

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ANÁLISE DA CÉLULA DE COMUTAÇÃO ZVS-PWM-GEPAE

E SUA APLICAÇÃO EM CONVERSORES DC-DC E DC-AC

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

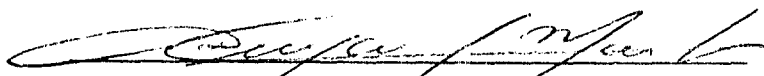
FALCONDES JOSÉ MENDES DE SEIXAS

FLORIANÓPOLIS, JUNHO DE 1993

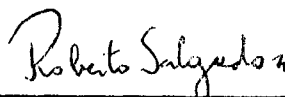
ANÁLISE DA CÉLULA DE COMUTAÇÃO ZVS-PWM-GEPAE E SUA APLICAÇÃO EM CONVERSORES DC-DC E DC-AC

FALCONDES JOSÉ MENDES DE SEIXAS

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

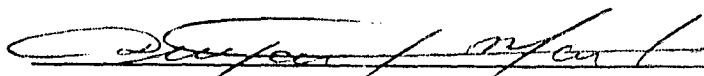


Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.
Orientador

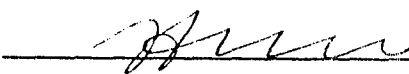


Prof. Roberto de Souza Salgado, Ph.D.
Coordenador do curso de Pós-
Graduação em Engenharia Elétrica

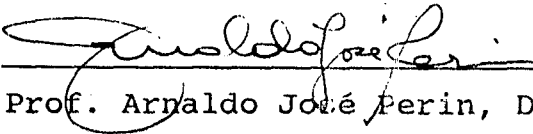
BANCA EXAMINADORA:



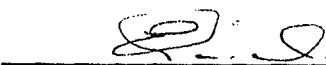
Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.

A Deus

A meus pais José e Daisy

**A meus irmãos Elder Paulo,
Marcos Antonio, Claudiner e
Flor de Liz**

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Denizar Cruz Martins, pela orientação brilhante, sincera, segura e objetiva. Ao Prof. Denizar, o agradecimento pela amizade e acompanhamento dispensado durante a realização deste trabalho.

Ao Prof. Ivo Barbi pela amizade e pela objetiva atuação na figura de co-orientador, que sempre dispensou.

Aos demais professores do LAMEP pela amizade e disponibilidade.

Aos meus colegas e amigos do LAMEP pelo companheirismo e questionamentos enriquecedores levantados durante a pesquisa.

Aos Técnicos e às Secretárias do Laboratório, pela atenção e presteza dispensadas.

À UFSC, UNESP e CAPES pelo apoio financeiro.

Aos colegas da UNESP/FEIS pelo estímulo e apoio.

Ao meu irmão Claudiner e aos amigos Márcio Có e Marco Akio pelo excelente, sincero e harmonioso convívio sob o mesmo teto.

A todas as pessoas, com um carinho especial à "Galera de Base", que de uma forma ou de outra contribuíram para a realização desta pesquisa.

SUMÁRIO

Simbologia.	x
Resumo.	xiii
Abstract.	xiv
Introdução.	xv
Capítulo I - Estudo da Célula de Comutação ZVS Para o Conversor DC-DC.	01
<i>1.1 - Introdução.....</i>	<i>02</i>
<i>1.2 - Análise qualitativa.....</i>	<i>04</i>
1.2.1 - Introdução.....	04
1.2.2 - Etapas de funcionamento.....	05
1.2.3 - Principais formas de onda.....	10
1.2.4 - Plano de fase.....	11
<i>1.3 - Análise quantitativa.....</i>	<i>12</i>
1.3.1 - Introdução.....	12
1.3.2 - Equações básicas em cada etapa de funcionamento.....	13
<i>1.4 - Conclusão.....</i>	<i>26</i>
Capítulo II - Esforços Nos Componentes da Célula de Comutação ZVS.	27
<i>2.1 - Valores médios e eficazes de corrente.....</i>	<i>28</i>
2.1.1 - Introdução.....	28
2.1.2 - Correntes média e eficaz em cada etapa...	28

2.1.3 - Correntes média e eficaz em cada componente durante um período de chaveamento.....	44
2.2 - Valores máximos de tensão e corrente.....	47
2.2.1 - Introdução.....	47
2.2.2 - Corrente máxima.....	47
2.2.3 - Tensão máxima.....	49
2.3 - Geração de ábacos.....	50
2.3.1 - Introdução.....	50
2.3.2 - Valores máximos.....	51
2.3.3 - Valores médios.....	52
2.3.4 - Valores eficazes.....	53
2.4 - Conclusão.....	54

Capítulo III - Projeto e Simulação do Conversor DC-DC.

3.1 - Introdução.....	57
3.2 - Determinação do parâmetro alfa.....	57
3.3 - Determinação da frequência de ressonância.....	58
3.4 - Determinação dos elementos ressonantes.....	60
3.5 - Cálculo do autotransformador.....	61
3.5.1 - Obtenção do núcleo mínimo.....	61
3.5.2 - Cálculo da energia armazenada.....	62
3.5.3 - Cálculo do entreferro.....	64
3.5.4 - Cálculo do número de espiras.....	65
3.6 - Cálculo do indutor ressonante.....	66
3.6.1 - Obtenção do núcleo mínimo.....	66
3.6.2 - Cálculo do entreferro.....	67
3.6.3 - Cálculo do número de espiras.....	68

3.7 - <i>Estudo por simulação</i>	69
3.7.1 - <i>Introdução</i>	69
3.7.2 - <i>Obtenção dos parâmetros do circuito</i>	69
3.7.3 - <i>Simulação em regime permanente</i>	71
3.8 - <i>Conclusão</i>	73

Capítulo IV - Aplicação da Célula ZVS ao Conversor DC-AC - PWM.

74

4.1 - <i>Introdução</i>	75
4.2 - <i>A estrutura DC-AC</i>	75
4.3 - <i>Modulação PWM (Pulse Width Modulation)</i>	77
4.4 - <i>Estudo por simulação</i>	79
4.5 - <i>Projeto do inversor Link DC</i>	82
4.5.1 - <i>Dados para projeto</i>	84
4.5.2 - <i>Projeto da célula de comutação ZVS</i>	85
4.5.3 - <i>Projeto do conversor DC-DC</i>	91
4.5.4 - <i>Projeto da ponte inversora</i>	93
4.6 - <i>Projeto do circuito de comando</i>	94
4.6.1 - <i>Introdução</i>	94
4.6.2 - <i>Estágio DC-DC</i>	95
4.6.3 - <i>Estágio inversor</i>	99
4.7 - <i>Conclusão</i>	101

Capítulo V - Estudos Experimentais Com os Conversores DC-DC e DC-AC.

104

5.1 - <i>Introdução</i>	105
-------------------------------	-----

<i>5.2 - Conversor DC-DC.....</i>	105
<i>5.3 - Conversor DC-AC.....</i>	108
<i>5.4 - Resultados experimentais.....</i>	110
<i>5.5 - Conclusão.....</i>	116
Conclusão Geral.	118
Referências Bibliográficas.	121
Apêndice.	125

SIMBOLOGIA

a	Relação de espiras do autotransformador.
$a_{N,N}$	Enrolamentos primário e secundário.
A_e	Área da perna central do núcleo.
A_w	Área da janela do carretel.
b	Constante auxiliar para a terceira etapa.
B	Indução magnética.
C_r	Capacitor ressonante.
D, D_1, D_2, D_3 e D_{RL}	Diodos.
E_i	Fonte de tensão de entrada.
I_o	Fonte de corrente de saída.
i_D	Corrente instantânea no diodo.
i_S	Corrente instantânea na chave.
i_{E_i}	Corrente instantânea na fonte de tensão.
i_{Lr}	Corrente instant. no indutor ressonante.
\overline{i}_D	Corrente normalizada no diodo.
\overline{i}_S	Corrente normalizada na chave.
\overline{i}_{E_i}	Corrente normalizada na fonte de tensão.
\overline{i}_{Lr}	Corrente normalizada no ind. ressonante.

$\overline{I_{D_{ef}}}$	Corrente eficaz normalizada no diodo.
$\overline{I_{S_{ef}}}$	Corrente eficaz normalizada na chave.
$\overline{I_{E_{1ef}}}$	Corrente eficaz norm. na fonte de tensão.
$\overline{I_{Lr_{ef}}}$	Corrente eficaz normalizada no indutor ressonante.
$\overline{I_{D_{md}}}$	Corrente média normalizada no diodo.
$\overline{I_{S_{md}}}$	Corrente média normalizada na chave.
$\overline{I_{E_{1md}}}$	Corrente média norm. na fonte de tensão.
$\overline{I_{Lr_{md}}}$	Corrente média normalizada no indutor ressonante.
$\overline{I_{D_{max}}}$	Corrente máxima normalizada no diodo.
$\overline{I_{S_{max}}}$	Corrente máxima normalizada na chave.
$\overline{I_{E_{1max}}}$	Corrente máxima norm. na fonte de tensão.
$\overline{I_{Lr_{max}}}$	Corrente máxima normalizada no indutor ressonante.
I_o	Corrente na carga.
$I_{c_{max}}$	Corrente máxima na carga.
J	Densidade de corrente.
K_a	Proporção entre os valores máximos de correntes na chave auxiliar e na carga.
K_w	Fator de enrolamento.
L_r	Indutor ressonante.

m_a	Fator de modulação.
P_o	Potência ativa na carga.
S_1 a S_8	MOSFET's
$\overline{V_{Cr}}$	Tensão normalizada no cap. ressonante.
V_{Cr}	Tensão instant. no capacitor ressonante.
V_o	Tensão na carga.
V_T	Sinal de referência triangular.
V_r	Sinal de referência senoidal.
V_1, V_2	Sinal de tensão de comparação.
W	Energia armazenada no núcleo.
α	Fator de parametrização.
β	Ângulo que define a terceira etapa.
δ	Entreferro.
Δt	Duração das etapas de funcionamento.
ΔT	Tempo de operação da célula.
ω_o	Freqüência de ressonância.

RESUMO

O presente trabalho apresenta o estudo detalhado de uma Célula de Comutação ZVS, aplicada ao conversor Buck. O objetivo é obter comutação ZVS das chaves sem que a tensão sobre cada chave ultrapasse o valor da fonte de alimentação e não haja esforço adicional de corrente em nenhuma chave.

Após confirmar os resultados da análise matemática por simulação digital, o conversor é modificado para operação regenerativa e acoplado à saída o estágio inversor.

Na seqüência são feitas novas simulações, e o conversor DC-AC - PWM senoidal, juntamente com o circuito de comando, são projetados e implementados no laboratório.

Os resultados experimentais, que validam os estudos analíticos realizados, são obtidos de um protótipo de 1KW e 40KHz.

ABSTRACT

This work presents the study of ZVS Commutation Cell, applied to buck converter. The objective is to obtain zero voltage switching of semiconductor devices without overvoltage and additional current stress.

After to check the results obtained by mathematical analysis and digital simulation, the converter is modified to regenerative mode and the inverter stage is connected.

Next, others digital simulation are made and a prototype with both sinusoidal PWM DC-AC converter and command circuits are designed and implemented.

Experimental results are obtained using a prototype rated at 1KW and 40KHz, validating the analytical studies.

INTRODUÇÃO

Diversos equipamentos de elevados graus de complexidade e importância necessitam, de modo ininterrupto, de uma alimentação senoidal pura (com baixo conteúdo harmônico) de tensão ou corrente.

Pode-se citar como exemplo destes sistemas os centros de processamento de dados e de telecomunicações, equipamentos hospitalares, acionamentos elétricos com tensão e frequência variáveis, dentre outros.

Portanto, torna-se indispensável a utilização de sistemas de alimentação senoidal confiáveis e sem a interferência de fatores externos.

Para isso, pode-se empregar conversores eletromecânicos ou conversores estáticos.

Os conversores eletromecânicos ou rotativos têm bom desempenho, com capacidade de fornecimento de elevados níveis de potência, porém necessitam de instalações adequadas, manutenção freqüente, e produzem elevado nível de ruído.

Os conversores estáticos DC-AC, ou simplesmente inversores, permitem a alimentação de sistemas complexos, proporcionando baixa taxa de distorção harmônica, alto rendimento, resposta dinâmica rápida e custo competitivo.

Até meados da década de 80, o inversor de fonte de corrente com comutação autoseqüencial (ASCI) a tiristor, era largamente usado para potências de até 1MW.

No final da década, com o avanço da eletrônica de potência, estes conversores já estavam sendo quase completamente substituídos por inversores de fonte de tensão (VSI) a GTO ou transistores de potência [01], para modulação PWM e potência até 500KW.

Um grande problema encontrado nos conversores estáticos em geral, são as perdas em comutação. Estas perdas ocorrem devido a não idealidade dos semicondutores de potência, fazendo com que

seja dissipada energia durante o bloqueio e a entrada em condução de um semicondutor.

Uma técnica de comutação não dissipativa aplicada a inversores é o Link DC ressonante [02]. Este circuito apresenta como desvantagem a não obtenção de uma modulação PWM verdadeira e sim uma modulação PWM integral (IPWM), além de apresentar sobretensões excessivas nos semicondutores.

Para resolver estes problemas, é proposto [03] um circuito com interrupção do ciclo ressonante para se obter um PWM verdadeiro, e a utilização de capacitores chaveados que reduzem as sobretensões nos semicondutores.

A classe dos conversores quase-ressonantes (QRC-PWM) modulados por largura de pulso [04,05,06] apresentam sobretensões no grupo ZVS e sobrecorrentes no grupo ZCS, em comparação ao conversor PWM convencional de comutação dissipativa.

A mais recente técnica [07] (publicada durante a execução deste trabalho), aplicada aos conversores PWM não isolados, garante comutação ZVS com mínimo esforço de tensão e corrente. Esta técnica, utilizando um PWM convencional, superou os problemas de esforços de tensão e corrente nas chaves, mas com a necessidade de um circuito de comando complexo e preciso.

Este trabalho, cuja célula de comutação ZVS deu origem a outros dois trabalhos [08,09], possui comutação ZVS, utiliza o PWM convencional e é isento de qualquer sobretensão ou sobrecorrente. Além disso, o circuito de comando das chaves é bastante simples comparado à técnica já publicada.

Após o estudo detalhado da célula de comutação ZVS aplicada ao conversor buck, o estudo é estendido para uma célula reversível em corrente e, em seguida, aplicada ao conversor DC-AC - PWM.

A simulação, projeto e implementação do inversor proposto, bem como os resultados experimentais obtidos, são apresentados neste trabalho.

CAPÍTULO I

**ESTUDO DA CÉLULA DE COMUTAÇÃO ZVS
PARA O CONVERSOR DC-DC.**

1.1 - Introdução.

Esforços têm sido feitos por engenheiros para substituir os conversores DC-DC não isolados de comutação dissipativa por células de comutação não dissipativas, preservando o controle PWM clássico de frequência constante.

Além disso, diversos trabalhos têm sido publicados [10,11,12,13] no sentido de obter comutação suave e com baixos valores de sobretensão e sobrecorrente nos semicondutores.

Este trabalho propõe a utilização de uma célula de comutação ZVS nos conversores não-isolados, com a finalidade de ampliar e melhorar a utilização destes conversores.

O circuito básico da Célula de Comutação ZVS, mostrado na figura 1.1, tem pouco interesse prático porque necessita de uma fonte DC auxiliar (E_a), reversível e de valor apropriado.

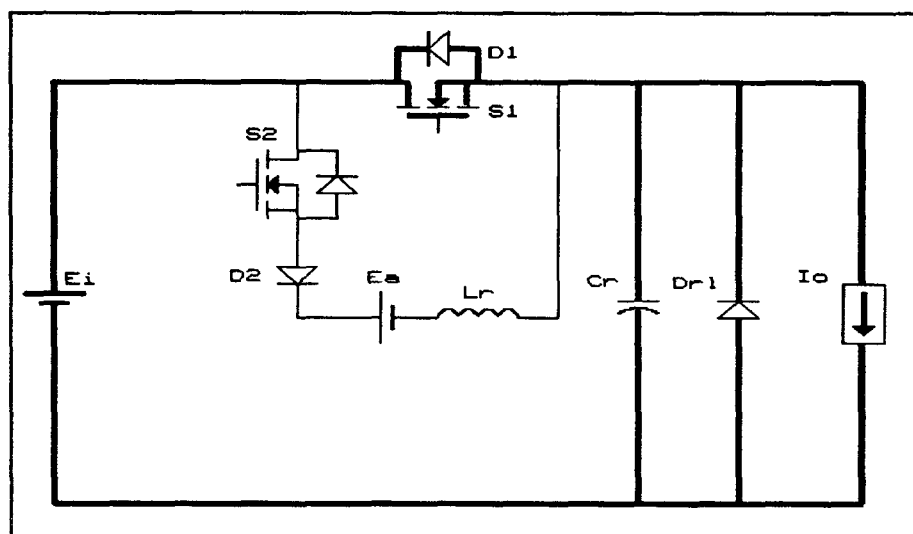


Fig. 1.1 - Circuito básico da Célula de Comutação ZVS.

A fonte de tensão E_a pode ser facilmente implementada por um pequeno autotransformador de alta frequência e um diodo auxiliar.

O circuito proposto, aplicado ao conversor buck, é mostrado na figura 1.2.

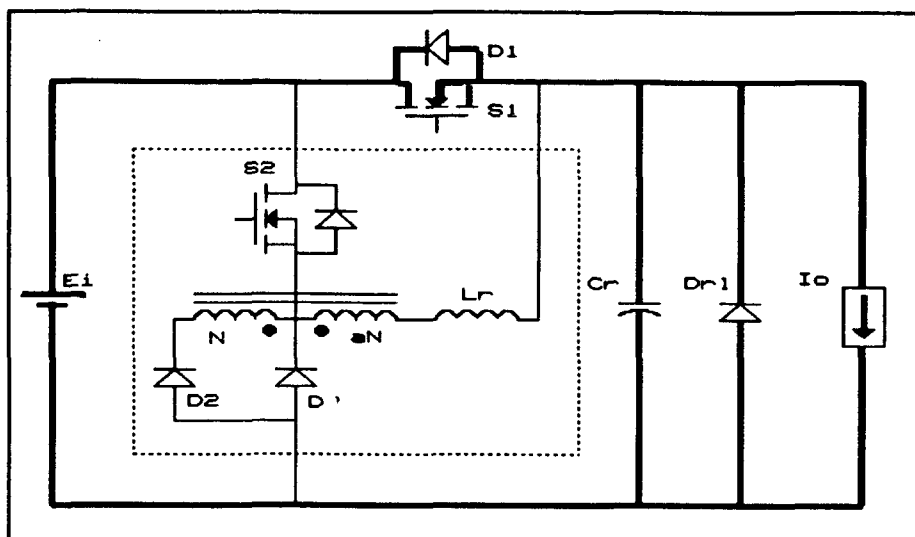


Fig. 1.2 - Célula de comutação ZVS proposta.

Este circuito foi derivado do conversor pólo ZVS com comutação PWM verdadeira [10], que é mostrado na figura 1.3.

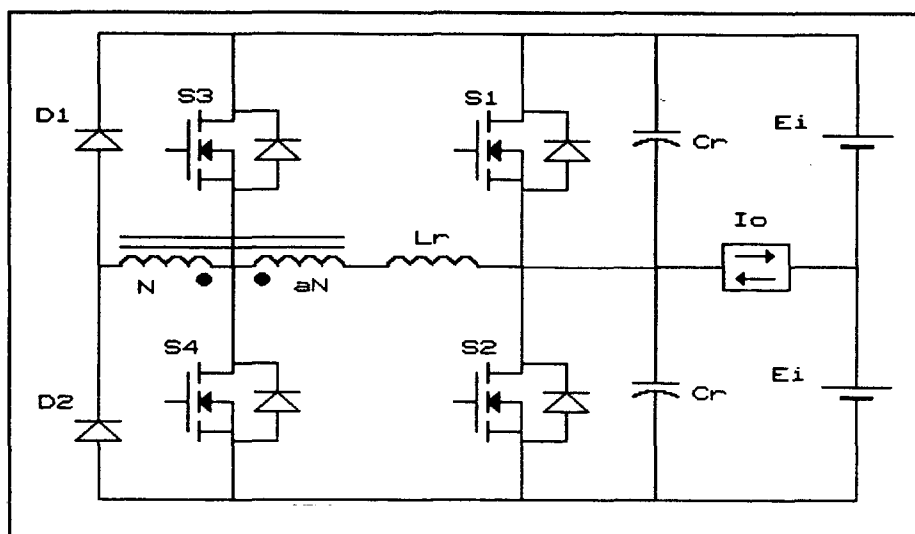
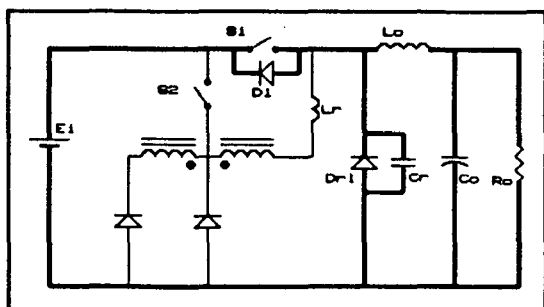
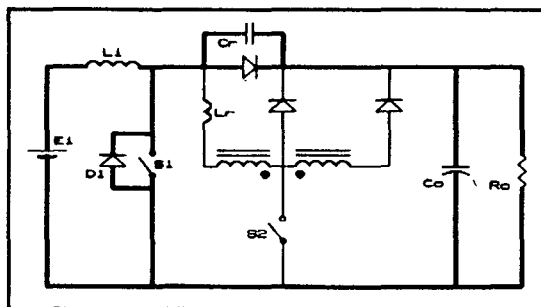


Fig. 1.3 - Inversor pólo ressonante com modulação PWM verdadeira.

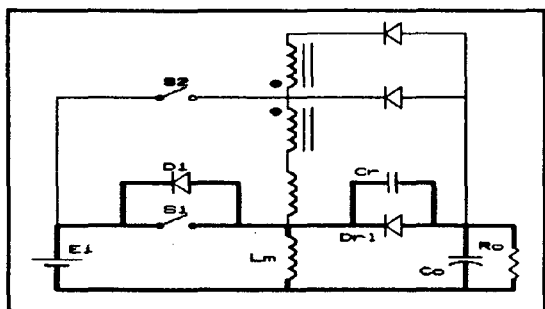
A figura 1.4 mostra a família dos conversores DC-DC não-isolados utilizando a Célula de Comutação ZVS [08]. Neste trabalho, somente o conversor buck é estudado.



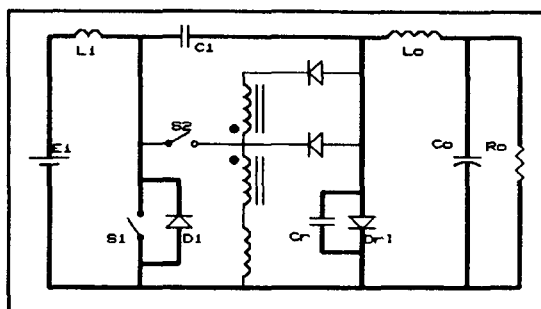
a) conversor buck



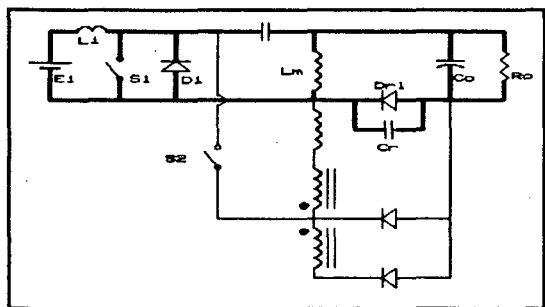
b) conversor boost



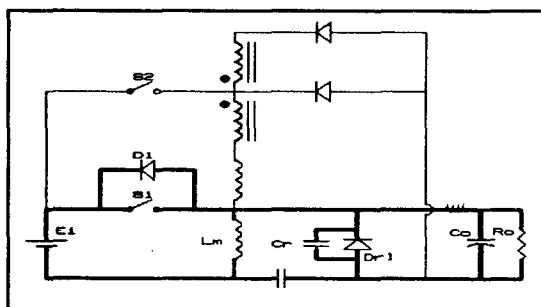
c) conversor buck-boost



d) conversor cuk



e) conversor sepic



f) conversor zeta

Fig. 1.4 - Família dos conversores DC-DC não-isolados com célula de comutação ZVS.

1.2 - Análise qualitativa.

1.2.1 - Introdução.

No estudo qualitativo, são definidas as principais etapas de funcionamento da estrutura. Em cada etapa, definida pelo intervalo de tempo entre duas situações, é apresentado o circuito

equivalente e destacadas as malhas que definem cada etapa.

Para facilitar a visualização do funcionamento da estrutura, são mostrados o plano de fase e as formas principais de onda para um período de funcionamento.

1.2.2 Etapas de funcionamento.

1ª Etapa (t_0, t_1)

No instante $t = t_0$, o diodo de roda livre conduz a corrente de carga I_0 . Todos os demais semicondutores encontram-se bloqueados, como mostra a figura 1.5.

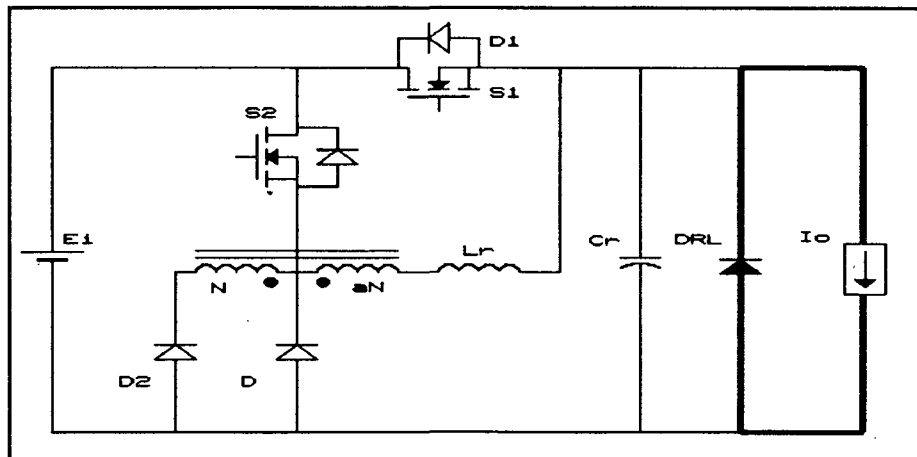


Fig. 1.5 - Primeira etapa de funcionamento.

2ª Etapa (t_1, t_2)

A chave S_2 é colocada em condução no instante $t = t_1$. A corrente no indutor ressonante i_L cresce linearmente e, devido a polaridade do autotransformador, o diodo D_2 também entra em condução, conforme mostra a figura 1.6.

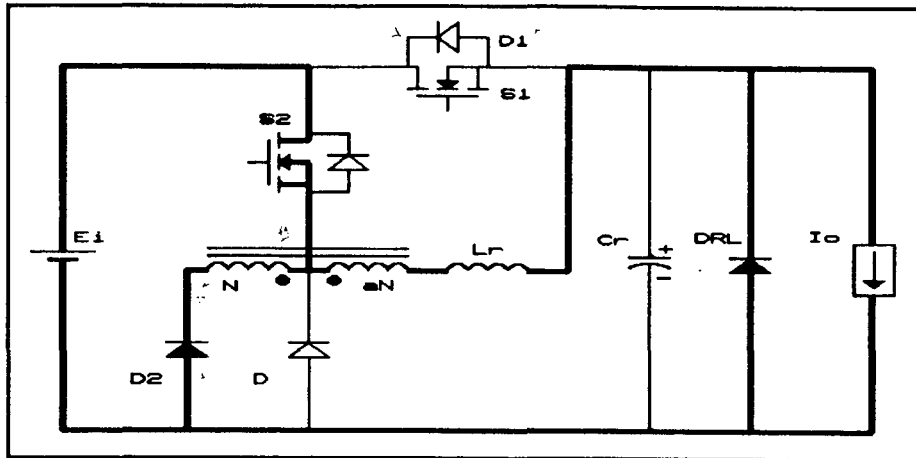


Fig. 1.6 - Segunda etapa de funcionamento.

A corrente no diodo de roda livre decresce linearmente na mesma proporção que o crescimento de i_L . Esta etapa termina depois do intervalo $\Delta t_2 = t_2 - t_1$, quando a corrente no diodo de roda livre se anula e a corrente no indutor ressonante se iguala à corrente de carga.

As relações entre as correntes no autotransformador são apresentadas a seguir:

$$i_{Lr} \cdot a \cdot N = i_{D2} \cdot N$$

assim,

$$i_{D2} = a \cdot i_{Lr} \quad (1.1)$$

por outro lado

$$i_{D2} + i_{S2} = i_{Lr}$$

logo

$$i_{S2} = (1-a) \cdot i_{Lr} \quad (1.2)$$

A corrente através do diodo de roda livre vale:

$$i_{DRL} = I_o - i_{Lr} \quad (1.3)$$

Onde a é a relação de espiras e N é o número de espiras do enrolamento primário.

3ª Etapa (t_2 , t_3)

No instante $t = t_2$ o diodo de roda livre se bloqueia com tensão nula e inicia-se a etapa ressonante. A corrente i_{Lr} cresce senoidalmente e a diferença de correntes $i_{Lr} - I_o$ carrega o capacitor C_r , de forma também senoidal, com polaridade mostrada na figura 1.7.

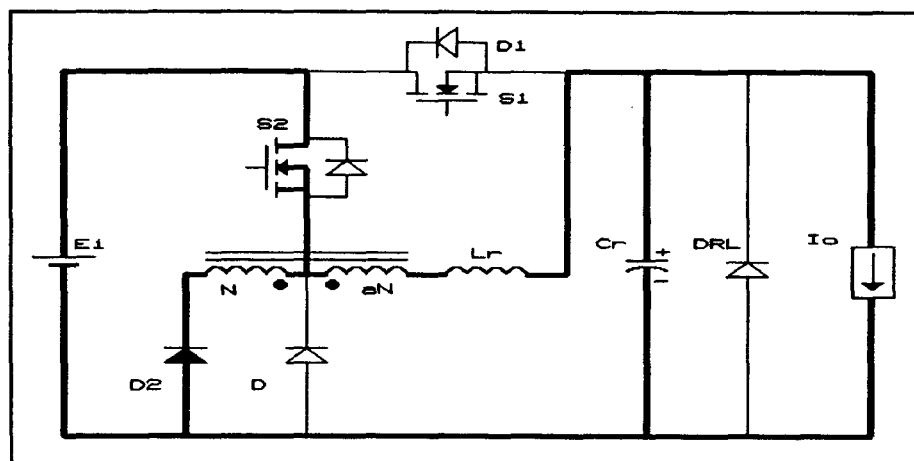


Fig. 1.7 - Terceira etapa de funcionamento.

Esta etapa termina após o intervalo $\Delta t_3 = t_3 - t_2$, quando a tensão sobre o capacitor C_r se iguala à tensão da fonte E_i .

4ª Etapa (t_3, t_4)

Quando v_{Cr} for igual a E_i ($t = t_3$), o diodo D_1 entra em condução, grampeando a tensão do capacitor ressonante no valor E_i e conduzindo a corrente $i_{Lr} - I_o$. A corrente no indutor ressonante decresce linearmente. A figura 1.8 ilustra esta etapa de funcionamento.

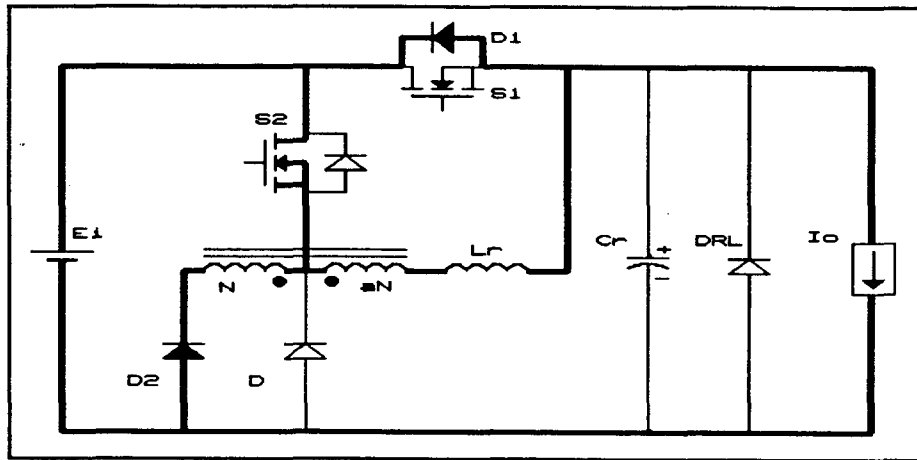


Fig. 1.8 - Quarta etapa de funcionamento.

Durante esta etapa, a chave S_1 é comandada a conduzir sob tensão nula.

A 4ª etapa termina após o intervalo $\Delta t_4 = t_4 - t_3$ com o bloqueio de D_1 .

5ª Etapa (t_4, t_5)

No instante $t = t_4$, a corrente no indutor ressonante se iguala a I_o e a chave S_1 começa a assumir parte da corrente de carga ($I_o - i_{Lr}$).

A corrente na chave S_1 cresce linearmente na mesma taxa de decrescimento de i_{Lr} , até assumir toda a corrente de carga.

Esta etapa é ilustrada na figura 1.9.

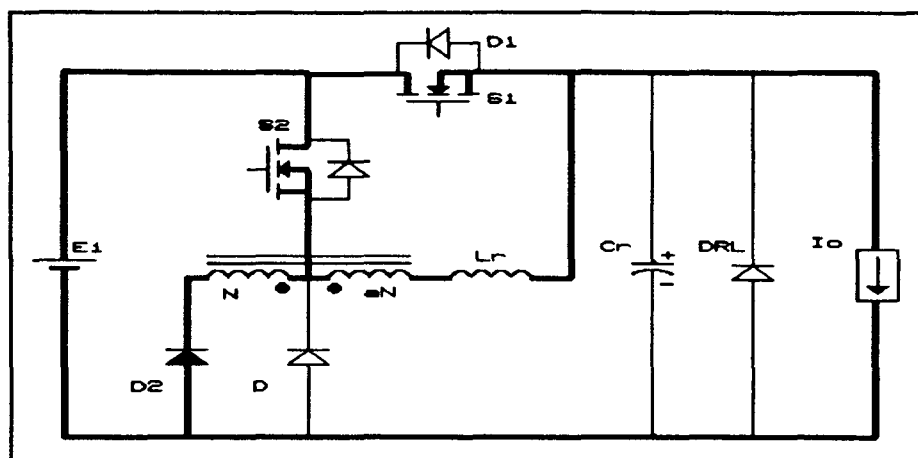


Fig. 1.9 - Quinta etapa de funcionamento.

Quando a chave S_1 assumir toda a corrente de carga, depois de $\Delta t_5 = t_5 - t_4$, S_2 é bloqueado dando início à etapa seguinte.

6ª Etapa (t_5, t_6)

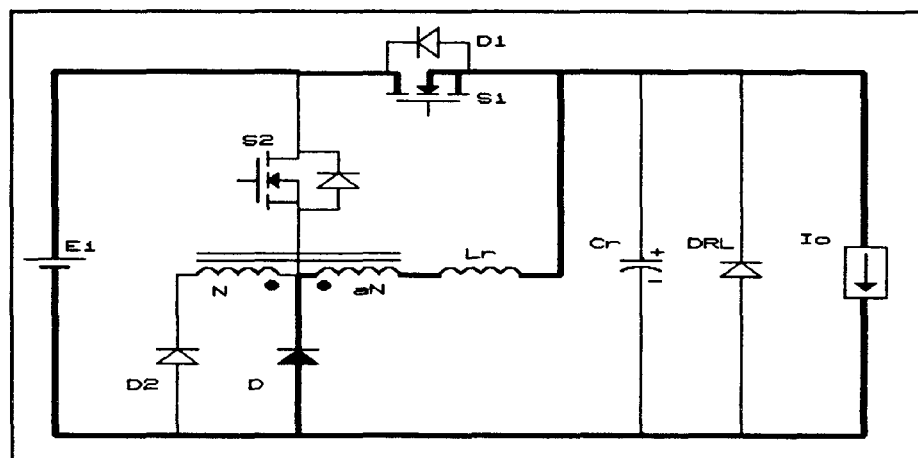


Fig. 1.10 - Sexta etapa de funcionamento.

Em $t = t_5$, a chave S_2 é bloqueada e o diodo D assume a corrente de magnetização do autotransformador. O diodo D_2 é polarizado reversamente e o autotransformador se desmagnetiza através de D, L_r e E_i , como mostra a figura 1.10.

Durante o intervalo $\Delta t_6 = t_6 - t_5$, o autotransformador é desmagnetizado e a chave S_1 conduz a corrente de carga.

7ª Etapa (t_6 , t_0)

A chave S_1 é bloqueada sob tensão nula no instante $t = t_6$. A partir daí o capacitor de ressonância se descarrega com corrente I_o constante, como mostra a figura 1.11.

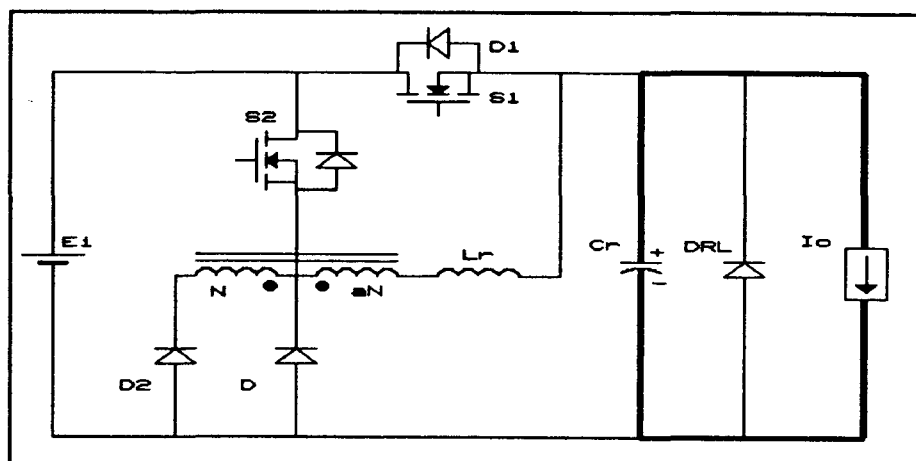


Fig. 1.11 - Sétima etapa de funcionamento.

Quando o capacitor se descarrega completamente, após o intervalo $\Delta t_7 = t_0 - t_6$, o diodo de roda livre assume a corrente de carga, finalizando assim o período de funcionamento e dando início novamente à primeira etapa.

1.2.3 Principais formas de onda.

As principais formas de onda de tensão e corrente nos semicondutores e nos elementos ressonantes, para um período de funcionamento, são mostradas na figura 1.12.

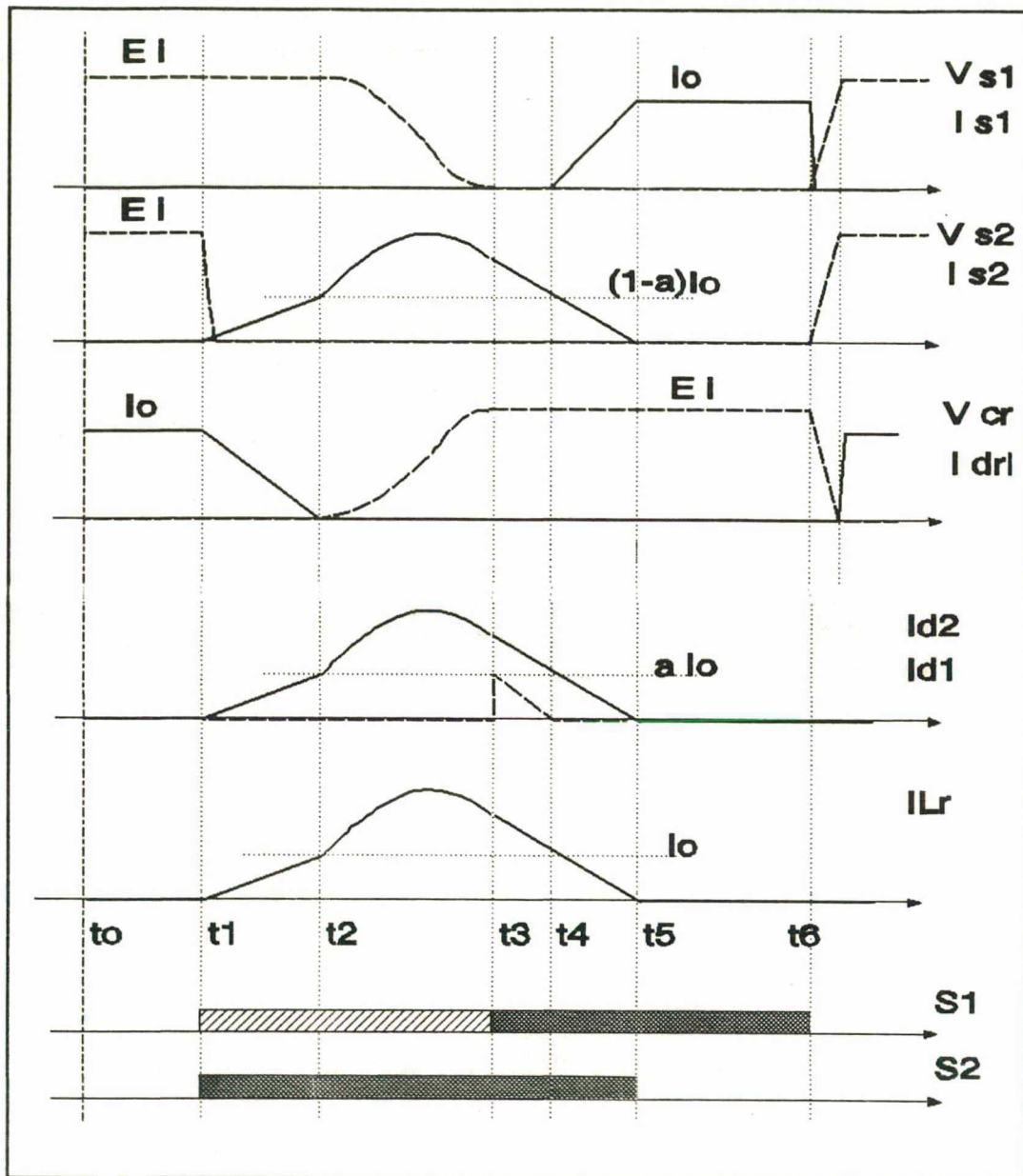


Fig. 1.12 - Principais formas de onda.

1.2.4 Plano de fase.

A figura 1.13 mostra o plano de fase para as sete etapas de funcionamento do conversor, em função dos parâmetros ressonantes, da tensão de entrada, da corrente de saída e da relação de espiras do autotransformador.

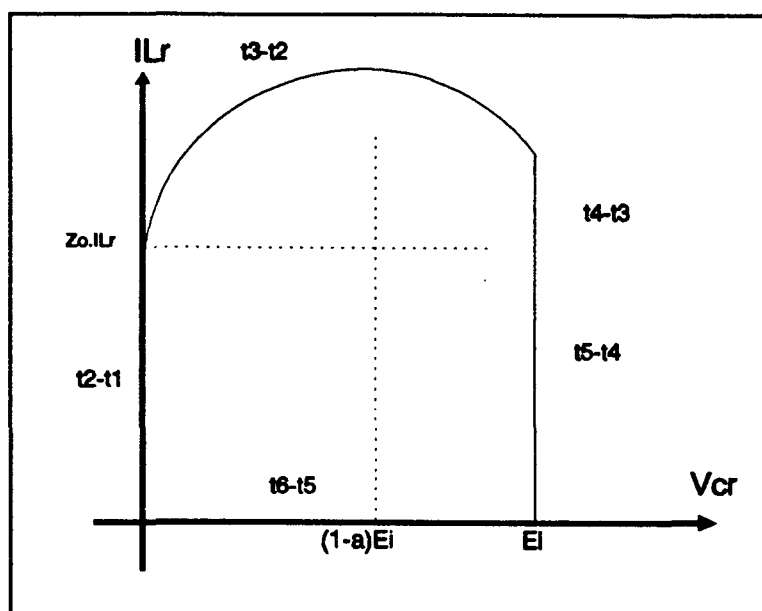


Fig. 1.13 - Plano de fase.

1.3 - Análise quantitativa.

1.3.1 - Introdução.

A figura 1.14 mostra o estágio de potência do circuito simplificado do conversor DC-DC, o qual será submetido à análise matemática.

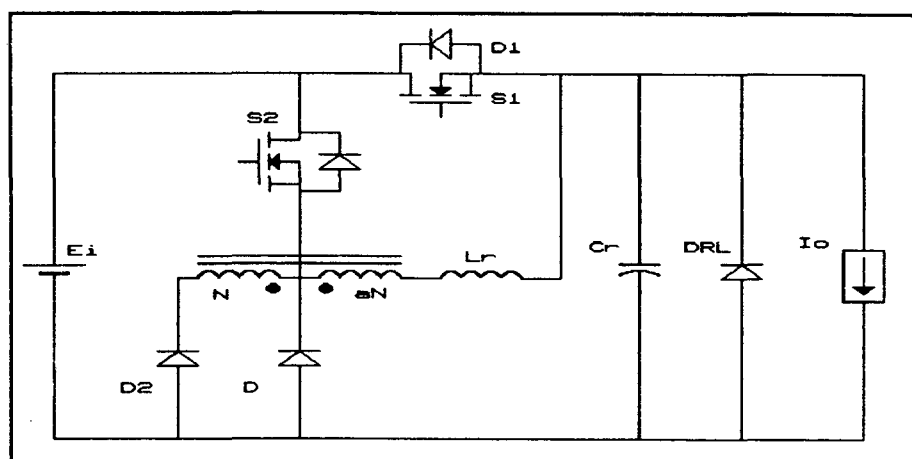


Fig. 1.14 Circuito de potência simplificado.

As seguintes considerações são feitas:

- a) Todos os componentes são ideais;
- b) A fonte de tensão é constante e livre de ondulações;
- c) A indutância da carga é muito maior que a do indutor ressonante e, durante os intervalos de comutação, que são muito pequenos, a carga pode ser considerada como uma fonte de corrente.
- d) A corrente e o tempo de desmagnetização do autotransformador são desprezados.

1.3.2 - Equações básicas em cada etapa de funcionamento.

1ª Etapa $\Delta t_1 (t_0 \rightarrow t_1)$

Durante o intervalo de tempo Δt_1 , o valor das variáveis nos elementos ressonantes não é modificado. Somente o diodo de roda livre conduz, conforme está ilustrado na figura 1.5.

$$I_{DRL} = I_o \quad (1.4)$$

Todos os demais semicondutores encontram-se bloqueados.

O intervalo de tempo Δt_1 é definido pelo instante de disparo da chave S_2 .

2ª Etapa $\Delta t_2 (t_1 \rightarrow t_2)$

O circuito equivalente para o intervalo Δt_2 , está representado na figura 1.15.

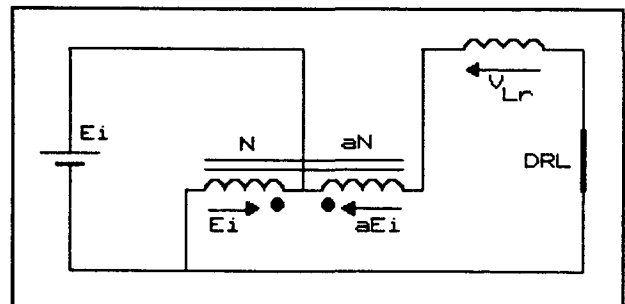


Fig. 1.15 Circuito simplificado para a segunda etapa.

A tensão sobre o indutor ressonante é constante e vale:

$$V_{Lr} = E_i - a \cdot E_i$$

portanto,

$$V_{Lr} = (1-a) \cdot E_i \quad (1.5)$$

A corrente através do indutor ressonante varia da seguinte forma:

$$i_{Lr} = \frac{1}{L_r} \int_0^t V_{Lr} \cdot dt$$

e tendo como resultado:

$$i_{Lr} = (1-a) \cdot \frac{E_i}{L_r} \cdot t \quad (1.6)$$

pois

$$V_{Lr} = (1-a) \cdot E_i$$

Definindo os seguintes parâmetros

$$\alpha = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot \frac{I_o}{E_i} \quad (1.7)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (1.8)$$

as equações de tensão e corrente podem ser escritas em função de α e ω_0 , onde

$$\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_0 \quad (1.9)$$

é a pulsação do circuito ressonante.

Considerando os parâmetros definidos, as equações de corrente e tensão nos componentes podem ser normalizadas a partir das seguintes relações:

$$\overline{i_{Lr}} = i_{Lr} \cdot \frac{\alpha}{I_o} \quad (1.10)$$

$$\overline{v_{Cr}} = v_{Cr} \cdot \frac{1}{E_i} \quad (1.11)$$

onde $\frac{\alpha}{I_o}$ e $\frac{1}{E_i}$ são os fatores de normalização e as variáveis com traço são usadas para representar suas correspondentes variáveis normalizadas.

Reescrevendo a equação 1.6, com base nas equações 1.7 e 1.8, resulta:

$$i_{Lr} \cdot \frac{\alpha}{I_o} = (1-a) \cdot \omega_0 \cdot t$$

ou de forma normalizada,

$$\overline{i_{Lr}} = (1-a) \cdot \omega_0 \cdot t \quad (1.12)$$

- Determinação das correntes normalizadas nos semicondutores:

As equações 1.1, 1.2 e 1.3 podem ser normalizadas multiplicando ambos os termos da igualdade pelo fator de normalização $\frac{\alpha}{I_o}$. Com isso, resulta:

$$i_{D2} \cdot \frac{\alpha}{I_o} = a \cdot i_{Lr} \cdot \frac{\alpha}{I_o}$$

$$\overline{i_{D2}} = a \cdot \overline{i_{Lr}} \quad (1.13)$$

$$\overline{i_{S2}} = (1-a) \cdot \overline{i_{Lr}} \quad (1.14)$$

$$\overline{i_{DRL}} = \alpha \cdot \overline{i_{Lr}} \quad (1.15)$$

A corrente na fonte de tensão é igual a corrente na chave S_2 , portanto:

$$\overline{i_{Bi}} = \overline{i_{S2}}$$

ou com base na equação 1.14

$$\overline{i_{Bi}} = (1-a) \cdot \overline{i_{Lr}} \quad (1.16)$$

- Determinação do intervalo de tempo Δt_2

Quando $i_{Lr} = I_o$, $t = \Delta t_2$. Aplicando este resultado na equação 1.6, resulta:

$$I_o = (1-a) \cdot \frac{E_i}{L_r} \cdot \Delta t_2 \quad (1.17)$$

Levando em conta as equações 1.7 e 1.8, vem:

$$\Delta t_2 = \frac{\alpha}{(1-a) \cdot \omega_0} \quad (1.18)$$

3ª Etapa Δt_3 ($t_2 \rightarrow t_3$)

Durante o intervalo de tempo Δt_3 , tem-se a etapa ressonante. O circuito simplificado para a etapa ressonante é representado na figura 1.16.

As equações gerais para os elementos ressonantes podem ser escritas da seguinte forma [14]:

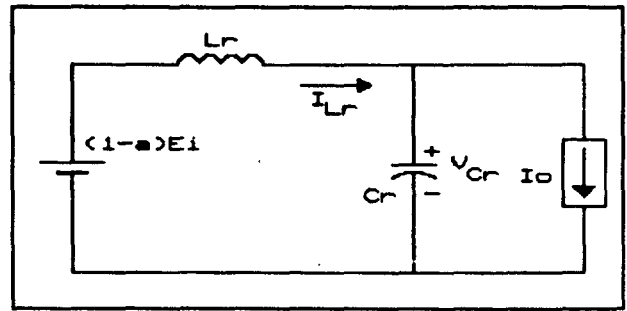


Fig. 1.16 Circuito simplificado para a terceira etapa.

$$v_{Cr}(t) = (1-a) \cdot E_i - ((1-a) \cdot E_i - V_{Co}) \cdot \cos \omega_0 t +$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot (I_{Lo} - I_o) \cdot \sin \omega_0 t \quad (1.19)$$

$$i_{Lr}(t) = I_o + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot (I_{Lo} - I_o) \cdot \cos \omega_0 t +$$

$$\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \cdot ((1-a) \cdot E_i - V_{Co}) \cdot \sin \omega_0 t \quad (1.20)$$

onde:

V_{Co} é a tensão inicial no capacitor e

I_{Lo} é a corrente inicial no indutor

Para esta etapa de operação, tem-se:

$$V_{Co} = 0 \quad \text{e} \quad I_{Lo} = I_o$$

Dessa forma as equações de v_{Cr} e i_{Lr} podem ser reescritas como:

$$v_{Cr}(t) = (1-a) \cdot E_i \cdot (1 - \cos \omega_0 t) \quad (1.21)$$

$$i_{Lr}(t) = \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \cdot (1-a) \cdot E_i \cdot \text{sen } \omega_0 t + I_o \quad (1.22)$$

Normalizando as equações 1.21 e 1.22, vem:

$$\overline{v_{Cr}} = (1-a) \cdot (1 - \cos \omega_0 t) \quad (1.23)$$

$$\overline{i_{Lr}} = \alpha + (1-a) \cdot \text{sen } \omega_0 t \quad (1.24)$$

- Determinação das correntes normalizadas nos semicondutores.

$$i_{D2} = a \cdot i_{Lr}$$

$$\overline{i_{D2}} = a \cdot \overline{i_{Lr}} \quad (1.25)$$

$$i_{S2} + i_{D2} = i_{Lr}$$

$$\overline{i_{S2}} = (1-a) \cdot \overline{i_{Lr}} \quad (1.26)$$

- Determinação da corrente na fonte de tensão:

$$i_{Ei} = i_{S2}$$

$$\overline{i_{Ei}} = (1-a) \cdot \overline{i_{Lr}} \quad (1.27)$$

- Determinação do intervalo de tempo Δt_3 .

No final da 3ª etapa ($t = t_3 = \Delta t_3$) a tensão sobre o capacitor ressonante se iguala à tensão da fonte E_i , portanto, normalizando-se $v_{Cr} = E_i$ que resulta em $\overline{v_{Cr}} = 1$, e levando $\overline{v_{Cr}}$

e Δt_3 na equação 1.23, obtém-se o valor de Δt_3 .

$$1 = (1-a) \cdot (1 - \cos \omega_0 \cdot \Delta t_3)$$

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_0} \cdot \cos^{-1} \left(\frac{-a}{1-a} \right) \quad (1.28)$$

sendo:

$$\beta = \cos^{-1} \left(\frac{-a}{1-a} \right) \quad (1.29)$$

obtém-se:

$$\Delta t_3 = \frac{\beta}{\omega_0} \quad (1.30)$$

- Determinação do valor da corrente no indutor ressonante no final da etapa.

Levando 1.30 em 1.24, resulta:

$$\overline{i}_{Lr}(t_3) = (1-a) \cdot \text{sen} \beta + \alpha \quad (1.31)$$

4ª Etapa $\Delta t_4 (t_3 \rightarrow t_4)$

Nesta etapa, a corrente no indutor ressonante decresce linearmente e o excesso da corrente de carga circula pelo diodo D_1 , até o instante t_4 quando $i_{Lr} = I_o$ (ou de forma normalizada $\overline{i}_{Lr} = \alpha$), conforme mostra a figura 1.17.

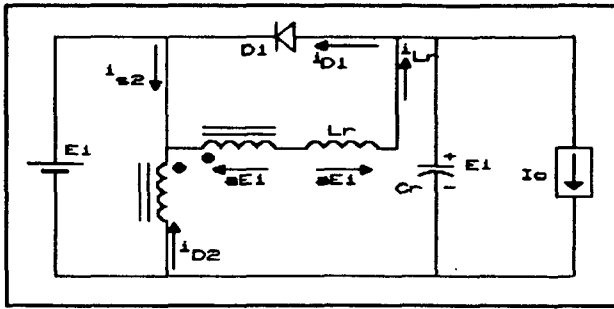


Fig. 1.17.a Circuito simplificado para a quarta etapa.

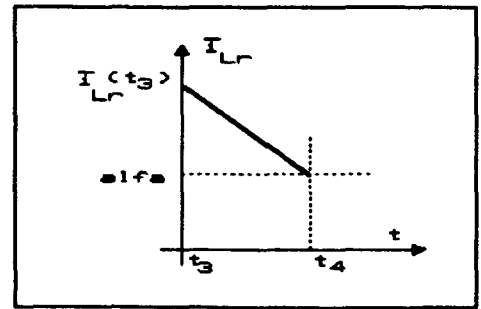


Fig. 1.17.b Corrente no indutor ressonante.

A corrente através do indutor ressonante para o intervalo de tempo Δt_4 , vale:

$$i_{Lr} = i_{Lr}(t_3) - \frac{a \cdot E_i}{L_r} \cdot t \quad (1.32)$$

Levando as equações 1.7, 1.8 e 1.31 em 1.32, e fazendo a normalização, resulta:

$$\overline{i_{Lr}} = \alpha + (1-\alpha) \cdot \text{sen}\beta - a \cdot \omega_0 \cdot t \quad (1.33)$$

A tensão no capacitor ressonante durante esta etapa vale:

$$V_{Cr} = E_i$$

e fazendo a normalização:

$$\overline{V_{Cr}} = 1 \quad (1.34)$$

- Determinação das correntes normalizadas nos componentes que conduzem durante esta etapa.

Corrente no diodo D_2 :

$$i_{D2} = a \cdot i_{Lr}$$

$$\overline{i_{D2}} = a \cdot \overline{i_{Lr}} \quad (1.35)$$

Corrente na chave S_2 :

$$i_{S2} = i_{Lr} - i_{D2}$$

$$i_{S2} = (1-a) \cdot i_{Lr}$$

$$\overline{i_{S2}} = (1-a) \cdot \overline{i_{Lr}} \quad (1.36)$$

Corrente no diodo D_1 :

$$i_{D1} = i_{Lr} - I_o$$

$$\overline{i_{D1}} = \overline{i_{Lr}} - \alpha \quad (1.37)$$

Corrente na fonte de tensão:

$$i_{Ei} = I_o - a \cdot i_{Lr}$$

$$\overline{i_{Ei}} = \alpha - a \cdot \overline{i_{Lr}} \quad (1.38)$$

- Determinação do intervalo de tempo Δt_4 .

No final desta etapa, $t = t_4 = \Delta t_4$, a corrente no indutor ressonante vale I_o , ou de forma normalizada,

$$\overline{i_{Lr}} = \alpha \quad (1.39)$$

Levando $\overline{i_{Lr}}(t_4) = \alpha$ e $t = \Delta t_4$ na equação 1.33, resulta:

$$\alpha = \alpha + (1-a) \cdot \text{sen}\beta - a \cdot \omega_0 \cdot \Delta t_4$$

logo,

$$\Delta t_4 = \frac{(1-a) \cdot \text{sen}\beta}{a \cdot \omega_0} \quad (1.40)$$

5ª Etapa $\Delta t_5 (t_4 \rightarrow t_5)$

O circuito que representa o intervalo Δt_5 é exatamente o mesmo da etapa anterior, porém a chave S_1 conduz a diferença $(I_o - i_{Lr})$ e o diodo D_1 encontra-se bloqueado.

A figura 1.18 mostra o decrescimento da corrente no indutor ressonante durante esta etapa.

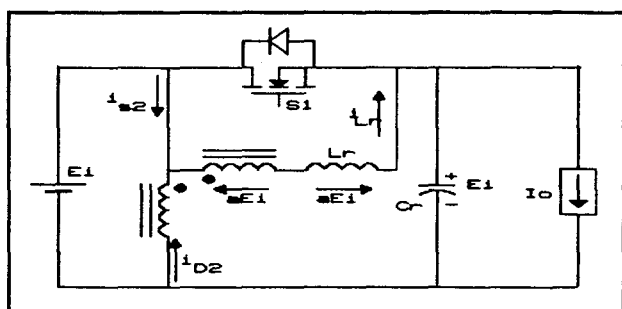


Fig. 1.18.a Circuito simplif. para a quinta etapa.

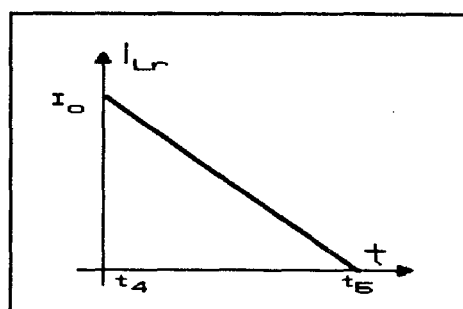


Fig. 1.18.b Corrente no indutor ressonante.

A corrente no indutor ressonante vale:

$$i_{Lr} = I_o - \frac{a \cdot E_i}{L_r} \cdot t \quad (1.41)$$

A equação 1.41 pode ser reescrita em função de α e ω_0 e normalizada, resultando:

$$\overline{i_{Lr}} = \alpha - a \cdot \omega_0 \cdot t \quad (1.42)$$

- Determinação das correntes nos componentes que conduzem durante esta etapa.

Chave S_1 :

$$i_{S1} = I_o - i_{Lr}$$

$$\overline{i_{S1}} = \alpha - \overline{i_{Lr}} \quad (1.43)$$

Chave S_2 :

$$i_{S2} = (1-a) \cdot i_{Lr}$$

$$\overline{i_{S2}} = (1-a) \cdot \overline{i_{Lr}} \quad (1.44)$$

Diodo D_2 :

$$i_{D2} = a \cdot i_{Lr}$$

$$\overline{i_{D2}} = a \cdot \overline{i_{Lr}} \quad (1.45)$$

Fonte de tensão:

$$i_{Ei} = I_o - i_{D2}$$

$$\overline{i_{Ei}} = \alpha - a \cdot \overline{i_{Lr}} \quad (1.46)$$

- Determinação do intervalo de tempo Δt_5 .

No instante $t = t_5$, a corrente no indutor ressonante é nula. Levando os valores de $i_{Lr}(t_5) = 0$ e $t = \Delta t_5$ na equação

1.42, resulta:

$$0 = \alpha - a \cdot \omega_0 \cdot \Delta t_5$$

logo:

$$\Delta t_5 = \frac{\alpha}{a \cdot \omega_0} \quad (1.47)$$

6ª Etapa $\Delta t_6 (t_5 \rightarrow t_6)$

Durante o intervalo de tempo Δt_6 , o valor das variáveis nos elementos ressonantes não é modificado. Apenas a chave S_1 , juntamente com a fonte E_i , conduzem a corrente de carga. Todos os demais semicondutores encontram-se bloqueados.

Portanto, as correntes normalizadas para esta etapa valem:

Chave S_1 :

$$i_{S1} = I_o$$

$$\overline{i_{S1}} = \alpha \quad (1.48)$$

Fonte de tensão:

$$\overline{i_{Ei}} = \alpha \quad (1.49)$$

O intervalo de tempo Δt_6 é definido pelo instante de bloqueio da chave S_1 .

7ª Etapa $\Delta t_7 (t_6 \rightarrow t_0)$

Esta etapa refere-se à descarga linear do capacitor, durante o intervalo Δt_7 . A figura 1.19 representa o circuito simplificado desta etapa e a respectiva forma de onda.

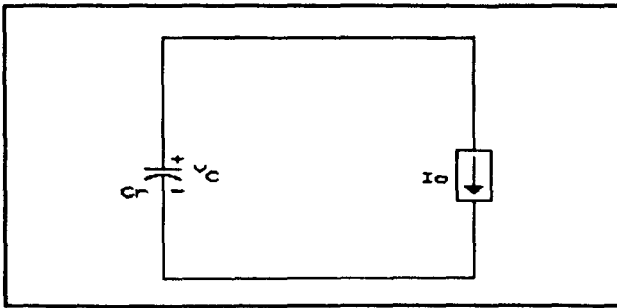


Fig. 1.19.a Circuito simplif. para a sétima etapa.

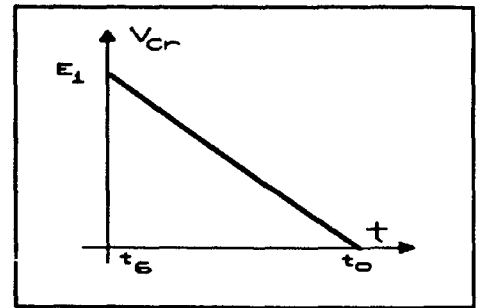


Fig. 1.19.b Tensão sobre o capacitor ressonante.

A equação da tensão sobre o capacitor ressonante durante a descarga é:

$$V_{Cr} = E_i - \frac{I_o}{C_r} \cdot t \quad (1.50)$$

e pode ser reescrita em função dos parâmetros α e ω_0 , da seguinte forma:

$$V_{Cr} = E_i \cdot (1 - \alpha \cdot \omega_0 \cdot t) \quad (1.51)$$

ou, de forma normalizada

$$\overline{V_{Cr}} = 1 - \alpha \cdot \omega_0 \cdot t \quad (1.52)$$

- Determinação do intervalo de tempo Δt_7 .

Quando o capacitor encontra-se totalmente descarregado, tem-se $V_{Cr} = 0$ e $t = t_0 = \Delta t_7$. Substituindo estes valores na equação 1.52, resulta:

$$0 = 1 - \alpha \cdot \omega_0 \cdot \Delta t_7$$

portanto,

$$\Delta t_7 = \frac{1}{\alpha \cdot \omega_0} \quad (1.53)$$

1.4 - Conclusão

As 7 etapas de funcionamento apresentam a operação do conversor sem a existência de sobretensão ou sobrecorrente, tanto na chave principal como na auxiliar.

A duração de cada etapa, bem como as principais equações matemáticas, são normalizadas em função dos elementos ressonantes, da tensão de entrada e da corrente de carga.

A fonte de tensão auxiliar é facilmente implementada com a utilização do autotransformador. A relação de espiras, como mostra o plano de fase, só pode assumir valores entre 0 e 0.5 para que a tensão sobre o capacitor ressonante alcance o valor da tensão da fonte de alimentação.

CAPÍTULO II

**ESFORÇOS NOS COMPONENTES DA CÉLULA
DE COMUTAÇÃO ZVS.**

2.1 - Valores médios e eficazes de corrente.

2.1.1 - Introdução.

Em cada etapa de funcionamento, calcula-se o valor médio e o quadrado do valor eficaz da corrente normalizada em cada componente do circuito de potência, que serão representados em letras maiúsculas e com traço.

A corrente média total num componente é a soma dos respectivos valores médios calculados em cada intervalo.

O quadrado da corrente eficaz total em um componente, é igual à soma dos valores obtidos em cada etapa.

2.1.2 - Correntes média e eficaz em cada etapa de operação.

1ª Etapa

a) *Diodo de roda livre.*

- **Valor Médio.**

Reescrevendo a equação 1.4, agora de forma normalizada, tem-se:

$$\overline{I_{DRL}} = \alpha$$

assim,

$$\overline{I_{DRL_{md}}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_1} \alpha \cdot dt$$

resolvendo, resulta:

$$\overline{I_{DRL_{md}}} = \frac{\alpha}{T_s} \cdot \Delta t_1 \quad (2.1)$$

- Valor Eficaz.

$$\overline{I_{DRL_{ef}}^2} = \frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_1} \alpha^2 \cdot dt$$

resolvendo, vem:

$$\overline{I_{DRL_{ef}}^2} = f_s \cdot \alpha^2 \cdot \Delta t_1 \quad (2.2)$$

2ª Etapa

a) Indutor ressonante.

- Valor Médio.

Da equação 1.12, tem-se:

$$\overline{I_{LR}} = (1-a) \cdot \omega_0 \cdot t$$

assim,

$$\overline{I_{LR_{md}}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_2} (1-a) \cdot \omega_0 \cdot t \cdot dt$$

resolvendo a integral, vem:

$$\overline{I_{LR_{md}}} = \left[\frac{1}{T_s} \cdot (1-a) \cdot \omega_0 \cdot \frac{t^2}{2} \right]_0^{\alpha / ((1-a) \cdot \omega_0)}$$

portanto,

$$\overline{I_{LR_{md}}} = \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{\alpha^2}{4\pi \cdot (1-a)} \quad (2.3)$$

- Valor Eficaz.

$$\overline{I_{LR_{ef}}}^2 = \frac{1}{T_B} \int_0^{\Delta t_2} [(1-a) \cdot \omega_0 \cdot t]^2 \cdot dt$$

resolvendo a integral, vem:

$$\overline{I_{LR_{ef}}}^2 = \frac{f_B}{f_o} \cdot \frac{\alpha^3}{6\pi \cdot (1-a)} \quad (2.4)$$

b) Fonte de tensão.

- Valor Médio.

Da equação 1.16, tem-se:

$$\overline{I_{Ei}} = (1-a) \cdot \overline{I_{Lr}}$$

assim,

$$\overline{I_{Ei_{md}}} = (1-a) \cdot \overline{I_{Lr_{md}}}$$

$$\overline{I_{Ei_{md}}} = \frac{f_B}{f_o} \cdot \frac{\alpha^2}{4\pi} \quad (2.5)$$

- Valor Eficaz.

$$\overline{I_{Ei_{ef}}}^2 = (1-a)^2 \cdot \overline{I_{Lr_{ef}}}^2$$

portanto,

$$\overline{I_{Ei_{ef}}}^2 = \frac{f_B}{f_o} \cdot \frac{1-a}{6\pi} \cdot \alpha^3 \quad (2.6)$$

c) Chave S_2 .

- Valor Médio.

Como:

$$\overline{i_{S2}} = \overline{i_{Ei}}$$

o valor médio é o mesmo da equação 2.5.

- Valor Eficaz.

Como:

$$\overline{i_{S2}} = \overline{i_{Ei}}$$

o valor eficaz é o mesmo da equação 2.6.

d) Diodo D_2 .

- Valor Médio.

Da equação 1.13, tem-se:

$$\overline{i_{D2}} = a \cdot \overline{i_{Lr}}$$

logo,

$$\overline{i_{D2_{md}}} = a \cdot \overline{i_{Lr_{md}}}$$

$$\overline{i_{D2_{md}}} = \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{a}{4\pi \cdot (1-a)} \cdot \alpha^2 \quad (2.7)$$

- Valor Eficaz.

$$\overline{i_{D2_{ef}}}^2 = a^2 \cdot \overline{i_{Lr_{ef}}}^2$$

portanto

$$\overline{I_{D2_{ef}}^2} = \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{a^2}{6\pi \cdot (1-a)} \cdot \alpha^3 \quad (2.8)$$

3ª Etapa

a) *Indutor ressonante.*

- **Valor Médio.**

Com base na equação 1.24, chega-se a:

$$\overline{I_{Lr_{md}}} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\Delta t_3} [(1-a) \cdot \text{sen}\omega_0 \cdot t + \alpha] \cdot dt$$

resolvendo a integral, vem:

$$\overline{I_{Lr_{md}}} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[-\frac{1-a}{\omega_0} \cdot \cos\omega_0 \cdot t + \alpha \cdot t \right]_0^{\beta/\omega_0}$$

ou ainda:

$$\overline{I_{Lr_{md}}} = \frac{f_s}{f_o} \cdot \left(\frac{1 + \alpha \cdot \beta}{2 \cdot \pi} \right) \quad (2.9)$$

pois

$$\beta = \cos^{-1}\left(\frac{-a}{1-a}\right)$$

- **Valor Eficaz.**

$$\overline{I_{Lr_{ef}}^2} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\Delta t_3} [(1-a) \cdot \text{sen}\omega_0 \cdot t + \alpha]^2 \cdot dt$$

resolvendo, vem:

$$\overline{I_{Lr_{ef}}^2} = \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \left[\frac{(1-a)^2}{2} \cdot \left(\beta - \frac{1}{2} \cdot \text{sen}2\beta \right) + 2 \cdot \alpha + \alpha^2 \cdot \beta \right] \quad (2.10)$$

b) Fonte de tensão.

- Valor Médio.

$$\overline{i_{Ei}} = (1-a) \cdot \overline{i_{Lr}}$$

$$\overline{I_{Ei_{md}}} = (1-a) \cdot \overline{I_{Lr_{md}}}$$

com base na equação 2.9, resulta:

$$\overline{I_{Ei_{md}}} = \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{(1-a)}{2\pi} \cdot (1 + \alpha \cdot \beta) \quad (2.11)$$

- Valor Eficaz.

$$\overline{I_{Ei_{ef}}^2} = (1-a)^2 \cdot \overline{I_{Lr_{ef}}^2}$$

portanto,

$$\overline{I_{Ei_{ef}}^2} = \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{(1-a)^2}{2\pi} \cdot \left[\frac{(1-a)^2}{2} \cdot \left(\beta - \frac{\text{sen}2\beta}{2} \right) + 2\alpha + \alpha^2 \cdot \beta \right] \quad (2.12)$$

c) Diodo D_2 .

- Valor Médio.

$$\overline{i_{D2}} = a \cdot \overline{i_{Lr}}$$

$$\overline{I_{D2_{md}}} = a \cdot \overline{I_{Lr_{md}}}$$

com base na equação 2.9, resulta:

$$\overline{I_{D2_{md}}} = \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{(1+\alpha \cdot \beta)}{2\pi} \cdot a \quad (2.13)$$

- Valor Eficaz.

$$\overline{I_{D2_{ef}}^2} = a^2 \cdot \overline{I_{Lr_{ef}}^2}$$

$$\overline{I_{D2_{ef}}^2} = \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{a^2}{2\pi} \cdot \left[\frac{(1-a)^2}{2} \cdot \left(\beta - \frac{\text{sen}2\beta}{2} \right) + 2 \cdot \alpha + \alpha^2 \cdot \beta \right] \quad (2.14)$$

d) Chave S_2 .

- Valor Médio.

$$\overline{I_{S2_{md}}} = \overline{I_{Ei_{md}}}$$

que é idêntica a equação 2.11.

- Valor Eficaz.

$$\overline{I_{S2_{ef}}^2} = \overline{I_{Ei_{ef}}^2}$$

que é idêntica a equação 2.12.

4ª Etapa

a) Indutor ressonante.

- Valor Médio.

Partindo da equação 1.33, obtém-se:

$$\overline{I_{Lr_{md}}} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\Delta t_4} [\alpha + (1-a) \cdot \text{sen}\beta - a \cdot \omega_0 \cdot t] \cdot dt$$

resolvendo a integral, vem:

$$\overline{I_{Lr_{md}}} = \frac{1}{T_s} \cdot [(\alpha + (1-a) \cdot \text{sen}\beta) \cdot t - \frac{a \cdot \omega_0 \cdot t^2}{2}]_0^{(1-a) \cdot \text{sen}\beta / (a \cdot \omega_0)}$$

definindo

$$b = (1-a) \cdot \text{sen}\beta \quad (2.15)$$

resulta:

$$\overline{I_{Lr_{md}}} = \frac{1}{T_s} \cdot [(\alpha + b) \cdot t - \frac{a \cdot \omega_0 \cdot t^2}{2}]_0^{b/(a \cdot \omega_0)}$$

ou ainda,

$$\overline{I_{Lr_{md}}} = \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{(2 \cdot \alpha + b) \cdot b}{4 \pi \cdot a} \quad (2.16)$$

- Valor Eficaz.

$$\overline{I_{Lr_{ef}}^2} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\Delta t_4} [\alpha + b - a \cdot \omega_0 \cdot t]^2 \cdot dt$$

resolvendo a integral, resulta:

$$\overline{I_{Lr_{ef}}^2} = \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{b}{2 \pi \cdot a} \cdot \left[\frac{b^2}{3} + \alpha \cdot b + \alpha^2 \right] \quad (2.17)$$

b) *Fonte de tensão.*

- **Valor Médio.**

Da equação 1.38, tem-se:

$$\overline{i_{Ei}} = \alpha - a \cdot \overline{i_{Lr}}$$

assim,

$$\overline{i_{Ei_{md}}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_4} \alpha \cdot dt - a \cdot \overline{i_{Lr_{md}}}$$

resolvendo a integral, resulta:

$$\overline{i_{Ei_{md}}} = \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{(\alpha \cdot b)}{2\pi \cdot a} - \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{(2\alpha + b) \cdot b}{4\pi}$$

ou ainda,

$$\overline{i_{Ei_{md}}} = \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{b}{2\pi} \cdot \left[\frac{\alpha}{a} - \frac{(2 \cdot \alpha + b)}{2} \right] \quad (2.18)$$

- **Valor Eficaz.**

$$\overline{i_{Ei_{ef}}}^2 = \frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_4} [\alpha - a \cdot \overline{i_{Lr}}]^2 \cdot dt$$

resolvendo, obtém-se:

$$\overline{i_{Ei_{ef}}}^2 = \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{b}{2\pi} \cdot \left[a \cdot \left(\frac{b^2}{3} + \alpha \cdot b + \alpha^2 \right) - 2 \cdot \alpha^2 - \alpha \cdot b \right] \quad (2.19)$$

c) *Diodo D₁.*

- **Valor Médio.**

Da equação 1.37, tem-se

$$\overline{i_{D1}} = \overline{i_{Lr}} - \alpha$$

$$\overline{i_{D1_{md}}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_s} \overline{i_{Lr}} \cdot dt - \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\Delta t_s} \alpha \cdot dt$$

resolvendo as integrais, resulta:

$$\overline{i_{D1_{md}}} = \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{b}{2\pi \cdot a} \cdot \left[\frac{(2 \cdot \alpha + b)}{2} - \alpha \right]$$

ou, simplesmente:

$$\overline{i_{D1_{md}}} = \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{b^2}{4\pi \cdot a} \quad (2.20)$$

- Valor Eficaz.

$$\overline{i_{D1_{ef}}^2} = \frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_s} (\overline{i_{Lr}} - \alpha)^2 \cdot dt$$

que tem como resultado:

$$\overline{i_{D1_{ef}}^2} = \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{b^3}{6\pi \cdot a} \quad (2.21)$$

d) Diodo D_2 .

- Valor Médio.

Da equação 1.35, tem-se:

$$\overline{i_{D2}} = a \cdot \overline{i_{Lr}}$$

portanto,

$$\overline{I_{D2_{nd}}} = a \cdot \overline{I_{Lr_{nd}}}$$

$$\overline{I_{D2_{nd}}} = \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{(2 \cdot \alpha + b) \cdot b}{4\pi} \quad (2.22)$$

- Valor Eficaz.

$$\overline{I_{D2_{ef}}^2} = a^2 \cdot \overline{I_{Lr_{ef}}^2}$$

$$\overline{I_{D2_{ef}}^2} = \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{a \cdot b}{2\pi} \cdot \left(\frac{b^2}{3} + \alpha \cdot b + \alpha^2 \right) \quad (2.23)$$

e) Chave S_2 .

- Valor Médio.

Da equação 1.36, tem-se:

$$\overline{I_{S2}} = (1-a) \cdot \overline{I_{Lr}}$$

portanto,

$$\overline{I_{S2_{nd}}} = (1-a) \cdot \overline{I_{Lr_{nd}}}$$

$$\overline{I_{S2_{nd}}} = \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{(1-a) \cdot (2 \cdot \alpha + b) \cdot b}{4\pi \cdot a} \quad (2.24)$$

- Valor Eficaz.

$$\overline{I_{S2_{ef}}^2} = (1-a)^2 \cdot \overline{I_{Lr_{ef}}^2}$$

$$\overline{I_{S2ef}^2} = \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{(1-a)^2 \cdot b}{2\pi \cdot a} \cdot \left(\frac{b^2}{3} + \alpha \cdot b + \alpha^2 \right) \quad (2.25)$$

5ª Etapa

a) *Indutor ressonante.*

- **Valor Médio.**

Com base na equação 1.42, obtém-se:

$$\overline{I_{Lrmd}} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\Delta t_s} (\alpha - a \cdot \omega_0 \cdot t) \cdot dt$$

$$\overline{I_{Lrmd}} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\alpha \cdot t - \frac{a \cdot \omega_0 \cdot t^2}{2} \right]_0^{\alpha / (a \cdot \omega_0)}$$

logo,

$$\overline{I_{Lrmd}} = \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{\alpha^2}{4\pi \cdot a} \quad (2.26)$$

- **Valor Eficaz.**

$$\overline{I_{Lref}^2} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\Delta t_s} [\alpha - a \cdot \omega_0 \cdot t]^2 \cdot dt$$

resolvendo, vem:

$$\overline{I_{Lref}^2} = \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{\alpha^3}{6\pi \cdot a} \quad (2.27)$$

b) *Fonte de tensão.*

- **Valor Médio.**

Da equação 1.46, tem-se:

$$\overline{I_{Ei}} = \alpha - a \cdot \overline{I_{Lr}}$$

assim,

$$\overline{I_{Ei_{md}}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_s} \alpha \cdot dt - a \cdot \overline{I_{Lr_{md}}}$$

portanto,

$$\overline{I_{Ei_{md}}} = \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{\alpha^2}{4\pi \cdot a} \cdot (2-a) \quad (2.28)$$

- Valor Eficaz.

$$\overline{I_{Ei_{ef}}}^2 = \frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_s} [\alpha - a \cdot \overline{I_{Lr}}]^2 \cdot dt$$

portanto, resolvendo a integral, vem:

$$\overline{I_{Ei_{ef}}}^2 = \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{\alpha^3}{2\pi \cdot a} \cdot \left(1 - a + \frac{a^2}{3}\right) \quad (2.29)$$

c) Chave S_1 .

- Valor Médio.

Da equação 1.43, tem-se:

$$\overline{I_{S1}} = \alpha - \overline{I_{Lr}}$$

assim,

$$\overline{I_{S1_{md}}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_s} \alpha \cdot dt - \overline{I_{Lr_{md}}}$$

$$\overline{I_{S1_{md}}} = \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{\alpha^2}{4\pi \cdot a} \quad (2.30)$$

- Valor Eficaz.

$$\overline{I_{S1ef}}^2 = \frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_s} [\alpha - \overline{I_{Lr}}]^2 . dt$$

resolvendo, obtém-se o mesmo resultado da equação 2.27.

$$\overline{I_{S1ef}}^2 = \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{\alpha^3}{6\pi \cdot a} \quad (2.31)$$

d) Chave S_2 .

- Valor Médio.

Da equação 1.44, tem-se:

$$\overline{I_{S2}} = (1-a) \cdot \overline{I_{Lr}}$$

logo,

$$\overline{I_{S2md}} = \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{(1-a)}{4\pi \cdot a} \cdot \alpha^2 \quad (2.32)$$

- Valor Eficaz.

$$\overline{I_{S2ef}}^2 = (1-a)^2 \cdot \overline{I_{Lr}}^2$$

portanto,

$$\overline{I_{S2ef}}^2 = \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{(1-a)^2}{6\pi \cdot a} \cdot \alpha^3 \quad (2.33)$$

e) Diodo D_2 .

- Valor Médio.

Da equação 1.45, tem-se:

$$\overline{I_{D2}} = a \cdot \overline{I_{Lr}}$$

portanto,

$$\overline{I_{D2md}} = \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{\alpha^2}{4\pi} \quad (2.34)$$

- Valor Eficaz.

$$\overline{I_{D2ef}}^2 = a^2 \cdot \overline{I_{Lr}}^2$$

portanto,

$$\overline{I_{D2ef}}^2 = \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{a \cdot \alpha^3}{6\pi} \quad (2.35)$$

6ª Etapa

Nesta etapa, a corrente de carga circula apenas através da fonte de tensão e da chave S_1 .

a) Fonte de tensão.

- Valor Médio.

Com base na equação 1.49, obtém-se:

$$\overline{I_{E1md}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_6} \alpha \cdot dt$$

logo,

$$\overline{I_{Ei_{nd}}} = f_B \cdot \alpha \cdot \Delta t_6 \quad (2.36)$$

- Valor Eficaz.

$$\overline{I_{Ei_{ef}}^2} = \frac{1}{T_B} \int_0^{\Delta t_6} \alpha^2 \cdot dt$$

logo,

$$\overline{I_{Ei_{ef}}} = f_B \cdot \alpha \cdot \Delta t_6 \quad (2.37)$$

b) Chave S_1 .

- Valor Médio.

Da equação 1.48, tem-se:

$$\overline{I_{S1}} = \alpha$$

assim,

$$\overline{I_{S1_{nd}}} = f_B \cdot \alpha \cdot \Delta t_6 \quad (2.38)$$

- Valor Eficaz.

$$\overline{I_{S1_{ef}}^2} = \overline{I_{Ei_{ef}}^2}$$

que é o mesmo valor da equação 2.37.

7ª Etapa

Nesta etapa, todos os semicondutores estão bloqueados. Apenas o capacitor ressonante se descarrega através da fonte de corrente.

2.1.3 - Correntes média e eficaz em cada componente durante um período de funcionamento.

Somando-se os valores médios de corrente através de cada componente, nas várias etapas de funcionamento, e a partir de algumas simplificações algébricas, obtém-se as equações das correntes médias em cada componente.

Fazendo-se o mesmo com os quadrados dos valores eficazes em todas as etapas e extraíndo-se a raiz quadrada, obtém-se as equações dos valores eficazes de corrente.

Os resultados obtidos são mostrados a seguir:

a) Indutor ressonante.

- Valor Médio. {equações 2.3, 2.9, 2.16 e 2.26}

$$\overline{I_{Lr_{nd}}} = \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \left[\frac{\alpha^2}{2 \cdot a \cdot (1-a)} + 1 + \alpha \cdot \beta + \frac{(2 \cdot \alpha + b) \cdot b}{2 \cdot a} \right] \quad (2.39)$$

- Valor Eficaz. {equações 2.4, 2.10, 2.17 e 2.27}

$$\overline{I_{Lr_{ef}}} = \left\{ \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \left[\frac{\alpha^3}{3 \cdot (1-a)} + \frac{(1-a)^2}{2} \cdot \left(\beta - \frac{\text{sen}2\beta}{2} \right) + 2 \cdot \alpha + \alpha^2 \cdot \beta + \frac{b}{a} \cdot \left(\frac{b^2}{3} + \alpha \cdot b + \alpha^2 \right) + \frac{\alpha^3}{3 \cdot a} \right] \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (2.40)$$

b) Fonte de tensão.

- Valor Médio. {equações 2.5, 2.11, 2.18, 2.28 e 2.36}

$$\overline{I_{Ei_{nd}}} = \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \left[\frac{\alpha^2}{a} + (1-a) \cdot (1 + \alpha \cdot \beta) + \right]$$

$$+b \cdot \left(\frac{\alpha}{a} - \frac{(2 \cdot \alpha + b)}{2} \right) + f_s \cdot \alpha \cdot \Delta t_6 \quad (2.41)$$

- Valor Eficaz. {equações 2.6, 2.12, 2.19, 2.29 e 2.37}

$$\overline{I_{E1_{ef}}} = \left\{ \frac{f_s}{f_0} \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \left[\frac{1-a}{3} \cdot \alpha^3 + (1-a)^2 \cdot \left(\frac{(1-a)^2}{2} \cdot \left(\beta - \frac{\text{sen}2\beta}{2} \right) + \right. \right. \right.$$

$$\left. \left. \left. + 2 \cdot \alpha + \alpha^2 \cdot \beta \right) + b \left(a \cdot \left(\frac{b^2}{3} + \alpha \cdot b + \alpha^2 \right) - 2 \cdot \alpha^2 - \alpha \cdot b \right) \right. \right.$$

$$\left. \left. \left. + \frac{\alpha^3}{a} \cdot \left(1-a + \frac{a^2}{3} \right) \right] + f_s \cdot \alpha^2 \cdot \Delta t_6 \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (2.42)$$

c) Chave S_1 .

- Valor Médio. {equações 2.30 e 2.38}

$$\overline{I_{S1_{md}}} = \frac{f_s}{f_0} \cdot \left(\frac{\alpha^2}{4\pi \cdot a} \right) + f_s \cdot \alpha \cdot \Delta t_6 \quad (2.43)$$

- Valor Eficaz. {equações 2.31 e 2.37}

$$\overline{I_{S1_{ef}}} = \left\{ \frac{f_s}{f_0} \cdot \left(\frac{\alpha^3}{6\pi \cdot a} \right) + f_s \cdot \alpha^2 \cdot \Delta t_6 \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (2.44)$$

d) Chave S_2 .

- Valor Médio. {equações 2.5, 2.11, 2.24 e 2.32}

$$\overline{I_{S2_{md}}} = \frac{f_s}{f_0} \cdot \frac{(1-a)}{2\pi} \cdot \left[\frac{\alpha^2}{2 \cdot (1-a)} + 1 + \alpha \cdot \beta + \frac{b}{2 \cdot a} \cdot (2 \cdot \alpha + b) \right] \quad (2.45)$$

- Valor Eficaz. {equações 2.6, 2.12, 2.25 e 2.33}

$$\begin{aligned} \overline{I_{S2_{ef}}} = & \left\{ \frac{f_s}{f_0} \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \left[\frac{(1-a)}{3} \cdot \alpha^3 + (1-a)^2 \cdot \left(\frac{(1-a)^2}{2} \cdot \left(\beta - \frac{\text{sen}2\beta}{2} \right) + \right. \right. \right. \\ & \left. \left. \left. + 2 \cdot \alpha + \alpha^2 \cdot \beta \right) + \frac{(1-a)^2 \cdot b}{a} \cdot \left(\frac{b^2}{3} + \alpha \cdot b + \alpha^2 \right) + \frac{(1-a)^2 \cdot \alpha^3}{3 \cdot a} \right] \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (2.46) \end{aligned}$$

e) Diodo D_1 .

- Valor Médio. {equação 2.20}

$$\overline{I_{D1_{md}}} = \frac{f_s}{f_0} \cdot \frac{b^2}{4\pi \cdot a} \quad (2.47)$$

- Valor Eficaz. {equação 2.21}

$$\overline{I_{D1_{ef}}} = \left\{ \frac{f_s}{f_0} \cdot \frac{b^3}{6\pi \cdot a} \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (2.48)$$

f) Diodo D_2 .

- Valor Médio. {equações 2.7, 2.13, 2.22 e 2.34}

$$\overline{I_{D2_{md}}} = \frac{f_s}{f_0} \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \left[\frac{\alpha^2}{2 \cdot (1-a)} + a \cdot (1 + \alpha \cdot \beta) + \frac{b \cdot (2 \cdot \alpha + b)}{2} \right] \quad (2.49)$$

- Valor Eficaz. {equações 2.8, 2.14, 2.23 e 2.35}

$$\begin{aligned} \overline{I_{D2_{ef}}} = & \left\{ \frac{f_s}{f_0} \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \left[\frac{a^2}{3 \cdot (1-a)} \cdot \alpha^3 + a^2 \cdot \left(\frac{(1-a)^2}{2} \cdot \left(\beta - \frac{\text{sen}2\beta}{2} \right) + \right. \right. \right. \\ & \left. \left. \left. + 2 \cdot \alpha + \alpha^2 \cdot \beta \right) + a \cdot b \cdot \left(\frac{b^2}{3} + \alpha \cdot b + \alpha^2 \right) + \frac{a \cdot \alpha^3}{3} \right] \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (2.50) \end{aligned}$$

g) *Diodo de roda livre* D_{RL} .

- Valor Médio. {equação 2.1}

$$\overline{I_{DRL_{md}}} = f_s \cdot \alpha \cdot \Delta t_1 \quad (2.51)$$

- Valor Eficaz. {equação 2.2}

$$\overline{I_{DRL_{ef}}} = \{f_s \cdot \alpha^2 \cdot \Delta t_1\}^{\frac{1}{2}} \quad (2.52)$$

2.2 - Valores máximos de tensão e corrente.

2.2.1 - Introdução.

Com auxílio do plano de fase da figura 1.13, pode-se observar que o valor máximo da corrente no indutor ressonante ocorre na etapa ressonante, ou seja, na terceira etapa. A partir da corrente no indutor ressonante e das formas de onda da figura 1.12, pode-se obter os valores máximos de corrente nos demais componentes.

Os valores máximos de tensão podem também ser obtidos por inspeção das formas de onda básicas e do plano de fase.

2.2.2 - Corrente máxima.

A equação normalizada da corrente através do indutor ressonante, para a terceira etapa, é:

$$\overline{I_{Lr}} = \alpha + (1-a) \cdot \text{sen} \omega_0 \cdot t \quad (1.24)$$

O valor máximo ocorre quando:

$$\frac{d \overline{I_{Lr}}}{dt} = 0$$

assim,

$$\frac{d \overline{I_{Lr}}}{dt} = \frac{(1-a)}{\omega_0} \cdot \cos \omega_0 \cdot t = 0$$

$$\omega_0 \cdot t = \frac{\pi}{2} \quad (2.53)$$

substituindo 2.53 em 1.24, obtém-se:

$$\overline{I_{Lr_{\max}}} = \alpha + (1-a) \quad (2.54)$$

Observa-se também, com auxílio das formas de onda da figura 1.12 e da análise matemática, que as correntes máximas através de D_2 , S_2 e E_i também ocorrem na etapa ressonante. Nesta etapa, obtém-se as equações 1.25, 1.26 e 1.27.

$$\overline{I_{D2}} = a \cdot \overline{I_{Lr}} \quad (1.25)$$

$$\overline{I_{S2}} = (1-a) \cdot \overline{I_{Lr}} \quad (1.26)$$

$$\overline{I_{Ei}} = (1-a) \cdot \overline{I_{Lr}} \quad (1.27)$$

Os valores máximos são obtidos substituindo as equações 1.25, 1.26 e 1.27 em 2.54. Assim,

$$\overline{I_{D2_{\max}}} = a \cdot (\alpha + 1 - a) \quad (2.55)$$

$$\overline{I_{S2_{\max}}} = (1-a) \cdot (\alpha+1-a) \quad (2.56)$$

$$\overline{I_{E1_{\max}}} = (1-a) \cdot (\alpha+1-a) \quad (2.57)$$

Através da chave S_1 e do diodo de roda livre, o valor máximo normalizado da corrente é o próprio valor da corrente de carga. Assim:

$$\overline{I_{S1_{\max}}} = \alpha \quad (2.58)$$

$$\overline{I_{DRL_{\max}}} = \alpha \quad (2.59)$$

A corrente máxima através do diodo D_1 ocorre na quarta etapa (única etapa que D_1 conduz), e vale:

$$\overline{I_{D1}} = b - a \cdot \omega_0 \cdot t$$

O valor máximo ocorre para $t=0$. Assim,

$$\overline{I_{D1_{\max}}} = b \quad (2.60)$$

onde:

$$b = (1-a) \cdot \text{sen}\beta \quad (2.15)$$

2.2.3 - Tensão máxima.

Pode-se observar, com auxílio do plano de fase da figura 1.13, que o valor máximo da tensão sobre o capacitor ressonante é o próprio valor da fonte de tensão E_i . Assim, de forma normalizada,

$$\overline{V_{Cr}} = \frac{V_{Cr}}{E_i} = 1 \quad (2.61)$$

Observa-se na sexta etapa (fig. 1.10) que idealmente quando a chave S_2 é bloqueada, a tensão $\frac{E_i}{a}$ é aplicada sobre o secundário do autotransformador (N) e, conseqüentemente, sobre o diodo D_2 . Assim, de forma normalizada, tem-se:

$$\overline{V_{D2_{max}}} = \frac{1}{a} \quad (2.62)$$

Nos demais semicondutores, a máxima tensão reversa aplicada é a tensão da fonte E_i .

2.3 - Geração de ábacos.

2.3.1 - Introdução.

Para facilitar o dimensionamento dos componentes, são gerados ábacos que relacionam os valores médios, eficazes e máximos da corrente em cada componente, em função dos parâmetros do circuito.

Os ábacos são gerados a partir das equações das correntes obtidas nos itens anteriores. Para os valores médios e eficazes de corrente, eles relacionam as correntes nos semicondutores em função da relação entre as freqüências de chaveamento e ressonância ($\frac{f_s}{f_o}$), tendo α como parâmetro.

As equações dos valores máximos independem das freqüências f_s e f_o e, portanto, os ábacos relacionam os valores máximos das

correntes com o parâmetro α .

As correntes eficazes e médias na chave S_1 , no diodo de roda livre D_{RL} e na fonte de tensão E_i , dependem da largura do pulso e, portanto, da modulação empregada.

A seguir são apresentados os ábacos para as correntes normalizadas.

Para obter o valor real das correntes, basta tomar o valor parametrizado do ábaco, multiplicar pela corrente de carga I_o e dividir pelo parâmetro, como mostra a seguinte relação:

$$I_x = \overline{I}_x \cdot \frac{I_o}{\alpha}$$

onde:

$$\alpha = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot \frac{I_o}{E_i} \quad (1.7)$$

2.3.2 - Valores máximos.

As figuras 2.1 a 2.6 mostram os valores máximos de correntes em cada componente, em função do parâmetro α .

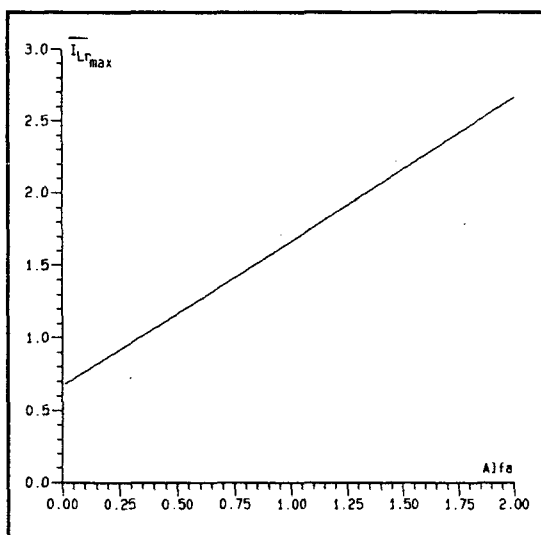


Fig. 2.1 Indutor ressonante.

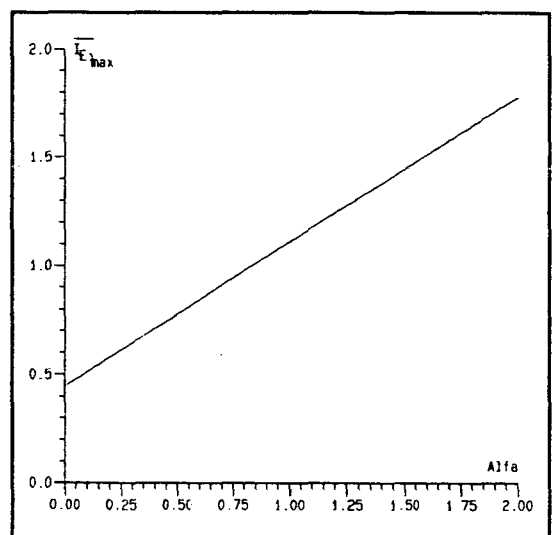


Fig. 2.2 Fonte de Tensão.

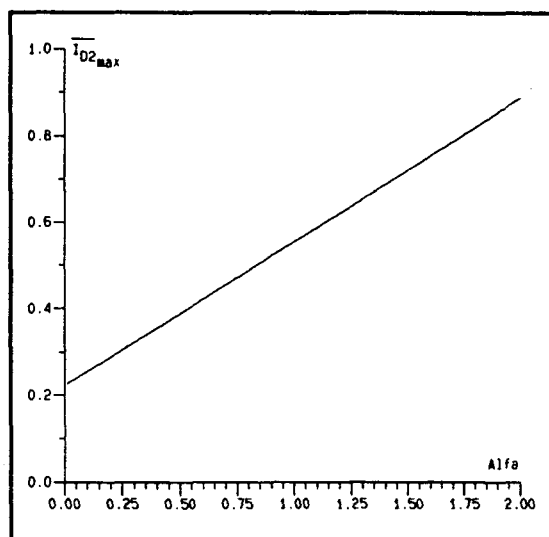
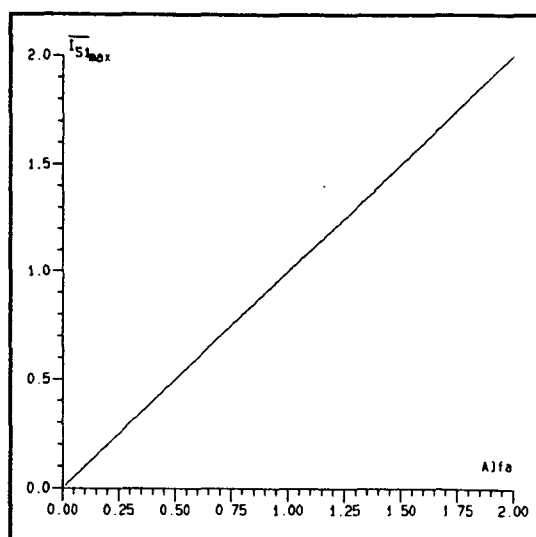
Fig. 2.3 Diodo D_2 .

Fig. 2.4 Chave principal.

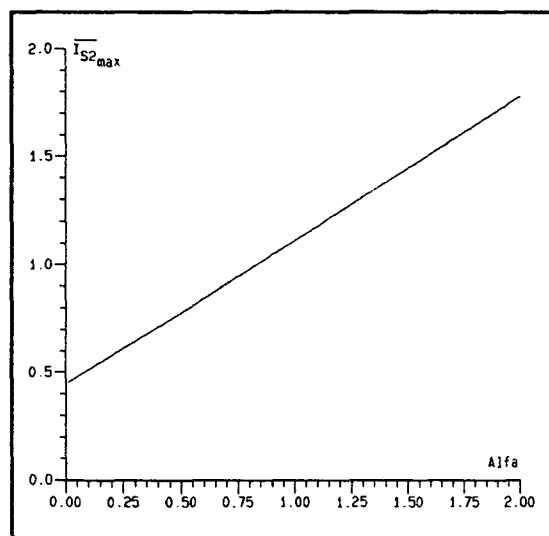


Fig. 2.5 Chave auxiliar.

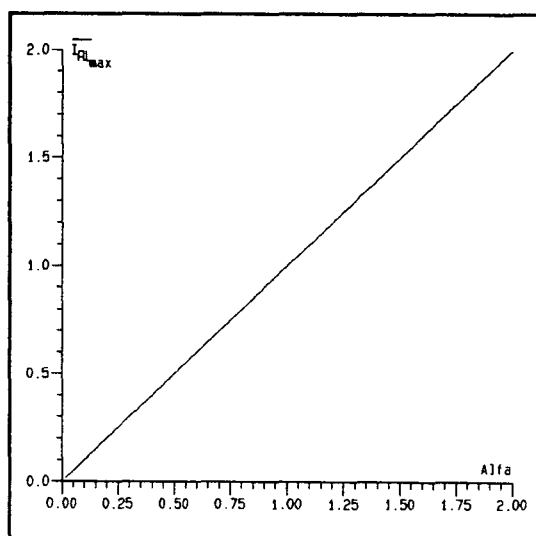


Fig. 2.6 Diodo de roda livre.

2.3.3 - Valores médios.

As figuras 2.7 a 2.10 mostram os valores médios de correntes em função das freqüências de ressonância e chaveamento, parametrizados em α .

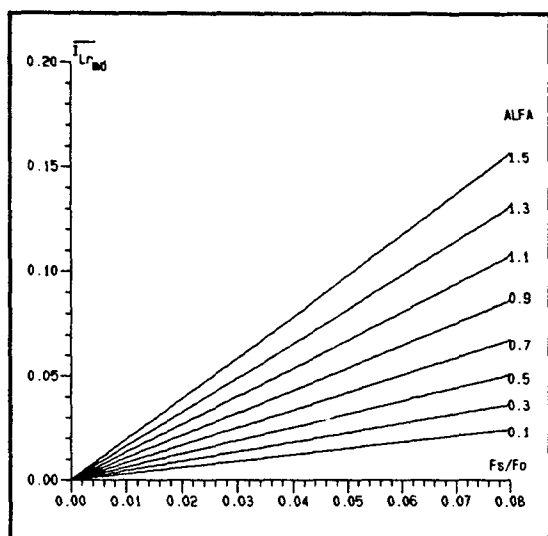
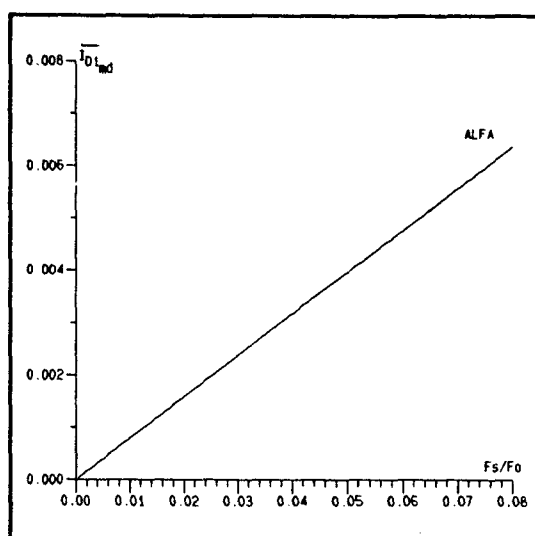
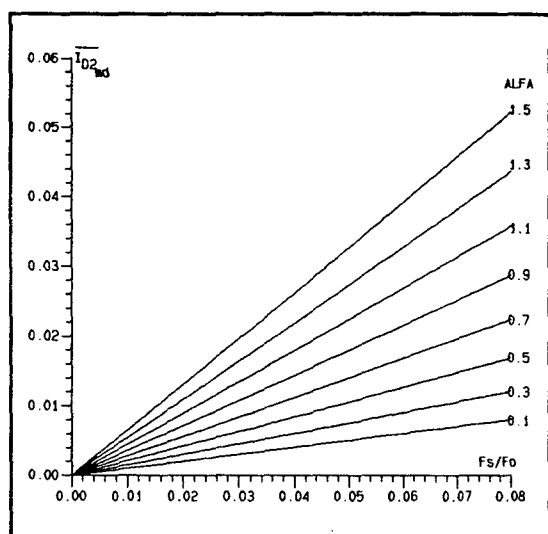
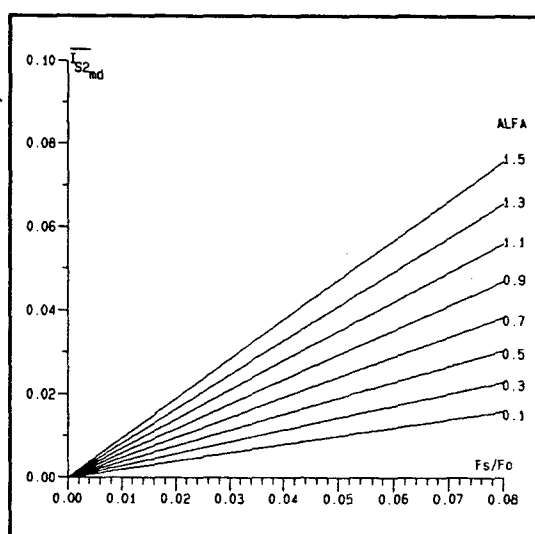


fig. 2.7 Indutor ressonante.

Fig. 2.8 Diodo D_1 .Fig. 2.9 Diodo D_2 .Fig. 2.10 Chave S_2 .

2.3.4 - Valores eficazes.

As figuras 2.11 a 2.14 mostram os valores eficazes de correntes em função das frequências de ressonância e chaveamento, parametrizados em α .

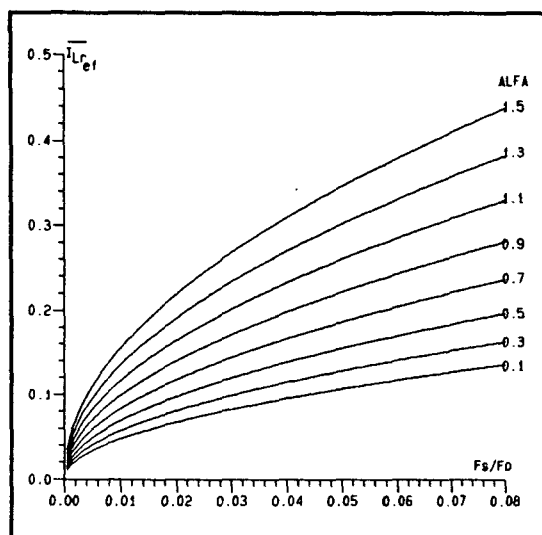
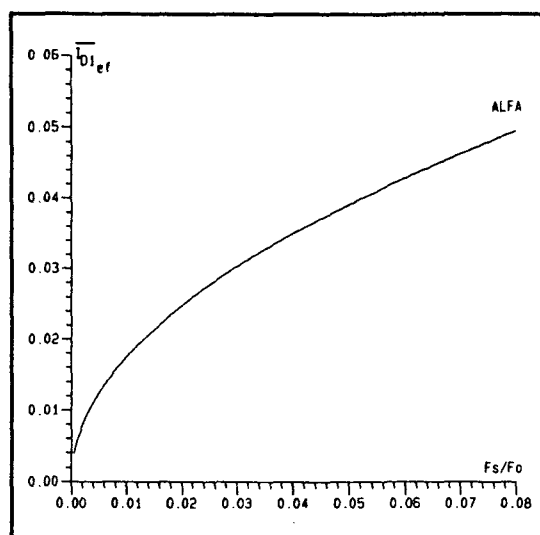
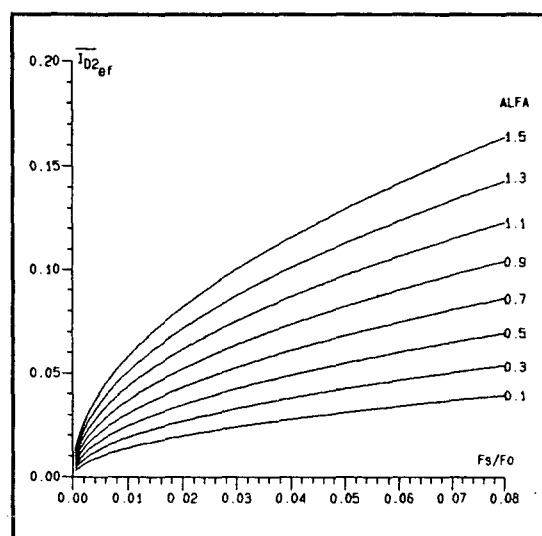
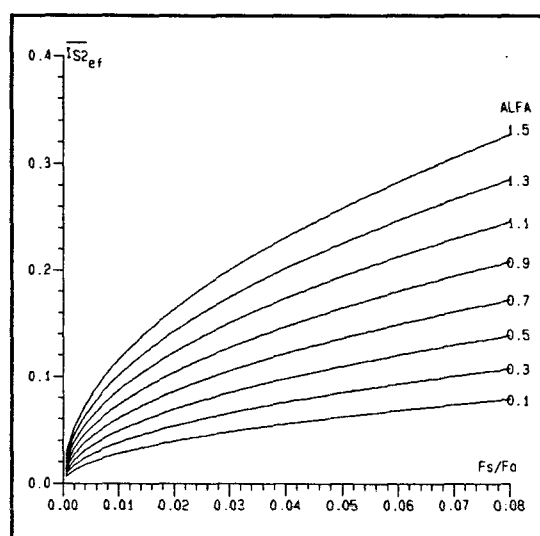


Fig. 2.11 Indutor ressonante.

Fig. 2.12 Diodo D_1 .Fig. 2.13 Diodo D_2 .Fig. 2.14 Chave S_2 .

2.4 - Conclusão

A partir das equações básicas e do tempo de duração de cada etapa obtidos no capítulo I, são determinados os valores médios e eficazes de corrente em cada componente da célula. Os valores

máximos de tensão e corrente são obtidos com auxílio do plano de fase e das principais formas de onda obtidas.

Para facilitar o dimensionamento de cada componente da célula, as equações são representadas por ábacos parametrizados em alfa.

CAPÍTULO III

PROJETO E SIMULAÇÃO DO CONVERSOR DC-DC.

3.1 - Introdução.

Neste capítulo, são determinados os valores dos elementos ressonantes e elaborados ábacos que auxiliam o relacionamento entre esses elementos, o parâmetro α , a frequência de ressonância e o tempo de condução da célula de comutação ZVS.

Na seqüência, são apresentados resultados de simulação com o objetivo de comprovar o desempenho da célula ZVS no conversor DC-DC em estudo.

Nos resultados de simulação são observadas as principais formas de onda, as comutações das chaves principal e auxiliar e o plano de fase obtido.

Também é apresentado o dimensionamento dos elementos do circuito de potência, fazendo-se uso dos ábacos gerados no capítulo II e resultados obtidos neste capítulo.

3.2 - Determinação do parâmetro alfa.

Alfa é um parâmetro que depende apenas dos elementos ressonantes (L_r e C_r), da corrente de carga I_o e da tensão de entrada E_i . Numa primeira análise, o valor de α pode ser qualquer número positivo.

Observando a equação do valor máximo da corrente na chave S_2 (equação 2.56), pode-se notar que o seu valor máximo esta relacionado com o parâmetro α .

$$\overline{I_{S2_{max}}} = (1-a) \cdot (\alpha+1-a) \quad (2.56)$$

Uma maneira de escolher α seria limitar o valor máximo da corrente na chave S_2 em 1 ou 2 vezes a corrente da carga. Dessa forma, pode-se escrever de forma generalizada:

$$I_{S2_{\max}} = K_a \cdot I_o \quad (3.1)$$

onde K_a indica a proporção entre $I_{S2_{\max}}$ e I_o ou de forma normalizada,

$$\overline{I_{S2_{\max}}} = K_a \cdot \alpha \quad (3.2)$$

levando a equação 3.2 em 2.56, resulta:

$$\alpha = \frac{(1-a)^2}{K_a - (1-a)} \quad (3.3)$$

A figura 3.1 representa a equação 3.3, onde para um determinado a , obtém-se o **alfa** correspondente.

A partir do plano de fase da figura 1.13, observa-se que a relação de transformação a só pode variar no intervalo $0 < a < 0.5$, para garantir tensão nula sobre a chave principal.

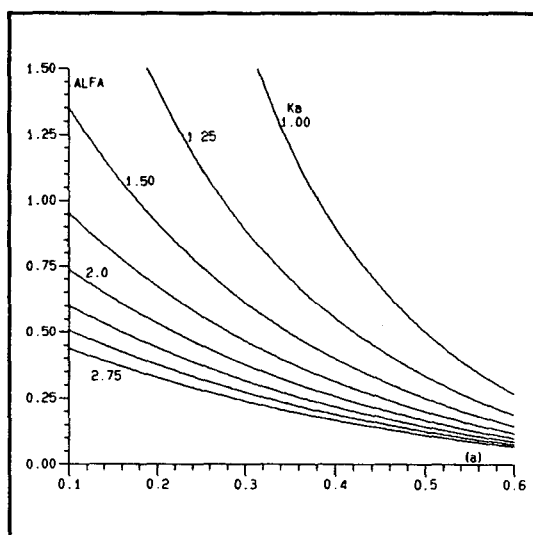


Fig. 3.1 Relação entre *alfa* e *a*.

3.3 - Determinação da freqüência de ressonância.

O tempo necessário para que o circuito auxiliar de comutação conclua o fechamento da chave principal, de forma suave, está relacionado com os parâmetros ressonantes do circuito. Portanto, este tempo deve ser tão pequeno, frente ao período de funcionamento, que não prejudique a largura do menor

pulso da modulação empregada.

O tempo total de atuação da célula de comutação ZVS, durante um período de funcionamento, é obtido pela soma dos intervalos de tempo referentes às etapas 2ª, 3ª, 4ª e 5ª.

Com isso, somando-se as equações 1.18, 1.30, 1.40 e 1.47, obtém-se:

$$\Delta t = \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5$$

Multiplicando ambos os termos por f_s e substituindo os valores dos tempos chega-se a:

$$\Delta t \cdot f_s = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left(\frac{\alpha}{1-\alpha} + \beta + \frac{b}{a} + \frac{\alpha}{a} \right) \quad (3.4)$$

Com base na equação 3.4, obtém-se as curvas da figura 3.2, parametrizadas em α , que relacionam o intervalo Δt , normalizado em função de f_s , e a relação de frequência $\frac{f_s}{f_o}$.

Com isso conhecendo-se o valor de α e estimando-se o menor tempo de operação Δt para a célula, obtém-se facilmente a frequência de ressonância com uso da figura 3.2 e determina-se os valores dos elementos ressonantes.

Outra forma de se obter o valor da frequência de ressonância, é fixando o valor do capacitor ressonante (por exemplo no valor da capacitância intrínseca de saída do MOSFET usado como chave principal), ou o valor do indutor ressonante

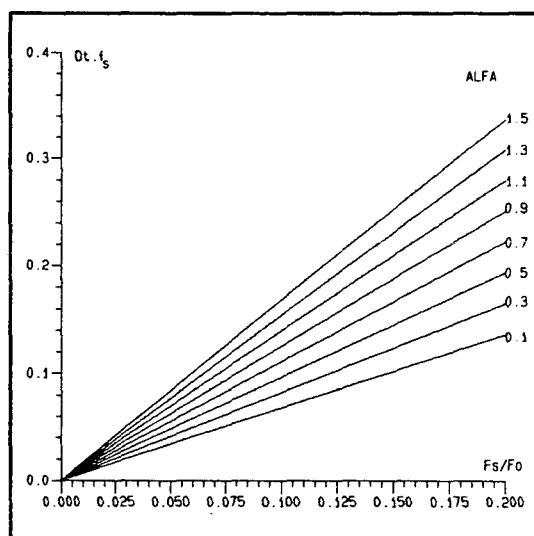


Fig. 3.2 Ábaco para obtenção da freq. de ressonância.

(por exemplo no valor da indutância de dispersão do autotransformador), e assim obter o valor do outro elemento ressonante e como consequência, a frequência de ressonância. Nesse caso, não se tem controle sobre o intervalo de tempo Δt .

Uma terceira maneira seria fixar os valores de L_r e C_r (por exemplo nos valores dos elementos ressonantes) e ter como consequência os valores de f_o , Δt e α . Esta maneira não permite o controle do parâmetro α , que está relacionado com a máxima corrente sobre a chave S_2 e sobre o tempo Δt .

3.4 - Determinação dos elementos ressonantes.

Sejam as equações 1.7 e 1.8 reescritas aqui:

$$\alpha = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot \frac{I_o}{E_i} \quad (1.7)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (1.8)$$

A partir destas relações, pode-se facilmente obter os valores da indutância e capacitância de ressonância, em função dos parâmetros conhecidos α e ω_o .

$$L_r = \alpha \cdot \frac{E_i}{\omega_o \cdot I_o} \quad (3.5)$$

$$C_r = \frac{I_o}{\alpha \cdot \omega_o \cdot E_i} \quad (3.6)$$

3.5 - Cálculo do autotransformador.

3.5.1 - Obtenção do núcleo mínimo.

Sejam as seguintes relações [15]:

$$A_e = \frac{V_{p_{ef}}}{N_p \cdot \Delta B \cdot f_s} \cdot D_{max} \quad (3.7)$$

$$A_w = \frac{N_p \cdot I_{p_{ef}}}{K_p \cdot K_w \cdot J} \quad (3.8)$$

A figura 3.3 mostra as formas de onda de tensão e corrente no primário do autotransformador.

Considerando que

$$D_{max} = \frac{T_1}{T_s} \quad \text{ou} \quad D_{max} = T_1 \cdot f_s, \quad \text{o}$$

produto $A_e \cdot A_w$ fica:

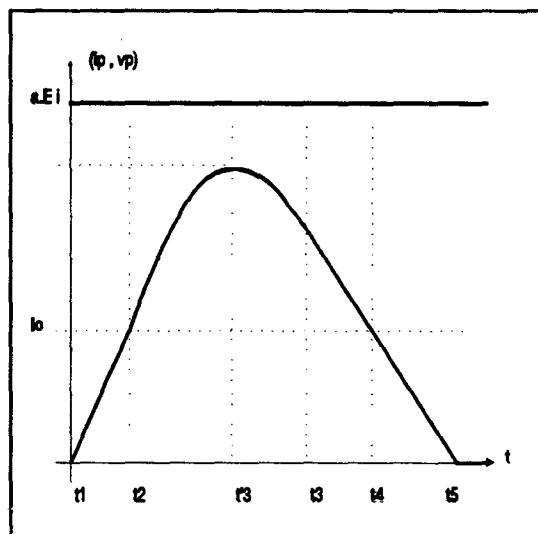


Fig. 3.3 Tensão e corrente no primário.

$$A_e \cdot A_w = \frac{V_{p_{ef}} \cdot I_{p_{ef}} \cdot T_1 \cdot 10^4}{K_p \cdot K_w \cdot J \cdot \Delta B} \quad (3.9)$$

O tempo de condução do enrolamento primário T_1 , corresponde à soma das durações das etapas 2ª, 3ª, 4ª e 5ª.

Portanto,

$$T_1 = \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5 = \Delta t$$

é exatamente o tempo de condução da célula ZVS.

Levando a equação de T_1 ou Δt na equação 3.9, resulta:

$$A_e \cdot A_w = \frac{V_{p_{ref}} \cdot I_{p_{ref}} \cdot 10^4}{2\pi \cdot K_p \cdot K_w \cdot J \cdot \Delta B \cdot f_o} \cdot \left(\frac{\alpha}{a \cdot (1-a)} + \beta + \frac{b}{a} \right) \quad (3.10)$$

3.5.2 - Cálculo da energia armazenada.

A energia máxima armazenada no autotransformador se dá no instante em que a corrente no primário é máxima, conforme mostra a figura 3.3 e é calculada como:

$$\bar{W} = \int \bar{v}_p \cdot \bar{i}_p \cdot dt$$

como a tensão sobre o primário é constante, tem-se:

$$\bar{W} = \bar{v}_p \cdot \int_0^{\Delta t} \bar{i}_p \cdot dt$$

separando a integral para os intervalos Δt_2 e Δt_3 , vem:

$$\bar{W} = \bar{v}_p \cdot \left(\int_0^{\Delta t_2} \bar{i}_p + \int_0^{\Delta t_3} \bar{i}_p \right) \cdot dt \quad (3.11)$$

onde:

$$\bar{v}_p = a$$

$$\Delta t_2 = \frac{\alpha}{(1-a) \cdot \omega_0} \quad (1.18)$$

O tempo durante a terceira etapa (Δt_3) em que ocorre a máxima corrente no autotransformador, é obtido com base nas equações 1.30 e 1.31.

É fácil observar na equação 1.31 que a corrente é máxima quando $\text{sen}\beta = 1$. Assim, fazendo-se $\beta = \frac{\pi}{2}$, obtém-se:

$$\Delta t_3 = \frac{\pi}{2 \cdot \omega_0} \quad (3.12)$$

substituindo as equações 1.12 e 1.24 na equação 3.11, obtém-se:

$$\bar{W} = a \cdot \left[\int_0^{\Delta t_2} (1-a) \cdot \omega_0 \cdot t + \int_0^{\Delta t_3} (\alpha + (1-a) \cdot \text{sen}\omega_0 t) \right] \cdot dt$$

$$\bar{W} = \frac{a}{\omega_0} \cdot \left(\frac{\alpha^2}{2 \cdot (1-a)} + \frac{\alpha \cdot \pi}{2} + 1-a \right)$$

mas,

$$W = \bar{W} \cdot \frac{E_i \cdot I_o}{\alpha}$$

$$W = \frac{E_i \cdot \bar{I}_o}{\alpha \cdot \omega_0} \cdot a \cdot \left(\frac{\alpha^2}{2 \cdot (1-a)} + \frac{\alpha \cdot \pi}{2} + 1-a \right)$$

ou ainda,

$$W = \frac{L_r \cdot I_o^2}{\alpha^2} \cdot a \cdot \left(\frac{\alpha^2}{2 \cdot (1-a)} + \frac{\alpha \cdot \pi}{2} + 1-a \right) \quad (3.13)$$

3.5.3 - Cálculo do entreferro.

A máxima energia armazenada no autotransformador pode ser calculada pela equação 3.14.

$$W = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_{Lr_{\max}}^2 \quad (3.14)$$

O entreferro pode ser obtido a partir da relação simplificada a seguir:

$$L = \frac{N_p \cdot \Phi}{I_{Lr_{\max}}} = \frac{N_p \cdot B \cdot A_o}{I_{Lr_{\max}}}$$

onde

$$N_p \cdot I_{Lr_{\max}} = H_o \cdot l_o$$

assim, a equação 3.14 resulta:

$$W = \frac{1}{2} \cdot B \cdot A_o \cdot H_o \cdot l_o$$

sendo:

$$A_o = A_e \quad , \quad l_o = \delta \quad e \quad B = \mu_o \cdot H_o$$

obtém-se:

$$\frac{\delta}{2} = \frac{W \cdot \mu_o}{B^2 \cdot A_e} \quad (3.15)$$

3.5.4 - Cálculo do número de espiras.

Seja a seguinte expressão simplificada da *Lei Circuital de Ampère*.

$$H_o \cdot l_o = N_p \cdot I_p$$

onde:

$$l_o = \delta \quad , \quad H_o = \frac{B_o}{\mu_o} \quad e \quad \mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$$

assim,

$$\frac{B_o}{\mu_o} \cdot \delta = N_p \cdot I_{p_{ef}}$$

onde:

$$I_{p_{ef}} = I_{L_{ref}}$$

portanto,

$$N_p = \frac{B \cdot \delta}{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot I_{p_{ef}}} \quad [B] = [T] \quad [\delta] = [m] \quad (3.16)$$

ou, em outras unidades:

$$N_p = \frac{B \cdot \delta}{0.4\pi \cdot I_{p_{ef}}} \quad [B] = [Gauss] \quad [\delta] = [cm] \quad (3.17)$$

O número de espiras do secundário é obtido através da relação de transformação **a**.

$$N_s = \frac{N_p}{a} \quad (3.18)$$

3.6 - Cálculo do indutor ressonante.

3.6.1 - Obtenção do núcleo mínimo.

A corrente no indutor ressonante é a mesma do primário do autotransformador e está representada na figura 3.3.

Sejam as seguintes equações para o cálculo do número de espiras [15]:

$$N = \frac{A_w \cdot K_w \cdot J}{I_{Lr_{ef}}} \quad (3.19)$$

$$N = \frac{L_r \cdot I_{Lr_{max}}}{B_{max} \cdot A_e} \quad (3.20)$$

O produto $A_e \cdot A_w$ pode ser obtido igualando-se as equações 3.19 e 3.20.

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_r \cdot I_{Lr_{max}} \cdot I_{Lr_{ef}} \cdot 10^4}{K_w \cdot J \cdot B_{max}} \quad (3.21)$$

- correntes máxima e eficaz.

Os valores máximo e eficaz de corrente no indutor ressonante estão calculados nas equações 2.54 e 2.40, e representados nos ábacos das figuras 2.1 e 2.11, respectivamente.

3.6.2 - Cálculo do entreferro.

A máxima energia armazenada no indutor se dá quando a corrente é máxima. A figura 3.3 mostra também a forma de onda da corrente no indutor ressonante, que é a mesma do primário.

A equação normalizada da energia armazenada é representada pela equação 3.22.

$$\Delta \bar{W} = \int_0^{\Delta t_2} \overline{v_{Lr}} \cdot \overline{i_{Lr}} \cdot dt + \int_0^{\Delta t_3} \overline{v_{Lr}} \cdot \overline{i_{Lr}} \cdot dt \quad (3.22)$$

aplicando as equações de tensão e corrente para as etapas 2 e 3, vem:

$$\begin{aligned} \Delta \bar{W} = \int_0^{\Delta t_2} (1-a)^2 \cdot \omega_0 \cdot t \cdot dt + \int_0^{\Delta t_3} (\alpha \cdot (1-a) \cos \omega_0 \cdot t + \\ + (1-a)^2 \cdot \text{sen} \omega_0 \cdot t \cdot \cos \omega_0 \cdot t) \cdot dt \end{aligned} \quad (3.23)$$

resolvendo a integral e comparando o resultado com a equação do valor máximo da corrente através do indutor ressonante (eq. 2.54), chega-se a:

$$\Delta \bar{W} = \frac{1}{2 \cdot \omega_0} \cdot \overline{i_{Lr_{\max}}^2}$$

mas, em valores reais (não normalizados), tem-se:

$$\Delta W = \frac{E_i \cdot I_o}{2 \cdot \alpha \cdot \omega_0} \cdot (\alpha + 1 - a)^2$$

pois,

$$\Delta W = \Delta \bar{W} \cdot \frac{E_i \cdot I_o}{\alpha} \quad \text{e} \quad \overline{i_{Lr_{\max}}} = \alpha + 1 - a$$

portanto, como era de se esperar, a equação da energia resulta:

$$\Delta W = \frac{1}{2} \cdot L_I \cdot I_{L_{I_{\max}}}^2 \quad (3.24)$$

onde

$$I_{L_{I_{\max}}} = \overline{I_{L_{I_{\max}}}} \cdot \frac{I_o}{\alpha}$$

Agora, tendo em vista as seguintes equações magnéticas,

$$L_I \cdot I_{L_{I_{\max}}} = N \cdot \Phi_I \quad , \quad \Phi_I = B \cdot A_o$$

$$B = \mu_o \cdot H \quad , \quad H \cdot \delta = N \cdot I_{L_{I_{\max}}}$$

e aplicando-as na equação 3.24, resulta:

$$\frac{\delta}{2} = \frac{\Delta W \cdot \mu_o}{B^2 \cdot A_o} \quad (3.25)$$

onde valem as unidades:

$$[B] = [T] \quad , \quad [A_o] = [m^2] \quad , \quad [\Delta W] = [J] \quad , \quad [\delta] = [m]$$

3.6.3 - Cálculo do número de espiras.

Partindo das expressões:

$$N \cdot I_{ef} = H_o \cdot l_o$$

$$l_o = \delta \quad e \quad H_o = \frac{B}{\mu_o}$$

resulta:

$$N = \frac{B \cdot \delta}{\mu_o \cdot I_{Lr_{ef}}} \quad (3.26)$$

onde a corrente eficaz através do indutor ressonante pode ser obtida a partir do ábaco da figura 2.11.

3.7 - Estudo por simulação.

3.7.1 - Introdução.

A simulação do circuito estudado, tem como objetivo verificar o comportamento do circuito, em regime permanente, através das principais formas de onda de tensão e corrente em cada componente do circuito.

Com os dados obtidos a partir do programa de simulação [16], é possível fazer a comparação entre estas formas de onda e aquelas obtidas analiticamente.

Também podem ser comparados, com auxílio do programa de desenho [17], os valores médios, máximos e eficazes, e o plano de fase que representa o comportamento do circuito.

A simulação do circuito é de fundamental importância, não só para verificar o equacionamento e o funcionamento do circuito, como também para fazer os ajustes dos parâmetros do circuito em função da resposta pretendida.

3.7.2 - Obtenção dos parâmetros do circuito.

Para a execução da simulação, os seguintes valores são dados:

- tensão de entrada: $E_i = 250 \text{ V}$
- corrente da carga: $I_o = 12 \text{ A}$
- relação de transformação: $a = \frac{1}{3}$

- frequência de chaveamento: $f_s = 100 \text{ KHz}$

Com estes dados, os parâmetros do circuito podem facilmente ser obtidos com auxílio das equações e ábacos dos capítulos I e II.

- **Parâmetro alfa.**

Com o valor da relação a e o fator de multiplicidade da corrente na chave auxiliar em relação a corrente de carga ($K_a = 1$), entrando na curva da figura 3.1, obtém-se o valor de α .

$$\alpha = \frac{4}{3}$$

- **Frequência de ressonância.**

Só para efeito de simulação do conversor DC-DC com razão cíclica constante, foi adotada uma frequência de ressonância de dez vezes a frequência de chaveamento. Os tempos mínimos de operação da célula aqui não são relevantes. Assim,

$$\frac{f_s}{f_o} = 0.1$$

- **Elementos ressonantes.**

Com os valores de E_i , I_o , α e f_o e as equações 1.7, 1.8, 3.5 e 3.6, obtém-se os valores de L_r e C_r

$$\alpha = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot \frac{I_o}{E_i} \quad (1.7)$$

$$\omega_o = 2\pi \cdot f_o = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (1.8)$$

$$L_r = \alpha \cdot \frac{E_i}{\omega_o \cdot I_o} \quad (3.5)$$

$$C_r = \frac{I_o}{\alpha \cdot \omega_o \cdot E_i} \quad (3.6)$$

dessa forma, tem-se:

$$L_r = 4.5 \mu H$$

$$C_r = 6 nF$$

3.7.3 - Simulação em regime permanente.

Com os dados obtidos do circuito, obtém-se a simulação do conversor para análise de um período de funcionamento.

A chave S_1 , como foi visto no estudo qualitativo do conversor, só entra em condução com tensão nula. Portanto, a simulação numérica foi implementada substituindo esta chave por um tiristor dual. Como se sabe da literatura [25], tiristor dual é um componente que possui características dinâmicas duais ao tiristor, ou seja, entra em condução espontaneamente quando a tensão entre seus terminais se anula e é bloqueado sob comando de gate.

A figura 3.4 mostra o circuito utilizado na simulação.

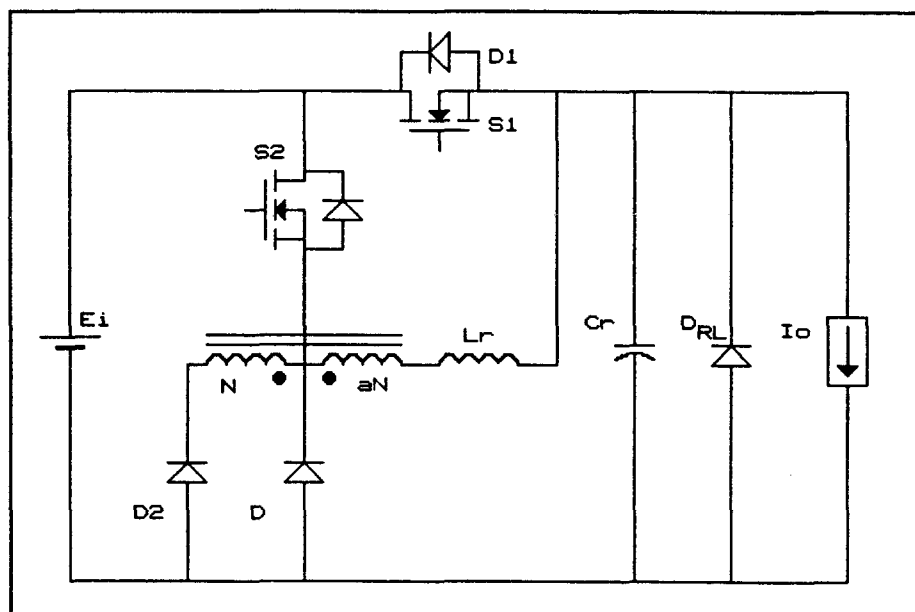


Fig. 3.4 - Circuito simulado.

As figuras 3.5 e 3.6 mostram as principais formas de onda nos componentes do circuito de potência. É possível observar as comutações suaves nas chaves e no diodo de roda livre.

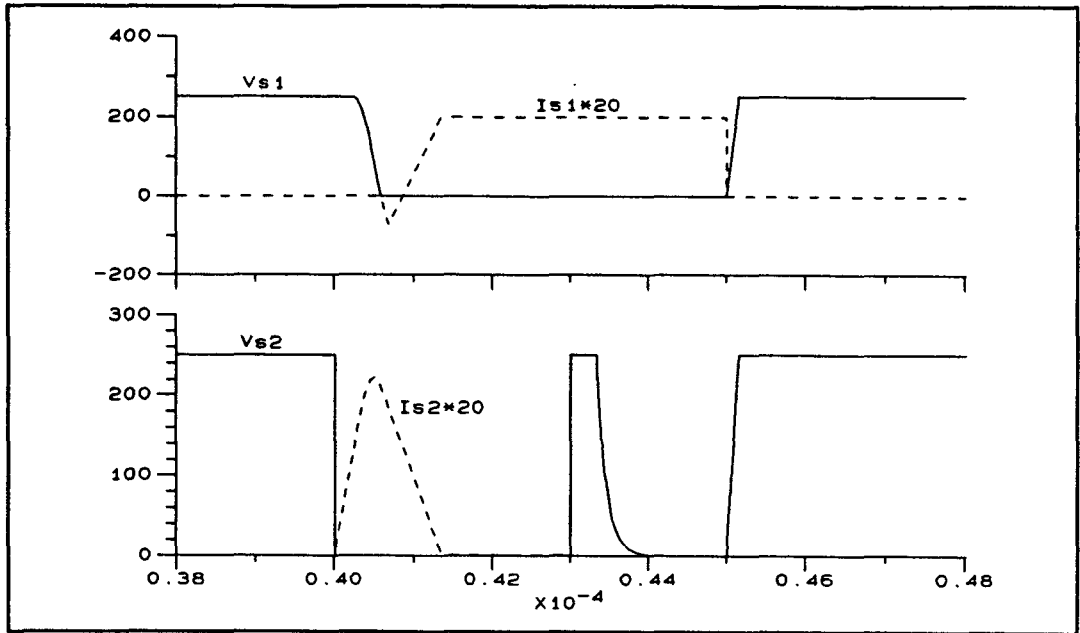


Fig. 3.5 - Chaves principal e auxiliar.

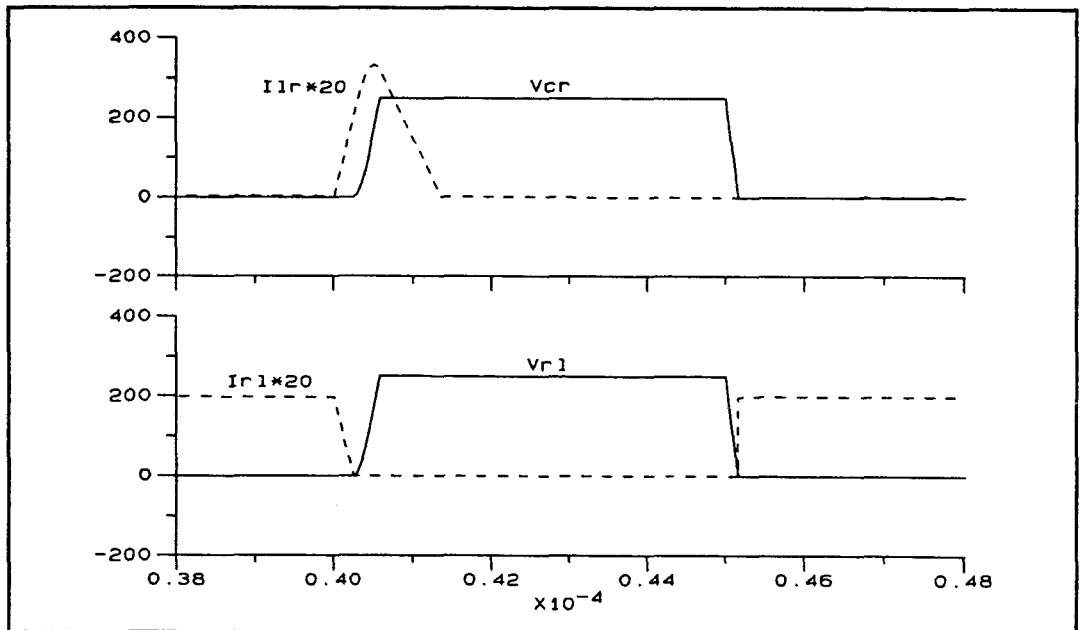


Fig. 3.6 - Diodo de roda livre e elementos ressonantes.

A figura 3.7 mostra o plano de fase obtido a partir das curvas de tensão sobre o capacitor ressonante e corrente através do indutor ressonante.

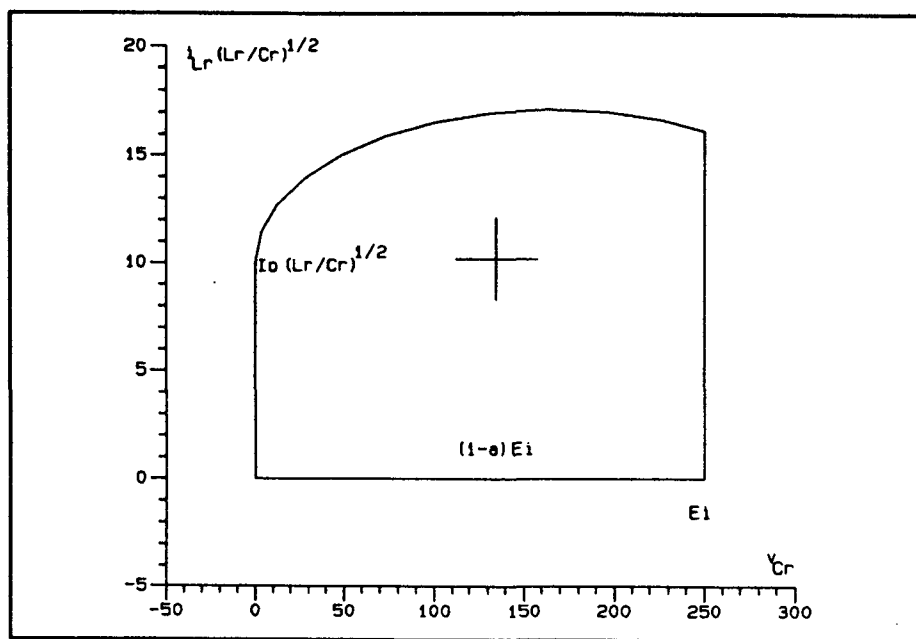


Fig. 3.7 - Plano de fase.

3.8 - Conclusão

Este capítulo apresentou uma metodologia de projeto com ábacos para a obtenção do parâmetro alfa e da frequência de ressonância dos elementos reativos da célula.

Para comprovar as etapas de funcionamento, as formas de onda e o plano de fase obtidos analiticamente, foi feita a simulação digital de um conversor projetado segundo a metodologia proposta.

CAPÍTULO IV

**APLICAÇÃO DA CÉLULA ZVS AO CONVERSOR
DC-AC - PWM.**

4.1 - Introdução.

Neste capítulo é apresentada a topologia completa do conversor DC-AC proposto. O circuito é composto pelo estágio de alta frequência que contém o conversor DC-DC e a célula de comutação, e o estágio inversor que opera na frequência da saída (tipicamente 60 Hz).

Para a operação regenerativa do inversor, é necessário que o estágio DC seja bidirecional em corrente. Assim, o conversor DC-DC e a célula ZVS são reestruturados de forma a permitir o retorno de corrente.

Na seqüência, são apresentados alguns resultados de simulação mostrando o funcionamento do inversor na estrutura e a comutação das chaves. São feitos também o projeto do circuito de potência e a escolha dos componentes.

O estudo da modulação PWM (Pulse Width Modulation) utilizado e o projeto do circuito de comando, bem como alguns problemas surgidos pela não idealidade dos componentes e comprovados por simulação também são mostrados neste capítulo.

4.2 - A estrutura DC-AC

A figura 4.1 mostra a obtenção do circuito de potência do conversor DC-DC, regenerativo, a partir do conversor buck com a célula de comutação ZVS.

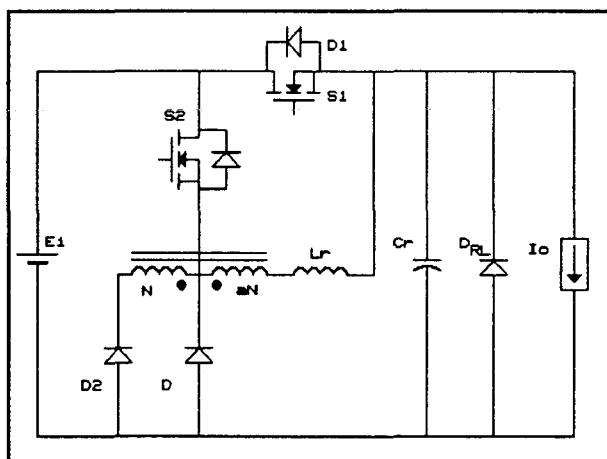


Fig. 4.1.a - Conversor buck com célula ZVS.

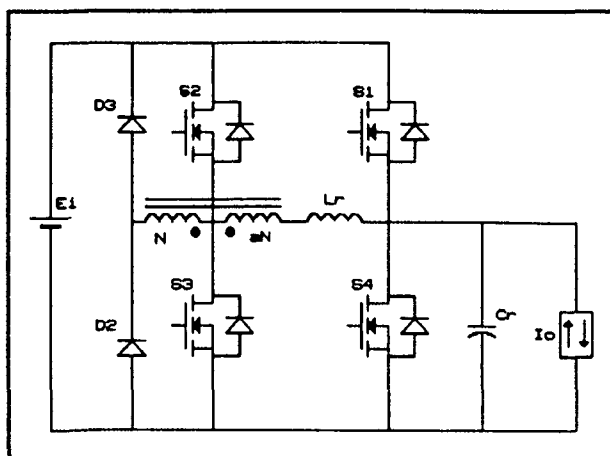


Fig. 4.1.b - Conversor DC-DC regenerativo.

O circuito completo de potência da topologia proposta é obtido substituindo a fonte de corrente por uma ponte inversora, como mostra a figura 4.2.

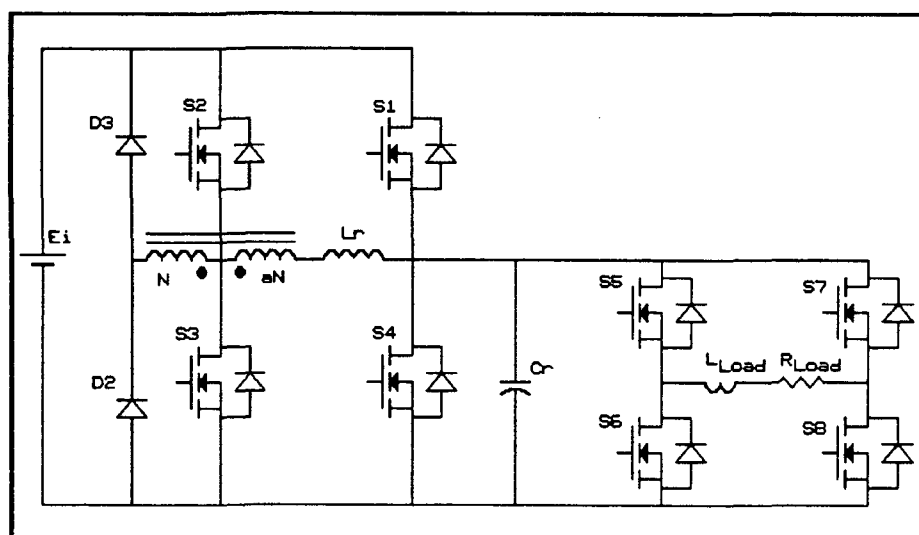


Fig. 4.2 - Conversor DC-AC - PWM

O estágio inversor, formado pelas chaves S_5 a S_8 , é monofásico em ponte. Sua função é transferir a tensão do elo DC para a carga de forma alternada. Para isso, as chaves são comandadas em diagonal, ou seja, S_5 e S_8 conduzem um semi-ciclo e S_6 e S_7 o outro.

A função do estágio DC é produzir no elo DC uma tensão modulada senoidalmente.

A modulação utilizada deve operar em alta frequência para reduzir o volume dos elementos reativos da célula de comutação e

elevar o nível da menor harmônica de corrente na saída do conversor.

As comutações das chaves da ponte sempre são feitas quando a tensão no elo DC é nula. Portanto, é uma comutação do tipo ZVS e não há necessidade de geração de tempo morto entre as comutações.

As chaves do inversor são comutadas em baixa frequência (60 Hz) o que possibilita a utilização de chaves menos rápidas, com circuito de comando bastante simples e conseqüentemente custo reduzido.

A célula de comutação ZVS para o conversor DC-AC foi pouco modificada em relação ao conversor DC-DC, apenas a chave S_3 substitui um diodo e foi acrescentado o diodo D_3 . Observando a simetria do circuito pode-se concluir que a chave S_2 auxilia o disparo da chave S_1 quando o fluxo de potência da fonte E_i para a carga é positivo e, para o fluxo de potência negativo, a chave S_3 auxilia o disparo da chave S_4 .

É importante deixar claro que a chave S_4 é colocada no circuito para facilitar a análise e manter a simetria do circuito. Porém, é fácil observar que o comando simultâneo das chaves S_5 e S_6 produz o mesmo efeito do comando de S_4 . Assim, as chaves S_5 e S_6 passam a operar na frequência de chaveamento da célula e torna o circuito de comando um pouco mais complexo.

4.3 - Modulação PWM (Pulse Width Modulation).

A utilização de conversores DC-AC para aplicações em cargas nobres, onde é imperativo que as formas de onda das grandezas de saída sejam puramente senoidais, motiva a utilização de técnicas de modulação eficazes que garantam este comportamento de saída do conversor.

A modulação PWM senoidal torna-se bastante atrativa quando se deseja obter uma saída senoidal, uma vez que esta técnica

possibilita o deslocamento das harmônicas da forma de onda de saída para uma faixa de frequência mais elevada [18,19].

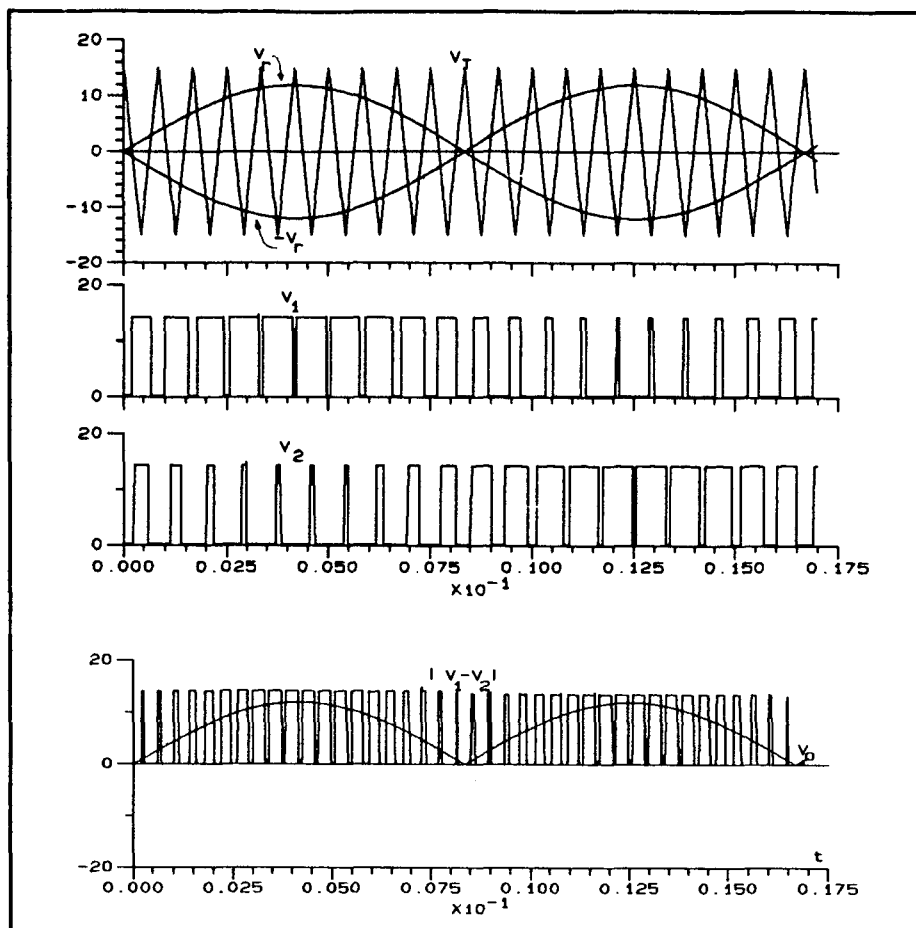


Fig. 4.3 Modulação PWM senoidal para o comando do estágio DC-DC.

A fim de reduzir significativamente o conteúdo harmônico de tensão ou corrente da saída do conversor DC-AC, utiliza-se a modulação senoidal. Para a estrutura em estudo em que a tensão no elo DC é sempre positiva ou nula, a modulação empregada é a modulação PWM senoidal [14]. A figura 4.3 mostra uma forma de obter a modulação PWM a dois níveis para a operação do conversor.

Nesta modulação, a frequência do termo fundamental da tensão de saída é imposta por uma tensão de referência senoidal V_r . O sinal modulado é obtido através da comparação desta senóide com uma onda triangular V_T . A frequência média de chaveamento é o dobro da frequência da onda triangular. Com isso, idealmente a primeira harmônica que aparece no espectro é na frequência média de chaveamento, ou seja, numa frequência o dobro da frequência da onda triangular. As demais harmônicas aparecem

em frequências múltiplas da frequência de chaveamento.

Assim, a medida que o número de pulsos aumenta, as harmônicas de saída tenderão a se deslocar para uma região mais elevada do espectro harmônico.

Na prática o número de pulsos é limitado pela frequência máxima de chaveamento que os semicondutores permitem, bem como pela menor largura de pulso de condução e bloqueio que os mesmos podem realizar.

A amplitude da fundamental da tensão de saída do inversor pode ser regulada através da variação da amplitude da senóide de referência, em relação a amplitude da onda triangular.

A tensão da fundamental de saída pode ter sua amplitude calculada, em pu, a partir do fator de modulação m_a .

$$m_a = \frac{V_r}{V_T} \quad (4.1)$$

onde V_r e V_T são as amplitudes em pu da senóide de referência e da onda triangular, respectivamente.

4.4 - Estudo por simulação.

O circuito utilizado para simulação é o mostrado na figura 4.2.

O objetivo principal desta simulação é verificar o comportamento da estrutura DC regenerativa frente ao inversor comprovando a comutação ZVS das chaves principais e da ponte.

Devido às limitações dos programas de simulação e desenho, o número de pulsos por período da corrente de saída ficou limitado a valores próximos da capacidade dos programas.

As figuras 4.4 a 4.8 mostram as principais formas de onda obtidas utilizando a modulação PWM senoidal.

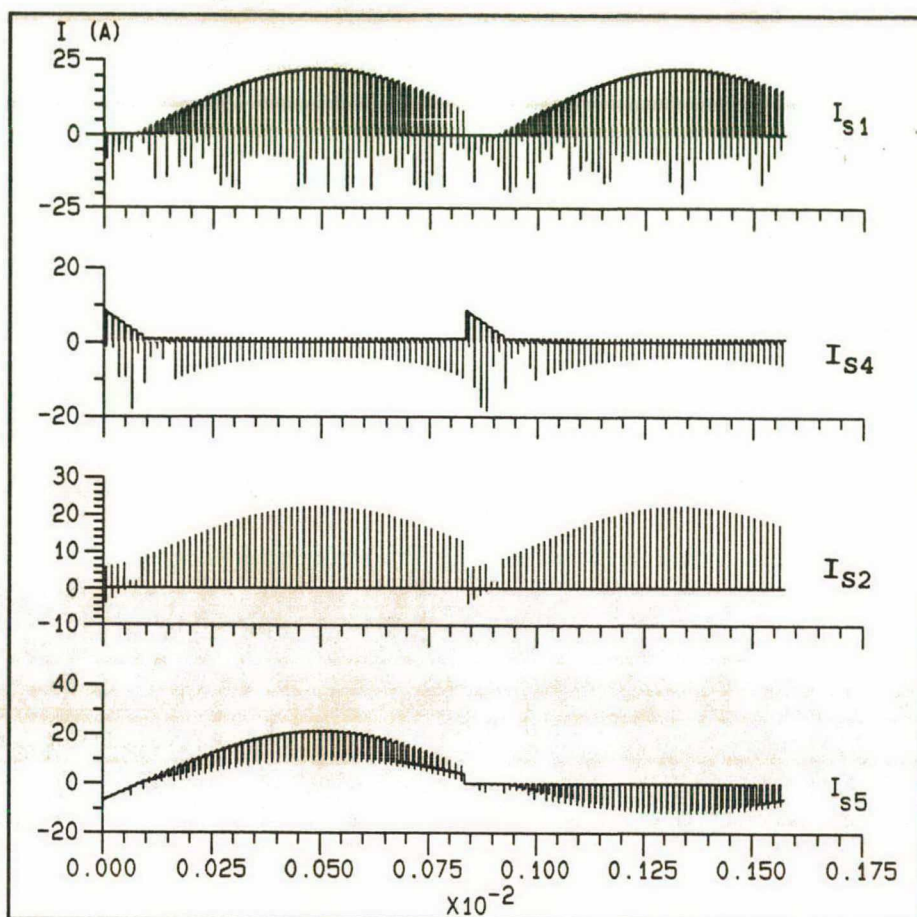


Fig. 4.4 Correntes nas chaves.

As formas de onda de tensão e corrente na saída do conversor são apresentadas nas figuras 4.6 a 4.8 para um total de 20, 40 e 168 pulsos por período. As figuras 4.7 e 4.8 mostram também a análise harmônica da corrente de saída. Como pode-se observar, o conteúdo harmônico da corrente para um total de 168 pulsos é praticamente nulo. Para esse número de pulsos e frequência de saída de 60 Hz, a frequência de chaveamento é de aproximadamente 10 KHz.

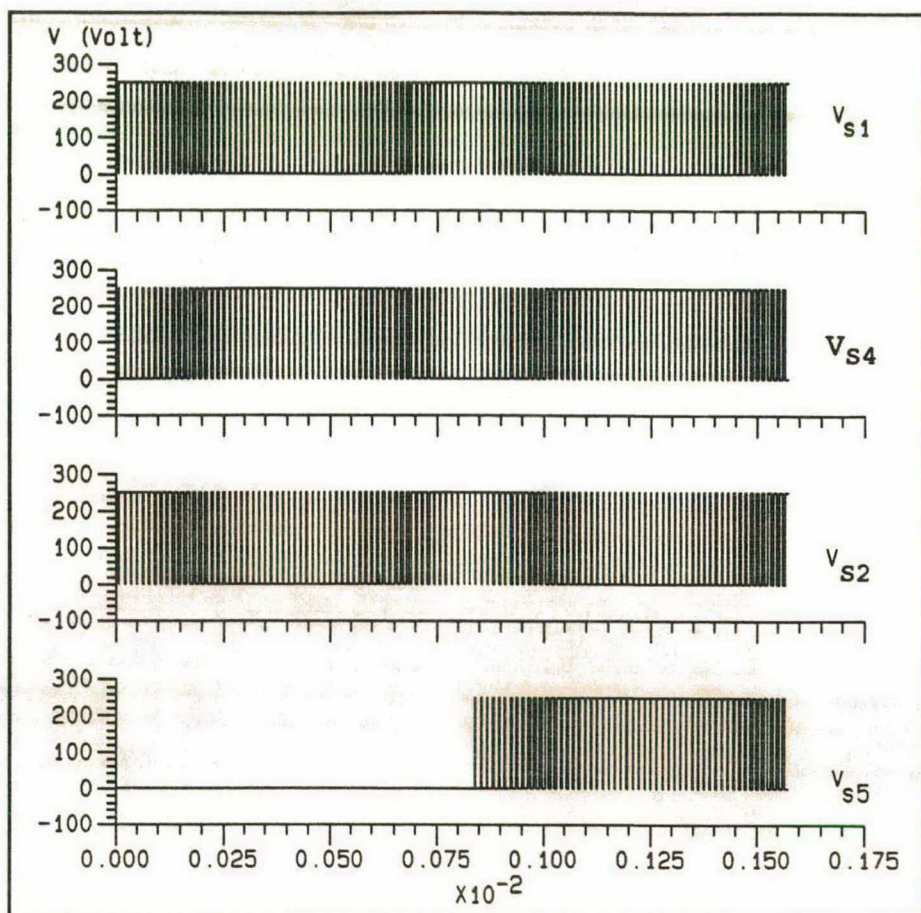


Fig. 4.5 Tensões nas chaves.

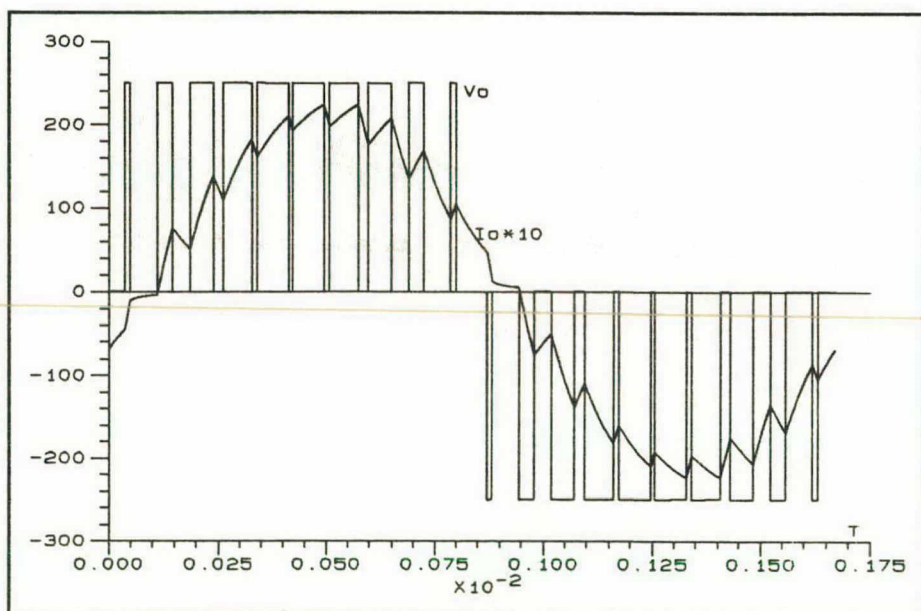


Fig. 4.6 Modulação com 20 pulsos por período.

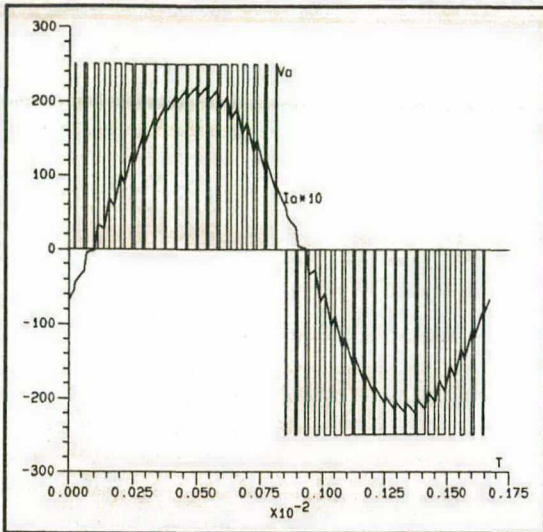


Fig. 4.7.a Modulação com 40 pulso s por período.

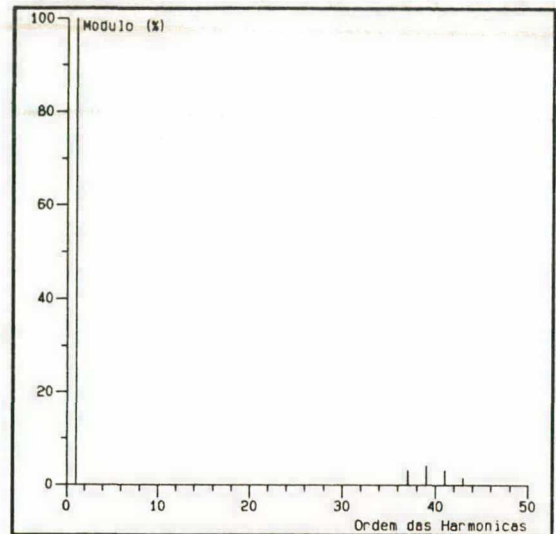


Fig. 4.7.b Análise harmônica da corrente de saída.

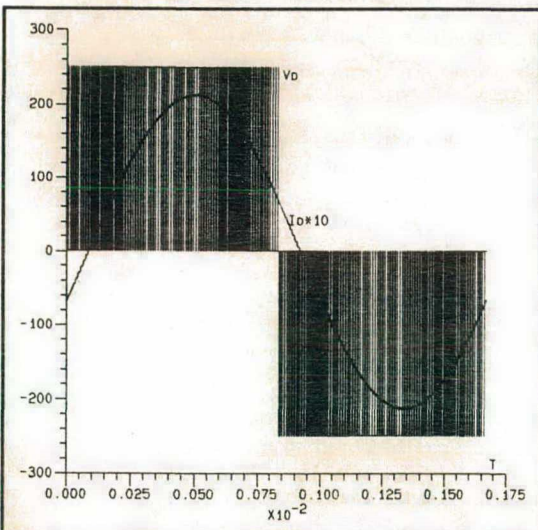


Fig. 4.8.a Modulação com 168 pulsos por período.

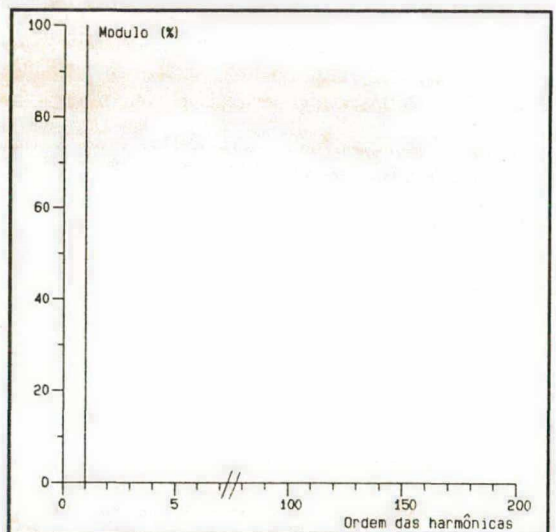


Fig. 4.8.b Análise harmônica da corrente de saída.

4.5 - Projeto do conversor DC-AC.

A partir dos estudos feitos por simulação em que alguns dos resultados estão apresentados neste capítulo, fica fácil observar a distribuição de correntes em todos os componentes. Diversas simulações, que não estão apresentadas aqui, foram feitas com o objetivo de validar os efeitos das variações da carga, dos elementos ressonantes, da frequência de chaveamento e outros, sobre os componentes.

Com todos estes dados, obtém-se os limites de operação para cada componente de cada estágio. Assim, os componentes são dimensionados para o pior caso de operação possível.

Para o conversor DC-AC, os ábacos e as equações obtidas no capítulo II não são integralmente aplicados. O parâmetro alfa que depende dos elementos ressonantes, da tensão de entrada e da corrente de saída não se mantém mais constante durante todo o tempo.

Em cada etapa de operação da célula a corrente de carga assume um valor e esta variação devido ao grande número de pulsos da modulação pode ser considerada senoidal.

Lembrando-se que:

$$\alpha = \sqrt{\frac{L_r}{C_r} \cdot \frac{I_o}{E_i}} \quad (1.7)$$

nota-se que para uma corrente senoidal de carga tem-se uma variação também senoidal de alfa, já que os outros parâmetros são mantidos constantes.

Assim,

$$\alpha = \sqrt{\frac{L_r}{C_r} \cdot \frac{I_{o_{max}}}{E_i}} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (4.2)$$

ou ainda:

$$\alpha = \alpha_{max} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (4.3)$$

onde

$$\alpha_{max} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r} \cdot \frac{I_{o_{max}}}{E_i}} \quad (4.4)$$

4.5.1 - Dados para o projeto.

a) Potência.

A potência de saída escolhida é de 1.0 KW.

b) Tensão.

Devido a algumas limitações de equipamentos e conveniências de laboratório, a tensão de entrada não ultrapassa 300 V. Assim, foi escolhida uma tensão de 275 V.

A tensão máxima de saída corresponde ao produto da tensão de entrada pelo fator de modulação empregado, que é de 0.9. Assim,

$$V_{o_{\max}} = 275 \cdot 0.9 = 247.5V$$

em valores eficazes, considerando apenas a fundamental de tensão, tem-se:

$$V_o = \frac{247.5}{\sqrt{2}} = 175 \text{ V}$$

c) Corrente de saída.

Admitindo uma carga com fator de potência de 0.85, tem-se:

$$P_o = V_o \cdot I_o \cdot \cos\phi$$

assim,

$$I_o = 6.7 \text{ A}$$

ou, em termos de valor máximo:

$$I_{o_{\max}} = 9.5 \text{ A}$$

4.5.2 - Projeto da célula de comutação ZVS.

Os componentes da célula operam durante uma fração muito pequena do período de funcionamento. Com isso, os semicondutores são projetados basicamente pelos valores máximos de tensão e corrente a que estão submetidos.

A seguir são obtidos os parâmetros e o dimensionamento de todos os componentes da célula.

a) Freqüência de chaveamento.

A partir de um programa em FORTRAN (apêndice), que determina a largura de todos os pulsos da modulação e gera um arquivo de pontos para o programa de simulação, foi possível obter as larguras dos menores pulsos para diversas freqüências de chaveamento.

Considerando que exista um atraso no tempo de bloqueio e disparo das chaves utilizadas [20,21], o tempo total de atuação da célula não pode ser inferior a 500ns, pelo menos com os atuais componentes utilizados e com os parâmetros já escolhidos.

Confrontando-se os dados obtidos para o menor pulso e o tempo mínimo de atraso da célula, obtém-se a possibilidade de operar numa freqüência de chaveamento $f_s = 40 \text{ KHZ}$.

b) Relação de espiras.

O tempo de condução de cada etapa de operação da célula depende da relação de espiras do autotransformador. Assim, o tempo que a chave principal fica sob tensão nula (condução do diodo intrínseco), é calculado pela equação 1.40, que corresponde à duração da quarta etapa. Este tempo deve ser suficiente para garantir a entrada em condução da chave principal sob tensão nula.

Por outro lado, o tempo total de operação da célula ZVS (etapas 2ª a 5ª), representado pela equação 3.4, deve ser o menor possível para não interferir no menor pulso da modulação utilizada.

As figuras 4.9 e 4.10 representam as equações 1.40 e 3.4,

respectivamente, em função da relação de espiras, onde foi considerada a relação entre a corrente máxima na chave auxiliar e a corrente máxima na carga igual a 2 ($K_a=2$). Assim, da equação 3.3 tem-se:

$$\alpha = \frac{(1-a)^2}{1+a}$$

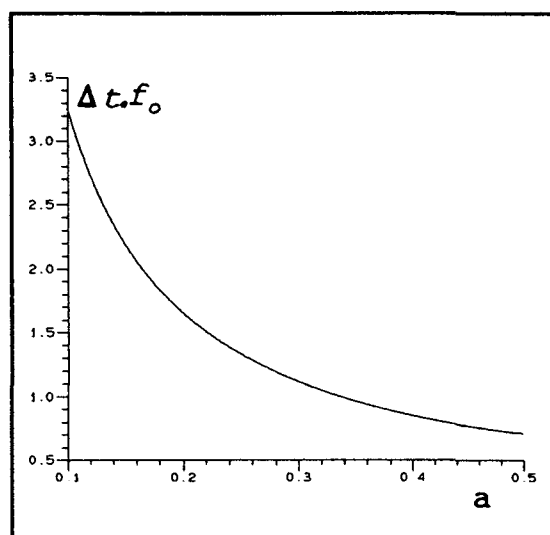


Fig. 4.9 - Tempo de condução da célula ZVS em função da relação de espiras a .

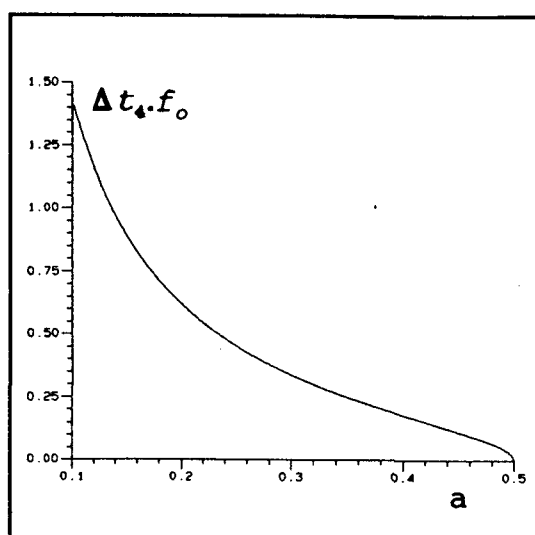


Fig. 4.10 - Duração da quarta etapa em função da relação de espiras a .

A figura 4.9 mostra que o tempo de condução da célula ZVS (Δt) é tanto menor quanto maior o valor de a (sugerindo portanto valores próximos de 0.5).

A figura 4.10 mostra que a duração da quarta etapa (Δt_4) é próximo de zero, para valores de a próximos de 0.5 (e igual a zero para $a=0.5$). Com isso, o valor da relação de espiras a deve ser próximo de 0.5, contando que garanta comutação ZVS na chave principal.

A tabela a seguir mostra algumas grandezas que relacionam valores de a com Δt_4 , obtidos nas figuras 4.9 e 4.10. Para isso, algumas considerações são aqui retomadas:

$$\Delta t = 500 \text{ ns}$$

$$f_s = 40 \text{ KHz}$$

a	f_o (MHz)	Δt_4 (ns)	f_s/f_o
0.20	3.3	190	0.012
0.30	2.2	150	0.018
0.33	2.0	135	0.031
0.40	1.3	100	0.020
0.45	1.5	70	0.027

Considerando que os tempos de bloqueio do diodo intrínseco à chave principal e de entrada em condução da mesma somam aproximadamente 100 ns [20], o valor de a , segundo a tabela anterior, não deve ultrapassar 0.4.

Para garantir a comutação suave da chave principal e por conveniência de projeto, o valor da relação de espiras escolhido foi 1:3, ou seja, $a=0,33$.

c) Parâmetro α .

Escolhendo-se a relação entre as correntes na chave auxiliar e na carga de 2 vezes, tem-se um fator de multiplicidade $K_a = 2$. Com os valores de $K_a = 2$ e $a=1/3$, entrando no ábaco da figura 3.1 ou na equação 3.3, obtém-se $\alpha_{max} = 0.333$. Como foi visto, o valor de α varia senoidalmente com a corrente de carga.

d) Freqüência de ressonância.

Com a freqüência de chaveamento $f_s = 40$ KHz, o tempo de operação da célula $\Delta T = 500$ ns e $\alpha = 0.333$ e entrando no ábaco da figura 3.2 ou na equação 3.4, obtém-se:

$$f_o = 1.696 \text{ MHz}$$

assim,

$$\frac{f_s}{f_o} = 0.024$$

e) Elementos ressonantes.

Os valores de L_r e C_r são calculados a partir das equações 3.5 e 3.6. Com os valores de $\omega = 2\pi.f_o$, α , E_i e $I_{o_{max}}$, tem-se:

$$L_r = 0.9 \mu H$$

$$C_r = 9.7 nF$$

O capacitor de valor comercial escolhido é de 10 nF -

f) Semicondutores.

O valor máximo de tensão sobre cada semicondutor não deve ultrapassar o valor da tensão da fonte de alimentação como mostrado na figura 4.5.

Idealmente a tensão sobre os diodos auxiliares D_2 e D_3 (ver figura 4.2) podem assumir até a tensão E_i/a . Isso não ocorre na prática porque a desmagnetização do autotransformador é muito rápida frente ao crescimento e decrescimento da tensão sobre as chaves auxiliares (troca de energia entre os capacitores intrínsecos às chaves). Assim, nesta etapa verifica-se que a tensão sobre os diodos é bem menor que a tensão da fonte.

Os valores máximos de corrente através dos semicondutores ocorrem quando a corrente na carga assume valor máximo, como é mostrado na figura 4.4. Portanto, os valores máximos podem ser obtidos com auxílio dos ábacos das figuras 2.1 a 2.6.

Com os valores de:

$$\alpha = 0.333$$

$$E_i = 275 V$$

$$a = 0.333$$

$$I_{o_{max}} = 9.5 A$$

obtem-se:

- chaves auxiliares (S_1 e S_2)

$$V_{max} = 275 V$$

$$I_{max} = 0.68 \cdot \frac{9.5}{0.333} = 19.6 A$$

MOSFET: IRF 740 - MOTOROLA [21]

- diodos auxiliares:

$$V_{\max} = 275 \text{ V}$$

$$I_{\max} = 0.34 \cdot \frac{9.5}{0.333} = 9.8 \text{ A}$$

DIODOS: MUR 1530 - MOTOROLA [22]

g) Indutor ressonante.

- núcleo:

O núcleo mínimo é obtido a partir da equação 3.21.

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_r \cdot I_{Lr_{\max}} \cdot I_{Lr_{ef}} \cdot 10^4}{K_w \cdot J \cdot B_{\max}}$$

admitindo-se

$$K_w = 0.7$$

$$J = 200 \text{ A/cm}^2$$

$$B_{\max} = 0.15 \text{ T}$$

conhecendo-se os valores de:

$$\frac{f_s}{f_o} = 0.024$$

$$\Delta T = 500 \text{ ns}$$

$$\alpha_{\max} = 0.333$$

através do ábaco da figura 2.1, obtém-se:

$$\overline{I_{Lr_{\max}}} = 1.0$$

$$I_{Lr_{\max}} = \overline{I_{Lr_{\max}}} \cdot \frac{I_o}{\alpha}$$

$$I_{Lr_{\max}} = \frac{9.5}{0.333} = 28.5 \text{ A}$$

resta agora calcular o valor eficaz da corrente no indutor.

Para um período de funcionamento, o quadrado da corrente eficaz normalizada no indutor ressonante é calculado pela equação 2.40, em função de alfa. Adequando-se este valor para o período da rede (através do fator f_s/f_0) e somando todos os quadrados dos n pulsos, obtém-se a seguinte equação normalizada:

$$\overline{I_{ef}^2} = \frac{f}{f_s} \cdot \sum_{i=1}^n \overline{I_{L_{ref}}^2} \quad (4.5)$$

onde $\overline{I_{L_{ref}}^2}$ é obtido na equação 2.40 e n é o número de pulsos da modulação.

Considerando-se a equação 4.3

$$\alpha = \alpha_{\max} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (4.3)$$

e fazendo-se a soma dos quadrados dos valores eficazes para todos os pulsos, obtém-se de forma normalizada:

$$\overline{I_{ef}} = \sqrt{\frac{f}{f_s} \cdot \sum_{i=1}^n \overline{I_{L_{ref}}^2}} \quad (4.6)$$

O valor de $\overline{I_{ef}}$ (ou I_{ef}) é obtido através de um simples programa FORTRAN (apêndice).

$$I_{ef} = 2.3 \text{ A}$$

Assim,

$$A_e \cdot A_w = 0.03 \text{ cm}^4$$

O núcleo escolhido, segundo o catálogo é o E - 20 [23].

$$A_e = 0.312 \text{ cm}^2$$

$$A_w = 0.26 \text{ cm}^2$$

- entreferro:

A energia armazenada é obtida pela equação 3.24.

$$\Delta W = \frac{1}{2} \cdot L_r \cdot I_{Lr_{\max}}^2 \quad (3.24)$$

com $L_r = 0.9 \mu H$, obtém-se:

$$\Delta W = \frac{1}{2} \cdot 0.9 \cdot 10^{-6} \cdot 28.5^2 = 365.5 \mu J$$

O entreferro é calculado pela equação 3.25.

$$\frac{\delta}{2} = \frac{\Delta W \cdot \mu_0}{B^2 \cdot A_e} \quad (3.25)$$

para

$$\Delta W = 365.5 \mu J$$

$$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$$

$$B = 0.15 \text{ T}$$

$$A_e = 0.312 \text{ cm}^2$$

tem-se:

$$\frac{\delta}{2} = 0.654 \text{ mm}$$

- número de espiras:

Da equação 3.26 tem-se:

$$N = \frac{B \cdot \delta}{\mu_0 \cdot I_{Lr_{ef}}} \quad (3.26)$$

Com

$$B = 0.15 \text{ T}$$

$$\delta = 1.31 \cdot 10^{-3}$$

$$I_{Lr_{ef}} = 2.3 \text{ A}$$

obtem-se:

$$N = 68 \text{ esp.}$$

- condutores:

$$I_{Lr_{ef}} = 2.3 \text{ A}$$

$$\#Fio = 17\text{AWG}$$

h) Autotransformador.

- núcleo:

O núcleo mínimo é obtido pelo uso da equação 3.10.

$$A_e \cdot A_w = \frac{V_{p_{ef}} \cdot I_{p_{ef}} \cdot 10^4}{K_p \cdot K_w \cdot J \cdot \Delta B} \cdot \Delta T \quad (3.10)$$

A corrente no primário é a mesma que no indutor ressonante, e a tensão aplicada no primário é constante no valor da tensão de alimentação, vezes a relação de transformação. Assim,

$$I_{p_{ef}} = I_{L_{r_{ef}}} = 2.3 \text{ A}$$

$$V_{p_{ef}} = a \cdot E_i = 91.7 \text{ V}$$

sendo

$$K_p = 0.5$$

$$K_w = 0.4$$

$$\Delta B = 0.15 \text{ T}$$

$$J = 200 \text{ A/cm}^2$$

$$\Delta T = 500 \text{ ns}$$

resulta:

$$A_e \cdot A_w = 0.17 \text{ cm}^4$$

O núcleo escolhido é o **E - 30/7**

com $A_e = 0.6 \text{ cm}^2$ e $A_w = 0.8 \text{ cm}^2$.

- entreferro:

Da equação 3.15, tem-se:

$$\frac{\delta}{2} = \frac{W \cdot \mu_o}{\Delta B^2 \cdot A_e} \quad (3.15)$$

por outro lado, da equação 3.13, obtém-se:

$$W = L_r \cdot \frac{I_{o_{max}}^2}{\alpha^2} \cdot a \cdot \left(\frac{\alpha^2}{2 \cdot (1-a)} + \frac{\alpha \cdot \pi}{2} + 1-a \right) \quad (3.13)$$

assim, com os valores de α , $I_{o_{max}}$, L_r e a ,

$$W = 310.34 \mu J$$

agora, da equação 3.15 resulta:

$$\frac{\delta}{2} = 0.289 \text{ mm}$$

- número de espiras

O número de espiras do primário é obtido pela equação 3.16.

$$N_p = \frac{\Delta B \cdot \delta}{\mu_o \cdot I_{P_{ef}}} \quad (3.16)$$

resolvendo, resulta:

$$N_p = 30 \text{ esp.} \quad \text{e} \quad N_s = \frac{N_p}{a} = 90 \text{ esp.} .$$

- condutores:

Primário.

$$I_{P_{ef}} = I_{Lr_{ef}} = 2.3 \text{ A}$$

$$\# \text{ Fio} = 17 \text{ AWG}$$

Secundário.

$$I_{S_{ef}} = a \cdot I_{Lr_{ef}} = 0.77 \text{ A}$$

$$\# \text{ Fio} = 22 \text{ AWG}$$

4.5.3 - Projeto do conversor DC-DC.

O conversor DC-DC, sem a célula ZVS, é basicamente um conversor Buck com reversibilidade em corrente. O projeto deste estágio fica então restrito apenas ao dimensionamento das chaves principais S_1 e S_4 .

Considerando a situação em que a chave S_1 opere durante todo o período da rede (fator de potência da carga unitário), tem-se a maior solicitação da chave. Assim, S_1 e S_4 são projetadas para esta situação.

- tensão máxima:

A tensão máxima entre os terminais de qualquer chave do conversor não ultrapassa o valor da tensão de alimentação. Portanto,

$$V_{\max} = 275 \text{ V}$$

- corrente média:

O valor médio da corrente na chave durante um período de funcionamento, é obtido pela equação 2.43.

$$\overline{I_{S1_{md}}} = \frac{f_s}{f_o} \cdot \left(\frac{\alpha^2}{4\pi \cdot a} \right) + f_s \cdot \alpha \cdot \Delta t_c \quad (2.43)$$

onde Δt_c é o tempo de condução da chave S_1 que varia senoidalmente de acordo com a modulação.

O tempo Δt_c pode ser calculado para um período de funcionamento ($1/f_s$) de acordo com a equação 4.7.

$$\Delta t_c = \frac{1}{f_s} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (4.7)$$

O valor médio da corrente para um período da rede, em função dos n pulsos, pode ser obtido pela equação 4.8.

$$\overline{I_{md}} = \frac{f}{f_s} \cdot \sum_{i=1}^n \overline{I_{S1_{md}}} \quad (4.8)$$

onde

$$\overline{I_{S1_{md}}} = \frac{f_s}{f_o} \cdot \left(\frac{\alpha^2}{4\pi \cdot a} \right) + \alpha \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)$$

Considerando $\alpha = \alpha_{\max} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)$ e fazendo $\omega \cdot t$ variar de 0 a 2π para os n pulsos da modulação, o valor médio na chave S_1 é calculado com auxílio de um programa em FORTRAN (apêndice).

$$I_{md} = 4.8 \text{ A}$$

- corrente eficaz:

O valor eficaz da corrente na chave S_1 é obtido a partir da equação 2.44.

$$\overline{I_{S1_{ef}}^2} = \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{\alpha^3}{6\pi \cdot a} + f_s \cdot \alpha^2 \cdot \Delta t_c \quad (2.44)$$

A partir das mesmas considerações do valor médio, obtém-se:

$$\overline{I_{ef}^2} = \frac{f}{f_s} \cdot \sum_{i=1}^n \overline{I_{S1_{ef}}^2}$$

substituindo ΔT_c na equação 2.44, vem:

$$\overline{I_{S1_{ef}}^2} = \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{\alpha^3}{6\pi \cdot a} + \alpha^2 \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)$$

Com auxílio de um programa FORTRAN (apêndice) obtém-se:

$$I_{ef} = 6.2 \text{ A}$$

MOSFET: APT 4220 - APT [20]

4.5.4 - Projeto da ponte inversora.

Observando os resultados de simulação (fig. 4.4) e o funcionamento do estágio inversor, pode-se obter com boa aproximação o cálculo das correntes nas chaves considerando-se apenas a corrente de carga, ou seja, pode-se dizer que cada chave conduz a corrente de carga durante meio ciclo.

Em outras palavras, a parcela de corrente que uma chave deixa de conduzir durante a etapa de roda livre, o diodo intrínseco à chave a conduz no semi-ciclo seguinte.

- corrente média:

$$I_{md} = \frac{I_{o_{max}}}{\pi} \quad (4.10)$$

$$I_{md} = 3 \text{ A}$$

- corrente eficaz:

$$I_{ef} = \frac{I_{o_{max}}}{2} \quad (4.11)$$

$$I_{ef} = 4.8 \text{ A}$$

- tensão máxima:

$$V_{max} = 275 \text{ V}$$

MOSFET: IRF 740 - MOTOROLA [21]

4.6 - Projeto do circuito de comando.

4.6.1 - Introdução.

Com a finalidade de testar a célula de comutação ZVS, inicialmente é implementado o conversor DC-DC com possibilidade de regeneração de corrente.

O comando de gate para as chaves principais e auxiliares é do tipo ponto flutuante, utilizando o integrado IR-2110.

O conversor DC-DC necessita da geração de um pulso na frequência de chaveamento que, com uma lógica complementar, gera os pulsos para o braço principal e com um retardo preestabelecido (utilizando o circuito monoastável), gera os pulsos para o braço auxiliar.

O circuito de comando do inversor utiliza o mesmo circuito de comando do conversor DC-DC, contando que o pulso único é substituído por uma modulação PWM senoidal. Ao circuito de comando original é acrescido o comando da ponte inversora que opera com pulsos complementares nos braços, na frequência da

tensão de saída. Este circuito também utiliza o integrado IR-2110.

4.6.2 - Estágio DC-DC.

Seja o circuito de potência do conversor DC-DC mostrado na figura 4.11.

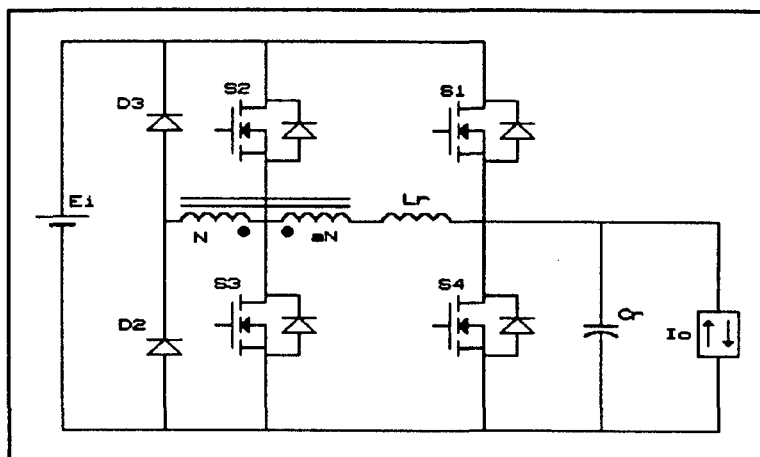


Fig. 4.11 - Conversor DC-DC.

A figura 4.12 mostra os pulsos de comando das chaves principais e auxiliares.

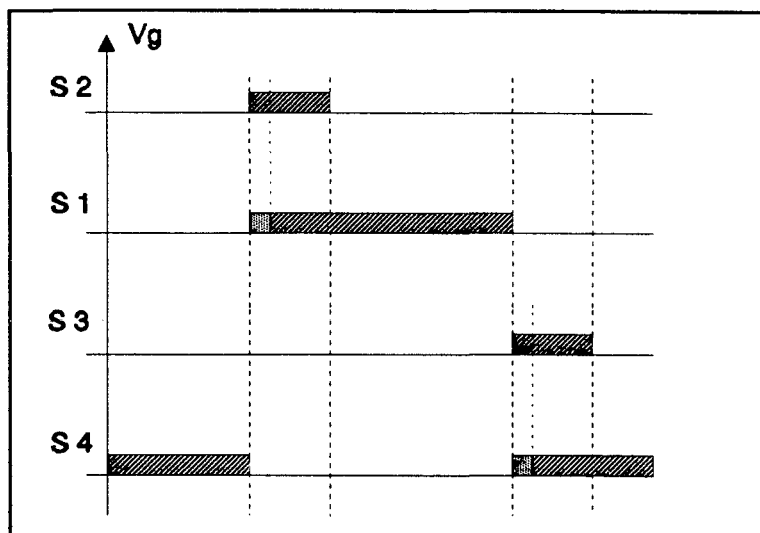


Fig. 4.12 - Comando das chaves do estágio DC-DC.

As chaves S_1 e S_2 são comandadas simultaneamente. Um circuito de comutação ZVS (Tiristor dual) é montado no gate da chave principal, tal que a chave só é habilitada a entrar em condução quando a tensão entre seus terminais for nula.

Com isso, o circuito de geração dos pulsos torna-se bastante simples.

Os pulsos nas chaves auxiliares têm larguras fixas correspondentes ao tempo máximo de condução da célula ZVS (ΔT). Esses pulsos são obtidos com a utilização de circuitos monoastáveis.

A figura 4.13 mostra o esquema básico do circuito de comando, em diagrama de blocos, do conversor DC-DC. Na seqüência será descrito cada um dos blocos.

a) Comando de gate dos MOSFETs.

O circuito de comando de gate utilizado é com o emprego do circuito integrado IR-2110 [24]. Este circuito permite o comando de dois MOSFETs de um mesmo braço. Com uma capacidade de 2A de pico e podendo operar até 300KHz/500V, o IR-2110 gera uma referência virtual capaz de comandar um braço, sem a necessidade de comando isolado.

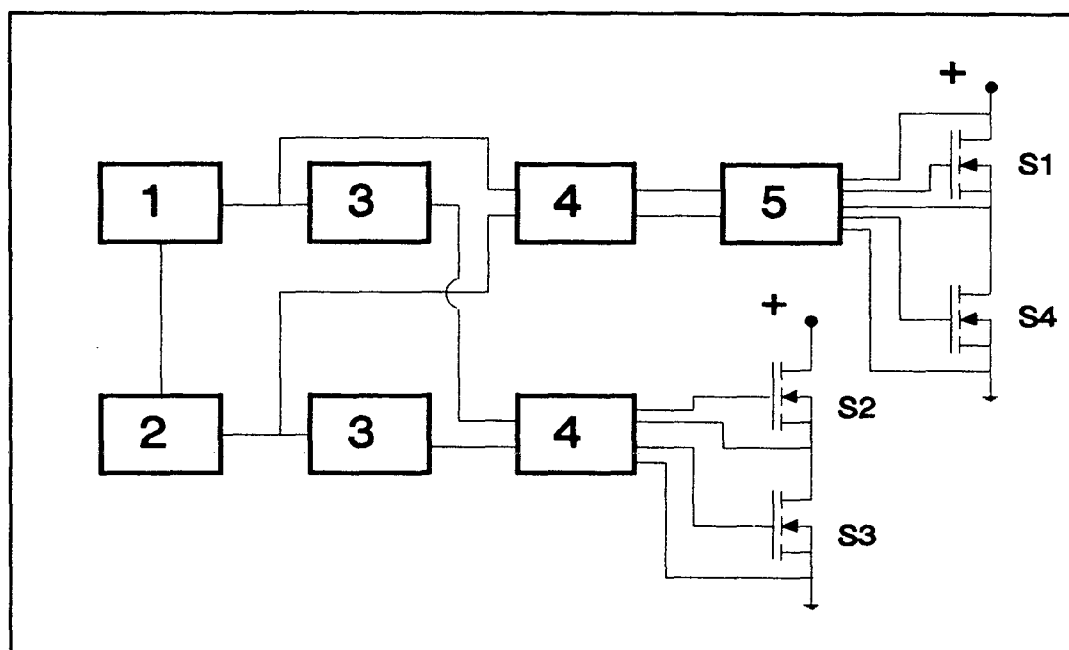


Fig. 4.13 - Esquema básico do circuito de comando do estágio DC-DC.

- | | |
|-----------------------|-------------------|
| 1 - Clock. | 4 - IR 2110. |
| 2 - Lógica inversora. | 5 - Circuito ZVS. |
| 3 - Monoastável. | |

Este circuito, além de reduzir muito o número de componentes discretos que seriam utilizados, reduz o número de fontes auxiliares a apenas uma.

A figura 4.14 representa o esquema básico do comando de gate utilizando o IR-2110.

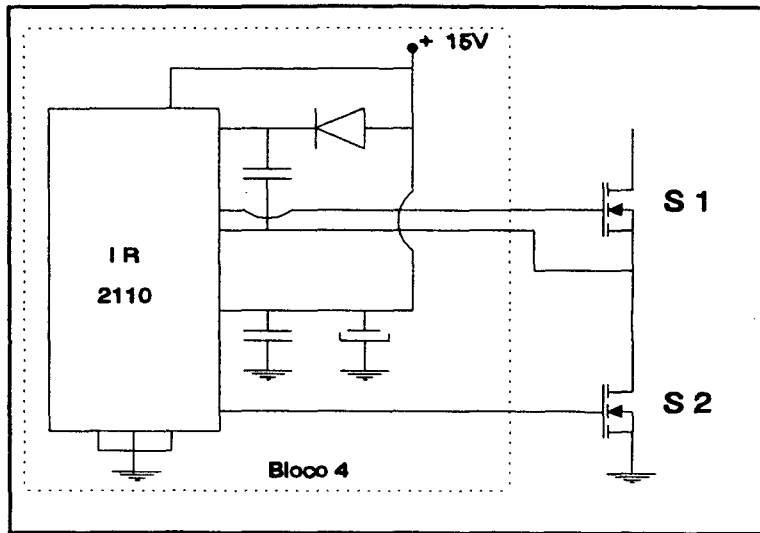


Fig. 4.14 - Comando de gate com o IR-2110.

b) Circuito de comando ZVS.

O circuito de comando ZVS (Tiristor dual [25]) é aplicado às chaves principais. Sua função é permitir a entrada em condução de uma chave quando a tensão entre seus terminais cair a valores próximos de zero.

A figura 4.15 mostra o circuito utilizado.

D_1 - 11DF4	$R_1=820 \Omega$
D_2 - 1N4148	$R_2=1.2K \Omega$
T_1 - 2N4937	$R_3=390 \Omega$
T_2 - BC327	

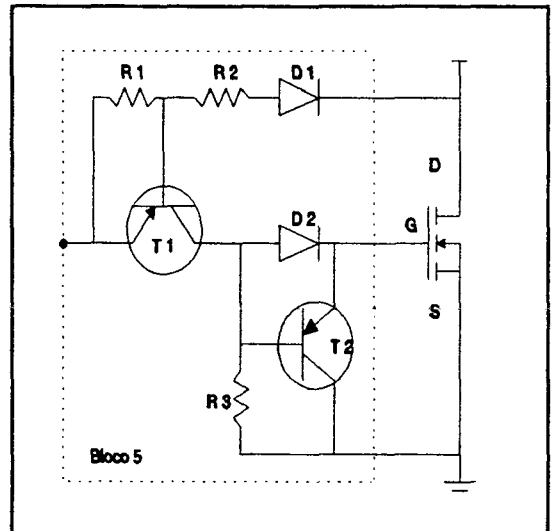


Fig. 4.15 - Circuito de comando ZVS (tiristor dual).

c) Circuito para obtenção do clock.

Utilizando o circuito integrado LM-555, é possível obter o circuito que gera um pulso com frequência e razão cíclica ajustáveis.

A figura 4.16 mostra o circuito típico de um astável cujos parâmetros podem ser calculados pelas equações fornecidas pelo catálogo [26].

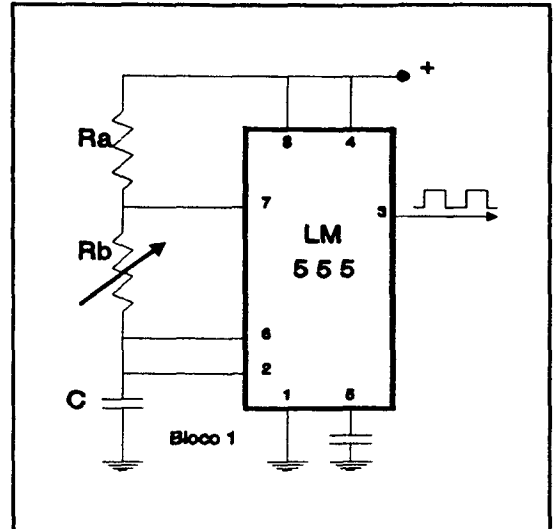


Fig. 4.16 - Clock utilizando o LM-555.

d) Circuito monoastável.

O circuito integrado MC-4528B contém dois monoastáveis.

Para obter os pulsos correspondentes ao tempo de condução das chaves auxiliares, os valores dos parâmetros R e C são determinados pelo equacionamento fornecido pelo catálogo [27].

O circuito correspondente está mostrado na figura 4.17.

$$R = 10K \Omega$$

$$C = 47pF$$

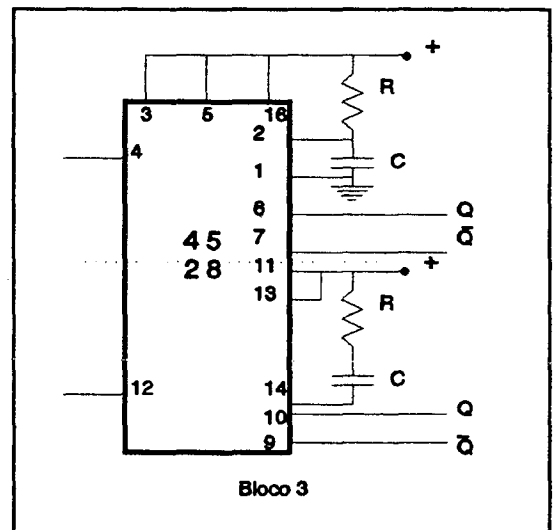


Fig. 4.17 - Circuito monoastável com o MC-4528B.

4.6.3 - Estágio inversor.

A figura 4.18 mostra o circuito de potência do conversor DC-AC.

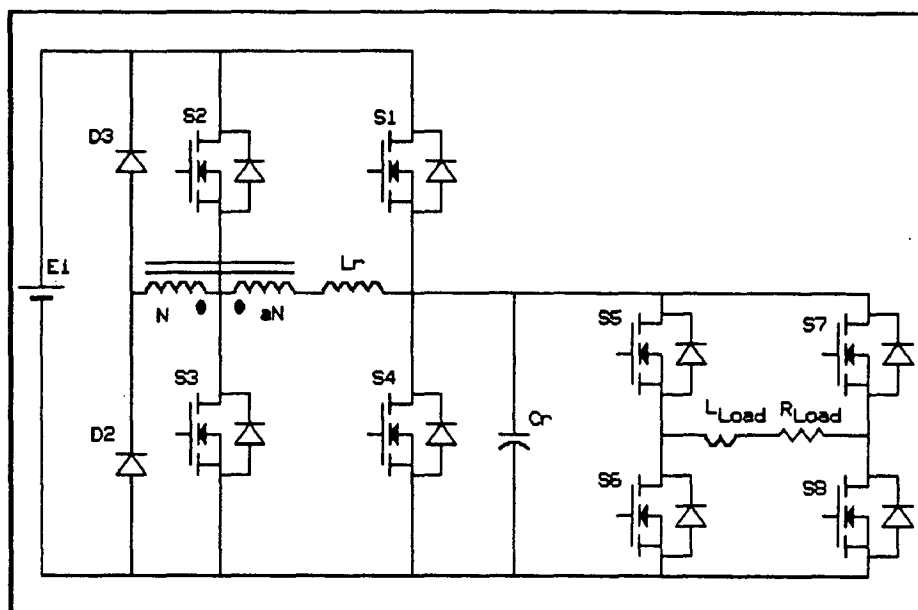


Fig. 4.18 - Conversor DC-AC.

Considerando que os pulsos para comando da célula ZVS têm sempre a mesma largura, o circuito de comando para o inversor resulta em substituir o circuito clock por um circuito modulador PWM senoidal.

O estágio de baixa frequência é comandado em diagonal e de forma alternada. Os pulsos são sincronizados com a senóide modulante que garante tensão nula no elo DC durante a comutação das chaves do inversor.

Além de ocorrer comutação não dissipativa (ZVS) nas chaves do inversor, é desnecessária a utilização de tempo morto no comando dessas chaves, simplificando ainda mais o circuito de comando.

A modulação PWM senoidal é implementada com a utilização de integrados ICL-8038 [28], que são capazes de produzir, de forma bastante simples, as formas de onda triangular e senoidal necessárias.

A comparação dos sinais obtidos é feita com a utilização do comparador LM-319 [27]. O módulo da diferença dos sinais gerados $|V_1 - V_2|$ é obtido a partir da lógica OU-EXCLUSIVO desses sinais.

A amplitude do sinal senoidal que está diretamente relacionado à amplitude da tensão de saída do inversor, é controlada e filtrada por um amp. operacional. A função senoidal negativa também é obtida com o uso de um amp. operacional.

Para obter os pulsos das chaves do inversor são utilizados os próprios sinais senoidais modulantes, que passam por um comparador LM-319, gerando os pulsos sincronizados com a modulação.

A figura 4.19 mostra, em diagrama de blocos, o circuito adicional para operação inversora.

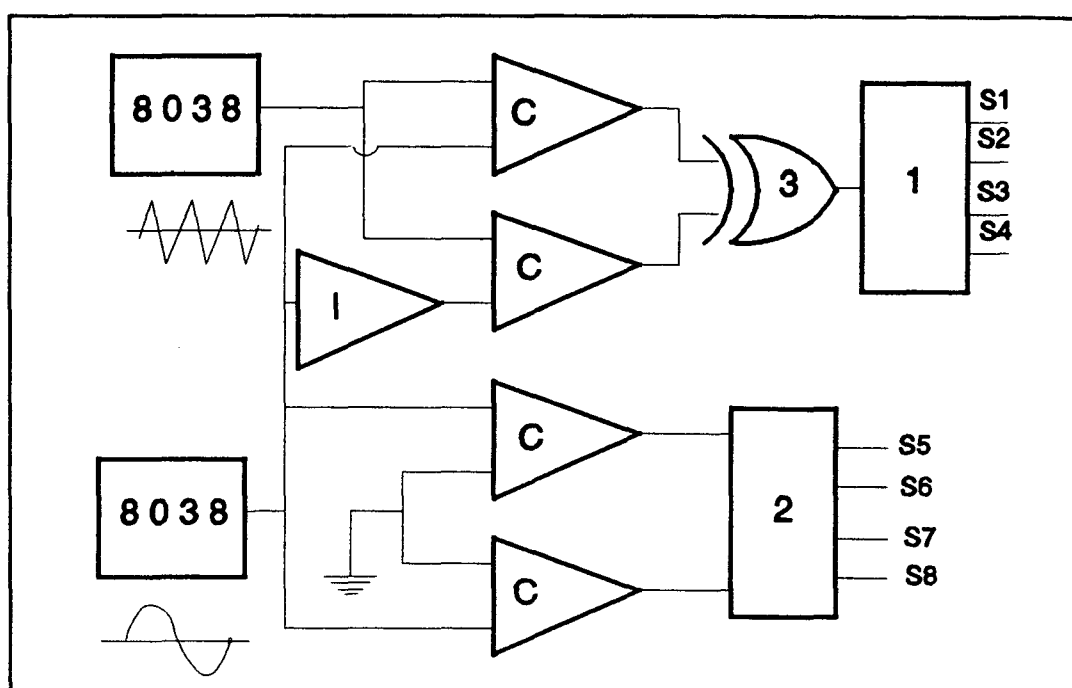


Fig. 4.19 - Circuito de comando do conversor DC-AC - PWM.

1 - Circuito de comando do conversor DC-DC.

2 - Circuito de comando da ponte inversora.

3 - Lógica OU-EXCLUSIVO.

C - Comparador.

I - Lógica inversora.

8038 - Gerador de ondas triangular (20KHz) e senoidal (60Hz).

4.7 - Conclusão

Para a obtenção de um conversor DC-DC, que possibilite a reversibilidade de corrente, o conversor buck com a célula ZVS é modificado. Com a união deste conversor buck modificado a uma ponte inversora, obtém-se o conversor DC-DC proposto.

O pulso de largura constante que comanda o conversor DC-DC, é substituído por uma modulação PWM senoidal e a ponte inversora é comandada diagonalmente, em baixa frequência para obter as formas de onda de tensão e corrente desejadas.

Após o estudo por simulação digital do conversor DC-AC, são projetados os circuitos de potência e comando dos estágios DC-DC e inversor.

O circuito de comando é representado em diagrama de blocos e os principais blocos são descritos separadamente. O circuito detalhado é apresentado posteriormente.

CAPÍTULO V

**ESTUDOS EXPERIMENTAIS COM OS
CONVERSORES DC-DC E DC-AC.**

5.1 - Introdução.

Neste capítulo são apresentados alguns resultados dos protótipos implementados para os conversores DC-DC e DC-AC, tendo como base os projetos apresentados anteriormente.

Muitos parâmetros foram ajustados durante os ensaios devido a presença dos elementos intrínsecos aos componentes.

Os circuitos de comando propostos inicialmente também sofreram alguns ajustes e até algumas modificações estruturais para tornar melhor o desempenho do conjunto.

5.2 - Conversor DC-DC

Nos primeiros resultados do protótipo ensaiado, observou-se a existência de um pico elevado de corrente no diodo intrínseco da chave S_2 no início da etapa de roda livre.

Este fato foi analisado por simulação e constatou-se que com a abertura da chave principal S_1 , o capacitor ressonante C_{r2} que deveria se descarregar com corrente constante através da carga, não o faz. É que no instante de bloqueio de S_1 , a chave S_3 é disparada. Dessa forma, C_{r2} se descarrega pela carga, pelo caminho ressonante e pela chave S_3 . Portanto, quando o capacitor se descarrega, o diodo intrínseco de S_2 assume, além da corrente de carga, a corrente do indutor ressonante provocando uma sobrecorrente em S_2 .

Os capacitores C_{r1} e C_{r2} são colocados em paralelo com as chaves S_1 e S_4 , respectivamente, somando-se às capacitâncias intrínsecas das chaves, dando resultado ao capacitor ressonante do circuito.

As figuras 5.1 e 5.2 mostram o resultado da simulação que comprova esse fato.

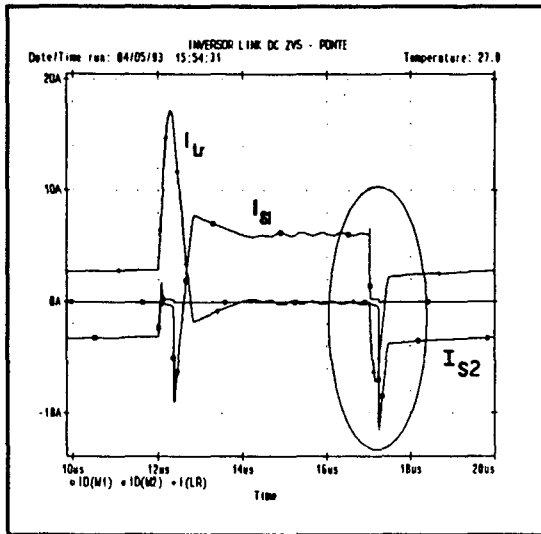


Fig. 5.1 - Correntes nas chaves principais.

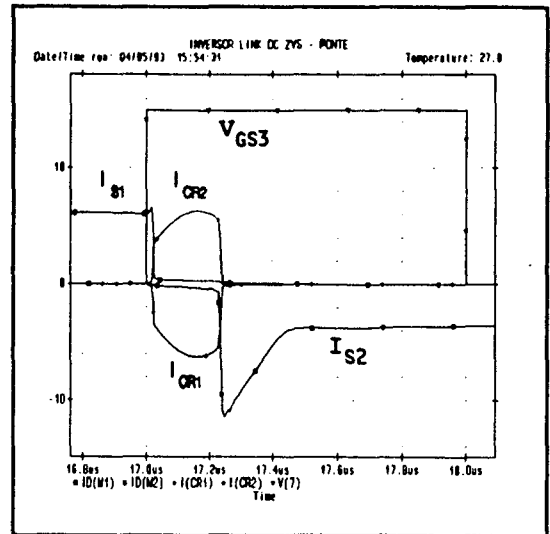


Fig. 5.2 - Detalhe do bloqueio de S_1 .

Para que não haja acréscimo da corrente através de S_4 além da corrente de carga, a solução é enviar pulso de disparo para a chave S_3 (juntamente com S_4) após a descarga do capacitor ressonante C_{r2} .

Esta pequena modificação nos tempos de disparo das chaves foi simulada para diversos valores dos elementos ressonantes e dos tempos de comutação das chaves. Com isso foi possível comprovar que este "tempo morto" entre os comandos das chaves resolve o problema da sobrecorrente na chave, sem prejudicar as demais comutações.

As figuras 5.3 e 5.4 mostram os resultados da simulação levando em conta o tempo de descarga do capacitor ressonante. Este tempo pode facilmente ser obtido através da equação 5.1.

$$t_c = \frac{C \cdot E_i}{I_o} \quad (5.1)$$

onde C é equivalente à soma das capacitâncias intrínsecas das chaves principais e da capacitância ressonante.

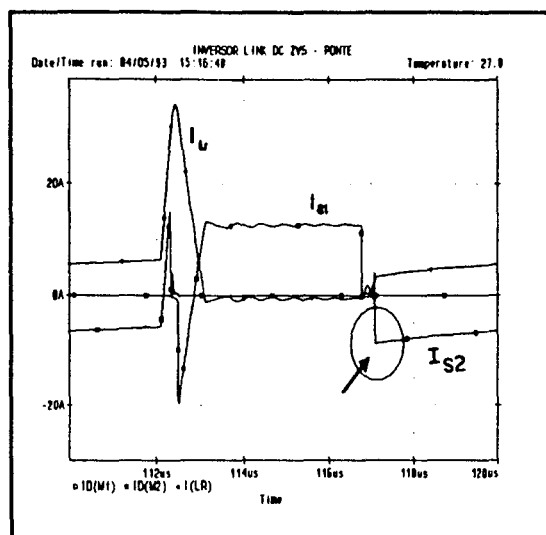


Fig. 5.3 - Correntes nas chaves principais.

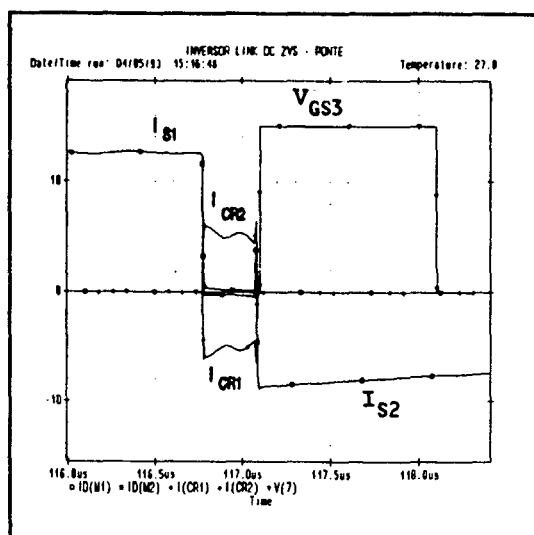


Fig. 5.4 - Detalhe do bloqueio de S_1 .

A partir dos resultados de simulação, observou-se que uma pequena diferença entre o tempo calculado t_c e o tempo efetivamente aplicado às chaves pouco influencia no funcionamento do conjunto. Com isso verifica-se uma fácil implementação do circuito de comando.

A figura 5.5 mostra a nova estratégia de comando das chaves.

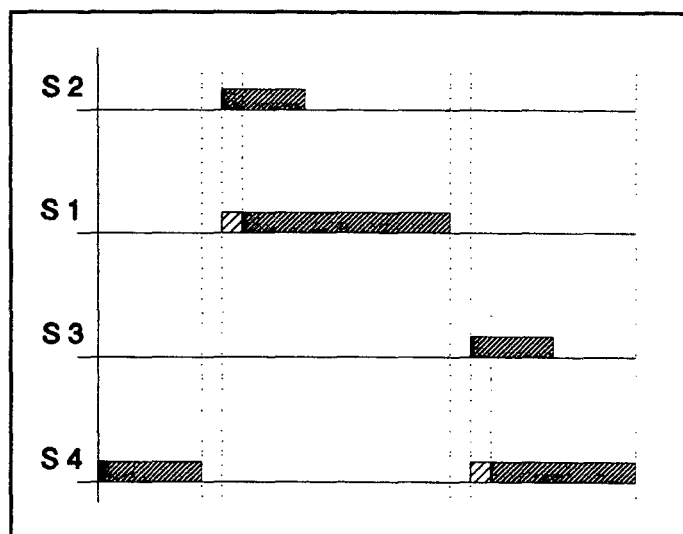


Fig. 5.5 - Comando das chaves do estágio DC-DC com tempo morto.

5.3 - Conversor DC-AC.

O circuito de comando completo do conversor DC-AC consiste basicamente de três circuitos. O primeiro é o circuito de comando das chaves principais e auxiliares do estágio DC-DC, que trás todas as alterações sugeridas no item 5.2. O segundo circuito é o circuito de modulação PWM senoidal que substitui o pulso que comanda o estágio DC-DC. O terceiro circuito, em sincronismo com o circuito PWM, comanda as chaves da ponte inversora.

Os circuitos completos de comando e potência do conversor DC-AC estão mostrados nas figuras 5.6, 5.7 e 5.8.

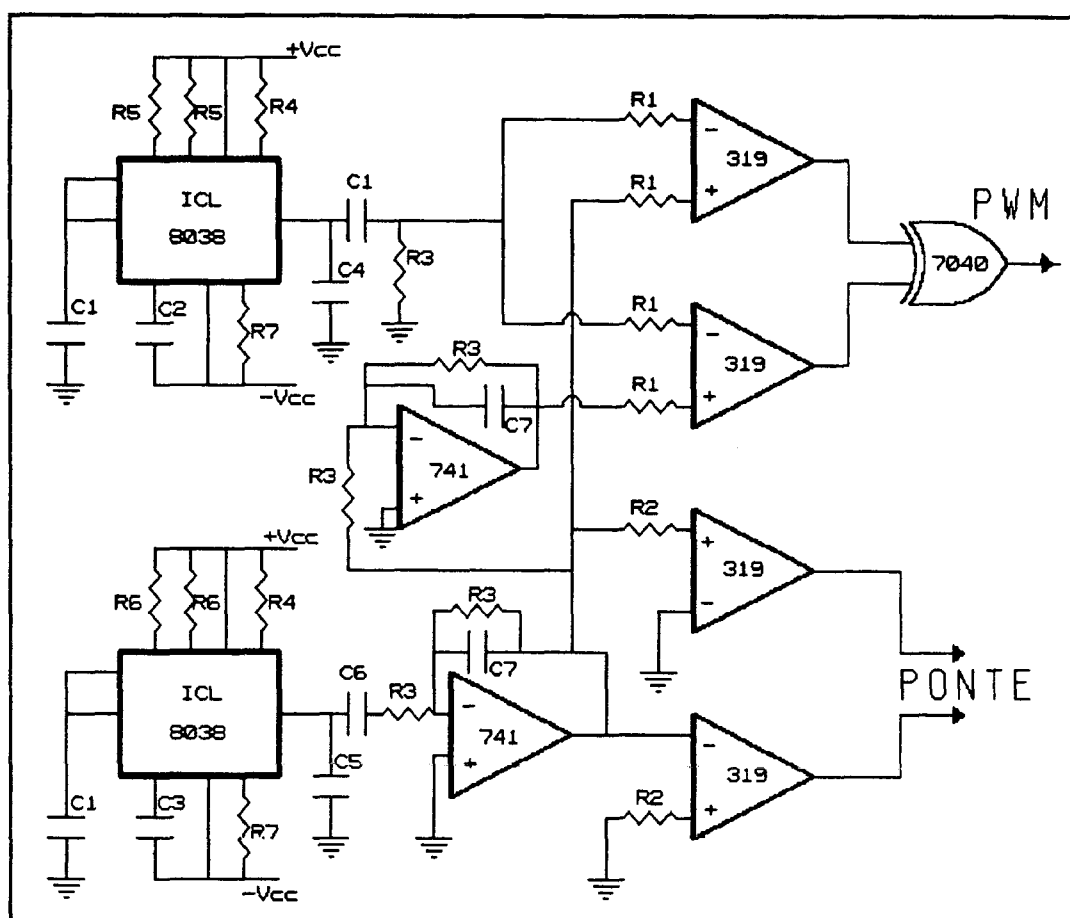


Fig. 5.6 - Circuito de comando PWM senoidal.

R1 = 8k2
R2 = 15k
R3 = 56k
R4 = 10k
R5 = 4k7

R6 = 62k
R7 = 82k
C1 = 33nF
C2 = 1.5nF
C3 = 82nF

C4 = 2.7nF
C5 = 150nF
C6 = 56nF
C7 = 2.2nF

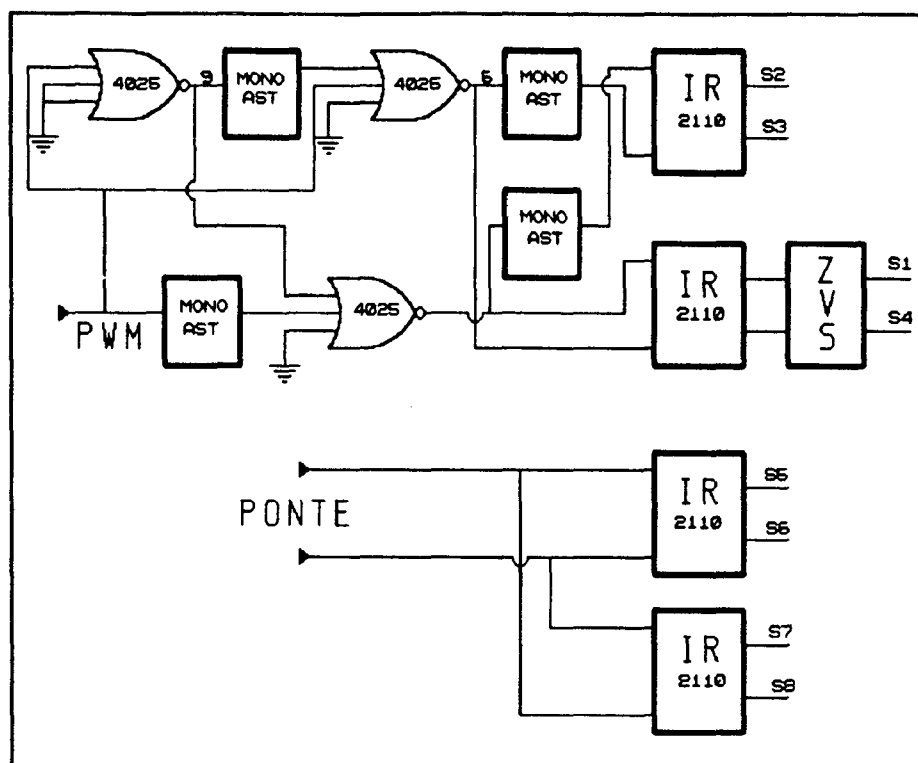


Fig. 5.7 - Circuito DRIVER para comando das chaves dos estágios DC-DC e inversor.

Os blocos correspondentes aos integrados IR2110, aos monoastáveis e ao circuito de comutação ZVS (tiristor dual), já foram descritos no capítulo anterior. Os comparadores utilizados no circuito de comando PWM senoidal (Fig. 5.6) são do tipo LM319.

As saídas "PWM" e "PONTE" da figura 5.6 são conectadas nas entradas correspondentes da figura 5.7, formando assim, o circuito de comando completo do conversor.

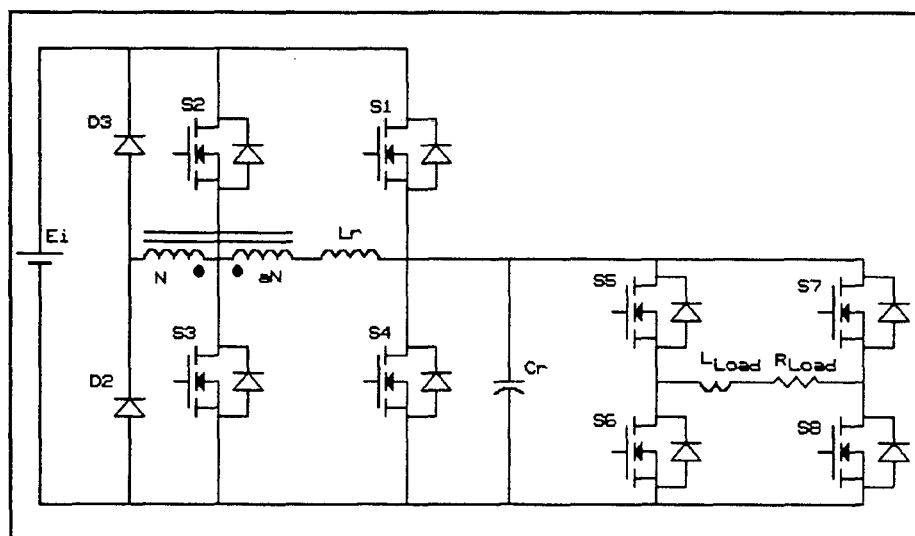


Fig. 5.8 - Circuito de potência do conversor DC-AC.

5.4 - Resultados experimentais.

Após vários testes do funcionamento do conversor, diversos resultados foram colhidos via aquisição digital para verificação das comutações das chaves e via fotografia, com uso de osciloscópio analógico, para verificação global das curvas sem perder informações em amostragens.

As formas de onda de tensão e corrente nos principais componentes e os sinais de comando das chaves são apresentados a seguir.

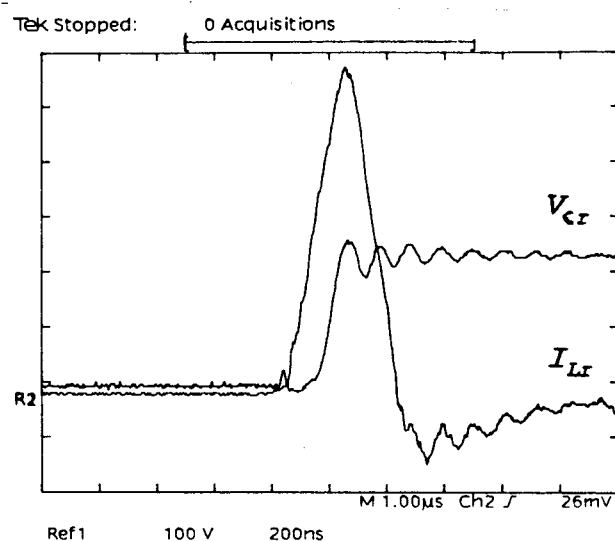


Fig. 5.9 - Tensão e corrente nos elementos ressonantes.

Escala de tensão : 100V/div
 Escala de corrente : 5A/div
 Escala de tempo : 200ns/div

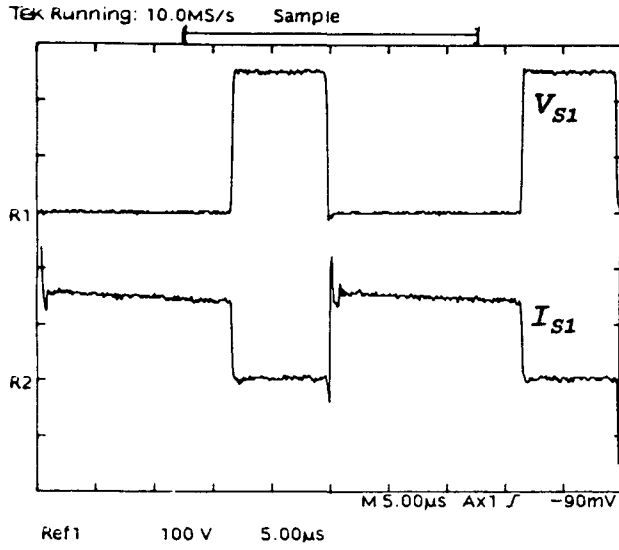


Fig. 5.10 - Tensão e corrente na chave S_1 .

Escala de tensão : 100V/div
 Escala de corrente : 5A/div
 Escala de tempo : 5µs/div

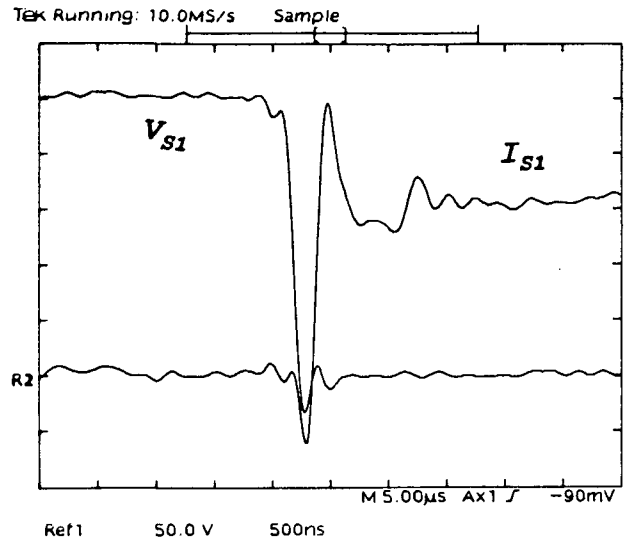


Fig. 5.11 - Detalhe do disparo da chave S_1 .

Escala de tensão : 50V/div
 Escala de corrente : 2.5A/div
 Escala de tempo : 500ns/div

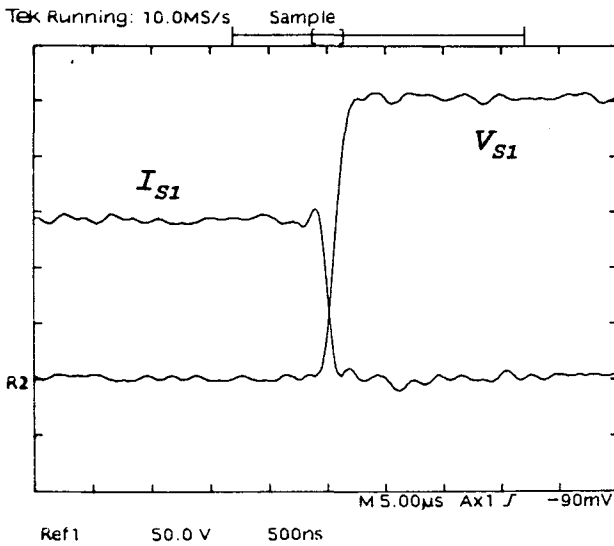


Fig. 5.12 - Detalhe do bloqueio da chave S_1 .

Escala de tensão : 50V/div
 Escala de corrente : 2.5A/div
 Escala de tempo : 500ns/div

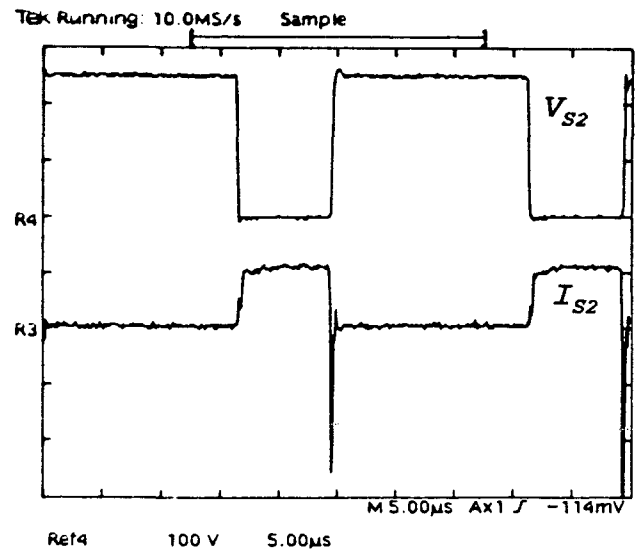


Fig. 5.13 - Tensão e corrente na chave S_2 .

Escala de tensão : 100V/div
 Escala de corrente : 5A/div
 Escala de tempo : 5µs/div

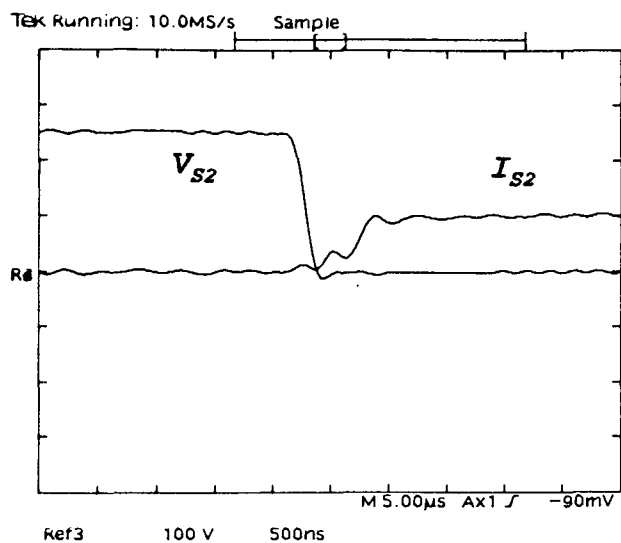


Fig. 5.14 - Detalhe do disparo da chave S_2 .

Escala de tensão : 100V/div
 Escala de corrente : 5A/div
 Escala de tempo : 500ns/div

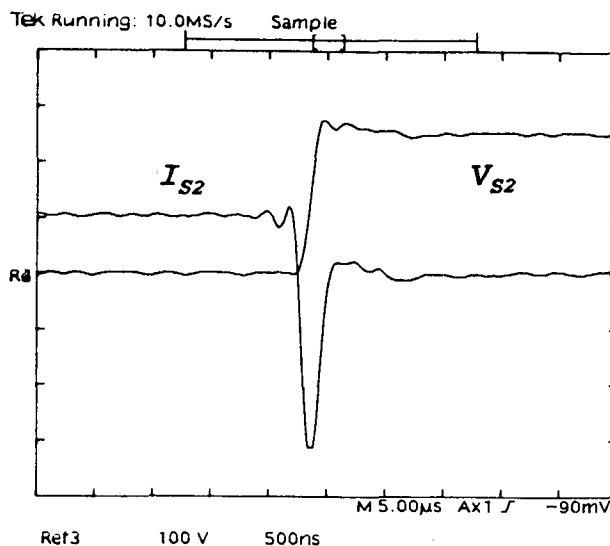


Fig. 5.15 - Detalhe do bloqueio da chave S_2 .

Escala de tensão : 100V/div
 Escala de corrente : 5A/div
 Escala de tempo : 500ns/div

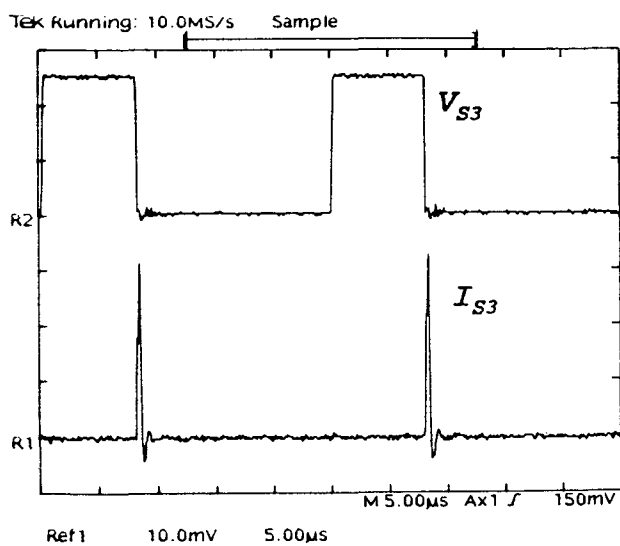


Fig. 5.16 - Tensão e corrente na chave auxiliar S_3 .

Escala de tensão : 100V/div
 Escala de corrente : 5A/div
 Escala de tempo : 5µs/div

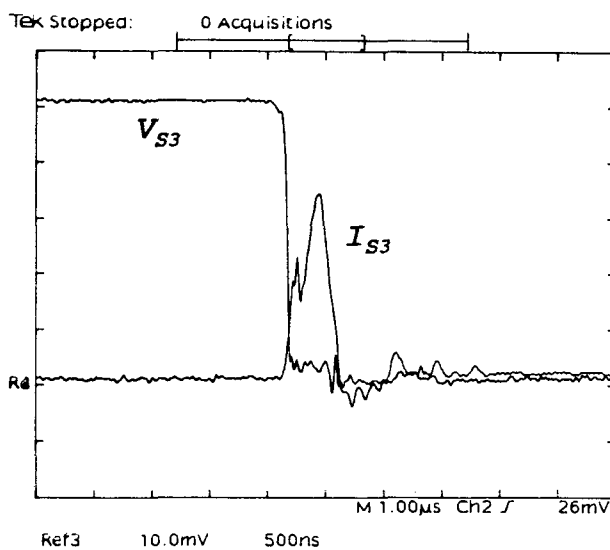


Fig. 5.17 - Detalhe da comutação da chave S_3 .

Escala de tensão : 50V/div
 Escala de corrente : 5A/div
 Escala de tempo : 500ns/div

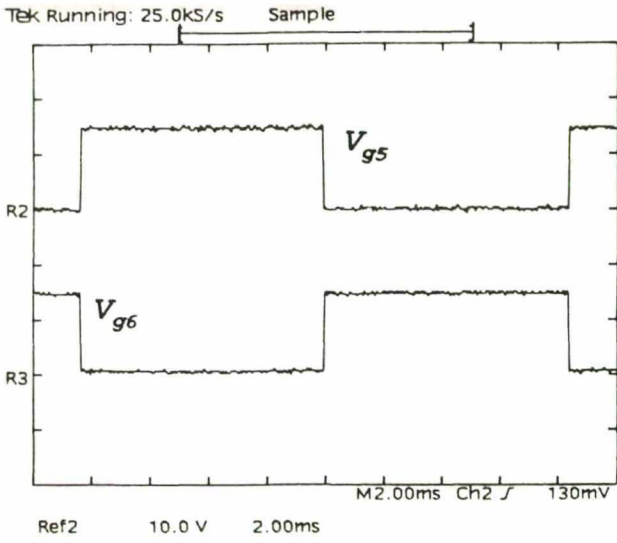


Fig. 5.18 - Comando das chaves S_5 e S_6 .

Escala de tensão : 10V/div
Escala de tempo : 2ms/div

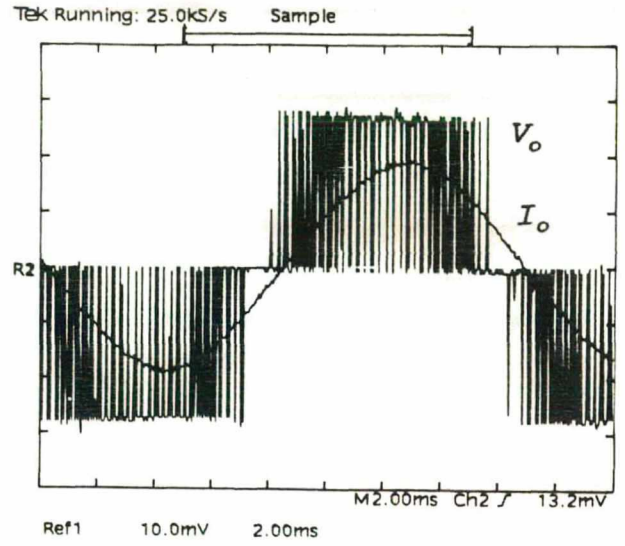


Fig. 5.19 - Tensão e corrente na carga (aquisição digital).

Escala de tensão : 100V/div
Escala de corrente : 5A/div
Escala de tempo : 2ms/div

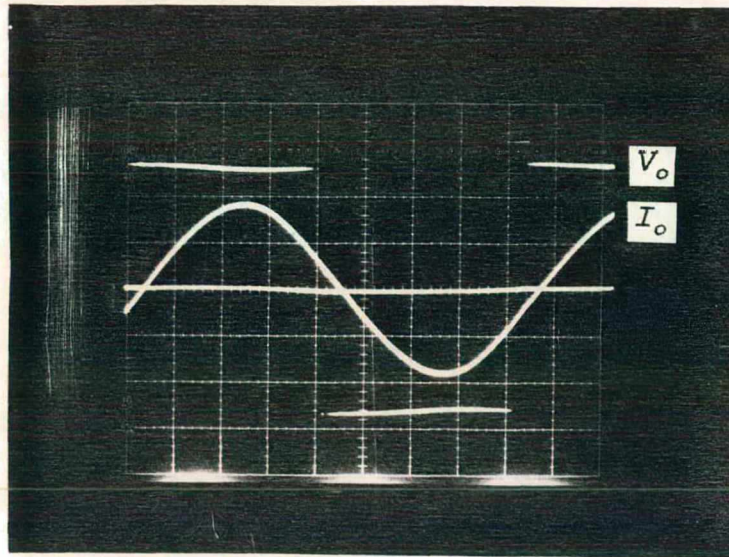


Fig. 5.20 - Tensão e corrente na carga (fotografia).

Escala de tensão : 100V/div
Escala de corrente : 5A/div
Escala de tempo : 2ms/div

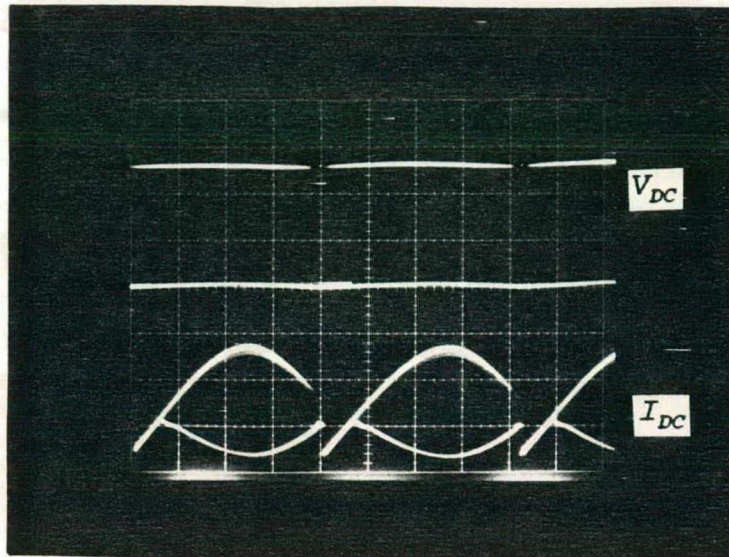


Fig. 5.21 - Tensão e corrente no Link DC.

Escala de tensão : 100V/div
 Escala de corrente : 5A/div
 Escala de tempo : 2ms/div

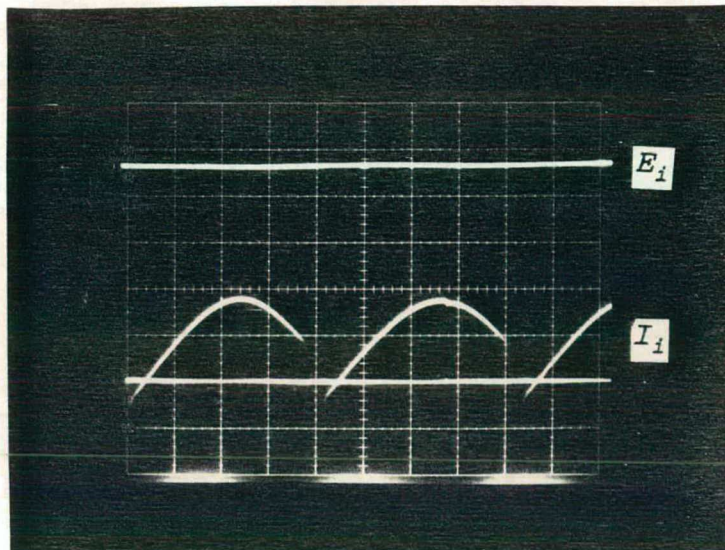


Fig. 5.22 - Tensão e corrente na fonte de alimentação.

Escala de tensão : 100V/div
 Escala de corrente : 5A/div
 Escala de tempo : 2ms/div

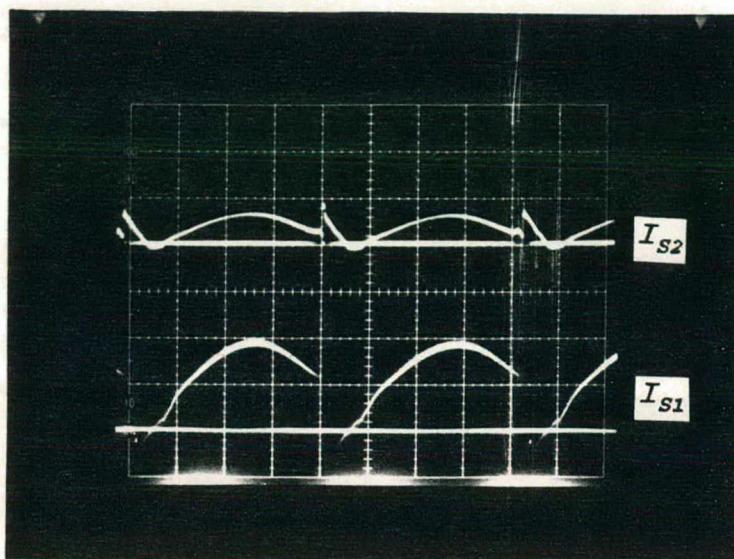


Fig. 5.23 - Correntes nas chaves S_1 e S_2 .

Escala de corrente : 5A/div
Escala de tempo : 2ms/div

A figura 5.24 mostra a forma de onda da corrente na fonte de alimentação. O ensaio foi feito com carga altamente indutiva ($\cos \varphi$ próximo de zero) com a finalidade de mostrar o funcionamento regenerativo do conversor.

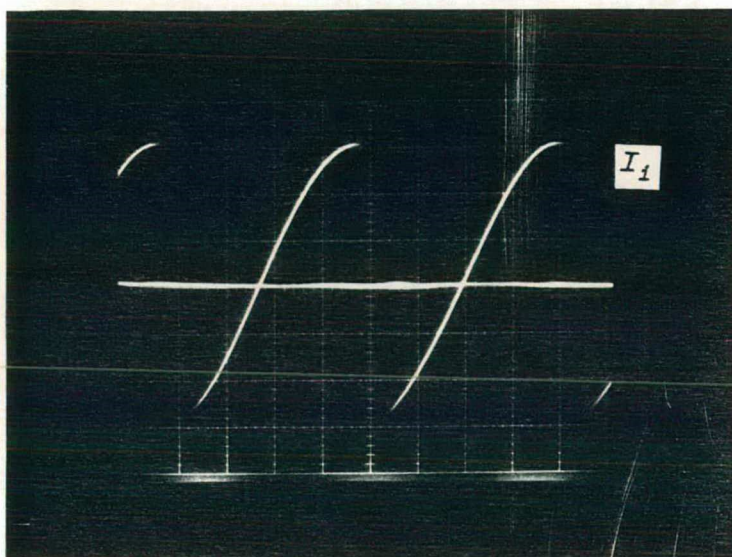


Fig. 5.24 - Corrente na fonte para carga indutiva.

Escala de corrente : 5A/div
Escala de tempo : 2ms/div

Foram feitas diversas medidas de potência ativa de entrada e saída do conversor, para uma variação de carga desde carga nominal (1 KW) até valores próximos de zero. Com estes dados, obteve-se a curva de rendimento contra potência ativa de saída do conversor que é mostrada na figura 5.25.

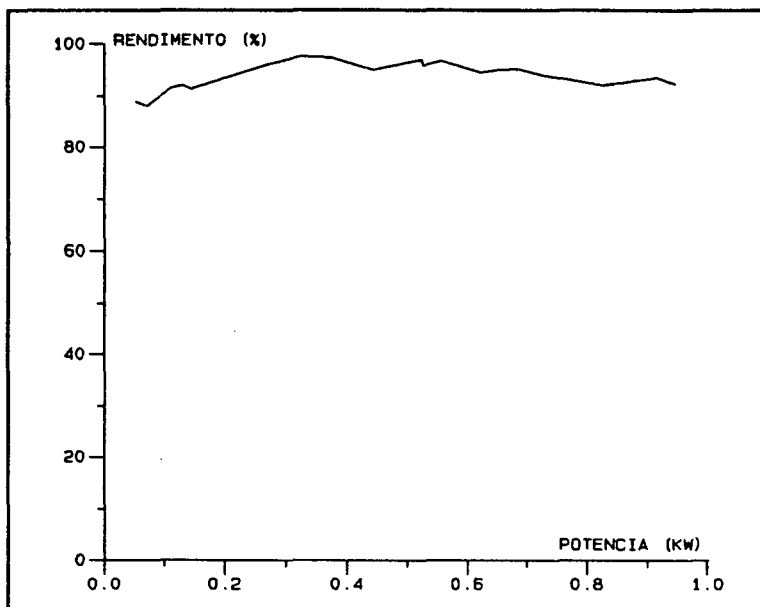


Fig. 5.25 - Característica de rendimento do conversor.

A característica obtida mostra que há uma pequena variação no rendimento para operação de vazio à plena carga.

Este bom desempenho do conversor para toda a faixa de carga se dá pela comutação ZVS das chaves, para qualquer carga.

5.5 - Conclusão.

As aquisições digitais mostram em detalhe as formas de onda de tensão e corrente no disparo e no bloqueio de todas as chaves, verificando as comutações não dissipativas obtidas através do estudo teórico e da simulação digital.

Para melhor ilustrar o funcionamento do conversor PWM, as fotografias mostram as formas de onda de tensão e corrente nos principais pontos do circuito de potência.

Além da comutação suave, verificou-se, a partir dos resultados experimentais, a ausência tanto de sobretensão como de

sobrecorrente nas chaves.

O pequeno acréscimo de corrente na entrada em condução da chave principal (figuras 5.10 e 5.11) é devido à recuperação do diodo intrínseco à chave complementar do mesmo braço. Este valor de corrente pode ser reduzido com a utilização de diodos mais rápidos para a etapa de roda livre.

O bloqueio da chave principal apresenta um rápido cruzamento entre a descida da corrente e a subida da tensão (figura 5.12). Este fato ocorre visto que o valor de corrente medido na chave considera também a corrente de carga da capacitância intrínseca à mesma. Portanto, isto não compromete a comutação ZVS da chave.

A figura 5.17 mostra que o tempo de condução da célula ZVS (ou da chave auxiliar) é de aproximadamente 500ns, conforme sugerido no projeto do protótipo.

CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho apresentou um estudo individual da célula de comutação ZVS aplicada ao conversor buck. As etapas de funcionamento, as equações matemáticas, as simulações digitais e os ábacos das correntes nos elementos, mostram o funcionamento completo da célula. Entretanto, fica fácil obter o projeto de um conversor buck ou de qualquer outro conversor não-isolado proposto no início deste trabalho.

Para verificar as vantagens da utilização da célula de comutação ZVS no conversor buck, foram feitas simulações que não são apresentadas neste trabalho, para uma tensão de entrada de 300V, desenvolvendo 1.3KW na carga e operando a 100KHz para duas diferentes situações: com e sem o circuito auxiliar.

Os resultados mostram rendimentos de 97.5% e 95%, respectivamente. Isto significa que o rendimento foi melhorado em 2.5%. Outro benefício adicional é a redução de ruídos que a estrutura promove.

A técnica utilizada para comando das chaves principal e auxiliar, com disparos simultâneos e implementação do tiristor dual na chave principal, permitiu uma grande simplicidade e robustez no circuito de comando.

Após o estudo detalhado da célula e adaptação da mesma para operação regenerativa, iniciou-se o estudo do conversor DC-AC.

O conversor DC-AC - PWP possui, nos estágios de alta (40KHz) e baixa (60Hz) frequências, comutação ZVS. A comutação ZVS no estágio de baixa frequência é garantida pela própria característica do conversor, que mantém a tensão no elo DC nula durante a comutação das chaves.

Os resultados experimentais comprovam a existência de comutação ZVS em todas as chaves do conversor apresentado e, o que é muito importante, ela se mantém ZVS para variação desde potência próxima de zero até plena carga, resultando uma característica plana na curva de rendimento obtida.

Outra grande vantagem do conversor, confirmada pelos resultados experimentais, é a possibilidade de operação regenerativa, para fator de potência indutivo qualquer.

A operação do conversor na frequência de chaveamento de 40KHz, além de proporcionar uma grande redução de volume dos

elementos reativos e praticamente eliminar o conteúdo harmônico da corrente de carga, elimina a possibilidade de ruídos acústicos audíveis na frequência de chaveamento. Segundo D. M. Divan [01], um conversor de potência é considerado ótimo se, dentre outras características, operar numa frequência de chaveamento superior a 18KHz.

A frequência de chaveamento de 40KHz, que atualmente é difícil de ser ultrapassada para os inversores de modulação senoidal, só foi possível neste trabalho graças à topologia do circuito utilizado, que incorpora aos elementos ressonantes os elementos reativos intrínsecos dos componentes, e a evolução dos semicondutores de potência que tornaram as chaves mais rápidas.

O estudo da célula de comutação ZVS proposta tem um interesse particular na correção de fator de potência, usando conversor boost. Com isso, espera-se uma significativa melhora no rendimento dos conversores AC-DC.

Sugere-se como próximos passos para continuidade deste estudo:

- A modificação do circuito de comando de forma a eliminar a chave principal S_4 através do comando adequado das chaves S_5 e S_6 .

- O fechamento da malha de regulação de tensão.

- A utilização de outras tecnologias de semicondutores de menores capacitâncias intrínsecas, como por exemplo os IGBTs para o estágio inversor e os transistores bipolares para a célula.

- A utilização do conversor boost com a célula ZVS para correção de fator de potência.

- O estudo e a aplicação da família dos conversores DC-DC não isolados usando a célula de comutação ZVS.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [01] DIVAN, D.M. The Resonant DC Link Converter - A New Concept in Static Power Conversion, IEEE Trans. on Industry Application, 25(2): 317-325, 1989.
- [02] DIVAN, D.M. The Resonant DC Link Inverter - A New Concept in Static Power Conversion, IEEE - IAS Conference Records, 648-656, 1986.
- [03] GARCIA, P.F.D. & BARBI, I. A Family of Resonant DC Link Voltage Source Inverters, IEEE - International Conference on Industrial Electronics, 844-849, 1990.
- [04] MEYNARD, T.A.; CHERON, Y.; FOCH, H. Generalization of Resonant Switch Concept Structures and Performances, Second European Conference on Power Electronics and Applications, 239-244, 1987.
- [05] BARBI, I.; BOLACELL, J.C.; MARTINS, D.C.; LIBANO, F.B. Buck Quasi-Resonant Converter Operating at Constant Frequency: Analysis, Design and Experimentation, IEEE - PESC'89 Record, 873-880, 1989.
- [06] HUA, G. & LEE, F.C. A New Class of Zero-Voltage-Switched PWM Converters, Higt Frequency Power Conversion Conference Proceedings, 244-251, 1991.
- [07] HUA, G.; LEU, C. S.; LEE, F.C. Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters, IEEE - PESC'92 Record, 55-61, 1992.
- [08] MARTINS, D.C.; SEIXAS, F.J.M.; BRILHANTE, J.A.; BARBI, I. A Family of DC-to-DC PWM Converter Using a New ZVS Commutation Cell, IEEE - PESC'93, a realizar em Junho de 1993.

- [09] MARTINS, D.C.; SEIXAS, F.J.M.; BRILHANTE, J.A.; BARBI, I. Buck PWM Converter Using a New ZVS Commutation Cell - Design and Experimentation, Resumo Enviado Para SOBRAEP - COBEP'93, a realizar em Novembro de 1993.
- [10] BARBI, I. & MARTINS, D.C. A True PWM Zero-Voltage-Switching Pole With Very Low Additional RMS Current Stress, IEEE - PESC'91 Record, 261-267, 1991.
- [11] HE, J. & MOHAN, N. Parallel Resonant DC Link Circuit - A Novel Zero Switching Loss Topology With Minimum Voltage Stresses, IEEE - PESC'89 Record, 1006-1012, 1989.
- [12] DE DONCKER, R.W. & LYONS, J.P. The Auxiliary Quasi-Resonant DC Link Inverter, IEEE - PESC'91 Record, 248-253, 1991.
- [13] CHO, J.G.; KIM, H.S.; CHO, G.H. Novel Soft Switching PWM Converter Using a New Parallel Resonant DC-Link, IEEE - PESC'91 Record, 241-247, 1991.
- [14] MOHAN, N.; UNDELAND, T.M.; ROBBINS, W.P. Power Electronics: Converters, Applications, and Design, New York, John Wiley & Sons, 1989.
- [15] BARBI, I. Projetos de Fontes Chaveadas, Florianópolis SC, UFSC, Publicação Interna, 1990.
- [16] SOUZA, A.F. & MARTINS, D.C. Manual de Utilização do Programa SCVOLT - Simulação de Conversores Estáticos, Florianópolis SC, UFSC, Publicação Interna, 1990.
- [17] HECTOR, J. DSN - Un Logiciel de Manipulation de Courbes, França, INPT, Versão Autorizada, 1992.

- [18] PERIN, A.J. Teoria e Aplicação de Modulação Por Largura de Pulso (PWM) Com Otimização de Harmônicos Para Conversores Estáticos de Frequência, In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, 6º, Belo Horizonte MG, Minicurso. Sociedade Brasileira de Automática, 1986. p. 1-15.
- [19] PATHEL, H. & HOFT, R. Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thiristor Inverters, IEEE Trans. on Industry Application, 9(3): 310-317, Nov. 1973.
- [20] APT - Advanced Power Tecnology, N-Channel Enhancement Mode High Voltage Power MOSFET, USA, 1992.
- [21] MOTOROLA SEMICONDUCTORS, TMOS Power MOSFET Transistor Data, USA, 1985.
- [22] MOTOROLA SEMICONDUCTORS, Rectifier and Zeners Diodes Data Book, USA, 1988.
- [23] THORNTON, Data Sheet
- [24] INTERNATIONAL RECTIFIER, IR2110 High Voltage MOS Gate Driver Data Sheets, PD-6.011B, 1990.
- [25] VIEIRA, J.L.F.; GABIATTI, G.; BARBI, I. On the Design and Experimentation of a High Performance 25A/48V Rectifier Unit, INTELEC, 1992.
- [26] NATIONAL SEMICONDUCTOR, Linear Data Book, Usa, 1982.
- [27] NATIONAL SEMICONDUCTOR, CMOS Integrated Circuits, Data Book, USA, 1978.
- [28] INTERSIL, Data Sheet

APÊNDICE

Geração dos ábacos

```
$storage:2
c
c Corrente maxima no indutor ressonante c param.
em alfa
c
  real y(400,8),alfa(400),a
  write(*,'(a)\')' Entre com o valor
*de a : '
  read(*,*)a
  do 10 i=1,400
    alfa(i)=i/80.
    y(i,1)=alfa(i)+1-a
10  continue
  call fmyfile(0,1,400,1,400,alfa,y,1600)
  stop
  end
```

```
$storage:2
c
c Corrente maxima na fonte de tensao
c param. em alfa
c
  real y(400,8),alfa(400),a
  write(*,'(a)\')' Entre com o valor
*de a : '
  read(*,*)a
  do 10 i=1,400
    alfa(i)=i/80.
    y(i,1)=(alfa(i)+1-a)*(1-a)
10  continue
  call fmyfile(0,1,400,1,400,alfa,y,1600)
  stop
  end
```

```
$storage:2
c
c Corrente maxima no diodo D2
c parametrizada em alfa
c
  real y(400,8),alfa(400),a
  write(*,'(a)\')' Entre com o valor
*de a : '
  read(*,*)a
  do 10 i=1,400
    alfa(i)=i/80.
    y(i,1)=(alfa(i)+1-a)*a
10  continue
  call fmyfile(0,1,400,1,400,alfa,y,1600)
  stop
  end
```

```
$storage:2
c
c Corrente maxima na chave S1
c parametrizada em alfa.
c
  real y(400,8),alfa(400),a
  write(*,'(a)\')' Entre com o valor
*de a : '
  read(*,*)a
  do 10 i=1,400
    alfa(i)=i/80.
    y(i,1)=alfa(i)
10  continue
  call fmyfile(0,1,400,1,400,alfa,
*y,1600)
  stop
  end
```

```
$storage:2
c
```

```
c Corrente maxima na chave S2
c parametrizado em alfa
c
  real y(400,8),alfa(400),a
  write(*,'(a)\')' Entre com o valor
*de a : '
  read(*,*)a
  do 10 i=1,400
    alfa(i)=i/80.
    y(i,1)=(alfa(i)+1-a)*(1-a)
10  continue
  call fmyfile(0,1,400,1,400,alfa,y,1600)
  stop
  end
```

```
$storage:2
c
c Corrente maxima no diodo de roda livre
c param. em alfa
c
  real y(400,8),alfa(400),a
  write(*,'(a)\')' Entre com o valor
*de a : '
  read(*,*)a
  do 10 i=1,400
    alfa(i)=i/80.
    y(i,1)=alfa(i)
10  continue
  call fmyfile(0,1,400,1,400,alfa,y,1600)
  stop
  end
```

```
$storage:2
c
c Corrente media no indutor ressonante
c param. em alfa
c
  real y(400,8),x(400),a,alfa,beta,pi,b
  write(*,'(a)\')' Entre com o valor de
*a : '
  read(*,*)a
  pi=3.141592654
  beta=acos(-a/(1-a))
  b=(1-a)*sin(beta)
  alfa=.1
  do 20 i=1,8
    do 10 j=1,400
      x(j)=j/2000.
      y(i,j)=x(j)/(2*pi)*(alfa**2
*/(2*a*(1-a))+(1+alfa*beta)+(2*
*alfa+b)*b/(2*a))
10  continue
  alfa=alfa+.2
20  continue
  call fmyfile(0,8,400,1,400,x,y,1600)
  stop
  end
```

```
$storage:2
c
c Corrente media no diodo D1
c parametrizada em alfa
c
  real y(400),x(400),a,beta,pi,b
  write(*,'(a)\')' Entre Com o Valor
*de a : '
  read(*,*)a
  pi=3.141592654
  beta=acos(-a/(1-a))
  b=(1-a)*sin(beta)
  do 10 j=1,400
    x(j)=j/2000.
    y(j)=x(j)*b**2/(4*a*pi)
```

```

10     continue
      call    fmyfile(0,1,400,1,400,x,y,1600)
      stop
      end

```

```
$storage:2
```

```

c
c Corrente media no diodo D2
c parametrizada em alfa
c

```

```

      real y(400,8),x(400),a,alfa,beta,pi,b
      write(*,'(a)\')' Entre Com o Valor
      *de a : '
      read(*,*)a
      pi=3.141592654
      beta=acos(-a/(1-a))
      b=(1-a)*sin(beta)
      alfa=.1
      do 20 i=1,8
        do 10 j=1,400
          x(j)=j/2000.
          y(j,i)=x(j)/(2*pi)*(alfa**2
*          /(2*(1-a))+a*(1+alfa*beta)+b*
*          (2*alfa+b)/2)

```

```

10     continue
      alfa=alfa+.2

```

```

20     continue
      call    fmyfile(0,8,400,1,400,x,y,1600)
      stop
      end

```

```
$storage:2
```

```

c
c Corrente media na chave S2
c parametrizada em alfa
c

```

```

      real y(400,8),x(400),a,alfa,beta,pi,b
      write(*,'(a)\')' Entre Com o Valor
      *de a : '
      read(*,*)a
      pi=3.141592654
      beta=acos(-a/(1-a))
      b=(1-a)*sin(beta)
      alfa=.1
      do 20 i=1,8
        do 10 j=1,400
          x(j)=j/2000.
          y(j,i)=x(j)*(1-a)/(2*pi)*
*          (alfa**2/(2*(1-a))+1+alfa*beta
*          +b*(2*alfa+b)/(2*a))

```

```

10     continue
      alfa=alfa+.2

```

```

20     continue
      call    fmyfile(0,8,400,1,400,x,y,1600)
      stop
      end

```

```
$storage:2
```

```

c
c Corrente eficaz no indutor ressonante
c param. em alfa
c

```

```

      real y(400,8),x(400),a,alfa,beta,pi,b
      write(*,'(a)\')' Entre Com o Valor
      *de a : '
      read(*,*)a
      pi=3.141592654
      beta=acos(-a/(1-a))
      b=(1-a)*sin(beta)
      alfa=.1
      do 20 i=1,8
        do 10 j=1,400
          x(j)=j/2000.
          y(j,i)=(x(j)/(2*pi)*(alfa**3
*          /(3*(1-a))+1-a)**2*(beta-
*          *.5*sin(2*beta)/2+2*alfa+alfa**2
*          **beta)+b*(b**2/3+alfa*b+alfa**2)
*          /a+alfa**3/(3*a))**.5

```

```

10     continue
      alfa=alfa+.2

```

```

20     continue
      call    fmyfile(0,8,400,1,400,x,y,1600)
      stop
      end

```

```
$storage:2
```

```

c
c Corrente eficaz no diodo D1
c parametrizada em alfa
c

```

```

      real y(400),x(400),a,beta,pi,b
      write(*,'(a)\')' Entre Com o Valor
      *de a : '
      read(*,*)a
      pi=3.141592654
      beta=acos(-a/(1-a))
      b=(1-a)*sin(beta)
      do 10 j=1,400
        x(j)=j/2000.
        y(j)=(x(j)/(6*pi*a)*
*          b**3)**.5

```

```

10     continue

```

```

      call    fmyfile(0,1,400,1,400,x,y,1600)
      stop
      end

```

```
$storage:2
```

```

c
c Corrente eficaz no diodo D2
c parametrizada em alfa
c

```

```

      real y(400,8),x(400),a,alfa,beta,pi,b
      write(*,'(a)\')' Entre Com o Valor
      *de a : '
      read(*,*)a
      pi=3.141592654
      beta=acos(-a/(1-a))
      b=(1-a)*sin(beta)
      alfa=.1
      do 20 i=1,8
        do 10 j=1,400
          x(j)=j/2000.
          y(j,i)=(x(j)/(2*pi)*(alfa**3
*          **a**2/(3*(1-a))+a**2*((1-a)**
*          *2*(beta-.5*sin(2*beta))/2+
*          *2*alfa+alfa**2*beta)+b*a*
*          *(b**2/3+alfa*b+alfa**2)
*          +a*alfa**3/3))**.5

```

```

10     continue
      alfa=alfa+.2

```

```

20     continue
      call    fmyfile(0,8,400,1,400,x,y,1600)
      stop
      end

```

```
$storage:2
```

```

c
c Corrente eficaz na chave S2
c parametrizada em alfa
c

```

```

      real y(400,8),x(400),a,alfa,beta,pi,b
      write(*,'(a)\')' Entre Com o Valor
      *de a : '
      read(*,*)a
      pi=3.141592654
      beta=acos(-a/(1-a))
      b=(1-a)*sin(beta)
      alfa=.1
      do 20 i=1,8
        do 10 j=1,400
          x(j)=j/2000.
          y(j,i)=(x(j)/(2*pi)*(alfa**3
*          *(1-a)/3+(1-a)**2*
*          *((1-a)**2*(beta-.5*sin(2*beta))
*          */2+2*alfa+alfa**2*beta)+b*(1-a)

```

```

***2*(b**2/3+alfa*b+alfa**2)/a
**+(1-a)**2*alfa**3/(3*a))**.5
10  continue
    alfa=alfa+.2
20  continue
    call  fmf(0,8,400,1,400,x,y,1600)
    stop
    end

```

-----*

```

*          Subrotina FMFILE
*
$debug
$storage:2
  subroutine fmf(ncle,ncou,npt,
*ndel,ntot,x,y,lrecl)
  common/com1/lui,luo,lup
  integer*2 ncle,ncou,npt,ndel,ntot
  dimension y(npt,ncou),x(*)
  character nome*20
130  write(lui,'(a)\')' Entre com o nome
  *do arquivo de saida: '
  read(lui,'(a)',err=130)nome
  call upcase(nome)
  open(10,file=nome,status='new',
*access='direct',recl=lrecl,*err=140)
  goto 150
140  write(lui,*)'ERRO NO NOME DO
  *ARQUIVO DE SAIDA'
  write(lui,*)'  OU ARQUIVO JA"
  *EXISTENTE'
  stop
150  write(10,rec=1)ncle,ncou,npt,ndel,
  *ntot
  write(10,rec=2)(x(i),i=1,npt)
  do 1 j=1,ncou
  write(10,rec=j+2)(y(i,j),i=1,npt)
  1  continue
  write(lui,*)' O arquivo ',nome,'esta
*guardado'
  stop
  end
  subroutine upcase(nam)
  character nam*20
  do 2 i=1,1,-1
    if (nam(i:i).ne.' ')goto3
  2  continue
  i=1
  3  nam(i+1:i+4)='.des'
  return
  end

```

Valores de correntes.

```

$storage:2
c
c Corrente eficaz no indutor ressonante
c (DC-AC)
c
  real a,alfa,alfam,beta,pi,b,fs,f,fo,y2,
*y,lcf,wt,cr,lr
  write(*,'(a)\')' Entre com o valor de
*Fs : '
  read(*,*)fs
  write(*,'(a)\')' Entre com o valor
*de F : '
  read(*,*)f
  pi=3.141592654
  a=1/3.
  beta=acos(-a/(1-a))
  b=(1-a)*sin(beta)
  alfa=1/3.

```

```

y=0.
kf=int(fs/(2*f))
Lr=.9e-6
Cr=10.e-9
fo=(Lr*Cr)**(-.5)/(2*pi)
do 10 i=1,kf
  wt=i*pi/kf
  alfa=alfam*sin(wt)
  y2=fs/(fo**2*pi)*(alfa**3/
*(3*(1-a))+(1-a)**2*
*(beta-.5*sin(2*beta))/2+2*alfa+
*alfa**2*beta)+b*(b**2/3+alfa+
*b*alfa**2)/a+alfa**3/(3*a)
  y2=y2/kf
  y=y+y2
10  continue
  lcf=y**.5
  write(*,*)lcf
  stop
  end
$storage:2
c
c Corrente media na chave principal
c (DC-AC)
c
  real a,alfa,alfam,beta,pi,b,fs,
f,fo,y2,y,imd,wt,cr,lr
  write(*,'(a)\')' Entre com o valor
*de Fs : '
  read(*,*)fs
  write(*,'(a)\')' Entre com o valor
*de F : '
  read(*,*)f
  pi=3.141592654
  a=1/3.
  beta=acos(-a/(1-a))
  b=(1-a)*sin(beta)
  alfa=1/3.
  y=0.
  kf=int(fs/(2*f))
  Lr=.9e-6
  Cr=10.e-9
  fo=(Lr*Cr)**(-.5)/(2*pi)
  do 10 i=1,kf
    wt=i*pi/kf
    alfa=alfam*sin(wt)
    y2=fs/(fo**4*pi*a)*alfa**2
    *+alfa*sin(wt)
    y2=y2/kf
    y=y+y2
  10  continue
  imd=y
  write(*,*)imd
  stop
  end
$storage:2
c
c Corrente eficaz na chave principal
c (DC-AC)
c
  real a,alfa,alfam,beta,pi,b,
*fs,f,fo,y2,y,lcf,wt,cr,lr
  write(*,'(a)\')' Entre com o valor
*de Fs : '
  read(*,*)fs
  write(*,'(a)\')' Entre com o valor
*de F : '
  read(*,*)f
  pi=3.141592654
  a=1/3.
  beta=acos(-a/(1-a))
  b=(1-a)*sin(beta)
  alfa=1/3.
  y=0.
  kf=int(fs/(2*f))

```



```

Lr=.9e-6
Cr=10.e-9
fo=(Lr*Cr)**(-.5)/(2*pi)
do 10 i=1,kf
  wt=i*pi/kf
  alfa=alfam*sin(wt)
  y2=fs/(fo*6*pi*a)*alfa**3+
*alfa**2*sin(wt)
  y2=y2/kf
  y=y+y2
10  continue
  lef=y**.5
  write(*,*)lef
  stop
  end

```

Largura dos pulsos.

```

$debug
$storage:2
c
c      GERACAO DOS PULSOS PWM
c
  dimension tds1(1000),tbs1(1000),
*tds2(1000),tbs2(1000),tds3(1000),
*tbs3(1000),tds4(1000),tbs4(1000)
  double precision ts,tr,tf,fs,t1,t2,x,f
  integer*2 lrecl,i,j,n
  write(*,'(a)\')' Entre com a
* frequencia da modulante (Hz) : '
  read(*,*)fs
  write(*,'(a)\')' Entre com a
* frequencia da portadora (Hz) : '
  read(*,*)f
  np=int(fs/(f*2.))
  x=(-1)**np
  if(x.ge.0.) goto 1
  np=np+1
  fs=np*f*2.
  write(*,*)' Frequencia escolhida
*: ', fs
  t1=.1e-6
  t2=2.e-6
  j=0
  tr=1e-5
  tf=1e-5
  ts=1./fs
  n=2*np-1
  do 5 i=1,n,2
  j=j+1
  call nr(ts,tr,i,-1.d0,f)
  tds3(j)=tr
  tbs3(j)=tr+30e-9
  tds2(j)=tr
  tbs2(j)=tr+30e-9
  call nr(ts,tf,i,1.d0,f)
  tds4(j)=tf
  tbs4(j)=tf+30e-9
  tds1(j)=tf
  tbs1(j)=tf+30e-9
5  continue
  lrecl=1440
  call arq(j,tds1,tbs1,tds2,tbs2,
*tds3,tbs3,tds4,tbs4,lrecl)
  stop
  end
*
*-----
*
*      SUBROTINA NR
  subroutine nr(ts,t,i,a,f)
  double precision a,er,ts,t,y1,
*y2,b,w,f

```

```

  integer*2 i,k
  k=0
  er=.000001
  w=2*3.141593*f
  k=k+1
10  y1=.9*sin(w*t)+a*(i-2*t/ts)
  y2=.9*cos(w*t)/w-2*a/ts
  b=t
  t=t-y1/y2
  if(k.ge.100) goto 20
  if(abs(b-t).ge.er) goto 10
  goto 30
20  write(*,*)'Nao convergiu com 100
*iteracoes'
30  return
  end

```

```

*-----
*
*      SUBROTINA ARQ
  subroutine arq(npt,tds1,tbs1,tds2,
*tbs2,tds3,tbs3,tds4,tbs4,lrecl)
  dimension tds1(*),tbs1(*),tds2(*),
*tbs2(*),tds3(*),tbs3(*),tds4(*),tbs4(*)
  integer*2 npt,lrecl,i
  character nome*20
  write(*,*)' O arquivo contem
*',npt,' pontos'
130 write(*,'(a)\')' Entre com o nome
*do arquivo de saida: '
  read(*,'(a)',err=130)nome
  call upcase(nome)
  open(10,file=nome,status='
*unknown',access='direct',recl=
*lrecl,err=140)
  goto 150
140 write(*,*)' ERRO NO NOME
*DO ARQUIVO DE SAIDA'
  write(*,*)' OU ARQUIVO JA"
*EXISTENTE'
  goto 130
150 write(10,rec=1)(tds1(i),i=1,npt)
  write(10,rec=2)(tbs1(i),i=1,npt)
  write(10,rec=3)(tds2(i),i=1,npt)
  write(10,rec=4)(tbs2(i),i=1,npt)
  write(10,rec=5)(tds3(i),i=1,npt)
  write(10,rec=6)(tbs3(i),i=1,npt)
  write(10,rec=7)(tds4(i),i=1,npt)
  write(10,rec=8)(tbs4(i),i=1,npt)
  do 3 i=1,npt
  write(*,*)tds1(i),tbs1(i),
*tds2(i),tbs2(i)
  write(*,*)tds3(i),tbs3(i),
*tds4(i),tbs4(i)
3  continue
  do 4 i=1,npt
  d43=tds4(i)-tbs3(i)
  write(*,*)d43
4  continue
  write(*,*)' O arquivo
*',nome,'esta guardado'
  write(*,*)' Contem',npt,'
*pulsos'
  close(10)
  return
  end

```

```

*-----
*
*      SUBROTINA UPCASE
  subroutine upcase(nam)
  character nam*20
  do 2 i=16,1,-1
  if (nam(i:i).ne.' ')goto3
2  continue
  i=i-1
3  nam(i+1:i+4)='.COM'
  return
  end

```