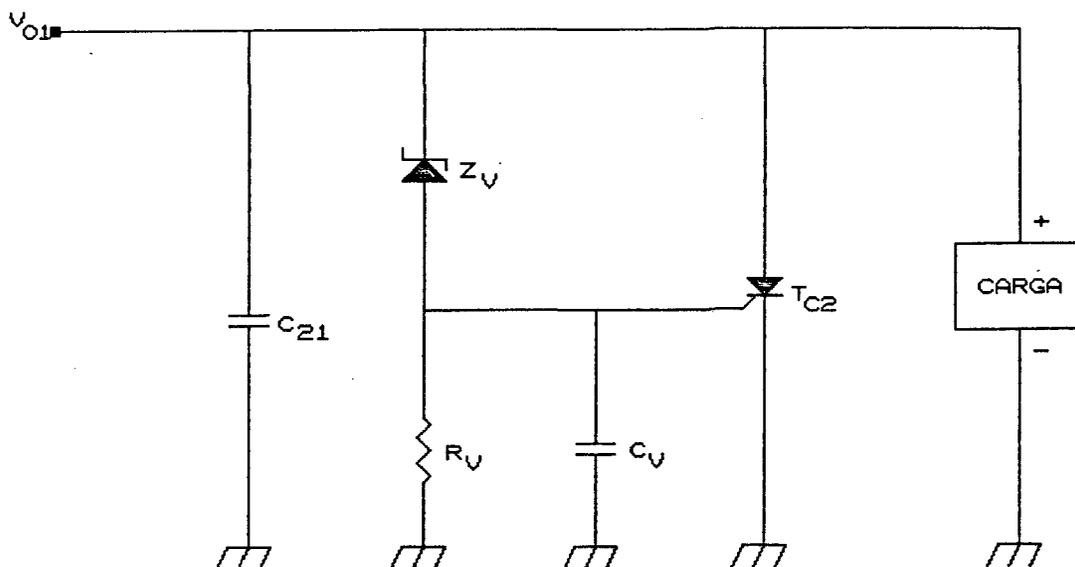


Fig. 4.14 - Proteção de Sobre-tensão.

4.6 FONTE AUXILIAR E CIRCUITO DE PARTIDA

Os circuitos de comando, proteção, e acionamento da fonte necessitam de uma tensão baixa (+15V) para sua alimentação. Na Figura [4.15] tem-se o esquema completo de uma fonte auxiliar usando mais um enrolamento no transformador de alta frequência com circuito auxiliar de partida. Esta fonte é constituída somente de um capacitor (C_{fa}) e um diodo de retificação (D_{fa}). Entretanto na partida com $V_{cc}=0$, torna-se necessário o circuito auxiliar para prover energia à C_{fa} . Ao energizar-se suficientemente, fornecendo tensão aos circuitos de comando, D_{fa} torna-se reversamente polarizado retirando de funcionamento o circuito de partida.

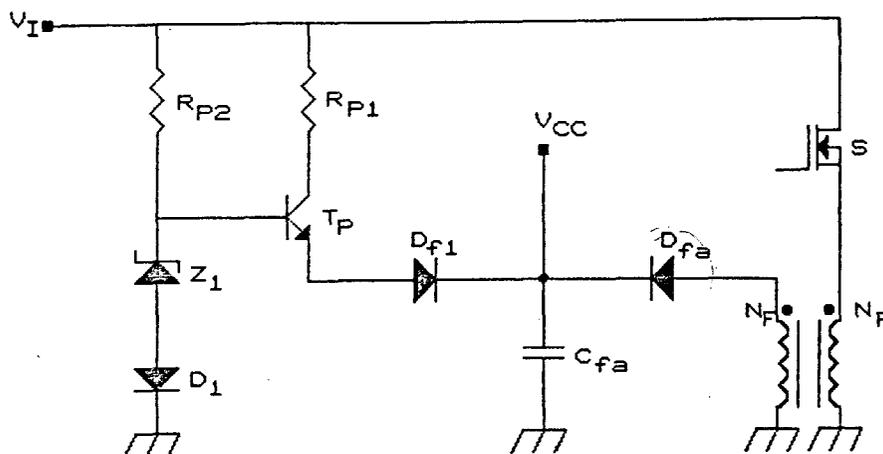


Fig. 4.15 - Fonte auxiliar com circuito de partida.

Sendo a fonte auxiliar projetada para +15V, 300mA tem-se:

Z1 = 12V/1W

Dfa = SKE4F1/02

D1 = Df1 = 1N4148

Cfa = 47pF/25V

Tp = TIP50

Nf = 4 espiras #25AWG

Rp1 = 1kOhm/5W

Rp2 = 3x10kOhm/5W

4.7 CIRCUITO DE GATE

O circuito de gate implementado está mostrado na Figura |4.16|:

Onde:

T1 = BC337

Z1 = 18V

T2 = BC308

R1 = 680 Ohm

D1 = D2 = 1N4148

R2 = 570 Ohm

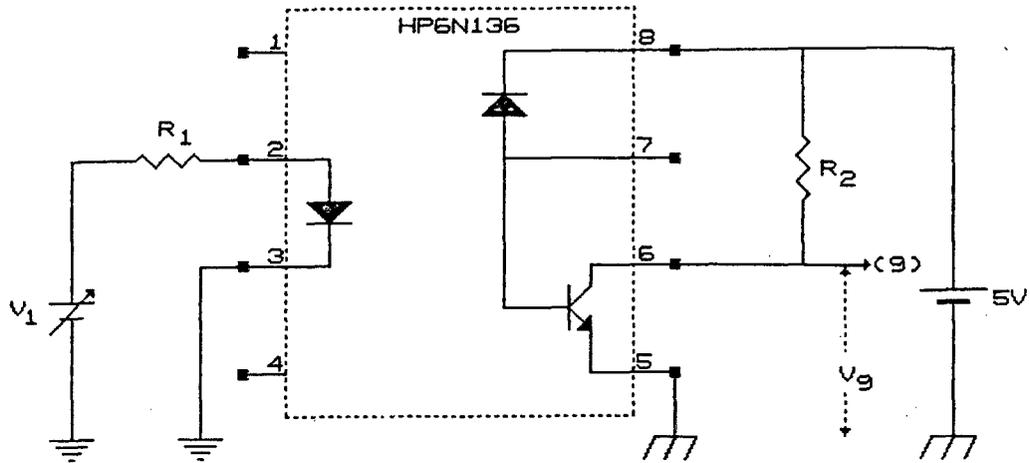


Fig. 4.17 - Circuito de isolamento experimental - HP6N136.

Com este circuito chega-se ao ábaco da Figura |4.18|:

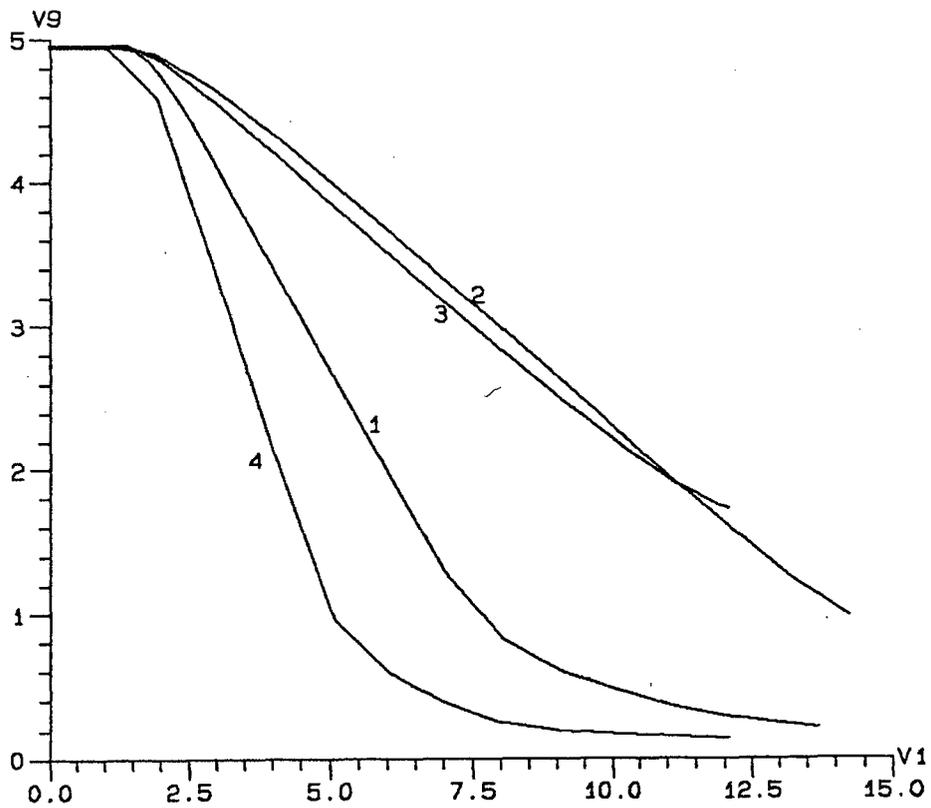


Fig. 4.18 - Ábaco experimental para fotoacoplador HP6N136.

Onde:

- 1 -> $R1 = 470 \text{ Ohm}$, $R2 = 1 \text{ kOhm}$;
- 2 -> $R1 = 1 \text{ kOhm}$, $R2 = 1 \text{ kOhm}$;
- 3 -> $R1 = 470 \text{ Ohm}$, $R2 = 470 \text{ Ohm}$;
- 4 -> $R1 = 270 \text{ Ohm}$, $R2 = 1 \text{ kOhm}$.

Escolheu-se como região de operação a curva de nº 2 devido as suas características de linearidade em toda a faixa de variação de tensão necessária.

4.9 CONCLUSÃO

O modelo utilizado para malha de realimentação cumpre os objetivos de manter a regulação da rede e da carga, garantindo também a estabilidade do sistema para o circuito operando nos piores casos.

Verifica-se que o circuito de comando é de fácil implementação e utiliza componentes que são encontrados facilmente no mercado nacional. Da mesma forma, os circuitos de proteção e partida, são comumente utilizados em fonte chaveadas convencionais e são comprovadamente eficientes.

Quanto ao circuito de isolamento, tentou-se usar o fotoacoplador HP4N26 por ser o mais simples, mais barato e o mais facilmente encontrado. Verificou-se que o mesmo não possui boas características para o nível de potência desejada pois é sensível ao dv/dt da chave, ao contrário do HP6N136.

Todos os circuitos de comando e proteção aqui especificados atuaram adequadamente. Entretanto, alguns componentes podem ser alterados durante a implementação, em ajuste de bancada.

CAPÍTULO V

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos a partir da implementação de um protótipo cujo projeto foi apresentado nos capítulos III e IV.

São mostradas as formas de onda nos principais componentes, a fim de verificar e confirmar o funcionamento da estrutura.

As formas de onda foram documentadas a partir de fotografias e por um sistema de transferência que permite a aquisição de curvas de um osciloscópio para uma ploter.

5.2. CIRCUITO IMPLEMENTADO

O circuito de potência implementado está mostrado na Figura [5.1], que junto com o circuito de comando, controle e compensação mostrados, formam a fonte total implementada.

É importante lembrar que foram adotadas as considerações práticas de montagem dadas no capítulo III, visando o melhor aproveitamento da estrutura.

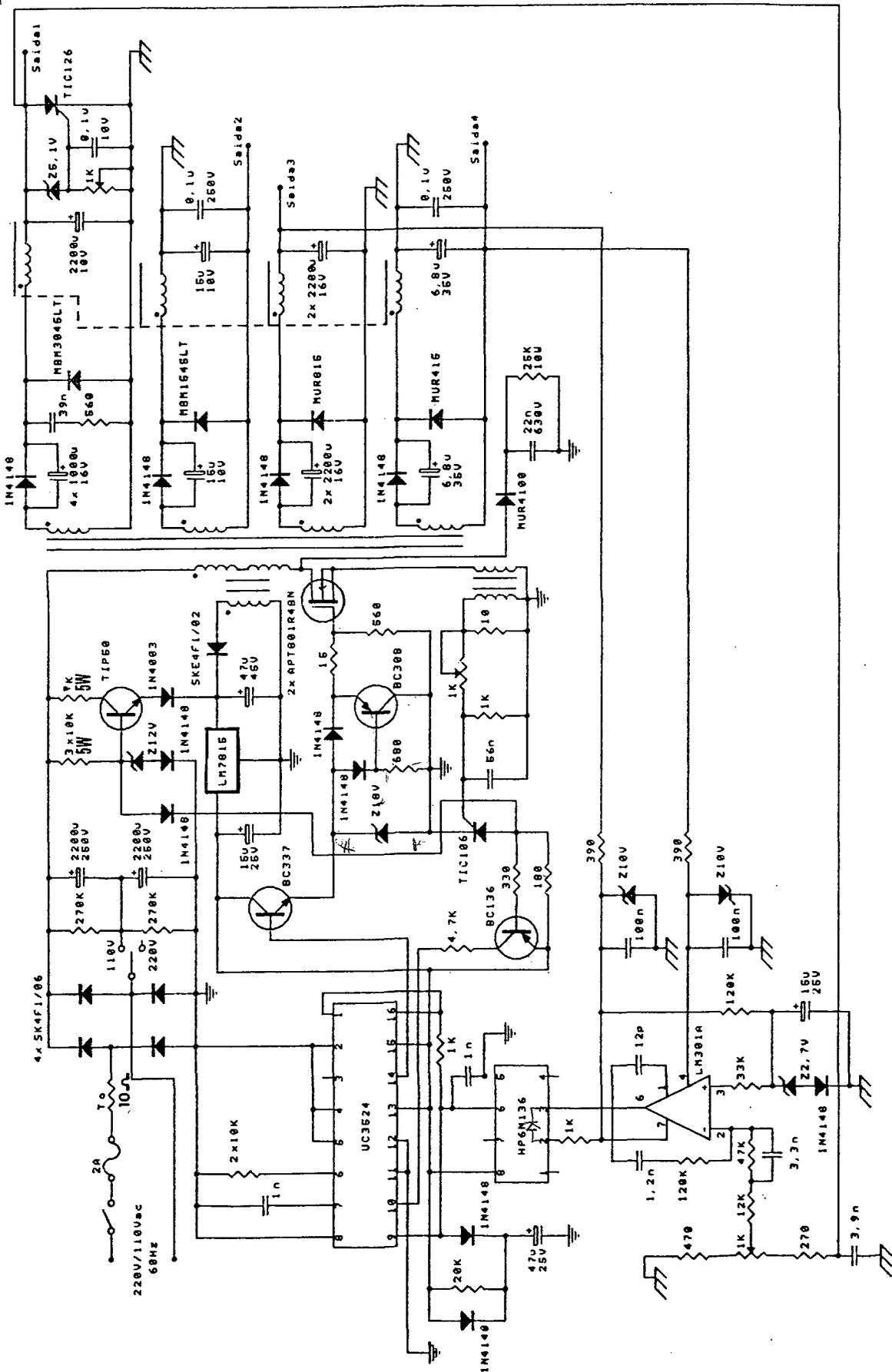


Fig. 5.1 - Fonte Chaveada, 4 Saídas, 200W, PWM, Zeta-Gepae.

5.3. COMPORTAMENTO ESTÁTICO

5.3.1 Regulação de Carga

A variação da tensão na saída de +5V para a fonte variando da carga mínima à máxima é dada pelas Figuras |5.2,a| e |5.2,b|

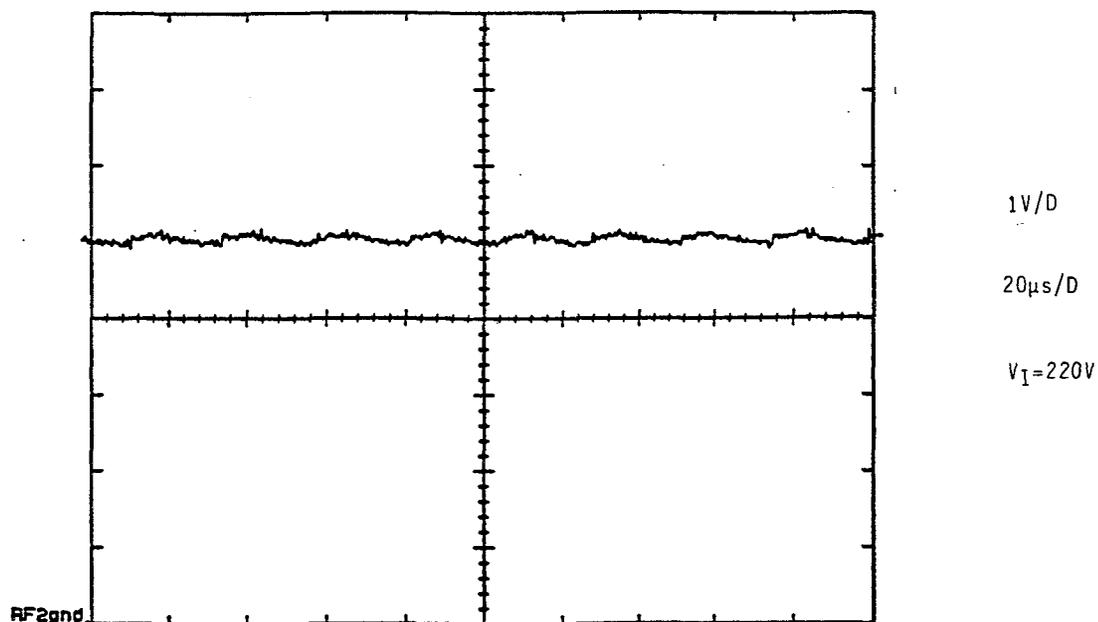


Fig. 5.2,a - Tensão na Saída +5V : 30W

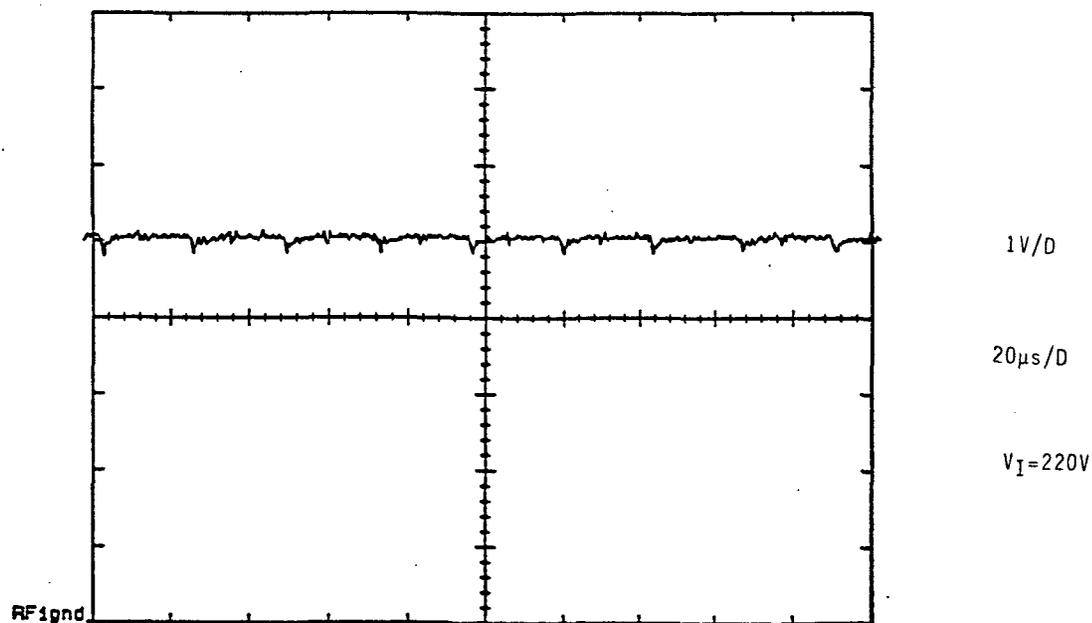


Fig. 5.2,b - Tensão na Saída +5V : 205W

Pode-se ver pelas Figuras [5.2,a] e [5.2,b] que a saída regulada praticamente não apresenta variação no seu valor de tensão. Ou seja, para esta saída a fonte apresenta excelente regulação de carga.

A variação na saída não regulada de +12V é dada pela Figura [5.3].

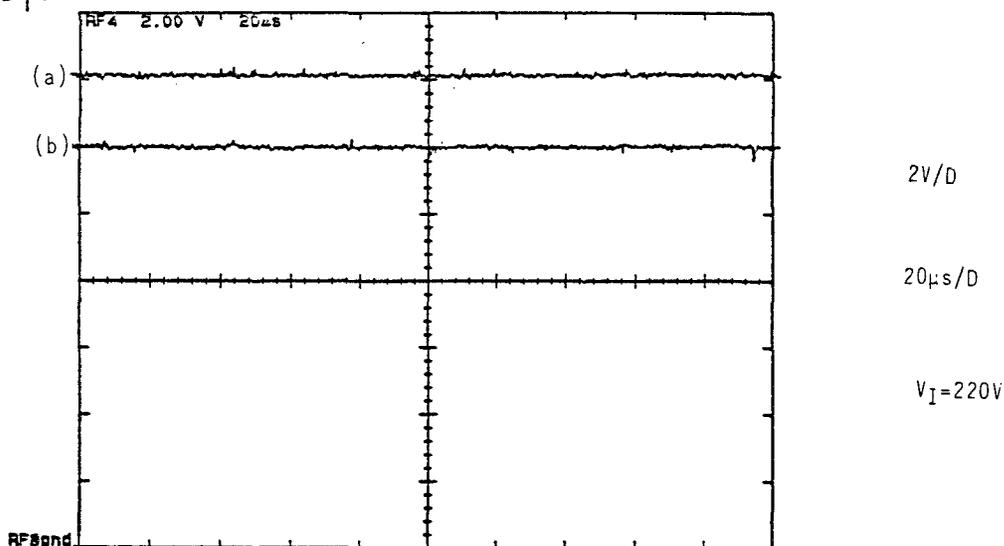


Fig. 5.3 - Tensão na Saída de +12V : (a) $P_O = 30\text{W}$, (b) $P_O = 205\text{W}$

Nota-se que a variação de tensão nesta saída é bastante grande, porém isto já era esperado. Tanto que o projeto prevê uma futura pré-regulação para corrigir esta diferença na tensão das saídas não reguladas.

5.3.2 Regulação de Linha

Considerando a variação da tensão de entrada de 200V a 330V, tem-se na Figura [5.4,a] e Figura [5.4,b], a representação da regulação de linha para a saída regulada.

Através destas Figuras, nota-se que houve um pequeno aumento na tensão média de saída dada pela variação da tensão de referência.

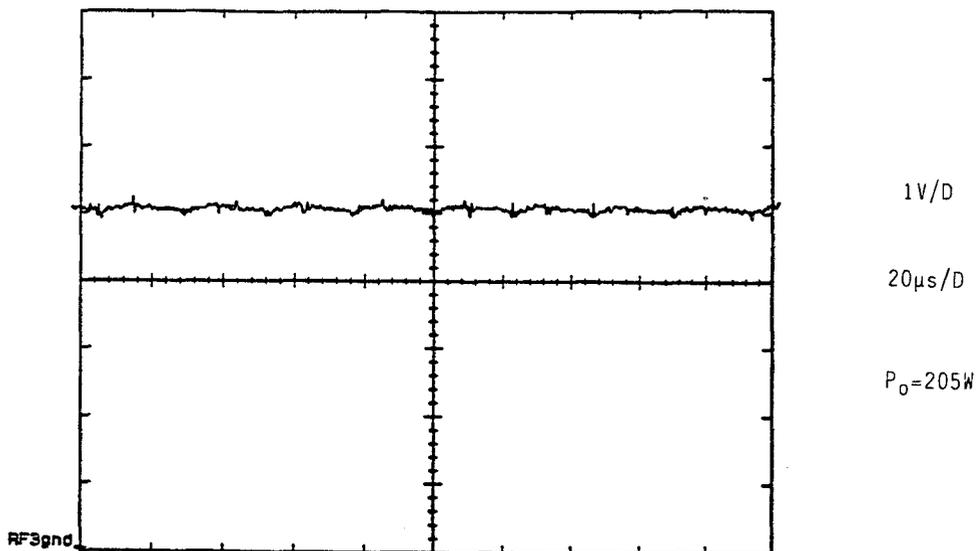


Fig. 5.4,a - Tensão na Saída +5V : $V_I = 200V$

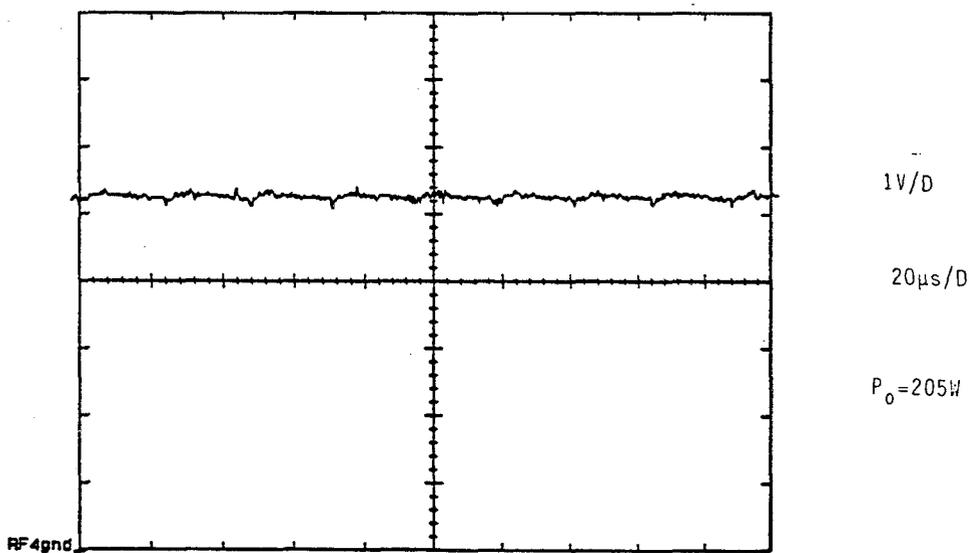


Fig. 5.4,b - Tensão na Saída +5V : $V_I = 330V$

5.3.3 Formas de Onda na Chave

Na Figura [5.5] tem-se a forma de onda de tensão e corrente na chave. Nota-se o caráter dissipativo da comutação bem como a existência de uma sobretensão na mesma. Por esta Figura, nota-se a necessidade do circuito grampeador, sem o qual a sobretensão na chave poderia ser destrutiva para a mesma.

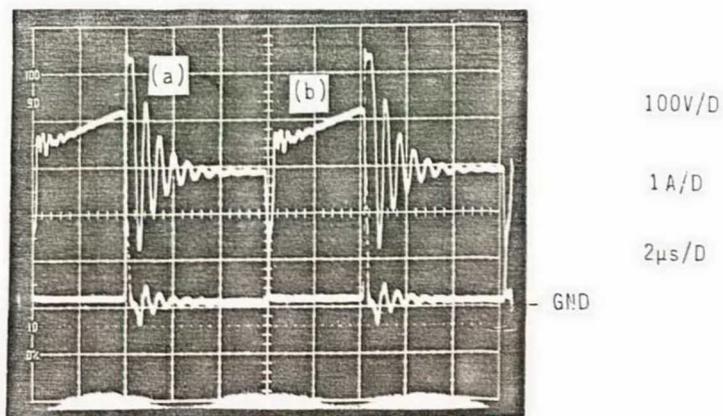


Fig. 5.5 - Formas de Onda de Tensão (a) e Corrente na Chave (b).

5.3.4 Formas de Onda no Capacitor C_{11}

Na Figura |5.6| são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente sobre o capacitor de acoplamento C_{11} . Através desta Figura pode-se observar que a tensão no capacitor quase não varia devido ao valor elevado de capacitância do mesmo.

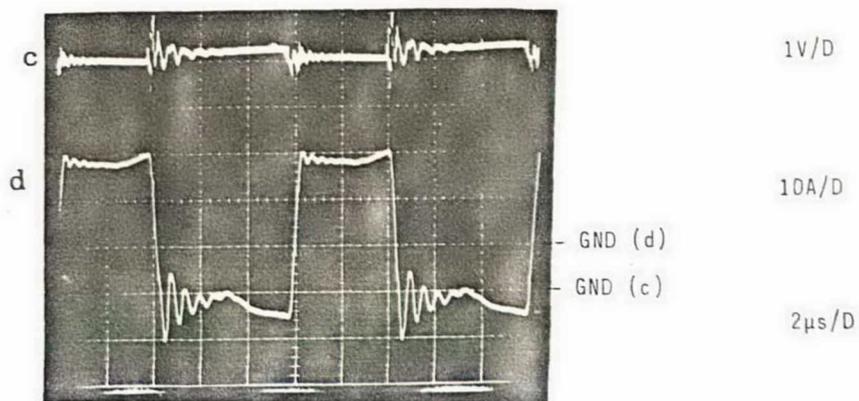


Fig. 5.6 - Formas de Onda de Tensão (c) e Corrente (d) sobre o Capacitor C_{11} .

5.3.5 Formas de Onda de Tensão e Corrente no Diodo D_1 e Corrente no Indutor L_{21}

Na Figura |5.7| tem-se a forma de onda de tensão e corrente sobre o diodo D_1 e corrente no indutor L_{21} .

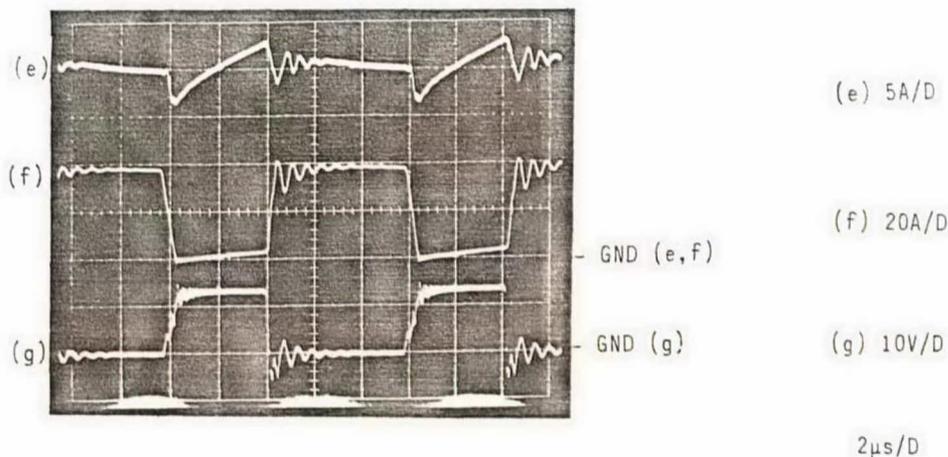


Fig. 5.7 - Formas de Onda de Tensão (g) e Corrente (f) no Diodo D_1 e Corrente no Indutor L_{21} (e)

Aqui pode-se notar a grandeza de corrente instantânea sobre o diodo D_1 durante "roda-livre". Sobre a forma de onda da corrente no indutor L_{21} convém ressaltar a existência de uma interferência da ponteira de tensão que está sobre o diodo D_1 na ponteira de corrente. Isto causa uma pequena deformação visível na forma de onda de corrente do indutor L_{21} .

3.3.6 Regulação Cruzada

Na Figura |5.8| é mostrado um estudo da regulação cruzada onde tem-se as tensões em todas saídas em pu variando-se a carga na saída regulada (+5V). Onde os valores base são:

$$V_{+5Vb} = 5.04V$$

$$V_{+12Vb} = 12.6V$$

$$V_{-5Vb} = 5.5V$$

$$V_{-12Vb} = 13.86V$$

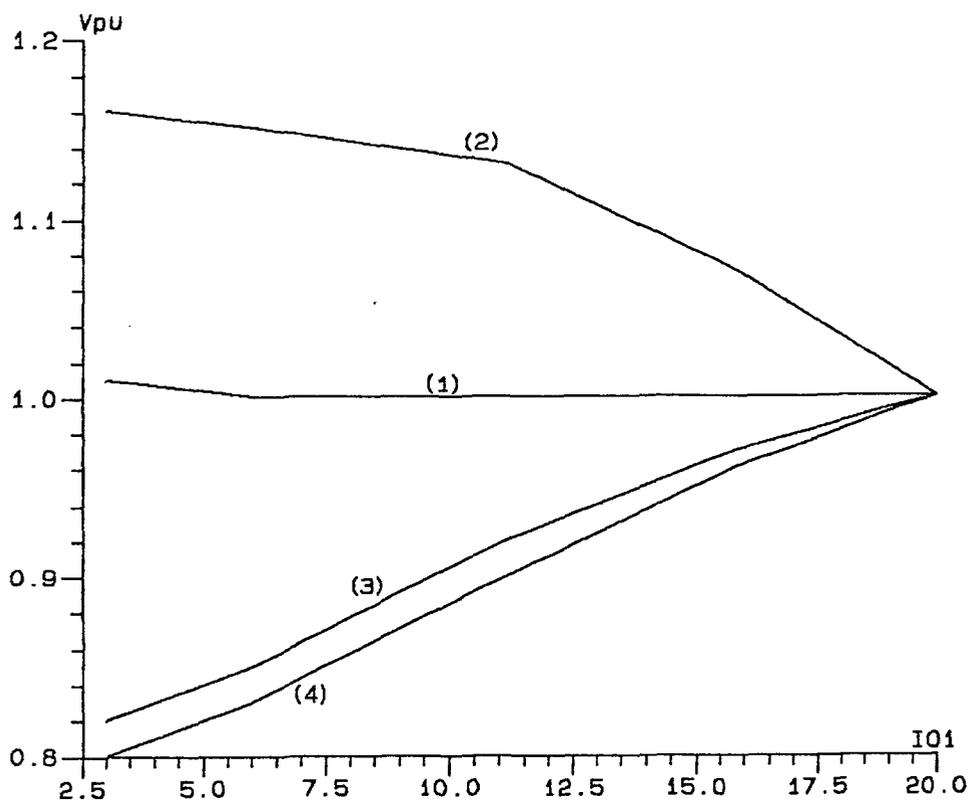


Fig. 5.8 - Variação nas Tensões de Saída : (1)+5V, (2)-5V, (3)+12V, (4)-12V.

Já na Figura |5.9| a variação de carga é feita na saída de +12V sendo que os valores referência de tensão continuam os mesmos para todas as saídas.

É importante observar que para cada uma das curvas, a variação de carga dá-se somente em uma saída, sendo as demais constantes e igual ao valor nominal.

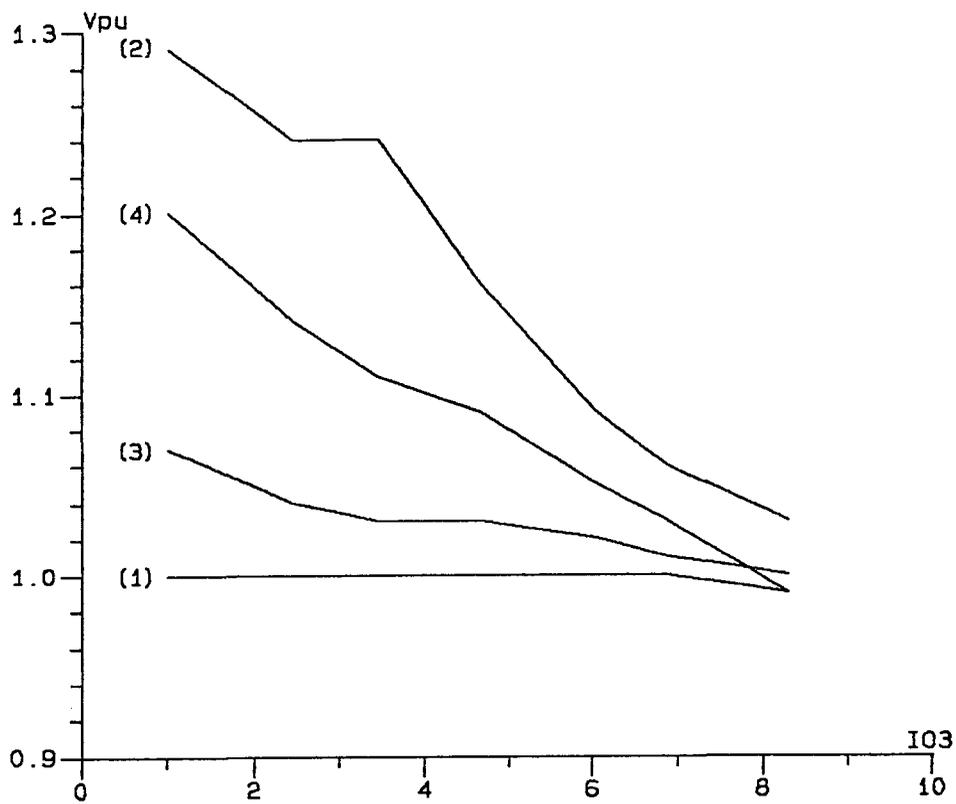


Fig. 5.9 - Variação nas Tensões de Saída : (1)+5V, (2)-5V, (3)+12V, (4)-12V.

5.3.7 Rendimento

A Figura |5.10| mostra a curva de rendimento da fonte variando-se a potência entregue. Nota-se que o rendimento diminui juntamente com a potência fornecida devido as perdas tornarem-se significativas em relação a esta potência.

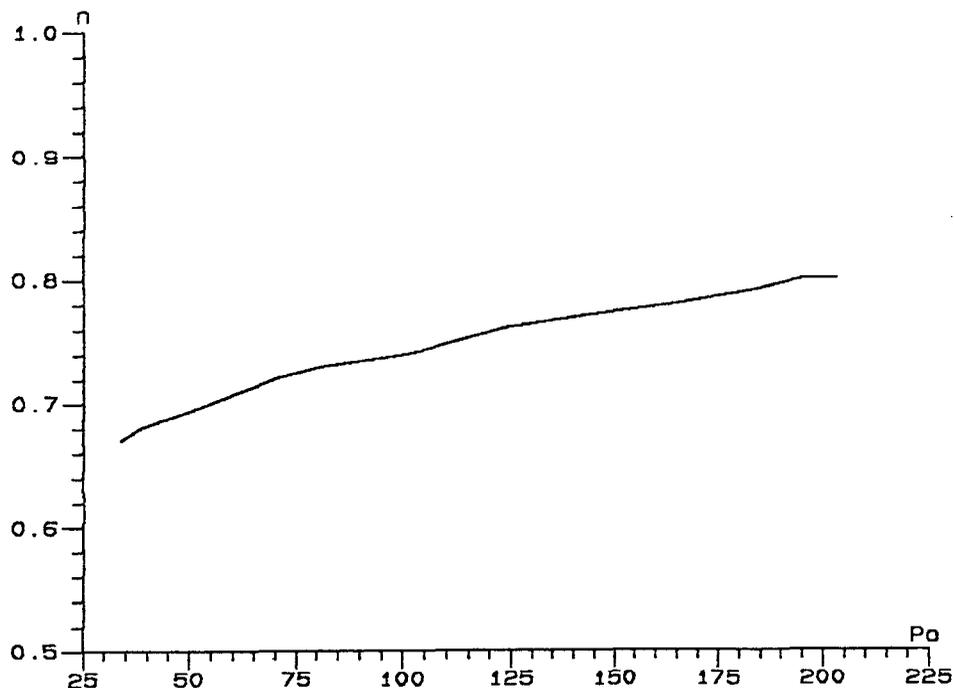


Fig. 5.10 - Rendimento da Fonte em relação a Potência Total de Saída.

5.4 COMPORTAMENTO DINÂMICO

As Figuras |5.11| e |5.12| mostram a tensão na saída de +5V ao retirar e colocar carga instantaneamente . O objetivo destas Figuras é mostrar a atuação do circuito compensador sobre o sistema, bem como o comportamento dinâmico da saída de maior potência.

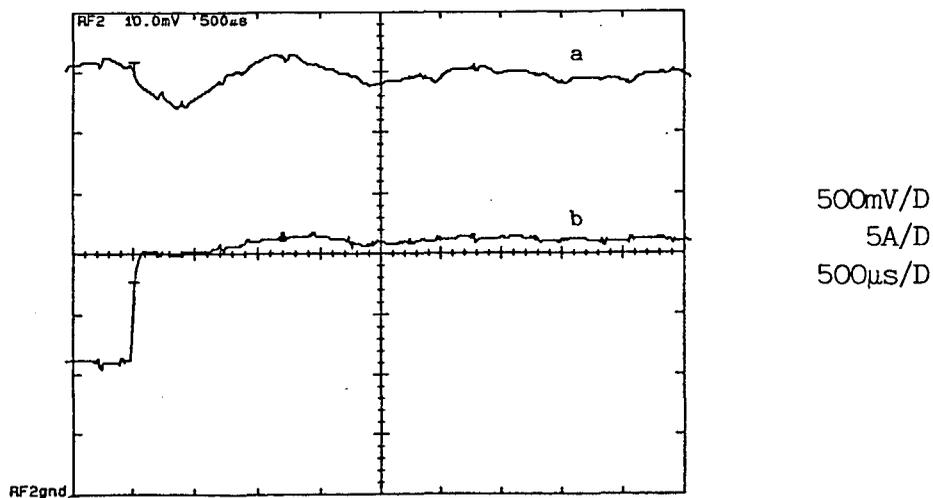


Fig. 5.11 - Colocação de Carga: Tensão (a) e Corrente (b) na Saída de +5V

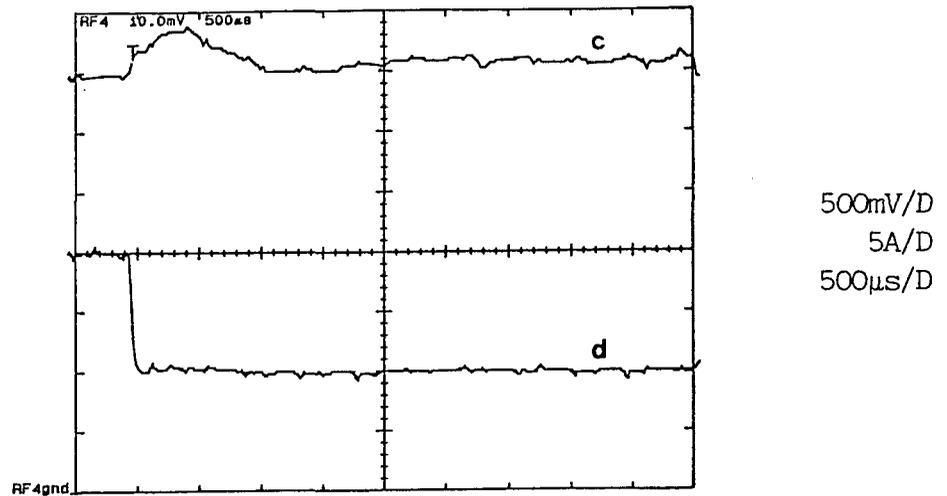


Fig. 5.12 - Retirada de Carga : Tensão (c) e Corrente (d) na Saída de +5V

Através destas Figuras pode-se observar o comportamento da saída regulada mediante retirada e colocação de carga. Nota-se que a resposta dinâmica da fonte não é boa, sendo o tempo de recuperação ($\pm 3\text{ms}$ - colocando carga) um valor relativamente alto. Quanto a amplitude da diferença de tensão alcançado na retirada de carga ($v = \pm 0.4\text{V}$, Fig. |6.12|), pode ser menor diminuindo-se a RSE do capacitor C_{11} . Isto implicaria na prática na colocação de capacitores em paralelo para C_{11} .

A Figura |5.13| mostra a tensão na saída regulada em função da corrente de entrada da fonte (Holdup Time). Ou seja, quanto tempo a fonte mantém sua tensão de saída com tensão de entrada zero à plena carga.

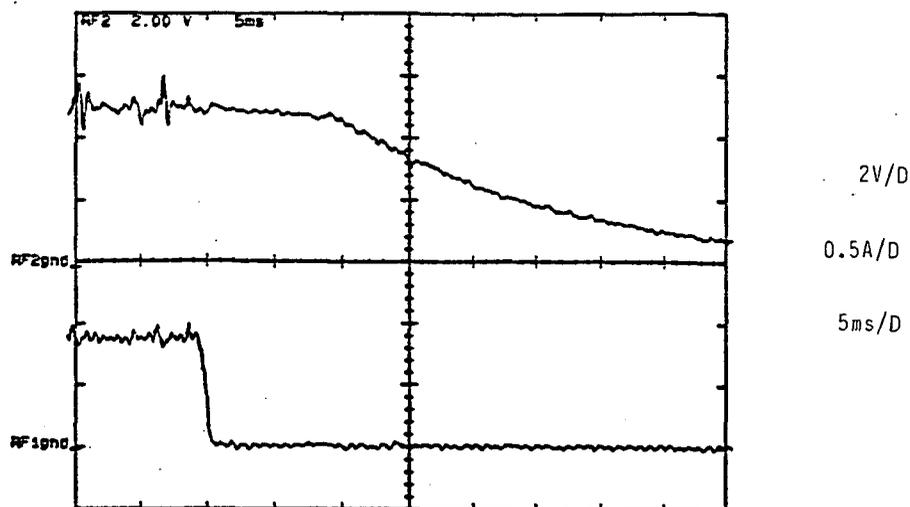


Fig. 5.13 - Holdup Time.

Nota-se que não foi conseguido o valor típico de 8ms que é a metade de um ciclo de rede. Porém este valor é relativo e depende da aplicação [14].

5.5 QUALIDADE DA TENSÃO NA SAÍDA DE +5V

Pode-se ver Através da Figura [5.14] a qualidade da tensão na saída regulada. Esta Figura nos informa a amplitude dos spikes nesta tensão. Como pode ser visto, os spikes tem uma amplitude máxima pico-a-pico de $\pm 120\text{mV}$. Apesar deste resultado estar um pouco além do valor adotado para projeto, foi considerado satisfatório.

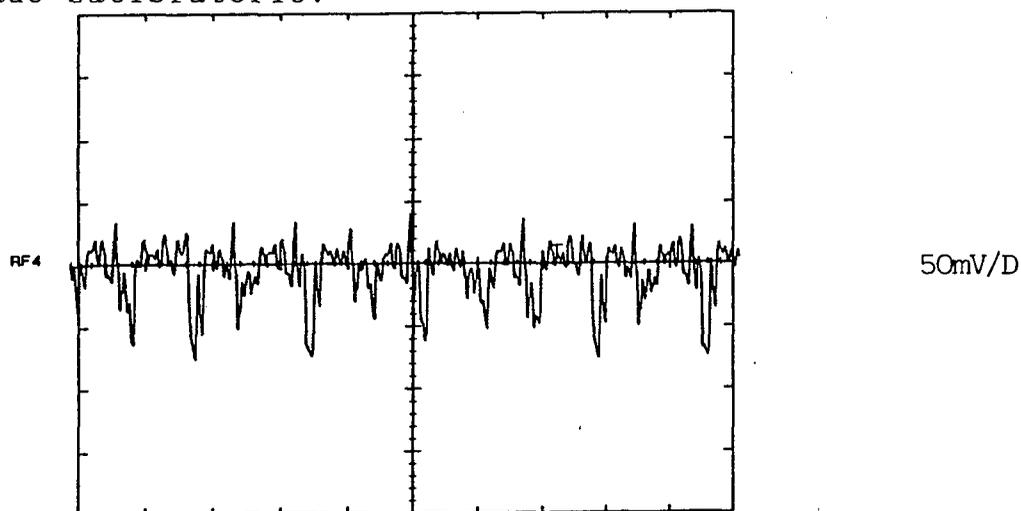


Fig. 5.14 - Qualidade da tensão na saída de +5V.

A aquisição desta Figura foi feita com a fonte com carga nominal.

5.6 FONTE FORWARD

Com o objetivo de fazer uma comparação entre as fontes, montou-se uma fonte do tipo FORWARD partindo do protótipo projetado usando o conversor ZETA-GEPAE. Para isto trocou-se os capacitores de acoplamento e os diodos de partida por diodos retificadores e prevêu-se a desmagnetização do transformador com um enrolamento auxiliar. Com isto pode-se fazer um estudo comparativo entre a fonte FORWARD e a ZETA-GEPAE.

5.6.1 Rendimento

Na Figura |5.15| é mostrado o rendimento da fonte, onde nota-se que o mesmo permaneceu constante numa ampla faixa de variação de potência. O rendimento máximo alcançado foi de 75%.

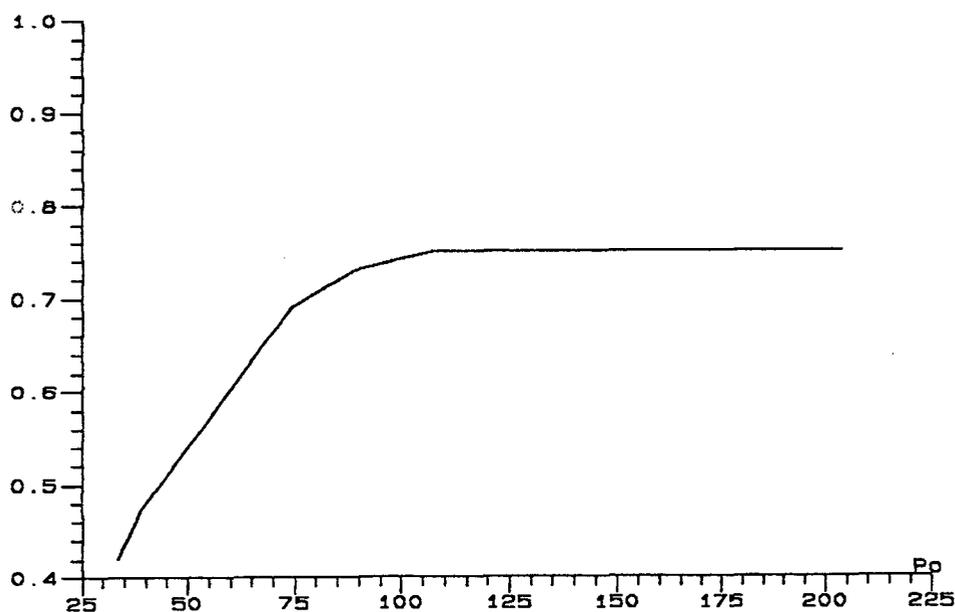


Fig. 5.15 - Rendimento da Fonte Forward,

5.6.2 Formas de Onda na Chave

Na Figura |5.16| é mostrada a tensão e corrente na chave para a potência nominal com o objetivo de determinar os valores dos mesmos.

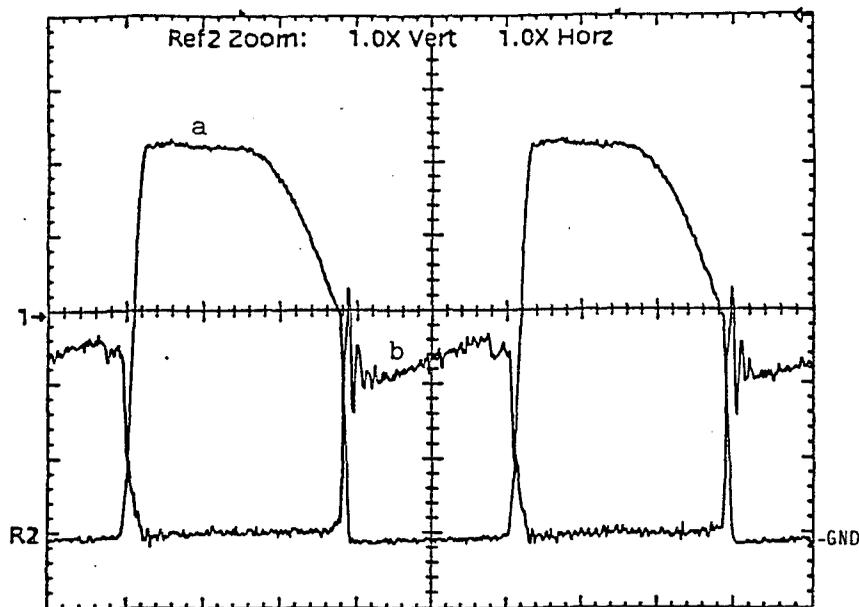


Fig. 5.16 - Tensão (a) e Corrente (b) na Chave.

5.6.3 Regulação Cruzada

Um estudo da regulação cruzada da fonte FORWARD pode ser visto na Figura |5.17|, onde os valores base são os mesmos que para as Figuras |5.8| e |5.9|. Nota-se que para a corrente nominal existe diferença entre as tensões de saída das duas fontes.

Para este estudo foi considerado as outras saídas com carga nominal.

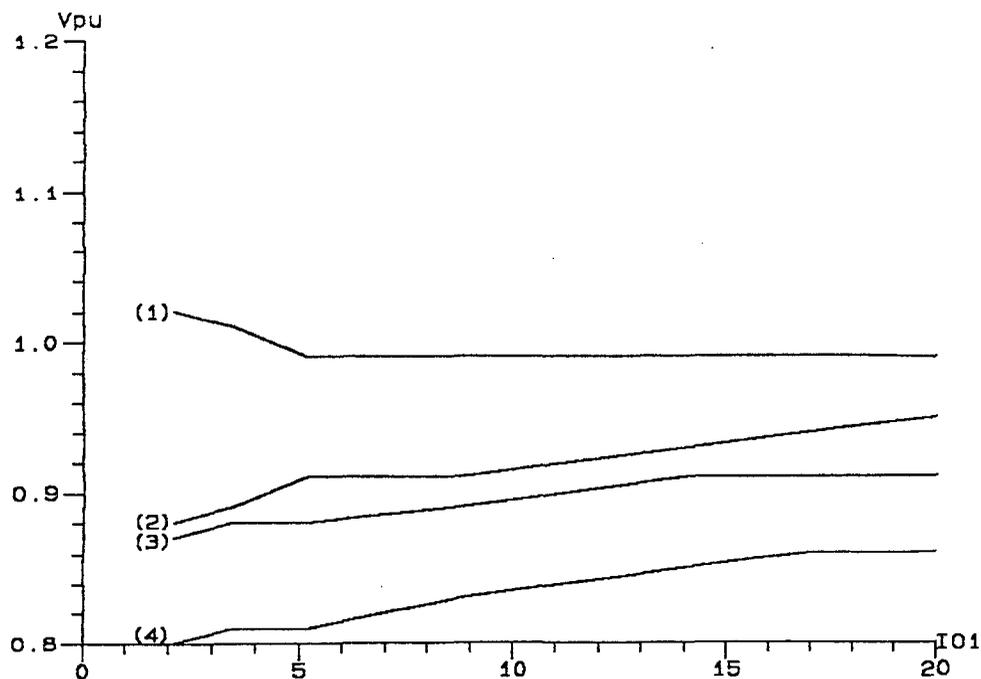


Fig. 5.17 - Variação nas Tensões de Saída: (1)+5V, (2)-5V, (3)+12V, (4)-12V.

5.6.4 Comportamento Dinâmico

As Figuras |5.18| e |5.19| mostram a tensão na saída de +5V ao retirar e colocar carga instantaneamente. O objetivo destas Figuras é mostrar a eficácia do circuito de compensação utilizado numa estrutura de 2ª ordem.

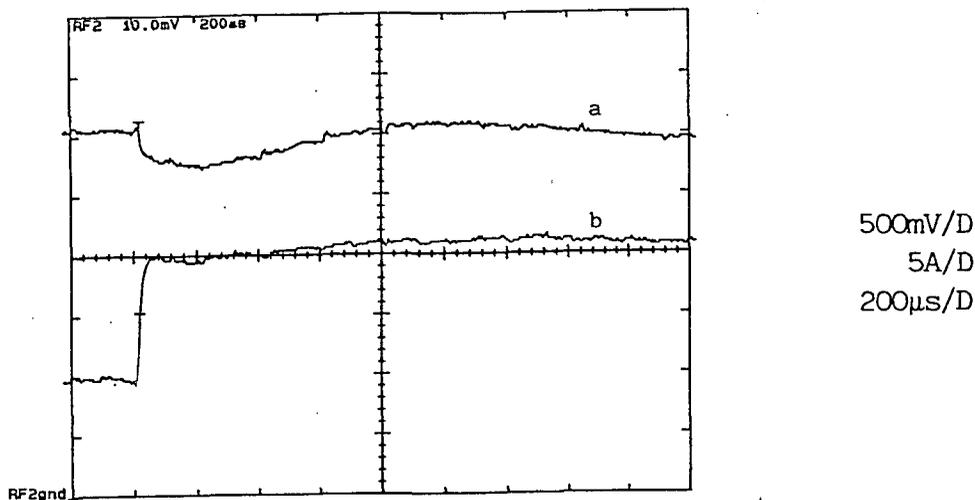


Fig. 5.18 - Colocação de Carga: Tensão (a) e Corrente (b) na saída de +5V.

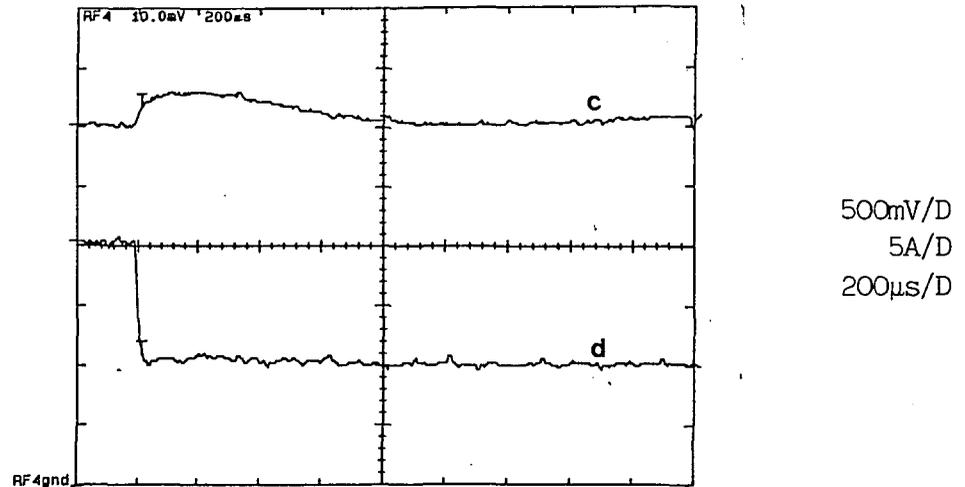


Fig. 5.19 - Retirada de Carga: Tensão (c) e Corrente (d) na saída de +5V.

5.6.5 Qualidade da Tensão na Saída de +5V

Com a finalidade de comparar a qualidade das tensões de saída das duas fontes, foi feita a aquisição da saída de +5V para a fonte FORWARD. Esta aquisição pode ser vista na Figura abaixo onde nota-se uma amplitude máxima nos spikes pico-a-pico de $\pm 150\text{mV}$.

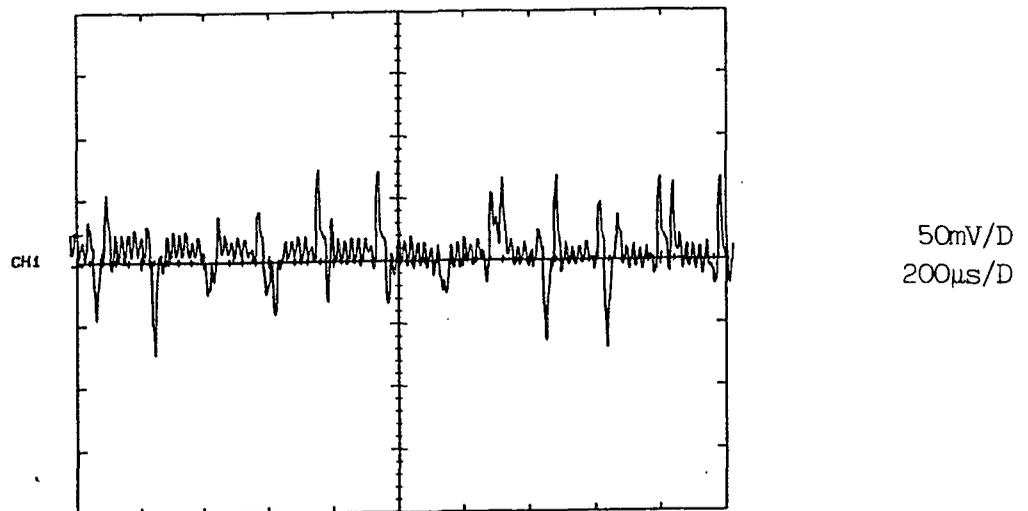


Fig. 5.20 - Qualidade na tensão na saída de +5V.

5.7 CONCLUSÃO

Através dos resultados experimentais observa-se a validade do estudo analítico e do projeto feitos no Capítulo II, III e IV. Observou-se a concordância das formas de onda práticas com as teóricas e simulação.

O rendimento alcançado pela estrutura foi considerado satisfatório e dentro do previsto, podendo ser melhorado principalmente na medida que os fabricantes dispuserem de chaves de maior tensão com menor resistência de condução.

Nota-se que a tensão na saída de +5V apresenta em alguns casos um erro estático. Porém, foi observado que a tensão de referência varia na mesma proporção. Apesar de se usar um zener compensado para tensão de referência, conclui-se que esta escolha, apesar de simples e barata, apresenta este inconveniente. Para obter-se uma tensão de referência de melhor qualidade sugere-se o uso do componente TL431A, pois o mesmo possuindo variação máxima de $\pm 1\%$ e compensação de temperatura é um componente específico para este fim.

Através da Figura |5.11|, pode-se ver uma oscilação na tensão de saída ao variar-se a carga. Sendo esta oscilação característica de um sistema de segunda ordem, conclui-se a deficiência do circuito de compensação utilizado para a fonte ZETA-GEPAE. Isto devido ao conversor proposto ser de quarta ordem e a compensação de segunda ordem. Apesar disto o compensador mostrou-se eficiente quando aplicado à fonte FORWARD (Figuras |5.18| e |5.19|).

A implementação do protótipo teve como principal problema a indutância de dispersão do transformador. Esta é proporcional à sobretensão na chave e resulta em perda de potência no circuito grampeador. Isto foi minimizado Através do procedimento de montagem do transformador, descrito no Capítulo III. Também a montagem do circuito grampeador o mais próximo da chave foi de grande importância devido a indutância de trilha existente.

CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho apresentou o desenvolvimento de uma nova estrutura para uma fonte chaveada com múltiplas saídas isoladas com conversor ZETA-GEPAE.

A análise teórica desenvolvida nos capítulos iniciais foi validada inicialmente por simulação e posteriormente através de um protótipo de laboratório.

Para implementação foi escolhido o modo contínuo, devido à característica de não dependência da função de transferência com a carga.

Diante dos resultados apresentados neste trabalho fica evidente a grande versatilidade do conversor proposto, conseguindo-se assim uma melhoria no rendimento comparado a fontes convencionais com modulação PWM. Tal melhoria está baseada na perda de potência do diodo retificador para as fontes convencionais. Embora use um diodo em paralelo com os capacitores de acoplamento, isto não torna-se relevante devido ao fato do diodo ser um diodo de sinal (1N4148) e atuar somente na partida. Nota-se também que o protótipo feito apresenta ótimas características para industrialização pois possui montagem simples com componentes no circuito de comando integrado o que facilita implementação.

Notou-se influência da variação de carga da saída de +12V na saída regulada. Isto deve-se ao fato da amostra de tensão de referência ser retirada da saída de +12V aliado ao fato da mesma possuir um nível de potência elevado, sendo quase na ordem da potência da saída regulada.

Na comparação das duas fontes pode-se ver a vantagem do conversor ZETA-GEPAE quanto ao rendimento. Entretanto o mesmo apresentou uma máxima sobretensão na chave de 650V contra 550V da fonte FORWARD. Isto na prática implica na escolha de chaves com maior tensão de bloqueio, aumentando assim o preço e a resistência em condução da mesma (pior rendimento). Quanto a regulação cruzada, pode-se dizer que o conversor ZETA-GEPAE apresentou uma variação em algumas tensões de saída um pouco maior que a fonte FORWARD. Entretanto a variação na tensão de saída regulada foi menor para pequena corrente de carga.

A fonte FORWARD também apresentou uma melhor resposta dinâmica, já que sendo um conversor de 2ª ordem, ajusta-se perfeitamente ao tipo de compensação utilizada (2ª ordem também). Já para a fonte utilizando o conversor ZETA-GEPAE sugere-se o uso de uma compensação por valores médios, que adaptaria-se melhor a este conversor de 4ª ordem.

A faixa de operação desta estrutura é estimada em até 250W. Este limite é dado pela tensão máxima na chave comandada e pelas perdas por condução nesta chave (no caso de usar mosfet). Sendo que tais perdas aumentam à medida que aumenta a tensão máxima na chave.

A contribuição deste trabalho está no fato de se usar com sucesso um conversor bem pouco explorado nestes níveis de potência na montagem de uma fonte chaveada com 4 saídas. Além disto foi demonstrado vantagens no rendimento comparando a uma fonte Forward. Também em relação a este ultimo, espera-se aumentar além do rendimento o ganho de peso e espaço quando os fabricantes dispuserem de capacitores com menor RSE para baixas tensões. Isto está baseado na substituição do diodo retificador com seu dissipador.

Como sugestão para trabalhos futuros propõem-se o uso deste conversor com chaveamento não dissipativo, podendo-se assim elevar ainda mais o rendimento da estrutura e obter uma maior compactação elevando-se a freqüência de chaveamento. Outra sugestão seria a implementação de um estágio para correção do fator de potência. Verificou-se através do protótipo experimental que o conversor não apresenta um bom fator de potência ($FP = 0.45$), porém o mesmo não é pior do que outras estruturas com característica de entrada como fonte de tensão. Também a modelagem do conversor ZETA-GEPAE seria de grande valia para um projeto adequado para a compensação da fonte.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] J.J.Jozwik & M.K.Kazimierczuk - "Dual Sepic PWM Switching - Mode DC/DC Power Converter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.36,nº 1,1989, pp: 64 - 70.
- [2] Martins, D.C., Barbi, I. & Abreu, G. N. - "Zeta-Gepae PWM Isolated DC/DC Converter Analysis", 1º COBEP, Florianópolis - SC, 1991, pp: 154-159.
- [3] Martins, D.C., Barbi, I. & Abreu, G. N. - "Aplicação do Conversor Zeta-Gepae em Fontes Chaveadas", 9º CBA, Vitória - ES, 1992, pp: 74 - 79.
- [4] Canesin, C.A. - "Fontes Chaveadas com Múltiplas Saídas Isoladas e Fator de Potência Unitário com um Único Interruptor", Dissertação de Mestrado, UFSC, 1990.
- [5] Schlichting, L.C.M. - "Estudo e Implementação de uma Fonte Chaveada Off-The-Line com Múltiplas Saídas Utilizando a Técnica dos QRC-ZCS", Dissertação de Mestrado, UFSC, 1990.
- [6] Lee, F.C. & Orugante, R. - "Quasi Resonant Converters Topologies and Characteristics", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. Pe 2,nº1, 1987, pp: 62 - 71.
- [7] Middlebrook, M.D. & Cuk, S. - "Isolation and Multiple Output Extensions of a New Optimum Topology Switching DC-to-DC Converter", APEC, Pasadena,1975, pp: 256-263.
- [8] Barbi, Ivo - "Projetos de Fontes Chaveadas"; Publicação Interna LAMEP, UFSC, 1989.
- [9] Boletim Técnico Informativ ICOTRON - "Transformador de Ferrite para Fontes Switch-Mode", Setembro, 1983.
- [10] Mello, Luiz Fernando Pereira de - "Projeto de Fontes Chaveadas", Livros Érica Ltda, São Paulo (SP), 1988.
- [11] Barbi, Ivo - "Progress in the Development of High-Frequency Non-Dissipative comutation Power Converter Technologies. ".First Power Electronics Seminar. Florianópolis-SC,1988,pp 01 - 03.
- [12] Unitrode, "Switching Regulated Power Supply Design Seminar Manual", Unitrode Corporation, 1986.
- [13] Cuk, Slobodan & Zhang, Zhe - "Coupled Inductor Analysis and Design".PESC, 1986, pp: 655 - 665.
- [14] Brown, Marty - "Practical Switching Power Supply Design". Motorola. San Diego, California, 1990.

- [15] Mohan, N. & Underland, M.T. - "Power Eletronics: Converters, Applications and Design". John Wiley & Sons, Minneapolis, Minnesota, 1989.
- [16] Perin, A. J. & Raizer, A. - "Manual de Utilização do Programa SACEC". Publicação Interna, LAMEP, UFSC, 1985.
- [17] Hector, J. - "DSN - Un Logiciel de Manipulation de Courbes", Manuel de Reference. Laboratoire D'electrotechnique et D'Electronique Industrielle. Toulouse, France, 1990.
- [18] Sousa, A.F. & Martins, D.C. - "Manual de Utilização do Programa SCVOLT", Simulação de Conversores Estáticos, Método do Voltmetro. Publicação Interna, UFSC, 1990.
- [19] Icontron, Catálogo Técnico Informativo - "Capacitores Eletrolíticos de Alumínio - HFC", 1987.