

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

ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA FONTE CHAVEADA
OFF-THE-LINE DE ALTA TENSÃO COM MÚLTIPLAS SAÍDAS
UTILIZANDO A TÉCNICA DOS "QRC-ZCS"

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

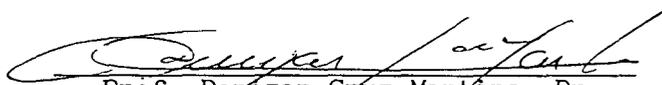
LUIS CARLOS MARTINHAGO SCHLICHTING

FLORIANÓPOLIS, DEZEMBRO DE 1990

ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA FONTE CHAVEADA OFF-THE-LINE COM
MÚLTIPLAS SAÍDAS UTILIZANDO A TÉCNICA DOS "QRC-ZCS"

LUIS CARLOS MARTINHAGO SCHLICHTING

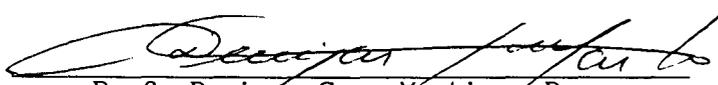
ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE EM
ENGENHARIA, ÁREA DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA E ACIONAMENTO ELÉTRICO,
ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO PROGRAMA
DE PÓS-GRADUAÇÃO.

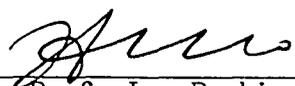

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.
Orientador

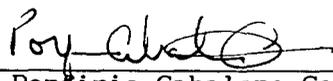

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Co-orientador

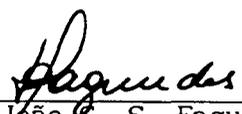

Prof. João Pedro Assumpção Bastos, Dr. D'Etat
Coordenador do Curso de Pós-graduação
em Engenharia Elétrica

BANCA EXAMINADORA:


Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.
Presidente da Banca Examinadora


Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.


Prof. Porfirio Cabalero Cortizo, Dr. Ing


Prof. João C. S. Fagundes, Dr.

Aos meus pais,

A minha noiva

AGRADECIMENTOS

Aos professores Denizar Cruz Martins e Ivo Barbi, pelo trabalho de orientação e co-orientação;

Ao professor Arnaldo Jose Perin, pela amizade e apoio;

Ao amigo Horacio Enrique Sosa Paes de Lima, pela amizade e estímulo;

A amiga Vania Mattozo, pelo trabalho de digitação;

E, em especial, ao amigo Pedro Donoso Garcia, por fornecer o caminho das pedras.

SUMÁRIO

RESUMO	I
ABSTRACT	II
INTRODUÇÃO GERAL.....	1
CAPÍTULO I - MODELO MATEMÁTICO DO SISTEMA.....	3
1.1 - Introdução	3
1.2 - Análise qualitativa.....	5
1.2.1 - Etapas de funcionamento	5
1.3 - Análise quantitativa.....	11
1.4 - Equacionamento dos ábacos.....	23
1.5 - Região de operação.....	55
1.6 - Conclusão.....	56
CAPÍTULO II - PROJETO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA DO QRC-ZCS.....	57
2.1 - Introdução	57
2.2 - Dimensionamento da célula ressonante e da indutância magnetizante	58
2.2.1 - Cálculo de L_R , C_R , L_M	58
2.2.2 - Especificação do capacitor ressonante	61
2.2.3 - Especificação do indutor ressonante	61
2.3 - Especificação do transformador	64
2.4 - Especificação do mosfet	69
2.5 - Especificação dos estágios de saída	72
2.5.1 - Cálculo dos indutores de filtro	80
2.6 - Conclusão	82

CAPÍTULO III - ANÁLISE DO SISTEMA POR SIMULAÇÃO	83
3.1 - Introdução	83
3.2 - Circuito simulado	83
3.3 - Simulações do conversor DC-DC QRC-ZCS	84
3.3.1 - Operação nas condições nominais	84
3.3.2 - Operação com variação na tensão de entrada	87
3.3.2.1 - Simulação com tensão mínima e carga nominal	88
3.3.2.2 - Simulação com tensão máxima e carga nominal	91
3.3.3 - Operação com variação da carga	94
3.4 - Comportamento transitório em malha aberta	97
3.5 - Conclusão	98
CAPÍTULO IV - DEFINIÇÃO E PROJETO DOS CIRCUITOS DE COMANDO, COMPENSAÇÃO, E PROTEÇÃO	99
4.1 - Introdução	99
4.2 - Circuito de comando de fontes chaveadas	100
4.2.1 - Comando	100
4.2.2 - Análise de malha aberta	102
4.2.3 - Critério de estabilidade	107
4.2.4 - Projeto do circuito de compensação	109
4.3 - Circuito de proteção e partida	112
4.3.1 - Partida progressiva	112
4.3.2 - Sobre-corrente	114
4.3.3 - Sobre-tensão	116
4.3.4 - Acoplador ótico	117
4.3.5 - Estágio de entrada	119
4.4 - Conclusão	120

CAPÍTULO V - RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	121
5.1 - Introdução	121
5.2 - Circuito implementado	121
5.3 - Formas de onda obtidas	123
5.4 - Conclusão	130
CONCLUSÃO GERAL	132
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	134

RESUMO

Este trabalho consiste no estudo e implementação de uma fonte chaveada off-the-line de alta tensão, isolada, com múltiplas saídas empregando um conversor quase-ressonante com comutação na passagem por zero da corrente (Quasi-Resonant Converter Zero-Current Switching - QRC-ZCS).

A contribuição fundamental desta dissertação está no fato de se aproveitar de uma tecnologia recente com conceitos relativamente novos (exemplo: comutação não-dissipativa) na realização de um equipamento para aplicações industriais. A grande característica desta nova tecnologia reside no fato de se operar em altas frequências sem que o rendimento seja prejudicado, reduzindo assim o peso e o volume do equipamento.

Neste trabalho é apresentado um estudo analítico do sistema com projeto e validações por simulação.

Um protótipo de laboratório foi implementado e os resultados experimentais se mostraram satisfatórios.

ABSTRACT

This work consists in the study and design of an off-the-line multiple output switching power supply employing a Quasi-Resonant Converter Zero-Current Switching (QRC-ZCS).

The main contribution of this work is the design of an equipment to industrial application, employing a new technology with new concepts (example: non-dissipative comutation). The main feature of this new technology consists in the high frequency operation with high efficiency. Thus, the weight and volume of the equipment are reduced.

In this work are presented an analytical study of the system, a designing example and simulations.

A laboratory prototype was implemented and experimental results was satisfactory.

INTRODUÇÃO GERAL

Nos últimos anos, com o desenvolvimento tecnológico, a miniaturização dos conversores visando um maior aproveitamento do espaço, tem sido uma busca incansável dos pesquisadores de todo o mundo. Por esta razão os grandes centros de pesquisa em eletrônica de potência têm procurado desenvolver novas técnicas que possibilitem a redução de volume e peso destes conversores.

A compactação dos conversores normalmente é conseguida com a elevação da frequência de chaveamento dos interruptores de potência, que resulta numa redução do volume dos filtros e transformadores utilizados e, conseqüentemente redução de custo do conversor. Contudo, nos conversores convencionais existentes, as perdas na 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 objetivo de reduzir as perdas de comutação, possibilitando assim o aumento da frequência sem prejudicar, e até melhorando o rendimento dos conversores. A partir deste conceito surgiram várias famílias de conversores: ressonantes, quase ressonantes, pseudo-ressonantes, conversores com barramento dc link-ressonante, etc.[1]

Com os conversores quase ressonantes (QRC's - Quasi Resonant Converters [1][2]), que foram inicialmente concebidos por Lee e Liu [2][3], O conceito de chave ressonante foi introduzido e implementado sob a forma de chaveamento com corrente nula (ZCS - Zero Current Switching), ou chaveamento com tensão nula (ZVS - Zero Voltage Switching)[2].

Ambas as técnicas utilizam o princípio de armazenamento de energia em

indutores e capacitores e transferem potência de uma maneira similar aos conversores PWM convencionais. Entretanto, um circuito L-C está acoplado junto à chave de potência de modo a possibilitar o chaveamento com corrente ou tensão zero. É importante ressaltar que o circuito L-C não é utilizado somente para dar forma à tensão e à corrente, mas também, para armazenar e transferir energia da entrada para a saída.

Pode-se apresentar como vantagens dos QRC's: A operação em alta frequência (centenas de kilohertz), que possibilita uma maior compactação, alto rendimento devido à comutação não dissipativa, menor poluição harmônica na rede e menor irradiação eletromagnética por possuírem tensões e correntes com formas quase senoidais e, por último, apresentam um custo menor.

Em contrapartida apresentam como desvantagens: Uma maior dificuldade no projeto devido à complexidade do equacionamento, exigindo um maior conhecimento em eletrônica e análise de circuitos por parte do projetista.

O objetivo deste trabalho é apresentar um estudo analítico de um QRC-ZCS com múltiplas saídas, com a finalidade de desenvolver uma metodologia de projeto e subsequente implementação de uma fonte chaveada of-the-line utilizando a técnica do ZCS de alta tensão com múltiplas saídas.

No primeiro capítulo apresenta-se um estudo qualitativo e quantitativo do modelo do conversor.

No segundo capítulo será apresentado um modelo de projeto utilizando o estudo feito no primeiro capítulo.

No terceiro capítulo é feita uma primeira validação do modelo e do projeto feitos nos capítulos anteriores.

No quarto capítulo é apresentado o circuito de comando e controle utilizado para o funcionamento em malha fechada.

No quinto capítulo são apresentados os resultados experimentais de um protótipo de laboratório.

CAPÍTULO I

MODELO MATEMÁTICO DO SISTEMA

1.1 - Introdução:

O objetivo deste capítulo é estabelecer um modelo físico e matemático da estrutura, estabelecendo um funcionamento teórico e a partir deste levantar ábacos que facilitem o projeto da estrutura.

A figura 1.1 mostra a estrutura básica de uma fonte chaveada of-the-line tipo ZCS com quatro saídas.

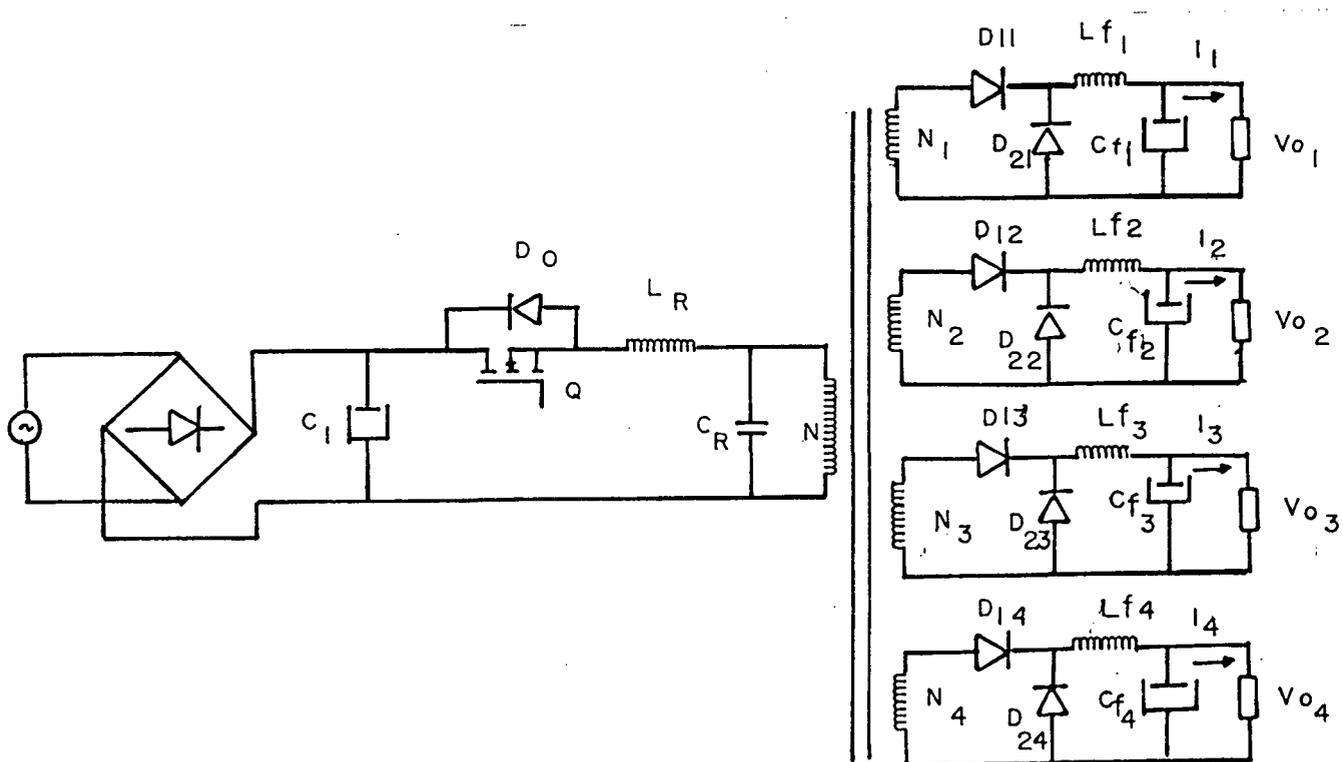


Fig. 1.1 - Estrutura básica

A partir desta estrutura serão feitas algumas considerações, de modo a facilitar os estudos quantitativos e qualitativos. Estas considerações serão feitas sem se distanciar muito de uma análise mais rigorosa.

As considerações feitas são as seguintes:

- A tensão no capacitor C_1 será considerada constante e igual a \underline{E} .
- As cargas e os filtros (L_{f1}, C_{f1}) serão considerados como fontes de corrente constantes e iguais a \underline{I}_1 . Estas fontes de corrente serão referidas para o primário de tal modo que teremos uma só fonte de corrente \bar{I} , de tal modo que:

$$\bar{I} = a_1 \cdot I_1 + a_2 \cdot I_2 + a_3 \cdot I_3 + a_4 \cdot I_4 \quad (1.1)$$

$$\bar{I} = \sum a_i \cdot I_i \quad (1.2)$$

onde a_i com $i=1,2,3,4$ define as varias relações de transformação

- O transformador de isolamento será considerado ideal, ou seja, a resistência e a reatância de dispersão serão consideradas desprezíveis. Será considerada somente a indutância de magnetização (L_M).

A estrutura idealizada com as considerações feitas está apresentada na figura 1.2.

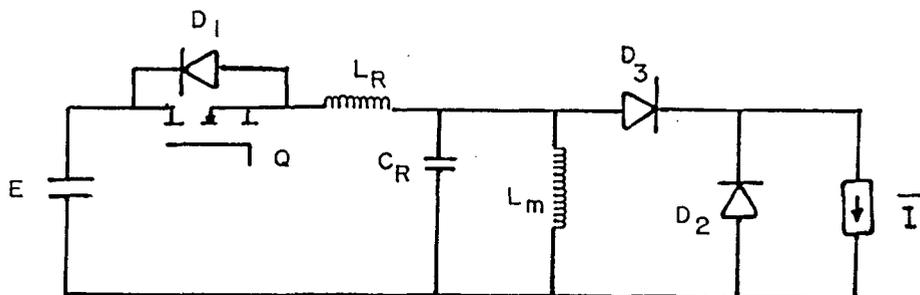


fig. 1.2 - Estrutura idealizada

A partir da estrutura mostrada na figura 1.2 será feita uma análise qualitativa estabelecendo as etapas de funcionamento e posteriormente é feita uma análise quantitativa destas etapas estabelecendo assim um equacionamento que será utilizado para o projeto da estrutura.

1.2 - Análise qualitativa:

Para se iniciar a análise, será considerada uma condição inicial, em que a corrente de carga circula pelo diodo de roda livre D_2 e a indutância L_M é percorrida por uma corrente inicial I_{LMO} , onde $I_{LMO} < \bar{I}$, como mostra a figura 1.3.

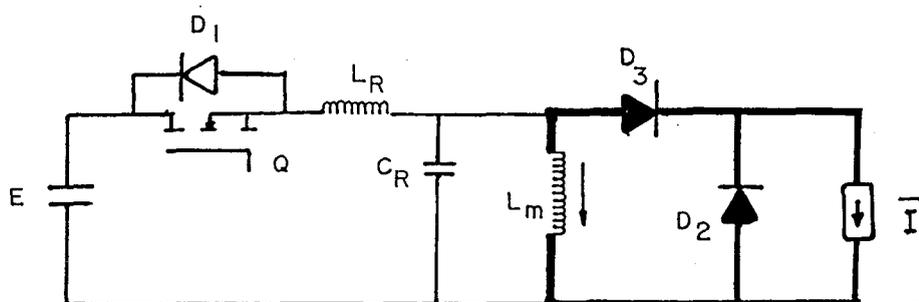


fig. 1.3 - Condição inicial de funcionamento

1.2.1 - Etapas de funcionamento:

Primeira etapa - Etapa linear $[t_0, t_1]$.

A primeira etapa (figura 1.4) tem início quando Q_1 é comandado para entrar em condução. A corrente no indutor L_R cresce linearmente e quando

$I_{LR} = \bar{I} + I_{LMO}$, o diodo D_2 bloqueia-se e começa a segunda etapa (ver figura 1.10)

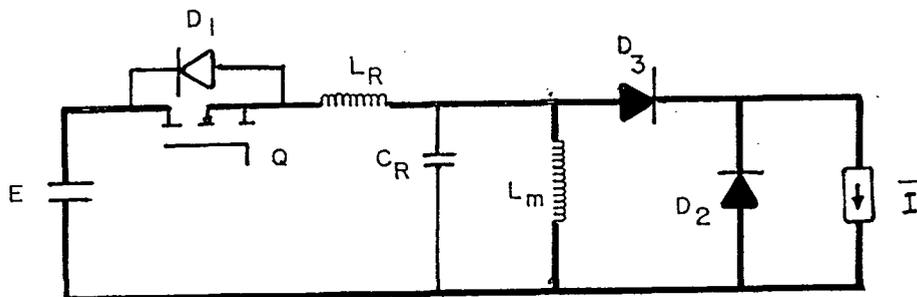


fig. 1.4 - Primeira etapa de funcionamento

Segunda etapa - Etapa ressonante [t_1, t_2]

Quando D_2 bloqueia-se (figura 1.5), inicia uma etapa ressonante. A corrente I_{LR} cresce, chega a um valor máximo, decresce e se anula, enquanto isso, V_{CR} cresce e chega a um valor máximo. (ver figura 1.10)

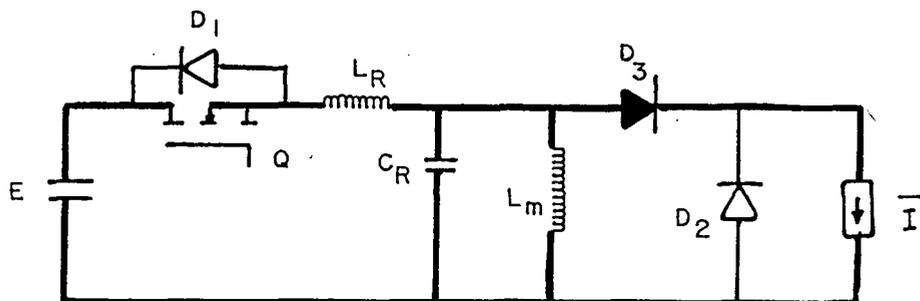


fig 1.5 - Segunda etapa de funcionamento

Terceira etapa - Etapa ressonante [t_2, t_3]

Esta etapa (figura 1.6) é uma continuação da etapa ressonante anterior, por esta razão poderia considerar-se as duas como uma só, pois, funcionalmente o circuito é o mesmo. A diferença está apenas na topologia.

Nesta etapa a corrente I_{LR} continua a decrescer, agora circulando por D_1 que entrou em condução, passa por um máximo negativo, cresce e anula-se novamente. A tensão V_{CR} que estava num máximo decresce mas não chega a se anular. Quando I_{LR} retorna a zero, D_1 bloqueia-se e tem início uma nova etapa (ver figura 1.10).

É importante ressaltar que neste intervalo de tempo [t_2, t_3], a chave Q_1 está sujeita a uma tensão reversa, e que ocorre uma devolução de energia para a fonte.

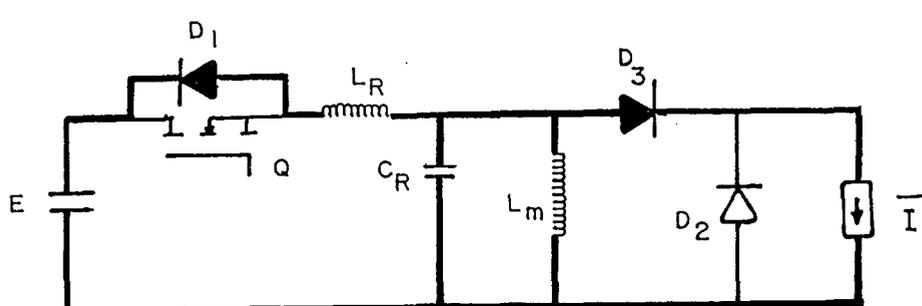


fig 1.6 - Terceira etapa de funcionamento

Quarta etapa - [t_3, t_4]

Após o bloqueio de D_1 (figura 1.7) a tensão no capacitor (V_{CR}) continua a decrescer mas agora numa frequência de oscilação diferente da anterior.

Quando V_{CR} se anula tem início uma nova etapa de funcionamento (ver figura 1.10).

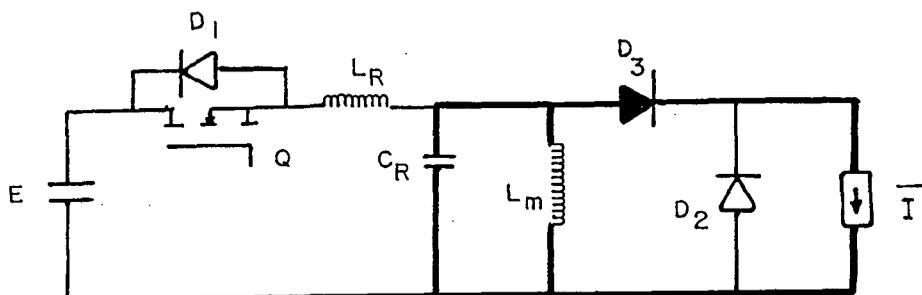


fig 1.7 - Quarta etapa de funcionamento

Quinta etapa - $[t_4, t_5]$

Quando a tensão V_{CR} se anular e tender a ficar negativa D_2 entra em condução e assume a corrente de carga (figura 1.8). Com isto D_3 bloqueia-se e o indutor L_M descarrega sua energia sobre C_R (desmagnetização do transformador). A tensão V_{CR} oscila negativamente e anula-se. Neste instante D_3 entra em condução novamente e inicia-se uma nova etapa de funcionamento.

É importante observar que durante esta etapa onde ocorre a desmagnetização do transformador e aparece uma das vantagens desta estrutura sobre uma forward convencional: já que ela dispensa o uso de um diodo e de um enrolamento adicionais para desmagnetização.

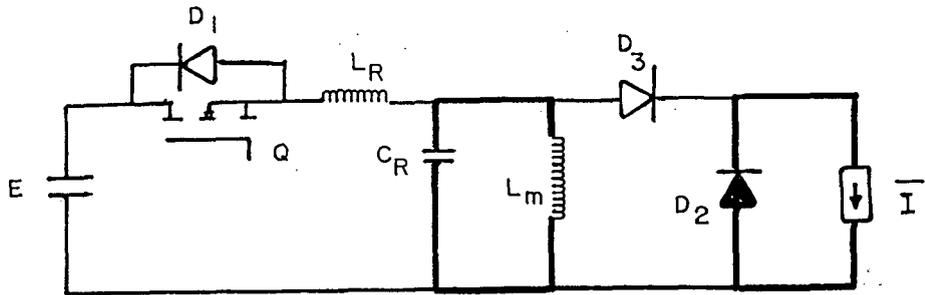


fig 1.8 - Quinta etapa de funcionamento

Sexta etapa - $[t_5, t_6]$

Quando D_3 (figura 1.9) entra em condução ele assume uma corrente constante igual a I_{LMO} , que continuará circulando até haver um novo disparo de Q. Iniciando assim um novo ciclo de funcionamento.

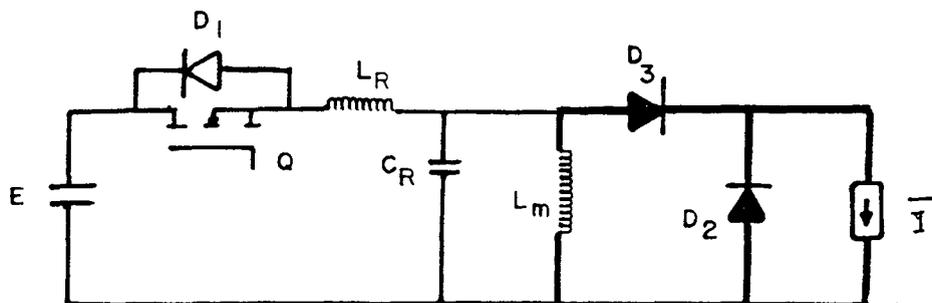


fig 1.9 - Sexta etapa de funcionamento (condição inicial)

A seguir na figura 1.10 são apresentados as formas de onda teóricas de algumas grandezas.

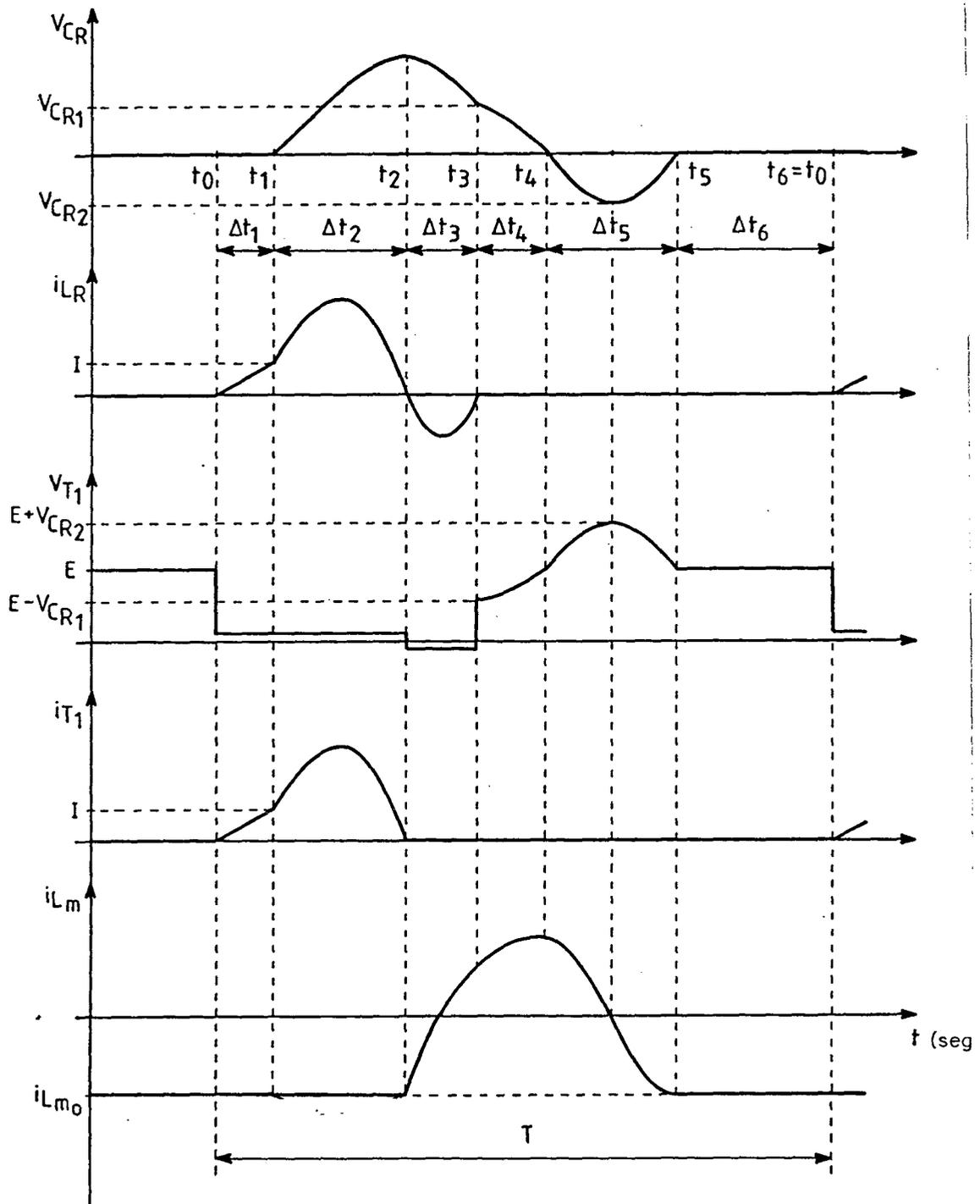


fig 1.10 - Formas de onda teóricas

1.3 - Análise Quantitativa

A análise quantitativa, da estrutura proposta, é feita em cada etapa de funcionamento, já que o sistema é linear por partes.

Primeira etapa

$$\boxed{V_{CR}(t) = 0} \quad (1.3)$$

$$\boxed{I_{LM}(t) = I_{LMO}} \quad (1.4)$$

$$I_{LMO} < 0$$

$$E = L_R \frac{d i_{LR}}{dt}$$

$$E dt = L_R d i_{LR}$$

Integrando (0 → t):

$$\boxed{i_{LR} = \frac{E \cdot t}{L_R}} \quad (1.5)$$

Segunda e Terceira Etapa:

$$V_{CR}(t) = V_{LM}(t) \quad (1.6)$$

$$i_{LR}(t) = i_{CR}(t) + i_{LM}(t) + \bar{I} \quad (1.7)$$

Cálculo de $V_{CR}(t)$:

$$E = V_{LR}(t) + V_{CR}(t) \quad (1.8)$$

$$E = L_R \frac{d i_{LR}}{dt} + V_{CR}(t)$$

Aplicando (1.7):

$$E = L_R \frac{d \left[i_{CR} + i_{LM} + \bar{I} \right]}{dt} + V_{CR}(t)$$

$$E = L_R C_R \frac{d^2 V_{CR}}{dt^2} + L_R \frac{d i_{LM}}{dt} + V_{CR}(t)$$

$$E = L_R C_R \frac{d^2 V_{CR}}{dt^2} + \frac{L_R}{L_M} + V_{LM}(t)$$

Aplicando (1.6):

$$E = L_R C_R \frac{d^2 V_{CR}}{dt^2} + \frac{L_R}{L_M} V_{CR}(t) + V_{CR}(t)$$

$$E = V_{CR}(t) \left[1 + \frac{L_R}{L_M} \right] + L_R C_R \frac{d^2 V_{CR}}{dt^2}$$

Aplicando Laplace:

$$\frac{E}{S} = V_{CR}(S) \left[1 + \frac{L_R}{L_M} \right] + L_R C_R (S^2 V_{CR}(S) - S V_{CR}(0) - V'_{CR}(0)) \quad (1.9)$$

$$V_{CR}(0) = 0 \quad (1.10)$$

$$i_{CR}(t) = C_R \frac{d V_{CR}(t)}{dt}$$

$$V'_{CR}(t) = \frac{i_{CR}(t)}{C_R}$$

$$i_{CR}(0) = 0$$

$$V'_{CR}(0) = 0 \quad (1.11)$$

Aplicando (1.10) e (1.11) em (1.9):

$$\frac{E}{S} = V_{CR}(S) \left[1 + \frac{L_R}{L_M} \right] + L_R C_R S^2 V_{CR}(S)$$

$$V_{CR}(S) = \frac{E}{S L_R C_R} \frac{1}{\left[S^2 + \frac{1}{L_R C_R} + \frac{1}{L_R C_R} \right]} \quad (1.12)$$

Expandindo em frações parciais:

$$V_{CR}(S) = \frac{A}{S} + \frac{B}{\left[S^2 + \frac{1}{L_M C_R} + \frac{1}{L_M C_R} \right]}$$

Chega-se:

$$A = \frac{E}{1 + \frac{L_R}{L_M}} \quad \text{e} \quad B = \frac{-ES}{1 + \frac{L_R}{L_M}}$$

Substituindo-se:

$$V_{CR}(t) = \frac{E}{\left(1 + \frac{L_R}{L_M}\right)} - \frac{E}{\left(1 + \frac{L_R}{L_M}\right)} \frac{S}{S^2 + \frac{1}{L_R C_R} + \frac{1}{L_M C_R}}$$

Retornando ao domínio do tempo:

$$V_{CR}(t) = \frac{E}{\left(1 + \frac{L_R}{L_M}\right)} - \frac{E}{\left(1 + \frac{L_R}{L_M}\right)} \cos \sqrt{\frac{1}{L_R C_R} + \frac{1}{L_M C_R}} t \quad (1.13)$$

Cálculo de $i_{LR}(t)$:

De (1.8):

$$E = L_R \frac{d i_{LR}(t)}{dt} + V_{CR}(t)$$

$$\frac{d i_{LR}(t)}{dt} = \frac{E}{L_R} - \frac{V_{CR}(t)}{L_R}$$

Aplicando (1.13) e integrando:

$$i_{LR}(t) = \frac{Et}{L_R} - \frac{E}{L_R \left[1 + \frac{L_R}{L_M} \right]} t + \frac{1}{L_R} \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{L_R C_R} + \frac{1}{L_M C_R}}} \frac{E}{\left[1 + \frac{L_R}{L_M} \right]} \text{sen} \sqrt{\frac{1}{L_R C_R} + \frac{1}{L_M C_R}} t + K \quad (1.14)$$

$$i_{LR}(0) = K$$

$$i_{LR}(0) = \bar{I} + I_{LMO} \quad (1.15)$$

Aplicando (1.15) em (1.14):

$$i_{LR}(t) = \frac{Et}{L_R + L_M} + \frac{1}{L_R} \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{L_R C_R} + \frac{1}{L_M C_R}}} \frac{E}{\left[1 + \frac{L_R}{L_M} \right]} \text{sen} \sqrt{\frac{1}{L_R C_R} + \frac{1}{L_M C_R}} t + \bar{I} + I_{LMO} \quad (1.16)$$

Cálculo de $I_{LM}(t)$:

$$V_{LM}(t) = L_M \frac{d i_{LM}(t)}{dt} \quad (1.17)$$

Aplicando (1.6) em (1.17):

$$V_{CR}(t) = L_M \frac{d i_{LM}(t)}{dt}$$

$$\frac{d i_{LM}(t)}{dt} = \frac{V_{CR}(t)}{L_M} \quad (1.18)$$

Aplicando i.13 em (1.18) e integrando:

$$i_{LM}(t) = \frac{Et}{L_M + L_R} - \frac{E}{L_M + L_R} \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{L_R C_R} + \frac{1}{L_M C_R}}} \text{sen} \sqrt{\frac{1}{L_R C_R} + \frac{1}{L_M C_R}} t + K_1 \quad (1.19)$$

$$i_{LM}(0) = K_1$$

$$i_{LM}(0) = I_{LMO} \quad (1.20)$$

Aplicando (1.20) em (1.19):

$$i_{LM}(t) = \frac{Et}{L_M + L_R} - \frac{E}{L_M + L_R} \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{L_R C_R} + \frac{1}{L_M C_R}}} \text{sen} \sqrt{\frac{1}{L_R C_R} + \frac{1}{L_M C_R}} t + \bar{I}_{LMO} \quad (1.21)$$

Quarta Etapa:

$$V_{CR}(t) = V_{LM}(t) \quad (1.22)$$

$$i_{CR}(t) + i_{LM}(t) = -\bar{I} \quad (1.23)$$

$$V_{CR}(t) = V_{LM}(t) \quad (1.22)$$

$$i_{CR}(t) + i_{LM}(t) = -\bar{I} \quad (1.23)$$

Cálculo de $V_{CR}(t)$:

De (1.23)

$$C_R \frac{dV_{CR}(t)}{dt} + i_{LM}(t) = -\bar{I}$$

Derivando:

$$C_R \frac{d^2V_{CR}(t)}{dt^2} + \frac{di_{LM}(t)}{dt} = 0$$

$$C_R \frac{d^2V_{CR}(t)}{dt^2} + \frac{V_{LM}(t)}{L_M} = 0 \quad (1.24)$$

Aplicando (1.22) em (1.24):

$$\frac{d^2V_{CR}(t)}{dt^2} + \frac{V_{CR}(t)}{L_M C_R} = 0$$

Aplicando transformada de Laplace:

$$S^2 V_{CR}(S) - S V_{CR}(0) - V_{CR}(0) + \frac{V_{CR}(t)}{L_M C_R} = 0$$

$$V_{CR}(S) = V_{CR}(0) \frac{S}{\left[S^2 + \frac{1}{L_M C_R}\right]} + V'_{CR}(0) \frac{1}{\left[S^2 + \frac{1}{L_M C_R}\right]}$$

Retornando do dominio do tempo:

$$V_{CR}(t) = V_{CR}(0) \cos \sqrt{\frac{1}{L_M C_R}} t + V'_{CR}(0) \sqrt{L_M C_R} \text{sen} \sqrt{\frac{1}{L_M C_R}} t \quad (1.25)$$

$$V_{CR}(0^-) = V_{CR}(\Delta t_3) = V_{CR3} \quad (1.26)$$

$$V'_{CR}(0^-) = V'_{CR}(\Delta t_3) = V_{CR3} \quad (.127)$$

$$\Delta t_3 = t_3 - t_1 \quad (1.28)$$

De (1.13):

$$V_{CR3} = \frac{E}{\left[1 + \frac{L_R}{L_M}\right]} \left[1 - \cos \sqrt{\frac{1}{L_R C_R} + \frac{1}{L_M C_R}} \Delta t_3\right] \quad (1.29)$$

$$V'_{CR}(t) = \frac{E}{1 + \frac{L_R}{L_M}} \sqrt{\frac{1}{L_R C_R} + \frac{1}{L_M C_R}} \text{sen} \sqrt{\frac{1}{L_R C_R} + \frac{1}{L_M C_R}} t$$

$$V_{CR3}'(t) = \frac{E}{1 + \frac{L_R}{L_M}} \sqrt{\frac{1}{L_R C_R} + \frac{1}{L_M C_R}} \operatorname{sen} \sqrt{\frac{1}{L_R C_R} + \frac{1}{L_M C_R}} \Delta t_3 \quad (1.30)$$

De 1.25:

$$V_{CR}(t) = V_{CR3} \cos \sqrt{\frac{1}{L_M C_R}} t + V_{CR3}' \sqrt{L_M C_R} \operatorname{sen} \sqrt{\frac{1}{L_M C_R}} t \quad (1.31)$$

Cálculo $\bar{I}_{LM}(t)$:

$$i_{CR} = C_R \frac{d V_{CR}(t)}{dt} \quad (1.32)$$

Aplicando (1.31) em (1.32):

$$i_{CR} = -C_R V_{CR3} \sqrt{\frac{1}{L_M C_R}} \operatorname{sen} \sqrt{\frac{1}{L_M C_R}} t + C_R V_{CR3}' \cos \sqrt{\frac{1}{L_M C_R}} t \quad (1.33)$$

Aplicando (1.33) em (1.23):

$$i_{LM}(t) = V_{CR3} \sqrt{\frac{C_R}{L_M}} \operatorname{sen} \sqrt{\frac{1}{L_M C_R}} t - C_R V_{CR3}' \cos \sqrt{\frac{1}{L_M C_R}} - \bar{I} \quad (1.34)$$

Quinta Etapa:

$$V_{CR}(t) = V_{LM}(t) \quad (1.34)$$

$$i_{CR}(t) = -i_{LM}(t) \quad (1.35)$$

Cálculo de $i_{LM}(t)$:

$$V_{LM}(t) = L_M \frac{d i_{LM}(t)}{dt} \quad (1.36)$$

Aplicando (1.34) em (1.36):

$$V_{CR}(t) = L_M \frac{d i_{LM}(t)}{dt}$$

Derivando:

$$\frac{d V_{CR}(t)}{dt} = L_M \frac{d^2 i_{LM}(t)}{dt^2}$$

$$\frac{i_{CR}(t)}{C_R} = L_M \frac{d^2 i_{LM}(t)}{dt^2} \quad (1.37)$$

Aplicando (1.35) em (1.37):

$$-\frac{i_{LM}(t)}{C_R} = L_M \frac{d^2 i_{LM}(t)}{dt^2}$$

$$\frac{d^2 i_{LM}(t)}{dt^2} + \frac{i_{LM}(t)}{L_M C_R} = 0$$

Aplicando transformada de Laplace:

$$S^2 I_{LM}(S) - S I_{LM}(0^-) - I'_{LM}(0) + \frac{I_{LM}(S)}{L_M C_R} = 0 \quad (1.38)$$

$$I_{LM}(0) = -I_{LMO} \quad (1.39)$$

$$i'_{LM}(t) = \frac{V_{CR}(t)}{C_R} \quad \therefore \quad i'_{LM}(0) = \frac{V_{CR}(0)}{C_R}$$

$$V_{CR}(0) = 0$$

$$i'_{LM}(0) = 0 \quad (1.40)$$

Substituindo (1.39) de (1.40) em (1.38):

$$I_{LM}(S) \left[S^2 + \frac{1}{L_M C_R} \right] + S I_{LMO} = 0$$

$$I_{LM}(S) = I_{LMO} \frac{S}{\left[S^2 + \frac{1}{L_M C_R} \right]}$$

Retornando ao Domínio de Tempo:

$$I_{LM}(t) = +I_{LMO} \cos \sqrt{\frac{1}{L_M C_R}} t \quad (1.41)$$

Cálculo de $V_{CR}(t)$:

De (1.35) e (1.41):

$$i_{CR}(t) = I_{LMO} \cos \sqrt{\frac{1}{L_M C_R}} t = C_R \frac{d V_{CR}(t)}{dt}$$

Integrando:

$$V_{CR}(t) = \frac{I_{LMO}}{C_R} \sqrt{L_M C_R} \operatorname{sen} \sqrt{\frac{1}{L_M C_R}} t + K_3$$

$$V_{CR}(0) = 0$$

$$K_2 = 0$$

$$V_{CR}(t) = I_{LMO} \sqrt{\frac{L_M}{C_R}} \operatorname{sen} \sqrt{\frac{1}{L_M C_R}} t \quad (1.42)$$

Sexta Etapa:

$$\Delta t_s = t_s - t_4 \quad (1.43)$$

$$V_{CR}(t) = 0 \quad (1.44)$$

$$V_{CR}(\Delta t_s) = 0$$

De (1.42):

$$0 = I_{LMO} \sqrt{\frac{L_M}{C_R}} \operatorname{sen} \sqrt{\frac{1}{L_M C_R}} t$$

De (1.41):

$$i_{LM}(\Delta t_s) = - I_{LMO} \cos \sqrt{\frac{1}{L_M C_R}} \Delta t_s$$

$$i_{LM}(\Delta t_s) = I_{LMO} \quad (1.45)$$

$$i_{LM}(t) = I_{LMO} \quad (1.46)$$

Equacionamento dos Ábacos:

A fim de facilitar o projeto da estrutura proposta, elaborou-se diversos ábacos. Estes servirão para se determinar elementos passivos e dimensionar elementos ativos da estrutura.

A seguir é mostrado o procedimento matemático para determinação das equações que geraram os ábacos.

Definições:

$$\alpha = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \frac{\bar{I}}{E} \quad (1.47)$$

$$\psi = \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_M}} \quad (1.48)$$

$$W_R = \sqrt{\frac{1}{L_R C_R}} \quad (1.49)$$

$$W_\alpha = \sqrt{\frac{1}{L_M C_R}} \quad (1.50)$$

$$W\beta^2 = W_R^2 + W_\alpha^2 \quad (1.51)$$

Relações:

$$\frac{W_\beta}{W_\alpha} = \frac{\psi}{\sqrt{\psi^2 - 1}} \quad (1.52)$$

$$\boxed{\frac{W_R^2}{W_\alpha^2} = \frac{L_M}{L_R} = \frac{1}{\psi^2 - 1}} \quad (1.53)$$

Cálculo $W_R \Delta t_1$:

Da Primeira Etapa para $t = t_1$, tem-se:

$$\bar{I}_{LR}(\Delta t_1) = \bar{I} + I_{LMO} \quad (1.54)$$

$$\Delta t_1 = t_1 - t_0 \quad (1.55)$$

Substituindo (1.54) e (1.55) em (1.5):

$$\bar{I} + I_{LMO} = \frac{\Delta t_1 \cdot E}{L_R}$$

$$\Delta t_1 = \frac{L_R}{E} (\bar{I} + I_{LMO})$$

$$W_R \Delta t_1 = \frac{W_R L_R (\bar{I} + I_{LM})}{E}$$

$$W_R \Delta t_1 = \alpha \left[1 + \frac{I_{LMO}}{\bar{I}} \right] \quad (1.56)$$

Cálculo $W_R \Delta t_2$ e $W_R \Delta t_3$:

Da segunda e terceira etapas $t = t_2$ e $t = t_3$ tem-se

$$i_{LR}(\Delta t_2) = i_{LR}(\Delta t_3) = 0 \quad (1.57).$$

Substituindo na equação (1.16):

$$0 = \frac{E \Delta t_2}{L_R} - \frac{E \Delta t_2}{L_R \left(1 + \frac{L_R}{L_M}\right)} + \frac{1}{L_R} \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{L_R C_R} + \frac{1}{L_M C_R}}} \frac{E}{1 + \frac{L_R}{L_M}}$$

$$\text{sen} \sqrt{\frac{1}{L_R C_R} + \frac{1}{L_M C_R}} \Delta t_2 + \bar{I} + I_{LMO} \quad (1.58)$$

Substituindo (1.49), (1.50), (1.51) e (1.53) em (1.58):

$$\frac{E}{L_R + L_M} \Delta t_2 = -\bar{I} \left[\frac{E}{L_M \psi^2} \frac{1}{\psi^2 - 1} \frac{1}{W_R \psi \bar{I}} \text{sen } W_R \psi \Delta t_2 + 1 + \frac{I_{LMO}}{\bar{I}} \right]$$

$$\frac{E W_R \Delta t_2}{L_M \psi^2 W_R \bar{I}} = - \left[\frac{E}{L_M \psi^2 (\psi^2 - 1) W_R \psi \bar{I}} \right] \text{sen } W_R \psi \Delta t_2 + 1 + \frac{I_{LMO}}{\bar{I}} \quad (1.59)$$

$$\frac{E}{L_M \psi^2 \bar{I} W_R} = \frac{E (\psi^2 - 1)}{L_M \psi^2 \bar{I} \sqrt{\frac{1}{L_R C_R}}} = \frac{\psi^2 - 1}{\psi^2 \alpha} \quad (1.60)$$

Substituindo (1.60) em (1.59):

$$W_R \Delta t_2 = \frac{-\psi^2 \alpha}{(\psi^2 - 1)} \left[\frac{1}{\psi^3 \alpha} \text{sen } \psi W_R \Delta t_2 + 1 + \frac{I_{LMO}}{\bar{I}} \right] \quad (1.61)$$

A mesma expressão pode ser utilizada para determinar Δt_3 :

$$\Delta t_3 = t_3 - t_1 \quad (1.61)$$

$$W_R \Delta t_3 = \frac{-\psi^2 \alpha}{(\psi^2 - 1)} \left[\frac{1}{\psi^3 \alpha} \text{sen } \psi W_R \Delta t_3 + 1 + \frac{I_{LMO}}{\bar{I}} \right] \quad (1.62)$$

Cálculo de $W_R \Delta t_4$ e $\frac{I_{LMO}}{\bar{I}}$:

Da quarta etapa, temos para $t = t_4$ tem-se:

$$\Delta t_4 = t_4 - t_3 \quad (1.63)$$

$$I_{LMO}(\Delta t_4) = -I_{LMO} \quad (1.64)$$

$$V_c(\Delta t_4) = 0 \quad (1.65)$$

Aplicando (1.29), (1.30), (1.47), (1.50), (1.51) e (1.65) em (1.31):

$$0 = \left[1 - \cos W\beta \Delta t_3 \cos W\alpha \Delta t_4 + \frac{W\beta}{W\alpha} \text{sen } W\beta \Delta t_3 \text{sen } W\beta \Delta t_4 \right]$$

$$0 = \left[1 - \cos W\beta \Delta t_3 + \frac{W\beta}{W\alpha} \text{sen } W\beta \Delta t_3 \text{tg } W\alpha \Delta t_4 \right]$$

$$W \alpha \Delta t_4 = \frac{1}{\sqrt{\psi^2 - 1}} \operatorname{tg}^{-1} \frac{-(+1 - \cos W_R \psi \Delta t_3)}{\frac{\psi}{\sqrt{\psi^2 - 1}} \operatorname{sen} \psi W_R \Delta t_3} \quad (1.66)$$

Definindo:

$$W = \operatorname{tg}^{-1} \frac{-(+1 - \cos W_R \psi \Delta t_3)}{\frac{\psi}{\sqrt{\psi^2 - 1}} \operatorname{sen} \psi W_R \Delta t_3} \quad (1.67)$$

Aplicando (1.67) em (1.66):

$$W_R \Delta t_4 = \frac{W}{\sqrt{\psi^2 - 1}} \quad (1.68)$$

Aplicando (1.29), (1.30), (1.47), (1.48), (1.50), (1.51), (1.64) e (1.68) em (1.34):

$$-\frac{I_{LMO}}{\bar{I}} = \frac{E}{\bar{I}_{LM} \psi^2} \frac{1}{W_R} \left[1 - \cos W_R \Delta t_3 \psi \operatorname{sen} W - \frac{\psi}{\psi^2 - 1} \operatorname{sen} W_R \psi \Delta t_3 \cos W - \frac{L_M \psi W_R \bar{I}}{E} \right] \quad (1.69)$$

Aplicando (1.60) em (1.69):

$$-\frac{I_{LMO}}{\bar{I}} = \frac{-1}{\psi^2 \alpha} \left[\sqrt{\psi^2 - 1} (1 - \cos \psi W_R \Delta t_3) \operatorname{sen} W - \right. \\ \left. - \psi \operatorname{sen} \psi W_R \Delta t_3 \cos W - \psi^2 \alpha \right] \quad (1.70)$$

Cálculo $W_R \Delta t_s$.

Da quinta etapa:

$$W_R \Delta t_s = \frac{\Pi}{\sqrt{\psi^2 - 1}} \quad (1.71)$$

Determinação do tempo em que o mosfet permanece reversamente polarizado (tq):

$$W_R t_q = W_R \Delta t_3 - W_R \Delta t_2 \quad (1.72)$$

Considerando $\Delta t_6 = t_6 - t_5$ igual a zero, determina-se o tempo mínimo para que haja um novo disparo:

$$W_R T = W_R \Delta t_1 + W_R \Delta t_3 + W_R \Delta t_4 + W_R \Delta t_5 \quad (1.73)$$

com as equações (1.56), (1.61), (1.62), (1.68), (1.71) e (1.73) os instantes

principais do funcionamento da estrutura são determinados. No equacionamento que será desenvolvido a seguir todas as grandezas serão apresentadas como função destes instantes e quando necessário em função também de $I_{LMO} \cdot \bar{I}$ que é determinada na equação (1.70).

Determinação de $\frac{I_{LRMED}}{\bar{I}} \frac{f_R}{f}$, onde:

f_R = frequência de ressonância,

f = frequência de chaveamento.

$$I_{LRMED} = \frac{1}{T} \int_0^t i_{LR}(t) dt$$

$$I_{LRMED} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\Delta t_1} i_{LR}(t) dt + \int_0^{\Delta t_3} i_{LR}(t) dt \right] \quad (1.74)$$

Aplicando (1.5) e (1.16) em (1.74):

$$I_{LRMED} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\Delta t_1} \frac{Et}{L_R} dt + \int_0^{\Delta t_3} \left[\frac{Et}{L_M + L_R} + \frac{E}{L_M + L_R} \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{L_R C_R} + \frac{1}{L_M C_R}}} \right. \right. \\ \left. \left. \sin \sqrt{\frac{1}{L_R C_R} + \frac{1}{L_M C_R}} t + \bar{I} + I_{LMO} \right] dt \right]$$

$$I_{LRMED} = \frac{1}{T} \left[\frac{E\Delta t_1^2}{2L_R} + \frac{E\Delta t_3^2}{2(L_M+L_R)} - \frac{E}{L_R+L_M} \frac{L_M}{L_R} \frac{1}{\frac{1}{L_R C_R} + \frac{1}{L_M C_R}} \right. \\ \left. \left[\cos \sqrt{\frac{1}{L_R C_R} + \frac{1}{L_M C_R}} \Delta t_3 - 1 \right] + (\bar{I} + \bar{I}_{LMO}) \Delta t_3 \right] \quad (1.75)$$

Aplicando (1.47), (1.48), (1.49), (1.50), (1.51) e (1.60) em (1.75):

$$I_{LRMED} = \frac{1}{W_R \bar{I} T} \left[\frac{\bar{I}}{2\alpha} (W_R \Delta t_1^2) + \bar{I} \frac{(\psi^2 - 1)(W_R \Delta t_3)^2}{2\alpha \psi^2} - \right. \\ \left. - \frac{1}{\alpha \psi^4} (\cos \psi W_R \Delta t_3 - 1) + (1 + \bar{I}_{LMO}) \bar{I} W_R \Delta t_3 \right]$$

$$\frac{I_{LRMED}}{\bar{I}} \cdot \frac{f_R}{f} = \frac{1}{2\Pi} \left[\frac{(W_R \Delta t_1)^2}{2\alpha} + \frac{(\psi^2 - 1)(W_R \Delta t_3)^2}{2\alpha \psi^2} - \frac{1}{\alpha \psi^4} (\cos \psi W_R \Delta t_3 - 1) \right. \\ \left. + \left[1 + \frac{\bar{I}_{LMO}}{\bar{I}} \right] W_R \Delta t_3 \right] \quad (1.76)$$

Determinação de $\frac{I_{O_{MAX}}}{\bar{I}}$:

De (1.16):

$$i_{LR}(t) = \frac{Et}{L_M + L_R} + \frac{E}{L_M + L_R} \frac{L_M}{L_R} \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{L_R C_R} + \frac{1}{L_M C_R}}} \operatorname{sen} \sqrt{\frac{1}{L_R C_R} + \frac{1}{L_M C_R}} t +$$

$$+ \bar{I} + \bar{I}_{LMO}$$

$$\frac{d i_{LR}(t)}{dt} = \frac{E}{L_M + L_R} + \frac{E}{L_M + L_R} \frac{L_M}{L_R} \cos \sqrt{\frac{1}{L_R C_R} + \frac{1}{L_M C_R}} t_{\max} = 0 \quad (1.77)$$

Aplicando (1.51) em (1.77):

$$-1 = \frac{L_M}{L_R} \cos \omega \beta t_{\max}$$

$$\omega \beta t_{\max} = \cos^{-1} - \frac{L_R}{L_M}$$

$$\omega_R t_{\max} = \frac{1}{\psi} \cos^{-1} - (\psi^2 - 1) \quad (1.78)$$

Substituindo (1.78) em (1.16):

$$I_{Q_{\max}} = \frac{E t_{\max}}{L_M + L_R} + \frac{E}{L_M + L_R} \frac{L_M}{L_R} \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{L_R C_R} + \frac{1}{L_M C_R}}} \operatorname{sen} \sqrt{\frac{1}{L_R C_R} + \frac{1}{L_M C_R}} t_{\max}$$

$$+ \bar{I} + \bar{I}_{LMO} \quad (1.79)$$

Aplicando (1.47), (1.48), (1.49), (1.50), (1.51) e (1.60) e (1.78) em (1.79):

$$\frac{I_{Q_{\max}}}{\bar{I}} = \frac{(\psi^2 - 1)}{\psi^2 \alpha} \cos^{-1} -(\psi^2 - 1) + \frac{1}{\psi^3 \alpha} \operatorname{sen} \cos^{-1} -(\psi^2 - 1) + 1 + \frac{I_{LMO}}{\bar{I}} \quad (1.80)$$

Cálculo de $\frac{V_{Q_{\max}}}{E}$:

Na quinta etapa:

$$V_{Q_{\max}} = E + V_{CRMAX} \quad (1.81)$$

Da equação (.142):

$$V_{CRMAX} = I_{LMO} \sqrt{\frac{L_R}{C_R}}$$

Logo:

$$V_{Q_{\max}} = E + I_{LMO} \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \quad (1.82)$$

Aplicando (1.47) e (1.48) em (1.82):

$$\frac{V_{Q_{\max}}}{E} = 1 + \frac{\alpha}{\sqrt{\psi^2 - 1}} \frac{I_{LMO}}{\bar{I}} \quad (1.83)$$

Cálculo $\frac{I_{Q_{cf}}}{\bar{I}} \sqrt{\frac{f_R}{f}}$:

$$I_{Q_{cf}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{LR}(t)^2 dt}$$

$$I_{Q_{cf}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{\Delta t_1} i_{LM}(t) + \int_0^{\Delta t_2} i_{LR}(t) dt \right]} \quad (1.84)$$

Aplicando (1.5) e (1.16) em (1.84):

$$I_{Q_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{t_1} \left(\frac{Et^2}{L_R} \right) dt \cdot \int_0^{\Delta t_2} + \frac{L_M}{L_R} \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{L_M C_R} + \frac{1}{L_M C_R}}} \right.}$$

$$\left. \left. \text{sen} \sqrt{\frac{1}{L_R C_R} + \frac{1}{L_M C_R} + \bar{I} + \bar{I}_{LMO}} \right]^2 dt \right]} \quad (1.85)$$

Aplicando (1.47), (1.48), (1.49), (1.50), (1.51) e (1.6) em (1.85):

$$\begin{aligned}
\frac{I_{Q\text{ ef}}}{\bar{I}} \sqrt{\frac{f_R}{f}} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\frac{(W_R \Delta t_1)^3}{3\alpha^2} + \frac{(W_R \Delta t_2)^3 (\psi^2 - 1)^2}{3\psi^4 \alpha^2} + \frac{1}{\psi^6 \alpha^2} \right]} \\
&\frac{\left(\frac{W_R \Delta t_2}{2} - \frac{\text{sen } 2\psi W_R \Delta t_2}{4\psi} \right) + \left(1 + \frac{I_{LMO}}{\bar{I}} \right)^2 \cdot W_R \Delta t_2}{\frac{-2(\psi^2 - 1)}{\psi^5 \alpha^2} \left[\frac{\text{sen } \psi W_R \Delta t_2}{\psi^2} - \frac{W_R \Delta t_2 \cos \psi W_R \Delta t_2}{\psi} \right] +} \\
&\frac{+ \frac{(\psi^2 - 1)}{\psi^2 \alpha} \left(1 + \frac{I_{LMO}}{\bar{I}} \right) (W_R \Delta t_2)^2 - \frac{2}{\psi^4 \alpha}}{\cdot (\cos \psi W_R \Delta t_2 - 1) \cdot \left(1 + \frac{I_{LMO}}{\bar{I}} \right)} \quad (1.86)
\end{aligned}$$

Cálculo de $\frac{I_{Q_{MED}}}{\bar{I}} \frac{f_R}{f}$:

A equação para o cálculo de $\frac{I_{Q_{MED}}}{\bar{I}} \frac{f_R}{f}$ é a mesma de $\frac{I_{LRMED}}{\bar{I}} \frac{f_R}{f}$,
trocando-se apenas Δt_3 por Δt_2 .

De (1.76):

$$\frac{I_{Q_{MED}}}{\bar{I}} \frac{f_R}{f} = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{(W_R \Delta t_1)^2}{2\alpha} + \frac{(\psi^2 - 1) (W_R \Delta t_2)^2}{2\alpha \psi^2} - \frac{1}{\alpha \psi^4} (\cos \psi W_R \Delta t_2 - 1) \right. \\ \left. + \left[1 + \frac{I_{LMO}}{\bar{I}} \right] W_R \Delta t_2 \right] \quad (1.87)$$

Cálculo de $\frac{I_{DIMED}}{\bar{I}} \frac{f_R}{f}$:

$$\frac{I_{DIMED}}{\bar{I}} \frac{f_R}{f} = \frac{I_{T_{MED}}}{\bar{I}} \frac{f_R}{f} - \frac{I_{LR_{MED}}}{\bar{I}} \frac{f_R}{f} \quad (1.88)$$

Aplicando (1.76) e (1.87) em (1.88):

$$\frac{I_{DIMED}}{\bar{I}} \frac{f_R}{f} = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{(\psi^2 - 1) W_R^2 (\Delta t_2^2 - \Delta t_3^2)}{2\alpha \psi^2} - \frac{1}{\alpha \psi^4} \right. \\ \left. (\cos \psi W_R \Delta t_2 - \cos \psi W_R \Delta t_3) + \left[1 + \frac{I_{LMO}}{\bar{I}} \right] W_R (\Delta t_2 - \Delta t_3) \right] \quad (1.89)$$

Cálculo de $\frac{I_{D1ef}}{\bar{I}} \sqrt{\frac{f_R}{f}}$:

$$\frac{I_{D1ef}}{\bar{I}} \sqrt{\frac{f_R}{f}} = \sqrt{\left[\frac{I_{LR\ ef}}{\bar{I}} \sqrt{\frac{f_R}{f}} \right]^2 - \left[\frac{I_{Q\ ef}}{\bar{I}} \sqrt{\frac{f_R}{f}} \right]^2} \quad (1.90)$$

Para se calcular $\frac{I_{LR\ ef}}{\bar{I}} \sqrt{\frac{f_R}{f}}$ substitui-se na equação (1.85) Δt_2 por Δt_3 . Assim, com esta consideração, substituindo (1.85) em (1.90):

$$\frac{I_{D1ef}}{\bar{I}} \sqrt{\frac{f_R}{f}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\frac{\psi^2 - 1)^2 W_R^2 (\Delta t_3 - \Delta t_2)^2}{3 \psi^4 \alpha} + \frac{1}{\psi^6 \alpha^2} \right]}$$

$$\cdot \left[\frac{W_R (\Delta t_3 - \Delta t_2)}{2} - \frac{\text{sen } 2\psi W_R \Delta t_3 + \text{sen } 2\psi W_R \Delta t_2}{4 \psi} + \right.$$

$$\left. + \left[1 + \frac{I_{LMO}}{\bar{I}} \right]^2 \cdot W_R (\Delta t_3 - \Delta t_2) - \frac{2(\psi^2 - 1)}{\psi^5 \alpha^2} \cdot \left[\frac{\text{sen } \psi W_R \Delta t_3 - \text{sen } \psi W_R \Delta t_2}{\psi^2} - \right.$$

$$\left. \frac{W_R \Delta t_3 \cos \psi W_R \Delta t_3 + W_R \Delta t_2 \cos \psi W_R \Delta t_2}{\psi} + \frac{(\psi^2 - 1)}{\psi^2 \alpha} \left[1 + \frac{I_{LMO}}{\bar{I}} \right] W_R^2 (\Delta t_3^2 - \Delta t_2^2) \right]$$

$$- \frac{2}{\psi^4 \alpha} (\cos \psi W_R \Delta t_3 - \cos \psi W_R \Delta t_2) \left(1 + \frac{I_{LMO}}{\bar{I}} \right) \quad (1.91)$$

Cálculo de $\frac{I_{D2MED}}{\bar{I}} \frac{f_R}{f}$:

$$I_{D2MED} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{D2}(t) dt$$

$$\bar{I}_{D2MED} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\Delta t_1} \left(\bar{I} + I_{LMO} - \frac{Et}{L_R} \right) dt + \int_0^{\Delta t_5} \bar{I} dt \right]$$

$$\bar{I}_{D2MED} = \frac{1}{W_R T} \left[(\bar{I} + I_{LMO}) W_R \Delta t_1 - \frac{\bar{I} (W_R \Delta t_1)^2}{2\alpha} + \bar{I} W_R \Delta t_s \right]$$

$$\frac{I_{D2MED}}{\bar{I}} \frac{f_R}{f} = \frac{1}{2\pi} \left[\left(1 + \frac{I_{LMO}}{\bar{I}} \right) W_R \Delta t_1 - \frac{(W_R \Delta t_1)^2}{2\alpha} + W_R \Delta t_s \right] \quad (1.92)$$

Cálculo de $\frac{I_{D2ef}}{\bar{I}} \sqrt{\frac{f_R}{f}}$:

$$\bar{I}_{D2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{\Delta t_1} \left(\bar{I} + I_{LMO} - \frac{Et}{L_R} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_5} \bar{I}^2 dt \right]}$$

$$\bar{I}_{D2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{\Delta t_1} \left(\bar{I} + I_{LMO} \right)^2 - \frac{E^2}{L_R^2} t^2 - 2 \left(\bar{I} + I_{LMO} \right) \frac{Et}{L_R} dt + \int_0^{\Delta t_5} \bar{I}^2 dt \right]}$$

$$\bar{I}_{D2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\left(\bar{I} + I_{LMO} \right)^2 \Delta t_1 - \frac{E^2}{L_R^2} \Delta t_1^2 - \left(\bar{I} + I_{LMO} \right) \frac{E \Delta t_1}{L_R} + \bar{I}^2 \Delta t_5 \right]}$$

$$\frac{I_{D2ef}}{\bar{I}} \sqrt{\frac{f_R}{f}} = \sqrt{\frac{1}{2\Pi} \left[\left(1 + \frac{I_{LMO}}{\bar{I}} \right)^2 W_R \Delta t_1 + \frac{(W_R \Delta t_1)^3}{3 \alpha^2} - \left(1 + \frac{I_{LMO}}{\bar{I}} \right) \right]}$$

$$\left[\frac{(W_R \Delta t_1)^2}{2 \alpha} + W_R \Delta t_5 \right]$$

(1.93)

Cálculo de $\frac{I_{D3MED}}{\bar{I}} \frac{f_R}{f}$:

$$I_{D3MED} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{Et}{L_R} - I_{LMO} \right) dt + \int_0^{\Delta t_4} \bar{I} dt \right]$$

$$I_{D3MED} = \frac{1}{T} \left[\frac{E \Delta t_1^2}{2 L_R} - I_{LMO} \Delta t_1 + \bar{I} \Delta t_3 + \bar{I} \Delta t_4 \right]$$

$$\frac{I_{D3MED}}{\bar{I}} \frac{f_R}{f} = \frac{1}{2\Pi} \left[\frac{(W_R \Delta t_1)^2}{2\alpha} - \frac{I_{LMO}}{\bar{I}} W_R \Delta t_1 + W_R \Delta t_3 + W_R \Delta t_4 \right] \quad (1.94)$$

Cálculo de $\frac{I_{D3\text{ef}}}{\bar{I}} \sqrt{\frac{f_R}{f}}$:

$$I_{D3\text{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{Et}{L_R} - I_{LMO} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} \bar{I}^{-2} dt + \int_0^{\Delta t_4} \bar{I}^{-2} dt \right]}$$

$$I_{D3\text{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\frac{E^2 \Delta t_1^3}{3 L_R^2} - I_{LMO}^2 \Delta t_1 - \frac{E \Delta t_1^2}{L_R} \cdot I_{LMO} + \bar{I}^{-2} \Delta t_3 + \bar{I}^{-2} \Delta t_4 \right]}$$

$$\frac{I_{D2\text{ef}}}{\bar{I}} \sqrt{\frac{f_R}{f}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\frac{(W_R \Delta t_1)^3}{3 \alpha^2} + \left(\frac{I_{LMO}}{\bar{I}} \right)^2 W_R \Delta t_1 - \left(\frac{I_{LMO}}{\bar{I}} \right) \frac{(W_R \Delta t_1)^2}{\alpha} + W_R \Delta t_3 + W_R \Delta t_4 \right]}$$

(1.95)

Como pode se notar todas as equações para gerar os ábacos podem ser colocadas em função de duas variáveis $W_R \Delta t_2$ e $W_R \Delta t_3$, mas pelas equações (1.61) e (1.62) verifica-se que as mesmas são transcendentais por isso precisa-se de um método iterativo para se achar o zero das equações por esta razão utilizou-se de métodos computacionais para gerar os ábacos.

Assim foram gerados os seguintes ábacos em função de " ψ " e " α ".

$$\frac{W_R T}{\bar{I}} \quad \frac{I_{Qef}}{\bar{I}} \sqrt{\frac{f_R}{f}}$$

$$W_{Rtq} \quad \frac{I_{D1MED}}{\bar{I}} \frac{f_R}{f}$$

$$\frac{I_{LRMED}}{\bar{I}} \frac{f_R}{f} \quad \frac{I_{D1ef}}{\bar{I}} \sqrt{\frac{f_R}{f}}$$

$$\frac{I_{QMAX}}{\bar{I}} \quad \frac{I_{D2MED}}{\bar{I}} \frac{f_R}{f}$$

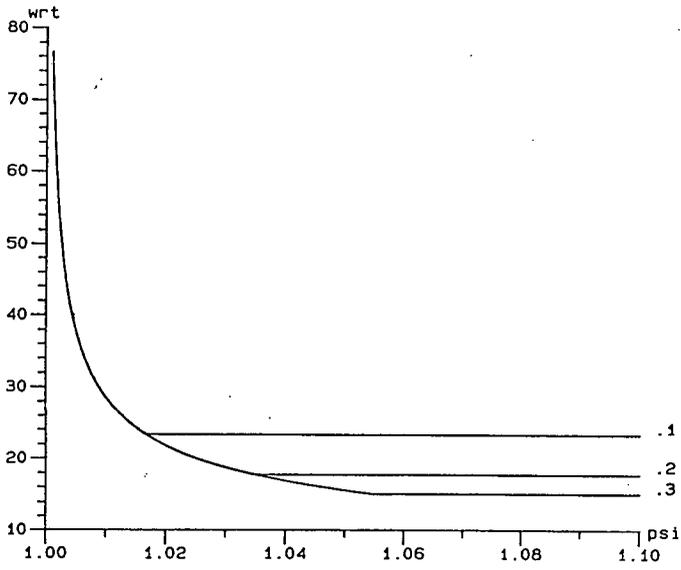
$$\frac{V_{QMAX}}{\bar{I}} \quad \frac{I_{D2ef}}{\bar{I}} \sqrt{\frac{f_R}{f}}$$

$$\frac{I_{QMED}}{\bar{I}} \frac{f_R}{f} \quad \frac{I_{D3ef}}{\bar{I}} \sqrt{\frac{f_R}{f}}$$

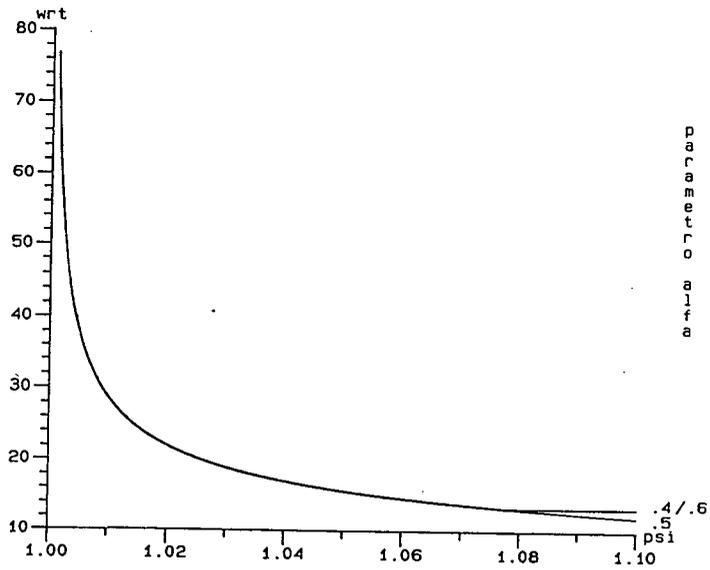
$$\frac{I_{D3MED}}{\bar{I}} \frac{f_R}{f}$$

Os ábacos gerados estão mostrados nas figuras (1.11) a (1.23).

parametro alfa



parametro alfa



parametro alfa

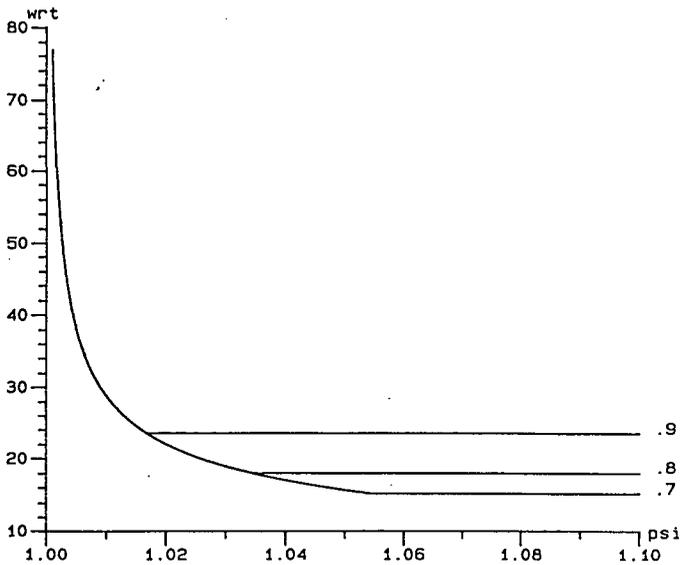


Fig. 1.11 - $W_T \times \psi$

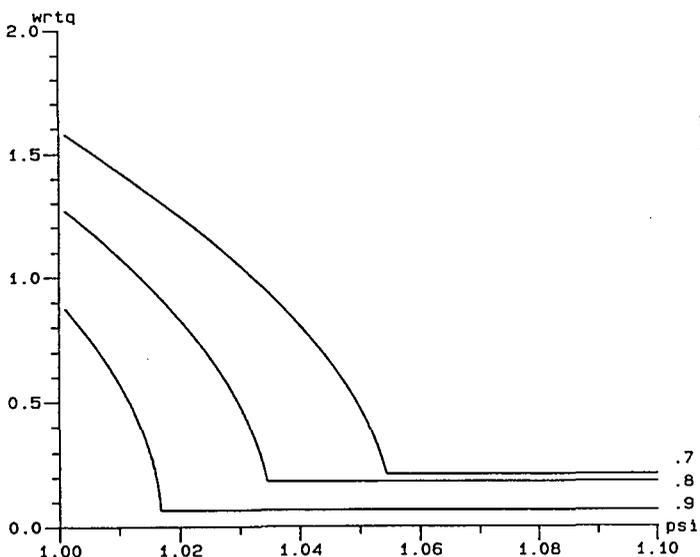
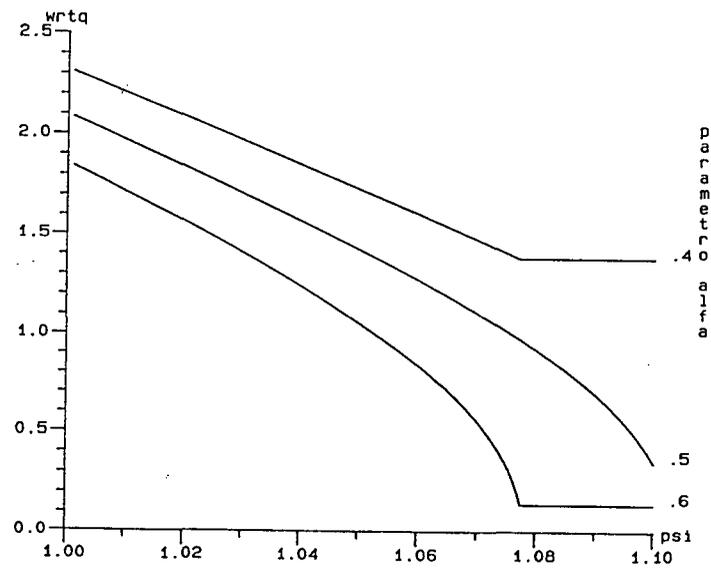
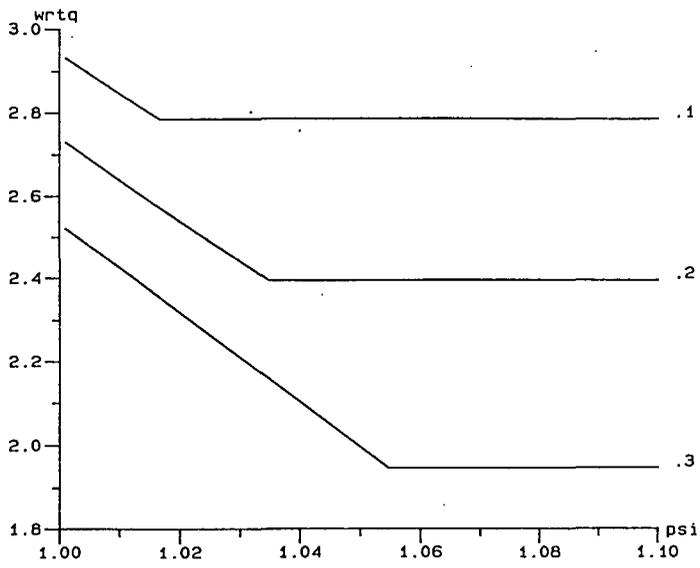


Fig. 1.12 - $W_{Rtq} \times \psi$

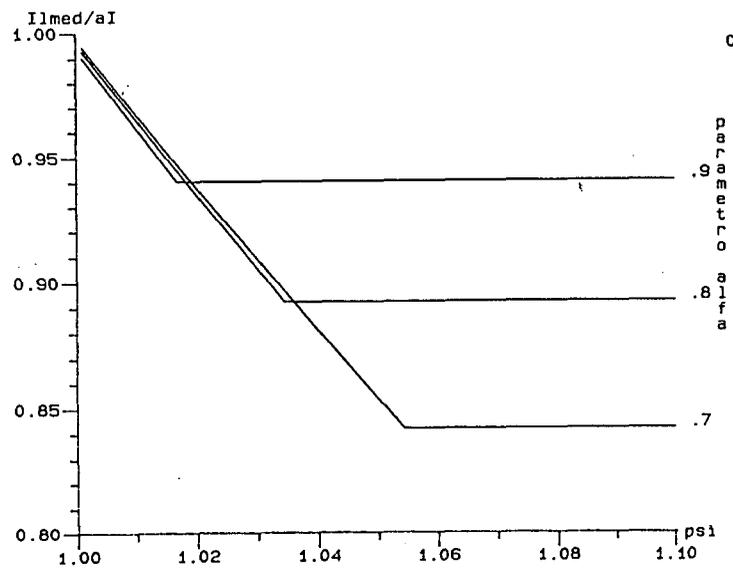
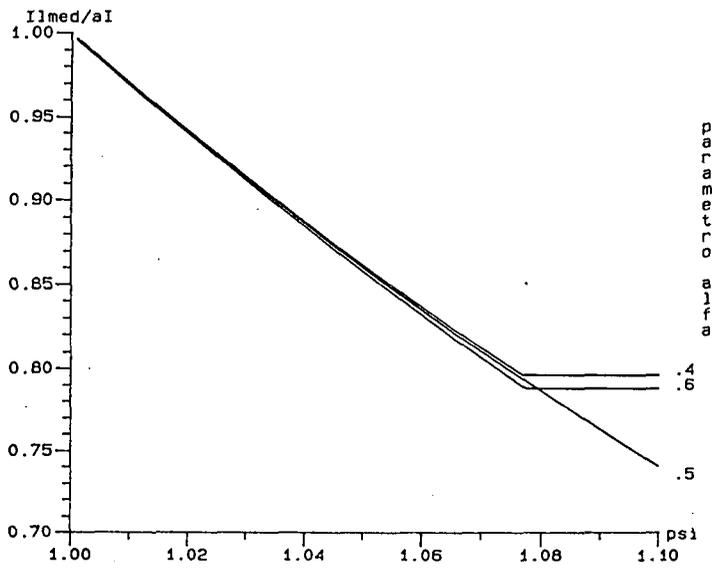
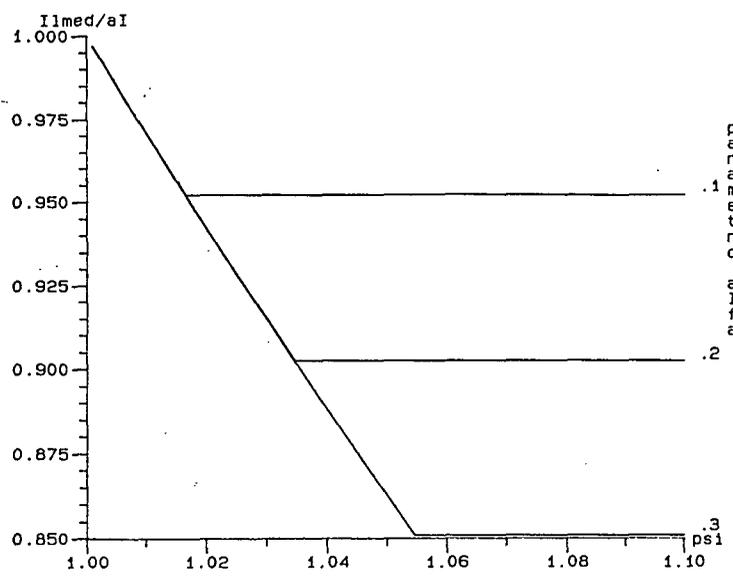


Fig. 1.13 - $I_{LRMED} \times \psi$

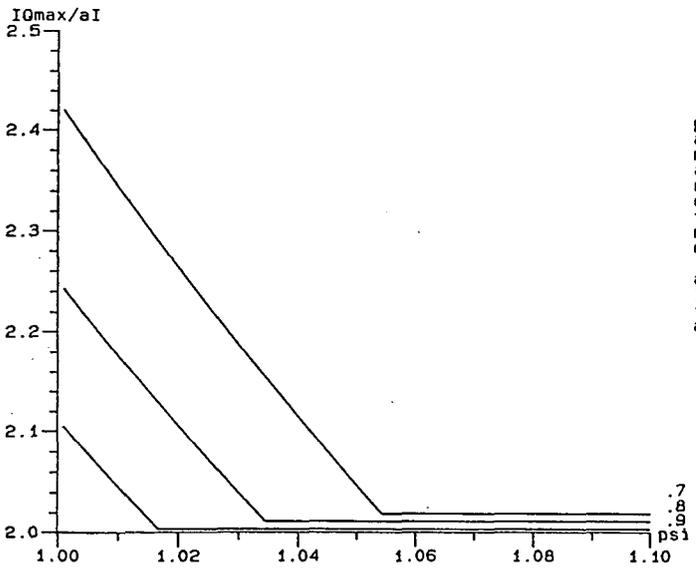
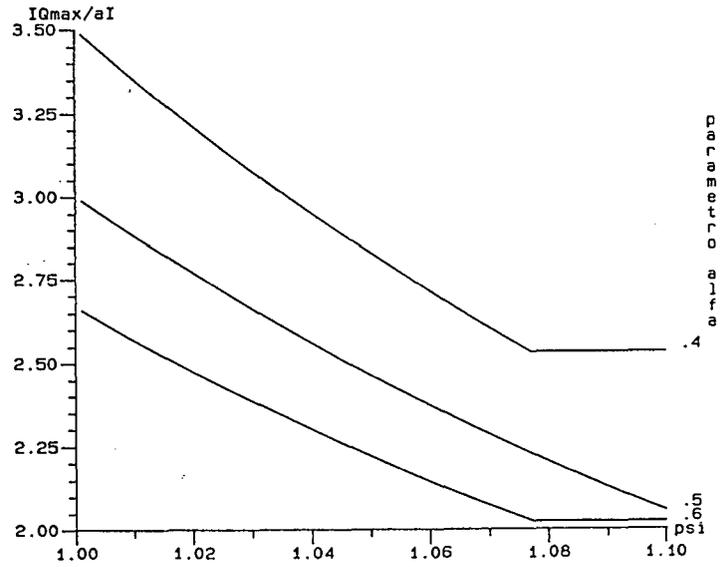
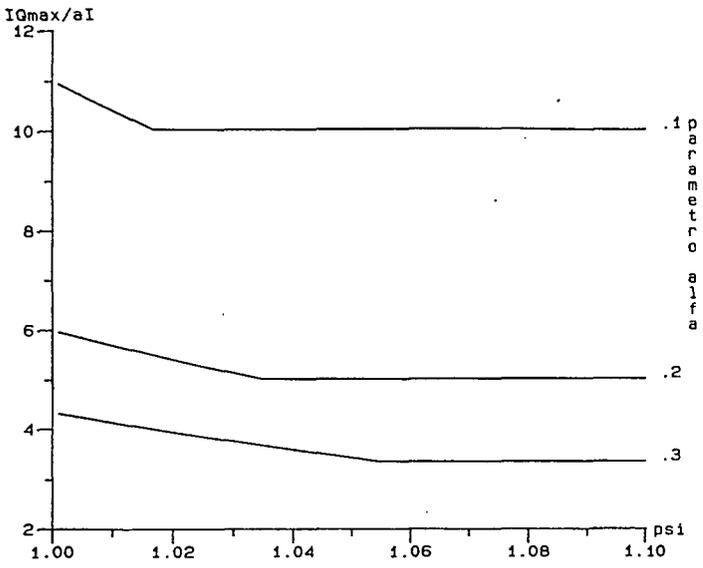


Fig. 1.14 - $\frac{I_{QMAX}}{\bar{I}} \times \psi$

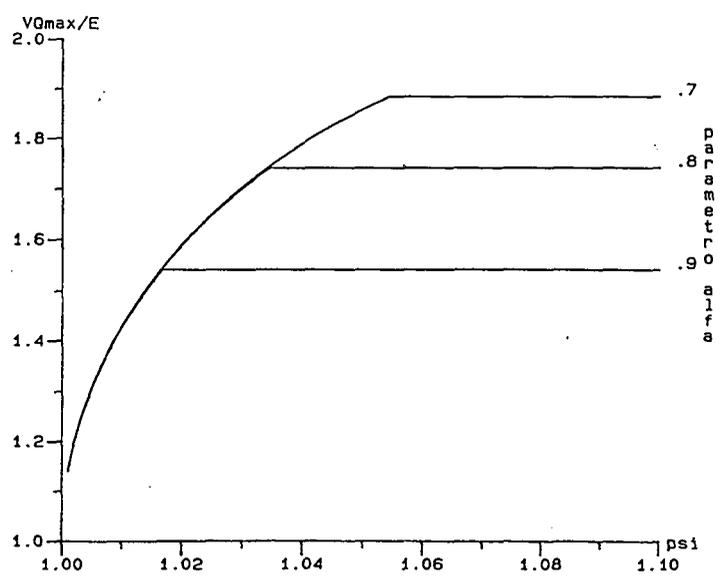
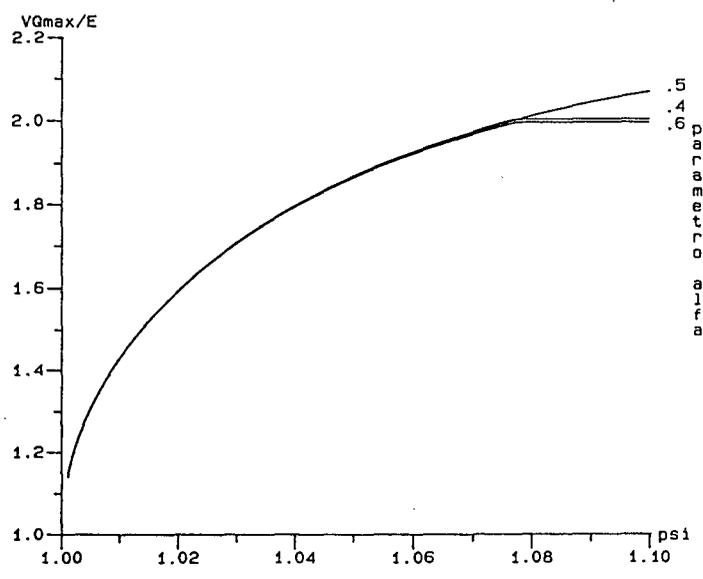
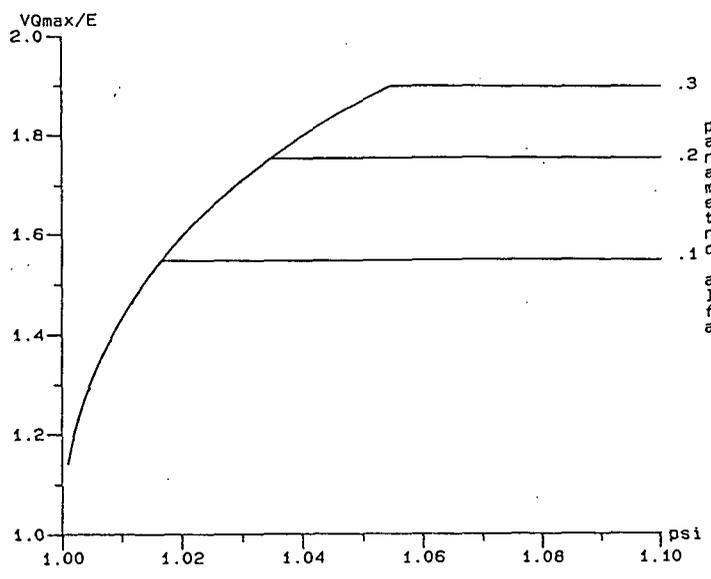


Fig. 1.15 - $\frac{V_{QMAX}}{E} \times \psi$

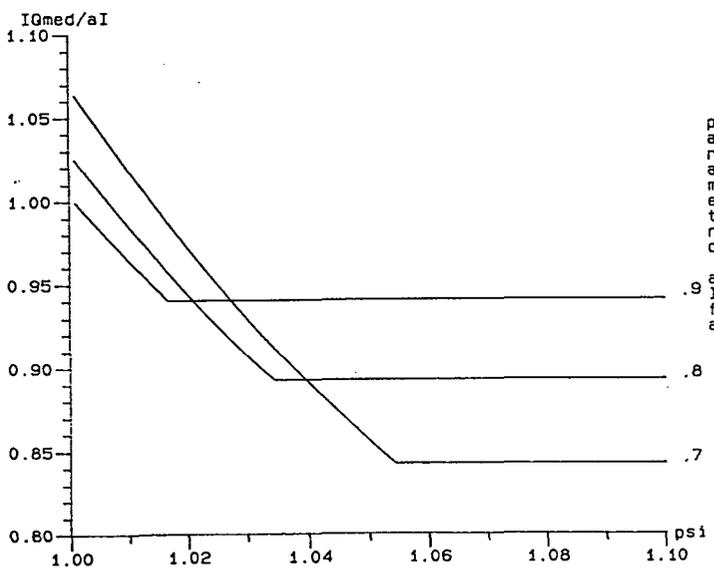
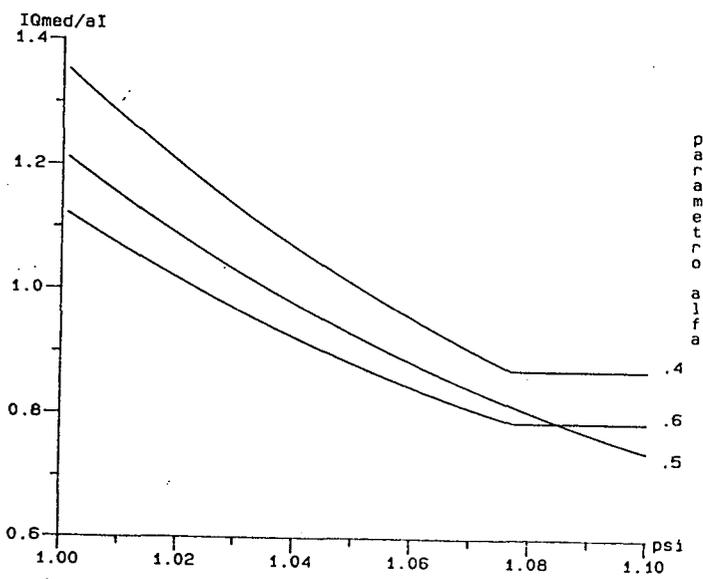
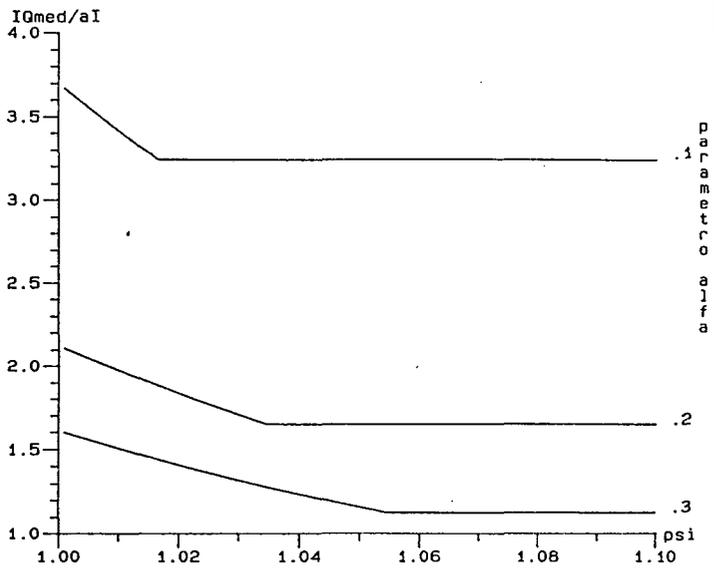


Fig. 1.16 - $\frac{I_{QMED}}{\bar{I}} \frac{f_R}{f} \times \psi$

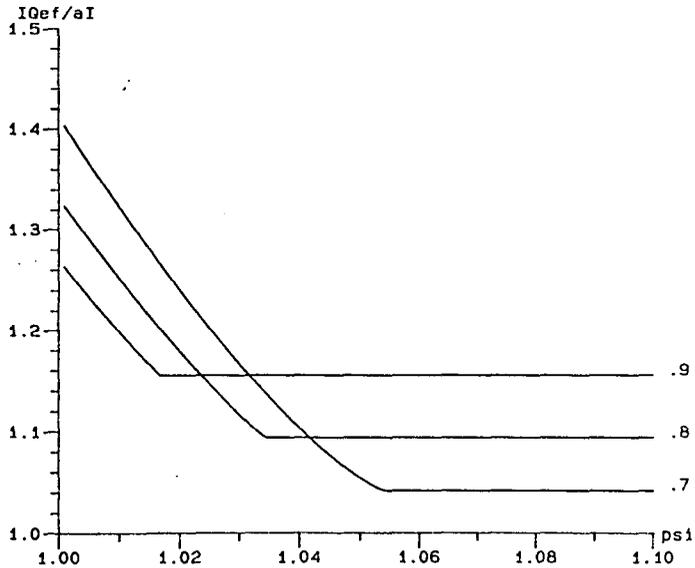
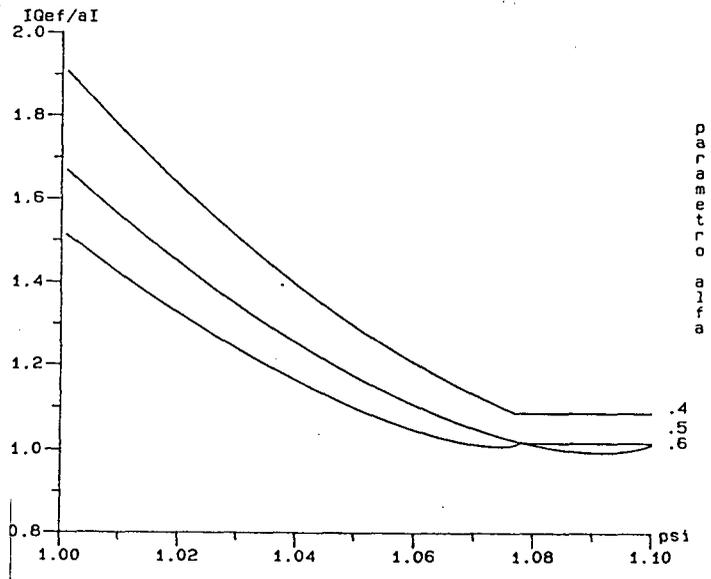
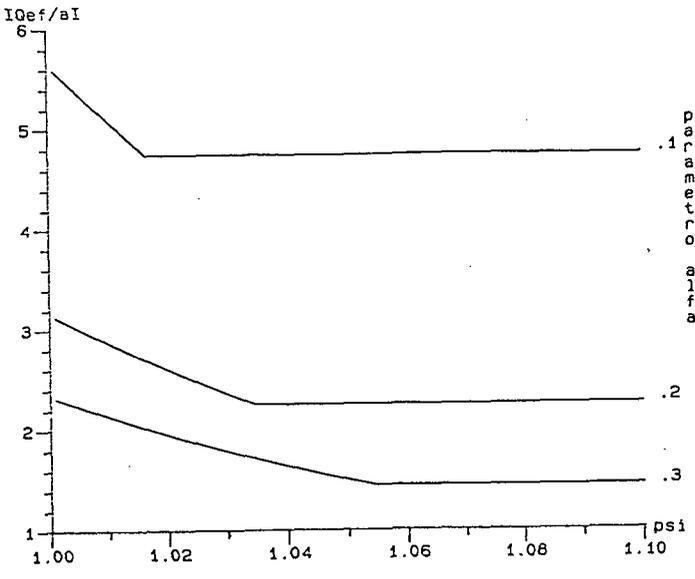


Fig. 1.17 - $\frac{I_{Qef}}{\bar{I}} \sqrt{\frac{f_R}{f}} \times \psi$

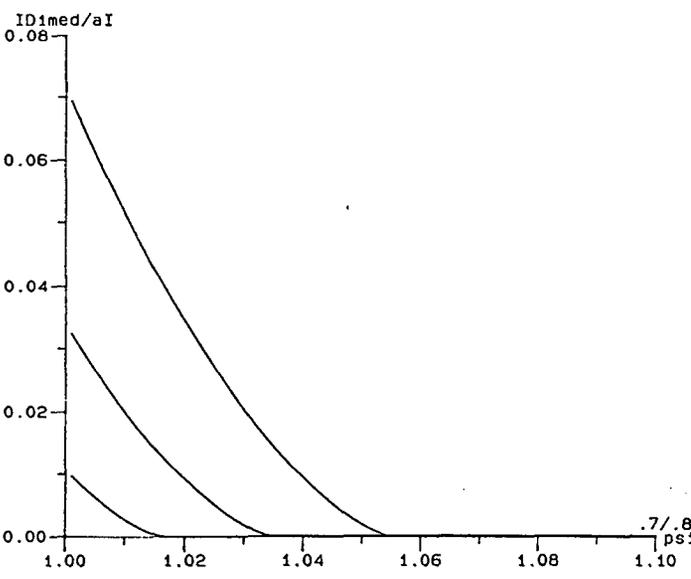
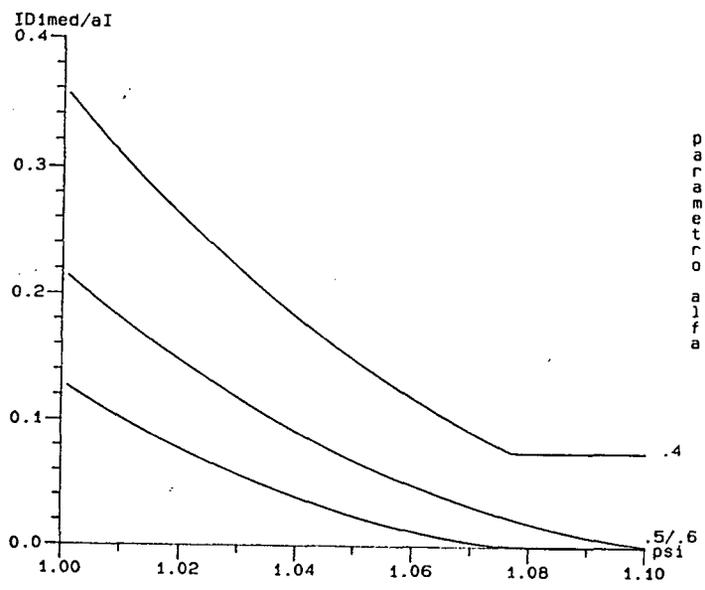
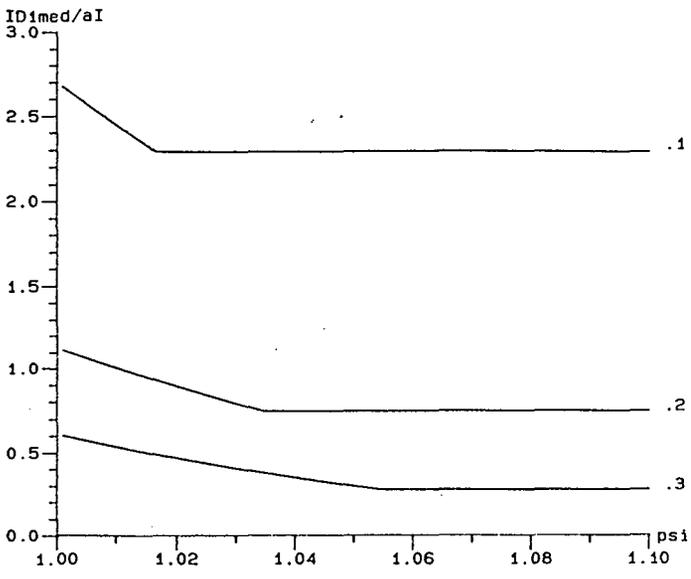


Fig. 1.18 - $\frac{I_{D1MED}}{\bar{I}} \frac{f_R}{f} \times \psi$

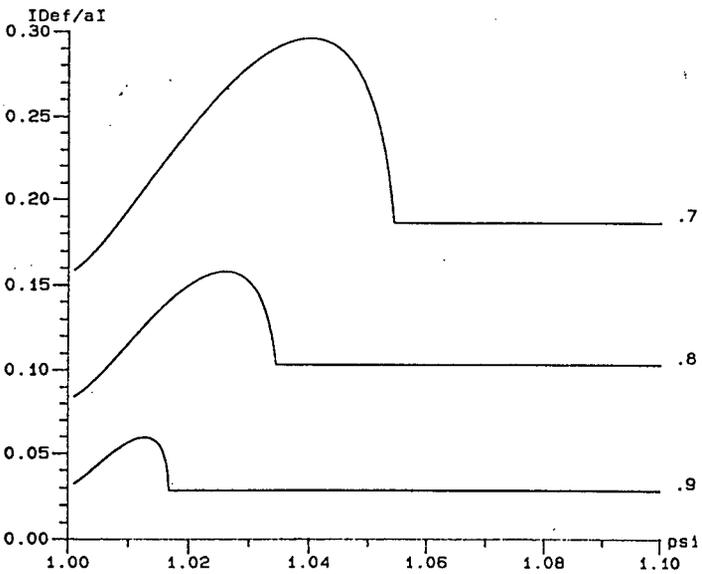
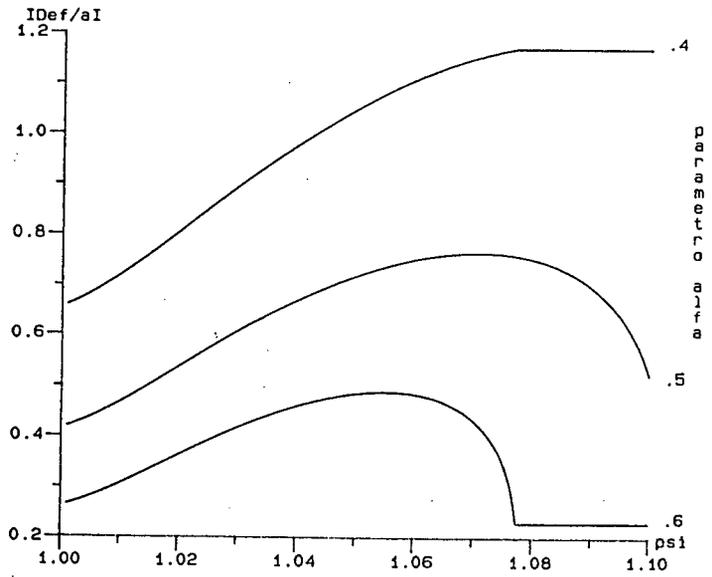
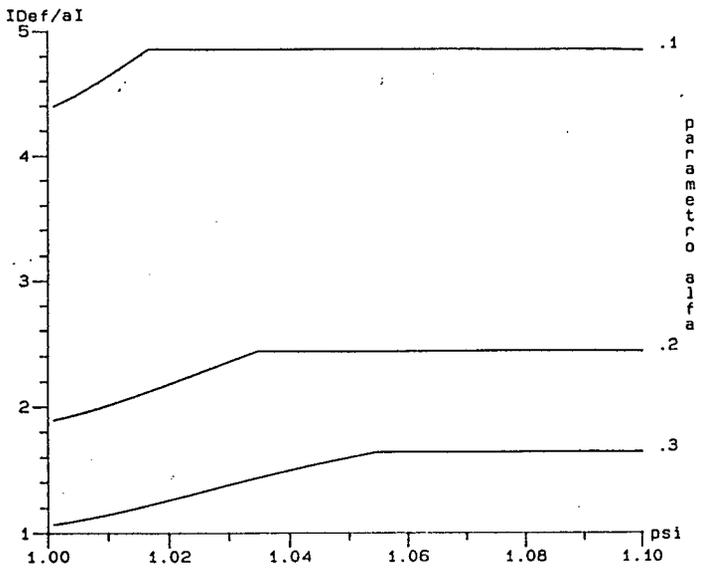
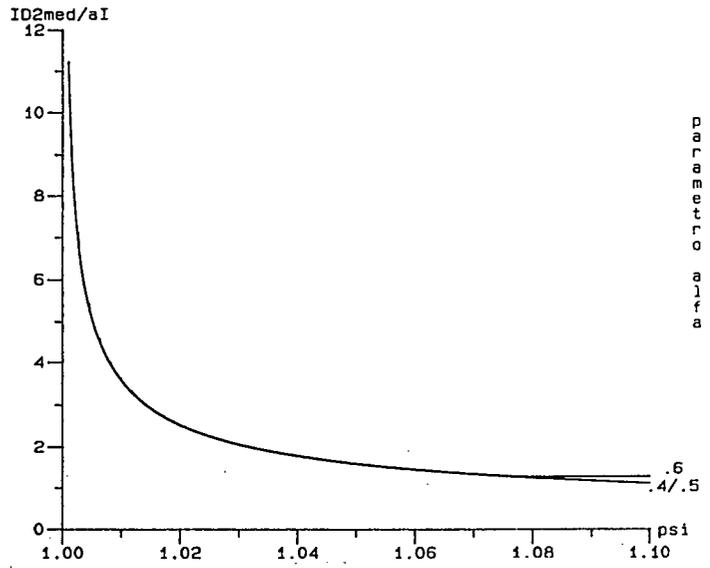
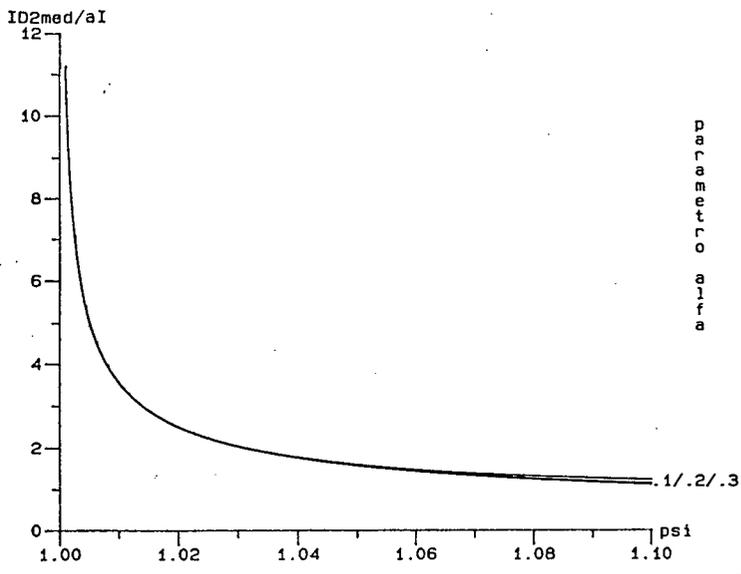
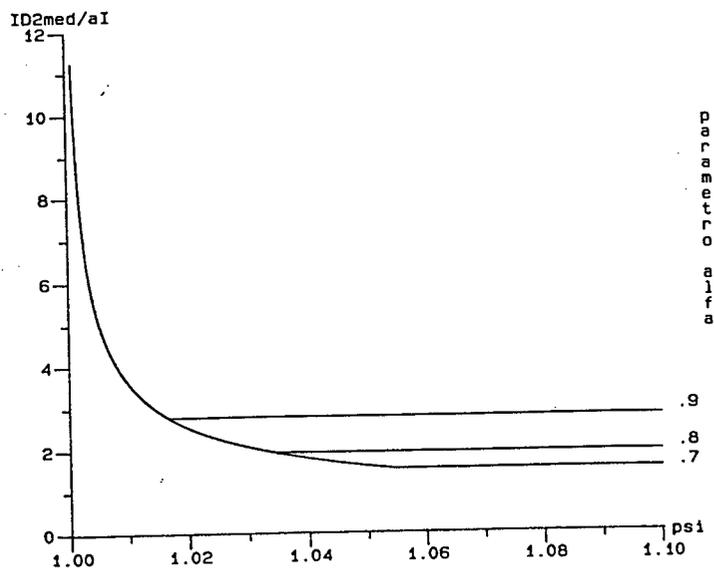


Fig. 1.19 - $\frac{I_{D1ef}}{\bar{I}} \sqrt{\frac{f_R}{f}} \times \psi$

parametro alfa

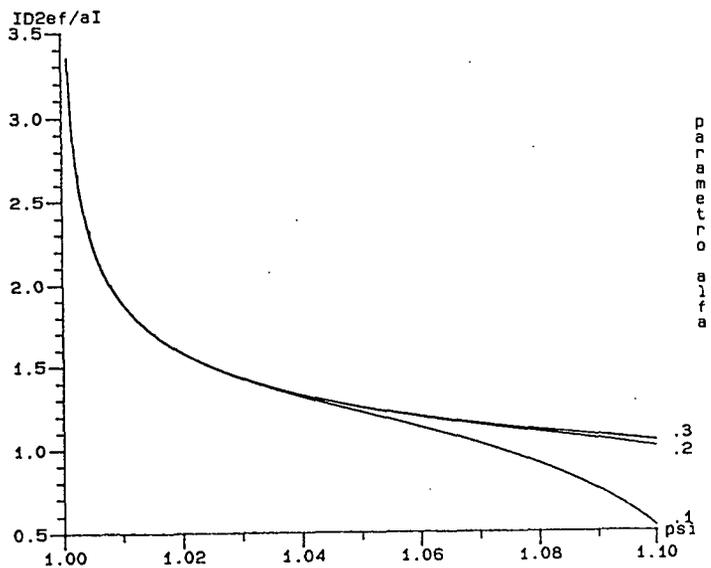


parametro alfa

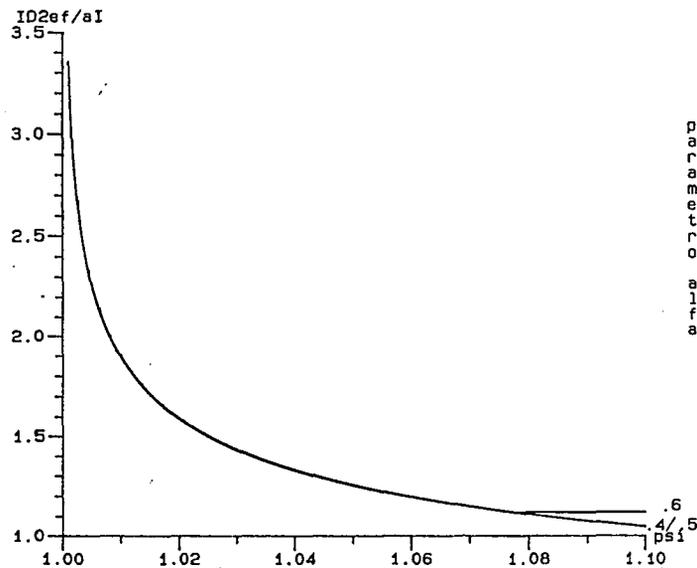


parametro alfa

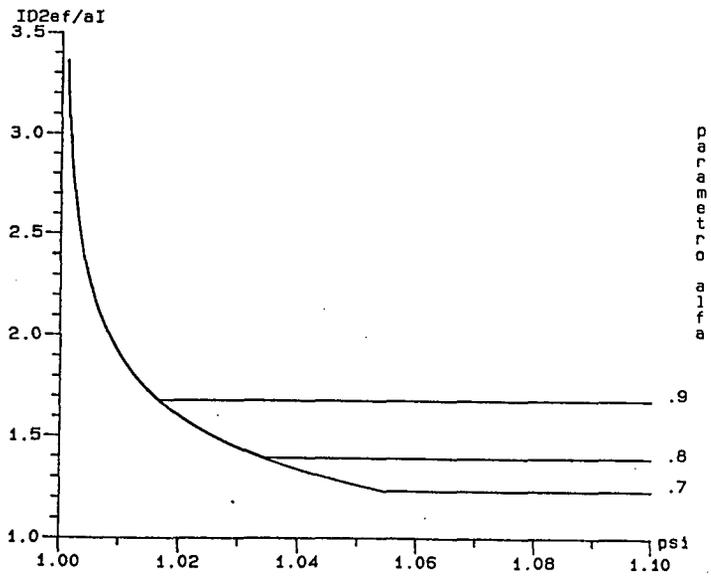
Fig. 1.20 - $\frac{I_{D2MED}}{\bar{I}} \frac{f_R}{f} \times \psi$



parameter alpha

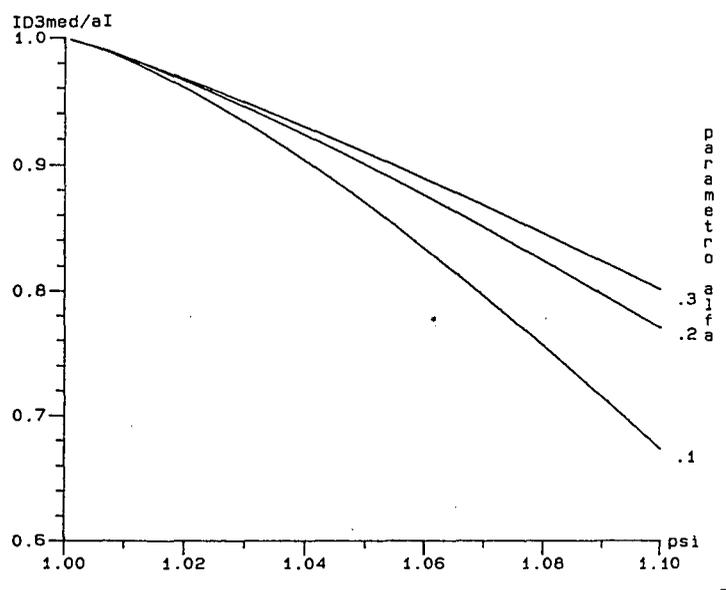


parameter alpha



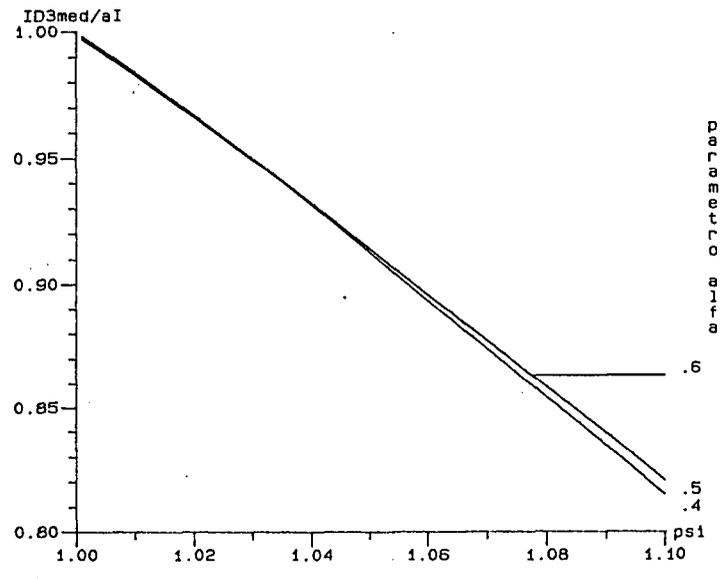
parameter alpha

Fig. 1.21 - $\frac{I_{D2ef}}{\bar{I}} \sqrt{\frac{f_R}{f}} \times \psi$



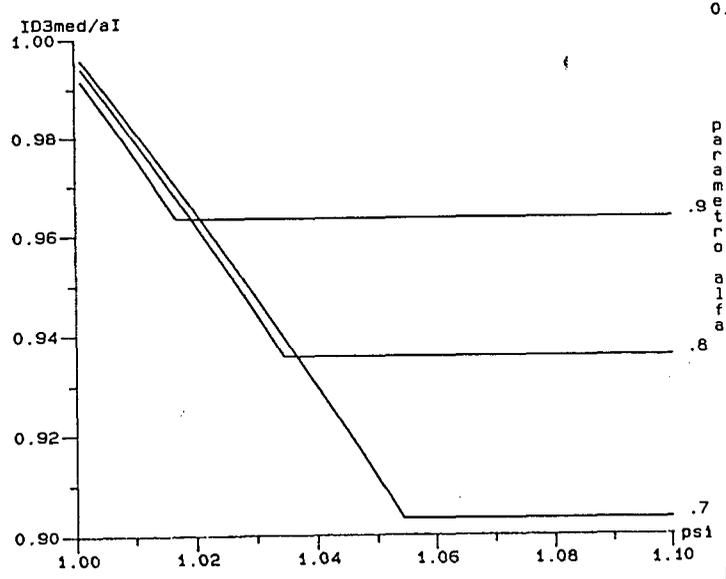
parameter
alpha

.3
.2
.1



parameter
alpha

.6
.5
.4



parameter
alpha

.9
.8
.7

Fig. 1.22 - $\frac{I_{D3MED}}{\bar{I}} \sqrt{\frac{f_R}{f}} \times \psi$

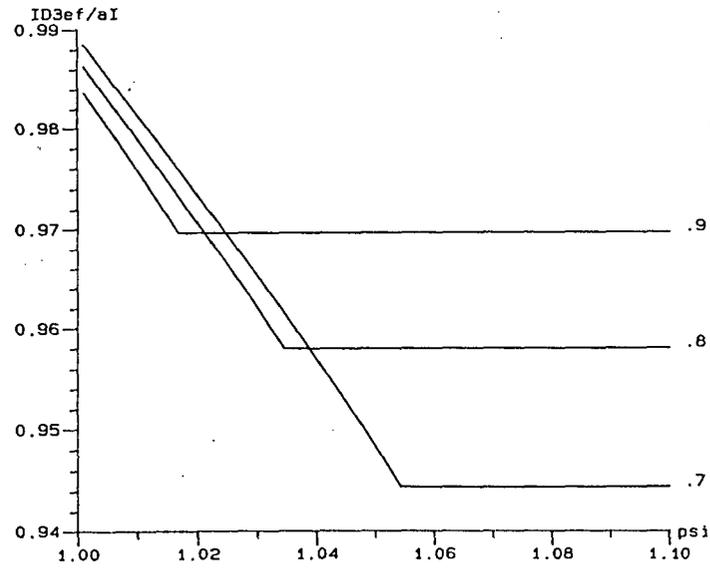
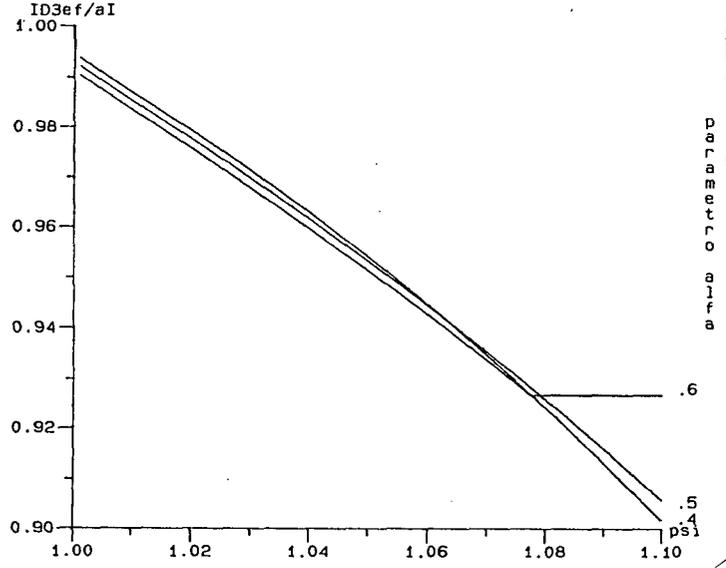
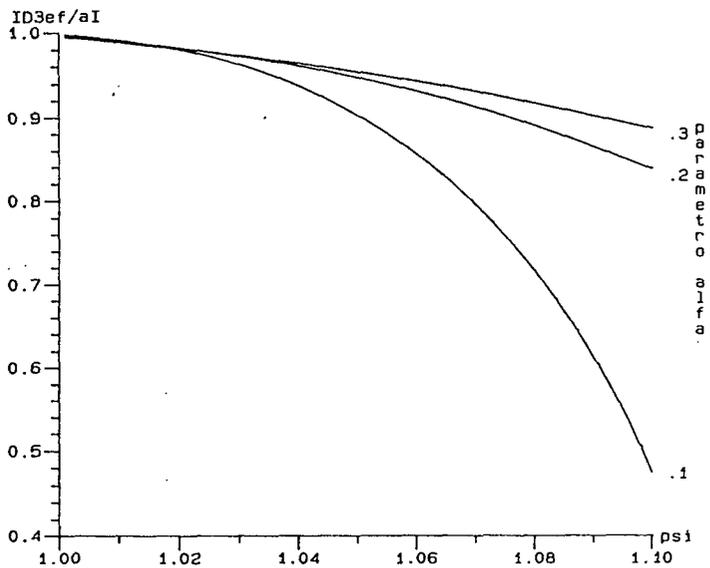


Fig. 1.23 - $\frac{I_{D3ef}}{\bar{I}} \sqrt{\frac{f_R}{f}} \times \psi$

1.5 - Região de Operação

Dos abacos gerados e a partir das análises qualitativa e quantitativa, consegue-se levantar uma região de operação da estrutura. Num abaco de ψ_{MAX} em função de α .

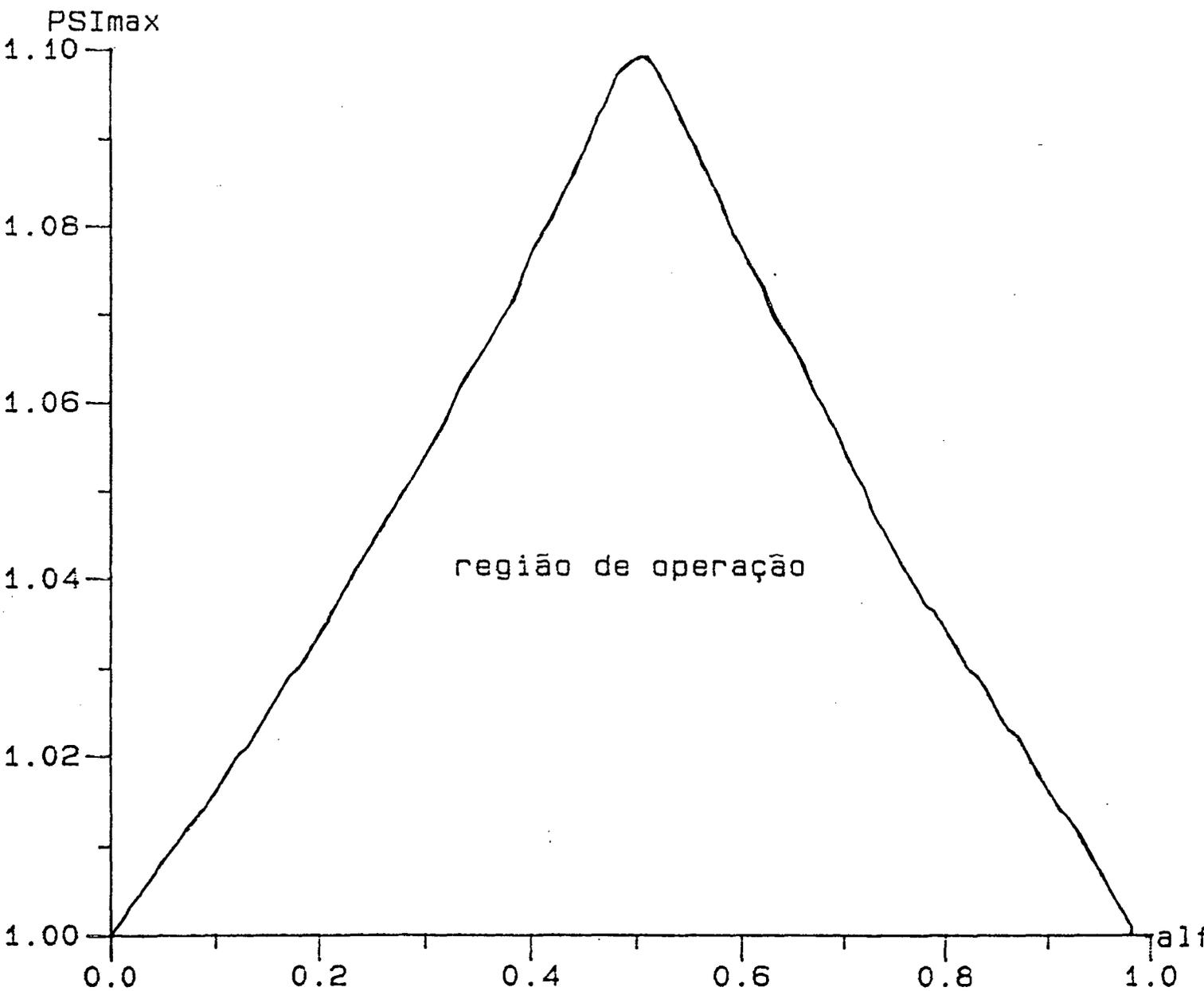


fig. 1.24 - Região de operação

1.7 - Conclusão

É importante observar que as análises qualitativa e quantitativa foram feitas em circuitos idealizados. Estas idealizações, foram feitas para facilitar o estudo da estrutura. Porém, pode-se notar, que apesar destas idealizações, a análise matemática é muito complexa, tanto que foi necessário o uso de métodos computacionais para gerar os ábacos.

Os ábacos foram gerados principalmente para ajudar no projeto da célula ressonante, do transformador e na especificação dos semicondutores.

A comutação com corrente zero e a garantia de operação de acordo com as seqüências de funcionamento desejadas são garantidos através da região de operação .

CAPÍTULO II

PROJETO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA DO CONVERSOR QUASE RESSONANTE

2.1 - Introdução

Neste capítulo são projetados e dimensionados todos os componentes tanto passivos como os ativos, do circuito de potência da estrutura proposta.

Como já foi dito anteriormente, o volume dos elementos magnéticos e capacitores diminui com o aumento da frequência de operação do conversor. Portanto, a operação em alta frequência permite que se obtenha uma alta densidade de potência. Contudo, o aumento da frequência provoca um aumento nas perdas por comutação. Por isso, utiliza-se a técnica de chaveamento por corrente zero.

Com a possibilidade de chaveamento em altas frequências, é necessário que se use componentes que possam trabalhar em frequências elevadas. Por esta razão, optou-se por utilizar como interruptor o MOSFET (metal - oxide - semiconductor field effect transistor), que além de ter uma alta velocidade de chaveamento, possui também alta potência, alta tensão e um diodo em anti-paralelo, o qual será necessário no nosso caso, já que o interruptor escolhido deve ser bidirecional em corrente.

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

- potência de saída: $\cong 150 \text{ w}$
- frequência de chaveamento: 500 Khz
- tensão de entrada 110/220 V $\mp 30\%$
- saídas 1- +5V/12A
- 2- -5V/1A
- 3- +12V/6A
- 4- -12V/1A
- Ondulação máxima de corrente de saída: 10 %
- ondulação máxima de tensão de saída: 1 %

2.2 - Dimensionamento da célula ressonante e da indutância magnetizante

Através das análises qualitativa e quantitativa foram gerados vários ábacos mostrados nas figuras 1.11 à 1.22 para facilitar no projeto do circuito de potência. Tais ábacos serão aqui utilizados.

2.2.1 - Cálculo de L_R , C_R e L_M

Do ábaco da figura 1.22 escolheu-se um $\alpha=0.4$ e um $\psi = 1.03$, valores que foram escolhidos para garantir que, mesmo com a variação da tensão de entrada e da carga, o ponto de operação da estrutura permaneça dentro da região de operação indicada na figura 1.24.

$$\alpha = 0.4$$

$$E = 310 \text{ V } \mp 30\%$$

$$f = 500 \text{ Khz}$$

$$\psi = 1.03$$

$$P = 150 \text{ W}$$

Da figura 1.11

$$\omega_R T = 18,76 \text{ rad}$$

$$2 \cdot \Pi \cdot f_R / f = 18,76 \text{ rad}$$

$$f_R / f = 2,9856 \quad \therefore \quad f_R = 2,9856 \cdot f$$

Da figura 1.13

$$I_{LRMED} \cdot f_R / (\bar{I} \cdot f) = 0,913$$

$$I_{LRMED} / \bar{I} = 0,3058 \quad \therefore \quad \bar{I} = I_{LRMED} / 0,3058$$

como,

$$\alpha = \bar{I} / E \cdot \sqrt{L_R / C_R}$$

$$\alpha = \bar{I}_{LRMED} / (0,3058 \cdot E) \sqrt{L_R / C_R}$$

$$0,4 = P / (0,3058 \cdot E^2) \sqrt{L_R / C_R}$$

Como $E = 310 \text{ V} \mp 30 \%$, e para um ganho estático constante o produto da tensão de entrada pela frequência de chaveamento ($E \cdot f$) deve ser constante.

$$E \cdot f = 310 \cdot 500k$$

$$E \cdot f = 155 \cdot 10^6$$

Donde: $E_{\text{MAX}} = 403 \text{ V} \implies f_{\text{MIN}} = 385 \text{ KHz}$

$$E_{\text{MIN}} = 217 \text{ v} \implies f_{\text{MAX}} = 714 \text{ KHz}$$

Para garantir que o disparo de Q_1 se realize sempre depois que a tensão no capacitor ressonante vá a zero ($t=t_s$ na fig. 1.10), o projeto é feito para carga e frequência máximas.

Assim

$$E = 217 \text{ V}$$

$$f = 714 \text{ KHz}$$

$$P = 150 \text{ W}$$

sendo,

$$f_R = 2,9856 f$$

$$f_R = 2,1315 \text{ MHz}$$

$$0,4 = P / (0,3058 E^2) \sqrt{L_R / C_R}$$

$$\sqrt{L_R / C_R} = 38,40$$

$$\omega_R T = 18,76$$

$$\omega_R = 13,395 \cdot 10^6 \text{ rad/s}$$

$$\omega_R = 1 / \sqrt{L_R / C_R}$$

como,

$$\psi = \sqrt{1 + L_R/L_M} = 1,03$$

$$L_M = 16,42 L_R$$

assim:

$$C_R \cong 2 \text{ nF}$$

$$L_R \cong 2,9 \text{ } \mu\text{H}$$

$$L_M \cong 48 \text{ } \mu\text{H}$$

2.2.2 - Especificação do capacitor ressonante (C_R)

Da equação 1.13

$$V_{CRMAX} = 2 \cdot E_{MAX}$$

$$E_{MAX} = 403 \text{ V}$$

$$V_{CRMAX} = 806 \text{ V}$$

O capacitor inicialmente escolhido foi o do tipo TACF [16]

$$2 \text{ nF} - 1,6 \text{ KV}$$

2.2.3 - Especificação do indutor de ressonância

$$L_R = 2,9 \text{ } \mu\text{H}$$

$$I_{LREF} = \sqrt{I_{QEF}^2 + I_{D1EF}^2} \quad (2.1)$$

Das figuras 1.17 e 1.19:

$$I_{QEF}/\bar{I} \sqrt{f_R/f} = 1,51$$

$$I_{D1EF}/\bar{I} \sqrt{f_R/f} = 0,88$$

sendo

$$\bar{I} = I_{LRMED} / 0,3058$$

$$\bar{I} = P / (0,3058 \cdot E) = 150 / (217 \cdot 0,3058)$$

$$\bar{I} = 2,26 \text{ A} \quad (2.2)$$

e $f_R/f = 2,9856$

$$I_{LREF} = 2,3 \text{ A}$$

Para esta corrente a bitola do fio é # 17AWG (0,12 cm). E com este valor de corrente e bitola pela referência [25] dimensiona-se o indutor.

Devido ao pequeno valor do indutor de ressonância, optou-se por fazer o mesmo com núcleo de ar. Assim de [25].

$$L = 0,0985 \cdot d^2 \cdot N^2 / (4,5 \cdot d + 10 \cdot l_0) \quad (2.3)$$

onde L - indutância (μH)
 d - diâmetro interno do indutor (cm)
 l_0 - comprimento do indutor (cm) - $l_0 = N \cdot \Phi_{\text{FIO}}$
 N - número de espiras do indutor

Adotou-se $d = 2.05$ cm

assim de (2.3)

$$N = 13$$

Como a frequência de chaveamento é grande deve-se levar em consideração o efeito skin para o dimensionamento do condutor a ser utilizado no indutor.

Assim, de [8] e [9]

$$p = 100 \cdot \sqrt{2 \cdot \rho / (\mu \cdot w)} \quad (2.4)$$

onde p - profundidade de penetração em cm
 ρ - resistividade do material ($\rho_{\text{CU}} = 22 \cdot 10^{-9} \Omega/\text{m}$)
 μ - $4\pi \cdot 10^{-7}$ Wb/A.m
 w - $2\pi f$, sendo f a frequência de chaveamento

assim

$$p = 7,5 / \sqrt{f}$$

para $f_{\text{MAX}} = 714$ KHz

$$p = 8,83 \cdot 10^{-3} \text{ cm}$$

Como $p=r = 8,8310^{-3}$ cm, a seção do fio será de $S = 245.19 \cdot 10^{-6} \text{ cm}^2$, que

corresponde ao fio de bitola #32 AWG de $S=314 \cdot 10^{-6} \text{ cm}^2$.

O fio de Litz inicialmente escolhido foi o de bitola #17 AWG. Logo são necessários 33 fios de bitola #32 AWG.

2.3 - Especificação do transformador

A potência obtida para um transformador é dada pela fórmula abaixo [24].

$$P = c \cdot f \cdot \Delta B \cdot J \cdot K_{\text{CU}} \cdot A_{\text{E}} \cdot A_{\text{C}} \cdot 10^{-6} \quad (2.5)$$

onde P - potência em watts (150 W)

c - modo de operação (forward $c = 0,71$)

f - frequência de chaveamento em KHz (385 KHz)

ΔB - excursão do fluxo em mT (100 mT)

J - densidade de corrente em A/mm^2 (3 A/mm^2)

K_{CU} - fator de ocupação do cobre (0,4)

A_{C} - área da janela em mm^2

A_{E} - área efetiva da perna central do núcleo em mm^2

De (2.5)

$$A_{\text{E}} \cdot A_{\text{C}} = 45729 \text{ mm}^4$$

Desta maneira adota-se o núcleo E 42/15

$$A_{\text{E}} = 181 \text{ mm}^2$$

$$A_{\text{C}} = 157 \text{ mm}^2$$

O entreferro (l_g) é dado pela fórmula (2.6). [24]

$$l_g = 1,26 \cdot N_p \cdot I_p / \Delta B \quad (2.6)$$

E a indutância do primário que será adotada igual a magnetizante é dada pela fórmula (2.7). [24]

$$L_p = 1,26 \cdot N_p \cdot A_E \cdot 10^{-8} / (l_g + l_E / \mu_E) \quad (2.7)$$

Onde: N_p - número de espiras do primário

I_p - corrente de pico no primário

ΔB - em gaus ($\cong 1000$)

A_E - em cm^2

l_E - 8,7 cm

μ_E - 1500

Da figura 1.14

$$I_{QMAX} / \bar{I} = 3,075$$

De (2.2) $\bar{I} = 2,26 \text{ A}$

Assim:

$$I_{QMAX} = I_p \cong 7 \text{ A}$$

de (2.6) e (2.7):

$N_p \geq 19$: adotou-se $N_p = 27$

$$l_g = 0,238 \text{ cm}$$

- Cálculo das relações de transformação e do número de espiras de cada secundário.

Da figura 1.13:

$$I_{LRMED} \cdot f_R / (f \cdot \bar{I}) = 0,913 \quad (2.8)$$

E como

$$P = E \cdot I_{LRMED} = \bar{V}_0 \cdot \bar{I} \quad (2.9)$$

Então

$$I_{LRMED} / \bar{I} = \bar{V}_0 / E \quad ; (\text{ganho estático}) \quad (2.10)$$

Sendo

$$V_{0i} = \bar{V}_{0i} / a_i \quad (2.11)$$

$$a_i = N_{S1} / N_P \quad (2.12)$$

Com

$$i = 1, 2, 3, 4$$

Então de (2.8), (2.9), (2.10), (2.11)

$$V_{o1} \cdot a_1 \cdot f_R / (E \cdot f) = 0,913 \quad (2.13)$$

Como para garantir um ganho estático constante

$$E \cdot f = 155 \cdot 10^{-6} \quad (2.14)$$

Sendo

$$f_R = 2,1317 \text{ MHz}$$

então de (2.13)

$$V_{o1} a_1 = 66,38$$

para $V_{o1} = 12 \text{ V}$

$$a_1 = 5,53$$

de (2.12)

$$N_3 \cong N_4 \cong 5$$

para $V_{o1} = 5 \text{ V}$

$$a_1 = 13,276$$

de (2.12)

$$N_1 \cong N_4 \cong 2$$

-Especificação da bitola dos fios do primário e secundários.

Primário - idem do indutor de ressonância.

Secundários - a corrente eficaz que circulará em cada secundário será a mesma dos diodos D_{11}, D_{21}, D_{31} e D_{41} (D_3) (ver figura 1.1).

Da figura 1.22

$$I_{D3EF} / I_1 \sqrt{f_R / f} = 0,97 \quad (2.15)$$

Assim

$$I_{D_{i1}EF} / I_1 \sqrt{f_R / f} = 0,97 \quad i=1,2,3,4 \quad (2.16)$$

Como

$$I_1 = 12 \text{ A}$$

$$I_2 = 1 \text{ A}$$

$$I_3 = 6 \text{ A}$$

$$I_4 = 1 \text{ A}$$

Então de (2.16)

$$I_{S1EF} = 6,73 \text{ A}$$

optou-se por usar 4x #20 AWG

$$I_{S2EF} = 0,56 \text{ A}$$

optou-se por usar 7x #32 AWG

$$I_{S3EF} = 3,36 \text{ A}$$

optou-se por usar 4x #22 AWG

$$I_{S4EF} = 0,56 \text{ A}$$

optou-se por usar 7x #32 AWG

É importante ressaltar nesta altura do trabalho a dificuldade de projeto e construção do transformador, bem como a sua implementação em bancada, principalmente no que se refere a lay-out da placa de circuito impresso.

2.4 - Especificação do mosfet (Q)

Das figuras 1.14,1.15,1.16,1.17

$$I_{QMAX}/\bar{I} = 3,075 \quad (2.17)$$

$$I_{QMED} \cdot f_R / (\bar{I} \cdot f) = 1,13 \quad (2.18)$$

$$I_{QEF}/\bar{I} \cdot \sqrt{f_R/f} = 1,5 \quad (2.19)$$

$$V_{QMAX}/E = 1,7 \quad (2.20)$$

de (2.17), (2.18), (2.19), (2.20) e (2.2)

$$I_{QMAX} \cong 7 \text{ A}$$

$$V_{QMAX} \cong 685 \text{ V}$$

$$I_{QMED} \cong 0,855 \text{ A}$$

$$I_{QEF} = 1,96 \text{ A}$$

De posse dessas grandezas optou-se pelo mosfet BUZ 58. [11]

$$V_{DS} = 1000 \text{ V}$$

$$I_D = 4,3 \text{ A}$$

$$I_P = 17 \text{ A}$$

$$R_{DSON} = 2,0 \Omega$$

Cálculo térmico do mosfet (Q)

Cálculo das perdas

As perdas em um mosfet, quando empregado em um conversor estático, são calculadas pela expressão: [6]

$$P_T = P_{COND} + P_{COM} \quad (2.21)$$

sendo

$$P_{COND} = R_{DSON} \cdot I_{QEF}^2 \quad - \text{perdas por condução} - \quad (2.22)$$

P_{COM} - perdas na comutação - As perdas na comutação serão consideradas iguais a zero, porque nesta estrutura em especial o mosfet sempre comuta com corrente zero.

assim

$$P_T = P_{COND} \quad (2.23)$$

de (2.22) e (2.23)

$$P_T = 2 \cdot (1,96)^2$$

$$P_T = 7,7 \text{ W}$$

Uma vez determinadas as perdas na chave pode-se projetar o dissipador a ser utilizado a partir das equações abaixo.[6]

$$T_J - T_A = R_{\theta JA} + R_{\theta CD} + R_{\theta DA} \quad (2.25)$$

Onde os limites máximos e mínimos de temperatura da junção, $R_{\theta JA}$ e $R_{\theta CD}$, são fornecidos pelo fabricante e a temperatura ambiente é determinada pelo projetista.

Sendo

$$P_T = 7,7 \text{ W}$$

$$T_J = 100 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$T_A = 30 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$R_{\theta JC} = 1,5 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

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

de (2.24)

$$R_{\theta_{JA}} = 19,09 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

de (2.25)

$$R_{\theta_{DA}} = 6,59 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

2.5 - Especificação dos estágios de saída

Sabendo que a tensão no capacitor pode chegar a duas vezes a tensão da fonte, então:

$$V_{C_{MAX}} = 2 \cdot E_{MAX} \quad (2.26)$$

$$E_{MAX} = 403 \text{ V}$$

assim de (2.26)

$$V_{C_{MAX}} = 806 \text{ V}$$

Como a tensão no capacitor é a mesma do primário, para saber qual a tensão máxima em cada secundário basta referir a tensão no primário para cada secundário de acordo com sua relação de transformação.

Das figuras 1.20, 1.21, 1.22 e 1.23

$$I_{D11MED} \cdot f_R / (I_i \cdot f) = 0,95 \text{ A} \quad (2.27)$$

$$I_{D11EF} / I_i \sqrt{f_R / f} = 0,97 \text{ A} \quad (2.28)$$

$$I_{D12MED} \cdot f_R / (I_i \cdot f) = 2,1 \text{ A} \quad (2.29)$$

$$I_{D12EF} / I_i \sqrt{f_R / f} = 1,45 \text{ A} \quad (2.30)$$

Saída 1 5V/12A

$$a_1 = 13,276$$

de (2.27), (2.28), (2.29) e (2.30)

$$I_{D11MED} = 3,82 \text{ A}$$

$$I_{D11EF} = 6,74 \text{ A}$$

$$I_{D12MED} = 8,74 \text{ A}$$

$$I_{D12EF} = 10,00 \text{ A}$$

$$V_{SMAX} = V_{PMAX} / a_1 = 806 / 13,276 = 61 \text{ V}$$

De posse dessas grandezas optou-se pelos diodos MUR 3015 [12].

$$I_{DMED} = 30 \text{ A}$$

$$R_{\theta CD} = 1,0 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$$V_{TO} = 1 \text{ V}$$

$$R_{\theta JC} = 1,5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$$t_{RR} = 35 \text{ ns}$$

$$T_J = -65^\circ - 175^\circ$$

$$V_R = 150 \text{ V}$$

Cálculo térmico dos diodos

As perdas em condução são dadas pela expressão. [11]

$$P_{\text{COND}} = V_{\text{TO}} \cdot I_{\text{DMED}}$$

assim

$$P_{\text{COND11}} = 4,4 \text{ W}$$

$$P_{\text{COND12}} = 8,22 \text{ W}$$

Considerando $T_J = 100 \text{ }^\circ\text{C}$, $T_A = 30 \text{ }^\circ\text{C}$ e utilizando as equações (2.24) e (2.25)

chega-se

$$R_{\theta\text{JA11}} = 15,91 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

$$R_{\theta\text{DA11}} = 13,41 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

$$R_{\theta\text{JA12}} = 8,52 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

$$R_{\theta\text{DA12}} = 6,01 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

Cálculo do filtro LC [6]

$$V_{\text{SA DA}} = 5 \text{ V}$$

$$\Delta V_{\text{C}} = 1\% = 0,05 \text{ V}$$

$$f_{\text{MIN}} = 385 \text{ KHz}$$

$$I_{\text{MED}} = 12 \text{ A}$$

$$\Delta I_{\text{L}} = 10\% = 1,2 \text{ A}$$

$$V_{S1MAX} = 61 \text{ V}$$

$$D_{MIN} = V_{SA DA} / V_{S1MAX} = 5 / 61 = 0,082$$

$$L_{F1} = V_{CMAX} \cdot (1 - D_{MIN}) \cdot D_{MIN} / (f \cdot \Delta I_L)$$

$$L_{F1} = 10 \text{ } \mu\text{H}$$

$$C_{F1} = \Delta I_L / (2 \cdot \pi \cdot f \cdot \Delta V_C)$$

$$C_{F1} = 10 \text{ } \mu\text{F}$$

$$R_{SE} = \Delta V_C / \Delta I_L$$

$$R_{SE} = 0,05 / 1,2 = 0,042 \text{ } \Omega$$

Optou-se em colocar em paralelo os capacitores:

tântalo - 22 μF /16V

TMACF - 0,22 μF /1,6 KV

Saída 2 -5V/1A

Utilizando o mesmo roteiro empregado para a saída 1, obtem-se:

$$a_2 = 13,276$$

$$I_{D21MED} = 0,318 \text{ A}$$

$$I_{D21EF} = 0,56 \text{ A}$$

$$I_{D22MED} = 0,703 \text{ A}$$

$$I_{D22EF} = 0,839 \text{ A}$$

$$V_{SMAX} = 61 \text{ V}$$

De posse dessas grandezas optou-se pelos diodos MUR 815 [12].

$$I_{DMED} = 8 \text{ A}$$

$$R_{\theta CD} = 1,0 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$$V_{TO} = 0,85 \text{ V}$$

$$R_{\theta JC} = 2,0 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$$t_{RR} = 25 \text{ ns}$$

$$T_J = -65^\circ - 175^\circ$$

$$V_R = 150 \text{ V}$$

Cálculo térmico dos diodos

$$P_{COND21} = 0,315 \text{ W}$$

$$P_{COND22} = 0,582 \text{ W}$$

$$R_{\theta JA21} = 222 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$$R_{\theta DA21} = 219 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$$R_{\theta JA22} = 120,27 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$$R_{\theta DA22} = 117,27 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Cálculo do filtro LC [6]

$$L_{F2} = 118 \text{ } \mu\text{H}$$

$$C_{F2} = 0,8 \mu\text{F}$$

$$R_{SE} = 0,5 \Omega$$

Optou-se em colocar em paralelo os capacitores:

tântalo - $4,7 \mu\text{F}/16\text{V}$

TMACF - $0,22 \mu\text{F}/1,6 \text{KV}$

Saída 3 12V/6A

Utilizando o mesmo roteiro empregado para a saída 1, obtem-se:

$$a_3 = 5,53$$

$$I_{D31MED} = 1,91 \text{ A}$$

$$I_{D31EF} = 3,37 \text{ A}$$

$$I_{D32MED} = 4,22 \text{ A}$$

$$I_{D32EF} = 5,03 \text{ A}$$

$$V_{SMAX} = 145 \text{ V}$$

De posse dessas grandezas optou-se pelos diodos MUR 830 [12].

$$I_{DMED} = 8 \text{ A}$$

$$R_{\theta CD} = 1,0 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$$V_{TO} = 1,3 \text{ V}$$

$$R_{\theta JC} = 2,0 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$$t_{RR} = 60 \text{ ns}$$

$$T_J = -65^\circ - 175^\circ$$

$$V_R = 300 \text{ V}$$

Cálculo térmico dos diodos

$$P_{\text{COND31}} = 2,86 \text{ W}$$

$$P_{\text{COND32}} = 5,34 \text{ W}$$

$$R_{\theta\text{JA31}} = 24,47 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

$$R_{\theta\text{DA31}} = 21,47 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

$$R_{\theta\text{JA32}} = 13,109 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

$$R_{\theta\text{DA32}} = 10,109 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

Cálculo do filtro LC [6]

$$L_{\text{F3}} = 47 \text{ } \mu\text{H}$$

$$C_{\text{F3}} = 2,06 \text{ } \mu\text{F}$$

$$R_{\text{SE}} = 0,2 \text{ } \Omega$$

Optou-se em colocar em paralelo os capacitores:

tântalo - 10 $\mu\text{F}/16\text{V}$

TMACF - 0,22 $\mu\text{F}/1,6 \text{ KV}$

Saída 4 -12V/1A

Utilizando o mesmo roteiro empregado para a saída 1, obtem-se:

$$a_3 = 5,53$$

$$I_{D41MED} = 0,318 \text{ A}$$

$$I_{D41EF} = 0,56 \text{ A}$$

$$I_{D42MED} = 0,703 \text{ A}$$

$$I_{D42EF} = 0,839 \text{ A}$$

$$V_{SMAX} = 145 \text{ V}$$

De posse dessas grandezas optou-se pelos diodos MUR 130 [12].

$$I_{DMED} = 1 \text{ A}$$

$$R_{\theta JA} = 50 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$$V_{TO} = 1,25 \text{ V}$$

$$t_{RR} = 75 \text{ ns}$$

$$T_J = -65^\circ - 175^\circ$$

$$V_R = 300 \text{ V}$$

Cálculo térmico dos diodos

$$P_{COND41} = 0,46 \text{ W}$$

$$P_{COND42} = 0,86 \text{ W}$$

$$R_{\theta JA41} = 152 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$$R_{\theta JA42} = 81,4 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Cálculo do filtro LC [6]

$$L_{F4} = 284 \text{ } \mu\text{H}$$

$$C_{F4} = 0,35 \text{ } \mu\text{F}$$

$$R_{SE} = 1,2 \text{ } \Omega$$

Optou-se em colocar em paralelo os capacitores:

tântalo - 4,7 $\mu\text{F}/16\text{V}$

TMACF - 0,22 $\mu\text{F}/1,6 \text{ KV}$

2.5.1 - Cálculo dos indutores de filtro

A fim de se aproveitar de uma maneira mais racional o espaço do conversor, optou-se por se enrolar todos os indutores de filtro num mesmo núcleo.

Assim:

Definindo-se as equações [6]

$$A_E \cdot A_C = 2 \cdot E \cdot 10^4 / (K_{CU} \cdot B_{MAX} \cdot J_{MAX}) \quad (2.31)$$

$$E = L \cdot I_{PK}^2 / 2 \quad (2.32)$$

$$N = L \cdot I_{PK} \cdot 10^4 / (B_{MAX} \cdot A_E) \quad (2.33)$$

$$L_g = 2 \cdot E \cdot \mu_0 \cdot 10^2 / (B_{MAX}^2 \cdot A_E) \quad (2.34)$$

onde

E - energia total no núcleo (J)

A_E - área efetiva da perna central do núcleo (cm^2)

A_C - área da janela (cm^2)

K_{CU} - fator de ocupação do cobre (0,4)

B - excursão do fluxo em teslas ($B_{MAX} = 0,2T$)

J - densidade de corrente ($J_{MAX} = 300 \text{ A/cm}^2$)

μ_0 - $4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$

L_g - entreferro (cm)

Assim a energia armazenada em cada indutor de filtragem de acordo com (2.32).

$$E_1 = 793,81 \mu\text{J}$$

$$E_2 = 65 \mu\text{J}$$

$$E_3 = 932 \mu\text{J}$$

$$E_4 = 156 \mu\text{J}$$

$$E_T = E_1 + E_2 + E_3 + E_4 \quad (2.35)$$

$$E_T = 1946,8 \mu\text{J}$$

de (2.31)

$$A_E \cdot A_C = 1,62 \text{ cm}^2$$

Adota-se o núcleo E 42/15 [18].

de (2.33)

$N_1 = 5$	# 5x17 AWG
$N_2 = 5$	# 2x23 AWG
$N_3 = 9$	# 3x17 AWG
$N_4 = 9$	# 2x23 AWG

de (2.34)

$$L_9 = 0,676 \cdot 10^{-9} \text{ cm}$$

2.6 - Conclusão

Um aspecto a salientar após o projeto da estrutura, é a importância de toda a análise feita no capítulo anterior e principalmente dos ábacos gerados, sem os quais o projeto da estrutura tornar-se-ia extremamente complexo e moroso.

É importante também ressaltar que devido às simplificações, mesmo sendo elas perfeitamente aceitáveis, deverão ocorrer alguns ajustes de bancada em elementos mais importantes da estrutura, como os elementos da célula ressonante e o transformador. Os primeiros, para se estabelecer de uma maneira correta a condição de ressonância e o último devido a sua desmagnetização, que deve ser conseguida para garantir o bom funcionamento da estrutura.

Em relação ao transformador, cabe aqui salientar novamente a grande dificuldade que será a sua implementação, principalmente no que se refere ao número de fios necessários para se diminuir o efeito skin.

CAPÍTULO III

ANÁLISE DO SISTEMA POR SIMULAÇÃO

3.1 - Introdução:

Este capítulo tem por objetivo fazer a análise do conversor DC - DC QRC-ZCS via simulação.

A análise por simulação tem a finalidade de realizar uma verificação preliminar dos estudos teóricos dos capítulos 1 e 2.

Pretende-se mostrar as formas de onda da tensão e corrente em diversos elementos e o comportamento transitório em malha aberta.

As simulações aqui apresentadas foram feitas com programa SACS0.[7]

3.2 - CIRCUITO SIMULADO

A figura (3.1) apresenta o circuito utilizado nas simulações.

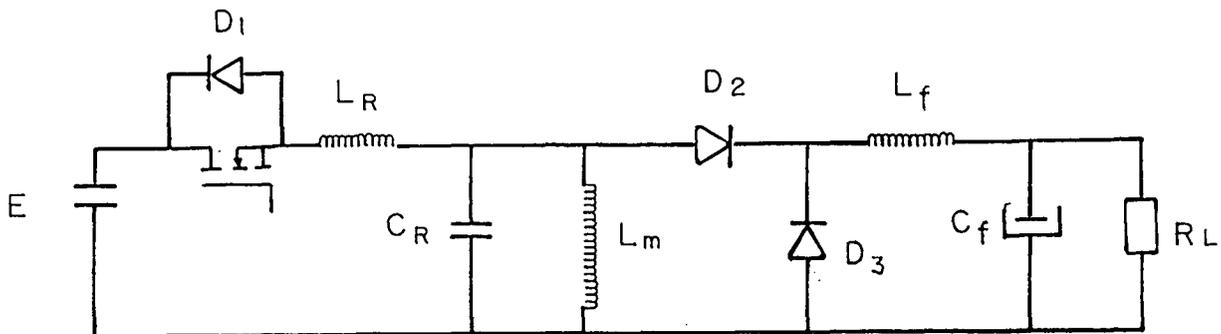


Fig. 3.1 - Circuito simulado.

3.3 SIMULAÇÕES DO CONVERSOR DC-DC QRC-ZCS

A seguir são apresentados os resultados de algumas simulações, para diferentes situações de tensão de entrada e carga.

3.3.1 - Operação nas condições nominais

Nas condições nominais de projeto:

$$E = 310 \text{ V}$$

$$P = 150 \text{ W (100 \%)}$$

$$f = 500 \text{ KHz}$$

De acordo com o projeto feito no capítulo 2 quando a tensão de entrada é a nominal e a carga é máxima a frequência de chaveamento deve ser de 500 KHz.

A figura (3.2) mostra uma lista de dados da estrutura simulada, a figura (3.3) mostra as formas de ondas principais e a figura (3.4) a comutação.

fontes de tensao:

no	no partida	no chegada	tensao	frequencia	fase
1	2	1	.31100E+03	.00000E+00	.00000E+00

capacitores:

no	no partida	no chegada	c (farads)
1	4	1	.20000E-08
2	6	1	.11000E-06

tiristores:

no	no partida	no chegada	r bloqueio	r passante
1	2	7	.10000E+07	.10000E+00

diodos:

no	no partida	no chegada	r bloqueio	r passante
1	3	2	.10000E+07	.10000E+00
2	4	5	.10000E+07	.10000E+00
3	1	5	.10000E+07	.10000E+00

transistores:

no	no partida	no chegada	r bloqueio	r passante
1	7	3	.10000E+07	.10000E+00

resistencias:

no	no partida	no chegada	r (ohms)
1	6	1	.29370E+02

indutancias:

no	no partida	no chegada	l (henrys)
1	3	4	.29000E-05
2	4	1	.48000E-04
3	5	6	.89900E-03

verificacao dos dados do comando

o comando dos semi-condutores:

n	fr	tam	dc
1	.50000E+06	.10000E+01	.75000E+02
2	.50000E+06	.10000E+01	.75000E+02

fig. 3.2 - Lista de dados

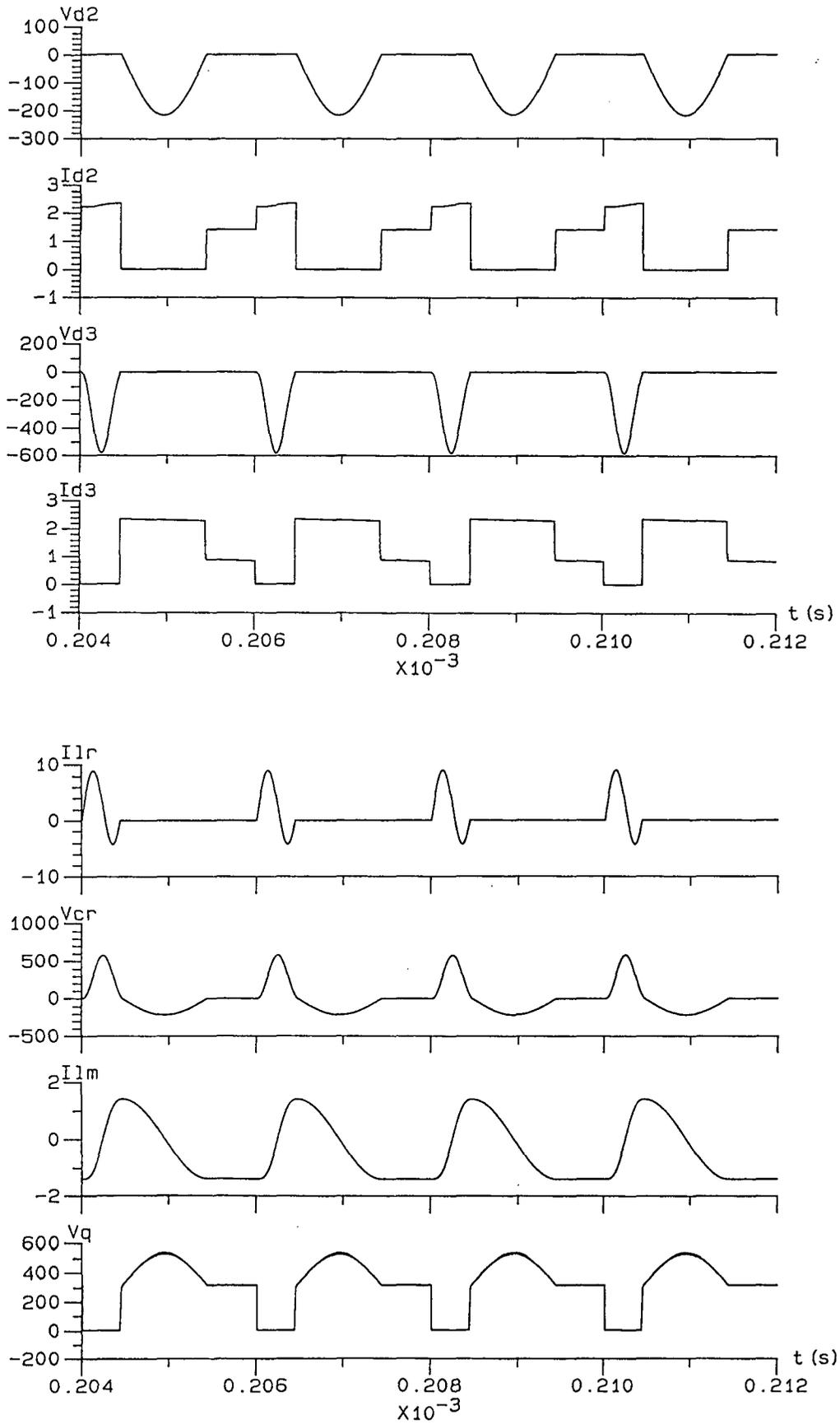


Fig. 3.3 - Formas de onda

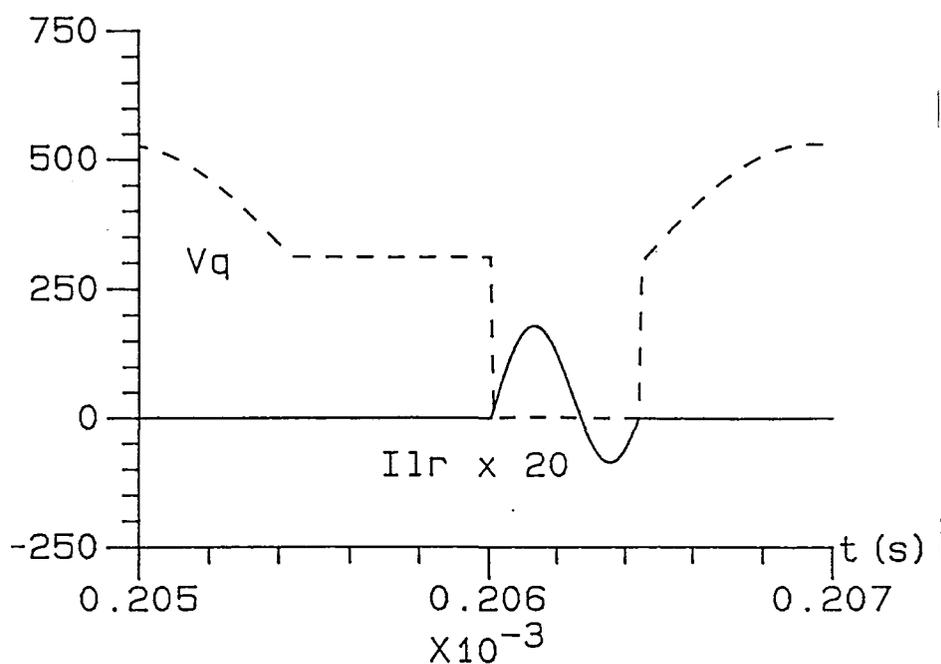


Fig. 3.4 - Detalhe da comutação não dissipativa.

Os resultados obtidos nesta simulação vêm comprovar que as formas de onda teóricas se aproximam bastante das obtidas por simulação. Com relação ao projeto, os valores máximos de tensão e corrente se mantêm muito próximos dos resultados teóricos.

Algumas discrepâncias já eram esperadas devido a:

- Idealizações feitas na análise matemática;
- Obtenção dos parâmetros de projeto através de curvas;
- Arredondamento nos cálculos.

3.3.2 - Operação com variação na tensão de entrada:

De acordo com as especificações de projeto a tensão de entrada pode sofrer uma variação de até $\pm 30\%$.

3.3.2.1 - Simulação com tensão mínima e carga nominal

Pelo projeto feito no capítulo 2:

$$E_{\text{MIN}} = 217 \text{ V}$$

$$P = 150 \text{ W (100 \%)}$$

$$f_{\text{MAX}} = 714 \text{ KHz}$$

De acordo com o projeto quando o conversor trabalha com tensão de entrada mínima a frequência de chaveamento é máxima.

A figura (3.5) mostra a comutação, a figura (3.6) mostra a lista de dados do conversor simulado e a figura (3.7) mostra as formas de onda principais.

De acordo com as formas de onda apresentadas nota-se que a estrutura tem o funcionamento de acordo com o esperado. É importante ressaltar que o projeto da estrutura foi feito para as condições agora simuladas, visando garantir que um novo disparo da chave só ocorra depois que a tensão no capacitor se anule.

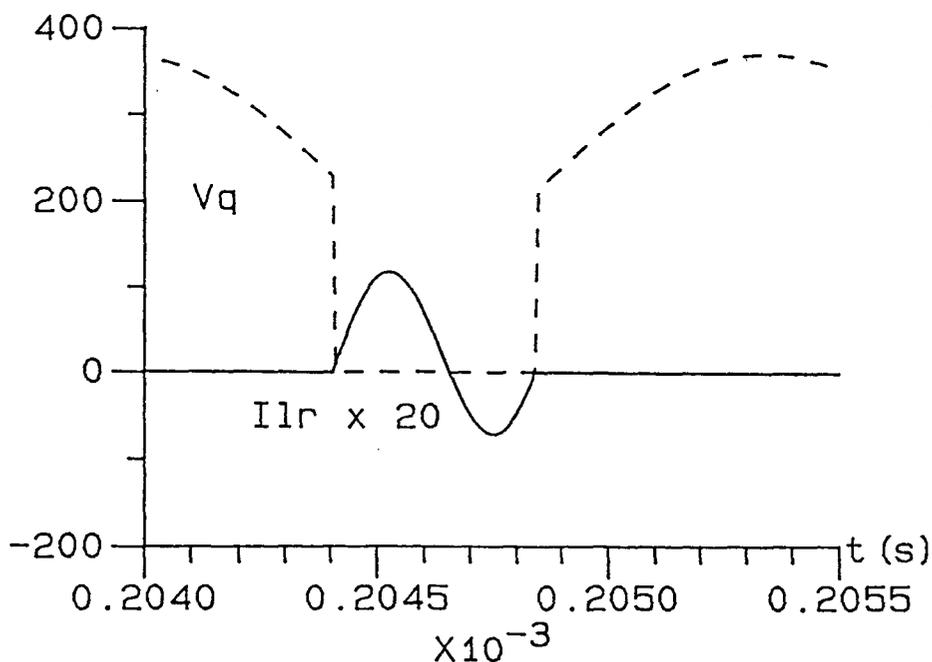


Fig. 3.5 - Detalhe comutação não dissipativa.

verificacao dos dados do conversor

fontes de tensao:

no	partida	chegada	tensao	frequencia	fase
1	2	1	.21700E+03	.00000E+00	.00000E+00

capacitores:

no	partida	chegada	c(farads)
1	4	1	.20000E-08
2	6	1	.11000E-06

tiristores:

no	partida	chegada	r bloqueio	r passante
1	2	7	.10000E+07	.10000E+00

diodos:

no	partida	chegada	r bloqueio	r passante
1	3	2	.10000E+07	.10000E+00
2	4	5	.10000E+07	.10000E+00
3	1	5	.10000E+07	.10000E+00

transistores:

no	partida	chegada	r bloqueio	r passnte
1	7	3	.10000E+07	.10000E+00

resstencias:

no	partida	chegada	r(ohms)
1	6	1	.58740E+02

indutancias:

no	partida	chegada	l(henrys)
1	3	4	.29000E-05
2	4	1	.48000E-04
3	5	6	.89900E-03

verificacao dos dados do comando

o comando dos semi-condutores:

n	fr	tam	dc
1	.71429E+06	.10000E+01	.10500E+03
2	.71429E+06	.10000E+01	.10500E+03

fig. 3.6 - Lista de dados

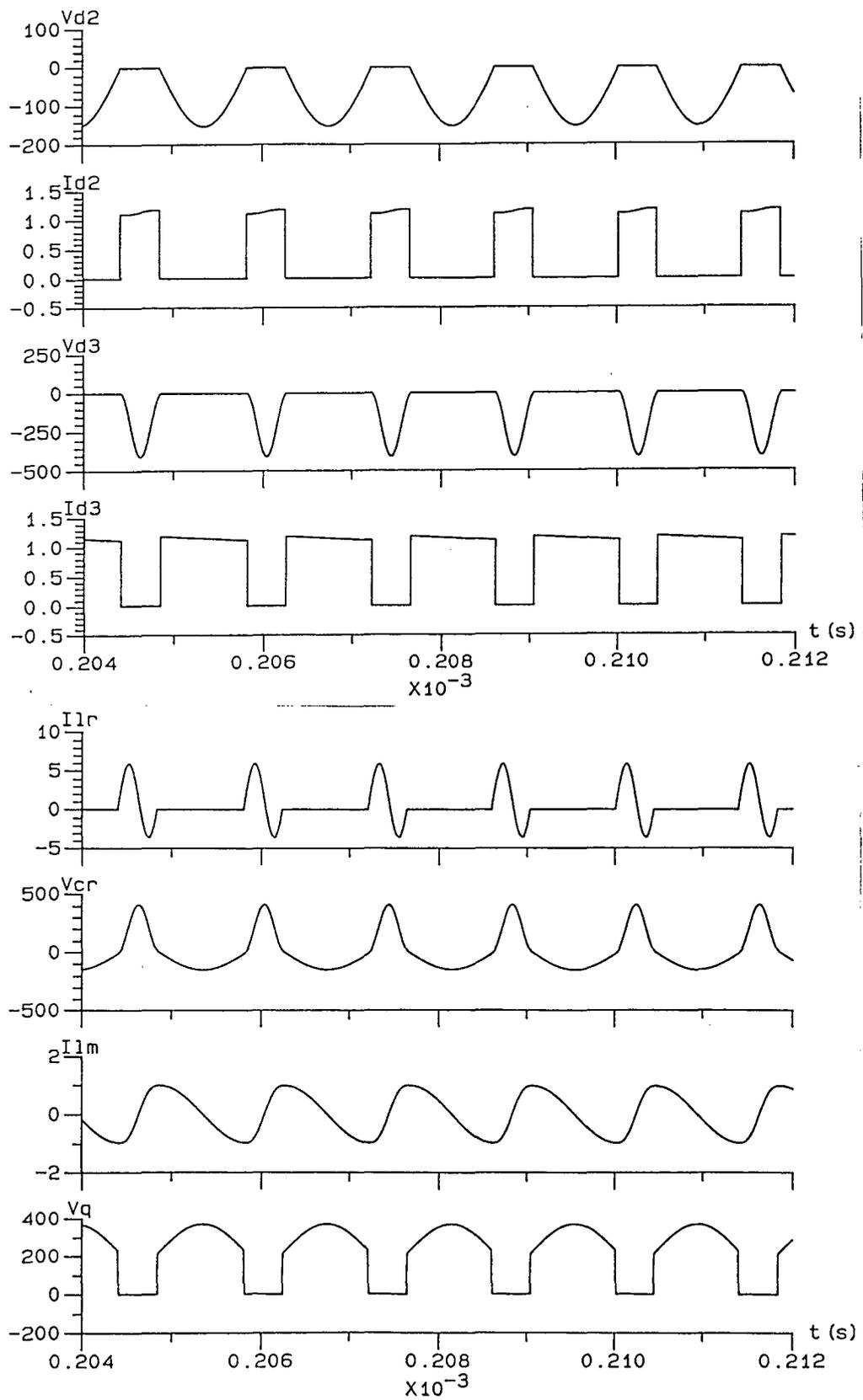


fig. 3.7 - Formas de onda

3.3.2.2 - Simulação com tensão máxima e carga nominal

Pelo projeto feito no capítulo 2:

$$E_{MAX} = 403 \text{ V}$$

$$P = 150 \text{ W (100 \%)}$$

$$f_{MIN} = 385 \text{ KHz}$$

De acordo com o projeto quando o conversor trabalha com tensão de entrada máxima a frequência de chaveamento é mínima.

A figura (3.8) mostra a comutação, a figura (3.9) mostra a lista de dados do conversor simulado e a figura (3.10) mostra as formas de onda principais.

Observando-se as formas de onda da figura (3.10) nota-se que a estrutura novamente comporta-se como o esperado.

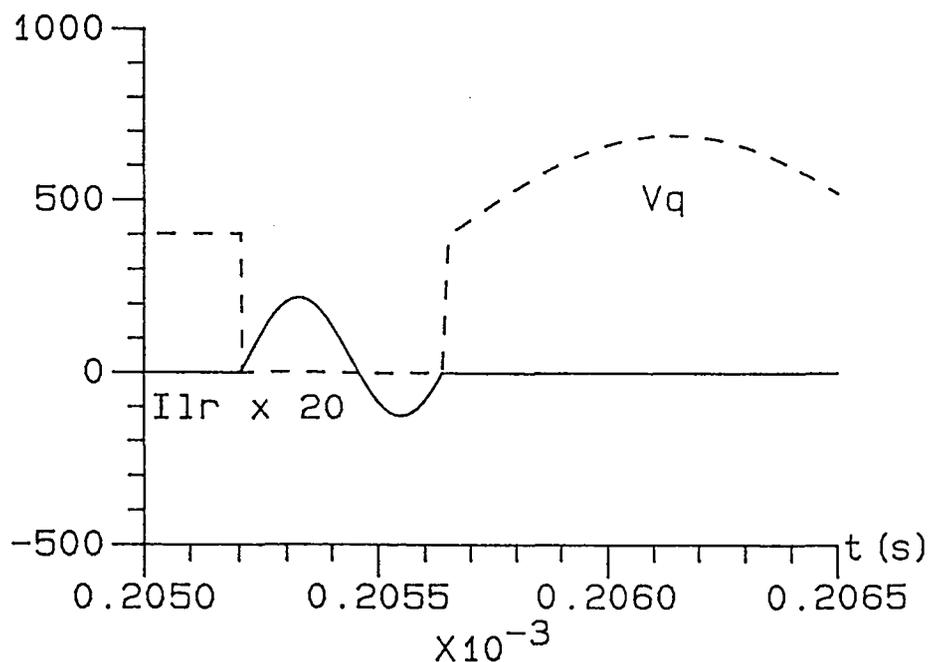


Fig. 3.8 - Detalhe comutação não dissipativa.

verificacao dos dados do conversor

fontes de tensao:

no	partida	no	chegada	tensao	frequencia	fase	
1,	2	,	1	,	.40300E+03,	.00000E+00,	.00000E+00

capacitores:

no	partida	no	chegada	c(farads)	
1,	4	,	1	,	.20000E-08
2,	6	,	1	,	.11000E-06

tiristores:

no	partida	no	chegada	r bloqueio	r passante	
1,	2	,	7	,	.10000E+07,	.10000E+00

diodos:

no	partida	no	chegada	r bloqueio	r passante	
1,	3	,	2	,	.10000E+07,	.10000E+00
2,	4	,	5	,	.10000E+07,	.10000E+00
3,	1	,	5	,	.10000E+07,	.10000E+00

transistores:

no	partida	no	chegada	r bloqueio	r passante	
1,	7	,	3	,	.10000E+07,	.10000E+00

resistencias:

no	partida	no	chegada	r(ohms)	
1,	6	,	1	,	.29370E+02

indutancias:

no	partida	no	chegada	l(henrys)	
1,	3	,	4	,	.29000E-05
2,	4	,	1	,	.48000E-04
3,	5	,	6	,	.89900E-03

verificacao dos dados do comando

o comando dos semi-condutores:

n	fr	tam	dc
1	.38500E+06	.10000E+01	.56000E+02
2	.38500E+06	.10000E+01	.56000E+02

fig. 3.9 - Lista de dados.

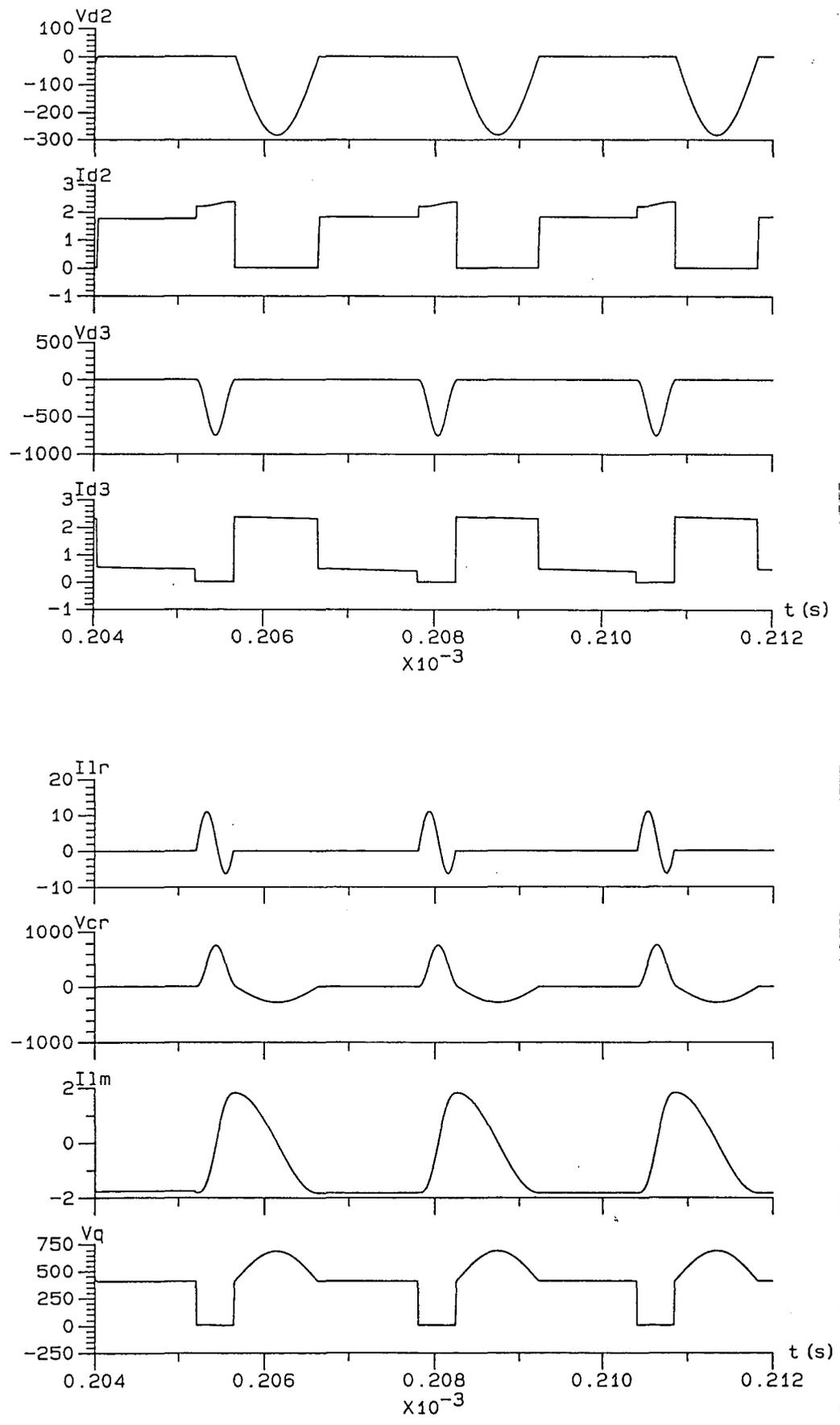


fig. 3.10 - Formas de onda.

3.3.3 - Operação com variação da carga

A seguir será apresentada o resultado de uma simulação feita com tensão mínima e carga de 50 %. De acordo com o projeto, com tensão de entrada mínima a frequência de chaveamento deve ser máxima.

$$E_{\text{MIN}} = 217 \text{ V}$$

$$P = 75 \text{ W (50 \%)}$$

$$f = 714 \text{ KHz}$$

A figura (1.13) mostra que a estrutura possui um ganho estático que não altera com a variação da carga. Por esta razão, a variação da carga não influencia na frequência de chaveamento.

A figura (3.11) mostra a comutação, a figura (3.12), a lista de dados do conversor simulado, e a figura (3.13), as formas de onda principais.

Analisando as formas de onda nota-se que a estrutura apresenta um funcionamento de acordo com esperado.

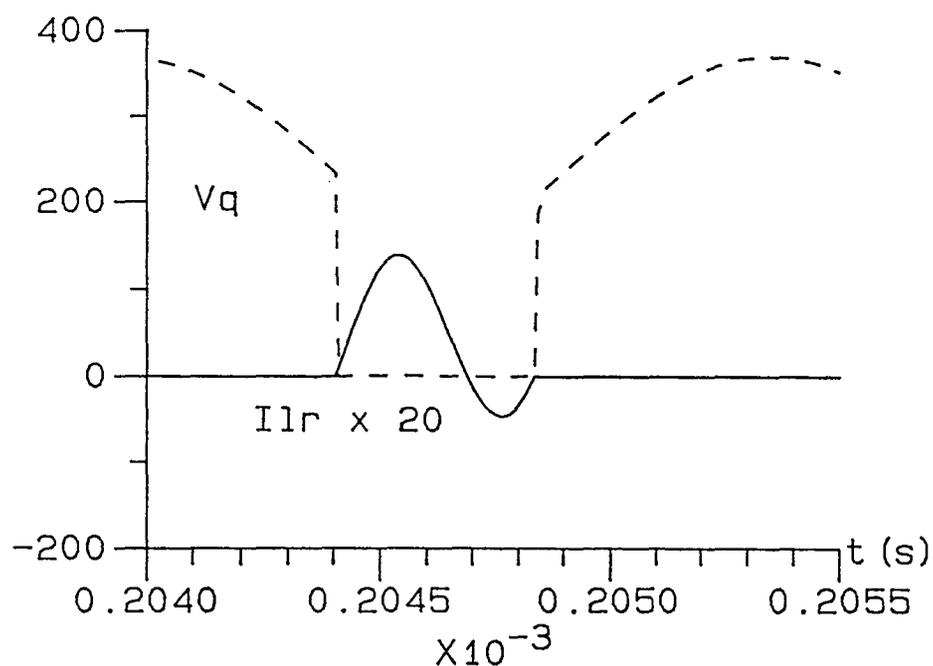


Fig. 3.11 - Detalhe da comutação não dissipativa.

fontes de tensao:

no	no partida	no chegada	tensao	frequencia	fase
1,	2	1	.21700E+03,	.00000E+00,	.00000E+00

capacitores:

no	no partida	no chegada	c(farads)
1,	4	1	.20000E-08
2,	6	1	.11000E-06

tiristores:

no	no partida	no chegada	r bloqueio	r passante
1,	2	7	.10000E+07,	.10000E+00

diodos:

no	no partida	no chegada	r bloqueio	r passante
1,	3	2	.10000E+07,	.10000E+00
2,	4	5	.10000E+07,	.10000E+00
3,	1	5	.10000E+07,	.10000E+00

transistores:

no	no partida	no chegada	r bloqueio	r passante
1,	7	3	.10000E+07,	.10000E+00

resistencias:

no	no partida	no chegada	r(ohms)
1,	6	1	.29370E+02

indutancias:

no	no partida	no chegada	l(henrys)
1,	3	4	.29000E-05
2,	4	1	.48000E-04
3,	5	6	.89900E-03

verificacao dos dados do comando

o comando dos semi-condutores:

n	fr	tam	dc
1	.71429E+06	.10000E+01	.10500E+03
2	.71429E+06	.10000E+01	.10500E+03

Fig. 3.12 - Lista de dados.

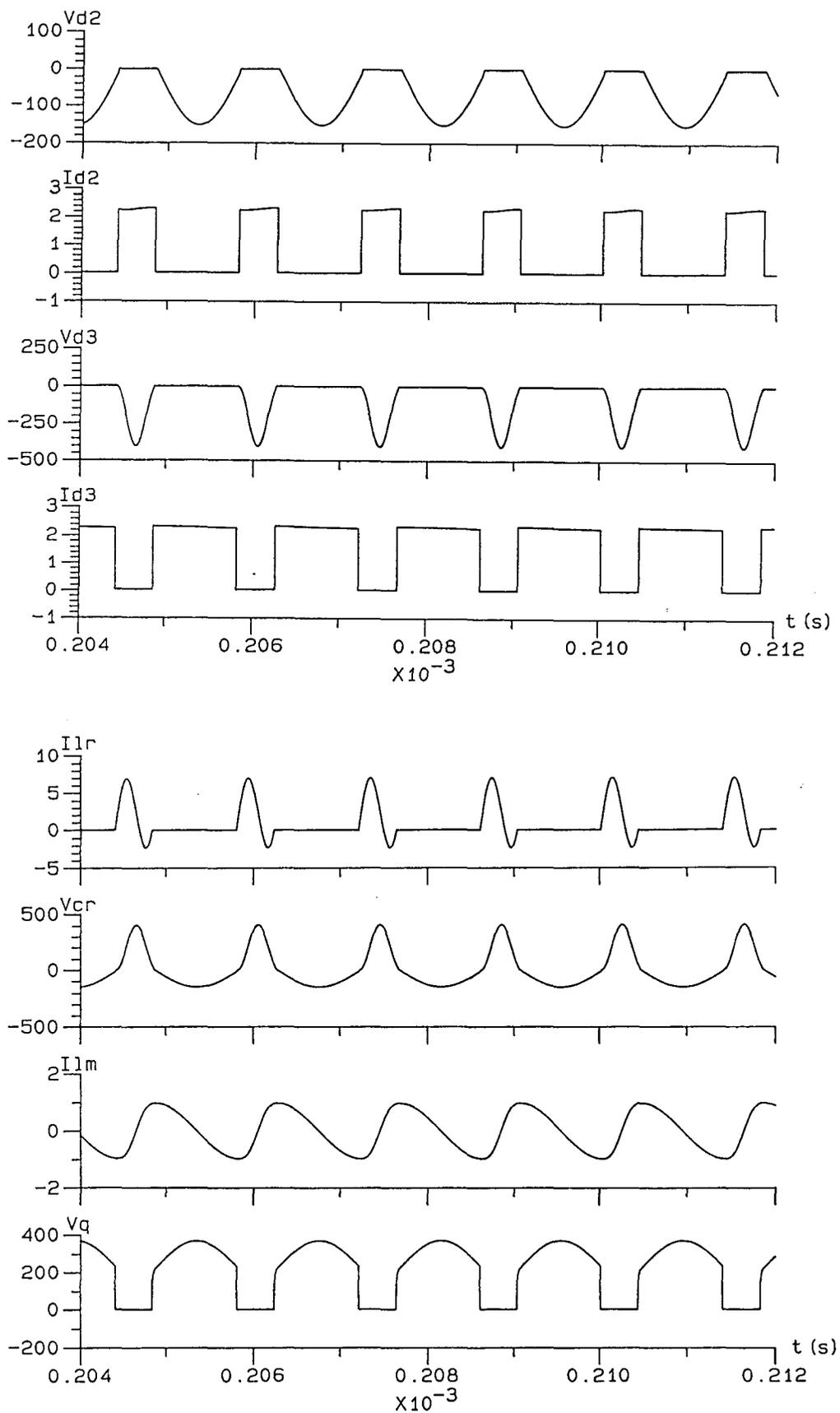


Fig. 3.13 - Formas de onda.

3.4 - Comportamento transitório em malha aberta

As curvas da figura (3.14), mostram o comportamento do conversor durante o transitório de partida. A grandeza observada foi a tensão de saída no capacitor do filtro.

A primeira curva mostra o conversor funcionando com tensão de entrada de 310 V, frequência de chaveamento igual a 500 KHz e 100 % da carga.

A segunda curva mostra o conversor funcionando com uma tensão de entrada de 217 V, frequência de chaveamento igual a 714 KHz e 100 % da carga.

A terceira curva mostra o conversor funcionando com uma tensão de entrada de 403 V, frequência de chaveamento igual a 385 KHz e 100 % da carga.

A quarta curva mostra o conversor funcionando com uma tensão de entrada de 217 V, frequência de chaveamento igual a 714 KHz e 50 % da carga.

Estas curvas tem como objetivo observar o comportamento do sistema e principalmente determinar a ordem do mesmo.

Observando-se a figura (3.14), nota-se que o sistema em malha aberta é de segunda ordem.

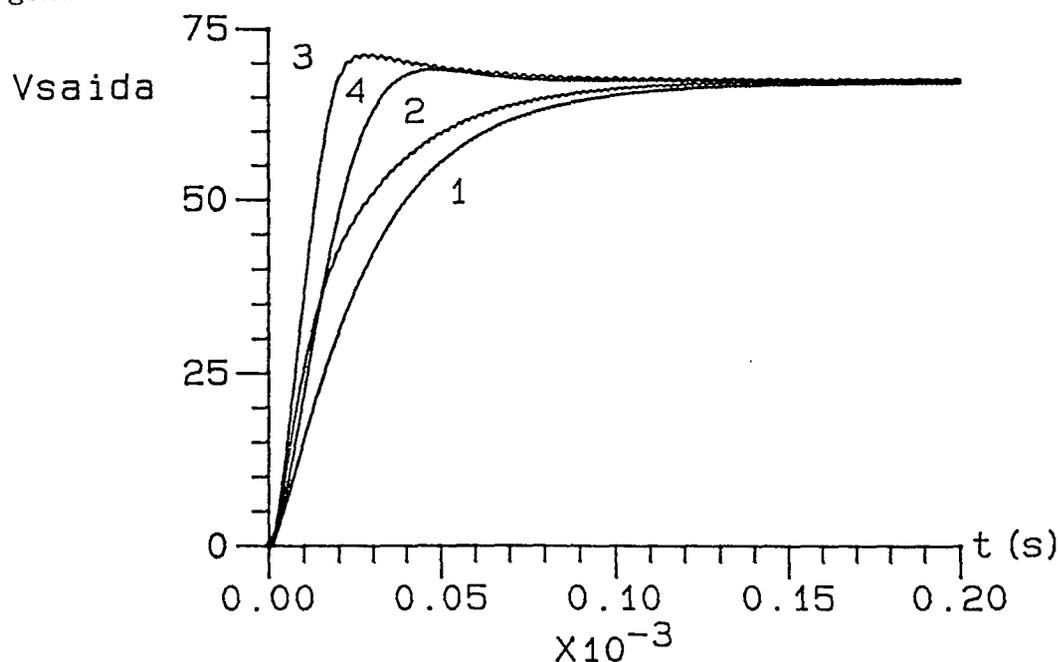


Fig. 3.10 - Transitórios de partida

3.5 - Conclusão

Observando os resultados obtidos nas simulações, constata-se a eficiência da análise teórica e da metodologia de projeto empregada, bem como a preservação da comutação não-dissipativa sob todas as condições de operação.

Ficou também evidenciado pelas simulações, a boa característica de regulação do conversor quase-ressonante em malha aberta, visto que, para uma dada tensão de entrada, a variação de carga praticamente não altera a tensão de saída.

Da verificação dos transitórios de partida nota-se que o conversor tem características de um sistema de segunda ordem.

E por fim é bom ressaltar o uso da simulação, como uma ferramenta muito importante na análise preliminar de um sistema, antes de sua implementação prática.

CAPÍTULO IV

DEFINIÇÃO E PROJETO DOS CIRCUITOS DE COMANDO, COMPENSAÇÃO E PROTEÇÃO

4.1 - Introdução:

Este capítulo tem por objetivo apresentar o circuito de comando utilizado no acionamento 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 dB gate do mosfet tem as seguintes características básicas:

- A corrente média de gate é praticamente nula, devido a uma camada de óxido de silício isolante entre o gate e a source.
- Não há necessidade de polarização reversa ou extração de corrente do gate.

- Os tempos de comutação dependem praticamente da velocidade com que os capacitores da junção gate-source são carregados ou descarregados.

4.2 - Circuito de comando de fontes chaveadas

Uma fonte chaveada que alimenta um equipamento eletrônico a partir da rede possui duas funções básicas:

- propiciar à carga uma tensão que satisfaça determinadas especificações.
- propiciar o isolamento adequado entre a tensão de entrada e a carga.

A figura (4.1) mostra em diagrama de blocos a estrutura básica de uma fonte chaveada off-the-line.

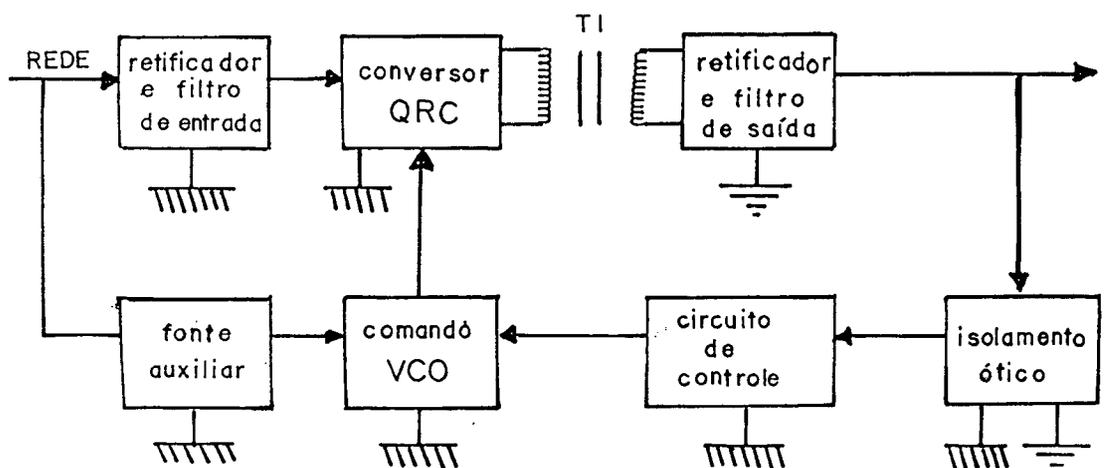


Fig. 4.1 - Diagrama de blocos.

4.2.1 Comando (V_{CO})

Em todos os tipos de conversão existe uma equação que relaciona tensões de entrada e saída. Tal equação é denominada função de transferência do

conversor.

Para o conversor quase-ressonante em questão, a frequência de chaveamento é a grandeza que deve ser ajustada, para compensar as variações de tensão de entrada e corrente de saída, a fim de manter a tensão de saída estável.

A geração e correção da frequência de chaveamento é feita por um circuito chamado oscilador controlado por voltagem (V_{CO}).

É importante salientar que a largura do pulso de comando, devido ao funcionamento mostrado no primeiro capítulo, permanece constante. A razão cíclica é alterada através da variação da frequência. Portanto, foi utilizado um circuito monoastável para gerar pulsos de largura constante.

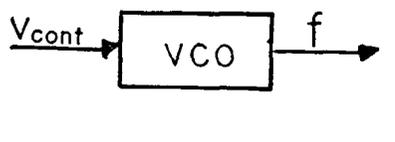


Fig. 4.2 - Bloco V_{CO} .

A figura (4.3) mostra o circuito utilizado no V_{CO} e o drive de comando do mosfet.

O V_{CO} fornece pulsos de largura constante determinados por R_3 e C_3 . A frequência é determinada por R_4 , R_5 , C_4 , T_3 e a tensão V_{CONT} .

Todos os componentes do V_{CO} , foram determinados experimentalmente em bancada, onde ajustou-se a frequência máxima e mínima que ele poderia gerar.

O dimensionamento dos elementos que compõem o circuito drive, também foi feito experimentalmente, pois o ganho forçado dos transistores era desconhecido. Além disso, não é tarefa das mais simples quantificar o comportamento do circuito de entrada do MOSFET operando em frequências

elevadas.

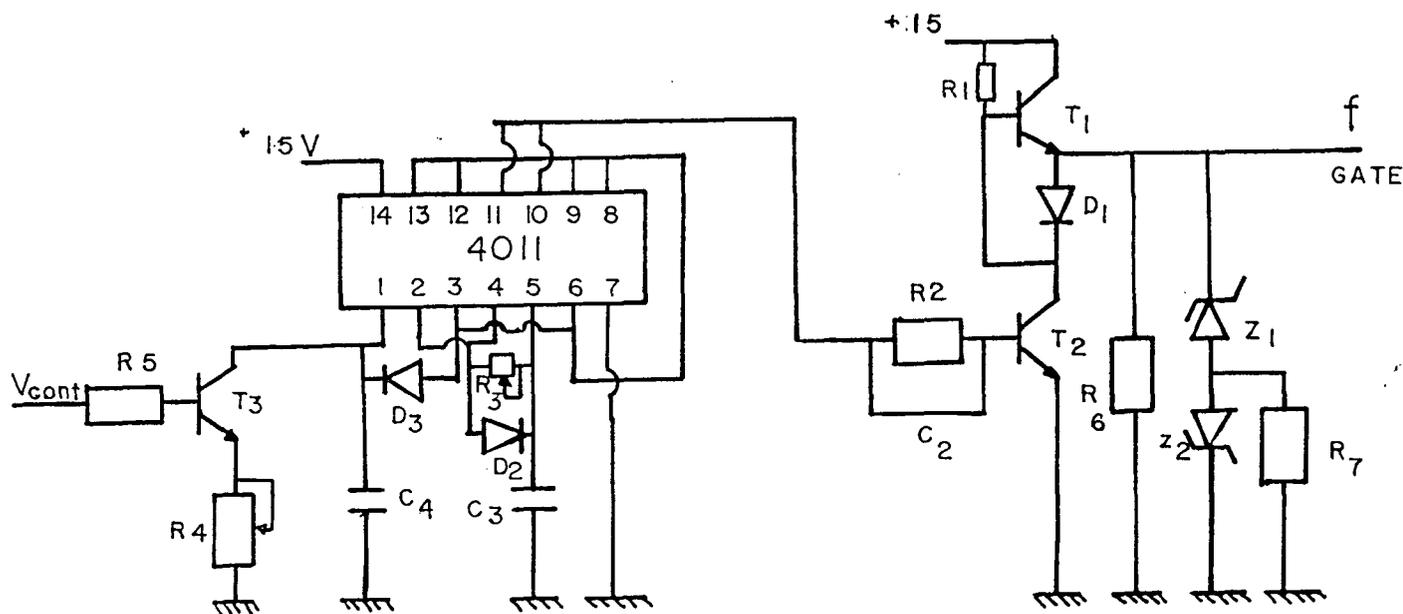


Fig. 4.3 - Circuito V_{co} e drive implementado.

4.2.2 - Análise de malha aberta [6]-[9]

O circuito de conversão DC-DC quase ressonante mostra como se obter uma certa tensão contínua por meio de transformação da tensão de uma fonte primária em pulsos que, após filtragem, fornecem a tensão desejada.

A figura (4.4) mostra o diagrama básico do conversor, onde E representa a tensão de entrada e f a frequência de chaveamento, fator que permite o controle da tensão V_s .

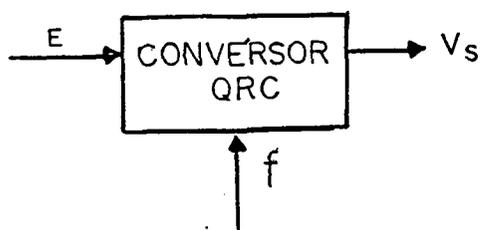


Fig. 4.4 - Diagrama básico do conversor.

O controle da tensão de saída (V_s) pode ser obtido comparando esta com uma tensão de referência (V_{REF}), por meio de um amplificador de erro, o qual fornece a tensão de controle (V_{CONT}), para que o circuito de controle (V_{CO}) gere a frequência de chaveamento necessária de forma a manter V_s proporcional a V_{REF} . Sendo V_{REF} constante, V_s também será. (ver fig'ra 4.5)

No entanto, em um circuito com realimentação, pode ocorrer instabilidade, devido aos pólos e zeros da função de transferência do conversor, que torna o mesmo sensível a variações bruscas de tensão de entrada e corrente de saída.

O procedimento a ser adotado, será analisar o comportamento do circuito em malha aberta, levantando sua função de transferência e em seguida determinar a realimentação de modo a compensar os pólos e zeros.

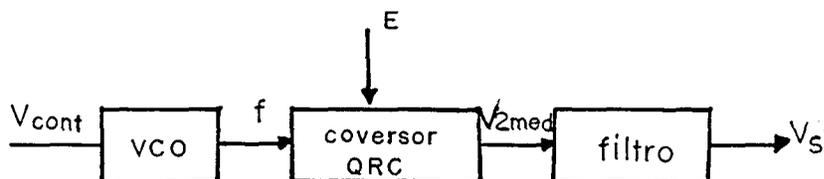


Fig. 4.5 - Diagrama de blocos do conversor em malha aberta.

Das deduções de ganho estático do primeiro capítulo e do ábaco da figura (1.13), obtem-se:

$$I_{LRMED} \cdot f / (\bar{I} \cdot f) = 0,913$$

sendo

$$I_{LRMED} / \bar{I} = \bar{V}_{2MED} / E \quad (4.1)$$

A tensão \bar{V}_{2MED} é a tensão de saída média, antes do filtro, referida ao primário. Como a fonte tem quatro saídas, deve ser escolhida uma destas para ser monitorada. A saída a ser monitorada, à princípio, é a de maior potência.

Das equações anteriores tem-se que:

$$\bar{V}_{2MED} \cdot f_R / (E \cdot f) = 0,913$$

$$\bar{V}_{2MED} = 0,913 \cdot E \cdot f / f_R \quad (4.2)$$

a saída de maior potência é a saída.3, assim:

$$V_{2MED} = \bar{V}_{2MED} / a_3 \quad (4.3)$$

De estudos já realizados [6], a função de transferência do filtro (L_F, C_F), levando em consideração inclusive a resistência série do capacitor do filtro de saída (R_{SE}), é dada por:

$$G(S) = V_S / V_{2MED} = [1 + S \cdot C_F \cdot R_{SE}] / [1 + S^2 \cdot L_F \cdot C_F] \quad (4.4)$$

substituindo (4.2) e (4.3) em (4.4), chega-se em:

$$V_S = 0,913 \cdot E \cdot f \cdot [1 + S \cdot C_F \cdot R_{SE}] / a_3 \cdot f_R \cdot [1 + S^2 \cdot L_F \cdot C_F] \quad (4.5)$$

da análise do circuito V_{CO} :

$$f / V_{CONT} = K \text{ (constante)} \quad (4.6)$$

$$K = 125000$$

substituindo (4.6) em (4.5) tem-se que:

$$V_S/V_{CONT} = 0,913 \cdot E \cdot K \cdot [1 + S \cdot C_F \cdot R_{SE}] / a_3 \cdot f_R \cdot [1 + S^2 \cdot L_F \cdot C_F] \quad (4.7)$$

do cálculo dos filtros da saída 3 (12V/6A) tem-se que:

$$L_F = 47 \mu\text{H}$$

$$C_F = 10,22 \mu\text{F}$$

$$R_{SE} = 0,04 \Omega$$

$$a_3 = 5.53$$

$$E_{MAX} = 806 \text{ V}$$

$$f_R = 2,1317 \text{ MHz}$$

assim:

$$V_S/V_{CONT} = 8,023 \cdot [1 + S \cdot 408,8 \cdot 10^{-9}] / [1 + S^2 \cdot 480,3 \cdot 10^{-12}] \quad (4.8)$$

sendo:

$$f_Z = 1 / (2 \cdot \Pi \cdot C_F \cdot R_{SE}) \quad (4.9)$$

$$f_P = 1 / (2 \cdot \Pi \cdot C_F \cdot L_F) \quad (4.10)$$

Desta forma a função de transferência em malha aberta é dada por:

$$G(S) = V_S/V_{CONT} = 8,023 \cdot [1 + S/2,45 \cdot 10^6] / [1 + S^2/2,08 \cdot 10^9] \quad (4.11)$$

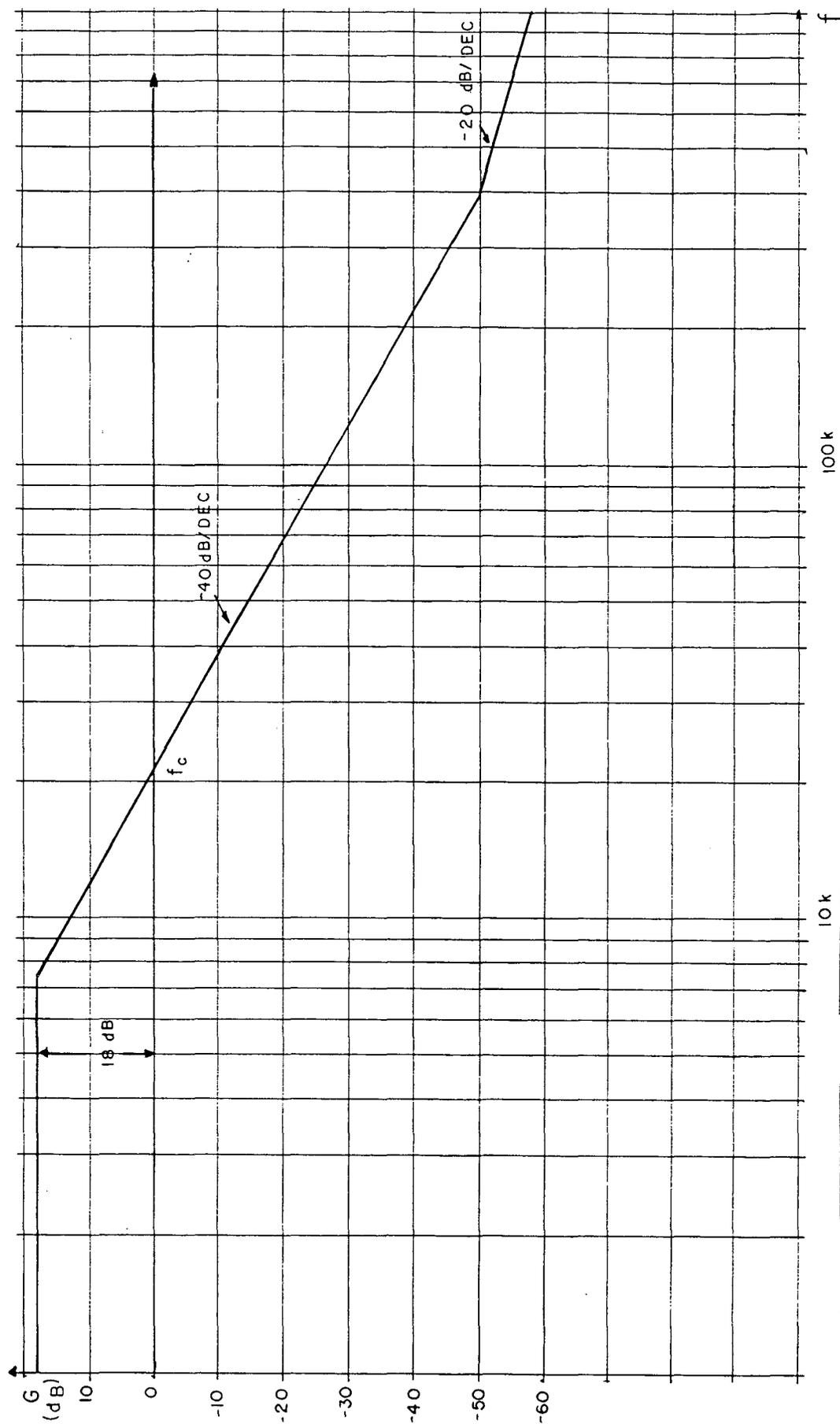


Fig. 4.6 - Diagrama de Bode em malha aberta.

A figura (4.6) mostra o diagrama de Bode da função de transferência em malha aberta.

4.2.3 - Critério de estabilidade [6]-[9]

Como já foi dito antes podem ocorrer certos distúrbios na estrutura que levam-na a instabilidade. Para resolver este problema é utilizado um laço de controle, que tem o propósito de compensar os pontos instáveis da estrutura.

O conversor em malha fechada pode ser representado pelo diagrama de blocos da figura (4.7).

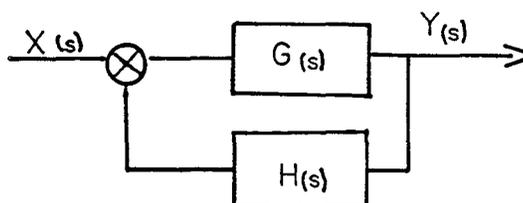


Fig. 4.7 - Diagrama de blocos em malha fechada.

Do diagrama da figura (4.7) tem-se que:

$$Y(S)/X(S) = G(S) / [1 + G(S).H(S)] \quad (4.12)$$

De uma maneira geral, pode-se definir como instável o sistema cuja saída tende para o infinito quando excitado. Desse 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 (4.13).

$$1 + G(S).H(S) = 0 \quad (4.13)$$

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

$$G(S).H(S) = -1 \quad (4.14)$$

De (4.14) conclui-se que:

$$|G(S).H(S)|_{dB} = 20 \text{ Log } G(S).H(S) = 0 \text{ dB} \quad (4.15)$$

e

$$\phi = \angle G(S).H(S) = -180^\circ \quad (4.16)$$

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

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

Na frequência de corte onde o ganho é de 0 dB, 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 (M_F).

$$M_F = 180^\circ - \phi \quad (4.17)$$

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

Para que uma fonte apresente erros estáticos muito pequenos com a variação de carga ou da 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_s) 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 é $f_c = f_s/4$. Esta relação sugere que quanto maior a frequência de chaveamento da fonte, mais alta poderá ser a frequência de cruzamento e portanto mais rápida poderá ser a resposta da fonte quando perturbada.

4.2.4 Projeto do circuito de compensação [6]

A partir da função de transferência em malha aberta e os resultados obtidos na análise transitória realizada nas simulações do terceiro capítulo, recomenda-se a utilização de um circuito de compensação para um sistema de segunda ordem.

O compensador de dois pólos está representado na figura (4.9).

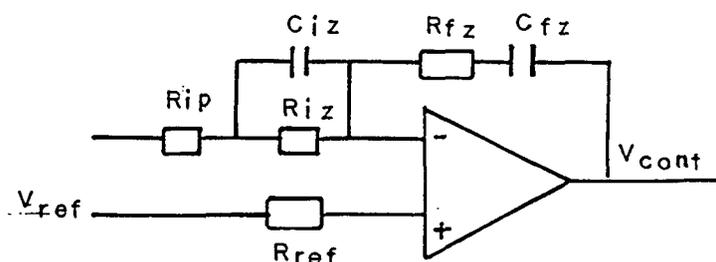


Fig. 4.8 - Compensador de 2 pólos.

A seguir é apresentado um roteiro [6], para o dimensionamento do compensador da figura (4.8).

1) Ganho em baixas frequências

de (4.11)

$$G = 8.023 \implies G_{dB} = 18 \text{ dB}$$

2) Frequências de transição

de (4.9) e (4.10)

$$f_p = 7,26 \text{ KHz}$$

$$f_z = 389,32 \text{ KHz}$$

3) Frequência de corte

$$f_c = f_s/4$$

$$f_c = f_{SMIN}/4 = 385 \cdot 10^3 / 4 = 96,25 \text{ KHz}$$

4) Para $f = 96,25 \text{ KHz}$ da equação (4.11)

$$G_{dB} = -25 \text{ dB}$$

5) Situar os dois zeros de $H(S)$ na frequência do pólo do filtro.

$$f_{z1} = f_{z2} = f_p = 7,26 \text{ KHz}$$

6) Situar 1 pólo de $H(S)$ na origem.

$$f_{p1} = 0 \text{ Hz}$$

7) Situar o 2º pólo de $H(S)$, destinado a compensar o zero da R_{SE} , numa frequência igual a 5 vezes a frequência do pólo do filtro.

$$f_{p2} = 5 \cdot f_{p1} = 36,3 \text{ KHz}$$

8) Calcular A_1 e A_2 , sendo $H_2 = 25 \text{ dB}$

$$H_2 = 20 \text{ Log } A_2$$

$$A_2 = 17,78$$

$$H_1 = H_2 - 20 \text{ Log } (f_{p2}/f_p) = 25 - 20 \text{ Log } 5$$

$$H_1 = 20 \text{ Log } A_1 = 11,021$$

$$A_1 = 3,56$$

9) Calcular os valores dos resistores e capacitores do circuito de compensação, com auxílio das fórmulas abaixo.

$$A_2 = R_{FZ} / R_{1P} \quad (4.18)$$

$$A_1 = R_{FZ} / (R_{1P} + R_{1Z}) \quad (4.19)$$

$$f_{z1} = f_{z2} = 1/(2 \cdot \pi \cdot C_{1Z} \cdot R_{1Z}) = 1/(2 \cdot \pi \cdot C_{FZ} \cdot R_{FZ}) \quad (4.20)$$

$$f_{p2} = 1/(2 \cdot \pi \cdot C_{1Z} \cdot (R_{1P} // R_{FZ})) \quad (4.21)$$

$$R_{REF} = (R_{1P} + R_{1Z}) \cdot R_{FZ} / (R_{1P} + R_{1Z} + R_{FZ}) \quad (4.22)$$

Fazendo $R_{1Z} = 47 \text{ K}\Omega$, e com as equações (4.18), (4.19), (4.20), (4.21) e (4.22), chega-se em:

$$C_{1Z} = 466 \text{ pF}$$

$$R_{1P} = 10 \text{ K}\Omega$$

$$R_{FZ} = 177.8 \text{ K}\Omega$$

$$C_{FZ} = 123 \text{ pF}$$

$$R_{REF} = 43 \text{ K}\Omega$$

4.3 Circuito de proteção e partida [6]

Para se garantir o bom funcionamento, a confiabilidade e a segurança do conversor, 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.

4.3.1 Partida progressiva

Quando se energiza uma fonte chaveada, é importante que a razão cíclica progreda 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 (4.9).

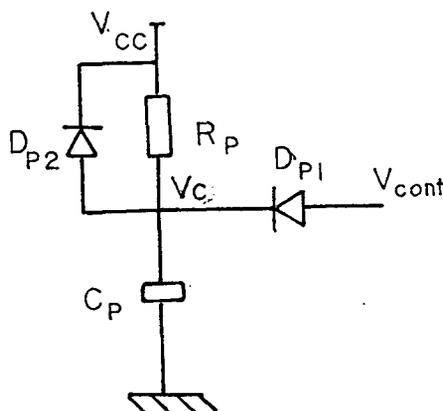


Fig. 4.9 - Partida progressiva.

Quando a fonte é energizada, $V_{\text{CONT}}=0$ e a razão cíclica é nula. Na medida que C_p se carrega pelo resistor R_p a razão cíclica progride exponencialmente, enquanto D_{P1} estiver diretamente polarizado. Quando D_{P1} não estiver mais diretamente polarizado ($V_{C1} > V_{\text{CONT}}$) o sistema passa a ser comandado pelo comparador do circuito de compensação (figura 4.8). O circuito de soft-start fica isolado pelo diodo. Quando a fonte é desligada, C_p se descarrega rapidamente pelo diodo D_{P2} .

Do circuito da figura (4.9).

$$V_{C1} = V_{CC} (1 - e^{(-t/R_p C_p)}) \quad (4.23)$$

Por medida de segurança, o circuito deve deixar de atuar quando:

$$V_{C1} = 10 \text{ V}$$

$$t = 1 \text{ s}$$

Assim, sendo $V_{CC} = 15 \text{ V}$

$$10 = 15 (1 - e^{(-1/R_p C_p)})$$

$$R_p \cdot C_p = 0,91$$

Fazendo $C_p = 47 \mu\text{H} / 25 \text{ V}$

$$R_p = 39 // 39 = 19,5 \Omega$$

4.3.2 Sobre-corrente (curto circuito)

Geralmente os fabricantes dos equipamentos alimentados por fontes chaveadas exigem que mediante um curto-circuito a fonte seja desativada. A reativação só é permitida após o desligamento e religamento do equipamento. O circuito para proteção de sobre corrente é apresentado na figura (4.10).

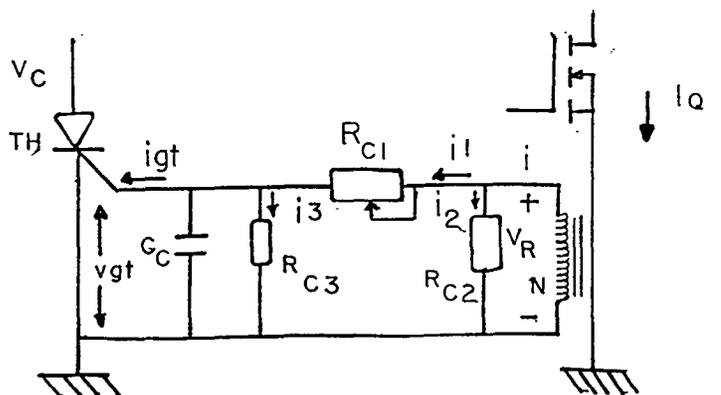


Fig. 4.10 - Sobre corrente.

Uma sobre-corrente em Q, provoca o desaparecimento do tiristor TH que satura T_3 (figura 4.3), inibindo os pulsos gerados no V_{CO} . A fonte só poderá entrar em operação novamente se for desligada e TH bloquear.

Adotando TH \Rightarrow TIC 106 - $i_{gt} = 100 \mu A$

- $V_{gt} = 1 V$

e $R_{C3} = 1 K\Omega$

$$i_3 = 1 mA$$

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

se $R_{C1} \cong 1 K\Omega$

$$V_R = 1,1 + 1 = 2,1 V$$

se $R_{C2} = 10 \Omega$

$$i_2 = 2,1/10 = 210 mA$$

$$i = 1,1 mA + 210 mA = 211,1 mA$$

Admitindo-se uma sobre corrente de 13 A

$$N = 0,5 \cdot 13/211,1 \cdot 10^{-3} \cong 30$$

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

4.3.3 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 (4.11).

Se por algum motivo a tensão da saída 3 exceder a tensão de avalanche do zener, o tiristor (Th_V) entra em condução, curto circuitando a saída. Assim a corrente no mosfet aumenta, até que atue a proteção de sobre corrente. (figura 4.10)

O circuito $R_V C_V$ colocado em paralelo com o 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:

Th_V - TIC 126

$R_V = 1 \text{ K}\Omega$

$C_V = 0,1 \mu\text{F}$

Z_V - zener de 13 V

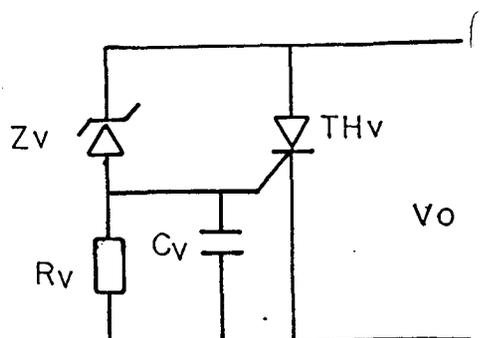


Fig. 4.11 - Sobre tensão.

4.3.4 Acoplador óptico

Para promover a isolação elétrica entre a entrada e a saída do conversor, utiliza-se um acoplador óptico, cuja topologia empregada está mostrada na figura (4.12).

O resistor R_{01} tem como função polarizar o diodo infravermelho D_{01} e o resistor R_{02} torna o fototransistor menos sensível aos ruídos. O potenciômetro P_{01} tem por objetivo o ajuste da tensão de saída.

Utilizou-se o fotoacoplador 4N26, que possui corrente de polarização $I_F = 10 \text{ mA}$.

Assim como a tensão de saída da fonte onde o diodo está ligado é de 12 V V_{DC} , tem-se:

$$R_{01} = 1,2 \text{ K}\Omega$$

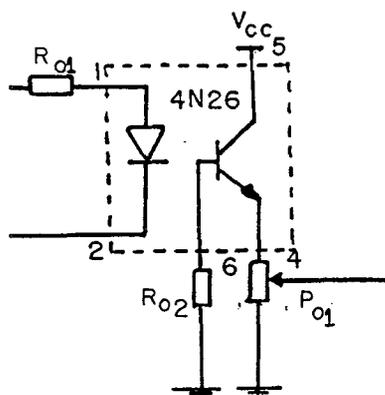


Fig. 4.11 - Acoplador óptico implementado.

A figura 4.12 apresenta o circuito completo de comando, controle proteção. É importante notar que além de todos os circuito estudados, a figura apresenta incluído, o circuito integrado - 4050 -, que está sendo utilizado como um buffer. Este buffer tem a função de dar um ganho de corrente na saída do V_{co} .

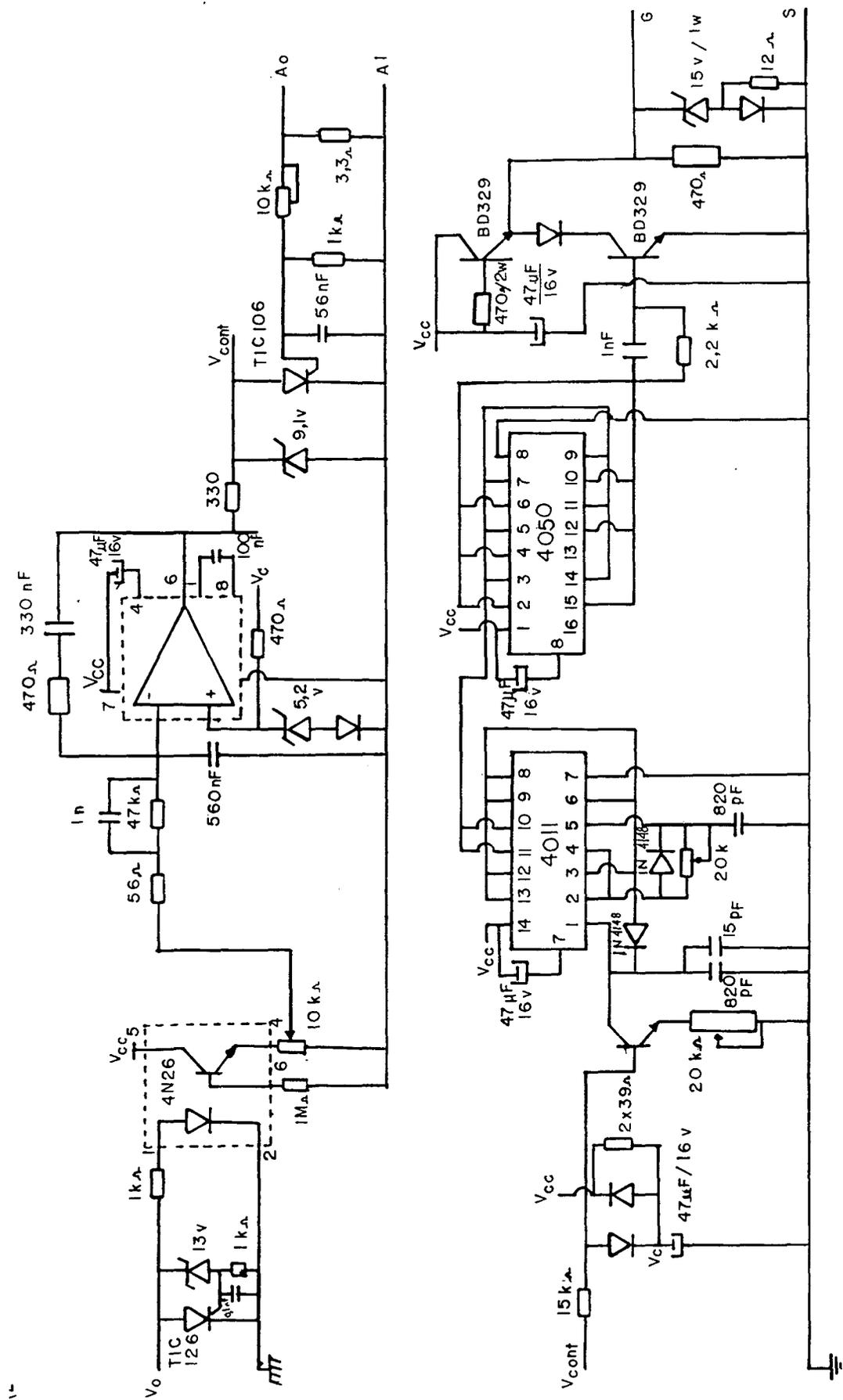


Fig. 4.12 - Circuito de comando, controle e proteção.

4.3.5 Estágio de entrada

De acordo com [6], projetou-se o estágio de entrada da fonte chaveada e uma proteção de inrush (corrente de partida) mostrados na figura 4.12. Deste projeto chegou-se aos seguintes componentes:

fusível - 5 A (vidro)

R_{SH} - 39 Ω / 10 W

tiristor - TIC 246E

D_{E1} - D_{E2} - D_{E3} - D_{E4} - SK3/08

C_{E1} - C_{E2} - 470 μ F / 250 V

R_{E1} - R_{E2} - 470 K Ω / 1/4 W

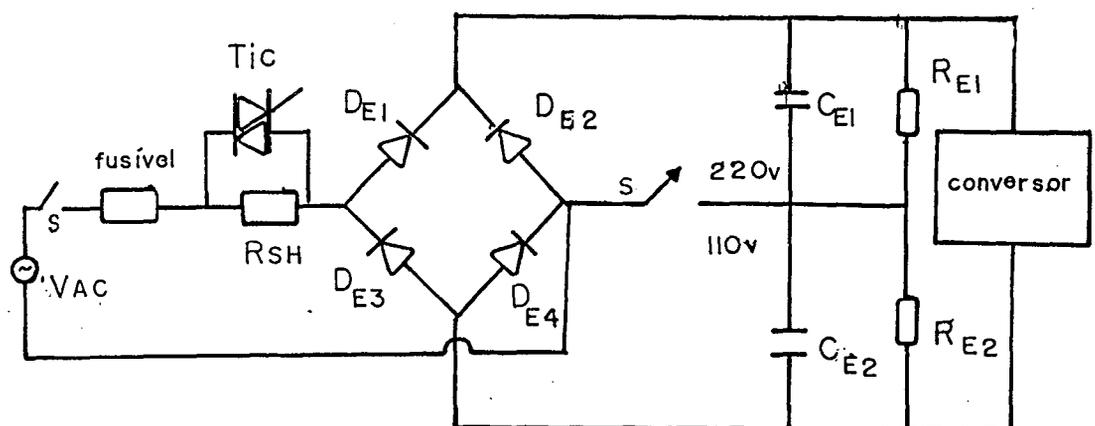


Fig. 4.13 - Estágio de entrada com proteção de corrente de inrush.

4.4 - Conclusão

A partir do circuito da figura 4.12 verifica-se que o circuito de comando é de fácil implementação e utiliza componentes que são encontrados facilmente no mercado nacional.

Com relação a malha fechada, foi utilizada uma técnica clássica na análise de estabilidade e uma vez identificada a ordem do sistema conseguiu-se projetar o circuito de compensação.

Da mesma forma, os circuitos de proteção e partida, são comumente utilizados em fontes chaveadas convencionais e são comprovadamente eficientes.

É importante ressaltar que alguns componentes podem vir a ser alterados durante a implementação, em ajustes 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 no capítulo II.

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 de dados, que permite a transferência de 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 mostrado na figura (4.12), formam a fonte total implementada.

Da figura (5.1) é importante chamar a atenção para alguns pontos de maior importância, que são cruciais para o bom funcionamento da estrutura.

Foi necessário, devido ao elevado tempo de recuperação do diodo intrínscico do mosfet, utilizar dois diodos MUR 4100 (ultra-fast). O primeiro em série, anula o diodo intrínscico, enquanto, o segundo em anti-paralelo tem a função de manter a bidirecionalidade em corrente da chave.

No transformador o primário deve ser enrolado primeiro sobre o carretel. Os enrolamentos secundários, que foram feitos de fios múltiplos devido ao efeito skin, devem estar bastante acoplados entre si para melhorar a regulação cruzada e por isso foram enrolados intercalados. Dentre os secundários deve ser incluído também o enrolamento que aciona o circuito de inrush, uma espira de fio #28 AWG.

Para tentar diminuir os spikes nas saídas, os indutores de filtro foram enrolados no mesmo núcleo e os terras das saídas foram ligadas entre si por um filete de cobre.

5.3 - Formas de onda obtidas

As figuras a seguir mostram as principais formas de onda do conversor implementado, operando com uma tensão de entrada de 250 V e 50% da carga.

A figura (5.2), mostra a corrente a corrente no indutor de ressonância (4A/div) e a tensão no mosfet (100V/div).

Observando esta figura, nota-se que a corrente se aproxima muito do previsto nos capítulos I e III. Um detalhe que chama a atenção e diferencia o estudo teórico da observação prática, é o surgimento da recuperação do diodo colocado em anti-paralelo. Esta recuperação nos mostra o porquê da utilização

dos diodos MUR 4100, sem os quais esta recuperação seria bem maior.

A tensão no mosfet, que também está muito parecida com a prevista, foi responsável por uma das maiores dificuldades encontradas neste trabalho.

Como foi necessário a utilização dos diodos ultra-rápidos, criou-se uma malha, destes com o mosfet. Dentro da qual, devido às capacitâncias intrínsecas destes componentes e às indutâncias parasitas, surgiram oscilações. Oscilações estas que transmitidas ao secundário provocam spikes e oscilações nas saídas.

A redução destas oscilações foi conseguida, diminuindo-se ao máximo as distâncias entre os componentes, diminuindo-se assim as indutâncias parasitas. Uma outra maneira de se conseguir diminuir estas oscilações seria a utilização de componentes com capacitâncias intrínsecas menores.

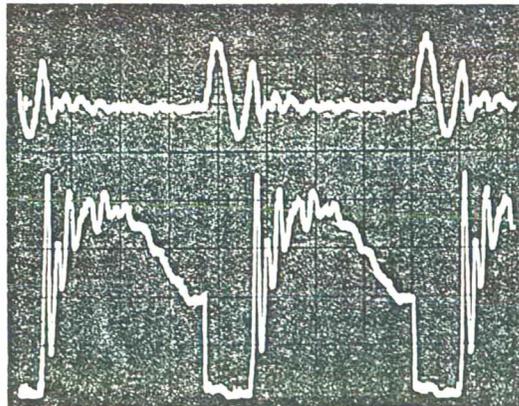


Fig. 5.2 - Corrente (4A/div) no indutor de ressonância e tensão (100V/div) no capacitor de ressonância.

A figura (5.3) mostra um detalhe da comutação na chave. Nota-se que o

componente entra em condução com corrente zero e bloqueia com tensão zero. Podendo-se desta forma as perdas por comutação desprezíveis. É importante salientar que a parte negativa da corrente circula pelo diodo em anti-paralelo.

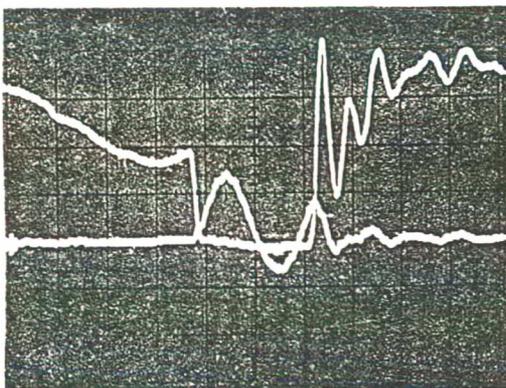


Fig. 5.3 - Detalhe da comutação na chave.

A figura (5.4) mostra a tensão no capacitor de ressonância. Novamente percebe-se uma grande aproximação entre o resultado prático e a teoria.

Pode-se notar uma pequena perturbação na tensão quando esta se aproxima do zero pela primeira vez, isto se dá, devido ao efeito da recuperação do diodo em anti-paralelo.

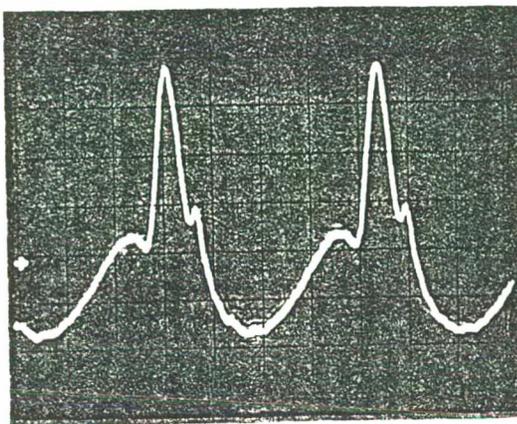


Fig. 5.4 - Tensão (100V/div) no capacitor de ressonância.

Com a estrutura operando como mostrado nas figuras (5.2), (5.3) e (5.4), obteve-se um rendimento em torno de 75%.

Afim de se avaliar mais o funcionamento da estrutura, fez-se com a ajuda de um osciloscópio de memória e uma ploter as figuras que seguem.

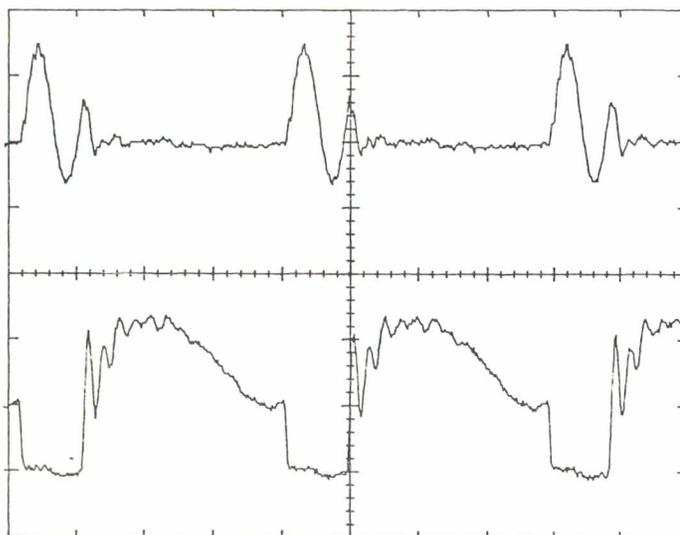


Fig. 5.5 - Corrente no indutor de ressonância (4A/div) e tensão na chave (200v/div). Com $E= 300\text{ V}$, $f= 500\text{ KHz}$ e carga máxima.

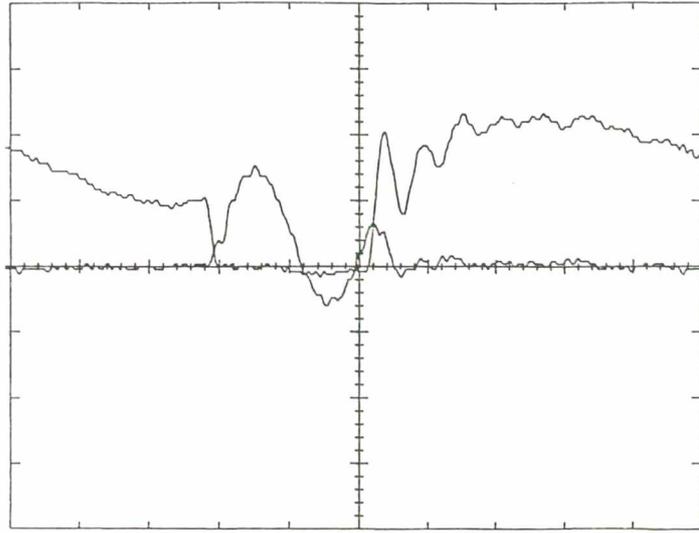


Fig. 5.6 - Detalhe da comutação não dissipativa da figura (5.5).

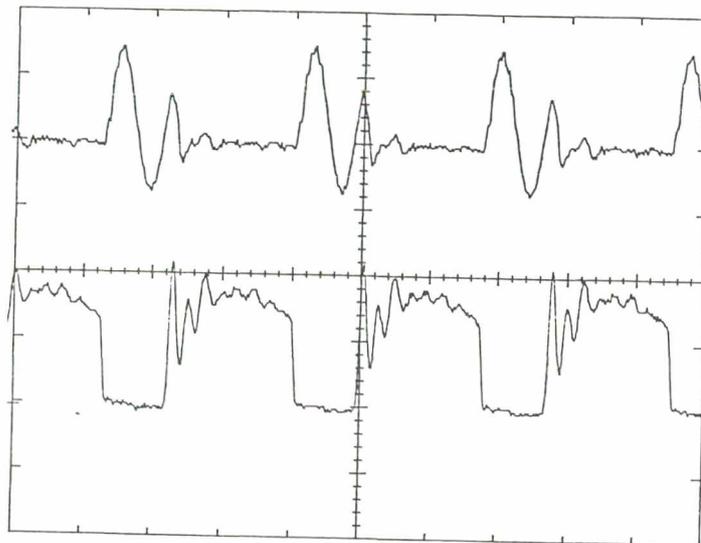


Fig. 5.7 - Tensão (200V/div) no capacitor de ressonância para as condições da figura (5.5).

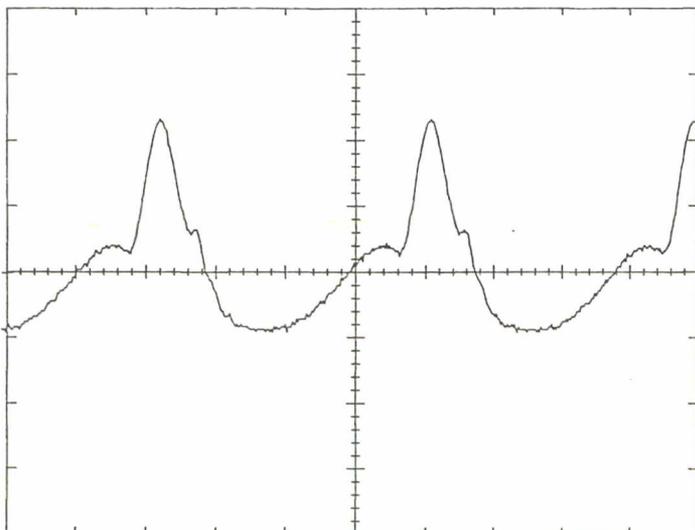


Fig. 5.8 - Corrente no indutor de ressonância (4A/div) e tensão na chave (100v/div). Com $E = 220 \text{ V}$, $f = 714 \text{ KHz}$ e carga máxima.

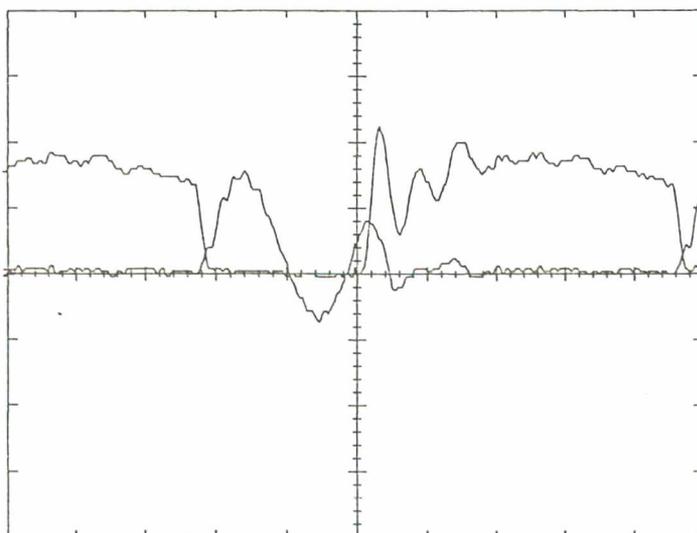


Fig. 5.9 - Detalhe da comutação não dissipativa da figura (5.8).

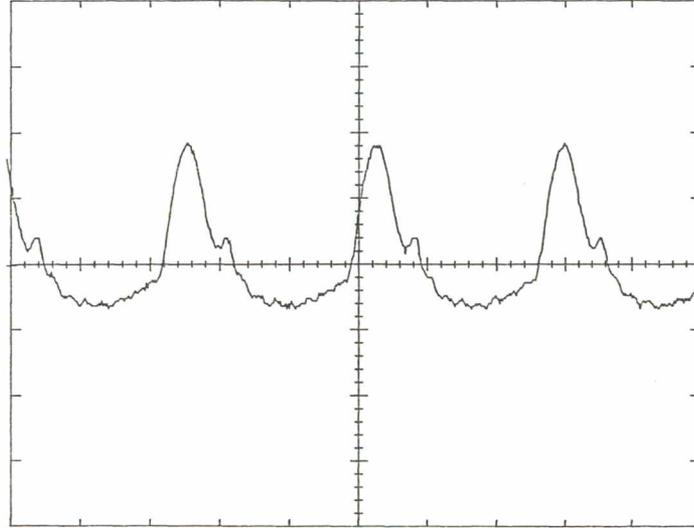


Fig. 5.10- Tensão (200V/div) no capacitor de ressonância para as condições da figura (5.8).

Ao analisar as figura (5.5), (5.6), (5.7), (5.8), (5.9) e (5.10) nota-se que a estrutura comporta-se como esperado, tanto qualitativamente como quantitativamente, o que nos leva a aceitar como válido os estudos analíticos e o roteiro de projeto apresentados. Também nestas situações o rendimento da estrutura esteve situado em torno de 75%

Na figura (5.11) é mostrado o ripple da saída de 12V/6A.

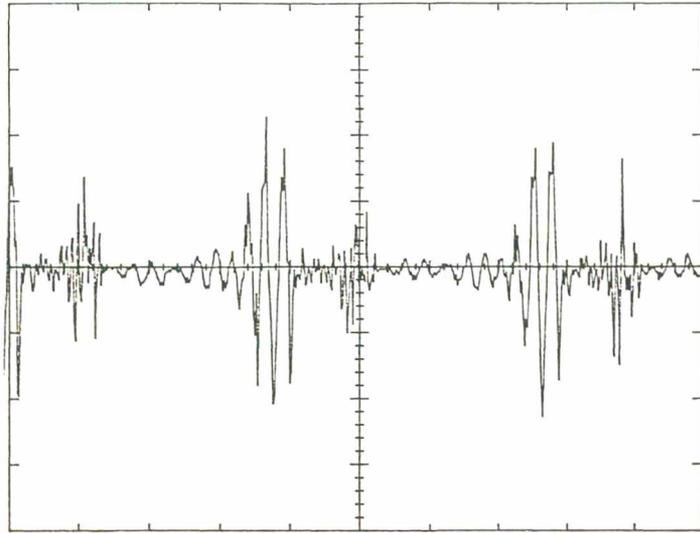


Fig. 5.11 - Saída de 12 V com carga máxima. (100mv/div)
(detalhe spikes e oscilações)

Da figura (5.11) nota-se que a estrutura montada apresenta ainda em suas saídas um grande número de spikes e oscilações indesejáveis, os quais possuem uma ordem de grandeza indesejável. Em um estudo mais detalhado, verificou-se que os mesmos são transferidos do primário para o secundário. Assim se pudéssemos evitar a passagem desses spikes do primário para o secundário ou eliminá-los no primário, talvez este problema fosse facilmente resolvido.

5.4 - Conclusão

Através dos resultados experimentais observa-se a validade do estudo analítico e do projeto feitos nos capítulos I e II.

Do protótipo implementado verifica-se uma redução de peso e volume dos elementos magnéticos e capacitivos.

Em relação ao transformador a redução só não foi maior, porque com o aumento da frequência as perdas no núcleo (ferrite) aumentam. Espera-se que com a diminuição das perdas do núcleo pelos fabricantes se possa em um futuro próximo, obter uma redução maior dos conversores operando em frequências mais elevadas, graças a característica de comutação não-dissipativa do conversor quase-ressonante.

A implementação teve como principais problemas, a eliminação de oscilações e a medição das grandezas.

A primeira foi eliminada através de um lay-out apropriado, tentando diminuir ao máximo as indutâncias parasitas, já que as capacitâncias intrínsecas dos componentes não podem ser eliminadas. Para a medição foi necessário isolar através de transformadores todos os instrumentos e fontes utilizados, por termos problemas de massa que geravam ruídos e distorciam as medições. Algumas das oscilações que aparecem são também devido às capacitâncias das ponteiras. As quais, devido aos seus valores, ao serem coladas na estrutura para medição alteravam o funcionamento da estrutura.

O rendimento da estrutura pode não ser considerado muito melhor do que as estruturas convencionais. Mas, levando-se em conta a possibilidade de obtenção de uma maior densidade de potência a estrutura pode ser considerada melhor que as convencionais.

Um outro ponto a ser chamado a atenção é a regulação cruzada. de acordo com figura (3.14) nas curvas 2 e 4, a tensão de saída não deve variar com variações da carga. Logo esperava-se uma boa regulação cruzada. E o que obteve-se foi uma variação de 5% na saída de 5V para uma variação de 60% da carga da saída de 12V. Obteve-se ainda uma regulação 4% para uma variação de carga de 50%, 2% de regulação para 25% de variação da carga.

CONCLUSÃO GERAL

Nos dias atuais a compactação dos equipamentos eletrônicos é cada vez mais almejada. Além da compactação, o rendimento, o volume, o peso e o custo são parâmetros fundamentais na concepção de novas estruturas. Os aspectos competitivos que atualmente envolvem as indústrias, ressaltam esses parâmetros como itens prioritários a serem alcançados. Por estas razões, os conversores quase ressonantes ganham a cada dia, um espaço maior nos meios científicos e principalmente nos industriais.

Assim o laboratório de eletrônica de potência e acionamento elétrico (LAMEP) da UFSC, vem se empenhando no aprimoramento de novas técnicas para serem utilizadas pelas indústrias, principalmente as nacionais, afim de possibilitar às mesmas uma maior possibilidade de concorrência com outras. Os resultados apresentados mostram que a estrutura em questão está pronta para ser absorvida pela indústria, faltando para isso apenas um trabalho de engenharia de produto na mesma.

Não é difícil apresentar as contribuições oferecidas por este trabalho. O mesmo não se deteve em simplesmente apresentar uma nova técnica que possibilite uma maior densidade de potência mas apresentou também um roteiro de projeto com inúmeras facilidades. Para se notar essas facilidade, basta confrontar-se com o equacionamento matemático e geração de ábacos feitos no primeiro capítulo. Sem os quais, o projetista de uma estrutura como a apresentada teria de ser um especialista não só em eletrônica mas também em

matemática e análise de circuitos.

O trabalho também buscou a comprovação do modelo e do roteiro apresentados, primeiramente via simulação e depois através da implementação prática em laboratório, com a construção de um protótipo que mostrou-se bastante convincente no seu funcionamento, necessitando talvez de alguns pequenos ajustes que podem ser dados por pessoas mais experientes na industrialização de equipamentos.

Em termos do conversor em si conseguiu-se bons resultados tanto em rendimento, que esteve em torno de 80%, como em regulação que no pior caso foi de 5%.

É importante ressaltar também que não se tem conhecimento atualmente, tanto a nível nacional como internacional, de uma estrutura quase ressonante de quatro saídas para potência de 150W.

Como sugestões para trabalhos futuros, deve-se citar um estudo maior de transformadores para altas frequências, principalmente no que se refere ao aprimoramento do acoplamento e estudo da regulação cruzada.

Como sugestão para trabalhos futuros cita-se um estudo de lay-out para altas frequências, um estudo de transformadores em altas frequências, visando a diminuição do mesmo através de projetos mais específicos para estruturas ressonantes e um estudo da redução de spikes em estruturas de alta frequência e alta potência.

Todas estas sugestões dizem respeito às melhorias que podem e devem ser feitas nesta estrutura afim de torná-la industrializável.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [01] BARBI, Ivo - "Progress in the Development of High-frequency Non-Dissipative Commutation Power Converter Technologies", First Power Electronics Seminar, Florianópolis - SC, pp. 01-13, Dez/1988.
- [02] LEE, Fred C. Y. - High Frequency Quasi Resonant Converter Technologies. Proceedings of the IEEE, 76, n.º 4, April, 1988.
- [03] LEE, Fred C. Y. and Liu, Kwang-Hwa e Oruganti Ramesh - Quasi Resonant Converters Topologies and Characteristics. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol Pe2 n.º 1, January, 1987.
- [04] Barbi, Ivo - Eletrônica de Potência. Editora da UFSC, 1986.
- [05] Barbi, Ivo - Eletrônica de Potência II. Publicação interna, LAMEP, UFSC, 1981.
- [06] Barbi, Ivo - Projetos de Fontes Chaveadas. Publicação interna, LAMEP, UFSC, 1988.
- [07] Perin, A. J. e Raizer, A. - Manual de Utilização do Programa SACEC e Manual do Programa DES. Publicação interna, LAMEP, UFSC, 1985.
- [08] Mello, Luis Fernando Pereira de - Projetos de Fontes Chaveadas, Editora Érica Ltda, 1987.
- [09] Líbano, Fausto Bastos. Estudo e Realização de um Conversor -I Quase-Ressonante - Dissertação de Mestrado, UFSC, 1988.
- [10] SIEMENS, Sipmos Components - 1987.
- [11] Motorola, Power MOSFET Transistor -Data Motorola Inc. , 1984.
- [12] Motorola, Rectifiers and Zener Diodes Data - 1988.
- [13] Motorola, CMOS Integrated Circuits - 1978.
- [14] Ibrape, Transistores - 1974.
- [15] Texas Instruments. The Power Semiconductor Data Book, 1978.
- [16] G.E., Semiconductor Data Handbook, 1977.

- [17] Icotron, C atologo Geral de Componentes Eletr onicos.
- [18] Thorton, C atologo de N ucleos de Ferrite.
- [19] Layden, Cyril N. - Eletr onica Industrial, Mc. Graw-Hill, 1988.
- [20] Opto, Texas Instruments - The Optoelectronics Data Book, 1976.
- [21] National, Linear Data Book.
- [22] Ogata, Hattuhiko - Engenharia de Controle Moderno, Prentice-Hall do Brasil, 1985.
- [23] ICOTRON, Boletim T ecnico Informativo, Transformadores de Ferrite para Fontes Switch-Mode, Agosto-Setembro/1983.