

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**UMA NOVA FONTE CHAVEADA PWM-ZCS
ALIMENTADA EM CORRENTE: ANÁLISE,
PROJETO E EXPERIMENTAÇÃO**

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

PETER MANTOVANELLI BARBOSA

FLORIANÓPOLIS, OUTUBRO DE 1993.

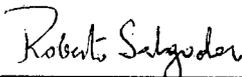
**UMA NOVA FONTE CHAVEADA PWM-ZCS ALIMENTADA EM CORRENTE:
ANÁLISE, PROJETO E EXPERIMENTAÇÃO**

PETER MANTOVANELLI BARBOSA

**ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO
GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA, ESPECIALIDADE
ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, E APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO**



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Orientador

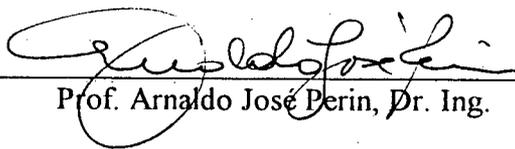


Prof. Roberto Salgado de Souza, PhD.
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica

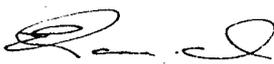
BANCA EXAMINADORA:



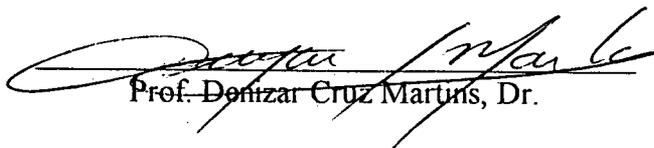
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. Ênio Valmor Kassick, Dr.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

Ao sorriso de Lê e ao brilho da Lua.

AGRADECIMENTOS

Ao prof. Ivo Barbi, cuja orientação e processo de criação são admiráveis. Pela sua ética e objetividade dispensadas durante todas as etapas deste trabalho.

Aos professores do Lamep pela assessoria durante a fase de créditos. Agradecimentos especiais aos professores Kassick e Hari.

Aos técnicos e secretária do Lamep pelo serviço de apoio prestado durante a realização deste trabalho.

Aos amigos do Lamep, em especial ao Dalton e ao Paulo, pelas contribuições, questionamentos e discussões que contribuíram para o êxito deste trabalho.

À minha família, pela consideração e respeito para com meu trabalho.

Ao sofrido trabalhador brasileiro que possibilitou, através do pagamento de impostos, o suporte financeiro para a execução deste trabalho.

À Deus, pelo privilégio de fazer parte de uma classe que, infelizmente, pode ser considerada elite neste país.

**UMA NOVA FONTE CHAVEADA PWM-
ZCS ALIMENTADA EM CORRENTE:
ANÁLISE, PROJETO E
EXPERIMENTAÇÃO**

ÍNDICE

Introdução Geral	1
1) Geração de Novas Topologias via Dualidade	5
1.1) Introdução	5
1.2) Conceitos Básicos	5
1.3) Dualidade de Chaves Ideais	8
1.4) Concepção da Estrutura Proposta	10
1.5) Conclusão	12
2) Fonte Chaveada Alimentada em Corrente, Modulação PWM Assimétrica e Comutação Dissipativa	14
2.1) Introdução	14
2.2) Descrição do Circuito Proposto	14
2.3) Estudo Qualitativo dos Modos de Operação	16
2.3.1) Configurações Topológicas Possíveis	16
2.3.2) Geração dos Modos de Operação	18
2.4) Estudo Quantitativo dos Modos de Operação	18
2.4.1) Modo I de Operação	18
2.4.2) Modo II de Operação	21
2.4.3) Modo III de Operação	24
2.4.4) Modo IV de Operação	26
2.5) Característica Externa do Conversor CC/CC PWM Alimentado em Corrente	28
2.6) Conclusão	30
3) Fonte Chaveada Alimentada em Corrente: Esforços, Projeto e Simulação	33
3.1) Introdução	33

3.2) Esforços de Tensão e Corrente sobre as Chaves S1 e S2	33
3.2.1) Tensão Máxima sobre as Chaves S1 e S2	33
3.2.2) Corrente Média Através das Chaves S1 e S2	35
3.2.2.1) Corrente Média Através das Chaves S1 e S2 para o Modo I de Operação	35
3.2.2.2) Corrente Média Através das Chaves S1 e S2 para o Modo II de Operação	36
3.2.2.3) Corrente Média Através das Chaves S1 e S2 para o Modo III de Operação	36
3.2.2.4) Corrente Média Através das Chaves S1 e S2 para o Modo IV de Operação	36
3.2.3) Corrente Eficaz Através das Chaves S1 e S2	37
3.2.3.1) Corrente Eficaz Através das Chaves S1 e S2 para o Modo I de Operação	37
3.2.3.2) Corrente Eficaz Através das Chaves S1 e S2 para o Modo II de Operação	38
3.2.3.3) Corrente Eficaz Através das Chaves S1 e S2 para o Modo III de Operação	39
3.2.3.4) Corrente Eficaz Através das Chaves S1 e S2 para o Modo IV de Operação	39
3.3) Esforços de Tensão e Corrente sobre os Diodos da Ponte Retificadora de Saída	41
3.3.1) Tensão de Pico Inversa Máxima	41
3.3.2) Corrente Média Através dos Diodos da Ponte Retificadora	41
3.3.3) Corrente de Pico Repetitiva através dos Diodos Retificadora	42
3.3.3.1) Corrente de Pico Repetitiva através dos Diodos Retificadora para o Modo I de Operação	42
3.3.3.2) Corrente de Pico Repetitiva através dos Diodos Retificadora para o Modo II de Operação	42
3.3.3.3) Corrente de Pico Repetitiva através dos Diodos Retificadora para o Modo III de Operação	43
3.3.3.4) Corrente de Pico Repetitiva através dos Diodos Retificadora para o Modo IV de Operação	43
3.4) Corrente Eficaz através do Capacitor de balanço Cb	44
3.4.1) Corrente Eficaz através do Capacitor de balanço Cb para o Modo I de Operação	44
3.4.2) Corrente Eficaz através do Capacitor de balanço Cb para o Modo II de	

Operação	45
3.4.3) Corrente Eficaz através do Capacitor de balanço Cb para o Modo III de Operação	45
3.4.4) Corrente Eficaz através do Capacitor de balanço Cb para o Modo IV de Operação	46
3.5) Corrente Eficaz através do Capacitor de Filtragem Co	47
3.5.1) Corrente Eficaz através do Capacitor de Filtragem Co para o Modo I de Operação	47
3.5.2) Corrente Eficaz através do Capacitor de Filtragem Co para o Modo II de Operação	48
3.5.3) Corrente Eficaz através do Capacitor de Filtragem Co para o Modo III de Operação	49
3.5.4) Corrente Eficaz através do Capacitor de Filtragem Co para o Modo IV de Operação	49
3.6) Procedimento e Exemplo de Projeto	50
3.6.1) Especificações para Projeto	50
3.6.2) Cálculo da Razão Cíclica	51
3.6.3) Localização da Faixa de Operação na Característica de Saída	51
3.6.4) Cálculo da Indutância Magnetizante Mínima	52
3.6.5) Esforços de Tensão e Corrente na Chave S1 para a Condição Nominal	53
3.6.6) Esforços de Tensão e Corrente na Chave S2 para a Condição Nominal	53
3.6.7) Esforços de Tensão e Corrente sobre os diodos Retificadores	53
3.6.8) Corrente Eficaz através do Capacitor de Balanço Cb	54
3.6.9) Corrente Eficaz através do Capacitor de Filtragem Co	54
3.7) Resultados de Simulação	54
3.8) Influência da Indutância de Dispersão	56
3.8.1) Comutação da Corrente de Entrada da Chave S1 para a Chave S2	57
3.8.2) Comutação da Corrente de Entrada da Chave S2 para a Chave S1	58

3.9) Conclusão	60
4) Fonte Chaveada Alimentada em Corrente, Modulação PWM Assimétrica e Comutação Suave	63
4.1) Introdução	63
4.2) Descrição do Circuito Proposto	63
4.3) Análise Qualitativa	65
4.3.1) Operação do Circuito	65
4.3.2) Formas de Ondas Típicas	68
4.4) Análise Quantitativa	68
4.4.1) Característica Externa	68
4.4.2) Balanço de Fluxo Magnético no Transformador	71
4.5) Estudo dos Esforços de Tensão e Corrente sobre os Componentes	71
4.5.1) Chaves S1 e S2	71
4.5.2) Diodos Retificadores	72
4.5.3) Corrente Eficaz através do Capacitor Paralelo C_p	73
4.5.4) Corrente Eficaz através do Capacitor de Balanço C_b	74
4.5.5) Corrente Eficaz através do Capacitor de Filtragem C_o	75
4.6) Análise da Comutação	75
4.6.1) Comutação da Corrente de Entrada I_{in} da Chave S1 para a Chave S2	76
4.6.2) Comutação da Corrente de Entrada I_{in} da Chave S2 para a Chave S1	79
4.7) Circuito de Auxílio a Comutação	81
4.7.1) Condições para Comutação Suave em toda a Faixa de Carga	83
4.8) Conclusão	85
5) Projeto e Experimentação	88
5.1) Introdução	88
5.2) Procedimento de Projeto	88

5.2.1) Especificações para Projeto	88
5.2.2) Localização da Faixa de Carga na Característica Externa	88
5.2.3) Capacitor Paralelo C_p	89
5.2.4) Capacitor de Balanço C_b	90
5.2.5) Capacitor de filtragem C_o	90
5.2.6) Diodos Retificadores	91
5.2.7) Cálculo Térmico para os Diodos Retificadores	92
5.2.8) Cálculo do Transformador	93
5.2.9) Cálculo do Circuito de Auxílio a Comutação	95
5.2.10) Escolha das Chaves S1 e S2	97
5.2.11) Cálculo do indutor L_s	98
5.3) Circuito de Comando	99
5.4) Resultados Experimentais	102
5.5) Conclusão	109
Conclusão Geral	111
Referências Bibliográficas	113

APÊNDICES

A) Projeto do Transformador	A.2
A.1) Determinação do Produto $A_e \cdot A_w$	A.2
A.2) Cálculo do Número de Espiras do Primário e Secundário	A.2
A.3) Profundidade de Penetração	A.3
A.4) Dimensionamento dos Condutores do Primário	A.3
A.5) Dimensionamento dos Condutores do Secundário	A.3
A.6) Cálculo das Perdas no Cobre	A.3
A.7) Cálculo das Perdas no Núcleo	A.4

A.8) Cálculo da Elevação de Temperatura	A.4
B) Projeto de Indutores	B.2
B.1) Cálculo do Produto $A_e \cdot A_w$	B.2
B.2) Cálculo do Número de espiras	B.2
B.3) Cálculo do Entreferro Físico	B.2
B.4) Bitola do Fio Condutor	B.2
B.5) Perdas no Cobre	B.3
B.6) Perdas no Núcleo	B.3
B.7) Elevação de Temperatura	B.3

SIMBOLGIA

$\Delta\phi$: variação de fluxo magnético.

Δ : profundidade de penetração.

ΔB : excursão da densidade de fluxo magnético.

ΔB : variação da densidade de fluxo.

ΔI_{Cop} : variação máxima da corrente através do capacitor C_o .

ΔI_{in} : ondulação pico-a-pico da corrente de entrada.

ΔI_{Laxpp} : ondulação pico-a-pico da corrente através de L_{ax} .

ΔT : elevação de temperatura com relação a temperatura ambiente.

Δt : tempo de magnetização.

$\Delta t_{c1,2}$: duração da comutação da corrente I_{in} da chave S1 para a chave S2.

$\Delta t_{c2,1}$: duração da comutação da corrente I_{in} da chave S2 para a chave S1.

$\Delta t_{cl1,2}$: duração da etapa linear da comutação da corrente I_{in} da chave S1 para a chave S2.

$\Delta t_{cl2,1}$: duração da etapa linear da comutação da corrente I_{in} da chave S2 para S1.

$\Delta t_{cr1,2}$: duração da etapa ressonante da comutação da corrente I_{in} da chave S1 para S2.

$\Delta t_{cr2,1}$: duração da etapa ressonante da comutação da corrente I_{in} da chave S2 para S1.

μ_o : permeabilidade magnética do vácuo.

A_e : área da perna central do núcleo de ferrite tipo E.

A_w : área da janela do carretel.

A_w : área da janela do carretel.

$B_{m\acute{a}x}$: densidade de fluxo máxima.

C_b : capacitor de balanço refletido ao primário.

C_o : capacitor de filtragem refletido ao primário.

D : razão cíclica de operação do IGBT1.

D_n : razão cíclica de operação do IGBT1 para a condição de carga nominal.

f_{pri} : número de fios a ser utilizado com secção transversal S_{Δ} .

f_{sec} : número de fios a ser utilizado com secção transversal S_{Δ} .

I_a : corrente de ataque.

I_{ap} : corrente impulsiva através do enrolamento auxiliar.

I_{Cbef} : corrente eficaz através do capacitor de balanço C_b .

I_{Cbefs} : corrente eficaz através do capacitor C_{bs} .

I_{Coef} : corrente eficaz através do capacitor de filtragem C_o .

I_{Coefs} : corrente eficaz através do capacitor C_{os} .

I_{Cpef} : corrente eficaz através do capacitor paralelo C_p .

I_{Cpefs} : corrente eficaz através do capacitor C_{ps} .

I_{di} : corrente média através dos diodos ímpares D_1 e D_3 .

I_{dip} : corrente de pico repetitiva através dos diodos ímpares.

I_{dips} : corrente de pico através dos diodos ímpares refletida para o secundário.

I_{dis} : corrente média através dos diodos ímpares referida ao secundário.

I_{dmd} : Corrente média através dos diodos retificadores.

I_{dp} : corrente média através dos diodos pares D_2 e D_4 .

I_{dpp} : Corrente de pico repetitiva através dos diodos pares.

I_{dpps} : corrente de pico através dos diodos pares refletida para o secundário.

I_{dps} : corrente média através dos diodos pares referida ao secundário.

I_g : corrente de grampeamento.

I_{in} : corrente de entrada.

I_{inbl} : corrente de atuação do circuito de sobrecorrente.

$I_{in_{mín}}$: corrente de entrada para a condição de carga mínima.

I_{Lef} : corrente eficaz através do indutor L .

I_m : corrente média através da indutância magnetizante.

I_o : corrente média de saída referida ao primário.

I_{pef} : corrente eficaz do enrolamento primário, neste caso é a própria corrente eficaz através da chave S_2 .

I_{pk} : corrente de pico através da indutor L .

I_{S1} : corrente média através da chave S_1 .

I_{S1ef} : Corrente eficaz através da chave S_1 .

IS2 : corrente média através da chave S2.

IS2ef : Corrente eficaz através da chave S2.

J : densidade de corrente.

K : razão entre a indutância magnetizante e a indutância de entrada.

Ke : coeficiente de perdas por corrente parasita $K_e = 4 \times 10^{-10}$.

Kh : coeficiente de perdas por histerese $K_h = 4 \times 10^{-5}$.

Kp : fator de utilização para o enrolamento primário $K_p=0,5$.

Kw : fator de ocupação da área da janela do carretel.

L : valor da indutância.

lg : comprimento físico do entreferro.

Llk : indutância de dispersão.

Llkcr : indutância de dispersão crítica que permite a comutação suave na condição nominal de carga.

Lm_{mín} : indutância magnetizante mínima.

lt : comprimento médio por espira.

n : relação de transformação.

Na : número de espiras do enrolamento auxiliar.

nf : número de condutores.

N_L : número de espiras.

Np : número de espiras do primário.

Ns : número de espiras do secundário.

Ns : número de espiras do secundário.

P12 : potência média entregue ao grameador a cada período de chaveamento para a comutação da corrente de entrada da chave S1 para a chave S2.

P21 : potência média entregue ao grameador a cada período de chaveamento para a comutação da corrente de entrada da chave S2 para a chave S1.

Pcu : perdas no cobre.

Pn : perdas no núcleo.

P_{RSE} : perda causada pela RSEs.

P_{S1} : perda de condução na chave S1.

P_{S2} : perda de condução na chave S2.

$P_t = P_{cu1} + P_{cu2} + P_n$: perdas totais.

R : resistência térmica equivalente.

R_c : resistência por unidade de comprimento por condutor.

R_{c1} : resistência por unidade de comprimento do fio utilizado primário.

R_{da} : resistência térmica dissipador-ambiente.

R_{gr} : resistor de balanço de energia.

R_o : resistência equivalente de carga refletida ao primário.

R_{SEs} : resistência série equivalente do capacitor.

R_t : resistência térmica do núcleo.

S_{Δ} : área transversal efetiva do condutor ocupada pela corrente.

S_{cu} : secção equivalente do condutor de cobre.

S_{pr} : secção transversal do condutor primário.

S_{sec} : secção transversal do condutor secundário.

T_s : período de chaveamento.

V_c : tensão média sobre o capacitor de balanço C_b .

V_{gr} : tensão de grampeamento.

V_{in} : tensão de entrada.

V_m : tensão sobre a indutância magnetizante na configuração (4), Fig. 2.3(d).

V_o : tensão de saída refletida ao primário.

vol : volume do núcleo.

V_{on} , V_{cn} , I_{inn} e I_{mn} : valores de tensão e corrente para a condição nominal de carga.

V_{piv} : Tensão de pico inversa máxima aplicada sobre os diodos da ponte retificadora.

V_{pivs} : tensão de pico inversa sobre os diodos referida ao secundário.

V_{pk} : tensão de pico sobre o circuito de auxílio a comutação.

V_{pka} : tensão de pico sobre o circuito auxiliar para o primeiro critério de cálculo.

V_{pkb} : tensão de pico sobre o circuito auxiliar considerando o segundo critério de cálculo.

V_s : tensão sobre o indutor de entrada na configuração (4), Fig. 2.3(d).

$V_{s1m\acute{a}x}$: tensão máxima sobre a chave S1.

$V_{s2m\acute{a}x}$: tensão máxima sobre a chave S2.

W_p : frequência de ressonância.

Z_p : impedância característica do circuito ressonante.

Z_{pcr} : impedância característica crítica do circuito ressonante que permite a comutação suave na condição nominal de carga.

RESUMO

Este trabalho apresenta a análise, projeto e experimentação de uma nova fonte chaveada PWM-ZCS alimentada em corrente.

A nova estrutura é isolada, utiliza apenas duas chaves ativas moduladas por largura de pulso e absorve a indutância de dispersão do transformador no processo de comutação.

O conversor apresenta baixas perdas de condução em comparação com os conversores CC/CC PWM convencionais e comutação suave como os conversores ressonantes.

Os resultados experimentais apresentados foram tomados de um protótipo de laboratório projetado para 400W/48V, 40KHz, usando IGBT.

ABSTRACT

This work introduces a new power supply regulated by PWM, operating at constant frequency, with soft commutation. The new topology uses only two active switches and absorbs the transformer leakage inductance. Besides, the soft commutation takes place with no conduction loss penalty, in comparison with the conventional hard switch PWM converters.

Principle of operation, analysis, design and experimentation results taken from a laboratory prototype rated at 400W/48V, 40KHz, using IGBT are presented.

INTRODUÇÃO GERAL

Os conversores CC/CC PWM convencionais possuem como principal vantagem as baixas perdas de condução, entretanto, a comutação desses conversores é dissipativa impedindo a operação em alta frequência.

O problema da comutação dissipativa foi resolvido com a introdução dos conversores ressonantes, com isto, a frequência de operação pôde ser acrescida [7,8]. Infelizmente, estes conversores apresentam grandes esforços de tensão e/ou corrente nos seus componentes causando um aumento das perdas de condução.

Os conversores ressonantes originaram os conversores quase-ressonantes que não acrescentaram nada em termos de redução das perdas de condução, visto que os componentes também sofrem com os esforços de tensão e corrente. Todavia, os conversores quase-ressonantes enriqueceram muito o contexto conceitual dos pesquisadores da área.

Além disso, os conversores ressonantes e quase-ressonantes são modulados em frequência [FM], prejudicando o projeto dos componentes reativos e exigindo a adição de chaves auxiliares para tornar a modulação por largura de pulso [PWM] [9].

O uso da ressonância como meio de transferência de energia é a principal causa das elevadas perdas de condução verificadas nos conversores ressonantes e quase-ressonantes. Esta desvantagem foi suprimida com a introdução dos conversores que usam a ressonância somente para realizar a comutação. Estes conversores apresentam perdas de condução da ordem de grandeza das perdas apresentadas pelos conversores CC/CC PWM convencionais e têm a vantagem da comutação suave. Esta comutação suave não penaliza as perdas de condução e é obtida graças a estratégia de modulação empregada e conhecida como modulação por deslocamento de fase (phase shift) [5,6].

Nos conversores em ponte completa esta técnica de modulação é aplicada defazando-se os sinais de comando dos braços inversores, onde cada chave opera com razão cíclica igual a $1/2$ e

são acometidas de um pequeno tempo morto para evitar curto-circuito do barramento CC/CC de entrada. Assim, a frequência de operação é constante.

Através da modulação PWM assimétrica [1,2] é possível obter, para os conversores em meia ponte, comutação suave sem penalizar as perdas de condução, utilizando apenas duas chaves ativas e operando com frequência constante. Neste tipo de modulação as chaves operam com razão cíclica assimétrica e complementar entre si.

Os conversores que utilizam as duas últimas estratégias de modulação combinam a vantagem das baixas perdas de condução apresentadas pelos conversores CC/CC PWM com a vantagem da comutação não dissipativa apresentada pelos conversores ressonantes. Além disso, a frequência de operação é constante, permitindo um projeto menos restritivo dos componentes reativos.

O objetivo deste trabalho é estudar o comportamento de um conversor inédito que utiliza a estratégia de modulação PWM assimétrica relatada acima, analisando as propriedades e características que o novo conversor possa ter.

A apresentação deste trabalho está feita em três etapas distintas: análise, projeto e experimentação realizadas no Laboratório de Eletrônica de Potência da Universidade Federal de Santa Catarina.

Inicialmente, no capítulo 1 é realizada uma análise básica dos conceitos de dualidade. Tais princípios são imediatamente aplicados na concepção da estrutura topológica do conversor a ser analisado.

O capítulo 2 apresenta um estudo teórico do novo conversor operando com comutação dissipativa, abordando o princípio de funcionamento e apresentando a característica externa.

O estudo dos esforços de tensão e corrente sobre os componentes, exemplo de projeto e simulação são apresentados no capítulo 3.

O capítulo 4 introduz a versão do conversor operando com comutação suave, apresentando o princípio de operação, a característica externa, a análise dos esforços e o estudo da comutação.

Finalmente, no capítulo 5 é apresentado um procedimento-exemplo de projeto com a análise dos resultados experimentais que comprovam a abordagem teórica.

Os resultados experimentais foram tomados de um protótipo projetado para 400W/48V, 40KHz, usando IGBT.

CAPÍTULO 1
GERAÇÃO DE NOVAS TOPOLOGIAS
VIA DUALIDADE

1) GERAÇÃO DE NOVAS TOPOLOGIAS VIA DUALIDADE

1.1) INTRODUÇÃO

A aplicação dos conceitos de dualidade tem grande importância na geração de novas topologias de conversores estáticos, permitindo o estudo básico do comportamento do conversor dual e o entendimento das principais relações entre os conversores original e dual [3,4].

Neste capítulo são rapidamente discutidos os princípios básicos que possibilitam a aplicação da dualidade, estabelecendo a existência e identificando os componentes duais passivos e ativos, tais como chaves ideais.

Através de um simples algoritmo descrito é possível derivar o conversor estudado no restante deste trabalho, estabelecendo as principais características esperadas do comportamento da nova estrutura.

1.2) CONCEITOS BÁSICOS

A dualidade aplicada a um elemento de dois terminais produz um segundo elemento, também de dois terminais, cujas características estão intimamente relacionadas com o elemento original. Embora um componente físico possa ter mais que dois terminais, é possível considerá-lo como um conjunto de elementos de dois terminais cujas tensões e correntes estão relacionadas de alguma maneira que possa descrever o comportamento do dispositivo multi-terminal e assim aplicar os conceitos de dualidade.

Algumas convenções simples devem ser observadas, mostradas na Fig. 1.1.

- (a) todo elemento deverá possuir uma orientação assinalada, indicando o sentido de tensão e corrente;
- (b) o uso do asterisco para identificar o elemento original;
- (c) a dupla seta indica reversibilidade na transformação dual.

A transformação dual ocorre basicamente em duas etapas:

- (a) primeira etapa: ocorre apenas o intercâmbio das formas de ondas de tensão e corrente entre os elementos original e dual;
- (b) segunda etapa: envolve a transformação topológica que rearranja os elementos de modo a satisfazer as leis de Kirchhoff.

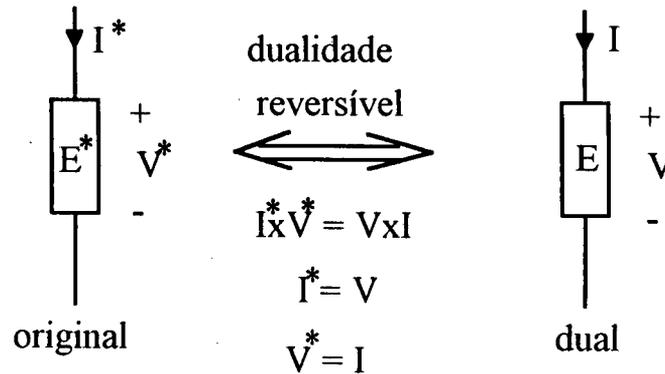


Fig. 1.1. Orientação assinalada, asterisco para identificação e transformação reversível.

O elemento dual é estabelecido simplesmente permutando-se as formas de ondas de tensão e corrente do elemento original, ou seja, a tensão V^* do elemento original passa a ser a corrente I do elemento dual. Da mesma forma, a corrente I^* do elemento original passa a ser a tensão V do elemento dual. Assim, o princípio da conservação da energia é mantido e vale a relação $I^*xV^* = VxI$.

Alguns elementos duais comuns estão apresentados na Fig. 1.2.

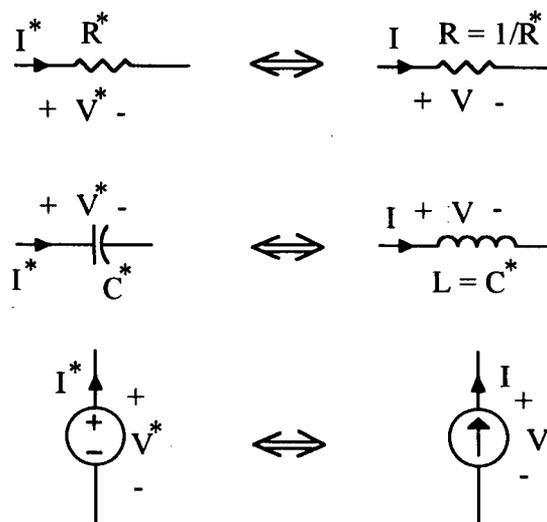


Fig. 1.2. Dualidade de elementos comuns.

Para um exemplo de como a dualidade é derivada, considere o capacitor C^* , cuja energia armazenada é $C^* \times V^{*2}/2$. Para dualizar deve-se permutar tensão e corrente, resultando a relação dual correspondente, $C^* \times I^2/2$. Esta é a equação da energia armazenada em um indutor com indutância $L = C^*$. Portanto, diz-se que o elemento dual de um capacitor com capacitância C^* é um indutor com indutância L numericamente igual a C^* e vice-versa.

Entretanto, o simples intercâmbio entre as formas de ondas de tensão e corrente não basta para finalizar a dualização. É preciso rearranjar as conexões da rede a fim de satisfazer as leis de Kirchhoff.

Um simples algoritmo para rearranjar a estrutura dual está descrito a seguir.

- (a) os nós da estrutura dual são colocados dentro das malhas da rede original, onde a malha externa também é considerada;
- (b) cada elemento fonte (tensão e corrente no mesmo sentido) é dualizado, rotacionado no sentido anti-horário para ser conectado aos nós alocados nas malhas adjacentes, e cada elemento carga (tensão e corrente em sentidos opostos) é dualizado, rotacionado no sentido horário e conectado aos nós que estão alocados nas malhas adjacentes.

O processo é direto, sendo essencial que as convenções destacadas anteriormente sejam cuidadosamente seguidas.

Um exemplo simples de pesquisa do circuito dual está apresentado na Fig. 1.3. A dualização é iniciada assinalando a orientação de tensão e corrente em todos os elementos, como mostrado na Fig. 1.3(a). Em seguida, Fig. 1.3(b), coloca-se os nós da estrutura dual nas malhas da rede original.

Finalmente, dualizando e rotacionando cada elemento conforme descrito no algoritmo, obtém-se a rede dual mostrada na Fig. 1.3(c)

As equações das malhas do circuito original são:

$$V^* = V1^* + V2^* \quad (1.1)$$

$$V2^* = V3^* \quad (1.2)$$

Dualizando as equações (1.1) e (1.2), ou seja, permutando tensão e corrente, resultam:

$$\mathbf{I} = \mathbf{I}_1 + \mathbf{I}_2 \quad (1.3)$$

$$\mathbf{I}_2 = \mathbf{I}_3 \quad (1.4)$$

Verificando as equações (1.3) e (1.4), conclui-se que estas expressões representam as equações de nó do circuito dual resultante, validando desta forma o método de pesquisa do circuito dual usado. Isto prova que o conhecimento das formas de ondas do circuito original permite estabelecer uma análise prévia do comportamento do circuito dual.

A única exigência para a aplicação deste método é que o circuito original apresente planaridade através de toda a sua rede. Evidentemente não foi abordado neste estudo um método mais geral que seja aplicado a redes não planares.

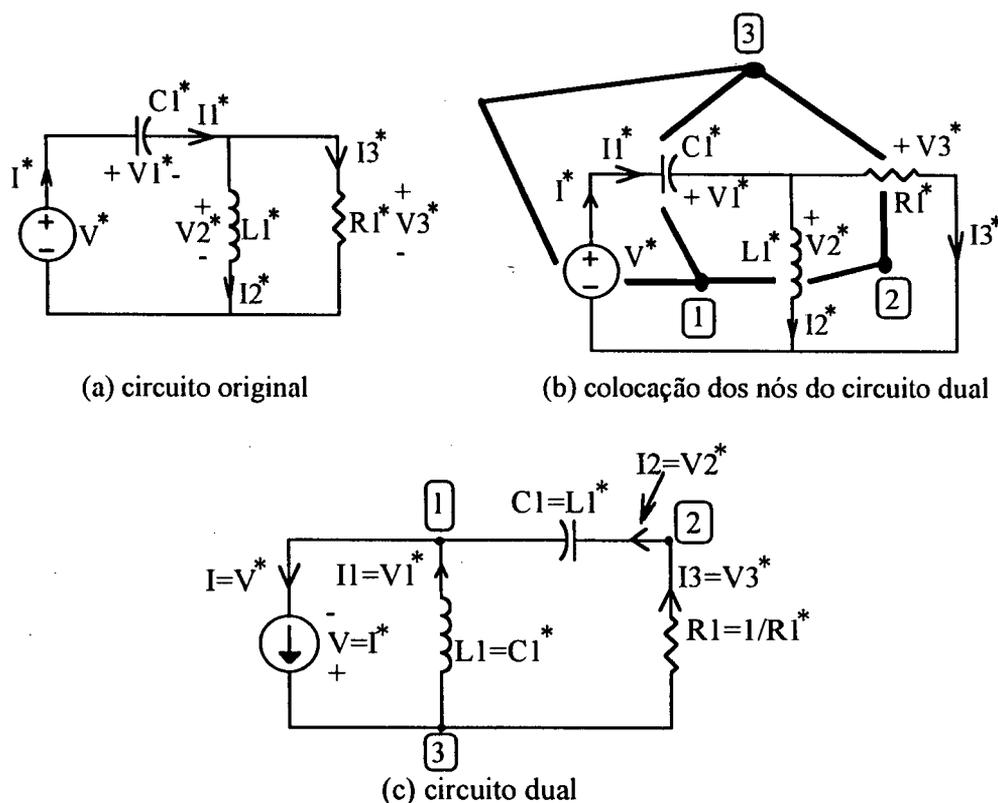


Fig. 1.3. Exemplo de pesquisa do circuito dual.

1.3) DUALIDADE DE CHAVES IDEAIS

A Fig. 1.4 é um resumo de algumas chaves utilizadas para a conversão de energia. A primeira coluna contém a representação esquemática de cada chave. O lado esquerdo da segunda coluna contém as relações que definem a tensão e a corrente do componente em termos de uma

entrada de controle. Permutando as formas de ondas de tensão e corrente produz-se as relações que definem o componente dual, mostrado do lado direito da segunda coluna. A terceira coluna contém uma representação do componente dual, obtido por inspeção das relações estabelecidas na coluna central.

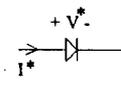
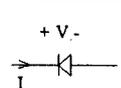
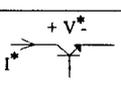
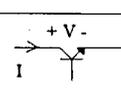
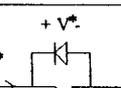
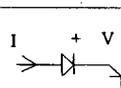
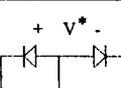
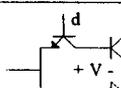
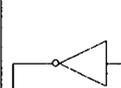
Componente original	Relações		Componente Dual
	Relações Originais	Relações Duais	
 Diodo	$I^* \geq 0$ $V^* \leq 0$ $I^* V^* = 0$ (sempre)	$V \geq 0$ $I \leq 0$ $V \times I = 0$ (sempre)	 diodo
 d* transistor	$d^* = 0 \begin{cases} I^* = 0 \\ V^* \geq 0 \end{cases}$ $d^* = 1 \begin{cases} I^* > 0 \\ V^* = 0 \end{cases}$ $I^* V^* = 0$ (sempre)	$d = 1 \begin{cases} V = 0 \\ I \geq 0 \end{cases}$ $d = 0 \begin{cases} V \geq 0 \\ I = 0 \end{cases}$ $V \times I = 0$ (sempre)	 d transistor
 (chave bidirecional em I*)	$d^* = 0 \begin{cases} I^* \leq 0 \\ V^* \geq 0 \end{cases}$ $d^* = 1 \begin{cases} I^* > 0 \text{ ou } I^* < 0 \\ V^* = 0 \end{cases}$ $I^* V^* = 0$ (sempre)	$d = 1 \begin{cases} V \leq 0 \\ I \geq 0 \end{cases}$ $d = 0 \begin{cases} V \geq 0 \text{ ou } V \leq 0 \\ I = 0 \end{cases}$ $V \times I = 0$ (sempre)	 (chave bidirecional em V)
 (chave bidirecional em I* e V*)	$d^* = 0 \begin{cases} I^* = 0 \\ V^* \geq 0 \text{ ou } V^* < 0 \end{cases}$ $d^* = 1 \begin{cases} I^* > 0 \text{ ou } I^* < 0 \\ V^* = 0 \end{cases}$ $I^* V^* = 0$ (sempre)	$d = 1 \begin{cases} V = 0 \\ I \geq 0 \text{ ou } I \leq 0 \end{cases}$ $d = 0 \begin{cases} V \geq 0 \text{ ou } V < 0 \\ I = 0 \end{cases}$ $V \times I = 0$ (sempre)	 (chave bidirecional em I e V)
 (tiristor)	$d^* = 0 \begin{cases} \text{se } I^* = 0: V^* \geq 0 \text{ ou } V^* \leq 0 \\ \text{se } I^* > 0: V^* = 0 \\ \text{se } V^* < 0: I^* = 0 \\ \text{se } V^* = 0: I^* \geq 0 \end{cases}$ $I^* V^* = 0$ (sempre)	$d = 1 \begin{cases} \text{se } V = 0: I > 0 \text{ ou } I \leq 0 \\ \text{se } V > 0: I = 0 \\ \text{se } I < 0: V = 0 \\ \text{se } I = 0: V \geq 0 \end{cases}$ $V \times I = 0$ (sempre)	 (tiristor dual)

Fig. 1.4. Dualidade de chaves ideais.

Um exemplo de como obter a dualidade de uma chave ideal, considere o diodo da primeira coluna. Este diodo admite corrente direta $I^* \geq 0$, não suporta tensão direta $V^* \leq 0$ e não gera nem absorve potência $I^* \times V^* = 0$. O componente dual é obtido através do intercâmbio das formas de ondas de tensão e corrente. Portanto, admite tensão reversa $V \geq 0$, não suporta corrente reversa $I \leq 0$ e tem tensão nula ou corrente nula em qualquer instante $V \times I = 0$. O componente com estas características é simplesmente outro diodo com orientação contrária ao componente original.

1.4) CONCEPÇÃO DA ESTRUTURA PROPOSTA

A topologia proposta neste trabalho é concebida a partir da dualização do conversor apresentado na Fig. 1.5 [1,2].

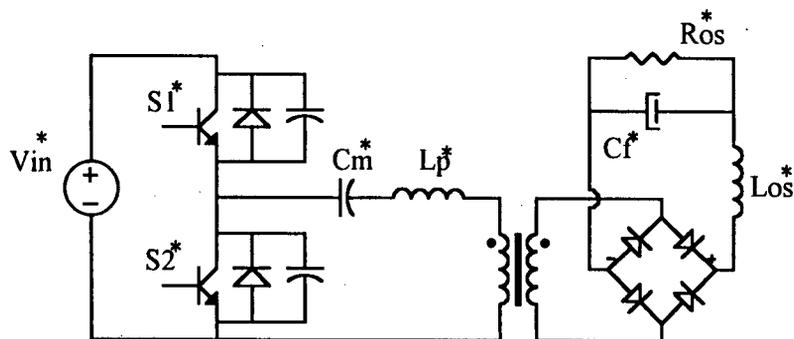


Fig. 1.5. Conversor com modulação PWM assimétrica e comutação ZVS.

Este conversor apresenta as seguintes propriedades:

- (a) entrada com característica de tensão e saída em corrente;
- (b) as chaves são bidirecionais em corrente e unidirecionais em tensão, próprias para o uso do tiristor dual;
- (c) a comutação ocorre sob tensão nula com energia armazenada na indutância L_p^* que incorpora a indutância de dispersão do transformador;
- (d) modulação por largura de pulso (PWM);
- (e) apresenta baixas perdas de condução, pois não usa a ressonância como meio de transferência de energia;
- (f) utiliza apenas duas chaves ativas;

É importante frisar uma importante característica deste conversor que é a comutação suave com frequência constante utilizando apenas duas chaves ativas. Esta propriedade é garantida graças ao comando assimétrico usado para o par de chaves $S1^*$ e $S2^*$.

Estas características incentivaram o estudo da estrutura dual que será derivada a seguir. Dualmente, espera-se que as propriedades mencionadas acima sejam mantidas e desta forma indiquem uma possível aplicação prática da nova estrutura.

O circuito da Fig. 1.5 pode ser referido para o primário do transformador e redesenhado de outra maneira já com os nós do circuito dual alocados, conforme apresenta a Fig. 1.6(a).

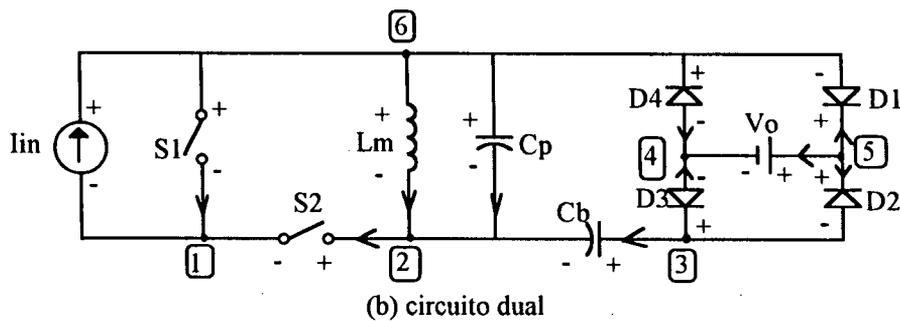
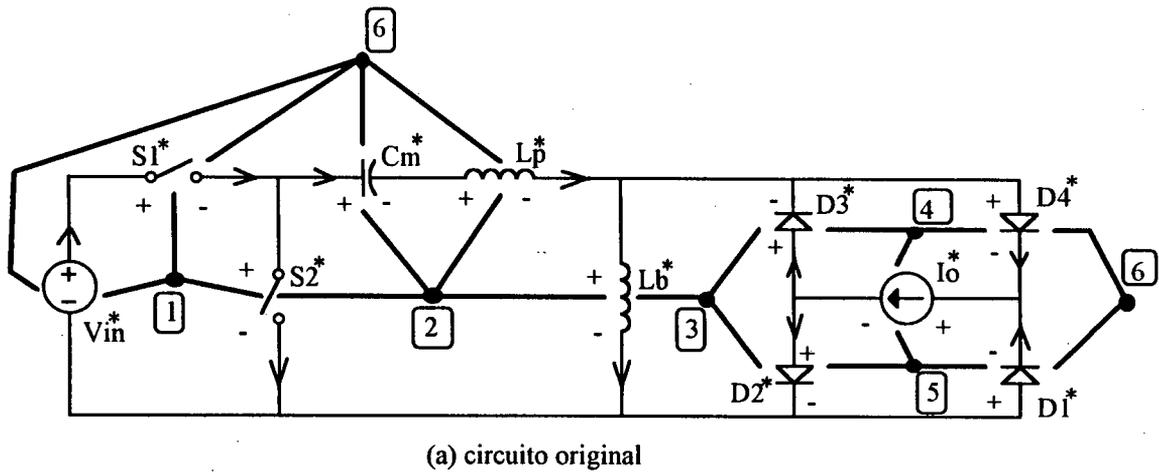


Fig. 1.6. Circuito original referido ao primário e circuito dual.

Através do algoritmo descrito anteriormente e dos conceitos básicos de dualidade rapidamente discutidos obtém-se o circuito dual apresentado na Fig. 1.6(b)

O circuito dual desenhado de outra maneira é apresentado na Fig. 1.7.

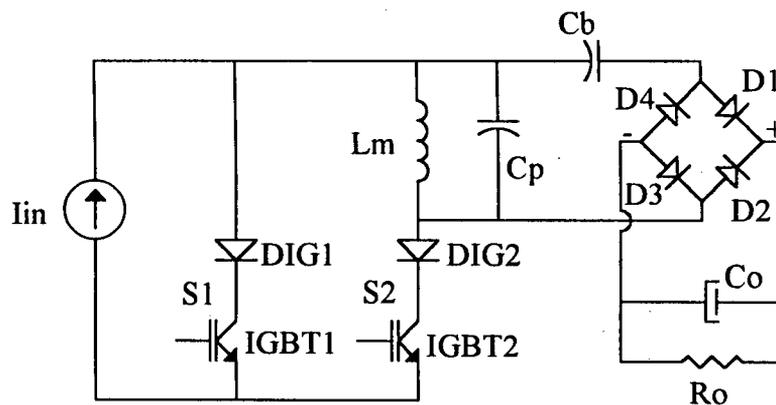


Fig. 1.7. Circuito dual proposto.

Algumas características deste conversor podem ser intuitivamente estabelecidas e outras por inspeção visual:

- (a) entrada com característica de corrente e saída em tensão;
- (b) as chaves são bidirecionais em tensão e unidirecionais em corrente, próprias para o uso do tiristor;
- (c) a comutação das chaves S1 e S2 ocorrerá sob corrente nula com energia armazenada no capacitor C_p ;
- (d) modulação por largura de pulso (PWM);
- (e) apresenta baixas perdas de condução, pois não usa a ressonância como meio de transferência de energia;
- (f) utiliza apenas duas chaves ativas;
- (g) o comando não necessita ser isolado, pois os gates dos IGBT's estão na mesma referência.

Durante o restante do trabalho este conversor será analisado estabelecendo-se as principais relações e ábacos para projeto.

1.5) CONCLUSÃO

A dualidade, quando bem explorada torna-se um ferramenta poderosa na concepção, análise e predição das principais propriedades de novas topologias.

Através de um estudo simplificado foi possível traçar um perfil das relações duais mais comumente usadas em eletrônica de potência.

Um simples algoritmo permite obter corretamente a dualidade de circuitos que possuam planaridade em toda a sua rede topológica.

A estrutura proposta para o estudo foi introduzida neste capítulo, juntamente com as principais características que devem garantir uma performance que indique uma possível aplicação prática do conversor

CAPÍTULO 2

FONTE CHAVEADA ALIMENTADA EM CORRENTE, MODULAÇÃO PWM ASSIMÉTRICA E COMUTAÇÃO DISSIPATIVA

2) FONTE CHAVEADA ALIMENTADA EM CORRENTE, MODULAÇÃO PWM ASSIMÉTRICA E COMUTAÇÃO DISSIPATIVA

2.1) INTRODUÇÃO

Neste capítulo, será estudado o conversor anteriormente obtido via dualidade. Inicialmente, será discutido o princípio de operação do conversor, onde serão estabelecidos quatro modos distintos de operação.

Em seguida cada modo será analisado quantitativamente determinando as principais relações que permitem traçar graficamente a característica externa do conversor.

2.2) DESCRIÇÃO DO CIRCUITO PROPOSTO

O circuito proposto está mostrado na Fig. 2.1. Este conversor opera com comutação dissipativa em virtude da ausência do capacitor C_p que deveria ficar em paralelo com o transformador a fim de armazenar energia para a comutação.

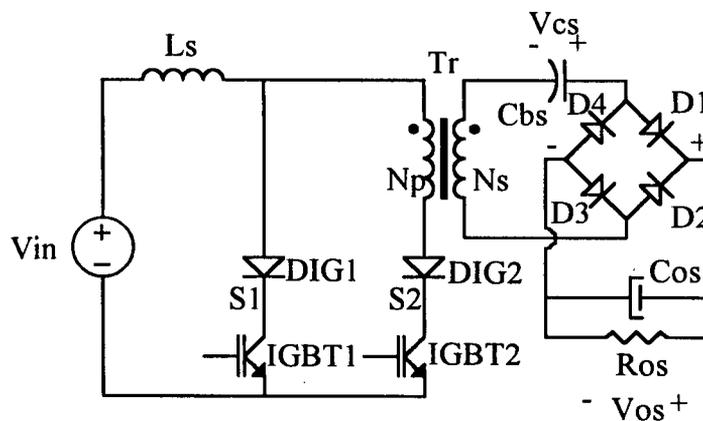


Fig. 2.1. Conversor CC/CC PWM alimentado em corrente.

A fonte V_{in} e o indutor L_s formam a fonte de alimentação com característica de corrente. As chaves S_1 e S_2 são chaves unidirecionais em corrente, formadas pela composição série dos componentes diodo e IGBT. O transformador Tr isola os estágios de entrada e saída. A relação de transformação é dada por N_p/N_s e o balanço de fluxo magnético é realizado pelo capacitor de

balanço Cbs. Os diodos D1, D2, D3 e D4 formam a ponte retificadora de saída. O filtro de saída é representado pelo capacitor Cos e a carga equivalente pelo resistor Ros .

Algumas vantagens iniciais desta estrutura são evidentes:

- (a) estrutura isolada;
- (b) operação em frequência fixa com modulação PWM;
- (c) utiliza apenas duas chaves ativas;
- (d) o comando não necessita ser isolado;
- (e) as perdas de condução são similares àquelas apresentadas pelos conversores CC/CC PWM convencionais.

O conversor ainda opera com comutação dissipativa e outras desvantagens serão discutidas à medida que se tornarem evidentes.

A análise que segue será baseada no circuito refletido para o primário do transformador, mostrado na Fig. 2.2, onde o transformador está representado através de sua indutância magnetizante Lm .

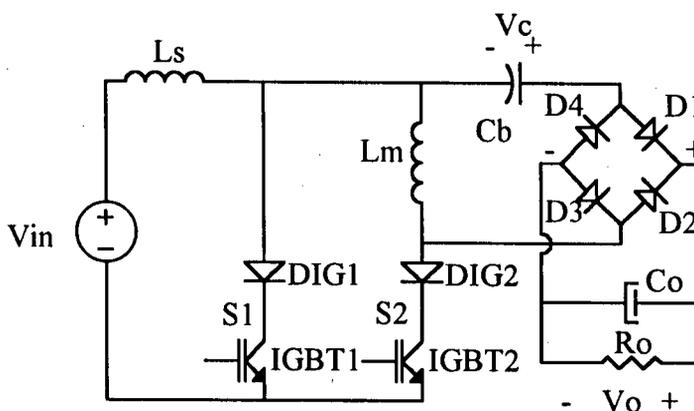


Fig. 2.2. Circuito proposto refletido para o primário do transformador.

Definindo-se a relação de transformação pela eq. (2.1), resulta:

$$n = \frac{N_p}{N_s} \quad (2.1)$$

Logo, os parâmetros referidos ao primário são:

$$C_b = \frac{C_{bs}}{n^2} \quad (2.2)$$

$$C_o = \frac{C_{os}}{n^2} \quad (2.3)$$

$$R_o = R_{os} \times n^2 \quad (2.4)$$

$$V_c = V_{cs} \times n \quad (2.5)$$

$$V_o = V_{os} \times n \quad (2.6)$$

Onde:

n : relação de transformação;

N_p : número de espiras do primário;

N_s : número de espiras do secundário;

C_b : capacitor de balanço refletido ao primário;

C_o : capacitor de filtragem refletido ao primário;

R_o : resistência equivalente de carga refletida ao primário;

V_c : tensão média sobre o capacitor C_b refletida ao primário;

V_o : tensão de saída refletida ao primário.

2.3) ESTUDO QUALITATIVO DOS MODOS DE OPERAÇÃO

A fim de simplificar a análise, são feitas as seguintes considerações:

- (a) todos os semicondutores são ideais;
- (b) a tensão de saída V_o é constante;
- (c) o capacitor de balanço C_b é considerado uma fonte ideal de tensão, cujo valor é V_c ;
- (d) a comutação é instantânea.

2.3.1) CONFIGURAÇÕES TOPOLÓGICAS POSSÍVEIS

O conversor pode assumir quatro configurações topológicas distintas, que combinadas adequadamente geram os modos de operação identificados via simulação digital. A Fig. 2.3 mostra as configurações topológicas que o conversor pode assumir num período de chaveamento.

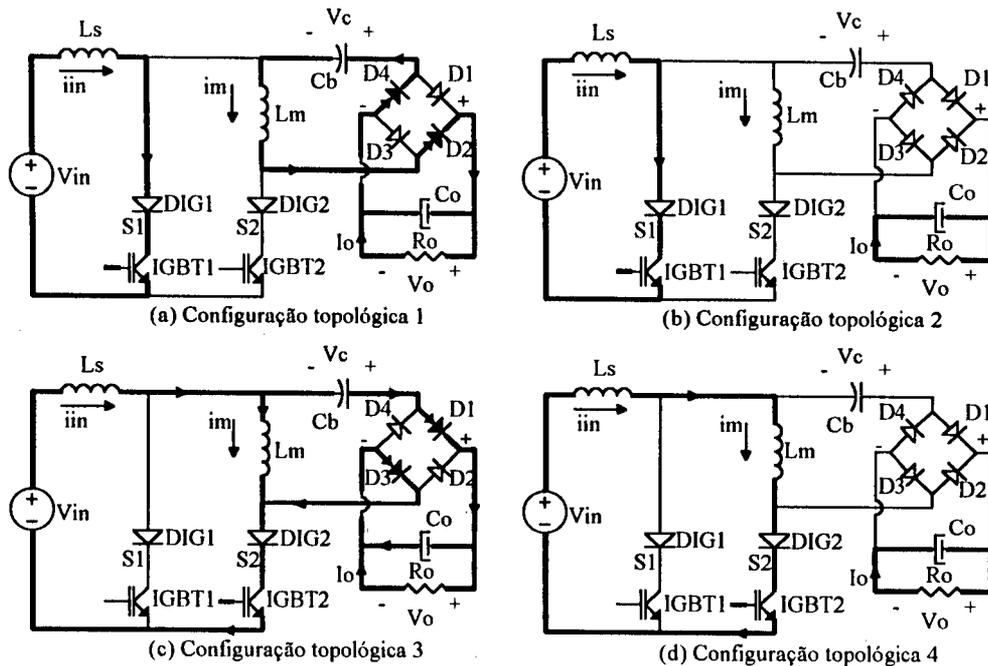


Fig. 2.3. Configurações topológicas que o conversor pode assumir num período de chaveamento.

A seguir descreve-se qualitativamente as configurações topológicas que o conversor pode assumir.

Configuração 1, Fig. 2.3(a). Crescimento linear da corrente de entrada e desmagnetização linear do transformador.

Nesta configuração, o IGBT1 e o diodo DIG1 estão conduzindo a corrente de entrada que cresce linearmente com o tempo segundo a taxa V_{in}/L_s . A corrente através da indutância magnetizante decresce linearmente com o tempo segundo a taxa $(V_o+V_c)/L_m$, caracterizando a desmagnetização do transformador. Esta energia é transferida para a saída através de D2 e D4.

Configuração 2, Fig. 2.3(b). Crescimento linear da corrente de entrada.

A carga é suprida pela energia armazenada no filtro de saída. O IGBT1 e o diodo DIG1 conduzem a corrente de entrada que cresce linearmente com o tempo segundo a taxa V_{in}/L_s .

Configuração 3, Fig. 2.3(c). Decrescimento linear da corrente de entrada e magnetização linear do transformador.

Nesta configuração, a corrente de entrada decresce linearmente com o tempo através do IGBT2 e do diodo DIG2 segundo a taxa $(V_o-V_c-V_{in})/L_{in}$. Esta energia é transferida, parte para a

saída através dos diodos D1 e D3, e parte para a magnetização do transformador, cuja corrente magnetizante cresce linearmente com o tempo segundo a taxa $(V_o - V_c)/L_m$.

Configuração 4, Fig. 2.3(d). Crescimento linear da corrente de entrada e da corrente magnetizante.

Nesta configuração, a corrente de entrada e a corrente magnetizante crescem linearmente com o tempo através do IGBT2 e do diodo DIG2. A carga é suprida pelo filtro de saída.

2.3.2) GERAÇÃO DOS MODOS DE OPERAÇÃO

Os modos de operação são gerados a partir das configurações descritas anteriormente. O resultado das combinações possíveis está mostrado na Fig. 2.4. Nesta figura, as setas indicam a sequência em que cada configuração topológica é assumida pelo conversor. A combinação das sequências forma o modo de operação em questão. O intervalo de duração de cada configuração topológica também está indicado.

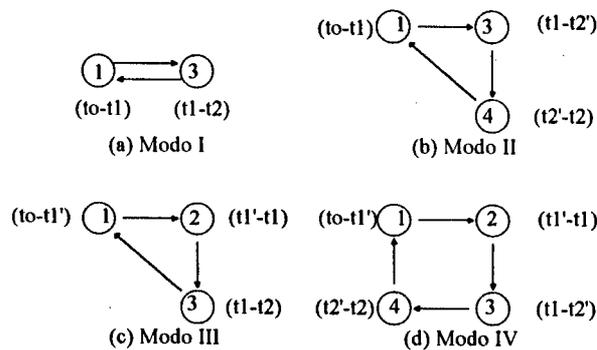


Fig. 2.4. Geração dos modos de operação considerando as configurações topológicas descritas.

2.4) ESTUDO QUANTITATIVO DOS MODOS DE OPERAÇÃO

Este item estuda matematicamente os modos de operação, estabelecendo as relações entre as diversas variáveis de interesse. O objetivo é determinar a característica externa do conversor. Para tanto, cada modo será analisado e o resultado final será obtido concatenando-se os resultados parciais.

2.4.1) MODO I DE OPERAÇÃO

As formas de ondas típicas para este modo de operação estão mostradas na Fig. 2.5.

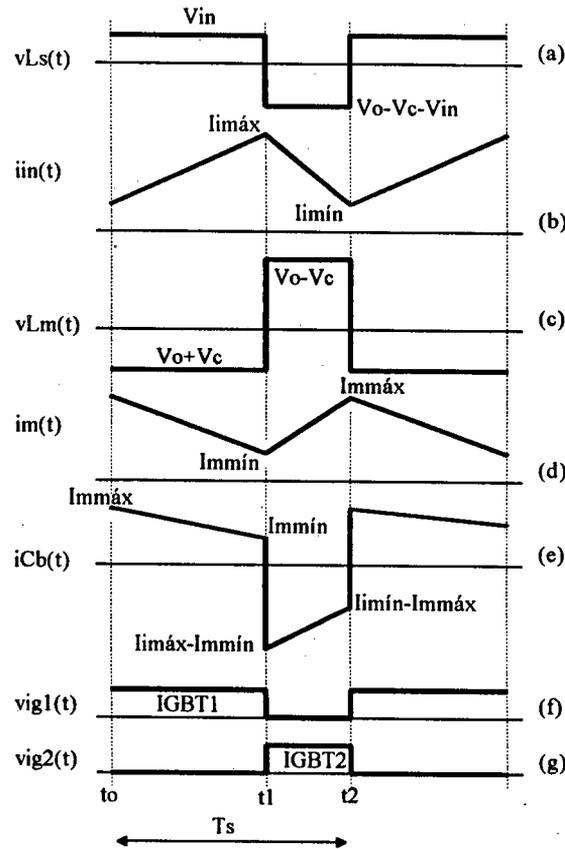


Fig. 2.5. Formas de ondas típicas para o modo I de operação.

Considerando a Fig. 2.5(a), para que ocorra o balanço de fluxo magnético sobre o indutor de entrada L_s , a igualdade da eq. (2.7) deve ser observada, ou seja, a tensão média sobre o indutor L_s deve ser nula.

$$\int_0^{T_s} v_{Ls}(t) \times dt = 0 \quad (2.7)$$

Integrando a forma de onda mostrada na Fig. 2.5(a), resulta:

$$V_{in} \times (t1 - t0) = (V_o - V_c - V_{in}) \times (t2 - t1) \quad (2.8)$$

Onde

$t1 - t0$: tempo de condução do IGBT1;

$t2 - t1$: tempo de condução do IGBT2.

Normalizando a eq. (2.8), resulta:

$$(\overline{V_o} - \overline{V_c} - 1) = \frac{D}{1 - D} \quad (2.9)$$

Onde:

$$D = \frac{t1 - t0}{Ts} \quad (2.10)$$

$$\overline{V_o} = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (2.11)$$

$$\overline{V_c} = \frac{V_c}{V_{in}} \quad (2.12)$$

D : razão cíclica de operação do IGBT1;

Ts : período de chaveamento.

Analogamente, para que ocorra o balanço de fluxo magnético no transformador, o valor médio da forma de onda mostrada na Fig. 2.5(c) deve ser nulo, logo:

$$(V_o + V_c) \times (t1 - t0) = (V_o - V_c) \times (t2 - t1) \quad (2.13)$$

Normalizando a eq. (2.13), tem-se:

$$(\overline{V_o} + \overline{V_c}) \times D = (\overline{V_o} - \overline{V_c}) \times (1 - D) \quad (2.14)$$

Das equações (2.9) e (2.14), resultam:

$$\overline{V_c} = \frac{1 - 2 \times D}{2 \times D \times (1 - D)} \quad (2.15)$$

$$\overline{V_o} = \frac{1}{2 \times D \times (1 - D)} \quad (2.16)$$

A eq. (2.15) é a tensão média normalizada sobre o capacitor Cb, cujo valor é função da razão cíclica D e deve se ajustar de forma a manter o balanço de fluxo magnético sobre o transformador. Esta equação está representada graficamente na Fig. 2.6.

A eq. (2.16) representa a característica de transferência do conversor CC/CC PWM alimentado em corrente. Este conversor apresenta uma característica elevadora de tensão, onde a tensão de saída é sempre maior ou igual ao dobro da tensão de entrada, como mostra a Fig. 2.7.

A tensão de saída é independente da carga, ou seja, o conversor é transparente neste modo I de operação.

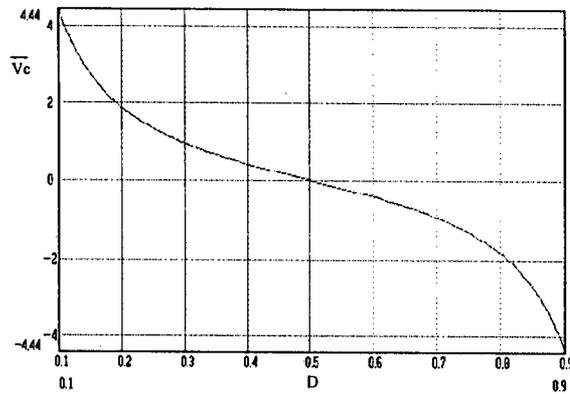


Fig. 2.6. Tensão média normalizada sobre o capacitor C_b em função da razão cíclica D .

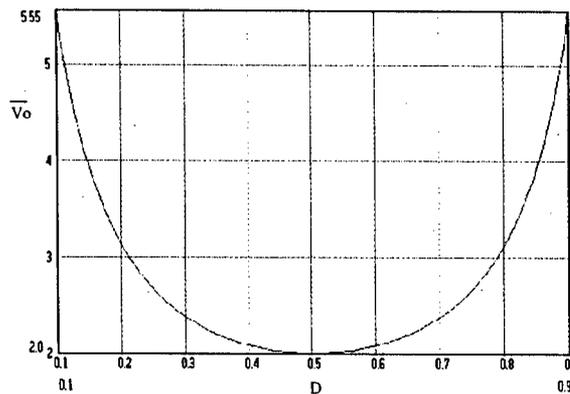


Fig. 2.7. Característica de transferência do conversor CC/CC PWM alimentado em corrente.

2.4.2) MODO II DE OPERAÇÃO

As principais formas de ondas estão mostradas na Fig. 2.8.

A eq. (2.17) representa o resultado do balanço de fluxo magnético no indutor de entrada L_s realizado sobre a forma de onda mostrada na Fig. 2.8(a)

$$V_{in} \times (t_1 - t_0) + V_s \times (t_2 - t_2') = (V_o - V_c - V_{in}) \times (t_2' - t_1) \quad (2.17)$$

Onde:

$$t_1 - t_0 = D \times T_s \quad (2.18)$$

$$t_2' - t_1 = \Delta t_{r1} \quad (2.19)$$

$$t_2 - t_2' = (1 - D) \times T_s - \Delta t_{r1} \quad (2.20)$$

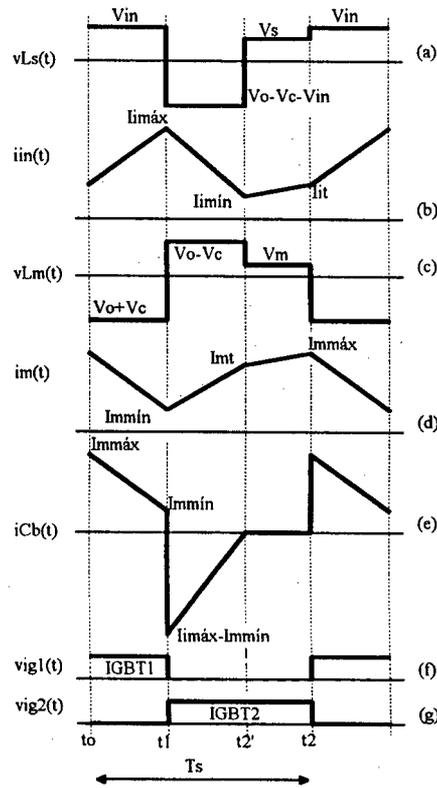


Fig. 2.8. Formas de ondas típicas para o modo II de operação.

Substituindo (2.18), (2.19) e (2.20) em (2.17) e resolvendo para Δt_{r1} , resulta a eq. (2.21) em sua forma normalizada:

$$\overline{\Delta t_{r1}} = \frac{D + \overline{V_s} \times (1 - D)}{V_o - V_c + \overline{V_s} - 1} \quad (2.21)$$

Onde:

$$\overline{\Delta t_{r1}} = \frac{\Delta t_{r1}}{T_s} \quad (2.22)$$

Para a configuração topológica (4), Fig. 2.3(d), pode-se escrever:

$$V_s = \frac{L_s}{L_s + L_m} \times V_{in} \quad (2.23)$$

$$V_m = \frac{L_m}{L_s + L_m} \times V_{in} \quad (2.24)$$

$$V_{in} = V_s + V_m \quad (2.25)$$

Onde:

V_s : tensão sobre o indutor de entrada na configuração (4), Fig. 2.3(d);

V_m : tensão sobre a indutância magnetizante na configuração (4), Fig. 2.3(d).

Definindo-se:

$$K = \frac{L_m}{L_s} \quad (2.26)$$

K : razão entre a indutância magnetizante e a indutância de entrada.

Substituindo (2.26) em (2.23) e (2.24), resultam as equações (2.27) e (2.28) em sua forma normalizada:

$$\overline{V_s} = \frac{V_s}{V_{in}} = \frac{1}{1+K} \quad (2.27)$$

$$\overline{V_m} = \frac{V_m}{V_{in}} = \frac{K}{1+K} \quad (2.28)$$

Onde:

$$1 = \overline{V_s} + \overline{V_m} \quad (2.29)$$

Através da forma de onda da tensão sobre a indutância magnetizante do transformador mostrada na Fig. 2.8(c), resulta, do balanço de fluxo magnético, a eq. (2.30):

$$\overline{V_c} = \frac{1-D \times \overline{V_o}}{D} \quad (2.30)$$

A corrente média de saída normalizada é obtida através da Fig. 2.8(e). Evidentemente o valor médio da corrente de saída é calculado sobre a forma de onda da corrente retificada.

$$\gamma = \left(\frac{\overline{V_o} - \overline{V_c}}{K} + \overline{V_o} - \overline{V_c} - 1 \right) \times \overline{\Delta t r}^2 \quad (2.31)$$

Onde:

$$\gamma = \frac{I_o \times L_s}{V_{in} \times T_s} \quad (2.32)$$

I_o : corrente média de saída referida ao primário.

Finalmente, as equações que definem a característica externa do conversor para o modo II de operação podem ser reunidas em um sistema de equações não-lineares que deve ser resolvido numericamente.

$$\gamma = \left(\frac{\overline{V_o} - \overline{V_c}}{K} + \overline{V_o} - \overline{V_c} - 1 \right) \times \overline{\Delta t r 1}^2 \quad (2.33)$$

$$\overline{V_c} = \frac{1 - D \times \overline{V_o}}{D} \quad (2.34)$$

$$\overline{\Delta t r 1} = \frac{D + \overline{V_s} \times (1 - D)}{\overline{V_o} - \overline{V_c} + \overline{V_s} - 1} \quad (2.35)$$

Neste sistema de equações a razão cíclica D é a variável de controle e K deve ser fixado. Observa-se que a tensão de saída é função da corrente de carga, característica típica dos conversores em condução descontínua.

2.4.3) MODO III DE OPERAÇÃO

As formas de ondas típicas geradas pelo conversor operando neste modo estão mostradas na Fig. 2.9.

Para que o balanço de fluxo magnético no indutor de entrada L_s seja realizado, a sua tensão média deve ser nula. Portanto, através da forma de onda mostrada na Fig. 2.9(a), obtém-se

$$V_{in} \times (t_1 - t_0) = (V_o - V_c - V_{in}) \times (t_2 - t_1) \quad (2.36)$$

Onde:

$$t_1 - t_0 = D \times T_s \quad (2.37)$$

$$t_2 - t_1 = (1 - D) \times T_s \quad (2.38)$$

Normalizando a eq. (2.36), resulta:

$$\overline{V_c} = \overline{V_o} - \frac{1}{1 - D} \quad (2.39)$$

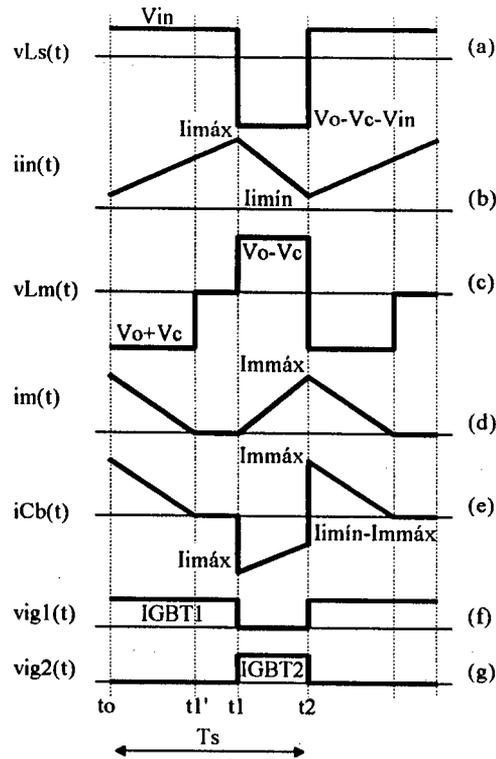


Fig. 2.9. Formas de ondas típicas para o modo III de operação.

Da mesma maneira, para o balanço de fluxo magnético no transformador, pode-se obter através da forma de onda mostrada na Fig. 2.9(c) o seguinte resultado:

$$(V_o + V_c) \times (t_1' - t_o) = (V_o - V_c) \times (t_2 - t_1) \quad (2.40)$$

Onde:

$$t_1' - t_o = \Delta t_{f1} \quad (2.41)$$

Substituindo (2.41) em (2.40), resulta a eq. (2.42) em sua forma normalizada:

$$\overline{\Delta t_{f1}} = (1 - D) \times \frac{\overline{V_o - V_c}}{\overline{V_o + V_c}} \quad (2.42)$$

Onde:

$$\overline{\Delta t_{f1}} = \frac{\Delta t_{f1}}{T_s} \quad (2.43)$$

A corrente média de saída normalizada é obtida através da Fig. 2.9(e). Evidentemente o valor médio da corrente de saída é calculado sobre a forma de onda retificada.

$$\gamma = \left(\frac{1-D}{K} \right) \times \left(\frac{\overline{V_o} - \overline{V_c}}{\overline{V_o} + \overline{V_c}} \right) \quad (2.44)$$

Finalmente, as equações que definem a característica externa do conversor para o modo III de operação podem ser reunidas em um sistema de equações não-lineares que deve ser resolvido numericamente.

$$\gamma = \left(\frac{1-D}{K} \right) \times \left(\frac{\overline{V_o} - \overline{V_c}}{\overline{V_o} + \overline{V_c}} \right) \quad (2.45)$$

$$\overline{V_c} = \overline{V_o} - \frac{1}{1-D} \quad (2.46)$$

$$\overline{\Delta t f 1} = (1-D) \times \frac{\overline{V_o} - \overline{V_c}}{\overline{V_o} + \overline{V_c}} \quad (2.47)$$

Novamente, a tensão de saída é dependente da corrente de carga.

2.4.4) MODO IV DE OPERAÇÃO

A análise deste item tem como base as formas de ondas da Fig. 2.10.

Inicialmente, o balanço de fluxo magnético no indutor de entrada L_s fornece o resultado expresso na eq. (2.48).

$$V_{in} \times (t_1 - t_0) + V_s \times (t_2 - t_2') = (V_o - V_c - V_{in}) \times (t_2' - t_1) \quad (2.48)$$

Onde:

$$t_1 - t_0 = D \times T_s \quad (2.49)$$

$$t_2' - t_1 = \Delta t r 1 \quad (2.50)$$

$$t_2 - t_2' = \Delta t r 2 = (1-D) \times T_s - \Delta t r 1 \quad (2.51)$$

Substituindo (2.49), (2.50) e (2.51) em (2.48), resulta a eq. (2.52) em sua forma normalizada.

$$\overline{\Delta t r 1} = \frac{D + \overline{V_s} \times (1-D)}{\overline{V_o} - \overline{V_c} + \overline{V_s} - 1} \quad (2.52)$$

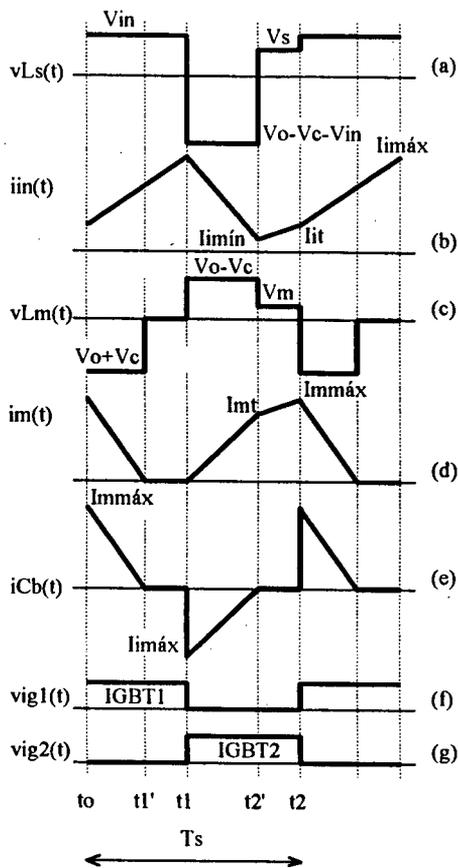


Fig. 2.10. Formas de ondas típicas para o modo IV de operação.

A eq. (2.53) é obtida através do balanço de fluxo magnético no ramo magnetizante do transformador representado pela indutância magnetizante L_m , cuja forma de onda da tensão está mostrada na Fig. 2.10(c).

$$(V_o - V_c) \times (t_2' - t_1) + V_m \times (t_2 - t_2') = (V_o + V_c) \times (t_1' - t_o) \quad (2.53)$$

Onde:

$$t_1' - t_o = \Delta t f_1 \quad (2.54)$$

Normalizando a eq. (2.53) e simplificando, resulta:

$$\overline{\Delta t f_1} = \frac{1}{V_o + V_c} \quad (2.55)$$

O balanço de carga elétrica no capacitor C_b produz o resultado em sua forma normalizada dado pela eq. (2.56). Este resultado garante que o valor médio da corrente através do capacitor C_b seja nulo.

$$\overline{\Delta t f 1} = \overline{\Delta t r 1} \times \sqrt{\frac{\frac{\overline{V_o - V_c} + \overline{V_o - V_c} - 1}{K}}{\frac{\overline{V_o + V_c}}{K}}} \quad (2.56)$$

Retificando-se a forma de onda mostrada na Fig. 2.10(e) e extraindo o seu valor médio, obtém-se a eq. (2.57) que representa a corrente média de saída em sua forma normalizada.

$$\gamma = \left(\frac{\overline{V_o + V_c}}{2 \times K} \right) \times \overline{\Delta t f 1}^2 + \left(\frac{\overline{V_o - V_c}}{K} + \overline{V_o - V_c} - 1 \right) \times \frac{\overline{\Delta t r 1}^2}{2} \quad (2.57)$$

Finalmente, as equações que definem a característica externa do conversor para o modo IV de operação podem ser reunidas em um sistema de equações não lineares que deve ser resolvido numericamente, onde a tensão de saída é dependente da corrente de carga.

$$\gamma = \left(\frac{\overline{V_o + V_c}}{2 \times K} \right) \times \overline{\Delta t f 1}^2 + \left(\frac{\overline{V_o - V_c}}{K} + \overline{V_o - V_c} - 1 \right) \times \frac{\overline{\Delta t r 1}^2}{2} \quad (2.58)$$

$$\overline{\Delta t r 1} = \frac{D + \overline{V_s} \times (1 - D)}{\overline{V_o - V_c} + \overline{V_s} - 1} \quad (2.59)$$

$$\overline{\Delta t f 1} = \frac{1}{\overline{V_o + V_c}} \quad (2.60)$$

$$\overline{\Delta t f 1} = \overline{\Delta t r 1} \times \sqrt{\frac{\frac{\overline{V_o - V_c} + \overline{V_o - V_c} - 1}{K}}{\frac{\overline{V_o + V_c}}{K}}} \quad (2.61)$$

2.5) CARACTERÍSTICA EXTERNA DO CONVERSOR CC/CC PWM ALIMENTADO EM CORRENTE

O traçado das curvas seguintes é baseado nos resultados expressos pelas equações obtidas. As curvas traçadas são da tensão de saída normalizada $\overline{V_o}$ em função da corrente de saída normalizada γ tomando-se D como parâmetro e fixando-se um valor para o fator K.

A Fig. 2.11(a) mostra a característica externa para $0,15 \leq D \leq 0,45$, enquanto a Fig. 2.11(b) mostra a característica externa para $0,55 \leq D \leq 0,85$. Ambas as curvas são traçadas considerando $K=1,0$.

Pela característica externa apresentada na figura (2.11), conclui-se:

- (a) o conversor opera como elevador de tensão;
- (b) o crescimento abrupto das curvas $\overline{V_o} \times \gamma$ indica que o conversor necessita de carga mínima;
- (c) a razão cíclica D é a variável de controle do fluxo de potência;
- (d) para uma determinada faixa de carga o conversor é absolutamente transparente, ou seja, possui impedância interna nula. No caso, esta faixa de carga é o próprio modo I de operação.

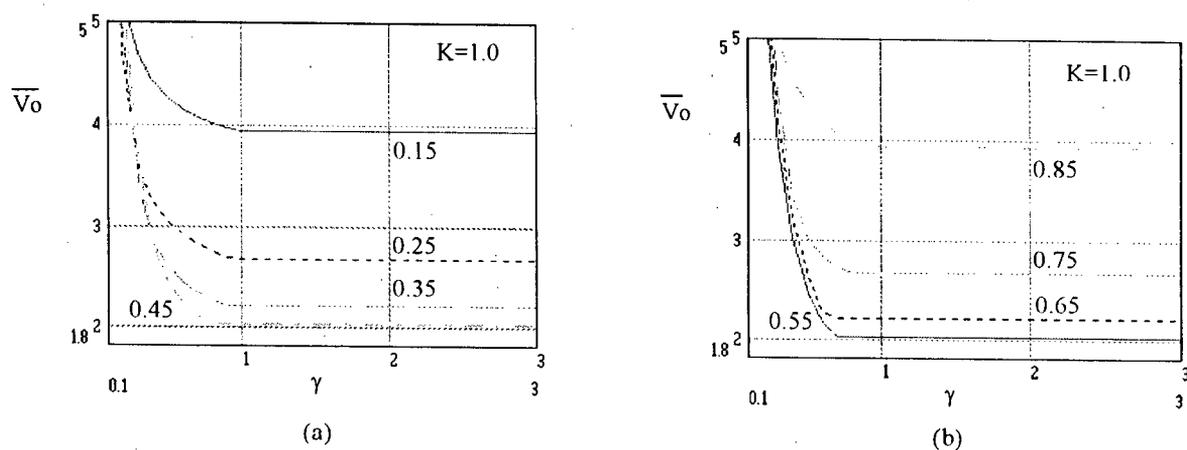


Fig. 2.11. Característica externa do conversor para $K=1,0$ e D como parâmetro.

A Fig. 2.12 mostra a influência do fator K sobre a característica externa do conversor. Nesta figura, a razão cíclica de operação foi fixada e o fator K sofreu a variação mostrada.

Verifica-se através da Fig. 2.12 que a faixa de operação no modo I torna-se mais larga, ou seja, o conversor é mais transparente à medida que o fator K sofre um aumento, justificando a escolha de $K=1,0$ para as curvas traçadas anteriormente.

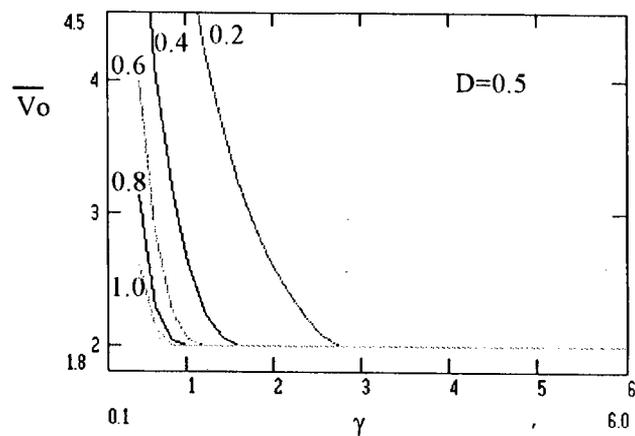


Fig. 2.12. Influência do fator K sobre a característica externa do conversor para $D=0,5$.

A Fig. 2.13 mostra a tensão normalizada sobre o capacitor C_b em função da corrente de carga normalizada para $K=1,0$ e a razão cíclica D como parâmetro. Esta curva representa a variação da tensão V_c para manter o balanço de fluxo magnético do transformador.

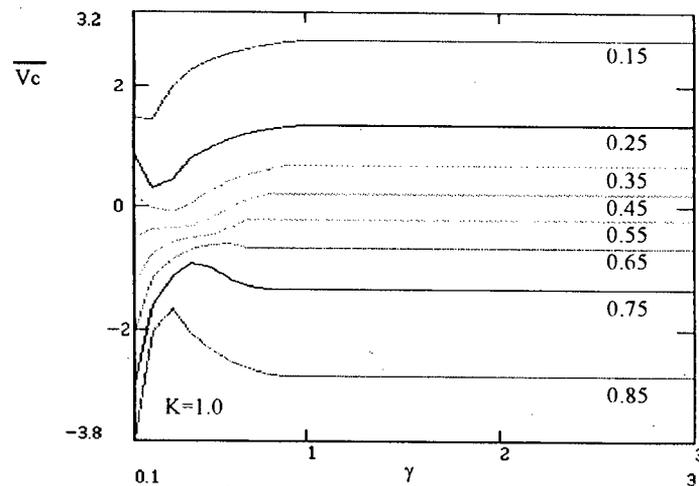


Fig. 2.13. Tensão normalizada sobre o capacitor C_b versus corrente de carga para $K=1,0$ e D como parâmetro.

2.6) CONCLUSÃO

Neste capítulo foi estudado um novo conversor CC/CC PWM alimentado em corrente, cuja desvantagem mais evidente é a comutação dissipativa.

Inicialmente, foram estabelecidas as principais vantagens que incentivaram o estudo. Em seguida, foi apresentado um estudo qualitativo do princípio de operação, estabelecendo as configurações topológicas possíveis e gerando, a partir destas, os modos de operação.

O estudo quantitativo estabeleceu as relações de interesse para o traçado da característica externa do conversor, mostrando que o conversor opera como elevador de tensão e a razão cíclica D é a variável de controle do fluxo de potência.

Finalizando, foi apresentado um estudo que mostrou a influência exercida pelo fator K sobre a característica externa do conversor, onde o aumento de K aumenta a faixa de carga sob a qual o conversor opera no modo I, ou seja, opera como conversor transparente. Assim, a escolha do fator $K=1,0$ para o traçado das curvas obtidas fica justificada, visto que para este valor a faixa de operação como conversor transparente torna-se suficientemente larga.

CAPÍTULO 3

FONTE CHAVEADA ALIMENTADA EM CORRENTE: ESFORÇOS, PROJETO E SIMULAÇÃO

3) FONTE CHAVEADA ALIMENTADA EM CORRENTE: ESFORÇOS, PROJETO E SIMULAÇÃO

3.1) INTRODUÇÃO

O objetivo deste capítulo é estabelecer as relações de projeto do conversor que foi caracterizado anteriormente. Estas relações são colocadas em gráficos com o intuito de facilitar o projeto propriamente dito.

Os resultados de simulação validam a análise realizada.

Finalmente, é estudado a influência causada pela indutância de dispersão na operação do conversor, introduzindo as relações básicas do projeto do circuito grampeador de tensão que ameniza as elevadas sobretensões produzidas pela dispersão durante o bloqueio das chaves.

3.2) ESFORÇOS DE TENSÃO E CORRENTE SOBRE AS CHAVES S1 E S2

3.2.1) TENSÃO MÁXIMA SOBRE AS CHAVES S1 E S2

As chaves principais são formadas pela combinação série dos componentes diodo e IGBT. Portanto, quando for referenciado o termo chave, deve-se entender como o arranjo de componentes descrito acima e mostrado na Fig. 3.1.

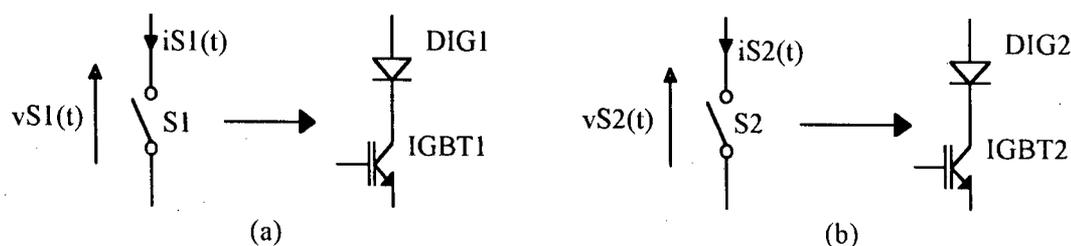


Fig. 3.1. Arranjo físico das chaves principais S1 e S2.

As equações (3.1) e (3.2), normalizadas, determinam os valores máximos de tensão sobre as chaves S1 e S2, respectivamente.

$$\overline{V_{s1m\acute{a}x}} = \overline{V_o} - \overline{V_c} \quad (3.1)$$

$$\overline{V_{s2m\acute{a}x}} = \overline{V_o} - \overline{V_c} \quad (3.2)$$

Onde:

$$\overline{Vs1m\acute{a}x} = \frac{Vs1m\acute{a}x}{V_{in}} \quad (3.3)$$

$$\overline{Vs2m\acute{a}x} = \frac{Vs2m\acute{a}x}{V_{in}} \quad (3.4)$$

$Vs1m\acute{a}x$: tensão máxima sobre a chave S1;

$Vs2m\acute{a}x$: tensão máxima sobre a chave S2.

As equações (3.1) e (3.2) estão representadas graficamente na Fig. 3.2.

Através da figura pode-se destacar o seguinte:

- (a) as chaves são submetidas a tensões elevadas;
- (b) as tensões sobre as chaves crescem abruptamente para baixos valores de carga;
- (c) a tensão máxima sobre a chave S1 aumenta com o aumento da razão cíclica;
- (d) a tensão máxima sobre a chave S2 decresce com o aumento da razão cíclica.

De acordo com a análise acima, verifica-se que as chaves ficam submetidas a elevados níveis de tensão. Portanto, se fosse utilizado o Mosfet na implementação das chaves S1 e S2, a sua alta resistência de condução causaria grandes perdas. Assim, justifica-se o uso do IGBT na implementação das chaves principais S1 e S2.

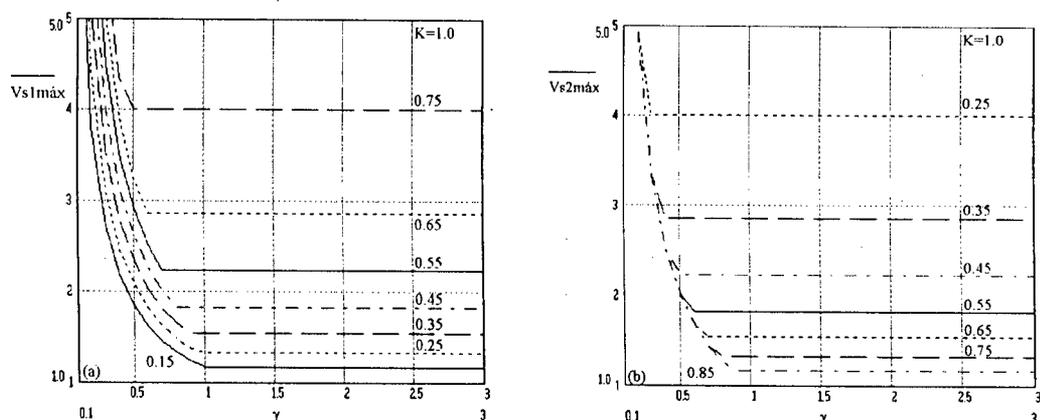


Fig. 3.2. Tensão máxima normalizada sobre as chaves S1 e S2 em função da corrente normalizada de carga para $K=1,0$ e D como parâmetro.

3.2.2) CORRENTE MÉDIA ATRAVÉS DAS CHAVES S1 E S2

As formas de ondas mostradas na Fig. 3.3 são usadas na análise que segue.

3.2.2.1) CORRENTE MÉDIA ATRAVÉS DAS CHAVES S1 E S2 PARA O MODO I DE OPERAÇÃO

Considerando as formas de ondas da Fig. 3.3(a), tem-se

$$\overline{IS1} = D \times \overline{Vo} \times \gamma \quad (3.5)$$

$$\overline{IS2} = (1 - D) \times \overline{Vo} \times \gamma \quad (3.6)$$

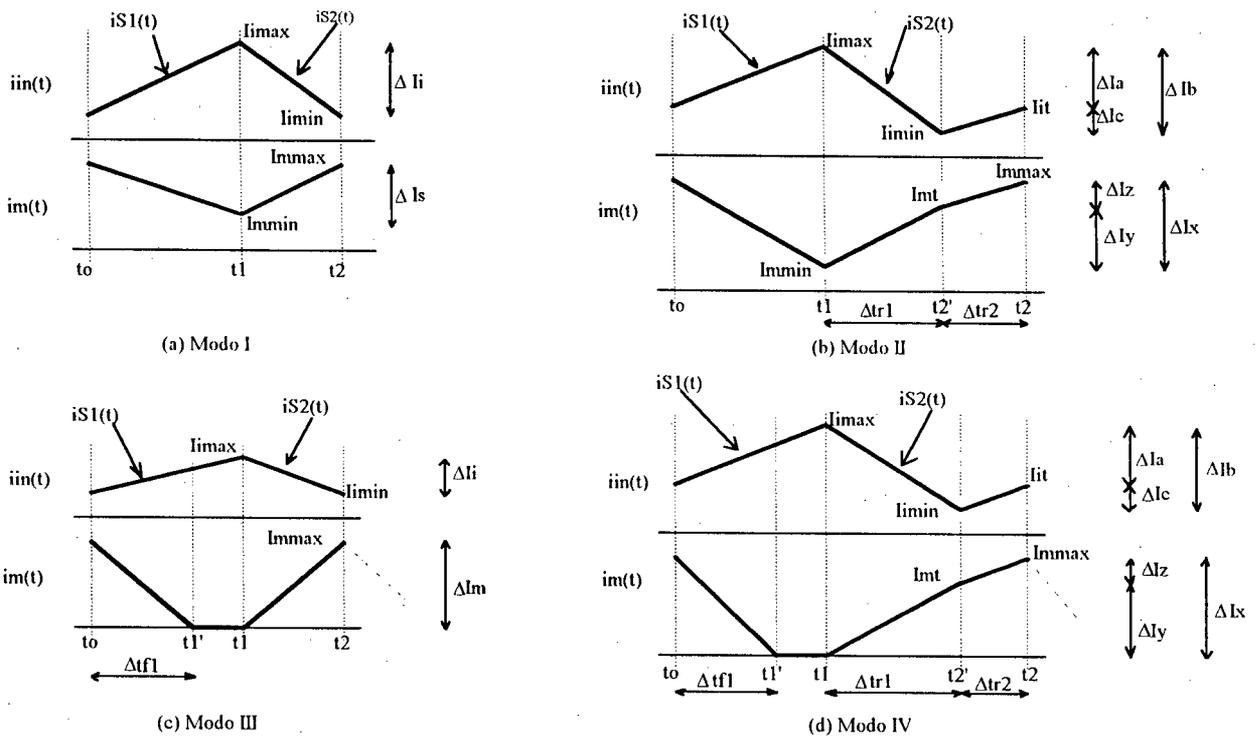


Fig. 3.3. Formas de ondas de corrente em S1, S2 e Lm para os quatro modos de operação

Onde:

$$\overline{IS1} = \frac{IS1 \times Ls}{Vin \times Ts} \quad (3.7)$$

$$\overline{IS2} = \frac{IS2 \times Ls}{Vin \times Ts} \quad (3.8)$$

IS1 : corrente média através chave S1;

IS2 : corrente média através chave S2.

3.2.2.2) CORRENTE MÉDIA ATRAVÉS DAS CHAVES S1 E S2 PARA O MODO II DE OPERAÇÃO

As equações (3.9) e (3.10) são obtidas através das formas de ondas da Fig. 3.3(b).

$$\overline{IS1} = D \times \overline{V_o} \times \gamma - \frac{\overline{\Delta tr1}}{2} \times \left[(\overline{V_o} - \overline{V_c}) \times (D^2 - D) + D \right] \quad (3.9)$$

$$\overline{IS2} = (1 - D) \times \overline{V_o} \times \gamma + \frac{\overline{\Delta tr1}}{2} \times \left[(\overline{V_o} - \overline{V_c}) \times (D^2 - D) + D \right] \quad (3.10)$$

Onde:

$$\overline{\Delta tr1} = \frac{D + \overline{V_s} \times (1 - D)}{\overline{V_o} - \overline{V_c} + \overline{V_s} - 1} \quad (3.11)$$

3.2.2.3) CORRENTE MÉDIA ATRAVÉS DAS CHAVES S1 E S2 PARA O MODO III DE OPERAÇÃO

De acordo com as formas de ondas mostradas na Fig. 3.3(c), obtém-se:

$$\overline{IS1} = D \times \overline{V_o} \times \gamma \quad (3.12)$$

$$\overline{IS2} = (1 - D) \times \overline{V_o} \times \gamma \quad (3.13)$$

3.2.2.4) CORRENTE MÉDIA ATRAVÉS DAS CHAVES S1 E S2 PARA O MODO IV DE OPERAÇÃO

Analogamente, para o modo IV, obtém-se:

$$\overline{IS1} = D \times \overline{V_o} \times \gamma - \frac{\overline{\Delta tr1}}{2} \times \left[(\overline{V_o} - \overline{V_c}) \times (D^2 - D) + D \right] \quad (3.14)$$

$$\overline{IS2} = (1 - D) \times \overline{V_o} \times \gamma + \frac{\overline{\Delta tr1}}{2} \times \left[(\overline{V_o} - \overline{V_c}) \times (D^2 - D) + D \right] \quad (3.15)$$

As equações obtidas anteriormente estão representadas graficamente na Fig. 3.4 em função da corrente de carga normalizada, para $K=1.0$ e D como parâmetro.

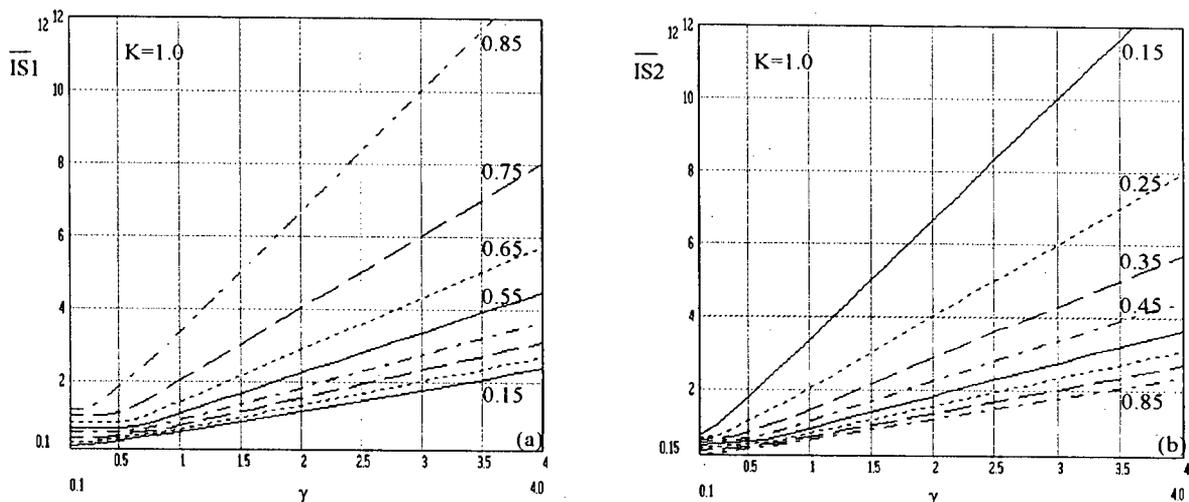


Fig. 3.4. Corrente média através das chaves S1 e S2 em função da corrente de carga normalizada para $K=1,0$ e D como parâmetro.

3.2.3) CORRENTE EFICAZ ATRAVÉS DAS CHAVES S1 E S2

Este item também é baseado nas formas de ondas mostradas na Fig. 3.3.

3.2.3.1) CORRENTE EFICAZ ATRAVÉS DAS CHAVES S1 E S2 PARA O MODO I DE OPERAÇÃO

Através da Fig. 3.3(a) pode-se determinar a forma normalizada das equações mostradas abaixo.

$$\overline{IS1ef} = \sqrt{\frac{D^3}{12} + (\overline{V_o} \times \gamma)^2} \times D \quad (3.16)$$

$$\overline{IS2ef} = \sqrt{(\overline{V_o} - \overline{V_c} - 1) \times \frac{(1-D)^3}{12} + (\overline{V_o} \times \gamma)^2} \times (1-D) \quad (3.17)$$

Onde:

$$\overline{IS1ef} = \frac{IS1ef \times L_s}{V_{in} \times T_s} \quad (3.18)$$

$$\overline{IS2ef} = \frac{IS2ef \times L_s}{V_{in} \times T_s} \quad (3.19)$$

$\overline{IS1ef}$: Corrente eficaz através da chave S1;

IS2ef : Corrente eficaz através da chave S2.

3.2.3.2) CORRENTE EFICAZ ATRAVÉS DAS CHAVES S1 E S2 PARA O MODO II DE OPERAÇÃO

Considere as formas de ondas mostradas na Fig. 3.3(b). Da análise determina-se as equações descritas abaixo.

$$\overline{IS1ef} = \sqrt{\frac{D^3}{3} + \overline{Iit} \times D^2 + \overline{Iit}^2 \times D} \quad (3.20)$$

Onde, \overline{Iit} está indicada na Fig. 3.3(b) e obedece a expressão normalizada seguinte:

$$\overline{Iit} = \left[\frac{D \times (\overline{Vo} - \overline{Vc}) - \overline{Vs}}{2} \right] \times \overline{\Delta tr1} + \frac{(1-D) \times \overline{Vs}}{2} + \overline{Vo} \times \gamma \quad (3.21)$$

Para a chave S2 a análise resultante está descrita a seguir.

$$\overline{IS2ef} = \sqrt{\overline{I1}^2 + \overline{I2}^2} \quad (3.22)$$

Onde:

$$\overline{I1} = \sqrt{(\overline{Vo} - \overline{Vc} - 1)^2 \times \frac{\overline{\Delta tr1}^3}{3} - (\overline{Vo} - \overline{Vc} - 1) \times \overline{Iimáx} \times \overline{\Delta tr1}^2 + \overline{Iimáx}^2 \times \overline{\Delta tr1}} \quad (3.23)$$

$$\overline{I2} = \sqrt{\overline{Vs}^2 \times \frac{(1-D-\overline{\Delta tr1})^3}{3} + \overline{Vs} \times \overline{Iimín} \times (1-D-\overline{\Delta tr1})^2 + \overline{Iimín}^2 \times (1-D-\overline{\Delta tr1})} \quad (3.24)$$

$$\overline{Iimáx} = \left[\frac{D \times (\overline{Vc} - \overline{Vo}) - \overline{Vs}}{2} \right] \times \overline{\Delta tr1} + \left(\frac{1-D}{2} \right) \times \overline{Vs} + D + \overline{Vo} \times \gamma \quad (3.25)$$

$$\overline{Iimín} = \left[\frac{D \times (\overline{Vc} - \overline{Vo}) + \overline{Vs}}{2} \right] \times \overline{\Delta tr1} - \left(\frac{1-D}{2} \right) \times \overline{Vs} + \overline{Vo} \times \gamma \quad (3.26)$$

$$\overline{Vs} = \frac{1}{1+K} \quad (3.27)$$

$$\overline{\Delta tr1} = \frac{D + \overline{V_s} \times (1 - D)}{\overline{V_o} - \overline{V_c} + \overline{V_s} - 1} \quad (3.28)$$

3.2.3.3) CORRENTE EFICAZ ATRAVÉS DAS CHAVES S1 E S2 PARA O MODO III DE OPERAÇÃO

Para este modo, as formas de ondas estão mostradas na Fig. 3.3(c). A análise determina as expressões mostradas a seguir.

$$\overline{IS1ef} = \sqrt{\frac{D^3}{12} + (\overline{V_o} \times \gamma)^2 \times D} \quad (3.29)$$

$$\overline{IS2ef} = \sqrt{(\overline{V_o} - \overline{V_c} - 1) \times \frac{(1 - D)^2}{12} + (\overline{V_o} \times \gamma)^2 \times (1 - D)} \quad (3.30)$$

3.2.3.4) CORRENTE EFICAZ ATRAVÉS DAS CHAVES S1 E S2 PARA O MODO IV DE OPERAÇÃO

Este modo de operação é analisado a partir das formas de ondas mostradas na Fig. 3.3(d).

Como resultados, são derivadas as expressões descritas a seguir.

$$\overline{IS1ef} = \sqrt{\frac{D^3}{3} + \overline{lit} \times D^2 + \overline{lit}^2 \times D} \quad (3.31)$$

Onde:

$$\overline{lit} = \left(\frac{\overline{V_o} - \overline{V_c}}{K} \right) \times \overline{\Delta tr1} + \overline{V_s} \times (1 - D - \overline{\Delta tr1}) \quad (3.32)$$

Para a chave S2 a análise resultante está descrita a seguir.

$$\overline{IS2ef} = \sqrt{\overline{I1}^2 + \overline{I2}^2} \quad (3.33)$$

Onde:

$$\overline{I1} = \sqrt{(\overline{V_o} - \overline{V_c} - 1)^2 \times \frac{\overline{\Delta tr1}^3}{3} - (\overline{V_o} - \overline{V_c} - 1) \times \overline{limáx} \times \overline{\Delta tr1}^2 + \overline{limáx}^2 \times \overline{\Delta tr1}} \quad (3.34)$$

$$\bar{I}_2 = \sqrt{\bar{V}_s^2 \times \frac{(1 - D - \overline{\Delta tr1})^3}{3} + \bar{V}_s \times \overline{I_{mín}} \times (1 - D - \overline{\Delta tr1})^2 + \overline{I_{mín}}^2 \times (1 - D - \overline{\Delta tr1})} \quad (3.35)$$

$$\overline{I_{máx}} = \left(\frac{\bar{V}_o - \bar{V}_c}{K} + \bar{V}_o - \bar{V}_c - 1 \right) \times \overline{\Delta tr1} \quad (3.36)$$

$$\overline{I_{mín}} = \left(\frac{\bar{V}_o - \bar{V}_c}{K} \right) \times \overline{\Delta tr1} \quad (3.37)$$

As equações estabelecidas estão representadas graficamente nas figuras 3.5 e 3.6.

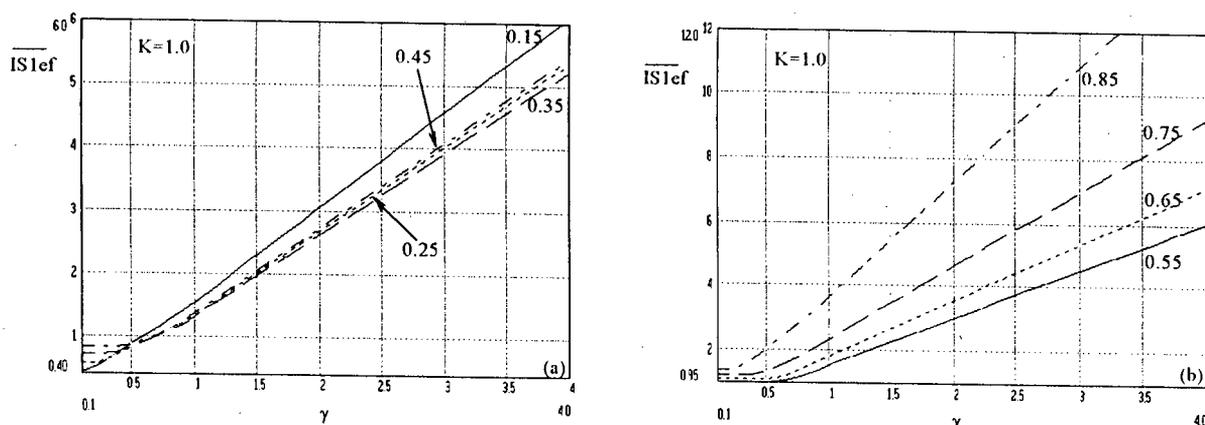


Fig. 3.5. Corrente eficaz normalizada na chave S1 para $K=1,0$ e D como parâmetro.

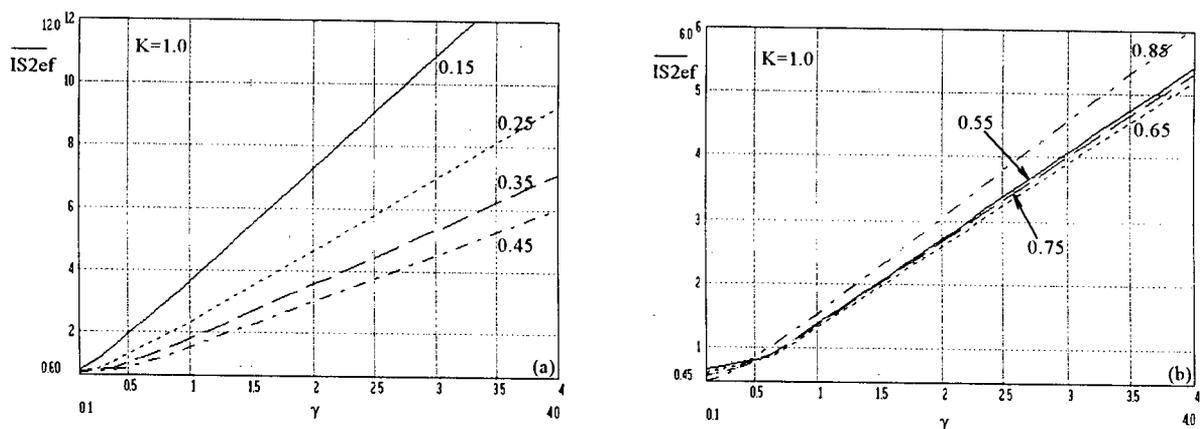


Fig. 3.6. Corrente eficaz normalizada na chave S2 para $K=1,0$ e D como parâmetro.

3.3) ESFORÇOS DE TENSÃO E CORRENTE SOBRE OS DIODOS DA PONTE RETIFICADORA DE SAÍDA

Este tópico analisa os esforços de tensão e corrente sobre os diodos da ponte retificadora. A ponte é formada pelos diodos D1, D2, D3 e D4. Os diodos D1 e D3 são denominados diodos ímpares e estão habilitados a conduzir corrente na ocasião em que a chave S2 estiver conduzindo. Os diodos D2 e D4 são denominados diodos pares e estão habilitados a conduzir corrente na ocasião em que a chave S1 estiver conduzindo, ou seja, apenas na desmagnetização do transformador.

3.3.1) TENSÃO DE PICO INVERSA MÁXIMA

Quando os diodos pares estão conduzindo, a tensão reversa aplicada sobre os diodos ímpares é a própria tensão de saída. Analogamente, quando os diodos ímpares conduzem, a tensão reversa aplicada sobre os diodos pares é igual a tensão de saída. Logo:

$$V_{piv} = V_o \quad (3.38)$$

V_{piv} : Tensão de pico inversa máxima aplicada sobre os diodos da ponte retificadora.

3.3.2) CORRENTE MÉDIA ATRAVÉS DOS DIODOS DA PONTE RETIFICADORA

Considere a Fig. 3.7, mostrada a seguir.

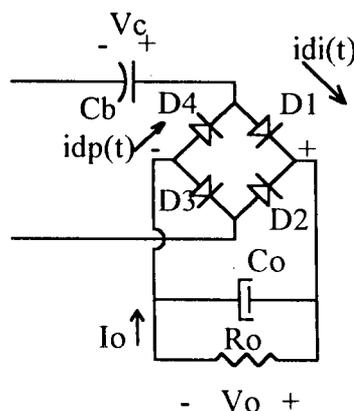


Fig. 3.7. Estágio de saída da fonte chaveada.

Inspeccionando-se esta figura conclui-se que os diodos da ponte dividem igualmente a corrente média de saída, visto que a corrente média através de C_b deve ser nula. Logo:

$$I_{dmd} = \frac{I_o}{2} \quad (3.39)$$

I_{dmd} : Corrente média através dos diodos retificadores.

3.3.3) CORRENTE DE PICO REPETITIVA ATRAVÉS DOS DIODOS RETIFICADORES

Neste item, os modos de operação são analisados individualmente e o resultado final é obtido através da concatenação dos resultados parciais. A análise é baseada nas formas de ondas mostradas na Fig. 3.8.

3.3.3.1) CORRENTE DE PICO REPETITIVA ATRAVÉS DOS DIODOS RETIFICADORES PARA O MODO I DE OPERAÇÃO

As equações (3.40) e (3.41) são determinadas a partir da Fig.3.8(a).

$$\overline{I_{dpp}} = \frac{I_{dpp} \times L_s}{V_{in} \times T_s} = (1-D) \times \overline{V_o} \times \gamma + D \times \left(\frac{\overline{V_o} + \overline{V_c}}{2 \times K} \right) \quad (3.40)$$

$$\overline{I_{dip}} = \frac{I_{dip} \times L_s}{V_{in} \times T_s} = \frac{D}{2} \times \left(1 + 2 \times \overline{V_o} \times \gamma + \frac{\overline{V_o} + \overline{V_c}}{K} \right) \quad (3.41)$$

I_{dpp} : Corrente de pico repetitiva através dos diodos pares;

I_{dip} : Corrente de pico repetitiva através dos diodos ímpares.

3.3.3.2) CORRENTE DE PICO REPETITIVA ATRAVÉS DOS DIODOS RETIFICADORES PARA O MODO II DE OPERAÇÃO

Segundo a Fig. 3.8(b), pode-se obter as equações abaixo.

$$\overline{I_{dpp}} = D \times \left(\frac{\overline{V_o} + \overline{V_c}}{2 \times K} \right) - \frac{1}{2 \times D} \times \left[\left(\frac{\overline{V_o} - \overline{V_c}}{2 \times K \times D} \right) - 1 \right] \times \overline{\Delta t r 1} + \frac{\gamma}{D} \quad (3.42)$$

$$\overline{I_{dip}} = \left(\frac{\overline{V_o} - \overline{V_c}}{K} + \overline{V_o} - \overline{V_c} - 1 \right) \times \overline{\Delta t r 1} \quad (3.43)$$

Onde:

$$\overline{\Delta tr1} = \frac{D + \overline{V_s} \times (1 - D)}{V_o - V_c + \overline{V_s} - 1} \quad (3.44)$$

3.3.3.3) CORRENTE DE PICO REPETITIVA ATRAVÉS DOS DIODOS RETIFICADORES PARA O MODO III DE OPERAÇÃO

Baseando-se na Fig. 3.8(c), chega-se a:

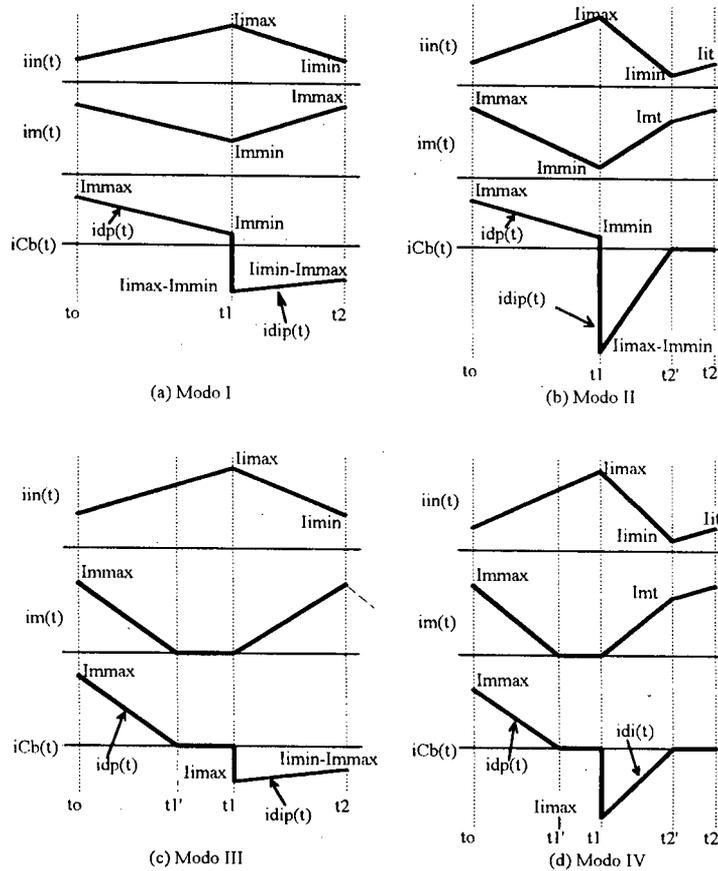


Fig. 3.8. Formas de ondas de $i_{in}(t)$, $i_m(t)$ e $i_{Cb}(t)$ para os quatro modos de operação.

$$\overline{Idpp} = \overline{V_o} \times \gamma + \frac{D}{2} \quad (3.45)$$

$$\overline{Idip} = \left(\frac{\overline{V_o} - \overline{V_c}}{K} \right) \times (1 - D) \quad (3.46)$$

3.3.3.4) CORRENTE DE PICO REPETITIVA ATRAVÉS DOS DIODOS RETIFICADORES PARA O MODO IV DE OPERAÇÃO

Através da Fig. 3.8(d) determina-se as expressões (3.47) e (3.48).

$$\overline{Idpp} = \left(\frac{\overline{V_o} - \overline{V_c}}{K} \right) \times \overline{\Delta tr1} + \left(\frac{1 - \overline{V_s}}{K} \right) \times (1 - D - \overline{\Delta tr1}) \quad (3.47)$$

$$\overline{Idip} = \left(\frac{\overline{V_o} - \overline{V_c}}{K} + \overline{V_o} - \overline{V_c} - 1 \right) \times \overline{\Delta tr1} \quad (3.48)$$

Os resultados parciais combinados geram as curvas mostradas na Fig. 3.9.

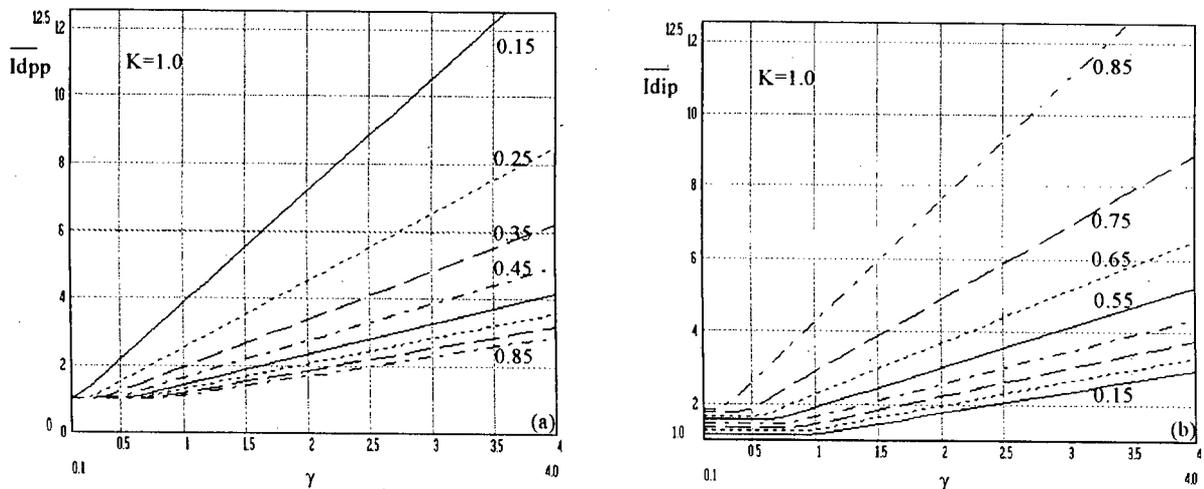


Fig. 3.9. Corrente de pico repetitiva normalizada através dos diodos retificadores para $K=1,0$ e D como parâmetro

3.4) CORRENTE EFICAZ ATRAVÉS DO CAPACITOR DE BALANÇO CB

3.4.1) CORRENTE EFICAZ ATRAVÉS DO CAPACITOR DE BALANÇO CB PARA O MODO I DE OPERAÇÃO

As expressões normalizadas (3.49), (3.50) e (3.51) são o resultado da análise feita sobre as formas de ondas mostradas na Fig. 3.8(a).

$$\overline{ICbef} = \frac{ICbef \times Ls}{V_{in} \times T_s} = \sqrt{\overline{I1}^2 + \overline{I2}^2} \quad (3.49)$$

Onde:

$$\overline{I1} = \sqrt{\left(\frac{\overline{V_o} + \overline{V_c}}{K} \right)^2 \times \frac{D^3}{12} + (\overline{V_o} \times \gamma)^2 \times D \times (1 - D)^2} \quad (3.50)$$

$$\overline{I_2} = \sqrt{\left(\frac{\overline{V_o} - \overline{V_c}}{K} + \overline{V_o} - \overline{V_c} - 1\right)^2 \times \frac{(1-D)^3}{12} + (\overline{V_o} \times \gamma) \times D^2 \times (1-D)} \quad (3.51)$$

ICbef : corrente eficaz através do capacitor de balanço Cb.

3.4.2) CORRENTE EFICAZ ATRAVÉS DO CAPACITOR DE BALANÇO CB PARA O MODO II DE OPERAÇÃO

As expressões normalizadas que resultam da análise das formas de ondas da Fig. 3.8(b) estão mostradas a seguir.

$$\overline{ICbef} = \sqrt{\overline{I_1}^2 + \overline{I_2}^2} \quad (3.52)$$

$$\overline{I_1}^2 = \sqrt{\left(\frac{\overline{V_o} + \overline{V_c}}{K}\right)^2 \times \frac{D^3}{3} - \left(\frac{\overline{V_o} + \overline{V_c}}{K}\right) \times \overline{Im\ máx} \times D^2 + \overline{Im\ máx}^2 \times D} \quad (3.53)$$

$$\overline{I_2} = \sqrt{\left(\frac{\overline{V_o} - \overline{V_c}}{K} + \overline{V_o} - \overline{V_c} - 1\right) \times \frac{\overline{\Delta tr1}^3}{3}} \quad (3.54)$$

Onde:

$$\overline{Im\ máx} = \left[\left(\frac{K+2}{2 \times K} \right) \times \overline{V_s} - \frac{1}{K} + \frac{D}{2} \times (\overline{V_o} - \overline{V_c}) \right] \times \overline{\Delta tr1} - \overline{V_s} \times \frac{(1-D) \times (K+2)}{2 \times K} + \overline{V_o} \times \gamma + \left(\frac{1-D}{K} \right) \quad (3.55)$$

$$\overline{\Delta tr1} = \frac{D + \overline{V_s} \times (1-D)}{\overline{V_o} - \overline{V_c} + \overline{V_s} - 1} \quad (3.56)$$

3.4.3) CORRENTE EFICAZ ATRAVÉS DO CAPACITOR DE BALANÇO CB PARA O MODO III DE OPERAÇÃO

Considerando as formas de ondas da Fig. 3.8(c), as expressões normalizadas resultantes são descritas a seguir.

$$\overline{ICbef} = \sqrt{\overline{I_1}^2 + \overline{I_2}^2} \quad (3.57)$$

$$\overline{I_1} = \sqrt{\left(\frac{\overline{V_o} + \overline{V_c}}{K}\right) \times \frac{\overline{\Delta tf1}^3}{3}} \quad (3.58)$$

$$\overline{I_2} = \sqrt{\left(\frac{\overline{V_o - V_c}}{K} + \overline{V_o - V_c} - 1 \right)^2 \times \frac{(1-D)^3}{3} - \left(\frac{\overline{V_o - V_c}}{K} + \overline{V_o - V_c} - 1 \right) \times \overline{I_{máx}} \times (1-D)^2 + \overline{I_{máx}}^2 \times (1-D)} \quad (3.59)$$

Onde:

$$\overline{I_{mín}} = \overline{V_o} \times \gamma + (\overline{V_o} - \overline{V_c} - 1) \times \frac{(1-D)}{2} \quad (3.60)$$

$$\overline{\Delta t f 1} = (1-D) \times \left(\frac{\overline{V_o} - \overline{V_c}}{\overline{V_o} + \overline{V_c}} \right) \quad (3.61)$$

3.4.4) CORRENTE EFICAZ ATRAVÉS DO CAPACITOR DE BALANÇO C_B PARA O MODO IV DE OPERAÇÃO

Através da Fig. 3.8(d) determina-se as expressões normalizadas abaixo:

$$\overline{I_{Cbef}} = \sqrt{\overline{I_1}^2 + \overline{I_2}^2} \quad (3.62)$$

$$\overline{I_1} = \sqrt{\left(\frac{\overline{V_o} + \overline{V_c}}{K} \right)^2 \times \frac{\overline{\Delta t f 1}^3}{3}} \quad (3.63)$$

$$\overline{I_2} = \sqrt{\left(\frac{\overline{V_o} - \overline{V_c}}{K} + \overline{V_o} - \overline{V_c} - 1 \right) \times \frac{\overline{\Delta t r 1}^3}{3}} \quad (3.64)$$

Onde:

$$\overline{\Delta t f 1} = \frac{1}{\overline{V_o} + \overline{V_c}} \quad (3.65)$$

$$\overline{\Delta t r 1} = \frac{D + \overline{V_s} \times (1-D)}{\overline{V_o} - \overline{V_c} + \overline{V_s} - 1} \quad (3.66)$$

As expressões determinadas anteriormente estão mostradas graficamente na Fig. 3.10.

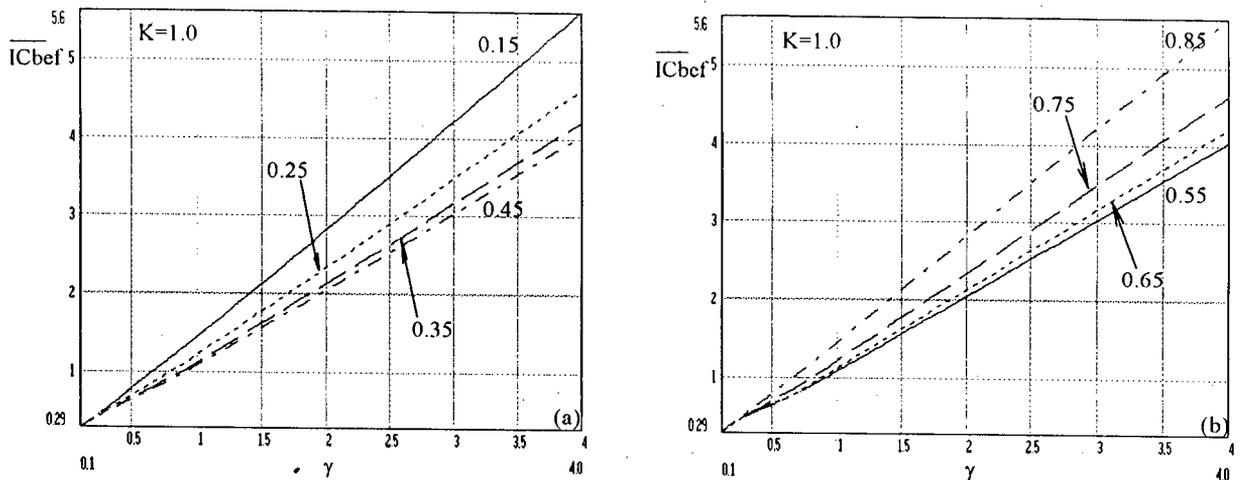


Fig. 3.10. Corrente eficaz normalizada através do capacitor de balanço C_b para $K=1,0$ e D como parâmetro

3.5) CORRENTE EFICAZ ATRAVÉS DO CAPACITOR DE FILTRAGEM C_o

3.5.1) CORRENTE EFICAZ ATRAVÉS DO CAPACITOR DE FILTRAGEM C_o PARA O MODO I DE OPERAÇÃO

Considerando as formas de ondas da Fig. 3.8(a), obtém-se as equações normalizadas descritas abaixo.

$$\overline{I_{Coef}} = \frac{I_{Coef} \times L_s}{V_{in} \times T_s} = \sqrt{\overline{I_1}^2 + \overline{I_2}^2} \quad (3.67)$$

Onde:

$$\overline{I_1} = \sqrt{\left(\frac{\overline{V_o} + \overline{V_c}}{K}\right)^2 \times \frac{D^3}{3} - \left(\frac{\overline{V_o} + \overline{V_c}}{K}\right) \times (\overline{I_{m\,m\,áx}} - \gamma) \times D^2 + (\overline{I_{m\,m\,áx}} - \gamma)^2 \times D} \quad (3.68)$$

$$\overline{I_2} = \sqrt{\overline{V_x} \times \frac{(1-D)^3}{3} - \overline{V_x} \times (\overline{I_{m\,áx}} - \overline{I_{m\,m\,ín}} - \gamma) \times (1-D)^2 + (\overline{I_{m\,áx}} - \overline{I_{m\,m\,ín}} - \gamma)^2 \times (1-D)} \quad (3.69)$$

$$\overline{V_x} = \left(\frac{\overline{V_o} - \overline{V_c}}{K} + \overline{V_o} - \overline{V_c} - 1\right) \quad (3.70)$$

$$\overline{\text{Im máx}} = \overline{V_o} \times \gamma + (\overline{V_o} - \overline{V_c} - 1) \times \frac{(1-D)}{2} \quad (3.71)$$

$$\overline{\text{Im máx}} = (1-D) \times \overline{V_o} \times \gamma + \left(\frac{\overline{V_o} + \overline{V_c}}{2 \times K} \right) \times D \quad (3.72)$$

$$\overline{\text{Im mín}} = (1-D) \times \overline{V_o} \times \gamma - \left(\frac{\overline{V_o} - \overline{V_c}}{2 \times K} \right) \times (1-D) \quad (3.73)$$

ICoef : corrente eficaz através do capacitor de filtragem Co.

3.5.2) CORRENTE EFICAZ ATRAVÉS DO CAPACITOR DE FILTRAGEM Co PARA O MODO II DE OPERAÇÃO

As formas de ondas básicas para a análise estão mostradas na Fig. 3.8(b), cujos resultados mais importantes estão descritos a seguir.

$$\overline{\text{ICoef}} = \sqrt{\overline{I_1^2} + \overline{I_2^2} + \overline{I_3^2}} \quad (3.74)$$

Onde:

$$\overline{I_1} = \sqrt{\left(\frac{\overline{V_o} + \overline{V_c}}{K} \right)^2 \times \frac{D^3}{3} - \left(\frac{\overline{V_o} + \overline{V_c}}{K} \right) \times (\overline{\text{Im máx}} - \gamma) \times D^2 + (\overline{\text{Im máx}} - \gamma)^2 \times D} \quad (3.75)$$

$$\overline{I_2} = \sqrt{\overline{V_x^2} \times \frac{\overline{\Delta t r_1^3}}{3} - \overline{V_x} \times \gamma \times \overline{\Delta t r_1^2} + \gamma^2 \times \overline{\Delta t r_1}} \quad (3.76)$$

$$\overline{I_3} = \gamma \times \sqrt{1-D - \overline{\Delta t r_1}} \quad (3.77)$$

$$\overline{V_x} = \left(\frac{\overline{V_o} - \overline{V_c}}{K} + \overline{V_o} - \overline{V_c} - 1 \right) \quad (3.78)$$

$$\overline{\text{Im máx}} = \left[\left(\frac{K+2}{2 \times K} \right) \times \overline{V_s} - \frac{1}{K} + \frac{D}{2} \times (\overline{V_o} - \overline{V_c}) \right] \times \overline{\Delta t r_1} - \overline{V_s} \times \frac{(1-D) \times (K+2)}{2 \times K} + \overline{V_o} \times \gamma + \left(\frac{1-D}{K} \right) \quad (3.79)$$

$$\overline{\Delta t r_1} = \frac{D + \overline{V_s} \times (1-D)}{\overline{V_o} - \overline{V_c} + \overline{V_s} - 1} \quad (3.80)$$

3.5.3) CORRENTE EFICAZ ATRAVÉS DO CAPACITOR DE FILTRAGEM CO PARA O MODO III DE OPERAÇÃO

Considerando as formas de ondas da Fig. 3.8(c), determina-se as expressões normalizadas descritas a seguir.

$$\overline{I_{Coef}} = \sqrt{\overline{I_1^2} + \overline{I_2^2} + \overline{I_3^2}} \quad (3.81)$$

Onde:

$$\overline{I_1} = \sqrt{\left(\frac{\overline{V_o} + \overline{V_c}}{K}\right)^2 \times \frac{\Delta tf1^3}{3} - \left(\frac{\overline{V_o} + \overline{V_c}}{K}\right) \times \gamma \times \overline{\Delta tf1}^2 + \gamma^2 \times \overline{\Delta tf1}} \quad (3.82)$$

$$\overline{I_2} = \gamma \times \sqrt{D - \overline{\Delta tf1}} \quad (3.83)$$

$$\overline{I_3} = \sqrt{\overline{V_x}^2 \times \frac{(1-D)^3}{3} - \overline{V_x} \times (\overline{I_{máx}} - \gamma) \times (1-D)^2 + (\overline{I_{máx}} - \gamma)^2 \times (1-D)} \quad (3.84)$$

$$\overline{V_x} = \left(\frac{\overline{V_o} - \overline{V_c}}{K} + \overline{V_o} - \overline{V_c} - 1 \right) \quad (3.85)$$

$$\overline{I_{máx}} = \overline{V_o} \times \gamma + (\overline{V_o} - \overline{V_c} - 1) \times \frac{(1-D)}{2} \quad (3.86)$$

$$\overline{\Delta tf1} = (1-D) \times \left(\frac{\overline{V_o} - \overline{V_c}}{\overline{V_o} + \overline{V_c}} \right) \quad (3.87)$$

3.5.4) CORRENTE EFICAZ ATRAVÉS DO CAPACITOR DE FILTRAGEM CO PARA O MODO IV DE OPERAÇÃO

Para o modo IV, resulta da análise da corrente eficaz através do capacitor de filtragem Co as expressões descritas a seguir.

$$\overline{I_{Coef}} = \sqrt{\overline{I_1^2} + \overline{I_2^2} + \overline{I_3^2} + \overline{I_4^2}} \quad (3.88)$$

Onde:

$$\overline{I_1} = \sqrt{\left(\frac{\overline{V_o} + \overline{V_c}}{K}\right)^2 \times \frac{\Delta tf1^3}{3} - \left(\frac{\overline{V_o} + \overline{V_c}}{K}\right) \times \gamma \times \overline{\Delta tf1}^2 + \gamma^2 \times \overline{\Delta tf1}} \quad (3.89)$$

$$\bar{I}_2 = \gamma \times \sqrt{D - \Delta t f 1} \quad (3.90)$$

$$\bar{I}_3 = \sqrt{\bar{V}_x^2 \times \frac{\Delta t r 1^3}{3} - \bar{V}_x \times \gamma \times \Delta t r 1^2 + \gamma^2 \times \Delta t r 1} \quad (3.91)$$

$$\bar{I}_4 = \gamma \cdot \sqrt{1 - D - \Delta t r 1} \quad (3.92)$$

$$\bar{V}_x = \left(\frac{V_o - V_c}{K} + V_o - V_c - 1 \right) \quad (3.93)$$

$$\Delta t r 1 = \frac{D + \bar{V}_s \cdot (1 - D)}{V_o - V_c + \bar{V}_s - 1} \quad (3.94)$$

$$\Delta t f 1 = \frac{1}{V_o + V_c} \quad (3.95)$$

Finalmente, as equações determinadas previamente estão representadas graficamente na Fig.

3.11.

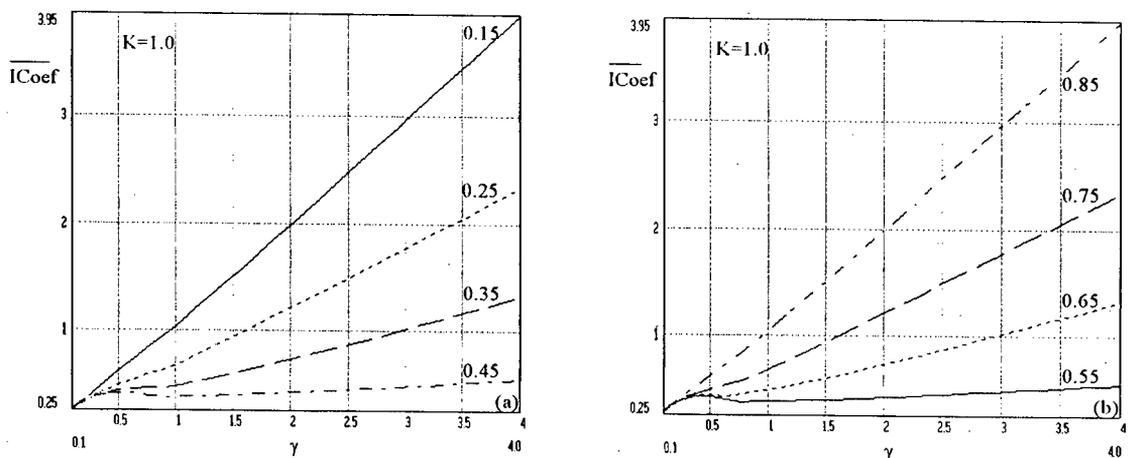


Fig. 3.11. Corrente eficaz normalizada através do capacitor de filtragem C_o para $K=1,0$ e D como parâmetro.

3.6) PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO

3.6.1) ESPECIFICAÇÕES PARA PROJETO

(a) Tensão de entrada $V_{in}=48V$;

(b) Tensão de saída $V_o=97V$;

- (c) Potência nominal de saída $P_o=400W$;
- (d) Potência mínima de saída $P_{omín}=80W$;
- (e) Frequência de chaveamento $f_s=40KHz$.

3.6.2) CÁLCULO DA RAZÃO CÍCLICA

É interessante limitar a operação do conversor ao modo I, visto que para este modo a tensão de saída não depende da carga. Esta linearidade facilitaria a implementação de uma malha de controle da tensão de saída.

A característica de transferência do conversor é dada pela equação seguinte.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{2 \times D \times (1 - D)} \quad (3.96)$$

A partir de (3.96) e das especificações de projeto, determina-se:

$$D = 0,45 \quad \text{ou} \quad D = 0,55 \quad (3.97)$$

A fim de reduzir a corrente média através da indutância magnetizante L_m é adequado operar o conversor com $D > 0,5$, assim, escolhe-se $D = 0,55$. Esta escolha pode ser justificada através da Fig. 3.4(b) que mostra a corrente média através da chave S2 diminuindo com o aumento da razão cíclica D . Ora, a corrente média através da indutância magnetizante do transformador é a própria corrente média através da chave S2, assim, com o objetivo de reduzir a corrente média através da indutância magnetizante do transformador justifica-se operar o conversor com $D > 0,5$.

3.6.3) LOCALIZAÇÃO DA FAIXA DE OPERAÇÃO NA CARACTERÍSTICA DE SAÍDA

- (a) Tensão de saída normalizada:

$$\overline{V_o} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{97}{48} \cong 2,02 \quad (3.98)$$

- (b) Corrente de saída normalizada:

- (b.1) Carga mínima:

$$\gamma_{\min} = \frac{I_{omín} \times L_s}{V_{in} \times T_s} = \frac{0,82 \times 800 \times 10^{-6}}{48 \times 25^{-6}} \cong 0,55 \quad (3.99)$$

(b.2) Carga nominal:

$$\gamma_{\text{nom}} = \frac{I_{\text{onom}} \times L_s}{V_{\text{in}} \times T_s} = \frac{4,12 \times 800 \times 10^{-6}}{48 \times 25^{-6}} \cong 2,75 \quad (3.100)$$

3.6.4) CÁLCULO DA INDUTÂNCIA MAGNETIZANTE MÍNIMA

Para que o conversor opere apenas no modo I é necessário que a corrente através da indutância magnetizante L_m não se anule durante o período de funcionamento. O caso crítico está ilustrado na Fig. 3.12.

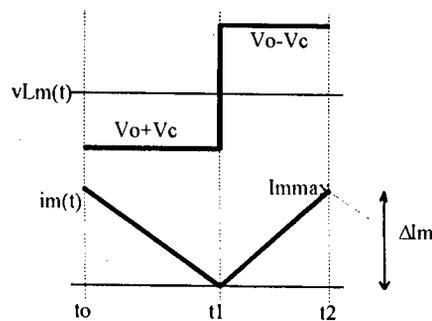


Fig. 3.12. Condução crítica em L_m .

Através da figura anterior e considerando que a corrente média na chave S2 é igual a corrente média através de L_m , obtém-se:

$$L_{m_{\text{mín}}} = \frac{V_{\text{in}}}{2 \times (1-D) \times I_{\text{in}_{\text{mín}}} \times f_s} \quad (3.101)$$

Onde:

$L_{m_{\text{mín}}}$: indutância magnetizante mínima;

$I_{\text{in}_{\text{mín}}}$: corrente de entrada para a condição de carga mínima.

Para os valores especificados, resulta:

$$L_{m_{\text{mín}}} = \frac{48}{2 \times (1-0,55) \times 1,67 \times 40 \times 10^3} \cong 800 \mu\text{H} \quad (3.102)$$

Para o fator $K=1,0$, chega-se a:

$$L_s = \frac{L_m}{K} \cong 800 \mu\text{H} \quad (3.103)$$

3.6.5) ESFORÇOS DE TENSÃO E CORRENTE NA CHAVE S1 PARA A CONDIÇÃO NOMINAL

(a) Tensão máxima, Fig. 3.2(a):

$$VS1m\acute{a}x = \overline{VS1m\acute{a}x} \times Vin = 2,3 \times 48 \cong 110,4V \quad (3.104)$$

(b) Corrente média, Fig. 3.4(a):

$$IS1 = \frac{\overline{IS1} \times Vin}{Ls \times fs} = \frac{3 \times 48}{800 \times 10^{-6} \times 40 \times 10^{-6}} \cong 4,5A \quad (3.105)$$

(c) Corrente eficaz, Fig. 3.5(b):

$$IS1ef = \frac{\overline{IS1ef} \times Vin}{Ls \times fs} = \frac{4 \times 48}{800 \times 10^{-6} \times 40 \times 10^{-6}} \cong 6A \quad (3.106)$$

3.6.6) ESFORÇOS DE TENSÃO E CORRENTE NA CHAVE S2 PARA A CONDIÇÃO NOMINAL

(a) Tensão máxima, Fig. 3.2(b):

$$VS2m\acute{a}x = \overline{VS2m\acute{a}x} \times Vin = 1,8 \times 48 \cong 86,4V \quad (3.107)$$

(b) Corrente média, Fig. 3.4(b):

$$IS2 = \frac{\overline{IS2} \times Vin}{Ls \times fs} = \frac{2,5 \times 48}{800 \times 10^{-6} \times 40 \times 10^{-6}} \cong 3,75A \quad (3.108)$$

(c) Corrente eficaz, Fig. 3.6(b):

$$IS2ef = \frac{\overline{IS2ef} \times Vin}{Ls \times fs} = \frac{3,75 \times 48}{800 \times 10^{-6} \times 40 \times 10^{-6}} \cong 5,625A \quad (3.109)$$

3.6.7) ESFORÇOS DE TENSÃO E CORRENTE SOBRE OS DIODOS RETIFICADORES

(a) Tensão de pico inversa, eq. (3.38):

$$Vpiv = Vo = 97V \quad (3.110)$$

(b) Corrente média, eq. (3.39):

$$Idmd = \frac{Io}{2} \cong 2,07A \quad (3.111)$$

(c) Corrente de pico:

(c.1) Diodos pares D2 e D4, Fig. 3.9(a):

$$I_{dpp} = \frac{\overline{I_{dpp}} \times V_{in}}{L_s \times f_s} = \frac{3 \times 48}{800 \times 10^{-6} \times 40 \times 10^3} \cong 4,5A \quad (3.112)$$

(c.2) Diodos ímpares D1 e D3, Fig. 3.9(b):

$$I_{dip} = \frac{\overline{I_{dip}} \times V_{in}}{L_s \times f_s} = \frac{3,6 \times 48}{800 \times 10^{-6} \times 40 \times 10^3} \cong 5,4A \quad (3.113)$$

3.6.8) CORRENTE EFICAZ ATRAVÉS DO CAPACITOR DE BALANÇO C_B

Através da Fig. 3.10(b), obtém-se:

$$I_{Cbef} = \frac{\overline{I_{Cbef}} \times V_{in}}{L_s \times f_s} = \frac{3,0 \times 48}{800 \times 10^{-6} \times 40 \times 10^3} \cong 4,5A \quad (3.114)$$

3.6.9) CORRENTE EFICAZ ATRAVÉS DO CAPACITOR DE FILTRAGEM C_o

Pelo gráfico da Fig. 3.11(b), resulta:

$$I_{Coef} = \frac{\overline{I_{Coef}} \times V_{in}}{L_s \times f_s} = \frac{0,5 \times 48}{800 \times 10^{-6} \times 40 \times 10^3} \cong 0,75A \quad (3.115)$$

3.7) RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A Fig. 3.13 mostra o circuito projetado e simulado com o programa de simulação SCVOLT

[10].

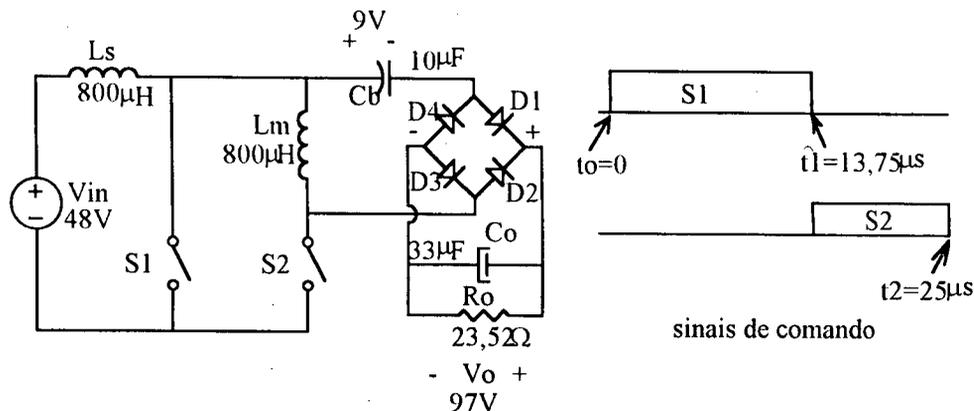


Fig. 3.13. Esquema do circuito projetado e simulado.

A Fig. 3.14 mostra a tensão e a corrente sobre as chaves S1 e S2.

A Fig. 3.15 mostra a tensão e a corrente sobre Ls e Lm.

A Fig. 3.16 mostra a tensão e a corrente através dos diodos da ponte retificadora.

A Fig. 3.17 mostra a tensão e a corrente sobre os capacitores Cb e Co.

As formas de ondas obtidas através da simulação digital estão em pleno acordo com aquelas previstas no capítulo anterior, validando a análise desenvolvida até o momento.

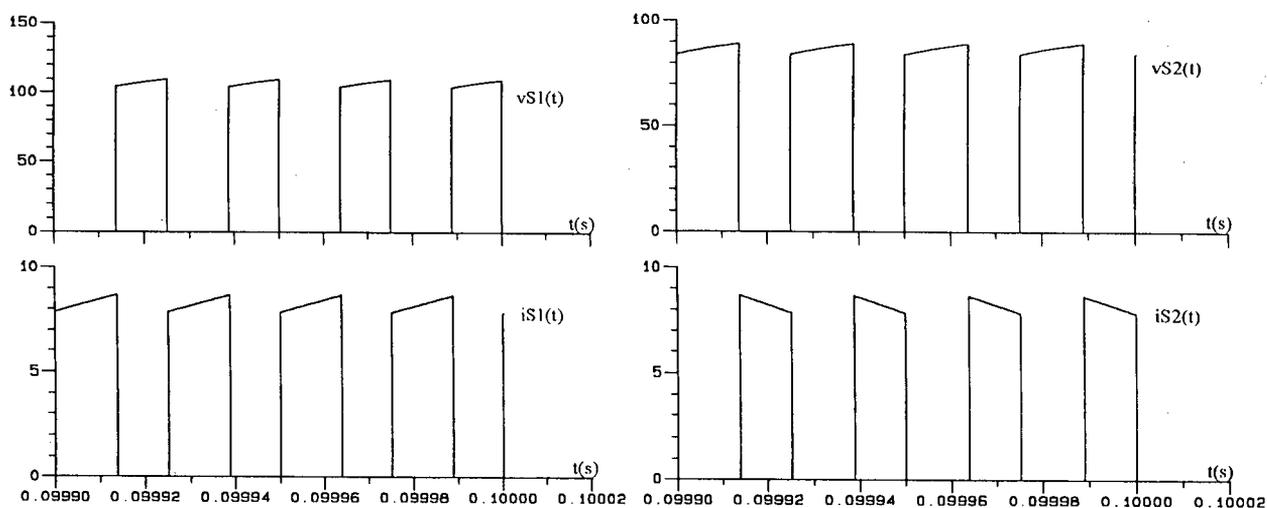


Fig. 3.14. Tensão e corrente sobre as chaves S1 e S2.

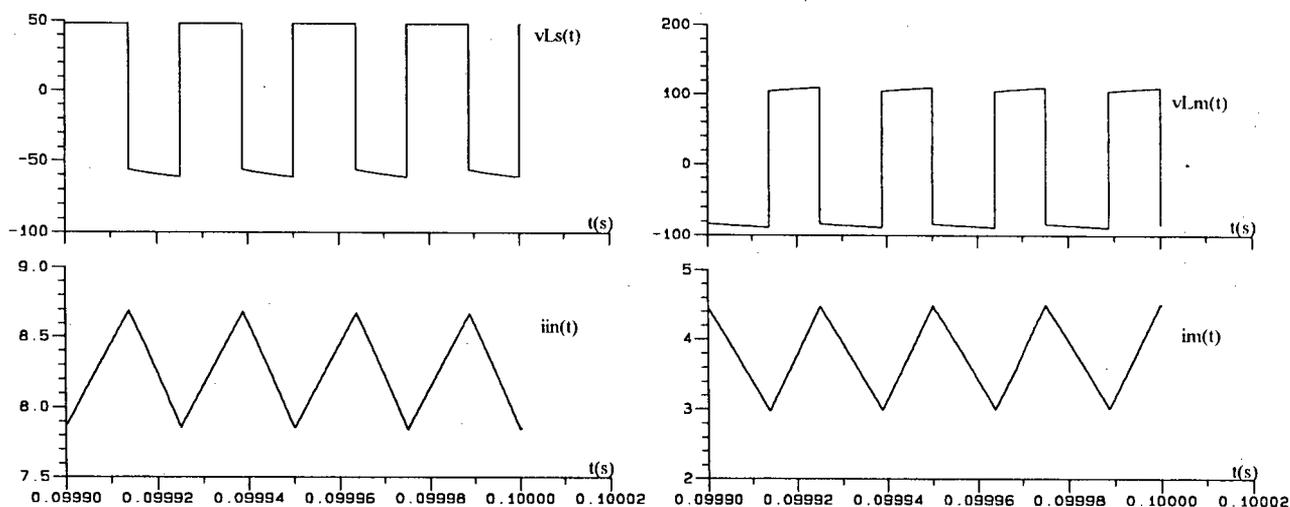


Fig. 3.15. Tensão e corrente sobre Ls e Lm.

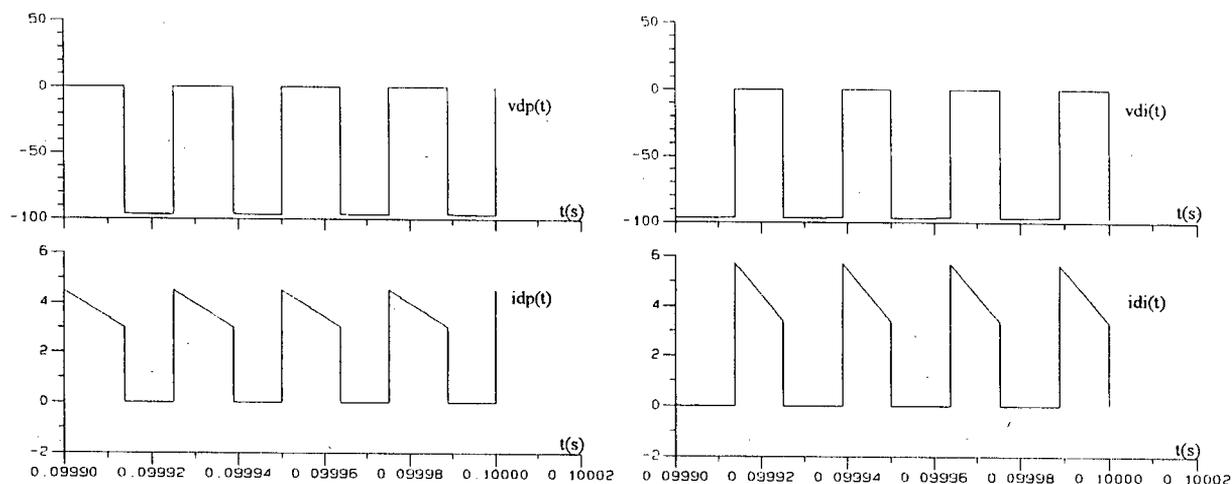


Fig. 3.16. Tensão e corrente sobre os diodos da ponte retificadora.

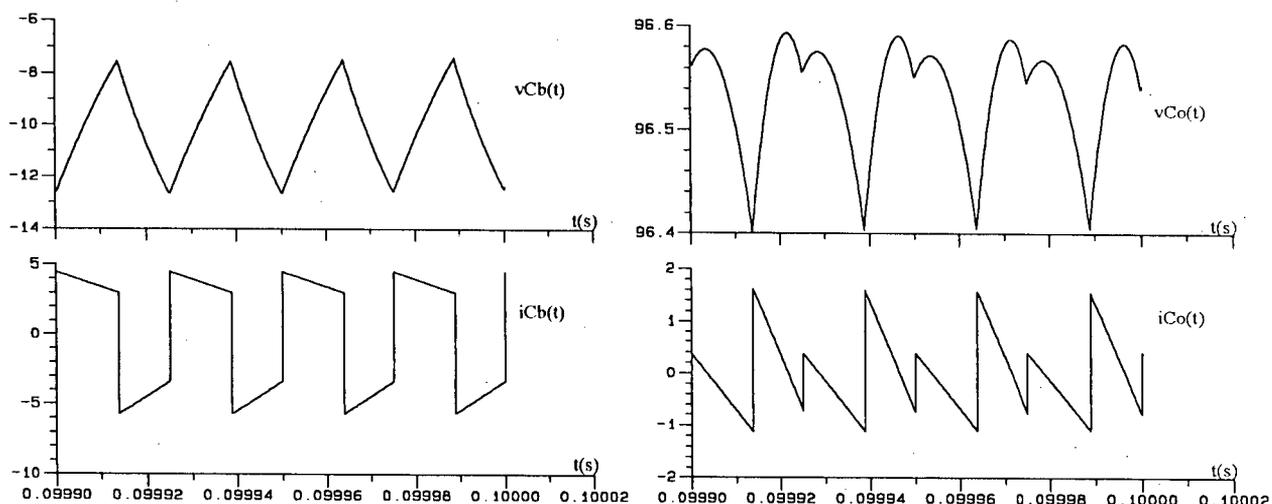


Fig. 3.17. Tensão e corrente sobre os capacitores C_b e C_o .

3.8) INFLUÊNCIA DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO

Até o momento, a análise desprezou a indutância de dispersão do transformador. Evidentemente, num caso prático é importante conhecer o efeito causado pela indutância de dispersão na operação do conversor. Inicialmente, pode-se prever que a presença da dispersão provocaria sobretensões destrutivas no bloqueio de uma das chaves, e para amenizar este problema utiliza-se o circuito de grampeamento da tensão sobre as chaves como descrito a seguir e mostrado na Fig. 3.18. A fim de descrever o que ocorre do ponto de vista da comutação e da ação de grampeamento, I_{in} , I_m , V_c e V_o serão consideradas constantes e iguais aos seus respectivos valores médios para a condição nominal de operação.

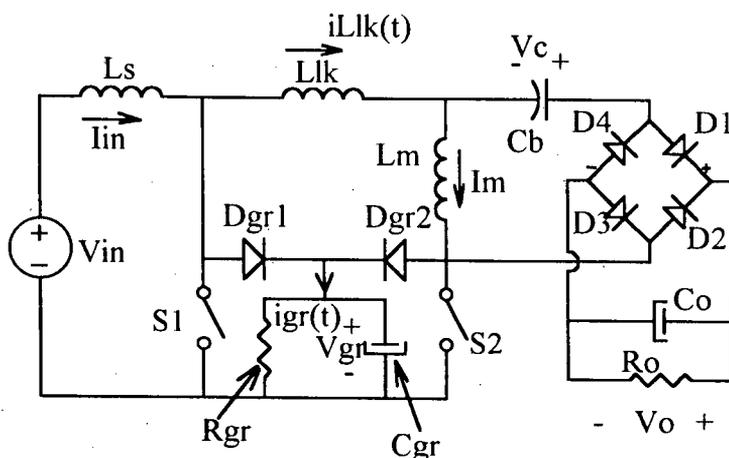


Fig. 3.18. Circuito para análise da influência da indutância de dispersão na operação do conversor e circuito grampeador.

3.8.1) COMUTAÇÃO DA CORRENTE DE ENTRADA DA CHAVE S1 PARA A CHAVE S2

Inicialmente, a chave S1 conduz a corrente de entrada, de maneira que i_{Llk} e i_{gr} são nulas. No instante t_{ro} a chave S1 é bloqueada e a corrente i_{in} é instantaneamente transferida para o circuito grampeador.

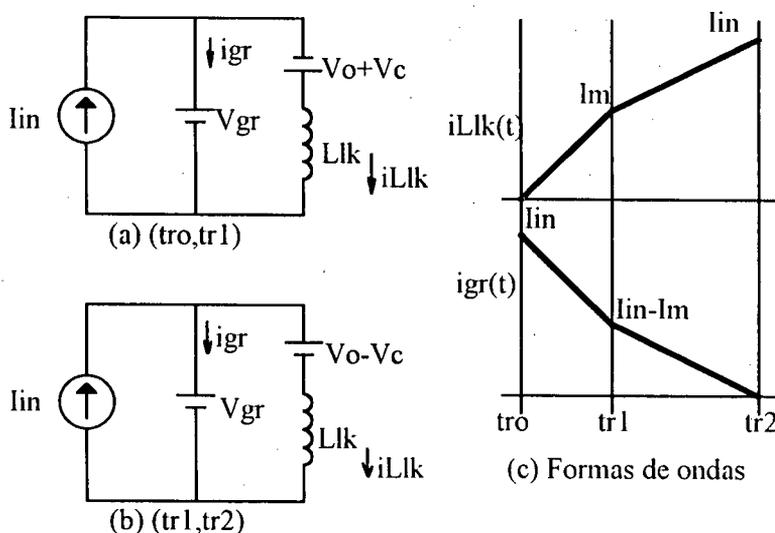


Fig. 3.19. Ação de grampeamento para a comutação da corrente de entrada da chave S1 para a chave S2.

Com o bloqueio de S1, a chave S2 começa a conduzir. A corrente através da indutância de dispersão cresce linearmente segundo a taxa $(V_{gr}+V_o+V_c)/L_{lk}$, conforme mostra a Fig. 3.19(a). No instante t_{r1} , a corrente i_{Llk} torna-se igual a I_m , bloqueando os diodos pares da ponte

retificadora e fazendo com que os diodos ímpares entrem imediatamente em condução. A partir do instante $tr1$, passa a ser válido o circuito equivalente da Fig. 3.19(b), desta forma, a corrente $iLlk$ cresce com o tempo segundo a taxa $(Vgr-Vo+Vc)/Llk$. No instante $tr2$, a corrente $iLlk$ torna-se igual a Iin , finalizando a ação de grampeamento. É importante notar que a corrente através do circuito de grampeamento decresce na mesma taxa em que cresce a corrente através da indutância de dispersão Llk .

A potência média entregue ao grampeador a cada período de chaveamento é determinada pela equação seguinte.

$$P_{12} = \frac{V_{gr}}{2} \times \left[\frac{(V_{gr} + V_c) + V_o \times (2 \cdot D^2 - 1)}{(V_{gr} + V_o + V_c) \times (V_{gr} - V_o + V_c)} \right] \times Llk \times Iin^2 \times fs \quad (3.116)$$

Onde:

P_{12} : potência média entregue ao grampeador a cada período de chaveamento para a comutação da corrente de entrada da chave S1 para a chave S2;

V_{gr} : tensão de grampeamento;

Llk : indutância de dispersão;

V_o , V_c , I_m e D : valores médios para a condição de carga nominal.

A potência entregue ao grampeador durante a ação de grampeamento descrita acima poderia ser reduzida caso os comandos das chaves fossem superpostos por um pequeno intervalo de tempo. Esta sobreposição garantiria que a evolução da corrente através da indutância de dispersão do transformador durante o intervalo $(tr0, tr1)$, mostrado na Fig. 3.19(a), não dependa do circuito grampeador. Portanto, uma parcela de energia deixaria de fluir para o grampeador e as perdas seriam reduzidas.

3.8.2) COMUTAÇÃO DA CORRENTE DE ENTRADA DA CHAVE S2 PARA A CHAVE S1

Inicialmente, a chave S2 conduz a corrente de entrada, de maneira que $iLlk$ é igual a corrente de entrada Iin . No instante $tr0$ a chave S2 é bloqueada e a corrente Iin é instantaneamente transferida para o circuito grampeador.

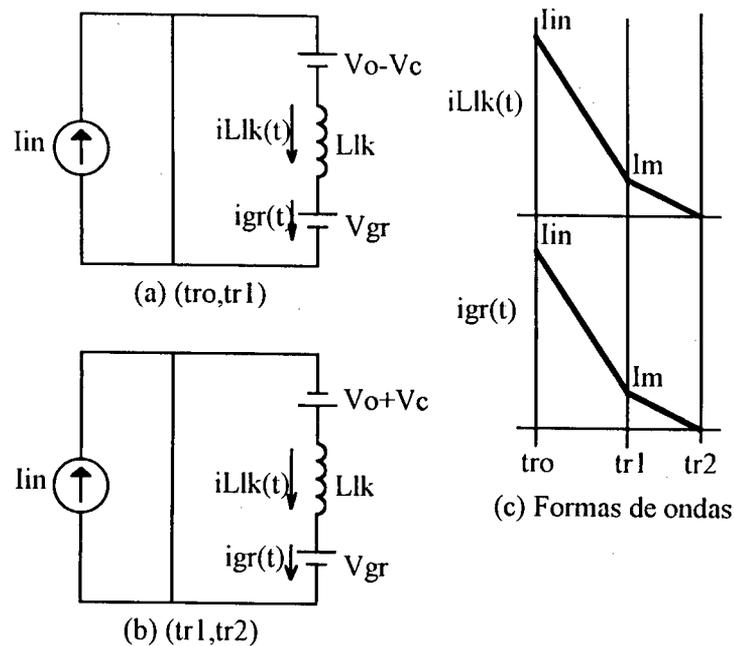


Fig. 3.20. Ação de grameamento para a comutação da corrente de entrada da chave S2 para a chave S1.

Com o bloqueio de S2, a chave S1 começa a conduzir. A corrente através da indutância de dispersão decresce linearmente com o tempo segundo a taxa $(V_{gr} + V_o - V_c)/L_{lk}$, conforme mostra a Fig. 3.20(a). No instante t_{r1} , a corrente i_{Llk} torna-se igual a I_m , bloqueando os diodos ímpares da ponte retificadora e fazendo com que os diodos pares entrem imediatamente em condução. A partir do instante t_{r1} , passa a ser válido o circuito equivalente da Fig. 3.20(b), desta forma, a corrente i_{Llk} decresce com o tempo segundo a taxa $(V_{gr} - V_o - V_c)/L_{lk}$. No instante t_{r2} , a corrente i_{Llk} anula-se, finalizando a ação de grameamento. É importante notar que a corrente através do circuito de grameamento é a própria corrente i_{Llk} .

A potência média entregue ao circuito de grameamento pode ser calculada pela equação a seguir.

$$P_{21} = \frac{V_{gr}}{2} \times \left[\frac{(1 - 2 \times D) \times (V_o + V_c) + V_{gr} \times (1 + 2 \times D - D^2)}{(V_{gr} + V_o + V_c) \times (V_{gr} - V_o - V_c)} \right] \times L_{lk} \times I_{in}^2 \times f_s \quad (3.117)$$

P_{21} : potência média entregue ao grameador a cada período de chaveamento para a comutação da corrente de entrada da chave S2 para a chave S1.

Para esta ação de grampeamento, a sobreposição dos comandos das chaves S1 e S2 também seria benéfica para a redução das perdas causadas pela ação do circuito grampeador de tensão. Durante o intervalo (t_{ro} , t_{r1}), mostrado na Fig. 3.20(a), não haveria a presença do circuito grampeador de tensão, reduzindo a energia que fluiria para o circuito grampeador.

A potência total entregue ao grampeador é a soma de P12 e P21, ou seja:

$$P_{gr} = P_{12} + P_{21} \quad (3.118)$$

O resistor de balanço, quando conectado a fonte de entrada V_{in} , pode ser calculado conforme a equação seguinte.

$$R_{gr} = \frac{(V_{gr} - V_{in})^2}{P_{gr}} \quad (3.119)$$

R_{gr} : resistor de balanço de energia.

Esta conexão permite a regeneração de uma parcela da energia entregue ao circuito de grampeamento.

O capacitor C_{gr} pode ser determinado de forma que a frequência de corte do circuito grampeador fique 10 vezes abaixo da frequência de chaveamento.

$$C_{gr} = \frac{10}{2 \times \pi \times R_{gr} \times f_s} \quad (3.120)$$

3.9) CONCLUSÃO

Neste capítulo foi realizado o estudo dos esforços de tensão e corrente sobre os componentes do circuito. Desta análise surgiu como desvantagem do conversor as elevadas tensões a que ficam submetidas as chaves, justificando o uso do IGBT na implementação das mesmas.

Com os resultados da análise foi possível traçar diversos gráficos que auxiliam o cálculo de tensão e corrente sobre os componentes, facilitando o projeto do conversor.

Um exemplo de projeto e simulação mostrou a validade do estudo realizado, onde pôde-se notar que as formas de ondas obtidas via simulação estão em pleno acordo com aquelas previstas durante a descrição do princípio de operação do conversor, realizada no capítulo anterior.

Finalmente, a presença da indutância de dispersão do transformador causaria sobretensões destrutivas no bloqueio das chaves. A fim de amenizar este efeito foi desenvolvido o estudo que permite o projeto do circuito de grampeamento da tensão sobre as chaves, onde parte da energia entregue ao grampeador é regenerada para a fonte de entrada e parte é consumida no resistor de balanço de energia.

CAPÍTULO 4

**FONTE CHAVEADA ALIMENTADA EM
CORRENTE, MODULAÇÃO PWM
ASSIMÉTRICA E COMUTAÇÃO SUAVE**

4) FONTE CHAVEADA ALIMENTADA EM CORRENTE, MODULAÇÃO PWM ASSIMÉTRICA E COMUTAÇÃO SUAVE

4.1) INTRODUÇÃO

A desvantagem da estrutura estudada nos capítulos precedentes é a comutação dissipativa. A fim de contornar tal problema, este capítulo introduz a idéia que torna a comutação suave usando apenas duas chaves ativas e operando com frequência fixa.

A indutância de dispersão do transformador é absorvida no processo de comutação. A comutação é suave e não ocorre a penalização das perdas de condução, fato que pode ser verificado nos conversores ressonantes em virtude dos elevados níveis de corrente eficaz que circula através dos semicondutores.

A comutação é estudada minuciosamente propondo-se o circuito de auxílio a comutação tornando-a suave na condição de carga nominal.

4.2) DESCRIÇÃO DO CIRCUITO PROPOSTO

O circuito proposto está mostrado na Fig. 4.1.

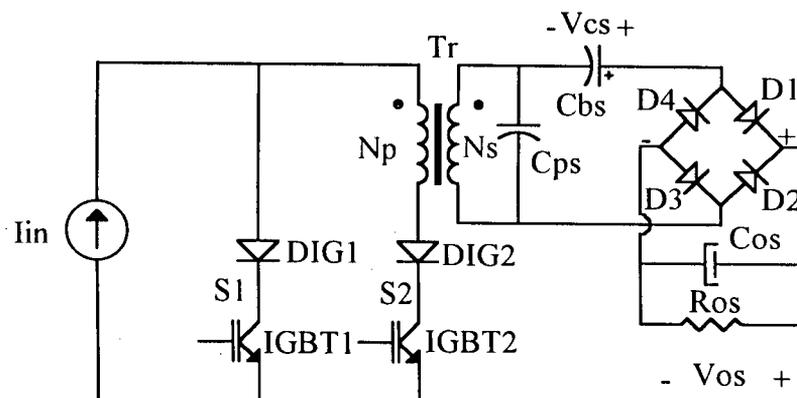


Fig. 4.1. Fonte chaveada alimentada em corrente PWM-ZCS.

As chaves principais são unidirecionais em corrente e formadas pelo arranjo série dos componentes diodo e IGBT. O conversor é alimentado em corrente pela fonte I_{in} e a saída possui característica de fonte de tensão. O circuito é isolado através do transformador Tr , cuja relação

de espiras é N_p/N_s . Comparado com o conversor estudado nos capítulos anteriores, o capacitor paralelo C_{ps} é o único componente adicional, cujo principal papel é armazenar energia para que a comutação possa se realizar sem perdas. O capacitor C_{bs} é responsável pelo balanço de fluxo magnético do transformador. O filtro de saída é formado pelo capacitor de filtragem C_{os} e a ponte retificadora é formada pelos diodos $D1$, $D2$, $D3$ e $D4$. A carga equivalente do conversor está representada pela resistência R_{os} .

A Fig. 4.2 mostra o circuito referido para o primário do transformador. Este circuito será analisado durante o restante do capítulo.

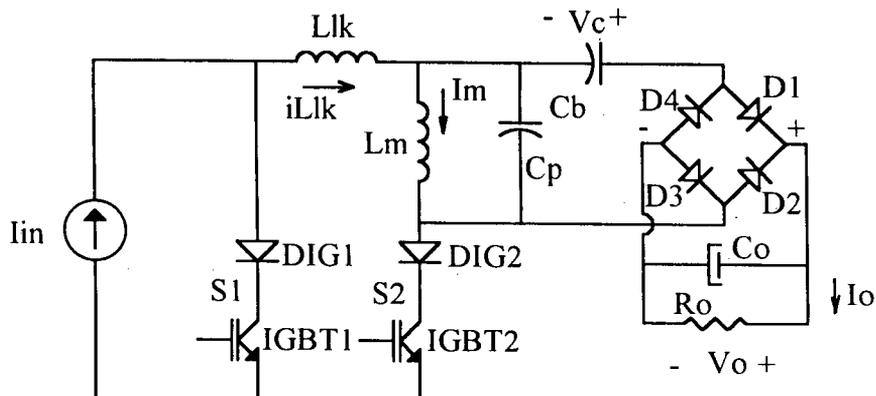


Fig. 4.2. Circuito referido para o primário do transformador.

Onde:

$$C_p = \frac{C_{ps}}{n^2} \quad (4.1)$$

$$C_b = \frac{C_{bs}}{n^2} \quad (4.2)$$

$$C_o = \frac{C_{os}}{n^2} \quad (4.3)$$

$$R_o = R_{os} \times n^2 \quad (4.4)$$

$$V_c = V_{cs} \times n \quad (4.5)$$

$$V_o = V_{os} \times n \quad (4.6)$$

n : relação de transformação N_p/N_s ;

V_c : tensão média sobre o capacitor C_b refletida para o primário do transformador;

V_o : tensão de saída;

C_p : capacitor paralelo refletido para o primário;

C_b : capacitor de balanço refletido para o primário;

C_o : capacitor de filtragem refletido para o primário;

R_o : carga equivalente refletida para o primário.

4.3) ANÁLISE QUALITATIVA

As hipóteses simplificativas para a análise são as seguintes:

- (a) todos os semicondutores são ideais;
- (b) a tensão de saída é constante;
- (c) a tensão V_c é constante.

4.3.1) OPERAÇÃO DO CIRCUITO

A Fig. 4.3 mostra a operação do conversor em oito etapas.

Primeira etapa (t_0, t_1), Fig. 4.3(a). Descarga linear do capacitor paralelo.

No instante t_0 , o IGBT2 é bloqueado sob corrente nula e o IGBT1 assume a corrente de entrada I_{in} . O capacitor paralelo C_p passa a se descarregar linearmente com a corrente I_m até o instante t_1 quando sua tensão torna-se igual a $-(V_o+V_c)$. Neste instante, os diodos pares D2 e D4 são polarizados diretamente, finalizando a etapa. Durante esta etapa a carga é suprida pela energia armazenada no capacitor de filtro.

Segunda etapa (t_1, t_2), Fig. 4.3(b) Transferência de energia e desmagnetização do transformador.

Nesta etapa a energia armazenada na indutância magnetizante é transferida para a carga através dos diodos pares D2 e D4. Esta etapa caracteriza a desmagnetização do transformador.

Terceira etapa (t_2, t_3), Fig. 4.3(c). Crescimento linear da corrente i_{Llk}

No instante t_2 , o IGBT2 é comandado sob corrente nula. A corrente através da indutância de dispersão cresce linearmente com o tempo segundo a taxa $(V_o+V_c)/L_{lk}$, atingindo o valor I_m

no instante t_3 . Neste instante a corrente através capacitor C_b se anula bloqueando os diodos pares D2 e D4 e finalizando a etapa.

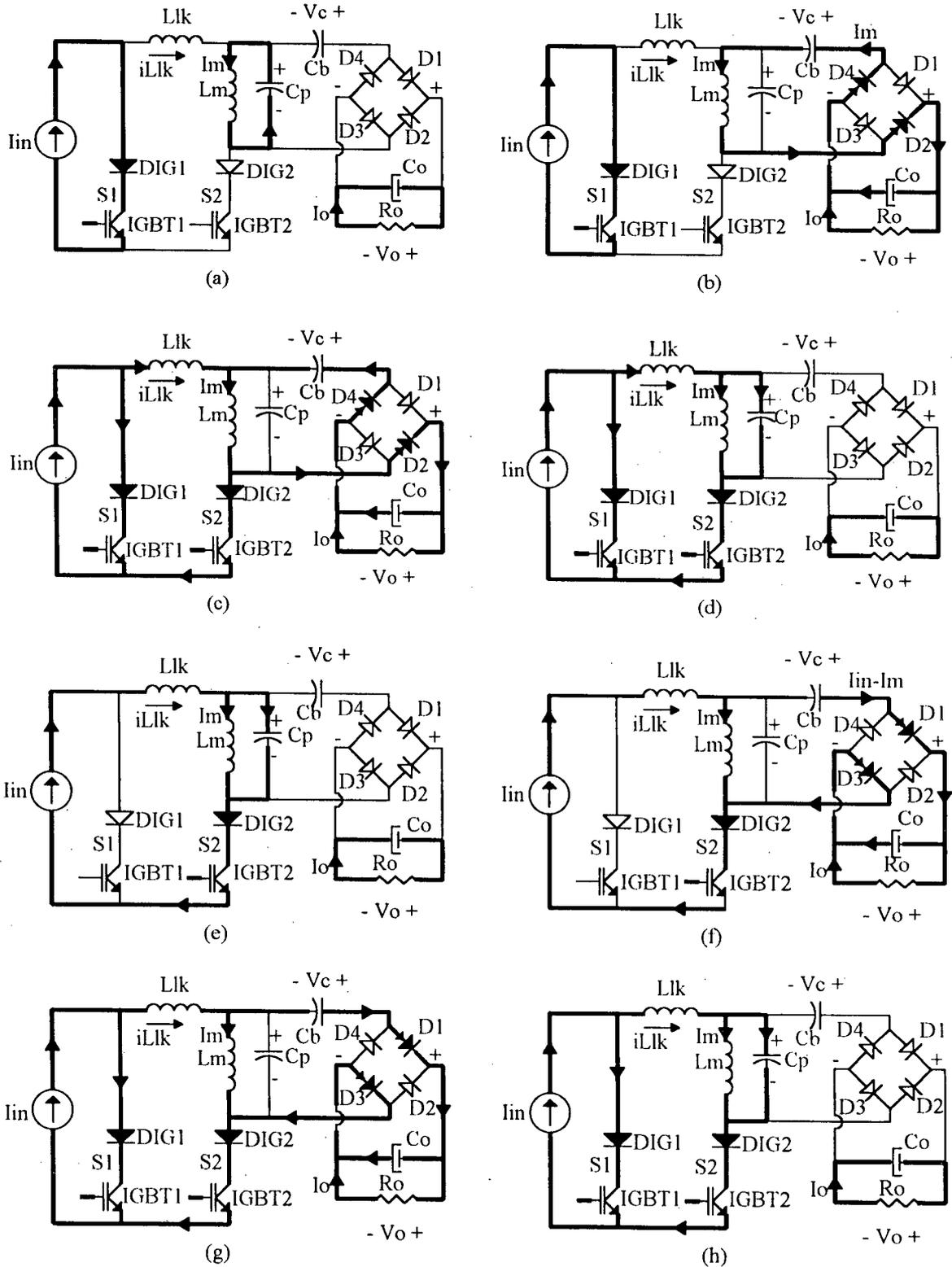


Fig. 4.3. Etapas de operação.

Quarta etapa (t_3, t_4), Fig. 4.3(d). Crescimento ressonante da corrente i_{Llk}

Com o bloqueio dos diodos retificadores pares, a indutância de dispersão L_{lk} entra em ressonância com o capacitor paralelo C_p . No instante t_4 , a corrente i_{Llk} torna-se igual a I_{in} e o IGBT1 pode ser bloqueado sob corrente nula. É importante ressaltar que a energia inicial necessária para completar esta transição está armazenada no capacitor paralelo C_p . Torna-se uma condição necessária que esta energia seja suficiente para que a comutação do IGBT1, ou de uma forma mais geral da chave S_1 , ocorra sob corrente nula.

Quinta etapa (t_4, t_5) Fig. 4.3(e). Carga linear do capacitor paralelo

Como citado, no instante t_4 , o IGBT2 assume a corrente de entrada I_{in} e o IGBT1 pode ser bloqueado sob corrente nula. O capacitor paralelo C_p passa a se carregar linearmente com a corrente $I_{in} - I_m$ até o instante t_5 quando sua tensão torna-se igual a $V_o - V_c$. Neste instante, os diodos ímpares D_1 e D_3 são diretamente polarizados e a etapa é finalizada.

Sexta etapa (t_5, t_6), Fig. 4.3(f). Transferência de energia e magnetização do transformador.

Durante esta etapa, é transferida energia da fonte de entrada I_{in} para o estágio de saída com a magnetização do transformador. Esta etapa termina com o comando do IGBT1.

Sétima Etapa (t_6, t_7), Fig. 4.3(g). Decrescimento linear da corrente i_{Llk}

No instante t_6 , o IGBT1 entra em condução sob corrente nula. A corrente através da indutância de dispersão decresce linearmente com o tempo segundo a taxa $(V_o - V_c)/L_{lk}$, enquanto a corrente através da chave S_1 cresce na mesma taxa. No instante t_7 , a corrente i_{Llk} torna-se igual a I_m bloqueando os diodos retificadores ímpares D_1 e D_3 e finalizando a etapa.

Oitava etapa (t_7, t_8), Fig. 4.3(h). Decrescimento ressonante da corrente i_{Llk} .

Nesta etapa, a corrente através da indutância de dispersão do transformador L_{lk} e a tensão sobre o capacitor paralelo C_p evoluem de uma forma ressonante. No instante t_8 , a corrente i_{Llk} se anula e o IGBT2 é bloqueado sob corrente nula finalizando a etapa e reiniciando a operação cíclica que em regime permanente é idêntica a primeira etapa.

A energia inicial disponível para a evolução ressonante da corrente i_{Lk} está armazenada no capacitor paralelo C_p . Esta energia deve ser suficiente para que o bloqueio do IGBT2, ou de uma maneira mais geral da chave S2, ocorra sob corrente nula.

4.3.2) FORMAS DE ONDAS TÍPICAS

As formas de ondas esperadas estão representadas na Fig. 4.4. Nota-se que a comutação de ambas as chaves ocorre sob corrente nula.

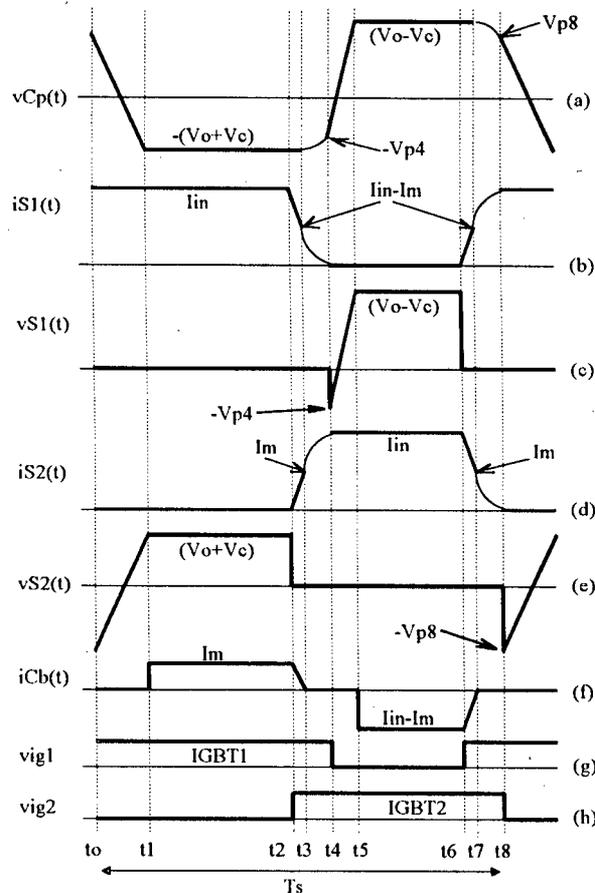


Fig. 4.4. Formas de ondas típicas.

4.4) ANÁLISE QUANTITATIVA

4.4.1) CARACTERÍSTICA EXTERNA

A característica externa, ou de saída, é extremamente importante no projeto do conversor. Além de fornecer os resultados de tensão e corrente de saída, fornece também uma idéia da faixa de operação do conversor.

Neste item, a característica externa é determinada com a hipótese de que a corrente I_m seja constante e igual a corrente média através da chave S2. Supõe-se também que a transferência de energia não seja afetada pela comutação.

Logo:

$$I_m = I_{S2} = (1 - D) \times I_{in} \quad (4.7)$$

I_m : corrente média através da indutância magnetizante;

I_{S2} : corrente média através da chave S2;

D : razão cíclica de operação do IGBT1;

I_{in} : corrente de entrada.

Através da forma de onda mostrada na Fig. 4.4(f) é possível obter o valor médio da corrente de saída I_o , como descrito na eq. (4.8).

$$I_o = \frac{1}{T_s} \times [I_m \times (t_2 - t_1) + (I_{in} - I_m) \times (t_6 - t_5)] \quad (4.8)$$

Onde:

$$(t_2 - t_1) = D \times T_s - (t_1 - t_0) \quad (4.9)$$

$$(t_6 - t_5) = (1 - D) \times T_s - (t_5 - t_4) \quad (4.10)$$

$(t_1 - t_0)$: intervalo de tempo de descarga do capacitor paralelo C_p , Fig. 4.3(a);

$(t_5 - t_4)$: intervalo de tempo de carga do capacitor paralelo C_p , Fig. 4.3(e);

T_s : período de chaveamento;

I_o : corrente de saída refletida ao primário.

Os intervalos de descarga e carga do capacitor paralelo C_p são dados pelas equações (4.11) e (4.12), respectivamente.

$$(t_1 - t_0) = \frac{2 \times V_o \times C_p}{I_m} \quad (4.11)$$

$$(t_5 - t_4) = \frac{2 \times V_o \times C_p}{I_{in} - I_m} \quad (4.12)$$

Fazendo as substituições adequadas e considerando uma eficiência de 100% chega-se a eq. (4.13) que representa a característica externa em sua forma normalizada, representada graficamente na Fig. 4.5.

$$\overline{V_o} = \frac{1}{2 \times D \times (1 - D) - \frac{4}{I_o}} \quad (4.13)$$

Onde:

$$\overline{V_o} = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (4.14)$$

$$\overline{I_o} = \frac{I_o \times T_s}{V_{in} \times C_p} \quad (4.15)$$

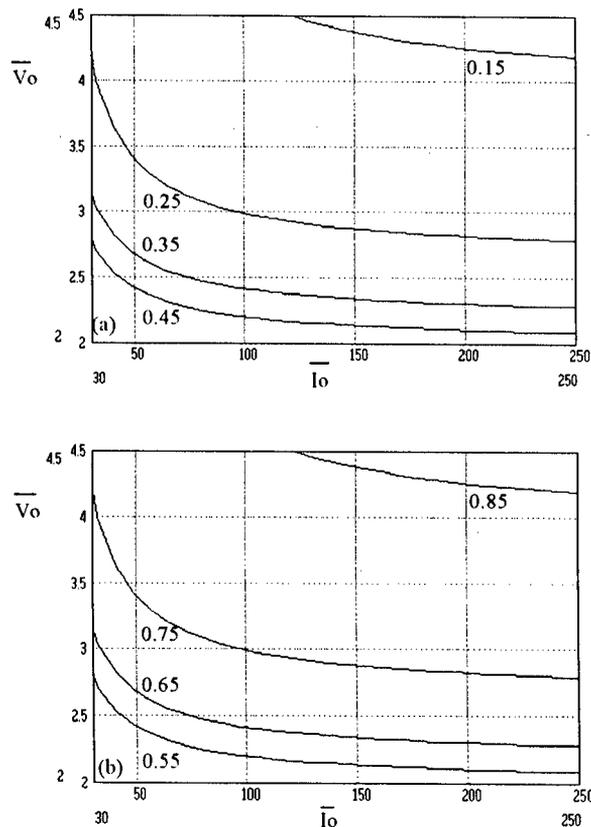


Fig. 4.5. Característica externa. Tensão de saída normalizada versus corrente de saída normalizada tomando-se D como parâmetro.

A característica externa apresenta um comportamento mais plano para cargas elevadas. Entretanto, para baixos valores de carga as curvas tornam-se mais íngremes, visto que o tempo para a carga e descarga do capacitor paralelo C_p aumenta para baixos valores de corrente.

4.4.2) BALANÇO DE FLUXO MAGNÉTICO NO TRANSFORMADOR

Para que ocorra o balanço de fluxo magnético no transformador é preciso que o valor médio da tensão através da indutância magnetizante seja nulo. Desta condição, uma vez que o capacitor paralelo C_p e a indutância magnetizante L_m estão em paralelo, pode-se estabelecer o seguinte:

$$\int_0^{T_s} v_{Cp}(t) \times dt = 0 \quad (4.16)$$

O resultado da integral acima, realizado sobre a forma de onda mostrada na Fig. 4.4(a), está mostrado pela eq. (4.17).

$$V_c = \frac{1 - 2 \times D}{2 \times D \times (1 - D)} \times V_{in} \quad (4.17)$$

V_c : tensão média sobre o capacitor de balanço C_b .

4.5) ESTUDO DOS ESFORÇOS DE TENSÃO E CORRENTE SOBRE OS COMPONENTES DO CONVERSOR

4.5.1) CHAVES S1 E S2

(a) Tensão Máxima

Para $D < 0,5$:

$$V_{s1m\acute{a}x} = V_{s2m\acute{a}x} = V_o + V_c \quad (4.18)$$

Para $D > 0,5$:

$$V_{s1m\acute{a}x} = V_{s2m\acute{a}x} = V_o - V_c \quad (4.19)$$

Para $D = 0,5$:

$$V_{s1m\acute{a}x} = V_{s2m\acute{a}x} = V_o \quad (4.20)$$

$V_{s1m\acute{a}x}$: tensão máxima sobre a chave S1;

$V_{s2m\acute{a}x}$: tensão máxima sobre a chave S2.

As expressões acima estão graficamente representadas na Fig. 4.6.

Os elevados valores de tensão justificam o uso do IGBT como meio de reduzir as perdas de condução, uma vez que os MOSFET's de alta tensão possuem elevada resistência de condução e causariam grandes perdas.

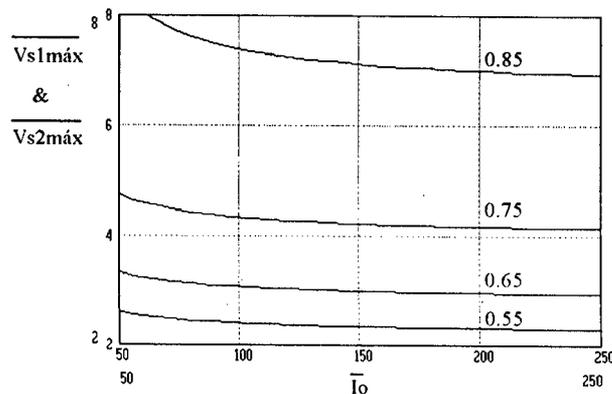


Fig. 4.6. Tensão máxima sobre as chaves S1 e S2.

(b) Corrente Média através das Chaves S1 e S2

$$I_{S1} = D \times I_{in} \quad (4.21)$$

$$I_{S2} = (1 - D) \times I_{in} \quad (4.22)$$

I_{S1} : corrente média através da chave S1;

I_{S2} : corrente média através da chave S2.

(c) Corrente Eficaz através das Chaves S1 e S2

$$I_{S1ef} = \sqrt{D} \times I_{in} \quad (4.23)$$

$$I_{S2ef} = \sqrt{1 - D} \times I_{in} \quad (4.24)$$

I_{S1ef} : corrente eficaz através da chave S1;

I_{S2ef} : corrente eficaz através da chave S2.

4.5.2) DIODOS RETIFICADORES

A figura 4.7 mostra o estágio de saída do conversor, necessário para a análise que segue.

(a) Tensão de Pico Inversa

Os diodos de saída ficam submetidos a tensão V_o quando estão bloqueados.

$$V_{piv} = V_o \quad (4.25)$$

Onde:

V_{piv} : tensão de pico inversa máxima.

(b) Corrente média

A corrente média através do capacitor C_b é nula, logo:

$$I_{dp} = I_{di} = I_o/2 \quad (4.26)$$

I_{dp} : corrente média através dos diodos pares D2 e D4;

I_{di} : corrente média através dos diodos ímpares D1 e D3.

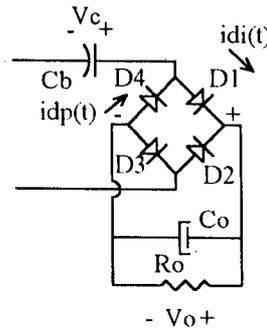


Fig. 4.7. Estágio de saída do conversor.

(c) Corrente de pico repetitiva

Os diodos pares conduzem a corrente I_m , enquanto os diodos ímpares conduzem a diferença $I_{in} - I_m$. Assim, a partir da eq. (4.7) resultam:

$$I_{dpp} = (1 - D) \times I_{in} \quad (4.27)$$

$$I_{dip} = D \times I_{in} \quad (4.28)$$

I_{dpp} : corrente de pico repetitiva através dos diodos pares;

I_{dip} : corrente de pico repetitiva através dos diodos ímpares.

4.5.3) CORRENTE EFICAZ ATRAVÉS DO CAPACITOR PARALELO C_p

Da análise da corrente eficaz através de C_p resulta a eq. (4.29), representada na Fig. 4.8.

$$\overline{I_{Cpef}} = \frac{I_{Cpef} \times T_s}{V_{in} \times C_p} = \frac{\sqrt{2} \times I_o^{3/2}}{2 \times [I_o \times D \times (1 - D) - 2]} \quad (4.29)$$

I_{Cpef} : corrente eficaz através do capacitor paralelo C_p .

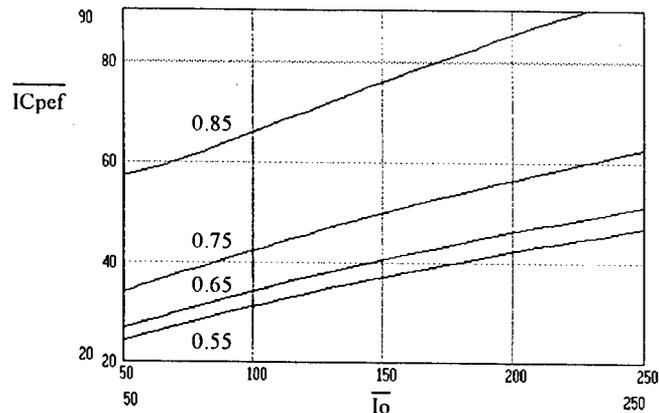


Fig. 4.8. Corrente eficaz normalizada através do capacitor paralelo C_p versus corrente de carga normalizada tomando-se D como parâmetro.

4.5.4) CORRENTE EFICAZ ATRAVÉS DO CAPACITOR DE BALANÇO C_B

Da análise da forma de onda da corrente através do capacitor C_b resulta a expressão (4.30) que está graficamente representada na Fig. 4.9.

$$\overline{I_{Cbef}} = \frac{I_{Cbef} \times T_s}{V_{in} \times C_p} = \frac{\overline{I_o}^{3/2}}{2\sqrt{I_o \times D \times (1-D)} - 2} \quad (4.30)$$

I_{Cbef} : corrente eficaz através do capacitor de balanço C_b .

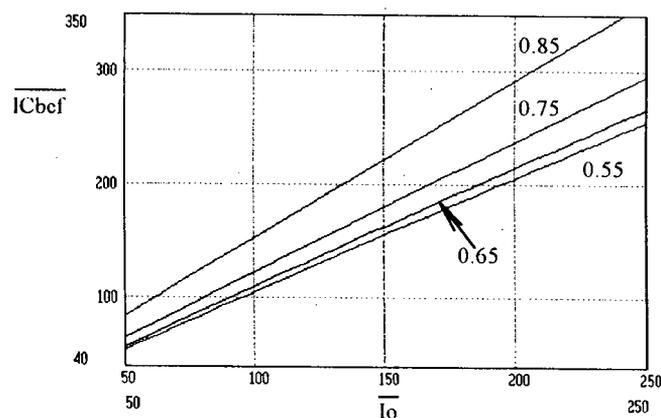


Fig. 4.9. Corrente eficaz normalizada através do capacitor C_b versus corrente de carga normalizada tomando-se D como parâmetro.

4.5.5) CORRENTE EFICAZ ATRAVÉS DO CAPACITOR DE FILTRAGEM C_o

A expressão (4.31) representa a corrente eficaz através do capacitor de filtragem C_o em sua forma normalizada.

$$\overline{I_{Coef}} = \frac{I_{Coef} \times T_s}{V_{in} \times C_p} = \frac{\overline{I_o}}{2} \times \sqrt{\frac{I_o \times (2 \times D - 1)^2 + 8}{I_o \times D \times (1 - D) - 2}} \quad (4.31)$$

I_{Coef} : corrente eficaz através do capacitor de filtragem C_o .

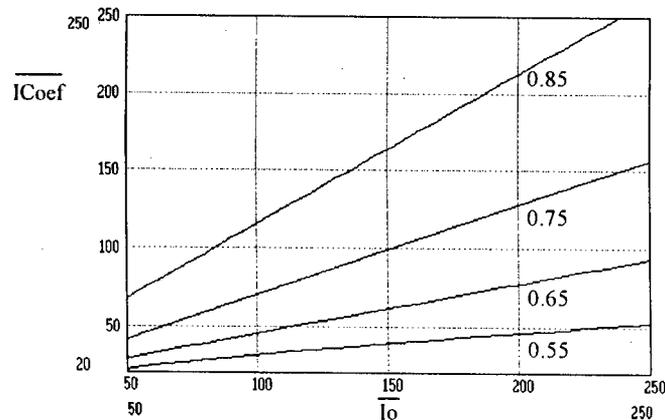


Fig. 4.10. Corrente eficaz normalizada através do capacitor C_o versus corrente de saída normalizada tomando-se D como parâmetro.

4.6) ANÁLISE DA COMUTAÇÃO

A comutação ocorre em duas etapas: linear e ressonante. Durante a etapa linear a corrente através da indutância de dispersão do transformador evolui segundo uma taxa constante com o tempo, como visto nas figuras 4.3(c) e 4.3(g). Entretanto, durante a etapa ressonante a evolução da corrente através da indutância de dispersão depende sobretudo da energia previamente armazenada no capacitor paralelo C_p , como pode ser visto nas figuras 4.3(d) e 4.3(h). Esta energia é função quadrática da tensão de saída e da tensão sobre o capacitor C_b . Portanto, uma das comutações será mais crítica em termos de energia inicial para a comutação armazenada no capacitor paralelo C_p .

Supondo que a comutação da corrente I_{in} seja da chave S1 para a chave S2, a energia inicial armazenada no capacitor C_p será:

$$E_{p_{1,2}} = \frac{C_p \times (V_o + V_c)^2}{2} \quad (4.32)$$

Analogamente, supondo que ocorra a comutação da corrente I_{in} da chave S2 para a chave S1, a energia inicial armazenada no capacitor C_p será:

$$E_{p_{2,1}} = \frac{C_p \times (V_o - V_c)^2}{2} \quad (4.33)$$

A partir das equações (4.32) e (4.33) é possível determinar qual das comutações é mais crítica em termos de energia armazenada em C_p .

Se a razão cíclica de operação do conversor é escolhida como $D > 0,5$, através da equação (4.17) verifica-se que $V_c < 0$, então pelas equações (4.32) e (4.33) conclui-se que:

$$E_{p_{1,2}} < E_{p_{2,1}} \quad (4.34)$$

Portanto, a comutação da corrente de entrada I_{in} da chave S1 para a chave S2 é mais crítica em termos de energia armazenada em C_p . Obviamente, se o conversor operasse com $D < 0,5$ a comutação da corrente de entrada da chave S2 para a chave S1 seria mais crítica em termos de energia inicial.

4.6.1) COMUTAÇÃO DA CORRENTE DE ENTRADA I_{IN} DA CHAVE S1 PARA A CHAVE S2

As etapas da comutação em questão estão representadas na Fig. 4.11.

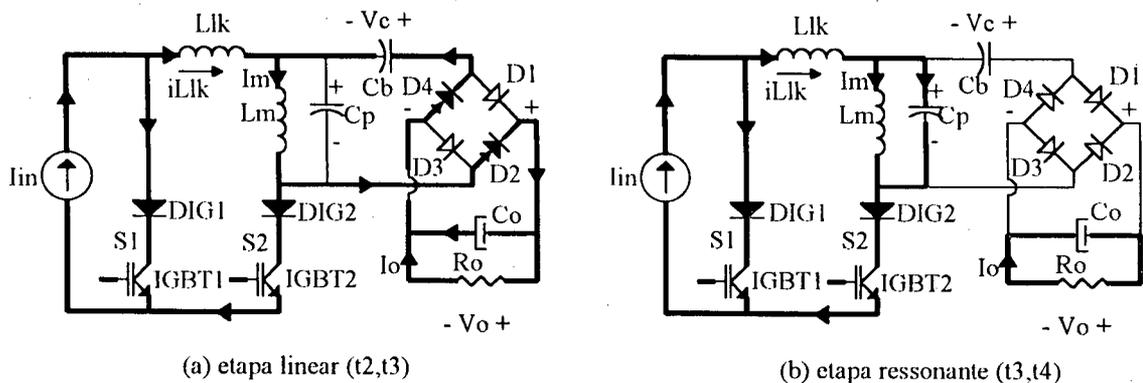


Fig. 4.11. Comutação da corrente I_{in} da chave S1 para a chave S2.

As condições de contorno para a etapa linear são:

(a) condições iniciais

$$\begin{aligned} i_{Lk}(t_2) &= 0 \\ v_{Cp}(t_2) &= -(V_o + V_c) \end{aligned} \quad (4.35)$$

(b) condições finais

$$\begin{aligned} i_{Lk}(t_3) &= I_m \\ v_{Cp}(t_3) &= -(V_o + V_c) \end{aligned} \quad (4.36)$$

Durante a etapa linear a corrente i_{Lk} evolui segundo a expressão abaixo.

$$i_{Lk}(t) = \frac{V_o + V_c}{Lk} \times (t - t_2) \quad (4.37)$$

Substituindo as condições finais na eq. (4.37), resulta:

$$\Delta t_{cl,2} = \frac{Lk \times I_m}{(V_o + V_c)} \quad (4.38)$$

$\Delta t_{cl,2}$: duração da etapa linear da comutação da corrente I_{in} da chave S1 para a chave S2.

As condições de contorno para a etapa ressonante estão indicadas a seguir.

(a) condições iniciais

$$\begin{aligned} i_{Lk}(t_3) &= I_m \\ v_{Cp}(t_3) &= -(V_o + V_c) \end{aligned} \quad (4.39)$$

(b) condições finais

$$\begin{aligned} i_{Lk}(t_4) &= I_{in} \\ v_{Cp}(t_4) &= -V_{p4} \end{aligned} \quad (4.40)$$

A corrente $i_{Lk}(t)$ e a tensão $v_{Cp}(t)$ evoluem conforme as expressões abaixo.

$$i_{Lk}(t) = I_m + \frac{V_o + V_c}{Z_p} \times \text{sen}[W_p \times (t - t_3)] \quad (4.41)$$

$$v_{Cp}(t) = -(V_o + V_c) \times \text{cos}[W_p \times (t - t_3)] \quad (4.42)$$

Onde:

$$W_p = \sqrt{\frac{1}{L_{lk} \times C_p}} \quad (4.43)$$

$$Z_p = \sqrt{L_{lk}/C_p} \quad (4.44)$$

W_p : frequência de ressonância;

Z_p : impedância característica do circuito ressonante.

Substituindo as condições finais para a etapa ressonante na equação da corrente $i_{L_{lk}}$, resulta a duração desta etapa.

$$\Delta t_{cr_{1,2}} = \frac{1}{W_p} \times \text{sen}^{-1} \left[\frac{(I_{in} - I_m) \times Z_p}{V_o + V_c} \right] \quad (4.43)$$

$\Delta t_{cr_{1,2}}$: duração da etapa ressonante da comutação da corrente I_{in} da chave S1 para S2.

Portanto, a duração total da comutação em questão é dada por:

$$\Delta t_{c_{1,2}} = \Delta t_{cl_{1,2}} + \Delta t_{cr_{1,2}} = \frac{L_{lk} \times I_m}{V_o + V_c} + \frac{1}{W_p} \times \text{sen}^{-1} \left[\frac{(I_{in} - I_m) \times Z_p}{V_o + V_c} \right] \quad (4.46)$$

$\Delta t_{c_{1,2}}$: duração da comutação da corrente I_{in} da chave S1 para a chave S2.

Deseja-se que a comutação seja suave para toda a faixa de carga. O pior caso ocorre para a condição nominal, onde a corrente de entrada I_{in} é máxima. Neste ponto de operação, toda a energia armazenada no capacitor paralelo C_p é transferida para indutância de dispersão L_{lk} durante a etapa ressonante da comutação. Assim, pode-se escrever o seguinte:

$$\frac{C_p \times (V_{on} + V_{cn})^2}{2} = \frac{L_{lkr} \times (I_{inn} - I_m n)^2}{2} \quad (4.47)$$

Ou seja:

$$Z_{pkr} = \frac{V_{on} + V_{cn}}{I_{inn} - I_m n} \quad (4.48)$$

$$Z_{pcr} = \sqrt{L_{lkcr}/C_p} \quad (4.49)$$

V_{on} , V_{cn} , I_{in} e I_{mn} : valores de tensão e corrente para a condição nominal de carga;

L_{lkcr} : indutância de dispersão crítica que permite a comutação suave na condição nominal de carga;

Z_{pcr} : impedância característica crítica do circuito ressonante que permite a comutação suave na condição nominal de carga.

4.6.2) COMUTAÇÃO DA CORRENTE DE ENTRADA I_{in} DA CHAVE S_2 PARA A CHAVE S_1

As etapas desta comutação estão representadas na Fig. 4.12. As condições de contorno da etapa linear estão descritas a seguir.

(a) condições iniciais

$$\begin{aligned} i_{Llk}(t_2) &= I_{in} \\ v_{Cp}(t_2) &= V_o - V_c \end{aligned} \quad (4.50)$$

(b) condições finais

$$\begin{aligned} i_{Llk}(t_3) &= I_m \\ v_{Cp}(t_3) &= V_o - V_c \end{aligned} \quad (4.51)$$

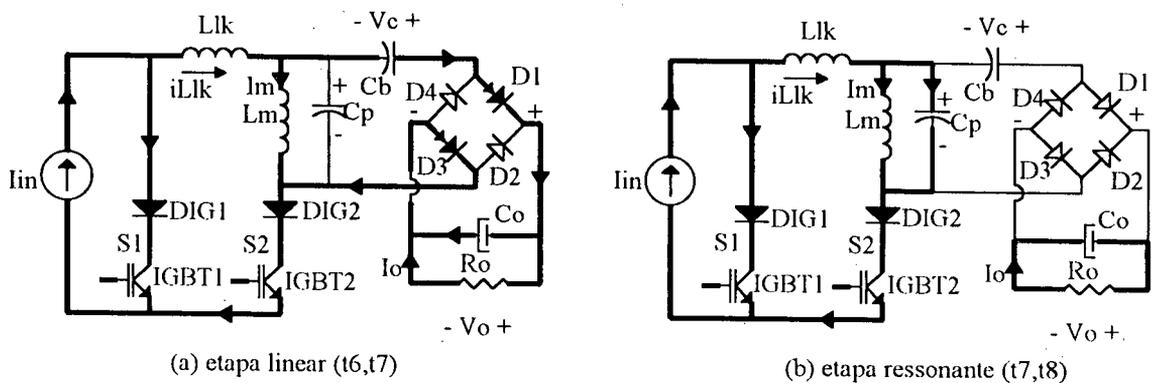


Fig. 4.12. Comutação da corrente I_{in} da chave S_2 para a chave S_1 .

Durante a etapa linear, a corrente i_{Llk} evolui segundo a expressão abaixo.

$$i_{Llk}(t) = I_{in} - \frac{V_o - V_c}{L_{lk}} \times (t - t_6) \quad (4.52)$$

Substituindo as condições finais na eq. (4.52), resulta:

$$\Delta t_{cl_{2,1}} = L_{lk} \times \frac{I_{in} - I_m}{V_o - V_c} \quad (4.53)$$

$\Delta t_{cl_{2,1}}$: duração da etapa linear da comutação da corrente I_{in} da chave S2 para S1.

As condições de contorno para a etapa ressonante estão indicadas a seguir.

(a) condições iniciais

$$\begin{aligned} i_{Llk}(t_3) &= I_m \\ v_{Cp}(t_3) &= V_o - V_c \end{aligned} \quad (4.54)$$

(b) Condições finais

$$\begin{aligned} i_{Llk}(t_4) &= 0 \\ v_{Cp}(t_4) &= V_{p8} \end{aligned} \quad (4.55)$$

A corrente $i_{Llk}(t)$ e a tensão $v_{Cp}(t)$ evoluem conforme as expressões abaixo.

$$i_{Llk}(t) = I_m - \frac{V_o - V_c}{Z_p} \times \text{sen}[W_p \times (t - t_7)] \quad (4.56)$$

$$v_{Cp}(t) = (V_o - V_c) \times \text{cos}[W_p \times (t - t_7)] \quad (4.57)$$

Substituindo as condições finais para a etapa ressonante na equação da corrente i_{Llk} , resulta a duração desta etapa.

$$\Delta t_{cr_{2,1}} = \frac{1}{W_p} \times \text{sen}^{-1} \left[\frac{I_m \times Z_p}{V_o - V_c} \right] \quad (4.58)$$

$\Delta t_{cr_{2,1}}$: duração da etapa ressonante da comutação da corrente I_{in} da chave S2 para S1.

Portanto, a duração total da comutação em questão é dada por:

$$\Delta t_{c_{2,1}} = \Delta t_{cl_{2,1}} + \Delta t_{cr_{2,1}} = L_{lk} \times \frac{I_{in} - I_m}{V_o - V_c} + \frac{1}{W_p} \times \text{sen}^{-1} \left[\frac{I_m \times Z_p}{V_o - V_c} \right] \quad (4.59)$$

$\Delta t_{c_{2,1}}$: duração da comutação da corrente I_{in} da chave S2 para a chave S1.

4.7) CIRCUITO DE AUXÍLIO A COMUTAÇÃO

Anteriormente, foi estudado o limite crítico para que a comutação suave fosse obtida na condição nominal de carga. Como foi constatado, este limite é extremamente dependente da indutância de dispersão do transformador, cujo valor deve ser reduzido para permitir a comutação suave em plena carga. Evidentemente, a indutância de dispersão é um parâmetro difícil de ser previsto nos projetos clássicos de transformadores e não é menos complicado conseguir valores reduzidos para a dispersão. Este fato torna difícil a comutação suave do conversor para a condição nominal de carga.

A fim de tornar esta dependência da comutação suave com a indutância de dispersão menos taxativa, propõe-se o circuito de auxílio a comutação composto pelo arranjo paralelo do capacitor C_{ax} e do indutor L_{ax} , conforme mostrado na Fig. 4.13.

Com a introdução do circuito de auxílio a comutação não há mudança do princípio de operação do conversor, visto que a evolução média dos estados não é alterada. Assim, o processo de transferência de potência não é afetado e a característica externa não muda. As formas de ondas esperadas através do circuito auxiliar estão mostradas na Fig. 4.14. A comutação sempre ocorre quando a tensão sobre o circuito auxiliar estiver passando pelo máximo ou mínimo.

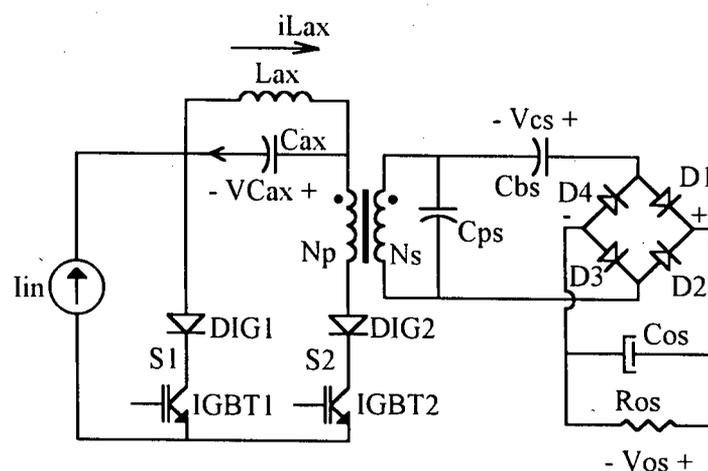


Fig. 4.13. Conversor e circuito de auxílio a comutação proposto.

Certamente, a única desvantagem trazida com a introdução do circuito de auxílio a comutação é o esforço extra de tensão que aparecerá sobre as chaves S1 e S2, tornando ainda mais crítica a escolha das chaves com respeito a tensão máxima.

Considerando que o capacitor C_{ax} comporta-se como uma fonte de tensão durante o intervalo de comutação, haverá energia suficiente para completar a transição de corrente na indutância de dispersão mesmo para o pior caso que é a condição de carga nominal, isto é, o conversor passa a operar com comutação suave em toda faixa de carga possível.

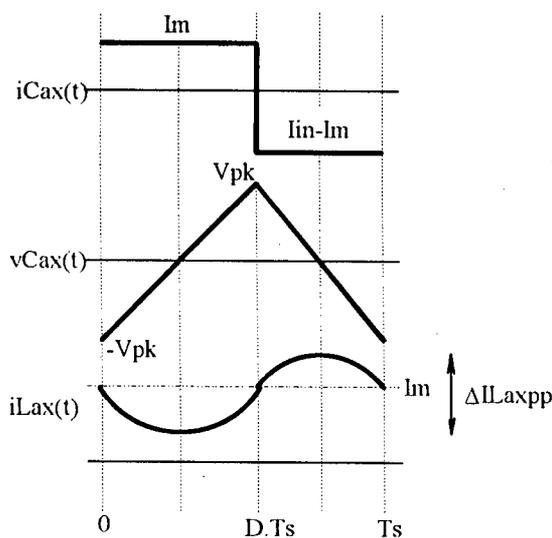


Fig. 4.14. Formas de ondas esperadas para o circuito auxiliar.

Durante o intervalo $0 < t < D \times T_s$, a corrente através do capacitor C_{ax} é I_m , assim:

$$C_{ax} = \frac{D_n \times (1 - D_n) \times I_{in}}{2 \times V_{pk} \times f_s} \quad (4.60)$$

D_n : razão cíclica de operação do IGBT1 para a condição de carga nominal;

V_{pk} : tensão de pico sobre o circuito de auxílio a comutação.

Estimando-se a ondulação de corrente pico-a-pico através do indutor L_{ax} , pode-se obter o seguinte resultado:

$$L_{ax} = \frac{D_n \times V_{pk}}{2 \times f_s \times \Delta I_{L_{axpp}}} \quad (4.61)$$

$\Delta I_{L_{axpp}}$: ondulação pico-a-pico da corrente através de L_{ax} .

4.7.1) CONDIÇÕES PARA COMUTAÇÃO SUAVE EM TODA A FAIXA DE CARGA

A comutação, como descrito anteriormente, ocorre em duas etapas: linear e ressonante. Aqui, serão analisadas as condições para tornar a comutação suave em toda a faixa de carga possível. A comutação mais crítica ocorre quando deseja-se comutar a corrente I_{in} da chave S1 para a chave S2, visto que nesta comutação a energia armazenada em C_p é menor e pode ser insuficiente para completar a transição de corrente através da indutância de dispersão, dependendo das condições de carga e da impedância característica do circuito ressonante.

Os circuitos equivalentes das etapas da comutação estão representados na Fig. 4.15.

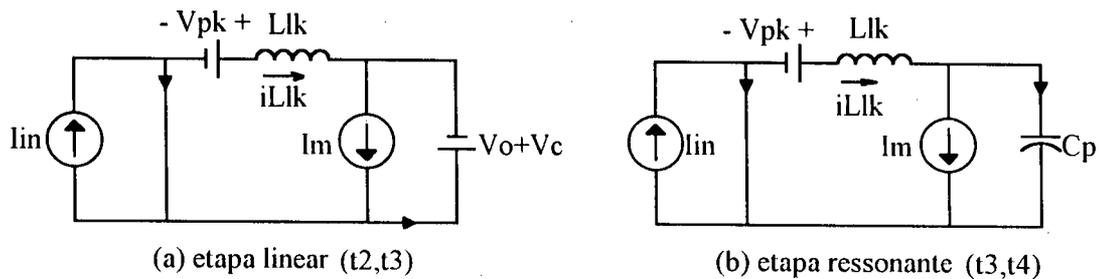


Fig. 4.15. Circuitos equivalentes para o estudo da comutação da corrente I_{in} da chave S1 para a chave S2.

Para a etapa linear pode-se escrever as equações abaixo:

$$i_{Llk}(t) = \frac{V_o + V_c + V_{pk}}{L_{lk}} \times (t - t_2) \quad (4.62)$$

$$v_{Cp}(t) = -(V_o + V_c) \quad (4.63)$$

Quando a corrente i_{Llk} atingir I_m a etapa estará finalizada, logo a duração da etapa linear será:

$$\Delta t_{cl,2} = \frac{L_{lk} \times I_m}{V_o + V_c + V_{pk}} \quad (4.64)$$

A etapa ressonante, mostrada na Fig. 4.15(b), evolui segundo:

$$i_{Llk}(t) = I_m + \frac{V_o + V_c + V_{pk}}{Z_p} \times \text{sen}[W_p \times (t - t_3)] \quad (4.65)$$

$$v_{Cp}(t) = V_{pk} - (V_o + V_c + V_{pk}) \times \cos[W_p \times (t - t_3)] \quad (4.66)$$

A finalização da etapa ressonante ocorre quando a corrente i_{Llk} atingir a corrente de entrada I_{in} .

$$\Delta t_{cr_{1,2}} = \frac{1}{W_p} \times \text{sen}^{-1} \left[\frac{(I_{in} - I_m) \times Z_p}{V_o + V_c + V_p} \right] \quad (4.67)$$

Então, a duração total da comutação pode ser determinada pela soma de (4.64) e (4.67).

$$\Delta t_{c_{1,2}} = \frac{L_{lk} \times I_m}{V_o + V_c + V_{pk}} + \frac{1}{W_p} \times \text{sen}^{-1} \left[\frac{(I_{in} - I_m) \times Z_p}{V_o + V_c + V_{pk}} \right] \quad (4.68)$$

O plano de fase que representa a evolução das variáveis de estado para a comutação em questão está mostrado na Fig. 4.16.

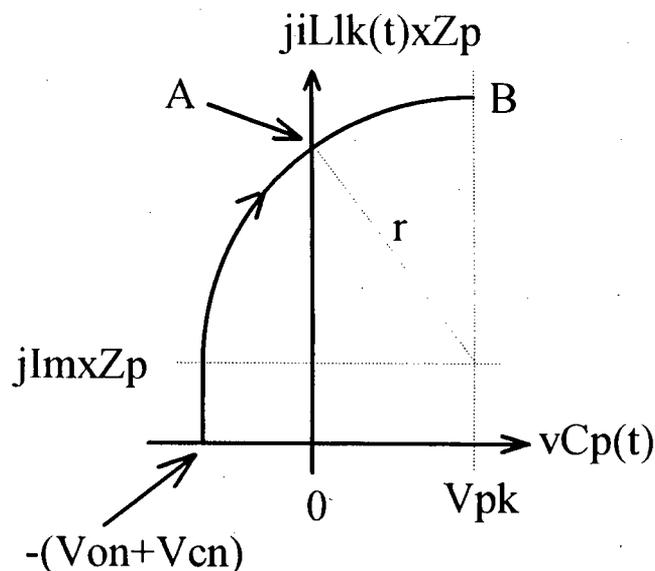


Fig. 4.16. Plano de fase para a comutação da corrente I_{in} da chave $S1$ para a chave $S2$.

Pelo plano de fase nota-se que a comutação pode finalizar-se no ponto A ou no ponto B, dependendo de qual critério seja adotado para o cálculo da tensão de pico V_{pk} .

(a) primeiro critério

Neste caso, a comutação terminaria no ponto A, ou seja, o capacitor C_p contribuiria com energia durante todo o processo da comutação. Assim, pode-se obter do plano de fase a seguinte relação:

$$(V_{on} + V_{cn} + V_{pka})^2 = [(I_{inn} - I_{m n}) \times Z_p]^2 + V_{pka}^2 \quad (4.69)$$

Resultando:

$$V_{pka} = \frac{[(I_{inn} - I_{m n}) \times Z_p]^2 - (V_{on} + V_{cn})^2}{2 \times (V_{on} + V_{cn})} \quad (4.70)$$

V_{pka} : tensão de pico sobre o circuito auxiliar para o primeiro critério de cálculo.

(b) segundo critério

Para este caso, a comutação terminaria no ponto B, onde o capacitor paralelo C_p contribuiria com energia apenas durante uma parte da comutação. Resulta do plano de fase a seguinte relação:

$$V_{on} + V_{cn} + V_{pkb} = (I_{inn} - I_{m n}) \times Z_p \quad (4.71)$$

Ou seja:

$$V_{pkb} = (I_{in} - I_{m n}) \times Z_p - (V_{on} + V_{cn}) \quad (4.72)$$

V_{pkb} : tensão de pico sobre o circuito auxiliar considerando o segundo critério de cálculo.

Evidentemente, o valor a ser escolhido para V_{pk} deve estar dentro do intervalo:

$$V_{pkb} < V_{pk} < V_{pka} \quad (4.73)$$

4.8) CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou o estudo de um novo conversor operando em frequência fixa, comutação suave e modulação PWM.

Dentre as principais vantagens pode-se destacar:

- (a) conversor isolado;
- (b) utiliza apenas duas chaves ativas;

- (c) comando não-isolado;
- (d) comutação suave;
- (e) a indutância de dispersão do transformador é absorvida no processo de comutação;
- (f) as formas de ondas de corrente são retangulares.

A característica externa mostrou que o conversor opera como elevador de tensão, onde para baixos valores de corrente de carga esta característica torna-se mais íngreme devido ao aumento do tempo de carga e descarga do capacitor paralelo C_p .

Uma desvantagem da estrutura é a elevada tensão imposta sobre as chaves S1 e S2, justificando o uso do IGBT. Outro motivo pelo qual deve-se utilizar o IGBT é o tipo de comutação, neste caso ZCS que dispensa a capacitância parasita do componente.

As principais relações para o cálculo dos esforços de tensão e corrente sobre os componentes foram estabelecidas.

A análise da comutação concluiu que o limite da comutação suave é função da carga e da indutância de dispersão do transformador. Uma vez que a indutância de dispersão do transformador é um parâmetro não muito preciso no projeto clássico de transformadores foi proposto o circuito de auxílio a comutação que elimina esta dependência e torna a comutação suave para toda a faixa de carga possível, apesar de introduzir um esforço extra de tensão sobre as chaves S1 e S2.

CAPÍTULO 5
PROJETO E EXPERIMENTAÇÃO

5) PROJETO E EXPERIMENTAÇÃO

5.1) INTRODUÇÃO

Este capítulo trata do projeto e implementação prática do conversor PWM-ZCS estudado no capítulo anterior.

Todos os componentes são calculados e dimensionados através dos ábacos que foram desenvolvidos no capítulo anterior.

5.2) PROCEDIMENTO DE PROJETO

5.2.1) ESPECIFICAÇÕES PARA PROJETO

- potência de saída $P_o = 400W$;
- potência mínima de saída $P_{omín} = 80W$;
- tensão de entrada $V_{in}=48V$;
- tensão de saída $V_{os}=48V$;
- frequência de chaveamento $f_s=40KHz$.

5.2.2) LOCALIZAÇÃO DA FAIXA DE CARGA NA CARACTERÍSTICA EXTERNA

É desejável operar o conversor na região mais plana possível da característica de saída com o objetivo de manter a característica PWM do conversor. Através da eq. (4.13) pode-se notar que ocorre um ganho de razão cíclica quando o conversor opera em cargas mais leves, este efeito é contrário nos conversores PWM-ZVS que apresentam uma perda de razão cíclica para cargas maiores.

(a) carga mínima

Considerando o exposto acima, escolhe-se a razão cíclica mínima $D_{mín} = 0,5$ e a carga normalizada mínima $\overline{I_{omín}} = 48$. Com estes valores e a partir da eq. (4.13), obtém-se:

$$\overline{V_o} = \frac{1}{2 \times 0,5 \times (1 - 0,5) - \frac{4}{48}} \cong 2,4 \quad (5.1)$$

Logo, como $\overline{V_o} = V_o/V_{in}$, obtém-se $V_o = 115,2V$. Para esta tensão e potência mínima de saída obtém-se a corrente de carga mínima $I_{omín} = 694mA$.

A relação de transformação é dada por:

$$n = V_o/V_{os} = 115,2/48 = 2,4 \quad (5.2)$$

A partir da eq. (4.17) e considerando a condição de carga mínima, obtém-se $V_{cmín} = 0$.

(b) carga nominal

$$\overline{I_{on}} = \overline{I_{omín}} \times P_o/P_{o\min} \cong 240 \quad (5.3)$$

Ou seja, $I_{on} = 3,47A$.

Através da eq. (4.13), obtém-se a razão cíclica de operação na condição nominal $D_n = 0,683$ que substituída na eq. (4.17) resulta em $V_{cn} = -40,6V$. Referindo-se esta tensão para o secundário resulta $V_{csn} = -16,92V$ na condição nominal.

5.2.3) CAPACITOR PARALELO C_p

(a) cálculo da capacitância

Através da eq. (4.15) e considerando a condição nominal obtém-se:

$$C_p = I_{on} \times T_s / V_{in} \times \overline{I_{on}} = 3,47 \times 25 \times 10^{-6} / 48 \times 240 \cong 7,53 \mu F \quad (5.4)$$

$$C_{ps} = C_p \times n^2 = 7,53 \times 10^{-9} \times 2,4^2 \cong 44 \mu F$$

(b) corrente eficaz para a condição nominal

Usando o ábaco da Fig. 4.8 com a corrente de carga normalizada para a condição nominal $\overline{I_{on}} = 240$ e razão cíclica nominal $D_n = 0,683$, obtém-se aproximadamente $\overline{I_{Cpef}} \cong 60$. Logo:

$$I_{Cpef} = \overline{I_{Cpef}} \times V_{in} \times C_p / T_s = 60 \times 48 \times 7,53 \times 10^{-9} / 25 \times 10^{-6} \cong 867mA \quad (5.5)$$

$$I_{Cpefs} = I_{Cpef} \times n = 867 \times 10^{-3} \times 2,4 \cong 2,08A$$

I_{Cpefs} : corrente eficaz através do capacitor C_{ps} .

5.2.4) CAPACITOR DE BALANÇO C_B

A corrente eficaz através do capacitor C_b para a condição nominal pode ser calculada com o auxílio do ábaco mostrado na Fig. 4.9. Usando o ábaco com a razão cíclica e a corrente de carga normalizada, obtém-se $\overline{IC_{bef}} \cong 263$, logo:

$$IC_{bef} = \overline{IC_{bef}} \times V_{in} \times C_p / T_s = 263 \times 48 \times 7,53 \times 10^{-9} / 25 \times 10^{-6} \cong 3,8A \quad (5.6)$$

$$IC_{bef_s} = IC_{bef} \times n = 3,8 \times 2,4 \cong 9,12A$$

IC_{bef_s} : corrente eficaz através do capacitor C_{bs}.

A resistência série deste capacitor deve ser tal que não provoque perdas excessivas. Considerando estas perdas em torno de 2% da potência nominal de saída, a resistência série equivalente deve ser limitada no valor a seguir.

$$RSE < 0,01 \times P_o / IC_{bef}^2 = 0,02 \times 400 / 3,8^2 \cong 554m\Omega \quad (5.7)$$

$$RSE_s = RSE / n^2 = 554 \times 10^{-3} / 2,4^2 \cong 96m\Omega$$

RSE_s : resistência série equivalente do capacitor C_{bs}.

5.2.5) CAPACITOR DE FILTRAGEM C_O

A corrente eficaz através de C_o é calculada com o auxílio do ábaco traçado na Fig. 4.10. Entrando no ábaco com D_n e corrente de saída normalizada, resulta $\overline{ICoef} \cong 110$, então:

$$ICoef = \overline{ICoef} \times V_{in} \times C_p / T_s = 110 \times 48 \times 7,53 \times 10^{-9} / 25 \times 10^{-6} \cong 1,59A \quad (5.8)$$

$$ICoef_s = ICoef \times n = 1,59 \times 2,4 \cong 3,82A$$

ICoef_s : corrente eficaz através do capacitor C_{os}.

O capacitor de filtragem C_o deve ser escolhido através da resistência série equivalente de tal forma que seja observada uma ondulação da tensão de saída previamente estabelecida. Fixando esta ondulação em 1% da tensão de saída resulta $\Delta V_{C_{op}} = 0,01 \times 115,2 = 1,152V$ pico-a-pico.

Supondo que esta ondulação seja causada apenas pela resistência série, basta determinar a

variação de corrente através de C_o e limitar a resistência série para manter a ondulação da tensão de saída dentro do limite estabelecido. A variação máxima de corrente através do capacitor de filtragem é a corrente de pico que circula através dos diodos retificadores ímpares. Assim, para a condição nominal de carga, tem-se:

$$\begin{aligned}\Delta I_{Cop} = I_{dip} &= 0,683 \times 400 / 48 \cong 5,69 \text{ A} \\ RSE &< 0,01 \times V_o / \Delta I_{Cop} = 0,01 \times 115,2 / 5,69 \cong 204,4 \text{ m}\Omega \quad (5.9) \\ RSE_s &= RSE / n^2 = 202,4 \times 10^{-3} / 2,4^2 \cong 35 \text{ m}\Omega\end{aligned}$$

ΔI_{Cop} : variação máxima da corrente através do capacitor C_o ;

RSE_s : resistência série equivalente do capacitor C_o s.

$$P_{RSE} = RSE \times I_{Coef}^2 = 202,4 \times 10^{-3} \times 1,59^2 \cong 512 \text{ mW} \quad (5.10)$$

P_{RSE} : perda causada pela RSE_s .

5.2.6) DIODOS RETIFICADORES

(a) tensão de pico inversa máxima

De acordo com (4.25), tem-se:

$$\begin{aligned}V_{piv} &= V_o = 115,2 \text{ V} \\ V_{pivs} &= V_{os} = 48 \text{ V}\end{aligned} \quad (5.11)$$

V_{pivs} : tensão de pico inversa sobre os diodos referida ao secundário.

(b) corrente média

A partir de (4.26), obtém-se:

$$\begin{aligned}I_{dp} = I_{di} &= I_o / 2 = 400 / 2 \times 115,2 \cong 1,74 \text{ A} \\ I_{dps} = I_{dis} &= I_o \times n / 2 \cong 4,2 \text{ A}\end{aligned} \quad (5.12)$$

I_{dps} : corrente média através dos diodos pares referida ao secundário;

I_{dis} : corrente média através dos diodos ímpares referida ao secundário;

(c) corrente de pico

Através das equações (4.27) e (4.28), resultam:

$$\begin{aligned}
 I_{dpp} &= (1 - 0,683) \times 400/48 \cong 2,64 \text{ A} \\
 I_{dpps} &= I_{dpp} \times n = 2,64 \times 2,4 \cong 6,34 \text{ A} \\
 I_{dip} &= 0,683 \times 400/48 = 5,69 \text{ A} \\
 I_{dips} &= I_{dip} \times n = 5,69 \times 2,4 \cong 13,66 \text{ A}
 \end{aligned} \tag{5.13}$$

I_{dpps} : corrente de pico através dos diodos pares refletida para o secundário;

I_{dips} : corrente de pico através dos diodos ímpares refletida para o secundário.

Baseando-se nos valores calculados acima, resulta como componente escolhido o diodo MUR1510, cujas características principais estão descritas a seguir.

fabricante : Motorola;

corrente média : I_F (AV)=15A;

corrente de pico repetitiva : I_{FM} =30A;

tensão direta : V_F =0,85V;

tensão de pico inversa : V_{RRM} =100V;

resistência térmica junção-cápsula R_{jc} =1,5° C/W.

5.2.7) CÁLCULO TÉRMICO PARA OS DIODOS RETIFICADORES

Os diodos retificadores apresentam apenas perdas de condução, visto que a comutação é suave. Assim, a perda total nos diodos retificadores pode ser obtida como segue.

$$P_D = 4 \times V_F \times I_o/2 = 4 \times 0,85 \times 4,2 \cong 14,28 \text{ W} \tag{5.14}$$

Seja o caso em que todos os diodos estejam montados sobre o mesmo dissipador. O equivalente elétrico para este sistema térmico está representado na Fig. 5.1. Algumas hipóteses são inicialmente tomadas:

(a) As fontes geradoras de calor Q_{w1} , Q_{w2} , Q_{w3} e Q_{w4} são iguais;

(b) A temperatura de junção dos diodos são iguais a $T_j=100^\circ\text{C}$;

(c) a resistência térmica cápsula-dissipador será assumida $R_{cd}=0,2^{\circ}\text{C/W}$ para todos os diodos, portanto, as temperaturas das cápsulas dos diodos serão iguais a T_c .

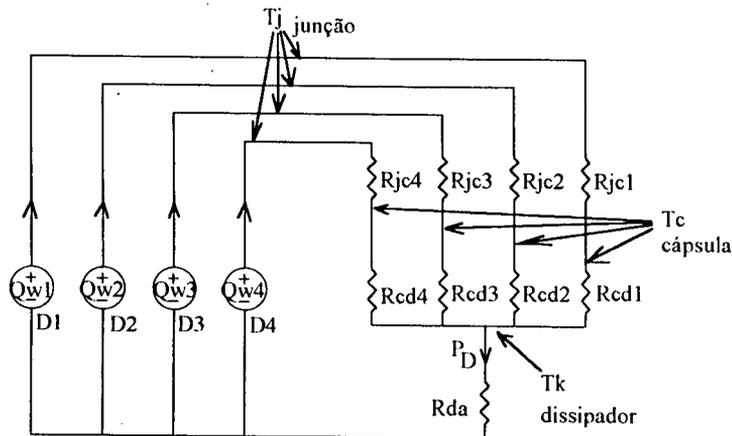


Fig. 5.1. Circuito equivalente para o cálculo de R_{da} .

Sabe-se que a elevação de temperatura é dada pela equação abaixo.

$$\Delta T = R \times \text{Perdas} \quad (5.15)$$

ΔT : elevação de temperatura com relação a temperatura ambiente;

R : resistência térmica equivalente.

Considerando a temperatura ambiente de $T_a=40^{\circ}\text{C}$ e as perdas calculadas anteriormente, determina-se a partir da eq. (5.15) a resistência térmica equivalente.

$$R = \frac{T_j - T_a}{P_D} = \frac{100 - 40}{14,28} \cong 4,2 \text{ }^{\circ}\text{C/W} \quad (5.16)$$

Através do circuito equivalente deduz-se que a resistência térmica equivalente é dada pela equação que segue.

$$R = \frac{(R_{jc} + R_{cd})}{4} + R_{da} \quad (5.17)$$

R_{da} : resistência térmica dissipador-ambiente.

Resultando:

$$R_{da} = R - \frac{(R_{jc} + R_{cd})}{4} = 4,2 - \frac{(1,5 + 0,2)}{4} = 3,78 \text{ }^{\circ}\text{C/W} \quad (5.18)$$

5.2.8) CÁLCULO DO TRANSFORMADOR

As especificações para o projeto do transformador estão citadas a seguir.

tensão de saída $V_o=115,2V$;
 tensão sobre o capacitor C_b $V_c=-40,6V$;
 razão cíclica de operação na condição de carga nominal $D_n=0,683$;
 corrente de entrada para a condição nominal $I_{in}=8,33A$;
 fator de ocupação da área da janela do carretel $K_w=0,5$;
 fator de ocupação do enrolamento primário $K_p=0,5$;
 densidade máxima de corrente $J=250A/cm^2$;
 excursão da densidade de fluxo magnética $\Delta B=115mT$;
 frequência de chaveamento $f_s=40KHz$.

A escolha do núcleo, o cálculo do número de espiras, o dimensionamento dos condutores, o cálculo das perdas e o cálculo da elevação da temperatura são feitos através do roteiro de projeto estabelecido no apêndice A. Os resultados dos cálculos estão descritos abaixo.

núcleo escolhido EE55/21;
 número de espiras do primário $N_p=31$;
 condutores do primário #4x21AWG;
 número de espiras do secundário $N_s=13$;
 condutores do secundário #10x21AWG;
 perdas no cobre $P_{cu}=2,177W$;
 perdas no núcleo $P_n=604mW$;
 elevação de temperatura $\Delta T=28,54^\circ C$.

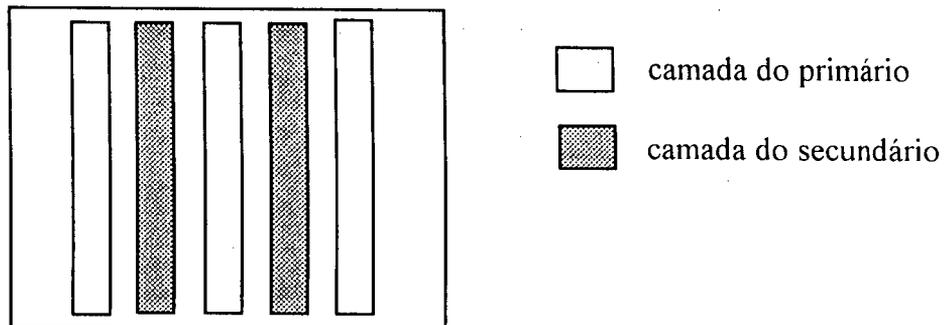


Fig. 5.2. Estrutura das camadas dos enrolamentos.

Os enrolamentos foram distribuídos em camadas com o objetivo de reduzir a indutância de dispersão do transformador, mesmo que esta estratégia aumente o efeito de proximidade. A fim de formar um determinado enrolamento, as respectivas camadas foram conectadas em paralelo.

A indutância de dispersão medida experimentalmente foi de $4\mu\text{H}$ e capacitância entre os enrolamentos primário e secundário de 437pF .

5.2.9) CÁLCULO DO CIRCUITO DE AUXÍLIO A COMUTAÇÃO

(a) impedância característica do circuito ressonante

$$Z_p = \sqrt{L_{lk}/C_p} = \sqrt{4 \times 10^{-6} / 7,53 \times 10^{-9}} = 23,05\Omega \quad (5.19)$$

A impedância característica crítica do circuito ressonante que permitiria a comutação suave para a condição nominal de carga é determinada pela eq. (4.48).

$$Z_{pcr} = V_o + V_c / (I_{lnn} - I_{mn}) = 115,2 - 40,6 / \left[\frac{400}{48} - (1 - 0,683) \times \frac{400}{48} \right] \cong 13,1\Omega \quad (5.20)$$

Como $Z_p > Z_{pcr}$, não é possível obter comutação suave para a condição nominal de carga.

(b) cálculo da tensão de pico V_{pk}

(b.1) primeiro critério de cálculo

Através da eq. (4.70) e considerando uma ondulação de 20% da corrente I_{lnn} e I_{mn} , obtém-se:

$$V_{pka} = \frac{[(9,16 - 2,37) \times 23,05]^2 - (115,2 - 40,6)^2}{2 \times (115,2 - 40,6)} \cong 126,2\text{V} \quad (5.21)$$

(b.2) segundo critério de cálculo

Através da eq. (4.72) e considerando a mesma ondulação de corrente, obtém-se:

$$V_{pkb} = (9,16 - 2,37) \times 23,05 - (115,2 - 40,6) \cong 81,9\text{V} \quad (5.22)$$

escolhe-se $V_{pk} = 126,2\text{V}$.

(c) cálculo do capacitor C_{ax}

Através da eq. (4.60), resulta:

$$C_{ax} = \frac{0,683 \times (1 - 0,683) \times 400/48}{2 \times 126,2 \times 40 \times 10^3} \cong 180 \text{ nF} \quad (5.23)$$

(d) cálculo de L_{ax}

(d.1) cálculo da indutância L_{ax}

Usando a eq. (4.61) e considerando uma ondulação de corrente pico-a-pico de 45% em torno do valor médio, obtém-se:

$$L_{ax} = \frac{0,683 \times 126,2}{2 \times 40 \times 10^3 \times \left[(1 - 0,683) \times 400/48 \times 0,45 \right]} \cong 900 \mu\text{H} \quad (5.24)$$

(d.2) cálculo do indutor L_{ax}

As especificações para o projeto estão estabelecidas abaixo.

fator de ocupação da janela do carretel $K_w=0,7$;

indução máxima de fluxo magnético $B_{\text{máx}}=0,3\text{T}$;

densidade de corrente $J=300\text{A}/\text{cm}^2$.

Com estes dados e considerando o roteiro de projeto descrito no apêndice B, obtém:

núcleo de ferrite EI 40/12;

número de espiras $N_L=64$;

comprimento físico do entreferro $l_g=0,412\text{mm}$;

condutor #18AWG;

perdas no cobre $P_{cu}=1,05\text{W}$;

perdas no núcleo $P_n=113\text{mW}$;

elevação de temperatura $\Delta T=23,2^\circ\text{C}$.

5.2.10) ESCOLHA DAS CHAVES S1 E S2

(a) chave S1

(a.1) tensão máxima

Através da eq. (4.19) e considerando a tensão sobre o circuito de auxílio a comutação, obtém-se

$$VS1máx = 115,2 + 40,6 + 126,2 = 282V \quad (5.25)$$

(a.2) corrente média

A corrente média através da chave S1 é determinada pela eq. (4.21):

$$IS1 = 0,683 \times 400/48 \cong 5,69A \quad (5.26)$$

(a.2) corrente eficaz

Através da eq. (4.23), tem-se:

$$IS1f = \sqrt{0,683} \times 400/48 \cong 6,89A \quad (5.27)$$

(b) chave S2

(b.1) tensão máxima

Através da eq. (4.19) e considerando a tensão sobre o circuito de auxílio a comutação, obtém-se

$$VS2máx = 115,2 + 40,6 + 126,2 = 282V \quad (5.28)$$

(b.2) corrente média

Usando a expressão (4.22), obtém-se:

$$IS2 = (1 - 0,683) \times 400/48 \cong 2,64A \quad (5.29)$$

(b.3) corrente eficaz

Através da expressão (4.24), tem-se

$$IS2ef = \sqrt{1 - 0,683} \times 400/48 \cong 4,69A \quad (5.30)$$

Considerando os dados para a escolha, ambas as chaves S1 e S2 são especificadas como segue.

IGBT escolhido:

IGBT IG20N50A/Harris;

tensão máxima de $BV_{ces}=500V$;

tensão de limiar $V_{GE(th)}=2V/4,5V$;

tensão de saturação $V_{CE(on)}=2,5V$;

resistência térmica junção-cápsula $R_{jc}=1,67^{\circ}C/W$.

Diodo série escolhido:

diodo MUR850/Motorola;

tensão reversa $V_{RRM}=500V$;

corrente média $I_{F(AV)}=8A$;

corrente de pico repetitiva $I_{FM}=16A$;

tensão direta $V_f=1,2V$;

resistência térmica junção-cápsula $R_{jc}=2^{\circ}C/W$.

As perdas de condução nas chaves S1 e S2 são calculadas como segue:

$$P_{S1} = IS1 \times (V_f + V_{CEon}) = 5,69 \times (1,2 + 2,5) \cong 21,05W \quad (5.31)$$

$$P_{S2} = IS2 \times (V_f + V_{CEon}) = 2,64 \times (1,2 + 2,5) \cong 9,8W \quad (5.32)$$

P_{S1} : perda de condução na chave S1;

P_{S2} : perda de condução na chave S2.

As chaves S1 e S2 foram montadas sobre um único dissipador calculado conforme o roteiro estabelecido no item 5.2.7. Como resultado obtém-se $R_{da}=1,43^{\circ}C/W$.

5.2.11) CÁLCULO DO INDUTOR Ls

(a) cálculo da indutância Ls

Durante o intervalo de condução da chave S1, pode-se escrever a seguinte expressão para o indutor Ls:

$$V_{in} = L_s \times \frac{\Delta I_{in}}{D} \times T_s \quad (5.33)$$

ΔI_{in} : ondulação pico-a-pico da corrente de entrada.

Logo, considerando uma ondulação de 15% da corrente de entrada com relação ao seu valor médio, obtém-se:

$$L_s = \frac{V_{in} \times D}{f_s \times \Delta I_{in}} = \frac{48 \times 0,683}{40 \times 10^3 \times 0,15 \times 8,33} \cong 656 \mu\text{H} \quad (5.34)$$

(b) cálculo do indutor

As especificações para o projeto estão estabelecidas abaixo.

fator de ocupação da janela do carretel $K_w=0,7$;

indução máxima de fluxo magnético $B_{\text{máx}}=0,3\text{T}$;

densidade de corrente $J=300\text{A}/\text{cm}^2$.

Com estes dados e considerando o roteiro de projeto descrito no apêndice B obtém-se:

núcleo de ferrite EE 55/21;

número de espiras $N_L=55$;

comprimento físico do entreferro $l_g=1,03\text{mm}$;

condutor #2x16AWG;

perdas no cobre $P_{cu}=3,9\text{W}$;

perdas no núcleo $P_n=210\text{mW}$;

elevação de temperatura $\Delta T=36^\circ\text{C}$.

5.3) CIRCUITO DE COMANDO

O circuito integrado utilizado para gerar o sinal de comando PWM foi o 3524 em sua configuração tradicional. A única implementação realizada foi a geração do tempo de sobreposição dos comandos dos IGBT1 e IGBT2. Esta configuração está mostrada na Fig. 5.3 juntamente com os sinais mais importantes para o entendimento do funcionamento.

Com o uso dos monoestáveis é possível ajustar independentemente o tempo de sobreposição para cada comutação, por exemplo, o monoestável 1 ajusta o tempo de sobreposição para a comutação da corrente I_{in} da chave S1 para a chave S2 e o monoestável 2 ajusta o tempo de sobreposição da comutação da corrente I_{in} da chave S2 para a chave S1.

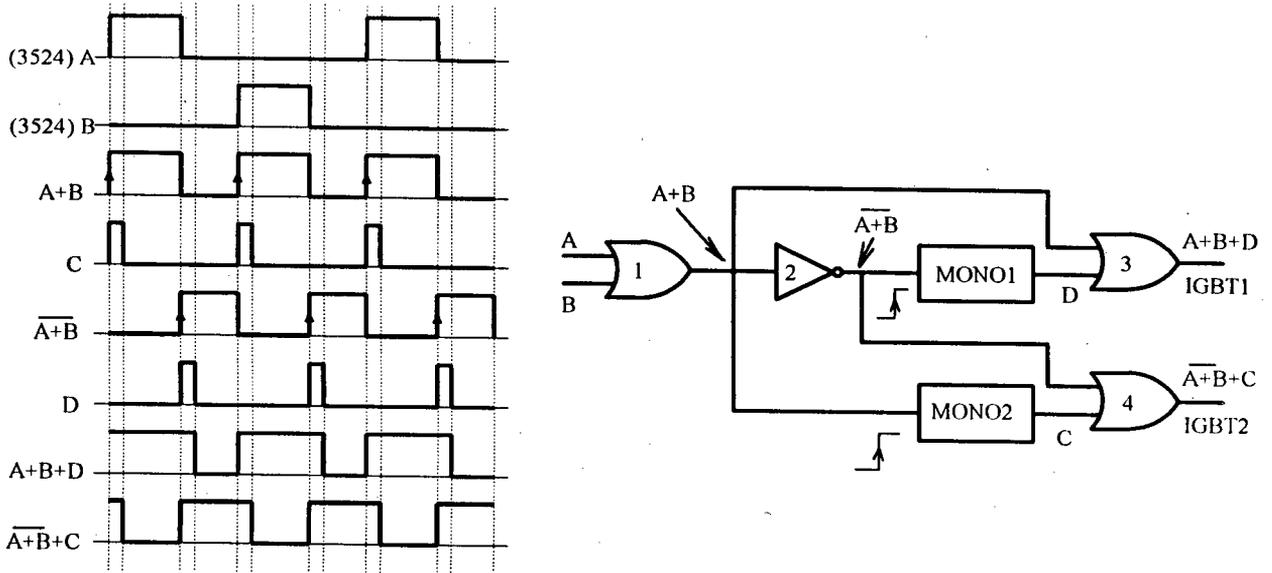


Fig. 5.3. Sinais de comando e diagrama simplificado.

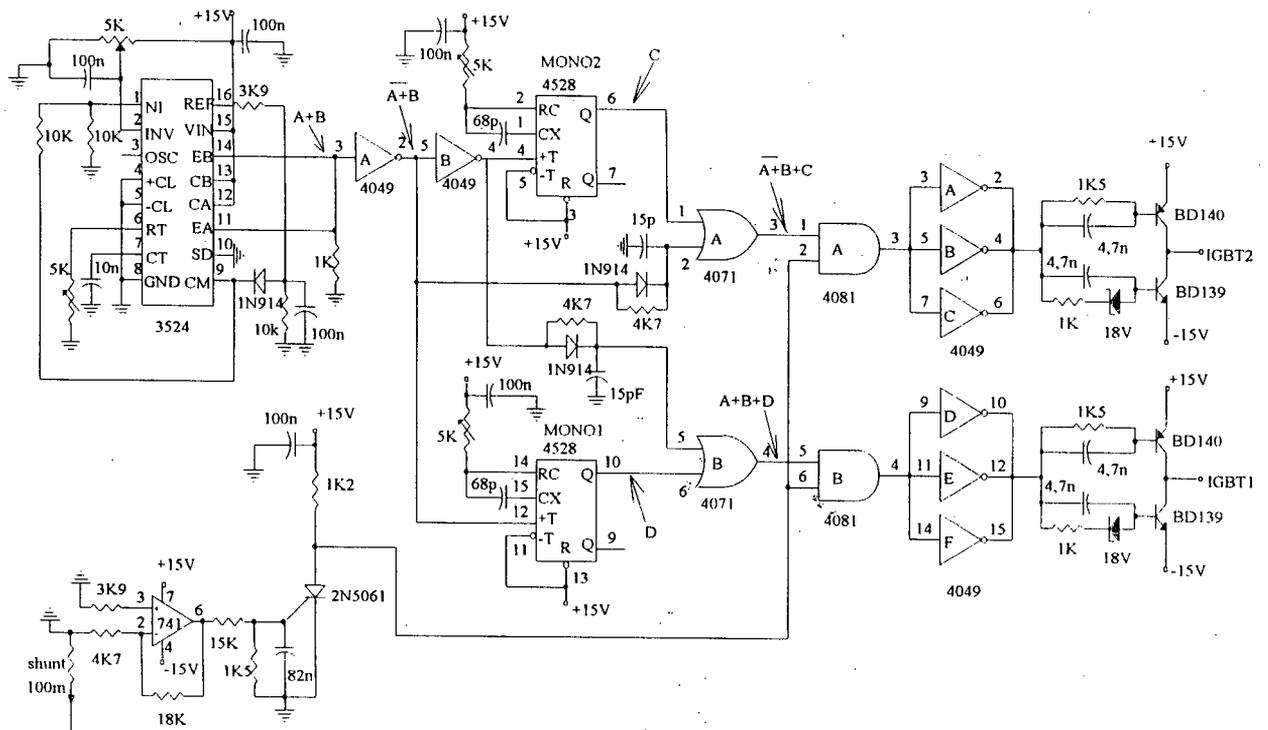


Fig. 5.4. Circuito de comando geral.

A proteção de sobrecorrente atua disparando o tiristor 2N5061 que desabilitaria os IGBT1 e IGBT2. Neste caso, é necessário drenar a energia armazenada no indutor L_s através do enrolamento auxiliar que está representado na Fig. 5.5.

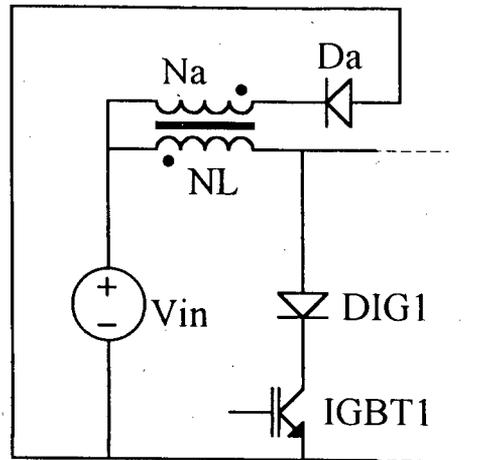


Fig. 5.5. Esquema para proteção de sobrecorrente utilizando enrolamento auxiliar.

Dessa forma, a relação entre as espiras do enrolamento auxiliar N_a e as espiras do enrolamento principal N_L deve obedecer a eq. (5.35).

$$\frac{N_a}{N_L} < \frac{V_{in}}{V_o - V_c + V_{pk} - V_{in}} \quad \therefore N_a < 11,28 \text{ espiras} \quad (5.35)$$

Escolhendo $N_a=11$ espiras.

O circuito de proteção foi ajustado para atuar quando a corrente de entrada atingir pouco mais de 12A, neste caso, a corrente impulsiva através do enrolamento auxiliar é determinada como segue:

$$N_L \times i_{inbl} = N_a \times I_{ap} \quad \therefore I_{ap} \cong 60A \quad (5.36)$$

i_{inbl} : corrente de atuação do circuito de sobrecorrente;

I_{ap} : corrente impulsiva através do enrolamento auxiliar;

N_a : número de espiras do enrolamento auxiliar.

O tempo necessário para a extinção total desta corrente impulsiva pode ser determinada da seguinte forma:

$$\Delta t_{ap} = \frac{L_s \times \left(\frac{N_a}{N_L} \right)^2 \times I_{ap}}{V_{in}} \quad \therefore \Delta t_a \cong 32,8 \mu s \quad (5.37)$$

O condutor do enrolamento auxiliar deve ser dimensionado pelo critério da queda de tensão, visto que esta queda impulsiva adiciona-se à tensão de entrada e o resultado será refletido para o enrolamento principal aparecendo sobre a chave S1. Assim, considerando uma queda de tensão de 10% da tensão de entrada V_{in} , obtém-se:

$$R_a = 0,1 \times V_{in} / I_{ap} = 80 \text{ m}\Omega$$

$$l_a = N_a \times l_t = 11 \times 11,6 = 127,6 \text{ cm} \quad (5.38)$$

$$R_a / \text{cm} = 0,00627 \Omega / \text{cm}$$

R_a : resistência do enrolamento;

l_a : comprimento do enrolamento;

l_t : comprimento médio por espira para o núcleo EE55/21.

A partir destes dados, a secção escolhida foi 21AWG.

5.4) RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Um protótipo de laboratório foi implementado com o objetivo de comprovar os resultados teóricos e verificar os aspectos práticos do conversor. O diagrama completo do estágio de potência está mostrado na Fig. 5.6.

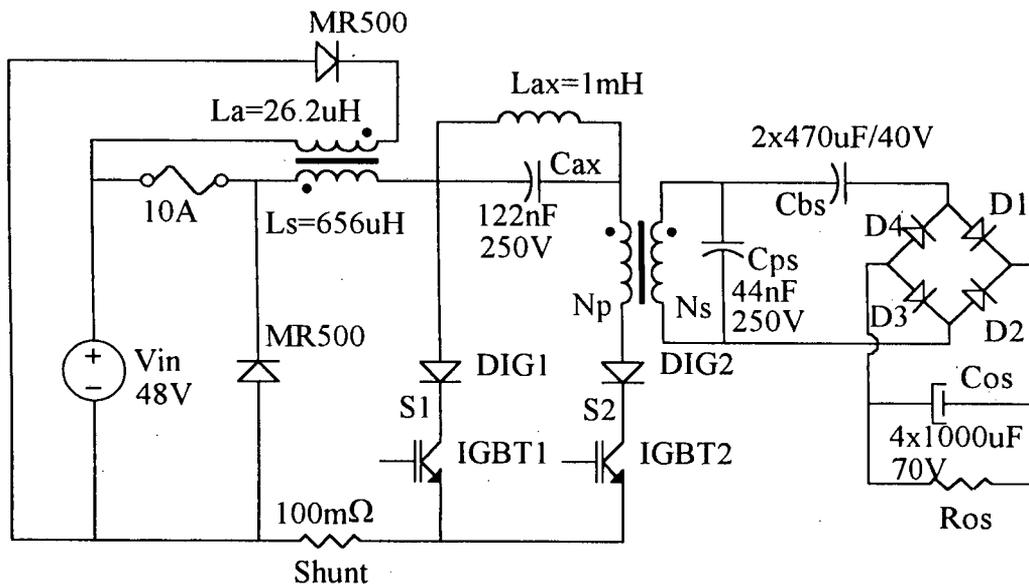


Fig. 5.6. Estágio de potência.

A Fig. 5.7 mostra a corrente através do capacitor C_{bs} que apresenta uma oscilação de alta frequência causando um esforço extra de corrente através dos diodos retificadores.

O estágio de saída do conversor é atacado em corrente, e a indutância parasita, resultante da própria fiação do estágio de saída, ressona com o capacitor paralelo C_{ps} provocando as oscilações mostradas. A solução então, seria grampear estas oscilações através da introdução, num ponto estratégico, de um circuito grampeador de corrente.

O modelo incremental para o estudo dessas oscilações está mostrado na Fig. 5.8, onde os capacitores C_{bs} e C_{os} podem ser considerados como curto-circuito para a frequência de oscilação.

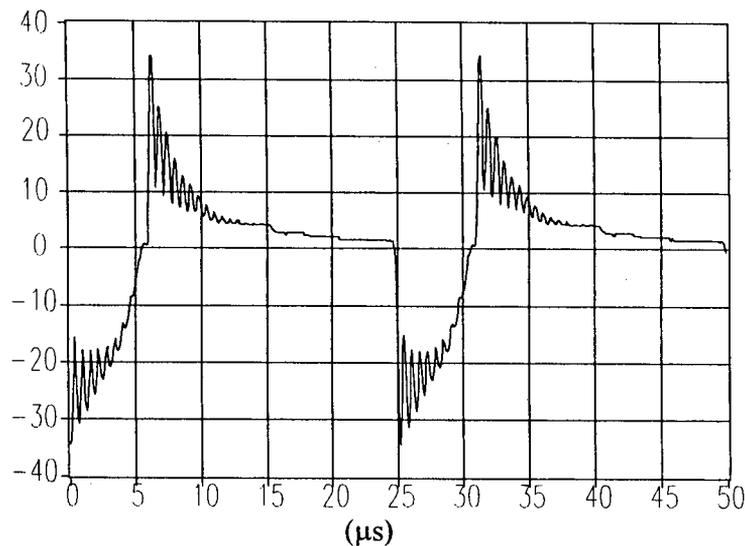


Fig. 5.7. Corrente através do capacitor de balanço C_{bs} .

Na realidade, o capacitor C_{ps} fica em paralelo com a capacitância de difusão dos diodos que estão bloqueados. Prevalece C_{ps} , visto que a ordem de grandeza das capacitâncias de difusão é muito inferior a ordem de grandeza de C_{ps} . O modelo incremental com grampeador de corrente é representado pela fonte de ataque I_a , capacitor paralelo C_{ps} , indutância parasita equivalente L_p da fiação do estágio de saída, corrente de grampeamento I_g e diodo grampeador D_g . O grampeador de corrente real está mostrado na Fig. 5.8(c), onde R_g é o resistor de balanço de energia e L_g a indutância que mantém a corrente I_g aproximadamente constante.

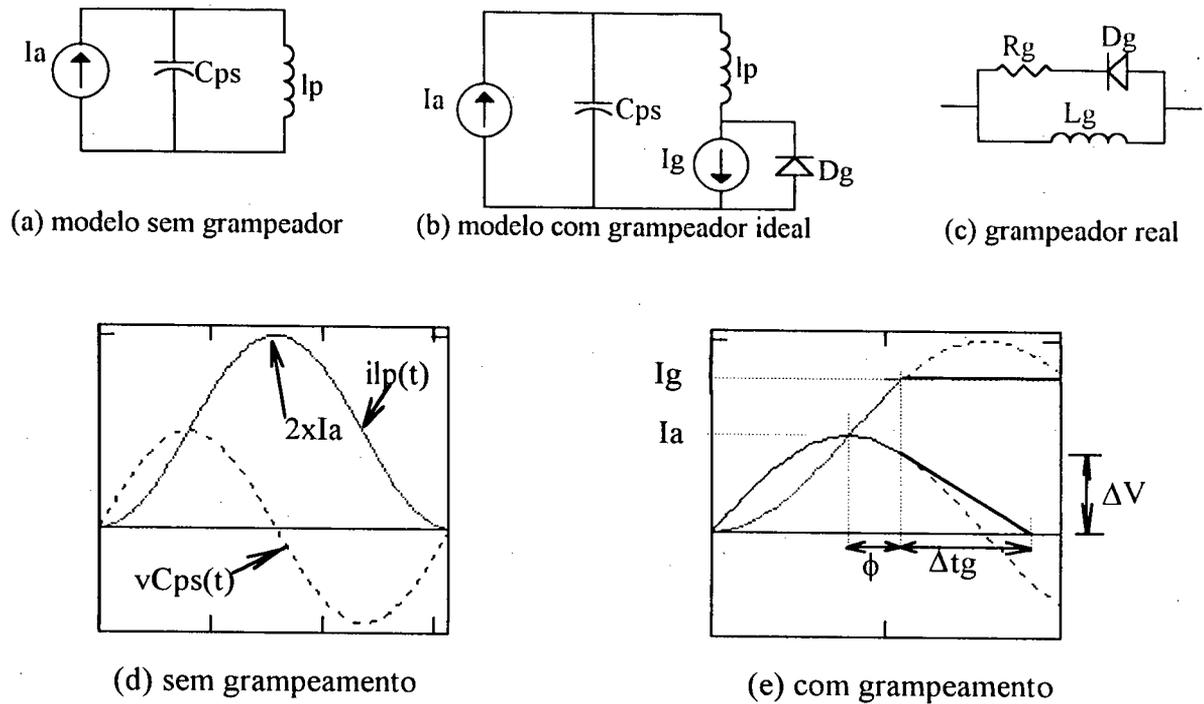


Fig. 5.8. Modelo incremental para análise do grampeamento das oscilações.

A energia que flui para o grampeador durante a ação de grampeamento é dada por:

$$E_g = I_g \times \frac{\Delta V \times \Delta t_g}{2} \quad (5.39)$$

O ângulo ϕ é medido a partir do instante que a corrente através de l_p ultrapassa I_a , logo:

$$I_a \times \text{sen} \phi = I_g - I_a \quad \therefore \phi = \text{sen}^{-1}(\mu - 1) \quad (5.40)$$

Onde:

$$\mu = I_g / I_a \quad (5.41)$$

I_g : corrente de grampeamento;

I_a : corrente de ataque.

Durante o intervalo de grampeamento pode-se escrever o seguinte:

$$I_g - I_a = C_{ps} \times \frac{\Delta V}{\Delta t_g} \quad \therefore \Delta t_g = C_{ps} \times \frac{\Delta V}{I_g - I_a} \quad (5.42)$$

ΔV e Δt_g podem ser vistos na Fig. 5.8(e).

Da mesma figura, obtém-se:

$$\Delta V = I_a \times \sqrt{\frac{l_p}{C_{ps}}} \times \cos \phi \quad \therefore \Delta V = I_a \times \sqrt{\frac{l_p}{C_{ps}}} \times \sqrt{2 \times \mu - \mu^2} \quad (5.43)$$

Substituindo as eq. (5.42) e (5.43) em (5.39), resulta:

$$E_g = \frac{1}{2} \times l_p \times I_a^2 \times \left[\mu^2 \times \frac{2 - \mu}{\mu - 1} \right] \quad (5.44)$$

A energia que flui para o grampeador de corrente é o produto da energia armazenada na indutância parasita l_p pelo fator de correção K_g que expressa o nível da ação de grampeamento, conforme mostra a Fig. 5.9.

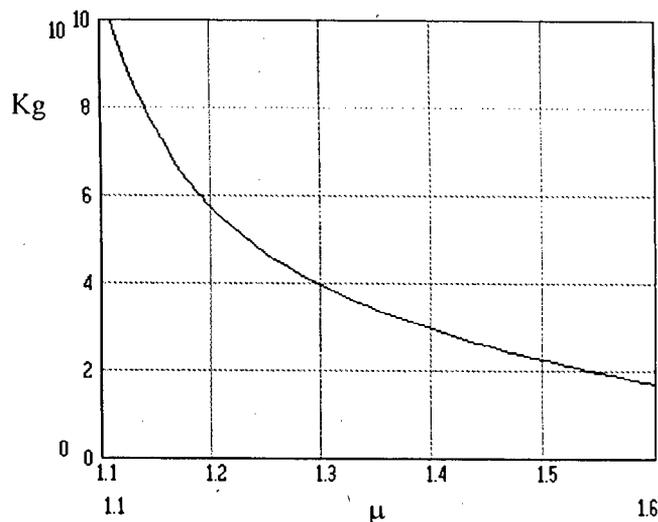


Fig. 5.9. Fator de correção K_g .

Evidentemente, para pequenos valores de μ o grampeamento é mais efetivo e a energia que flui para o grampeador aumenta.

A frequência de oscilação medida em laboratório está na faixa de 1,66MHz, resultando uma indutância parasita equivalente de 200nH. A fim de comprovar a validade e o efeito causado pelo circuito grampeador de corrente, o circuito foi simulado para a condição de carga nominal. Conforme mostrado na Fig. 5.10(a), o grampeador foi colocado na saída da ponte retificadora. Nesta configuração apenas o pico mais elevado é grampeado.

A Fig. 5.10(b) mostra a corrente através do capacitor C_{bs} , cuja forma de onda está muito próxima da obtida experimentalmente, validando a hipótese de que a oscilação decorre da interação entre o capacitor C_{ps} e a indutância parasita equivalente l_p .

A Fig. 5.10(c) mostra o efeito causado pelo grampeamento da corrente através de C_{bs} em 19A, apenas o pico mais elevado está sendo grampeado.

A Fig. 5.10(d) mostra as formas de ondas da tensão sobre o capacitor C_{ps} e da corrente através de l_p durante a ação de grampeamento, perfeitamente em acordo com as previstas.

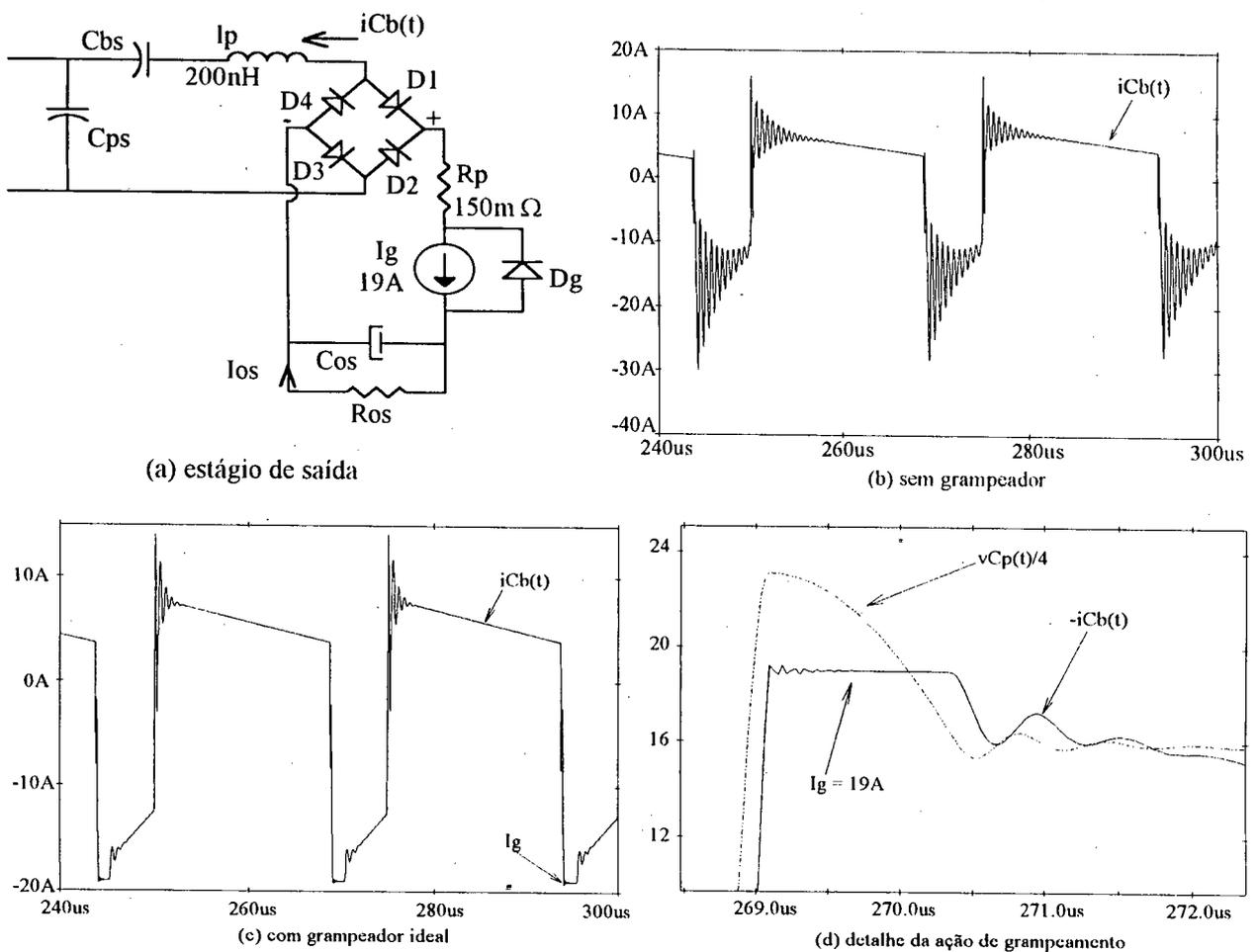


Fig. 5.10. Simulação do grampeador ideal de corrente.

A partir da Fig. 5.10(b) verifica-se que a corrente de ataque está em torno de $I_a=16A$. Como a oscilação está sendo grampeada em $I_g=19A$, resulta o fator $\mu=1,2$. Usando a Fig. 5.9 e a eq. (5.44), resulta que a potência entregue ao grampeador de corrente a cada período de chaveamento está na faixa de $P_g=5,9W$. Considerando-se a Fig. 5.10(a), conclui-se que a corrente

média através do diodo de grampeamento D_g é dada pela diferença $I_g - I_{os} = 11A$. Supondo que a tensão direta deste diodo seja $1V$, resulta uma perda de condução da ordem de $11W$. Ora, somente a perda causada pela condução do diodo é maior que a potência que deveria fluir para o grampeador a fim de manter o ponto de funcionamento previsto para o grampeador. Este fato inviabiliza a aplicação prática do grampeador de corrente, uma vez que a perda de potência num caso real seria maior que a prevista neste parágrafo, encerrando esta rápida discussão.

A Fig. 5.11(a) mostra a tensão e a corrente através da chave S1, enquanto a Fig. 5.11(b) mostra um detalhe da comutação da chave S1. A comutação ocorre sob corrente nula, praticamente sem perdas e as formas de ondas estão em pleno acordo com as previstas.

A tensão e a corrente através da chave S2 estão mostradas na Fig. 5.12(a), enquanto a Fig. 5.12(b) mostra o detalhe da comutação que ocorre praticamente sem perdas.

A tensão sobre o circuito auxiliar está mostrada na Fig. 5.13(a), a forma de onda é triangular e a comutação ocorre sempre nos valores máximo e mínimo. A Fig. 5.13(b) mostra a tensão através do capacitor C_{ps} , onde está presente a oscilação de alta frequência causada pela indutância parasita da fiação do estágio de saída.

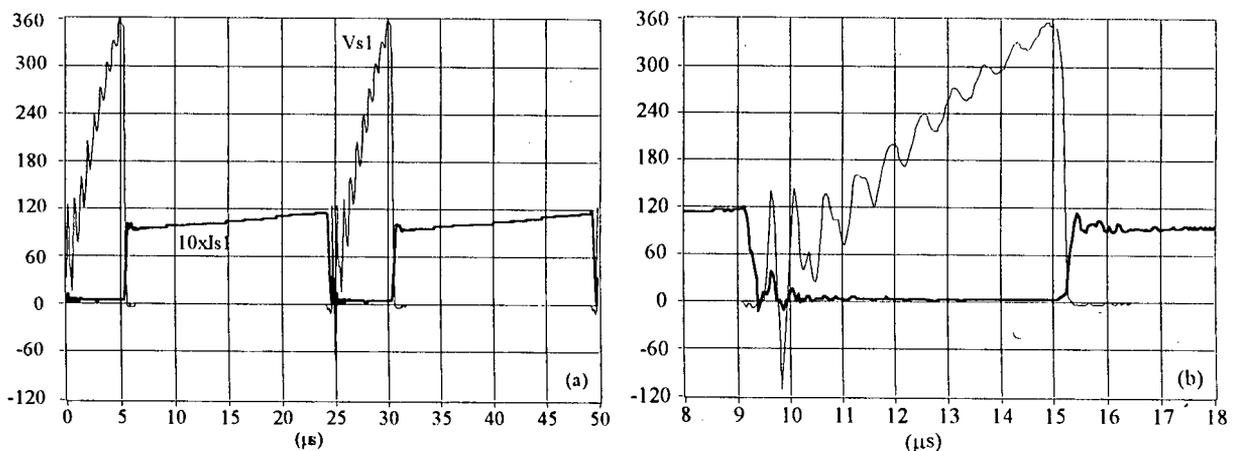


Fig.5.11. Tensão e corrente através da chaves S1.

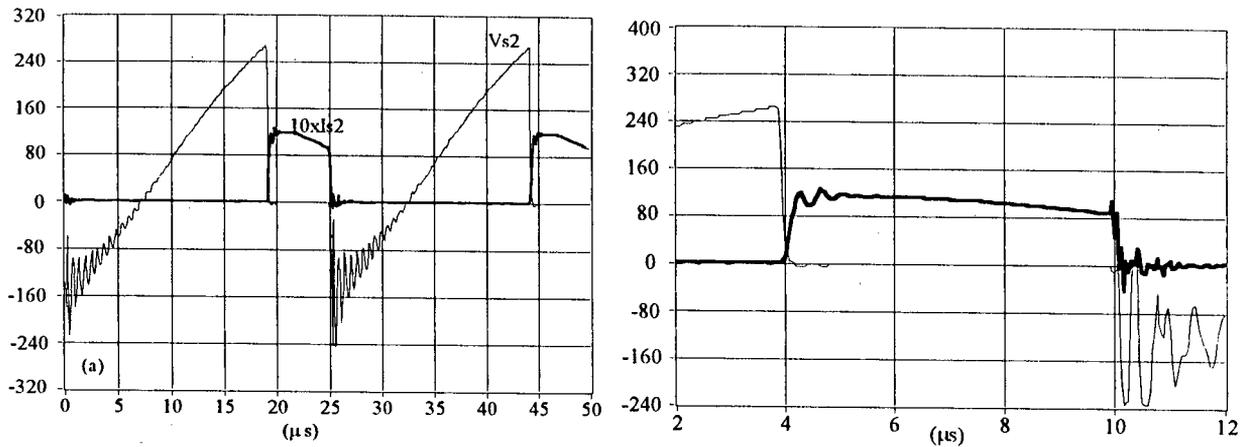


Fig. 5.12. Tensão e corrente através da chave S_2 .

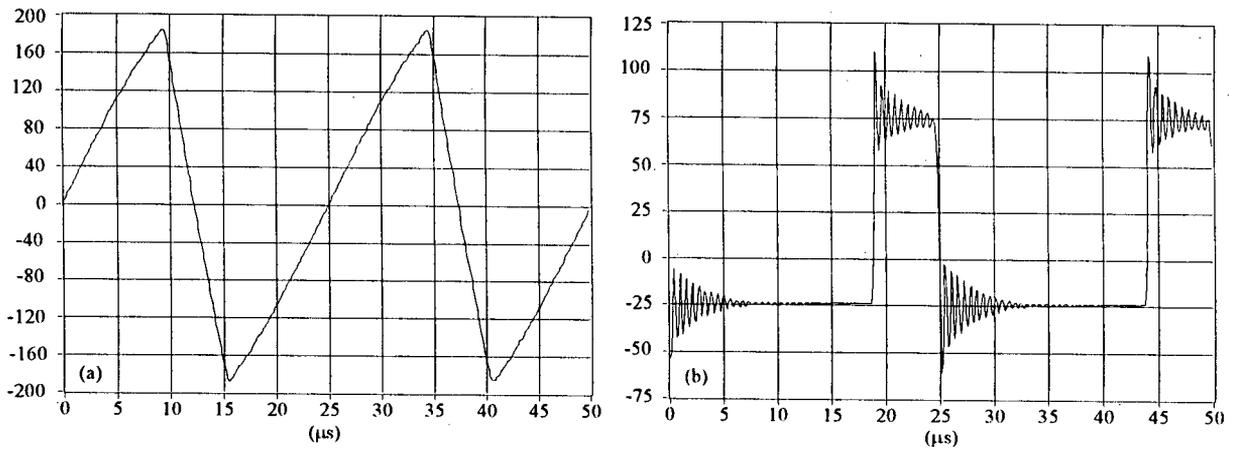


Fig. 5.13. Tensão sobre o capacitor C_{ax} e tensão sobre o capacitor C_{ps} .

As tensões sobre os diodos retificadores estão mostradas na Fig. 5.14. Sobre os diodos ímpares D_1 e D_3 foi adquirida a forma de onda da Fig. 5.14(a) e sobre os diodos pares D_2 e D_4 a forma de onda de tensão está apresentada na Fig. 5.14(b).

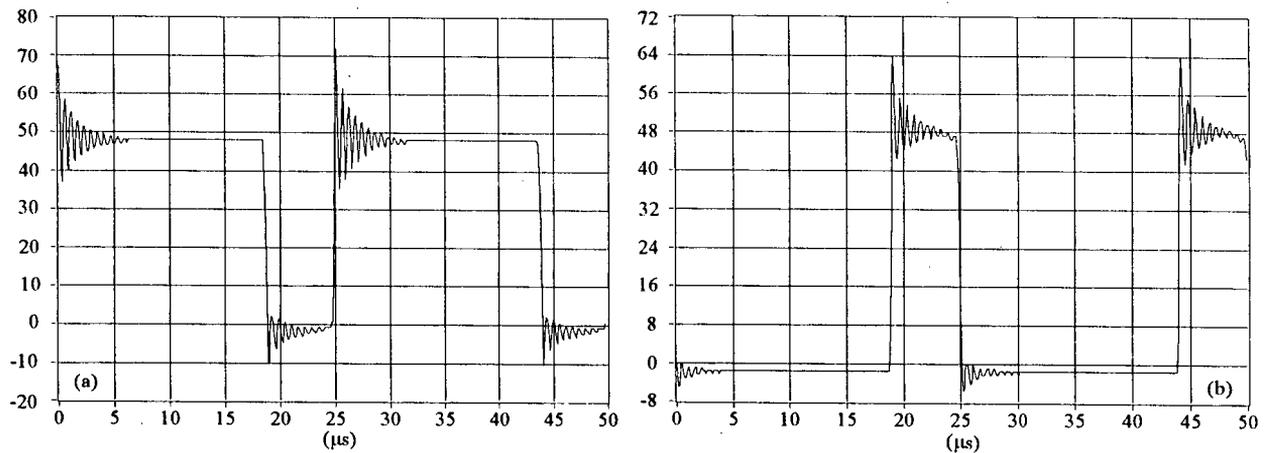


Fig. 5.14. Tensão sobre os diodos ímpares D_1 e D_3 e tensão sobre os diodos pares D_2 e D_4 .

A característica externa do conversor e a curva de eficiência levantadas experimentalmente estão mostradas na Fig. 5.15.

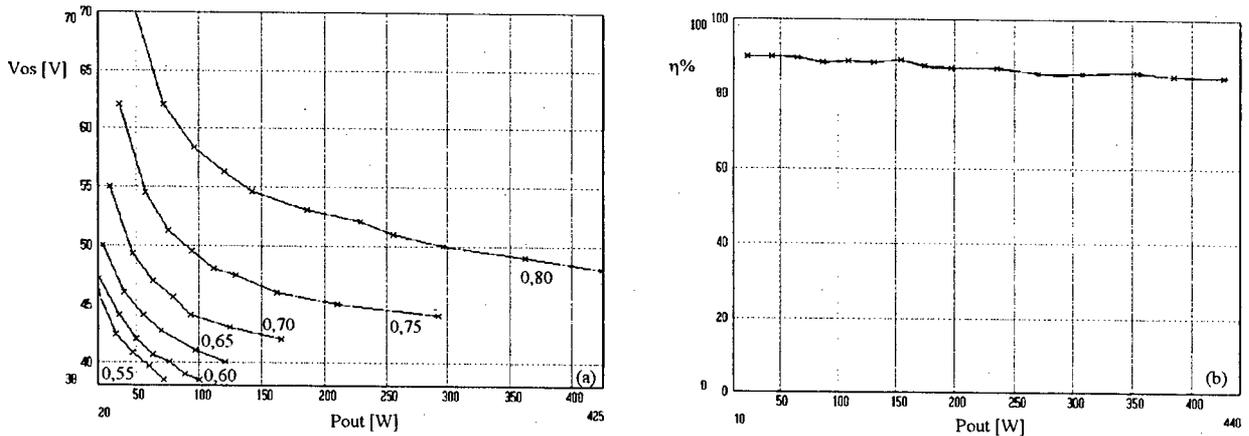


Fig. 5.15. Tensão de saída versus potência de saída tomando-se D como parâmetro e curva de eficiência.

A tensão de entrada foi mantida constante durante o levantamento da característica externa mostrada na Fig. 5.15(a), onde a razão cíclica D é o parâmetro, ou seja, esta é a característica de malha aberta do conversor.

Os dados para o traçado da curva de eficiência apresentada na Fig. 5.15(b) foram obtidos com tensão de entrada e tensão de saída fixas e nominais. O rendimento é maior que 84% para cargas acima de 400W. Este valor pode ser considerado elevado, visto que o conversor foi projetado para baixa tensão e elevada corrente de entrada, sendo esta uma possível área de aplicação prática. As chaves S1 e S2 podem ser consideradas como as principais fontes de perdas. Este fato pôde ser observado durante o procedimento de projeto, onde as maiores perdas calculadas foram sobre as chaves S1 e S2.

5.5) CONCLUSÃO

Este capítulo descreveu um roteiro completo de projeto do estágio de potência do conversor estudado. Pode ser verificado que as perdas previstas para o conversor através dos cálculos somam aproximadamente 60W, resultando um rendimento teórico de 85%. Ora, o rendimento medido experimentalmente para a condição nominal de carga está na faixa de 84%.

Este fato vem validar toda a análise realizada e demonstra que as chaves realmente comutam sob corrente nula.

Experimentalmente, foi detectado a existência de uma indutância parasita equivalente resultante da própria fiação do estágio de saída. Esta indutância interage com o capacitor Cps e resultam oscilações de corrente causando um esforço extra sobre os diodos retificadores. A fim de limitar estas oscilações sugere-se duas soluções:

- (a) alteração do lay-out;
- (b) emprego do grampeador de corrente.

A primeira solução foi empregada e requer o encurtamento da fiação do estágio de saída. Infelizmente, este esforço de modificação do lay-out não limitou as oscilações, pois a indutância parasita equivalente sofreu pouca alteração.

A segunda solução foi apenas relatada durante o trabalho. Entretanto, os componentes atualmente disponíveis inviabilizam a implementação prática do grampeador de corrente. Por outro lado, o convívio com estas oscilações é possível e não causou danos aos diodos retificadores.

Os resultados experimentais foram obtidos para o conversor alimentando uma carga de 430W. As comutações das chaves principais ocorrem sob corrente nula, principal vantagem do conversor. Os diodos retificadores também comutam suavemente, entrando em condução sob tensão nula e bloqueando com corrente nula.

A comutação suave dos componentes semicondutores é a principal responsável pelo alto rendimento apresentado pela estrutura.

O projeto do conversor foi feito para baixa tensão, sendo um indicativo muito forte para uma possível aplicação prática.

Finalmente, o traçado da característica externa demonstrou que é possível regular a tensão de saída desde potências inferiores a 50W até potências superiores a 430W.

CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho apresentou a análise, projeto e experimentação de uma nova fonte chaveada PWM-ZCS alimentada em corrente projetada para 400W/48V, 40KHz, usando IGBT.

Inicialmente, foi apresentado uma revisão dos princípios de dualidade que constituem uma ferramenta poderosa na concepção e análise de novas topologias. Como resultado de aplicação da dualidade foi gerada a topologia proposta neste trabalho.

As baixas perdas de condução dos conversores CC/CC PWM convencionais e a comutação não dissipativa dos conversores ressonantes são propriedades presentes no conversor proposto.

A principal desvantagem da topologia proposta é a máxima tensão aplicada sobre as chaves, justificando o uso do IGBT. Além disso, o uso do IGBT é justificado pelo fato da comutação ocorrer sob corrente nula.

O estudo da comutação mostrou que o limite para manter de comutação suave é dependente da corrente de carga e da impedância característica do circuito ressonante formado pela indutância de dispersão do transformador e pelo capacitor paralelo Cps, cujo principal papel é armazenar energia para a etapa ressonante da comutação. Esta dependência do limite de comutação suave com a indutância de dispersão do transformador torna a faixa de carga muito restrita. Portanto, foi proposto o circuito de auxílio a comutação que torna a comutação suave para a condição de carga nominal.

As curvas experimentais foram adquiridas com o conversor alimentando uma carga equivalente de 430W/48V. As mais relevantes são as curvas da tensão e corrente sobre as chaves principais, onde pode ser verificado que a comutação é do tipo ZCS.

O rendimento global do estágio de potência ficou acima de 84%. Este valor pode ser considerado elevado, uma vez que o conversor foi projetado para operar em baixa tensão sendo submetido a altos níveis de corrente. Este projeto mostrou que esta pode ser uma aplicação prática para o conversor proposto.

Finalmente, resumindo as principais vantagens apresentadas pelo conversor:

- (a) conversor CC/CC isolado;
- (b) modulação PWM;
- (c) utiliza apenas duas chaves;
- (d) comutação sob corrente nula (ZCS);
- (e) baixas perdas de condução em comparação com os conversores CC/CC PWM convencionais;
- (f) comando não isolado.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Ninomiya, T., Matsumoto, N., Nakahara, M., Harada, K., "Static and Dynamic Analysis of Zero-Voltage-Switched Half-Bridge Converter with PWM Control", IEEE PESC'91 Record, pp. 230-237, 1991.
- [2] Imbertsom, P., Mohan, N., "Asymmetrical Duty Cycle Permits Zero Switching Loss in PWM Circuits with no Conduction Loss Penalty", IEEE IAS'91 Record, pp. 1061-1066, 1991.
- [3] Freeland, S., "Techniques for the Practical Application of Duality to Power Circuits", IEEE PESC'89 Record, pp. 114-123, 1989.
- [4] Wolfs, P., "A Current-Sourced DC-DC Converter Derived via the Duality Principle from the Half-Bridge Converter", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, Vol.40, No. 1, FEBRUARY 1993, pp. 139-144.
- [5] Mweene, L. H., Wrigth, C. A., Schlecht, "A 1 KW, 500KHz Front-End Converter for a Distributed Power Supply System", IEEE APEC'89 Record, pp. 423-432.
- [6] Vieira, J. L. F., Gabiatti, G, Barbi, I., "On the Design and Experimentation of a High Performance 25A/48V Rectifier Unit", INTELEC'92 Record, pp. 540-547.
- [7] Schwarz, F. C., "An Improved Method of Resonant Current Pulse Modulation for Power Converters", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS AND CONTROL INSTRUMENTATION, Vol. IECI-23, No. 2, May 1976, pp. 133-141.
- [8] Martins, D. C., Barbi, I., Canalli, V. M., "Estudo e Realização de um Conversor Série Ressonante", Anais do 7º CBA (Congresso Brasileiro de Automática), ITA, São José dos Campos, São Paulo, 1988, pp. 470-475.

- [9] Barbi, I. Bolacell, J. C., Martins, D. C., Libano, F. B., "Buck Quasi-Resonant Converter Operating at Constant Frequency: Analysis, Design and Experimentation", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, July 1990, Vol. 5, No. 3, pp. 276-283.
- [10] Souza, A. F., Martins, D. C., "Manual de Utilização do Programa SCVOLT", Publicação Interna, UFSC, 1990.

APÊNDICE A
PROJETO DO TRANSFORMADOR

A) PROJETO DO TRANSFORMADOR

A.1) DETERMINAÇÃO DO PRODUTO $A_e \cdot A_w$

Utilizando a lei de Faraday durante o intervalo de magnetização do transformador pode-se escrever o seguinte:

$$V_o + V_c = N_p \times \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = N_p \times \frac{\Delta B \times A_e}{D \times T_s} \quad (\text{A.1})$$

N_p : número de espiras do primário;

$\Delta\phi$: variação de fluxo magnético;

ΔB : excursão da densidade de fluxo magnético;

Δt : tempo de magnetização;

A_e : área da perna central do núcleo de ferrite tipo E.

Através da lei de Ampere aplicada aos condutores do enrolamento primário, resulta:

$$K_p \times K_w \times A_w \times J = N_p \times I_{pef} \quad (\text{A.2})$$

A_w : área da janela do carretel;

K_w : fator de utilização da área da janela do carretel $K_w=0,5$;

K_p : fator de utilização para o enrolamento primário $K_p=0,5$;

J : densidade de corrente;

I_{pef} : corrente eficaz do enrolamento primário, neste caso é a própria corrente eficaz através da chave S2.

Através das equações acima determina-se o produto $A_e \cdot A_w$.

$$A_e \times A_w = \frac{D_n \times \sqrt{1 - D_n} \times (V_{on} + V_{cn}) \times I_{inn}}{K_p \times K_w \times J \times \Delta b \times f_s} \times 10^4 \quad [\text{cm}^4] \quad (\text{A.3})$$

A.2) CÁLCULO DO NÚMERO DE ESPIRAS DO PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO

$$N_p > \frac{D_n \times (V_{on} + V_{cn})}{A_e \times \Delta b \times f_s} \times 10^4 \quad (\text{A.4})$$

$$N_s = \frac{N_p}{n} \quad (\text{A.5})$$

N_s : número de espiras do secundário;

n : relação de transformação.

A.3) PROFUNDIDADE DE PENETRAÇÃO

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \text{ [cm]} \quad (\text{A.6})$$

$$S_{\Delta} = \pi \times \Delta^2 \text{ [cm}^2\text{]} \quad (\text{A.7})$$

Δ : profundidade de penetração;

S_{Δ} : área transversal efetiva do condutor ocupada pela corrente.

A.4) DIMENSIONAMENTO DOS CONDUTORES DO PRIMÁRIO

$$S_{pr} = \frac{I_{pef}}{J} = \frac{\sqrt{1 - Dn} \times I_{inn}}{J} \text{ [cm}^2\text{]} \quad (\text{A.8})$$

$$f_{pri} = \frac{S_{pr}}{S_{\Delta}} \quad (\text{A.9})$$

S_{pr} : secção transversal do condutor primário;

f_{pri} : número de fios a ser utilizado com secção transversal S_{Δ} .

A.5) DIMENSIONAMENTO DOS CONDUTORES DO SECUNDÁRIO

$$S_{sec} = \frac{n \times \sqrt{1 - Dn} \times I_{inn}}{J} \text{ [cm}^2\text{]} \quad (\text{A.10})$$

$$f_{sec} = \frac{S_{sec}}{S_{\Delta}} \quad (\text{A.11})$$

S_{sec} : secção transversal do condutor secundário;

f_{sec} : número de fios a ser utilizado com secção transversal S_{Δ} .

A.6) CÁLCULO DAS PERDAS NO COBRE

Considerando que as perdas no cobre do primário e secundário são idênticas, tem-se:

$$P_{cu1} = \frac{2 \times R_{cl} \times N_p \times I_t}{f_{pri}} \times (1 - Dn) \times I_{inn}^2 \quad (\text{A.12})$$

P_{cu} : perdas no cobre;

R_{c1} : resistência por unidade de comprimento do fio utilizado no primário;

l_t : comprimento médio por espira.

A.7) CÁLCULO DAS PERDAS NO NÚCLEO

$$P_n = \Delta B^{2,4} \times (K_h \times f_s + K_e \times f_s^2) \times Vol \quad (A.13)$$

P_n : perdas no núcleo ;

K_h : coeficiente de perdas por histerese $K_h = 4 \times 10^{-5}$;

K_e : coeficiente de perdas por corrente parasita $K_e = 4 \times 10^{-10}$;

Vol : volume do núcleo.

A.8) CÁLCULO DA ELEVAÇÃO DE TEMPERATURA

$$\Delta T = P_t \times R_t \quad (A.14)$$

ΔT : elevação de temperatura;

$P_t = P_{cu1} + P_{cu2} + P_n$: perdas totais;

R_t : resistência térmica do núcleo.

$$R_t = 23 \times (A_e \times A_w)^{-0,3} \quad (A.15)$$

APÊNDICE B
PROJETO DE INDUTORES

B) PROJETO DE INDUTORES

B.1) CÁLCULO DO PRODUTO $A_e \cdot A_w$

O produto $A_e \cdot A_w$ é dado pela eq. (B.1)

$$A_e \times A_w = \frac{L \times I_{pk} \times I_{Lef}}{K_w \times B_{m\acute{a}x} \times J} \times 10^4 \text{ [cm}^4\text{]} \quad (\text{B.1})$$

A_e : área da perna central do núcleo;

A_w : área da janela do carretel;

L : valor da indutância;

I_{pk} : corrente de pico através da indutor L ;

I_{Lef} : corrente eficaz através do indutor L ;

K_w : fator de ocupação da área da janela do carretel;

$B_{m\acute{a}x}$: densidade de fluxo máxima;

J : densidade de corrente.

B.2) CÁLCULO DO NÚMERO DE ESPIRAS

$$N_L = \frac{L \times I_{pk}}{A_e \times B_{m\acute{a}x}} \times 10^4 \quad (\text{B.2})$$

N_L : número de espiras.

B.3) CÁLCULO DO ENTREFERRO FÍSICO

$$l_g = \mu_0 \times \frac{A_e \times N_L^2}{2 \times L} \times 10^{-2} \text{ [mm]} \quad (\text{B.3})$$

l_g : comprimento físico do entreferro;

μ_0 : permeabilidade magnética do vácuo.

B.4) BITOLA DO FIO CONDUTOR

$$S_{cu} = \frac{I_{Lef}}{J} \quad (\text{B.4})$$

S_{cu} : secção equivalente do condutor de cobre.

B.5) PERDAS NO COBRE

$$P_{cu} = \frac{R_c \times l_t \times N_L \times I L_{ef}^2}{nf} \quad (B.5)$$

P_{cu} : perdas no cobre;

R_c : resistência por unidade de comprimento por condutor;

nf : número de condutores.

B.6) PERDAS NO NÚCLEO

$$P_n = \Delta B^{2,4} \times (K_h \times f_s + K_e \times f_s^2) \times vol [W] \quad (B.6)$$

P_n : perdas no núcleo;

ΔB : variação da densidade de fluxo;

K_h : coeficiente de perda por histerese;

K_e : coeficiente de perda por correntes parasitas;

vol : volume do núcleo.

B.7) ELEVAÇÃO DE TEMPERATURA

$$\Delta T = 23 \times (P_{cu} + P_n) \times (A_e \times A_w)^{-0,37} [^\circ C] \quad (B.7)$$

ΔT : elevação de temperatura.