

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

**CONVERSORES CC-CC BÁSICOS NÃO ISOLADOS DE
TRÊS NÍVEIS**

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

ANTONIO JOSÉ BENTO BOTTION

Florianópolis, Setembro de 2005

CONVERSORES CC-CC BÁSICOS NÃO ISOLADOS DE TRÊS NÍVEIS

Antonio José Bento Bottion

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

Ivo Barbi, Dr. Ing.
Orientador

Alexandre Trofino Neto, Dr.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Ivo Barbi, Dr. Ing.
Presidente

Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Denizar Cruz Martins, Dr.

Fabiana Pöttker, Dra.

Em memória de meu pai:

Antonio Bottion

Para minha esposa Thammy

e minha filha Maria Tereza

AGRADECIMENTOS

Ao Deus, meu criador, que sempre se fez presente em minha vida.

A minha esposa Thammy Angélica Lopes de Moraes Bottion e minha filha Maria Tereza Moraes Bottion pela compreensão e colaboração durante o período de duração do mestrado.

Aos meus pais Antonio Bottion (in memoriam) e Marina Roque Bottion pela minha vida, pela minha criação, pela minha educação e pelo incentivo ao estudo.

A minha tia Victória Boteon (in memoriam) e meus tios Ângelo Boteon (in memoriam) e Joaquim Boteon (in memoriam) pela intensa participação em minha educação e criação.

A minha irmã Andréia Bottion Jacoantonio que sempre me incentivou a estudar e acreditou em meu potencial.

Ao meu cunhado Carlos Henrique Jacoantonio pelo apoio pessoal.

Ao amigo pediatra Dr. José Eduardo Coutinho Góes por me receber em Florianópolis quando ingressei na graduação em outubro de 1998. Durante o período de graduação e mestrado sempre esteve pronto a me ajudar, tanto na área da saúde quanto em questões particulares, mostrando ser um profissional muito competente e um grande amigo.

Ao meu sogro Lidovico Aparecido Lopes de Moraes pelo incentivo aos estudos e pela participação na criação de minha filha em praticamente seus dois primeiros anos de vida, tornando possível a obtenção do título de Engenheiro Eletricista e agora o de Mestre em Engenharia Elétrica.

Ao professor Hari Bruno Mhor pela orientação acadêmica durante a graduação e pelo incentivo a iniciar o mestrado. Foi quem, no período de graduação (no ano 2000), me aceitou como aluno de iniciação científica possibilitando meu ingresso no INEP e o desenvolvimento de meu potencial para a pesquisa.

Ao professor Ivo Barbi pela orientação e pelo tema do presente trabalho. Nos momentos mais difíceis durante o período de dissertação foi quem me deu inspiração e incentivo, nortando meus passos e esclarecendo minhas dúvidas

durante a pesquisa. Sinto-me muito honrado pela oportunidade do trabalho em equipe e deixo claro meu profundo respeito e admiração.

Ao professor Arnaldo José Perin pelo incentivo ao ingresso no mestrado e, como membro da banca examinadora, pelas valiosas sugestões incorporadas neste trabalho.

Ao professor Denizar Cruz Martins, pela oportunidade de trabalhar com energia solar fotovoltaica e, como membro da banca examinadora, pelas preciosas sugestões de modificações para o presente trabalho.

A professora Fabiana Pöttker pela participação da banca examinadora e pelas valiosas sugestões incorporadas neste trabalho.

Aos demais professores do INEP, com quem muito aprendi, que também contribuem para que o Instituto seja sempre um centro de excelência e o programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina seja um dos melhores do país.

Ao Doutor em Engenharia Elétrica Alexandre Ferrari de Souza pelo incentivo ao ingresso no mestrado.

Aos técnicos: Luiz Marcelius Coelho, Antônio Luiz Shalatta Pacheco e Rafael Carpes pela atenção e pelo profissionalismo, tornando possível a obtenção de resultados experimentais.

Ao amigo Romero Leandro Andersen pelo tempo de estudo compartilhado durante a graduação e o período de créditos do mestrado.

Aos amigos Geraldo César Rodrigues Sincero, José Flávio Dums e Joabel Moia pelo companheirismo e também por compartilharem comigo sua moradia.

Ao amigo Alceu André Badin pela ajuda em bancada.

Ao amigo Fernando Haeming Gerent e seus pais pelo apartamento onde morei confortavelmente com minha esposa e filha durante o período de dissertação.

A todas as pessoas que contribuíram diretamente ou indiretamente para a realização deste trabalho.

A todos os amigos do INEP pela convivência durante anos. Sinto-me honrado em ter trabalhado em meio a excelentes pesquisadores que sempre se prontificaram a me ajudar, compartilhando seu conhecimento e sua experiência.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

CONVERSORES CC-CC BÁSICOS NÃO ISOLADOS DE TRÊS NÍVEIS

Antonio José Bento Bottion

Setembro de 2005

Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência.

Palavras-chave: Conversores CC-CC, três níveis.

Número de páginas: 260.

RESUMO: O trabalho apresenta o estudo dos conversores básicos não isolados de três níveis obtidos a partir de uma célula de comutação composta de dois diodos, dois interruptores e um indutor. A célula de comutação proposta permite a obtenção das topologias Buck, Boost e Buck-Boost todas de três níveis. A disposição dos componentes na topologia somada a uma modulação adequada faz com que em nenhum instante haja a maior tensão envolvida na conversão sobre qualquer um dos interruptores (Buck e Boost) ou a soma das tensões de entrada e saída (Buck-Boost). Para as três topologias foi desenvolvido o estudo teórico envolvendo etapas de operação, ganho estático ideal, ondulação da corrente no indutor, dimensionamento dos componentes do conversor e simulação com componentes ideais para os modos de condução contínua, crítica e descontínua bem como a obtenção da característica externa. Foram realizados os projetos e simulações com componentes reais das três topologias e ensaiados os respectivos protótipos em bancada, considerando o modo de condução contínua, com o objetivo de comprovar a teoria.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

BASIC NON INSULATED DC/DC THREE LEVELS CONVERTERS

Antonio José Bento Bottion

September, 2005

Advisor: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of Concentration: Power Electronics.

Keywords: DC/DC converters, three levels.

Number of pages: 260.

ABSTRACT: This work presents the study of new basic non insulated dc/dc three levels converters obtained from a commutation cell with two diodes, two switches and one inductor. The cell becomes able to implement the three levels topologies Buck, Boost and Buck-Boost. The components arrangement and the proper modulation technique results that never the maximum voltage (Buck and Boost) or the sum the input and output voltage (Buck-Boost) is applied to the switches. For all topologies a study about the operation stages was made, along with the static gain, the current inductor swell, the electrical effort in each component and a simulation with ideal models of switches and diodes for continuous, critical and discontinuous operation mode. In a way to validate the study, simulation and experimental results are presented and discussed.

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO GERAL	1
CAPÍTULO 1	
A CÉLULA DE COMUTAÇÃO E O CIRCUITO DE COMANDO	4
1.1. INTRODUÇÃO	4
1.2. A CÉLULA DE COMUTAÇÃO	5
1.3. O CIRCUITO DE COMANDO	6
1.4. CONCLUSÃO	14
CAPÍTULO 2	
O CONVERSOR CC-CC BUCK DE TRÊS NÍVEIS	15
2.1. INTRODUÇÃO	15
2.2. TOPOLOGIA	15
2.3. OPERAÇÃO NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA	16
2.3.1. <i>Etapas de operação</i>	16
2.3.2. <i>Formas de onda básicas</i>	20
2.3.3. <i>Ganho estático ideal</i>	21
2.3.4. <i>Ondulação de corrente no indutor L</i>	23
2.3.5. <i>Dimensionamento dos componentes do conversor</i>	26
2.3.6. <i>Simulação com componentes ideais</i>	40
2.4. OPERAÇÃO NO MODO DE CONDUÇÃO CRÍTICA	43
2.4.1. <i>Etapas de operação</i>	43
2.4.2. <i>Formas de onda básicas</i>	44
2.4.3. <i>Ondulação da corrente no indutor L</i>	45
2.4.4. <i>Cálculo da indutância crítica</i>	46
2.4.5. <i>Dimensionamento dos componentes do conversor</i>	46
2.4.6. <i>Simulação com componentes ideais</i>	57
2.5. OPERAÇÃO NO MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA	60
2.5.1. <i>Etapas de operação</i>	60
2.5.2. <i>Formas de onda básicas</i>	64
2.5.3. <i>Ganho estático ideal</i>	66
2.5.4. <i>Ondulação da corrente no indutor L</i>	68
2.5.5. <i>Dimensionamento dos componentes do conversor</i>	68
2.5.6. <i>Simulação com componentes ideais</i>	76
2.6. CARACTERÍSTICA EXTERNA	79
2.7. FILTRAGEM DA TENSÃO DE SAÍDA	84
2.8. SIMULAÇÃO COM COMPONENTES REAIS	89

2.9. RESULTADOS EXPERIMENTAIS	92
2.9.1. Formas de onda	92
2.9.2. Ensaio de rendimento	94
2.10. CONCLUSÃO	95
CAPÍTULO 3	
O CONVERSOR CC-CC BOOST DE TRÊS NÍVEIS	97
3.1. INTRODUÇÃO	97
3.2. TOPOLOGIA	97
3.3. OPERAÇÃO NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA	98
3.3.1. Etapas de operação	98
3.3.2. Formas de onda básicas	102
3.3.3. Ganho estático ideal	103
3.3.4. Ondulação da corrente no indutor L	105
3.3.5. Dimensionamento dos componentes do conversor	109
3.3.6. Simulação com componentes ideais	122
3.4. OPERAÇÃO NO MODO DE CONDUÇÃO CRÍTICA	125
3.4.1. Etapas de operação	125
3.4.2. Formas de onda básicas	125
3.4.3. Ondulação da corrente no indutor L	127
3.4.4. Cálculo da indutância crítica	128
3.4.5. Dimensionamento dos componentes do conversor	128
3.4.6. Simulação com componentes ideais	137
3.5. OPERAÇÃO NO MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA	140
3.5.1. Etapas de operação	140
3.5.2. Formas de onda básicas	145
3.5.3. Ganho estático ideal	146
3.5.4. Ondulação da corrente no indutor L	148
3.5.5. Dimensionamento dos componentes do conversor	148
3.5.6. Simulação com componentes ideais	156
3.6. CARACTERÍSTICA EXTERNA	159
3.7. FILTRAGEM DA TENSÃO DE SAÍDA	163
3.8. SIMULAÇÃO COM COMPONENTES REAIS	165
3.9. RESULTADOS EXPERIMENTAIS	168
3.9.1. Formas de onda	168
3.9.2. Ensaio de rendimento	170
3.10. CONCLUSÃO	171

CAPÍTULO 4

O CONVERSOR CC-CC BUCK-BOOST DE TRÊS NÍVEIS	173
4.1. INTRODUÇÃO	173
4.2. TOPOLOGIA	173
4.3. OPERAÇÃO NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA	174
4.3.1. <i>Etapas de operação</i>	174
4.3.2. <i>Formas de onda básicas</i>	178
4.3.3. <i>Ganho estático ideal</i>	179
4.3.4. <i>Ondulação da corrente no indutor L</i>	181
4.3.5. <i>Dimensionamento dos componentes do conversor</i>	183
4.3.6. <i>Simulação com componentes ideais</i>	196
4.4. OPERAÇÃO NO MODO DE CONDUÇÃO CRÍTICA	199
4.4.1. <i>Etapas de operação</i>	199
4.4.2. <i>Formas de onda básicas</i>	200
4.4.3. <i>Ondulação da corrente no indutor L</i>	201
4.4.4. <i>Cálculo da indutância crítica</i>	202
4.4.5. <i>Dimensionamento dos componentes do conversor</i>	202
4.4.6. <i>Simulação com componentes ideais</i>	211
4.5. OPERAÇÃO NO MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA	214
4.5.1. <i>Etapas de operação</i>	214
4.5.2. <i>Formas de onda básicas</i>	218
4.5.3. <i>Ganho estático ideal</i>	219
4.5.4. <i>Ondulação da corrente no indutor L</i>	221
4.5.5. <i>Dimensionamento dos componentes do conversor</i>	221
4.5.6. <i>Simulação com componentes ideais</i>	229
4.6. CARACTERÍSTICA EXTERNA	232
4.7. FILTRAGEM DA TENSÃO DE SAÍDA	236
4.8. SIMULAÇÃO COM COMPONENTES REAIS	238
4.9. RESULTADOS EXPERIMENTAIS	241
4.9.1. <i>Formas de onda</i>	241
4.9.2. <i>Ensaio de rendimento</i>	243
4.10. CONCLUSÃO	244
CONCLUSÃO GERAL	246
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	249
APÊNDICE	250

SIMBOLOGIA

1. Símbolos usados em expressões matemáticas

Símbolo	Significado	Unidade
α	Razão entre as razões cíclicas D_1 e D_2	
D	Percentual de duração do intervalo Δt em um período de operação do conversor	
D_1	Percentual de duração do intervalo Δt_1 em um período de operação do conversor	
D_2	Percentual de duração do intervalo Δt_2 em um período de operação do conversor	
D_5	Percentual de duração do intervalo Δt_5 em um período de operação do conversor	
f	Frequência de comutação	Hz
I_C	Patamar máximo da corrente no capacitor C	A
i_C	Corrente no capacitor C em função do tempo	A
I_{Cef}	Valor eficaz da corrente no capacitor C	A
I_{D1}	Valor médio da corrente no interruptor D1	A
i_{D1}	Corrente no diodo D1 em função do tempo	A
I_{D1ef}	Valor eficaz da corrente no interruptor D1	A
$I_{D1máx}$	Valor máximo da corrente no diodo D1	A
I_{D2}	Valor médio da corrente no interruptor D2	A
i_{D2}	Corrente no diodo D2 em função do tempo	A
I_{D2ef}	Valor eficaz da corrente no interruptor D2	A
$I_{D2máx}$	Valor máximo da corrente no diodo D2	A
I_L	Valor médio da corrente no indutor	A
I_{Lef}	Valor eficaz da corrente no indutor	A
I_m	Corrente mínima no indutor para operação em condução contínua	A
I_M	Corrente máxima no indutor	A
I_o	Corrente média na carga do conversor	A
I_{S1}	Valor médio da corrente no interruptor S1	A
i_{S1}	Corrente no interruptor S1 em função do tempo	A
I_{S1ef}	Valor eficaz da corrente no interruptor S1	A
$I_{S1máx}$	Valor máximo da corrente no interruptor S1	A

I_{S2}	Valor médio da corrente no interruptor S2	A
i_{S2}	Corrente no interruptor S2 em função do tempo	A
I_{S2ef}	Valor eficaz da corrente no interruptor S2	A
$I_{S2máx}$	Valor máximo da corrente no interruptor S2	A
L	Indutor do conversor	H
L_{Cr}	Indutância para operação em condução crítica	H
P_i	Potência na entrada do conversor	W
P_o	Potência na saída do conversor	W
q	Razão entre V_o e V_i	
R_o	Resistor de carga do conversor	Ω
T	Período de operação do conversor	s
v_C	Tensão no capacitor C do conversor em função do tempo	V
V_{C1}	Nível de tensão no capacitor C do conversor no início da primeira etapa de operação	V
V_{C2}	Nível de tensão no capacitor C do conversor no início da segunda etapa de operação	V
V_{C3}	Nível de tensão no capacitor C do conversor no início da terceira etapa de operação	V
V_{C4}	Nível de tensão no capacitor C do conversor no início da quarta etapa de operação	V
V_{C5}	Nível de tensão no capacitor C do conversor no início da quinta etapa de operação para o modo de condução descontínua	V
$V_{Cmáx}$	Nível máximo de tensão no capacitor C do conversor	V
$V_{Cmín}$	Nível mínimo de tensão no capacitor C do conversor	V
$V_{D1máx}$	Valor máximo da tensão reversa no diodo D1	V
$V_{D2máx}$	Valor máximo da tensão reversa no diodo D2	V
V_i	Tensão na entrada do conversor	V
V_o	Tensão na saída do conversor	V
$V_{S1máx}$	Valor máximo da tensão no interruptor S1	V
$V_{S2máx}$	Valor máximo da tensão no interruptor S2	V
W_i	Energia na entrada do conversor	J
W_o	Energia na saída do conversor	J
β	Ondulação relativa de corrente	
Δi_L	Ondulação de corrente no indutor	A
Δt	Intervalo de tempo da primeira mais a terceira etapas de operação	s

Δt_1	Intervalo de tempo durante o qual o interruptor S_1 conduz	S
Δt_2	Intervalo de tempo durante o qual o interruptor S_2 conduz	S
Δt_3	Intervalo de tempo da primeira etapa de operação do conversor	S
Δt_4	Intervalo de tempo da terceira etapa de operação do conversor	S
Δt_5	Intervalo de tempo da quarta etapa de operação do conversor	S
Δt_6	Intervalo de tempo da quinta etapa de operação para o conversor operando no modo de condução descontínua	S
Δv_o	Ondulação da tensão na saída do conversor	V
η	Rendimento do conversor	

2. Símbolos usados para referenciar elementos em diagramas de circuitos

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
C	Capacitor
D	Diodo
L	Indutor
L_p	Indutor parasita
M	Mosfet
R	Resistor
S	Interruptor comandável
V	Fonte de tensão CC

3. Acrônimos e Abreviaturas

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
IGBT	“Insulated Gate Bipolar Transistor”
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
MOSFET	“Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor”
PWM	“Pulse width modulation” Modulação por Largura de Pulso
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina

4 - Símbolos de Unidades de Grandezas Físicas

<i>Símbolo</i>	<i>Nome da Unidade</i>
Ω	Ohm
A	Ampère
F	Farad
H	Henry
Hz	Hertz
s	segundo
V	Volt
W	Watt

INTRODUÇÃO GERAL

Em pleno século XXI a humanidade não imagina mais a vida sem eletricidade. É a energia na forma elétrica que torna possível a concepção de diversos produtos elétricos que, por sua vez, proporcionam maior conforto à vida de bilhões de indivíduos.

A eletrônica de potência, despercebidamente, se faz presente em grande parte destes produtos, que podem ser de pequeno porte, tais como o PC e o telefone celular, e até mesmo de grande porte, tais como os grandes conversores estáticos de energia elétrica utilizados pela indústria.

O fato de condicionar a energia desde a sua fonte até sua aplicação final faz da eletrônica de potência um pilar importante do desenvolvimento humano. É a eletrônica de potência que, por exemplo, permite que um PC seja ligado em uma fonte de corrente alternada e utilize diversos níveis de tensão contínua em seus circuitos internos.

No contexto da eletrônica de potência existem quatro grandes grupos de conversores que são: os conversores de corrente contínua CC-CC, os inversores de tensão e de corrente CC-CA, os inversores de frequência CA-CA e os retificadores CA-CC.

Os conversores de três níveis estudados no presente trabalho se enquadram no grupo dos conversores de corrente contínua CC-CC e mais especificamente no subgrupo dos conversores de três níveis não isolados.

Tais conversores são obtidos de uma célula de comutação de três níveis (composta de dois interruptores, dois diodos e um indutor) aplicada aos conversores não isolados convencionais Buck, Boost e Buck-Boost já bastante conhecidos na literatura [1].

O principal objetivo é fazer a conversão CC-CC de forma que em nenhum instante haja sobre os interruptores o maior nível de tensão envolvido na conversão (Buck e Boost) ou a soma das tensões de entrada e saída do conversor (Buck-Boost).

As referências [2] e [3] são trabalhos importantes a serem considerados por estarem relacionados a este.

Em [2] é apresentado o estudo detalhado do conversor três níveis, modulado por largura de pulso com comutação sob tensão nula (ZVS-PWM) e saída em fonte de corrente. Este conversor também foi concebido com o objetivo de reduzir o nível de tensão que seus quatro interruptores são submetidos, ficando este nível limitado à metade da tensão de entrada ($V_i/2$).

Em [3] é apresentado o estudo da mesma topologia Boost de três níveis do presente trabalho com uma modulação diferenciada tendo como objetivo eliminar o zero no semiplano direito da topologia Boost convencional. É importante lembrar que a modulação empregada em uma determinada topologia altera diversas de suas características, entre elas: o ganho estático ideal, a característica externa e a ondulação relativa de corrente.

Os conversores de três níveis do presente trabalho além de proporcionar a redução da tensão sob os interruptores possuem um grau a mais de liberdade com relação aos conversores convencionais. Este fato torna possível, em trabalhos futuros, o surgimento de novas técnicas de controle para as topologias de três níveis Buck, Boost e Buck-Boost.

Com a redução de tensão proporcionada pelas topologias de três níveis com relação às topologias convencionais, espera-se que os conversores de três níveis possibilitem a substituição das topologias convencionais que utilizam o interruptor IGBT, de custo elevado, por dois interruptores MOSFET's, de menor custo, em uma faixa de tensão onde a tecnologia MOSFET suporta.

O presente trabalho também apresenta um estudo detalhado para o dimensionamento de cada componente das topologias de três níveis Buck, Boost e Buck-Boost, considerando os modos de condução contínua, crítica e descontínua.

As simulações com componentes ideais foram realizadas para a verificação da teoria desenvolvida para os modos de condução contínua, crítica e descontínua.

As simulações com componentes reais tiveram como objetivo prever o comportamento de cada protótipo montado em bancada, considerando apenas o modo de condução contínua, para cada topologia de três níveis estudada.

Por último, são apresentados os resultados experimentais obtidos a partir de um protótipo ensaiado em bancada para cada topologia de três níveis abordada pelo presente trabalho. Dos resultados experimentais, além da comprovação prática da teoria, destacam-se as curvas de rendimento para as topologias de três níveis Buck, Boost e Buck-Boost onde se verificam rendimentos acima de 91%.

CAPÍTULO 1

A CÉLULA DE COMUTAÇÃO E O CIRCUITO DE COMANDO

1.1. Introdução

Neste capítulo será realizado o estudo de uma célula de comutação proposta para conversão CC-CC não isolada em três níveis, bem como do circuito de comando a ser utilizado.

A nova célula proposta utiliza um diodo e um interruptor a mais que as topologias convencionais e permite que sejam realizados os conversores CC-CC de três níveis Buck, Boost e Buck-Boost.

O princípio de transferência de energia é semelhante ao dos conversores convencionais com a diferença que, com a célula proposta, em nenhum instante de operação do conversor os interruptores são submetidos ao maior nível de tensão envolvido na conversão (Buck e Boost) ou à soma da tensão de alimentação com a tensão de carga (Buck-Boost).

A célula de comutação proposta exige pulsos de comando centrados e dos diversos circuitos integrados PWM's existentes no mercado não foi encontrado nenhum que atendesse a este requisito.

Para obter maior versatilidade na variação dos parâmetros envolvidos no comando dos interruptores da célula de comutação proposta optou-se pela utilização de um microcontrolador para gerar os pulsos de comando.

1.2. A Célula de Comutação

A célula de comutação proposta é mostrada na Fig. 1.1.

Verifica-se, através da Fig. 1.1, que os conversores obtidos a partir desta célula de comutação irão possuir um diodo e um MOSFET a mais que os respectivos conversores convencionais.

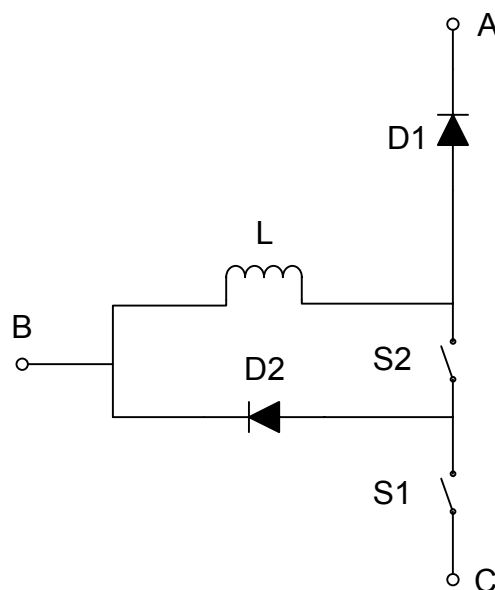


Fig. 1.1: Célula de comutação proposta.

Os conversores CC-CC de três níveis Buck, Boost e Buck-Boost são obtidos a partir da célula de comutação apresentada na Fig. 1.1 conectando corretamente a fonte de alimentação e a carga nos terminais A, B e C.

Por exemplo, para obter o conversor Boost de três níveis deve-se conectar a fonte de alimentação entre os terminais B e C da Fig. 1.1 e a carga entre os terminais A e C da mesma figura.

Dessa forma, o conversor CC-CC Boost de três níveis é mostrado na Fig. 1.2.

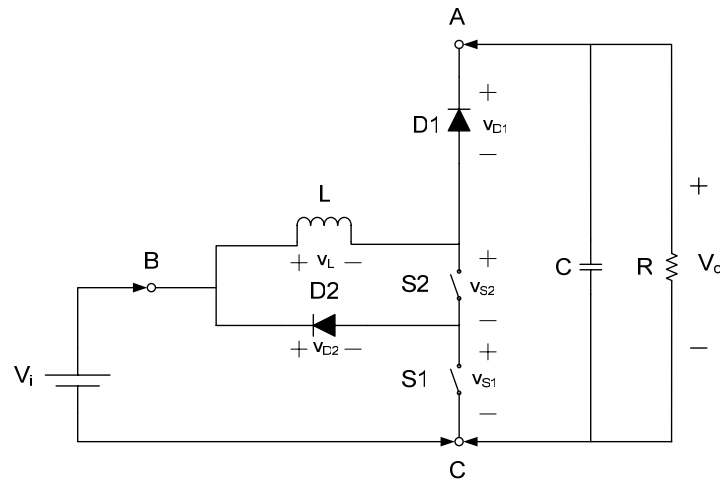


Fig. 1.2: Conversor CC-CC Boost de três níveis.

1.3. O Circuito de Comando

Para comandar os interruptores da Fig. 1.1 considera-se a modulação PWM a pulsos centrados conforme mostrado na Fig. 1.3.

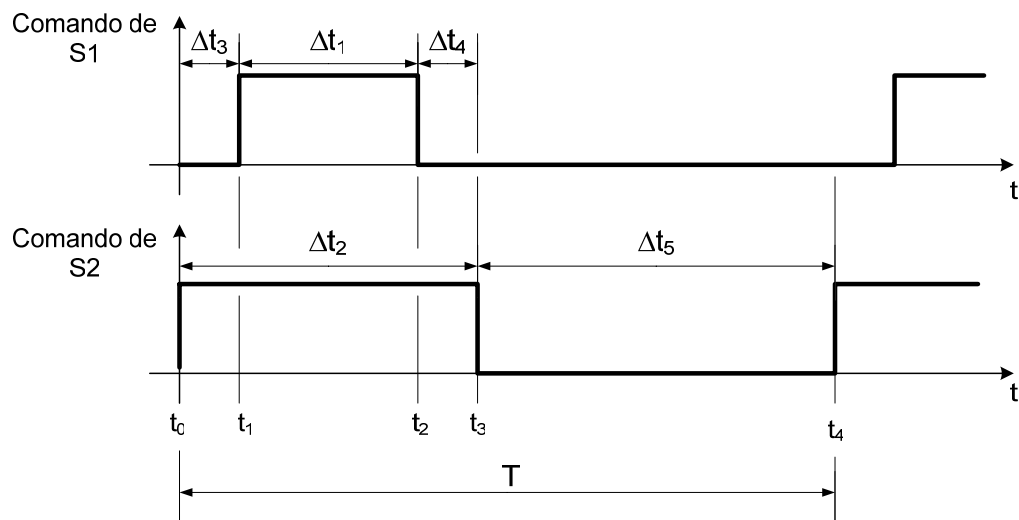


Fig. 1.3: Pulsos de comando para os interruptores S1 e S2 da célula de comutação proposta.

Considerando o circuito do conversor Boost de três níveis da Fig. 1.2 e os pulsos de comando da Fig. 1.3, é possível obter as quatro etapas de operação deste conversor, operando no modo de condução contínua, conforme mostra a Fig. 1.4.

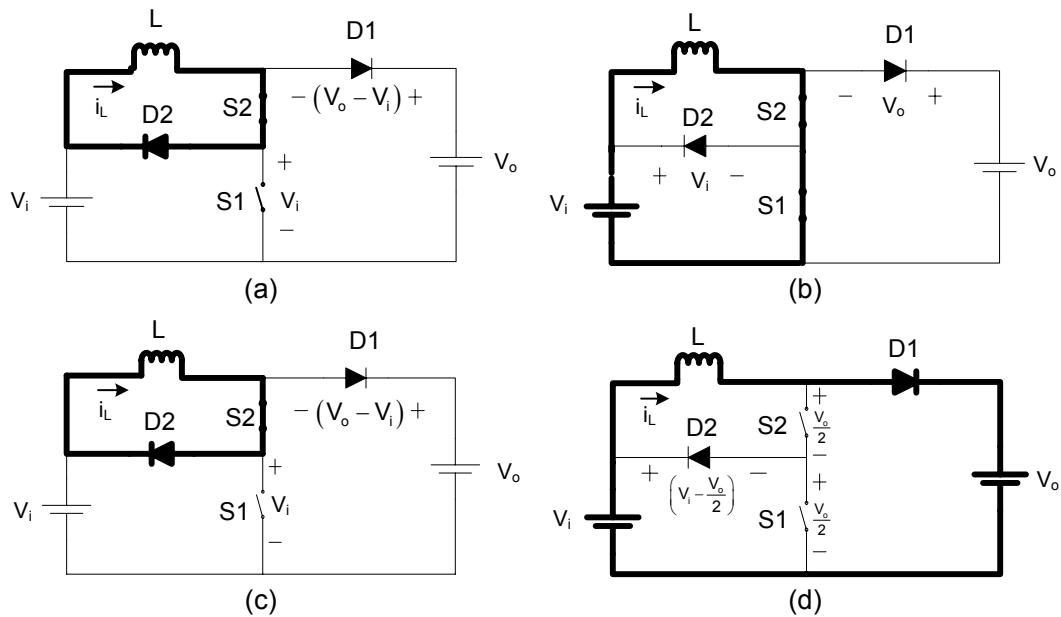


Fig. 1.4: Etapas de operação do conversor CC-CC Boost de três níveis operando no modo de condução contínua.

Através da Fig. 1.4d nota-se que se, no final da quarta etapa de operação do conversor Boost de três níveis, for comandado a conduzir o interruptor S1 ao invés de S2, este último pode ser destruído por sobretensão, pois ficará submetido a maior das tensões envolvidas na conversão (V_o), que neste caso é a tensão sobre a carga.

Portanto fica justificado que é necessário existir o intervalo de tempo Δt_3 da figura 1.3 bem como o interruptor S2 e o diodo D2.

A Fig. 1.4b mostra a segunda etapa de operação do conversor em questão.

Verifica-se que, se ambos interruptores forem comandados a bloquear no mesmo instante, ao final desta etapa, o interruptor S2 pode bloquear antes do interruptor S1, que estaria conduzindo simultaneamente com o diodo D1, e novamente o interruptor S2 estaria sendo submetido à mesma tensão de carga que é a maior das tensões envolvidas na conversão neste caso.

Para que isto não ocorra é necessário que haja o intervalo de tempo Δt_4 da Fig. 1.3 fazendo com que exista a terceira etapa de operação mostrada na figura Fig. 1.4c.

Uma vez justificados os intervalos de tempo Δt_3 e Δt_4 é importante dizer que a modulação aqui estudada é válida e será aplicada em todas as topologias

concebidas a partir da célula de comutação da Fig. 1.1 e estudadas nos capítulos que seguem.

Para gerar os pulsos de comando mostrados na Fig. 1.3 foi utilizado o microcontrolador PIC 18F452.

Por simplicidade na elaboração do programa e também na obtenção da característica externa e ganho estático das topologias estudadas foi considerado que $\Delta t_3 = \Delta t_4$.

Assim, o intervalo de tempo Δt_1 da Fig. 1.3 está centrado no intervalo de tempo Δt_2 da mesma figura. Este fato facilita em muito o esforço de programação para geração dos pulsos bem como do desenvolvimento teórico para obtenção do ganho estático e característica externa das novas topologias a serem estudadas.

Para que existam os intervalos de tempo Δt_3 e Δt_4 deve-se ter $\Delta t_2 > \Delta t_1$.

Com isto são feitas as definições que seguem.

$$D_1 \triangleq \frac{\Delta t_1}{T}$$

$$D_2 \triangleq \frac{\Delta t_2}{T}$$

$$D_5 \triangleq \frac{\Delta t_5}{T}$$

Das definições acima e da Fig. 1.3 encontra-se a equação (1.1).

$$D_5 = 1 - D_2 \tag{1.1}$$

Se $\Delta t_2 > \Delta t_1$ então $D_1 < D_2$, $0 \leq D_2 \leq 1$ e $0 \leq D_1 < D_2$. Assim, definindo $\alpha = \frac{D_1}{D_2}$, onde $0 \leq \alpha < 1$ encontra-se as equações (1.2) e (1.3).

$$D_1 = \alpha \cdot D_2 \tag{1.2}$$

$$D_2 = \frac{D_1}{\alpha} \tag{1.3}$$

A partir das equações (1.2) e (1.3) é possível traçar as curvas de D_1 em função de D_2 para cada valor de α fixo conforme mostra a Fig. 1.5.

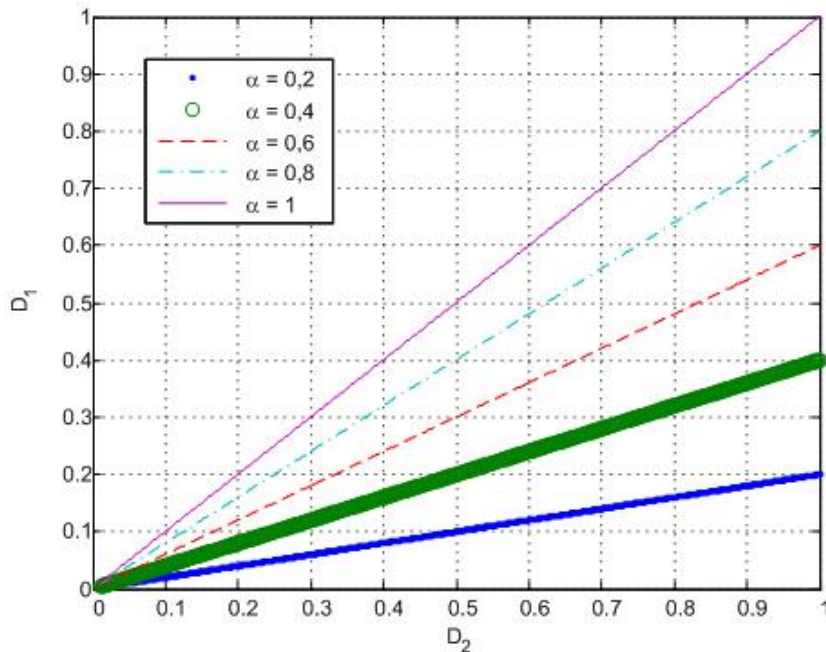


Fig. 1.5: D_1 em função de D_2 para α fixo.

Foi escolhido o microcontrolador PIC 18F452 por este possuir dois módulos CCP's (Compare, Capture e PWM), o que significa duas saídas PWM.

Os módulos CCP1 e CCP2 do microcontrolador em questão foram configurados para operar no modo *Capture* e destinados a gerar os pulsos de comando respectivamente dos interruptores S1 e S2.

Neste modo de operação é disparado o timer 1 de 16 bits (TMR1L:TMR1H) que conta até FFFFh e no "overflow" gera uma interrupção durante a qual o mesmo é configurado para iniciar a contagem novamente. Dessa forma a frequência de operação fica definida pelos valores previamente carregados em TMR1L:TMR1H.

Por sua vez, cada módulo CCP possui seu respectivo registrador também de 16 bits (CCPxL:CCPxH) e é configurado para operar no modo Capture associado ao timer 1. Isto significa que quando o timer 1 atinge o valor previamente carregado em um determinado registrador CCP o respectivo pino do microcontrolador troca de estado lógico e é gerada uma interrupção.

Durante a rotina de interrupção é realizada a atualização do registrador em questão para a próxima comparação.

Na Fig. 1.3 o timer 1 é iniciado a contar logo após o instante t_3 e ao atingir o instante t_0 este se iguala ao registrador 16 bits do módulo CCP2 e muda o nível lógico do respectivo pino do microcontrolador de baixo para alto, comandando o interruptor S2 a conduzir. No instante t_0 , quando o timer 1 iguala-se ao registrador do módulo CCP2, é gerada uma interrupção para configurar o registrador deste módulo de forma que a próxima comparação deste módulo ocorra no instante t_3 .

No instante t_1 da Fig. 1.3 o timer 1 iguala-se ao registrador 16 bits do módulo CCP1 fazendo com que o nível lógico do respectivo pino do microcontrolador mude de baixo para alto e colocando o interruptor S1 em condução. Neste instante é gerada uma interrupção para que o registrador do módulo CCP1 seja configurado de modo que a próxima comparação deste módulo ocorra no instante t_2 .

No instante t_2 , mostrado na Fig. 1.3, o timer 1 iguala-se ao registrador 16 bits do módulo CCP1 alterando o nível lógico no respectivo pino do microcontrolador, fazendo com que o interruptor S1 seja bloqueado. Neste instante é gerada uma interrupção para que o registrador do módulo CCP1 seja configurado de modo que a próxima comparação deste módulo ocorra no instante em que o interruptor S1 deve conduzir no próximo período.

No instante t_3 da Fig. 1.3 o timer 1 iguala-se ao registrador 16 bits do módulo CCP2 alterando o nível lógico no respectivo pino do microcontrolador, fazendo com que o interruptor S2 seja bloqueado. Neste instante é gerada uma interrupção para que o registrador do módulo CCP2 seja configurado de modo que a próxima comparação deste módulo ocorra no instante em que o interruptor S2 deve entrar em condução no próximo período.

Após o instante t_3 o timer 1 atinge o valor FFFFh e com mais um incremento ocorre o overflow. O “overflow” faz com que seja gerada uma interrupção na qual o timer 1 é configurado para repetir a contagem discreta do período.

Logo, verifica-se que existe um intervalo de tempo mínimo até que se concluem as rotinas de interrupção que deve ser respeitado para que os pulsos sejam gerados corretamente.

Assim, o menor intervalo de tempo Δt_1 na Fig. 1.3 é igual ao tempo de execução da rotina de interrupção do módulo CCP1 utilizado para gerar os pulsos de comando para o interruptor S1.

Por outro lado, existe um valor máximo de razão cíclica D_2 que é menor que um porque quando ocorre o “overflow” do timer 1 existe um intervalo de tempo mínimo para que a rotina da interrupção configure o mesmo para iniciar a contagem e as comparações novamente.

Os pinos do microcontrolador em questão e sua respectiva nomenclatura são mostrados na Fig. 1.6.

Na Fig. 1.6 verifica-se que as saídas dos pulsos gerados para os interruptores 1 e 2 se encontram respectivamente nos pinos 17 e 16.

O programa final foi elaborado de modo que o usuário possa escolher a frequência de operação (de 10 kHz a 50 kHz), a razão cíclica D_2 e o intervalo de tempo Δt_3 . Este programa encontra-se no apêndice.

Para isto foram utilizadas três entradas digitais da porta B (RB0, RB1 e RB2, pinos 33, 34 e 35 respectivamente) com uso de push-bottom e filtro RC e três saídas digitais também da porta B (RB5, RB6 e RB7, pinos 38, 39 e 40 respectivamente) para acionamento de leds indicadores de qual parâmetro está selecionado para ser alterado.

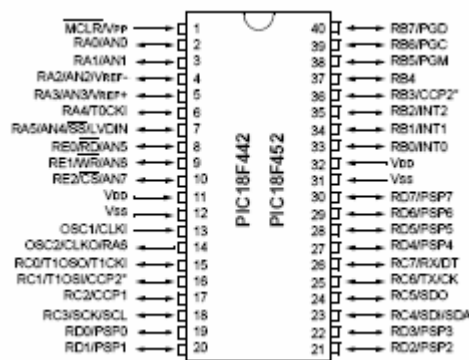


Fig. 1.6: Pinos do microcontrolador PIC18F452.

O fluxograma do programa desenvolvido é mostrado na Fig. 1.7.

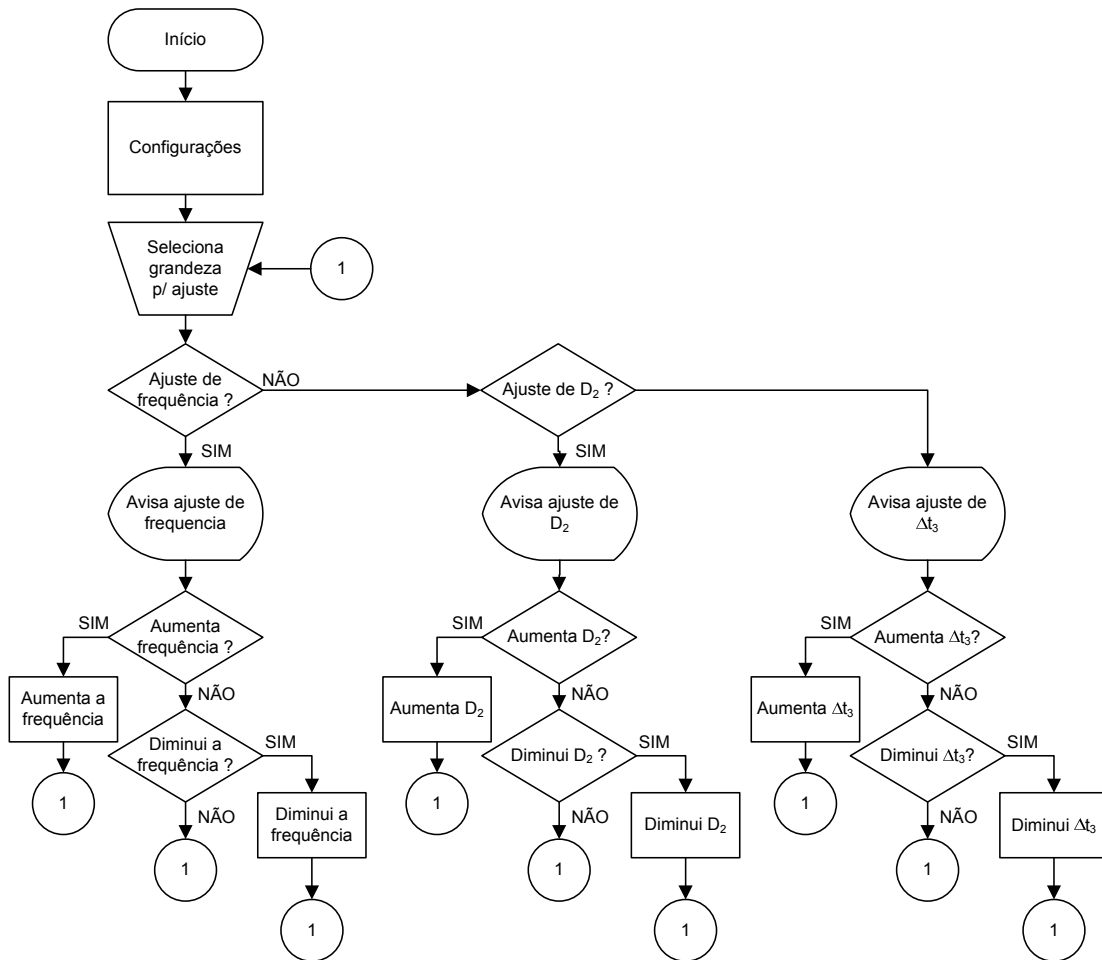


Fig. 1.7: Fluxograma do programa desenvolvido.

O esquemático completo do circuito de comando, bem como a especificação de cada componente é apresentado na Fig. 1.8.

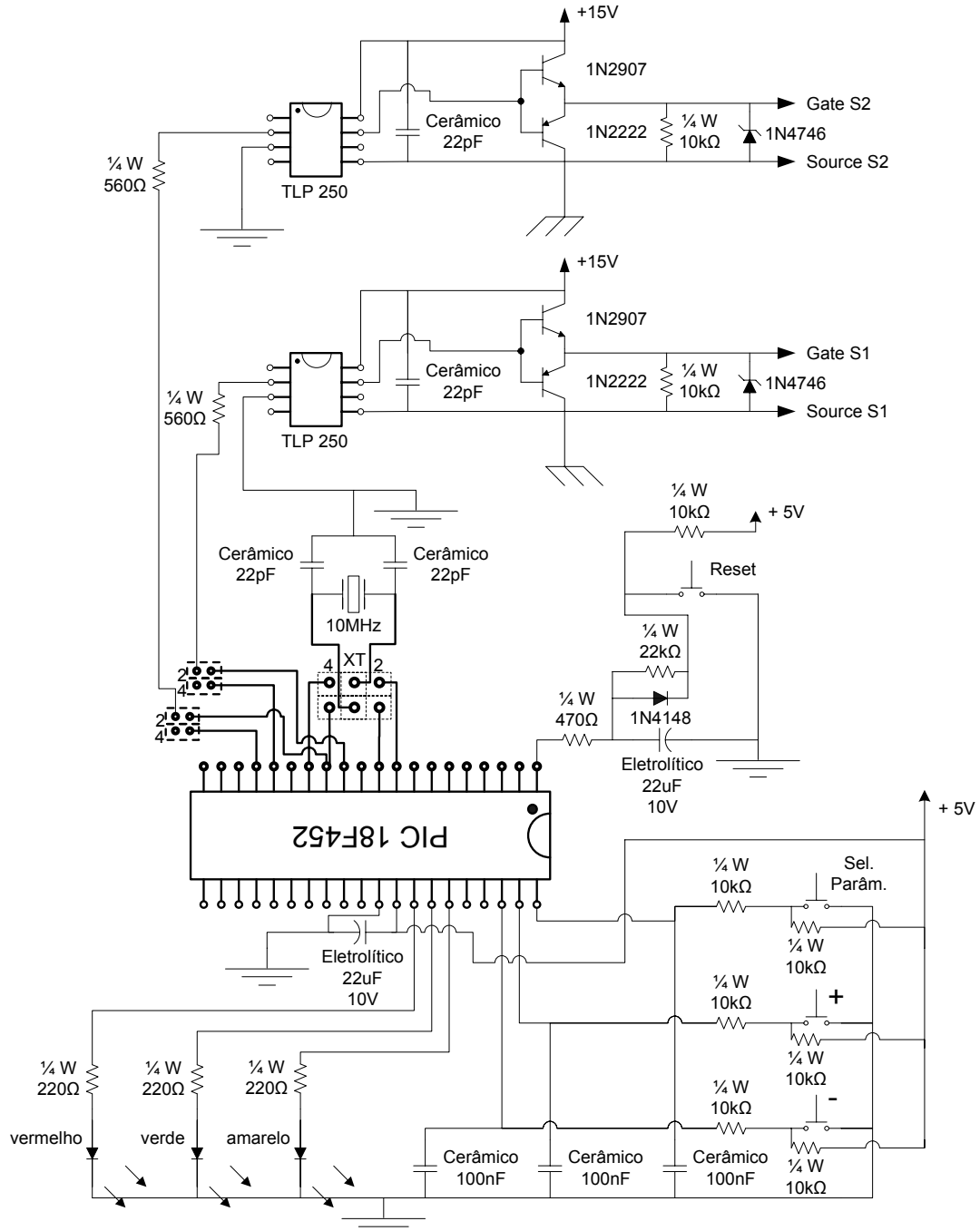


Fig. 1.8: Esquemático completo do circuito de comando.

1.4. Conclusão

Com o objetivo de reduzir o nível de tensão nos interruptores foi apresentada a célula de comutação proposta bem como a estratégia de comando para seus interruptores.

A partir da célula de comutação proposta é possível obter as topologias Buck, Boost e Buck-Boost de três níveis e obter redução no nível de tensão sobre os interruptores com relação às topologias convencionais.

Da estratégia de comando, ficou evidente a necessidade dos intervalos de tempo Δt_3 e Δt_4 fazendo com que existam duas novas etapas de operação com relação às topologias convencionais.

Estas duas novas etapas de operação fazem com que em nenhum instante um dos interruptores se encontre submetido ao maior nível de tensão envolvido na conversão (Buck e Boost) ou à soma das tensões de alimentação e de carga (Buck-Boost).

Para isto, é necessário o uso de um interruptor e um diodo a mais que as topologias convencionais.

Uma constatação com relação ao circuito de comando foi a necessidade de um microcontrolador para gerar os pulsos de comando centrados, pois mesmo o comando podendo ser totalmente analógico é muito mais prático, para fins de experimentação, o uso do microcontrolador quando se pretende variar os valores de razão cíclica, de α e da frequência de operação.

CAPÍTULO 2

O CONVERSOR CC-CC BUCK DE TRÊS NÍVEIS

2.1. Introdução

Este capítulo tem o objetivo de estudar a topologia Buck de três níveis obtida a partir da célula de comutação estudada no capítulo 1.

Para esta topologia serão estudados os modos de condução contínua, crítica e descontínua apresentando suas etapas de operação, formas de onda básicas, ganho estático ideal, ondulação da corrente no indutor L e o dimensionamento dos componentes do conversor.

Neste capítulo, serão apresentados os resultados de simulação do conversor com componentes ideais para os modos de condução contínua, crítica e descontínua com o objetivo de verificar a teoria desenvolvida.

Também serão apresentados os resultados de simulação com componentes reais, para o conversor operando no modo de condução contínua, com o objetivo de prever o comportamento do protótipo em bancada.

Por último serão apresentados os resultados experimentais obtidos a partir de um protótipo ensaiado em bancada.

2.2. Topologia

A topologia do conversor CC-CC Buck de três níveis obtida a partir da célula de comutação estudada no Capítulo 1 é apresentada na Fig. 2.1.

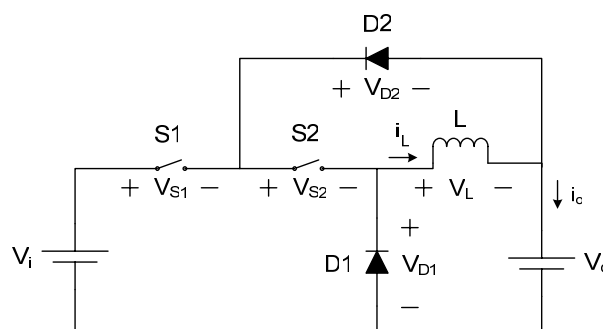


Fig. 2.1: Conversor CC-CC Buck de três níveis.

Com a topologia mostrada na Fig. 2.1 é possível utilizar interruptores que suportam um nível de tensão menor que a tensão de entrada.

2.3. Operação no Modo de Condução Contínua

Nesta seção serão apresentadas as etapas de operação, as formas de onda básicas, o ganho estático ideal, a ondulação da corrente no indutor L, o dimensionamento dos componentes do conversor e a simulação com componentes ideais considerando o conversor operando no modo de condução contínua.

2.3.1. Etapas de operação

1ª Etapa (t_0, t_1)

No instante t_0 o interruptor S2 é comandado a conduzir e a corrente no indutor L fica confinada na malha LS2D2.

O diodo D1 se encontra bloqueado com tensão reversa igual à V_o como mostrado na Fig. 2.2.

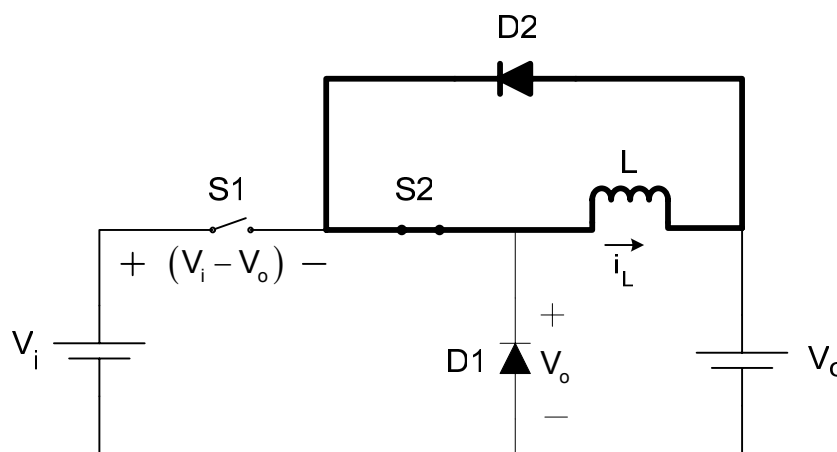


Fig. 2.2: Primeira etapa de operação.

Durante esta etapa:

- O interruptor S2 e o diodo D2 conduzem a corrente i_L . Esta etapa termina quando o interruptor S1 é comandado a conduzir.

2ª Etapa (t_1, t_2)

A Fig. 2.3 ilustra a segunda etapa. No instante t_1 S1 é comandado a conduzir e os interruptores S2 e S1 conduzem a corrente no indutor L.

A corrente no indutor L cresce linearmente com taxa igual a $(V_i - V_o) / L$.

Os diodos D1 e D2 encontram-se bloqueados com tensão reversa respectivamente igual a V_i e $(V_i - V_o)$.

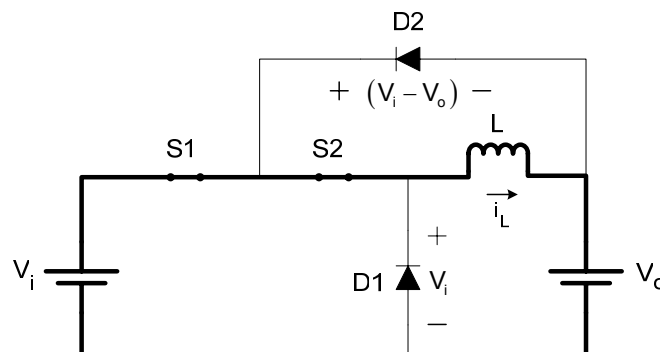


Fig. 2.3: Segunda etapa de operação.

Durante esta etapa:

- A fonte V_i transfere energia para o indutor L e para a fonte V_o . Esta etapa termina quando o interruptor S1 é comandado a bloquear.

3ª Etapa (t_2, t_3)

No instante t_2 o interruptor S1 é comandado a bloquear e a corrente no indutor L novamente fica confinada na malha LS2D2.

O diodo D1 se encontra bloqueado com tensão reversa igual à V_o como mostrado na Fig. 2.4.

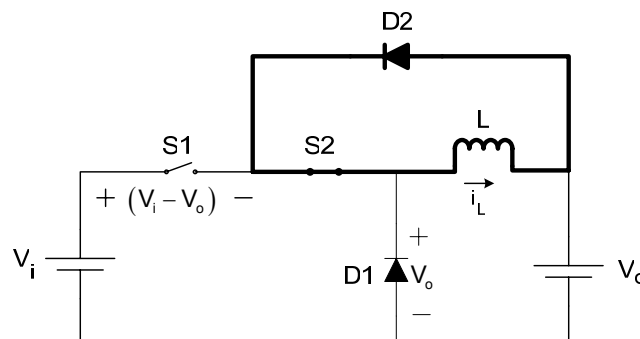


Fig. 2.4: Terceira etapa de operação.

Nesta etapa:

- O interruptor S2 e o diodo D2 conduzem a corrente i_L . Esta etapa termina quando o interruptor S2 é comandado a bloquear.

4ª Etapa (t_3, t_4) - Situação “a”

A Fig. 2.5 ilustra a situação “a” da quarta etapa de operação. No instante t_3 o interruptor S2 é comandado a bloquear e ambos interruptores permanecem bloqueados.

Quando a relação V_o/V_i é menor que 0,5 o diodo D2 não é diretamente polarizado e permanece bloqueado com tensão reversa igual a $(V_i/2 - V_o)$ fazendo com que a tensão sobre os interruptores seja igual a $V_i/2$.

O diodo D1 entra em condução permitindo que haja transferência de energia do indutor L para a fonte V_o (carga).

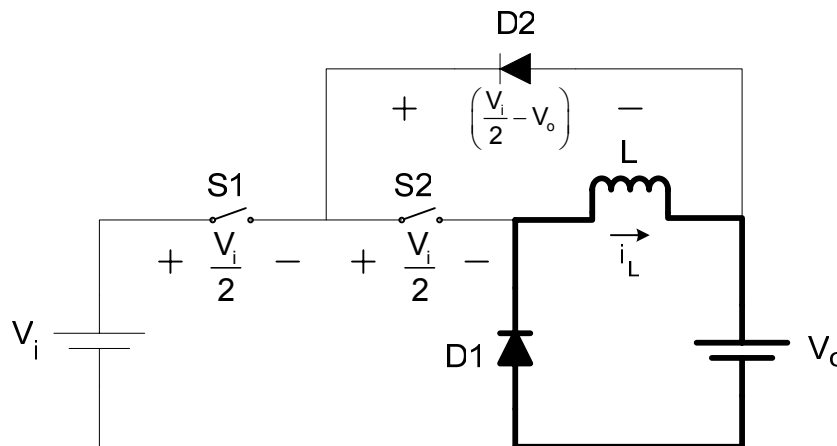


Fig. 2.5: Quarta etapa de operação, situação “a”.

Durante esta etapa:

- O indutor L transfere energia para a carga V_o .

Esta etapa termina quando o interruptor S2 é comandado a conduzir fazendo com que novamente a corrente no indutor L fique confinada na malha LS2D2 dando início a outro período de funcionamento.

4ª Etapa (t_3, t_4) - Situação “b”

A Fig. 2.6 ilustra a situação “b” da quarta etapa de operação. No instante t_3 o interruptor S2 é comandado a bloquear e ambos interruptores permanecem bloqueados.

Quando a relação V_o/V_i é maior ou igual a 0,5 o diodo D2, na prática, conduz uma corrente de pequeno valor suficiente para mantê-lo diretamente polarizado, fazendo com que a tensão sobre os interruptores S1 e S2 seja respectivamente igual a $(V_i - V_o)$ e V_o .

O diodo D1 entra em condução permitindo que haja transferência de energia do indutor L para a fonte V_o (carga).

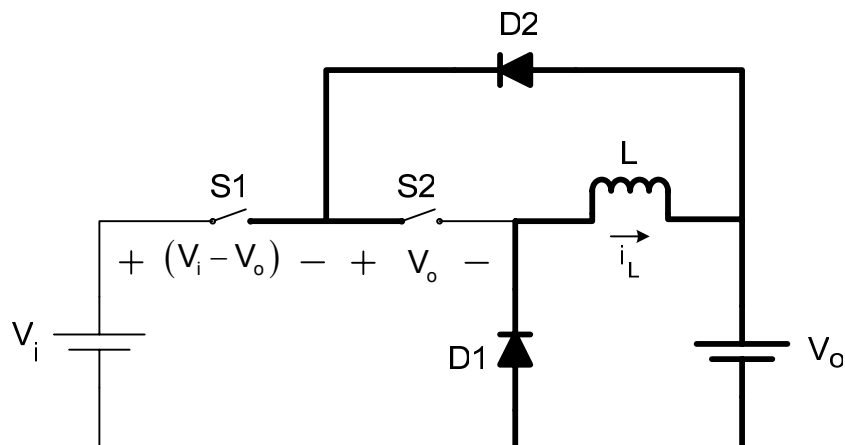


Fig. 2.6: Quarta etapa de operação, situação “b”.

Durante esta etapa:

- O indutor L transfere energia para a carga V_o .

Esta etapa termina quando o interruptor S2 é comandado a conduzir fazendo com que novamente a corrente no indutor L fique confinada na malha LS2D2 dando início a outro período de funcionamento.

2.3.2. Formas de onda básicas

De acordo com as etapas explicadas na seção anterior, considerando a situação “a” da 4ª etapa de operação, o conversor Buck de três níveis operando no modo de condução contínua apresenta as formas de onda da Fig. 2.7 que mostra também os instantes de tempo correspondentes.

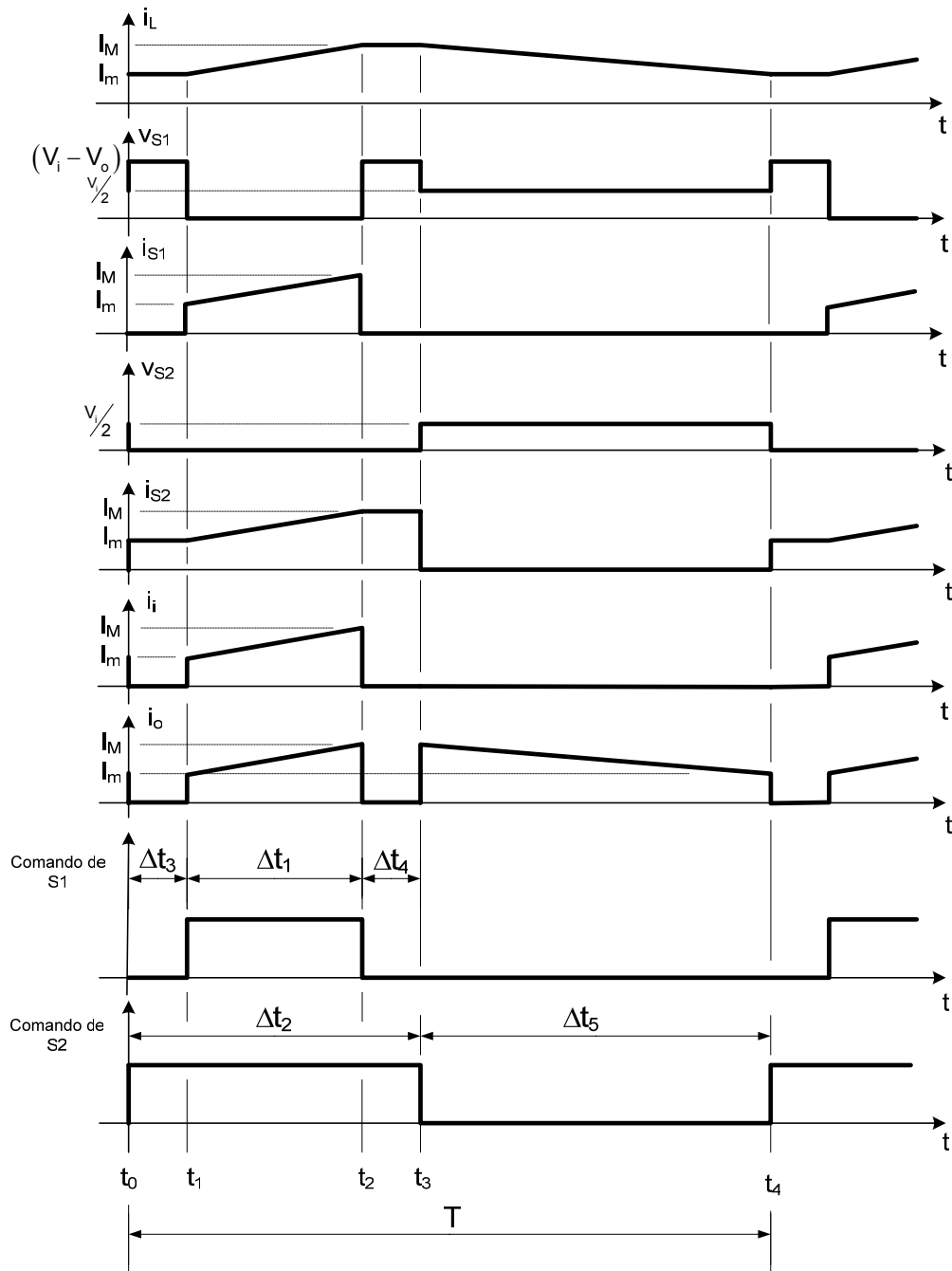


Fig. 2.7: Formas de onda básicas do conversor Buck de três níveis operando no modo de condução contínua considerando a situação “a” da 4ª etapa de operação.

2.3.3. Ganho estático ideal

Considerando a fonte V_o e o indutor L como uma fonte de corrente constante I_L , a energia cedida pela fonte V_i em um período de funcionamento é igual à equação (2.1).

$$W_i = V_i \cdot I_L \cdot \Delta t_1 \quad (2.1)$$

A energia recebida pela fonte V_o em um período de funcionamento é dada pela equação (2.2).

$$W_o = V_o \cdot I_L \cdot (\Delta t_1 + \Delta t_5) \quad (2.2)$$

Considerando o conversor um sistema ideal, em um período de funcionamento toda energia cedida pela fonte V_i é recebida pela fonte V_o .

Assim, igualando as equações (2.1) e (2.2) obtêm-se a equação (2.3).

$$\begin{aligned} W_i &= W_o \\ V_i \cdot I_L \cdot \Delta t_1 &= V_o \cdot I_L \cdot (\Delta t_1 + \Delta t_5) \\ V_i \cdot \cancel{I_L} \cdot \Delta t_1 &= V_o \cdot \cancel{I_L} \cdot (\Delta t_1 + \Delta t_5) \\ \frac{V_o}{V_i} &= \frac{\Delta t_1}{(\Delta t_1 + \Delta t_5)} \end{aligned} \quad (2.3)$$

Dividindo o numerador e o denominador do segundo membro da expressão (2.3) por T tem-se:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D_1}{(D_1 + D_5)} \quad (2.4)$$

Substituindo a expressão (1.1) na expressão (2.4) tem-se:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D_1}{(D_1 + 1 - D_2)} \tag{2.5}$$

Substituindo a expressão (1.2) na expressão (2.5) obtém-se a expressão (2.6) do ganho estático em função de D_2 e α .

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\alpha \cdot D_2}{\alpha \cdot D_2 + 1 - D_2}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\alpha \cdot D_2}{1 + D_2 \cdot (\alpha - 1)} \tag{2.6}$$

Substituindo a expressão (1.3) na expressão (2.5) obtém-se a expressão (2.7) do ganho estático em função de D_1 e α .

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D_1}{\left(D_1 + 1 - \frac{D_1}{\alpha}\right)}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\alpha \cdot D_1}{\alpha \cdot (D_1 + 1) - D_1} \tag{2.7}$$

A Fig. 2.8 mostra $V_o/V_i \times D_2$ tomando α como parâmetro.

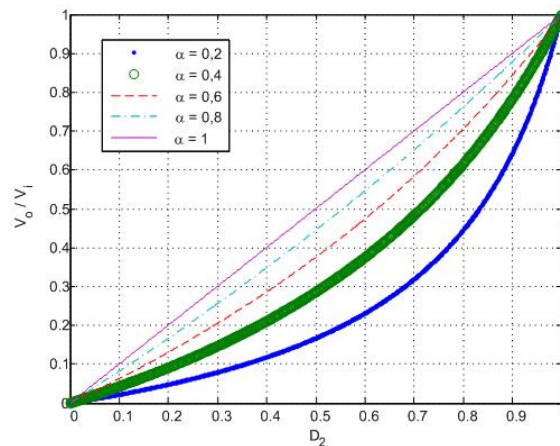


Fig. 2.8: Ganho estático $V_o/V_i \times D_2$ tomando α como parâmetro.

A Fig. 2.9 mostra $V_o/V_i \times \alpha$ tomando D_2 como parâmetro.

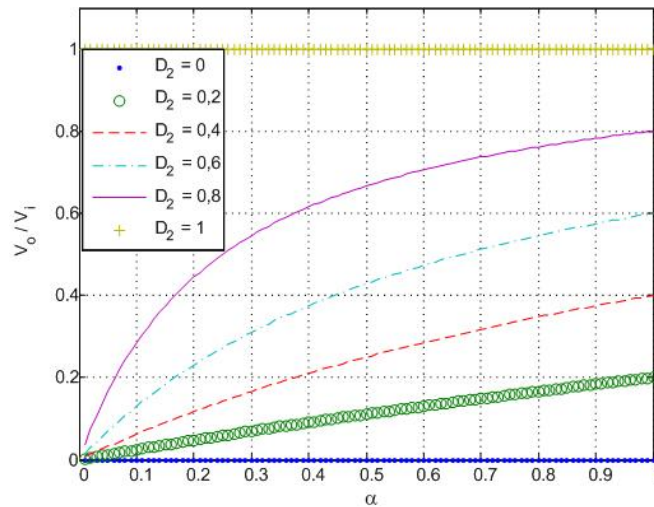


Fig. 2.9: Ganho estático $V_o/V_i \times \alpha$ tomando D_2 como parâmetro.

2.3.4. Ondulação de corrente no indutor L

Da quarta etapa de operação e da forma de onda da corrente i_L na Fig. 2.7 obtém-se a equação (2.8).

$$V_o = L \cdot \frac{\Delta i_L}{(1 - D_2) \cdot T} \tag{2.8}$$

Isolando Δi_L na equação (2.8) encontra-se a equação (2.9) da ondulação da corrente no indutor L.

$$\Delta i_L = \frac{V_o \cdot (1 - D_2)}{L \cdot f} \tag{2.9}$$

Sabendo que $\Delta i_L = I_M - I_m$ é possível calcular o valor máximo (I_M) e o valor mínimo (I_m) que a corrente no indutor L assume em função de I_o , D_1 , D_2 , L, f e V_o .

A corrente média na saída I_o , de acordo com a forma de onda na Fig. 2.7, é obtida pela equação (2.10).

$$I_o = \frac{1}{T} \cdot \left[\frac{(I_m + I_M) \cdot \Delta t_1}{2} + \frac{(I_m + I_M) \cdot \Delta t_5}{2} \right]$$

$$I_o = \frac{(I_m + I_M)}{2} \cdot [D_1 + D_2] \quad (2.10)$$

Substituindo a equação (1.1) em (2.10) encontra-se a equação (2.11) da corrente média na saída em função de I_m , I_M , D_1 e D_2 .

$$I_o = \frac{(I_m + I_M)}{2} \cdot [D_1 + (1 - D_2)] \quad (2.11)$$

Da equação (2.9) tem-se:

$$\Delta i_L = (I_M - I_m) = \frac{V_o \cdot (1 - D_2)}{L \cdot f}$$

$$I_M = \frac{V_o \cdot (1 - D_2)}{L \cdot f} + I_m \quad (2.12)$$

Substituindo a equação (2.12) em (2.11) obtêm-se a expressão (2.13) do valor I_m em função de I_o , D_1 , D_2 , L , f e V_o .

$$I_o = \frac{1}{2} \cdot \left(I_m + \frac{V_o \cdot (1 - D_2)}{L \cdot f} + I_m \right) \cdot [D_1 + (1 - D_2)]$$

$$I_o = \frac{1}{2} \cdot \left(2 \cdot I_m + \frac{V_o \cdot (1 - D_2)}{L \cdot f} \right) \cdot [D_1 + (1 - D_2)]$$

$$I_o = \left(I_m + \frac{V_o \cdot (1 - D_2)}{2 \cdot L \cdot f} \right) \cdot [D_1 + (1 - D_2)]$$

$$I_m + \frac{V_o \cdot (1 - D_2)}{2 \cdot L \cdot f} = \frac{I_o}{D_1 + (1 - D_2)}$$

$$I_m = \frac{I_o}{D_1 + 1 - D_2} - \frac{V_o \cdot (1 - D_2)}{2 \cdot L \cdot f} \quad (2.13)$$

De forma análoga é possível obter a equação (2.14) do valor I_M em função de I_o , D_1 , D_2 , L , f e V_o .

$$I_M = \frac{I_o}{D_1 + 1 - D_2} + \frac{V_o \cdot (1 - D_2)}{2 \cdot L \cdot f} \quad (2.14)$$

De acordo com a equação (2.9) e conforme mostra a Fig. 2.7, a ondulação de corrente no indutor L é dada pela expressão (2.15).

$$\Delta i_L = \frac{V_o \cdot (1 - D_2)}{L \cdot f} = \frac{V_i}{L \cdot f} \cdot \frac{(1 - D_2) \cdot \alpha \cdot D_2}{1 + D_2 \cdot (\alpha - 1)} \quad (2.15)$$

As potências de entrada e saída são dadas pelas equações (2.16) e (2.17) respectivamente.

$$P_i = V_i \cdot I_i \quad (2.16)$$

$$P_o = V_o \cdot I_o = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (2.17)$$

Admitindo todos os componentes ideais tem-se:

$$\begin{aligned} P_i &= P_o \\ V_o \cdot I_o &= V_i \cdot I_i \end{aligned} \quad (2.18)$$

Substituindo a equação (2.6) em (2.18) encontra-se a equação (2.19).

$$\begin{aligned} V_o \cdot I_o &= V_o \cdot \frac{1 + D_2 \cdot (\alpha - 1)}{\alpha \cdot D_2} \cdot I_i \\ I_o &= \frac{1 + D_2 \cdot (\alpha - 1)}{\alpha \cdot D_2} \cdot I_i \end{aligned} \quad (2.19)$$

Dividindo a expressão (2.15) pela expressão (2.19) encontra-se a expressão (2.20) da ondulação relativa da corrente de saída.

$$\frac{\Delta i_L}{I_o} = \frac{V_o \cdot (1 - D_2)}{L \cdot f} \cdot \frac{\alpha \cdot D_2}{1 + D_2 \cdot (\alpha - 1)} \cdot \frac{1}{I_i}$$

$$\beta \triangleq \frac{I_i \cdot L \cdot f}{V_o} \cdot \frac{\Delta i_L}{I_o} = \frac{\alpha \cdot D_2 \cdot (1 - D_2)}{1 + D_2 \cdot (\alpha - 1)} \tag{2.20}$$

A Fig. 2.10 mostra $\beta \times D_2$ tomando α como parâmetro.

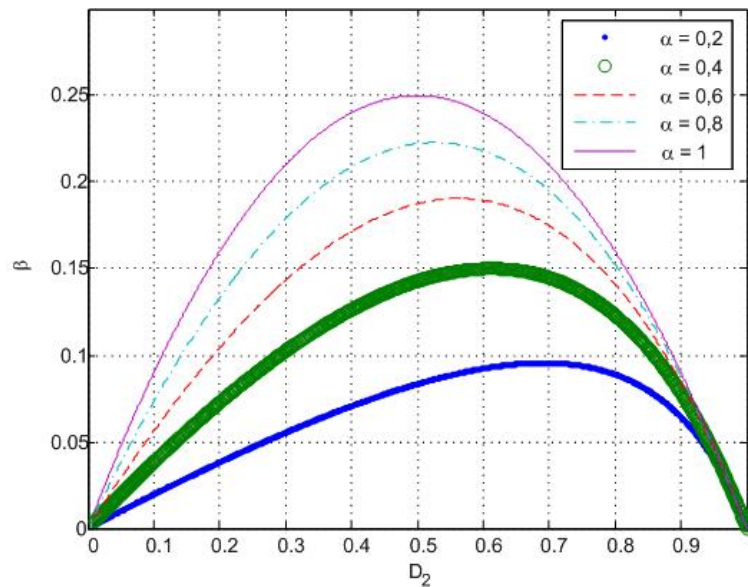


Fig. 2.10: Ondulação relativa da corrente no indutor L: $\beta \times D_2$ tomando α como parâmetro.

2.3.5. Dimensionamento dos componentes do conversor

A seguir são apresentados os cálculos do dimensionamento dos componentes do conversor considerando o mesmo operando no modo de condução contínua.

2.3.5.1. Interruptor S1

De acordo com as etapas de operação apresentadas na seção 2.3.1 as formas de onda no interruptor S1 da Fig. 2.1, com o conversor operando no modo de condução contínua, são apresentadas na Fig. 2.11.

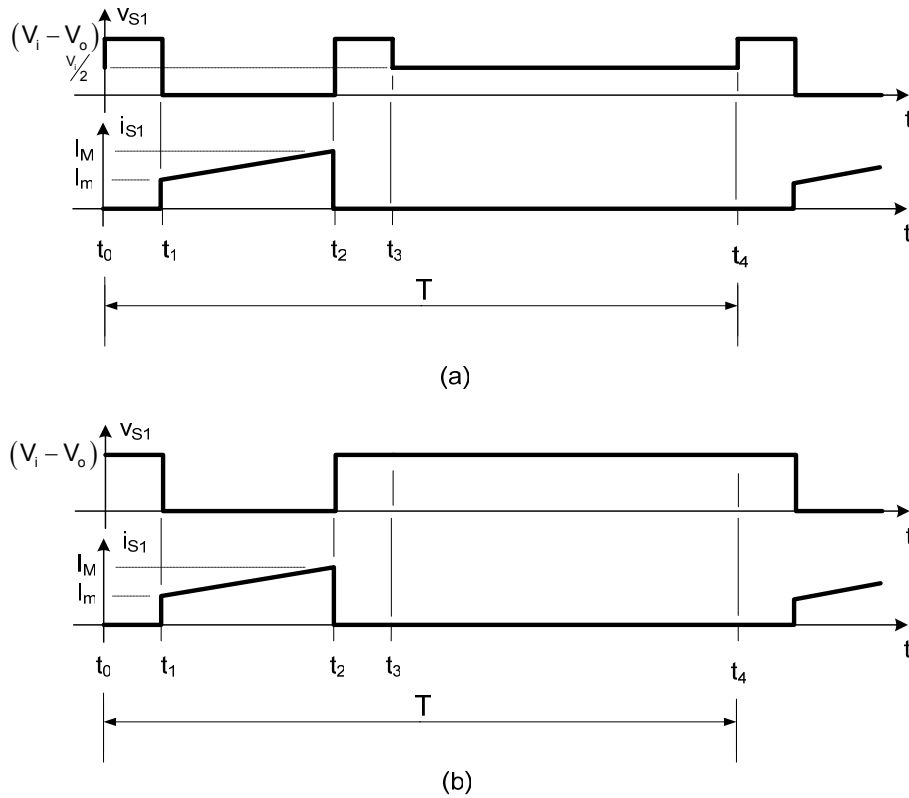


Fig. 2.11: Formas de onda no interruptor S1 para operação em condução contínua: (a) $V_o/V_i < 0,5$ e (b) $V_o/V_i \geq 0,5$.

- **Corrente média**

A corrente média no interruptor S1 é dada pela expressão (2.21).

$$I_{S1} = \frac{1}{T} \cdot \frac{(I_m + I_M) \cdot \Delta t_1}{2} \tag{2.21}$$

- **Corrente eficaz**

A corrente eficaz no interruptor S1 é dada por:

$$I_{S1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T [i_{S1}(t)]^2 \cdot dt} \tag{2.22}$$

Mas durante os intervalos de tempo t_1 e t_2 a corrente $i_{s1}(t)$ é dada pela equação (2.23).

$$i_{s1}(t) = I_m + \frac{V_i - V_o}{L} \cdot t \quad (2.23)$$

Substituindo (2.23) em (2.22) encontra-se a equação (2.24) para o cálculo da corrente eficaz no interruptor S1.

$$I_{S1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{(t_2-t_1)} \left[I_m + \frac{V_i - V_o}{L} \cdot t \right]^2 \cdot dt}$$

$$I_{S1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{(t_2-t_1)} \left[I_m^2 + 2 \cdot I_m \cdot \frac{V_i - V_o}{L} \cdot t + \left(\frac{V_i - V_o}{L} \cdot t \right)^2 \right] \cdot dt}$$

$$I_{S1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[I_m^2 \cdot (t_2 - t_1) + I_m \cdot \frac{V_i - V_o}{L} \cdot (t_2 - t_1)^2 + \left(\frac{V_i - V_o}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_2 - t_1)^3}{3} \right]} \quad (2.24)$$

- **Corrente máxima**

A corrente máxima que flui através do interruptor S1 é dada pela equação (2.25).

$$I_{S1máx} = I_M \quad (2.25)$$

- **Tensão máxima**

A tensão máxima, à qual o interruptor S1 é submetido, é dada pela equação (2.26) e independe de V_o/V_i .

$$V_{S1máx} = V_i - V_o \quad (2.26)$$

2.3.5.2. Interruptor S2

Conforme as etapas de operação apresentadas em 2.3.1 as formas de onda no interruptor S2 da Fig. 2.1, com o conversor operando no modo de condução contínua, são apresentadas na Fig. 2.12.

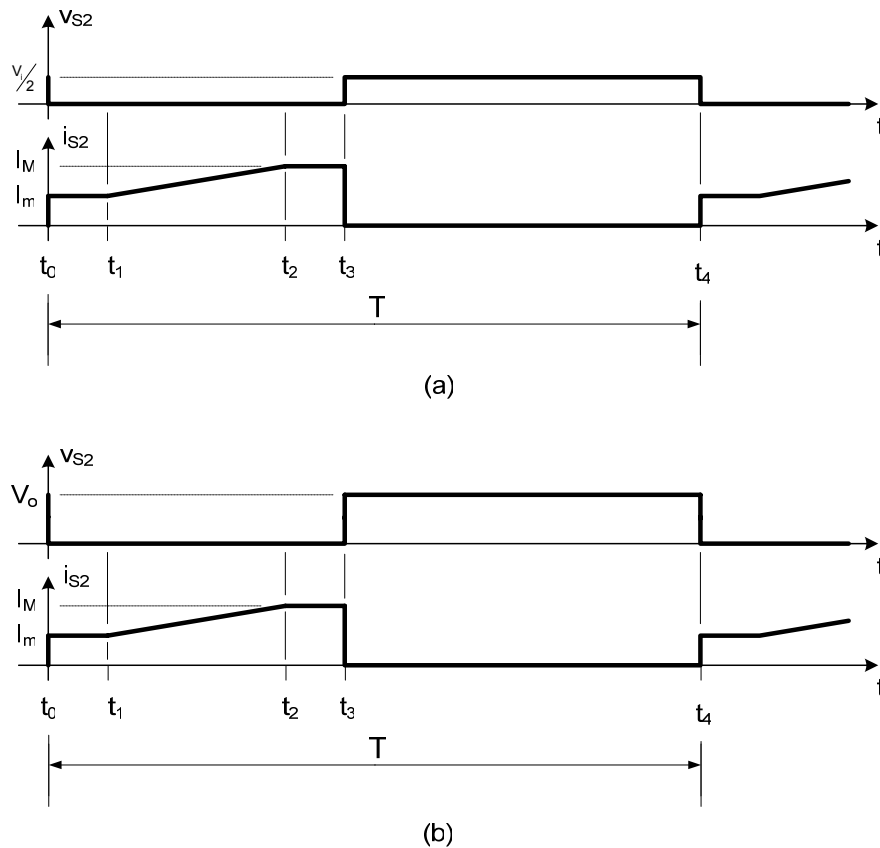


Fig. 2.12: Formas de onda no interruptor S2 para operação em condução contínua: (a) $V_o/V_i < 0,5$ e (b) $V_o/V_i \geq 0,5$.

- **Corrente média**

A corrente média no interruptor S2 é dada pela equação (2.27).

$$I_{S2} = \frac{1}{T} \cdot \left[(I_m + I_M) \cdot \left(\Delta t_3 + \frac{\Delta t_1}{2} \right) \right] \tag{2.27}$$

Obs: $\Delta t_3 = \Delta t_4$.

- **Corrente eficaz**

A corrente eficaz no interruptor S2 é dada pela equação (2.28).

$$I_{S2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T [i_{S2}(t)]^2 \cdot dt} \quad (2.28)$$

Durante os intervalos de tempo t_0 e t_1 a corrente $i_{S2}(t)$ é dada pela equação (2.29).

$$i_{S2}(t) = I_m \quad (2.29)$$

Durante os intervalos de tempo t_1 e t_2 a corrente $i_{S2}(t)$ é dada pela equação (2.30).

$$i_{S2}(t) = I_m + \frac{V_i - V_o}{L} \cdot t \quad (2.30)$$

Durante os intervalos de tempo t_2 e t_3 a corrente $i_{S2}(t)$ é dada pela equação (2.31).

$$i_{S2}(t) = I_M \quad (2.31)$$

Substituindo as equações (2.29), (2.30) e (2.31) em (2.28) encontra-se a equação (2.32) para o cálculo da corrente eficaz no interruptor S2.

$$I_{S2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left\{ \int_{t_0}^{t_1} I_m^2 \cdot dt + \int_0^{(t_2-t_1)} \left[I_m + \frac{V_i - V_o}{L} \cdot t \right]^2 \cdot dt + \int_0^{(t_3-t_2)} I_M^2 \cdot dt \right\}}$$

$$I_{S2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left\{ \int_{t_0}^{t_1} I_m^2 \cdot dt + \int_0^{(t_2-t_1)} \left[I_m^2 + 2 \cdot I_m \cdot \frac{V_i - V_o}{L} \cdot t + \left(\frac{V_i - V_o}{L} \cdot t \right)^2 \right] \cdot dt + \int_0^{(t_3-t_2)} I_M^2 \cdot dt \right\}}$$

$$I_{S2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[I_m^2 \cdot t_1 + I_m^2 \cdot (t_2 - t_1) + I_m \cdot \frac{V_i - V_o}{L} \cdot (t_2 - t_1)^2 + \left(\frac{V_i - V_o}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_2 - t_1)^3}{3} + I_M^2 \cdot (t_3 - t_2) \right]} \quad (2.32)$$

- **Corrente máxima**

A corrente máxima no interruptor S2 é dada pela equação (2.33).

$$I_{S2máx} = I_M \quad (2.33)$$

- **Tensão máxima**

A tensão máxima no interruptor S2 depende da relação V_o/V_i e quando $V_o/V_i < 0,5$ esta é dada pela equação (2.34).

$$V_{S2máx} = \frac{V_i}{2} \quad (2.34)$$

Quando $V_o/V_i \geq 0,5$ a tensão máxima no interruptor S2 é dada pela equação (2.35).

$$V_{S2máx} = V_o \quad (2.35)$$

2.3.5.3. Diodo D1

Conforme as etapas de operação apresentadas na seção 2.3 as formas de onda no diodo D1 da Fig. 2.1, com o conversor operando no modo de condução contínua, são apresentadas na Fig. 2.13. A forma de onda da tensão no diodo D1 independe da relação V_o/V_i .

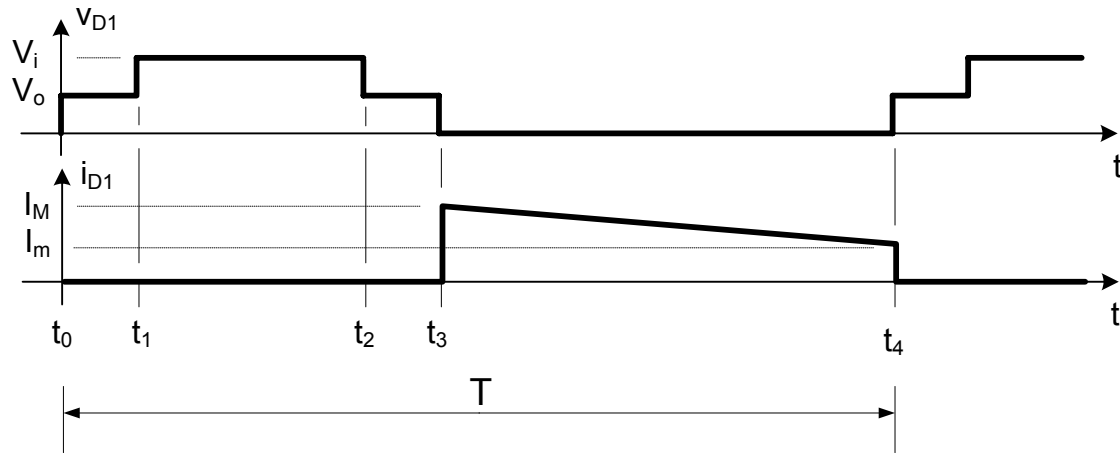


Fig. 2.13: Formas de onda no diodo D1 para operação em condução contínua.

- **Corrente média**

A corrente média no diodo D1 é dada pela equação (2.36).

$$I_{D1} = \frac{1}{T} \cdot \frac{(I_M + I_m) \cdot (t_4 - t_3)}{2} \quad (2.36)$$

- **Corrente eficaz**

A corrente eficaz no diodo D1 é dada pela equação (2.37).

$$I_{D1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T [i_{D1}(t)]^2 \cdot dt} \quad (2.37)$$

Durante os intervalos de tempo t_3 e t_4 a corrente $i_{D1}(t)$ é dada pela equação (2.38).

$$i_{D1}(t) = I_M - \frac{V_o}{L} \cdot t \quad (2.38)$$

Substituindo a equação (2.38) na equação (2.37) encontra-se a equação (2.39) para o cálculo da corrente eficaz no diodo D1.

$$\begin{aligned}
 I_{D1ef} &= \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{(t_4-t_3)} \left[I_M - \frac{V_o}{L} \cdot t \right]^2 \cdot dt} \\
 I_{D1ef} &= \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{(t_4-t_3)} \left[I_M^2 - 2 \cdot I_M \cdot \frac{V_o}{L} \cdot t + \left(\frac{V_o}{L} \cdot t \right)^2 \right] \cdot dt} \\
 I_{D1ef} &= \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[I_M^2 \cdot (t_4 - t_3) - I_M \cdot \frac{V_o}{L} \cdot (t_4 - t_3)^2 + \left(\frac{V_o}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_4 - t_3)^3}{3} \right]} \quad (2.39)
 \end{aligned}$$

- **Corrente máxima**

O valor máximo da corrente no diodo D1 é dado pela equação (2.40).

$$I_{D1m\acute{a}x} = I_M \quad (2.40)$$

- **Tensão reversa máxima**

A máxima tensão reversa sobre o diodo D1 é dada pela equação (2.41).

$$V_{D1m\acute{a}x} = V_i \quad (2.41)$$

2.3.5.4. Diodo D2

De acordo com as etapas de operação apresentadas na seção 2.3 as formas de onda no diodo D2 da Fig. 2.1, com o conversor operando no modo de condução contínua, são apresentadas na Fig. 2.14.

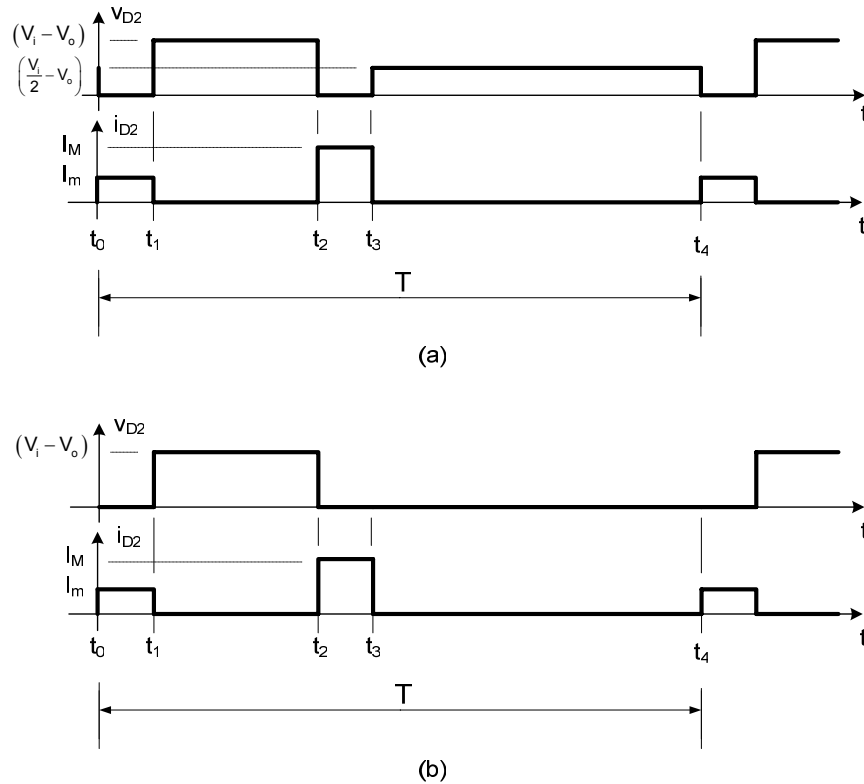


Fig. 2.14: Formas de onda no diodo D2 para operação em condução contínua: (a) $V_o/V_i < 0,5$ e (b) $V_o/V_i \geq 0,5$.

- **Corrente média**

A corrente média no diodo D2 é dada pela equação (2.42).

$$I_{D2} = \frac{1}{T} \cdot (I_M + I_m) \cdot t_1 \tag{2.42}$$

Obs.: $t_0 = 0$ e $t_1 = t_3 - t_2$.

- **Corrente eficaz**

A corrente eficaz no diodo D2 é dada pela equação (2.43).

$$I_{D2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T [i_{D2}(t)]^2 \cdot dt} \tag{2.43}$$

Durante os intervalos de tempo t_0 e t_1 a corrente $i_{D2}(t)$ é dada pela equação (2.44).

$$i_{D2}(t) = I_m \quad (2.44)$$

Durante os intervalos de tempo t_2 e t_3 a corrente $i_{D2}(t)$ é dada pela equação (2.45).

$$i_{D2}(t) = I_M \quad (2.45)$$

Substituindo as equações (2.44) e (2.45) em (2.43) encontra-se a equação (2.46) que permite calcular a corrente eficaz no diodo D2 em função de I_m , I_M , t_1 e T .

$$I_{D2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\int_{t_0}^{t_1} I_m^2 \cdot dt + \int_0^{(t_3-t_2)} I_M^2 \cdot dt \right]}$$

$$I_{D2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot [I_m^2 \cdot t_1 + I_M^2 \cdot (t_3 - t_2)]}$$

$$I_{D2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot [(I_m^2 + I_M^2) \cdot t_1]} \quad (2.46)$$

- **Corrente máxima**

O valor máximo da corrente no diodo D2 é dado pela equação (2.47).

$$I_{D2m\acute{a}x} = I_M \quad (2.47)$$

- **Tensão reversa máxima**

A máxima tensão reversa sobre o diodo D2 é dada pela equação (2.48).

$$V_{D2m\acute{a}x} = V_i - V_o \quad (2.48)$$

2.3.5.5. Indutor L

Conforme as etapas de operação apresentadas na seção 2.3 as formas de onda no indutor L da Fig. 2.1, com o conversor operando no modo de condução contínua, são apresentadas na Fig. 2.15.

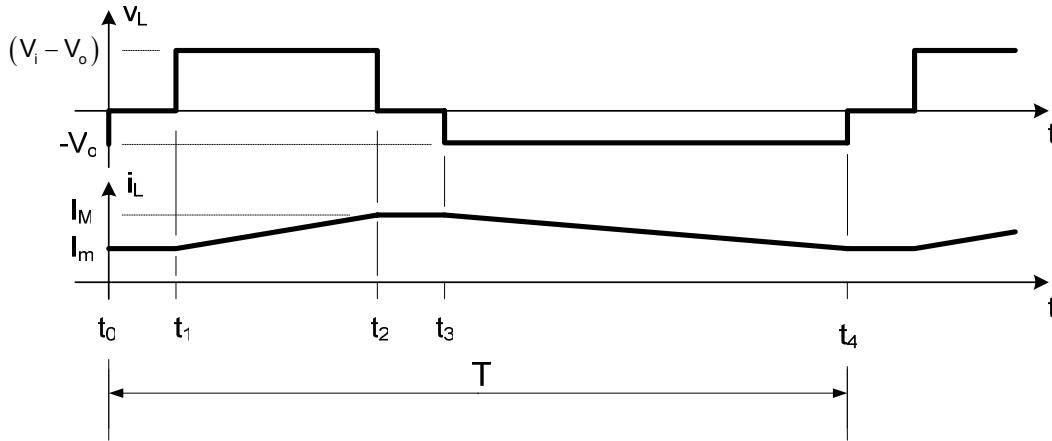


Fig. 2.15: Formas de onda no indutor L para operação em condução contínua.

- **Corrente média**

A corrente média no indutor L é dada pela equação (2.49).

$$I_L = \frac{1}{T} \left[(I_m + I_M) \cdot t_1 + \frac{(I_m + I_M) \cdot (t_2 - t_1)}{2} + \frac{(I_m + I_M) \cdot (t_4 - t_3)}{2} \right]$$

$$I_L = \frac{1}{T} \left\{ (I_m + I_M) \cdot \left[t_1 + \frac{(t_2 - t_1) + (t_4 - t_3)}{2} \right] \right\} \tag{2.49}$$

Obs.: $t_0 = 0$ e $t_1 = t_3 - t_2$.

- **Corrente eficaz**

Utilizando a equação (2.50) é possível calcular a corrente eficaz no indutor L.

$$I_{Lef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_L^2(t) \cdot dt}$$

$$\begin{aligned}
 I_{Lef} &= \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\int_{t_0=0}^{t_1} I_m^2 \cdot dt + \int_0^{(t_2-t_1)} \left(I_m + \frac{V_i - V_o}{L} \cdot t \right)^2 \cdot dt + \int_0^{(t_3-t_2)} I_M^2 \cdot dt + \int_0^{(t_4-t_3)} \left(I_M - \frac{V_o}{L} \cdot t \right)^2 \cdot dt \right]} \\
 I_{Lef} &= \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left\{ \int_{t_0=0}^{t_1} I_m^2 \cdot dt + \int_0^{(t_2-t_1)} \left[I_m^2 + 2 \cdot I_m \cdot \frac{V_i - V_o}{L} \cdot t + \left(\frac{V_i - V_o}{L} \cdot t \right)^2 \right] \cdot dt \right. \\
 &\quad \left. + \int_0^{(t_3-t_2)} I_M^2 \cdot dt + \int_0^{(t_4-t_3)} \left[I_M^2 - 2 \cdot I_M \cdot \frac{V_o}{L} \cdot t + \left(\frac{-V_o}{L} \cdot t \right)^2 \right] \cdot dt \right\}} \\
 I_{Lef} &= \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left\{ I_m^2 \cdot t_1 + I_m^2 (t_2 - t_1) + I_m \cdot \frac{V_i - V_o}{L} \cdot (t_2 - t_1)^2 + \left(\frac{V_i - V_o}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_2 - t_1)^3}{3} \right. \\
 &\quad \left. + I_M^2 \cdot (t_3 - t_2) + I_M^2 \cdot (t_4 - t_3) - I_M \cdot \frac{V_o}{L} \cdot (t_4 - t_3)^2 + \left(\frac{-V_o}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_4 - t_3)^3}{3} \right\}} \\
 I_{Lef} &= \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left\{ I_m^2 \cdot t_1 + I_m^2 (t_2 - t_1) + I_m \cdot \frac{V_i - V_o}{L} \cdot (t_2 - t_1)^2 + \left(\frac{V_i - V_o}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_2 - t_1)^3}{3} \right. \\
 &\quad \left. + I_M^2 \cdot t_1 + I_M^2 \cdot (t_4 - t_3) - I_M \cdot \frac{V_o}{L} \cdot (t_4 - t_3)^2 + \left(\frac{-V_o}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_4 - t_3)^3}{3} \right\}} \quad (2.50)
 \end{aligned}$$

- **Corrente máxima**

O valor máximo da corrente no indutor é dado pela equação (2.51).

$$I_{Lm\acute{a}x} = I_M \quad (2.51)$$

- **Tensão máxima**

O valor máximo do módulo da tensão nos terminais do indutor depende da relação V_o/V_i . Quando esta relação é menor que 0,5 este valor é dado pela equação (2.52).

$$|V_L|_{m\acute{a}x} = V_i - V_o \quad (2.52)$$

Quando a relação V_o/V_i é maior que 0,5, o valor máximo do módulo da tensão nos terminais do indutor é dado pela equação (2.53).

$$|V_L|_{m\acute{a}x} = V_o \quad (2.53)$$

2.3.5.6. Capacitor C

De acordo com as etapas de operação apresentadas na seção 2.3.1 as formas de onda no capacitor C da Fig. 2.1, com o conversor operando no modo de condução contínua, são apresentadas na Fig. 2.16.

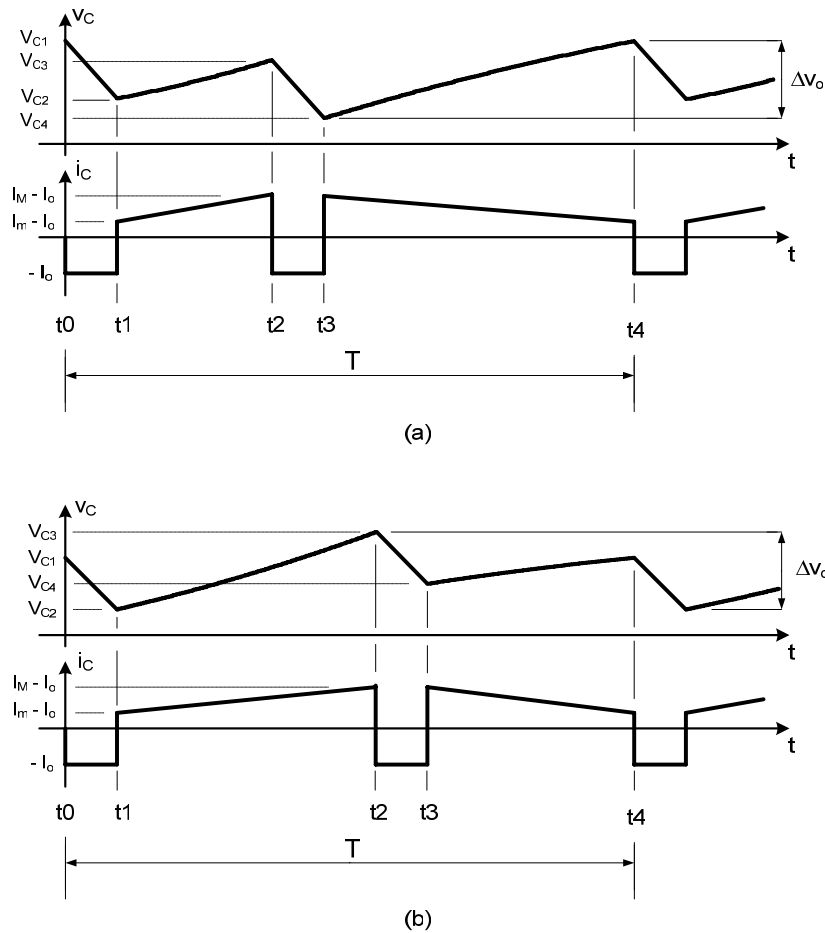


Fig. 2.16: Formas de onda no capacitor C para operação em condução contínua:

(a) $\Delta t_1 < \Delta t_5$ e (b) $\Delta t_1 > \Delta t_5$.

- **Corrente eficaz**

A corrente no capacitor C é definida de acordo com a expressão (2.54).

$$i_C(t) = \begin{cases} -I_o, 0 \leq t < t_1 \\ I_m - I_o + \frac{V_i - V_o}{L} \cdot (t - t_1), t_1 \leq t < t_2 \\ -I_o, t_2 \leq t < t_3 \\ I_M - I_o - \frac{V_o}{L} \cdot (t - t_3), t_3 \leq t < t_4 \end{cases} \quad (2.54)$$

A corrente eficaz no capacitor C é calculada com o uso da equação (2.55).

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_C^2(t) \cdot dt} \quad (2.55)$$

Substituindo a equação (2.54) em (2.55) obtêm-se a equação (2.56) para o cálculo da corrente eficaz no capacitor.

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[2 \cdot \int_{t_0=0}^{t_1} (-I_o)^2 \cdot dt + \int_0^{(t_2-t_1)} \left(I_m - I_o + \frac{V_i - V_o}{L} \cdot t \right)^2 \cdot dt + \int_0^{(t_4-t_3)} \left(I_M - I_o - \frac{V_o}{L} \cdot t \right)^2 \cdot dt \right]}$$

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\begin{aligned} & 2 \cdot I_o^2 \cdot t_1 + (I_m - I_o)^2 \cdot (t_2 - t_1) + (I_m - I_o) \cdot \frac{V_i - V_o}{L} \cdot (t_2 - t_1)^2 \\ & + \left(\frac{V_i - V_o}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_2 - t_1)^3}{3} + (I_M - I_o)^2 \cdot (t_4 - t_3) \\ & - (I_M - I_o) \cdot \frac{V_o}{L} \cdot (t_4 - t_3)^2 + \left(\frac{V_o}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_4 - t_3)^3}{3} \end{aligned} \right]} \quad (2.56)$$

- **Tensão máxima**

A tensão máxima nos terminais do capacitor, desconsiderando a ondulação Δv_o , é a própria tensão de saída V_o .

2.3.5.7. Resistor R_o

A Fig. 2.17 mostra as formas de onda teóricas no resistor R_o , desconsiderando a ondulação Δv_o , que são válidas para os modos de condução contínua e crítica e independem da relação V_o/V_i .

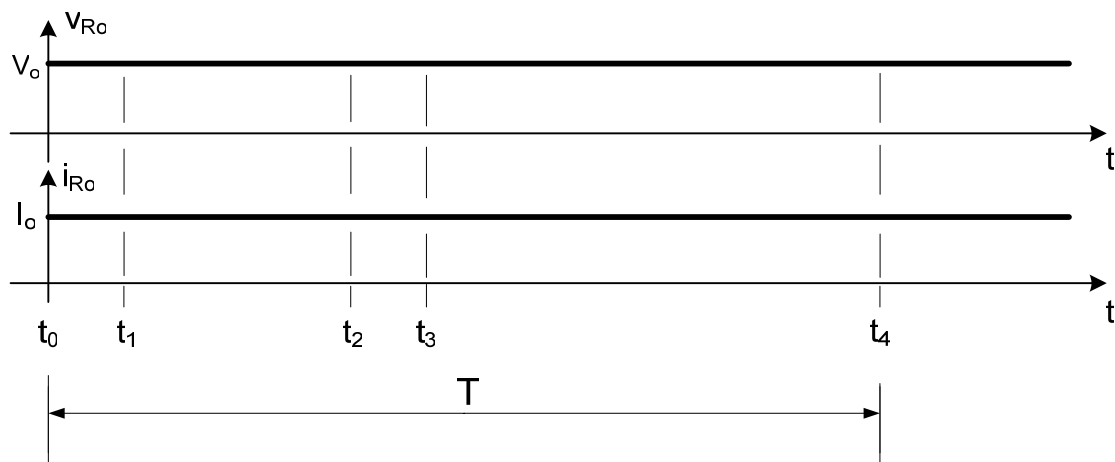


Fig. 2.17: Formas de onda no resistor R_o .

- **Potência**

A potência nominal do resistor R_o é calculada pelas equações (2.57) e (2.58).

$$P_o = R_o \cdot I_o^2 \tag{2.57}$$

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_o} \tag{2.58}$$

2.3.6. Simulação com componentes ideais

A seguir serão apresentados os resultados de simulação utilizando modelos de interruptor e diodo ideais.

As especificações do conversor para simulação com componentes ideais são apresentadas na Tabela 2.1.

V_i	1100V	α	0,9
V_o	500V	$\Delta i_L\%$	10%
P_o	500W	$\Delta V_o\%$	1%
f	50kHz		

Tabela 2.1: Especificações para simulação com componentes ideais do conversor CC-CC Buck de três níveis operando no modo de condução contínua.

O circuito simulado é mostrado na Fig. 2.18.

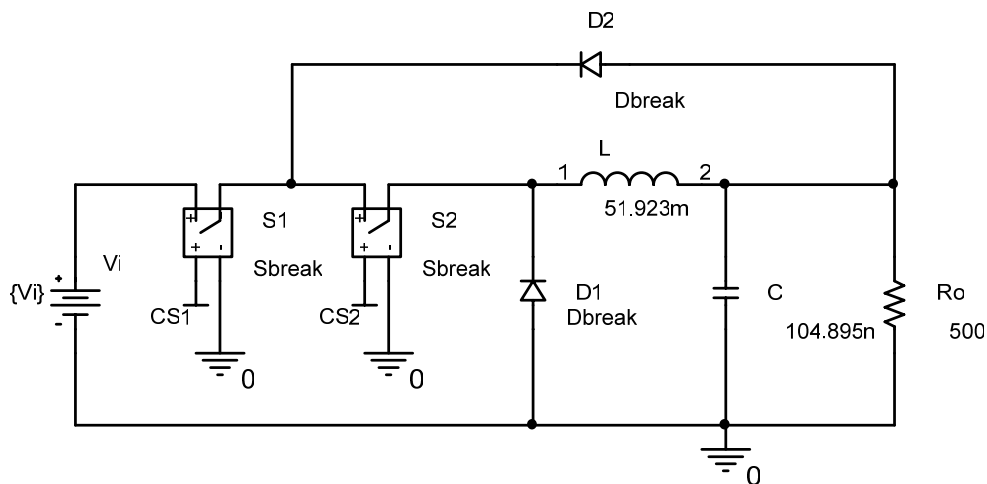


Fig. 2.18: Circuito para simulação com componentes ideais do conversor CC-CC Buck de três níveis operando no modo de condução contínua.

A Fig. 2.19 mostra a ordem de comando para os interruptores S1 e S2.

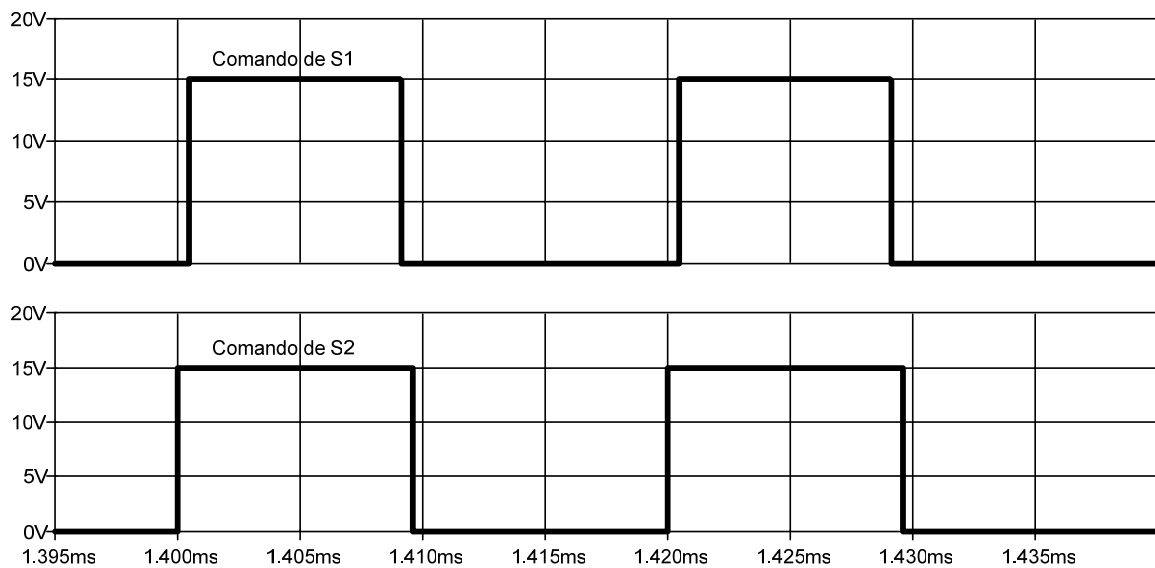


Fig. 2.19: Ordem de comando para os interruptores S1 e S2.

A Fig. 2.20 mostra a corrente no indutor L.

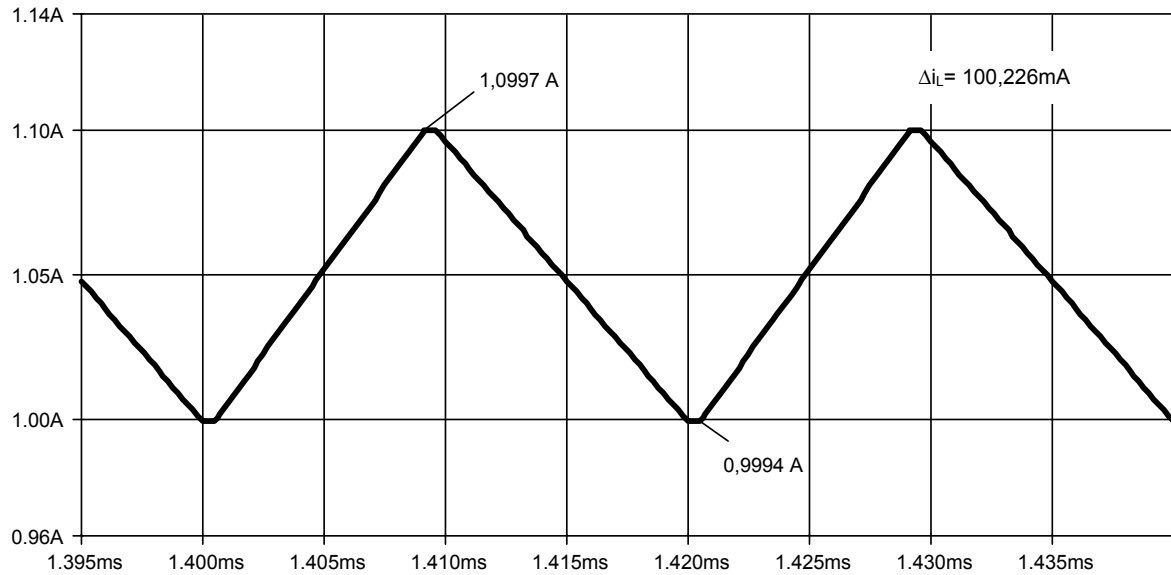


Fig. 2.20: Corrente no indutor L.

A Fig. 2.21 mostra a forma de onda de tensão sobre os interruptores S1 e S2.

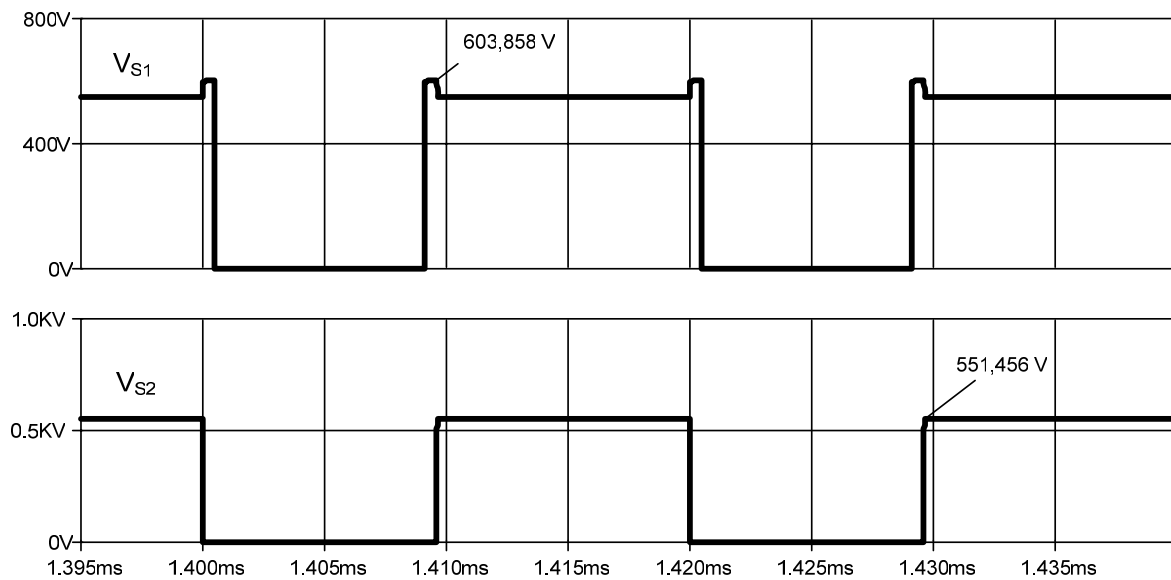


Fig. 2.21: Tensão sobre os interruptores S1 e S2.

A Fig. 2.22 mostra a tensão na saída do conversor.

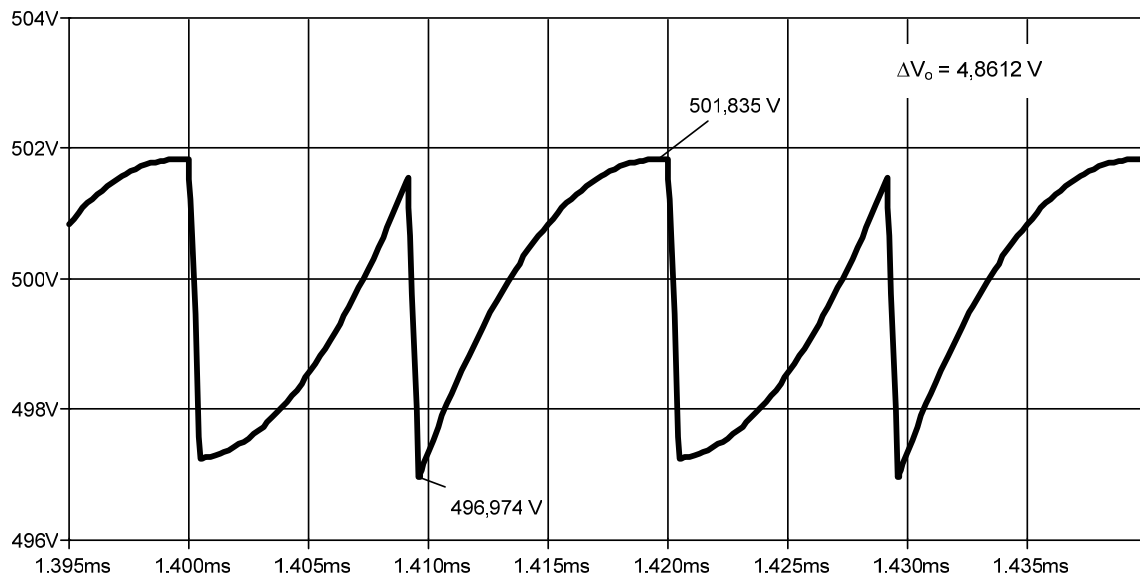


Fig. 2.22: Forma de onda da tensão V_o na saída do conversor.

2.4. Operação no Modo de Condução Crítica

Nesta seção serão apresentadas as etapas de operação, as formas de onda básicas, o ganho estático ideal, a ondulação da corrente no indutor L, o dimensionamento dos componentes do conversor e a simulação com componentes ideais considerando o conversor operando no modo de condução crítica.

2.4.1. Etapas de operação

As etapas de operação para o modo de condução crítica são as mesmas descritas para o modo de condução contínua. O que diferem estes dois modos de operação é o fato que na Fig. 2.7 o valor I_m é igual à zero. Dessa forma, durante a primeira etapa de funcionamento, a corrente no indutor L é nula e se anula exatamente no final do período de operação do conversor.

2.4.2. Formas de onda básicas

As formas de onda básicas para operação no modo de condução crítica, considerando a situação “a” da 4ª etapa de operação, são apresentadas na Fig. 2.23 que também pode ser obtida fazendo $I_m = 0$ na Fig. 2.7.

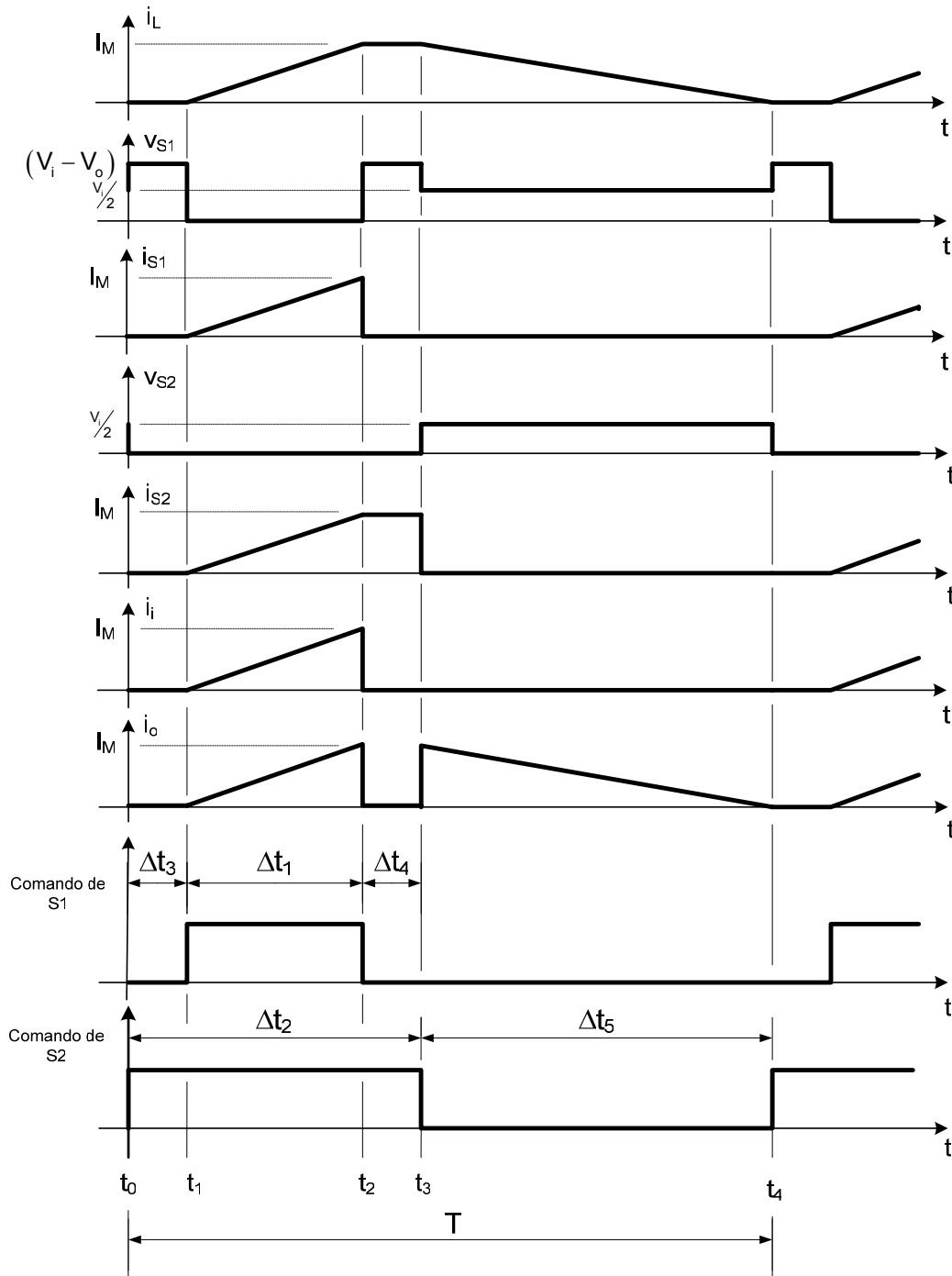


Fig. 2.23: Formas de onda básicas do conversor Buck de três níveis operando no modo de condução crítica considerando a situação “a” da 4ª etapa de operação.

2.4.3. Ondulação da corrente no indutor L

No caso particular da condução crítica a ondulação de corrente no indutor L se confunde com a própria corrente de pico. Assim:

$$\Delta i_L = I_M = \frac{V_o \cdot (1 - D_2)}{L \cdot f} \quad (2.59)$$

A corrente média na saída I_o , de acordo com a forma de onda na Fig. 2.23, é dada pela equação (2.60).

$$I_o = \frac{1}{T} \cdot \left[\frac{I_M \cdot \Delta t_1}{2} + \frac{I_M \cdot \Delta t_5}{2} \right]$$

$$I_o = \frac{1}{T} \cdot \frac{I_M}{2} \cdot [\Delta t_1 + \Delta t_5]$$

$$I_o = \frac{I_M}{2} \cdot (D_1 + D_5) \quad (2.60)$$

Substituindo a expressão (1.1) na expressão (2.60) encontra-se a expressão (2.61) da corrente média na saída em função de I_M , D_1 e D_2 .

$$I_o = \frac{I_M}{2} \cdot (D_1 + 1 - D_2) \quad (2.61)$$

Isolando I_M na expressão (2.61) obtêm-se a equação (2.62) do valor máximo da corrente no indutor L em função de I_o , D_1 e D_2 .

$$I_M = \frac{2 \cdot I_o}{(D_1 + 1 - D_2)} \quad (2.62)$$

2.4.4. Cálculo da indutância crítica

É possível obter a indutância crítica fazendo $I_m = 0$ na equação (2.13). Assim:

$$0 = \frac{I_o}{D_1 + 1 - D_2} - \frac{V_o \cdot (1 - D_2)}{2 \cdot L \cdot f} \quad (2.63)$$

Isolando L na equação (2.63) encontra-se uma expressão para o cálculo da indutância crítica L_{Cr} .

$$L_{Cr} = \frac{V_o \cdot (1 - D_2) \cdot (D_1 + 1 - D_2)}{2 \cdot I_o \cdot f} \quad (2.64)$$

Isolando L na equação (2.59) encontra-se a equação (2.65) que é outra equação para o cálculo da indutância crítica em função de Δi_L .

$$L_{Cr} = \frac{V_o \cdot (1 - D_2)}{\Delta i_L \cdot f} \quad (2.65)$$

2.4.5. Dimensionamento dos componentes do conversor

No modo de condução crítica as equações para o dimensionamento podem ser obtidas através das formas de onda em cada componente do circuito ou fazendo $I_m = 0$ nas equações do dimensionamento para condução contínua.

2.4.5.1. Interruptor S1

As formas de onda no interruptor S1 da Fig. 2.1, com o conversor operando no modo de condução crítica, são apresentadas na Fig. 2.24.

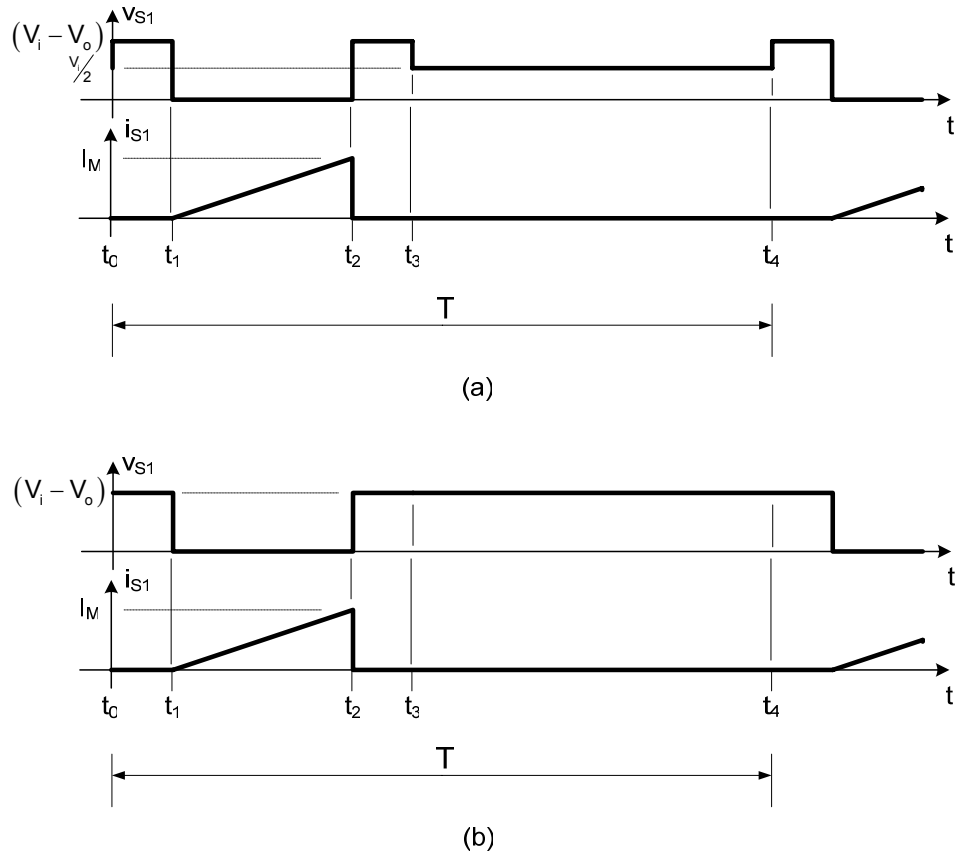


Fig. 2.24: Formas de onda no interruptor S1 para operação em condução crítica: (a) $V_o/V_i < 0,5$ e (b) $V_o/V_i \geq 0,5$.

- **Corrente média**

A corrente média no interruptor S1 é dada pela expressão (2.66).

$$I_{S1} = \frac{1}{T} \cdot \frac{I_M \cdot \Delta t_1}{2} \tag{2.66}$$

- **Corrente eficaz**

A corrente eficaz no interruptor S1 é calculada através da equação (2.22).

Entre os instantes de tempo t_1 e t_2 a corrente $i_{S1}(t)$ é dada pela equação (2.67).

$$i_{S1}(t) = \frac{V_i - V_o}{L} \cdot t \tag{2.67}$$

Substituindo (2.67) em (2.22) encontra-se a equação (2.68).

$$\begin{aligned}
 I_{S1ef} &= \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{(t_2-t_1)} \left[I_m + \frac{V_i - V_o}{L} \cdot t \right]^2 \cdot dt} \\
 I_{S1ef} &= \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{(t_2-t_1)} \left[I_m^2 + 2 \cdot I_m \cdot \frac{V_i - V_o}{L} \cdot t + \left(\frac{V_i - V_o}{L} \cdot t \right)^2 \right] \cdot dt} \\
 I_{S1ef} &= \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[I_m^2 \cdot (t_2 - t_1) + I_m \cdot \frac{V_i - V_o}{L} \cdot (t_2 - t_1)^2 + \left(\frac{V_i - V_o}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_2 - t_1)^3}{3} \right]} \quad (2.68)
 \end{aligned}$$

- **Corrente máxima**

A corrente máxima que flui através do interruptor S1 é dada pela equação (2.25).

- **Tensão máxima**

A tensão máxima à qual o interruptor S1 é submetido é dada pela equação (2.26) e independe de V_o/V_i .

2.4.5.2. Interruptor S2

As formas de onda no interruptor S2 da Fig. 2.1, com o conversor operando no modo de condução crítica, são apresentadas na Fig. 2.25.

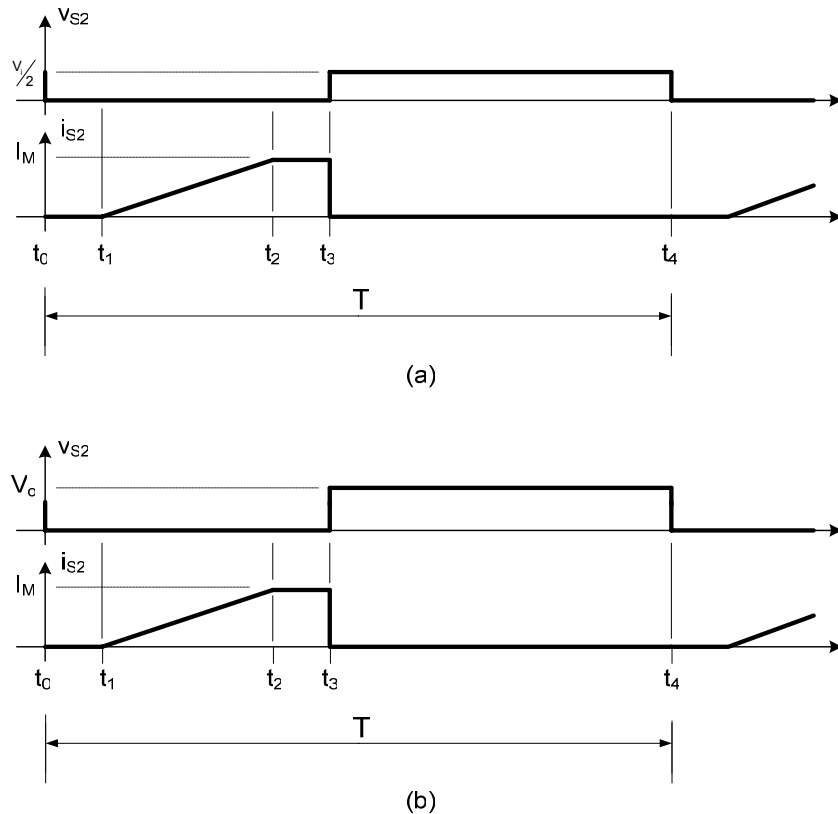


Fig. 2.25: Formas de onda no interruptor S2 para operação em condução crítica: (a) $V_o/V_i < 0,5$ e (b) $V_o/V_i \geq 0,5$.

- **Corrente média**

A corrente média no interruptor S2 é dada pela equação (2.69).

$$I_{S2} = \frac{1}{T} \cdot \left[I_M \cdot \left(\Delta t_3 + \frac{\Delta t_1}{2} \right) \right] \tag{2.69}$$

Obs: $\Delta t_3 = \Delta t_4$.

- **Corrente eficaz**

A corrente eficaz no interruptor S2 é dada pela equação (2.28).

Durante os intervalos de tempo t_1 e t_2 a corrente $i_{S2}(t)$ é dada pela equação (2.70).

$$i_{S2}(t) = \frac{V_i - V_o}{L} \cdot t \tag{2.70}$$

Entre os instantes de tempo t_2 e t_3 a corrente $i_{S2}(t)$ é dada pela equação (2.71).

$$i_{S2}(t) = I_M \quad (2.71)$$

Substituindo as equações (2.70) e (2.71) em (2.28) encontra-se a equação (2.72) para o cálculo da corrente eficaz no interruptor S2.

$$I_{S2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left(\int_0^{(t_2-t_1)} \left(\frac{V_i - V_o}{L} \cdot t \right)^2 \cdot dt + \int_0^{(t_3-t_2)} I_M^2 \cdot dt \right)}$$

$$I_{S2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left(\left(\frac{V_i - V_o}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_2 - t_1)^3}{3} + I_M^2 \cdot (t_3 - t_2) \right)} \quad (2.72)$$

- **Corrente máxima**

A corrente máxima no interruptor S2 é dada pela equação (2.33).

- **Tensão máxima**

A tensão máxima no interruptor S2 depende da relação V_o/V_i e quando $V_o/V_i < 0,5$ esta é dada pela equação (2.34).

Quando $V_o/V_i \geq 0,5$ a tensão máxima no interruptor S2 é dada pela equação (2.35).

2.4.5.3. Diodo D1

As formas de onda no diodo D1 da Fig. 2.1, com o conversor operando no modo de condução crítica, são apresentadas na Fig. 2.26. A forma de onda da tensão no diodo D1 independe da relação V_o/V_i .

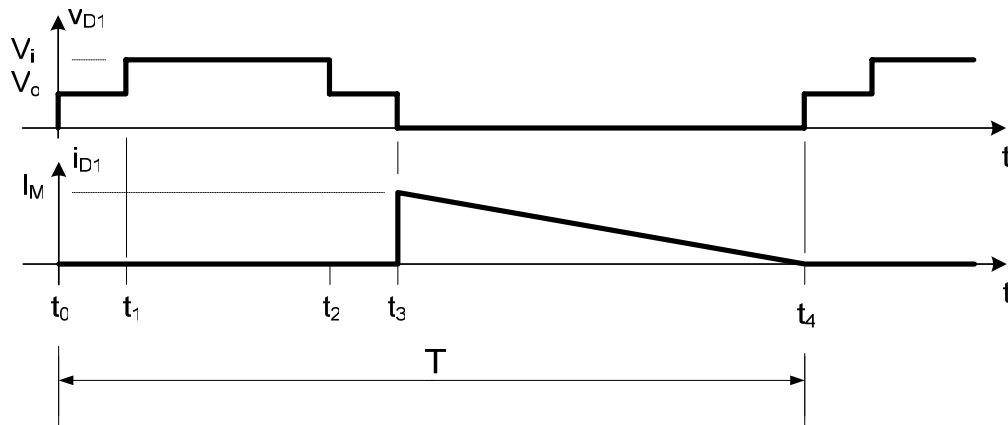


Fig. 2.26: Formas de onda no diodo D1 para operação em condução crítica.

- **Corrente média**

A corrente média no diodo D1 é dada pela equação (2.73).

$$I_{D1} = \frac{1}{T} \cdot \frac{I_M \cdot (t_4 - t_3)}{2} \tag{2.73}$$

- **Corrente eficaz**

A corrente eficaz no diodo D1 é dada pela equação (2.39).

- **Corrente máxima**

O valor máximo da corrente no diodo D1 é dado pela equação (2.40).

- **Tensão reversa máxima**

A máxima tensão reversa sobre o diodo D1 é dada pela equação (2.41).

2.4.5.4. Diodo D2

As formas de onda no diodo D2 da Fig. 2.1, com o conversor operando no modo de condução crítica, são apresentadas na Fig. 2.27.

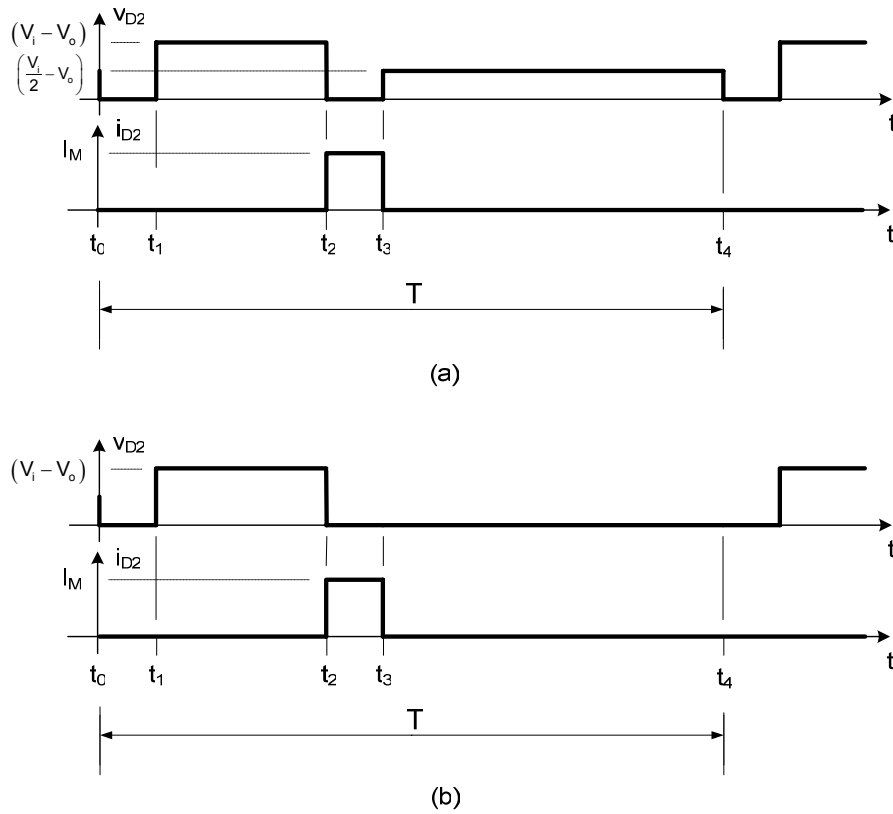


Fig. 2.27: Formas de onda no diodo D2 para operação em condução crítica: (a) $V_o/V_i < 0,5$ e (b) $V_o/V_i \geq 0,5$.

- **Corrente média**

A corrente média no diodo D2 é dada pela equação (2.74).

$$I_{D2} = \frac{1}{T} \cdot I_M \cdot t_1 \tag{2.74}$$

Obs.: $t_0 = 0$ e $t_1 = t_3 - t_2$.

- **Corrente eficaz**

A corrente eficaz no diodo D2 é dada pela equação (2.43).

Entre os instantes de tempo t_2 e t_3 a corrente $i_{D2}(t)$ é dada pela equação (2.45).

$$i_{D2}(t) = I_M \tag{2.75}$$

Substituindo a equação (2.75) em (2.43) encontra-se a equação (2.76) que permite calcular a corrente eficaz no diodo D2 em função de I_M , t_1 e T .

$$I_{D2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{(t_3-t_2)} I_M^2 \cdot dt}$$

$$I_{D2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot I_M^2 \cdot (t_3 - t_2)}$$

$$I_{D2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot I_M^2 \cdot t_1} \tag{2.76}$$

- **Corrente máxima**

O valor máximo da corrente no diodo D2 é dado pela equação (2.47).

- **Tensão reversa máxima**

A máxima tensão reversa sobre o diodo D2 é dada pela equação (2.48).

2.4.5.5. Indutor L

As formas de onda no indutor L da Fig. 2.1, com o conversor operando no modo de condução crítica, são apresentadas na Fig. 2.28.

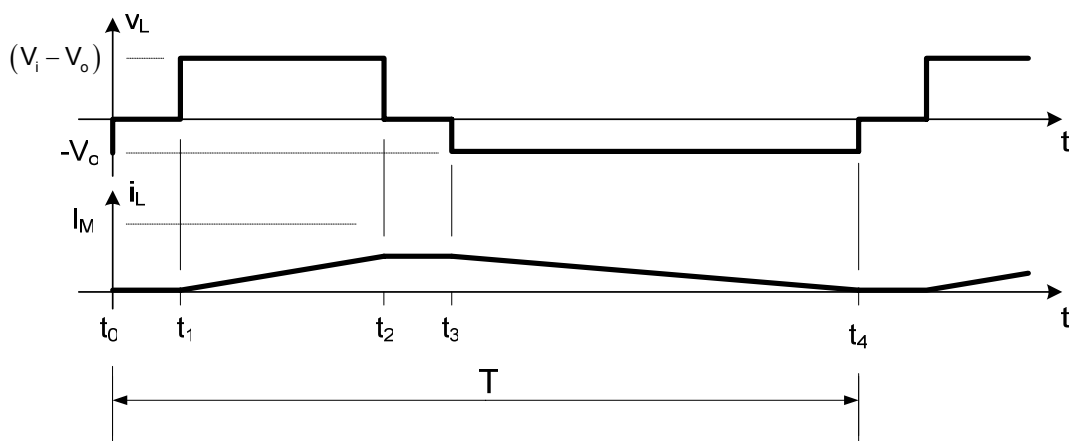


Fig. 2.28: Formas de onda no indutor L para operação em condução crítica.

- **Corrente média**

A corrente média no indutor L é dada pela equação (2.77).

$$I_L = \frac{1}{T} \left[I_M \cdot t_1 + \frac{I_M \cdot (t_2 - t_1)}{2} + \frac{I_M \cdot (t_4 - t_3)}{2} \right]$$

$$I_{Lmd} = \frac{1}{T} \left\{ I_M \cdot \left[t_1 + \frac{(t_2 - t_1) + (t_4 - t_3)}{2} \right] \right\} \quad (2.77)$$

Obs.: $t_0 = 0$ e $t_1 = t_3 - t_2$.

- **Corrente eficaz**

Utilizando a equação (2.78) é possível calcular a corrente eficaz no indutor L.

$$I_{Lef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_L^2(t) \cdot dt}$$

$$I_{Lef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{(t_2-t_1)} \left(\frac{V_i - V_o}{L} \cdot t \right)^2 \cdot dt + \int_0^{(t_3-t_2)} I_M^2 \cdot dt + \int_0^{(t_4-t_3)} \left(I_M - \frac{V_o}{L} \cdot t \right)^2 \cdot dt \right]}$$

$$I_{Lef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left\{ \int_0^{(t_2-t_1)} \left(\frac{V_i - V_o}{L} \cdot t \right)^2 \cdot dt + \int_0^{(t_3-t_2)} I_M^2 \cdot dt + \int_0^{(t_4-t_3)} \left[I_M^2 - 2 \cdot I_M \cdot \frac{V_o}{L} \cdot t + \left(\frac{-V_o}{L} \cdot t \right)^2 \right] \cdot dt \right\}}$$

$$I_{Lef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left\{ \left(\frac{V_i - V_o}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_2 - t_1)^3}{3} + I_M^2 \cdot (t_3 - t_2) + I_M^2 \cdot (t_4 - t_3) \right.}$$

$$\left. - I_M \cdot \frac{V_o}{L} \cdot (t_4 - t_3)^2 + \left(\frac{-V_o}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_4 - t_3)^3}{3} \right\}}$$

$$I_{Lef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left\{ \left(\frac{V_i - V_o}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_2 - t_1)^3}{3} + I_M^2 \cdot t_1 + I_M^2 \cdot (t_4 - t_3) \right.}$$

$$\left. - I_M \cdot \frac{V_o}{L} \cdot (t_4 - t_3)^2 + \left(\frac{-V_o}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_4 - t_3)^3}{3} \right\}} \quad (2.78)$$

- **Corrente máxima**

O valor máximo da corrente no indutor é dado pela equação (2.51).

- **Tensão máxima**

O valor máximo do módulo da tensão nos terminais do indutor depende da relação V_o/V_i . Quando esta relação é menor que 0,5 este valor é dado pela equação (2.52).

Quando a relação V_o/V_i é maior que 0,5, o valor máximo do módulo da tensão nos terminais do indutor é dado pela equação (2.53).

2.4.5.6. Capacitor C

As formas de onda no capacitor C da Fig. 2.1, com o conversor operando no modo de condução crítica, são apresentadas na Fig. 2.29.

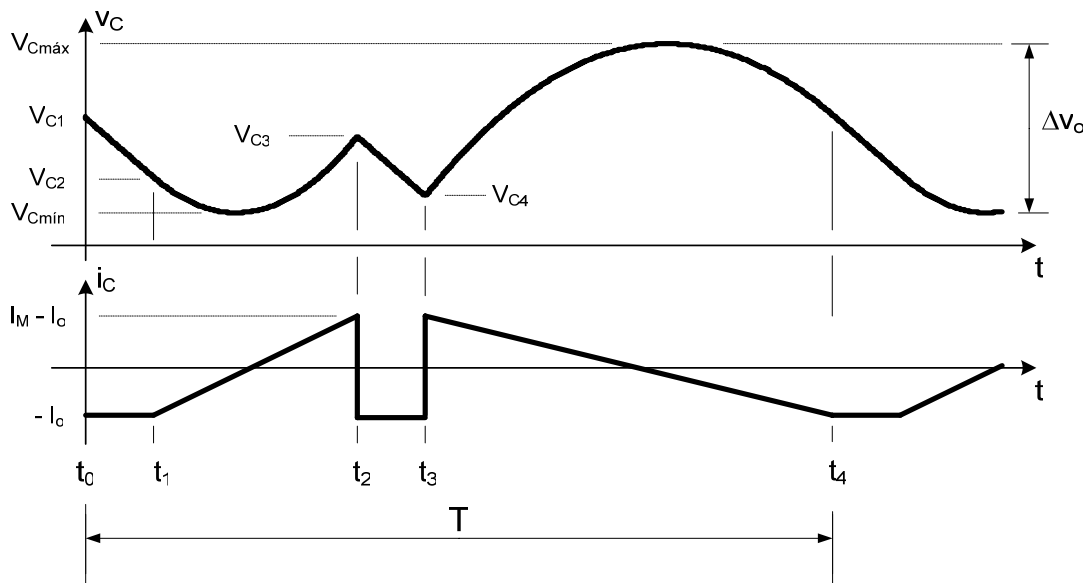


Fig. 2.29: Formas de onda no capacitor C para operação em condução crítica.

- **Corrente eficaz**

A corrente no capacitor C é definida de acordo com a expressão (2.79).

$$i_c(t) = \begin{cases} -I_o, 0 \leq t < t_1 \\ -I_o + \frac{V_i - V_o}{L} \cdot (t - t_1), t_1 \leq t < t_2 \\ -I_o, t_2 \leq t < t_3 \\ I_M - I_o - \frac{V_o}{L} \cdot (t - t_3), t_3 \leq t < t_4 \end{cases} \quad (2.79)$$

A corrente eficaz no capacitor C é calculada com o uso da equação (2.55).

Substituindo a equação (2.79) em (2.55) obtêm-se a equação (2.80) para o cálculo da corrente eficaz no capacitor.

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[2 \cdot \int_{t_0=0}^{t_1} (-I_o)^2 \cdot dt + \int_0^{(t_2-t_1)} \left(-I_o + \frac{V_i - V_o}{L} \cdot t \right)^2 \cdot dt + \int_0^{(t_4-t_3)} \left(I_M - I_o - \frac{V_o}{L} \cdot t \right)^2 \cdot dt \right]}$$

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\begin{aligned} &2 \cdot I_o^2 \cdot t_1 + (-I_o)^2 \cdot (t_2 - t_1) - I_o \cdot \frac{V_i - V_o}{L} \cdot (t_2 - t_1)^2 \\ &+ \left(\frac{V_i - V_o}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_2 - t_1)^3}{3} + (I_M - I_o)^2 \cdot (t_4 - t_3) \\ &- (I_M - I_o) \cdot \frac{V_o}{L} \cdot (t_4 - t_3)^2 + \left(\frac{V_o}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_4 - t_3)^3}{3} \end{aligned} \right]} \quad (2.80)$$

- **Tensão máxima**

A tensão máxima nos terminais do capacitor, desconsiderando a ondulação Δv_o , é a própria tensão de saída V_o .

2.4.5.7. Resistor R_o

Como já mencionado anteriormente as formas de onda teóricas no resistor R_o com o conversor operando no modo de condução crítica são as mesmas para o modo de condução contínua já apresentadas na Fig. 2.17.

O dimensionamento do resistor R_o pode ser feito através das equações (2.57) e (2.58).

2.4.6. Simulação com componentes ideais

A seguir serão apresentados os resultados de simulação utilizando modelos de interruptor e diodo ideais para o conversor operando no modo de condução crítica.

As especificações do conversor para simulação com componentes ideais são apresentadas na Tabela 2.2.

V_i	1100V	f	50kHz
V_o	500V	α	0,9
P_o	500W	$\Delta V_o\%$	1%

Tabela 2.2: Especificações para simulação com componentes ideais do conversor CC-CC Buck de três níveis operando no modo de condução crítica.

O circuito simulado é mostrado na Fig. 2.30.

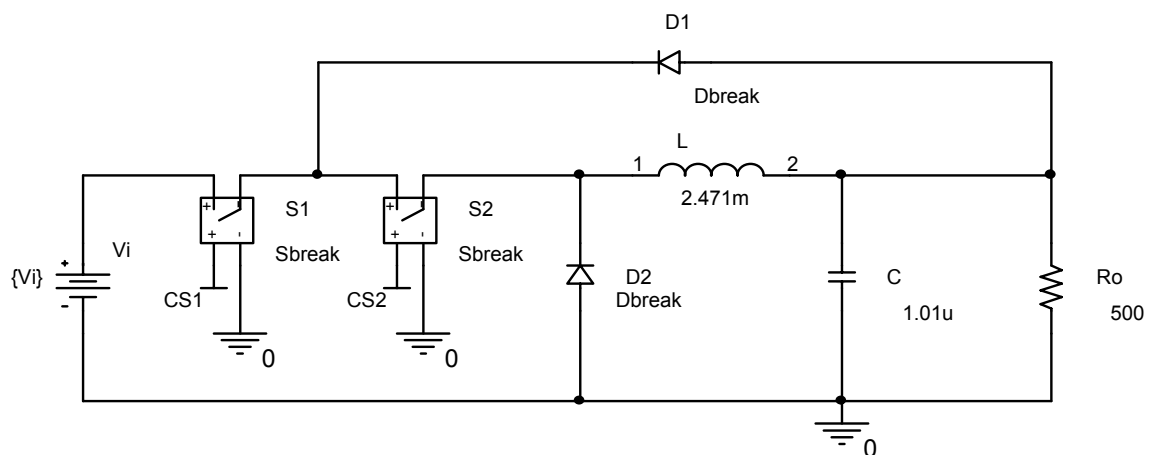


Fig. 2.30: Circuito para simulação com componentes ideais do conversor CC-CC Buck de três níveis operando no modo de condução crítica.

A Fig. 2.31 mostra a ordem de comando para os interruptores S1 e S2.

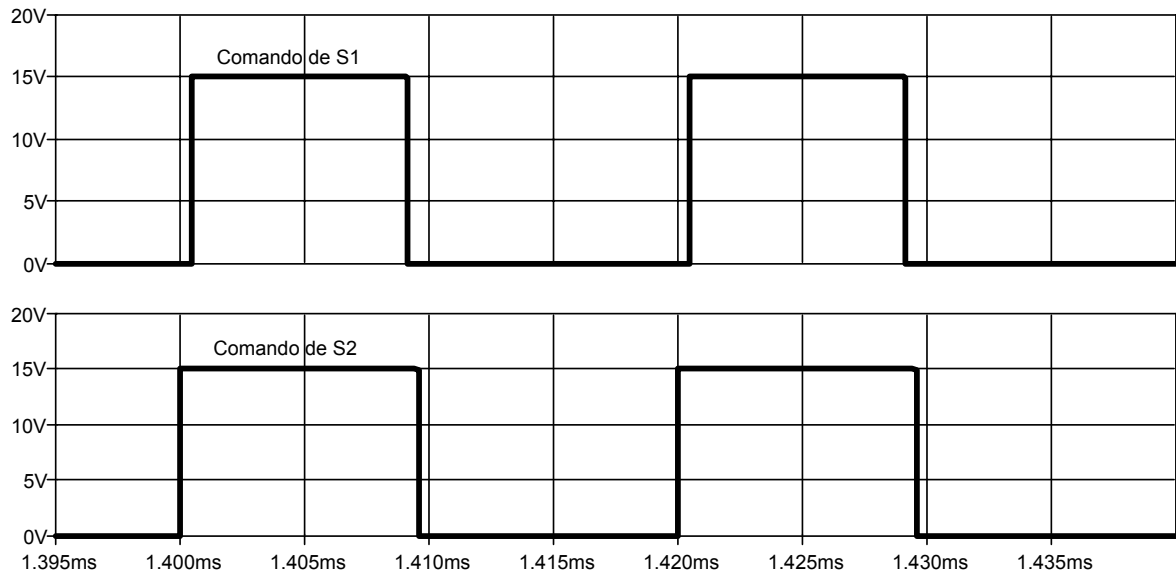


Fig. 2.31: Ordem de comando para os interruptores S1 e S2.

A Fig. 2.32 mostra a corrente no indutor L.

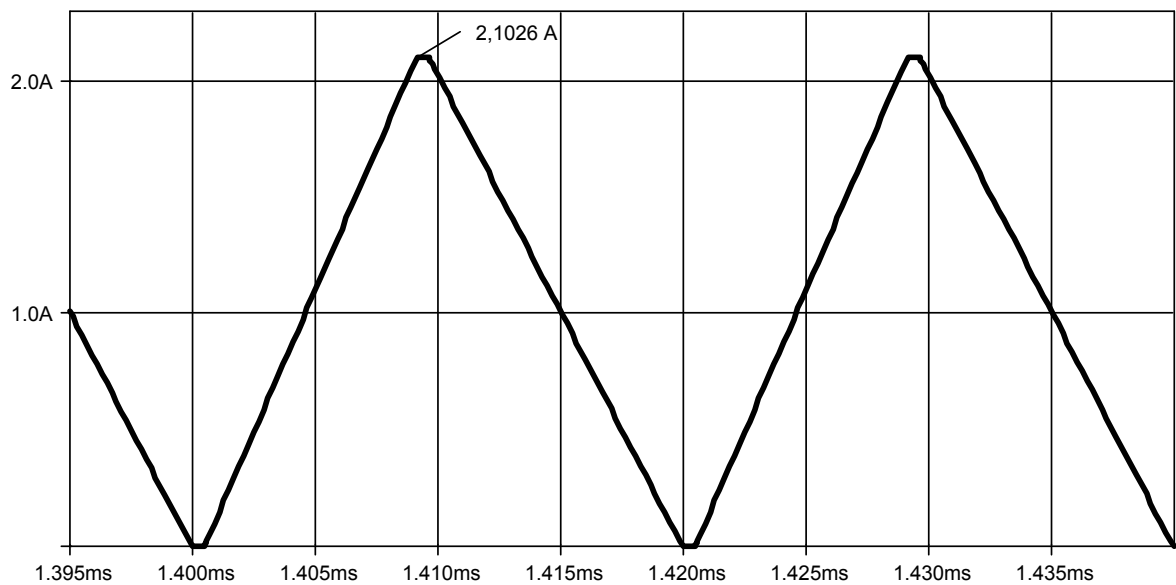


Fig. 2.32: Corrente no indutor L.

A Fig. 2.33 mostra a forma de onda de tensão sobre os interruptores S1 e S2.

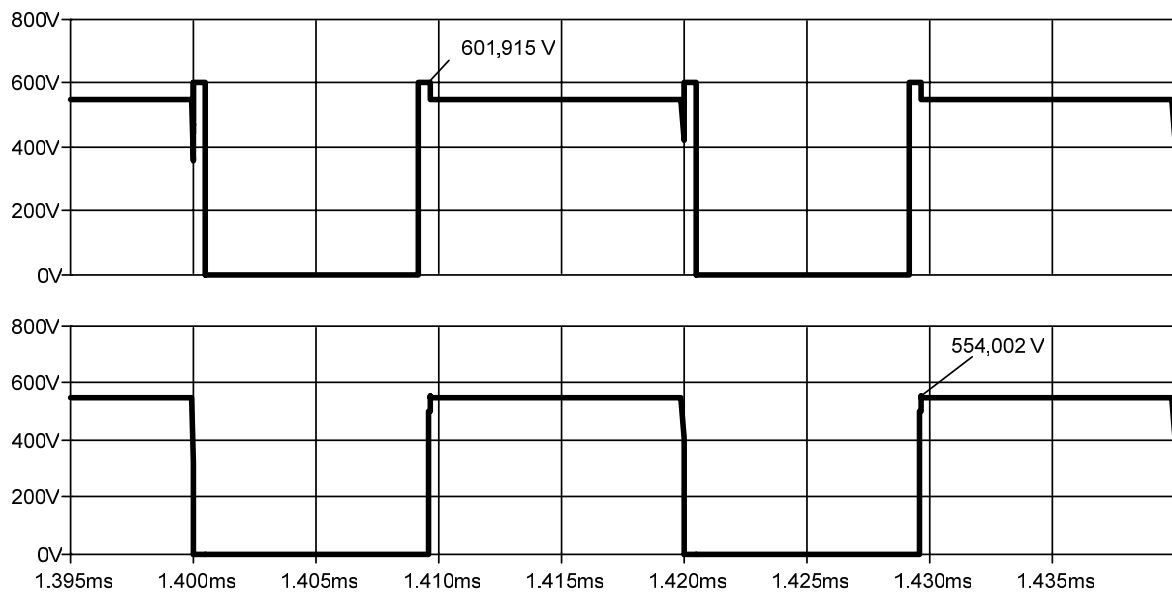


Fig. 2.33: Tensão sobre os interruptores S1 e S2.

A Fig. 2.34 mostra a tensão na saída do conversor.

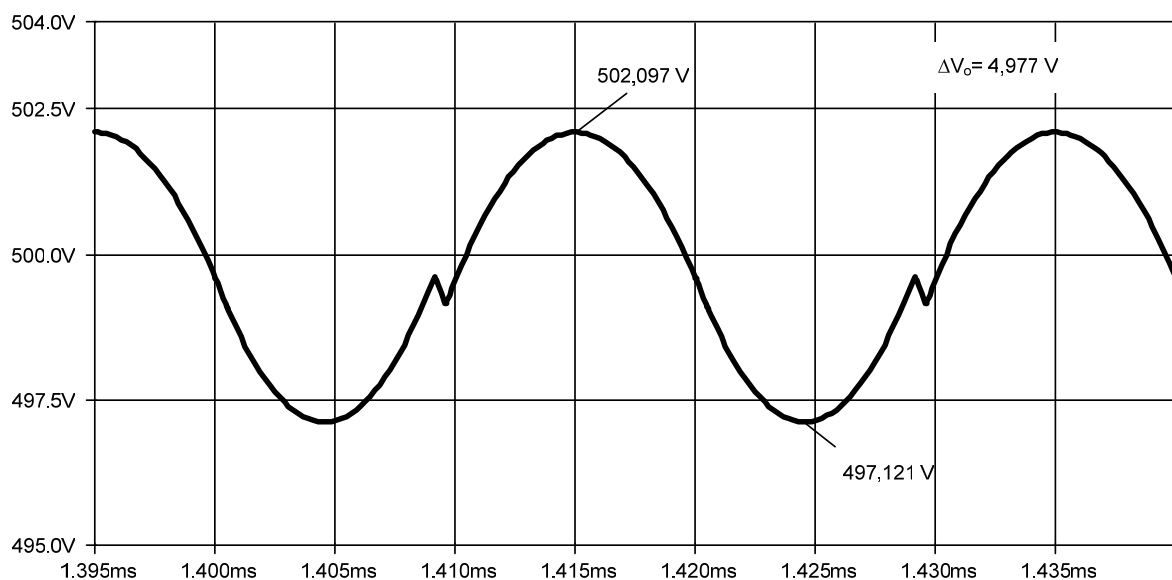


Fig. 2.34: Forma de onda da tensão V_o na saída do conversor.

2.5. Operação no Modo de Condução Descontínua

Nesta seção serão apresentadas as etapas de operação, as formas de onda básicas, o ganho estático ideal, a ondulação da corrente no indutor L, o dimensionamento dos componentes do conversor e a simulação com componentes ideais para o conversor CC-CC Buck de três níveis operando no modo de condução descontínua.

2.5.1. Etapas de operação

1ª Etapa (t_0, t_1)

No instante t_0 o interruptor S2 é comandado a conduzir, mas a corrente no indutor L é nula.

O diodo D1 se encontra bloqueado com tensão reversa igual à V_o como mostrado na Fig. 2.35.

A tensão sobre o interruptor S1 é igual a $(V_i - V_o)$.

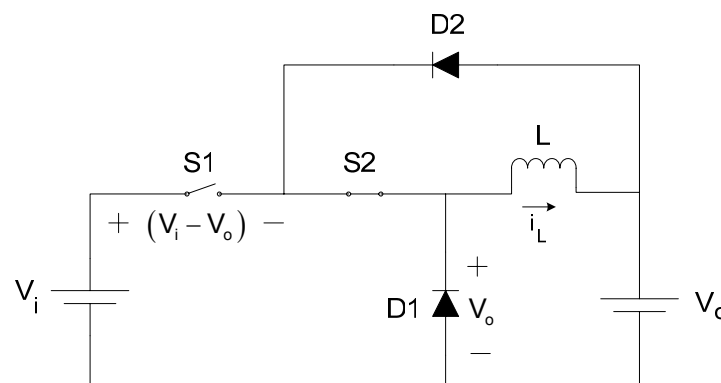


Fig. 2.35: Primeira etapa de operação.

Durante esta etapa:

- A tensão sobre o interruptor S1 é igual a $(V_i - V_o)$.
- Esta etapa termina quando o interruptor S1 é comandado a conduzir.

2ª Etapa (t_1, t_2)

A Fig. 2.36 ilustra a segunda etapa. No instante t_1 o interruptor S1 é comandado a conduzir e a corrente no indutor L, partindo de zero, cresce linearmente com taxa igual a $(V_i - V_o)/L$ através dos interruptores S2 e S1.

Os diodos D1 e D2 encontram-se bloqueados com tensão reversa respectivamente igual a V_i e $(V_i - V_o)$.

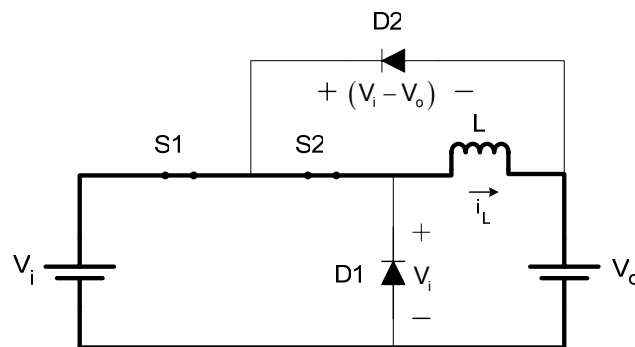


Fig. 2.36: Segunda etapa de operação.

Durante esta etapa:

- A fonte V_i transfere energia para o indutor L e para a carga V_o . Esta etapa termina quando o interruptor S1 é comandado a bloquear.

3ª Etapa (t_2, t_3)

No instante t_2 o interruptor S1 é comandado a bloquear e a corrente no indutor L fica confinada na malha LS2D2.

O diodo D2 se encontra bloqueado com tensão reversa igual à V_o como mostrado na Fig. 2.37.

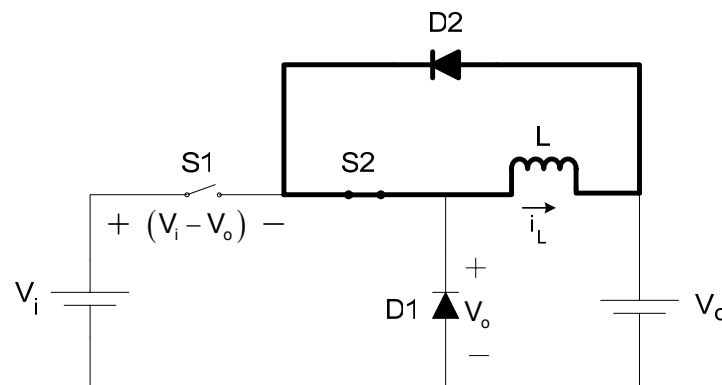


Fig. 2.37: Terceira etapa de operação.

Nesta etapa:

- O interruptor S2 e o diodo D2 conduzem a corrente i_L ;
- A tensão sobre o interruptor S1 é igual a $(V_i - V_o)$.

Esta etapa termina quando o interruptor S2 é comandado a bloquear.

4ª Etapa (t_3, t_4) - Situação “a”

A Fig. 2.38 ilustra a situação “a” da quarta etapa de operação. No instante t_3 o interruptor S2 é comandado a bloquear e ambos interruptores permanecem bloqueados.

Quando a relação V_o/V_i é menor que 0,5 o diodo D2 não é diretamente polarizado e permanece bloqueado com tensão reversa igual a $(V_i/2 - V_o)$ fazendo com que a tensão sobre os interruptores seja igual a $V_i/2$.

O diodo D1 entra em condução permitindo que haja transferência de energia do indutor L para a fonte V_o (carga).

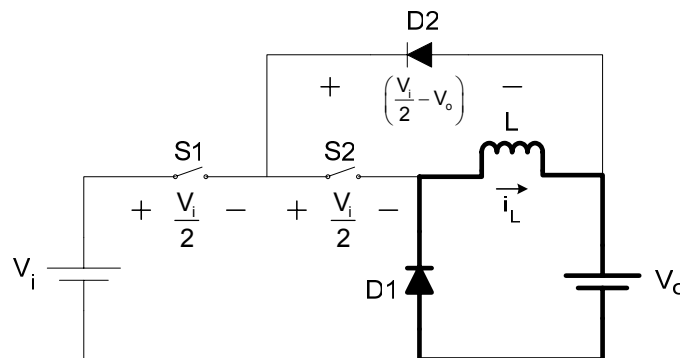


Fig. 2.38: Quarta etapa de operação, situação “a”.

Durante esta etapa:

- O indutor L transfere energia para a carga V_o ;
- A tensão sobre os interruptores S1 e S2 é igual a $V_i / 2$.

Esta etapa termina quando a corrente no indutor L se anula e os interruptores S1 e S2 encontram-se bloqueados.

4ª Etapa (t_3, t_4) - Situação “b”

A Fig. 2.39 ilustra a situação “b” da quarta etapa de operação. No instante t_3 o interruptor S2 é comandado a bloquear e ambos interruptores permanecem bloqueados.

Quando a relação V_o/V_i é maior ou igual a 0,5 o diodo D2, na prática, conduz uma corrente de pequeno valor suficiente para mantê-lo diretamente polarizado, fazendo com que a tensão sobre os interruptores S1 e S2 seja respectivamente igual a $(V_i - V_o)$ e V_o .

O diodo D1 entra em condução permitindo que haja transferência de energia do indutor L para a fonte V_o (carga).

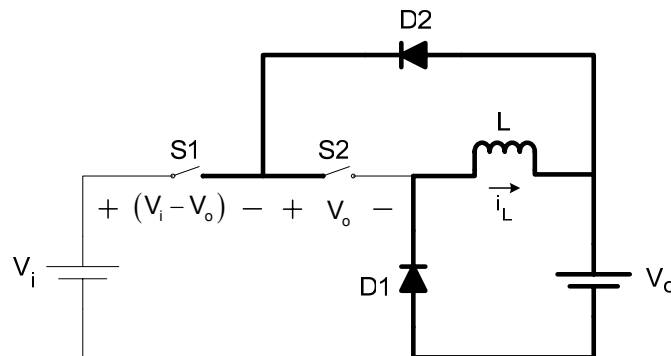


Fig. 2.39: Quarta etapa de operação, situação “b”.

Durante esta etapa:

- O indutor L transfere energia para a carga V_o ;
- A tensão sobre os interruptores S1 e S2 é igual à $(V_i - V_o)$ e V_o respectivamente.

Esta etapa termina quando a corrente no indutor L se anula e os interruptores S1 e S2 encontram-se bloqueados.

5ª Etapa (t_4, t_5)

A Fig. 2.40 ilustra a quinta etapa de operação. No instante t_4 a corrente no indutor L se anula e os interruptores S1 e S2 encontram-se bloqueados.

A tensão sobre os interruptores S1 e S2 é igual a $(V_i - V_o)/2$.

Os diodos D1 e D2 se encontram bloqueados com tensão reversa respectivamente igual à V_o e $(V_i - V_o)/2$.

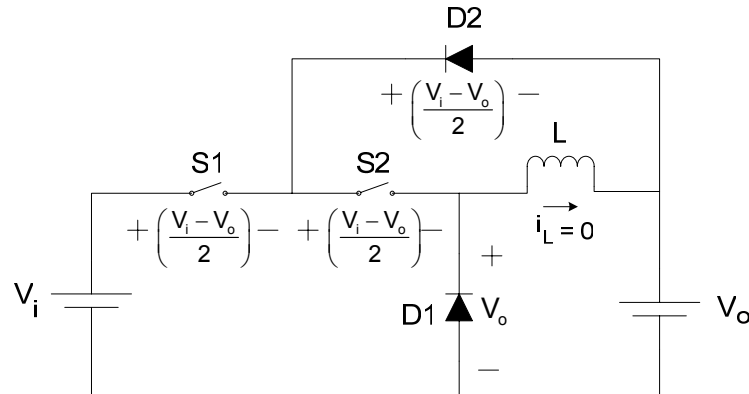


Fig. 2.40: Quinta etapa de operação.

Durante esta etapa:

- A tensão sobre os interruptores S1 e S2 é igual a $(V_i - V_o)/2$.

Esta etapa termina quando o interruptor S2 é comandado a conduzir dando início a outro período de funcionamento.

2.5.2. Formas de onda básicas

De acordo com as etapas explicadas na seção anterior, considerando a situação “a” da 4ª etapa de operação, a estrutura operando no modo de condução descontínua apresenta as formas de onda da Fig. 2.41 que mostra também os instantes de tempo correspondentes.

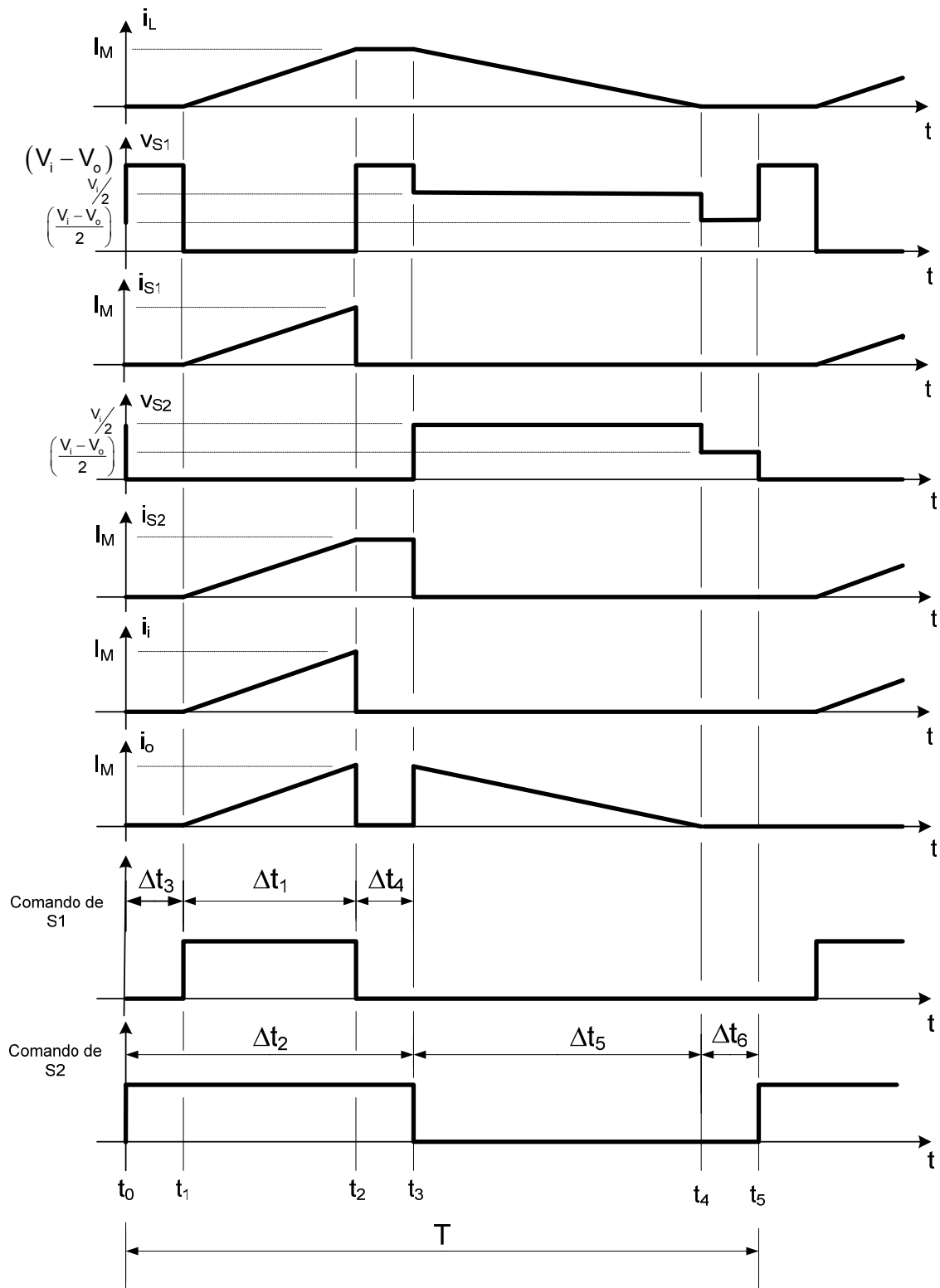


Fig. 2.41: Formas de onda básicas do conversor Buck de três níveis operando no modo de condução descontínua considerando a situação "a" da 4ª etapa de operação.

2.5.3. Ganho estático ideal

Da segunda etapa de operação encontra-se a equação (2.81).

$$V_i - V_o = L \cdot \frac{\Delta i_L}{\Delta t_1} = L \cdot \frac{I_M}{\Delta t_1} \quad (2.81)$$

Isolando I_M na expressão (2.81) obtêm-se a equação (2.82).

$$I_M = \frac{(V_i - V_o) \cdot \Delta t_1}{L} \quad (2.82)$$

Considerando a quarta etapa de operação é possível obter a equação (2.83).

$$V_o = L \cdot \frac{\Delta i_L}{\Delta t_5} = L \cdot \frac{I_M}{\Delta t_5} = L \cdot \frac{I_M}{D_5 \cdot T} \quad (2.83)$$

Isolando I_M na equação (2.83) encontra-se a equação (2.84).

$$I_M = \frac{V_o \cdot \Delta t_5}{L} = \frac{V_o \cdot D_5}{L \cdot f} \quad (2.84)$$

Igualando as equações (2.82) e (2.84) obtêm-se a equação (2.85).

$$\frac{(V_i - V_o) \cdot \Delta t_1}{L} = \frac{V_o \cdot \Delta t_5}{L}$$

$$V_i \cdot \Delta t_1 - V_o \cdot \Delta t_1 = V_o \cdot \Delta t_5$$

$$V_i \cdot \Delta t_1 = V_o \cdot (\Delta t_1 + \Delta t_5)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\Delta t_1}{\Delta t_1 + \Delta t_5} \quad (2.85)$$

A equação (2.85) mostra o ganho estático ideal em função de Δt_1 e Δt_5 . Para um projeto esta equação não é muito útil, uma vez que os parâmetros Δt_1 e Δt_5 não são convencionalmente especificados. Portanto, a abordagem que segue tem como objetivo apresentar a relação V_o/V_i de forma a ser aplicada a projetos convencionais.

Da Fig. 2.41 pode-se obter a equação (2.86).

$$I_o - I_i = \frac{I_M}{2} \cdot D_5 \quad (2.86)$$

Isolando I_M na equação (2.86) e igualando à equação (2.84) obtêm-se a equação (2.87).

$$I_M = \frac{2}{D_5} \cdot (I_o - I_i) = \frac{V_o \cdot D_5}{L \cdot f}$$

$$\frac{2}{D_5} \cdot I_o \cdot \left(1 - \frac{I_i}{I_o}\right) = \frac{V_o \cdot D_5}{L \cdot f} \quad (2.87)$$

Isolando V_o/V_i na equação (2.87) encontra-se a equação (2.88) do ganho estático ideal para o conversor operando no modo de condução descontínua.

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 - \frac{V_o \cdot D_5^2}{2 \cdot I_o \cdot L \cdot f} \quad (2.88)$$

Nota-se que os parâmetros apresentados na equação (2.88) são mais comuns de serem encontrados em especificações de projetos. Observa-se também que a razão cíclica D_5 deve ser capaz de compensar tanto as variações na tensão de saída como variações na carga (I_o).

2.5.4. Ondulação da corrente no indutor L

Em condução descontínua a ondulação de corrente no indutor L, assim como em condução crítica, também se confunde com a própria corrente de pico. Assim, da segunda etapa de operação obtêm-se a equação (2.89).

$$\Delta i_L = I_M = \frac{(V_i - V_o) \cdot D_1}{L \cdot f} \quad (2.89)$$

Da quarta etapa de operação encontra-se a equação (2.90).

$$\Delta i_L = I_M = \frac{V_o \cdot D_5}{L \cdot f} \quad (2.90)$$

2.5.5. Dimensionamento dos componentes do conversor

A seguir são apresentados os cálculos do dimensionamento dos componentes do conversor considerando o mesmo operando no modo de condução descontínua.

2.5.5.1. Interruptor S1

De acordo com as etapas de operação apresentadas na seção 2.5.1 as formas de onda no interruptor S1 da Fig. 2.1, com o conversor operando no modo de condução descontínua, são apresentadas na Fig. 2.42.

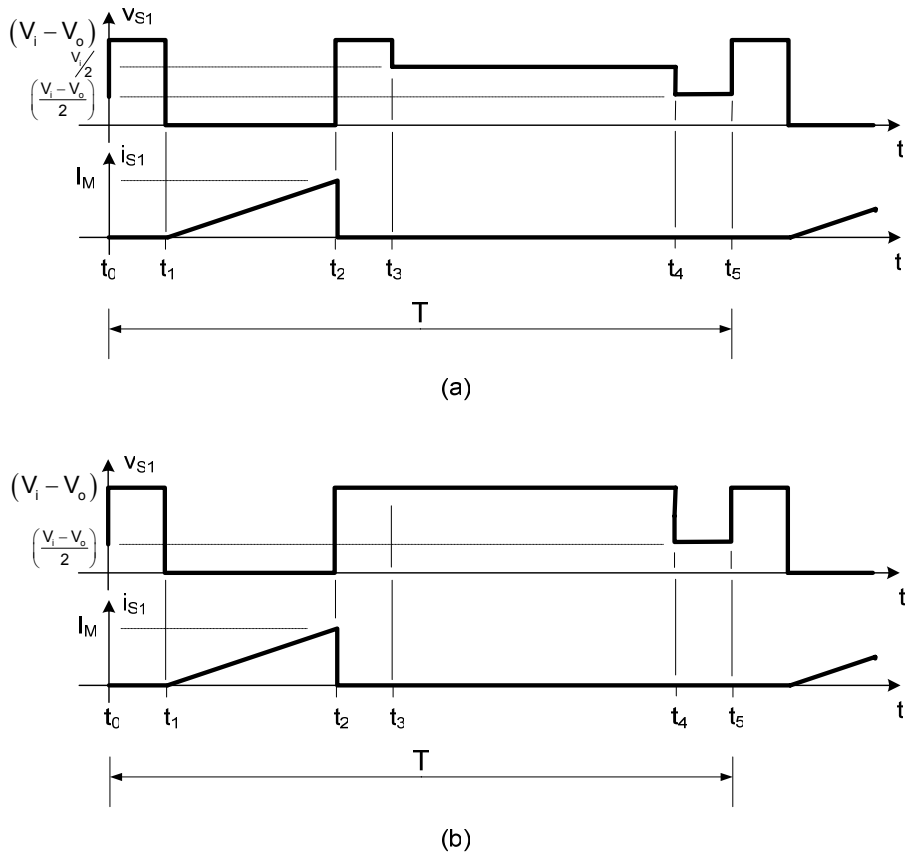


Fig. 2.42: Formas de onda no interruptor S1 para operação em condução descontínua: (a) $V_o/V_i < 0,5$ e (b) $V_o/V_i \geq 0,5$.

- **Corrente média**

No modo de condução descontínua utiliza-se a equação (2.66) para o cálculo da corrente média no interruptor S1 que é a mesma equação utilizada para o modo de condução crítica.

- **Corrente eficaz**

No modo de condução descontínua, independente da relação V_o/V_i , utiliza-se a equação (2.68) para o cálculo da corrente eficaz no interruptor S1 que é a mesma equação utilizada para o modo de condução crítica.

- **Corrente máxima**

O valor máximo da corrente que flui através do interruptor S1 é dado pela equação (2.25).

- **Tensão máxima**

A tensão máxima à qual o interruptor S1 é submetido é dada pela equação (2.26).

2.5.5.2. Interruptor S2

Conforme as etapas de operação apresentadas em 2.5.1 as formas de onda no interruptor S2 da Fig. 2.1, com o conversor operando no modo de condução descontínua, são apresentadas na Fig. 2.43.

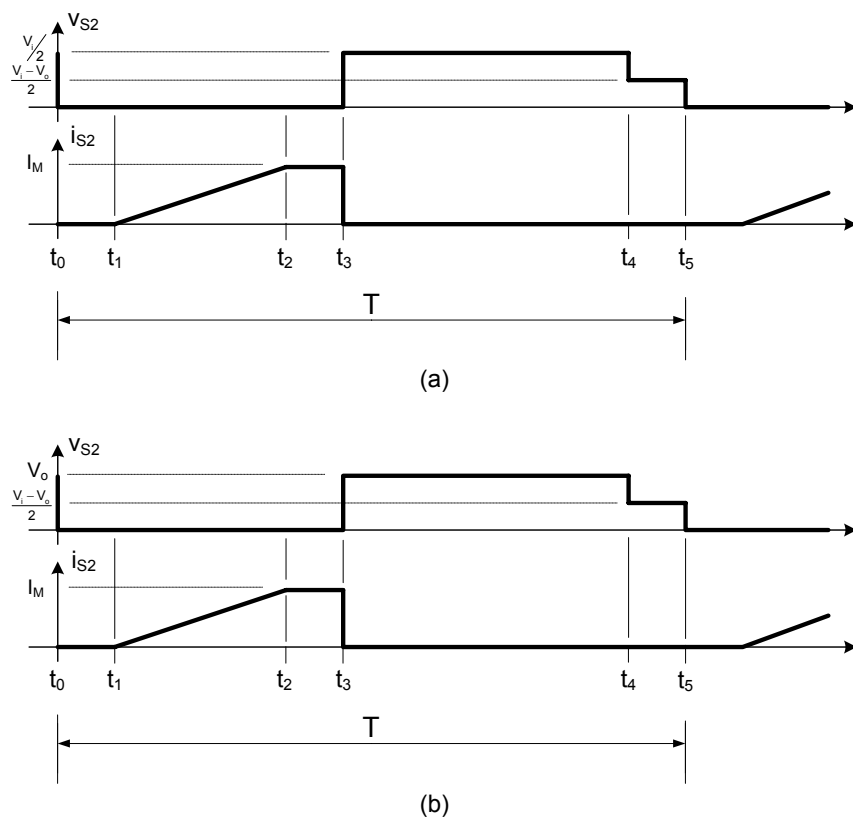


Fig. 2.43: Formas de onda no interruptor S2 para operação em condução descontínua: (a) $V_o/V_i < 0,5$ e (b) $V_o/V_i \geq 0,5$.

- **Corrente média**

No modo de condução descontínua é utilizada a equação (2.69) para o cálculo da corrente média no interruptor S2 que é a mesma equação utilizada para o modo de condução crítica.

- **Corrente eficaz**

No modo de condução descontínua é utilizada a equação (2.72) para o cálculo da corrente eficaz no interruptor S2 que é a mesma equação utilizada para o modo de condução crítica.

- **Corrente máxima**

A corrente máxima no interruptor S2 é dada pela equação (2.33).

- **Tensão máxima**

A tensão máxima no interruptor S2 depende da relação V_o/V_i e quando $V_o/V_i < 0,5$ esta é dada pela equação (2.34).

Quando $V_o/V_i \geq 0,5$ a tensão máxima no interruptor S2 é dada pela equação (2.35).

2.5.5.3. Diodo D1

Conforme as etapas de operação apresentadas na seção 2.5.1 as formas de onda no diodo D1 da Fig. 2.1, com o conversor operando no modo de condução contínua, são apresentadas na Fig. 2.44.

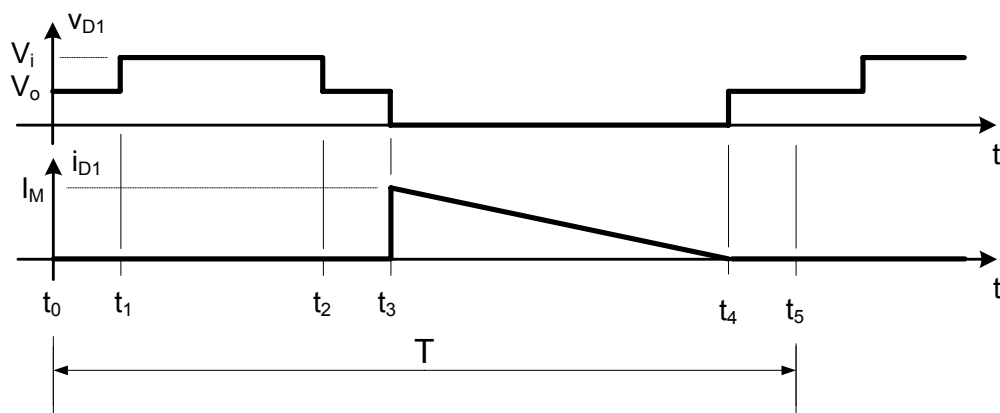


Fig. 2.44: Formas de onda no diodo D1 para operação em condução descontínua.

- **Corrente média**

A corrente média no diodo D1 é dada pela equação (2.73) que é a mesma equação utilizada para o modo de condução crítica.

- **Corrente eficaz**

A corrente eficaz no diodo D1 é dada pela equação (2.37).

- **Corrente máxima**

O valor máximo da corrente no diodo D1 é dado pela equação (2.40).

- **Tensão reversa máxima**

A máxima tensão reversa sobre o diodo D1 é dada pela equação (2.41).

2.5.5.4. Diodo D2

De acordo com as etapas de operação apresentadas na seção 2.5.1 as formas de onda no diodo D2 da Fig. 2.1, com o conversor operando no modo de condução contínua, são apresentadas na Fig. 2.45.

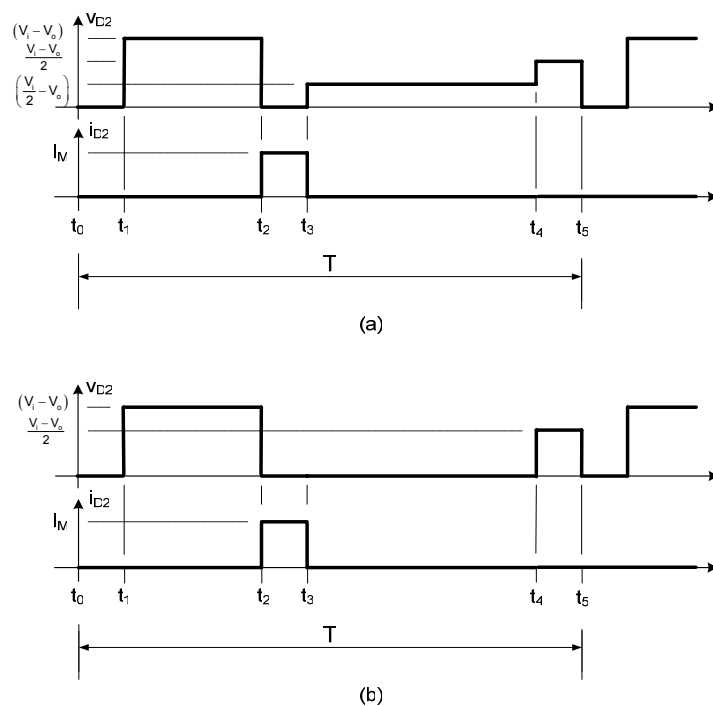


Fig. 2.45: Formas de onda no diodo D2 para operação em condução descontínua: (a) $V_d/V_i < 0,5$ e (b) $V_d/V_i \geq 0,5$.

- **Corrente média**

A corrente média no diodo D2 é calculada pela equação (2.74) que é a mesma equação para o modo de condução crítica.

- **Corrente eficaz**

A corrente eficaz no diodo D2 é calculada pela equação (2.76) que é a mesma equação para o modo de condução crítica.

- **Corrente máxima**

O valor máximo da corrente no diodo D2 é dado pela equação (2.47).

- **Tensão reversa máxima**

A máxima tensão reversa sobre o diodo D2 é dada pela equação (2.48).

2.5.5.5. Indutor L

Conforme as etapas de operação apresentadas na seção 2.5.1 as formas de onda no indutor L da Fig. 2.1, com o conversor operando no modo de condução descontínua, são apresentadas na Fig. 2.46.

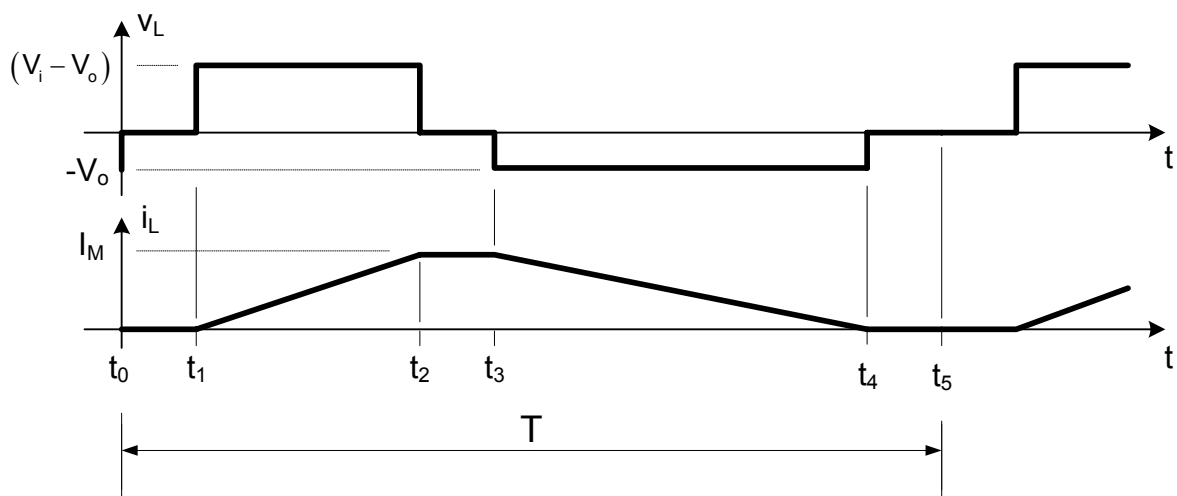


Fig. 2.46: Formas de onda no indutor L para operação em condução descontínua.

- **Corrente média**

Para o cálculo da corrente média no indutor L utiliza-se a equação (2.77) que é a mesma equação utilizada para o modo de condução crítica.

- **Corrente eficaz**

Para calcular a corrente eficaz no indutor L utiliza-se a equação (2.78) que é a mesma equação utilizada para o modo de condução crítica.

- **Corrente máxima**

O valor máximo da corrente no indutor é dado pela equação (2.51).

- **Tensão máxima**

O valor máximo do módulo da tensão nos terminais do indutor depende da relação V_o/V_i . Quando esta relação é menor que 0,5 este valor é dado pela equação (2.52).

Quando a relação V_o/V_i é maior que 0,5, o valor máximo do módulo da tensão nos terminais do indutor é dado pela equação (2.53).

2.5.5.6. Capacitor C

De acordo com as etapas de operação apresentadas na seção 2.5.1 as formas de onda no capacitor C da Fig. 2.1, com o conversor operando no modo de condução descontínua, são apresentadas na Fig. 2.47.

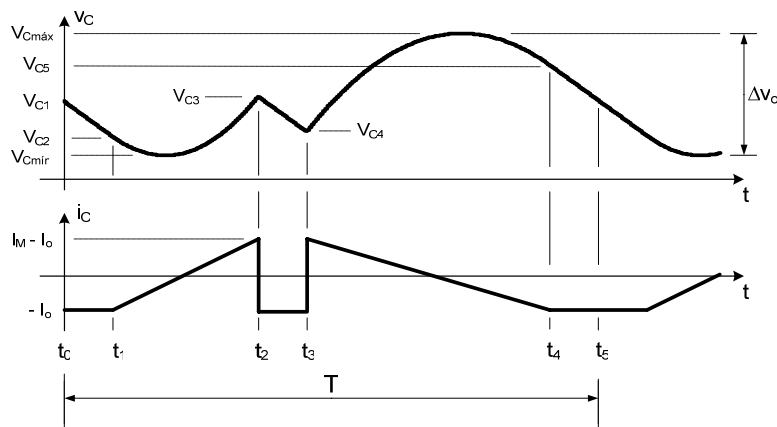


Fig. 2.47: Formas de onda no capacitor C para operação em condução descontínua:

- **Corrente eficaz**

A corrente no capacitor C é dada pela equação (2.91).

$$i_C(t) = \begin{cases} -I_o, 0 \leq t < t_1 \\ -I_o + \frac{V_i - V_o}{L} \cdot (t - t_1), t_1 \leq t < t_2 \\ -I_o, t_2 \leq t < t_3 \\ I_M - I_o - \frac{V_o}{L} \cdot (t - t_3), t_3 \leq t < t_4 \\ -I_o, t_4 \leq t < t_5 \end{cases} \quad (2.91)$$

A corrente eficaz no capacitor C é calculada com o uso da equação (2.55).

Substituindo a equação (2.91) em (2.55) obtêm-se a equação (2.92) para o cálculo da corrente eficaz no capacitor.

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[2 \cdot \int_{t_0=0}^{t_1} (-I_o)^2 \cdot dt + \int_0^{(t_2-t_1)} \left(-I_o + \frac{V_i - V_o}{L} \cdot t \right)^2 \cdot dt + \int_0^{(t_4-t_3)} \left(I_M - I_o - \frac{V_o}{L} \cdot t \right)^2 \cdot dt + \int_0^{(t_5-t_4)} (-I_o)^2 \cdot dt \right]}$$

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[2 \cdot I_o^2 \cdot t_1 + (I_o)^2 \cdot (t_2 - t_1) - I_o \cdot \frac{V_i - V_o}{L} \cdot (t_2 - t_1)^2 + \left(\frac{V_i - V_o}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_2 - t_1)^3}{3} + (I_M - I_o)^2 \cdot (t_4 - t_3) - (I_M - I_o) \cdot \frac{V_o}{L} \cdot (t_4 - t_3)^2 + \left(\frac{V_o}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_4 - t_3)^3}{3} + (I_o)^2 \cdot (t_5 - t_4) \right]} \quad (2.92)$$

- **Tensão máxima**

A tensão máxima nos terminais do capacitor, desconsiderando a ondulação Δv_o , é a própria tensão de saída V_o .

2.5.5.7. Resistor R_o

A Fig. 2.48 mostra as formas de onda teóricas no resistor R_o , desconsiderando a ondulação Δv_o para o modo de condução descontínua.

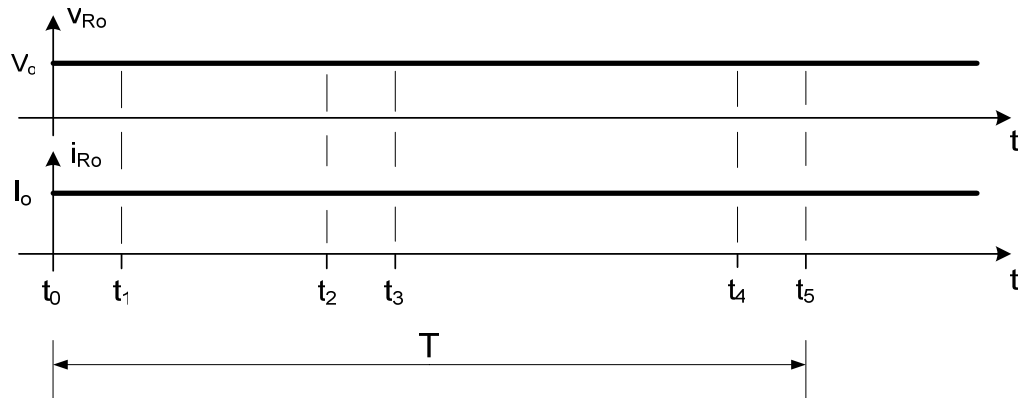


Fig. 2.48: Formas de onda no resistor R_o .

- **Potência**

A potência nominal do resistor R_o pode ser calculada pelas equações (2.57) e (2.58).

2.5.6. Simulação com componentes ideais

A seguir serão apresentados os resultados de simulação utilizando modelos de interruptor e diodo ideais.

As especificações do conversor para simulação com componentes ideais são apresentadas na Tabela 2.3.

V_i	1100V	f	50kHz
V_o	500V	α	0,9
P_o	500W	$\Delta v_o\%$	1%

Tabela 2.3: Especificações para simulação com componentes ideais do conversor CC-CC Buck de três níveis operando no modo de condução descontínua.

O circuito simulado é mostrado na Fig. 2.49.

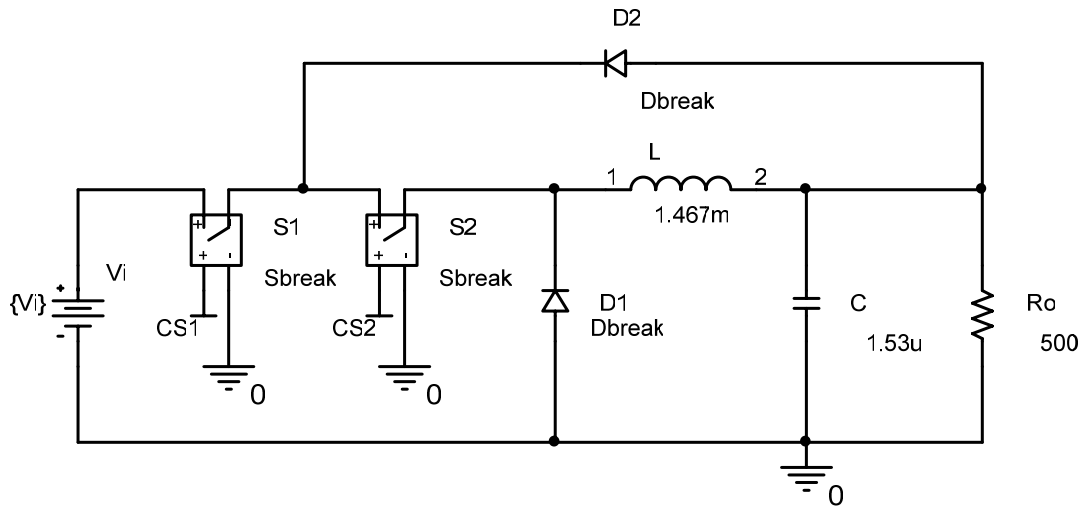


Fig. 2.49: Circuito para simulação com componentes ideais do conversor CC-CC Buck de três níveis operando no modo de condução descontínua.

A Fig. 2.50 mostra a ordem de comando para os interruptores S1 e S2.

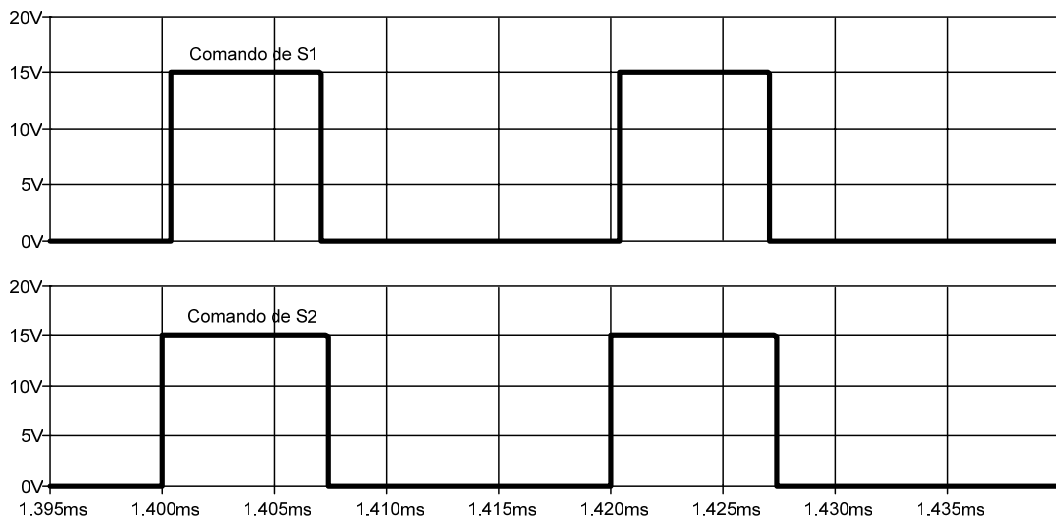


Fig. 2.50: Ordem de comando para os interruptores S1 e S2.

A Fig. 2.51 mostra a corrente no indutor L.

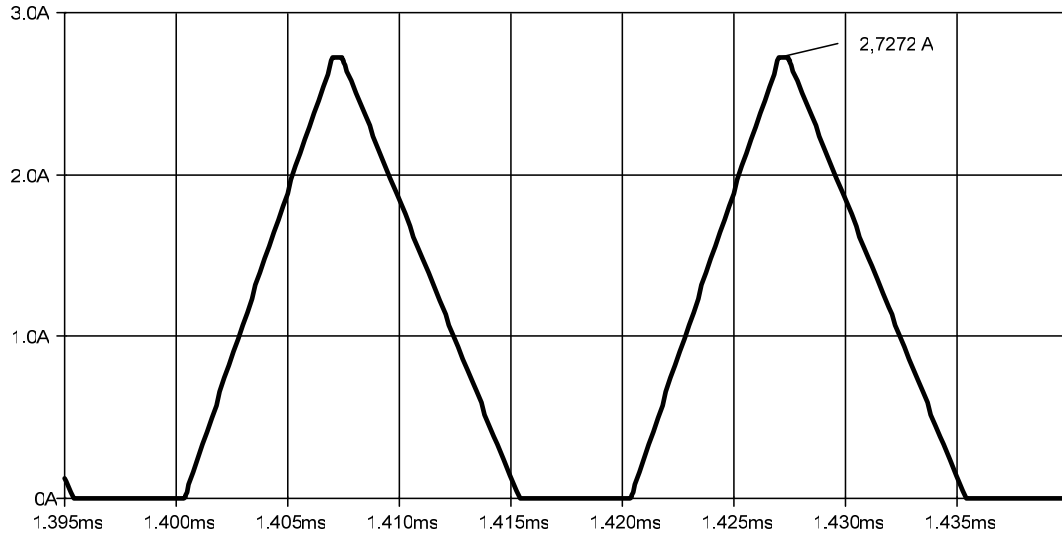


Fig. 2.51: Corrente no indutor L.

A Fig. 2.52 mostra a forma de onda de tensão sobre os interruptores S1 e S2.

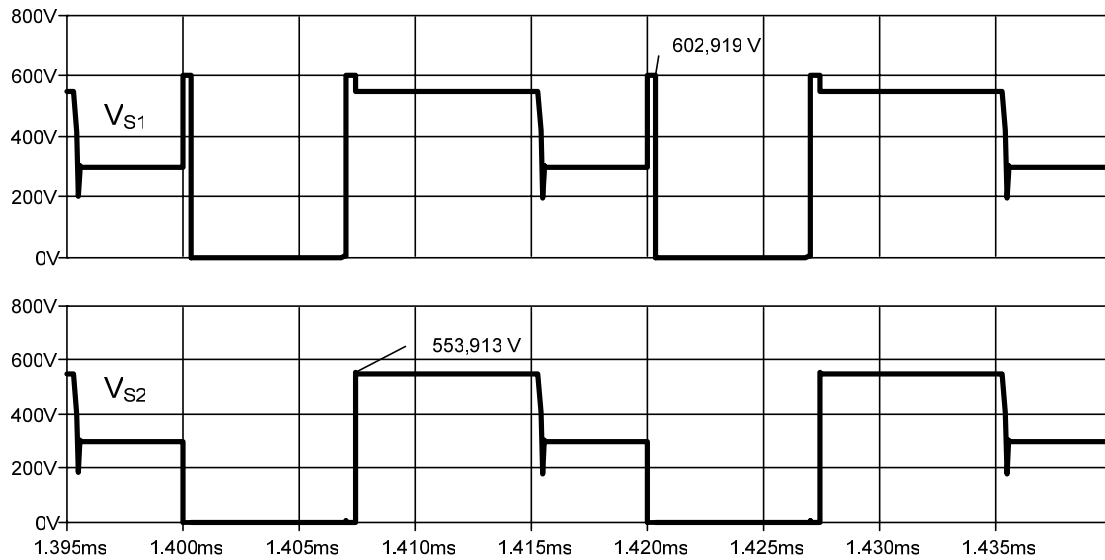


Fig. 2.52: Tensão sobre os interruptores S1 e S2.

A Fig. 2.53 mostra a tensão na saída do conversor.

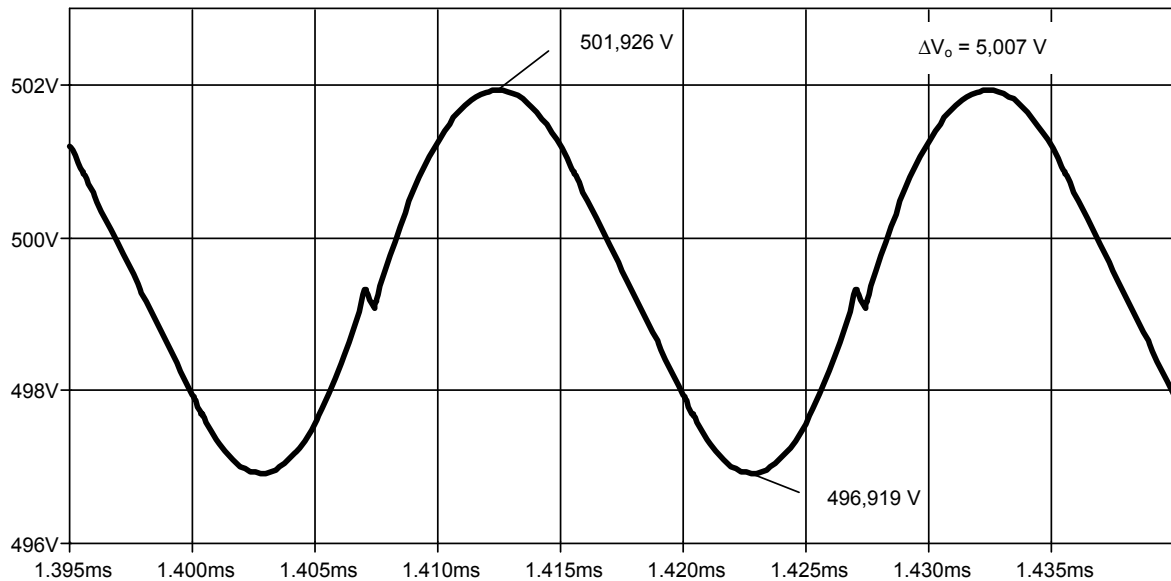


Fig. 2.53: Forma de onda da tensão V_o na saída do conversor.

2.6. Característica Externa

Por conveniência, a seguir, serão repetidas as expressões (2.6) e (2.88) do ganho estático ideal para condução contínua (equação (2.93)) e descontínua (equação (2.94)).

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\alpha \cdot D_2}{1 + D_2 \cdot (\alpha - 1)} \quad (2.93)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 - \frac{V_o \cdot D_5^2}{2 \cdot I_o \cdot L \cdot f} \quad (2.94)$$

Fazendo $q \triangleq \frac{V_o}{V_i}$ e $\gamma \triangleq \frac{2 \cdot I_o \cdot L \cdot f}{V_o}$ nas expressões (2.93) e (2.94) encontra-se as equações (2.95) e (2.96).

$$q = \frac{\alpha \cdot D_2}{1 + D_2 \cdot (\alpha - 1)} \quad (2.95)$$

$$q = 1 - \frac{D_5^2}{\gamma} \quad (2.96)$$

Isolando D_2 na expressão (1.1) e substituindo na expressão (2.95) encontra-se a equação (2.97).

$$q = \frac{\alpha \cdot (1 - D_5)}{1 + (1 - D_5) \cdot (\alpha - 1)}$$

$$q = \frac{\alpha \cdot (1 - D_5)}{\alpha + D_5 \cdot (1 - \alpha)} \quad (2.97)$$

Isolando γ na expressão (2.96) encontra-se a equação (2.98).

$$\gamma = \frac{D_5^2}{(1 - q)} \quad (2.98)$$

Isolando D_5 na equação (2.97) encontra-se a equação (2.99).

$$D_5 = \frac{\alpha \cdot (1 - q)}{q + \alpha \cdot (1 - q)} \quad (2.99)$$

Substituindo a equação (2.99) na (2.98) encontra-se a equação (2.100).

$$\gamma_{\text{lim}} = \frac{\alpha^2 \cdot (1 - q)}{[q + \alpha \cdot (1 - q)]^2} \quad (2.100)$$

A equação (2.100) representa o limite entre o modo de condução contínua e o modo de condução descontínua, ou seja, uma vez determinados q e α encontra-se o máximo valor de γ (γ_{lim}) até o qual a condução é contínua.

A partir das expressões (2.96), (2.97) e (2.100) é possível traçar a característica externa do conversor em questão.

As figuras de Fig. 2.54 a Fig. 2.59 mostram a característica externa para α igual a 0,1; 0,2; 0,4; 0,6; 0,8 e 1 respectivamente.

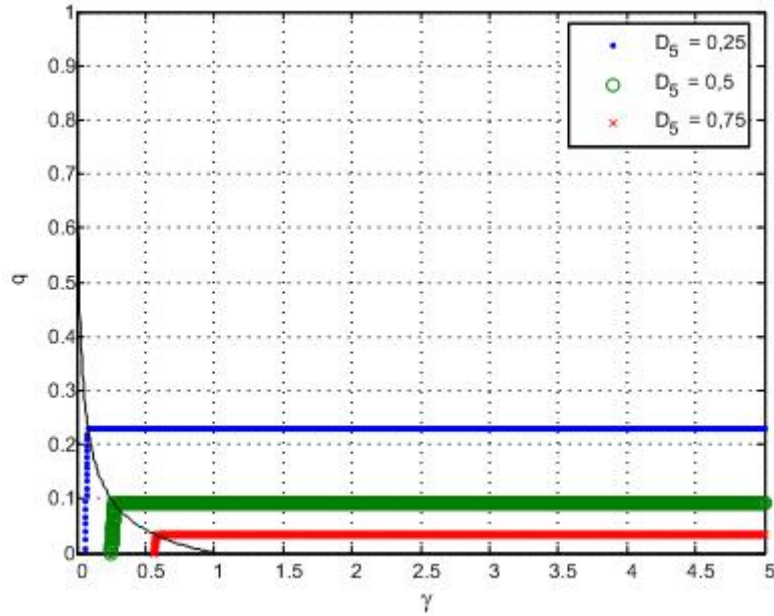


Fig. 2.54: Característica externa para $\alpha = 0,1$.

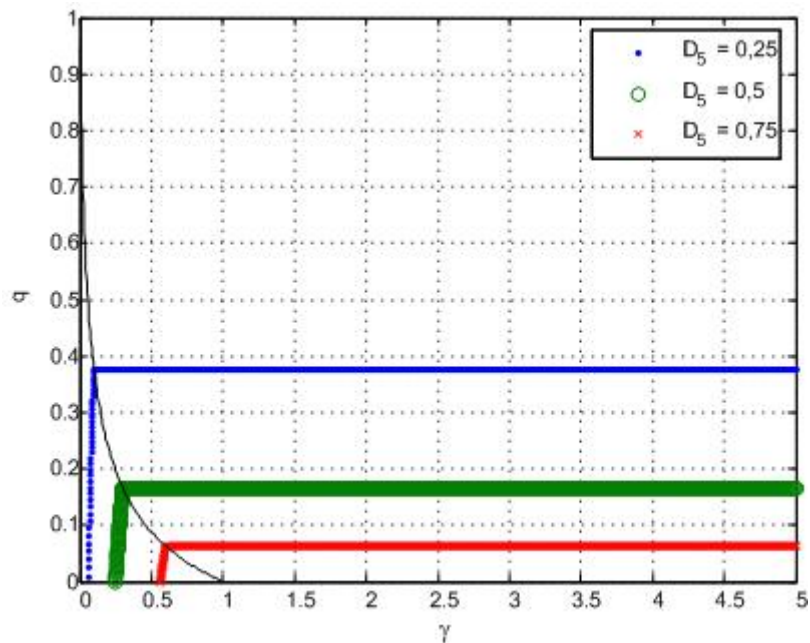


Fig. 2.55: Característica externa para $\alpha = 0,2$.

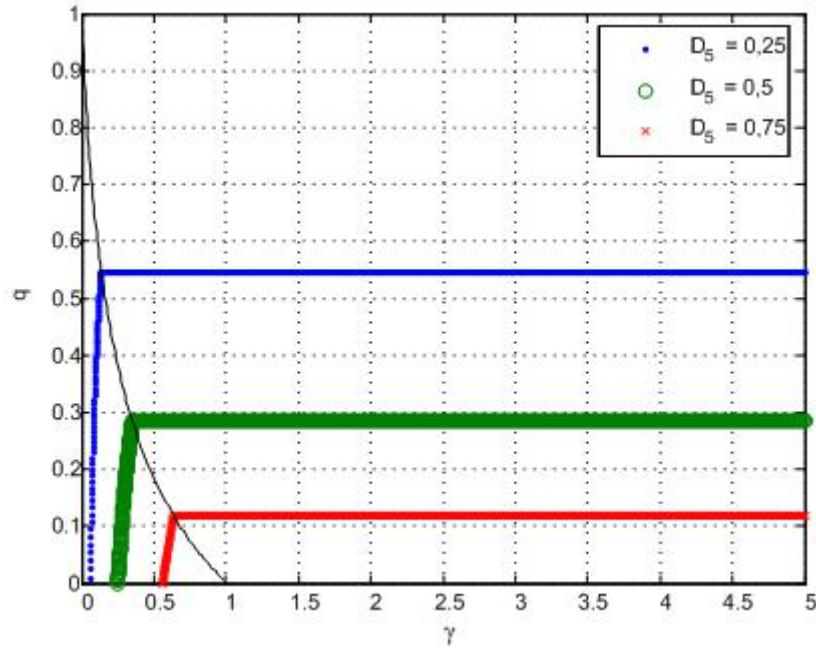


Fig. 2.56: Característica externa para $\alpha = 0,4$.

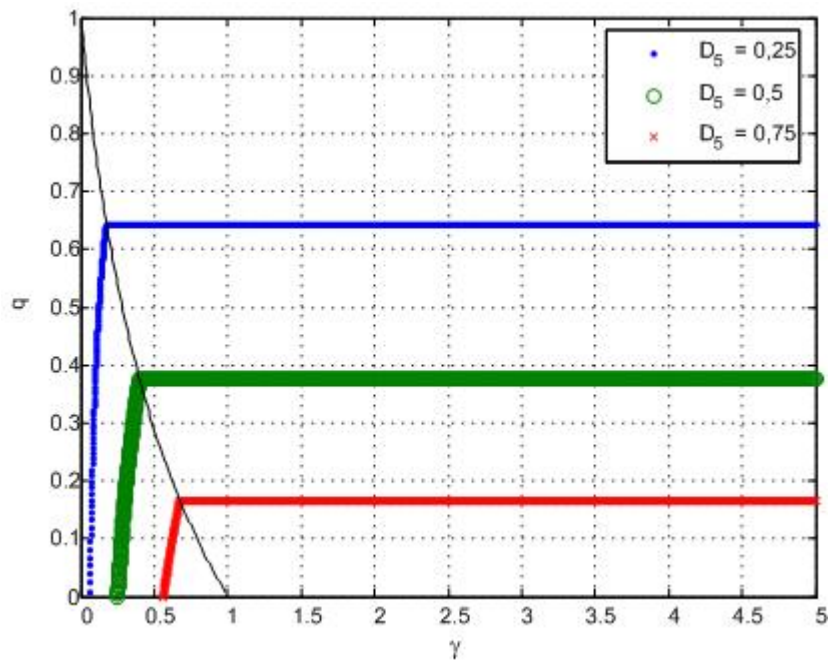


Fig. 2.57: Característica externa para $\alpha = 0,6$.

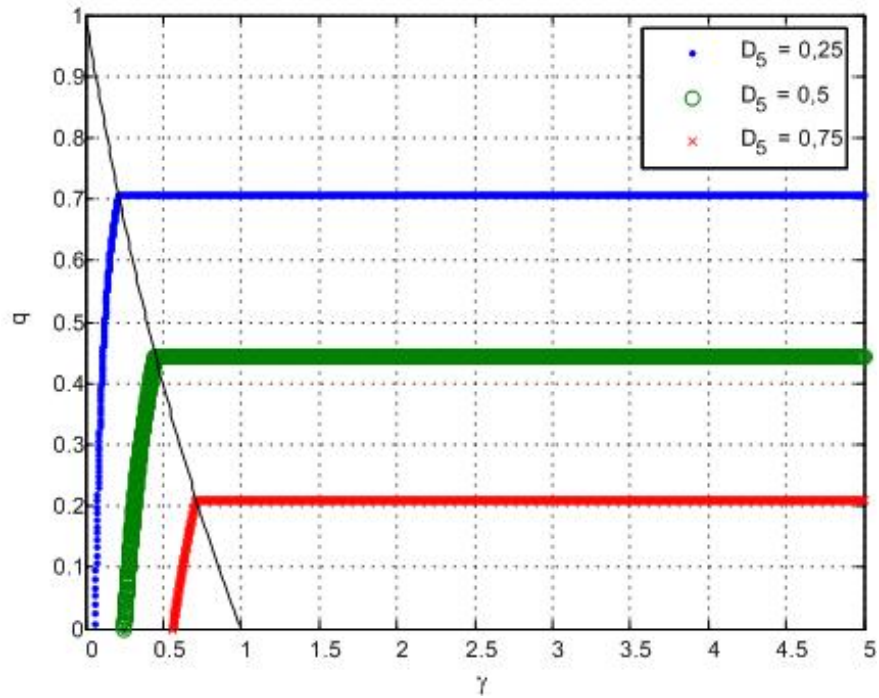


Fig. 2.58: Característica externa para $\alpha = 0,8$.

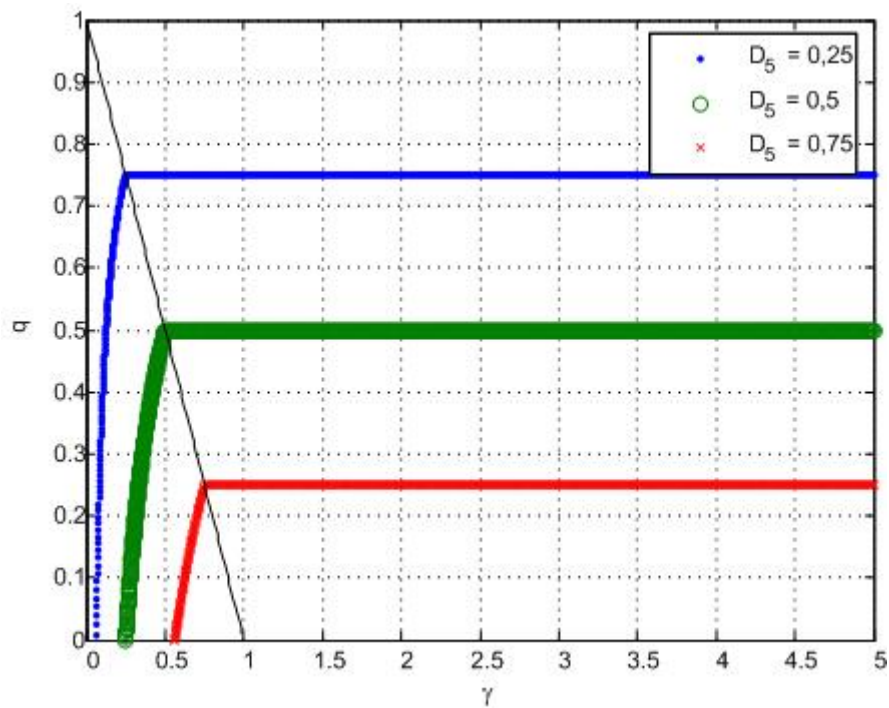


Fig. 2.59: Característica externa para $\alpha = 1$.

2.7. Filtragem da Tensão de Saída

Independente do modo de condução, a ondulação da corrente no indutor é dada pela expressão (2.90), repetida abaixo:

$$\Delta i_L = \frac{V_o \cdot D_5}{L \cdot f} \tag{2.101}$$

Uma vez definida a ondulação de corrente (Δi_L) obtêm-se a respectiva indutância de filtragem, ou seja:

$$L = \frac{V_o \cdot D_5}{\Delta i_L \cdot f} \tag{2.102}$$

A Fig. 2.60 mostra um circuito mais real onde no lugar da fonte V_o a carga do conversor é modelada por um capacitor em paralelo com um resistor.

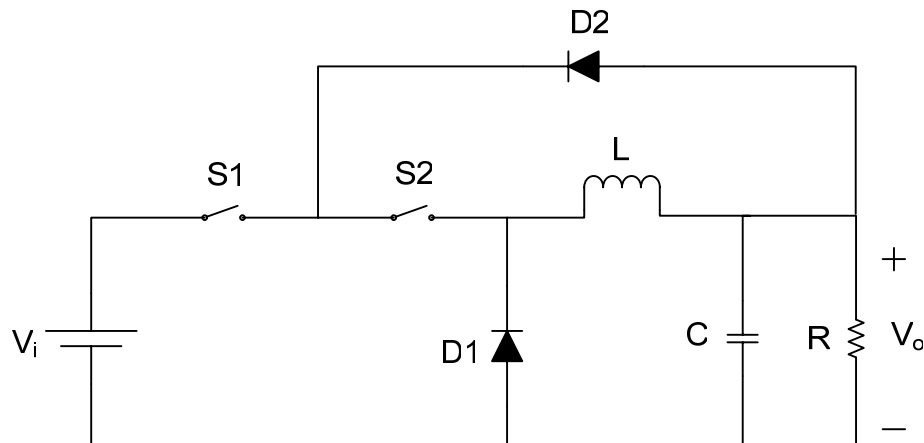


Fig. 2.60: Circuito realístico do conversor CC-CC Buck de três níveis.

A tensão no capacitor C, que é a própria tensão de saída, é dada pela equação (2.103).

$$v_c(t) = \frac{1}{C} \int i_c(t) \cdot dt \tag{2.103}$$

Para o conversor operando no modo de condução contínua a forma de onda de tensão no capacitor C (ver Fig. 2.16a e Fig. 2.16b) é dada pela equação (2.104).

$$v_C(t) = \begin{cases} V_{C1} - \frac{I_o}{C} \cdot (t - t_0), & t_0 < t \leq t_1 \\ V_{C2} + \frac{I_m - I_o}{C} \cdot (t - t_1) + \frac{V_i - V_o}{2 \cdot L \cdot C} \cdot (t - t_1)^2, & t_1 < t \leq t_2 \\ V_{C3} - \frac{I_o}{C} \cdot (t - t_2), & t_2 < t \leq t_3 \\ V_{C4} + \frac{I_M - I_o}{C} \cdot (t - t_3) - \frac{V_o}{2 \cdot L \cdot C} \cdot (t - t_3)^2, & t_3 < t \leq t_4 \end{cases} \quad (2.104)$$

Seja t_{\min} o intervalo de tempo necessário para que a forma de onda quadrática no capacitor durante a segunda etapa encontre seu valor mínimo. Este valor pode ser calculado a partir da segunda etapa de operação.

Assim, a segunda etapa de operação na equação (2.104) é dada pela expressão (2.105).

$$v_C(t) = V_{C2} + \frac{I_m - I_o}{C} \cdot t + \frac{V_i - V_o}{2 \cdot L \cdot C} \cdot t^2 \quad (2.105)$$

Derivando a equação (2.105) e igualando a zero obtêm-se a equação (2.106).

$$\frac{I_m - I_o}{C} + \frac{V_i - V_o}{L \cdot C} \cdot t = 0 \quad (2.106)$$

Isolando t na equação (2.106) encontra-se a equação (2.107) que permite calcular t_{\min} .

$$t_{\min} = \frac{(I_o - I_m) \cdot L}{V_i - V_o} \quad (2.107)$$

Quando $\Delta t_1 > \Delta t_5$ e $\Delta t_1 < t_{\min}$ a tensão no capacitor C varia de seu valor mínimo até seu valor máximo no intervalo Δt_1 conforme mostra a Fig. 2.16b, assim V_{C2} é o valor mínimo e V_{C3} o valor máximo da tensão no capacitor C.

Durante a segunda etapa de operação, quando $t = t_2$ tem-se:

$$V_{C3} = V_{C2} + \frac{I_m - I_o}{C} \cdot (t_2 - t_1) + \frac{V_i - V_o}{2.L.C} \cdot (t_2 - t_1)^2 \quad (2.108)$$

$$V_{C3} - V_{C2} = \frac{I_m - I_o}{C} \cdot (t_2 - t_1) + \frac{V_i - V_o}{2.L.C} \cdot (t_2 - t_1)^2 \quad (2.109)$$

Mas:

$$\Delta v_o = V_{C3} - V_{C2} \quad (2.110)$$

Substituindo a equação (2.110) na (2.109) e isolando C encontra-se a equação (2.111) para o cálculo do capacitor C em função principalmente da ondulação da tensão na saída para $\Delta t_1 > \Delta t_5$ e $\Delta t_1 < t_{\min}$.

$$C = \frac{I_m - I_o}{\Delta v_o} \cdot (t_2 - t_1) + \frac{V_i - V_o}{2.L.\Delta v_o} \cdot (t_2 - t_1)^2 \quad (2.111)$$

Seja t_{\max} o intervalo de tempo necessário para que a forma de onda de tensão no capacitor durante a quarta etapa encontre seu valor máximo. Este valor pode ser calculado a partir da quarta etapa de operação.

Assim, a quarta etapa de operação na equação (2.104) é dada pela equação (2.112).

$$v_C(t) = V_{C4} + \frac{I_M - I_o}{C} \cdot t - \frac{V_o}{2.L.C} \cdot t^2 \quad (2.112)$$

Derivando a equação (2.112) e igualando a zero obtêm-se a equação (2.113).

$$\frac{I_M - I_o}{C} - \frac{V_o}{L.C} \cdot t = 0 \quad (2.113)$$

Isolando t na equação (2.113) encontra-se a equação (2.114).

$$t_{\text{máx}} = \frac{(I_M - I_o) \cdot L}{V_o} \quad (2.114)$$

Quando $\Delta t_1 < \Delta t_5$ e $\Delta t_5 < t_{\text{máx}}$ a tensão no capacitor C varia de seu valor mínimo até seu valor máximo no intervalo Δt_5 conforme mostra a Fig. 2.16a, assim V_{C4} é o valor mínimo e V_{C1} o valor máximo da tensão no capacitor C.

Quando $t = t_4$ tem-se:

$$V_{C1} = V_{C4} + \frac{I_M - I_o}{C} \cdot (t_4 - t_3) - \frac{V_o}{2.L.C} \cdot (t_4 - t_3)^2$$

$$V_{C1} - V_{C4} = \frac{I_M - I_o}{C} \cdot (t_4 - t_3) - \frac{V_o}{2.L.C} \cdot (t_4 - t_3)^2 \quad (2.115)$$

Mas:

$$\Delta V_o = V_{C1} - V_{C4} \quad (2.116)$$

Substituindo a expressão (2.116) na (2.115) e isolando C encontra-se a expressão (2.117) para o cálculo do capacitor C em função principalmente da ondulação da tensão na saída.

$$C = \frac{I_M - I_o}{\Delta V_o} \cdot (t_4 - t_3) - \frac{V_o}{2.L \cdot \Delta V_o} \cdot (t_4 - t_3)^2 \quad (2.117)$$

Quando $\Delta t_1 > \Delta t_5$ e $\Delta t_1 > t_{\min}$ ou $\Delta t_1 < \Delta t_5$ e $\Delta t_5 > t_{\max}$ as tensões mínima e máxima no capacitor C serão obtidas respectivamente pelas equações (2.118) e (2.119). A forma de onda da tensão no capacitor C é mostrada na Fig. 2.29 para condução crítica e na Fig. 2.47 para condução descontínua.

$$V_{C_{\min}} = V_{C2} + \frac{I_m - I_o}{C} \cdot t_{\min} + \frac{V_i - V_o}{2.L.C} \cdot t_{\min}^2 \quad (2.118)$$

$$V_{C_{\max}} = V_{C4} + \frac{I_m - I_o}{C} \cdot t_{\max} - \frac{V_o}{2.L.C} \cdot t_{\max}^2 \quad (2.119)$$

Assim:

$$\Delta v_o = V_{C_{\max}} - V_{C_{\min}} \quad (2.120)$$

Subtraindo a equação (2.118) da equação (2.119) e levando em conta a equação (2.120) encontra-se a equação (2.121).

$$\Delta v_o = V_{C4} - V_{C2} + \frac{I_m - I_o}{C} \cdot t_{\max} - \frac{V_o}{2.L.C} \cdot t_{\max}^2 - \frac{I_m - I_o}{C} \cdot t_{\min} - \frac{V_i - V_o}{2.L.C} \cdot t_{\min}^2 \quad (2.121)$$

Ao final da terceira etapa de operação tem-se:

$$V_{C4} = V_{C3} - \frac{I_o}{C} \cdot (t_3 - t_2) \quad (2.122)$$

Substituindo a equação (2.108) em (2.122) e isolando $V_{C4} - V_{C2}$ obtêm-se a equação (2.123).

$$V_{C4} - V_{C2} = \frac{I_m - I_o}{C} \cdot (t_2 - t_1) + \frac{V_i - V_o}{2.L.C} \cdot (t_2 - t_1)^2 - \frac{I_o}{C} \cdot (t_3 - t_2) \quad (2.123)$$

Substituindo a equação (2.123) em (2.121) e isolando C encontra-se a equação (2.124) para o cálculo do capacitor em função da ondulação da tensão na saída.

$$\Delta V_o = \frac{I_m - I_o}{C} \cdot (t_2 - t_1) + \frac{V_i - V_o}{2.L.C} \cdot (t_2 - t_1)^2 - \frac{I_o}{C} \cdot (t_3 - t_2) + \frac{I_M - I_o}{C} \cdot t_{m\acute{a}x} - \frac{V_o}{2.L.C} \cdot t_{m\acute{a}x}^2 - \frac{I_m - I_o}{C} \cdot t_{m\acute{i}n} - \frac{V_i - V_o}{2.L.C} \cdot t_{m\acute{i}n}^2$$

$$C = \frac{I_m - I_o}{\Delta V_o} \cdot (t_2 - t_1 - t_{m\acute{i}n}) + \frac{V_i - V_o}{2.L.\Delta V_o} \cdot (t_2 - t_1)^2 - \frac{I_o}{\Delta V_o} \cdot (t_3 - t_2) + \frac{I_M - I_o}{\Delta V_o} \cdot t_{m\acute{a}x} - \frac{V_o}{2.L.\Delta V_o} \cdot t_{m\acute{a}x}^2 - \frac{V_i - V_o}{2.L.\Delta V_o} \cdot t_{m\acute{i}n}^2 \tag{2.124}$$

Para os modos de condução crítica e descontínua utiliza-se a equação (2.124) para o dimensionamento do capacitor C considerando que $I_m=0$.

2.8. Simulação com Componentes Reais

O objetivo da simulação com componentes reais é prever o comportamento do protótipo a ser experimentado em bancada.

Para o projeto do protótipo e simulação com componentes reais foram adotadas as especificações da Tabela 2.4.

V_i	300V	α	0,7
V_o	200V	$\Delta I_L\%$	10%
P_o	500W	$\Delta V_o\%$	1%
f	50kHz		

Tabela 2.4: Especificações para o projeto do protótipo e simulação com componentes reais do conversor CC-CC Buck de três níveis operando no modo de condução contínua.

O circuito utilizado para simulação com componentes reais é mostrado na Fig. 2.61. Os componentes foram escolhidos da biblioteca do PSPICE procurando obter os mais próximos dos escolhidos para o protótipo. Foram também acrescentadas indutâncias parasitas (L_{p1} e L_{p2}) em ramos estratégicos do circuito fazendo com que o modelo seja ainda mais próximo do real.

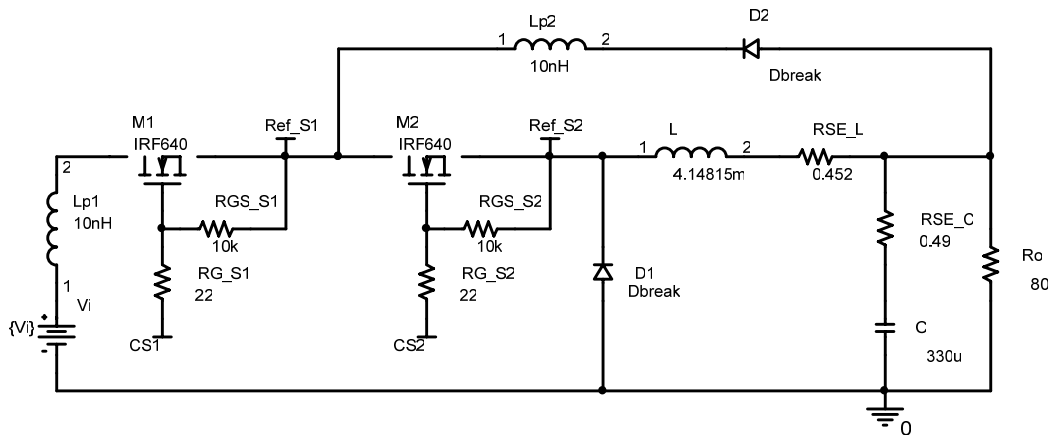


Fig. 2.61: Circuito com componentes reais do conversor Buck de três níveis, utilizado para simulação.

A Fig. 2.62 mostra a tensão sobre os interruptores S1 e S2 respectivamente.

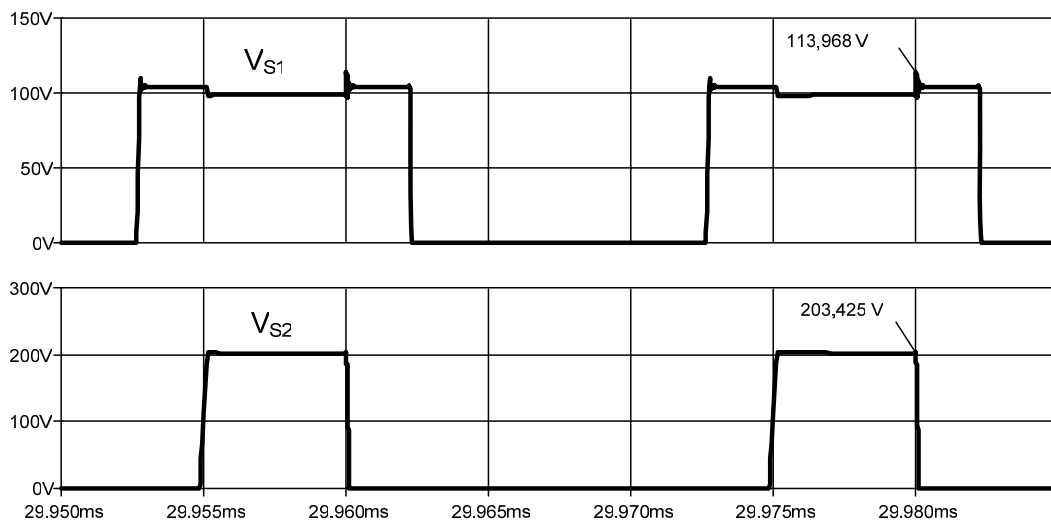


Fig. 2.62: Tensão sobre os interruptores S1 e S2 respectivamente obtidas por simulação.

A Fig. 2.63 apresenta a corrente no indutor principal.

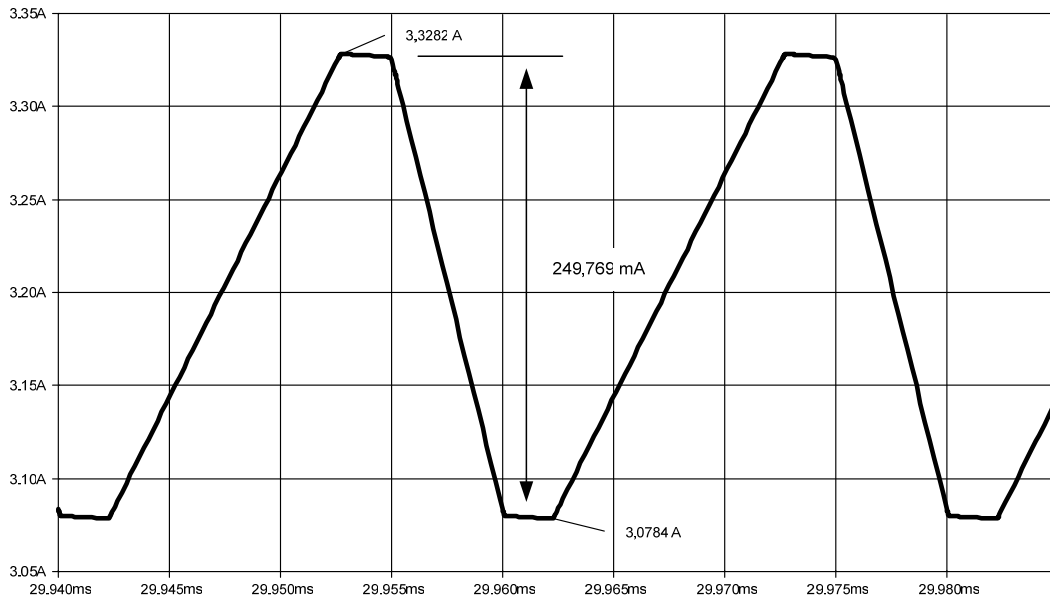


Fig. 2.63: Corrente no indutor do conversor Buck de três níveis obtida por simulação.

A Fig. 2.64 mostra as tensões de entrada e de saída.

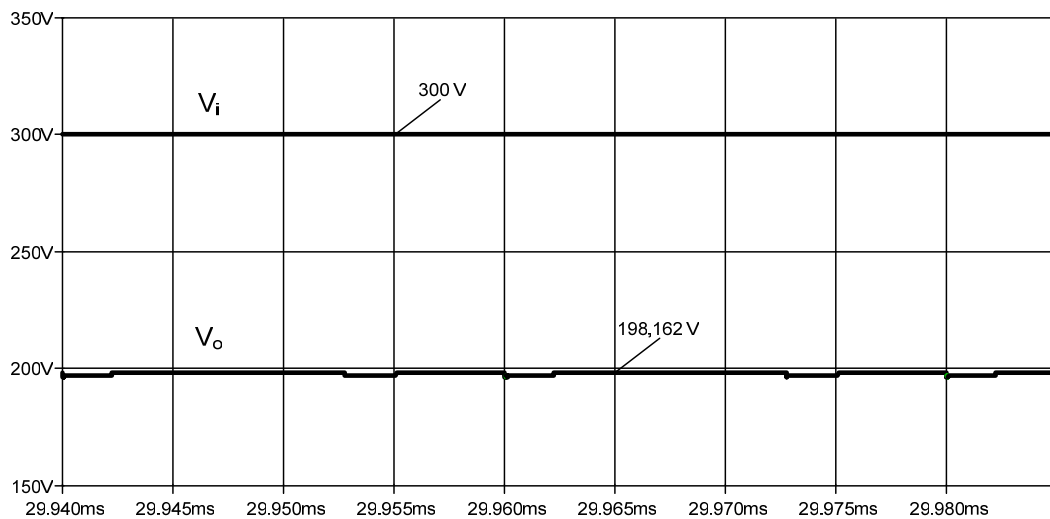


Fig. 2.64: Tensões de entrada e de saída obtidas por simulação.

A Tabela 2.5 mostra os valores de corrente e de tensão obtidos por simulação e os calculados teoricamente.

	Simulado				Calculado			
	$V_{m\acute{a}x}$ (V)	$I_{m\acute{a}x}$ (A)	I_{md} (A)	I_{ef} (A)	$V_{m\acute{a}x}$ (V)	$I_{m\acute{a}x}$ (A)	I_{md} (A)	I_{ef} (A)
Interruptor S1	113,968	3,3324	1,6735	2,3089	100	3,339	1,667	2,315
Interruptor S2	203,425	3,3297	2,3996	2,7656	200	3,339	2,381	2,768
Diodo D1	299,206	3,3477	0,7801	1,5758	300	3,339	0,833	1,63705
Diodo D2	101,257	4,2030	0,7262	1,5222	100	3,339	0,7143	1,5164
Indutor	-201,168	3,3282	3,1796	3,1832	-200	3,339	3,2143	3,2155
Capacitor	198,16	0,851995	-0,022	1,3319	200	0,839	0	1,338

Tabela 2.5: Valores de corrente e de tensão obtidos por simulação e calculados.

2.9. Resultados Experimentais

Apresenta-se a seguir resultados experimentais obtidos a partir do protótipo em bancada.

As especificações para o projeto do protótipo encontram-se na Tabela 2.4.

2.9.1. Formas de onda

A Fig. 2.65 mostra a ordem de comando dos interruptores S1 e S2.

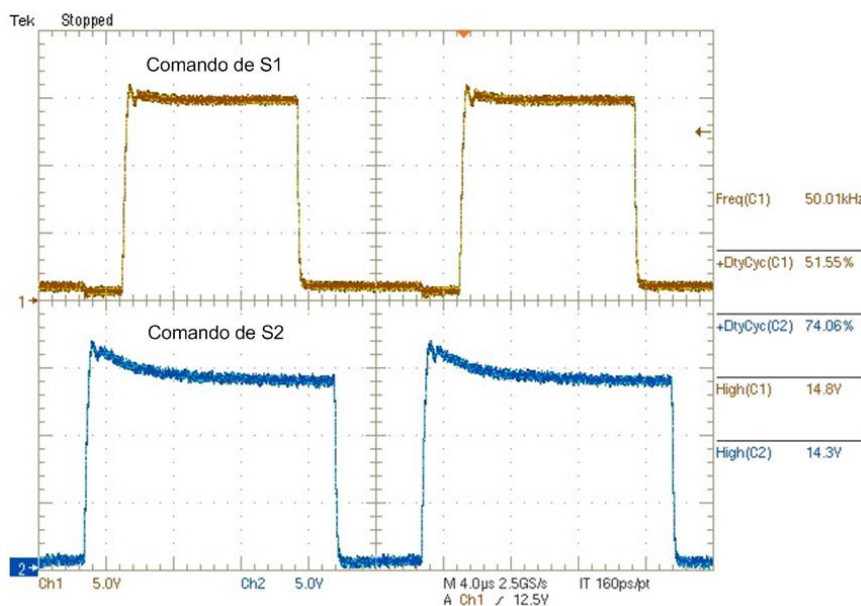


Fig. 2.65: Comando de S1 (C1 - 5V/div) e comando de S2 (C2 - 5V/div).

A Fig. 2.66 mostra a forma de onda da tensão sobre os interruptores S1 e S2.

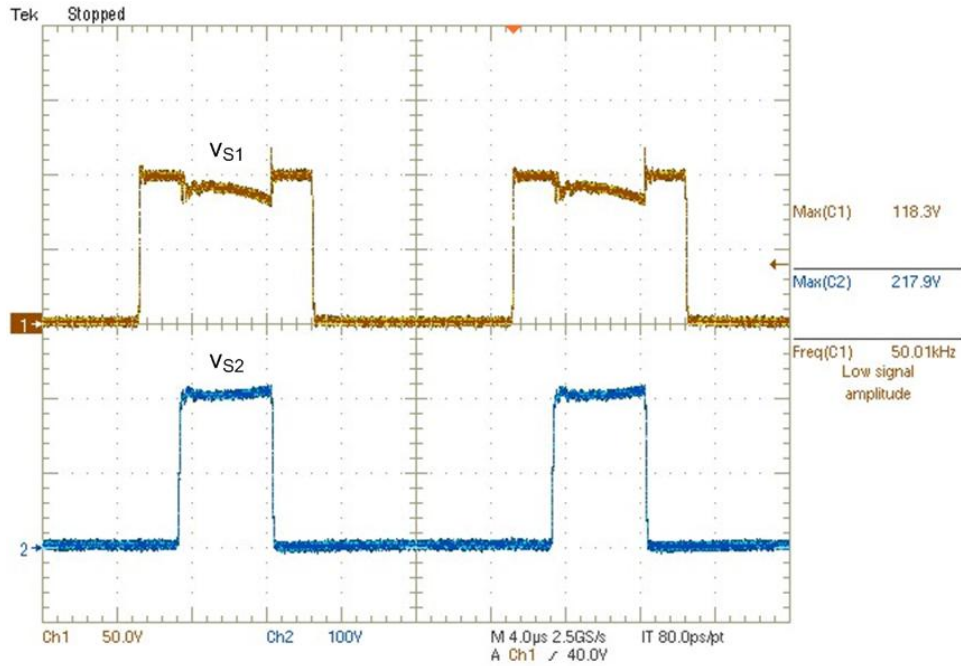


Fig. 2.66: Tensão sobre os interruptores: v_{S1} (C1 - 50V/div) e v_{S2} (C2 - 100V/div).

A Fig. 2.67 mostra a tensão de entrada (v_i) e a tensão de saída (v_o).

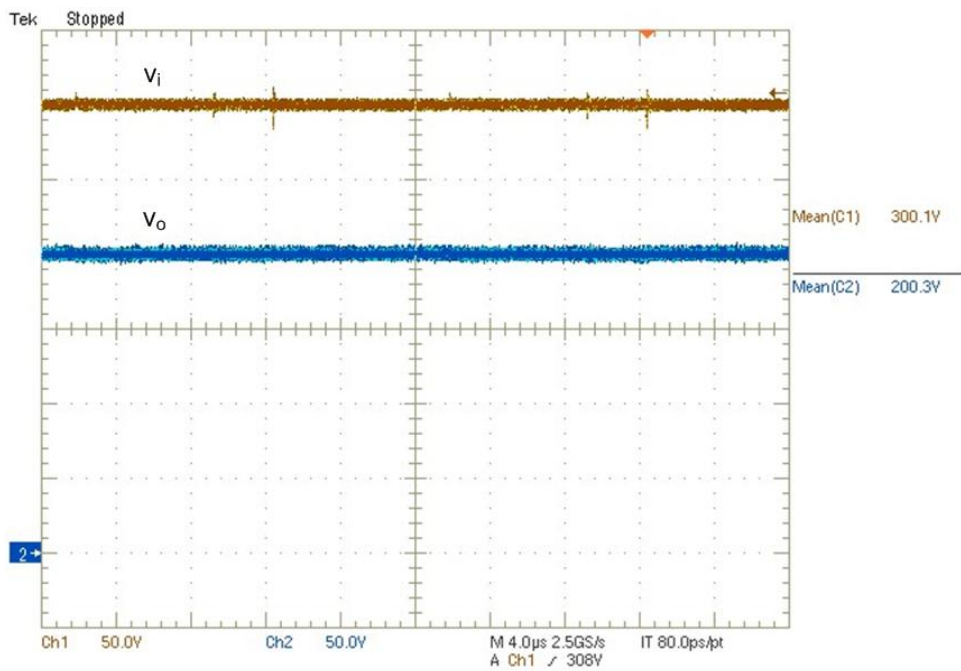


Fig. 2.67: Tensão de entrada v_i (C1 - 50V/div) e tensão de saída v_o (C2 - 50V/div).

A Fig. 2.68 mostra a corrente no indutor.

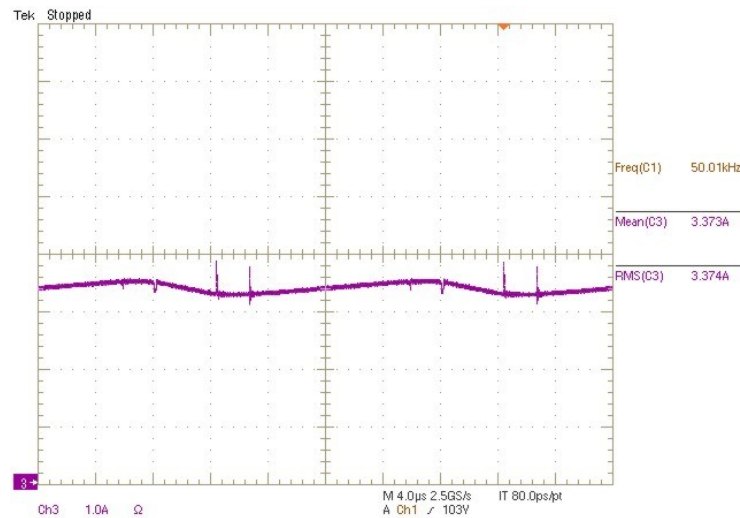


Fig. 2.68: Corrente no indutor L (C3 - 1A/div).

2.9.2. Ensaio de rendimento

A Fig. 2.69 mostra a curva de rendimento do protótipo onde não são consideradas as fontes de alimentação do circuito de comando. Esta curva é o resultado de uma aproximação quadrática dos pontos obtidos através de ensaios em bancada, resultando em uma curva de rendimento suave.

Através da Fig. 2.69 verifica-se que os pontos próximos a 70% e 80% da carga nominal encontram-se fora das proximidades da curva de rendimento. Verifica-se ainda que o valor do rendimento está em torno de 95,7% para 100% da carga nominal, atinge seu valor máximo de 96% para 80% da carga nominal e decresce até 94,6% para 20% da carga nominal.

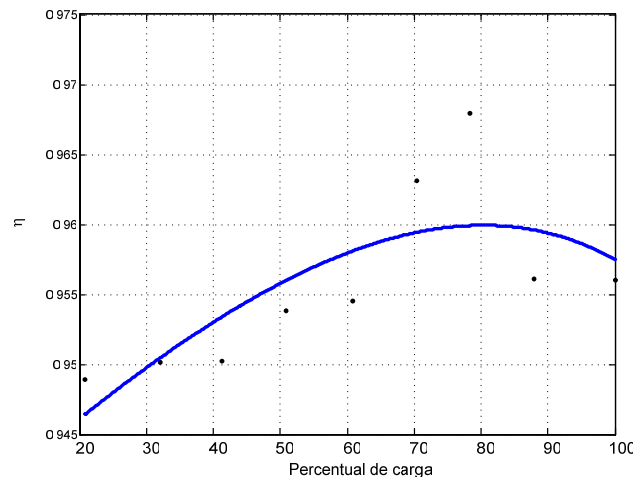


Fig. 2.69: Curva de rendimento do conversor CC-CC Buck de três níveis.

2.10. Conclusão

Foi estudado neste capítulo o conversor CC-CC Buck de três níveis concebido com o objetivo de diminuir o nível de tensão nos interruptores com relação ao conversor Buck tradicional.

Uma evidente desvantagem de tal topologia com relação à tradicional é o fato de esta possuir um interruptor a mais que a outra. Esta desvantagem, porém, pode ser entendida como vantagem quando se trabalha com um nível de tensão na entrada do conversor superior ao nível máximo de tensão suportado por seus interruptores, pois além de possibilitar a conversão de energia os interruptores MOSFET's possuem menor custo que os IGBT's normalmente utilizados em níveis mais elevados de tensão.

Uma outra vantagem do uso do MOSFET é o fato de obter um melhor rendimento do que aquele que seria obtido no caso do emprego do IGBT.

A maneira de modular o conversor faz surgir o parâmetro $\alpha = D_1/D_2$ que é um novo parâmetro para controle quando se compara a presente topologia com o conversor Buck convencional.

Quando o parâmetro α é igual à unidade tem-se $D_1 = D_2$ e conseqüentemente o conversor Buck de três níveis funciona igual ao conversor Buck tradicional.

Um fato importante a ser observado quando o projeto envolve um nível de tensão maior que o máximo suportado pelos interruptores é que se acidentalmente $D_2 < D_1$ pode haver a destruição do interruptor S2 por sobre tensão.

Das etapas de operação, verifica-se que teoricamente a quarta etapa pode apresentar duas situações distintas dependendo da relação V_o / V_i o que deve ser levando em conta quando do projeto de tal estrutura.

Através Fig. 2.8 verifica-se a influência do parâmetro α no ganho estático, sendo que quando $\alpha = 1$ encontra-se a curva do ganho estático do conversor Buck tradicional.

Da Fig. 2.9 verifica-se que o ganho estático pode ser alterado fixando o parâmetro D_2 e variando o parâmetro α . Na Fig. 2.9 nota-se que se for desejado alterar o ganho estático de 0,6 para 0,4 quando $D_2 = 0,6$ basta variar α de 1 para 0,45.

Através da Fig. 2.10 verifica-se que a ondulação relativa máxima da corrente de entrada diminui com a diminuição de α . Deve-se observar que para uma mesma potência ao diminuir α aumentam-se os níveis de corrente no indutor e conseqüentemente nos semicondutores.

Da Fig. 2.54 até a Fig. 2.59 nota-se que ao aumentar o parâmetro α aumenta-se também a região de condução contínua na característica externa do conversor.

Foram também apresentadas as equações para o dimensionamento de cada componente da topologia Buck de três níveis.

O objetivo do cálculo do dimensionamento e simulação com componentes reais é viabilizar o projeto do protótipo experimentado em bancada.

Dos resultados a partir do protótipo comprovam-se a teoria desenvolvida e os resultados obtidos por simulação.

Verifica-se através da Fig. 2.66 que a tensão máxima sobre o interruptor S2 ficou em 217,9V e que o máximo de tensão sobre o interruptor S1 foi de 118,3V.

Observa-se através da Fig. 2.62 obtida por simulação que há uma previsão de sobretensão no interruptor S1 de 13,3V proveniente de indutâncias parasitas do circuito. A Fig. 2.66 obtida em bancada comprova a sobretensão prevista na Fig. 2.62.

A Fig. 2.69 mostra que a tendência do rendimento é variar de 95% até em torno de 96% na faixa de 20% a 100% da carga nominal.

CAPÍTULO 3

O CONVERSOR CC-CC BOOST DE TRÊS NÍVEIS

3.1. Introdução

O objetivo deste capítulo é o estudo da topologia Boost de três níveis obtida a partir da célula de comutação estudada no Capítulo 1.

Será objeto de estudo os modos de condução contínua, crítica e descontínua, apresentando suas etapas de operação, formas de onda básicas, ganho estático ideal, ondulação da corrente no indutor L e o dimensionamento dos componentes do conversor.

Neste capítulo, assim como no anterior, também serão apresentados os resultados de simulação com componentes ideais para os modos de condução contínua, crítica e descontínua; e de simulação com componentes reais considerando o modo de condução contínua.

A simulação com componentes ideais tem o objetivo de comprovar a teoria desenvolvida e a simulação com componentes reais tem o objetivo de prever o comportamento do protótipo em bancada.

Apresentam-se por último os resultados experimentais obtidos em bancada a partir do ensaio de um protótipo.

3.2. Topologia

A Fig. 3.1 mostra a topologia do conversor CC-CC Boost de três níveis obtida a partir da célula de comutação estudada no Capítulo 1.

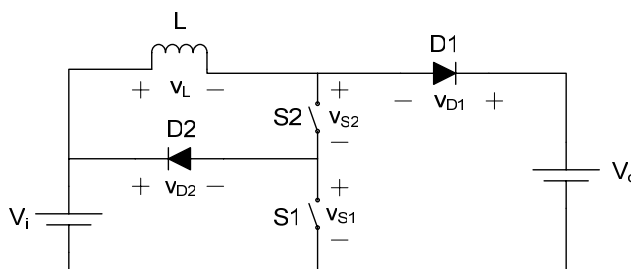


Fig. 3.1: Conversor CC-CC Boost de três níveis.

Com a topologia da Fig. 3.1 é possível utilizar interruptores com capacidade de tensão menor que a tensão na saída.

3.3. Operação no Modo de Condução Contínua

Nesta seção são apresentadas as etapas de operação, as formas de onda básicas, o ganho estático ideal, a ondulação da corrente no indutor L, dimensionamento dos componentes do conversor e a simulação com componentes ideais considerando o conversor operando no modo de condução contínua.

3.3.1. Etapas de operação

1ª Etapa (t_0, t_1)

No instante t_0 o interruptor S_2 é comandado a conduzir e a corrente no indutor L fica confinada na malha LS2D2.

O diodo D1 se encontra bloqueado com tensão reversa igual à $(V_o - V_i)$ como mostrado na Fig. 3.2.

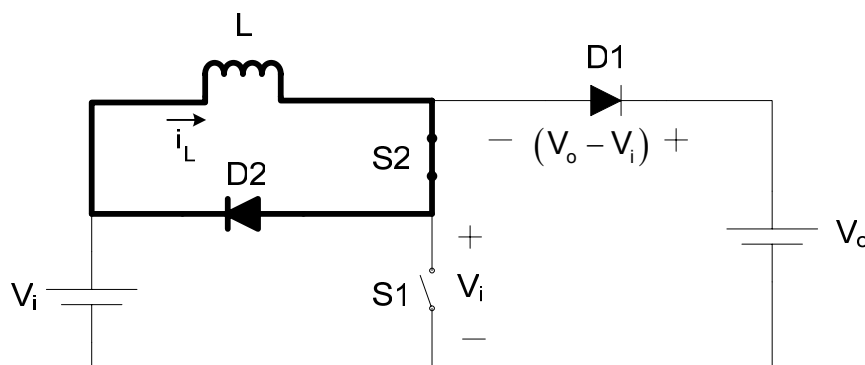


Fig. 3.2: Primeira etapa de operação.

Durante esta etapa:

- O interruptor S_2 e o diodo D2 conduzem a corrente i_L . Esta etapa termina quando o interruptor S1 é comandado a conduzir.

2ª Etapa (t_1, t_2)

A Fig. 3.3 ilustra a segunda etapa. Em t_1 o interruptor S1 é comandado a conduzir e os interruptores S2 e S1 conduzem a corrente no indutor L.

A corrente no indutor L cresce linearmente com taxa igual a V_i / L .

Os diodos D1 e D2 encontram-se bloqueados com tensão reversa respectivamente igual à V_o e V_i .

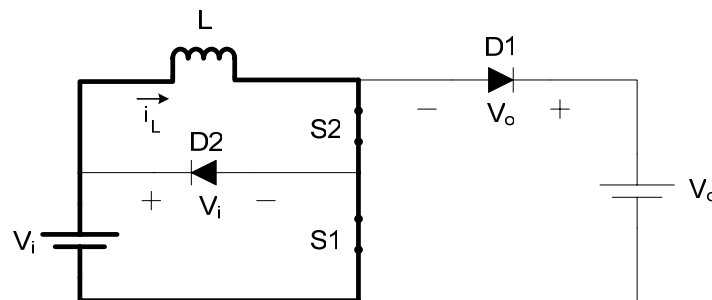


Fig. 3.3: Segunda etapa de operação.

Durante esta etapa:

- A fonte V_i transfere energia para o indutor L. Esta etapa termina quando o interruptor S1 é comandado a bloquear.

3ª Etapa (t_2, t_3)

No instante t_2 o interruptor S1 é comandado a bloquear e a corrente no indutor L novamente fica confinada na malha LS2D2.

O diodo D1 se encontra bloqueado com tensão reversa igual à $(V_o - V_i)$ como mostrado na Fig. 3.4.

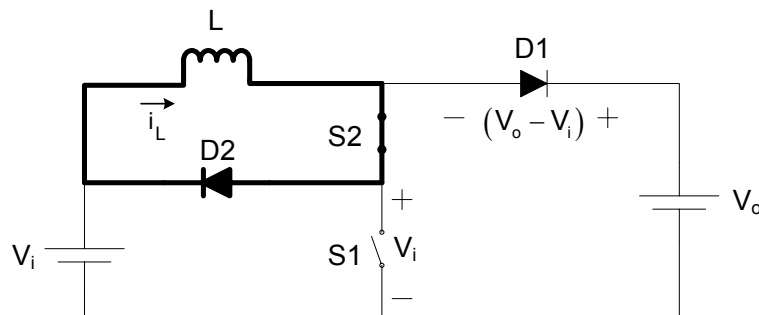


Fig. 3.4: Terceira etapa de operação.

Nesta etapa:

- O interruptor S2 e o diodo D2 conduzem a corrente i_L . Esta etapa termina quando o interruptor S2 é comandado a bloquear.

4ª Etapa (t_3, t_4) - Situação “a”

A Fig. 3.5 ilustra a situação “a” da quarta etapa de operação. No instante t_3 o interruptor S2 é comandado a bloquear e ambos interruptores permanecem bloqueados.

Quando a relação V_o/V_i é menor que 2 o diodo D2 não é diretamente polarizado e permanece bloqueado com tensão reversa igual a $(V_i - V_o/2)$ fazendo com que a tensão sobre os interruptores seja igual à $V_o/2$.

O diodo D1 entra em condução permitindo que haja transferência de energia da fonte V_i e do indutor L para a fonte V_o (carga).

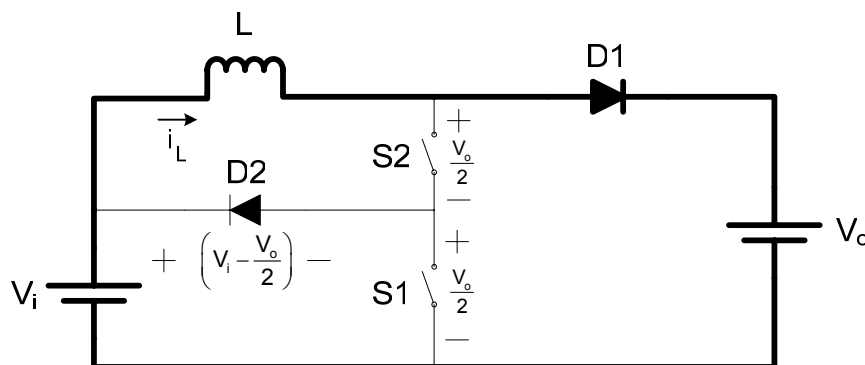


Fig. 3.5: Quarta etapa de operação, situação “a”.

Durante esta etapa:

- O indutor L e a fonte V_i transferem energia para a carga V_o .

Esta etapa termina quando o interruptor S2 é comandado a conduzir fazendo com que novamente a corrente no indutor L fique confinada na malha LS2D2 dando início a outro período de funcionamento.

4ª Etapa (t_3, t_4) - Situação “b”

A Fig. 3.6 ilustra a situação “b” da quarta etapa de operação. No instante t_3 o interruptor S2 é comandado a bloquear e ambos interruptores permanecem bloqueados.

Quando a relação V_o/V_i é maior ou igual a 2 o diodo D2, na prática, é diretamente polarizado e conduz uma corrente de pequeno valor, fazendo com que o valor da tensão sobre os interruptores S1 e S2 seja respectivamente igual a V_i e $(V_o - V_i)$.

O diodo D1 entra em condução permitindo que haja transferência de energia da fonte V_i e do indutor L para a fonte V_o (carga).

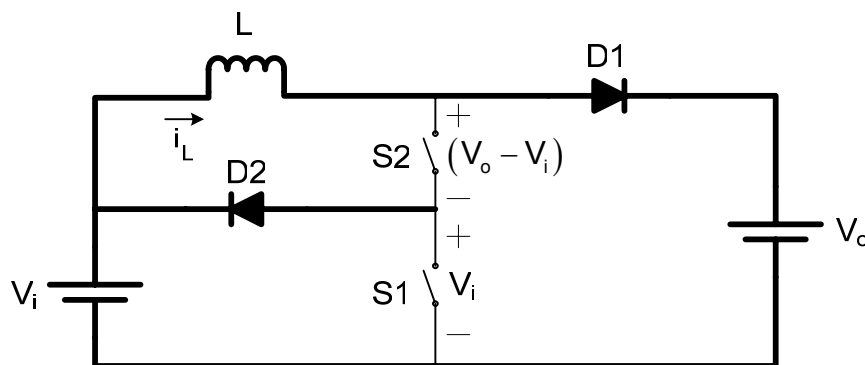


Fig. 3.6: Quarta etapa de operação, situação “b”.

Durante esta etapa:

- A fonte V_i e o indutor L transferem, energia para a carga V_o .

Esta etapa termina quando o interruptor S2 é comandado a conduzir fazendo com que novamente a corrente no indutor L fique confinada na malha LS2D2 dando início a outro período de funcionamento.

3.3.2. Formas de onda básicas

De acordo com as etapas explicadas na seção anterior, considerando a situação “a” da 4ª etapa de operação, a estrutura operando no modo de condução contínua apresenta as formas de onda da Fig. 3.7 que mostra também os intervalos de tempo correspondentes.

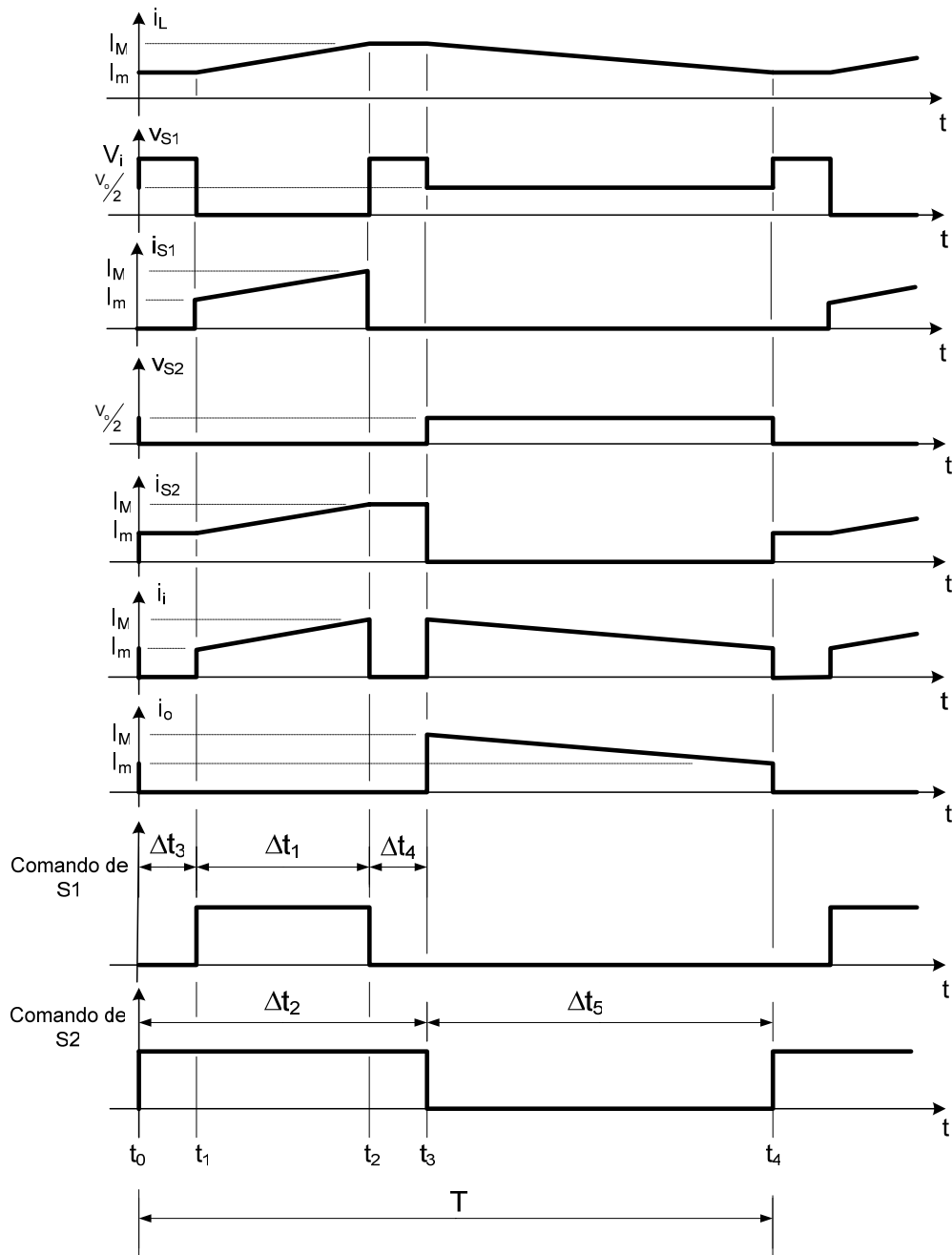


Fig. 3.7: Formas de onda básicas do conversor Boost de três níveis operando no modo de condução contínua considerando a situação “a” da 4ª etapa de operação.

3.3.3. Ganho estático ideal

Considerando a fonte V_i e o indutor L como uma fonte de corrente constante I_L , a energia cedida pela fonte V_i em um período de funcionamento é igual à equação (3.1).

$$W_i = V_i \cdot I_L \cdot (\Delta t_1 + \Delta t_5) \quad (3.1)$$

A energia recebida pela fonte V_o em um período de funcionamento é dada pela equação (3.2).

$$W_o = V_o \cdot I_L \cdot \Delta t_5 \quad (3.2)$$

Considerando o conversor um sistema ideal, em um período de funcionamento toda energia cedida pela fonte V_i é recebida pela fonte V_o .

Assim, igualando as equações (3.1) e (3.2) obtêm-se a equação (3.3).

$$\begin{aligned} W_i &= W_o \\ V_i \cdot I_L \cdot (\Delta t_1 + \Delta t_5) &= V_o \cdot I_L \cdot \Delta t_5 \\ V_i \cdot \hat{I}_L \cdot (\Delta t_1 + \Delta t_5) &= V_o \cdot \hat{I}_L \cdot \Delta t_5 \\ \frac{V_o}{V_i} &= \frac{\Delta t_1 + \Delta t_5}{\Delta t_5} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Dividindo o numerador e o denominador do segundo membro da expressão (3.3) por T tem-se:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D_1 + D_5}{D_5} \quad (3.4)$$

Substituindo a expressão (1.1) na expressão (3.4) tem-se:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D_1 + 1 - D_2}{1 - D_2} \quad (3.5)$$

Substituindo a expressão (1.2) na expressão (3.5) obtém-se a expressão (3.6) do ganho estático em função de D_2 e α .

$$\begin{aligned} \frac{V_o}{V_i} &= \frac{\alpha \cdot D_2 + 1 - D_2}{1 - D_2} \\ \frac{V_o}{V_i} &= \frac{1 + D_2 \cdot (\alpha - 1)}{1 - D_2} \end{aligned} \quad (3.6)$$

Substituindo a expressão (1.3) na expressão (3.5) obtém-se a expressão (3.7) do ganho estático em função de D_1 e α .

$$\begin{aligned} \frac{V_o}{V_i} &= \frac{D_1 + 1 - \frac{D_1}{\alpha}}{1 - \frac{D_1}{\alpha}} \\ \frac{V_o}{V_i} &= \frac{\alpha \cdot (D_1 + 1) - D_1}{\alpha - D_1} \\ \frac{V_o}{V_i} &= \frac{\alpha \cdot D_1 + \alpha - D_1}{\alpha - D_1} \\ \frac{V_o}{V_i} &= \frac{\alpha + D_1 \cdot (\alpha - 1)}{\alpha - D_1} \end{aligned} \quad (3.7)$$

A Fig. 3.8 mostra $V_o/V_i \times D_2$ tomando α como parâmetro.

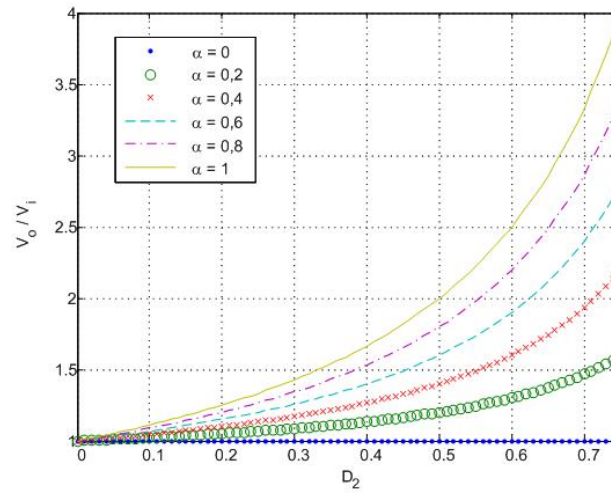


Fig. 3.8: Ganho estático $V_o/V_i \times D_2$ tomando α como parâmetro.

A Fig. 3.9 mostra $V_o/V_i \times \alpha$ tomando D_2 como parâmetro.

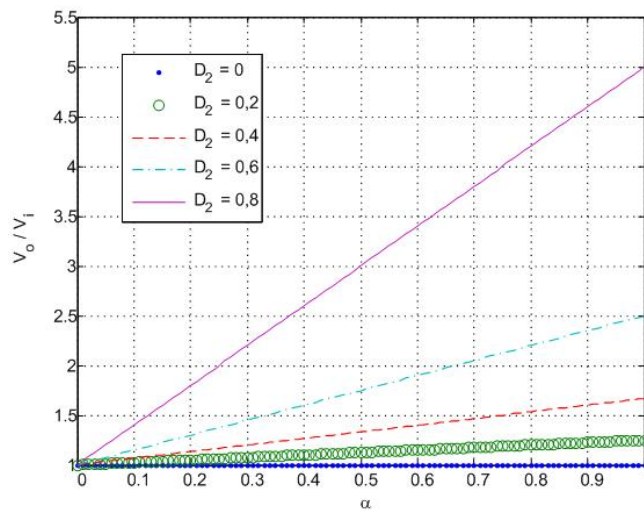


Fig. 3.9: Ganho estático $V_o/V_i \times \alpha$ tomando D_2 como parâmetro.

3.3.4. Ondulação da corrente no indutor L

Da segunda etapa de operação e da forma de onda da corrente i_L na Fig. 3.7 obtém-se a equação (3.8).

$$V_i = L \cdot \frac{\Delta i_L}{D_1 \cdot T} \tag{3.8}$$

Isolando Δi_L na equação (3.8) encontra-se a equação (3.9) da ondulação da corrente no indutor L.

$$\Delta i_L = \frac{V_i \cdot D_1}{L \cdot f} \quad (3.9)$$

Sabendo que $\Delta i_L = I_M - I_m$ é possível calcular o valor máximo (I_M) e o valor mínimo (I_m) que a corrente no indutor L assume.

A corrente média na saída I_o , de acordo com a forma de onda na Fig. 3.7, é obtida pela equação (3.10).

$$I_o = \frac{1}{T} \cdot \frac{1}{2} \cdot (I_m + I_M) \cdot \Delta t_5$$

$$I_o = \frac{1}{2} \cdot (I_m + I_M) \cdot D_2 \quad (3.10)$$

Substituindo a equação (3.10) em (3.11) encontra-se a equação (3.11) da corrente média na saída em função de I_m , I_M e D_2 .

$$I_o = \frac{1}{2} \cdot (I_m + I_M) \cdot (1 - D_2) \quad (3.11)$$

Da equação (3.9) tem-se:

$$\Delta i_L = (I_M - I_m) = \frac{V_i \cdot D_1}{L \cdot f}$$

$$I_M = \frac{V_i \cdot D_1}{L \cdot f} + I_m \quad (3.12)$$

Substituindo a equação (3.12) em (3.11) obtêm-se a expressão (3.13) do valor I_m em função de I_o , D_1 , D_2 , L , f e V_i .

$$\begin{aligned}
 I_o &= \frac{1}{2} \cdot \left(I_m + \frac{V_i \cdot D_1}{L \cdot f} + I_m \right) \cdot (1 - D_2) \\
 I_o &= \frac{1}{2} \cdot \left(2 \cdot I_m + \frac{V_i \cdot D_1}{L \cdot f} \right) \cdot (1 - D_2) \\
 I_o &= \left(I_m + \frac{V_i \cdot D_1}{2 \cdot L \cdot f} \right) \cdot (1 - D_2) \\
 I_m + \frac{V_i \cdot D_1}{2 \cdot L \cdot f} &= \frac{I_o}{(1 - D_2)} \\
 I_m &= \frac{I_o}{(1 - D_2)} - \frac{V_i \cdot D_1}{2 \cdot L \cdot f} \tag{3.13}
 \end{aligned}$$

De forma análoga é possível obter a equação (3.14) do valor I_M também em função de I_o , D_1 , D_2 , L , f e V_i .

$$I_M = \frac{I_o}{(1 - D_2)} + \frac{V_i \cdot D_1}{2 \cdot L \cdot f} \tag{3.14}$$

De acordo com a equação (3.9) e conforme mostra a Fig. 3.7, a ondulação de corrente no indutor L é dada pela expressão (3.15).

$$\Delta i_L = \frac{V_i \cdot D_1}{L \cdot f} = \frac{V_i \cdot \alpha \cdot D_2}{L \cdot f} \tag{3.15}$$

As potências de entrada e de saída são dadas pelas equações (3.16) e (3.17) respectivamente.

$$P_i = V_i \cdot I_i \tag{3.16}$$

$$P_o = V_o \cdot I_o = \frac{V_o^2}{R_o} \tag{3.17}$$

Admitindo todos os componentes ideais tem-se:

$$\begin{aligned}
 P_i &= P_o \\
 V_i \cdot I_i &= \frac{V_o^2}{R_o} \tag{3.18}
 \end{aligned}$$

Substituindo a equação (3.6) em (3.18) encontra-se a equação (3.19).

$$V_{iL} I_i = V_i \cdot \left(\frac{1 + D_2 \cdot (\alpha - 1)}{1 - D_2} \right)^2 \cdot \frac{1}{R_o}$$

$$I_i = V_i \cdot \left(\frac{1 + D_2 \cdot (\alpha - 1)}{1 - D_2} \right)^2 \cdot \frac{1}{R_o} \tag{3.19}$$

Dividindo a expressão (3.15) pela expressão (3.19) encontra-se a expressão (3.20) da ondulação relativa da corrente de saída.

$$\frac{\Delta i_L}{I_i} = \frac{V_{iL}}{L \cdot f} \cdot \alpha \cdot D_2 \cdot \frac{1}{V_i} \cdot \left(\frac{1 - D_2}{1 + D_2 \cdot (\alpha - 1)} \right)^2 \cdot R_o$$

$$\beta = \frac{L \cdot f}{R_o} \frac{\Delta i_L}{I_i} = \alpha \cdot D_2 \cdot \left(\frac{1 - D_2}{1 + D_2 \cdot (\alpha - 1)} \right)^2 \tag{3.20}$$

A Fig. 3.10 mostra $\beta \times D_2$ tomando α como parâmetro.

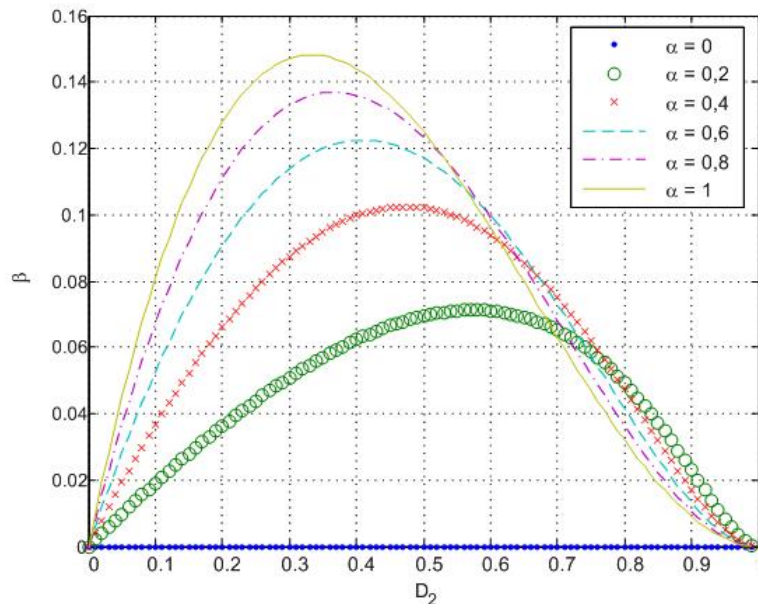


Fig. 3.10: Ondulação relativa da corrente no indutor L: $\beta \times D_2$ tomando α como parâmetro.

3.3.5. Dimensionamento dos componentes do conversor

A seguir são apresentados os cálculos para o dimensionamento dos componentes do conversor considerando o mesmo operando no modo de condução contínua.

3.3.5.1. Interruptor S1

De acordo com as etapas de operação apresentadas na seção 3.3.1 as formas de onda no interruptor S1 da Fig. 3.1, com o conversor operando no modo de condução contínua, são apresentadas na Fig. 3.11.

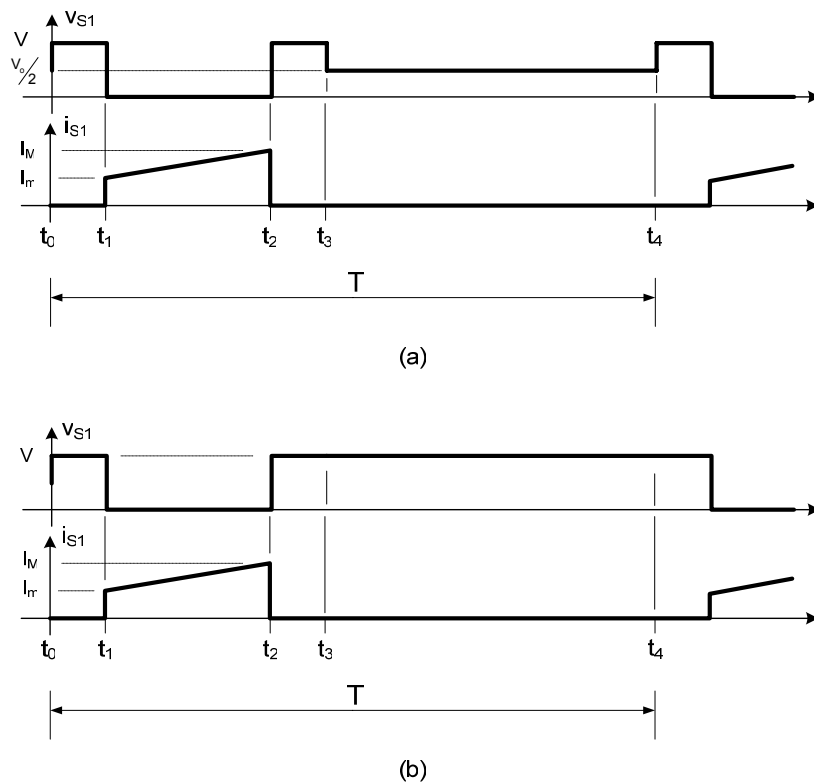


Fig. 3.11: Formas de onda no interruptor S1 para operação em condução contínua: (a) $V_o/V_i < 2$ e (b) $V_o/V_i \geq 2$.

- **Corrente média**

A corrente média no interruptor S1 é dada pela expressão (3.21).

$$I_{S1} = \frac{1}{T} \cdot \frac{(I_m + I_r) \cdot \Delta t_1}{2} \tag{3.21}$$

- **Corrente eficaz**

A corrente eficaz no interruptor S1 é dada por:

$$I_{S1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T [i_{S1}(t)]^2 \cdot dt} \quad (3.22)$$

Mas entre os instantes de tempo t_1 e t_2 a corrente $i_{S1}(t)$ é dada pela equação (3.23).

$$i_{S1}(t) = I_m + \frac{V_i}{L} \cdot t \quad (3.23)$$

Substituindo (3.23) em (3.22) encontra-se a equação (3.24) para o cálculo da corrente eficaz no interruptor S1.

$$I_{S1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{(t_2-t_1)} \left[I_m + \frac{V_i}{L} \cdot t \right]^2 \cdot dt}$$

$$I_{S1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{(t_2-t_1)} \left[I_m^2 + 2 \cdot I_m \cdot \frac{V_i}{L} \cdot t + \left(\frac{V_i}{L} \cdot t \right)^2 \right] \cdot dt}$$

$$I_{S1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[I_m^2 \cdot (t_2 - t_1) + I_m \cdot \frac{V_i}{L} \cdot (t_2 - t_1)^2 + \left(\frac{V_i}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_2 - t_1)^3}{3} \right]} \quad (3.24)$$

- **Corrente máxima**

A corrente máxima que flui através do interruptor S1 é dada pela equação (3.25).

$$I_{S1m\acute{a}x} = I_M \quad (3.25)$$

- **Tensão máxima**

A tensão máxima à qual o interruptor S1 é submetido é dada pela equação (3.26) e independe de V_o/V_i .

$$V_{S1m\acute{a}x} = V_i \tag{3.26}$$

3.3.5.2. Interruptor S2

Conforme as etapas de operação apresentadas em 3.3.1 as formas de onda no interruptor S2 da Fig. 3.1, com o conversor operando no modo de condução contínua, são apresentadas na Fig. 3.12.

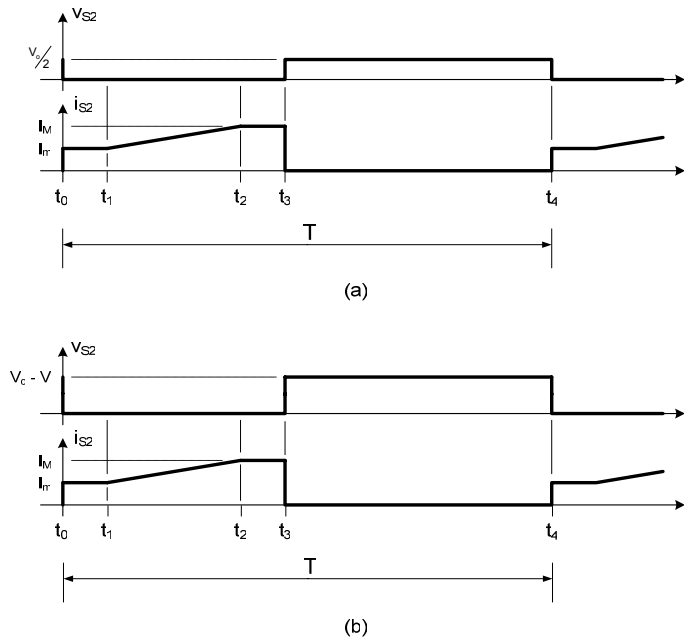


Fig. 3.12: Formas de onda no interruptor S2 para operação em condução contínua: (a) $V_o/V_i < 2$ e (b) $V_o/V_i \geq 2$.

- **Corrente média**

A corrente média no interruptor S2 é dada pela equação (3.27).

$$I_{S2} = \frac{1}{T} \cdot \left[(I_m + I_r) \cdot \left(\Delta t_3 + \frac{\Delta t_1}{2} \right) \right] \tag{3.27}$$

Obs: $\Delta t_3 = \Delta t_4$.

- **Corrente eficaz**

A corrente eficaz no interruptor S2 é dada pela equação (3.28).

$$I_{S2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T [i_{S2}(t)]^2 \cdot dt} \quad (3.28)$$

Entre os instantes de tempo t_0 e t_1 a corrente $i_{S2}(t)$ é dada pela equação (3.29).

$$i_{S2}(t) = I_m \quad (3.29)$$

Entre os instantes de tempo t_1 e t_2 a corrente $i_{S2}(t)$ é dada pela equação (3.30).

$$i_{S2}(t) = I_m + \frac{V_i}{L} \cdot t \quad (3.30)$$

Entre os instantes de tempo t_2 e t_3 a corrente $i_{S2}(t)$ é dada pela equação (3.31).

$$i_{S2}(t) = I_M \quad (3.31)$$

Substituindo as equações (3.29), (3.30) e (3.31) em (3.28) encontra-se a equação (3.32) para o cálculo da corrente eficaz no interruptor S2.

$$I_{S2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left\{ \int_{t_0}^{t_1} I_m^2 \cdot dt + \int_0^{(t_2-t_1)} \left[I_m + \frac{V_i}{L} \cdot t \right]^2 \cdot dt + \int_0^{(t_3-t_2)} I_M^2 \cdot dt \right\}}$$

$$I_{S2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left\{ \int_{t_0}^{t_1} I_m^2 \cdot dt + \int_0^{(t_2-t_1)} \left[I_m^2 + 2 \cdot I_m \cdot \frac{V_i}{L} \cdot t + \left(\frac{V_i}{L} \cdot t \right)^2 \right] \cdot dt + \int_0^{(t_3-t_2)} I_M^2 \cdot dt \right\}}$$

$$I_{S2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[I_m^2 \cdot t_1 + I_m^2 \cdot (t_2 - t_1) + I_m \cdot \frac{V_i}{L} \cdot (t_2 - t_1)^2 + \left(\frac{V_i}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_2 - t_1)^3}{3} + I_M^2 \cdot (t_3 - t_2) \right]} \quad (3.32)$$

- **Corrente Máxima**

A corrente máxima no interruptor S2 é dada pela equação (2.33).

$$I_{S2m\acute{a}x} = I_M \quad (3.33)$$

- **Tensão Máxima**

A tensão máxima no interruptor S2 depende da relação V_o/V_i e quando $V_o/V_i < 2$ esta é dada pela equação (3.34).

$$V_{S2m\acute{a}x} = \frac{V_o}{2} \quad (3.34)$$

Quando $V_o/V_i \geq 2$ a tensão máxima no interruptor S2 é dada pela equação (3.35).

$$V_{S2m\acute{a}x} = V_o - V_i \quad (3.35)$$

3.3.5.3. Diodo D1

Conforme as etapas de operação apresentadas na seção 3.3.1 as formas de onda no diodo D1 da Fig. 3.1, com o conversor operando no modo de condução contínua, são apresentadas na Fig. 3.13. A forma de onda da tensão no diodo D1 independe da relação V_o/V_i .

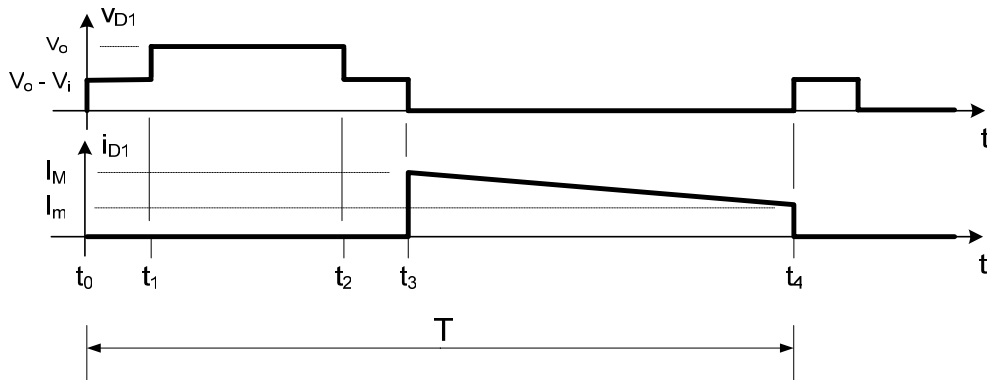


Fig. 3.13: Formas de onda no diodo D1 para operação em condução contínua.

- **Corrente média**

A corrente média no diodo D1 é dada pela equação (3.36).

$$I_{D1} = \frac{1}{T} \cdot \frac{(I_M + I_m) \cdot (t_4 - t_3)}{2} \quad (3.36)$$

- **Corrente eficaz**

A corrente eficaz no diodo D1 é dada pela equação (3.37).

$$I_{D1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T [i_{D1}(t)]^2 \cdot dt} \quad (3.37)$$

Durante os intervalos de tempo t_3 e t_4 a corrente $i_{D1}(t)$ é dada pela equação (3.38).

$$i_{D1}(t) = I_M + \frac{V_i - V_o}{L} \cdot t \quad (3.38)$$

Substituindo a equação (3.38) na equação (3.37) encontra-se a equação (3.39) para o cálculo da corrente eficaz no diodo D1.

$$\begin{aligned}
 I_{D1ef} &= \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{(t_4-t_3)} \left[I_M + \frac{V_i - V_o}{L} \cdot t \right]^2 \cdot dt} \\
 I_{D1ef} &= \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{(t_4-t_3)} \left[I_M^2 + 2 \cdot I_M \cdot \frac{V_i - V_o}{L} \cdot t + \left(\frac{V_i - V_o}{L} \cdot t \right)^2 \right] \cdot dt} \\
 I_{D1ef} &= \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[I_M^2 \cdot (t_4 - t_3) + I_M \cdot \frac{V_i - V_o}{L} \cdot (t_4 - t_3)^2 + \left(\frac{V_i - V_o}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_4 - t_3)^3}{3} \right]} \quad (3.39)
 \end{aligned}$$

- **Corrente máxima**

O valor máximo da corrente no diodo D1 é dado pela equação (3.40).

$$I_{D1m\acute{a}x} = I_M \quad (3.40)$$

- **Tensão reversa máxima**

A máxima tensão reversa sobre o diodo D1 é dada pela equação (3.41).

$$V_{D1m\acute{a}x} = V_o \quad (3.41)$$

3.3.5.4. Diodo D2

De acordo com as etapas de operação apresentadas na seção 3.3.1 as formas de onda no diodo D2 da Fig. 3.1, com o conversor operando no modo de condução contínua, são apresentadas na Fig. 3.14.

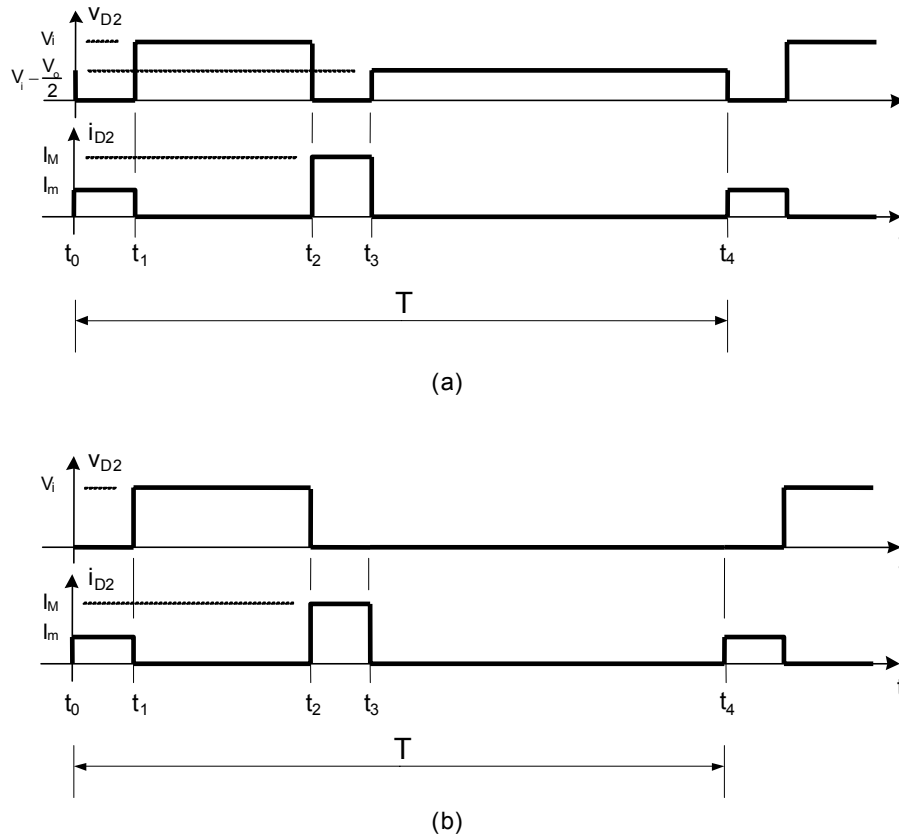


Fig. 3.14: Formas de onda no diodo D2 para operação em condução contínua: (a) $V_o/V_i < 2$ e (b) $V_o/V_i \geq 2$.

- **Corrente média**

A corrente média no diodo D2 é dada pela equação (3.42).

$$I_{D2} = \frac{1}{T} \cdot (I_M + I_m) \cdot t_1 \tag{3.42}$$

Obs.: $t_0 = 0$ e $t_1 = t_3 - t_2$.

- **Corrente eficaz**

A corrente eficaz no diodo D2 é dada pela equação (3.43).

$$I_{D2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T [i_{D2}(t)]^2 \cdot dt} \tag{3.43}$$

Durante os intervalos de tempo t_0 e t_1 a corrente $i_{D2}(t)$ é dada pela equação (3.44).

$$i_{D2}(t) = I_m \quad (3.44)$$

Durante os intervalos de tempo t_2 e t_3 a corrente $i_{D2}(t)$ é dada pela equação (3.45).

$$i_{D2}(t) = I_M \quad (3.45)$$

Substituindo as equações (3.44) e (3.45) em (3.43) encontra-se a equação (3.46) que permite calcular a corrente eficaz no diodo D2 em função de I_m , I_M , t_1 e T .

$$I_{D2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\int_{t_0}^{t_1} I_m^2 \cdot dt + \int_0^{(t_3-t_2)} I_M^2 \cdot dt \right]}$$

$$I_{D2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot [I_m^2 \cdot t_1 + I_M^2 \cdot (t_3 - t_2)]}$$

$$I_{D2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot [(I_m^2 + I_M^2) \cdot t_1]} \quad (3.46)$$

- **Corrente máxima**

O valor máximo da corrente no diodo D2 é dado pela equação (3.47).

$$I_{D2máx} = I_M \quad (3.47)$$

- **Tensão reversa máxima**

A máxima tensão reversa sobre o diodo D2 é dada pela equação (3.48).

$$V_{D2máx} = V_i \quad (3.48)$$

3.3.5.5. Indutor L

Conforme as etapas de operação apresentadas na seção 3.3.1 as formas de onda no indutor L da Fig. 3.1, com o conversor operando no modo de condução contínua, são apresentadas na Fig. 3.15.

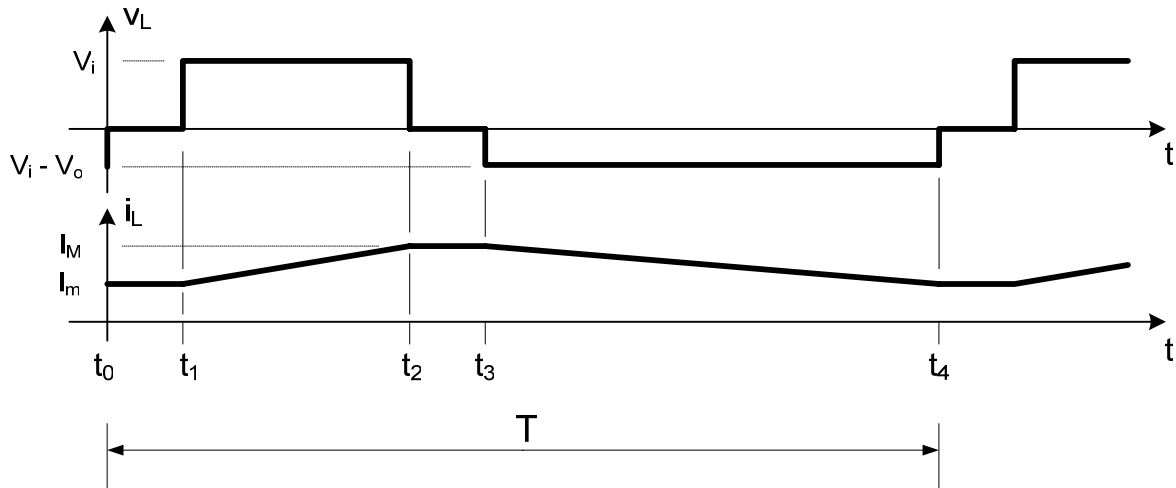


Fig. 3.15: Formas de onda no indutor L para operação em condução contínua.

- **Corrente média**

A corrente média no indutor L é dada pela equação (3.49).

$$I_L = \frac{1}{T} \left[(I_m + I_M) \cdot t_1 + \frac{(I_m + I_M) \cdot (t_2 - t_1)}{2} + \frac{(I_m + I_M) \cdot (t_4 - t_3)}{2} \right]$$

$$I_L = \frac{1}{T} \left\{ (I_m + I_M) \cdot \left[t_1 + \frac{(t_2 - t_1) + (t_4 - t_3)}{2} \right] \right\} \tag{3.49}$$

Obs.: $t_0 = 0$ e $t_1 = t_3 - t_2$.

- **Corrente eficaz**

Utilizando a equação (3.50) é possível calcular a corrente eficaz no indutor L.

$$I_{Lef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_L^2(t) \cdot dt}$$

$$\begin{aligned}
 I_{Lef} &= \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\int_{t_0=0}^{t_1} I_m^2 \cdot dt + \int_0^{(t_2-t_1)} \left(I_m + \frac{V_i}{L} \cdot t \right)^2 \cdot dt + \int_0^{(t_3-t_2)} I_M^2 \cdot dt + \int_0^{(t_4-t_3)} \left(I_M + \frac{V_i - V_o}{L} \cdot t \right)^2 \cdot dt \right]} \\
 I_{Lef} &= \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left\{ \int_{t_0=0}^{t_1} I_m^2 \cdot dt + \int_0^{(t_2-t_1)} \left[I_m^2 + 2 \cdot I_m \cdot \frac{V_i}{L} \cdot t + \left(\frac{V_i}{L} \cdot t \right)^2 \right] \cdot dt \right. \\
 &\quad \left. + \int_0^{(t_3-t_2)} I_M^2 \cdot dt + \int_0^{(t_4-t_3)} \left[I_M^2 + 2 \cdot I_M \cdot \frac{V_i - V_o}{L} \cdot t + \left(\frac{V_i - V_o}{L} \cdot t \right)^2 \right] \cdot dt \right\}} \\
 I_{Lef} &= \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left\{ I_m^2 \cdot t_1 + I_m^2 (t_2 - t_1) + I_m \cdot \frac{V_i}{L} \cdot (t_2 - t_1)^2 + \left(\frac{V_i}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_2 - t_1)^3}{3} + I_M^2 \cdot (t_3 - t_2) \right. \\
 &\quad \left. + I_M^2 \cdot (t_4 - t_3) + I_M \cdot \frac{V_i - V_o}{L} \cdot (t_4 - t_3)^2 + \left(\frac{V_i - V_o}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_4 - t_3)^3}{3} \right\}} \\
 I_{Lef} &= \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left\{ I_m^2 \cdot t_1 + I_m^2 (t_2 - t_1) + I_m \cdot \frac{V_i}{L} \cdot (t_2 - t_1)^2 + \left(\frac{V_i}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_2 - t_1)^3}{3} + I_M^2 \cdot t_1 \right. \\
 &\quad \left. + I_M^2 \cdot (t_4 - t_3) + I_M \cdot \frac{V_i - V_o}{L} \cdot (t_4 - t_3)^2 + \left(\frac{V_i - V_o}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_4 - t_3)^3}{3} \right\}} \quad (3.50)
 \end{aligned}$$

- **Corrente máxima**

O valor máximo da corrente no indutor é dado pela equação (3.51).

$$I_{Lm\acute{a}x} = I_M \quad (3.51)$$

- **Tensão máxima**

O valor máximo do módulo da tensão nos terminais do indutor depende da relação V_o/V_i . Quando esta relação é menor que 2 este valor é dado pela equação (3.52).

$$|V_L|_{m\acute{a}x} = V_i \quad (3.52)$$

Quando a relação V_o/V_i é maior que 2, o valor máximo do módulo da tensão nos terminais do indutor é dado pela equação (3.53).

$$|V_L|_{m\acute{a}x} = V_o - V_i \quad (3.53)$$

3.3.5.6. Capacitor C

De acordo com as etapas de operação apresentadas na seção 3.3.1 as formas de onda no capacitor C da Fig. 3.1, com o conversor operando no modo de condução contínua, são apresentadas na Fig. 3.16.

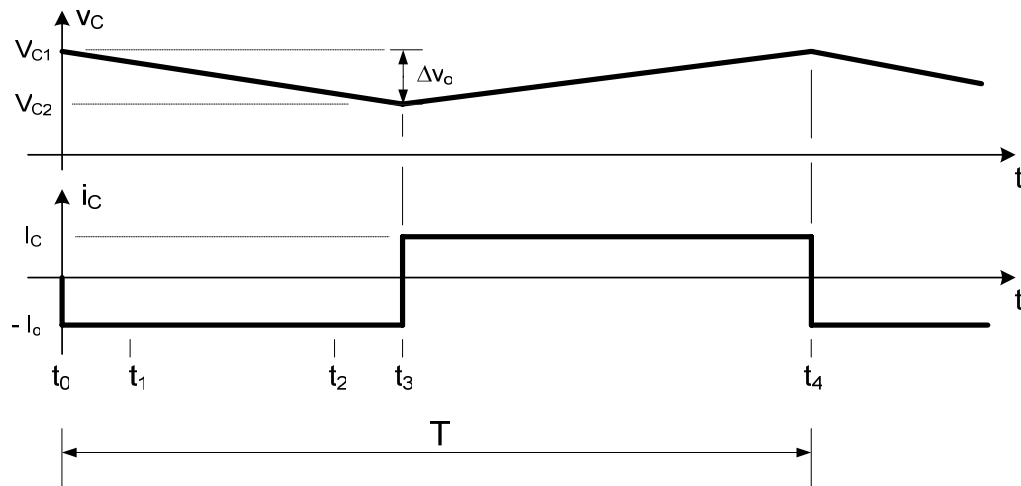


Fig. 3.16: Formas de onda no capacitor C para operação em condução contínua.

A corrente I_o da Fig. 3.16 é dada pela equação (3.54).

$$I_o = C \cdot \frac{\Delta v_o}{t_3} \tag{3.54}$$

A corrente I_c da Fig. 3.16 é dada pela equação (3.55).

$$I_c = C \cdot \frac{\Delta v_o}{(t_4 - t_3)} \tag{3.55}$$

- **Corrente eficaz**

A corrente eficaz no capacitor C é calculada com o uso da equação (3.56).

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_C^2(t) \cdot dt}$$

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\int_{t_0=0}^{t_3} (-I_o)^2 \cdot dt + \int_0^{(t_4-t_3)} (I_C)^2 \cdot dt \right]}$$

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot [I_o^2 \cdot t_3 + I_C^2 \cdot (t_4 - t_3)]} \quad (3.56)$$

- **Tensão máxima**

A tensão máxima nos terminais do capacitor, desconsiderando a ondulação Δv_o , é a própria tensão de saída V_o .

3.3.5.7. Resistor R_o

A Fig. 3.17 mostra as formas de onda teóricas no resistor R_o , desconsiderando a ondulação ΔV_o , que são válidas para os modos de condução contínua e crítica e independem da relação V_o/V_i .

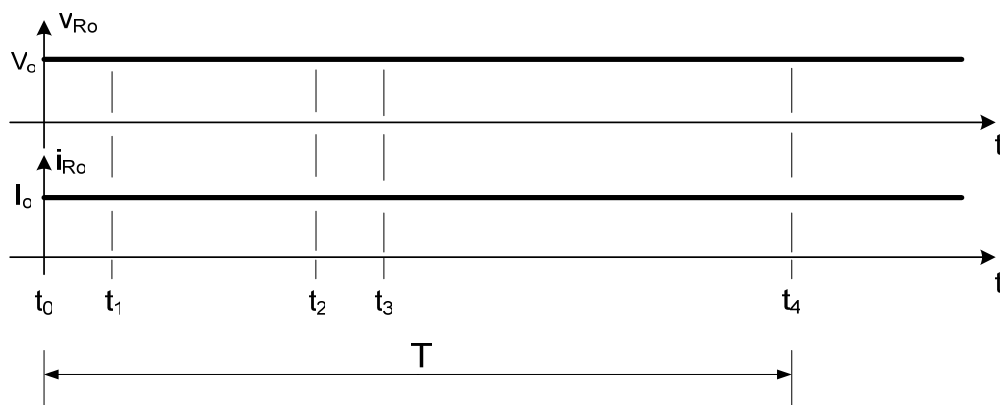


Fig. 3.17: Formas de onda no resistor R_o .

- **Potência**

A potência nominal do resistor R_o é calculada pelas equações (3.57) e (3.58).

$$P_o = R_o \cdot I_o^2 \quad (3.57)$$

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (3.58)$$

3.3.6. Simulação com componentes ideais

A seguir serão apresentados os resultados de simulação utilizando modelos de interruptor e diodo ideais.

As especificações do conversor para simulação com componentes ideais são apresentadas na Tabela 3.1.

V_i	500V	α	0,9
V_o	1100V	$\Delta I_L\%$	10%
P_o	500W	$\Delta V_o\%$	1%
f	50kHz		

Tabela 3.1: Especificações para simulação com componentes ideais do conversor CC-CC Boost de três níveis operando no modo de condução contínua.

O circuito simulado é mostrado na Fig. 3.18.

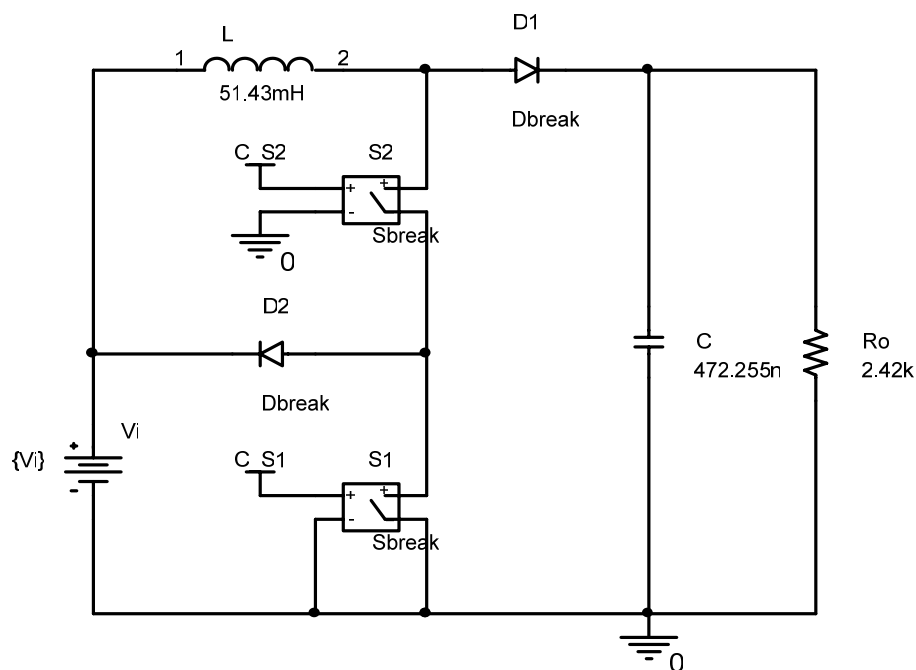


Fig. 3.18: Circuito para simulação com componentes ideais do conversor CC-CC Boost de três níveis operando no modo de condução contínua.

A Fig. 3.19 mostra a ordem de comando para os interruptores S1 e S2.

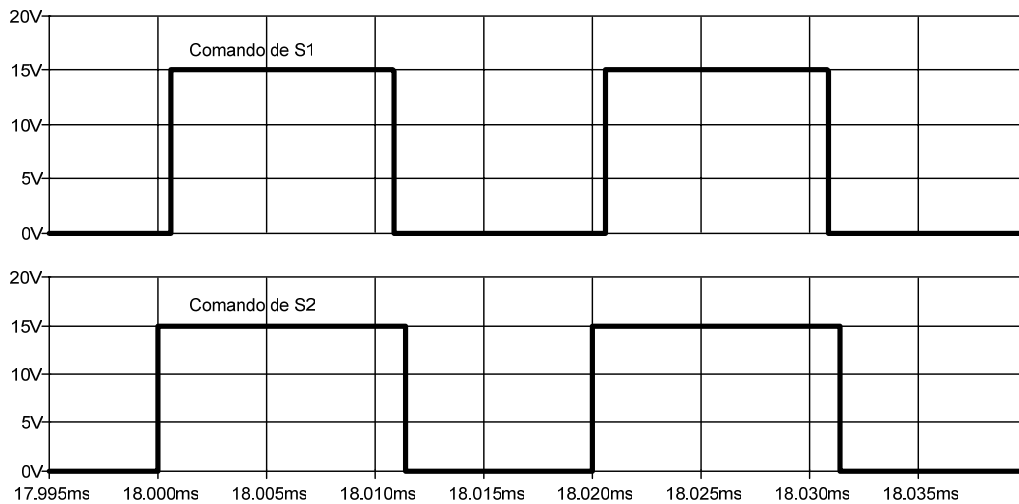


Fig. 3.19: Ordem de comando para os interruptores S1 e S2.

A Fig. 3.20 mostra a corrente no indutor L.

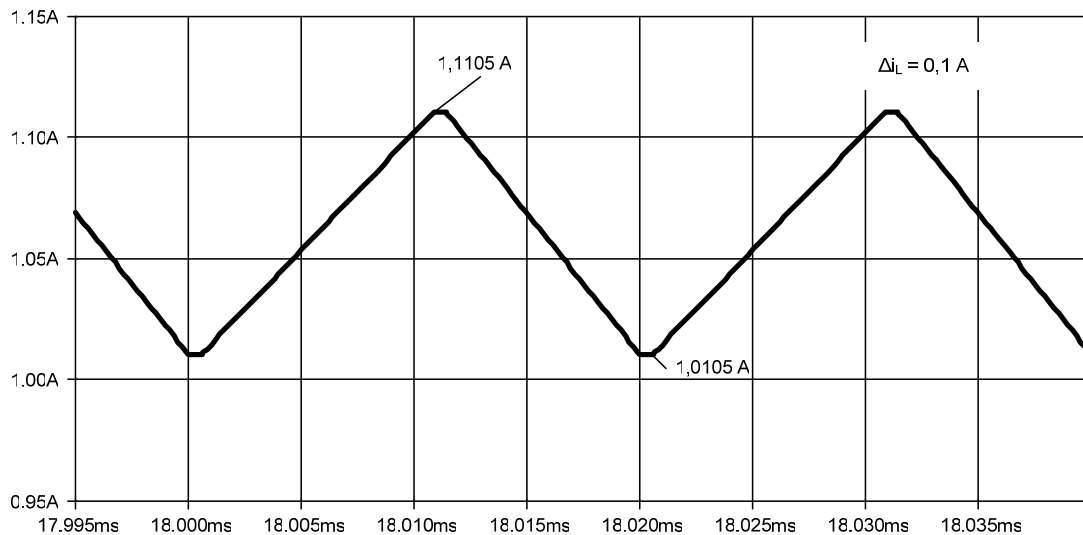


Fig. 3.20: Corrente no indutor L.

A Fig. 3.21 mostra a forma de onda de tensão sobre os interruptores S1 e S2.

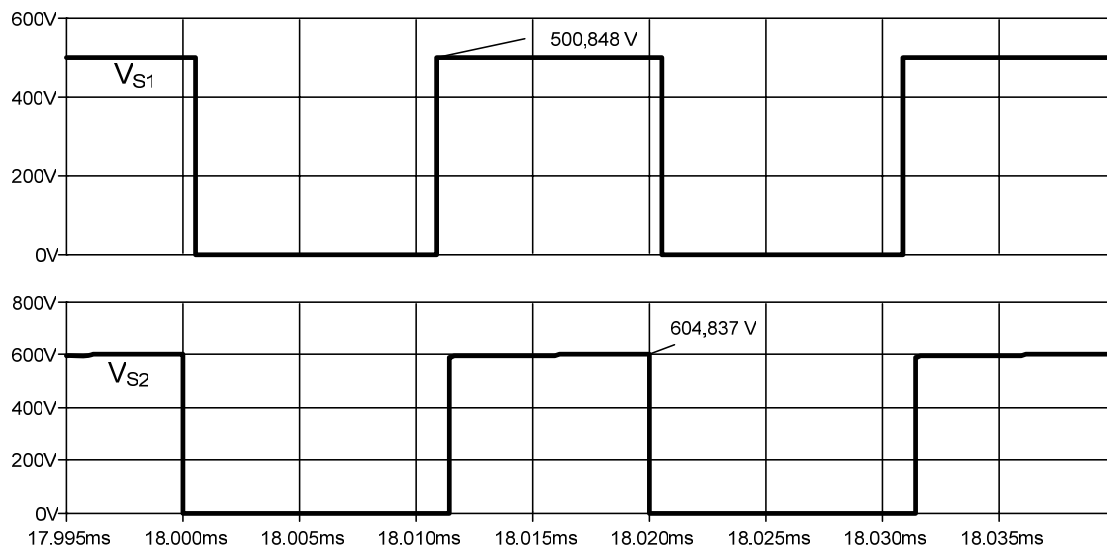


Fig. 3.21: Tensão sobre os interruptores S1 e S2.

A Fig. 3.22 mostra a tensão na saída do conversor.

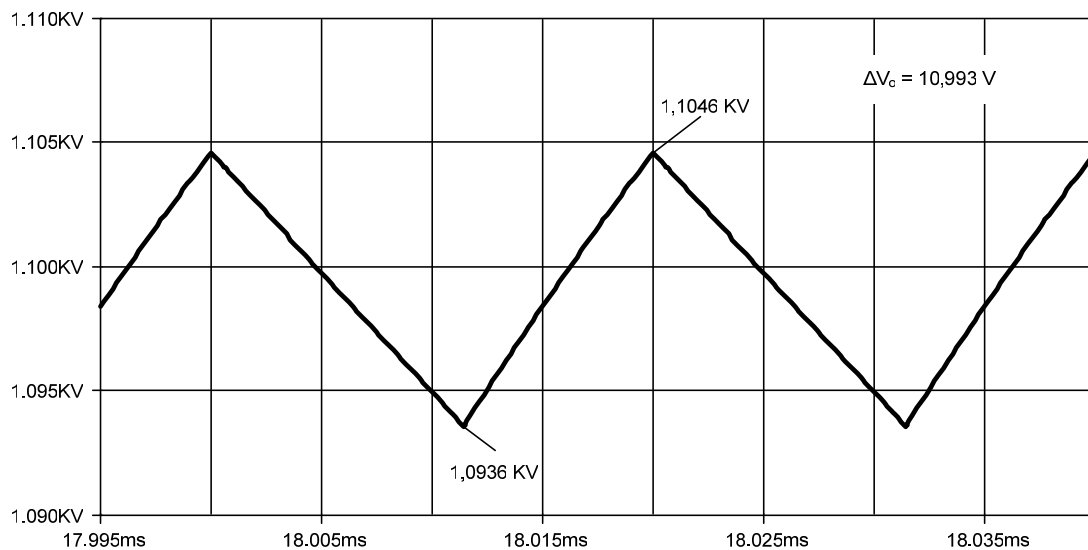


Fig. 3.22: Forma de onda da tensão V_o na saída do conversor.

3.4. Operação no Modo de Condução Crítica

Nesta seção serão apresentadas as etapas de operação, as formas de onda básicas, o ganho estático ideal, a ondulação da corrente no indutor L, o dimensionamento dos componentes do conversor e a simulação com componentes ideais considerando o conversor CC-CC Boost de três níveis operando no modo de condução crítica.

3.4.1. Etapas de operação

As etapas de operação para o modo de condução crítica são as mesmas descritas para o modo de condução contínua. O que difere estes dois modos de operação é o fato que na Fig. 3.7 o valor I_m é igual à zero. Dessa forma, durante a primeira etapa de funcionamento, a corrente no indutor L é nula e se anula exatamente no final do período de operação do conversor.

3.4.2. Formas de onda básicas

As formas de onda básicas para operação no modo de condução crítica, considerando a situação “a” da 4ª etapa de operação, são apresentadas na Fig. 3.23 que também pode ser obtida fazendo $I_m = 0$ na Fig. 3.7.

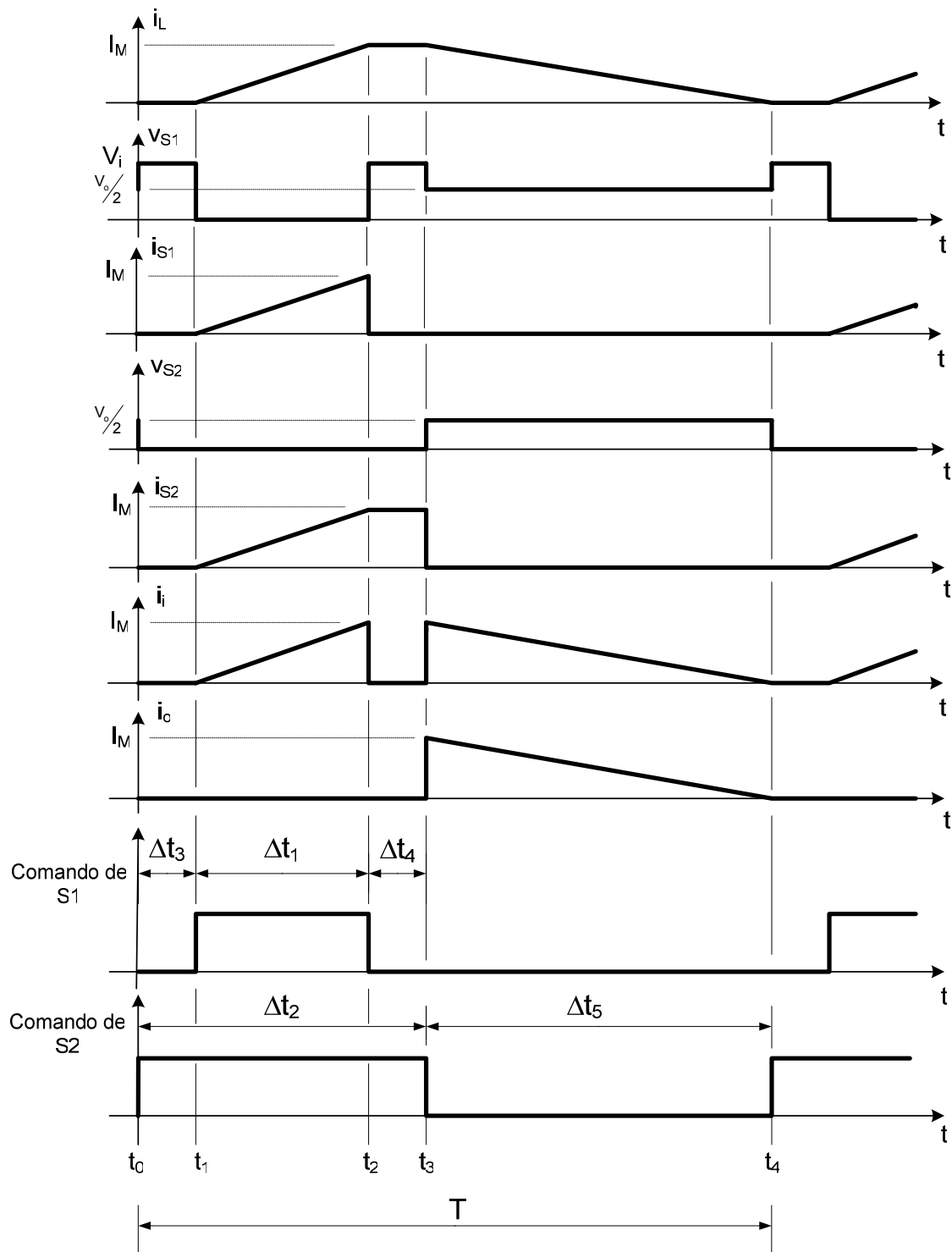


Fig. 3.23: Formas de onda básicas do conversor Boost de três níveis operando no modo de condução crítica considerando a situação "a" da 4ª etapa de operação.

3.4.3. Ondulação da corrente no indutor L

No caso particular da condução crítica a ondulação de corrente no indutor L se confunde com a própria corrente de pico. Assim:

$$\Delta i_L = I_M = \frac{V_i \cdot D_1}{L \cdot f} \quad (3.59)$$

A corrente média na saída I_o , de acordo com a forma de onda na Fig. 3.23, é dada pela equação (3.60).

$$I_o = \frac{1}{T} \cdot \frac{1}{2} \cdot I_M \cdot \Delta t_5$$

$$I_o = \frac{1}{2} \cdot I_M \cdot D_5 \quad (3.60)$$

Substituindo a expressão (1.1) na expressão (3.60) encontra-se a expressão (3.61) da corrente média na saída em função de I_M e D_2 .

$$I_o = \frac{1}{2} \cdot I_M \cdot (1 - D_2) \quad (3.61)$$

Isolando I_M na expressão (3.61) obtêm-se a equação (3.62) do valor máximo da corrente no indutor L em função de I_o e D_2 .

$$I_M = \frac{2 \cdot I_o}{(1 - D_2)} \quad (3.62)$$

3.4.4. Cálculo da indutância crítica

É possível obter a indutância crítica fazendo $I_m = 0$ na equação (3.13). Assim:

$$0 = \frac{I_o}{(1-D_2)} - \frac{V_i \cdot D_1}{2 \cdot L \cdot f} \quad (3.63)$$

Isolando L na equação (3.63) encontra-se uma expressão para o cálculo da indutância crítica L_{Cr} .

$$L_{Cr} = \frac{V_i \cdot D_1 \cdot (1-D_2)}{2 \cdot f \cdot I_o} \quad (3.64)$$

Isolando L na equação (3.59) encontra-se a equação (3.65) que é outra equação para o cálculo da indutância crítica em função de Δi_L .

$$L_{Cr} = \frac{V_i \cdot D_1}{\Delta i_L \cdot f} \quad (3.65)$$

3.4.5. Dimensionamento dos componentes do conversor

No modo de condução crítica as equações para o dimensionamento podem ser obtidas através das formas de onda em cada componente do circuito ou fazendo $I_m = 0$ nas equações para o dimensionamento no modo de condução contínua.

3.4.5.1. Interruptor S1

As formas de onda no interruptor S1 da Fig. 3.1, com o conversor operando no modo de condução crítica, são apresentadas na Fig. 3.24.

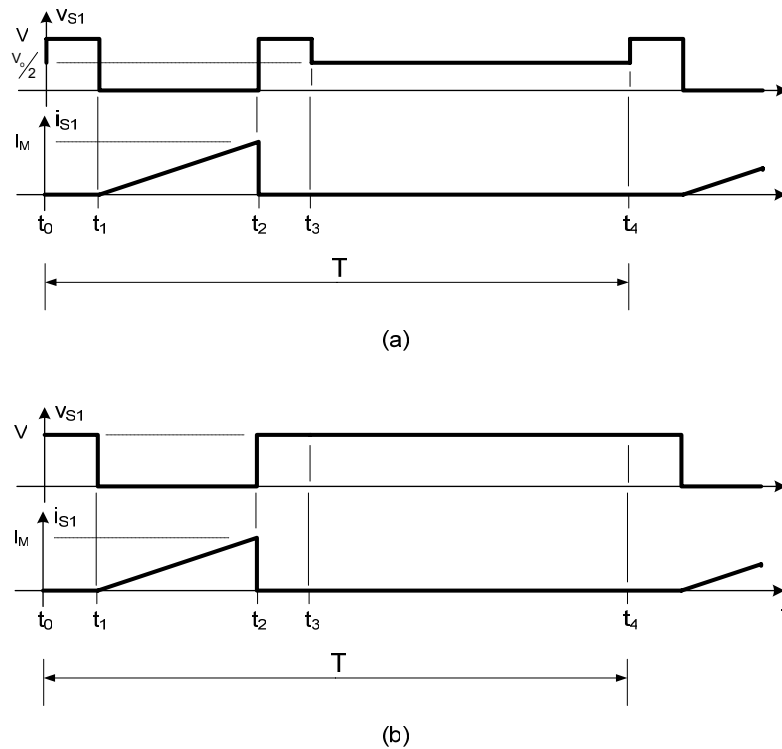


Fig. 3.24: Formas de onda no interruptor S1 para operação em condução crítica: (a) $V_o/V_i < 2$ e (b) $V_o/V_i \geq 2$.

- **Corrente média**

A corrente média no interruptor S1 é dada pela expressão (3.66).

$$I_{S1} = \frac{1}{T} \cdot \frac{I_M \cdot \Delta t_1}{2} \tag{3.66}$$

- **Corrente eficaz**

A corrente eficaz no interruptor S1 é calculada através da equação (3.22).

Entre os instantes de tempo t_1 e t_2 a corrente $i_{S1}(t)$ é dada pela equação (3.67).

$$i_{S1}(t) = \frac{V_i}{L} \cdot t \tag{3.67}$$

Substituindo (3.67) em (3.22) encontra-se a equação (3.68).

$$I_{S1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{(t_2-t_1)} \left(\frac{V_i}{L} \cdot t\right)^2 \cdot dt}$$

$$I_{S1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\left(\frac{V_i}{L}\right)^2 \cdot \frac{(t_2-t_1)^3}{3} \right]} \tag{3.68}$$

- **Corrente máxima**

A corrente máxima que flui através do interruptor S1 é dada pela equação (3.25).

- **Tensão máxima**

A tensão máxima à qual o interruptor S1 é submetido é dada pela equação (3.26) e independe de V_o/V_i .

3.4.5.2. Interruptor S2

As formas de onda no interruptor S2 da Fig. 3.1, com o conversor operando no modo de condução crítica, são apresentadas na Fig. 3.25.

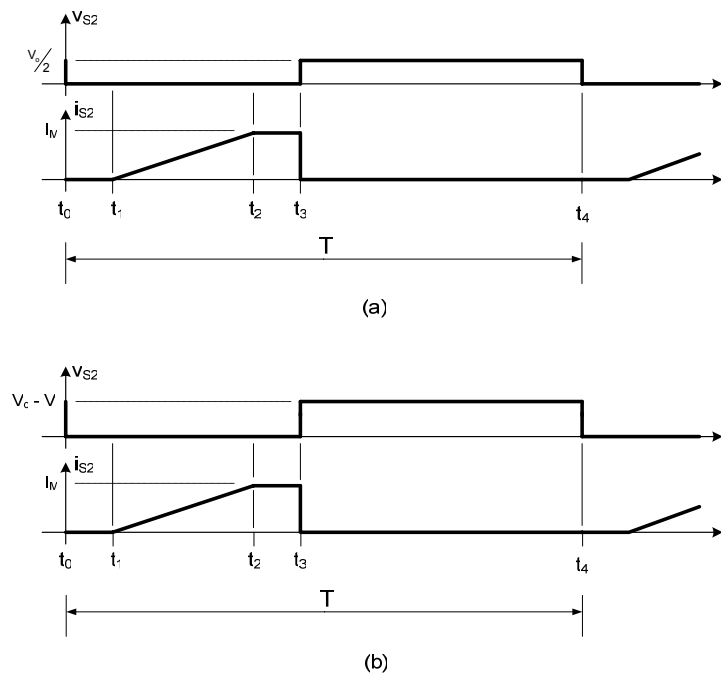


Fig. 3.25: Formas de onda no interruptor S2 para operação em condução crítica: (a) $V_o/V_i < 2$ e (b) $V_o/V_i \geq 2$.

- **Corrente média**

A corrente média no interruptor S2 é dada pela equação (3.69).

$$I_{S2} = \frac{1}{T} \cdot \left[I_M \cdot \left(\Delta t_3 + \frac{\Delta t_1}{2} \right) \right] \quad (3.69)$$

Obs: $\Delta t_3 = \Delta t_4$.

- **Corrente eficaz**

A corrente eficaz no interruptor S2 é dada pela equação (3.28).

Entre os instantes de tempo t_1 e t_2 a corrente $i_{S2}(t)$ é dada pela equação (3.70).

$$i_{S2}(t) = \frac{V_i}{L} \cdot t \quad (3.70)$$

Durante os intervalos de tempo t_2 e t_3 a corrente $i_{S2}(t)$ é dada pela equação (3.71).

$$i_{S2}(t) = I_M \quad (3.71)$$

Substituindo as equações (3.70) e (3.71) em (3.28) encontra-se a equação (3.72) para o cálculo da corrente eficaz no interruptor S2.

$$I_{S2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left(\int_0^{(t_2-t_1)} \left(\frac{V_i}{L} \cdot t \right)^2 \cdot dt + \int_0^{(t_3-t_2)} I_M^2 \cdot dt \right)}$$

$$I_{S2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left(\left(\frac{V_i}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_2 - t_1)^3}{3} + I_M^2 \cdot (t_3 - t_2) \right)} \quad (3.72)$$

- **Corrente Máxima**

A corrente máxima no interruptor S2 é dada pela equação (3.33).

- **Tensão Máxima**

A tensão máxima no interruptor S2 depende da relação V_o/V_i e quando $V_o/V_i < 2$ esta é dada pela equação (3.34).

Quando $V_o/V_i \geq 2$ a tensão máxima no interruptor S2 é dada pela equação (3.35).

3.4.5.3. Diodo D1

As formas de onda no diodo D1 da Fig. 3.1, com o conversor operando no modo de condução crítica, são apresentadas na Fig. 3.26. A forma de onda da tensão no diodo D1 independe da relação V_o/V_i .

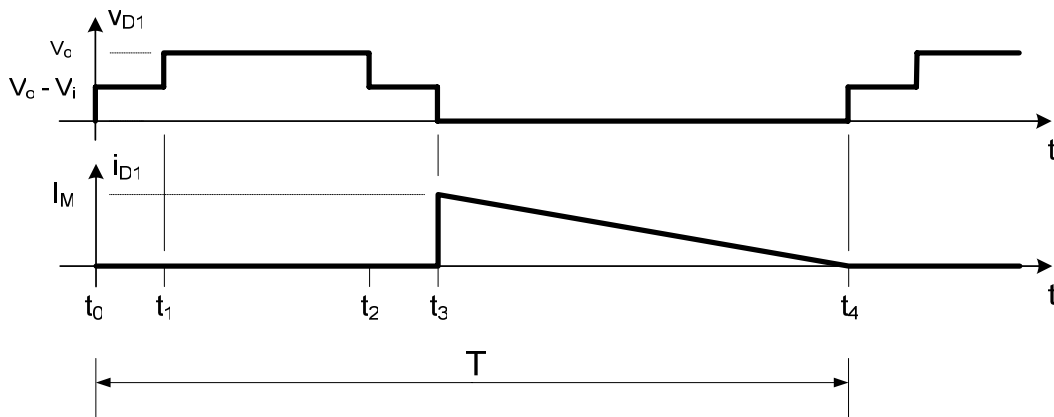


Fig. 3.26: Formas de onda no diodo D1 para operação em condução contínua.

- **Corrente média**

A corrente média no diodo D1 é dada pela equação (3.73).

$$I_{D1} = \frac{1}{T} \cdot \frac{I_M \cdot (t_4 - t_3)}{2} \tag{3.73}$$

- **Corrente eficaz**

A corrente eficaz no diodo D1 é dada pela equação (3.39).

- **Corrente máxima**

O valor máximo da corrente no diodo D1 é dado pela equação (3.40).

- **Tensão reversa máxima**

A máxima tensão reversa sobre o diodo D1 é dada pela equação (3.41).

3.4.5.4. Diodo D2

As formas de onda no diodo D2 da Fig. 3.1, com o conversor operando no modo de condução crítica, são apresentadas na Fig. 3.27.

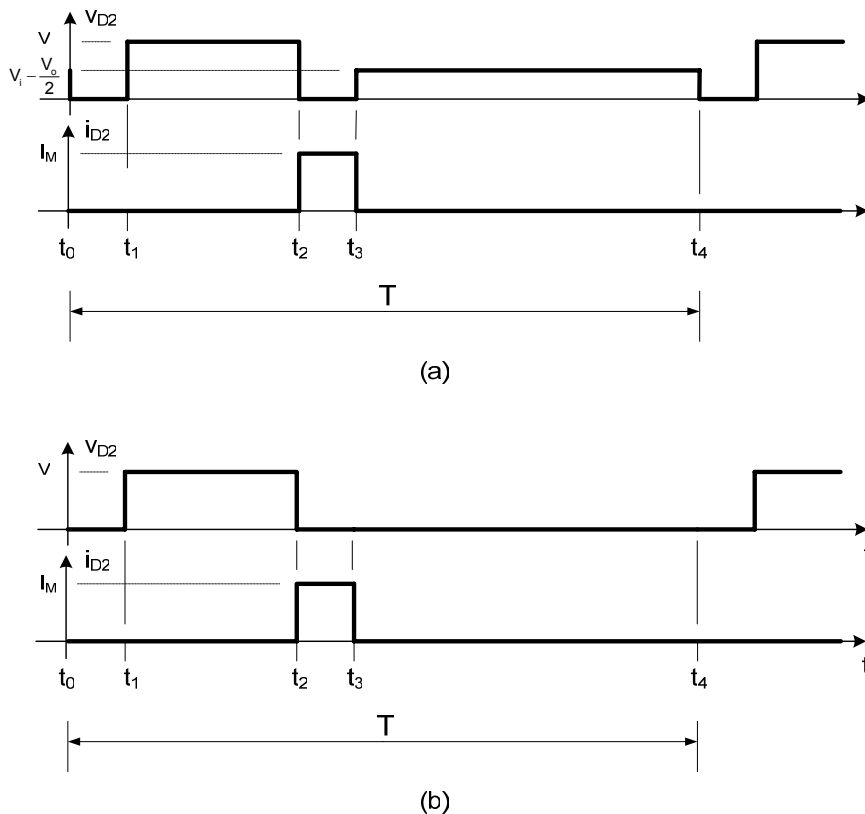


Fig. 3.27: Formas de onda no diodo D2 para operação em condução crítica: (a) $V_o/V_i < 2$ e (b) $V_o/V_i \geq 2$.

- **Corrente média**

A corrente média no diodo D2 é dada pela equação (3.74).

$$I_{D2} = \frac{1}{T} \cdot I_M \cdot t_1 \tag{3.74}$$

Obs.: $t_0 = 0$ e $t_1 = t_3 - t_2$.

- **Corrente eficaz**

A corrente eficaz no diodo D2 é dada pela equação (3.43).

Entre os instantes de tempo t_2 e t_3 a corrente $i_{D2}(t)$ é dada pela equação (3.45).

$$i_{D2}(t) = I_M \quad (3.75)$$

Substituindo a equação (3.75) em (3.43) encontra-se a equação (3.76) que permite calcular a corrente eficaz no diodo D2 em função de I_M , t_1 e T .

$$I_{D2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{(t_3-t_2)} I_M^2 \cdot dt}$$

$$I_{D2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot I_M^2 \cdot (t_3 - t_2)}$$

$$I_{D2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot I_M^2 \cdot t_1} \quad (3.76)$$

- **Corrente máxima**

O valor máximo da corrente no diodo D2 é dado pela equação (3.47).

- **Tensão reversa máxima**

A máxima tensão reversa sobre o diodo D2 é dada pela equação (3.48).

3.4.5.5. Indutor L

As formas de onda no indutor L da Fig. 3.1, com o conversor operando no modo de condução crítica, são apresentadas na Fig. 3.28.

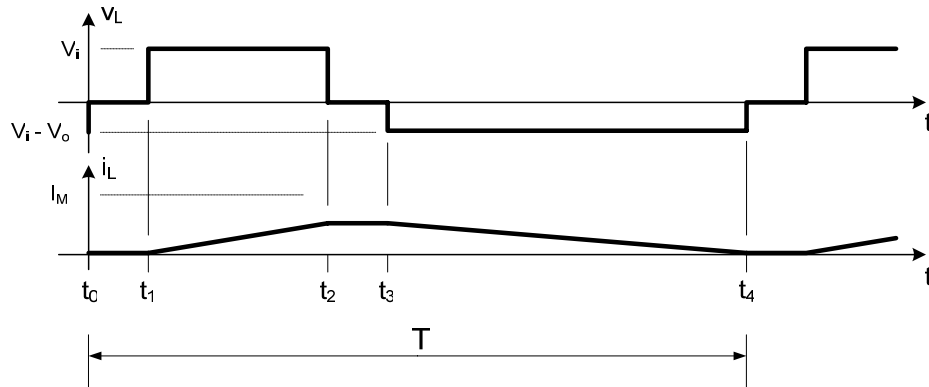


Fig. 3.28: Formas de onda no indutor L para operação em condução crítica.

- **Corrente média**

A corrente média no indutor L é dada pela equação (3.77).

$$I_L = \frac{1}{T} \left[I_M \cdot t_1 + \frac{I_M \cdot (t_2 - t_1)}{2} + \frac{I_M \cdot (t_4 - t_3)}{2} \right]$$

$$I_L = \frac{1}{T} \left\{ I_M \cdot \left[t_1 + \frac{(t_2 - t_1) + (t_4 - t_3)}{2} \right] \right\} \quad (3.77)$$

Obs.: $t_0 = 0$ e $t_1 = t_3 - t_2$.

- **Corrente eficaz**

Utilizando a equação (3.78) é possível calcular a corrente eficaz no indutor L.

$$I_{Lef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_L^2(t) \cdot dt}$$

$$I_{Lef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{(t_2-t_1)} \left(\frac{V_i}{L} \cdot t \right)^2 \cdot dt + \int_0^{(t_3-t_2)} I_M^2 \cdot dt + \int_0^{(t_4-t_3)} \left(I_M + \frac{V_i - V_o}{L} \cdot t \right)^2 \cdot dt \right]}$$

$$I_{Lef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left\{ \int_0^{(t_2-t_1)} \left(\frac{V_i}{L} \cdot t \right)^2 \cdot dt + \int_0^{(t_3-t_2)} I_M^2 \cdot dt + \int_0^{(t_4-t_3)} \left[I_M^2 + 2 \cdot I_M \cdot \frac{V_i - V_o}{L} \cdot t + \left(\frac{V_i - V_o}{L} \cdot t \right)^2 \right] \cdot dt \right\}}$$

$$I_{Lef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left\{ \begin{aligned} &\left(\frac{V_i}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_2 - t_1)^3}{3} + I_M^2 \cdot (t_3 - t_2) + I_M^2 \cdot (t_4 - t_3) \\ &+ I_M \cdot \frac{V_i - V_o}{L} \cdot (t_4 - t_3)^2 + \left(\frac{V_i - V_o}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_4 - t_3)^3}{3} \end{aligned} \right\}}$$

$$I_{Lef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left\{ \begin{aligned} &\left(\frac{V_i}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_2 - t_1)^3}{3} + I_M^2 \cdot t_1 + I_M^2 \cdot (t_4 - t_3) \\ &+ I_M \cdot \frac{V_i - V_o}{L} \cdot (t_4 - t_3)^2 + \left(\frac{V_i - V_o}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_4 - t_3)^3}{3} \end{aligned} \right\}} \quad (3.78)$$

- **Corrente máxima**

O valor máximo da corrente no indutor é dado pela equação (3.51).

- **Tensão máxima**

O valor máximo do módulo da tensão nos terminais do indutor depende da relação V_o/V_i . Quando esta relação é menor que dois este valor é dado pela equação (3.52).

Quando a relação V_o/V_i é maior que dois, o valor máximo do módulo da tensão nos terminais do indutor é dado pela equação (3.53).

3.4.5.6. Capacitor C

As formas de onda no capacitor C da Fig. 3.1, com o conversor operando no modo de condução crítica, são apresentadas na Fig. 3.29.

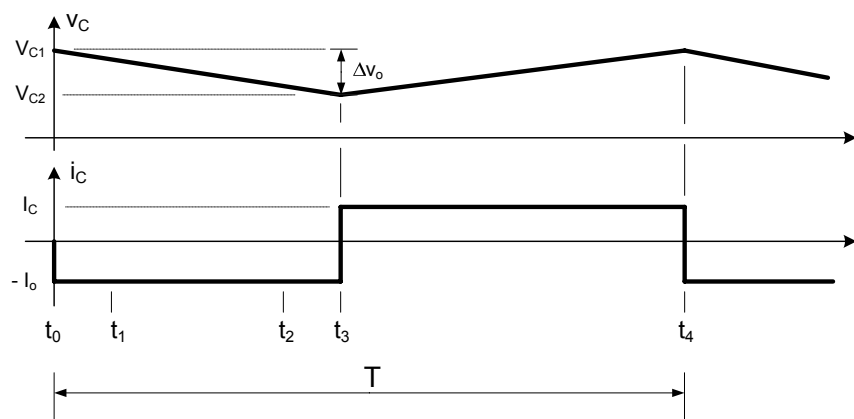


Fig. 3.29: Formas de onda no capacitor C para operação em condução crítica.

- **Corrente eficaz**

A corrente eficaz no capacitor pode ser calculada através da equação (2.56) que é a mesma equação para o modo de condução contínua.

- **Tensão máxima**

A tensão máxima nos terminais do capacitor, desconsiderando a ondulação Δv_o , é a própria tensão de saída V_o .

3.4.5.7. Resistor R_o

As formas de onda Teóricas no resistor R_o com o conversor operando no modo de condução crítica são as mesmas para o modo de condução contínua já apresentadas na Fig. 3.17.

O dimensionamento do resistor R_o pode ser feito através das equações (3.57) e (3.58).

3.4.6. Simulação com componentes ideais

A seguir serão apresentados os resultados de simulação utilizando modelos de interruptor e diodo ideais para o conversor operando no modo de condução crítica.

As especificações do conversor para simulação com componentes ideais são apresentadas na Tabela 3.2.

V_i	500V	f	50kHz
V_o	1100V	α	0,9
P_o	500W	$\Delta v_o\%$	1%

Tabela 3.2: Especificações para simulação com componentes ideais do conversor CC-CC Boost de três níveis operando no modo de condução crítica.

O circuito simulado é mostrado na Fig. 3.30.

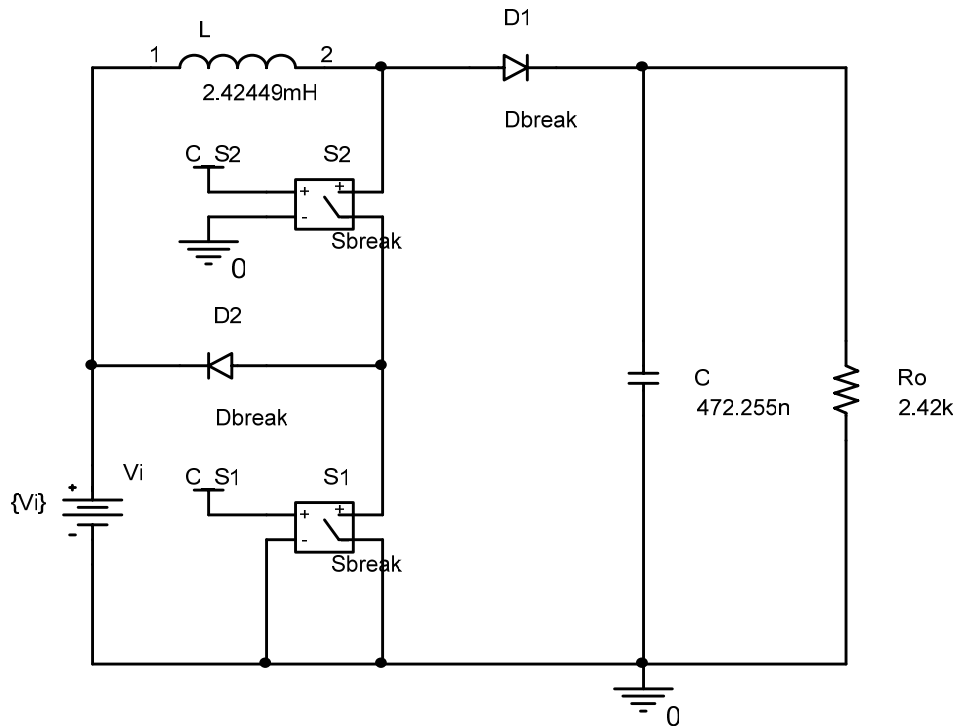


Fig. 3.30: Circuito para simulação com componentes ideais do conversor CC-CC Boost de três níveis operando no modo de condução crítica.

A Fig. 3.31 mostra a ordem de comando para os interruptores S_1 e S_2 .

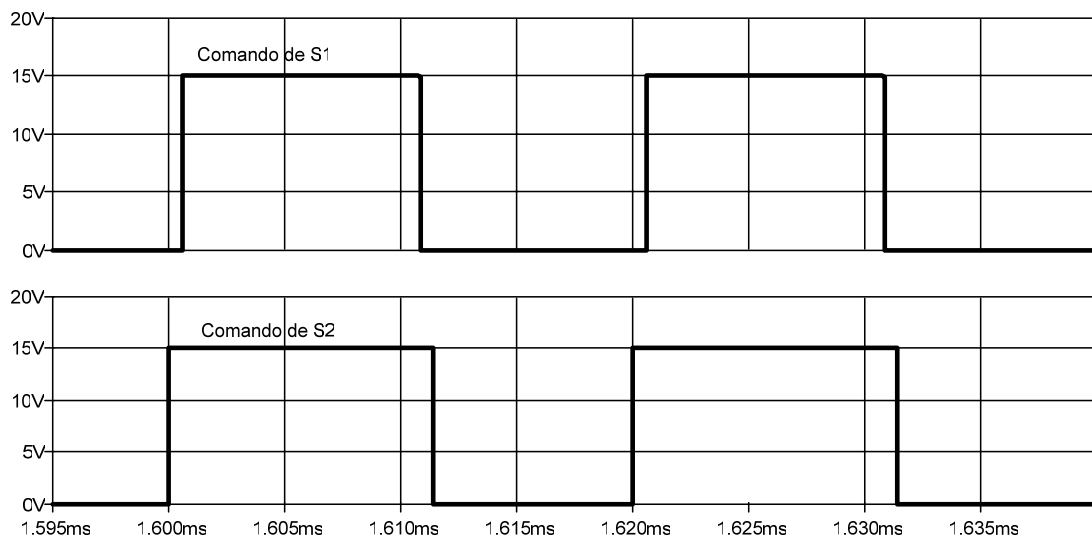


Fig. 3.31: Ordem de comando para os interruptores S_1 e S_2 .

A Fig. 3.32 mostra a corrente no indutor L.

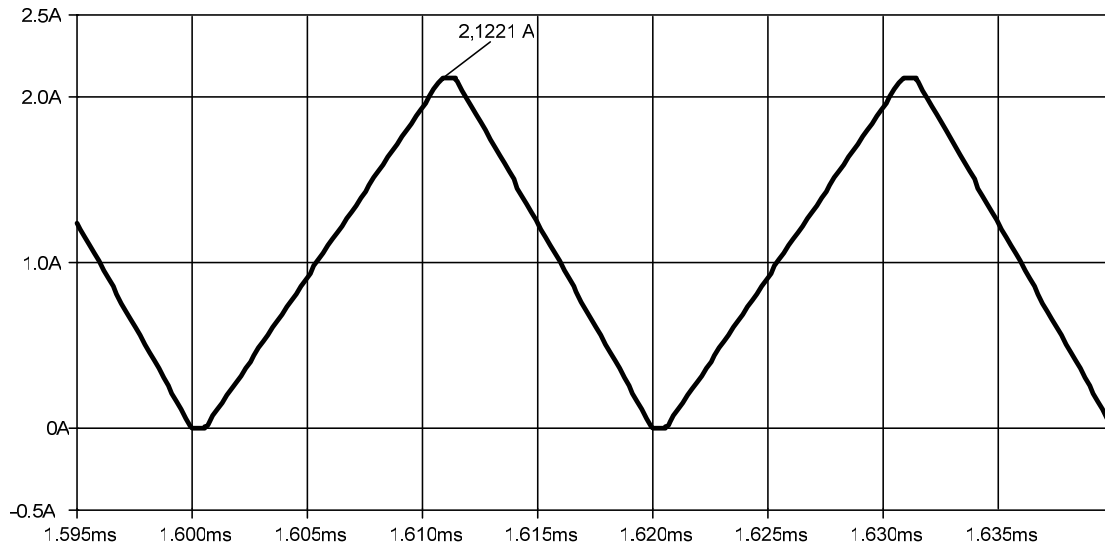


Fig. 3.32: Corrente no indutor L.

A Fig. 3.33 mostra a forma de onda de tensão sobre os interruptores S1 e S2.

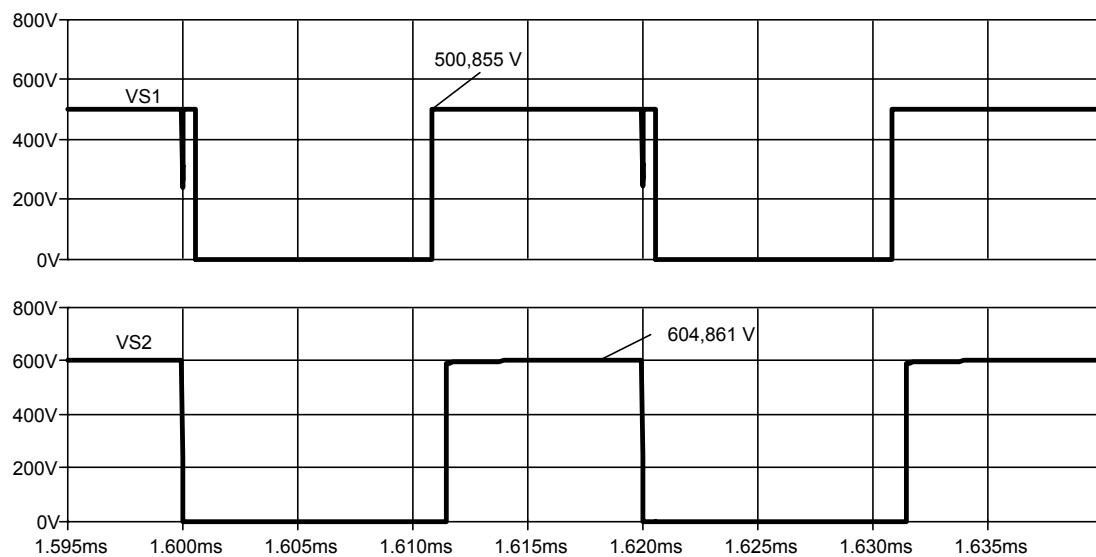


Fig. 3.33: Tensão sobre os interruptores S1 e S2.

A Fig. 3.34 mostra a tensão na saída do conversor.

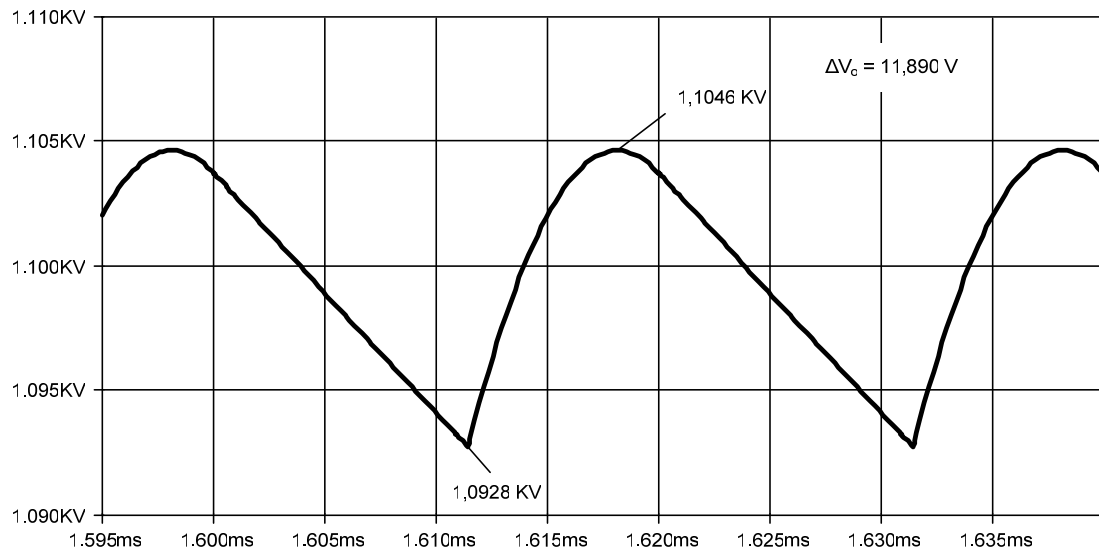


Fig. 3.34: Forma de onda da tensão V_o na saída do conversor.

3.5. Operação no Modo de Condução Descontínua

Nesta seção serão apresentadas as etapas de operação, as formas de onda básicas, o ganho estático ideal, a ondulação da corrente no indutor L, o dimensionamento dos componentes do conversor e a simulação com componentes ideais para o conversor CC-CC Boost de três níveis operando no modo de condução descontínua.

3.5.1. Etapas de operação

1ª Etapa (t_0, t_1)

No instante t_0 o interruptor S2 é comandado a conduzir, mas a corrente no indutor L é nula.

O diodo D1 se encontra bloqueado com tensão reversa igual à $(V_o - V_i)$ como mostrado na Fig. 3.35.

A tensão sobre o interruptor S1 é igual a V_i .

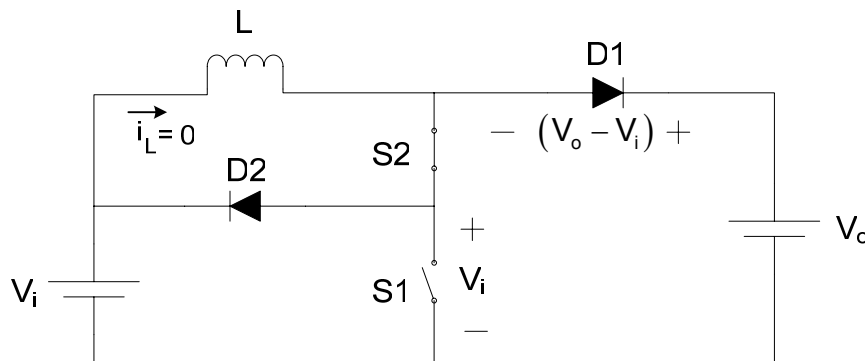


Fig. 3.35: Primeira etapa de operação.

Durante esta etapa:

- A tensão sobre o interruptor S1 é igual a V_i .
Esta etapa termina quando o interruptor S1 é comandado a conduzir.

2ª Etapa (t_1, t_2)

A Fig. 3.36 ilustra a segunda etapa. No instante t_1 o interruptor S1 é comandado a conduzir e a corrente no indutor L, partindo de zero, cresce linearmente com taxa igual a $(V_i - V_o)/L$ através dos interruptores S2 e S1.

Os diodos D1 e D2 encontram-se bloqueados com tensão reversa respectivamente igual à V_o e V_i .

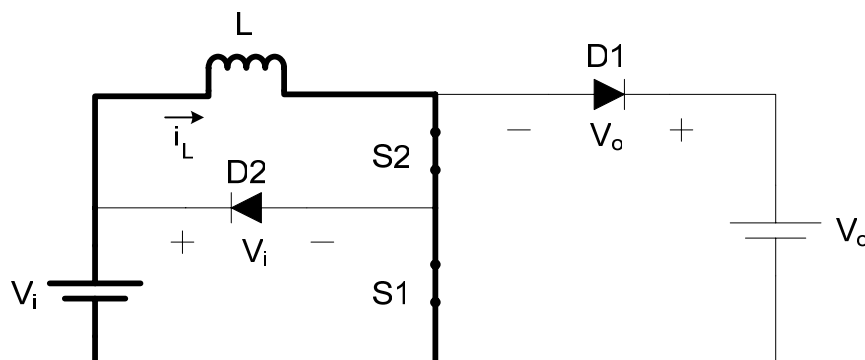


Fig. 3.36: Segunda etapa de operação.

Durante esta etapa:

- A fonte V_i transfere energia para o indutor L.
Esta etapa termina quando o interruptor S1 é comandado a bloquear.

3ª Etapa (t_2, t_3)

No instante t_2 o interruptor S1 é comandado a bloquear e a corrente no indutor L fica confinada na malha LS2D2.

O diodo D1 se encontra bloqueado com tensão reversa igual à $(V_o - V_i)$ como mostrado na Fig. 3.37.

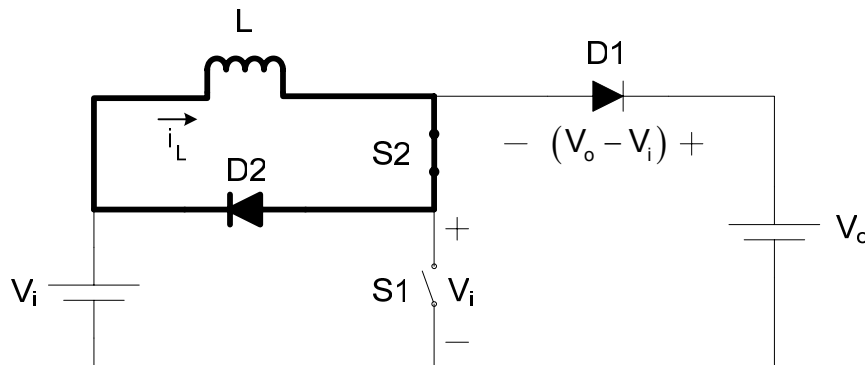


Fig. 3.37: Terceira etapa de operação.

Nesta etapa:

- O interruptor S2 e o diodo D2 conduzem a corrente i_L ;
- A tensão sobre o interruptor S1 é igual a V_i .

Esta etapa termina quando o interruptor S2 é comandado a bloquear.

4ª Etapa (t_3, t_4) - Situação “a”

A Fig. 3.38 ilustra a situação “a” da quarta etapa de operação. No instante t_3 o interruptor S2 é comandado a bloquear e ambos interruptores permanecem bloqueados.

Quando a relação V_o/V_i é menor que dois o diodo D2 não é diretamente polarizado e permanece bloqueado com tensão reversa igual a $(V_i - V_o/2)$ fazendo com que a tensão sobre os interruptores seja igual à $V_o/2$.

O diodo D1 entra em condução permitindo que haja transferência de energia da fonte V_i para o indutor L e para a fonte V_o (carga).

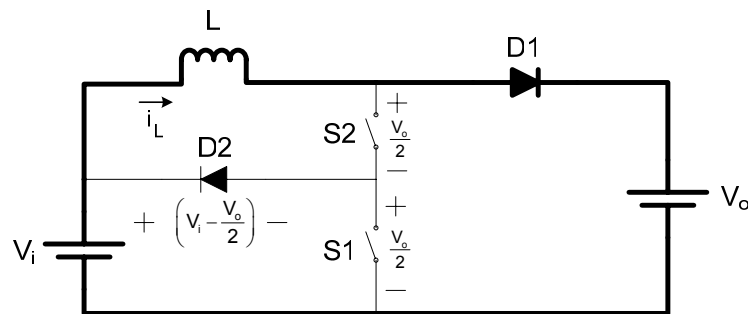


Fig. 3.38: Quarta etapa de operação, situação “a”.

Durante esta etapa:

- A fonte V_i transfere energia para o indutor L e para a fonte V_o (carga);
- A tensão sobre os interruptores $S1$ e $S2$ é igual à $V_o / 2$.

Esta etapa termina quando a corrente no indutor L se anula e os interruptores $S1$ e $S2$ encontram-se bloqueados.

4ª Etapa (t_3, t_4) - Situação “b”

A Fig. 3.39 ilustra a situação “b” da quarta etapa de operação. No instante t_3 o interruptor $S2$ é comandado a bloquear e ambos interruptores permanecem bloqueados.

Quando a relação V_o/V_i é maior ou igual a dois o diodo $D2$, na prática, é diretamente polarizado e conduz uma corrente de pequeno valor, fazendo com que o valor da tensão sobre os interruptores $S1$ e $S2$ seja respectivamente igual a V_i e $(V_o - V_i)$.

O diodo $D1$ entra em condução permitindo que haja transferência de energia da fonte V_i para o indutor L e para a fonte V_o (carga).

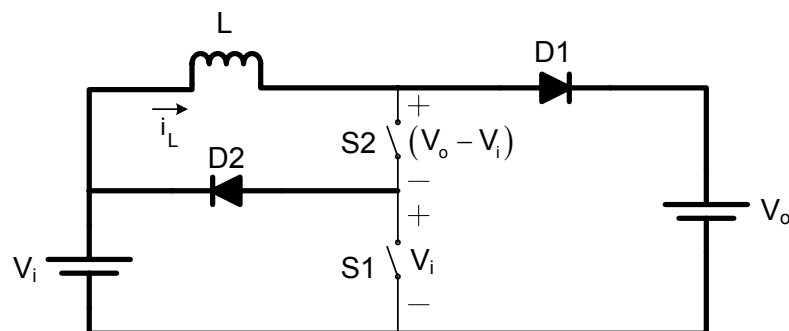


Fig. 3.39: Quarta etapa de operação, situação “b”.

Durante esta etapa:

- A fonte V_i transfere energia para o indutor L e para a fonte V_o (carga);
- A tensão sobre os interruptores $S1$ e $S2$ é igual a V_i e $(V_o - V_i)$ respectivamente.

Esta etapa termina quando a corrente no indutor L se anula e os interruptores $S1$ e $S2$ encontram-se bloqueados.

5ª Etapa (t_4, t_5)

A Fig. 3.40 ilustra a quinta etapa de operação. No instante t_4 a corrente no indutor L se anula e os interruptores $S1$ e $S2$ encontram-se bloqueados.

A tensão sobre os interruptores $S1$ e $S2$ é igual a $V_i / 2$.

Os diodos $D1$ e $D2$ se encontram bloqueados com tensão reversa respectivamente igual à $(V_o - V_i)$ e $(V_i - V_i/2)$.

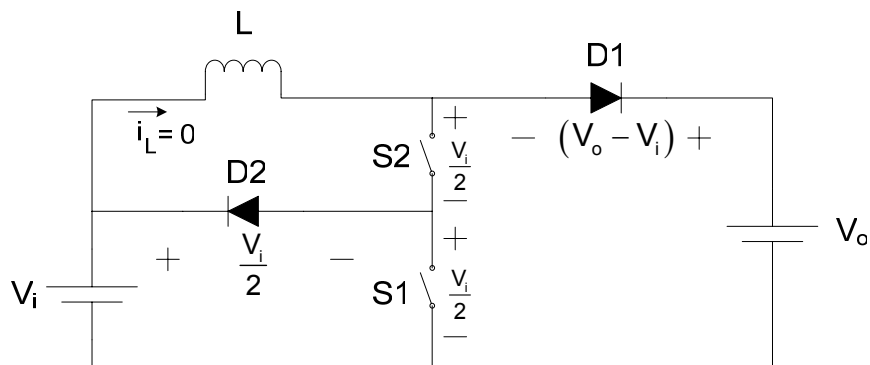


Fig. 3.40: Quinta etapa de operação.

Durante esta etapa:

- A tensão sobre os interruptores $S1$ e $S2$ é igual a $V_i / 2$.

Esta etapa termina quando o interruptor $S2$ é comandado a conduzir dando início a outro período de funcionamento.

3.5.2. Formas de onda básicas

De acordo com as etapas explicadas na seção anterior, considerando a situação “a” da 4ª etapa de operação, a estrutura operando no modo de condução descontínua apresenta as formas de onda da Fig. 3.41 que mostra também os intervalos de tempo correspondentes.

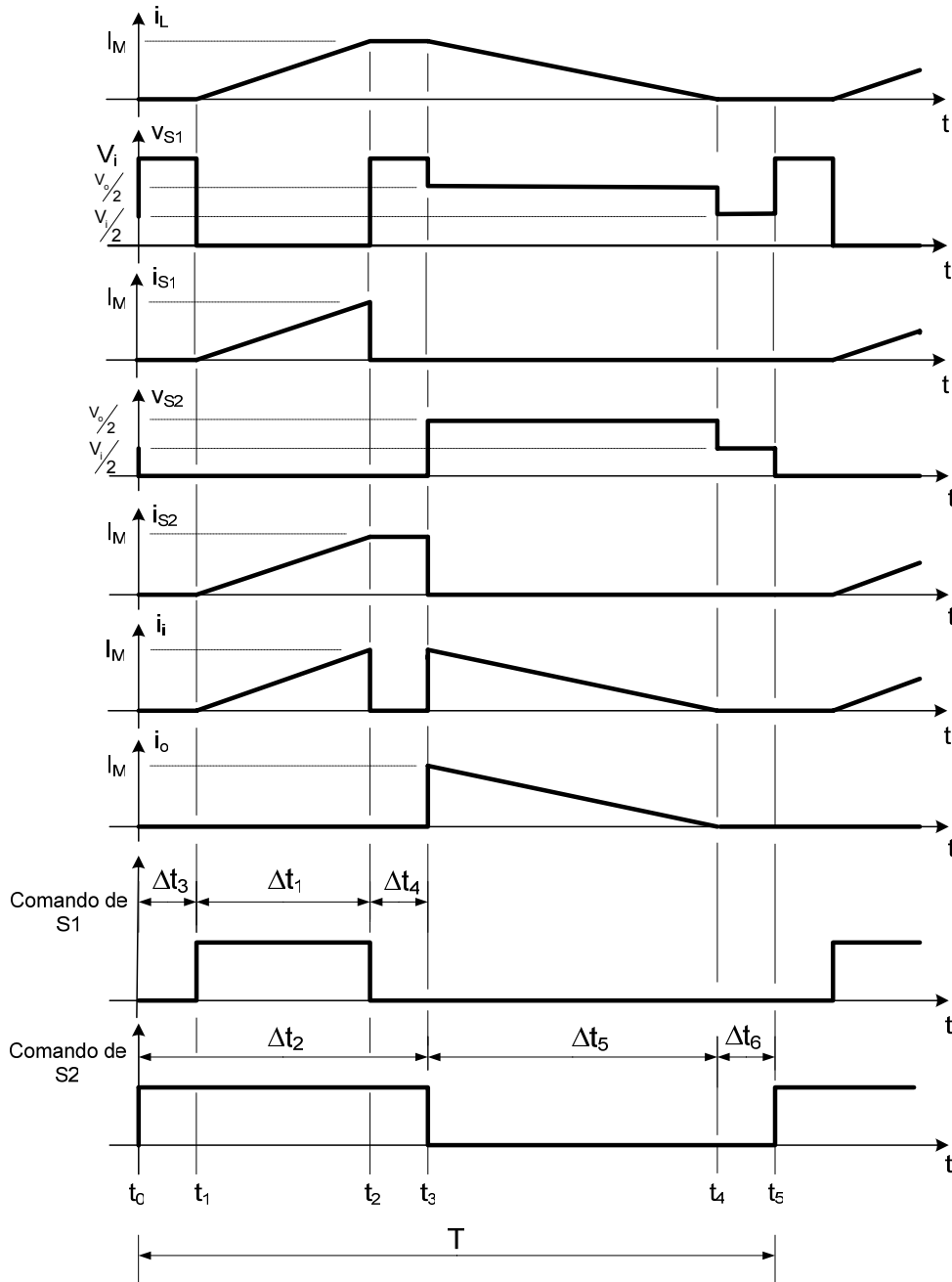


Fig. 3.41: Formas de onda básicas do conversor Boost de três níveis operando no modo de condução descontínua considerando a situação “a” da 4ª etapa de operação.

3.5.3. Ganho estático ideal

Da segunda etapa de operação encontra-se a equação (3.79).

$$V_i = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} = L \cdot \frac{I_M}{\Delta t_1} = L \cdot \frac{I_M}{D_1 \cdot T} \quad (3.79)$$

Isolando I_M na expressão (3.79) obtêm-se a equação (3.80).

$$I_M = \frac{V_i \cdot \Delta t_1}{L} = \frac{V_i \cdot D_1}{L \cdot f} \quad (3.80)$$

Considerando a quarta etapa de operação é possível obter a equação (3.81).

$$V_o - V_i = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} = L \cdot \frac{I_M}{\Delta t_5} \quad (3.81)$$

Isolando I_M na equação (3.81) encontra-se a equação (3.82).

$$I_M = \frac{(V_o - V_i) \cdot \Delta t_5}{L} \quad (3.82)$$

Igualando as equações (3.80) e (3.82) obtêm-se a equação (3.83).

$$\frac{V_i \cdot \Delta t_1}{L} = \frac{(V_o - V_i) \cdot \Delta t_5}{L}$$

$$V_i \cdot \Delta t_1 = (V_o - V_i) \cdot \Delta t_5$$

$$V_o \cdot \Delta t_5 = V_i \cdot (\Delta t_1 + \Delta t_5)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \left(\frac{\Delta t_1}{\Delta t_5} + 1 \right) \quad (3.83)$$

A equação (3.83) mostra o ganho estático ideal em função de Δt_1 e Δt_5 . Para um projeto esta equação não é muito útil, uma vez que os parâmetros Δt_1 e Δt_5 não são convencionalmente especificados. Portanto, a abordagem que segue tem como objetivo apresentar a relação V_o/V_i de forma a ser aplicada a projetos convencionais.

Da Fig. 3.41 pode-se obter a equação (3.84).

$$I_i - I_o = \frac{I_M}{2} \cdot D_1 \quad (3.84)$$

Isolando I_M na equação (3.84) e igualando à equação (3.82) obtêm-se a equação (3.85).

$$\begin{aligned} I_M &= \frac{2}{D_1} \cdot (I_i - I_o) = \frac{V_i \cdot D_1}{L \cdot f} \\ \frac{2}{D_1} \cdot I_o \cdot \left(\frac{I_i}{I_o} - 1 \right) &= \frac{V_i \cdot D_1}{L \cdot f} \\ \frac{2}{D_1} \cdot I_o \cdot \left(\frac{V_o}{V_i} - 1 \right) &= \frac{V_i \cdot D_1}{L \cdot f} \end{aligned} \quad (3.85)$$

Isolando V_o/V_i na equação (3.85) encontra-se a equação (3.86) do ganho estático ideal para o conversor operando no modo de condução descontínua.

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{V_i \cdot D_1^2}{2 \cdot I_o \cdot L \cdot f} \quad (3.86)$$

Nota-se que os parâmetros apresentados na equação (3.86) são mais comuns de serem encontrados em especificações de projetos. Observa-se também que a razão cíclica D_5 deve ser capaz de compensar tanto as variações na tensão de entrada como variações na carga (I_o).

3.5.4. Ondulação da corrente no indutor L

Em condução descontínua a ondulação de corrente no indutor L, assim como em condução crítica, também se confunde com a própria corrente de pico. Assim, da segunda etapa de operação obtêm-se a equação (3.87).

$$\Delta i_L = I_M = \frac{V_i \cdot D_1}{L \cdot f} \quad (3.87)$$

Da quarta etapa de operação encontra-se a equação (3.88).

$$\Delta i_L = I_M = \frac{(V_o - V_i) \cdot D_5}{L \cdot f} \quad (3.88)$$

3.5.5. Dimensionamento dos componentes do conversor

A seguir são apresentados os cálculos do dimensionamento dos componentes do conversor considerando o mesmo operando no modo de condução descontínua.

3.5.5.1. Interruptor S1

De acordo com as etapas de operação apresentadas na seção 3.5.1 as formas de onda no interruptor S1 da Fig. 3.1, com o conversor operando no modo de condução descontínua, são apresentadas na Fig. 3.42.

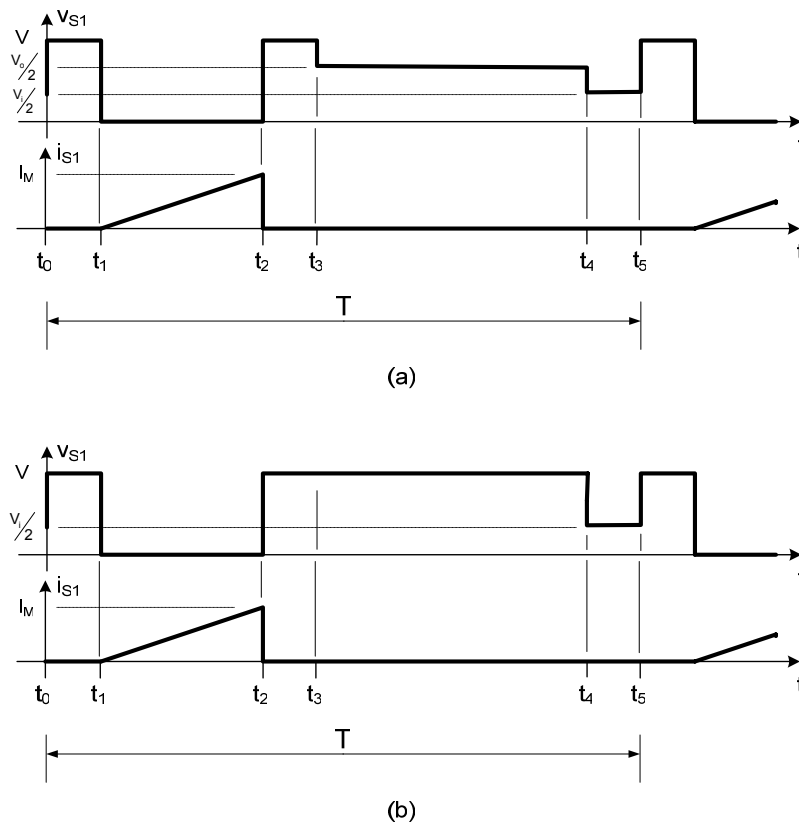


Fig. 3.42: Formas de onda no interruptor S1 para operação em condução descontínua: (a) $V_o/V_i < 2$ e (b) $V_o/V_i \geq 2$.

- **Corrente média**

No modo de condução descontínua utiliza-se a equação (3.66) para o cálculo da corrente média no interruptor S1 que é a mesma equação utilizada para o modo de condução crítica.

- **Corrente eficaz**

No modo de condução descontínua, independente da relação V_o/V_i , utiliza-se a equação (3.68) para o cálculo da corrente eficaz no interruptor S1 que é a mesma equação utilizada para o modo de condução crítica.

- **Corrente máxima**

O valor máximo da corrente que flui através do interruptor S1 é dado pela equação (3.25).

- **Tensão máxima**

A tensão máxima à qual o interruptor S1 é submetido é dada pela equação (3.26).

3.5.5.2. Interruptor S2

Conforme as etapas de operação apresentadas em 3.5.1 as formas de onda no interruptor S2 da Fig. 3.1, com o conversor operando no modo de condução descontínua, são apresentadas na Fig. 3.43.

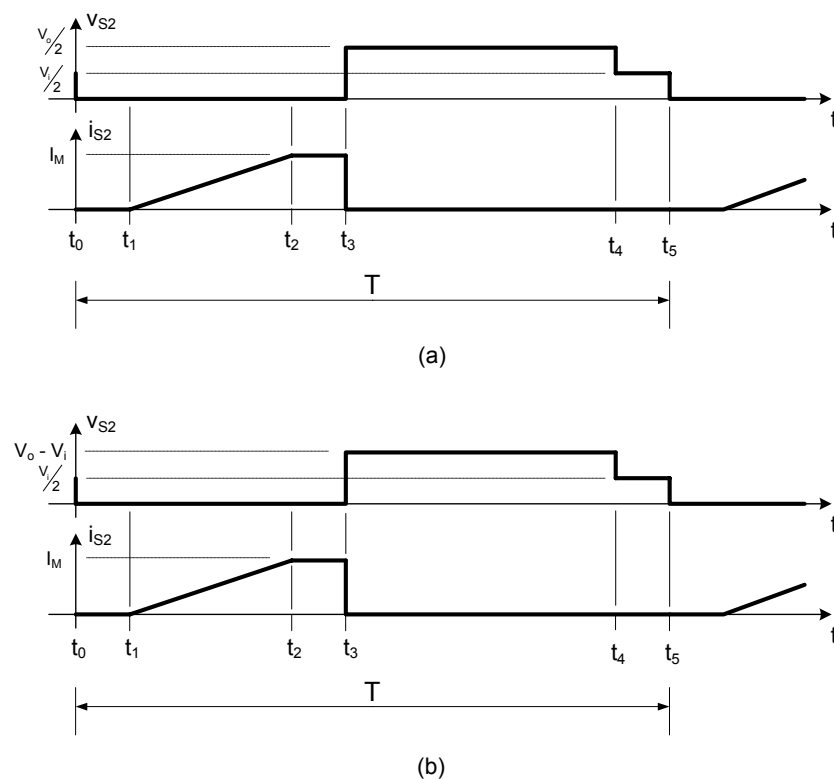


Fig. 3.43: Formas de onda no interruptor S2 para operação em condução descontínua: (a) $V_o/V_i < 2$ e (b) $V_o/V_i \geq 2$.

- **Corrente média**

No modo de condução descontínua é utilizada a equação (3.69) para o cálculo da corrente média no interruptor S2 que é a mesma equação utilizada para o modo de condução crítica.

- **Corrente eficaz**

No modo de condução descontínua é utilizada a equação (3.72) para o cálculo da corrente eficaz no interruptor S2 que é a mesma equação utilizada para o modo de condução crítica.

- **Corrente Máxima**

A corrente máxima no interruptor S2 é dada pela equação (3.33).

- **Tensão Máxima**

A tensão máxima no interruptor S2 depende da relação V_o/V_i e quando $V_o/V_i < 2$ esta é dada pela equação (3.34).

Quando $V_o/V_i \geq 2$ a tensão máxima no interruptor S2 é dada pela equação (3.35).

3.5.5.3. Diodo D1

Conforme as etapas de operação apresentadas na seção 3.5.1 as formas de onda no diodo D1 da Fig. 3.1, com o conversor operando no modo de condução descontínua, são apresentadas na Fig. 3.44.

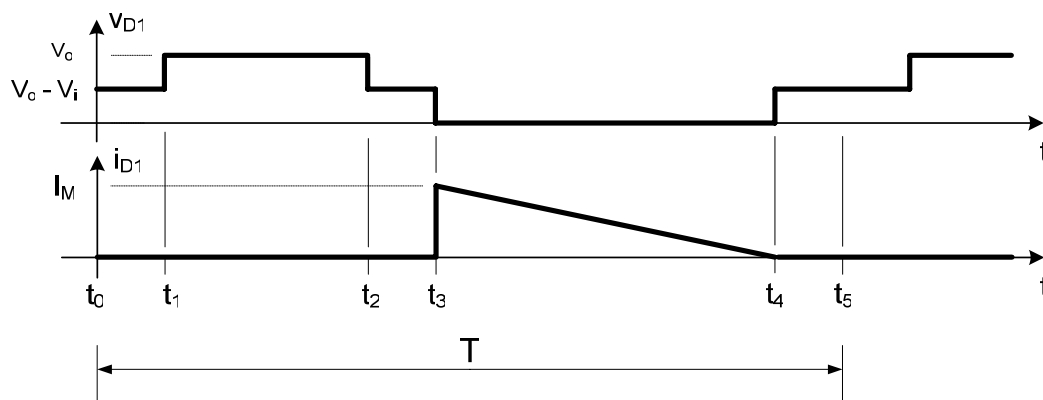


Fig. 3.44: Formas de onda no diodo D1 para operação em condução descontínua.

- **Corrente média**

A corrente média no diodo D1 é dada pela equação (3.73) que é a mesma equação utilizada para o modo de condução crítica.

- **Corrente eficaz**

A corrente eficaz no diodo D1 é dada pela equação (3.37).

- **Corrente máxima**

O valor máximo da corrente no diodo D1 é dado pela equação (3.40).

- **Tensão reversa máxima**

A máxima tensão reversa sobre o diodo D1 é dada pela equação (3.41).

3.5.5.4. Diodo D2

De acordo com as etapas de operação apresentadas na seção 3.5.1 as formas de onda no diodo D2 da Fig. 3.1, com o conversor operando no modo de condução descontínua, são apresentadas na Fig. 3.45.

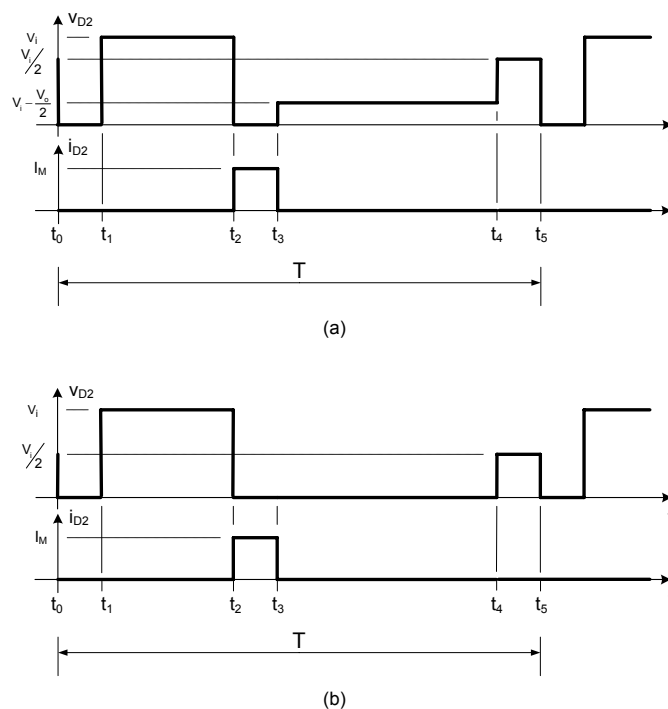


Fig. 3.45: Formas de onda no diodo D2 para operação em condução descontínua: (a) $V_o/V_i < 2$ e (b) $V_o/V_i \geq 2$.

- **Corrente média**

A corrente média no diodo D2 é calculada pela equação (3.74) que é a mesma equação para o modo de condução crítica.

- **Corrente eficaz**

A corrente eficaz no diodo D2 é calculada pela equação (3.76) que é a mesma equação para o modo de condução crítica.

- **Corrente máxima**

O valor máximo da corrente no diodo D2 é dado pela equação (3.47).

- **Tensão reversa máxima**

A máxima tensão reversa sobre o diodo D2 é dada pela equação (3.48).

3.5.5.5. Indutor L

Conforme as etapas de operação apresentadas na seção 3.5.1 as formas de onda no indutor L da Fig. 3.1, com o conversor operando no modo de condução descontínua, são apresentadas na Fig. 3.46.

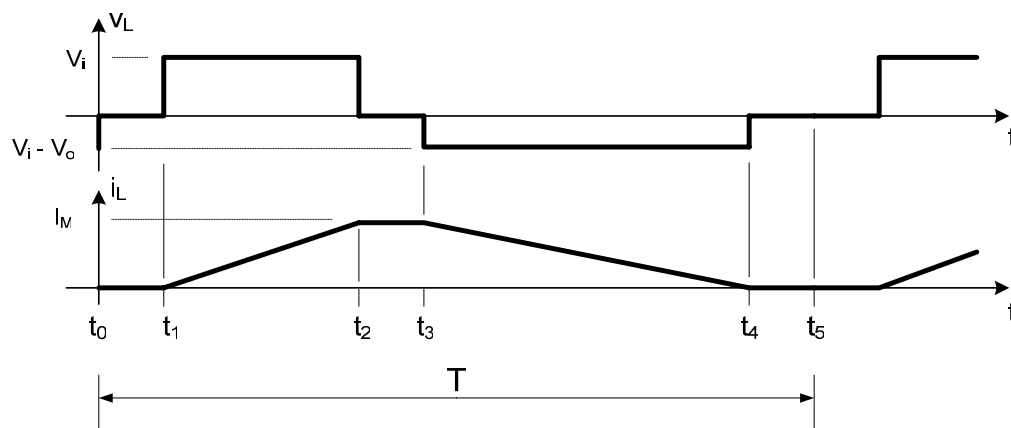


Fig. 3.46: Formas de onda no indutor L para operação em condução descontínua.

- **Corrente média**

Para o cálculo da corrente média no indutor L utiliza-se a equação (3.77) que é a mesma equação utilizada para o modo de condução crítica.

- **Corrente eficaz**

Para calcular a corrente eficaz no indutor L utiliza-se a equação (3.78) que é a mesma equação utilizada para o modo de condução crítica.

- **Corrente máxima**

O valor máximo da corrente no indutor é dado pela equação (3.51).

- **Tensão máxima**

O valor máximo do módulo da tensão nos terminais do indutor depende da relação V_o/V_i . Quando esta relação é menor que dois este valor é dado pela equação (3.52).

Quando a relação V_o/V_i é maior que dois, o valor máximo do módulo da tensão nos terminais do indutor é dado pela equação (3.53).

3.5.5.6. Capacitor C

De acordo com as etapas de operação apresentadas na seção 3.5.1 as formas de onda no capacitor C da Fig. 3.1, com o conversor operando no modo de condução descontínua, são apresentadas na Fig. 3.47.

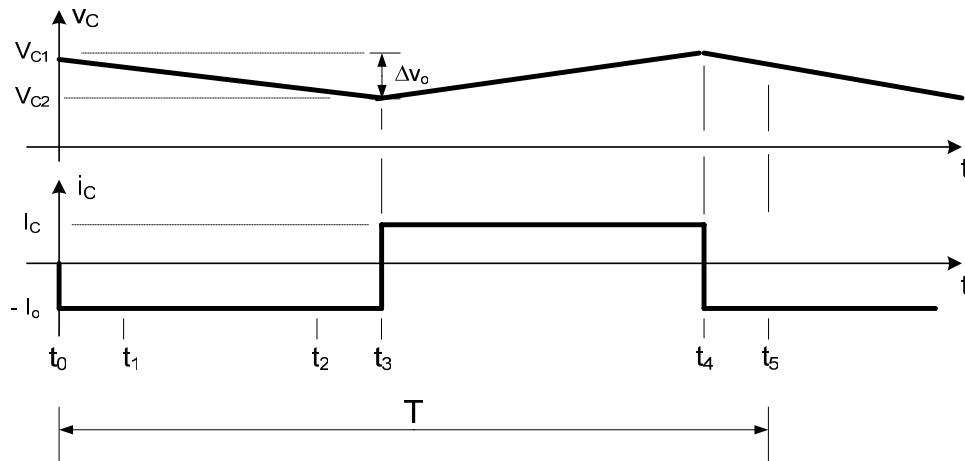


Fig. 3.47: Formas de onda no capacitor C para operação em condução descontínua.

- **Corrente eficaz**

O valor da corrente I_o da Fig. 3.47 é calculado pela equação (3.89).

$$I_o = C \cdot \frac{\Delta V_o}{\Delta t_2 + \Delta t_6} = C \cdot \frac{\Delta V_o}{t_3 + t_5 - t_4} \quad (3.89)$$

O valor da corrente I_C da Fig. 3.47 é calculado pela equação (3.90).

$$I_C = C \cdot \frac{\Delta V_o}{(t_4 - t_3)} \tag{3.90}$$

A corrente eficaz no capacitor C é dada pela equação (3.91).

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_C^2(t) \cdot dt}$$

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\int_{t_0=0}^{t_3} (-I_o)^2 \cdot dt + \int_0^{(t_4-t_3)} (I_C)^2 \cdot dt + \int_0^{(t_5-t_4)} (-I_o)^2 \cdot dt \right]}$$

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot [I_o^2 \cdot t_3 + I_C^2 \cdot (t_4 - t_3) + I_o^2 \cdot (t_5 - t_4)]}$$

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot [I_o^2 \cdot (t_3 + t_5 - t_4) + I_C^2 \cdot (t_4 - t_3)]} \tag{3.91}$$

- **Tensão máxima**

A tensão máxima nos terminais do capacitor, desconsiderando a ondulação ΔV_o , é a própria tensão de saída V_o .

3.5.5.7. Resistor R_o

A Fig. 3.48 mostra as formas de onda teóricas no resistor R_o , desconsiderando a ondulação ΔV_o para o modo de condução descontínua.

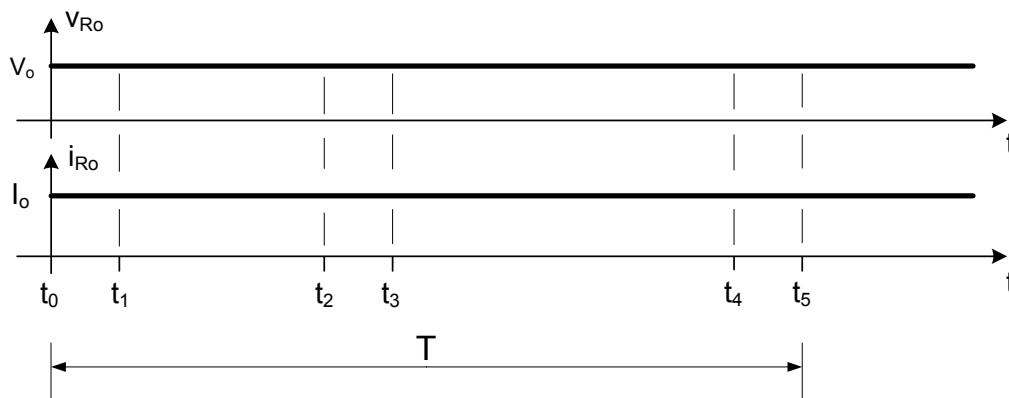


Fig. 3.48: Formas de onda no resistor R_o .

- **Potência**

A potência nominal do resistor R_o pode ser calculada pelas equações (3.57) e (3.58).

3.5.6. Simulação com componentes ideais

A seguir serão apresentados os resultados de simulação utilizando modelos de interruptor e diodo ideais.

As especificações do conversor para simulação com componentes ideais são apresentadas na Tabela 3.3.

V_i	500V	f	50kHz
V_o	1100V	α	0,9
P_o	500W	$\Delta V_o\%$	1%

Tabela 3.3: Especificações para simulação com componentes ideais do conversor CC-CC Boost de três níveis operando no modo de condução descontínua.

O circuito simulado é mostrado na Fig. 3.49.

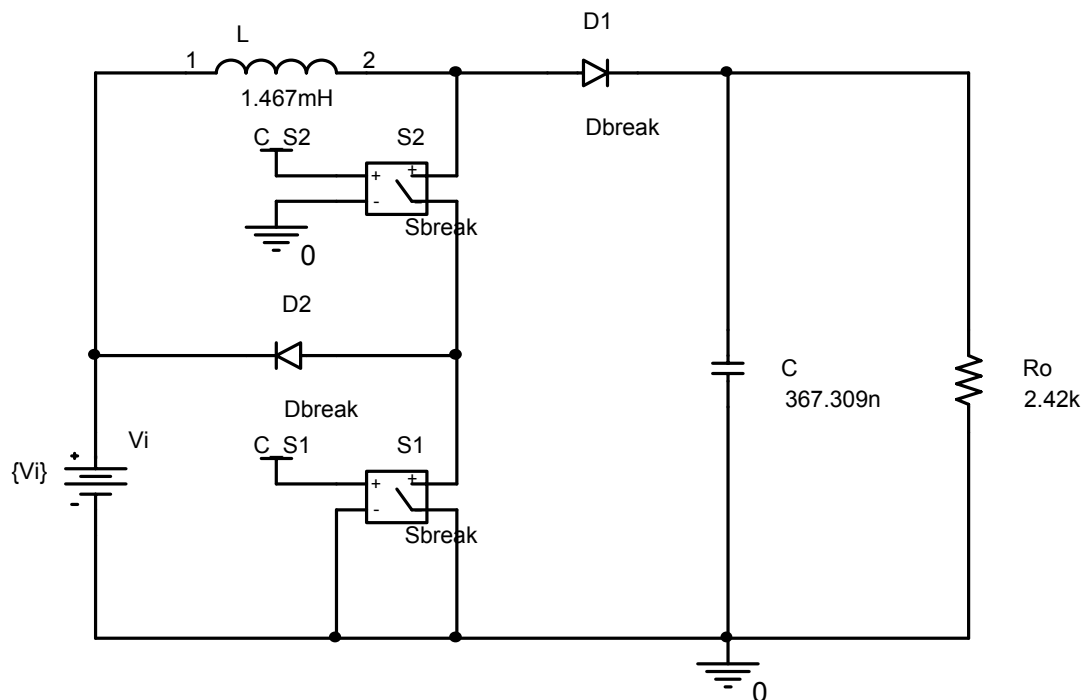


Fig. 3.49: Circuito para simulação com componentes ideais do conversor CC-CC Buck de três níveis operando no modo de condução descontínua.

A Fig. 3.50 mostra a ordem de comando para os interruptores S1 e S2.

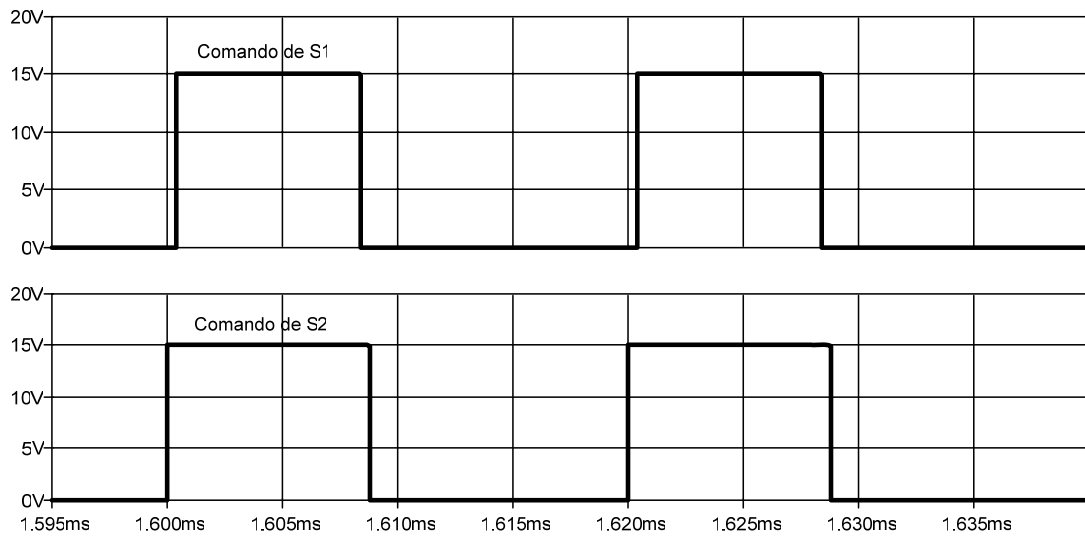


Fig. 3.50: Ordem de comando para os interruptores S1 e S2.

A Fig. 3.51 mostra a corrente no indutor L.

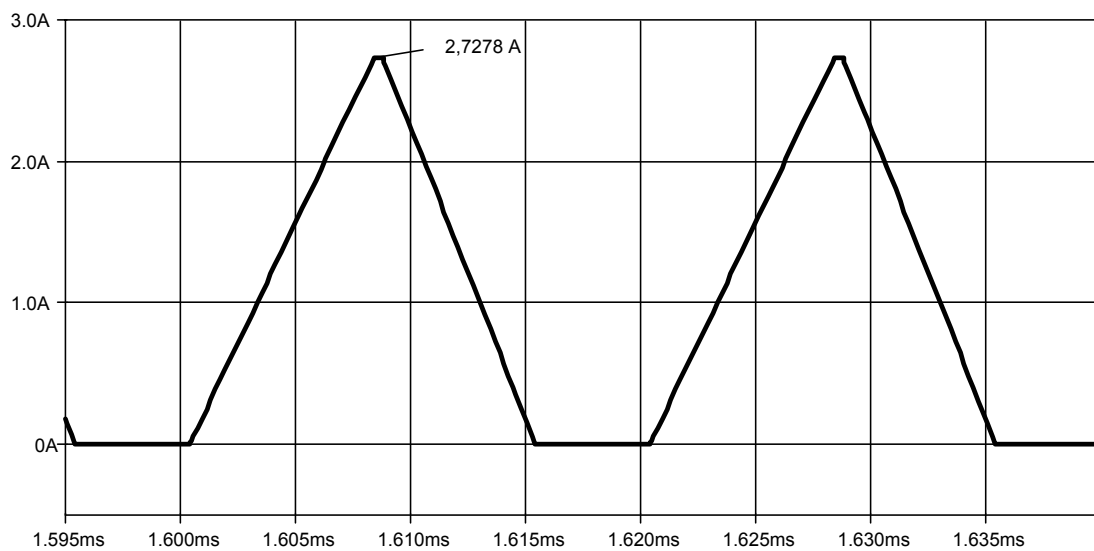


Fig. 3.51: Corrente no indutor L.

A Fig. 3.52 mostra a forma de onda de tensão sobre os interruptores S1 e S2.

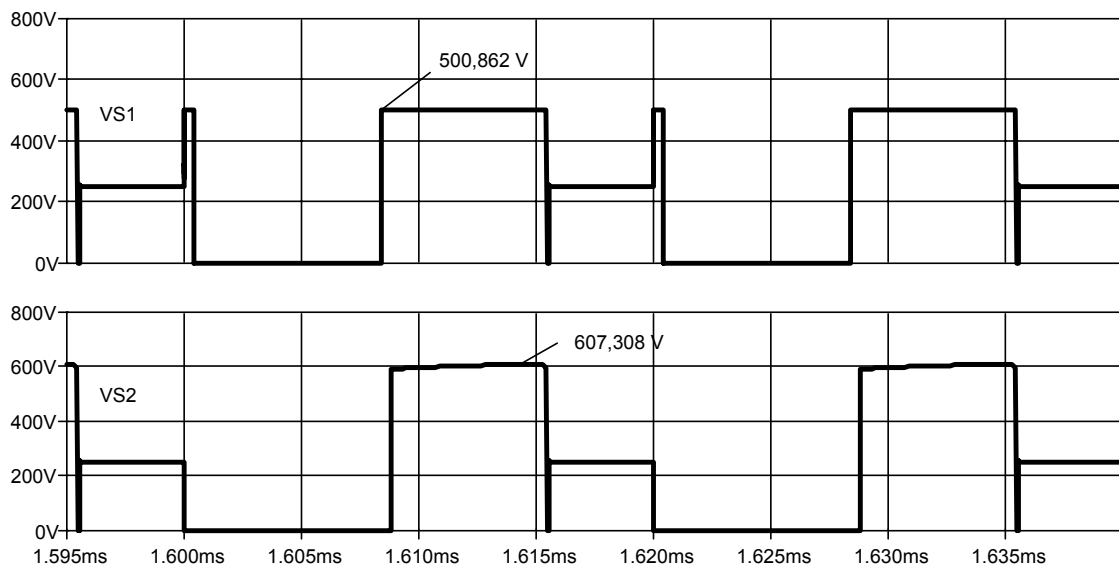


Fig. 3.52: Tensão sobre os interruptores S1 e S2.

A Fig. 3.53 mostra a tensão na saída do conversor.

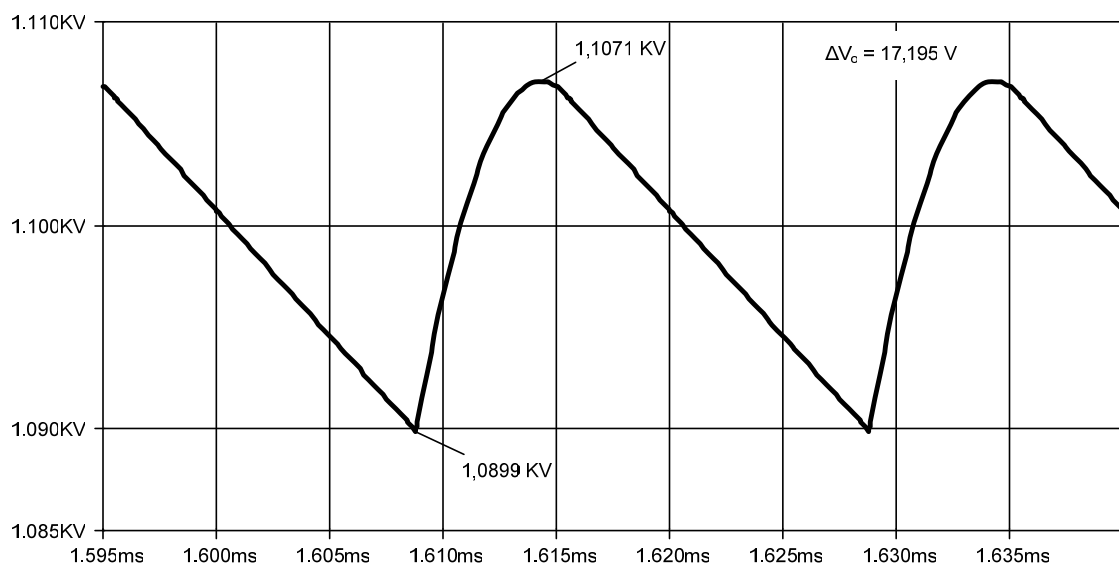


Fig. 3.53: Forma de onda da tensão V_o na saída do conversor.

3.6. Característica Externa

Por conveniência, a seguir, serão repetidas as expressões (3.6) e (3.86) do ganho estático ideal para condução contínua (equação (3.92)) e descontínua (equação (3.93)) respectivamente.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1 + D_2 \cdot (\alpha - 1)}{1 - D_2} \quad (3.92)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{V_i \cdot D_1^2}{2 \cdot I_o \cdot L \cdot f} \quad (3.93)$$

Fazendo $q \triangleq \frac{V_o}{V_i}$ e $\gamma \triangleq \frac{2 \cdot I_o \cdot L \cdot f}{V_i}$ nas expressões (3.92) e (3.93) encontra-se as equações (3.94) e (3.95).

$$q = \frac{1 + D_2 \cdot (\alpha - 1)}{1 - D_2} \quad (3.94)$$

$$q = 1 + \frac{D_1^2}{\gamma} \quad (3.95)$$

Substituindo a expressão (1.2) na expressão (3.95) encontra-se a equação (3.96).

$$q = 1 + \frac{(\alpha \cdot D_2)^2}{\gamma} \quad (3.96)$$

Isolando γ na expressão (3.96) encontra-se a equação (3.97).

$$\gamma = \frac{(\alpha \cdot D_2)^2}{(q - 1)} \quad (3.97)$$

Isolando D_2 na equação (3.94) encontra-se a equação (3.98).

$$D_2 = \frac{q-1}{\alpha-1+q} \tag{3.98}$$

Substituindo a equação (3.98) na (3.97) encontra-se a equação (3.99).

$$\gamma_{lim} = \frac{\alpha^2 \cdot (q-1)}{(\alpha-1+q)^2} \tag{3.99}$$

A equação (3.99) representa o limite entre o modo de condução contínua e o modo de condução descontínua, ou seja, uma vez determinados q e α encontra-se o máximo valor de γ (γ_{lim}) até o qual a condução é contínua.

A partir das expressões (3.94), (3.100) e (3.99) é possível traçar a característica externa do conversor em questão.

As figuras de 3.54 a 3.59 mostram a característica externa para α igual a 0,1; 0,2; 0,4; 0,6; 0,8 e 1.

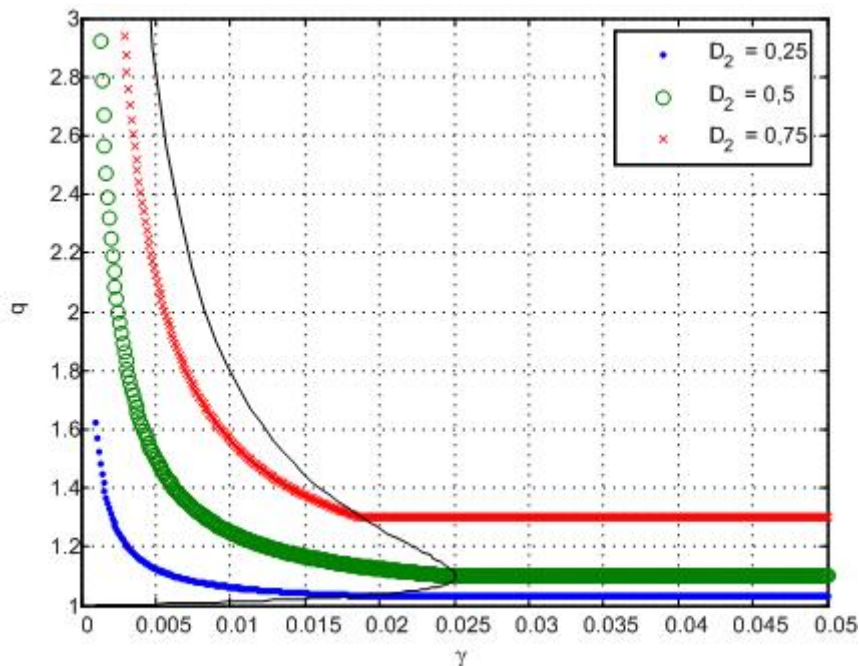


Fig. 3.54: Característica externa para $\alpha = 0,1$.

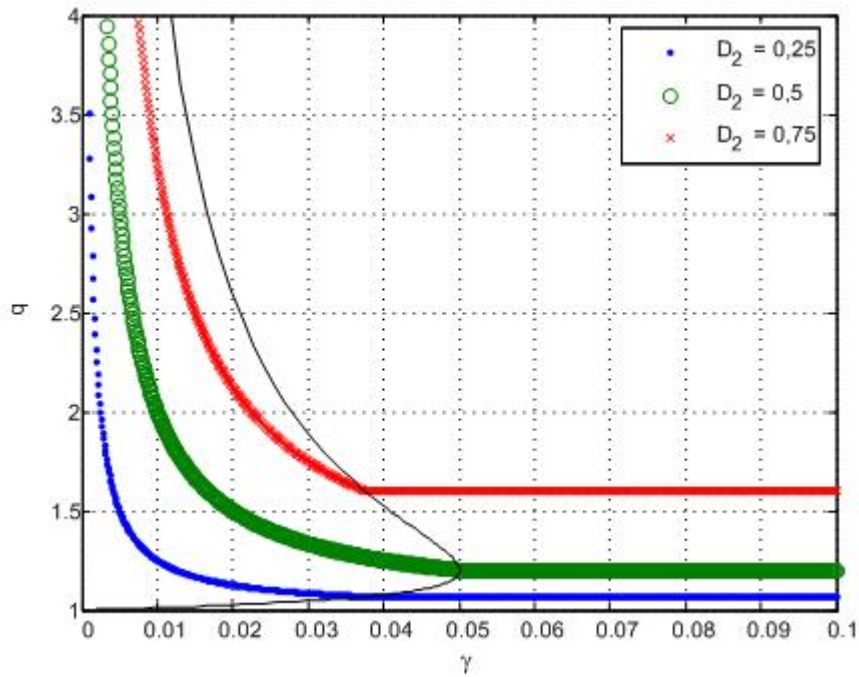


Fig. 3.55: Característica externa para $\alpha = 0,2$.

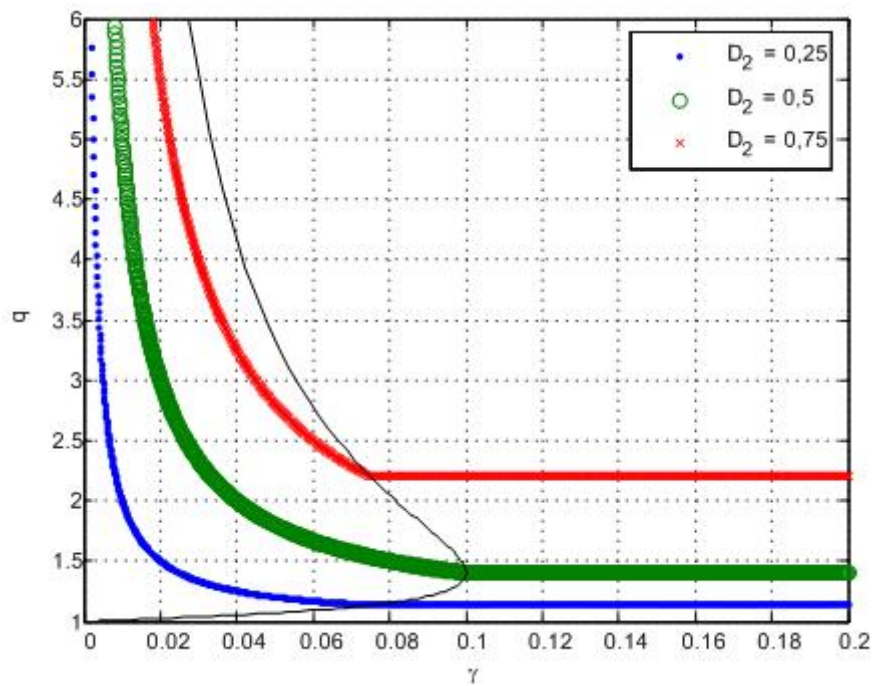


Fig. 3.56: Característica externa para $\alpha = 0,4$.

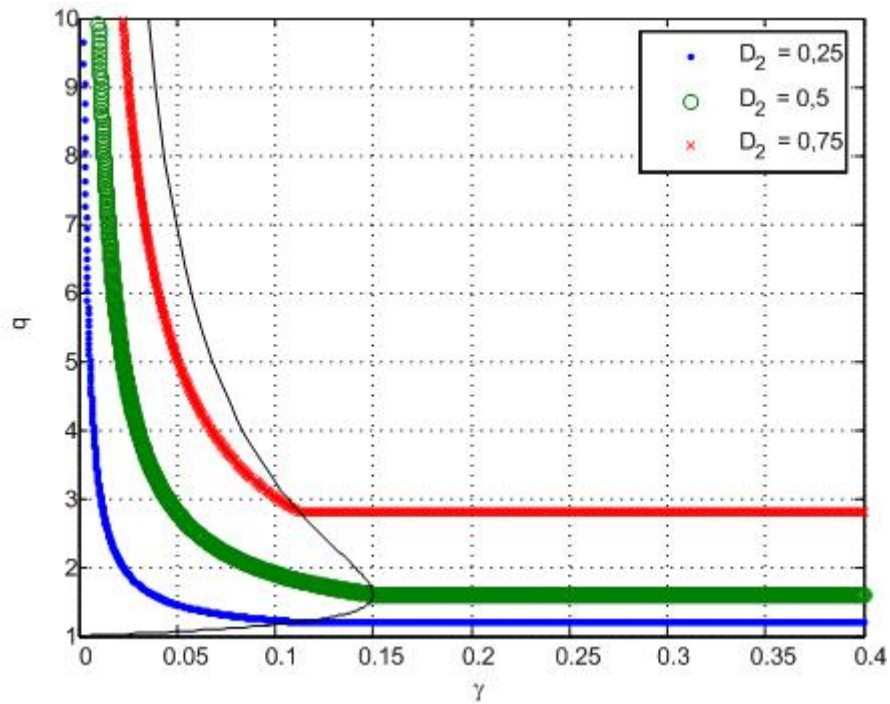


Fig. 3.57: Característica externa para $\alpha = 0,6$.

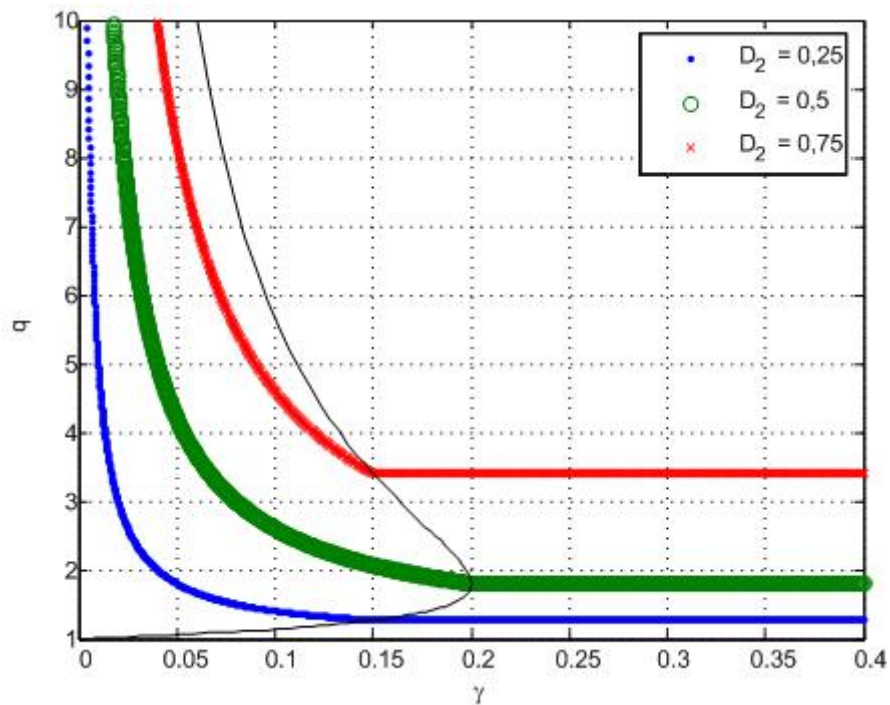


Fig. 3.58: Característica externa para $\alpha = 0,8$.

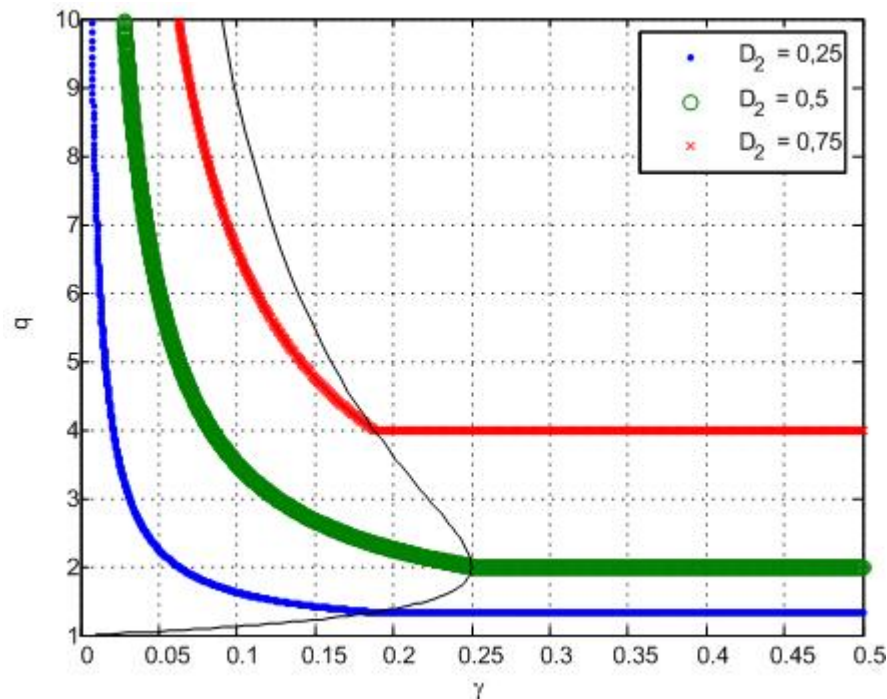


Fig. 3.59: Característica externa para $\alpha = 1$.

3.7. Filtragem da tensão de saída

Independente do modo de condução, a ondulação da corrente no indutor é dada pela expressão (3.59), repetida abaixo:

$$\Delta i_L = \frac{V_i \cdot D_1}{L \cdot f} \tag{3.101}$$

Uma vez definida a ondulação de corrente (Δi) obtêm-se a respectiva indutância de filtragem, ou seja:

$$L = \frac{V_i \cdot D_1}{\Delta i_L \cdot f} \tag{3.102}$$

A Fig. 3.60 mostra um circuito mais real onde a carga do conversor é modelada por um capacitor em paralelo com um resistor no lugar da fonte V_o .

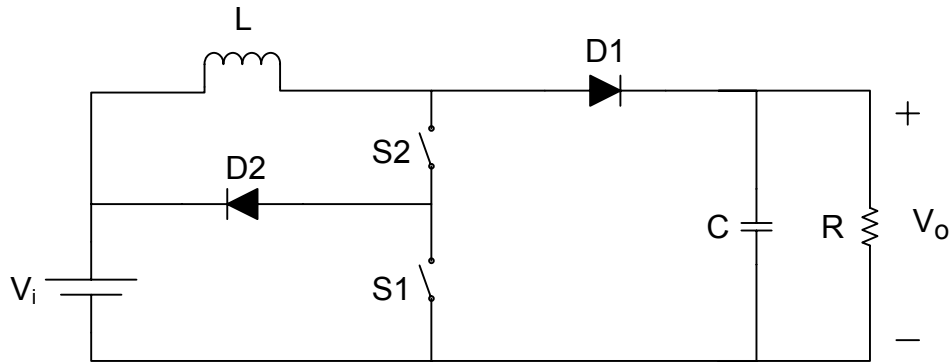


Fig. 3.60: Circuito realístico do conversor CC-CC Boost de três níveis.

Independente do modo de condução, durante o intervalo de tempo Δt_2 o capacitor C alimenta a carga com corrente constante igual à I_o . Desse modo, a corrente I_o é calculada pela equação (3.103).

$$i_c = C \cdot \frac{dv_c}{dt} \Rightarrow I_o = C \cdot \frac{\Delta V_c}{\Delta t_2} \tag{3.103}$$

Isolando ΔV_c na equação (3.103) encontra-se a equação (3.104) para o cálculo da ondulação de tensão na saída.

$$\Delta v_c = \frac{I_o \cdot D_2}{f \cdot C} \tag{3.104}$$

Isolando C na equação (3.104) obtêm-se a equação (3.105) para o cálculo aproximado do capacitor em função principalmente da ondulação da tensão de saída.

$$C = \frac{I_o \cdot D_2}{f \cdot \Delta v_c} \tag{3.105}$$

3.8. Simulação com Componentes Reais

Através da simulação com componentes reais espera-se prever o comportamento do protótipo em bancada.

Portanto as especificações utilizadas para simulação com componentes reais são as mesmas para o projeto do protótipo apresentadas na Tabela 3.4.

V_i	300V	α	0,77
V_o	500V	$\Delta I_L\%$	10%
P_o	500W	$\Delta V_o\%$	1%
f	50kHz		

Tabela 3.4: Especificações para o projeto do protótipo e simulação com componentes reais do conversor CC-CC Boost de três níveis operando no modo de condução contínua.

O circuito utilizado para simulação com componentes reais é mostrado na Fig. 3.61. Os componentes foram escolhidos da biblioteca do PSPICE procurando obter os mais próximos utilizados no protótipo. Foram também acrescentadas indutâncias parasitas em ramos estratégicos do circuito fazendo com que o modelo seja ainda mais próximo do real.

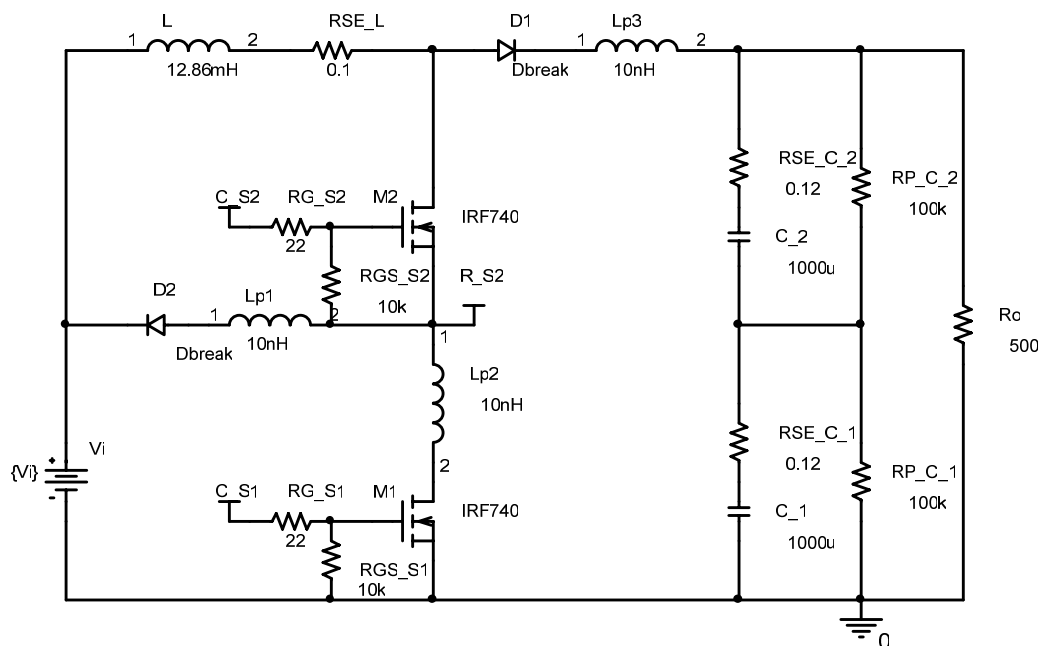


Fig. 3.61: Circuito com componentes reais do conversor Boost de três níveis, utilizado para simulação.

A Fig. 3.62 mostra a tensão sobre os interruptores S1 e S2 respectivamente.

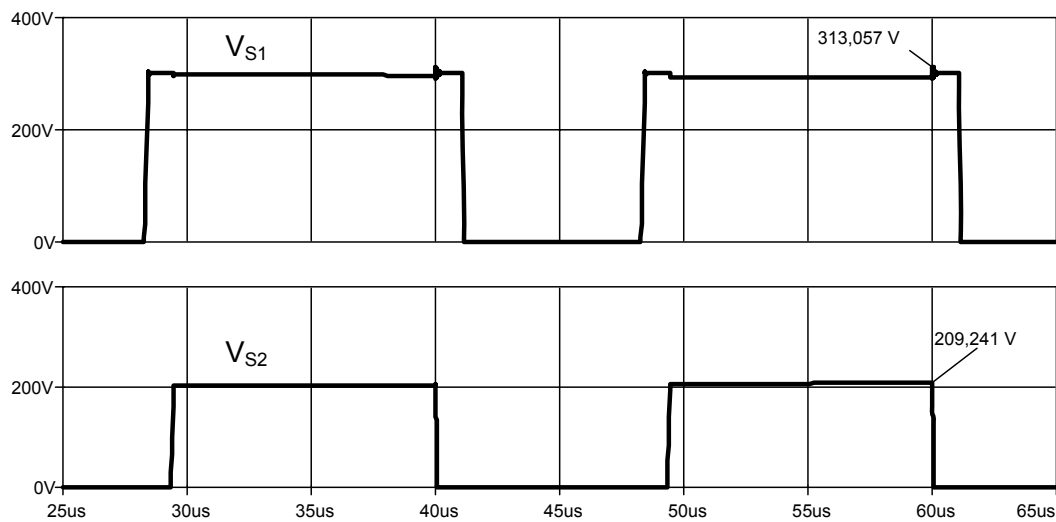


Fig. 3.62: Tensão sobre os interruptores S1 e S2 respectivamente obtidas por simulação.

A Fig. 3.63 apresenta a corrente no indutor principal.

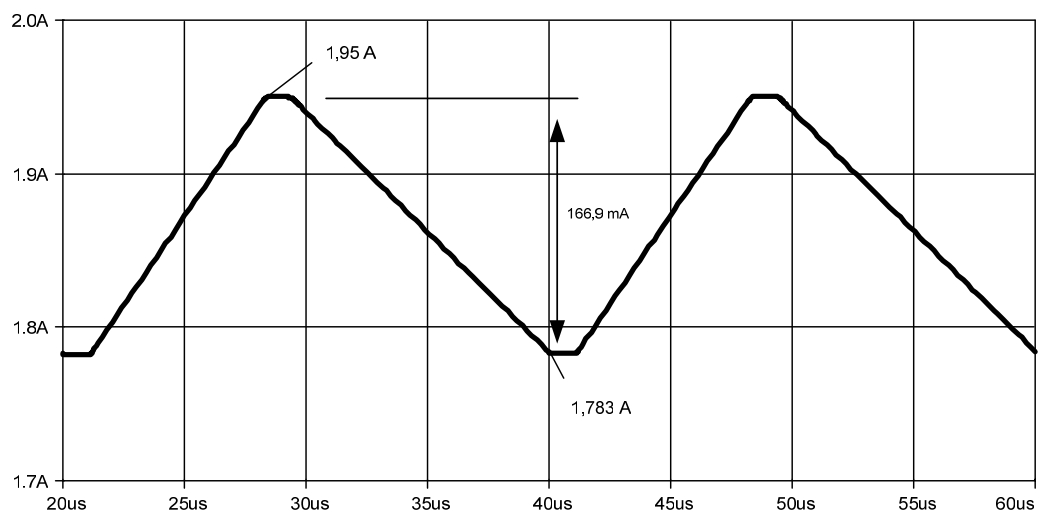


Fig. 3.63: Corrente no indutor do conversor Buck de três níveis obtida por simulação.

A Fig. 3.64 mostra as tensões de entrada e saída.

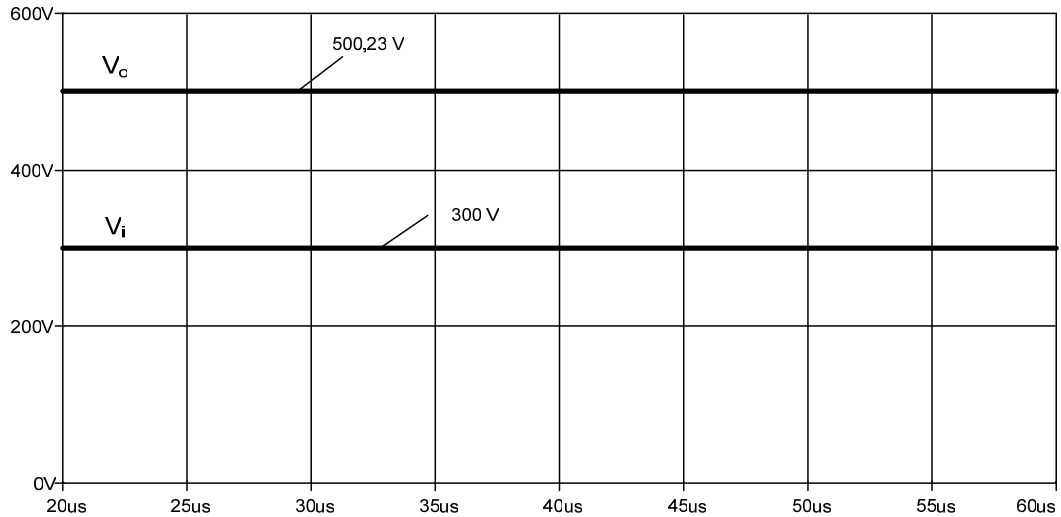


Fig. 3.64: Tensões de entrada e saída obtidas por simulação.

A Tabela 3.5 mostra os valores de tensão e de corrente obtidos por simulação e os calculados pelas equações teóricas.

	Simulado				Calculado			
	$V_{m\acute{a}x}$ (V)	$I_{m\acute{a}x}$ (A)	I_{md} (A)	I_{ef} (A)	$V_{m\acute{a}x}$ (V)	$I_{m\acute{a}x}$ (A)	I_{md} (A)	I_{ef} (A)
Interruptor S1	313,057	1,9475	0,69	1,135	300	1,949	0,667	1,116
Interruptor S2	209,241	1,95	0,881	1,283	250	1,949	0,866	1,272
Diodo D1	498,226	2,04	0,986	1,357	500	1,949	1	1,366
Diodo D2	299,221	2,871	0,191	0,614	300	1,949	0,199	0,6102
Indutor	298,279	1,95	1,867	1,8668	300	1,949	1,8658	1,8665
Capacitor	500,25	1,002	0	0,932	500	1	0	0,93

Tabela 3.5: Valores de tensão e de corrente obtidos por simulação e calculados.

3.9. Resultados Experimentais

Apresenta-se a seguir resultados experimentais obtidos em bancada.

As especificações de projeto para o protótipo foram realizadas para operação em condução contínua e estão apresentadas na Tabela 3.4.

3.9.1. Formas de onda

A Fig. 3.65 mostra a ordem de comando dos interruptores S1 e S2.

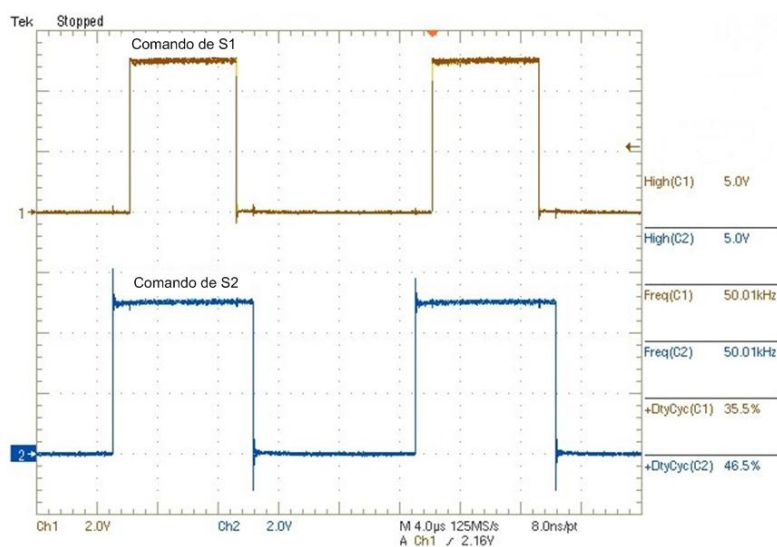


Fig. 3.65: Comando de S1 (C1 - 2V/div) e comando de S2 (C2 - 2V/div).

A Fig. 3.66 mostra a forma de onda da tensão sobre os interruptores S1 e S2.

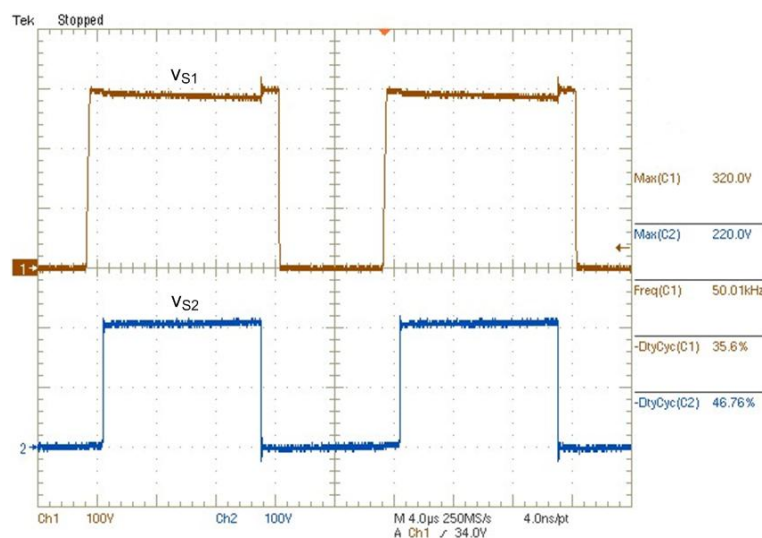


Fig. 3.66: Tensão sobre os interruptores: v_{S1} (C1 - 100V/div) e v_{S2} (C2 - 100V/div).

A Fig. 3.67 mostra a tensão de entrada (V_i) e a tensão de saída (V_o).

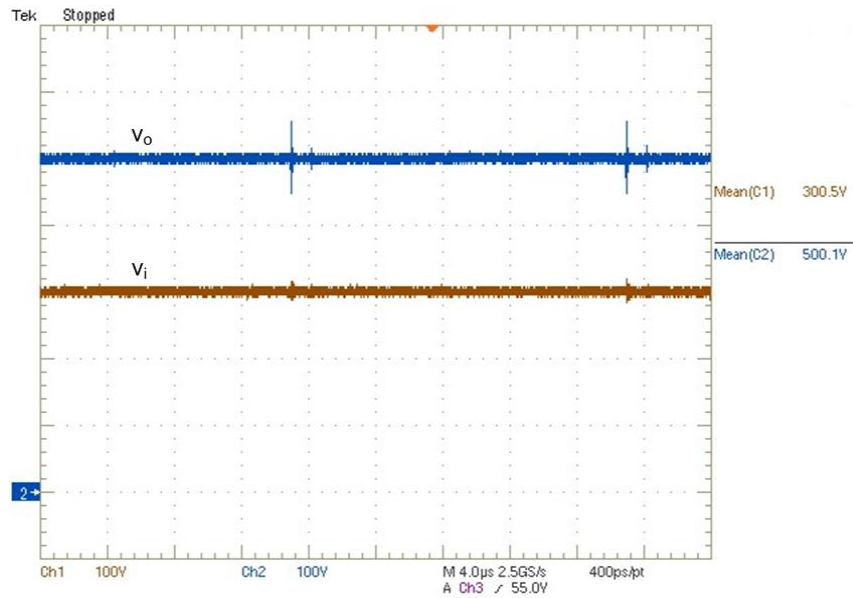


Fig. 3.67: Tensão de entrada v_i (C1 - 100V/div) e tensão de saída v_o (C2 - 100V/div).

A Fig. 3.68 mostra a corrente no indutor.

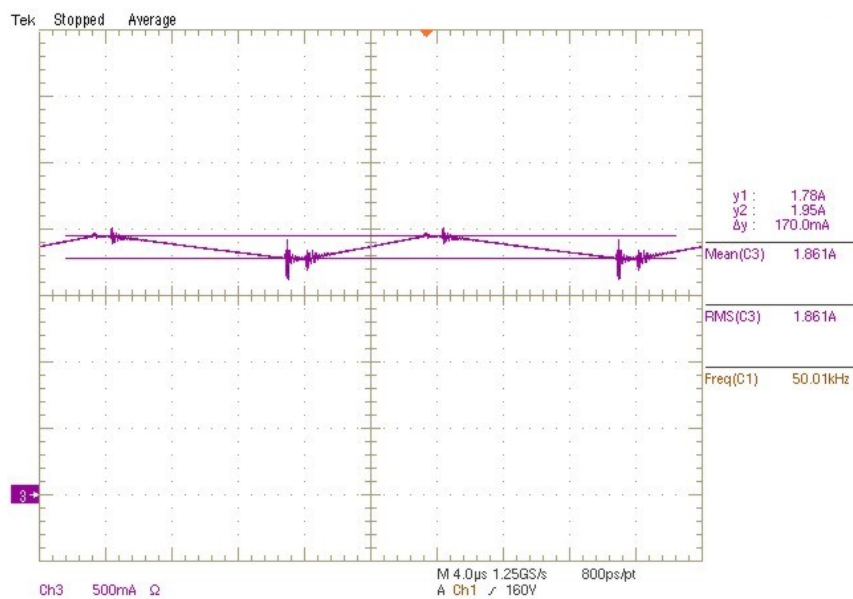


Fig. 3.68: Corrente no indutor L (C3 - 500mA/div).

3.9.2. Ensaio de rendimento

A Fig. 3.69 mostra a curva de rendimento do protótipo levantada em bancada.

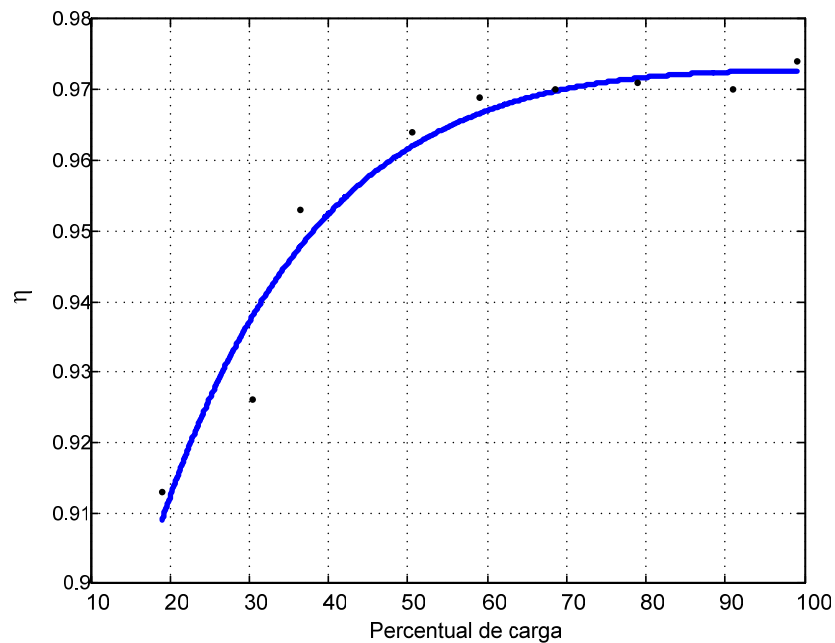


Fig. 3.69: Curva de rendimento do conversor CC-CC Boost de três níveis.

Na Fig. 3.69 verifica-se o comportamento suave da curva de rendimento do conversor CC-CC Boost de três níveis levantada em bancada. Nota-se que o rendimento é máximo (em torno de 97%) próximo a 100% da carga nominal e decresce até em torno de 91% próximo a 20% da carga nominal.

Para o ensaio de rendimento não foram levadas em conta as fontes de alimentação do circuito de comando.

3.10. Conclusão

Neste capítulo foi realizado o estudo do conversor CC-CC Boost de três níveis que tem como objetivo a redução do nível de tensão nos interruptores com relação à topologia Boost convencional.

Assim como para o conversor CC-CC Buck de três níveis estudado no capítulo 1, o conversor CC-CC Boost de três níveis possui um interruptor e um diodo a mais que o conversor Boost convencional.

Esta característica do conversor Boost de três níveis pode ser vista como vantagem verificando-se que este conversor torna possível o uso de interruptores MOSFET onde normalmente é empregado o IGBT por causa da limitação em tensão da tecnologia MOSFET. Com isto espera-se obter um conversor de menor custo com maior rendimento.

Nota-se que a maneira de modular o conversor faz surgir o parâmetro $\alpha = D_1/D_2$ que é um novo parâmetro quando se compara a presente topologia com o conversor Boost convencional.

Uma importante observação é o fato de que quando $\alpha = 1$ tem-se que $D_1 = D_2$ e conseqüentemente através das equações (3.6) e (3.7) é encontrado o conversor Boost tradicional.

Na Fig. 3.8 verifica-se a influência do parâmetro α no ganho estático, sendo que quando $\alpha = 1$ encontra-se a curva do ganho estático do conversor Boost tradicional.

A Fig. 3.9 mostra que o ganho estático pode ser alterado fixando o parâmetro D_2 e variando o parâmetro α . Nesta figura verifica-se que se for desejado alterar o ganho estático de 2 para 2,5 basta fixar $D_2 = 0,6$ e modificar α de 0,65 para 1. Verifica-se também nesta figura que ao fixar D_2 a variação do ganho estático é praticamente linear com a variação de α .

Através da Fig. 3.10 verifica-se que a ondulação relativa máxima da corrente de entrada diminui com a diminuição de α . Para uma mesma potência ao diminuir α aumentam-se os níveis de corrente no indutor e conseqüentemente nos semicondutores.

Da Fig. 3.54 até a Fig. 3.59 nota-se que quanto menor o parâmetro α maior é a região de condução contínua na característica externa do conversor.

O objetivo do dimensionamento é viabilizar o projeto do protótipo experimentado em bancada.

Dos resultados a partir do protótipo comprovam-se a teoria desenvolvida e os obtidos por simulação.

Foi verificado em bancada que quando $V_o/V_i < 2$ os patamares máximos de tensão sobre os interruptores S1 e S2 durante o bloqueio são iguais ao caso em que teoricamente $V_o/V_i > 2$, ou seja, respectivamente V_i e $(V_o - V_i)$.

Observa-se através da Fig. 3.66 que há uma sobretensão de 20V em cada interruptor proveniente de indutâncias parasitas do circuito.

A Fig. 3.69 mostra que o rendimento fica em torno de 97% na faixa de 60% a 90% de carga nominal. Verifica-se também através desta figura que para 99% de carga nominal o rendimento é de 97,4%. Para o ensaio de rendimento não foi levado em conta as perdas das fontes auxiliares.

CAPÍTULO 4

O CONVERSOR CC-CC BUCK-BOOST DE TRÊS NÍVEIS

4.1. Introdução

Este capítulo tem como objetivo o estudo do conversor CC-CC Buck-Boost de três níveis obtido a partir da célula de comutação estudada no Capítulo 1.

Serão estudados os modos de condução contínua, crítica e descontínua, apresentando suas etapas de operação, formas de onda básicas, ganho estático ideal, ondulação da corrente no indutor L e o dimensionamento dos componentes do conversor.

Neste capítulo, assim como nos dois anteriores, serão apresentados os resultados de simulação com componentes ideais, considerando os modos de condução contínua, crítica e descontínua, para verificação da teoria desenvolvida e de simulação com componentes reais, considerando o modo de condução contínua, onde também são incluídas indutâncias parasitas em pontos estratégicos do circuito como o objetivo de prever o comportamento do protótipo em bancada.

Ao final deste capítulo apresentam-se os resultados experimentais obtidos a partir de um protótipo ensaiado em bancada.

4.2. Topologia

A Fig. 4.1 apresenta a topologia do conversor CC-CC Buck-Boost de três níveis obtida a partir da célula de comutação estudada no Capítulo 1.

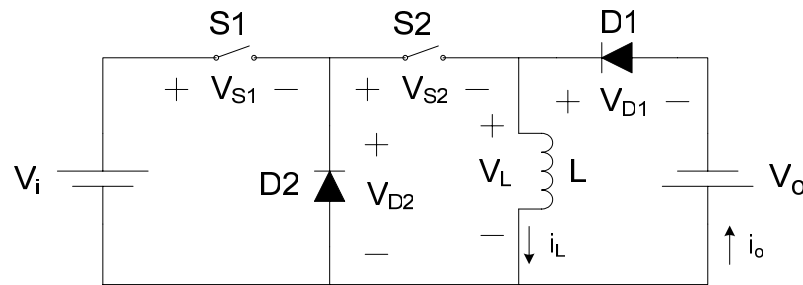


Fig. 4.1: Conversor CC-CC Buck-Boost de três níveis.

Com a topologia da Fig. 4.1 é possível utilizar interruptores especificados para um nível de tensão menor que a soma das tensões de entrada e saída.

4.3. Operação no modo de Condução Contínua

A seguir serão apresentados as etapas de operação, as formas de onda básicas, o ganho estático ideal, a ondulação da corrente no indutor L , o dimensionamento dos componentes do conversor e a simulação com componentes ideais considerando o conversor CC-CC Buck-Boost operando no modo de condução contínua.

4.3.1. Etapas de operação

1ª Etapa (t_0, t_1)

No instante t_0 o interruptor S_2 é comandado a conduzir e a corrente no indutor L fica confinada na malha LS_2D_2 .

O diodo D_1 se encontra bloqueado com tensão reversa igual à V_o como mostrado na Fig. 4.2.

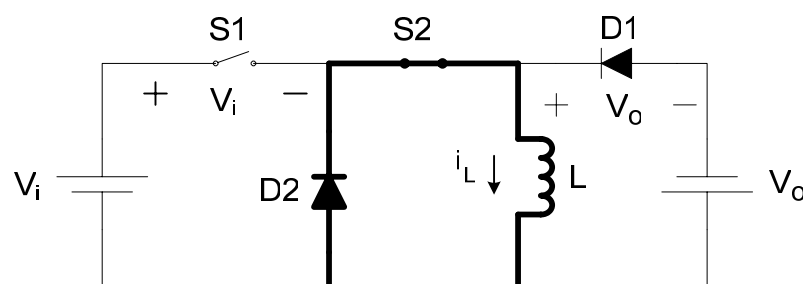


Fig. 4.2: Primeira etapa de operação.

Durante esta etapa:

- O interruptor S2 e o diodo D2 conduzem a corrente i_L .
Esta etapa termina quando o interruptor S1 é comandado a conduzir.

2ª Etapa (t_1, t_2)

A Fig. 4.3 ilustra a segunda etapa. No instante t_1 o interruptor S1 é comandado a conduzir e os interruptores S2 e S1 conduzem a corrente no indutor L.

A corrente no indutor L cresce linearmente com taxa igual a V_i / L .

Os diodos D1 e D2 encontram-se bloqueados com tensão reversa respectivamente igual a $(V_i + V_o)$ e V_i .

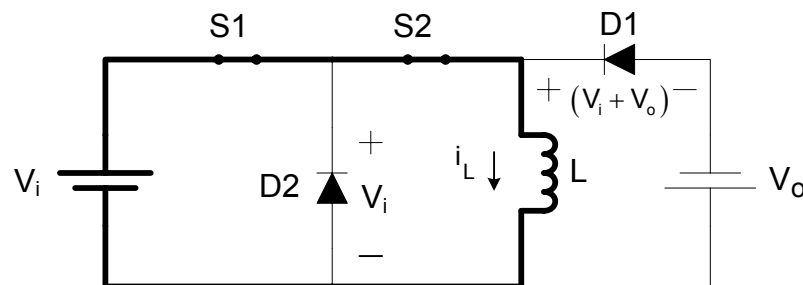


Fig. 4.3: Segunda etapa de operação.

Durante esta etapa:

- A fonte V_i transfere energia para o indutor L.
Esta etapa termina quando o interruptor S1 é comandado a bloquear.

3ª Etapa (t_2, t_3)

No instante t_2 o interruptor S1 é comandado a bloquear e a corrente no indutor L novamente fica confinada na malha LS2D2.

O diodo D1 se encontra bloqueado com tensão reversa igual à V_o como mostrado na Fig. 4.4.

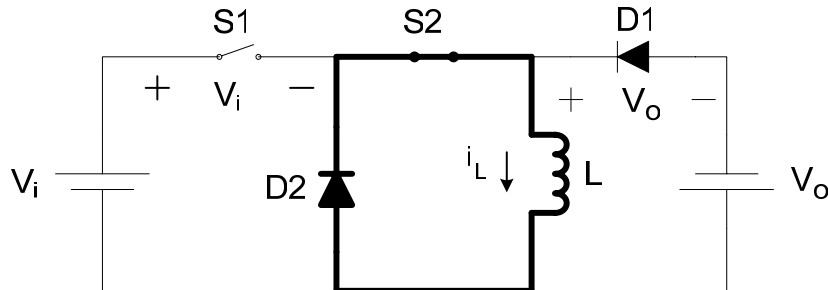


Fig. 4.4: Terceira etapa de operação.

Nesta etapa:

- O interruptor S2 e o diodo D2 conduzem a corrente i_L . Esta etapa termina quando o interruptor S2 é comandado a bloquear.

4ª Etapa (t_3, t_4) - Situação “a”

A Fig. 4.5 ilustra a situação “a” da quarta etapa de operação. No instante t_3 o interruptor S2 é comandado a bloquear e ambos interruptores permanecem bloqueados.

Quando a relação V_o/V_i é menor que 1 o diodo D2 não é diretamente polarizado e permanece bloqueado com tensão reversa igual a $(V_i - V_o)/2$ fazendo com que a tensão sobre os interruptores seja igual a $(V_i + V_o)/2$.

O diodo D1 entra em condução permitindo que haja transferência de energia do indutor L para a fonte V_o (carga).

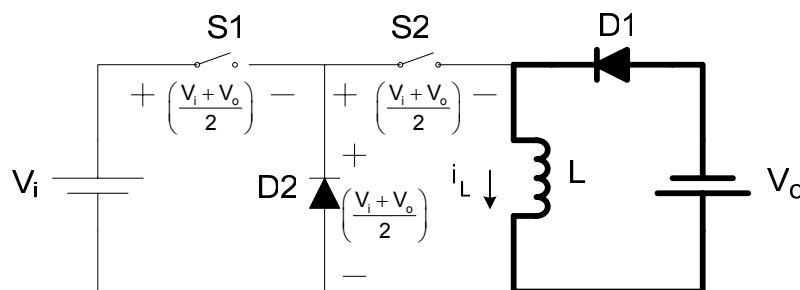


Fig. 4.5: Quarta etapa de operação, situação “a”.

Durante esta etapa:

- O indutor L transfere energia para a carga V_o .

Esta etapa termina quando o interruptor S2 é comandado a conduzir fazendo com que novamente a corrente no indutor L fique confinada na malha LS2D2 dando início a outro período de funcionamento.

4ª Etapa (t_3, t_4) - Situação “b”

A Fig. 4.6 ilustra a situação “b” da quarta etapa de operação. No instante t_3 o interruptor S2 é comandado a bloquear e ambos interruptores permanecem bloqueados.

Quando a relação V_o/V_i é maior ou igual a 1 o diodo D2, na prática, conduz uma corrente de pequeno valor suficiente para mantê-lo diretamente polarizado, fazendo com que a tensão sobre os interruptores S1 e S2 seja respectivamente igual a V_i e V_o .

O diodo D1 entra em condução permitindo que haja transferência de energia do indutor L para a fonte V_o (carga).

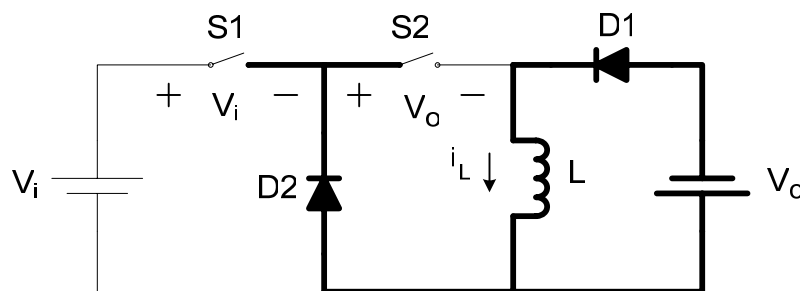


Fig. 4.6: Quarta etapa de operação, situação “b”.

Durante esta etapa:

- O indutor L transfere energia para a carga V_o .

Esta etapa termina quando o interruptor S2 é comandado a conduzir fazendo com que novamente a corrente no indutor L fique confinada na malha LS2D2 dando início a outro período de funcionamento.

4.3.2. Formas de onda básicas

De acordo com as etapas explicadas na seção anterior, considerando a situação “a” da 4ª etapa de operação, o conversor operando no modo de condução contínua apresenta as formas de onda da Fig. 4.7 que mostra também os instantes de tempo correspondentes.

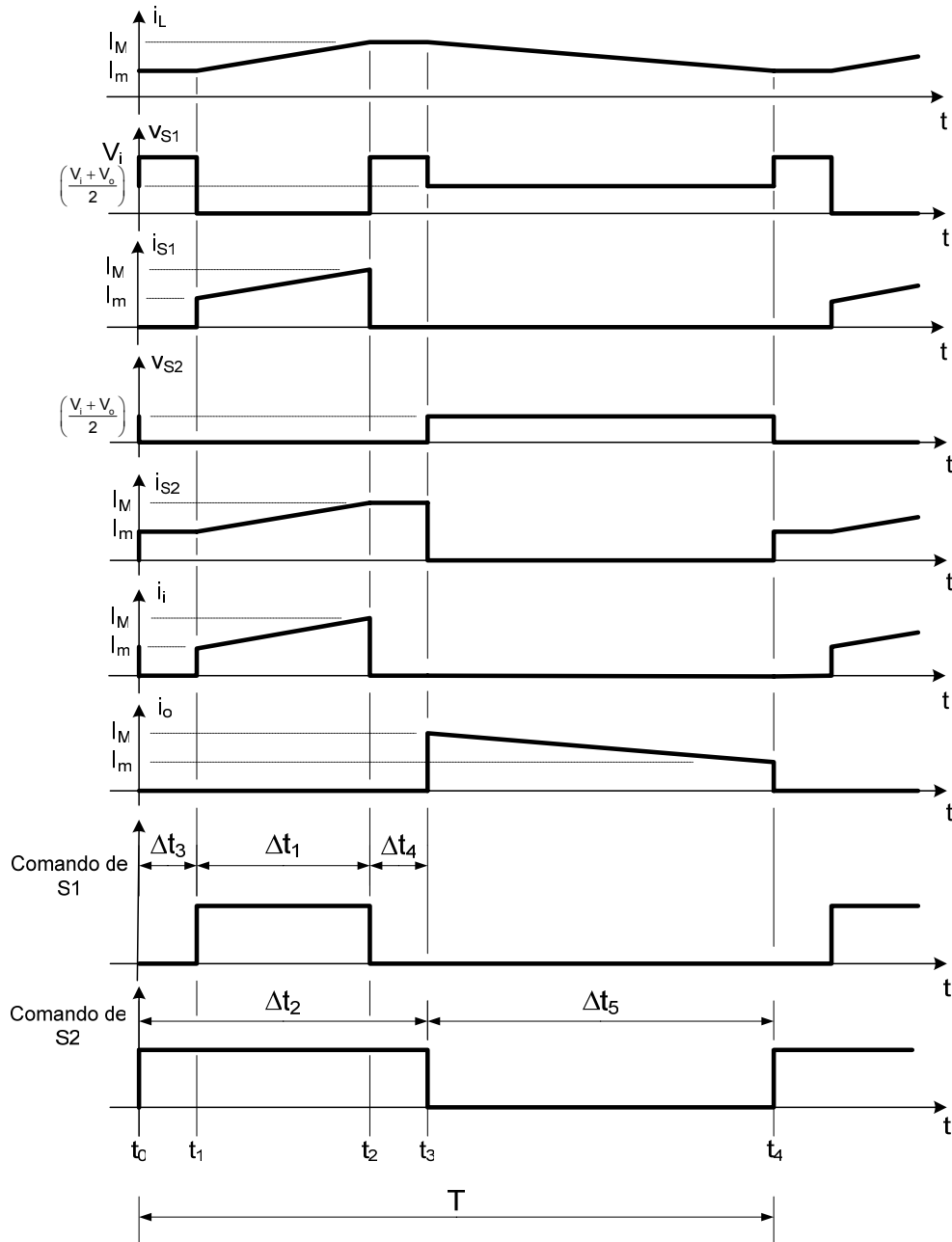


Fig. 4.7: Formas de onda básicas do conversor Buck-Boost de três níveis operando no modo de condução contínua considerando a situação “a” da 4ª etapa de operação.

4.3.3. Ganho estático ideal

Considerando o indutor L como uma fonte de corrente constante I_L , a energia cedida pela fonte V_i em um período de funcionamento é igual à equação (4.1).

$$W_i = V_i \cdot I_L \cdot \Delta t_1 \quad (4.1)$$

A energia recebida pela fonte V_o em um período de funcionamento é calculada pela equação (4.2).

$$W_o = V_o \cdot I_L \cdot \Delta t_5 \quad (4.2)$$

Considerando o conversor um sistema ideal, em um período de funcionamento, toda energia cedida pela fonte V_i é recebida pela fonte V_o .

Assim, igualando as equações (4.1) e (4.2) obtêm-se a equação (4.3).

$$\begin{aligned} W_i &= W_o \\ V_i \cdot I_L \cdot \Delta t_1 &= V_o \cdot I_L \cdot \Delta t_5 \\ V_i \cdot \cancel{I_L} \cdot \Delta t_1 &= V_o \cdot \cancel{I_L} \cdot \Delta t_5 \\ \frac{V_o}{V_i} &= \frac{\Delta t_1}{\Delta t_5} \end{aligned} \quad (4.3)$$

Dividindo o numerador e o denominador do segundo membro da expressão (4.3) por T tem-se:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D_1}{D_5} \quad (4.4)$$

Substituindo a expressão (1.1) na expressão (4.4) tem-se:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D_1}{1-D_2} \tag{4.5}$$

Substituindo a expressão (1.2) na expressão (4.5) obtém-se a expressão (4.6) para o cálculo do ganho estático em função de D_2 e α .

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\alpha \cdot D_2}{1-D_2} \tag{4.6}$$

Substituindo a expressão (1.3) na expressão (4.5) obtém-se a expressão (4.7) para o cálculo do ganho estático em função de D_1 e α .

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D_1}{1 - \frac{D_1}{\alpha}}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\alpha \cdot D_1}{\alpha - D_1} \tag{4.7}$$

A Fig. 4.8 mostra $V_o/V_i \times D_2$ tomando α como parâmetro.

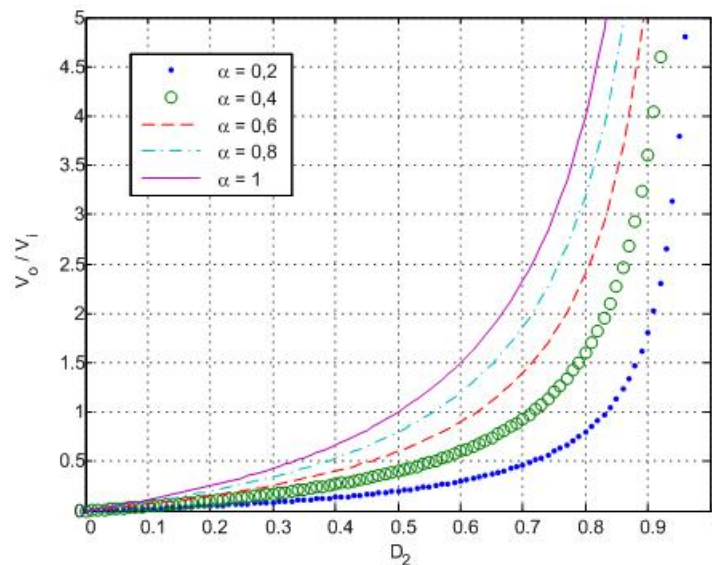


Fig. 4.8: Ganho estático $V_o/V_i \times D_2$ tomando α como parâmetro.

A Fig. 4.9 mostra $V_o/V_i \times \alpha$ tomando D_2 como parâmetro.

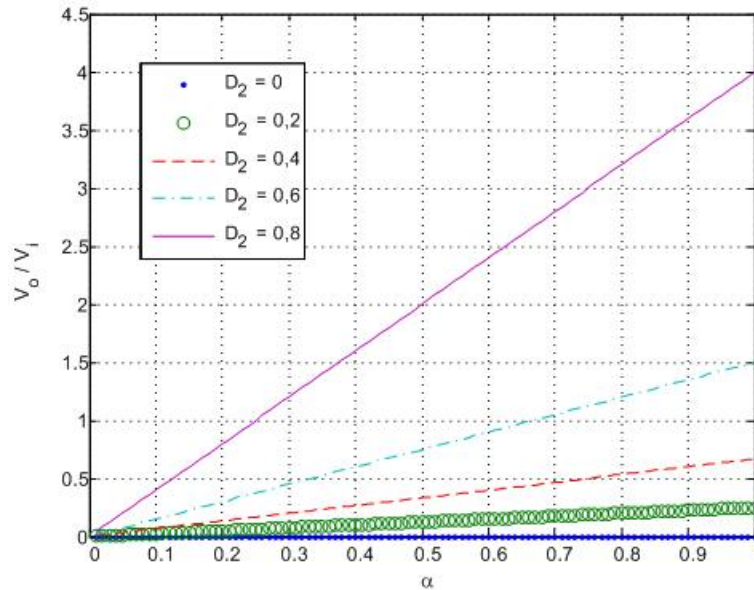


Fig. 4.9: Ganho estático $V_o/V_i \times \alpha$ tomando D_2 como parâmetro.

4.3.4. Ondulação da corrente no indutor L

Da segunda etapa de operação e da forma de onda da corrente i_L na Fig. 4.7 obtém-se a equação (4.8).

$$V_i = L \cdot \frac{\Delta i_L}{D_1 \cdot T} \tag{4.8}$$

Isolando Δi_L na equação (4.8) encontra-se a equação (4.9) da ondulação da corrente no indutor L.

$$\Delta i_L = \frac{V_i \cdot D_1}{L \cdot f} \tag{4.9}$$

Sabendo que $\Delta i_L = I_M - I_m$ é possível calcular o valor máximo (I_M) e o valor mínimo (I_m) que a corrente no indutor L assume em função de I_o , D_1 , D_2 , L, f e V_i .

A corrente média na saída I_o , de acordo com a forma de onda na Fig. 4.7, é obtida pela equação (4.10).

$$I_o = \frac{1}{T} \cdot \left[\frac{(I_m + I_M) \cdot \Delta t_5}{2} \right]$$

$$I_o = \frac{(I_m + I_M)}{2} \cdot D_5 \quad (4.10)$$

Substituindo a equação (1.1) em (4.10) encontra-se a equação (4.11) para o cálculo da corrente média na saída em função de I_m , I_M e D_2 .

$$I_o = \frac{(I_m + I_M)}{2} \cdot (1 - D_2) \quad (4.11)$$

Da equação (4.9) tem-se:

$$\Delta i_L = (I_M - I_m) = \frac{V_i \cdot D_1}{L \cdot f}$$

$$I_M = \frac{V_i \cdot D_1}{L \cdot f} + I_m \quad (4.12)$$

Substituindo a equação (4.12) em (4.11) obtêm-se a expressão (4.13) do valor I_m em função de I_o , D_1 , D_2 , L , f e V_i .

$$I_o = \frac{1}{2} \cdot \left(I_m + \frac{V_i \cdot D_1}{L \cdot f} + I_m \right) \cdot (1 - D_2)$$

$$I_o = \frac{1}{2} \cdot \left(2 \cdot I_m + \frac{V_i \cdot D_1}{L \cdot f} \right) \cdot (1 - D_2)$$

$$I_o = \left(I_m + \frac{V_i \cdot D_1}{2 \cdot L \cdot f} \right) \cdot (1 - D_2)$$

$$I_m + \frac{V_i \cdot D_1}{2 \cdot L \cdot f} = \frac{I_o}{(1 - D_2)}$$

$$I_m = \frac{I_o}{(1 - D_2)} - \frac{V_i \cdot D_1}{2 \cdot L \cdot f} \quad (4.13)$$

De forma análoga é possível obter a equação (4.14) do valor I_M em função de I_o , D_1 , D_2 , L , f e V_i .

$$I_M = \frac{I_o}{(1-D_2)} + \frac{V_i \cdot D_1}{2 \cdot L \cdot f} \quad (4.14)$$

De acordo com a equação (4.9) e conforme mostra a Fig. 4.7, a ondulação de corrente no indutor L é dada pela expressão (4.15).

$$\Delta i_L = \frac{V_i \cdot D_1}{L \cdot f} = \frac{V_i \cdot \alpha \cdot D_2}{L \cdot f} \quad (4.15)$$

4.3.5. Dimensionamento dos componentes do conversor

A seguir são apresentados os cálculos para o dimensionamento dos componentes do conversor considerando o mesmo operando no modo de condução contínua.

4.3.5.1. Interruptor S1

De acordo com as etapas de operação apresentadas na seção 4.3.1 as formas de onda no interruptor S1 da Fig. 4.1, com o conversor operando no modo de condução contínua, são apresentadas na Fig. 4.10.

4.3. Operação no Modo de Condução Contínua

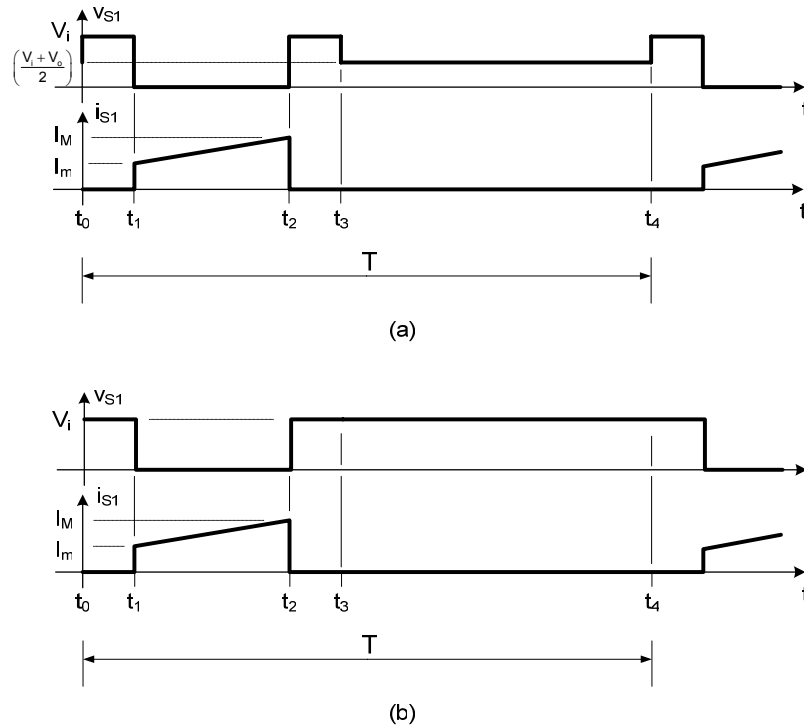


Fig. 4.10: Formas de onda no interruptor S1 para operação em condução contínua: (a) $V_o/V_i < 1$ e (b) $V_o/V_i \geq 1$.

- **Corrente média**

A corrente média no interruptor S1 é dada pela expressão (4.16).

$$I_{S1} = \frac{1}{T} \cdot \frac{(I_m + I_M) \cdot \Delta t_1}{2} \quad (4.16)$$

- **Corrente eficaz**

A corrente eficaz no interruptor S1 é dada por:

$$I_{S1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T [i_{S1}(t)]^2 \cdot dt} \quad (4.17)$$

Mas entre os instantes de tempo t_1 e t_2 a corrente $i_{S1}(t)$ é dada pela equação (4.18).

$$i_{S1}(t) = I_m + \frac{V_i}{L} \cdot t \quad (4.18)$$

Substituindo (4.18) em (4.17) encontra-se a equação (4.19) para o cálculo da corrente eficaz no interruptor S1.

$$I_{S1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{(t_2-t_1)} \left[I_m + \frac{V_i}{L} \cdot t \right]^2 \cdot dt}$$

$$I_{S1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{(t_2-t_1)} \left[I_m^2 + 2 \cdot I_m \cdot \frac{V_i}{L} \cdot t + \left(\frac{V_i}{L} \cdot t \right)^2 \right] \cdot dt}$$

$$I_{S1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[I_m^2 \cdot (t_2 - t_1) + I_m \cdot \frac{V_i}{L} \cdot (t_2 - t_1)^2 + \left(\frac{V_i}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_2 - t_1)^3}{3} \right]} \quad (4.19)$$

- **Corrente máxima**

A corrente máxima que flui através do interruptor S1 é dada pela equação (4.20).

$$I_{S1m\acute{a}x} = I_M \quad (4.20)$$

- **Tensão máxima**

A tensão máxima à qual o interruptor S1 é submetido é dada pela equação (4.21) e independe de V_o/V_i .

$$V_{S1m\acute{a}x} = V_i \quad (4.21)$$

4.3.5.2. Interruptor S2

Conforme as etapas de operação apresentadas em 4.3.1 as formas de onda no interruptor S2 da Fig. 4.1, com o conversor operando no modo de condução contínua, são apresentadas na Fig. 4.11.

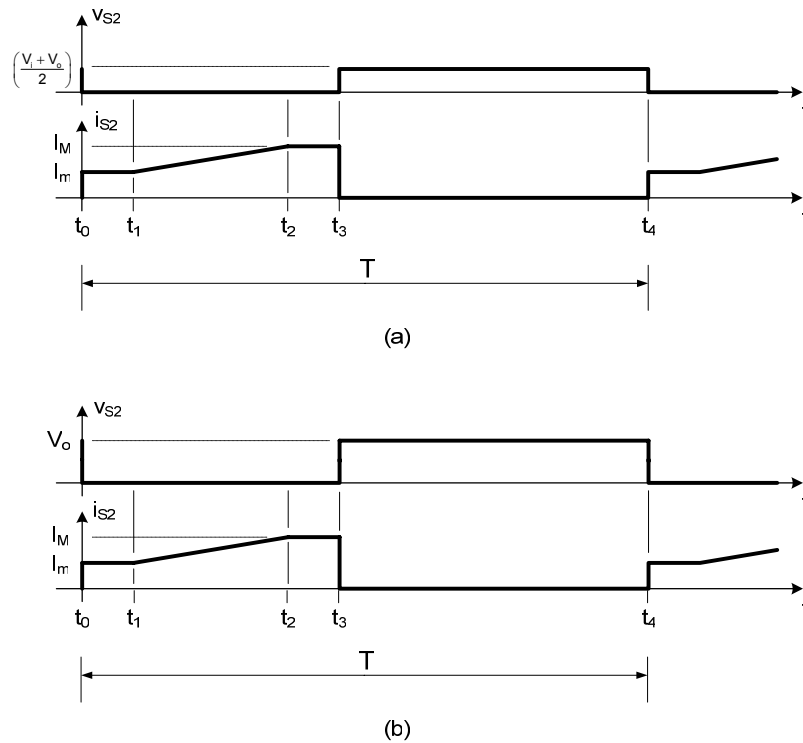


Fig. 4.11: Formas de onda no interruptor S2 para operação em condução contínua: (a) $V_o/V_i < 1$ e (b) $V_o/V_i \geq 1$.

- **Corrente média**

A corrente média no interruptor S2 é dada pela equação (4.22).

$$I_{S2} = \frac{1}{T} \cdot \left[(I_m + I_M) \cdot \left(\Delta t_3 + \frac{\Delta t_1}{2} \right) \right] \tag{4.22}$$

Obs: $\Delta t_3 = \Delta t_4$.

- **Corrente eficaz**

A corrente eficaz no interruptor S2 é dada pela equação (4.23).

$$I_{S2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T [i_{S2}(t)]^2 \cdot dt} \tag{4.23}$$

Entre os instantes de tempo t_0 e t_1 a corrente $i_{S2}(t)$ é dada pela equação (4.24).

$$i_{S2}(t) = I_m \quad (4.24)$$

Entre os instantes de tempo t_1 e t_2 a corrente $i_{S2}(t)$ é dada pela equação (4.25).

$$i_{S2}(t) = I_m + \frac{V_i}{L} \cdot t \quad (4.25)$$

Entre os instantes de tempo t_2 e t_3 a corrente $i_{S2}(t)$ é dada pela equação (4.26).

$$i_{S2}(t) = I_M \quad (4.26)$$

Substituindo as equações (4.24), (4.25) e (4.26) em (4.23) encontra-se a equação (4.27) para o cálculo da corrente eficaz no interruptor S2.

$$I_{S2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left\{ \int_{t_0}^{t_1} I_m^2 \cdot dt + \int_0^{(t_2-t_1)} \left[I_m + \frac{V_i}{L} \cdot t \right]^2 \cdot dt + \int_0^{(t_3-t_2)} I_M^2 \cdot dt \right\}}$$

$$I_{S2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left\{ \int_{t_0}^{t_1} I_m^2 \cdot dt + \int_0^{(t_2-t_1)} \left[I_m^2 + 2 \cdot I_m \cdot \frac{V_i}{L} \cdot t + \left(\frac{V_i}{L} \cdot t \right)^2 \right] \cdot dt + \int_0^{(t_3-t_2)} I_M^2 \cdot dt \right\}}$$

$$I_{S2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[I_m^2 \cdot t_1 + I_m^2 \cdot (t_2 - t_1) + I_m \cdot \frac{V_i}{L} \cdot (t_2 - t_1)^2 + \left(\frac{V_i}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_2 - t_1)^3}{3} + I_M^2 \cdot (t_3 - t_2) \right]} \quad (4.27)$$

- **Corrente Máxima**

A corrente máxima no interruptor S2 é dada pela equação (4.28).

$$I_{S2m\acute{a}x} = I_M \tag{4.28}$$

- **Tensão Máxima**

A tensão máxima no interruptor S2 depende da relação V_o/V_i e quando $V_o/V_i < 1$ esta é dada pela equação (4.29).

$$V_{S2m\acute{a}x} = \frac{V_i + V_o}{2} \tag{4.29}$$

Quando $V_o/V_i \geq 1$ a tensão máxima no interruptor S2 é dada pela equação (2.35).

$$V_{S2m\acute{a}x} = V_o \tag{4.30}$$

4.3.5.3. Diodo D1

Conforme as etapas de operação apresentadas na seção 4.3.1 as formas de onda no diodo D1 da Fig. 4.1, com o conversor operando no modo de condução contínua, são apresentadas na Fig. 4.12. A forma de onda da tensão no diodo D1 independe da relação V_o/V_i .

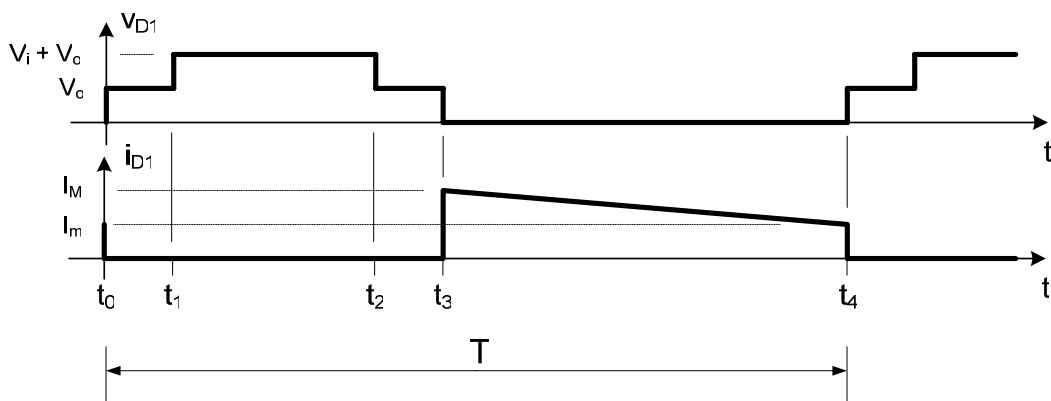


Fig. 4.12: Formas de onda no diodo D1 para operação em condução contínua.

- **Corrente média**

A corrente média no diodo D1 é dada pela equação (4.31).

$$I_{D1} = \frac{1}{T} \cdot \frac{(I_M + I_m) \cdot (t_4 - t_3)}{2} \quad (4.31)$$

- **Corrente eficaz**

A corrente eficaz no diodo D1 é dada pela equação (4.32).

$$I_{D1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T [i_{D1}(t)]^2 \cdot dt} \quad (4.32)$$

Entre os instantes de tempo t_3 e t_4 a corrente $i_{D1}(t)$ é dada pela equação (4.33).

$$i_{D1}(t) = I_M - \frac{V_o}{L} \cdot t \quad (4.33)$$

Substituindo a equação (4.33) na equação (4.32) encontra-se a equação (4.35) para o cálculo da corrente eficaz no diodo D1.

$$I_{D1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{(t_4-t_3)} \left[I_M - \frac{V_o}{L} \cdot t \right]^2 \cdot dt}$$

$$I_{D1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{(t_4-t_3)} \left[I_M^2 - 2 \cdot I_M \cdot \frac{V_o}{L} \cdot t + \left(\frac{V_o}{L} \cdot t \right)^2 \right] \cdot dt}$$

$$I_{D1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[I_M^2 \cdot (t_4 - t_3) - I_M \cdot \frac{V_o}{L} \cdot (t_4 - t_3)^2 + \left(\frac{V_o}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_4 - t_3)^3}{3} \right]} \quad (4.35)$$

- **Corrente máxima**

O valor máximo da corrente no diodo D1 é dado pela equação (4.36).

$$I_{D1m\acute{a}x} = I_M \tag{4.36}$$

- **Tensão reversa máxima**

A máxima tensão reversa sobre o diodo D1 é dada pela equação (4.37).

$$V_{D1m\acute{a}x} = V_i + V_o \tag{4.37}$$

4.3.5.4. Diodo D2

De acordo com as etapas de operação apresentadas na seção 4.3.1 as formas de onda no diodo D2 da Fig. 4.1, com o conversor operando no modo de condução contínua, são apresentadas na Fig. 4.13.

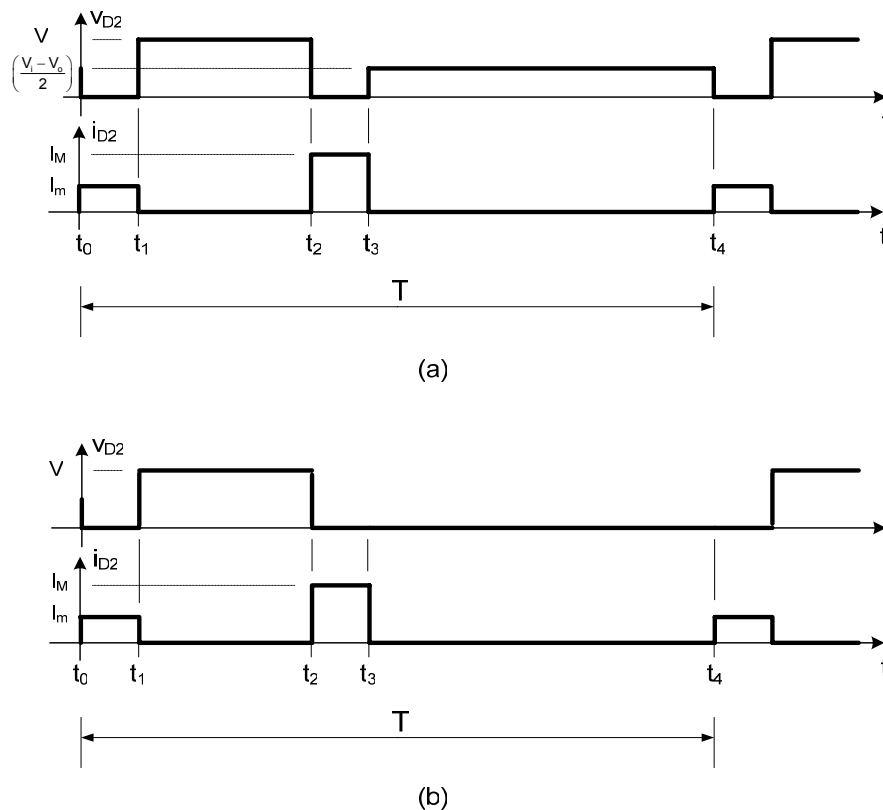


Fig. 4.13: Formas de onda no diodo D2 para operação em condução contínua: (a) $V_o/V_i < 1$ e (b) $V_o/V_i \geq 1$.

- **Corrente média**

A corrente média no diodo D2 é dada pela equação (4.38).

$$I_{D2} = \frac{1}{T} \cdot (I_M + I_m) \cdot t_1 \quad (4.38)$$

Obs.: $t_0 = 0$ e $t_1 = t_3 - t_2$.

- **Corrente eficaz**

A corrente eficaz no diodo D2 é dada pela equação (4.39).

$$I_{D2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T [i_{D2}(t)]^2 \cdot dt} \quad (4.39)$$

Entre os instantes de tempo t_0 e t_1 a corrente $i_{D2}(t)$ é dada pela equação (4.40).

$$i_{D2}(t) = I_m \quad (4.40)$$

Entre os instantes de tempo t_2 e t_3 a corrente $i_{D2}(t)$ é dada pela equação (4.41).

$$i_{D2}(t) = I_M \quad (4.41)$$

Substituindo as equações (4.40) e (4.41) em (4.39) encontra-se a equação (4.43) que permite calcular a corrente eficaz no diodo D2 em função de I_m , I_M , t_1 e T .

$$I_{D2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\int_{t_0}^{t_1} I_m^2 \cdot dt + \int_0^{(t_3-t_2)} I_M^2 \cdot dt \right]}$$

$$I_{D2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot [I_m^2 \cdot t_1 + I_M^2 \cdot (t_3 - t_2)]}$$

$$I_{D2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot [(I_m^2 + I_M^2) \cdot t_1]} \tag{4.43}$$

- **Corrente máxima**

O valor máximo da corrente no diodo D2 é dado pela equação (4.44).

$$I_{D2máx} = I_M \tag{4.44}$$

- **Tensão reversa máxima**

A máxima tensão reversa sobre o diodo D2 é dada pela equação (4.45).

$$V_{D2máx} = V_i \tag{4.45}$$

4.3.5.5. Indutor L

Conforme as etapas de operação apresentadas na seção 4.3.1 as formas de onda no indutor L da Fig. 4.1, com o conversor operando no modo de condução contínua, são apresentadas na Fig. 4.14.

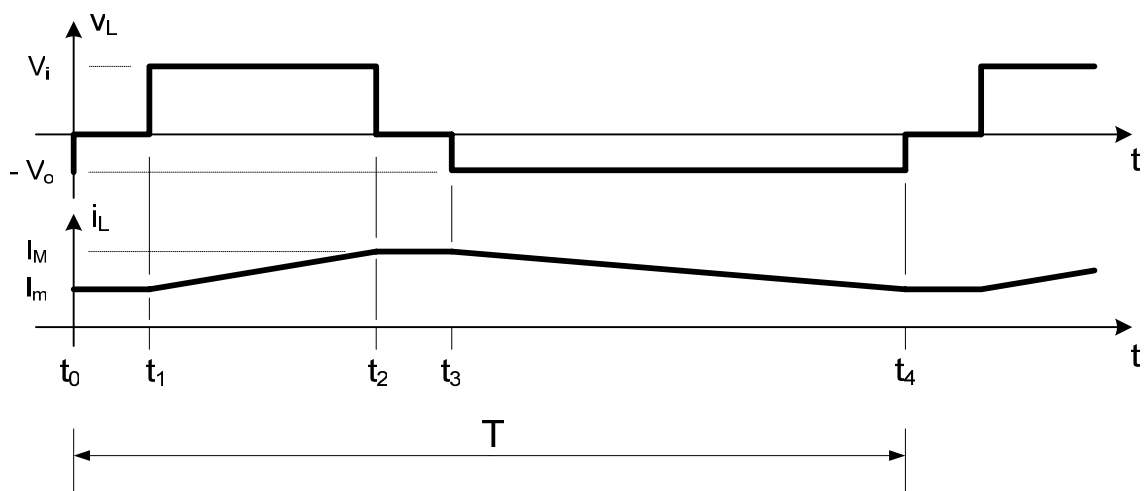


Fig. 4.14: Formas de onda no indutor L para operação em condução contínua.

- **Corrente média**

A corrente média no indutor L é dada pela equação (4.46).

$$I_L = \frac{1}{T} \left[(I_m + I_M) \cdot t_1 + \frac{(I_m + I_M) \cdot (t_2 - t_1)}{2} + \frac{(I_m + I_M) \cdot (t_4 - t_3)}{2} \right]$$

$$I_L = \frac{1}{T} \left\{ (I_m + I_M) \cdot \left[t_1 + \frac{(t_2 - t_1) + (t_4 - t_3)}{2} \right] \right\} \quad (4.46)$$

Obs.: $t_0 = 0$ e $t_1 = t_3 - t_2$.

- **Corrente eficaz**

Utilizando a equação (4.47) é possível calcular a corrente eficaz no indutor L.

$$I_{Lef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_L^2(t) \cdot dt}$$

$$I_{Lef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\int_{t_0=0}^{t_1} I_m^2 \cdot dt + \int_0^{(t_2-t_1)} \left(I_m + \frac{V_i}{L} \cdot t \right)^2 \cdot dt + \int_0^{(t_3-t_2)} I_M^2 \cdot dt + \int_0^{(t_4-t_3)} \left(I_M - \frac{V_o}{L} \cdot t \right)^2 \cdot dt \right]}$$

$$I_{Lef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left\{ \begin{aligned} & \int_{t_0=0}^{t_1} I_m^2 \cdot dt + \int_0^{(t_2-t_1)} \left[I_m^2 + 2 \cdot I_m \cdot \frac{V_i}{L} \cdot t + \left(\frac{V_i}{L} \cdot t \right)^2 \right] \cdot dt \\ & + \int_0^{(t_3-t_2)} I_M^2 \cdot dt + \int_0^{(t_4-t_3)} \left[I_M^2 - 2 \cdot I_M \cdot \frac{V_o}{L} \cdot t + \left(\frac{V_o}{L} \cdot t \right)^2 \right] \cdot dt \end{aligned} \right\}}$$

$$I_{Lef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left\{ \begin{aligned} & I_m^2 \cdot t_1 + I_m^2 (t_2 - t_1) + I_m \cdot \frac{V_i}{L} \cdot (t_2 - t_1)^2 + \left(\frac{V_i}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_2 - t_1)^3}{3} + I_M^2 \cdot (t_3 - t_2) \\ & + I_M^2 \cdot (t_4 - t_3) - I_M \cdot \frac{V_o}{L} \cdot (t_4 - t_3)^2 + \left(\frac{V_o}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_4 - t_3)^3}{3} \end{aligned} \right\}}$$

$$I_{Lef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left\{ \begin{aligned} & I_m^2 \cdot t_1 + I_m^2 (t_2 - t_1) + I_m \cdot \frac{V_i}{L} \cdot (t_2 - t_1)^2 + \left(\frac{V_i}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_2 - t_1)^3}{3} + I_M^2 \cdot t_1 \\ & + I_M^2 \cdot (t_4 - t_3) - I_M \cdot \frac{V_o}{L} \cdot (t_4 - t_3)^2 + \left(\frac{V_o}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_4 - t_3)^3}{3} \end{aligned} \right\}} \quad (4.47)$$

- **Corrente máxima**

O valor máximo da corrente no indutor é dado pela equação (4.48).

$$I_{L\text{máx}} = I_M \tag{4.48}$$

- **Tensão máxima**

O valor máximo do módulo da tensão nos terminais do indutor depende da relação V_o/V_i . Quando esta relação é menor que um, este valor é dado pela equação (4.49).

$$|V_L|_{\text{máx}} = V_i \tag{4.49}$$

Quando a relação V_o/V_i é maior que um, o valor máximo do módulo da tensão nos terminais do indutor é dado pela equação (4.50).

$$|V_L|_{\text{máx}} = V_o \tag{4.50}$$

4.3.5.6. Capacitor C

De acordo com as etapas de operação apresentadas na seção 4.3.1 as formas de onda no capacitor C da Fig. 4.1, com o conversor operando no modo de condução contínua, são apresentadas na Fig. 4.15.

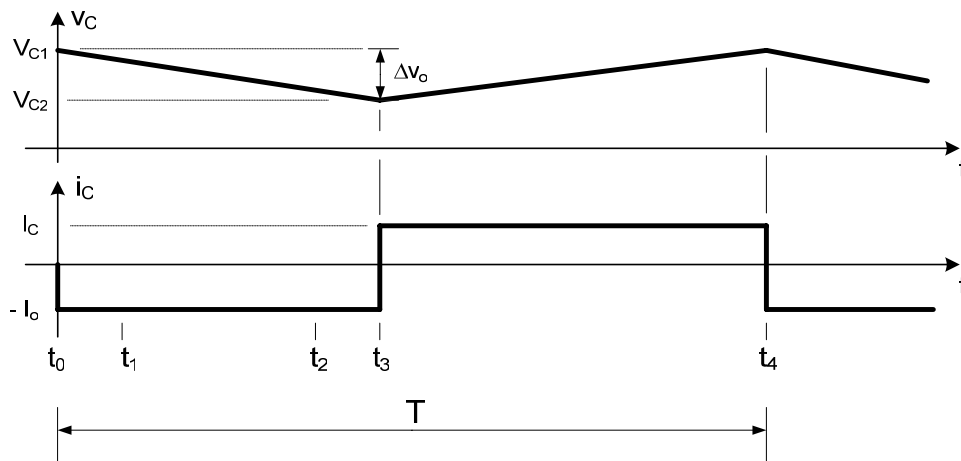


Fig. 4.15: Formas de onda no capacitor C para operação em condução contínua.

A corrente I_o da Fig. 4.15 é dada pela equação (4.51).

$$I_o = C \cdot \frac{\Delta v_o}{t_3} \quad (4.51)$$

A corrente I_C da Fig. 4.15 é dada pela equação (4.52).

$$I_C = C \cdot \frac{\Delta v_o}{(t_4 - t_3)} \quad (4.52)$$

- **Corrente eficaz**

A corrente eficaz no capacitor C é calculada com o uso da equação (4.53).

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_C^2(t) \cdot dt}$$

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\int_{t_0=0}^{t_3} (-I_o)^2 \cdot dt + \int_0^{(t_4-t_3)} (I_C)^2 \cdot dt \right]}$$

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot [I_o^2 \cdot t_3 + I_C^2 \cdot (t_4 - t_3)]} \quad (4.53)$$

Substituindo as equações (4.51) e (4.52) obtêm-se a equação (4.54).

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\left(C \cdot \frac{\Delta v_o}{t_3} \right)^2 \cdot t_3 + \left(C \cdot \frac{\Delta v_o}{(t_4 - t_3)} \right)^2 \cdot (t_4 - t_3) \right]}$$

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{(C \cdot \Delta v_o)^2}{T} \cdot \left(\frac{1}{t_3} + \frac{1}{(t_4 - t_3)} \right)} \quad (4.54)$$

- **Tensão máxima**

A tensão máxima nos terminais do capacitor, desconsiderando a ondulação Δv_o , é a própria tensão de saída V_o .

4.3.5.7. Resistor R_o

A Fig. 4.16 mostra as formas de onda teóricas no resistor R_o , desconsiderando a ondulação Δv_o , que são válidas para os modos de condução contínua e crítica e independem da relação V_o/V_i .

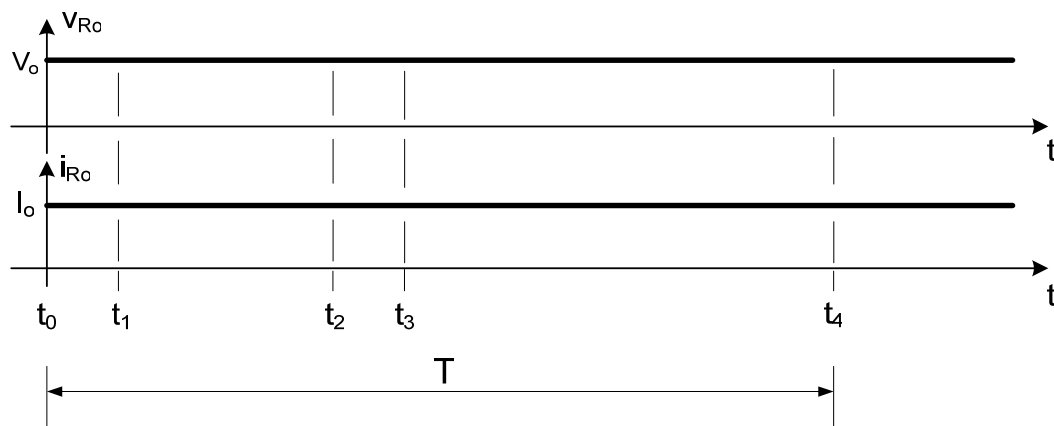


Fig. 4.16: Formas de onda no resistor R_o .

- **Potência**

A potência nominal do resistor R_o é calculada pelas equações (4.55) e (4.56).

$$P_o = R_o \cdot I_o^2 \tag{4.55}$$

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_o} \tag{4.56}$$

4.3.6. Simulação com componentes ideais

A seguir serão apresentados os resultados de simulação utilizando modelos de interruptor e diodo ideais.

As especificações do conversor para simulação com componentes ideais são apresentadas na Tabela 4.1.

V_i	550V	α	0,8
V_o	550V	$\Delta I_L\%$	10%
P_o	500W	$\Delta V_o\%$	1%
f	50kHz		

Tabela 4.1: Especificações para simulação com componentes ideais do conversor CC-CC Buck-Boost de três níveis operando no modo de condução contínua.

O circuito simulado é mostrado na Fig. 4.17.

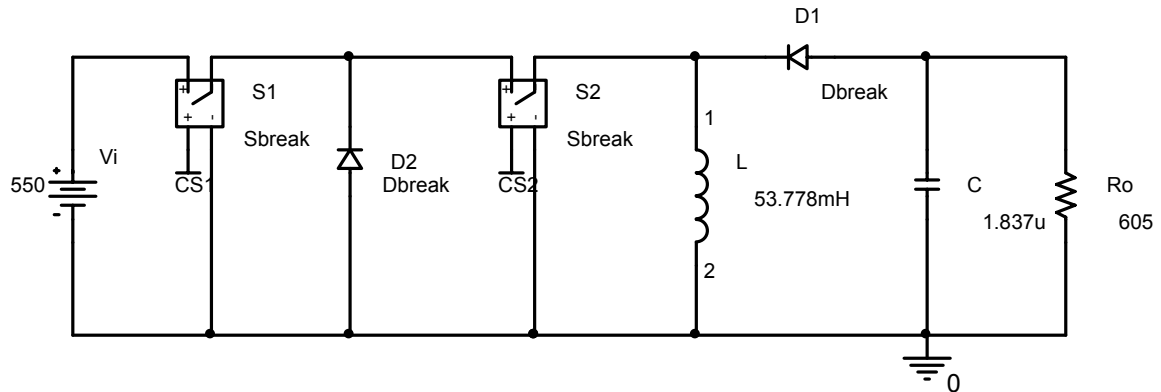


Fig. 4.17: Circuito para simulação com componentes ideais do conversor CC-CC Buck de três níveis operando no modo de condução contínua.

A Fig. 4.18 mostra a ordem de comando para os interruptores S1 e S2.

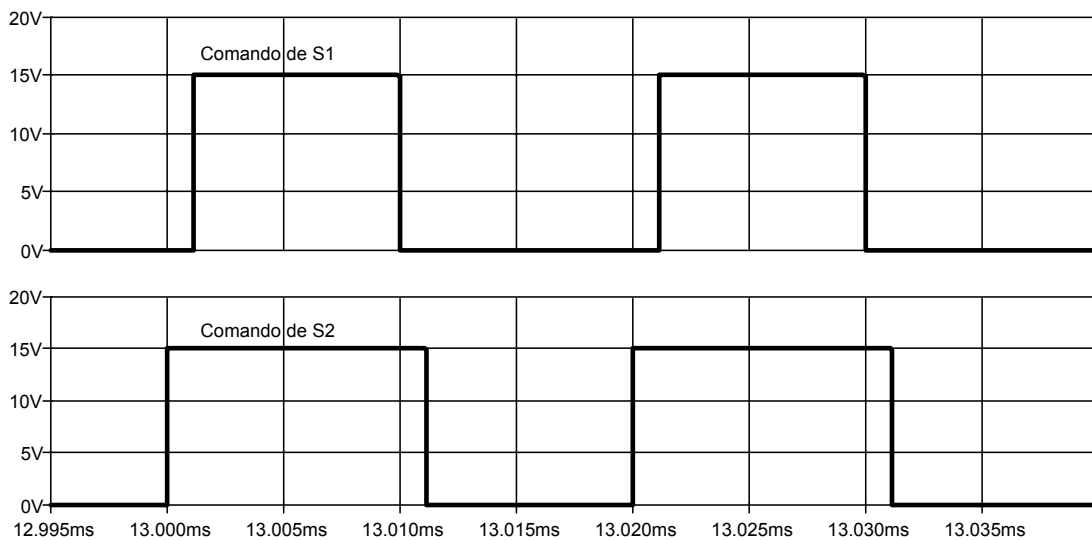


Fig. 4.18: Ordem de comando para os interruptores S1 e S2.

A Fig. 4.19 mostra a corrente no indutor L.

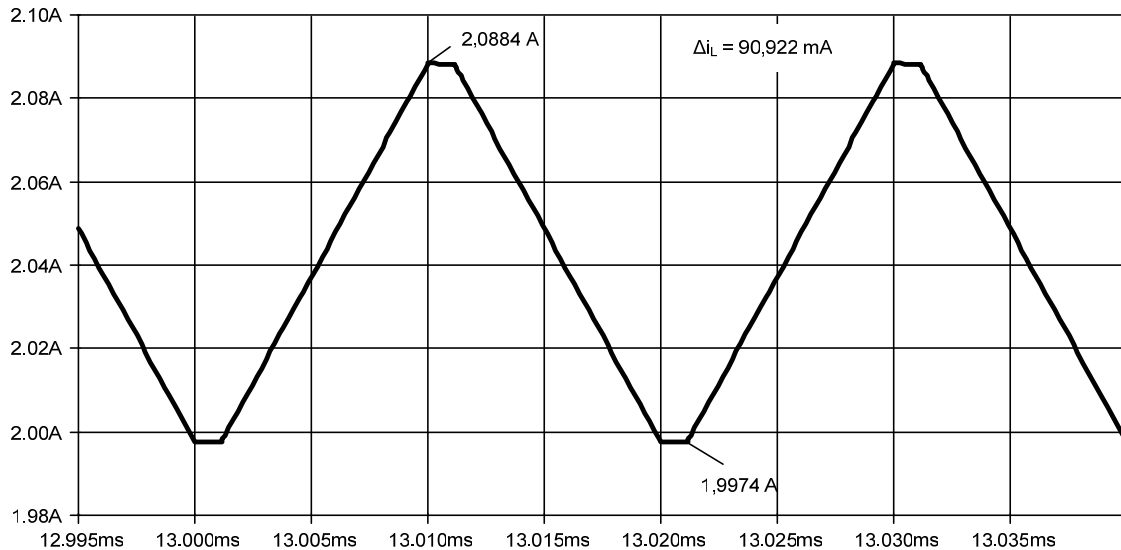


Fig. 4.19: Corrente no indutor L.

A Fig. 4.20 mostra a forma de onda de tensão sobre os interruptores S1 e S2.

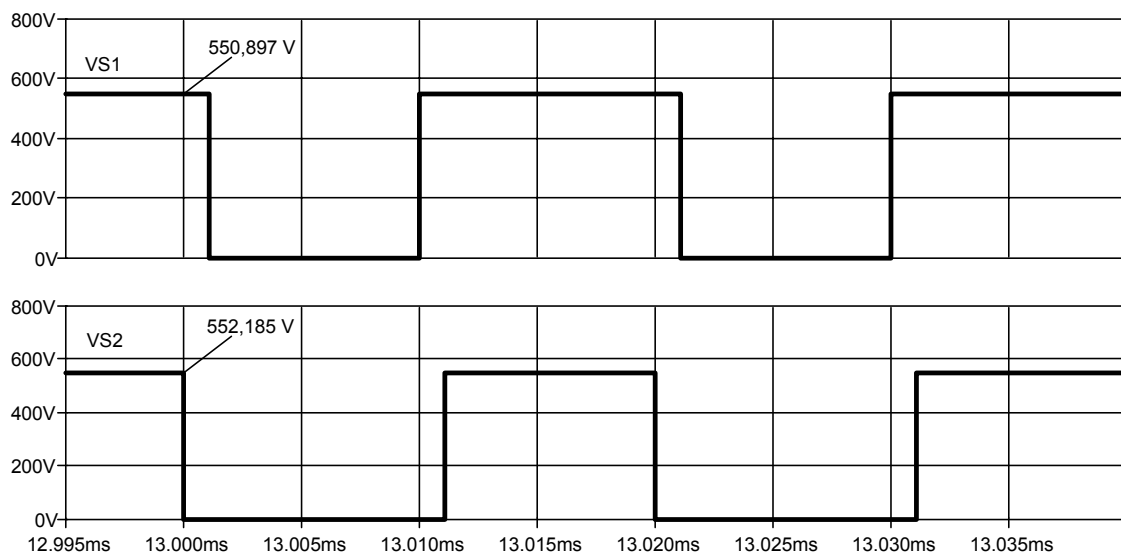


Fig. 4.20: Tensão sobre os interruptores S1 e S2.

A Fig. 4.21 mostra a tensão na saída do conversor.

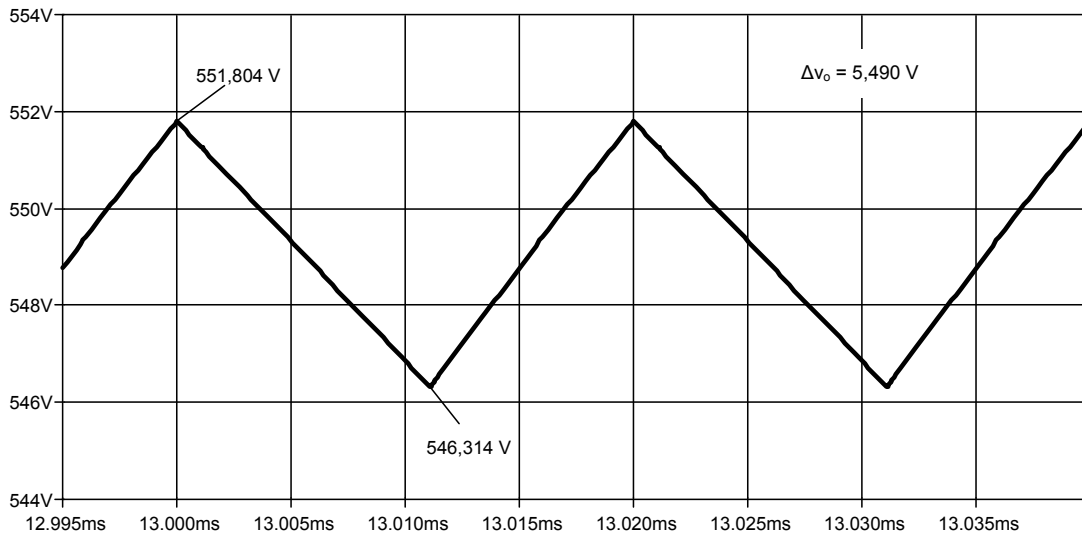


Fig. 4.21: Forma de onda da tensão V_o na saída do conversor.

4.4. Operação no Modo de Condução Crítica

Nesta seção serão apresentadas as etapas de operação, as formas de onda básicas, o ganho estático ideal, a ondulação da corrente no indutor L, o dimensionamento dos componentes do conversor e a simulação com componentes ideais considerando o conversor operando no modo de condução crítica.

4.4.1. Etapas de operação

As etapas de operação para o modo de condução crítica são as mesmas descritas para o modo de condução contínua. O que difere estes dois modos de operação é o fato que na Fig. 4.7 o valor I_m é igual à zero. Dessa forma, durante a primeira etapa de funcionamento, a corrente no indutor L é nula e se anula exatamente no final do período de operação do conversor.

4.4.2. Formas de onda básicas

As formas de onda básicas para operação no modo de condução crítica, considerando a situação “a” da 4ª etapa de operação, são apresentadas na Fig. 4.22 que também pode ser obtida fazendo $I_m = 0$ na Fig. 4.7.

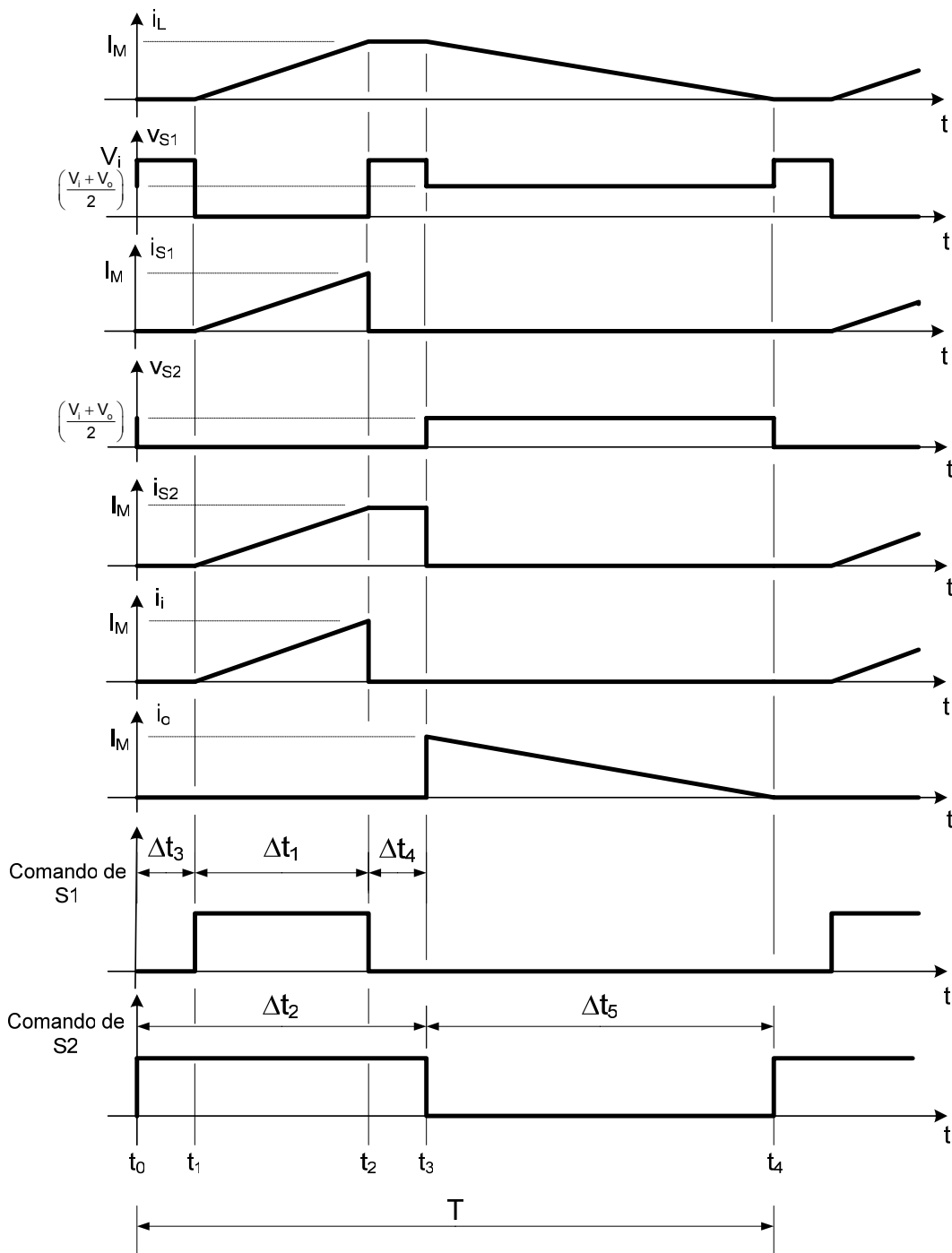


Fig. 4.22: Formas de onda básicas do conversor Buck-Boost de três níveis operando no modo de condução crítica considerando a situação “a” da 4ª etapa de operação.

4.4.3. Ondulação da corrente no indutor L

No caso particular da condução crítica a ondulação de corrente no indutor L se confunde com a própria corrente de pico. Assim:

$$\Delta i_L = I_M = \frac{V_i \cdot D_1}{L \cdot f} \quad (4.57)$$

A corrente média na saída I_o , de acordo com a forma de onda na Fig. 4.22, é dada pela equação (4.58).

$$I_o = \frac{1}{T} \cdot \frac{1}{2} \cdot I_M \cdot \Delta t_s$$

$$I_o = \frac{1}{2} \cdot I_M \cdot D_2 \quad (4.58)$$

Substituindo a expressão (1.1) na expressão (4.58) encontra-se a expressão (4.59) da corrente média na saída em função de I_M e D_2 .

$$I_o = \frac{1}{2} \cdot I_M \cdot (1 - D_2) \quad (4.59)$$

Isolando I_M na expressão (4.59) obtêm-se a equação (4.60) do valor máximo da corrente no indutor L em função de I_o e D_2 .

$$I_M = \frac{2 \cdot I_o}{(1 - D_2)} \quad (4.60)$$

4.4.4. Cálculo da indutância crítica

É possível obter a indutância crítica fazendo $I_m = 0$ na equação (4.61). Assim:

$$0 = \frac{I_o}{(1-D_2)} - \frac{V_i \cdot D_1}{2 \cdot L \cdot f} \quad (4.61)$$

Isolando L na equação (4.62) encontra-se uma expressão para o cálculo da indutância crítica L_{Cr} .

$$L_{Cr} = \frac{V_i \cdot D_1 \cdot (1-D_2)}{2 \cdot f \cdot I_o} \quad (4.62)$$

Isolando L na equação (4.57) encontra-se a equação (4.63) que é outra equação para o cálculo da indutância crítica em função de Δi_L .

$$L_{Cr} = \frac{V_i \cdot D_1}{\Delta i_L \cdot f} \quad (4.63)$$

4.4.5. Dimensionamento dos componentes do conversor

No modo de condução crítica as equações para o dimensionamento podem ser obtidas através das formas de onda em cada componente do circuito ou fazendo $I_m = 0$ nas equações para o dimensionamento no modo de condução contínua.

4.4.5.1. Interruptor S1

As formas de onda no interruptor S1 da Fig. 4.1, com o conversor operando no modo de condução crítica, são apresentadas na Fig. 4.23.

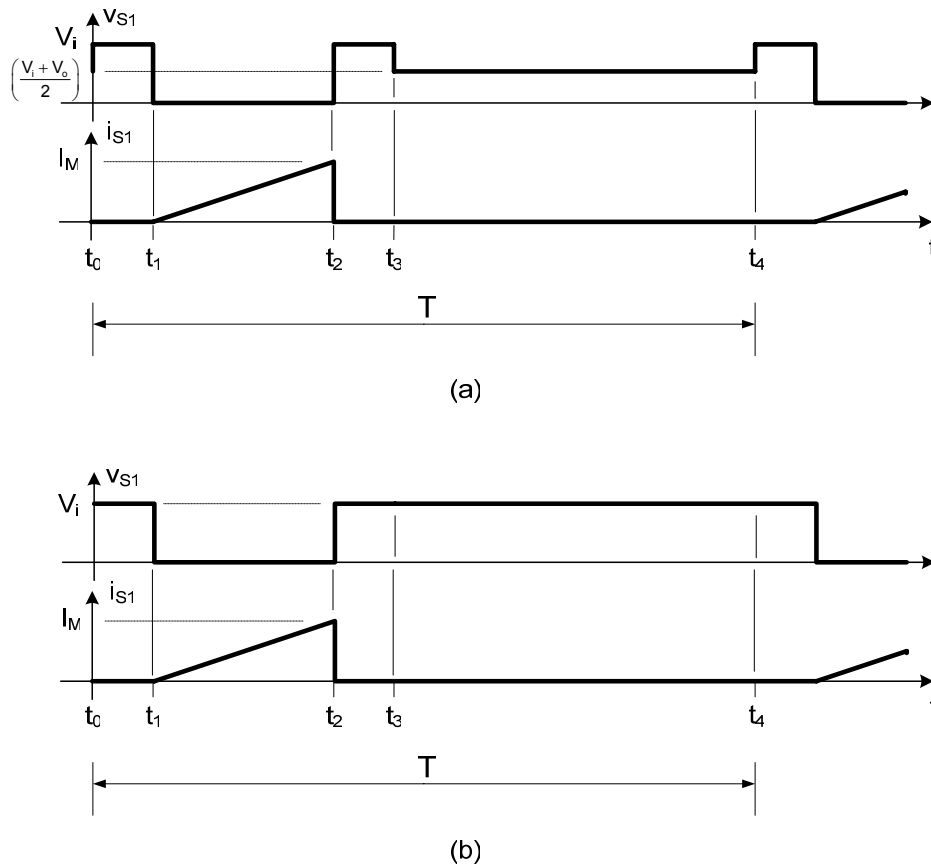


Fig. 4.23: Formas de onda no interruptor S1 para operação em condução crítica: (a) $V_o/V_i < 1$ e (b) $V_o/V_i \geq 1$.

- **Corrente média**

A corrente média no interruptor S1 é dada pela expressão (4.64).

$$I_{S1} = \frac{1}{T} \cdot \frac{I_M \cdot \Delta t_1}{2} \tag{4.64}$$

- **Corrente eficaz**

A corrente eficaz no interruptor S1 é calculada através da equação (4.17).

Entre os instantes de tempo t_1 e t_2 a corrente $i_{S1}(t)$ é dada pela equação (4.65).

$$i_{S1}(t) = \frac{V_i}{L} \cdot t \tag{4.65}$$

Substituindo (4.65) em (4.17) encontra-se a equação (4.66).

$$I_{S1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{(t_2-t_1)} \left(\frac{V_i}{L} \cdot t\right)^2 \cdot dt}$$

$$I_{S1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\left(\frac{V_i}{L}\right)^2 \cdot \frac{(t_2-t_1)^3}{3} \right]} \tag{4.66}$$

- **Corrente máxima**

A corrente máxima que flui através do interruptor S1 é dada pela equação (4.20).

- **Tensão máxima**

A tensão máxima à qual o interruptor S1 é submetido é dada pela equação (4.29) e independe de V_o/V_i .

4.4.5.2. Interruptor S2

As formas de onda no interruptor S2 da Fig. 4.1, com o conversor operando no modo de condução crítica, são apresentadas na Fig. 4.24.

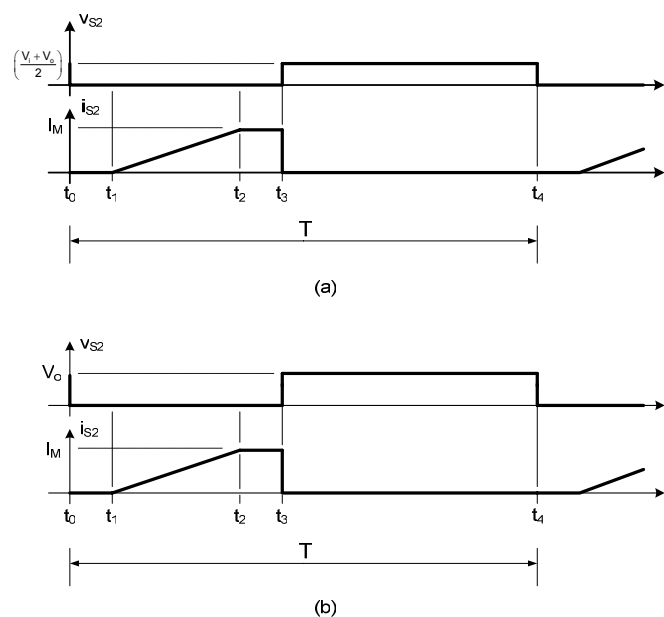


Fig. 4.24: Formas de onda no interruptor S2 para operação em condução crítica: (a) $V_o/V_i < 1$ e (b) $V_o/V_i \geq 1$.

- **Corrente média**

A corrente média no interruptor S2 é dada pela equação (4.67).

$$I_{S2} = \frac{1}{T} \cdot \left[I_M \cdot \left(\Delta t_3 + \frac{\Delta t_1}{2} \right) \right] \quad (4.67)$$

Obs: $\Delta t_3 = \Delta t_4$.

- **Corrente eficaz**

A corrente eficaz no interruptor S2 é dada pela equação (4.23).

Entre os instantes de tempo t_1 e t_2 a corrente $i_{S2}(t)$ é dada pela equação (4.68).

$$i_{S2}(t) = \frac{V_i}{L} \cdot t \quad (4.68)$$

Durante os intervalos de tempo t_2 e t_3 a corrente $i_{S2}(t)$ é dada pela equação (4.69).

$$i_{S2}(t) = I_M \quad (4.69)$$

Substituindo as equações (4.68) e (4.69) em (4.23) encontra-se a equação (4.70) para o cálculo da corrente eficaz no interruptor S2.

$$I_{S2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left(\int_0^{(t_2-t_1)} \left(\frac{V_i}{L} \cdot t \right)^2 \cdot dt + \int_0^{(t_3-t_2)} I_M^2 \cdot dt \right)}$$

$$I_{S2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left(\left(\frac{V_i}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_2-t_1)^3}{3} + I_M^2 \cdot (t_3-t_2) \right)} \quad (4.70)$$

- **Corrente máxima**

A corrente máxima no interruptor S2 é dada pela equação (4.28).

- **Tensão máxima**

A tensão máxima no interruptor S2 depende da relação V_o/V_i e quando $V_o/V_i < 1$ esta é dada pela equação (4.29).

Quando $V_o/V_i \geq 1$ a tensão máxima no interruptor S2 é dada pela equação (4.30).

4.4.5.3. Diodo D1

As formas de onda no diodo D1 da Fig. 4.1, com o conversor operando no modo de condução crítica, são apresentadas na Fig. 4.25. A forma de onda da tensão no diodo D1 independe da relação V_o/V_i .

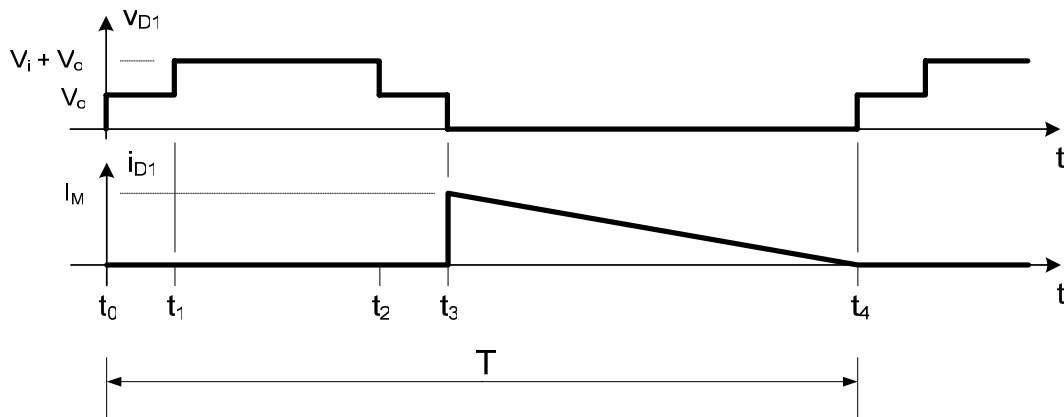


Fig. 4.25: Formas de onda no diodo D1 para operação em condução crítica.

- **Corrente média**

A corrente média no diodo D1 é dada pela equação (4.71).

$$I_{D1} = \frac{1}{T} \cdot \frac{I_M \cdot (t_4 - t_3)}{2} \tag{4.71}$$

- **Corrente eficaz**

A corrente eficaz no diodo D1 é dada pela equação (4.35).

- **Corrente máxima**

O valor máximo da corrente no diodo D1 é dado pela equação (4.36).

- **Tensão reversa máxima**

A máxima tensão reversa sobre o diodo D1 é dada pela equação (4.37).

4.4.5.4. Diodo D2

As formas de onda no diodo D2 da Fig. 4.1, com o conversor operando no modo de condução crítica, são apresentadas na Fig. 4.26.

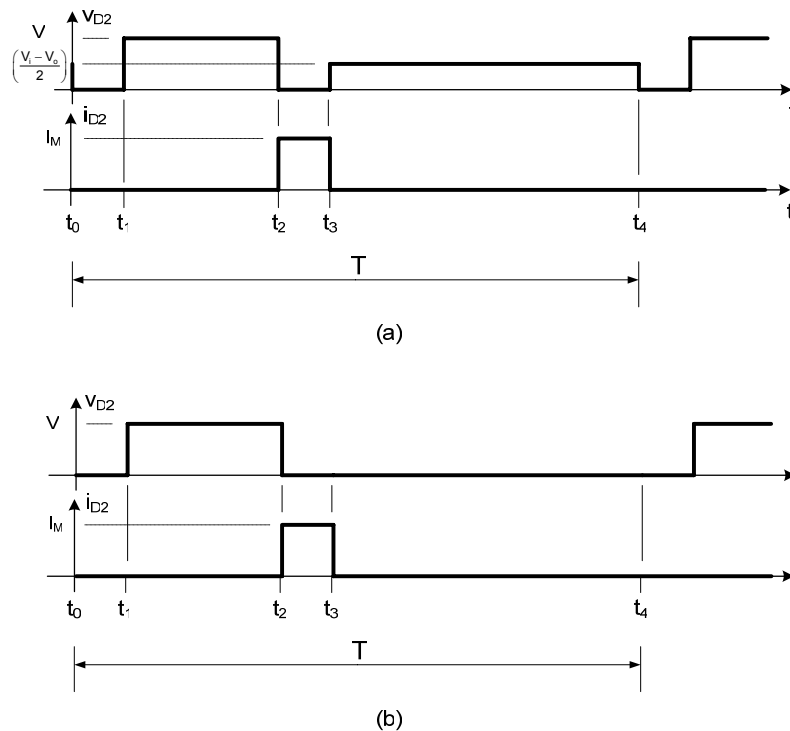


Fig. 4.26: Formas de onda no diodo D2 para operação em condução crítica: (a) $V_o/V_i < 1$ e (b) $V_o/V_i \geq 1$.

- **Corrente média**

A corrente média no diodo D2 é dada pela equação (4.72).

$$I_{D2} = \frac{1}{T} \cdot I_M \cdot t_1 \tag{4.72}$$

Obs.: $t_0 = 0$ e $t_1 = t_3 - t_2$.

- **Corrente eficaz**

A corrente eficaz no diodo D2 é dada pela equação (4.39).

Entre os instantes de tempo t_2 e t_3 a corrente $i_{D2}(t)$ é dada pela equação (4.73).

$$i_{D2}(t) = I_M \tag{4.73}$$

Substituindo a equação (4.73) em (4.39) encontra-se a equação (4.74) que permite calcular a corrente eficaz no diodo D2 em função de I_M , t_1 e T .

$$I_{D2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{(t_3-t_2)} I_M^2 \cdot dt}$$

$$I_{D2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot I_M^2 \cdot (t_3 - t_2)}$$

$$I_{D2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot I_M^2 \cdot t_1} \tag{4.74}$$

- **Corrente máxima**

O valor máximo da corrente no diodo D2 é dado pela equação (4.44).

- **Tensão reversa máxima**

A máxima tensão reversa sobre o diodo D2 é dada pela equação (4.45).

4.4.5.5. Indutor L

As formas de onda no indutor L da Fig. 4.1, com o conversor operando no modo de condução crítica, são apresentadas na Fig. 4.27.

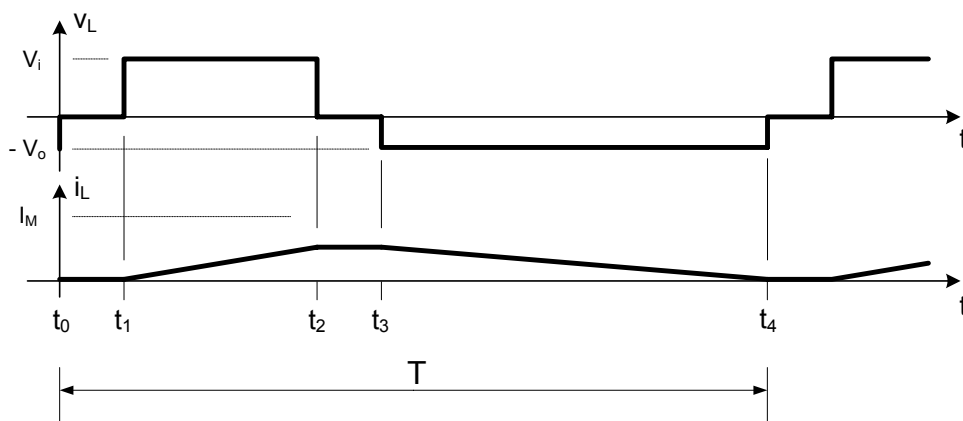


Fig. 4.27: Formas de onda no indutor L para operação em condução crítica.

- **Corrente média**

A corrente média no indutor L é dada pela equação (4.75).

$$I_L = \frac{1}{T} \left[I_M \cdot t_1 + \frac{I_M \cdot (t_2 - t_1)}{2} + \frac{I_M \cdot (t_4 - t_3)}{2} \right]$$

$$I_L = \frac{1}{T} \left\{ I_M \cdot \left[t_1 + \frac{(t_2 - t_1) + (t_4 - t_3)}{2} \right] \right\} \quad (4.75)$$

Obs.: $t_0 = 0$ e $t_1 = t_3 - t_2$.

- **Corrente eficaz**

Utilizando a equação (4.76) é possível calcular a corrente eficaz no indutor L.

$$I_{Lef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_L^2(t) \cdot dt}$$

$$I_{Lef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{(t_2-t_1)} \left(\frac{V_i}{L} \cdot t \right)^2 \cdot dt + \int_0^{(t_3-t_2)} I_M^2 \cdot dt + \int_0^{(t_4-t_3)} \left(I_M - \frac{V_o}{L} \cdot t \right)^2 \cdot dt \right]}$$

$$I_{Lef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left\{ \int_0^{(t_2-t_1)} \left(\frac{V_i}{L} \cdot t \right)^2 \cdot dt + \int_0^{(t_3-t_2)} I_M^2 \cdot dt + \int_0^{(t_4-t_3)} \left[I_M^2 - 2 \cdot I_M \cdot \frac{V_o}{L} \cdot t + \left(\frac{V_o}{L} \cdot t \right)^2 \right] \cdot dt \right\}}$$

$$I_{Lef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left\{ \left(\frac{V_i}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_2 - t_1)^3}{3} + I_M^2 \cdot (t_3 - t_2) + I_M^2 \cdot (t_4 - t_3) \right. \\ \left. - I_M \cdot \frac{V_o}{L} \cdot (t_4 - t_3)^2 + \left(\frac{V_o}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_4 - t_3)^3}{3} \right\}}$$

$$I_{Lef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left\{ \left(\frac{V_i}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_2 - t_1)^3}{3} + I_M^2 \cdot t_1 + I_M^2 \cdot (t_4 - t_3) \right. \\ \left. - I_M \cdot \frac{V_o}{L} \cdot (t_4 - t_3)^2 + \left(\frac{V_o}{L} \right)^2 \cdot \frac{(t_4 - t_3)^3}{3} \right\}} \quad (4.76)$$

- **Corrente máxima**

O valor máximo da corrente no indutor é dado pela equação (4.48).

- **Tensão máxima**

O valor máximo do módulo da tensão nos terminais do indutor depende da relação V_o/V_i . Quando esta relação é menor que um este valor é dado pela equação (4.49).

Quando a relação V_o/V_i é maior que um, o valor máximo do módulo da tensão nos terminais do indutor é dado pela equação (4.50).

4.4.5.6. Capacitor C

As formas de onda no capacitor C da Fig. 4.1, com o conversor operando no modo de condução crítica, são apresentadas na Fig. 4.28.

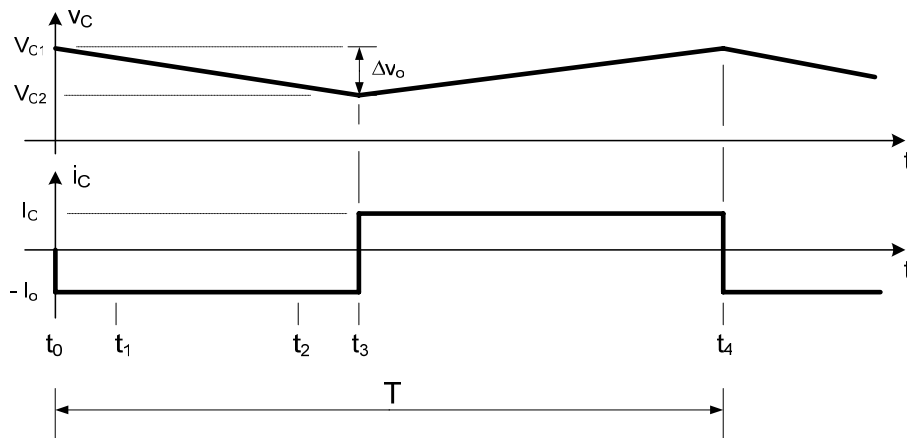


Fig. 4.28: Formas de onda no capacitor C para operação em condução crítica.

- **Corrente eficaz**

A corrente eficaz no capacitor é pode ser calculada através da equação (4.54) que é a mesma equação para o modo de condução contínua.

- **Tensão máxima**

A tensão máxima nos terminais do capacitor, desconsiderando a ondulação Δv_o , é a própria tensão de saída V_o .

4.4.5.7. Resistor R_o

As formas de onda Teóricas no resistor R_o com o conversor operando no modo de condução crítica são as mesmas para o modo de condução contínua já apresentadas na Fig. 4.16.

O dimensionamento do resistor R_o pode ser feito através das equações (4.55) e (4.56).

4.4.6. Simulação com componentes ideais

A seguir serão apresentados os resultados de simulação utilizando modelos de interruptor e diodo ideais para o conversor operando no modo de condução crítica.

As especificações do conversor para simulação com componentes ideais são apresentadas na Tabela 4.2.

V_i	550V	f	50kHz
V_o	550V	α	0,8
P_o	500W	$\Delta V_o\%$	1%

Tabela 4.2: Especificações para simulação com componentes ideais do conversor CC-CC Buck-Boost de três níveis operando no modo de condução crítica.

O circuito simulado é mostrado na Fig. 4.29.

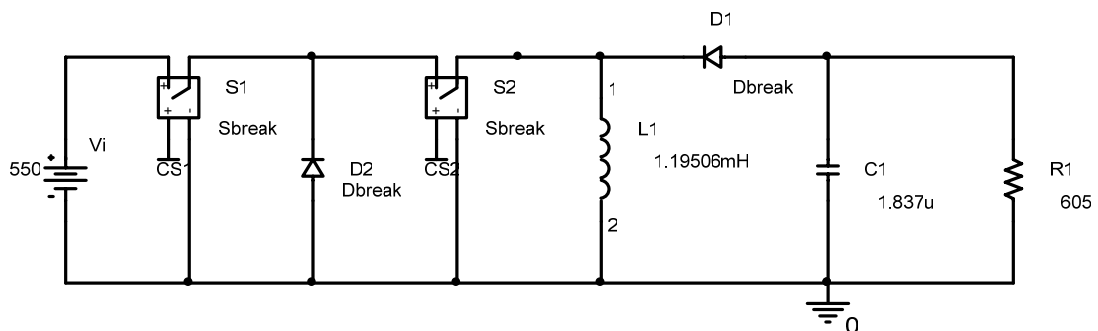


Fig. 4.29: Circuito para simulação com componentes ideais do conversor CC-CC Buck-Boost de três níveis operando no modo de condução crítica.

A Fig. 4.30 mostra a ordem de comando para os interruptores S1 e S2.

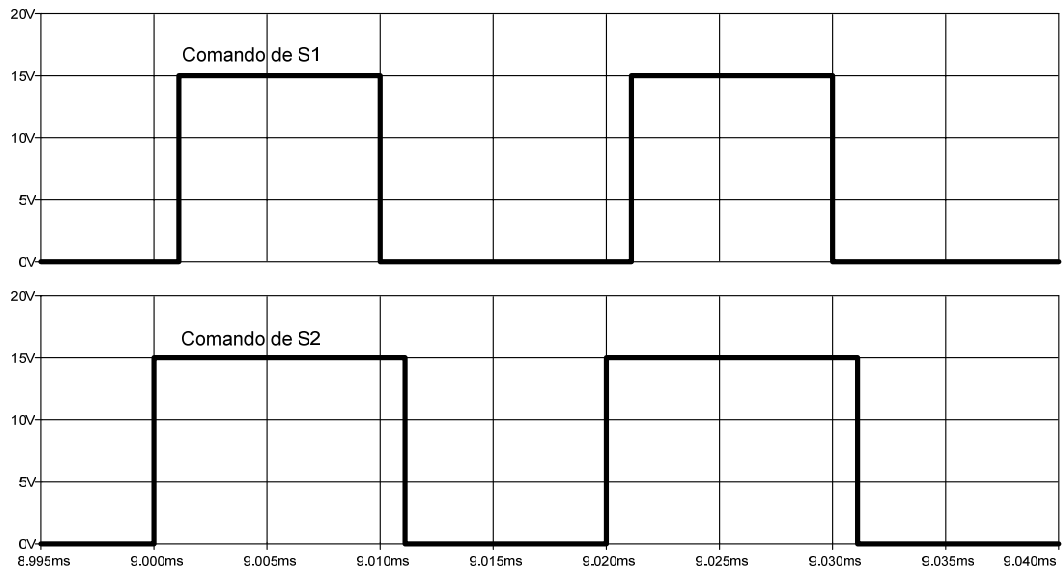


Fig. 4.30: Ordem de comando para os interruptores S1 e S2.

A Fig. 4.31 mostra a corrente no indutor L.

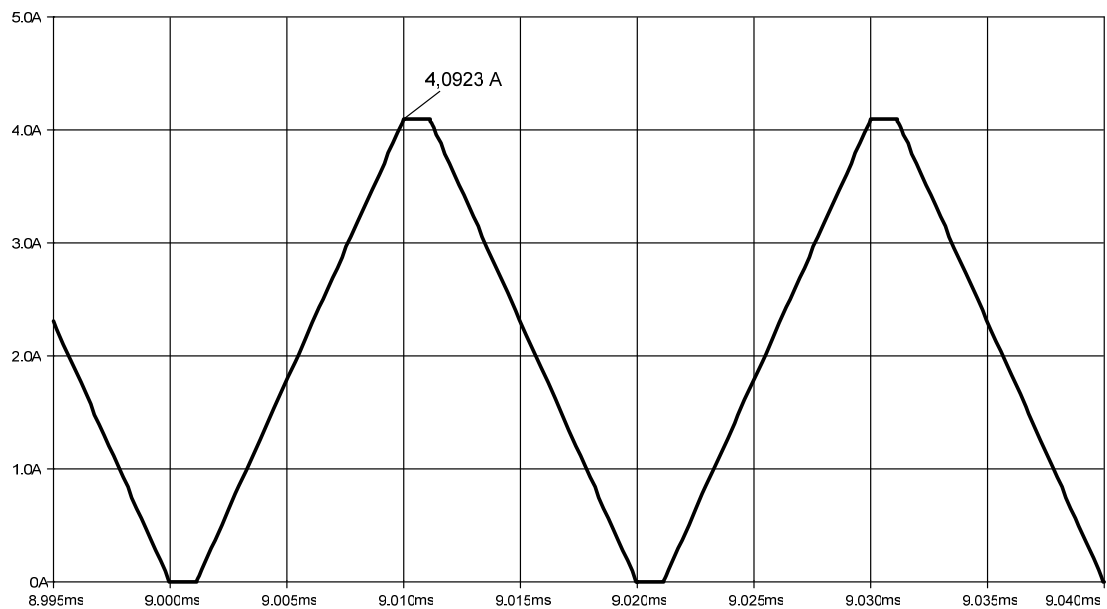


Fig. 4.31: Corrente no indutor L.

A Fig. 4.32 mostra a forma de onda de tensão sobre os interruptores S1 e S2.

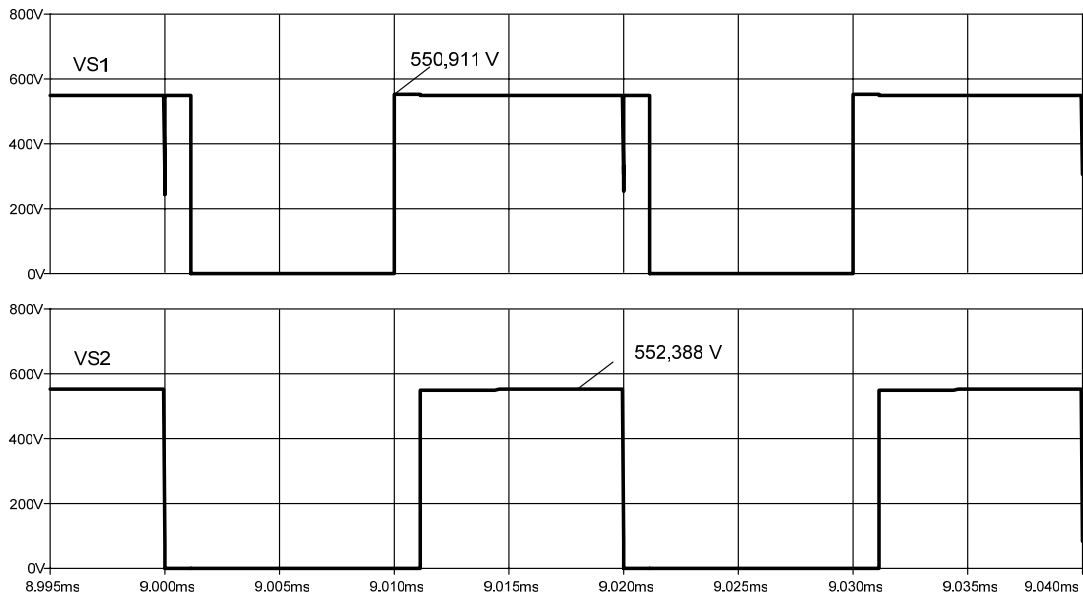


Fig. 4.32: Tensão sobre os interruptores S1 e S2.

A Fig. 4.33 mostra a tensão na saída do conversor.

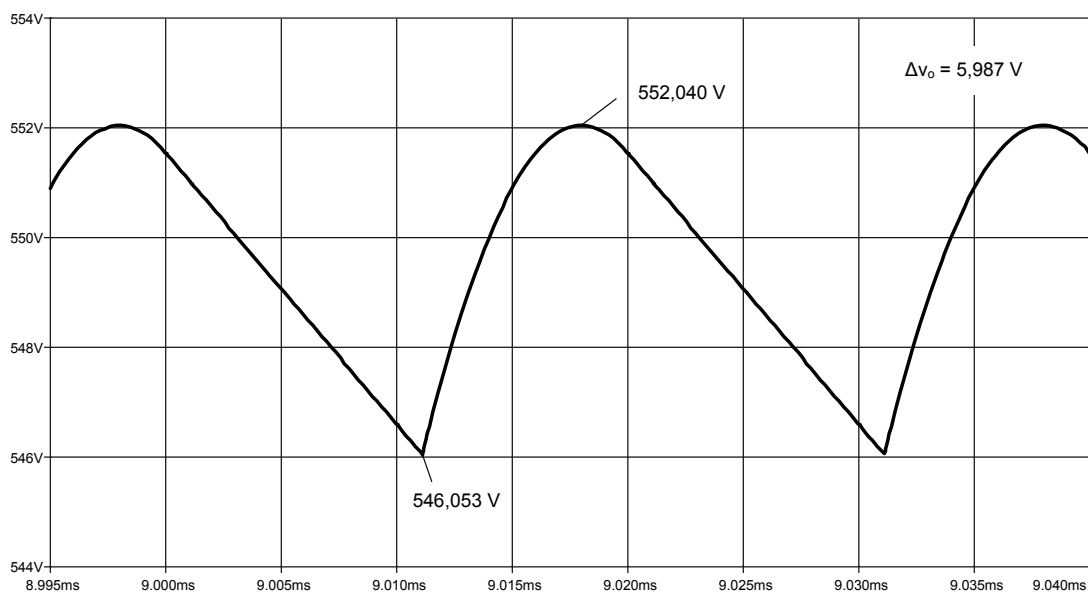


Fig. 4.33: Forma de onda da tensão V_o na saída do conversor.

4.5. Operação no Modo de Condução Descontínua

Nesta seção serão apresentadas as etapas de operação, as formas de onda básicas, o ganho estático ideal, a ondulação da corrente no indutor L , o dimensionamento dos componentes do conversor e a simulação com componentes ideais para o conversor operando no modo de condução descontínua.

4.5.1. Etapas de operação

1ª Etapa (t_0, t_1)

No instante t_0 o interruptor S_2 é comandado a conduzir, mas a corrente no indutor L é nula.

O diodo D_1 se encontra bloqueado com tensão reversa igual à V_o como mostrado na Fig. 4.34.

A tensão sobre o interruptor S_1 é igual a V_i .

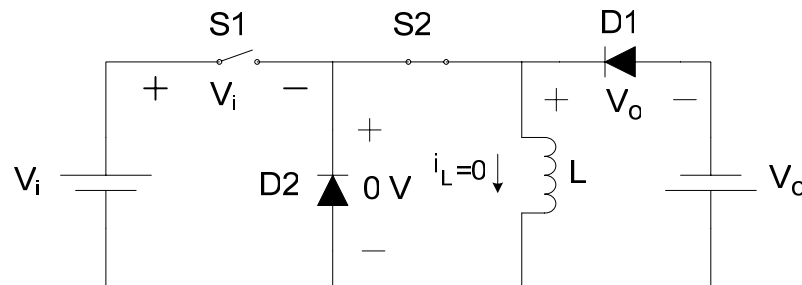


Fig. 4.34: Primeira etapa de operação.

Durante esta etapa:

- A tensão sobre o interruptor S_1 é igual a V_i .
Esta etapa termina quando o interruptor S_1 é comandado a conduzir.

2ª Etapa (t_1, t_2)

A Fig. 4.35 ilustra a segunda etapa. No instante t_1 o interruptor S_1 é comandado a conduzir e a corrente no indutor L , partindo de zero, cresce linearmente com taxa igual a V_i/L através dos interruptores S_2 e S_1 .

4.5. Operação no Modo de Condução Descontínua

Os diodos D1 e D2 encontram-se bloqueados com tensão reversa respectivamente igual a V_i e $(V_i + V_o)$.

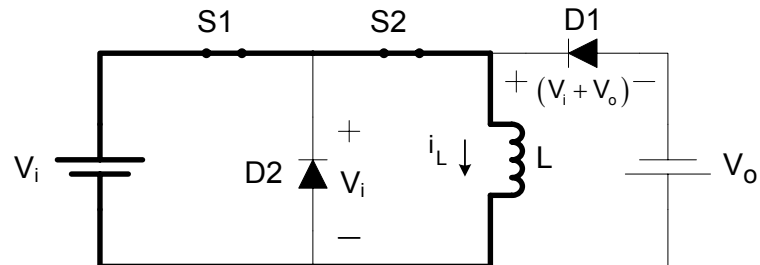


Fig. 4.35: Segunda etapa de operação.

Durante esta etapa:

- A fonte V_i transfere energia para o indutor L.
- Esta etapa termina quando o interruptor S1 é comandado a bloquear.

3ª Etapa (t_2, t_3)

No instante t_2 o interruptor S1 é comandado a bloquear e a corrente no indutor L fica confinada na malha LS2D2.

O diodo D1 se encontra bloqueado com tensão reversa igual à V_o como mostrado na Fig. 4.36.

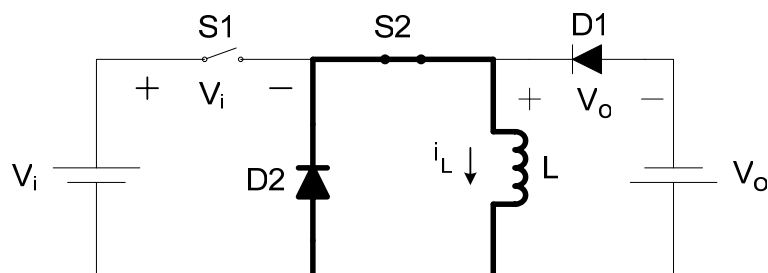


Fig. 4.36: Terceira etapa de operação.

Nesta etapa:

- O interruptor S2 e o diodo D2 conduzem a corrente i_L ;
 - A tensão sobre o interruptor S1 é igual a V_i .
- Esta etapa termina quando o interruptor S2 é comandado a bloquear.

4ª Etapa (t_3, t_4) - Situação “a”

A Fig. 4.37 ilustra a situação “a” da quarta etapa de operação. No instante t_3 o interruptor S2 é comandado a bloquear e ambos interruptores permanecem bloqueados.

Quando a relação V_o/V_i é menor que um o diodo D2 não é diretamente polarizado e permanece bloqueado com tensão reversa igual a $(V_i - V_o) / 2$ fazendo com que a tensão sobre os interruptores seja igual a $(V_i + V_o) / 2$.

O diodo D1 entra em condução permitindo que haja transferência de energia do indutor L e para a fonte V_o (carga).

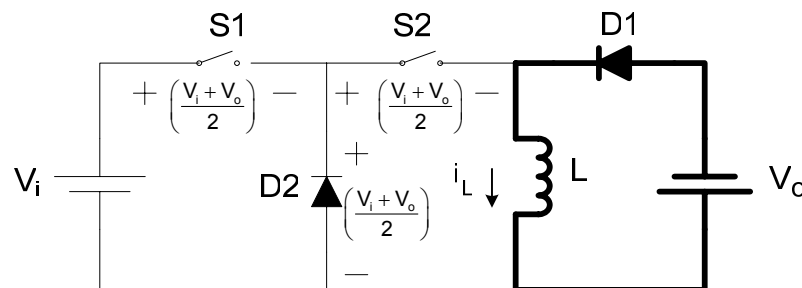


Fig. 4.37: Quarta etapa de operação, situação “a”.

Durante esta etapa:

- O indutor L e para a fonte V_o (carga);
- A tensão sobre os interruptores S1 e S2 é igual a $(V_i + V_o) / 2$.

Esta etapa termina quando a corrente no indutor L se anula e os interruptores S1 e S2 encontram-se bloqueados.

4ª Etapa (t_3, t_4) - Situação “b”

A Fig. 4.38 ilustra a situação “b” da quarta etapa de operação. No instante t_3 o interruptor S2 é comandado a bloquear e ambos interruptores permanecem bloqueados.

Quando a relação V_o/V_i é maior ou igual a um o diodo D2, na prática, conduz uma corrente de pequeno valor suficiente para mantê-lo diretamente polarizado, fazendo com que a tensão sobre os interruptores S1 e S2 seja respectivamente igual a V_i e V_o .

O diodo D1 entra em condução permitindo que haja transferência de energia do indutor L e para a fonte V_o (carga).

4.5. Operação no Modo de Condução Descontínua

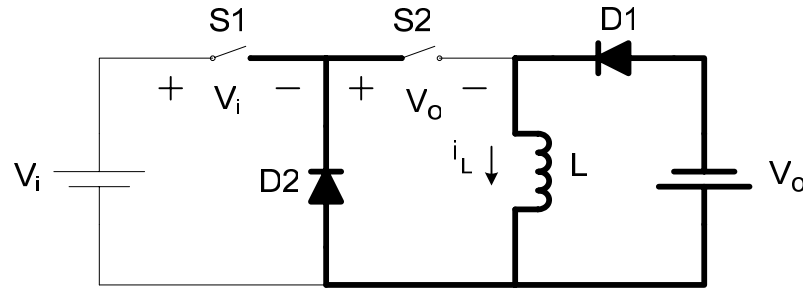


Fig. 4.38: Quarta etapa de operação, situação “b”.

Durante esta etapa:

- O indutor L e para a fonte V_o (carga);
- A tensão sobre os interruptores S1 e S2 é igual a V_i e V_o respectivamente.

Esta etapa termina quando a corrente no indutor L se anula e os interruptores S1 e S2 encontram-se bloqueados.

5ª Etapa (t_4 , t_5)

A Fig. 4.39 ilustra a quinta etapa de operação. No instante t_4 a corrente no indutor L se anula e os interruptores S1 e S2 encontram-se bloqueados.

A tensão sobre os interruptores S1 e S2 é igual a $V_i / 2$.

Os diodos D1 e D2 se encontram bloqueados com tensão reversa respectivamente igual à V_o e $V_i / 2$.

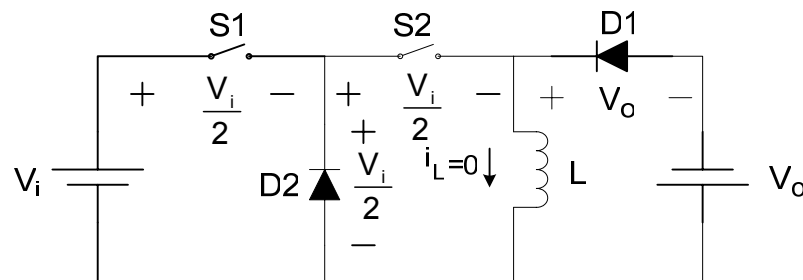


Fig. 4.39: Quinta etapa de operação.

Durante esta etapa:

- A tensão sobre os interruptores S1 e S2 é igual a $V_i / 2$.

Esta etapa termina quando o interruptor S2 é comandado a conduzir dando início a outro período de funcionamento.

4.5.2. Formas de onda básicas

De acordo com as etapas explicadas na seção anterior, considerando a situação “a” da 4ª etapa de operação, a estrutura operando no modo de condução descontínua apresenta as formas de onda da Fig. 4.40 que mostra também os intervalos de tempo correspondentes.

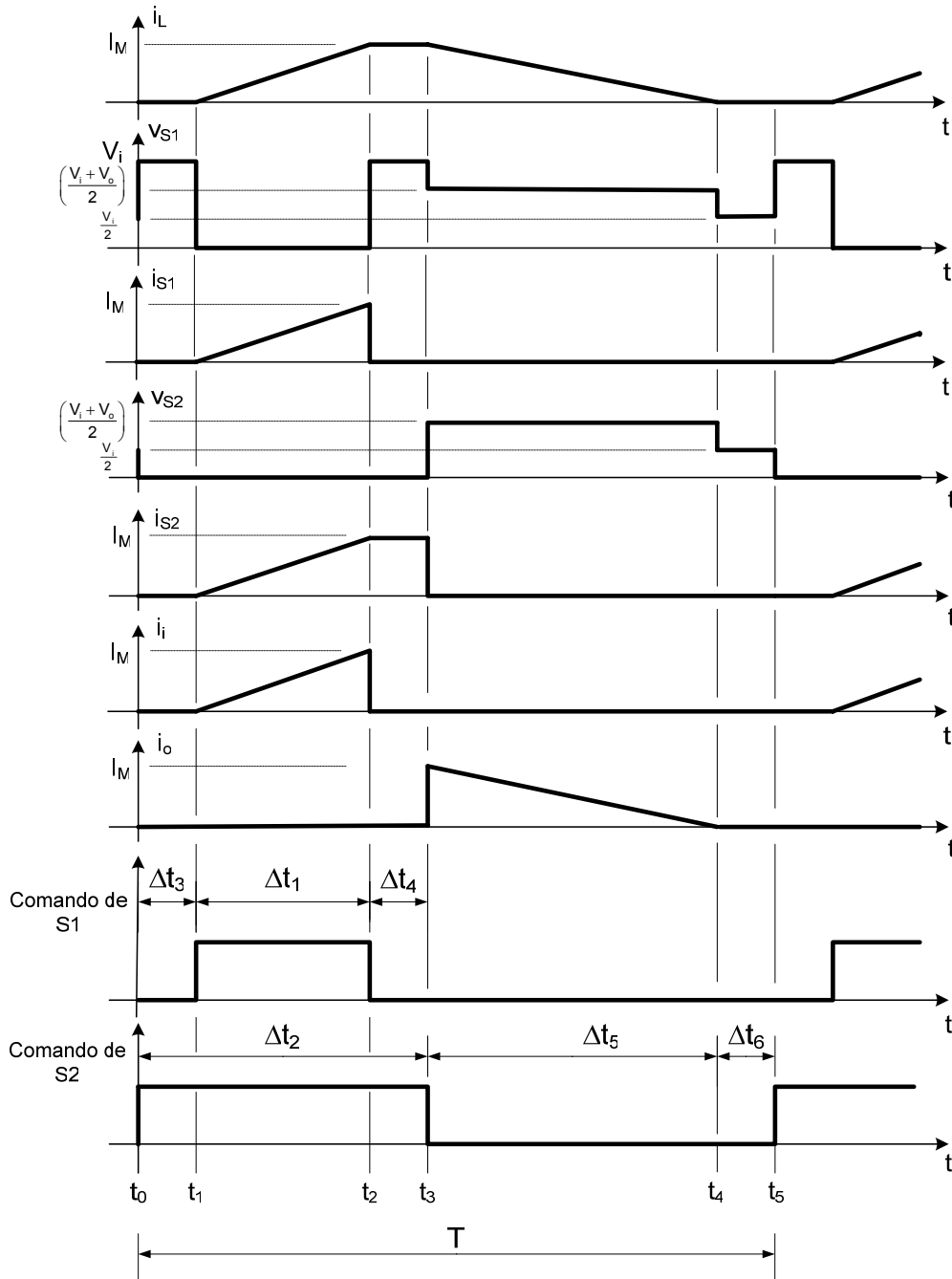


Fig. 4.40: Formas de onda básicas do conversor Buck-Boost de três níveis operando no modo de condução descontínua considerando a situação “a” da 4ª etapa de operação.

4.5.3. Ganho estático ideal

Da segunda etapa de operação encontra-se a equação (4.77).

$$V_i = L \cdot \frac{\Delta I_L}{\Delta t_1} = L \cdot \frac{I_M}{D_1 \cdot T} \quad (4.77)$$

Isolando I_M na expressão (4.77) obtêm-se a equação (4.78).

$$I_M = \frac{V_i \cdot \Delta t_1}{L} = \frac{V_i \cdot D_1}{L \cdot f} \quad (4.78)$$

Considerando a quarta etapa de operação é possível obter a equação (4.79).

$$-V_o = L \cdot \frac{\Delta I_L}{\Delta t_5} = L \cdot \frac{-I_M}{D_5 \cdot T} \quad (4.79)$$

Isolando I_M na equação (4.79) encontra-se a equação (4.80).

$$I_M = \frac{V_o \cdot \Delta t_5}{L} = \frac{V_o \cdot D_5}{L \cdot f} \quad (4.80)$$

Igualando as equações (4.78) e (4.80) obtêm-se a equação (4.81).

$$\frac{V_i \cdot \Delta t_1}{L} = \frac{V_o \cdot \Delta t_5}{L}$$

$$V_i \cdot \Delta t_1 = V_o \cdot \Delta t_5$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\Delta t_1}{\Delta t_5} \quad (4.81)$$

A equação (4.81) mostra o ganho estático ideal em função de Δt_1 e Δt_5 . Para um projeto esta equação não é muito útil, uma vez que os parâmetros Δt_1 e Δt_5 não são convencionalmente especificados. Portanto, a abordagem que segue tem como objetivo apresentar a relação V_o/V_i de forma a ser aplicada a projetos convencionais.

A energia armazenada no indutor L durante a segunda etapa é dada pela equação (4.82).

$$W = \frac{L \cdot I_M^2}{2} \quad (4.82)$$

Considerando o sistema sem perdas obtêm-se a equação (4.83).

$$\frac{P_o}{f} = \frac{L \cdot I_M^2}{2} \quad (4.83)$$

Sabendo que:

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (4.84)$$

Substituindo as equações (4.83) e (4.84) na equação (4.82) e isolando V_o/V_i encontra-se a equação (4.85) para o cálculo do ganho estático.

$$\begin{aligned} \frac{V_o^2}{f \cdot R_o} &= \frac{L}{2} \cdot \left(\frac{V_i \cdot D_1}{L \cdot f} \right)^2 \\ V_o^2 &= \frac{L \cdot f \cdot R_o}{2} \cdot \left(\frac{V_i \cdot D_1}{L \cdot f} \right)^2 \\ V_o^2 &= (V_i \cdot D_1)^2 \cdot \frac{R_o}{2 \cdot L \cdot f} \\ \frac{V_o}{V_i} &= D_1 \cdot \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot L \cdot f}} = \alpha \cdot D_2 \cdot \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot L \cdot f}} \end{aligned} \quad (4.85)$$

Nota-se que os parâmetros apresentados na equação (4.85) são mais comuns de serem encontrados em especificações de projetos. Observa-se também que a razão cíclica D_2 deve ser capaz de compensar tanto as variações na tensão de entrada como variações na carga (I_o).

4.5.4. Ondulação da corrente no indutor L

Em condução descontínua a ondulação de corrente no indutor L, assim como em condução crítica, também se confunde com a própria corrente de pico. Assim, da segunda etapa de operação obtêm-se a equação (4.86).

$$\Delta i_L = I_M = \frac{V_i \cdot D_1}{L \cdot f} \quad (4.86)$$

Da quarta etapa de operação encontra-se a equação (4.87).

$$\Delta i_L = I_M = \frac{V_o \cdot D_5}{L \cdot f} \quad (4.87)$$

4.5.5. Dimensionamento dos componentes do conversor

A seguir são apresentados os cálculos do dimensionamento dos componentes do conversor considerando o mesmo operando no modo de condução descontínua.

4.5.5.1. Interruptor S1

De acordo com as etapas de operação apresentadas na seção 4.5.1 as formas de onda no interruptor S1 da Fig. 4.1, com o conversor operando no modo de condução descontínua, são apresentadas na Fig. 4.41.

4.5. Operação no Modo de Condução Descontínua

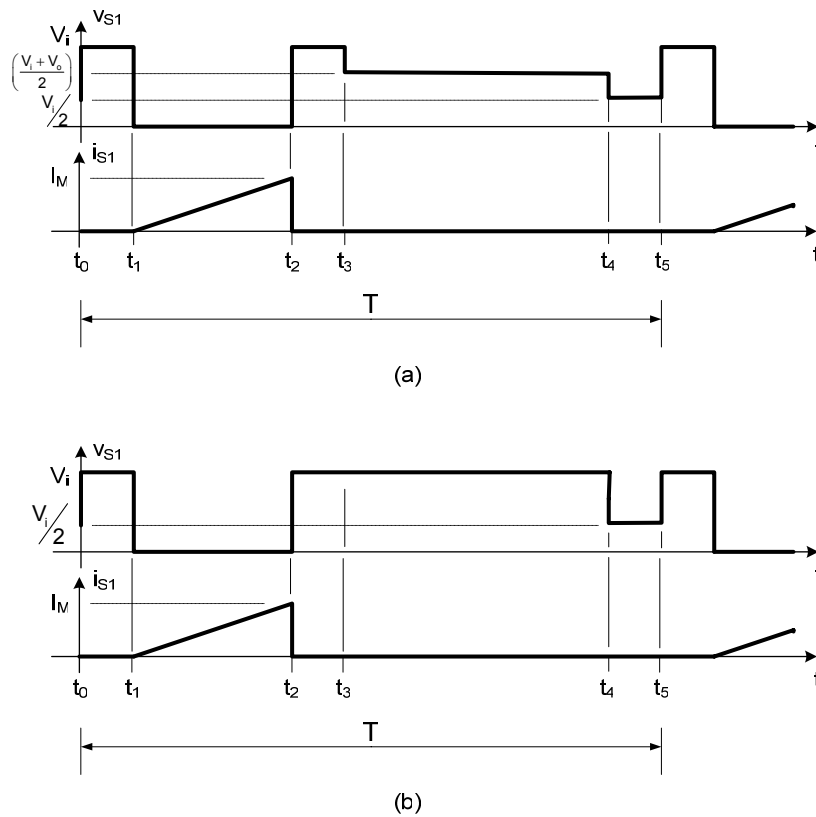


Fig. 4.41: Formas de onda no interruptor S1 para operação em condução descontínua: (a) $V_o/V_i < 1$ e (b) $V_o/V_i \geq 1$.

- **Corrente média**

No modo de condução descontínua utiliza-se a equação (4.64) para o cálculo da corrente média no interruptor S1 que é a mesma equação utilizada para o modo de condução crítica.

- **Corrente eficaz**

No modo de condução descontínua, independente da relação V_o/V_i , utiliza-se a equação (4.66) para o cálculo da corrente eficaz no interruptor S1 que é a mesma equação utilizada para o modo de condução crítica.

- **Corrente máxima**

O valor máximo da corrente que flui através do interruptor S1 é dado pela equação (4.20).

- **Tensão máxima**

A tensão máxima à qual o interruptor S1 é submetido é dada pela equação (4.29).

4.5.5.2. Interruptor S2

Conforme as etapas de operação apresentadas em 4.5.1 as formas de onda no interruptor S2 da Fig. 4.1, com o conversor operando no modo de condução descontínua, são apresentadas na Fig. 4.42.

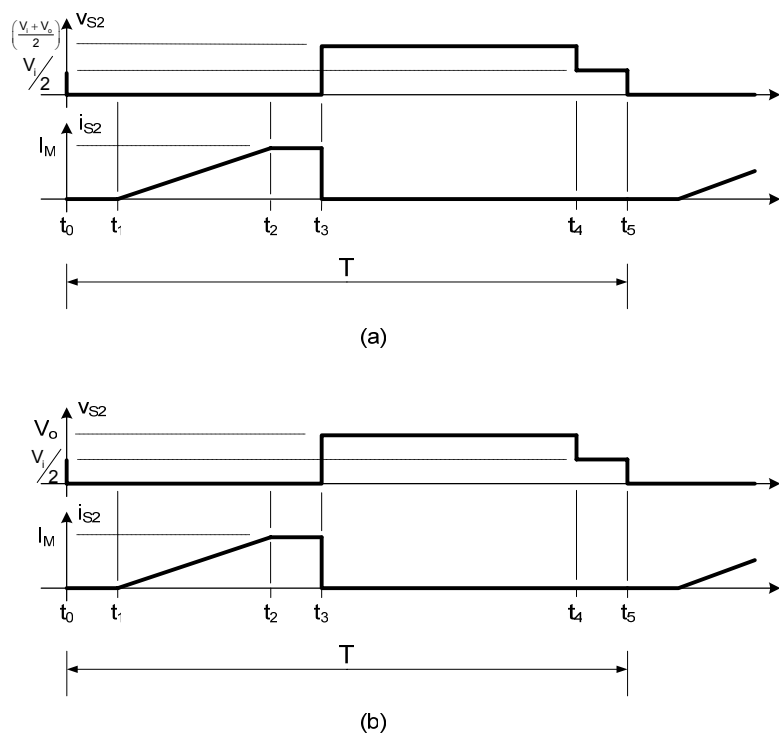


Fig. 4.42: Formas de onda no interruptor S2 para operação em condução descontínua: (a) $V_o/V_i < 1$ e (b) $V_o/V_i \geq 1$.

- **Corrente média**

No modo de condução descontínua é utilizada a equação (4.67) para o cálculo da corrente média no interruptor S2 que é a mesma equação utilizada para o modo de condução crítica.

- **Corrente eficaz**

No modo de condução descontínua é utilizada a equação (4.70) para o cálculo da corrente eficaz no interruptor S2 que é a mesma equação utilizada para o modo de condução crítica.

- **Corrente máxima**

A corrente máxima no interruptor S2 é dada pela equação (4.28).

- **Tensão máxima**

A tensão máxima no interruptor S2 depende da relação V_o/V_i e quando $V_o/V_i < 1$ esta é dada pela equação (4.29).

Quando $V_o/V_i \geq 1$ a tensão máxima no interruptor S2 é dada pela equação (4.30).

4.5.5.3. Diodo D1

Conforme as etapas de operação apresentadas na seção 4.5.1 as formas de onda no diodo D1 da Fig. 4.1, com o conversor operando no modo de condução descontínua, são apresentadas na Fig. 4.43.

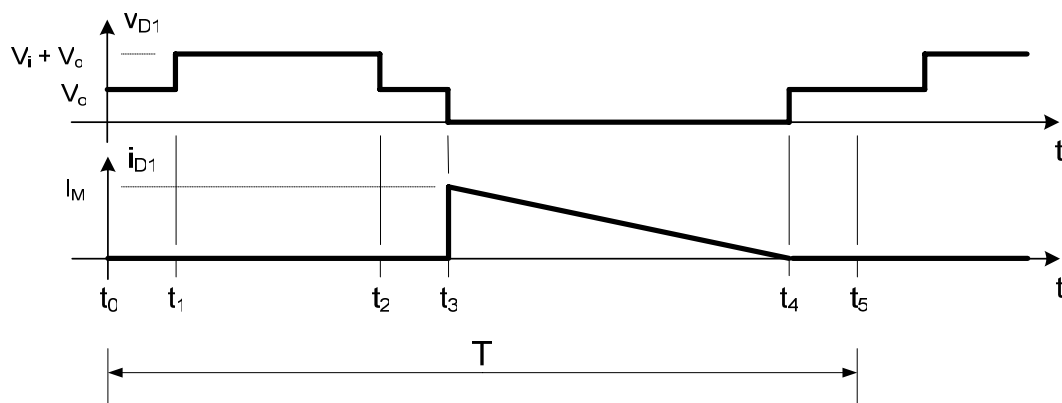


Fig. 4.43: Formas de onda no diodo D1 para operação em condução descontínua.

- **Corrente média**

A corrente média no diodo D1 é dada pela equação (4.71) que é a mesma equação utilizada para o modo de condução crítica.

- **Corrente eficaz**

A corrente eficaz no diodo D1 é dada pela equação (4.35).

- **Corrente máxima**

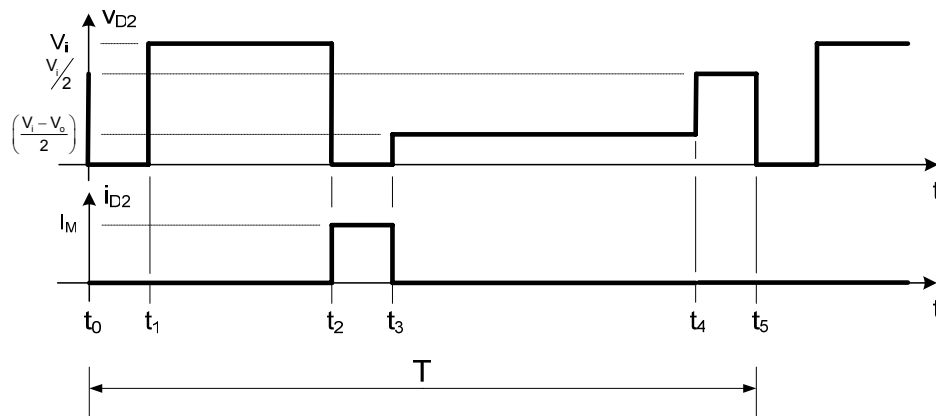
O valor máximo da corrente no diodo D1 é dado pela equação (4.36).

- **Tensão reversa máxima**

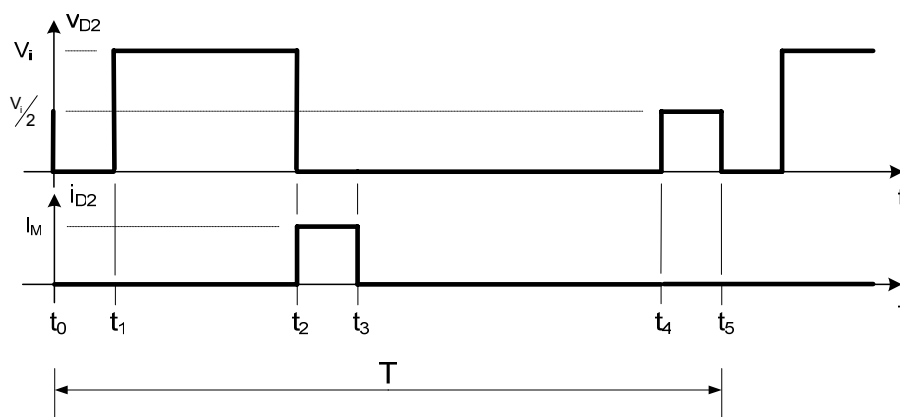
A máxima tensão reversa sobre o diodo D1 é dada pela equação (4.37).

4.5.5.4. Diodo D2

De acordo com as etapas de operação apresentadas na seção 4.5.1 as formas de onda no diodo D2 da Fig. 4.1, com o conversor operando no modo de condução descontínua, são apresentadas na Fig. 4.44.



(a)



(b)

Fig. 4.44: Formas de onda no diodo D2 para operação em condução descontínua: (a) $V_o/V_i < 1$ e (b) $V_o/V_i \geq 1$.

- **Corrente média**

A corrente média no diodo D2 é calculada pela equação (4.72) que é a mesma equação para o modo de condução crítica.

- **Corrente eficaz**

A corrente eficaz no diodo D2 é calculada pela equação (4.74) que é a mesma equação para o modo de condução crítica.

- **Corrente máxima**

O valor máximo da corrente no diodo D2 é dado pela equação (4.44).

- **Tensão reversa máxima**

A máxima tensão reversa sobre o diodo D2 é dada pela equação (4.45).

4.5.5.5. Indutor L

Conforme as etapas de operação apresentadas na seção 4.5.1 as formas de onda no indutor L da Fig. 4.1, com o conversor operando no modo de condução descontínua, são apresentadas na Fig. 4.45.

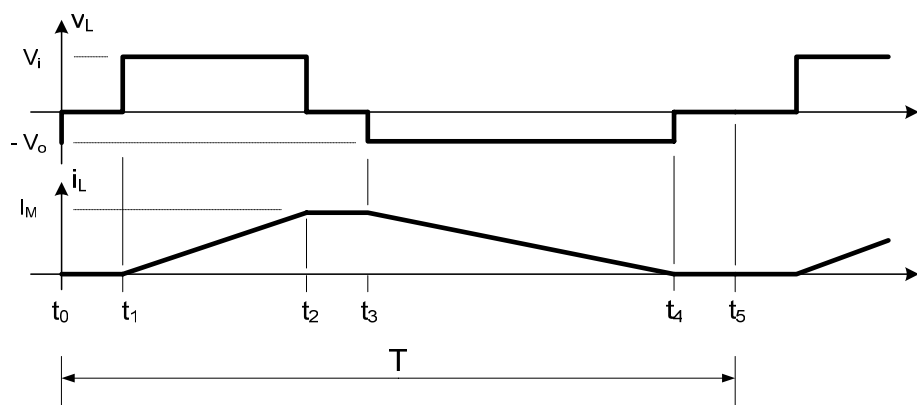


Fig. 4.45: Formas de onda no indutor L para operação em condução descontínua.

- **Corrente média**

Para o cálculo da corrente média no indutor L utiliza-se a equação (4.75) que é a mesma equação utilizada para o modo de condução crítica.

- **Corrente eficaz**

Para calcular a corrente eficaz no indutor L utiliza-se a equação (4.76) que é a mesma equação utilizada para o modo de condução crítica.

- **Corrente máxima**

O valor máximo da corrente no indutor é dado pela equação (4.48).

- **Tensão máxima**

O valor máximo do módulo da tensão nos terminais do indutor depende da relação V_o/V_i . Quando esta relação é menor que um este valor é dado pela equação (4.49).

Quando a relação V_o/V_i é maior que um, o valor máximo do módulo da tensão nos terminais do indutor é dado pela equação (4.50).

4.5.5.6. Capacitor C

De acordo com as etapas de operação apresentadas na seção 4.5.1 as formas de onda no capacitor C da Fig. 4.1, com o conversor operando no modo de condução descontínua, são apresentadas na Fig. 4.46.

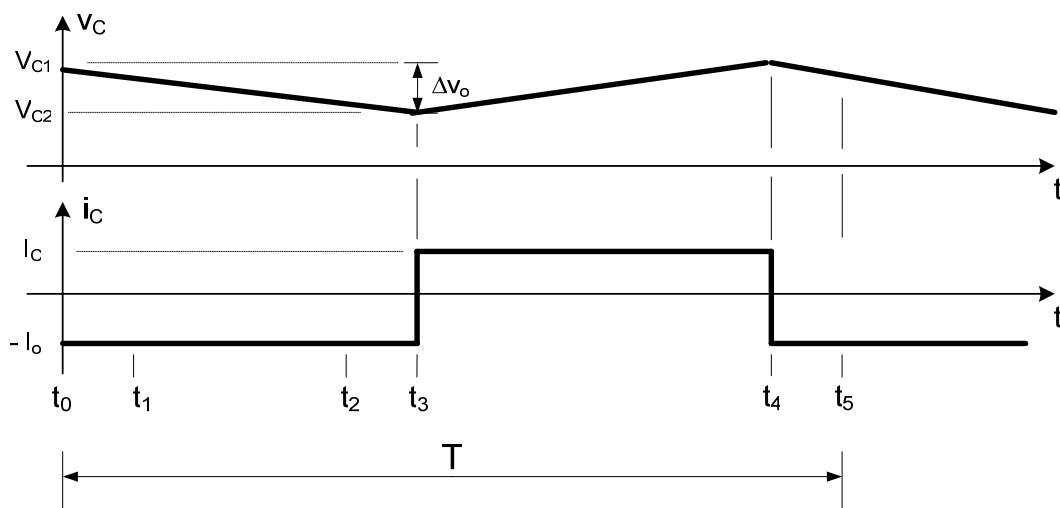


Fig. 4.46: Formas de onda no capacitor C para operação em condução descontínua.

- **Corrente eficaz**

O valor da corrente I_o da Fig. 4.46 é calculado pela equação (4.88).

$$I_o = C \cdot \frac{\Delta v_o}{\Delta t_2 + \Delta t_6} = C \cdot \frac{\Delta v_o}{t_3 + t_5 - t_4} \quad (4.88)$$

O valor da corrente I_C da Fig. 4.46 é calculado pela equação (4.89).

$$I_C = C \cdot \frac{\Delta v_o}{(t_4 - t_3)} \quad (4.89)$$

A corrente eficaz no capacitor C é dada pela equação (4.90).

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_C^2(t) \cdot dt}$$

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\int_{t_0=0}^{t_3} (-I_o)^2 \cdot dt + \int_0^{(t_4-t_3)} (I_C)^2 \cdot dt + \int_0^{(t_5-t_4)} (-I_o)^2 \cdot dt \right]}$$

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot [I_o^2 \cdot t_3 + I_C^2 \cdot (t_4 - t_3) + I_o^2 \cdot (t_5 - t_4)]}$$

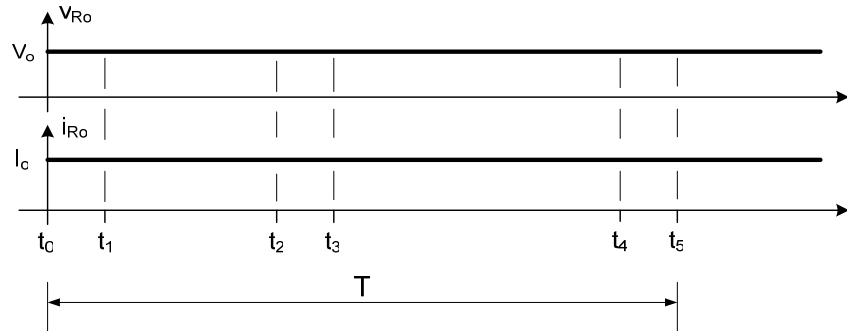
$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot [I_o^2 \cdot (t_3 + t_5 - t_4) + I_C^2 \cdot (t_4 - t_3)]} \quad (4.90)$$

- **Tensão máxima**

A tensão máxima nos terminais do capacitor, desconsiderando a ondulação Δv_o , é a própria tensão de saída V_o .

4.5.5.7. Resistor R_o

A Fig. 4.47 mostra as formas de onda teóricas no resistor R_o , desconsiderando a ondulação Δv_o para o modo de condução descontínua.


 Fig. 4.47: Formas de onda no resistor R_o .

- **Potência**

A potência nominal do resistor R_o pode ser calculada pelas equações (2.57) e (2.58).

4.5.6. Simulação com componentes ideais

A seguir serão apresentados os resultados de simulação utilizando modelos de interruptor e diodo ideais.

As especificações do conversor para simulação com componentes ideais são apresentadas na Tabela 4.3.

V_i	550V	f	50kHz
V_o	550V	α	0,8
P_o	500W	$\Delta V_o\%$	1%

Tabela 4.3: Especificações para simulação com componentes ideais do conversor CC-CC Buck-Boost de três níveis operando no modo de condução descontínua.

O circuito simulado é mostrado na Fig. 4.48.

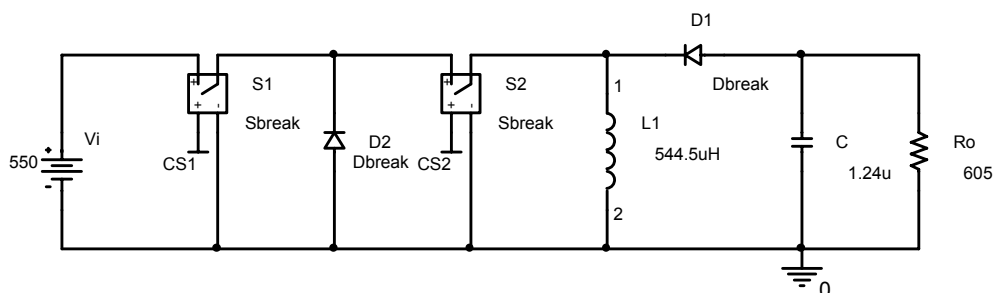


Fig. 4.48: Circuito para simulação com componentes ideais do conversor CC-CC Buck-Buck de três níveis operando no modo de condução descontínua.

A Fig. 4.49 mostra a ordem de comando para os interruptores S1 e S2.

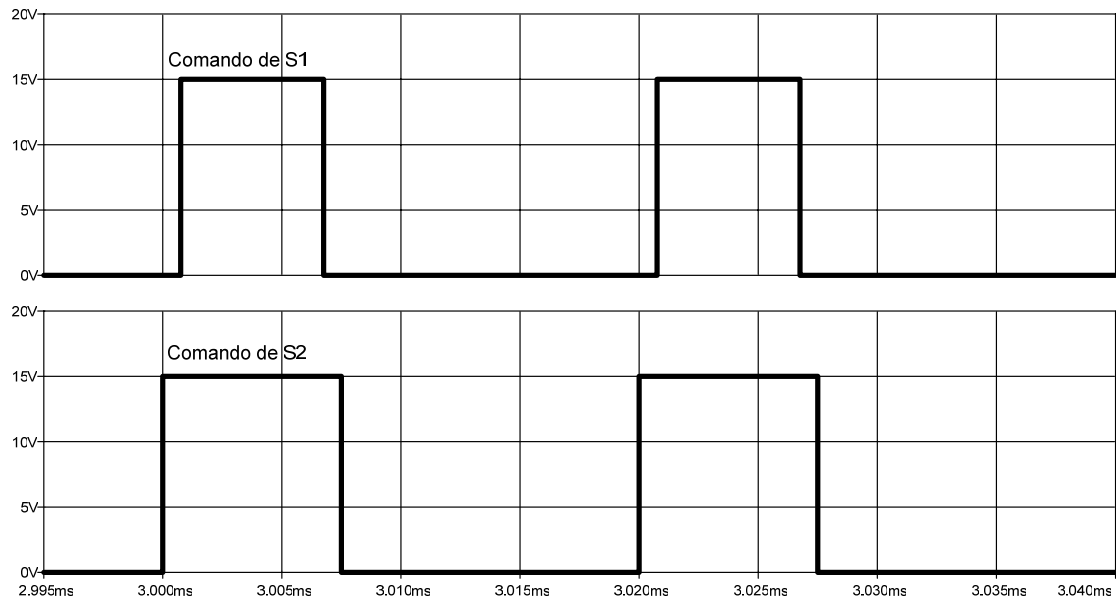


Fig. 4.49: Ordem de comando para os interruptores S1 e S2.

A Fig. 4.50 mostra a corrente no indutor L.

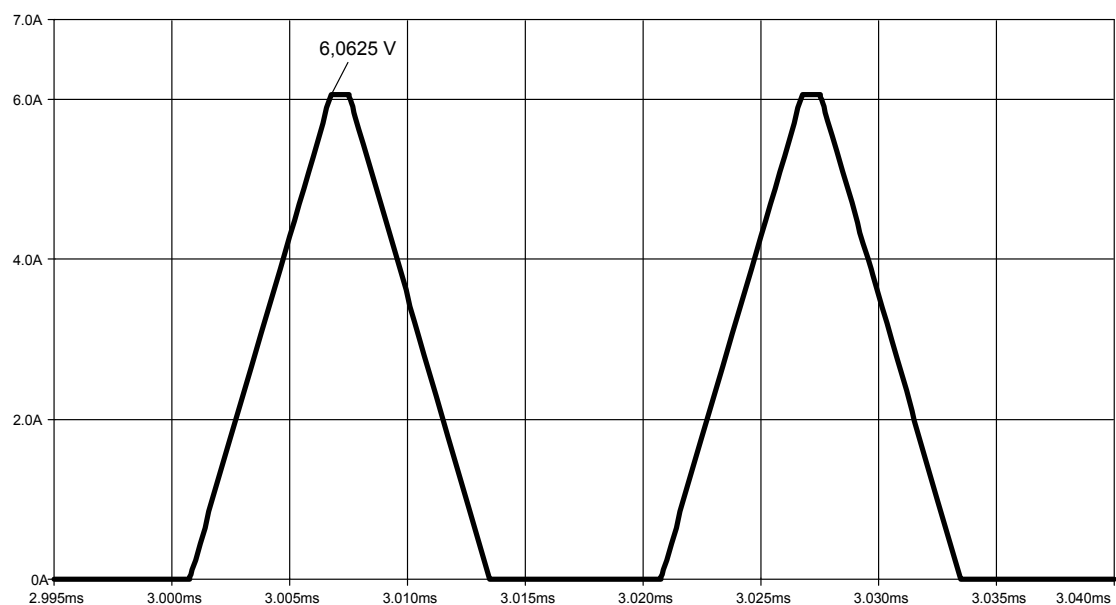


Fig. 4.50: Corrente no indutor L.

A Fig. 4.51 mostra a forma de onda de tensão sobre os interruptores S1 e S2.

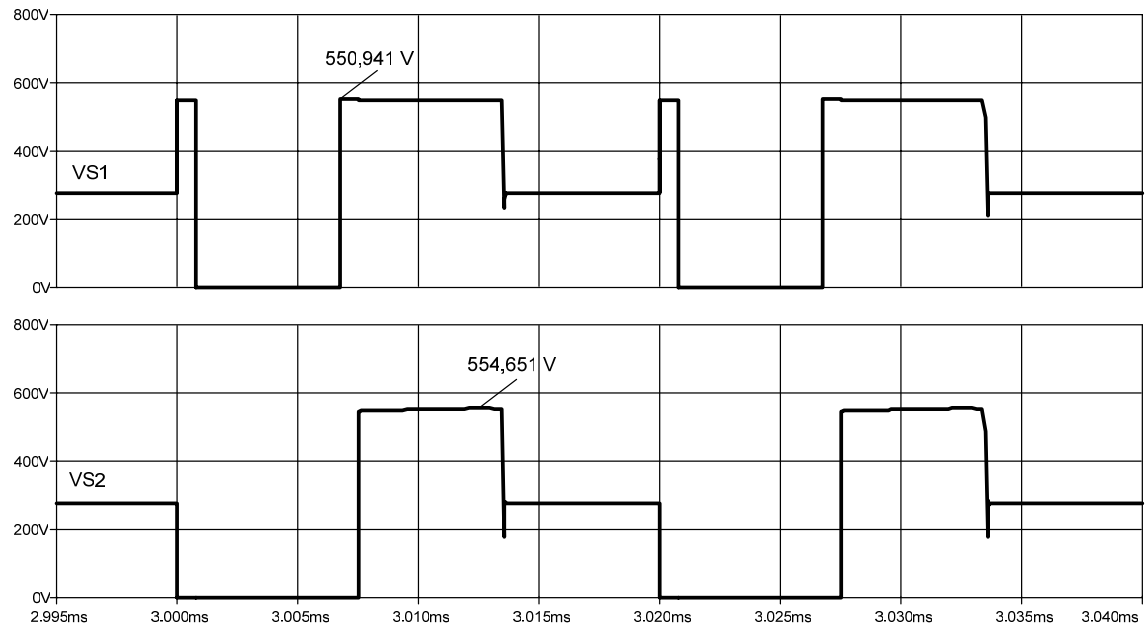


Fig. 4.51: Tensão sobre os interruptores S1 e S2.

A Fig. 4.52 mostra a tensão na saída do conversor.

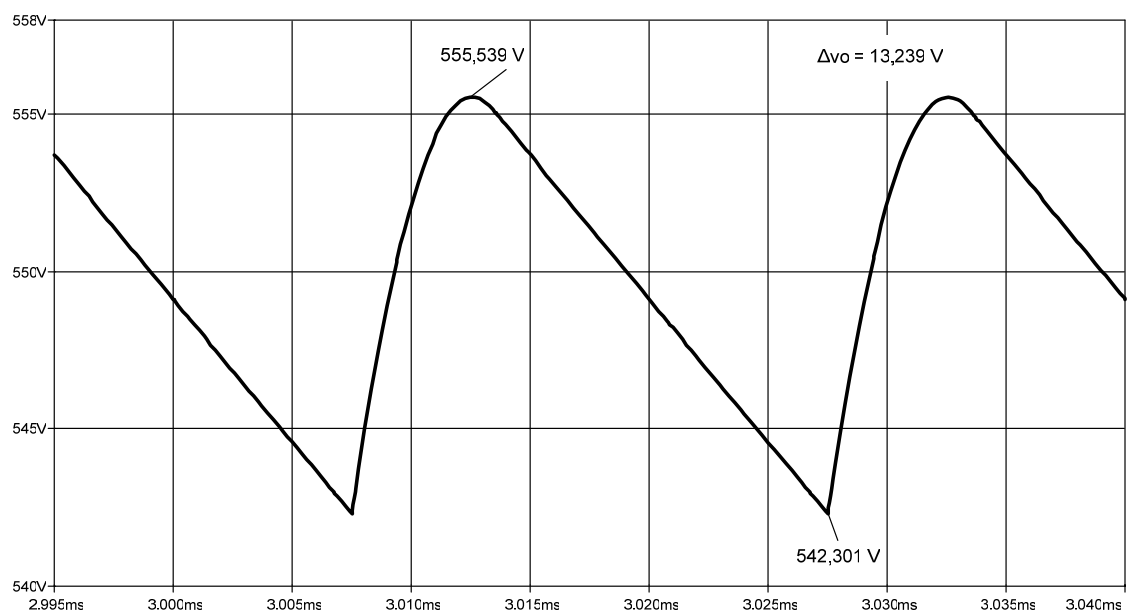


Fig. 4.52: Forma de onda da tensão V_o na saída do conversor.

4.6. Característica externa

Por conveniência, a seguir, serão repetidas as expressões (4.6) e (4.85) do ganho estático ideal para condução contínua (equação (4.91)) e descontínua (equação (4.92)) respectivamente.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\alpha \cdot D_2}{1 - D_2} \quad (4.91)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = D_1 \cdot \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot L \cdot f}} = \alpha \cdot D_2 \cdot \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot L \cdot f}} \quad (4.92)$$

Fazendo $q \triangleq \frac{V_o}{V_i}$ e $\overline{R_o} \triangleq \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot L \cdot f}}$ nas expressões (4.91) e (4.92) encontra-se as equações (4.93) e (4.94).

$$q = \frac{\alpha \cdot D_2}{1 - D_2} \quad (4.93)$$

$$q = \alpha \cdot D_2 \cdot \overline{R_o} \quad (4.94)$$

Isolando D_2 na equação (4.93) encontra-se a equação (4.95).

$$q - q \cdot D_2 = \alpha \cdot D_2$$

$$D_2 \cdot (q + \alpha) = q$$

$$D_2 = \frac{q}{(q + \alpha)} \quad (4.95)$$

Substituindo a equação (4.95) em (4.92) encontra-se a equação (4.96).

$$q = \alpha \cdot \frac{q}{(q + \alpha)} \cdot \overline{R_o} \quad (4.96)$$

Isolando q na equação (4.96) encontra-se a equação (4.97).

$$q = \alpha \cdot \overline{R}_o - \alpha$$

$$q = \alpha \cdot (\overline{R}_o - 1) \tag{4.97}$$

A equação (4.97) representa o limite entre o modo de condução contínua e o modo de condução descontínua, ou seja, uma vez determinados q e α encontra-se o máximo valor de \overline{R}_o ($\overline{R}_{o\text{lim}}$) até o qual a condução é contínua.

A partir das expressões (4.91), (4.92) e (4.97) é possível traçar a característica externa do conversor em questão.

As figuras de 4.53 a 4.58 mostram a característica externa para α igual a 0,1; 0,2; 0,4; 0,6; 0,8 e 1 respectivamente.

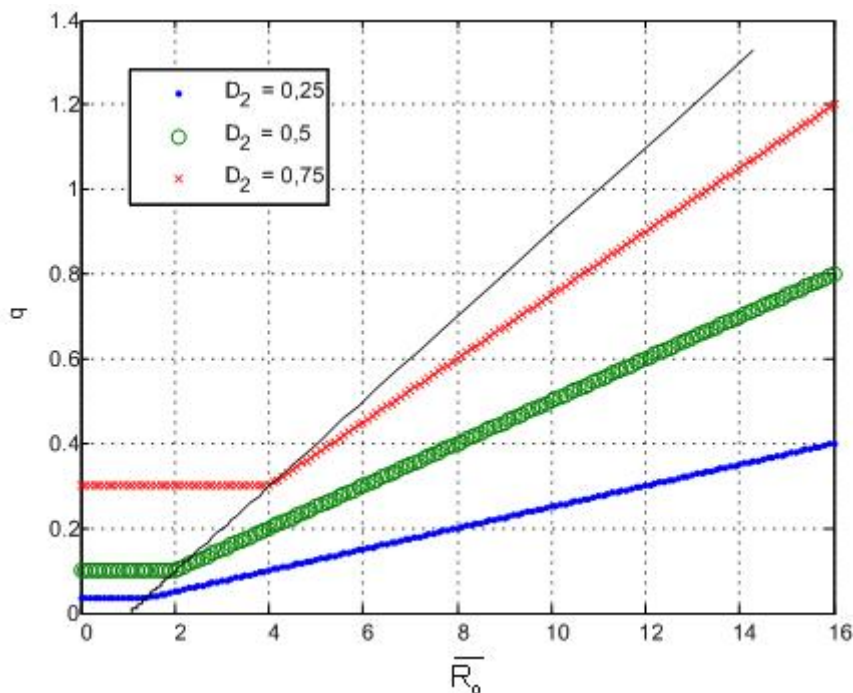


Fig. 4.53: Característica externa para $\alpha = 0,1$.

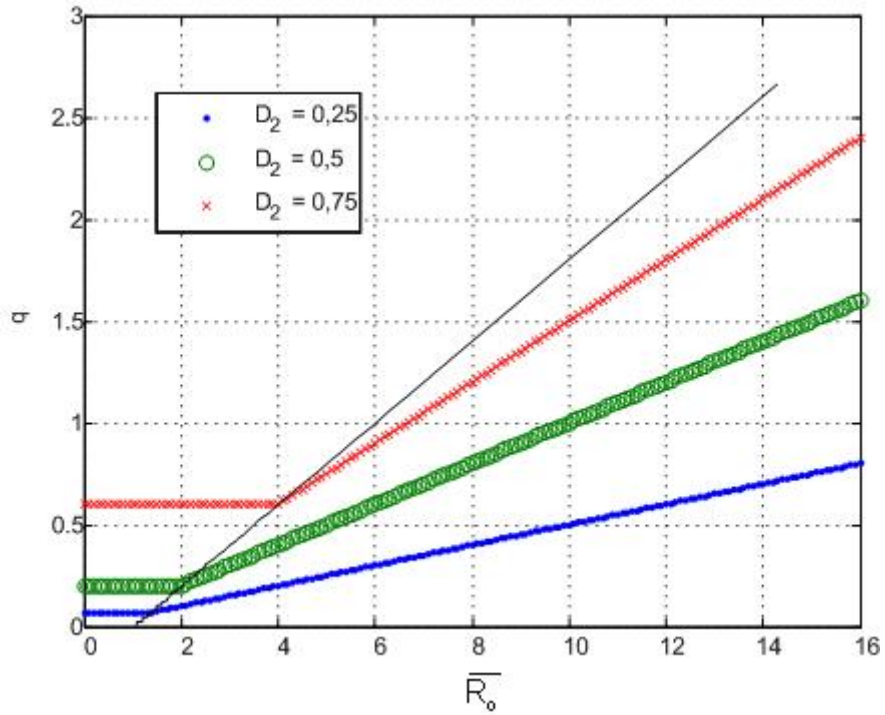


Fig. 4.54: Característica externa para $\alpha = 0,2$.

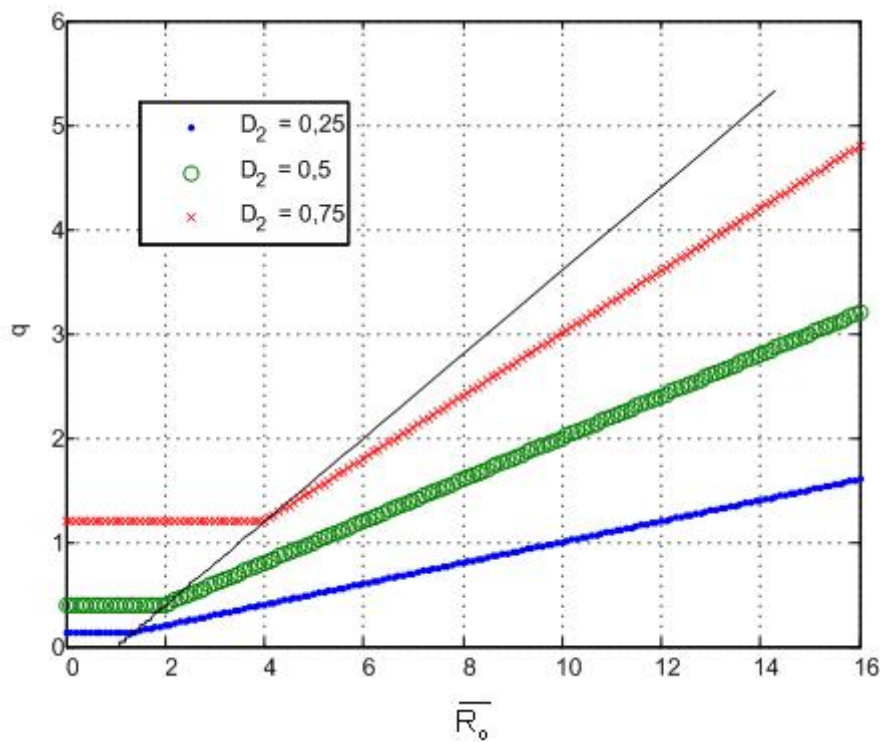


Fig. 4.55: Característica externa para $\alpha = 0,4$.

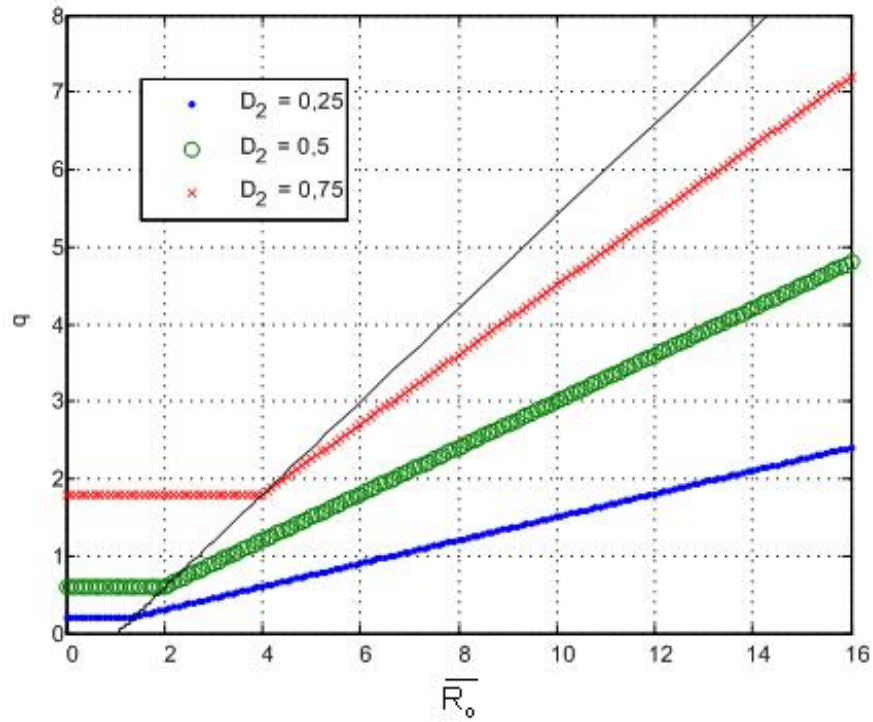


Fig. 4.56: Característica externa para $\alpha = 0,6$.

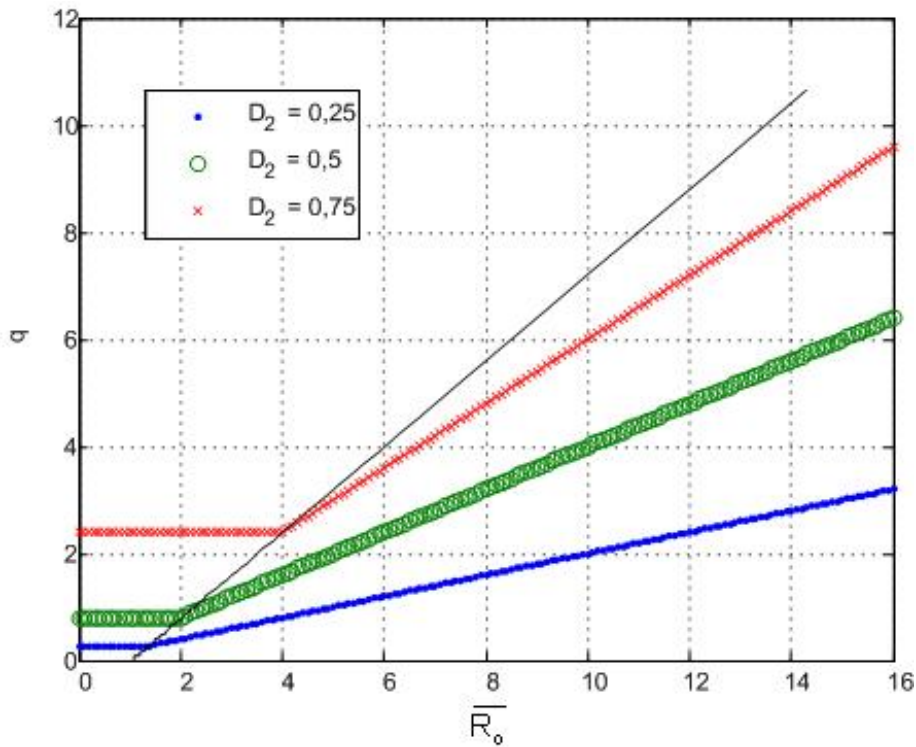


Fig. 4.57: Característica externa para $\alpha = 0,8$.

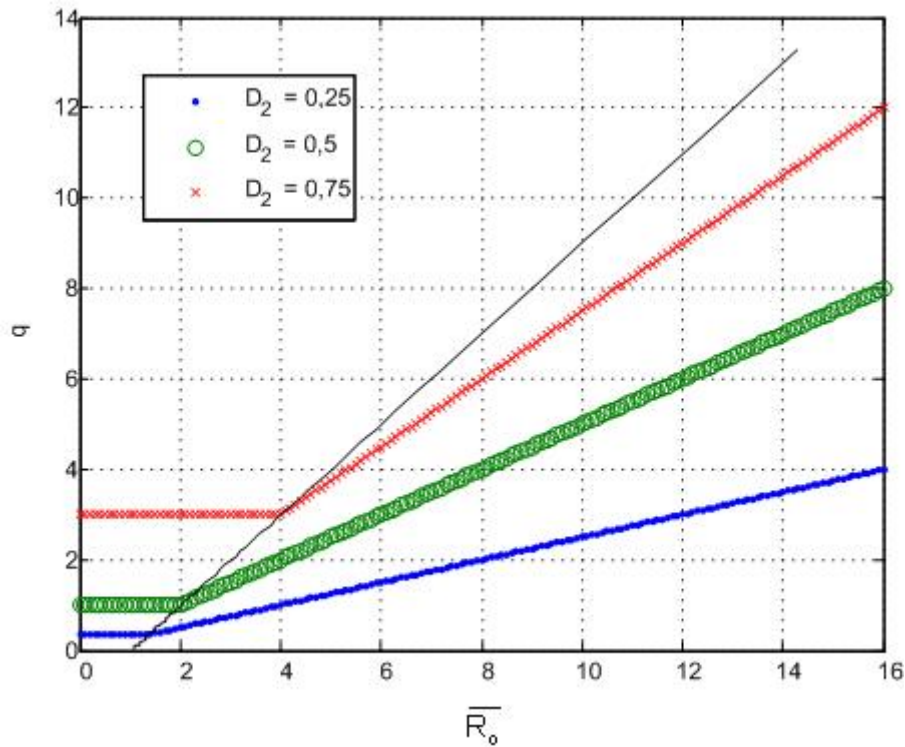


Fig. 4.58: Característica externa para $\alpha = 1$.

4.7.Filtragem da Tensão de Saída

Independente do modo de condução, a ondulação da corrente no indutor é dada pela expressão (49), repetida abaixo:

$$\Delta i_L = \frac{V_o \cdot D_5}{L \cdot f} \tag{4.98}$$

Uma vez definida a ondulação de corrente (Δi_L) obtêm-se a respectiva indutância de filtragem, ou seja:

$$L = \frac{V_o \cdot D_5}{\Delta i_L \cdot f} \tag{4.99}$$

A Fig. 4.59 mostra um circuito mais real onde a carga do conversor é modelada por um capacitor em paralelo com um resistor no lugar da fonte V_o .

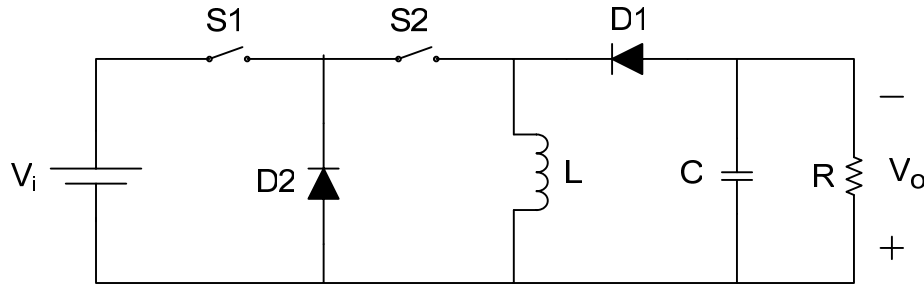


Fig. 4.59: Circuito realístico do conversor CC-CC Buck-Boost de três níveis.

Independente do modo de condução, durante o intervalo de tempo Δt_2 o capacitor C alimenta a carga com corrente constante igual à I_o . Desse modo, a corrente I_o é calculada pela equação (4.100).

$$i_c = C \cdot \frac{dv_c}{dt} \Rightarrow I_o = C \cdot \frac{\Delta v_c}{\Delta t_s} \tag{4.100}$$

Isolando ΔV_c na equação (4.100) encontra-se a equação (4.101) para o cálculo da ondulação de tensão na saída.

$$\Delta v_c = \frac{I_o \cdot D_s}{f \cdot C} \tag{4.101}$$

Isolando C na equação (4.101) obtêm-se a equação (4.102) para o cálculo aproximado do capacitor em função principalmente da ondulação da tensão de saída.

$$C = \frac{I_o \cdot D_s}{f \cdot \Delta v_c} \tag{4.102}$$

4.8. Simulação com Componentes Reais

Assim como nos capítulos anteriores, com o objetivo de prever o comportamento do protótipo, foi realizada a simulação com componentes reais do circuito a ser experimentado em bancada.

As especificações para simulação com componentes reais que são as mesmas para o projeto do protótipo são apresentadas na Tabela 4.4.

V_i	300V	α	0,8
V_o	300V	$\Delta I_L\%$	10%
P_o	500W	$\Delta V_o\%$	1%
f	50kHz		

Tabela 4.4: Especificações para o projeto do protótipo e simulação com componentes reais do conversor CC-CC Buck-Boost de três níveis operando no modo de condução contínua.

O circuito utilizado para simulação com componentes reais é mostrado na Fig. 4.60. Os componentes foram escolhidos da biblioteca do PSPICE procurando obter os mais próximos escolhidos para o protótipo. Foram também acrescentadas indutâncias parasitas em ramos estratégicos do circuito fazendo com que o modelo seja ainda mais próximo do real.

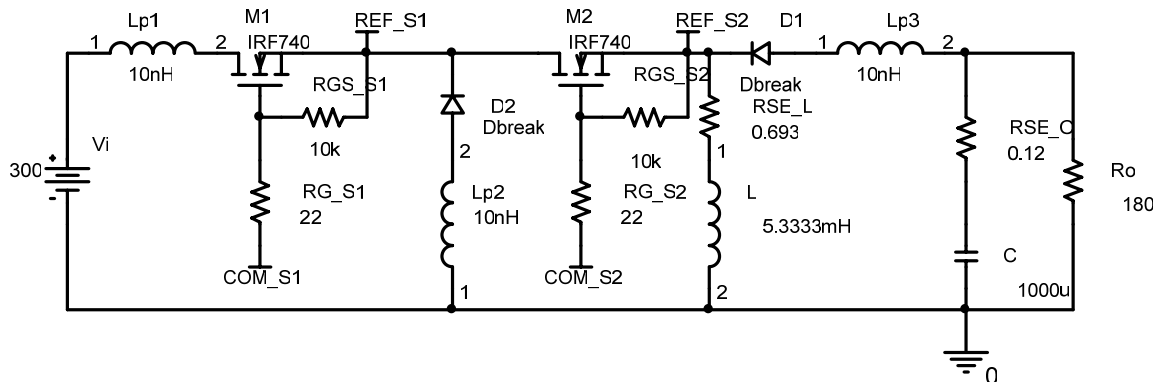


Fig. 4.60: Circuito com componentes reais do conversor Buck-Boost de três níveis, utilizado para simulação.

A Fig. 4.61 mostra a tensão sobre os interruptores S1 e S2 respectivamente.

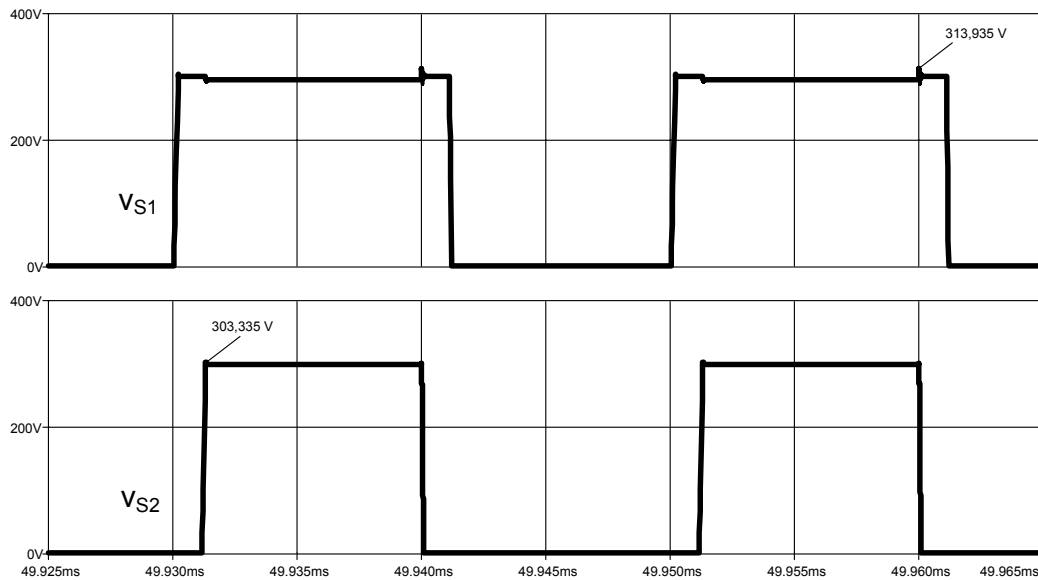


Fig. 4.61: Tensão sobre os interruptores S1 e S2 respectivamente obtidas por simulação.

A Fig. 4.62 apresenta a corrente no indutor principal.

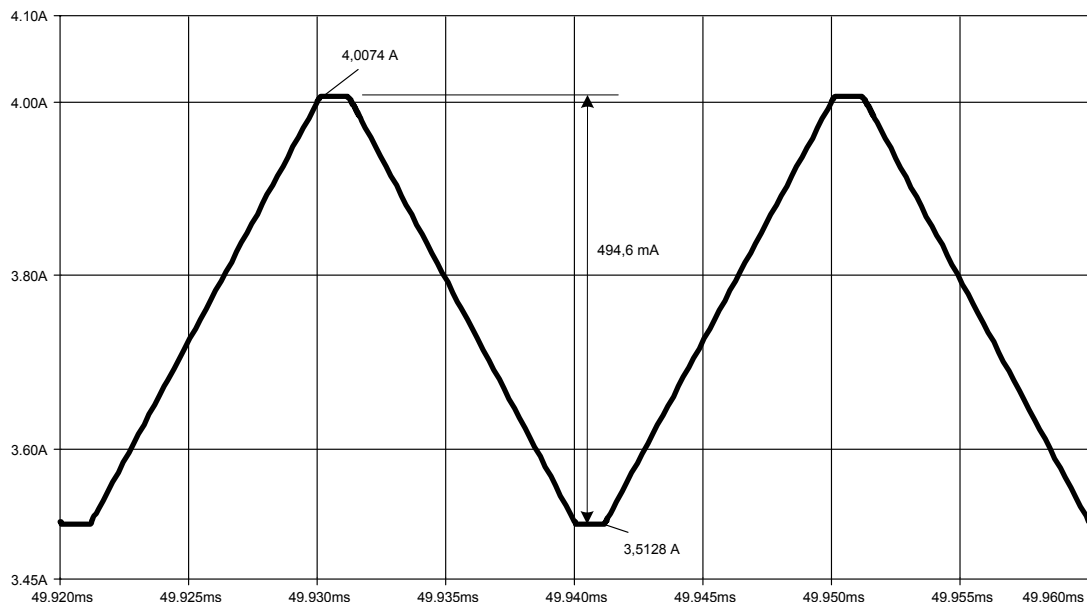


Fig. 4.62: Corrente no indutor do conversor Buck de três níveis obtida por simulação.

A Fig. 4.63 mostra as tensões de entrada e saída.

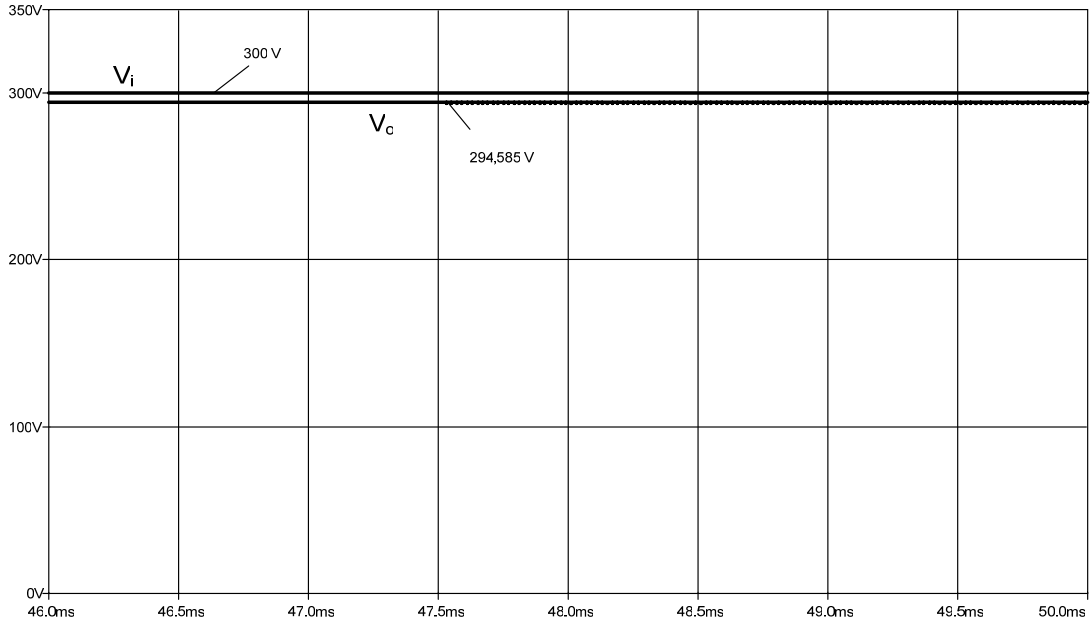


Fig. 4.63: Tensões de entrada e saída obtidas por simulação.

A Tabela 4.5 mostra os valores de tensão e corrente obtidos por simulação e os calculados através das equações teóricas.

	Simulado				Calculado			
	$V_{m\acute{a}x}$ (V)	$I_{m\acute{a}x}$ (A)	I_{md} (A)	I_{ef} (A)	$V_{m\acute{a}x}$ (V)	$I_{m\acute{a}x}$ (A)	I_{md} (A)	I_{ef} (A)
Interruptor S1	313,935	4,0048	1,7075	2,5361	300	4,000	1,667	2,502
Interruptor S2	303,335	4,0046	2,1234	2,8267	300	4,000	2,083	2,798
Diodo D1	591,151	4,1775	1,6324	2,4768	600	4,000	1,667	2,502
Diodo D2	298,553	4,6793	0,4159	1,2515	300	4,000	0,417	1,253
Indutor	-299,555	4,0074	3,7557	3,7590	-300	4,000	3,75	3,753
Capacitor	294,590	2,5434	-0,0023	1,8613	300	2,333	0	1,866

Tabela 4.5: Valores de tensão e corrente obtidos por simulação e calculados.

4.9. Resultados Experimentais

Apresentam-se a seguir resultados experimentais obtidos em bancada.

As especificações para o projeto do protótipo são apresentadas na Tabela 4.4.

4.9.1. Formas de onda

A Fig. 4.64 mostra a ordem de comando dos interruptores S1 e S2.

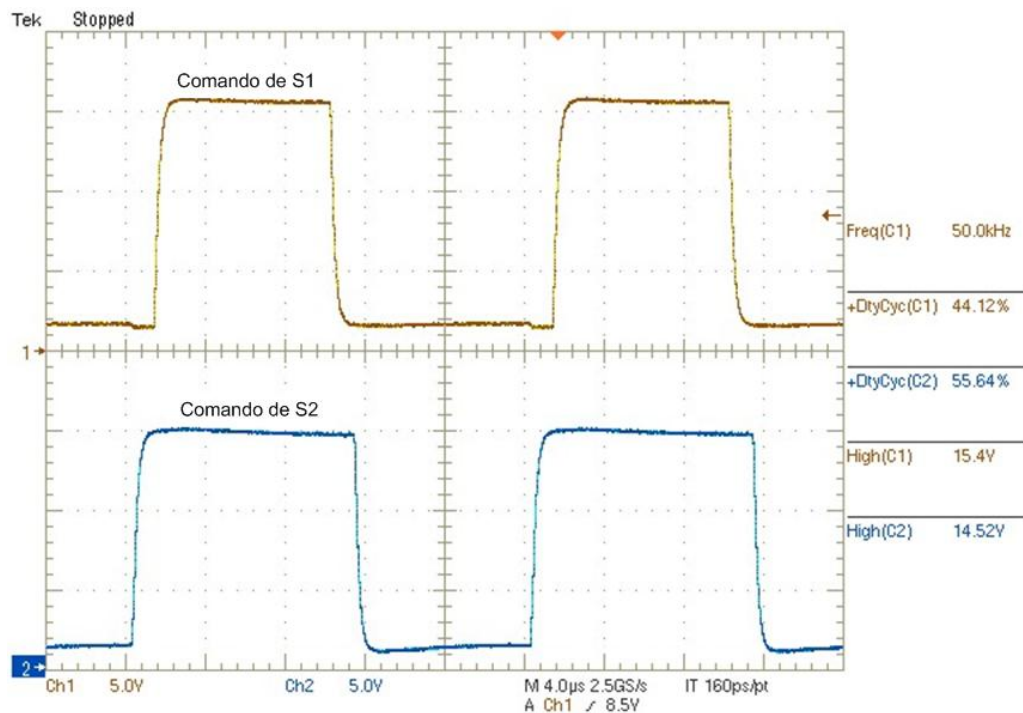


Fig. 4.64: Comando de S1 (C1 - 5V/div) e comando de S2 (C2 - 5V/div).

A Fig. 4.65 mostra a forma de onda da tensão sobre os interruptores S1 e S2.

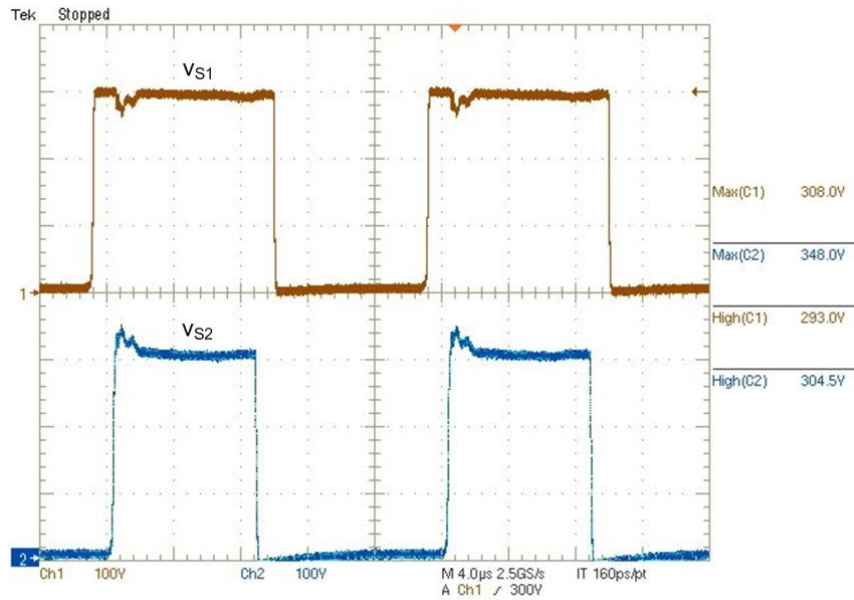


Fig. 4.65: Tensão sobre os interruptores: v_{S1} (C1 - 100V/div) e v_{S2} (C2 - 100V/div).

A Fig. 4.66 mostra a tensão de entrada (V_i) e a tensão de saída (V_o).

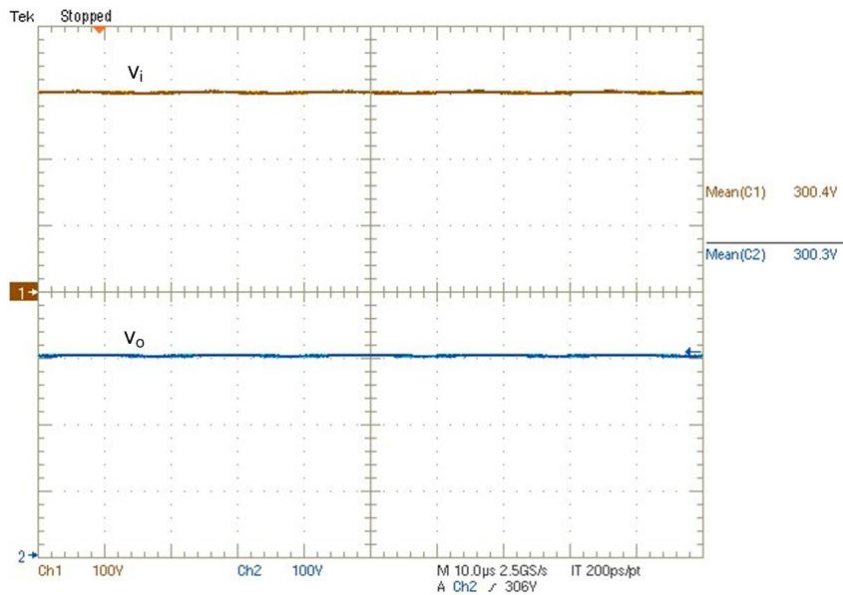


Fig. 4.66: Tensão de entrada v_i (C1 - 100V/div) e tensão de saída v_o (C2 - 100V/div).

A Fig. 4.67 mostra a corrente no indutor.

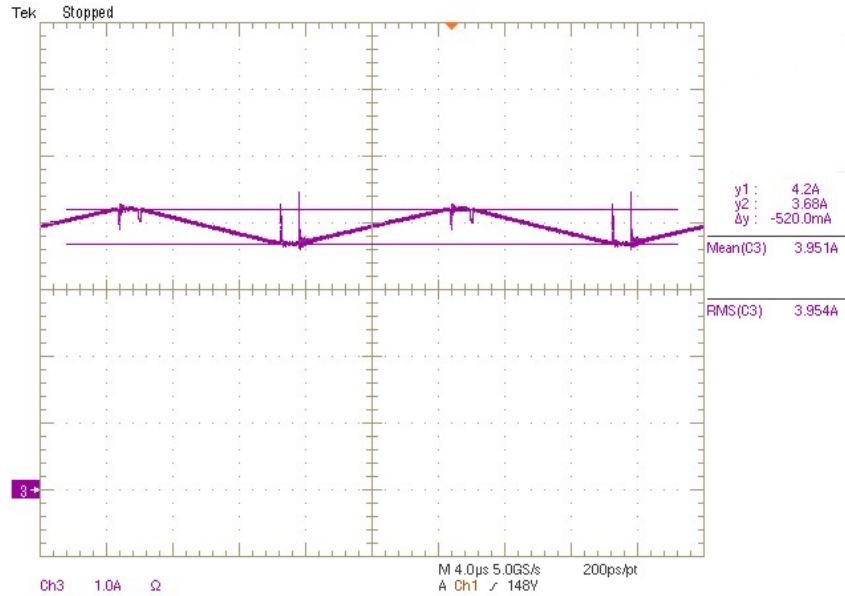


Fig. 4.67: Corrente no indutor L (C3 - 1A/div).

4.9.2. Ensaio de rendimento

A Fig. 4.68 mostra a curva de rendimento do protótipo levantada em bancada.

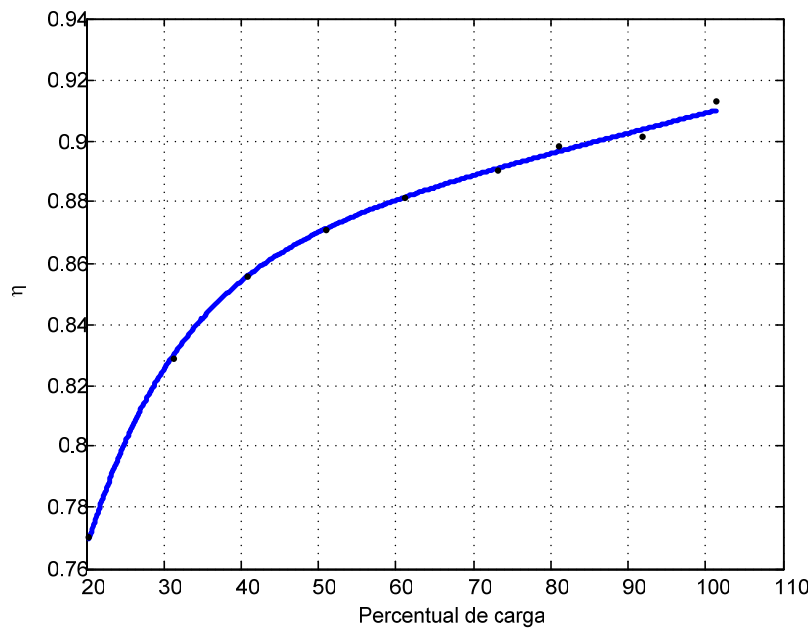


Fig. 4.68: Curva de rendimento do conversor CC-CC Buck-Boost de três níveis.

Na Fig. 4.68 nota-se o comportamento suave da curva de rendimento do conversor CC-CC Buck-Boost de três níveis levantada em bancada. Verifica-se que o rendimento é máximo (em torno de 91%) próximo a 100% da carga nominal e decresce até em torno de 77% próximo a 20% da carga nominal.

Para o ensaio de rendimento não foram consideradas as fontes de alimentação do circuito de comando.

4.10. Conclusão

Neste capítulo foi apresentada a topologia de três níveis para o conversor CC-CC Buck-Boost.

Nota-se que a maneira de modular o conversor faz surgir o parâmetro $\alpha = D_1/D_2$ que é um novo parâmetro quando se compara a presente topologia com o conversor Buck-Boost tradicional.

Uma importante observação é o fato de que quando $\alpha = 1$ tem-se que $D_1 = D_2$ e conseqüentemente obtêm-se o conversor Buck-Boost tradicional.

Observa-se na Fig. 4.8 a influência do parâmetro α no ganho estático, sendo que quando $\alpha = 1$ encontra-se a curva do ganho estático do conversor Buck-Boost tradicional.

A Fig. 4.9 mostra que o ganho estático pode ser alterado fixando o parâmetro D_2 e variando o parâmetro α . Nesta figura verifica-se que se for desejado alterar o ganho estático de 4 para 2 basta fixar $D_2 = 0,8$ e modificar α de 1 para 0,5.

Da Fig. 4.53 até a Fig. 4.58 nota-se que ao aumentar o parâmetro α aumenta inclinação das curvas na região de condução descontínua na característica externa do conversor.

Apresentou-se também o desenvolvimento das equações para o dimensionamento de cada componente da nova topologia concebida.

O objetivo do cálculo do dimensionamento e da simulação com componentes reais é viabilizar o projeto de um protótipo para experimento em bancada.

Dos resultados a partir do protótipo comprovam-se a teoria desenvolvida e os resultados obtidos por simulação.

Observa-se através da Fig. 4.61 obtida por simulação que há uma previsão de sobretensão no interruptor S1 de 14V proveniente de indutâncias parasitas do circuito. O layout deste conversor foi desenvolvido com o objetivo de eliminar essas indutâncias parasitas já observadas nas topologias anteriores (Buck e Boost) e a Fig. 4.65 obtida em bancada mostra que não há a sobretensão prevista por simulação.

Através da Fig. 4.65 verifica-se que há uma sobretensão no interruptor S2 que ocorre próximo ao instante de bloqueio deste, durante o intervalo no qual ambos interruptores encontram-se bloqueados.

Foi verificado também que durante o intervalo de tempo em que os dois interruptores encontram-se bloqueados ocorre uma pronunciada oscilação na tensão sobre os interruptores.

A Fig. 4.68 mostra que o rendimento máximo de 91,27% ocorre próximo de 100% da carga nominal e que o rendimento fica em torno de 90% na faixa de 91,8% a 81% da carga nominal e decresce até 77,05% na faixa de 81% até 20,4% da carga nominal.

CONCLUSÃO GERAL

No presente trabalho foi realizado o estudo de uma célula de comutação que torna possível a obtenção dos conversores CC-CC básicos não isolados de três níveis Buck, Boost e Buck-Boost, permitindo a redução do nível de tensão nos interruptores com relação às topologias clássicas já bastante conhecidas na literatura [1].

Ficou demonstrado que com a célula de comutação proposta e uma modulação adequada é possível realizar a conversão CC-CC utilizando dois interruptores especificados para um nível de tensão inferior ao maior nível de tensão envolvido na conversão (Buck e Boost) ou inferior à soma das tensões de entrada e saída do conversor (Buck-Boost).

Atualmente, sabe-se que em aplicações onde estão presentes tensões acima de 500V, normalmente é utilizado o interruptor IGBT que além de ser de custo elevado apresenta baixa eficiência quando em operação.

Por outro lado, os interruptores MOSFET's normalmente utilizados em tensões inferiores a 500V (atualmente), possuem baixo custo e alta eficiência em operação.

Os conversores de três níveis do presente trabalho encontrarão sua aplicação onde estão presentes tensões acima de 500V, tornando possível substituir o interruptor IGBT de custo elevado por dois interruptores MOSFET's de forma que estes últimos estarão submetidos a níveis de tensão inferiores ao nível de tensão que é submetido o interruptor IGBT dos conversores clássicos CC-CC não isolados, resultando em conversores de menor custo e maior eficiência.

Portanto, o fato de os conversores CC-CC básicos não isolados de três níveis possuírem um interruptor e um diodo a mais que os conversores CC-CC básicos não isolados clássicos, não os tornam topologias em desvantagem a estes últimos quando os níveis de tensão de entrada e saída envolvidos na conversão são superiores a 500V.

O circuito de comando estudado no Capítulo 1 pode ser bastante simplificado para uma aplicação prática. É possível este circuito ser totalmente analógico, fazendo com que tenha menor custo.

Nota-se que a forma de modular os conversores CC-CC básicos não isolados de três níveis faz surgir o parâmetro $\alpha = D_1/D_2$, que é um novo parâmetro quando se compara as topologias de três níveis com suas respectivas topologias clássicas. Este novo parâmetro faz com que as topologias de três níveis tenham um grau a mais de liberdade para o controle do ganho estático, pois é possível fixar D_2 e variar α para variar o ganho estático.

Uma importante constatação é que quando $\alpha = 1$ tem-se $D_1 = D_2$ e conseqüentemente encontram-se as topologias convencionais. Isto faz com que as topologias de três níveis sejam mais genéricas que as topologias clássicas.

Um outro fato importante que deve ser observado é quando o nível máximo suportado pelos interruptores é menor que o nível da tensão na entrada ou na saída (Buck ou Boost) ou menor que o nível da soma das tensões de entrada e saída (Buck-Boost) é que se acidentalmente $D_2 < D_1$ pode haver a destruição do interruptor S1 por sobre tensão.

Uma outra observação importante foi que o ganho estático dos conversores Boost e Buck-Boost de três níveis se mostrou praticamente linear quando em função de α e D_2 fixo.

Foi verificado em bancada que durante o intervalo de tempo em que os dois interruptores encontram-se bloqueados ocorre uma oscilação na tensão sobre os interruptores. Esta oscilação é mínima para as topologias Buck e Boost de três níveis e mais pronunciada na topologia Buck-Boost de três níveis.

O rendimento dos conversores Buck (Fig. 2.69), Boost (Fig. 3.69) e Buck-Boost (Fig. 4.68) de três níveis se mostrou elevado sendo no pior caso em torno de 91% para carga nominal (Buck-Boost). Para os ensaios de rendimento não foram consideradas as perdas em fontes auxiliares do circuito de comando, sendo levado em conta apenas o estágio de potência.

Este trabalho pode ainda dar origem a outros trabalhos, uma vez que existem muitas características dos conversores de três níveis que precisam ser esclarecidas.

Envolvendo os conversores CC-CC básicos não isolados de três níveis, são sugestões para trabalhos futuros:

- A obtenção do modelo dinâmico destes conversores;
- Desenvolver novas técnicas de controle para estes conversores;
- O estudo da possibilidade de comutação suave.

Contudo, considerando as novas topologias concebidas, espera-se que este trabalho tenha trazido importantes contribuições para a comunidade científica da área de Eletrônica de Potência.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] BARBI, I.; MARTINS, D. C. *Conversores CC-CC Básicos Não Isolados*. Edição dos autores. Florianópolis-SC, 2000.
- [2] BARBI, I.; Souza, F. P. de. *Conversores CC-CC Isolados de Alta Frequência com Comutação Suave*. Edição dos autores. Florianópolis-SC, 1999.
- [3] VISWANATHAN, K.; ORUGANTI, R.; SRINIVASAN, D. A Novel Tri-State Boost Converter With Fast Dynamics. *IEEE Transactions on Power Electronics*, New York, v. 17, n. 5, p. 677-683, Sep. 2002.
- [4] MICROCHIP *Datasheet da família PIC18F4XX de microcontroladores*. 2000.
- [5] TOSHIBA *Circuito integrado TLP 250*. 2004.

APÊNDICE

```
=====
```

```
; Programa: comando.asm
; Microcontrolador: PIC18F452
; Freq. de operacao 40 MHz
; Objetivo: Gerar os pulsos de comando para as topologias Buck, Boost e
; Buck-Boost de três níveis
; Autor: Antonio Jose Bento Bottion, Eng.
; Portas utilizadas (Encapsulamento DIP 40 pinos):
;   PWM:
;   CCP1 - pino 17 - Saida - Pulso PWM1
;   CCP2 - pino 16 - Saida - Pulso PWM2
;   I/O:
;   RB0 - pino 35 - Saida - Ajuste frequencia
;   RB1 - pino 36 - Saida - Ajuste PWM
;   RB2 - pino 37 - Saida - Ajuste alfa
;   RB5 - pino 38 - Entrada - Diminui grandeza selecionada
;   RB6 - pino 39 - Entrada - Aumenta grandeza selecionada
;   RB7 - pino 40 - Entrada - Seleciona grandeza p/ ajuste
; Criado em: 23/11/2004           Atualizado em: 08/12/2004
```

```
===== Definicao do Componente =====
```

```
LIST P=18F452
INCLUDE "P18F452.INC" ; Arquivo que contem os enderecos dos
; registradores e o nome dos bits
```

```
===== Definicao de Constantes =====
```

```
#DEFINE MAXPWL 0xFF ; Limite maximo p/ PW2 LSB (descida do pulso)
#DEFINE MAXPWH 0xFF ; Limite maximo p/ PW2 MSB (descida do pulso)
#DEFINE FMAXL 0x3C ; Frequencia maxima LSB (50kHz)
#DEFINE FMAXH 0xFF ; Frequencia maxima MSB
#DEFINE FMINL 0x1D ; Frequencia minima LSB (10kHz)
#DEFINE FMINH 0xFC ; Frequencia minima MSB
```

```
#DEFINE MINPW1L 0x07 ; Limite minimo p/ PW1 LSB
#DEFINE MINPW1H 0x00 ; Limite minimo p/ PW1 MSB
```

```
;===== Definicao de variaveis =====
```

```
SELGR EQU 0x00 ; Selecciona grandeza p/ ajuste
ALFAL EQU 0x01 ; Numero de ciclos entre as subidas e descidas dos pulsos LSB
ALFAH EQU 0x02 ; Numero de ciclos entre as subidas e descidas dos pulsos MSB
PERL EQU 0x03 ; Periodo p/ Timer1 LSB
PERH EQU 0x04 ; Periodo p/ Timer1 MSB
PBS1L EQU 0x05 ; Pulso baixo p/ S1 LSB
PBS1H EQU 0x06 ; Pulso baixo p/ S1 MSB
PAS1L EQU 0x07 ; Pulso alto p/ S1 LSB
PAS1H EQU 0x08 ; Pulso alto p/ S1MSB
PBS2L EQU 0x09 ; Pulso baixo p/ S2 LSB
PBS2H EQU 0x0A ; Pulso baixo p/ S2 MSB
PAS2L EQU 0x0B ; Pulso alto p/ S2 LSB
PAS2H EQU 0x0C ; Pulso alto p/ S2 MSB
TPW1L EQU 0x0D ; P/ teste de PW1 LSB
TPW1H EQU 0x0E ; P/ teste de PW1 MSB
LMINPWL EQU 0x0F ; Limite minimo p/ PW2 LSB
LMINPWH EQU 0x10 ; Limite minimo p/ PW2 MSB
AUX EQU 0x11 ; Variavel auxiliar
AUXH EQU 0x12
AUX2 EQU 0x13 ; Variavel auxiliar 2
AUX2H EQU 0x14
DLYA EQU 0x15 ; Variavel auxiliar A para delay
DLYB EQU 0x16 ; Variavel auxiliar B para delay
DLYC EQU 0x17 ; Variavel auxiliar C para delay
DLYD EQU 0x18 ; Variavel auxiliar D para delay
;SPGR EQU 0x0 ; SPGR - Status do programa
; Bit 0 => Selecciona do modo de ajuste
; 1 = Ajuste fino
; 0 = Ajuste grosso
; Bit 1 => Subida / Descida do pulso p/ S1
; 1 = Subida do pulso
; 0 = Descida do pulso
; Bit 2 => Subida / Descida do pulso p/ S2
```

```

;          1 = Subida do pulso
;          0 = Descida do pulso

```

```

;===== Origem do programa =====

```

```

ORG      0x000000
GOTO     INICIO

```

```

;===== Tratadores de interrupcao =====

```

```

          ORG      0x000008
          MOVFF    PERL,TMR1L    ; Recarrega Timer1
          BCF      PIR1,TMR1IF
          RETFIE

          ORG      0x000018
          BTFSS    PIR2,CCP2IF,0
          GOTO     ATCCP1
          BCF      PIR2,CCP2IF,0 ; Atualiza PW_S2
          BTFSS    PORTC,1,0
          GOTO     RPS2A
          MOVFF    PBS2L,CCPR2L
          MOVFF    PBS2H,CCPR2H
          RETFIE
RPS2A    MOVFF    PAS2L,CCPR2L
          MOVFF    PAS2H,CCPR2H
          RETFIE
ATCCP1   BCF      PIR1,CCP1IF,0 ; Atualiza PW_S1
          BTFSS    PORTC,2,0
          GOTO     RPS1A
          MOVFF    PBS1L,CCPR1L
          MOVFF    PBS1H,CCPR1H
          RETFIE
RPS1A    MOVFF    PAS1L,CCPR1L
          MOVFF    PAS1H,CCPR1H
          RETFIE

```

;===== Rotina principal =====

```

INICIO  CLRF      PORTC,0      ; /
        CLRF      TRISC,0      ; Inicializa PORTC como saida | Configura
        CLRF      PORTB,0      ; | Portas
        MOVLW     B'11100000'  ; |
        MOVWF     TRISB,0      ; Inicializa PORTB \
        MOVLW     0x03         ;
        MOVWF     SELGR,0      ; Inicializa sel de freq
        MOVLW     FMAXH
        MOVWF     PERH,0
        MOVWF     TMR1H,0
        MOVLW     FMAXL
        MOVWF     PERL,0
        MOVWF     TMR1L,0      ; 50 kHz p/ Timer1
        MOVLW     0xA2         ; Subida do pulso p/ S2
        MOVWF     PAS2L,0
        MOVWF     CCPR2L,0
        MOVLW     0xFF
        MOVWF     PAS2H,0
        MOVWF     CCPR2H,0
        MOVLW     MAXPWL       ; Descida do pulso p/ S2
        MOVWF     PBS2L,0
        MOVLW     MAXPWH
        MOVWF     PBS2H,0
        MOVLW     0x0B
        MOVWF     ALFAL,0
        MOVLW     0x00
        MOVWF     ALFAH,0
        CALL      ATPS1        ; Atualiza pulso p/ S1
        MOVFF     PAS1L,CCPR1L
        MOVFF     PAS1H,CCPR1H
        BSF      RCON,IPEN,0   ; Habilita prioridade
        MOVLW     B'00000001'
        MOVWF     IPR1,0       ; High priority p/ Timer1
        CLRF      IPR2,0
        MOVLW     0xC0
        MOVWF     INTCON,0     ; Habilita todas ints

```

```

        MOVLW      0x05          ;
        MOVWF     PIE1,0        ; Habilita int Timer1e int CCP1
        BSF      PIE2,CCP2IE,0 ; Habilita int CCP2
        MOVLW      0x02          ;
        MOVWF     CCP1CON,0     ; Selecciona Compare / Bit Toggle
        MOVWF     CCP2CON,0
        CLRF      T3CON,0       ; Sel Timer1 p/ CCP1 e CCP2
        MOVLW      0x81          ;
        MOVWF     T1CON         ; Prescaler = 1:1/Liga Timer 1
LOOP    BTFSC     PORTB,7,0     ; Selecciona grandezza p/ ajuste
        GOTO     SELE
        CALL    D200
        DECFSZ   SELGR,1,0
        GOTO     SELE
        MOVLW    0x03
        MOVWF    SELGR,0
        GOTO     FREQ
SELE    MOVLW    0x03
        CPFSLT   SELGR
        GOTO     FREQ
        MOVLW    0x02
        CPFSLT   SELGR
        GOTO     PWM
        GOTO     ALFA
FREQ    BCF      PORTB,1,0
        BCF      PORTB,2,0
        BSF      PORTB,0,0
        BTFSC    PORTB,5,0     ; Verifica se eh p/ diminuir freq
        GOTO     TAF
        CALL    D100
        MOVLW    FMINH
        CPFSEQ   PERH,0
        GOTO     DFR
        MOVLW    FMINL
        CPFSEQ   PERL,0
        GOTO     DFR
        GOTO     LOOP
DFR    MOVLW     0x01          ; Diminui freq

```

```

SUBWF    PERL,1,0
MOVLW   0x00
SUBWFB  PERH,1,0
MOVFF   PERH,TMR1H
GOTO    LOOP
TAF     BTFSC   PORTB,6,0      ; Verifica se eh p/ aumentar freq
        GOTO    LOOP
        CALL   D100
        MOVLW  FMAXH
        CPFSEQ PERH,0
        GOTO   AFR
        MOVLW  FMAXL
        CPFSEQ PERL,0
        GOTO   AFR
        GOTO   LOOP
AFR     MOVLW   0x01          ; Aumenta freq
        ADDWF  PERL,1,0
        MOVLW  0x00
        ADDWFC PERH,1,0
        MOVFF  PERH,TMR1H
        GOTO   LOOP
PWM     BCF    PORTB,0,0
        BCF    PORTB,2,0
        BSF    PORTB,1,0
        BTFSC  PORTB,5,0      ; Verifica se eh p/ diminuir PW2 / PW1
        GOTO   TAPWM
        CALL  D100
        MOVF  PAS1L,0,0
        SUBWF PBS1L,0,0
        MOVWF AUX,0
        MOVF  PAS1H,0,0
        SUBWFB PBS1H,0,0
        BTFSS STATUS,Z
        GOTO  T28
        MOVLW 0x0D
        SUBWF  AUX,0,0
        BTFSC STATUS,Z
        GOTO  TAPWM

```

T28	MOVF	PAS2L,0,0	
	SUBWF	PBS1L,0,0	
	MOVWF	AUX,0	
	MOVF	PAS2H,0,0	
	SUBWFB	PBS1H,0,0	
	BTFSS	STATUS,Z	
	GOTO	DPW	
	MOVLW	0x1C	
	SUBWF	AUX,0,0	
	BTFSC	STATUS,Z	
	GOTO	TAPWM	
DPW	MOVLW	0x01	
	ADDWF	PAS2L,1,0	; Diminui PW2 / PW1
	MOVLW	0x00	
	ADDWFC	PAS2H,1,0	
	CALL	ATPS1	
TAPWM	BTFSC	PORTB,6,0	; Verifica se eh p/ aumentar PW2 / PW1
	GOTO	LOOP	
	CALL	D100	
	MOVF	PERL,0,0	
	SUBWF	PAS2L,0,0	
	MOVWF	AUX,0	
	MOVF	PERH,0,0	
	SUBWFB	PAS2H,0,0	
	BTFSS	STATUS,Z	
	GOTO	T38	
	MOVLW	0x14	
	SUBWF	AUX,0,0	
	BTFSC	STATUS,Z	
	GOTO	LOOP	
T38	MOVWF	AUXH	
	MOVF	PBS1L,0,0	
	SUBWF	PBS2L,0,0	
	MOVWF	AUX2	
	MOVF	PBS1H,0,0	
	SUBWFB	PBS2H,0,0	
	MOVWF	AUX2H,0	
	MOVF	AUX2,0,0	

	ADDWF	AUX,1,0	
	MOVF	AUX2H,0,0	
	ADDWFC	AUXH,1,0	
	BTFSS	STATUS,Z	
	GOTO	APW	
	MOVLW	0x21	
	SUBWF	AUX,0,0	
	BTFSC	STATUS,Z	
	GOTO	LOOP	
APW	MOVLW	0x01	
	SUBWF	PAS2L,1,0	; Aumenta PW2 / PW1
	MOVLW	0x00	
	SUBWFB	PAS2H,1,0	
	CALL	ATPS1	
	GOTO	LOOP	
ALFA	BCF	PORTB,0,0	
	BCF	PORTB,1,0	
	BSF	PORTB,2,0	
	BTFSC	PORTB,5,0	; Verifica se eh p/ diminuir alfa
	GOTO	TAALFA	
	CALL	D100	
	MOVF	ALFAH,0,0	
	BTFSS	STATUS,Z	
	GOTO	T38A	
	MOVF	ALFAL,0,0	
	BTFSC	STATUS,Z	
	GOTO	TAALFA	
T38A	MOVF	PERL,0,0	
	SUBWF	PAS2L,0,0	
	MOVWF	AUX,0	
	MOVF	PERH,0,0	
	SUBWFB	PAS2H,0,0	
	MOVWF	AUXH,0	
	MOVF	PBS1L,0,0	
	SUBWF	PBS2L,0,0	
	MOVWF	AUX2	
	MOVF	PBS1H,0,0	
	SUBWFB	PBS2H,0,0	

	MOVWF	AUX2H,0	
	MOVF	AUX2,0,0	
	ADDWF	AUX,1,0	
	MOVF	AUX2H,0,0	
	ADDWFC	AUXH,1,0	
	BTFSS	STATUS,Z	
	GOTO	DALFA	
	MOVLW	0x21	
	SUBWF	AUX,0,0	
	BTFSC	STATUS,Z	
	GOTO	TAALFA	
DALFA	MOVLW	0x01	
	SUBWF	ALFAL,1,0	
	MOVLW	0x00	
	SUBWFB	ALFAH,1,0	
	CALL	ATPS1	
TAALFA	BTFSC	PORTB,6,0	; Verifica se eh p/ aumentar alfa
	GOTO	LOOP	
	CALL	D100	
	MOVF	PAS1L,0,0	
	SUBWF	PBS1L,0,0	
	MOVWF	AUX,0	
	MOVF	PAS1H,0,0	
	SUBWFB	PBS1H,0,0	
	BTFSS	STATUS,Z	
	GOTO	T28A	
	MOVLW	0x0E	
	CPFSGT	AUX,0	
	GOTO	LOOP	
T28A	MOVF	PAS2L,0,0	
	SUBWF	PBS1L,0,0	
	MOVWF	AUX,0	
	MOVF	PAS2H,0,0	
	SUBWFB	PBS1H,0,0	
	BTFSS	STATUS,Z	
	GOTO	AALFA	
	MOVLW	0x1C	
	SUBWF	AUX,0,0	

```

                BTFSC     STATUS,Z
                GOTO     LOOP
AALFA          MOVLW     0x01
                ADDWF    ALFAL,1,0      ; Aumenta alfa
                MOVLW     0x00
                ADDWFC   ALFAH,1,0
                CALL     ATPS1
                GOTO     LOOP

```

```

;===== Atualiza pulso p/ S1      =====

```

```

ATPS1          MOVF      ALFAL,0,0
                SUBWF    PBS2L,0,0
                MOVWF    PBS1L,0
                MOVF      ALFAH,0,0
                SUBWFB   PBS2H,0,0
                MOVWF    PBS1H,0
                MOVF      ALFAL,0,0
                ADDWF    PAS2L,0,0
                MOVWF    PAS1L,0
                MOVF      ALFAH,0,0
                ADDWFC   PAS2H,0,0
                MOVWF    PAS1H,0
                RETURN

```

```

;===== Delay 1 seg      =====

```

```

D1SEG          MOVLW     0x20
                MOVWF    DLYC,0
RECB           MOVLW     0xCB
                MOVWF    DLYB,0
RECA           MOVLW     0xFF
                MOVWF    DLYA,0
DECA          DECFSZ    DLYA,F,0
                GOTO     DECA
                DECFSZ    DLYB,F,0
                GOTO     RECA
                DECFSZ    DLYC,F,0

```

```

GOTO RECB
RETURN

```

```

;===== Delay 200 ms =====

```

```

D200   MOVLW   0x08
        MOVWF   DLYC,0
RECB1  MOVLW   0xD9
        MOVWF   DLYB,0
RECA1  MOVLW   0xFF
        MOVWF   DLYA,0
DECA1  DECFSZ  DLYA,F,0
        GOTO    DECA1
        DECFSZ  DLYB,F,0
        GOTO    RECA1
        DECFSZ  DLYC,F,0
        GOTO    RECB1
RETURN

```

```

;===== Delay 100 ms =====

```

```

D100   MOVLW   0x04
        MOVWF   DLYC,0
RECB2  MOVLW   0xD9
        MOVWF   DLYB,0
RECA2  MOVLW   0xFF
        MOVWF   DLYA,0
DECA2  DECFSZ  DLYA,F,0
        GOTO    DECA2
        DECFSZ  DLYB,F,0
        GOTO    RECA2
        DECFSZ  DLYC,F,0
        GOTO    RECB2
RETURN

```

```

END

```