

MARLOS GATTI BOTTARELLI

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

FLORIANÓPOLIS

2006

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**CONVERSORES CC-CC BÁSICOS NÃO-ISOLADOS
QUADRÁTICOS 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

MARLOS GATTI BOTTARELLI

Florianópolis, dezembro de 2006.

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

Marlos Gatti Bottarelli

“Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de concentração *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.”

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Orientador

Prof. Nelson Sadowski, Dr.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Presidente

Prof. Samir Ahmad Mussa, Dr.

Prof. Ênio Valmor Kassick, Dr.

Yales Rômulo De Novaes, Dr.

“O que habita no esconderijo do Altíssimo
e descansa à sombra do Onipotente diz ao Senhor:

Meu refúgio e meu baluarte,

Deus meu, em quem confio.

Caiam mil ao teu lado,

e dez mil, à tua direita;

tu não serás atingido.

Pois disseste: O Senhor é o meu refúgio.

Fizeste do Altíssimo a tua morada.”

Salmo 91: 1, 2, 7 e 9.

“Porque o Senhor é bom,

a sua misericórdia dura para sempre,

e, de geração em geração,

a sua fidelidade.”

Salmo 100:5

“Entrega o teu caminho ao Senhor,

confia nele, e o mais ele fará.”

Salmo 37:5

“Porque Deus amou ao mundo de tal

maneira que deu o seu Filho unigênito, para

que todo o que nele crê não pereça, mas

tenha a vida eterna.”

João 3:16

“Respondeu-lhe Jesus: Eu sou o

caminho, e a verdade, e a vida;

ninguém vem ao Pai senão por mim.”

João 14:6

*A Deus,
pelo Seu infinito amor e pelo dom da vida.*

*À minha mãe, Salete Gatti,
por dedicar toda a sua vida aos seus filhos.*

AGRADECIMENTOS

A Deus, pela vida, pela saúde, pelo Seu amor e por todas as bênçãos e oportunidades, incluindo este trabalho.

Ao professor Ivo Barbi, pelo convite para ingressar no INEP em 2000, pelas várias vezes em que me apoiou, por compartilhar comigo um pouco do seu vasto conhecimento em Eletrônica de Potência, por despertar meu interesse por essa maravilhosa ciência e pela honra de sua orientação durante o mestrado.

Aos demais professores do INEP, Arnaldo José Perin, Denizar Cruz Martins, Ênio Valmor Kassick, Hari Bruno Mohr e João Carlos dos Santos Fagundes pelos ensinamentos transmitidos durante a fase de créditos.

Ao professor e amigo Clóvis Antônio Petry, pela ajuda durante o mestrado.

Ao Yales Rômulo de Novaes, pela contribuição no tema do trabalho e pelas sugestões importantes dadas no decorrer desse ano. Ao Jean Paulo Rodrigues, pelas idéias trocadas para aprimorá-lo.

Aos funcionários do INEP, Coelho, Pacheco, Rafaell, Patrícia, Abraão e Rúlio nos trabalhos práticos e nas atividades burocráticas.

Aos amigos Alceu, Carlos Marcussi, Cícero, Romero, Hugo, Marcos Izumida, Mateus, Rhafael, Romeu e Thiago pela amizade, pela ajuda, pelas discussões e pelos momentos de descontração.

Em especial aos amigos e colegas de sala André Luiz Fuerback, Mário Henrique Pereira Santos e Murilo de Pieri Fenili pelo auxílio, pelos conselhos, pela amizade e por todos os momentos de descontração que tornaram mais fácil e agradável este ano de dissertação. Ao André também agradeço por sempre estar disposto a dedicar quanto tempo for preciso para ajudar os amigos.

À CAPES, pelo auxílio financeiro.

À minha mãe, Salete, pelo amor, pelos sábios conselhos, pelo apoio incondicional, pelo heroísmo, sabedoria, carinho e bravura com que tem educado à minha irmã e a mim.

À Keilla, pelo carinho, pelas orações, pelas palavras de ânimo e por sempre me apoiar nesta fase.

Aos meus avós, Lázara e Alberto Gatti, bem como à Gleice, minha irmã, pelo seu apoio e seu amor.

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 QUADRÁTICOS DE TRÊS NÍVEIS

Marlos Gatti Bottarelli

Dezembro/2006

Orientador: Professor Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Palavras-chave: conversor CC-CC, três níveis, quadrático, não-isolado.

Número de páginas: 223

Resumo: Este trabalho introduz uma nova célula de comutação formada por dois diodos, dois interruptores comandados, dois indutores e um capacitor. Conectada adequadamente aos terminais de uma fonte de tensão (entrada) e de uma carga, as três principais topologias dos conversores CC-CC básicos não-isolados são concebidas: *buck*, *boost* e *buck-boost*. A célula de comutação proposta, juntamente com uma modulação apropriada dos dois interruptores, atribui aos conversores duas características muito importantes: em nenhum instante a tensão sobre cada interruptor atinge o maior valor envolvido na conversão (entrada no *buck* e saída no *boost*) ou a soma das tensões de entrada e saída (*buck-boost*), e o ganho estático varia com o quadrado da razão cíclica, tornando-os atrativos em ganhos altos, especialmente o conversor *boost*. Além disso, o fato de haver dois interruptores acrescenta aos conversores um grau de liberdade a mais em relação às topologias convencionais, representado pelo parâmetro α . Para cada conversor foi realizada uma análise teórica detalhada, incluindo etapas de operação, ganho estático ideal, principais formas de onda, ondulação de corrente nos indutores e de tensão nos capacitores, bem como a característica externa, matemática e graficamente. Os três conversores foram montados e as principais formas de onda adquiridas a fim de validar a teoria apresentada.

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

THREE-LEVEL QUADRATIC NON-INSULATED BASIC DC-DC CONVERTERS

Marlos Gatti Bottarelli

December/2006

Advisor: Professor Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of concentration: Power Electronics.

Keywords: DC-DC converter, three-level, quadratic, non-insulated.

Number of pages: 223

Abstract: This work introduces a new commutation cell composed by two diodes, two commanded switches, two inductors and one capacitor. The correct connection of this cell to the terminals of a voltage source (input) and of a load provides the three main topologies of the non-insulated basic DC-DC converters: buck, and buck-boost. The new proposed cell, in addition to an appropriate modulation of the switches, attributes two very important features to the converters: the voltage over each switch never reaches the highest value involved in the conversion (input at buck and output at boost) or the sum of input and output voltages (buck-boost), and the static gain changes with the square of the duty cycle, which makes them very attractive at high gains, especially the boost converter. Furthermore, the fact that there are two switches adds to the converters one extra freedom degree comparing with the conventional topologies, represented by the parameter α . For each converter a detailed theoretical analysis was made, including operation stages, ideal static gain, main waveforms, inductor current and capacitor voltage ripples, as well as the output characteristic, both mathematically and graphically. The three converters were built and the main waveforms were acquired, in order to validate the theory shown.

SUMÁRIO

SIMBOLOGIA E ABREVIATURAS	xiv
INTRODUÇÃO GERAL	1
CAPÍTULO 1	4
CÉLULA DE COMUTAÇÃO E ESTRATÉGIA DE COMANDO	4
1.1. INTRODUÇÃO	4
1.2. CÉLULA DE COMUTAÇÃO	4
1.3. ESTRATÉGIA DE COMANDO	7
1.4. CONCLUSÃO	10
CAPÍTULO 2	12
CONVERSOR <i>BUCK</i> QUADRÁTICO DE TRÊS NÍVEIS	12
2.1. INTRODUÇÃO	12
2.2. TOPOLOGIA	12
2.3. OPERAÇÃO EM CONDUÇÃO CONTÍNUA (CCM)	13
2.3.1. ETAPAS DE OPERAÇÃO	13
2.3.2. FORMAS DE ONDA BÁSICAS	16
2.3.3. GANHO ESTÁTICO IDEAL	16
2.3.4. ONDULAÇÃO DE CORRENTE NOS INDUTORES	21
2.3.5. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	27
2.4. OPERAÇÃO EM CONDUÇÃO CRÍTICA (CRCM)	30
2.4.1. ETAPAS DE OPERAÇÃO	30
2.4.2. FORMAS DE ONDA BÁSICAS	30
2.4.3. GANHO ESTÁTICO IDEAL	30
2.4.4. ONDULAÇÃO DE CORRENTE NOS INDUTORES	32
2.4.5. CÁLCULO DA INDUTÂNCIA CRÍTICA L_{1CR}	32
2.4.6. CÁLCULO DA INDUTÂNCIA CRÍTICA L_{2CR}	33
2.4.7. RELAÇÃO ENTRE L_{1CR} E L_{2CR}	35

2.4.8.	CÁLCULO DA CORRENTE DE SAÍDA I_{OCR}	35
2.4.9.	CÁLCULO DA RESISTÊNCIA DE CARGA R_{OCR}	36
2.4.10.	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	36
2.5.	OPERAÇÃO EM CONDUÇÃO DESCONTÍNUA PARCIAL (PDCM)	39
2.5.1.	ETAPAS DE OPERAÇÃO	39
2.5.2.	FORMAS DE ONDA BÁSICAS	42
2.5.3.	GANHO ESTÁTICO IDEAL	42
2.5.4.	ONDULAÇÃO DE CORRENTE NOS INDUTORES	47
2.5.5.	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	49
2.6.	CARACTERÍSTICA EXTERNA	51
2.6.1.	CARACTERÍSTICA EXTERNA PARCIAL REFERENTE A V_{OINT}/V_I	52
2.6.2.	CARACTERÍSTICA EXTERNA PARCIAL REFERENTE A V_o/V_{OINT}	54
2.6.3.	CARACTERÍSTICA EXTERNA TOTAL	56
2.7.	ESFORÇOS DE TENSÃO EM S_1 E S_2	58
2.8.	CÁLCULO DE C_{OINT}	61
2.9.	FILTRAGEM DA TENSÃO DE SAÍDA (V_o)	64
2.10.	SIMULAÇÃO DO CIRCUITO REAL	65
2.11.	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	68
2.12.	CONCLUSÃO	73
CAPÍTULO 3		75

CONVERTOR *BOOST* QUADRÁTICO DE TRÊS NÍVEIS **75**

3.1.	INTRODUÇÃO	75
3.2.	TOPOLOGIA	76
3.3.	OPERAÇÃO EM CONDUÇÃO CONTÍNUA (CCM)	76
3.3.1.	ETAPAS DE OPERAÇÃO	77
3.3.2.	FORMAS DE ONDA BÁSICAS	79
3.3.3.	GANHO ESTÁTICO IDEAL	79
3.3.4.	ONDULAÇÃO DE CORRENTE NOS INDUTORES	84
3.3.5.	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	91
3.4.	OPERAÇÃO EM CONDUÇÃO CRÍTICA (CRCM)	93
3.4.1.	ETAPAS DE OPERAÇÃO	94
3.4.2.	FORMAS DE ONDA BÁSICAS	94
3.4.3.	GANHO ESTÁTICO IDEAL	94

3.4.4.	ONDULAÇÃO DE CORRENTE NOS INDUTORES	94
3.4.5.	CÁLCULO DA INDUTÂNCIA CRÍTICA L_{ICR}	96
3.4.6.	CÁLCULO DA INDUTÂNCIA CRÍTICA L_{2CR}	97
3.4.7.	RELAÇÃO ENTRE L_{ICR} E L_{2CR}	99
3.4.8.	CÁLCULO DA CORRENTE DE SAÍDA I_{OCR}	100
3.4.9.	CÁLCULO DA RESISTÊNCIA DE CARGA R_{OCR}	100
3.4.10.	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	100
3.5.	OPERAÇÃO EM CONDUÇÃO DESCONTÍNUA PARCIAL (PDCM)	103
3.5.1.	ETAPAS DE OPERAÇÃO	103
3.5.2.	FORMAS DE ONDA BÁSICAS	106
3.5.3.	GANHO ESTÁTICO IDEAL	106
3.5.4.	ONDULAÇÃO DE CORRENTE NOS INDUTORES	110
3.5.5.	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	112
3.6.	CARACTERÍSTICA EXTERNA	114
3.6.1.	CARACTERÍSTICA EXTERNA PARCIAL REFERENTE A V_{OINT}/V_I	115
3.6.2.	CARACTERÍSTICA EXTERNA PARCIAL REFERENTE A V_o/V_{OINT}	116
3.6.3.	CARACTERÍSTICA EXTERNA TOTAL	118
3.7.	ESFORÇOS DE TENSÃO EM S_1 E S_2	121
3.8.	CÁLCULO DE C_{OINT}	123
3.9.	FILTRAGEM DA TENSÃO DE SAÍDA (V_o)	126
3.10.	SIMULAÇÃO DO CIRCUITO REAL	129
3.11.	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	132
3.12.	CONCLUSÃO	138
<u>CAPÍTULO 4</u>		<u>140</u>

CONVERSOR BUCK-BOOST QUADRÁTICO DE TRÊS NÍVEIS **140**

4.1.	INTRODUÇÃO	140
4.2.	TOPOLOGIA	140
4.3.	OPERAÇÃO EM CONDUÇÃO CONTÍNUA (CCM)	142
4.3.1.	ETAPAS DE OPERAÇÃO	142
4.3.2.	FORMAS DE ONDA BÁSICAS	145
4.3.3.	GANHO ESTÁTICO IDEAL	145
4.3.4.	ONDULAÇÃO DE CORRENTE NOS INDUTORES	150
4.3.5.	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	156

4.4. OPERAÇÃO EM CONDUÇÃO CRÍTICA (CRCM)	159
4.4.1. ETAPAS DE OPERAÇÃO	159
4.4.2. FORMAS DE ONDA BÁSICAS	159
4.4.3. GANHO ESTÁTICO IDEAL	161
4.4.4. ONDULAÇÃO DE CORRENTE NOS INDUTORES	161
4.4.5. CÁLCULO DA INDUTÂNCIA CRÍTICA L_{ICR}	162
4.4.6. CÁLCULO DA INDUTÂNCIA CRÍTICA L_{2CR}	163
4.4.7. RELAÇÃO ENTRE L_{ICR} E L_{2CR}	165
4.4.8. CÁLCULO DA CORRENTE DE SAÍDA I_{OCR}	165
4.4.9. CÁLCULO DA RESISTÊNCIA DE CARGA R_{OCR}	166
4.4.10. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	166
4.5. OPERAÇÃO EM CONDUÇÃO DESCONTÍNUA PARCIAL (PDCM)	169
4.5.1. ETAPAS DE OPERAÇÃO	169
4.5.2. FORMAS DE ONDA BÁSICAS	172
4.5.3. GANHO ESTÁTICO IDEAL	174
4.5.4. ONDULAÇÃO DE CORRENTE NOS INDUTORES	176
4.5.5. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	178
4.6. CARACTERÍSTICA EXTERNA	181
4.6.1. CARACTERÍSTICA EXTERNA PARCIAL REFERENTE A V_{OINT}/V_I	181
4.6.2. CARACTERÍSTICA EXTERNA PARCIAL REFERENTE A V_o/V_{OINT}	183
4.6.3. CARACTERÍSTICA EXTERNA TOTAL	184
4.7. ESFORÇOS DE TENSÃO EM S_1 E S_2	187
4.8. CÁLCULO DE C_{OINT}	190
4.9. FILTRAGEM DA TENSÃO DE SAÍDA (V_o)	193
4.10. SIMULAÇÃO DO CIRCUITO REAL	195
4.11. RESULTADOS EXPERIMENTAIS	199
4.12. CONCLUSÃO	205
CONCLUSÃO GERAL	206
APÊNDICE A	208
CIRCUITO DE COMANDO DOS INTERRUPTORES	208
A.1 GERAÇÃO DOS PULSOS CONCÊNTRICOS	208
A.2 DRIVER E CIRCUITO DE GATE	208

APÊNDICE B	210
PLANILHAS DE CÁLCULO DOS PARÂMETROS DOS CONVERSORES QTN	210
B.1. CONVERSOR <i>BUCK</i> QTN	210
B.2. CONVERSOR <i>BOOST</i> QTN	213
B.3. CONVERSOR <i>BUCK-BOOST</i> QTN	216
APÊNDICE C	219
LISTAS DE COMPONENTES UTILIZADOS NOS PROTÓTIPOS	219
C.1 CONVERSOR <i>BUCK</i> QTN	219
C.2 CONVERSOR <i>BOOST</i> QTN	220
C.3 CONVERSOR <i>BUCK-BOOST</i> QTN	221
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	222

SIMBOLOGIA E ABREVIATURAS

1. Simbologia utilizada nas equações e no texto

<i>Símbolo</i>	<i>Descrição</i>	<i>Unidade</i>
C_o	Valor da capacitância de C_o	F
C_{oint}	Valor da capacitância de C_{oint}	F
D	Razão cíclica	-
D_1	Razão cíclica do interruptor S_1	-
D_2	Razão cíclica do interruptor S_2	-
D_{2CR}	Razão cíclica do interruptor S_2 para CrCM	-
D_3	Relação entre Δt_3 e um período de operação T	-
D_5	Relação entre Δt_5 e um período de operação T	-
f	Frequência de operação	Hz
G_{buck}	Ganho estático do conversor <i>buck</i> clássico	-
G_{P1CCM}	Ganho estático parcial referente a V_{oint}/V_i em CCM	-
G_{P1CR}	Ganho estático parcial referente a V_{oint}/V_i em CrCM	-
G_{P2CCM}	Ganho estático parcial referente a V_o/V_{oint} em CCM	-
G_{P2CR}	Ganho estático parcial referente a V_o/V_{oint} em CrCM	-
G_{P1PDCM}	Ganho estático parcial referente a V_{oint}/V_i em PDCM	-
G_{P2PDCM}	Ganho estático parcial referente a V_o/V_{oint} em PDCM	-
G_{TCCM}	Ganho estático total em CCM	-
G_{TCR}	Ganho estático total em CrCM	-
G_{TPDCM}	Ganho estático total em PDCM	-
$i_{C_o}(t)$	Corrente instantânea no capacitor C_o	A
$i_{C_{oint}}(t)$	Corrente instantânea no capacitor C_{oint}	A
$i_{D_1}(t)$	Corrente instantânea no diodo D_1	A
$i_{D_2}(t)$	Corrente instantânea no diodo D_2	A
$i_{L_1}(t)$	Corrente instantânea no indutor L_1	A
$i_{L_2}(t)$	Corrente instantânea no indutor L_2	A
$i_{S_1}(t)$	Corrente instantânea no interruptor S_1	A
$i_{S_2}(t)$	Corrente instantânea no interruptor S_2	A
I_{D_2}	Corrente média no diodo D_2	A

continua

<i>Símbolo</i>	<i>Descrição</i>	<i>Unidade</i>
I_i	Corrente média na entrada do conversor	A
I_{L1}	Corrente média no indutor L_1	A
I_{L1m}	Valor mínimo da corrente no indutor L_1	A
I_{L1M}	Valor máximo de corrente no indutor L_1	A
I_{L2}	Corrente média no indutor L_2	A
I_{L2m}	Valor mínimo da corrente no indutor L_2	A
I_{L2M}	Valor máximo de corrente no indutor L_2	A
I_{lig}	Corrente média do ramo que interliga os nós L_1 - D_1 e S_1 - S_2	A
I_o	Corrente média na carga	A
I_{oCR}	Corrente média crítica na carga	A
I_{S1}	Corrente média no interruptor S_1	A
L_1	Valor da indutância de L_1	H
L_{1CR}	Valor crítico da indutância de L_1	H
L_2	Valor da indutância de L_2	H
L_{2CR}	Valor crítico da indutância de L_2	H
T	Período de operação	S
R_o	Valor de resistência	Ω
$v_{C_o}(t)$	Tensão instantânea no capacitor C_o	V
$v_{C_{oint}}(t)$	Tensão instantânea no capacitor C_{oint}	V
$v_{D1}(t)$	Tensão instantânea no diodo D_1	V
$v_{D2}(t)$	Tensão instantânea no diodo D_2	V
$v_{L1}(t)$	Tensão instantânea no indutor L_1	V
$v_{L2}(t)$	Tensão instantânea no indutor L_2	V
$v_{S1}(t)$	Tensão instantânea no interruptor S_1	V
$v_{S2}(t)$	Tensão instantânea no interruptor S_2	V
V_i	Tensão média na entrada do conversor	V
V_o	Tensão média na saída do conversor	V
V_{oint}	Tensão média no capacitor C_{oint}	V
P	Potência média	W
R_o	Resistência de saída (carga)	Ω
R_{SE}	Resistência série-equivalente	Ω
α	Relação entre D_1 e D_2	-

continua

<i>Símbolo</i>	<i>Descrição</i>	<i>Unidade</i>
β	Ondulação relativa de corrente	-
δ	Relação entre V_o e V_{oint}	-
ΔI_{L1}	Ondulação de corrente em L_1	A
ΔI_{L2}	Ondulação de corrente em L_2	A
Δt_1	Intervalo de tempo de condução de S_1	s
Δt_3	Intervalo de tempo da 1ª etapa de operação do conversor	s
Δt_4	Intervalo de tempo da 3ª etapa de operação do conversor	s
Δt_5	Intervalo de tempo em que S_1 e S_2 permanecem bloqueados	s
Δt_6	Intervalo de tempo da 4ª etapa de operação em PDCM	s
ΔV_o	Ondulação de tensão em C_o	V
ΔV_{oint}	Ondulação de tensão em C_{oint}	V
η	Rendimento	%
ψ_1	Corrente de saída normalizada em função de V_i	-
ψ_2	Corrente de saída normalizada em função de V_{oint}	-
ψ_{2LMC}	Corrente de saída normalizada que delimita CCM e CrCM	-

2. Símbolos de elementos utilizados em figuras e no texto

<i>Símbolo</i>	<i>Descrição</i>
C_o	Capacitor de saída
C_{oint}	Capacitor intermediário
D	Diodo
L	Indutor
R	Resistor
S	Interruptor comandado
V_i	Fonte de tensão de entrada
V_o	Fonte de tensão de saída

3. Lista de abreviaturas e acrônimos

<i>Símbolo</i>	<i>Descrição</i>
CC	Corrente Contínua
CCM	<i>Continuous Conduction Mode</i> (Modo de Condução Contínua)
CrCM	<i>Critical Conduction Mode</i> (Modo de Condução Crítica)
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
MOSFET	<i>Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
TDCM	<i>Total Discontinuous Conduction Mode</i> (Modo de Condução Descontínua Total)
TN	Três Níveis
QTN	Quadrático de Três Níveis
PDCM	<i>Partial Discontinuous Conduction Mode</i> (Modo de Condução Descontínua Parcial)
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina

4. Símbolos de unidades de grandezas físicas

<i>Símbolo</i>	<i>Nome da Unidade</i>
A	ampère
F	farad
H	henry
Hz	hertz
s	segundo
V	volt
W	watt
Ω	ohm

INTRODUÇÃO GERAL

A engenharia elétrica atualmente desempenha um papel muito importante no dia-a-dia de praticamente todas as pessoas. Desde uma simples lâmpada incandescente ou de um refrigerador, encontrados em quase todas as residências, até sofisticados aparelhos militares de monitoramento e inteligência ou aqueles utilizados em exames laboratoriais e em hospitais, a eletricidade está presente como a forma de energia que torna possíveis todos estes aparelhos e/ou sistemas. Somam-se aos dois primeiros exemplos citados o telefone celular e o microcomputador (ou PC), que fazem parte do cotidiano dos mais variados tipos de profissionais e estudantes, dentre outros.

Uma das várias áreas da engenharia elétrica, e que nas últimas décadas tem se tornado um dos seus principais pilares, é a Eletrônica de Potência, que trata basicamente da conversão estática de energia elétrica em suas diversas formas, visando controlar o fluxo de potência com alta eficiência e qualidade, conforme [1]. Entende-se por conversor estático um circuito com elementos passivos (resistores, capacitores e indutores) e elementos ativos, como BJTs, MOSFETs, IGBTs, diodos e tiristores, associados segundo uma lei pré-estabelecida. Esta área pode ser encontrada, por exemplo, em fontes chaveadas – PCs, televisores, satélites, aviões, etc. –, alimentação de emergência, carregadores de bateria, reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes, filtros ativos de potência, dentre outros. Os principais grupos de conversores estáticos abrangidos pela Eletrônica de Potência são os seguintes: retificadores ou conversores CA-CC, conversores diretos e indiretos de frequência CA-CA, inversores ou conversores CC-CA e conversores CC-CC.

O presente trabalho enquadra-se no último grupo mencionado, o dos conversores CC-CC, mais especificamente no subgrupo dos conversores multiníveis não-isolados, assim como [3].

Os três principais conversores deste subgrupo (que são explorados em [2]), que dão origem aos demais, são o *buck*, o *boost* e o *buck-boost*, respectivamente abaixador, elevador e abaixador ou elevador de tensão. Serão apresentadas três topologias novas (sendo que a *boost* foi apresentada primeiramente em [4]), possuindo em comum com os precursores, chamados neste trabalho de conversores “convencionais” ou “tradicionais”, a região de operação do ganho estático (abaixador e/ou elevador), dentre outras.

As três topologias propostas baseiam-se numa célula de comutação comum, detalhada no Capítulo 1, constituída de dois interruptores, dois diodos, dois indutores e um capacitor. Os dois diodos e os dois interruptores propiciam a divisão de determinado patamar de tensão nos dois interruptores, caracterizando os conversores como “multiníveis”. O fato de haver um indutor e um capacitor a mais que nos conversores tradicionais e nos de três níveis, por sua vez, imputam a eles a característica quadrática, explorada ao longo do trabalho.

As principais aplicações destes conversores são aquelas em que uma das tensões envolvidas (entrada ou saída), ou ambas, é alta, o que tornaria inviável a utilização de apenas um interruptor do tipo MOSFET. Dessa forma, podem-se construir conversores com tensão alta operando em frequências altas (acima de 20kHz) e ainda obter um rendimento alto, o que não aconteceria se fossem utilizados IGBTs. Além disso, eles são especialmente recomendados para os casos em que o ganho estático desejado é alto. Uma especificação desse tipo nos conversores de três níveis apresentados em [3] faria com que a divisão equilibrada de tensão nos dois interruptores não fosse conseguida.

Analisando sucintamente outras topologias apresentadas em congressos e periódicos internacionais, pode-se citar, por exemplo, o conversor *boost* quadrático proposto por [5]. Apesar de apresentar o ganho estático variando com o quadrado da razão cíclica, é mais complexo para aplicações em que não se priorize trabalhar com comutação suave ou explorar a ressonância entre os elementos do circuito. Além disso, para um mesmo valor de D_2 o ganho estático dele é menor que o apresentado neste trabalho (para um valor alto de α), e ele não possui a grande vantagem dos três níveis de tensão nos interruptores.

Uma situação semelhante é encontrada em [6] e em [7] para o conversor *buck*: apesar de ser quadrático, o foco principal é a utilização do fenômeno da ressonância para diminuir as perdas em comutação, e não a diminuição das tensões sobre os interruptores.

O conversor *boost* apresentado em [8] é similar ao do Capítulo 3, inclusive na expressão do ganho estático quando $\alpha = 1$. Entretanto, possui a desvantagem de impor a tensão de saída ao único interruptor comandado.

O conversor *buck* quadrático mostrado em [9] também possui a peculiaridade de a tensão sobre o interruptor ser inferior à de entrada. Contudo, ele não tem o mesmo grau de liberdade do apresentado neste trabalho. Uma das conseqüências é, por exemplo, que o

ganho estático é sempre D_2^2 , enquanto no QTN ele é ajustável com a combinação de D_2 e α . O mesmo ocorre em [10].

Os conversores apresentados em [11] também possuem o ganho estático variando com a razão cíclica numa taxa maior que um, mas não necessariamente igual a 2. No entanto, a quantidade de componentes no circuito para desempenhar o mesmo papel dos conversores propostos é maior, o que acarreta em alto custo e perdas (o rendimento fica na faixa dos 70%).

Em relação à modulação com três níveis de tensão nos interruptores, [12] apresenta uma topologia baseada no conversor meia-ponte com quatro interruptores, quatro diodos e três capacitores. Porém, este conversor é isolado, fugindo do escopo deste trabalho. As modulações sugeridas na mesma célula de comutação são baseadas em comandos idênticos ou iniciando ao mesmo tempo e um terminando após o outro, diferente dos pulsos concêntricos de [3]. Uma topologia semelhante é apresentada em [13]. Neste caso, porém, o conversor base é o ponte completa, e a modulação proposta é sob tensão nula (ZVS).

Em [14] é apresentado um conversor *buck* de três níveis com quatro interruptores comandados e nenhum diodo. Entretanto, o objetivo principal é a diminuição dos ruídos causados pela comutação do conversor *buck* tradicional, focalizando no modo de modulação para utilização em radiofrequência.

Uma família completa com os seis conversores não-isolados (*buck*, *boost*, *buck-boost*, *cúk*, *sepic* e *zeta*) e cinco isolados (*forward*, *flyback*, *push-pull*, *meia ponte* e *ponte completa*) é proposta em [15], baseados em duas células de comutação análogas. [16] apresenta uma otimização deles em relação à divisão de tensão nos capacitores do conversor.

Além dos citados, [17] apresenta uma família de oito conversores (seis não-isolados e dois isolados) ressonantes de três níveis.

CAPÍTULO 1

CÉLULA DE COMUTAÇÃO E ESTRATÉGIA DE COMANDO

1.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentadas a célula de comutação proposta para os conversores quadráticos de três níveis (QTN) e a estratégia de comando dos dois interruptores da célula.

A célula proposta é composta por quatro elementos semicondutores, sendo, portanto, dois a mais que na célula tradicional. O fato de serem em maior número, aliado à disposição dos componentes da célula e à estratégia de comando, faz com que os interruptores dos conversores apresentados neste trabalho nunca sejam submetidos à máxima tensão de operação do conversor (V_i no caso do *buck* e V_o no *boost*) ou à soma das tensões de entrada e saída (*buck-boost*).

Será também mostrada e explicada a estratégia de comando dos interruptores S_1 e S_2 , bem como as relações entre os intervalos de tempo relevantes.

1.2. CÉLULA DE COMUTAÇÃO

A Figura 1.1 e a Figura 1.2 apresentam as células de comutação dos conversores clássicos de dois níveis (tradicionais, deduzida de [2]) e de três níveis (proposta por [3]), respectivamente. Nota-se que os tradicionais utilizam apenas um diodo e um interruptor, o que por um lado minimiza o número de semicondutores, mas por outro maximiza o estresse de tensão no interruptor.

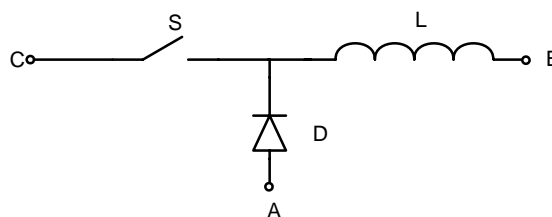


Figura 1.1 – Célula de comutação dos conversores clássicos de dois níveis (tradicionais).

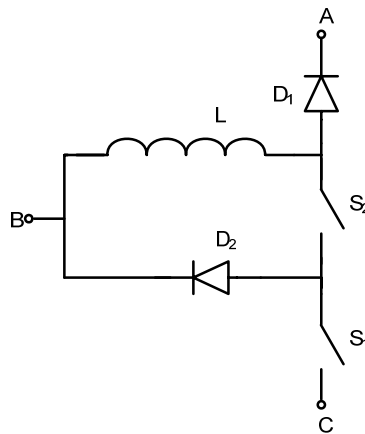


Figura 1.2 – Célula de comutação dos conversores de 3 níveis.

A célula apresentada na Figura 1.2 apresenta a desvantagem de utilizar dois interruptores e dois diodos. Entretanto, esta característica, aliada a uma estratégia correta de comando, traz consigo uma grande vantagem: a tensão sobre os interruptores é menor do que no caso da célula simples (Figura 1.1).

A Figura 1.3 e a Figura 1.4 ilustram o conversor *buck* utilizando as células da Figura 1.1 e da Figura 1.2, chamados de tradicional e de três níveis, respectivamente. Pode-se notar que houve adaptações na célula dos conversores de três níveis (inversão dos diodos D_1 e D_2) para a correta formulação da topologia. Essas adaptações também são feitas na célula da Figura 1.1 para a formulação do conversor *buck-boost* e em um dos conversores da família estudada neste trabalho.

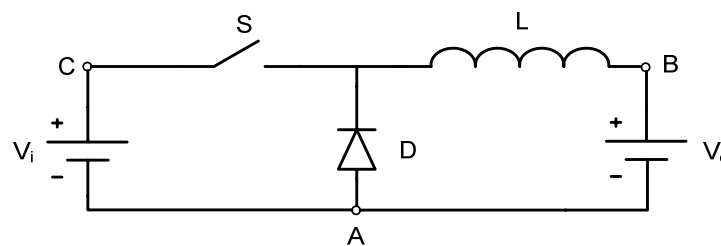


Figura 1.3 – Conversor *buck* tradicional.

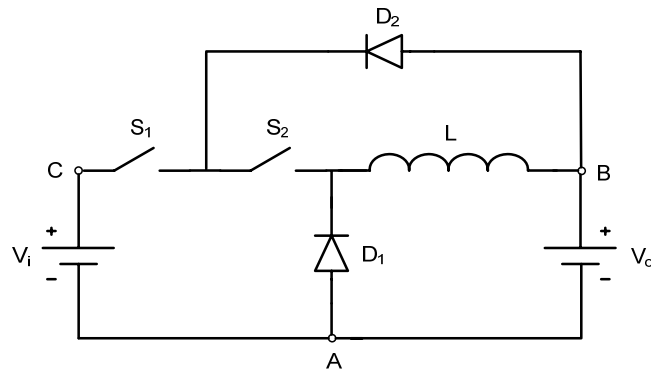


Figura 1.4 – Conversor *buck* de três níveis.

A célula de comutação proposta neste trabalho está ilustrada na Figura 1.5. Nota-se que ela, assim como a célula de três níveis, possui dois diodos e dois interruptores. Contudo, apresenta um indutor e um capacitor a mais, o que confere aos conversores que a utilizam um ganho estático quadrático, como será visto adiante.

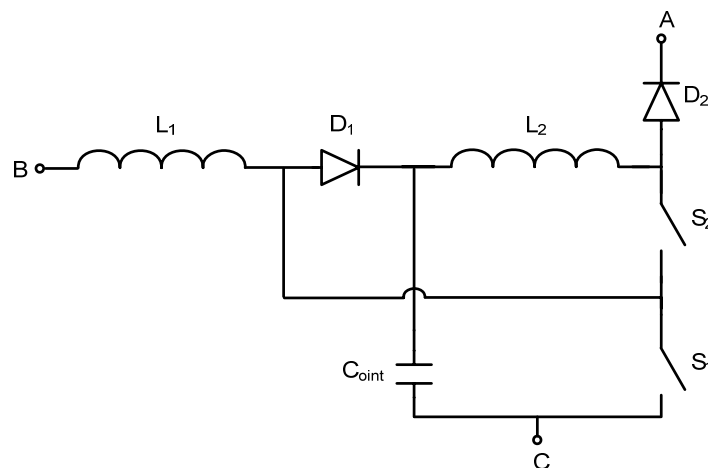
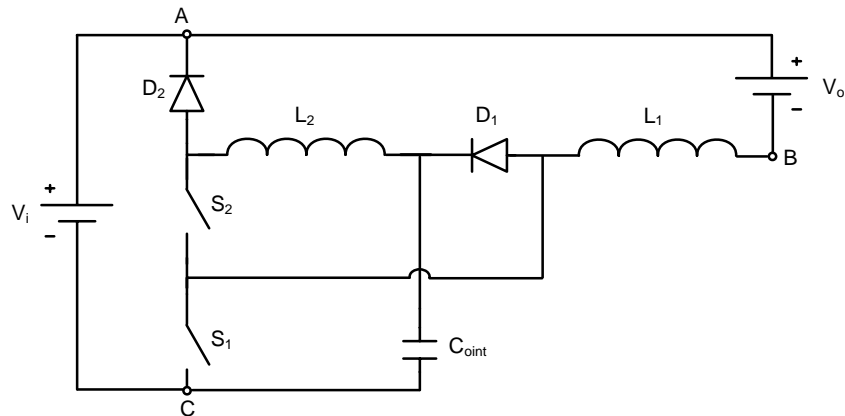


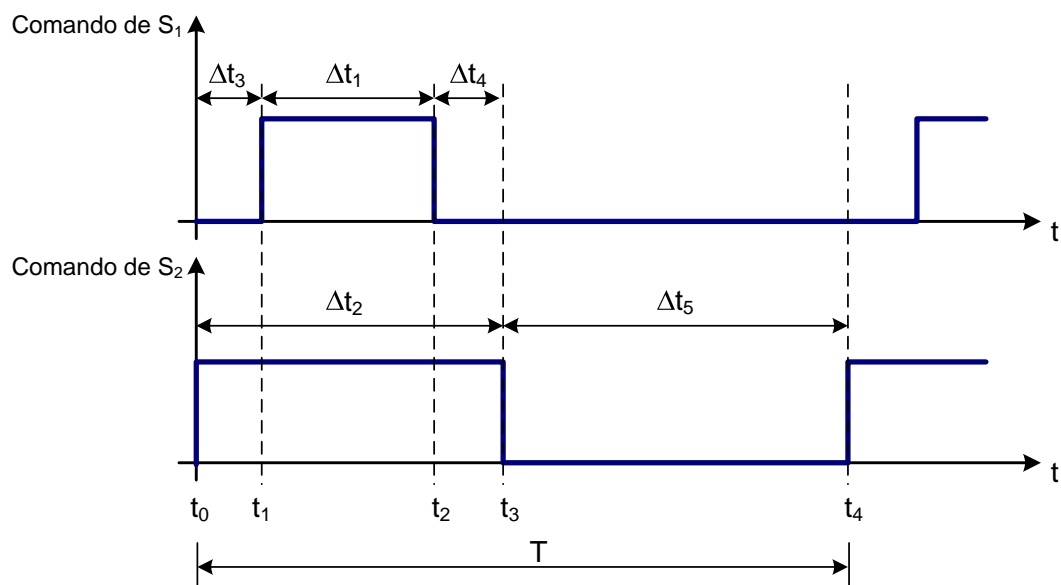
Figura 1.5 – Célula de comutação dos conversores QTN.

A Figura 1.6 ilustra o conversor *buck* QTN, cuja topologia foi obtida a partir da célula da Figura 1.5 conectando-se adequadamente a fonte de entrada (V_i) e os terminais de saída (representada idealmente por uma fonte, V_o) aos terminais A, B e C da célula.


 Figura 1.6 – Conversor *buck* QTN.

1.3. ESTRATÉGIA DE COMANDO

A estratégia de comando adotada para estes conversores é a mesma de [3], ou seja, modulação PWM de pulsos concêntricos, conforme mostra a Figura 1.7. A geração dos sinais concêntricos, bem como o circuito de *gate* e a configuração do *driver* utilizado, podem ser vistos no Apêndice A.


 Figura 1.7 – Pulsos de comando dos interruptores S_1 e S_2 para a célula de comutação proposta.

Com a estratégia de comando mostrada, as etapas de operação do conversor *buck* da Figura 1.6 em CCM podem ser vistas na Figura 1.8.

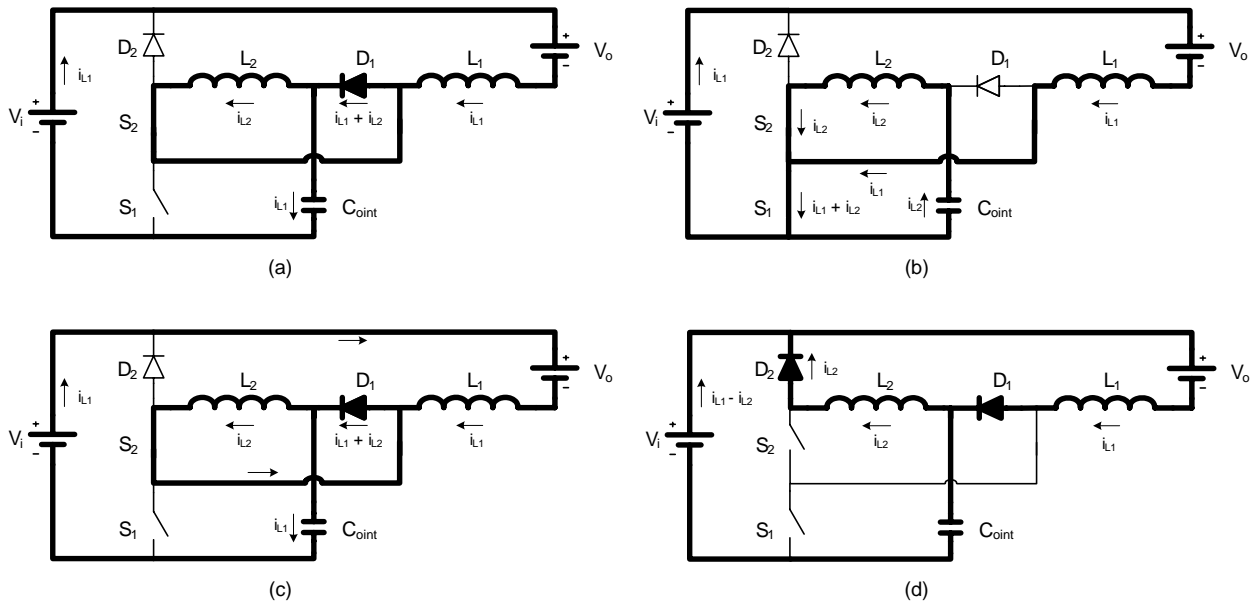


Figura 1.8 – Etapas de operação do conversor *buck* QTN em CCM.

A Figura 1.8 (d) ilustra o conversor na 4ª e última etapa de operação. Pode-se notar que, se o interruptor S_1 for comandado antes de S_2 , este último será submetido à máxima tensão do conversor *buck* (V_i), invalidando a grande vantagem mencionada anteriormente dos conversores de três níveis. Também não se recomenda comandar S_1 e S_2 simultaneamente porque, devido às diferenças intrínsecas entre os dois interruptores, S_1 pode acabar entrando em condução um pouco antes de S_2 , retornando à situação supracitada. Desta forma, justifica-se o intervalo de tempo Δt_3 ilustrado na Figura 1.7, representando o tempo entre os comandos de condução dos interruptores S_2 e S_1 .

Observa-se também na Figura 1.8 (b) que, se S_2 for comandado a bloquear antes de S_1 , ocorrerá o mesmo problema, ou seja, S_2 será submetido à tensão V_i , o que é altamente indesejável neste conversor. Da mesma forma que na entrada em condução, se S_1 e S_2 forem comandados a bloquear simultaneamente, pode ocorrer de S_1 ser bloqueado um pouco antes de S_2 , retornando ao mesmo problema. Assim, justifica-se o intervalo de tempo Δt_4 ilustrado na Figura 1.7, que representa o tempo entre os comandos de bloqueio de S_1 e S_2 . Para ilustrar o funcionamento do conversor *buck* com um comando inconveniente (S_1 entrando em condução antes de S_2 ou sendo bloqueado após S_2), mostra-se na Figura 1.9 a etapa indesejada e a anterior a ela, de onde se pode ver que a tensão sobre S_2 quando S_1 conduz é igual à tensão de entrada.

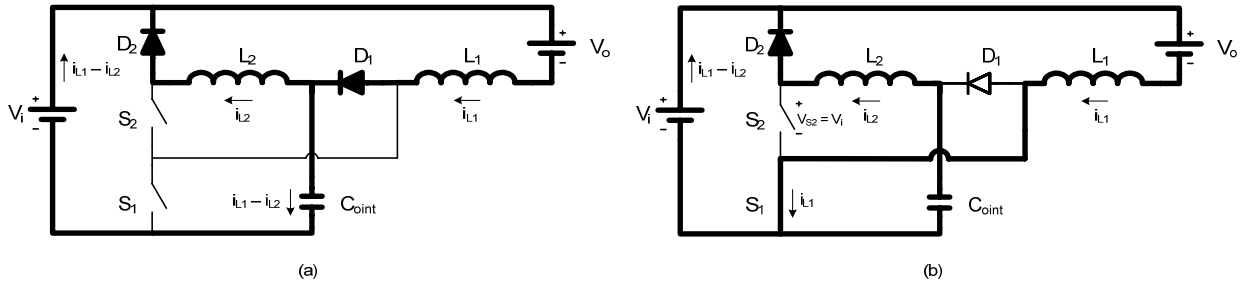


Figura 1.9 – Operação do conversor *buck* com comando inadequado.

As equações a seguir definem as relações entre Δt_1 , Δt_2 , Δt_3 e Δt_4 e T .

$$D_1 \triangleq \frac{\Delta t_1}{T} \quad (1.1)$$

$$D_2 \triangleq \frac{\Delta t_2}{T} \quad (1.2)$$

$$D_3 \triangleq \frac{\Delta t_3}{T} \quad (1.3)$$

$$D_5 \triangleq \frac{\Delta t_5}{T} \quad (1.4)$$

Certamente Δt_3 e Δt_4 podem ter valores diferentes, mas por simplicidade e praticidade no comando, a seguinte igualdade será considerada em todo o trabalho:

$$\Delta t_3 \triangleq \Delta t_4 \quad (1.5)$$

Da Figura 1.7 pode-se concluir:

$$\Delta t_2 + \Delta t_5 = T \quad (1.6)$$

ou, através de (1.2) e (1.4):

$$D_2 + D_5 = 1 \Rightarrow D_5 = 1 - D_2 \quad (1.7)$$

Ainda da Figura 1.7, pode-se notar que Δt_1 é sempre menor que Δt_2 , ou seja, D_1 é sempre menor que D_2 . Assim, pode-se estabelecer uma relação entre estas grandezas, com

o auxílio de um parâmetro denominado α , observando que $0 < \alpha < 1$. Esta relação está expressa de duas formas nas expressões (1.8) e (1.9).

$$D_1 \triangleq \alpha \cdot D_2 \quad (1.8)$$

$$D_2 = \frac{D_1}{\alpha} \quad (1.9)$$

A partir de (1.8), pode-se traçar um gráfico que ilustra a relação entre D_1 e D_2 para diferentes valores do parâmetro α , como pode ser visto na Figura 1.10. Verifica-se que, para um mesmo valor de razão cíclica D_2 , D_1 pode assumir vários valores diferentes – sempre menores ou iguais a D_2 –, de acordo com o valor estipulado do parâmetro α .

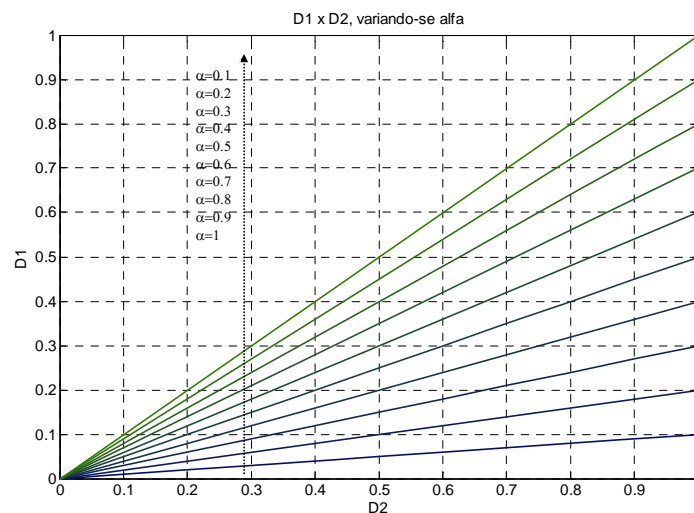


Figura 1.10 – D_1 em função de D_2 , variando-se α .

1.4. CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentada a célula de comutação proposta no trabalho, comparada com as já apresentadas por [2] e [3]. Notou-se que na sua concepção utilizaram-se um indutor e um capacitor a mais que nas duas outras e um diodo e um interruptor a mais que na linear de dois níveis.

Propôs-se a estratégia de comando de pulsos concêntricos para os interruptores da célula e deduziram-se relações entre os intervalos de tempo pertinentes. Fez-se uma análise

simplificada do conversor *buck* QTN em CCM a fim de justificar os intervalos de tempo Δt_3 e Δt_4 .

Considerando a estratégia citada anteriormente, notou-se que com a célula proposta os interruptores, a exemplo do *buck*, nunca são submetidos à máxima tensão do conversor (V_i e V_o no *buck* e no *boost*, respectivamente) ou à soma das tensões de entrada e saída (no caso do *buck-boost*).

CAPÍTULO 2

CONVERSOR *BUCK* QUADRÁTICO DE TRÊS NÍVEIS

2.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo será estudado um conversor abaixador do tipo *buck* com ganho estático variando com o quadrado da razão cíclica de S_2 e modulado de forma que os níveis de tensão nos interruptores nunca atinjam o maior valor de tensão do conversor (V_i).

A topologia será obtida a partir da célula de comutação proposta e exemplificada no Capítulo 1. Serão analisadas as situações em CCM, CrCM e PDCM, mostrando-se as etapas de operação, principais formas de onda, equacionamento, expressões do ganho estático ideal, ondulações de corrente nos indutores e de tensão nos capacitores, valor da indutância crítica, característica externa e esforços elétricos nos principais componentes do circuito, sendo visualizadas graficamente algumas das relações obtidas.

A operação em TDCM (descontinuidade de corrente em L_1 e em L_2) não será analisada, já que na 1ª etapa de operação $i_{L1}(t)$ fica negativa, o que é indesejável. Além disso, o equacionamento do conversor nessa etapa é complexo, visto que após S_2 ser comandado D_1 fica bloqueado, não mais grampeando a tensão em S_1 (e em S_2), impedindo o controle da tensão sobre os interruptores. Após S_1 ser comandado, $i_{L1}(t)$ inverte de sentido, o que não é desejável, já que L_1 é um indutor de filtragem.

Serão realizadas simulações em todos os modos mencionados, a princípio considerando uma situação ideal e, posteriormente, real, através do uso de componentes com modelos reais e de inclusões de não-idealidades em pontos estratégicos do circuito.

Ao final, serão apresentados os resultados obtidos a partir do protótipo montado em laboratório.

2.2. TOPOLOGIA

A topologia do conversor *buck* QTN é obtida através da célula de comutação proposta e apresentada no Capítulo 1. Sabendo que este conversor possui entrada com característica de fonte de tensão e saída com característica de fonte de corrente, conectam-

se os pontos A, B e C da célula de comutação apropriadamente para que o conversor resultante possua estas características do *buck*, conforme mostra a Figura 2.1. A representação ideal do conversor em questão pode ser visualizada na Figura 2.2, onde a associação do capacitor e do resistor em paralelo está representada por uma fonte de tensão ideal.

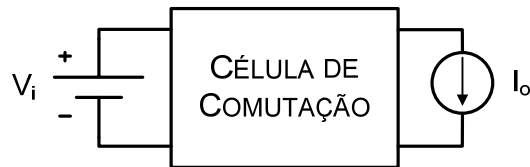


Figura 2.1 – Representação do conversor *buck*.

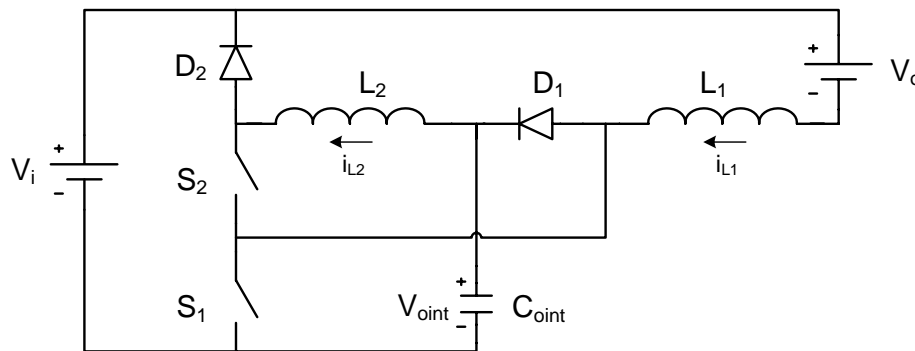


Figura 2.2 – Topologia do conversor *buck* QTN.

2.3. OPERAÇÃO EM CONDUÇÃO CONTÍNUA (CCM)

Nesta seção são apresentadas as etapas de operação e as características do conversor proposto operando em CCM. Geralmente entende-se que um conversor está operando em CCM quando a corrente no indutor não se anula. Como neste caso há dois indutores, considera-se que a corrente em ambos não assume valor nulo em momento algum.

2.3.1. Etapas de Operação

Em CCM um período de operação do conversor é composto por 4 etapas, descritas nos itens seguintes. Nota-se pelas figuras que em nenhum momento a corrente dos indutores atinge valor nulo.

a) 1ª etapa (t_0, t_1)

Em t_0 S_2 é comandado a conduzir. A corrente em L_2 circula por L_2, S_2 e D_1 em roda-livre no patamar I_{L2m} (Figura 2.7). A corrente em L_1 decresce circulando por L_1, D_1, C_{oint}, V_i e V_o . S_1 é submetido à tensão V_{oint} e D_2 à tensão $(V_i - V_{oint})$. Esta etapa termina quando o interruptor S_1 é comandado a conduzir.

A Figura 2.3 ilustra esta etapa de operação.

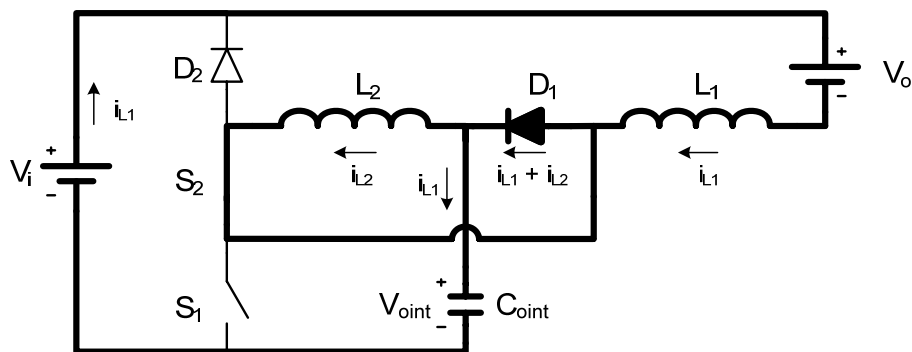


Figura 2.3 – 1ª etapa de operação do conversor *buck* QTN em CCM.

b) 2ª etapa (t_1, t_2)

Esta etapa inicia-se em t_1 e pode ser visualizada na Figura 2.4.

Quando S_1 é comandado a conduzir, $i_{L2}(t)$ passa a crescer circulando por L_2, S_2, S_1 e C_{oint} , e $i_{L1}(t)$ cresce linearmente circulando por L_1, S_1, V_i e V_o . Nesta etapa ambas as correntes circulam pelo interruptor S_1 , D_1 fica bloqueado com tensão reversa igual a V_{oint} , e D_2, V_i . Esta etapa é finalizada quando S_1 é comandado a bloquear.

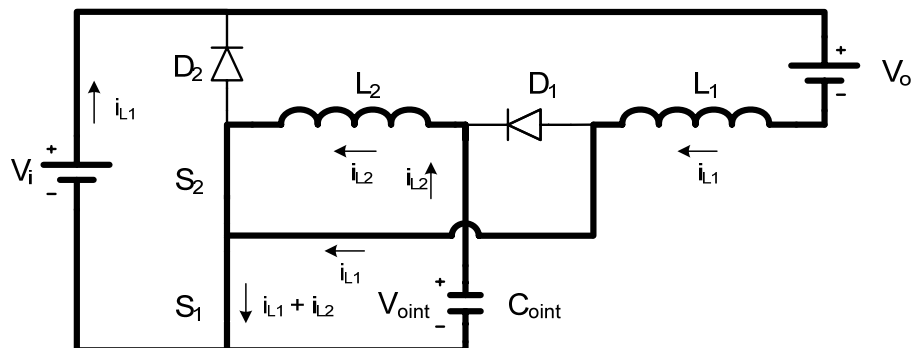


Figura 2.4 – 2ª etapa de operação do conversor *buck* QTN em CCM.

c) 3ª etapa (t_2, t_3)

Esta etapa está ilustrada na Figura 2.5 e é iniciada em t_2 , quando S_1 é comandado a bloquear. Pode-se observar que ela é idêntica à 1ª etapa, já que em ambas a topologia do circuito considerando o estado de cada interruptor é a mesma.

A corrente em L_2 circula por L_2 , S_2 e D_1 em roda-livre no patamar I_{L2M} (visto adiante). A corrente em L_1 decresce circulando por L_1 , D_1 , C_{oint} , V_i e V_o . S_1 é submetido à tensão V_{oint} e D_2 a $(V_i - V_{oint})$. Esta etapa termina quando o interruptor S_2 é comandado a bloquear.

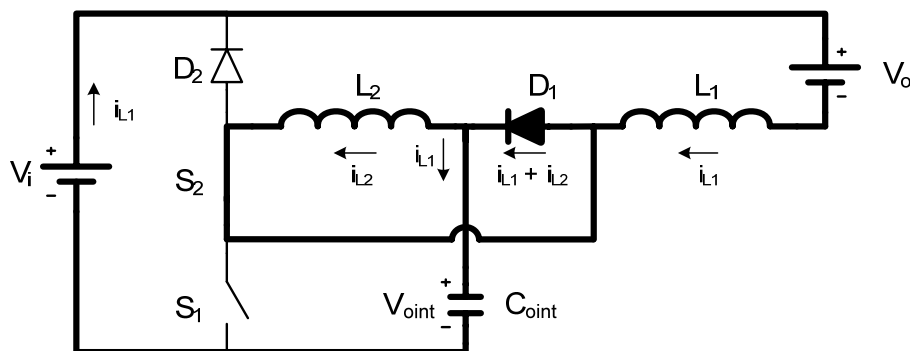


Figura 2.5 – 3ª etapa de operação do conversor *buck* em CCM.

d) 4ª etapa (t_3, t_4)

Em t_3 S_2 é comandado a bloquear. Para manter a continuidade da corrente $i_{L2}(t)$, D_2 é diretamente polarizado, e $i_{L2}(t)$ passa a circular por L_2 e D_2 de forma decrescente. A corrente $i_{L1}(t)$ decresce linearmente circulando por V_o , L_1 e D_1 . Em C_{oint} e V_i circula a corrente $(i_{L1}(t) - i_{L2}(t))$. Esta etapa está ilustrada na Figura 2.6 e finaliza-se quando S_2 é comandado a conduzir, iniciando-se outro ciclo de operação.

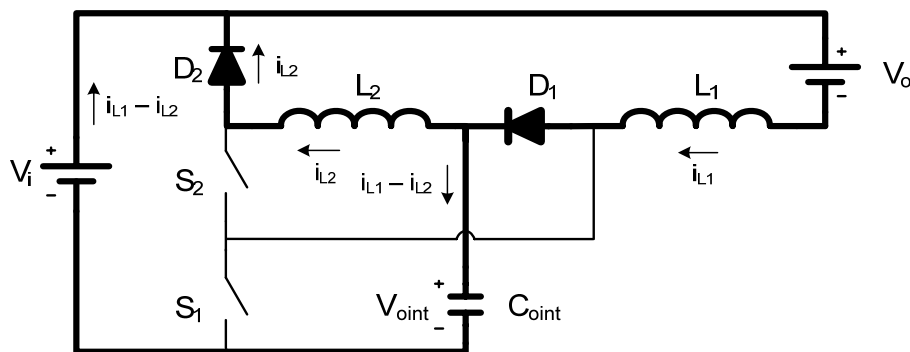


Figura 2.6 – 4ª etapa de operação do conversor *buck* em CCM.

2.3.2. Formas de Onda Básicas

As principais formas de onda do conversor *buck* proposto operando em CCM estão ilustradas na Figura 2.7. É interessante notar que, diferentemente do conversor *buck* tradicional e de três níveis, a corrente de entrada deste conversor não é necessariamente pulsada, o que pode ser vantajoso, dependendo da aplicação.

2.3.3. Ganho Estático Ideal

Como este conversor possui dois estágios – um da fonte de entrada V_i até o capacitor $C_{o\text{int}}$, que para todos os efeitos pode ser considerado como uma fonte de tensão, e um de $C_{o\text{int}}$ até a fonte de saída V_o –, podem-se analisar dois ganhos estáticos separadamente e depois agrupá-los no ganho estático total, como descrito nos itens seguintes. As formas de onda das tensões sobre os indutores, utilizadas nos cálculos dos ganhos estáticos, podem ser visualizadas na Figura 2.7.

a) Ganho estático parcial G_{PICCM}

Fazendo o balanço de fluxo magnético no indutor L_2 em um período de comutação:

$$V_{o\text{int}} \cdot \Delta t_1 = (V_i - V_{o\text{int}}) \cdot \Delta t_5 \quad (2.1)$$

Por comodidade, reescrevem-se as igualdades (1.7) e (1.8) como (2.2) e (2.3):

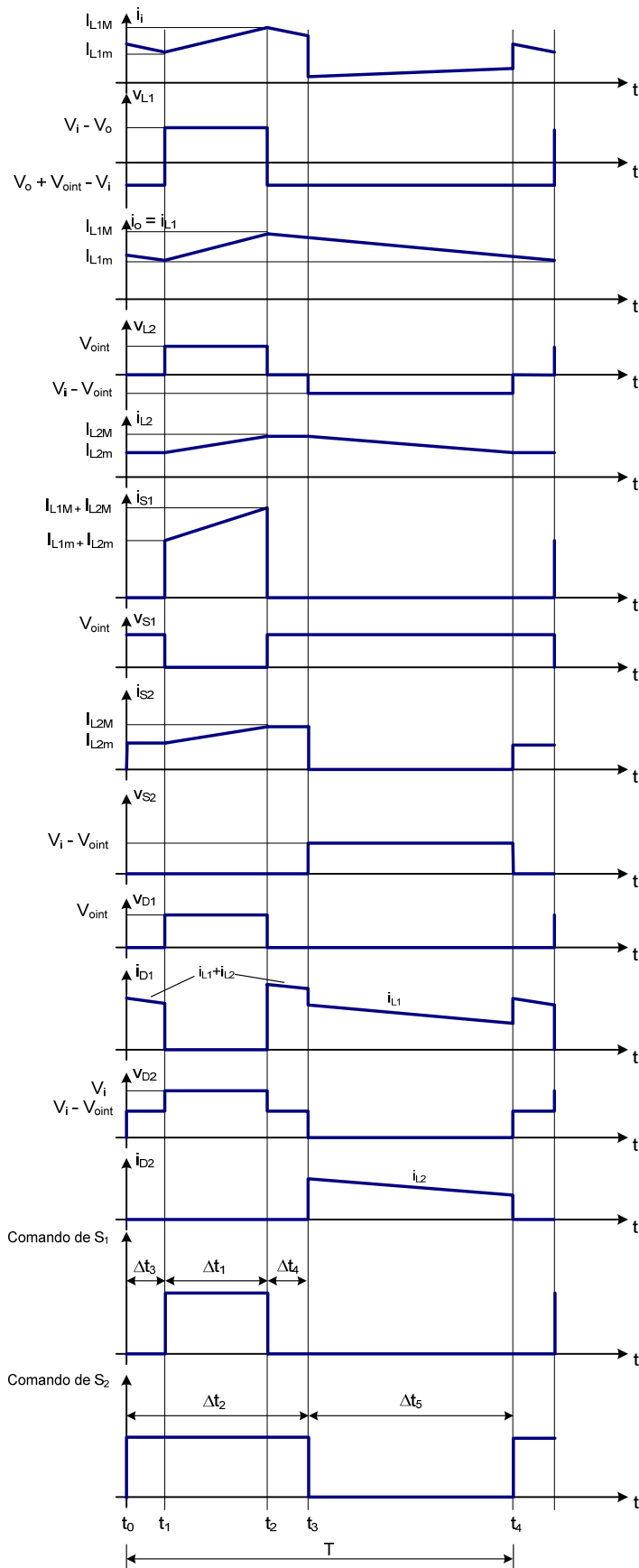
$$D_5 = 1 - D_2 \quad (2.2)$$

$$D_1 \triangleq \alpha \cdot D_2 \quad (2.3)$$

Utilizando as expressões de (1.1) a (1.4) e substituindo (2.2) e (2.3) em (2.1):

$$V_{o\text{int}} \cdot \alpha \cdot \Delta t_2 = (V_i - V_{o\text{int}}) \cdot (T - \Delta t_2) \quad (2.4)$$

$$V_i \cdot (1 - D_2) = V_{o\text{int}} \cdot (1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)) \quad (2.5)$$


 Figura 2.7 – Principais formas de onda do conversor *buck* QTN operando em CCM.

Isolando V_{oint}/V_i , chega-se à expressão do ganho estático parcial 1:

$$G_{P1CCM} = \frac{V_{oint}}{V_i} = \frac{(1-D_2)}{1-D_2 \cdot (1-\alpha)} \quad (2.6)$$

A expressão do ganho estático ideal parcial 1 em função de D_2 está ilustrada na Figura 2.8, onde se varia o parâmetro α . Nota-se que este é um estágio tipo *buck*, já que é apenas abaixador de tensão, apesar de o ganho estático ser diferente do *buck* tradicional (2.7) quando $\alpha = 1$ (2.8).

$$G_{buck} = D \quad (2.7)$$

$$\lim_{\alpha \rightarrow 1} G_{P1CCM} = \lim_{\alpha \rightarrow 1} \frac{(1-D_2)}{1-D_2 \cdot (1-\alpha)} = 1-D \quad (2.8)$$

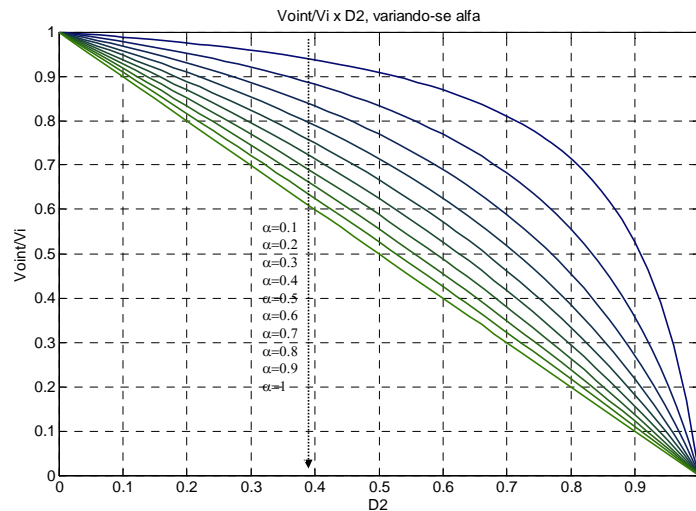


Figura 2.8 – Ganho estático parcial 1 (V_{oint}/V_i), variando-se α .

b) Ganho estático parcial G_{P2CCM}

Para o cálculo de G_{P2CCM} utiliza-se o balanço de fluxo magnético no indutor L_1 :

$$(V_i - V_o - V_{oint}) \cdot (T - \Delta t_1) = (V_o - V_i) \cdot \Delta t_1 \quad (2.9)$$

Utilizando as mesmas relações do item 2.3.3.a):

$$(V_i - V_o - V_{oint}) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2) = (V_o - V_i) \cdot \alpha \cdot D_2 \quad (2.10)$$

$$V_i - V_{oint} \cdot (1 - \alpha \cdot D_2) = V_o \quad (2.11)$$

Substituindo a expressão de V_{oint} dada por (2.6) e isolando V_o/V_{oint} , chega-se à equação que define o ganho estático parcial 2:

$$\frac{(1 - D_2 \cdot (1 - \alpha))}{1 - D_2} \cdot V_{oint} - V_{oint} \cdot (1 - \alpha \cdot D_2) = V_o \quad (2.12)$$

$$G_{P2CCM} = \frac{V_o}{V_{oint}} = \frac{\alpha \cdot D_2 \cdot (2 - D_2)}{1 - D_2} \quad (2.13)$$

A expressão (2.13) pode ser visualizada na Figura 2.9, variando-se α .

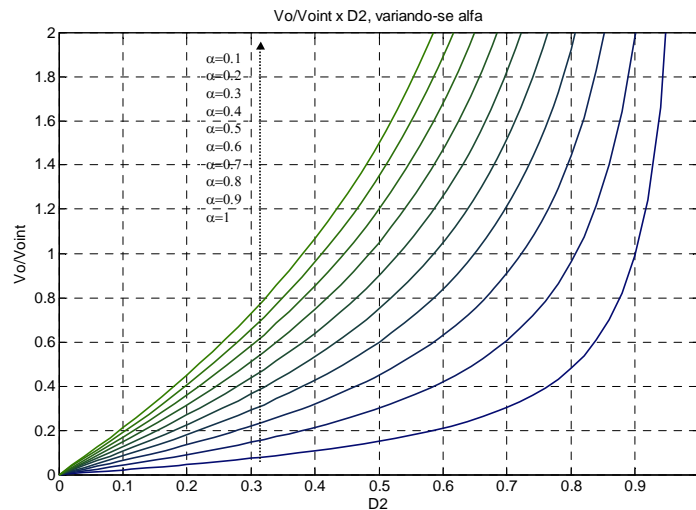


Figura 2.9 – Ganho estático parcial 2 (V_o/V_{oint}), variando-se α .

Analisando a Figura 2.9 nota-se uma característica muito interessante deste conversor. Apesar de ser *buck*, o ganho estático parcial 2 não possui valor máximo finito (muito menos igual a um, como nos conversores *buck*). Observa-se que ele varia de zero até valores maiores que um, o que caracteriza o ganho do conversor *buck-boost*. Esta característica pode ser explicada pelo fato de uma das etapas do conversor (a segunda) não ser típica do *buck*, e sim do *buck-boost* ou do *boost*, como ilustra a Figura 2.10. Nota-se que nesta etapa há armazenamento de energia no indutor L_2 na malha interna, o que não

ocorre em conversores *buck*, e sim em *boost* ou *buck-boost*. Não obstante, o ganho estático total respeita os limites do conversor *buck*, como será visto adiante.

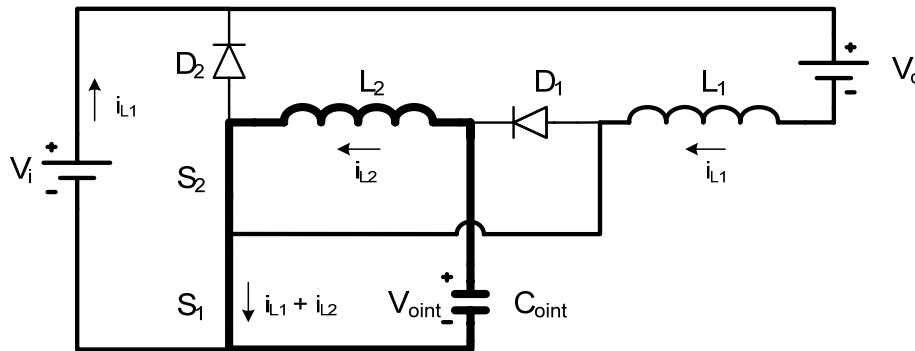


Figura 2.10 – 2ª etapa de operação do conversor *buck* QTN, enfatizando a "característica *buck-boost*".

c) Ganho estático total G_{TCCM}

Multiplicando-se os ganhos parciais descritos por (2.6) e (2.13), obtém-se facilmente a expressão do ganho estático total, apresentado por (2.14).

$$G_{TCCM} = \frac{V_{oint}}{V_i} \cdot \frac{V_o}{V_{oint}} = \frac{V_o}{V_i} \Rightarrow G_{TCCM} = \frac{\alpha \cdot D_2 \cdot (2 - D_2)}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \quad (2.14)$$

Fazendo o limite do ganho total com α tendendo a 1 (apenas para observar o comportamento do ganho estático, visto que os dois interruptores não devem ser comandados a conduzir e bloquear juntos), tem-se o ganho estático total do conversor se os comandos dos dois interruptores forem iguais, representado por (2.15). Nota-se que, conquanto não seja idêntico ao quadrado do ganho estático do conversor *buck* tradicional (2.7), ele varia com o quadrado da razão cíclica.

$$\lim_{\alpha \rightarrow 1} G_{TCCM} = D \cdot (2 - D) = 2 \cdot D - D^2 \quad (2.15)$$

A Figura 2.11 ilustra o ganho estático total em função de D_2 , variando-se α , e a Figura 2.12, o ganho estático total em função de α , variando-se D_2 . Observa-se que, apesar de o ganho estático parcial 2 poder assumir valores maiores que 1, o ganho estático total está sempre entre 0 e 1. Nota-se também na Figura 2.11 que, quanto menor o parâmetro α , mais pronunciado é o efeito quadrático do conversor.

Isolando o parâmetro D_2 em (2.14), encontra-se a expressão (2.16), que permite calcular a razão cíclica em S_2 em função de V_i , V_o e α .

$$D_2 = \frac{1}{2.V_i.\alpha} \cdot \left\{ V_o \cdot (1 - \alpha) + 2.V_i.\alpha - \sqrt{[V_o \cdot (1 - \alpha) + 2.V_i.\alpha]^2 - 4.V_i.V_o.\alpha} \right\} \quad (2.16)$$

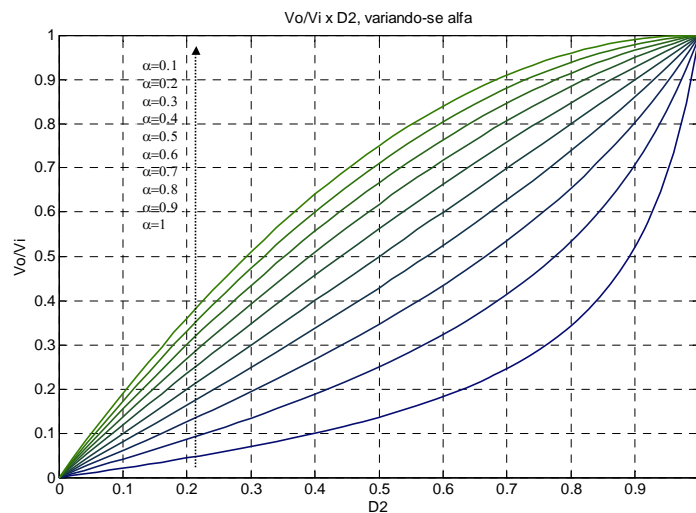


Figura 2.11 – Ganho estático total (V_o/V_i) por D_2 , variando-se α .

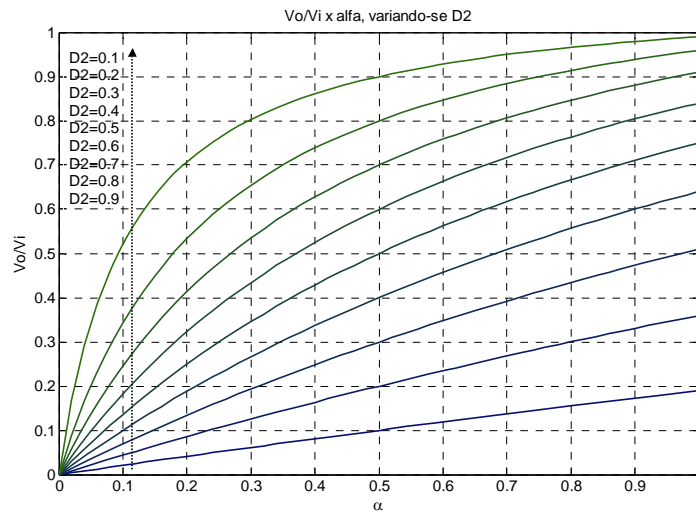


Figura 2.12 – Ganho estático total (V_o/V_i) por α , variando-se D_2 .

2.3.4. Ondulação de Corrente nos Indutores

As ondulações de corrente dos dois indutores do conversor, bem como os valores máximos e mínimos, estão apresentadas e ilustradas nos itens seguintes.

a) Indutor L_1

A ondulação de corrente no indutor L_1 é obtida com a sua relação tensão-corrente no período em que o interruptor S_1 está conduzindo (Δt_1):

$$v_{L1}(t) = L_1 \cdot \frac{di_{L1}(t)}{dt} \quad (2.17)$$

$$v_{L1}(\Delta t_1) = L_1 \cdot \frac{\Delta i_{L1}}{\Delta t_1} \quad (2.18)$$

Utilizando a igualdade (2.3):

$$V_i - V_o = L_1 \cdot \frac{\Delta I_{L1}}{\Delta t_1} \Rightarrow V_i - V_o = L_1 \cdot \frac{\Delta I_{L1} \cdot f}{\alpha \cdot D_2} \quad (2.19)$$

$$V_{L1} = L_1 \cdot \frac{\Delta I_{L1}}{\Delta t} \quad (2.20)$$

$$V_i - V_o = L_1 \cdot \frac{\Delta I_{L1}}{\Delta t_1} \Rightarrow V_i - V_o = L_1 \cdot \frac{\Delta I_{L1} \cdot f}{\alpha \cdot D_2} \quad (2.21)$$

Isolando ΔI_{L1} e substituindo os termos V_o ou V_i pela relação do ganho estático total dado por (2.14), chega-se nas expressões da ondulação de corrente em L_1 dependendo de V_o ou V_i , dadas por (2.23) e (2.24), respectivamente. Isolando L_1 em (2.23), encontra-se a expressão (2.25), que representa L_1 em função da ondulação de corrente desejada.

$$\Delta I_{L1} = \frac{(V_i - V_o) \cdot \alpha \cdot D_2}{L_1 \cdot f} = \frac{V_i \cdot (1 - G_{TCCM}) \cdot \alpha \cdot D_2}{L_1 \cdot f} \quad (2.22)$$

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_i}{L_1 \cdot f} \cdot \alpha \cdot D_2 \cdot \left\{ \frac{1 - D_2 \cdot [1 + \alpha \cdot (1 - D_2)]}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \right\} \quad (2.23)$$

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_o}{L_1 \cdot f} \cdot \left[\frac{(1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)}{2 - D_2} \right] \quad (2.24)$$

$$L_1 = \frac{V_o}{\Delta I_{L1} \cdot f} \cdot \left[\frac{(1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)}{2 - D_2} \right] \quad (2.25)$$

Com a expressão da ondulação, podem-se obter os valores mínimo e máximo da corrente em L_1 :

$$I_{L1m} = I_{L1} - \frac{\Delta I_{L1}}{2} \Rightarrow I_{L1m} = I_o - \frac{V_o}{2.L_1.f} \cdot \left[\frac{(1-D_2) \cdot (1-\alpha.D_2)}{2-D_2} \right] \quad (2.26)$$

$$I_{L1M} = I_{L1} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \Rightarrow I_{L1M} = I_o + \frac{V_o}{2.L_1.f} \cdot \left[\frac{(1-D_2) \cdot (1-\alpha.D_2)}{2-D_2} \right] \quad (2.27)$$

Considerando (2.29), que relaciona as correntes de entrada e de saída com base no balanço de potência dado por (2.28) considerando o rendimento unitário, pode-se calcular a ondulação relativa normalizada de corrente β_1 , dada por (2.32).

$$P_i = P_o \Rightarrow V_i.I_i = V_o.I_o \quad (2.28)$$

$$G_{TCCM} = \frac{I_i}{I_o} = \frac{\alpha.D_2 \cdot (2-D_2)}{1-D_2 \cdot (1-\alpha)} \quad (2.29)$$

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_i \cdot G_{TCCM}}{L_1 \cdot f} \cdot \left[\frac{(1-D_2) \cdot (1-\alpha.D_2)}{2-D_2} \right] \quad (2.30)$$

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_i}{L_1 \cdot f} \cdot \left[\frac{(1-D_2) \cdot (1-\alpha.D_2)}{2-D_2} \right] \cdot \left[\frac{\alpha.D_2 \cdot (2-D_2)}{1-D_2 \cdot (1-\alpha)} \right] \quad (2.31)$$

$$\beta_1 \triangleq \frac{\Delta I_{L1} \cdot L_1 \cdot f}{V_i} \Rightarrow \beta_1 = \frac{\alpha.D_2 \cdot (1-D_2) \cdot (1-\alpha.D_2)}{1-D_2 \cdot (1-\alpha)} \quad (2.32)$$

Pode-se visualizar a variação de β_1 com a razão cíclica D_2 e com α através da Figura 2.13. Nota-se que a maior ondulação relativa nesta topologia é de 0,15, enquanto no conversor tradicional [2] e de três níveis [3] ela vale 0,25.

b) Indutor L_2

Da mesma forma que no item anterior, obtém-se a ondulação de corrente em L_2 com o auxílio da sua relação tensão-corrente:

$$v_{L2}(t) = L_2 \cdot \frac{di_{L2}(t)}{dt} \quad (2.33)$$

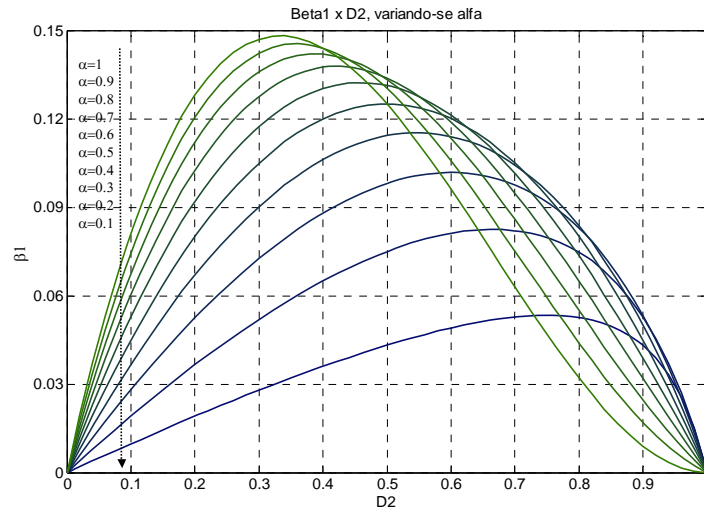


Figura 2.13 – Ondulação relativa normalizada de corrente (β_1) por D_2 , variando-se α .

$$V_{L2} = L_2 \cdot \frac{\Delta I_{L2}}{\Delta t} \quad (2.34)$$

$$V_{o\text{int}} = L_2 \cdot \frac{\Delta I_{L2}}{\Delta t_1} \Rightarrow V_{o\text{int}} = L_2 \cdot \frac{\Delta I_{L2} \cdot f}{\alpha \cdot D_2} \quad (2.35)$$

Isolando ΔI_{L2} em (2.35) e substituindo $V_{o\text{int}}$ pelas relações dadas por (2.6) e (2.13), chega-se às expressões da ondulação de corrente no indutor L_2 em função de V_i e V_o , respectivamente dadas por (2.37) e (2.38). Isolando L_2 em (2.37), obtém-se a expressão (2.39), que define L_2 em função da ondulação de corrente.

$$\Delta I_{L2} = \frac{V_{o\text{int}} \cdot \alpha \cdot D_2}{L_2 \cdot f} \quad (2.36)$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{V_i}{L_2 \cdot f} \cdot \alpha \cdot D_2 \cdot \left[\frac{1 - D_2}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \right] \quad (2.37)$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{V_o}{L_2 \cdot f} \cdot \left(\frac{1 - D_2}{2 - D_2} \right) \quad (2.38)$$

$$L_2 = \frac{V_i}{\Delta I_{L2} \cdot f} \cdot \alpha \cdot D_2 \cdot \left[\frac{1 - D_2}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \right] \quad (2.39)$$

Para se obter a corrente média em L_2 , recorre-se às expressões (2.40) e (2.41), onde I_{lig} é o valor médio de $i_{lig}(t)$, que é a corrente que circula pelo ramo que interliga o nó L_1 - D_1 ao S_1 - S_2 .

$$I_{D1} = I_{L2} \quad (2.40)$$

$$I_{L1} = I_{L2} + I_{lig} \quad (2.41)$$

Assim:

$$I_{lig} = \frac{(-I_{L2m})\Delta t_3}{T} + \frac{(-I_{L2M})\Delta t_3}{T} + \frac{(I_{L1m} + I_{L1M})\Delta t_1}{2T} \quad (2.42)$$

$$I_{lig} = -\frac{(I_{L2m} + I_{L2M})}{2} \cdot (1 - D_5 - \alpha \cdot D_2) + \frac{(I_{L1m} + I_{L1M})}{2} \cdot \alpha \cdot D_2 \quad (2.43)$$

Substituindo (2.43) em (2.41) e utilizando (2.44) e (2.45), chega-se à relação entre I_o (que é igual a I_{L1}) e I_{L2} , dada por (2.47).

$$I_{L1} = \frac{(I_{L1m} + I_{L1M})}{2} \quad (2.44)$$

$$I_{L2} = \frac{(I_{L2m} + I_{L2M})}{2} \quad (2.45)$$

$$\frac{(I_{L1m} + I_{L1M})}{2} = \frac{(I_{L2m} + I_{L2M})}{2} + \frac{(I_{L1m} + I_{L1M})}{2} \cdot \alpha \cdot D_2 - \frac{(I_{L2m} + I_{L2M})}{2} \cdot (1 - D_5 - \alpha \cdot D_2) \quad (2.46)$$

$$I_{L2} = I_o \cdot \frac{(1 - \alpha \cdot D_2)}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \quad (2.47)$$

Desta forma, através de (2.37) e (2.47), obtêm-se as expressões dos valores mínimo e máximo de $i_{L2}(t)$, conforme mostram (2.48) e (2.49):

$$I_{L2m} = I_{L2} - \frac{\Delta I_{L2}}{2} \Rightarrow I_{L2m} = I_o \cdot \frac{(1 - \alpha \cdot D_2)}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} - \frac{V_o}{2 \cdot L_2 \cdot f} \cdot \left(\frac{1 - D_2}{2 - D_2} \right) \quad (2.48)$$

$$I_{L2M} = I_{L2} + \frac{\Delta I_{L2}}{2} \Rightarrow I_{L2M} = I_o \cdot \frac{(1 - \alpha \cdot D_2)}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} + \frac{V_o}{2 \cdot L_2 \cdot f} \cdot \left(\frac{1 - D_2}{2 - D_2} \right) \quad (2.49)$$

A ondulação normalizada de corrente em L_2 em função da corrente de saída é obtida facilmente a partir de (2.38) e está representada em (2.51).

$$\frac{\Delta I_{L2}}{I_o} = \frac{V_o}{L_2 \cdot f} \cdot \left(\frac{1-D_2}{2-D_2} \right) \cdot \frac{1}{I_o} \quad (2.50)$$

$$\beta_2 \triangleq \frac{\Delta I_{L2}}{I_o} \cdot \frac{L_2 \cdot f}{R_o} \Rightarrow \beta_2 = \left(\frac{1-D_2}{2-D_2} \right) \quad (2.51)$$

Pode-se ver a variação de β_2 em função de D_2 através do gráfico da Figura 2.14. Nota-se que para uma mesma corrente de saída ela não depende do parâmetro α .

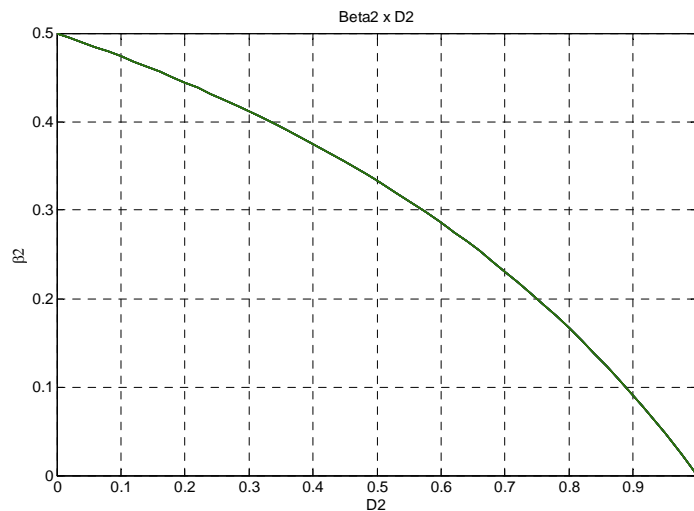


Figura 2.14 – Ondulação relativa normalizada de corrente (β_2) por D_2 .

c) Relação entre as ondulações em L_1 e L_2

A relação normalizada entre as ondulações relativas de corrente está expressa em (2.52) e esboçada na Figura 2.15. Nota-se que, para um mesmo D_2 , ΔI_{L1} e ΔI_{L2} se aproximam à medida que α cresce e, para um mesmo α , ΔI_{L1} e ΔI_{L2} se aproximam à medida que D_2 diminui (considerando L_1 e L_2 iguais).

$$\gamma \triangleq \frac{\Delta I_{L1} \cdot L_1}{\Delta I_{L2} \cdot L_2} = (1 - \alpha \cdot D_2) \quad (2.52)$$

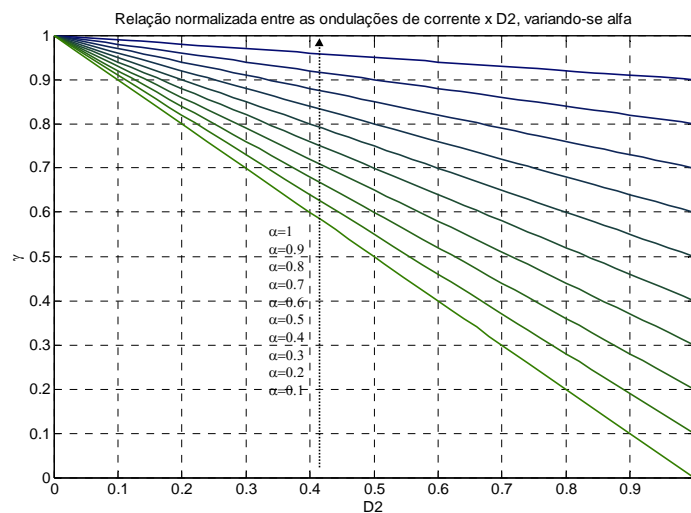


Figura 2.15 – Relação normalizada entre as ondulações de corrente em L_1 e L_2 .

2.3.5. Resultados de Simulação

O conversor *buck* operando em CCM foi simulado descartando as não-idealidades, ou seja, considerando todos os componentes ideais e ausência de impedâncias parasitas nas conexões entre eles. As especificações do conversor simulado estão descritas na

Tabela 2.1 e as figuras seguintes ilustram as principais formas de onda relacionadas. Os cálculos de C_o e de C_{oint} serão vistos nos itens 2.8 e 2.9, respectivamente. O cálculo dos parâmetros utilizados na simulação pode ser visto no Apêndice B.

Tabela 2.1 – Especificações de simulação para o conversor *buck* QTN operando em CCM.

<i>Grandeza</i>	<i>Valor</i>
V_i	250V
V_o	150V
P_o	500W
f	50kHz
α	0,8
ΔI_{L1}	10%
ΔI_{L2}	10%
ΔV_o	1%
ΔV_{oint}	1%

O circuito simulado está ilustrado na Figura 2.16.

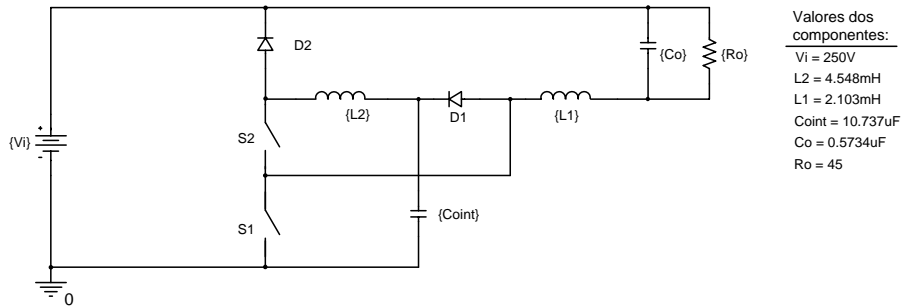


Figura 2.16 – Circuito usado na simulação do conversor *buck* QTN operando em CCM.

A Figura 2.17 mostra as formas de onda dos pulsos de comando de S_1 e S_2 .

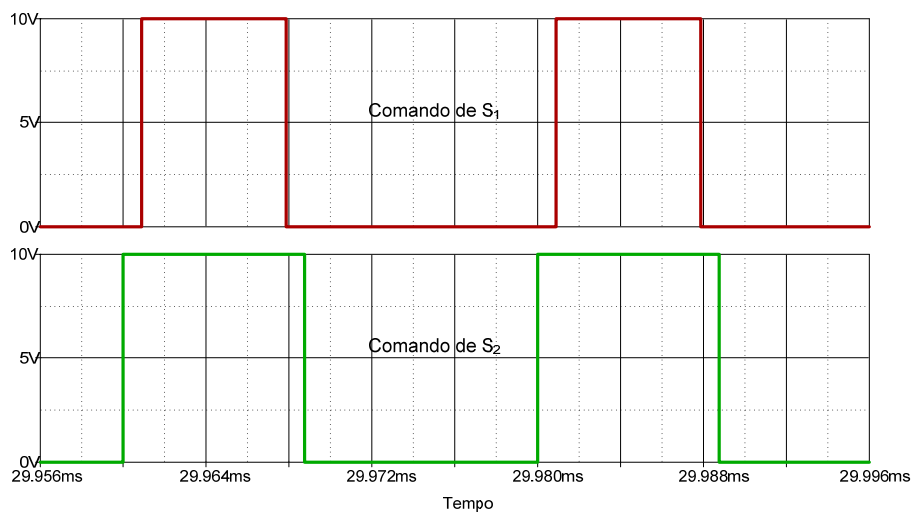


Figura 2.17 – Pulsos de comando de S_1 e S_2 para o conversor *buck* QTN operando em CCM.

As formas de onda das tensões $v_o(t)$ e $v_{oint}(t)$ são ilustradas na Figura 2.18, bem como seus valores médios. As ondulações de tensão também estão indicadas.

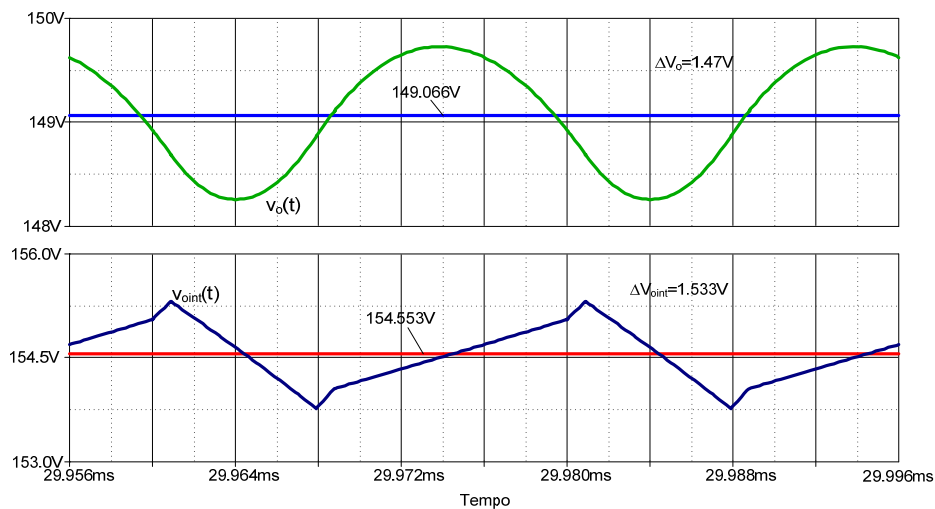


Figura 2.18 – Formas de onda de $v_o(t)$ e $v_{oint}(t)$ com seus respectivos valores médios.

A Figura 2.19 mostra as formas de onda das correntes nos dois indutores, bem como seus valores médios. Indicam-se também as ondulações de corrente.

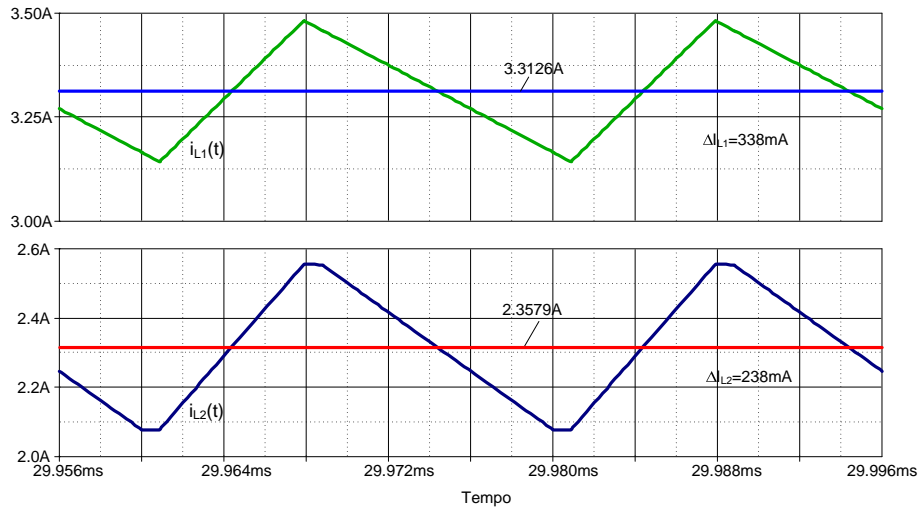


Figura 2.19 – Formas de onda de $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$ com seus respectivos valores médios.

As formas de onda das tensões sobre os interruptores estão mostradas na Figura 2.20 (sendo que $V_{S1} = V_{o\text{int}}$ e $V_{S2} = V_i - V_{o\text{int}}$). Nota-se que em nenhum instante elas atingem a tensão V_i , que é a maior tensão no conversor *buck*.

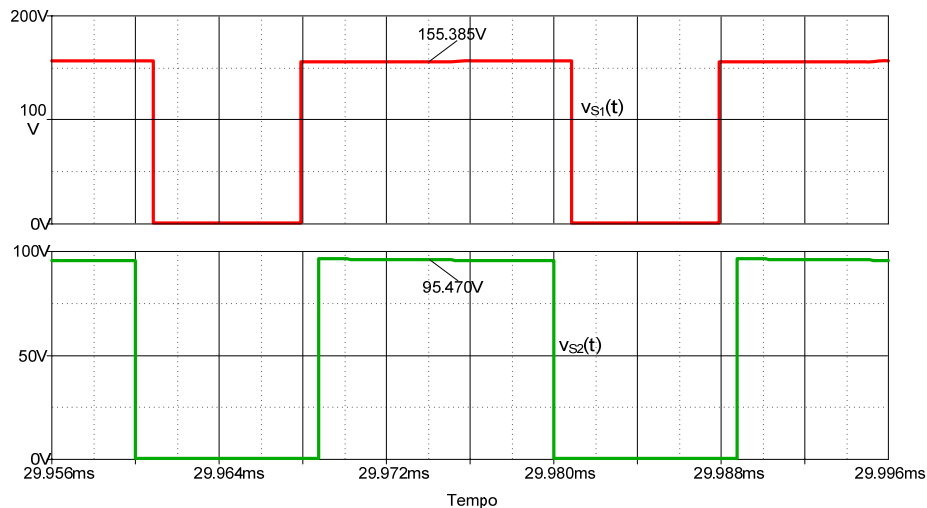


Figura 2.20 – Formas de onda das tensões sobre os interruptores.

2.4. OPERAÇÃO EM CONDUÇÃO CRÍTICA (CRCM)

Conversores com apenas um indutor operam em condução crítica quando a corrente no indutor atinge zero por um instante e logo em seguida volta a crescer devido a um novo período de comutação ou à etapa seguinte. Este tipo de operação, que estabelece o limite entre as conduções contínua e descontínua, deve ser esclarecido no caso de conversores com mais de um indutor, em particular os deste trabalho. Para que o conversor não opere de forma inapropriada, deve-se estabelecer a seguinte condição: a corrente do indutor L_1 não pode se anular antes da corrente do indutor L_2 , sob pena de a tensão sobre um dos interruptores atingir valores maiores que os esperados, devido a uma etapa ressonante entre o capacitor intrínseco do interruptor S_1 , o indutor L_1 e a fonte de entrada. Ou seja, “em CrCM” significa que a corrente do indutor L_2 é que se torna crítica.

2.4.1. Etapas de Operação

As etapas são as mesmas descritas na subseção 2.3.1 e representadas da Figura 2.3 à Figura 2.6. Entretanto, neste caso a corrente em L_2 se anula no final da 4ª etapa de operação e mantém-se nula na 1ª etapa (quando em CCM fica no patamar dado por I_{L2m}).

2.4.2. Formas de Onda Básicas

As principais formas de onda podem ser visualizadas na Figura 2.21. Percebe-se que a única diferença está na corrente em L_2 na 4ª etapa de operação do conversor (que se reflete em mudanças em $i_{S1}(t)$, $i_{S2}(t)$ e $i_{D2}(t)$, onde $I_{L2m} = 0A$).

2.4.3. Ganho Estático Ideal

Como mencionado anteriormente, as etapas de operação do conversor em CrCM são as mesmas que em CCM, excetuando-se o fato de que no final da quarta etapa a corrente em L_2 se anula. Sendo assim, o ganho estático ideal em CrCM é idêntico ao ganho em CCM, descrito pela equação (2.14) e reescrito como (2.53).

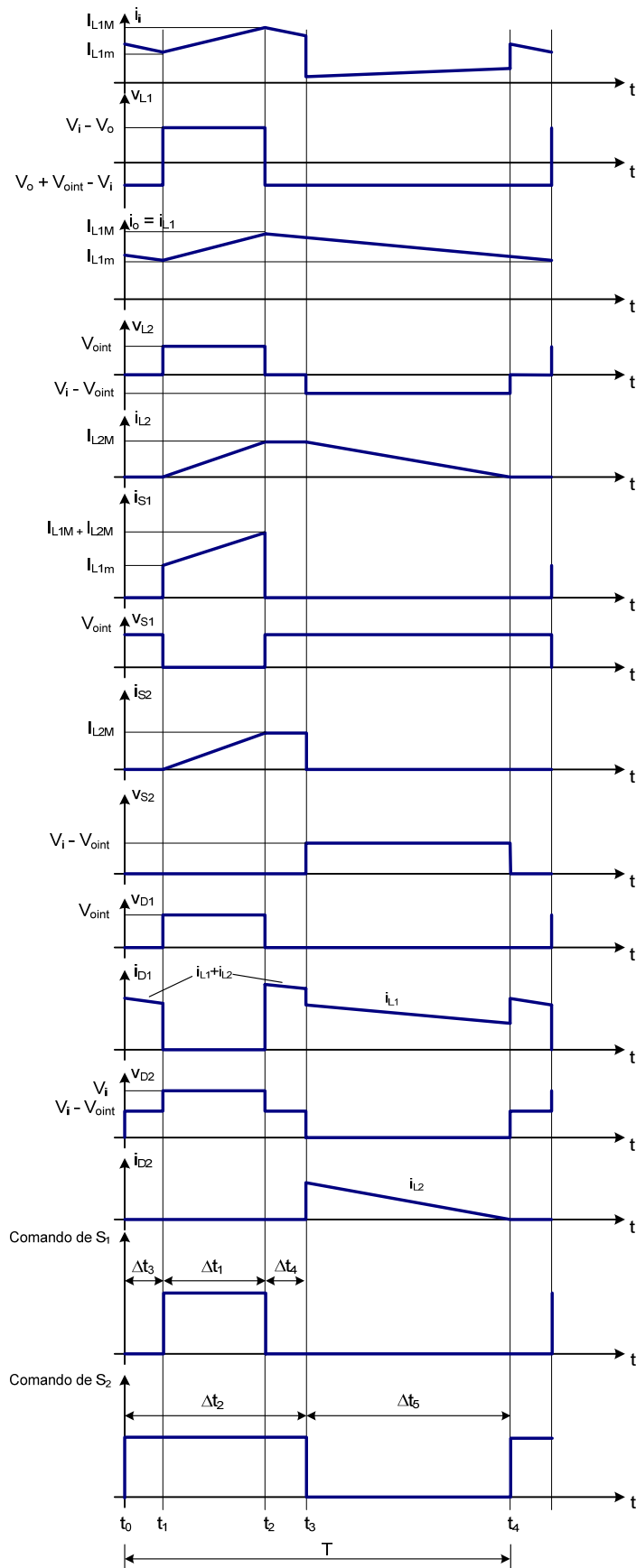


Figura 2.21 – Principais formas de onda do conversor *buck* QTN operando em CrCM.

$$G_T = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\alpha \cdot D_2 \cdot (2 - D_2)}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \quad (2.53)$$

2.4.4. Ondulação de Corrente nos Indutores

As ondulações de corrente são iguais às calculadas na subseção 2.3.4, como mostrado a seguir.

a) Indutor L_1

A ondulação de corrente deste indutor é dada por (2.23), reescrita como (2.54):

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_i}{L_1 \cdot f} \cdot \alpha \cdot D_2 \cdot \left\{ \frac{1 - D_2 \cdot [1 + \alpha \cdot (1 - D_2)]}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \right\} \quad (2.54)$$

b) Indutor L_2

A ondulação de corrente em L_2 é igual a I_{L2M} , pois em CrCM $I_{L2m} = 0A$.

$$\Delta I_{L2} = I_{L2M} = \frac{V_i}{L_2 \cdot f} \cdot \alpha \cdot D_2 \cdot \left[\frac{1 - D_2}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \right] \quad (2.55)$$

2.4.5. Cálculo da Indutância Crítica L_{1CR}

Esta subseção apresenta o cálculo de L_1 que representa o limite entre os modos de condução contínua e descontínua parcial em L_1 . Como já foi mencionado, este modo de operação é altamente indesejável, visto que o conversor perde uma das suas maiores vantagens, que é a divisão da tensão V_i entre os dois interruptores. Sendo assim, este cálculo tem como objetivo apenas mostrar a expressão e o gráfico que representam o limite entre os modos de condução contínua e o modo “proibido”, que deve ser evitado.

Igualando o primeiro termo da equação que representa o valor mínimo de I_{L1} ((2.26), reescrita como (2.56)), isolando L_1 e substituindo V_o/I_o por R_o , chega-se à expressão que define L_{1CR} , dada por (2.57), equivalente a (2.58).

$$I_{L1m} = I_o \cdot \frac{V_o}{2.L_1.f} \cdot \left\{ \frac{(1-D_2) \cdot (1-\alpha.D_2)}{2-D_2} \right\} \quad (2.56)$$

$$L_{1CR} = \frac{R_o}{2.f} \cdot \left\{ \frac{(1-D_2) \cdot (1-\alpha.D_2)}{2-D_2} \right\} \quad (2.57)$$

$$L_{1CR} = \frac{V_i}{2.I_o.f} \cdot \frac{(\alpha.D_2) \cdot (1-D_2) \cdot (1-\alpha.D_2)}{1-D_2(1-\alpha)} \quad (2.58)$$

É bom salientar que as expressões (2.57) e (2.58) são válidas apenas considerando continuidade de corrente em L_2 , ou seja, em CCM.

A expressão da indutância crítica L_1 normalizada é dada por (2.59), e seu comportamento em relação a α e D_2 pode ser visto na Figura 2.22. Nota-se que o comportamento de L_{1CR} é idêntico ao de β_1 .

$$\frac{L_{1CR}}{L_{1CR}} = \frac{2.I_o.f.L_{1CR}}{V_i} = \alpha.D_2 \cdot \frac{(1-D_2) \cdot (1-\alpha.D_2)}{1-D_2 \cdot (1-\alpha)} \quad (2.59)$$

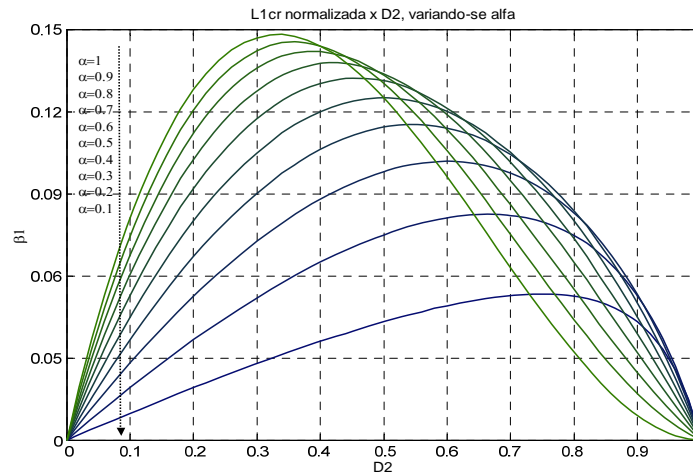


Figura 2.22 – Indutância L_1 crítica normalizada em função de D_2 , variando-se α .

2.4.6. Cálculo da Indutância Crítica L_{2CR}

Há duas formas de se calcular a indutância crítica (referente a L_2), cujos resultados dependem de conjuntos diferentes de parâmetros: pela relação entre ΔI_{L2} e I_{L2M} e pelo valor de I_{L2m} .

a) *Relação entre ΔI_{L2} e I_{L2M}*

Considerando que a ondulação de corrente em L_2 é igual a I_{L2M} em CrCM, chega-se à expressão de L_{2CR} em função de ΔI_{L2} , V_o , f , α e D_2 , dada por (2.62):

$$\Delta I_{L2} = I_{L2M} \quad (2.60)$$

$$\frac{V_o}{L_{2CR} \cdot f} \cdot \left(\frac{1-D_2}{2-D_2} \right) = I_o \cdot \frac{(1-\alpha \cdot D_2)}{1-D_2 \cdot (1-\alpha)} + \frac{V_o}{2 \cdot L_{2CR} \cdot f} \cdot \left(\frac{1-D_2}{2-D_2} \right) \quad (2.61)$$

$$L_{2CR} = \frac{V_o}{2 \cdot I_o \cdot f} \cdot \left(\frac{(1-D_2) \cdot [1-D_2 \cdot (1-\alpha)]}{(2-D_2) \cdot (1-\alpha \cdot D_2)} \right) \quad (2.62)$$

 b) *I_{L2m}*

Sabendo-se que $I_{L2m} = 0A$, utiliza-se a equação (2.48) para encontrar outra expressão que define L_{2CR} :

$$I_{L2m} = I_{L2} - \frac{\Delta I_{L2}}{2} \quad (2.63)$$

$$0 = I_{L2} - \frac{\Delta I_{L2}}{2} \Rightarrow I_{L2} = \frac{\Delta I_{L2}}{2} \quad (2.64)$$

Substituindo (2.37) e (2.47) em (2.64) e isolando L_{2CR} , encontra-se a equação que define a indutância crítica em função de V_i , I_o , f , α e D_2 . A expressão (2.66) ainda pode ser reescrita como (2.67) e (2.68), idênticas a (2.62).

$$I_o \cdot \frac{(1-\alpha \cdot D_2)}{1-D_2 \cdot (1-\alpha)} = \frac{V_i}{L_2 \cdot f} \cdot \alpha \cdot D_2 \cdot \left[\frac{1-D_2}{1-D_2 \cdot (1-\alpha)} \right] \quad (2.65)$$

$$L_{2CR} = \frac{V_i}{2 \cdot I_o \cdot f} \cdot \frac{\alpha \cdot D_2 \cdot (1-D_2)}{(1-\alpha \cdot D_2)} \quad (2.66)$$

$$L_{2CR} = \frac{V_o}{2 \cdot I_o \cdot f} \cdot \left(\frac{(1-D_2) \cdot [1-D_2 \cdot (1-\alpha)]}{(2-D_2) \cdot (1-\alpha \cdot D_2)} \right) \quad (2.67)$$

$$L_{2CR} = \frac{R_o}{2 \cdot f} \cdot \left(\frac{(1-D_2) \cdot [1-D_2 \cdot (1-\alpha)]}{(2-D_2) \cdot (1-\alpha \cdot D_2)} \right) \quad (2.68)$$

A Figura 2.23 ilustra o comportamento da indutância crítica normalizada em função de α e D_2 , dada pela equação (2.69).

$$\frac{L_{2CR}}{L_{2CR}} = \frac{2 \cdot I_o \cdot f \cdot L_{2CR}}{V_i} = \frac{\alpha \cdot D_2 \cdot (1 - D_2)}{1 - \alpha \cdot D_2} \quad (2.69)$$

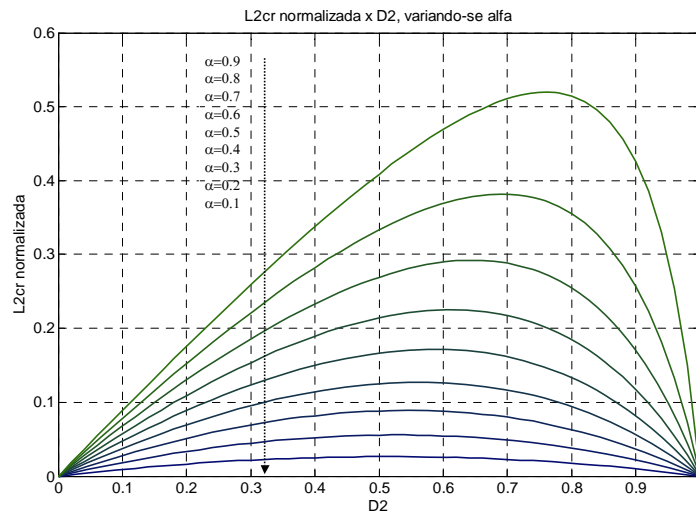


Figura 2.23 – Indutância 2 crítica normalizada em função de D_2 , variando-se α .

2.4.7. Relação entre L_{1CR} e L_{2CR}

Pode-se verificar o comportamento das indutâncias críticas uma em relação à outra através da divisão das expressões (2.58) e (2.66), resultando em (2.70), que está graficamente mostrada na Figura 2.24.

$$\varphi = \frac{L_{1CR}}{L_{2CR}} = \frac{(1 - \alpha \cdot D_2)^2}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \quad (2.70)$$

2.4.8. Cálculo da Corrente de Saída I_{oCR}

Pode-se calcular a corrente de saída que leva o conversor a operar em CrCM através de equações já apresentadas.

Substituindo a expressão (2.38), que define a ondulação de corrente em L_2 , em (2.49), que representa o valor máximo de I_{L2} , chega-se a (2.71). Isolando I_o , obtém-se a equação (2.72), que define a corrente de saída que leva o conversor a operar em CrCM. Esta expressão ainda pode ser reescrita como (2.73).

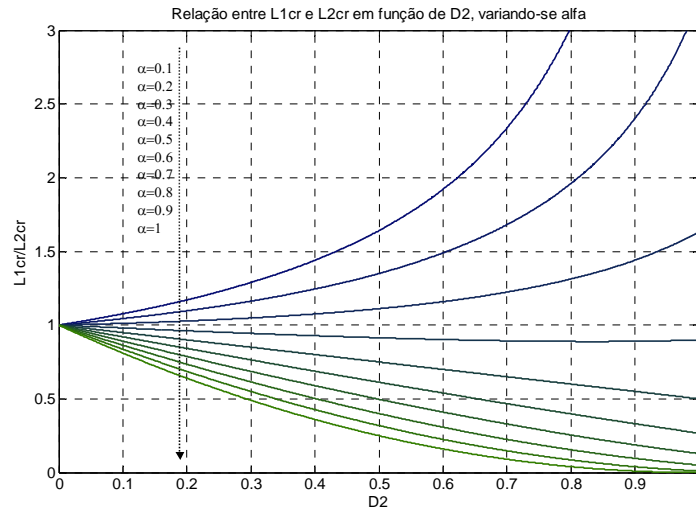


Figura 2.24 – Relação entre L_{1CR} e L_{2CR} em função de D_2 , variando-se α .

$$I_o \cdot \frac{(1-\alpha \cdot D_2)}{1-D_2 \cdot (1-\alpha)} + \frac{V_o}{2 \cdot L_2 \cdot f} \cdot \left(\frac{1-D_2}{2-D_2} \right) = \frac{V_o}{L_2 \cdot f} \cdot \left(\frac{1-D_2}{2-D_2} \right) \quad (2.71)$$

$$I_{oCR} = \frac{V_o}{2 \cdot L_2 \cdot f} \cdot \frac{(1-D_2) \cdot [1-D_2 \cdot (1-\alpha)]}{(2-D_2) \cdot (1-\alpha \cdot D_2)} \quad (2.72)$$

$$I_{oCR} = \frac{V_i}{2 \cdot L_2 \cdot f} \cdot \frac{\alpha \cdot D_2 \cdot (1-D_2)}{(1-\alpha \cdot D_2)} \quad (2.73)$$

2.4.9. Cálculo da Resistência de Carga R_{oCR}

Isolando V_o / I_{oCR} em (2.72), encontra-se a expressão (2.74), que define a resistência de carga que leva o conversor a operar em CrCM.

$$R_{oCR} = 2 \cdot L_2 \cdot f \cdot \frac{(2-D_2) \cdot (1-\alpha \cdot D_2)}{(1-D_2) \cdot [1-D_2 \cdot (1-\alpha)]} \quad (2.74)$$

2.4.10. Resultados de Simulação

Assim como apresentado na subseção 2.3.5 para o caso CCM, o conversor *buck* foi simulado em uma situação ideal operando em CrCM. As especificações estão mostradas na Tabela 2.2, e o circuito utilizado para a simulação pode ser visualizado na Figura 2.25. Como se pode observar, todos os parâmetros foram mantidos iguais aos da Figura 2.16,

com exceção de L_2 , cujo valor foi calculado com a equação (2.66) para levar o conversor a operar em CrCM.

Tabela 2.2 – Especificações de simulação para o conversor *buck* QTN operando em CrCM.

Grandeza	Valor
V_i	250V
V_o	150V
P_o	500W
f	50kHz
α	0,8
ΔI_{L1}	10%
ΔV_o	1%
ΔV_{oint}	1%

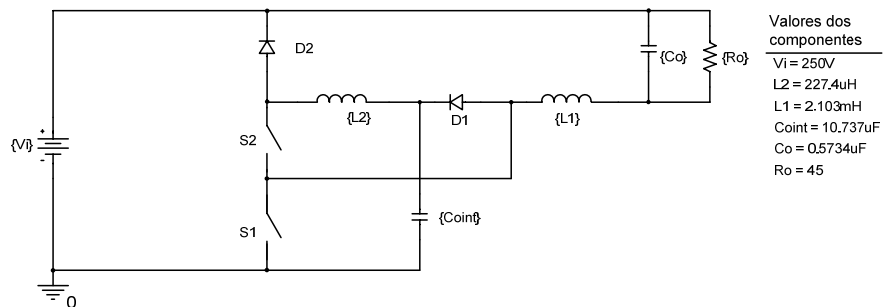


Figura 2.25 – Circuito usado na simulação do conversor *buck* QTN operando em CrCM.

A Figura 2.26 ilustra os pulsos de comando de S_1 e S_2 , idênticos aos da Figura 2.17.

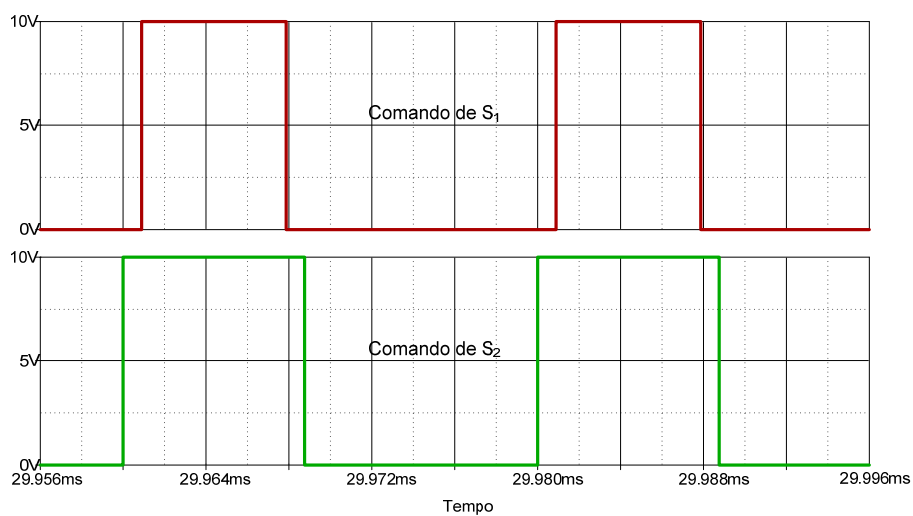


Figura 2.26 – Pulsos de comando de S_1 e S_2 para o conversor *buck* operando em CrCM.

A Figura 2.27 ilustra as formas de onda das tensões na saída e em C_{oint} e seus respectivos valores médios. Também estão indicados os valores das ondulações de cada uma.

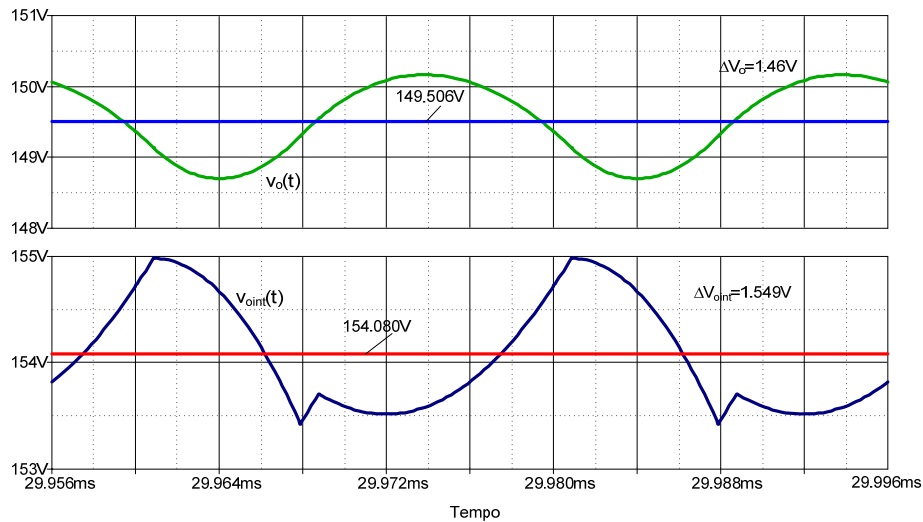


Figura 2.27 – Formas de onda de $v_o(t)$ e $v_{\text{oint}}(t)$ com seus respectivos valores médios.

As formas de onda das correntes em L_1 e L_2 estão ilustradas na Figura 2.28, bem como seus valores médios e a ondulação de $i_{L1}(t)$. O comando de S_2 está ilustrado (fora de escala) para ressaltar que a corrente em L_2 se anula no exato momento em que um ciclo de operação termina, caracterizando o modo de condução crítica.

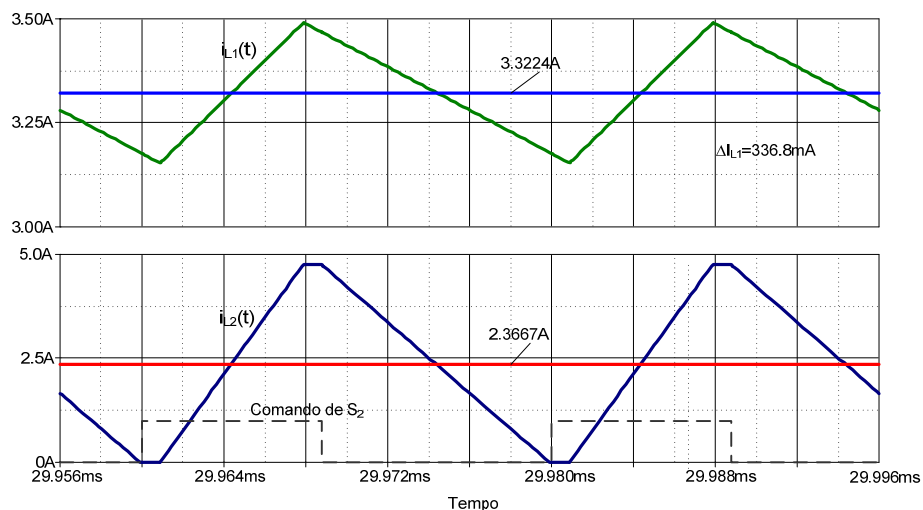


Figura 2.28 – Formas de onda de $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$ com seus respectivos valores médios.

A Figura 2.29 mostra as tensões instantâneas sobre os interruptores. Pode-se ver que elas nunca atingem V_i , que é a maior tensão do conversor *buck*.

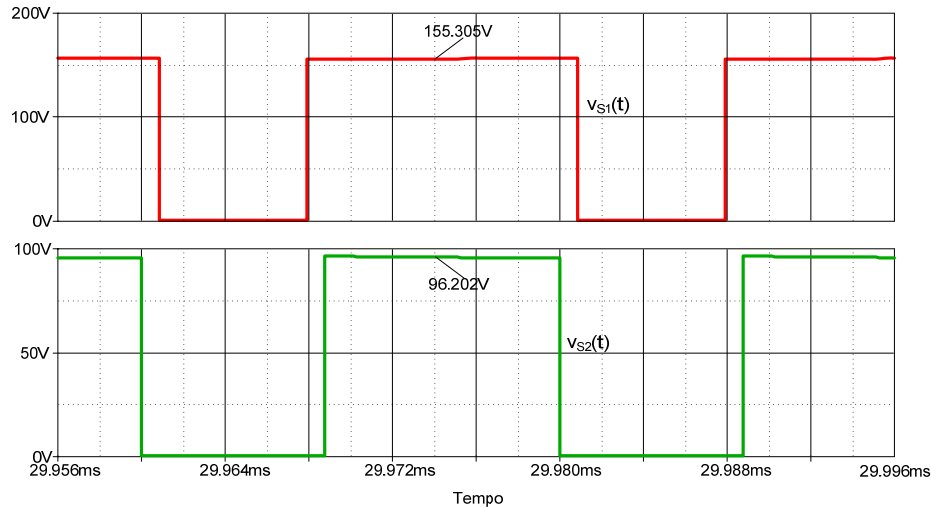


Figura 2.29 – Formas de onda das tensões sobre os interruptores.

2.5. OPERAÇÃO EM CONDUÇÃO DESCONTÍNUA PARCIAL (PDCM)

Como este conversor possui dois indutores, há duas possibilidades de operação em condução descontínua: parcial (PDCM) e total (TDCM), significando descontinuidade de corrente apenas em L_2 e em L_2 e L_1 , respectivamente. Esta seção abordará o conversor operando no modo de condução descontínua parcial. Em uma seção posterior o modo de condução descontínua total será brevemente tratado.

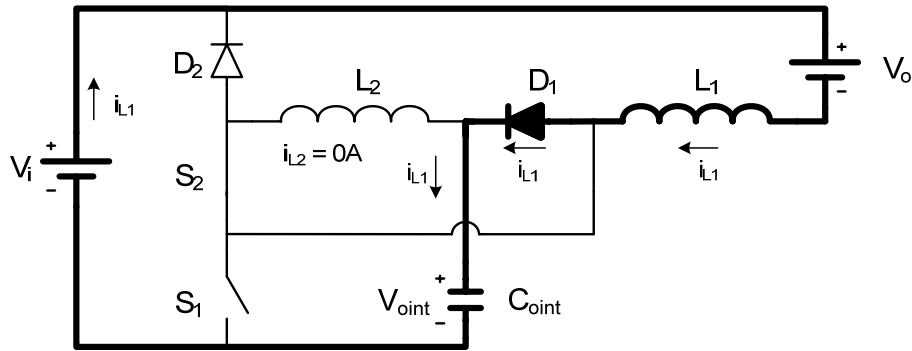
2.5.1. Etapas de Operação

As etapas de operação do conversor *buck* QTN operando em PDCM estão descritas e ilustradas nos itens subseqüentes.

a) 1ª etapa (t_0, t_1)

Em t_0 S_2 é comandado a conduzir, mas $i_{L2}(t)$ permanece nula. A corrente em L_1 decresce circulando por L_1 , D_1 , C_{oint} , V_i e V_o . S_1 é submetido à tensão V_{oint} e D_2 a $(V_i - V_{oint})$. Esta etapa termina quando o interruptor S_1 é comandado a conduzir.

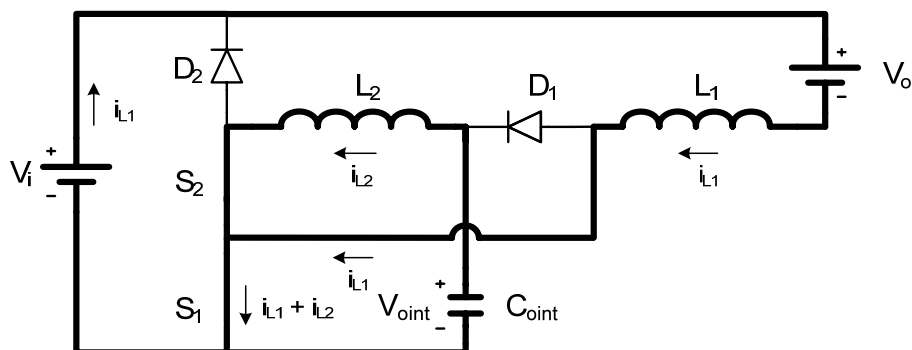
A Figura 2.30 ilustra esta etapa de operação.


 Figura 2.30 – 1ª etapa de operação do conversor *buck* em PDCM.

b) 2ª etapa (t_1, t_2)

Esta etapa inicia-se em t_1 e pode ser visualizada na Figura 2.31.

Quando S_1 é comandado a conduzir, $i_{L2}(t)$ passa a crescer a partir de 0A, circulando por L_2 , S_2 , S_1 e C_{oint} , e $i_{L1}(t)$ também cresce linearmente, passando por L_1 , S_1 , V_i e V_o . Nesta etapa ambas as correntes circulam pelo interruptor S_1 , D_1 fica bloqueado com tensão reversa igual a V_{oint} , e D_2 , V_i . Esta etapa é finalizada quando S_1 é comandado a bloquear.


 Figura 2.31 – 2ª etapa de operação do conversor *buck* em PDCM.

c) 3ª etapa (t_2, t_3)

Esta etapa está ilustrada na Figura 2.32 e é iniciada em t_3 , quando S_1 é comandado a bloquear. Pode-se observar que ela é semelhante à 1ª etapa, já que em ambas a topologia do circuito é a mesma, com exceção de que na 1ª etapa $i_{L2}(t) = 0A$ e na terceira não.

A corrente em L_2 circula por L_2 , S_2 e D_1 em roda-livre no patamar I_{L2M} (visto adiante). A corrente em L_1 decresce circulando por L_1 , D_1 , C_{oint} , V_i e V_o . S_1 é submetido à tensão V_{oint} e D_2 a $(V_i - V_{oint})$. Esta etapa termina quando o interruptor S_2 é comandado a bloquear.

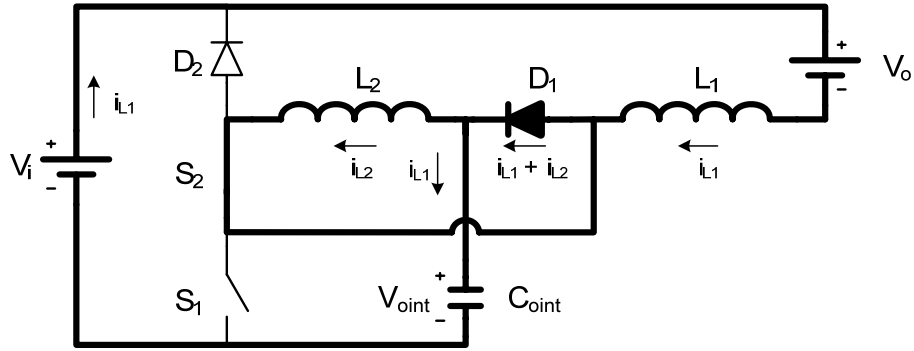


Figura 2.32 – 3ª etapa de operação do conversor *buck* em PDCM.

d) 4ª etapa (t_3, t_d)

Em t_3 S_2 é comandado a bloquear. Para manter a continuidade da corrente $i_{L2}(t)$, D_2 é diretamente polarizado, e $i_{L2}(t)$ passa a circular por L_2 e D_2 de forma decrescente. A corrente $i_{L1}(t)$ decresce linearmente circulando por V_o , L_1 e D_1 . Em C_{oint} e V_i circula a corrente $(i_{L1}(t) - i_{L2}(t))$. Esta etapa está ilustrada na Figura 2.33 e finaliza-se quando $i_{L2}(t)$ se anula, bloqueando D_2 .

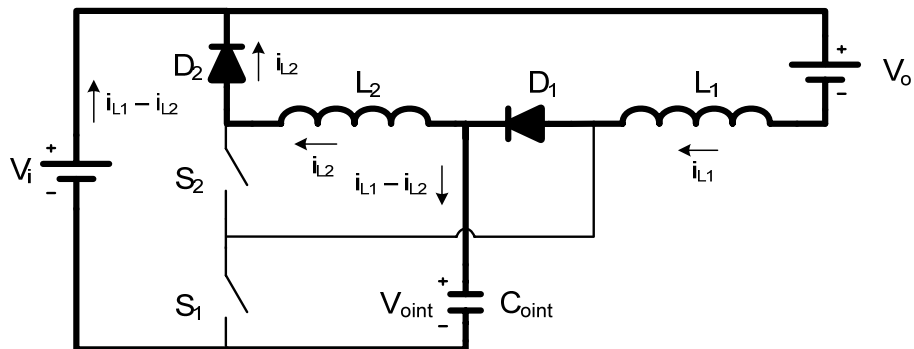


Figura 2.33 – 4ª etapa de operação do conversor *buck* em PDCM.

e) 5ª etapa (t_d, t_4)

Quando $i_{L2}(t)$ se anula em t_d e D_2 se bloqueia, D_2 fica submetido à tensão $V_i - V_{oint}$, e $i_{L1}(t)$ circula por L_1 , D_1 , C_{oint} , V_i e V_o . Esta etapa está ilustrada na Figura 2.34 e finaliza-se quando S_2 é comandado a conduzir, iniciando outro ciclo de operação.

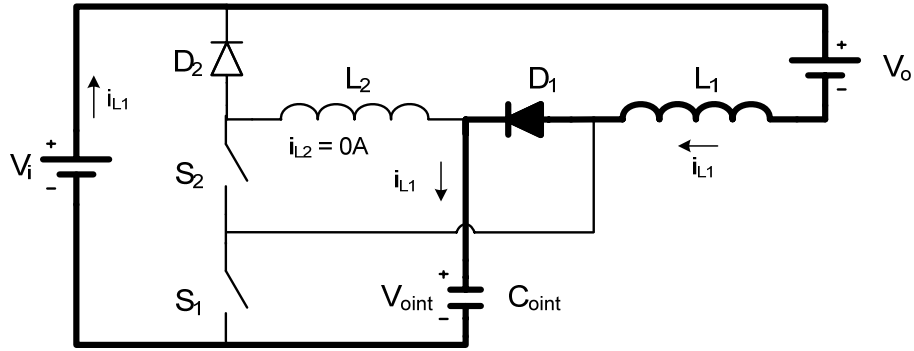


Figura 2.34 – 5ª etapa de operação do conversor *buck* em PDCM.

2.5.2. Formas de Onda Básicas

As principais formas de onda do conversor *buck* QTN estão ilustradas na Figura 2.36. Nota-se a descontinuidade de corrente em L_2 no instante t_d e o seu reflexo em alguns dos outros componentes.

2.5.3. Ganho Estático Ideal

Assim como no caso de CCM, o ganho estático total pode ser desmembrado em dois ganhos parciais: um relacionado ao primeiro estágio de transferência de energia (*buck*), e outro referente ao segundo (“estágio *buck-boost*”). Assim, os cálculos dessa subseção seguirão esse procedimento. As tensões sobre os indutores estão representadas na Figura 2.35 para facilitar o entendimento.

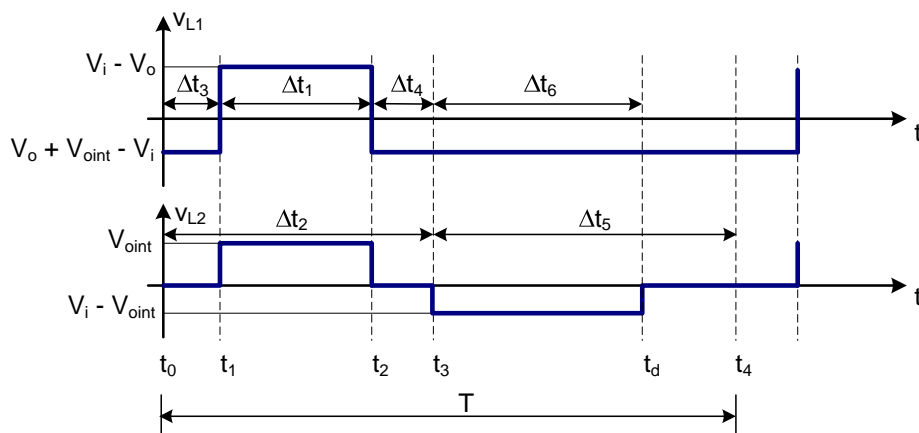
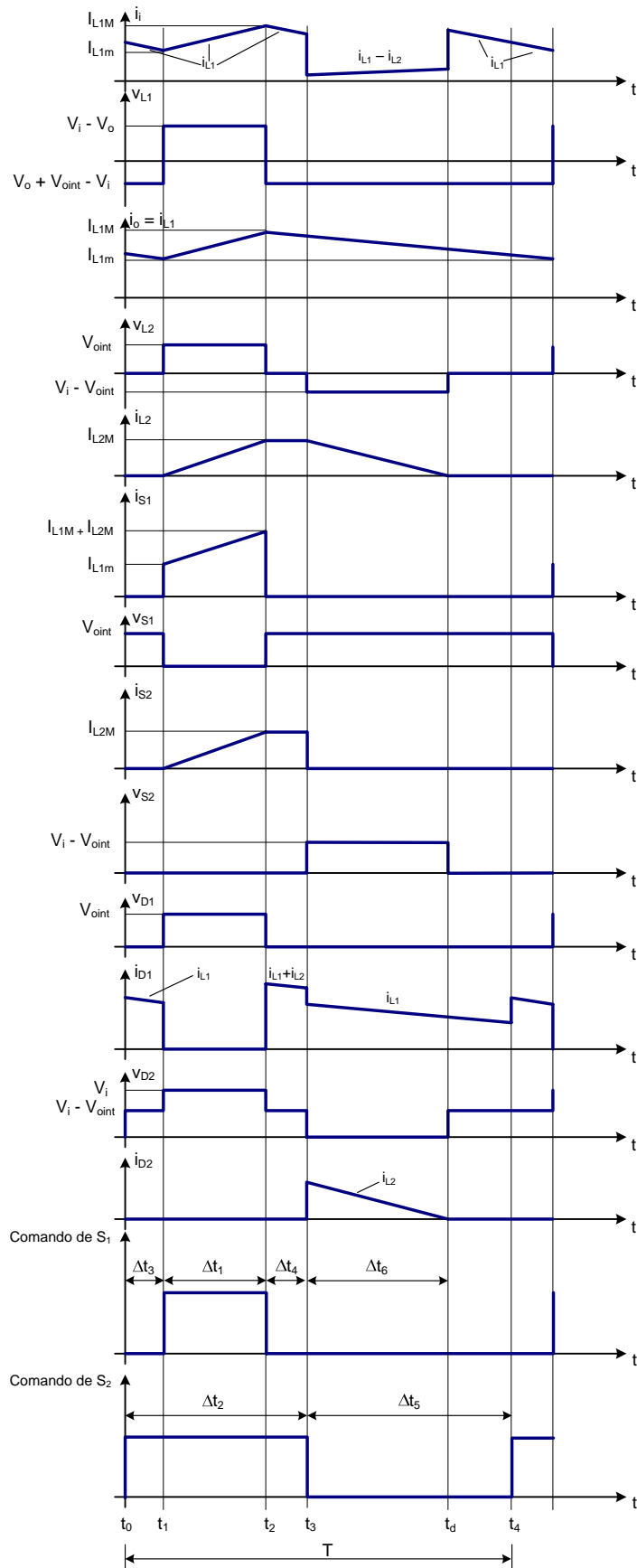


Figura 2.35 – Tensões sobre os indutores L_1 e L_2 em um período de operação.


 Figura 2.36 – Principais formas de onda do conversor *buck* QTN operando em PDCM.

a) *Ganho estático parcial* G_{PIPDCM}

Inicialmente equacionam-se os balanços de fluxo magnético nos dois indutores a fim de se obterem as relações entre as três tensões relevantes do circuito e entre o intervalo de duração da quarta etapa de operação e um intervalo conhecido.

Indutor L_1 :

$$(V_i - V_o) \cdot \Delta t_1 = (V_o + V_{o\text{int}} - V_i) \cdot (T - \Delta t_1) \quad (2.75)$$

$$(V_i - V_o) \cdot \alpha \cdot D_2 = (1 - \alpha \cdot D_2) \cdot (V_o + V_{o\text{int}} - V_i) \quad (2.76)$$

$$V_{o\text{int}} = \frac{(V_i - V_o)}{1 - \alpha \cdot D_2} \quad (2.77)$$

A expressão (2.77) apresenta uma relação entre as três tensões envolvidas no conversor *buck*.

Indutor L_2 :

$$V_{o\text{int}} \cdot \Delta t_1 = (V_i - V_{o\text{int}}) \cdot \Delta t_6 \quad (2.78)$$

$$\Delta t_6 = \frac{V_{o\text{int}}}{V_i - V_{o\text{int}}} \cdot \Delta t_1 \quad (2.79)$$

A equação (2.79) apresenta o intervalo de duração da quarta etapa de operação em relação a Δt_1 , que é conhecido.

A expressão do ganho estático do primeiro estágio pode ser obtida com o auxílio da 2ª Lei de Kirchhoff em alguns nós do circuito:

$$I_o = I_{D2} + I_i \quad (2.80)$$

$$I_i = I_{S1} \quad (2.81)$$

$$I_{S1} \Big|_{\Delta t_1} = I_{L1} \Big|_{\Delta t_1} + I_{L2} \Big|_{\Delta t_1} \quad (2.82)$$

Assim, para se obter a expressão da corrente de saída I_o , calculam-se as igualdades descritas acima em ordem invertida, ou seja, de (2.82) para (2.80), começando pela corrente média em S_1 no intervalo Δt_1 :

$$I_{S1} = \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1} \frac{V_{o\text{int}}}{L_2} \cdot t \cdot dt + \frac{(I_{L1m} + I_{L1M})}{2} \cdot \Delta t_1 \right] \quad (2.83)$$

$$I_{S1} = \left[\frac{V_{o\text{int}}}{2 \cdot L_2 \cdot f} \cdot (\alpha \cdot D_2)^2 + I_o \cdot \alpha \cdot D_2 \right] \quad (2.84)$$

Calcula-se então I_{D2} :

$$I_{D2} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{\Delta t_6} \frac{(V_i - V_{o\text{int}})}{L_2} \cdot t \cdot dt = \frac{f}{L_2} \cdot \frac{(V_i - V_{o\text{int}})}{L_2} \cdot (\Delta t_6)^2 \quad (2.85)$$

Substituindo (2.79) em (2.85) e manipulando-se algebricamente, chega-se na expressão (2.86).

$$I_{D2} = \frac{(\alpha \cdot D_2)^2}{2 \cdot L_2 \cdot f} \cdot \frac{V_{o\text{int}}^2}{V_i - V_{o\text{int}}} \quad (2.86)$$

Substituindo (2.84) e (2.86) em (2.80), obtém-se a expressão da corrente de saída:

$$I_o = I_{D2} + I_i = \frac{(\alpha \cdot D_2)^2}{2 \cdot L_2 \cdot f} \cdot \frac{V_{o\text{int}}^2}{V_i - V_{o\text{int}}} + \left[\frac{V_{o\text{int}}}{2 \cdot L_2 \cdot f} \cdot (\alpha \cdot D_2)^2 + I_o \cdot \alpha \cdot D_2 \right] \quad (2.87)$$

Isolando o termo $V_{o\text{int}}/V_i$ em (2.87), encontra-se a equação que define o ganho estático parcial do primeiro estágio do conversor operando em PDCM:

$$G_{P1PDCM} = \frac{V_{o\text{int}}}{V_i} = \frac{2 \cdot L_2 \cdot f \cdot I_o \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)}{2 \cdot L_2 \cdot f \cdot I_o \cdot (1 - \alpha \cdot D_2) + V_i \cdot (\alpha \cdot D_2)^2} \quad (2.88)$$

Definindo-se a corrente de saída parametrizada através de (2.89), reescreve-se a expressão do ganho estático dado em (2.88) como (2.90):

$$\psi_1 \triangleq \frac{2.L_2.f.I_o}{V_i} \quad (2.89)$$

$$G_{P1PDCM} = \frac{\psi_1.(1-\alpha.D_2)}{\psi_1.(1-\alpha.D_2) + (\alpha.D_2)^2} \quad (2.90)$$

b) Ganho estático parcial G_{P2PDCM}

Isolando V_i na expressão (2.77), encontra-se (2.91). Substituindo esta equação em (2.87) e isolando o termo $V_o/V_{o\text{int}}$, obtém-se a expressão que representa o ganho estático parcial do segundo estágio do conversor operando em PDCM, apresentado em (2.92).

$$V_i = (1-\alpha.D_2).V_{o\text{int}} + V_o \quad (2.91)$$

$$G_{E2PDCM} = \alpha.D_2 \cdot \left[1 + \frac{V_{o\text{int}}.\alpha.D_2}{2.L_2.f.I_o.(1-\alpha.D_2) - V_{o\text{int}}.(\alpha.D_2)^2} \right] \quad (2.92)$$

Parametrizando a corrente de saída através de (2.93), reescreve-se a expressão do ganho estático dado em (2.92) como (2.94):

$$\psi_2 \triangleq \frac{2.L_2.f.I_o}{V_{o\text{int}}} \quad (2.93)$$

$$G_{E2PDCM} = \alpha.D_2 \cdot \left[1 + \frac{\alpha.D_2}{\psi_2.(1-\alpha.D_2) - (\alpha.D_2)^2} \right] \quad (2.94)$$

c) Ganho estático total G_{TPDCM}

O ganho estático total (V_o/V_i) pode ser obtido facilmente multiplicando-se os ganhos parciais dados por (2.90) e (2.94). A expressão está mostrada em (2.96).

$$G_{TPDCM} = G_{P1PDCM} \cdot G_{E2PDCM} \quad (2.95)$$

$$G_{TPDCM} = \alpha.D_2 \cdot \left[\frac{\psi_1.(1-\alpha.D_2)}{\psi_1.(1-\alpha.D_2) + V_i.(\alpha.D_2)^2} \right] \cdot \left[1 + \frac{\alpha.D_2}{\psi_2.(1-\alpha.D_2) - (\alpha.D_2)^2} \right] \quad (2.96)$$

Observa-se, entretanto, que esta expressão é longa e de difícil interpretação, já que apresenta duas variáveis diferentes que representam a corrente de saída parametrizada (ψ_1 e ψ_2). Desta forma, busca-se um meio mais fácil de representar o ganho estático total, substituindo a expressão (2.77) diretamente em (2.87), encontrando-se a expressão da corrente média de saída:

$$I_o = \frac{1}{2.L_2.f} \cdot \frac{(\alpha.D_2)^2}{(1-\alpha.D_2)} \cdot \frac{V_i \cdot (V_i - V_o)}{(V_o - V_i \cdot \alpha.D_2)} \quad (2.97)$$

Isolando o termo V_o/V_i em (2.97), encontra-se outra expressão, equivalente à (2.96), para o ganho estático total:

$$G_{TPDCM} = \alpha.D_2 \cdot \left[\frac{2.L_2.f.I_o.(1-\alpha.D_2) + V_i \cdot \alpha.D_2}{2.L_2.f.I_o.(1-\alpha.D_2) + V_i \cdot (\alpha.D_2)^2} \right] \quad (2.98)$$

Utilizando novamente a corrente parametrizada definida por (2.89), e substituindo em (2.98), encontra-se a expressão (2.99), que define o ganho estático total do conversor operando em PDCM em função da corrente parametrizada ψ_1 .

$$G_{TPDCM} = \alpha.D_2 \cdot \left[\frac{\psi_1 \cdot (1-\alpha.D_2) + \alpha.D_2}{\psi_1 \cdot (1-\alpha.D_2) + (\alpha.D_2)^2} \right] \quad (2.99)$$

2.5.4. Ondulação de Corrente nos Indutores

Os itens seguintes apresentam os cálculos para as ondulações de corrente nos indutores L_1 e L_2 .

a) Indutor L_1

A equação (2.22), definida em CCM, é válida em qualquer modo de operação do conversor e está reescrita em (2.100) para facilitar o acompanhamento. Substituindo (2.98) (que representa a expressão do ganho estático total em PDCM) em (2.100), encontra-se a

expressão que define a ondulação de corrente em L_1 em função dos parâmetros do conversor, dada por (2.101). Isolando L_1 , obtém-se (2.102), que permite o cálculo da indutância em função de uma determinada ondulação de corrente.

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_i \cdot (1 - G_T) \cdot \alpha \cdot D_2}{L_1 \cdot f} \quad (2.100)$$

$$\Delta I_{L1} = \frac{2 \cdot V_i \cdot I_o \cdot L_2 \cdot \alpha \cdot D_2 \cdot [1 - 2 \cdot \alpha \cdot D_2 + (\alpha \cdot D_2)^2]}{L_1 \cdot [2 \cdot I_o \cdot f \cdot L_2 \cdot (1 - \alpha \cdot D_2) + V_i \cdot (\alpha \cdot D_2)^2]} \quad (2.101)$$

$$L_1 = \frac{2 \cdot V_i \cdot I_o \cdot L_2 \cdot \alpha \cdot D_2 \cdot [1 - 2 \cdot \alpha \cdot D_2 + (\alpha \cdot D_2)^2]}{\Delta I_{L1} \cdot [2 \cdot I_o \cdot f \cdot L_2 \cdot (1 - \alpha \cdot D_2) + V_i \cdot (\alpha \cdot D_2)^2]} \quad (2.102)$$

b) Indutor L_2

Como a corrente em L_2 é descontínua neste modo de operação, não é tão lógico usar o termo “ondulação”, sendo mais apropriado analisar o valor máximo da corrente, que na verdade coincide com ΔI_{L2} para CrCM e PDCM.

Substituindo (2.77) em (2.36) e considerando que $\Delta I_{L2} = I_{L2M}$, obtém-se a expressão (2.103):

$$I_{L2M} = \frac{V_i \cdot (1 - G_T) \cdot \alpha \cdot D_2}{L_2 \cdot f \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)} \quad (2.103)$$

Substituindo (2.98) em (2.103), obtém-se a expressão de I_{L2M} . Isolando L_2 , encontra-se a equação que permite calcular a indutância em função de um valor máximo de corrente pré-estabelecido.

$$I_{L2M} = \frac{V_i \cdot \alpha \cdot D_2}{L_2 \cdot f \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)} \cdot \left[1 - \alpha \cdot D_2 \cdot \left(\frac{2 \cdot I_o \cdot L_2 \cdot f \cdot (1 - \alpha \cdot D_2) + V_i \cdot \alpha \cdot D_2}{2 \cdot I_o \cdot L_2 \cdot f \cdot (1 - \alpha \cdot D_2) + V_i \cdot (\alpha \cdot D_2)^2} \right) \right] \quad (2.104)$$

$$L_2 = \frac{V_i \cdot \alpha \cdot D_2}{I_{L2M} \cdot f \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)} \cdot \left[1 - \alpha \cdot D_2 \cdot \left(\frac{2 \cdot I_o \cdot L_2 \cdot f \cdot (1 - \alpha \cdot D_2) + V_i \cdot \alpha \cdot D_2}{2 \cdot I_o \cdot L_2 \cdot f \cdot (1 - \alpha \cdot D_2) + V_i \cdot (\alpha \cdot D_2)^2} \right) \right] \quad (2.105)$$

2.5.5. Resultados de Simulação

O conversor *buck* foi simulado operando em PDCM considerando uma situação ideal a fim de verificar o que foi deduzido nos itens precedentes. As especificações estão mostradas na Tabela 2.3, e o circuito utilizado para a simulação pode ser visualizado na Figura 2.37. Como se pode observar, os valores dos parâmetros L_1 , L_2 , C_{oint} e C_o foram modificados em relação aos da Figura 2.25, de acordo com as expressões definidas anteriormente para os cálculos, obedecendo aos critérios das ondulações especificadas (a exceção é L_2 , cujo valor foi estipulado abaixo do limite de indutância crítica dada pela equação (2.66)).

Tabela 2.3 – Especificações de simulação para o conversor *buck* QTN operando em PDCM.

Grandeza	Valor
V_i	250V
V_o	150V
P_o	500W
f	50kHz
α	0,8
ΔL_{L1}	10%
ΔV_o	1%
ΔV_{oint}	1%

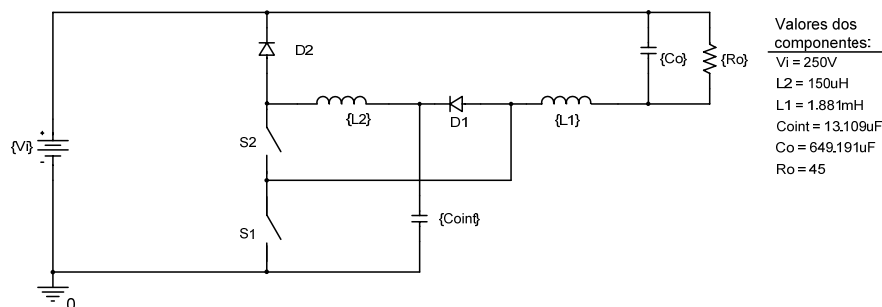


Figura 2.37 – Circuito usado na simulação do conversor *buck* QTN operando em PDCM.

A Figura 2.38 ilustra os pulsos de comando de S_1 e S_2 , que possuem durações diferentes dos pulsos das simulações em CCM e CrCM.

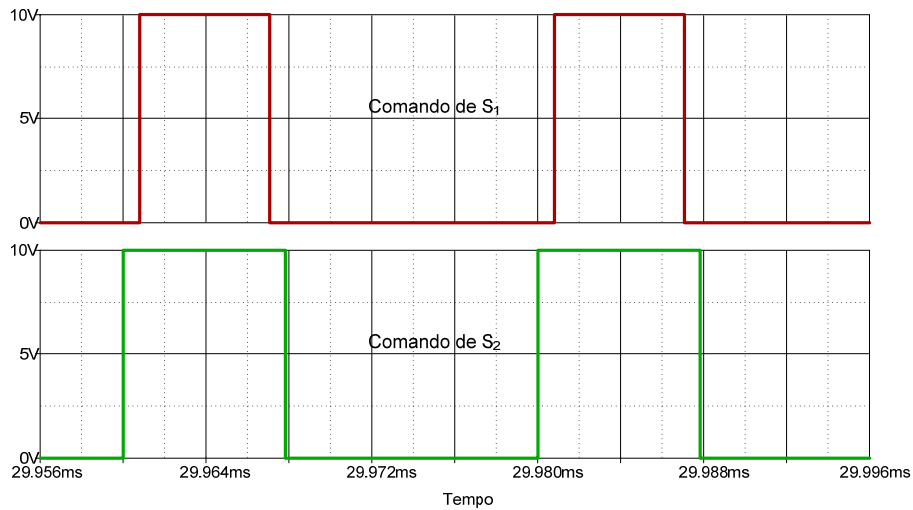


Figura 2.38 – Comandos de S_1 e S_2 para o conversor *buck* QTN operando em PDCM.

A Figura 2.39 ilustra as formas de onda das tensões na saída e em C_{oint} e seus respectivos valores médios. Também estão indicados os valores das ondulações de cada uma.

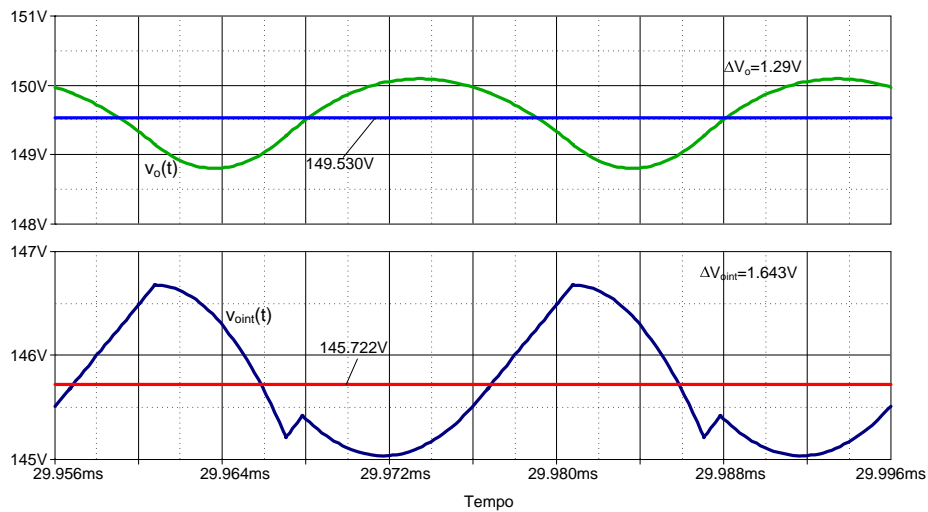


Figura 2.39 – Formas de onda de $v_o(t)$ e $v_{oint}(t)$ com seus respectivos valores médios.

As formas de onda das correntes em L_1 e L_2 estão ilustradas na Figura 2.40, bem como seus valores médios e a ondulação de $i_{L1}(t)$.

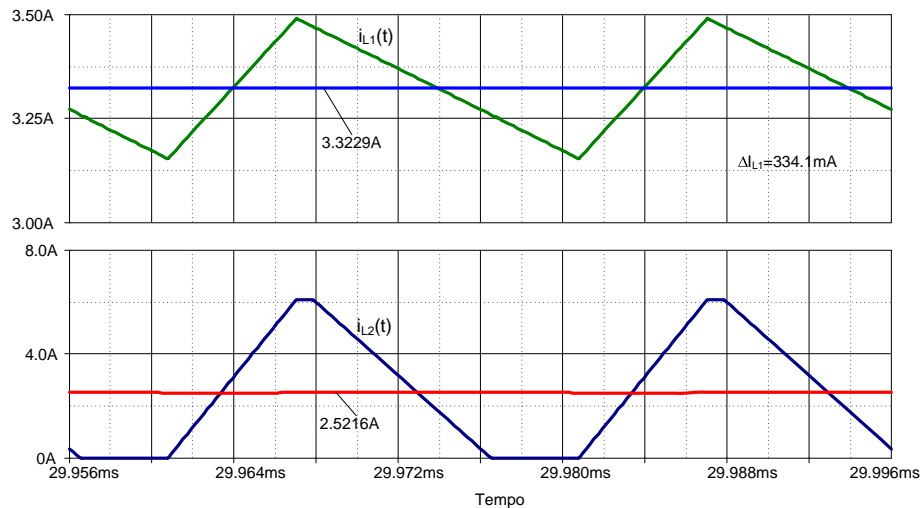


Figura 2.40 – Formas de onda de $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$ com seus respectivos valores médios.

A Figura 2.41 mostra as tensões instantâneas sobre os interruptores. Pode-se ver que elas nunca atingem V_i , que é a maior tensão do conversor *buck*.

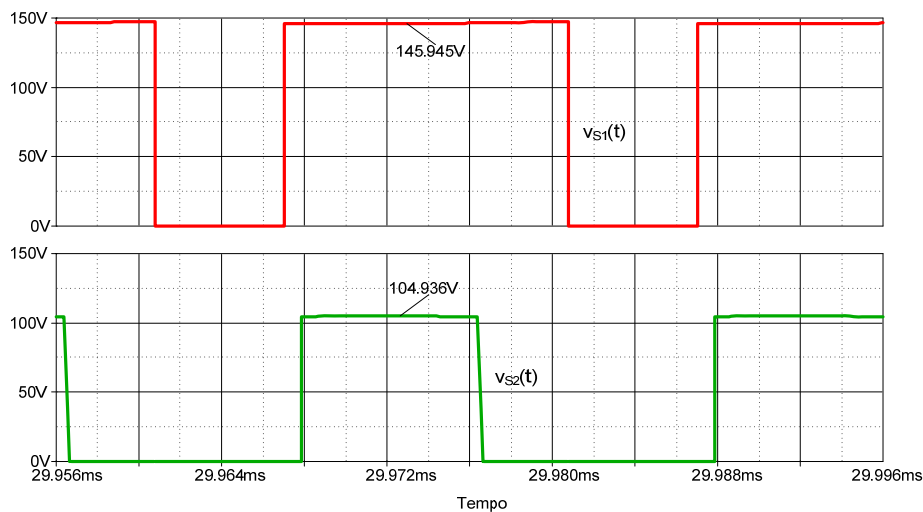


Figura 2.41 – Formas de onda das tensões sobre os interruptores.

2.6. CARACTERÍSTICA EXTERNA

A característica externa do conversor *buck* QTN, levando em conta os modos de condução considerados até este ponto, será obtida inicialmente como duas características externas parciais, correspondentes aos dois estágios de conversão – $V_{o_{int}}/V_i$ e $V_o/V_{o_{int}}$ – vistos separadamente. Posteriormente, mostrar-se-á a característica externa sob o ponto de vista do conversor como um todo, ou seja, considerando o estágio de conversão V_o/V_i .

2.6.1. Característica Externa Parcial Referente a V_{oind}/V_i

Inicialmente igualam-se os ganhos estáticos parciais em CCM e em PDCM referentes ao primeiro estágio do conversor, dados por (2.6) e (2.90), respectivamente.

$$G_{P1CCM} = G_{P1PDCM} \quad (2.106)$$

$$\frac{(1-D_2)}{1-D_2 \cdot (1-\alpha)} = \frac{\psi_1 \cdot (1-\alpha \cdot D_2)}{\psi_1 \cdot (1-\alpha \cdot D_2) + V_i \cdot (\alpha \cdot D_2)^2} \quad (2.107)$$

Isolando D_2 em (2.107), encontra-se o par de expressões da razão cíclica que levam o conversor a operar no modo de condução crítica:

$$D_{2CR} = \frac{1}{2 \cdot \alpha} \cdot \left[\alpha \cdot (1 + \psi_1) \pm \sqrt{[\alpha \cdot (1 + \psi_1)]^2 - 4 \cdot \alpha \cdot \psi_1} \right] \quad (2.108)$$

Substituindo (2.108) na expressão do ganho estático parcial 1 em CCM, dada por (2.6), encontram-se as duas expressões que definem o *ganho estático crítico* do primeiro estágio, apresentadas em (2.110):

$$G_{P1CR} = \frac{(1-D_{2CR})}{1-D_{2CR} \cdot (1-\alpha)} \quad (2.109)$$

$$G_{P1CR} = \frac{2 \cdot \alpha - \left[\alpha \cdot (1 + \psi_1) \pm \sqrt{[\alpha \cdot (1 + \psi_1)]^2 - 4 \cdot \alpha \cdot \psi_1} \right]}{2 \cdot \alpha - (1-\alpha) \cdot \left[\alpha \cdot (1 + \psi_1) \pm \sqrt{[\alpha \cdot (1 + \psi_1)]^2 - 4 \cdot \alpha \cdot \psi_1} \right]} \quad (2.110)$$

Utilizando as expressões do ganho estático parcial 1 em CCM e em PDCM ((2.6) e (2.90), respectivamente) e delimitando-as pela do ganho crítico dada por (2.110), constrói-se um conjunto de ábacos da característica externa parcial 1 (G_{P1} em função da corrente de saída parametrizada ψ_1) variando-se a razão cíclica D_2 , ilustrados na Figura 2.42. Cada gráfico representa a característica externa para um valor diferente do parâmetro α . Comparando os gráficos, nota-se que com o aumento de α o ganho estático varia com uma linearidade maior em relação a D_2 . Além disso, para um mesmo valor de D_2 , quanto maior α , maior é a corrente parametrizada que leva o conversor a operar em PDCM. Esta conclusão é intuitiva, já que o aumento de α diminui V_{oind} , tornando maior a probabilidade

de $i_{L2}(t)$ se anular (ver Figura 2.8). Outro ponto interessante é que, para um mesmo valor de α , quanto maior D_2 , menor G_{P1} . Esta característica incomum de um conversor *buck* pode ser explicada da seguinte forma: quanto mais tempo S_1 permanece conduzindo (ou seja, quanto maior α), menor é a tensão V_{oint} , pois maior é o tempo de descarga de C_{oint} em L_2 na “etapa *buck-boost*”.

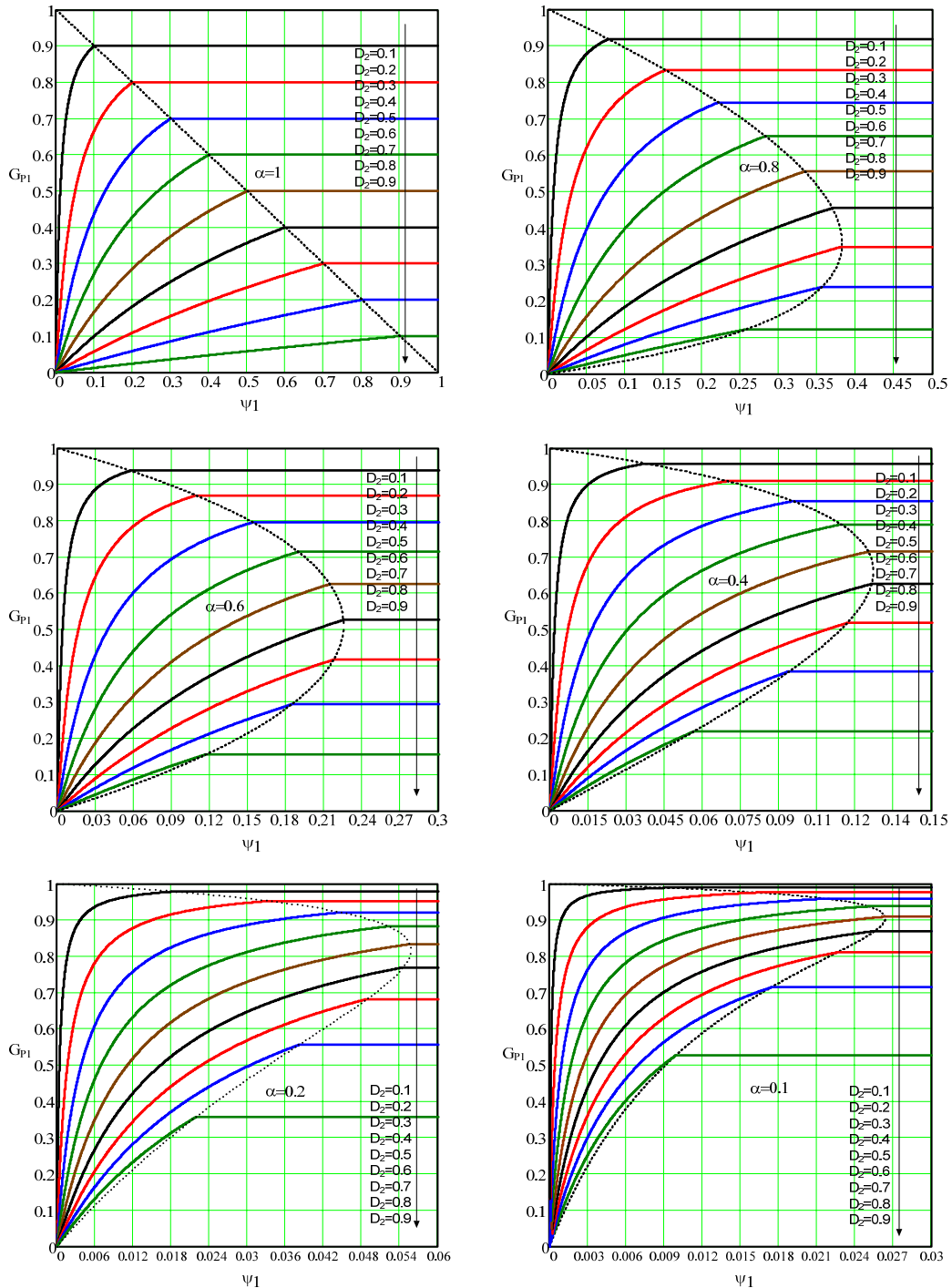


Figura 2.42 – Característica externa parcial 1 do conversor *buck* QTN ($V_{oint}/V_i \times \psi_1$).

2.6.2. Característica Externa Parcial Referente a $V_o/V_{o\text{int}}$

Definindo-se (2.111), isola-se a razão cíclica D_2 na expressão de G_{P2CCM} (2.13), obtendo-se (2.112):

$$\frac{V_o}{V_{o\text{int}}} \triangleq \delta \quad (2.111)$$

$$D_2 = \frac{1}{2\alpha} \cdot \left(\delta + 2\alpha - \sqrt{\delta^2 + 4\alpha^2} \right) \quad (2.112)$$

Isolando a corrente normalizada ψ_2 na expressão de G_{P2PDCM} (2.94), obtém-se (2.113):

$$\psi_2 = (\alpha D_2)^2 \cdot \left(\frac{1 + \delta - \alpha D_2}{(\alpha D_2)^2 - \alpha D_2 (1 + \delta) + \delta} \right) \quad (2.113)$$

Substituindo (2.112) em (2.113), encontra-se a expressão de ψ_2 que delimita os modos de condução contínua e descontínua parcial:

$$\psi_{2LMC} = \frac{\left(\delta + 2\alpha - \sqrt{\delta^2 + 4\alpha^2} \right)^2 \cdot \left(\delta - 2\alpha + 2 + \sqrt{\delta^2 + 4\alpha^2} \right)}{4\delta \cdot \left(1 - \delta - 2\alpha + \sqrt{\delta^2 + 4\alpha^2} \right) - 8\alpha + 4\sqrt{\delta^2 + 4\alpha^2} + 2 \cdot \left(\delta + 2\alpha - \sqrt{\delta^2 + 4\alpha^2} \right)^2} \quad (2.114)$$

Utilizando as expressões do ganho estático parcial 2 em CCM e em PDCM ((2.13) e (2.94), respectivamente) e delimitando-as com (2.114), constrói-se um conjunto de curvas que representam a característica externa parcial 2 (G_{P2} em função da corrente de saída normalizada ψ_2) variando-se a razão cíclica D_2 , ilustradas na Figura 2.43. Cada gráfico representa a característica externa para um valor diferente de α . Nota-se através da comparação destes gráficos que a relação $V_o/V_{o\text{int}}$ é fortemente influenciada pelo valor do parâmetro α : quanto menor α , menor o valor de G_{P2} . Sabendo que α está diretamente ligado ao tempo de condução de S_1 e que só quando este interruptor está conduzindo é que ocorre a “etapa *buck-boost*” (referente à 2ª etapa de operação) supracitada, observa-se que as curvas da Figura 2.43 estão condizentes com esta situação: quanto menor α – ou seja, quanto menos significativa é a etapa “*buck-boost*” –, mais próximas da região entre zero e

um as curvas se encontram. Pode-se notar ainda que, para um mesmo valor de ψ_2 nos menores valores de α , razões cíclicas extremas levam o conversor a operar em CCM, enquanto que valores intermediários fazem-no operar em PDCM (exemplo: comparar os modos de operação para $D_2 = 0,4, 0,7$ e $0,8$ com $\alpha = 0,2, \psi_2 = 0,07$). Esta característica também é vista na Figura 2.44.

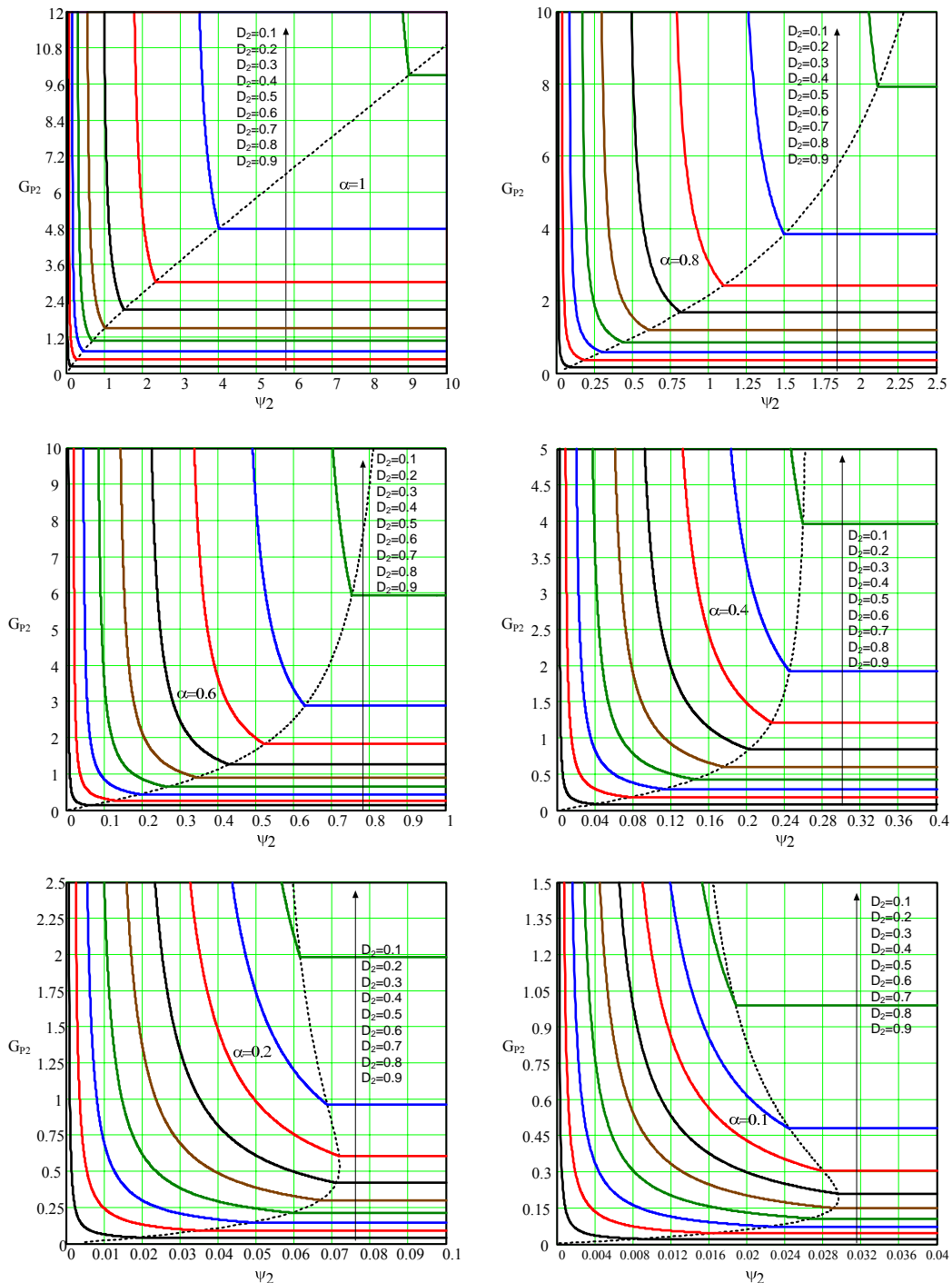


Figura 2.43 – Característica externa parcial 2 do conversor *buck* QTN ($V_o/V_{oint} \times \psi_2$).

2.6.3. Característica Externa Total

Utilizando a definição (2.111), isola-se D_2 na expressão do ganho estático total em CCM, dada por (2.14):

$$D_2 = \frac{1}{2\alpha} \cdot \left[\delta \cdot (1 - \alpha) + 2\alpha - \sqrt{\delta^2 \cdot (1 - 2\alpha) + [\alpha \cdot (2 - \delta)]^2} \right] \quad (2.115)$$

Isolando a corrente parametrizada ψ_1 na expressão de G_{TPDCM} (2.99), obtém-se (2.116):

$$\psi_1 = (\alpha \cdot D_2)^2 \cdot \frac{1 - \delta}{(\delta - \alpha \cdot D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)} \quad (2.116)$$

Substituindo (2.115) em (2.116), encontra-se a expressão de ψ_1 que delimita os modos de condução contínua e descontínua parcial:

$$\psi_{1LMC} = \frac{(1 - \delta) \cdot \left[\delta \cdot (1 - \alpha) + 2\alpha - \sqrt{\delta^2 \cdot (1 - 2\alpha) + [\alpha \cdot (2 - \delta)]^2} \right]}{\left[\delta \cdot (1 + \alpha) - 2\alpha + \sqrt{\delta^2 \cdot (1 - 2\alpha) + [\alpha \cdot (2 - \delta)]^2} \right] \cdot \left[2 - \delta \cdot (1 - \alpha) - 2\alpha + \sqrt{\delta^2 \cdot (1 - 2\alpha) + [\alpha \cdot (2 - \delta)]^2} \right]} \quad (2.117)$$

Utilizando as expressões do ganho estático total em CCM e em PDCM ((2.14) e (2.99), respectivamente) e delimitando-as com (2.117), constrói-se um conjunto de curvas que representam a característica externa total (G_T em função da corrente de saída parametrizada ψ_1) variando-se a razão cíclica D_2 , ilustradas na Figura 2.43. Cada gráfico representa a característica externa para um valor diferente de α . Observa-se que, quanto menor α , mais igualmente espaçados são os gráficos da característica externa à medida que D_2 varia, assim como nas curvas da Figura 2.42. Outra característica interessante obtida na comparação destes dois conjuntos de gráficos é que G_{PI} aumenta e que G_T diminui com o decréscimo do valor de α .

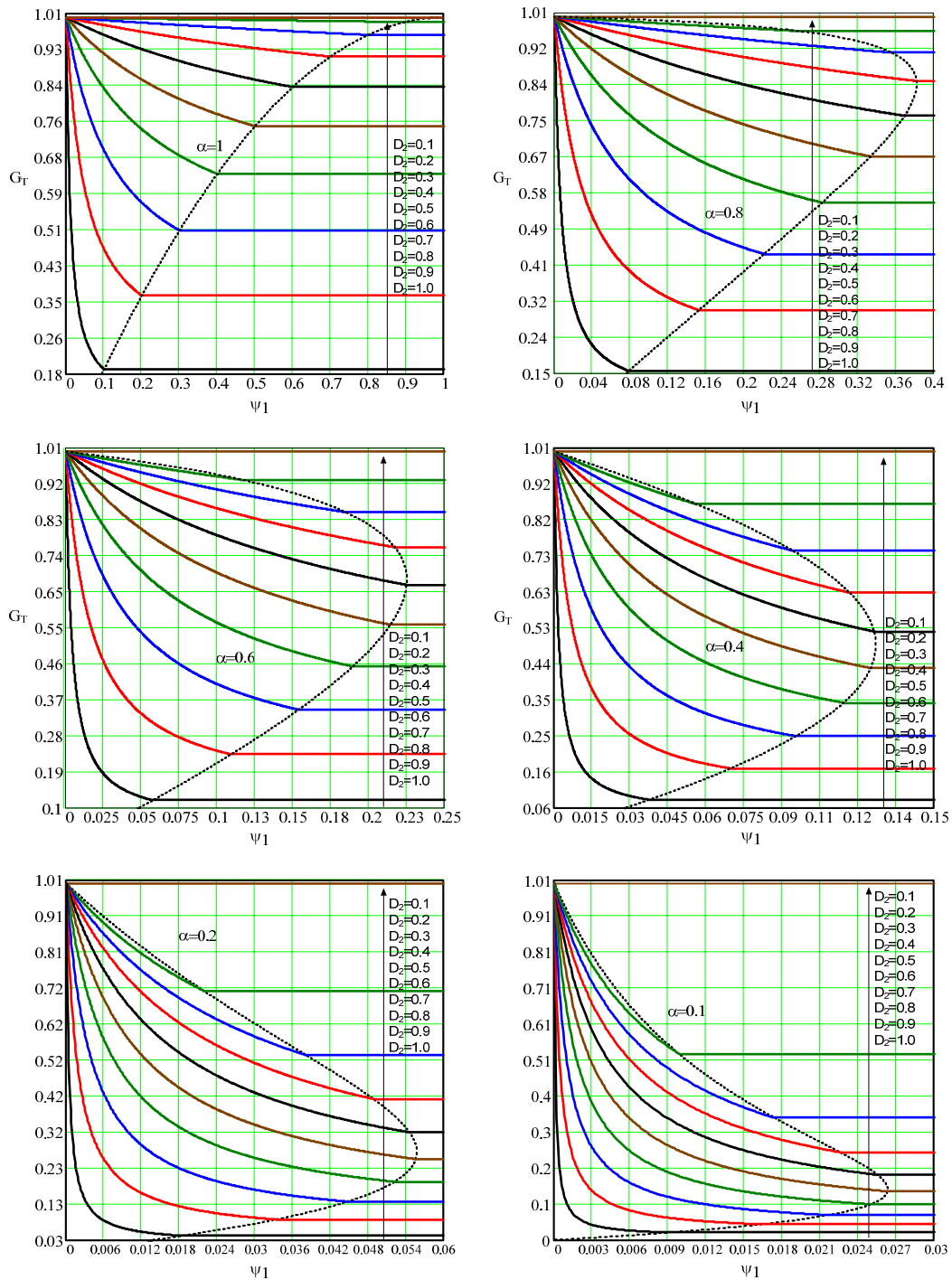


Figura 2.44 – Característica externa total do conversor *buck* QTN ($V_o/V_i \times \psi_1$).

Traçaram-se as curvas de característica externa total para três valores de D_2 e $\alpha = 0,6$ baseadas em duas situações de simulação – com interruptores ativos ideais e com MOSFETs – e compararam-se com a curva teórica da Figura 2.44, a fim de se observar a validade das expressões (2.14) e (2.99). O resultado está mostrado na Figura 2.45, onde se pode ver que as curvas teórica e de simulação ideal coincidem perfeitamente; já a de

simulação com MOSFET apresenta uma leve discrepância em relação às outras duas, causada pelas não-idealidades do componente, como resistência de condução e capacitância parasita.

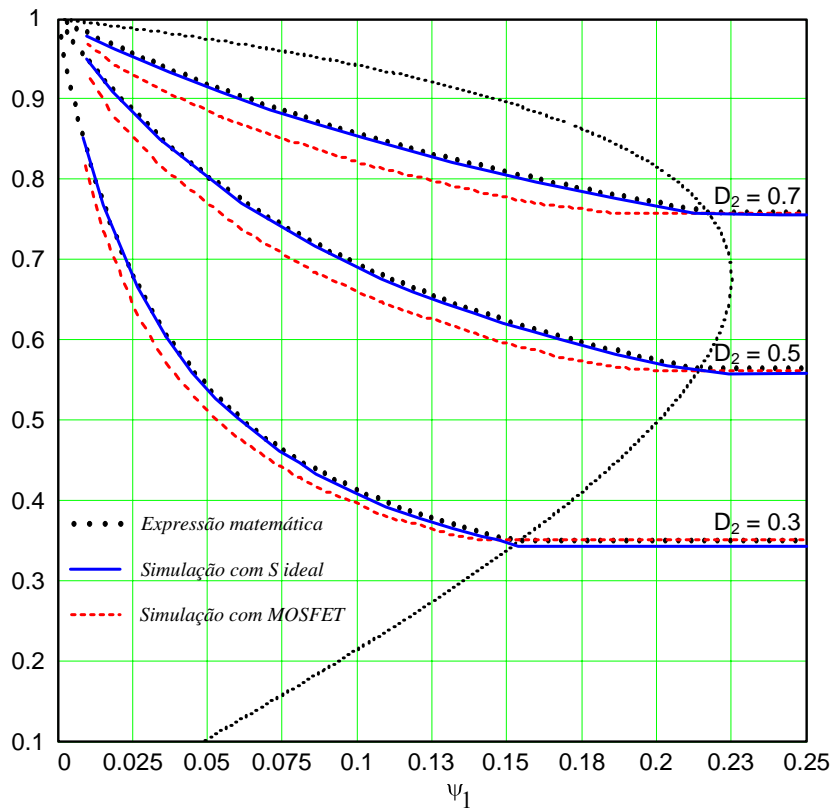


Figura 2.45 – Comparação entre as curvas da característica externa total do conversor *buck* QTN obtidas pela expressão e por simulação.

2.7. ESFORÇOS DE TENSÃO EM S_1 E S_2

Uma das grandes vantagens desta família de conversores é a de diminuir a tensão máxima sobre os interruptores em relação aos clássicos de um único interruptor. Observando o gráfico da tensão sobre S_1 e S_2 na Figura 2.7 para o conversor operando em CCM, podem-se extrair as expressões dos valores máximos de V_{S1} e V_{S2} em função de α e D_2 . Essas expressões estão apresentadas em (2.119) e (2.121) e estão normalizadas em relação à máxima tensão do conversor *buck* clássico, ou seja, V_i .

$$V_{S1} = V_{o\text{int}} \Rightarrow V_{S1} = V_i \cdot \frac{(1 - D_2)}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \quad (2.118)$$

$$\overline{V_{S1}} = \frac{V_{S1}}{V_i} \Rightarrow \overline{V_{S1}} = \frac{(1-D_2)}{1-D_2 \cdot (1-\alpha)} \quad (2.119)$$

$$V_{S2} = V_i - V_{o\text{int}} \Rightarrow V_{S2} = V_i \cdot \left[1 - \frac{(1-D_2)}{1-D_2 \cdot (1-\alpha)} \right] \quad (2.120)$$

$$\overline{V_{S2}} = \frac{V_{S2}}{V_i} = 1 - \frac{(1-D_2)}{1-D_2 \cdot (1-\alpha)} \Rightarrow \overline{V_{S2}} = \frac{\alpha \cdot D_2}{1-D_2 \cdot (1-\alpha)} \quad (2.121)$$

O comportamento das tensões sobre S_1 e S_2 em função de α e D_2 podem ser visualizados na Figura 2.46. Pode-se notar que elas só chegam a V_i quando $D_2 = 0$ (para S_1) e quando $D_2 = 1$ (para S_2), valores não utilizados na prática. Também se pode notar que para um mesmo valor de α , as curvas de V_{S1} e V_{S2} sempre se cruzam quando $\overline{V_{S1}} = \overline{V_{S2}} = 0,5$, o que é evidente, visto que quando D_2 está conduzindo $V_{S1} + V_{S2} = V_i$. Entretanto, elas se cruzam em valores diferentes de D_2 para valores diferentes de α (quanto maior α , mais próximo de $D_2 = 0,5$ ocorre o cruzamento).

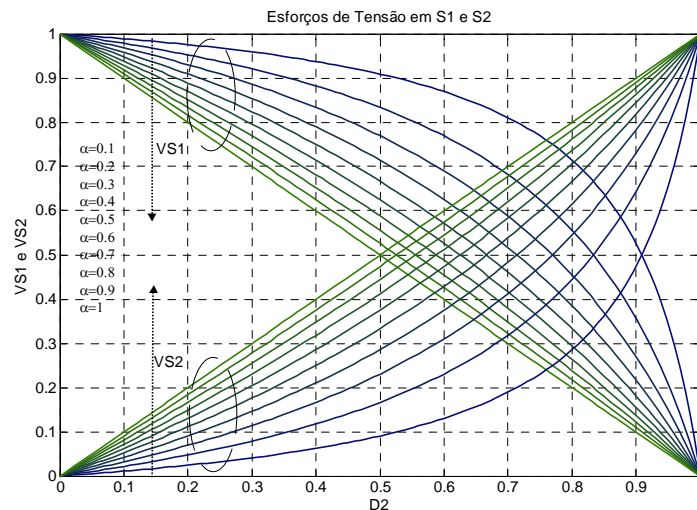


Figura 2.46 – Esforços de tensão em S_1 e S_2 .

É interessante notar o comportamento dos esforços de tensão nos interruptores em relação ao ganho estático total do conversor. Como na quarta etapa de operação a tensão sobre o braço S_1 - S_2 é igual à tensão de entrada, tratar-se-á apenas de V_{S2} , visto que $V_{S1} = V_i - V_{S2}$.

Considerando $\alpha = 1$, as expressões do ganho estático total e da tensão normalizada em S_2 ((2.14) e (2.121), respectivamente) são descritas pelas expressões (2.122) e (2.123), respectivamente. As mesmas expressões para o conversor *buck* de três níveis [3] também estão apresentadas em (2.124) e (2.125) com o fim de comparar os dois conversores no que diz respeito à tensão sobre S_2 .

$$\lim_{\alpha \rightarrow 1} G_{TCCM} = D_2 \cdot (2 - D_2) = 2 \cdot D_2 - D_2^2 \quad (2.122)$$

$$\lim_{\alpha \rightarrow 1} \overline{V_{S_2}} = D_2 \quad (2.123)$$

$$\lim_{\alpha \rightarrow 1} G_{CCM_3N} = D_2 \quad (2.124)$$

$$\lim_{\alpha \rightarrow 1} \overline{V_{S_2_3N}} = D_2 \quad (2.125)$$

A Figura 2.47 mostra o comportamento da tensão sobre S_2 em função do ganho estático para ambos os conversores. Observa-se o comportamento quadrático da tensão em S_2 no conversor QTN em detrimento do de três níveis, que é linear. Essa característica é altamente desejável quando o ganho estático está próximo da unidade. Nota-se, por exemplo, que para um ganho de 0,9, $\overline{V_{S_2_3N}} = 0,9$, enquanto $\overline{V_{S_2}} \cong 0,68$. Assim, para um mesmo ganho, o esforço de tensão em S_2 (e em S_1) é sempre inferior ao esforço do mesmo interruptor no conversor apresentado em [3]. Nota-se que o máximo ganho estático para que as tensões nos interruptores sejam iguais ($\overline{V_{S_1}} = \overline{V_{S_2}} = 0,5$) é de 0,75, enquanto no conversor TN ele é de 0,5.

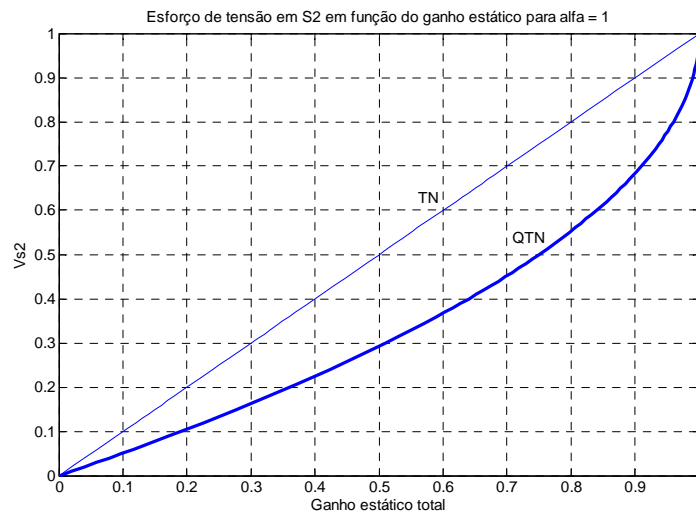


Figura 2.47 – Relação entre $\overline{V_{S_2}}$ e o ganho estático do conversor *buck* TN e QTN.

2.8. CÁLCULO DE C_{OINT}

O capacitor intermediário não possui a mesma função de C_o , que é de filtrar a tensão de saída. Em vez disso, C_{oint} interliga os dois estágios do conversor *buck* quadrático, sendo responsável pela carga do indutor L_2 na segunda etapa de operação. Apesar de não ser um capacitor de filtragem, é altamente desejável saber a ondulação de tensão que determinado valor de capacitância vai produzir, ou então poder calcular este valor em função de uma ondulação especificada. A seguir é feito o cálculo desta capacitância.

Apesar de o procedimento de cálculo não ser trivial, já que a corrente do capacitor não é simplesmente a parcela alternada em torno do valor médio de determinada corrente, pode-se observar nas descrições das etapas de operação explicadas anteriormente que o capacitor é descarregado apenas em uma etapa (na 2ª) e carregado nas demais na maioria dos casos, como pode ser visto na Figura 2.48. Com esta observação, conclui-se que na 2ª etapa a tensão em C_{oint} excursiona do valor máximo para o mínimo. Assim, ΔV_{oint} pode ser calculada a partir da corrente em C_{oint} na etapa em questão, conforme mostram as equações a seguir.

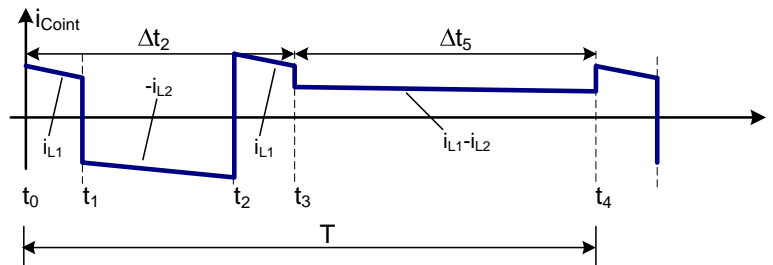


Figura 2.48 – Corrente do capacitor C_{oint} em CCM.

$$i_{C_{oint}}(t)|_{2^a \text{ etapa}} = -i_{L_2}(t)|_{2^a \text{ etapa}} \quad (2.126)$$

$$i_{L_2}(t) = \frac{1}{L_2} \cdot \left[\int_0^t v_{L_2}(t) \cdot dt \right] + I_{L_{2m}} \Rightarrow i_{L_2}(t) = \frac{V_{oint}}{L_2} \cdot t + I_{L_{2m}} \quad (2.127)$$

Pode-se ignorar o sinal negativo na equação (2.126), já que o objetivo é o cálculo apenas da ondulação de tensão. Utilizando a definição dada por (2.128), calcula-se ΔV_{oint} :

$$v_{o\text{int}}(t_2) = \frac{1}{C_{o\text{int}}} \cdot \int_{t_1}^{t_2} i_{C_{o\text{int}}}(t) \cdot dt + v_{o\text{int}}(t_1) \quad (2.128)$$

$$\Delta V_{o\text{int}} = \frac{1}{C_{o\text{int}}} \cdot \int_0^{\Delta t_1} \left[\frac{V_{o\text{int}}}{L_2} \cdot t + I_{L2m} \right] \cdot dt \quad (2.129)$$

$$\Delta V_{o\text{int}} = \frac{1}{C_{o\text{int}}} \cdot \left[I_{L2m} \cdot \frac{\alpha \cdot D_2}{f} + \frac{V_{o\text{int}}}{2 \cdot L_2} \cdot \frac{(\alpha \cdot D_2)^2}{f^2} \right] \quad (2.130)$$

Isolando $C_{o\text{int}}$ em (2.130), encontra-se a expressão que permite calcular o valor da capacitância em função de uma ondulação especificada. Pode-se ainda substituir (2.48) em (2.131), resultando em (2.132):

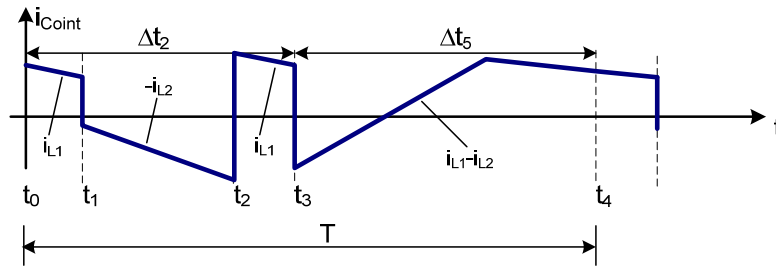
$$C_{o\text{int}} = \frac{1}{\Delta V_{o\text{int}}} \cdot \left[I_{L2m} \cdot \frac{\alpha \cdot D_2}{f} + \frac{V_{o\text{int}}}{2 \cdot L_2} \cdot \frac{(\alpha \cdot D_2)^2}{f^2} \right] \quad (2.131)$$

$$C_{o\text{int}} = \frac{1}{\Delta V_{o\text{int}}} \cdot \left[\left(I_o \cdot \frac{(1 - \alpha \cdot D_2)}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} - \frac{V_o}{2 \cdot L_2 \cdot f} \cdot \left(\frac{1 - D_2}{2 - D_2} \right) \right) \cdot \frac{\alpha \cdot D_2}{f} + \frac{V_{o\text{int}}}{2 \cdot L_2} \cdot \frac{(\alpha \cdot D_2)^2}{f^2} \right] \quad (2.132)$$

Em CrCM e PDCM a parcela de I_{L2m} é nula, reduzindo a expressão (2.132) à (2.133):

$$C_{o\text{int}} = \frac{1}{\Delta V_{o\text{int}}} \cdot \left[\frac{V_{o\text{int}}}{2 \cdot L_2} \cdot \frac{(\alpha \cdot D_2)^2}{f^2} \right] \quad (2.133)$$

Em CrCM e em PDCM a corrente em $C_{o\text{int}}$ pode ser negativa em uma parte da 4ª etapa, como se pode ver na Figura 2.49, visto que geralmente $i_{L2}(t) > i_{L1}(t)$ em uma parcela de tempo quando a corrente em L_2 é descontínua. Dessa forma, calcula-se a ondulação de $V_{o\text{int}}$ devida a esta parcela de tempo, de acordo com as equações seguintes.


Figura 2.49 – Corrente em C_{oint} em CrCM e PDCM.

Calculando a equação da reta $i_{L1}(t) - i_{L2}(t)$ e isolando t , encontra-se o tempo a partir de t_3 em que a corrente em C_{oint} se anula e passa a ser positiva; a expressão é a (2.135):

$$\frac{(V_{oint} - V_i)}{L_1} \cdot t - \frac{(V_o - V_{oint})}{L_2} \cdot t + I_{Llm} = 0 \quad (2.134)$$

$$\Delta t_z = \frac{I_{Llm} \cdot L_1 \cdot L_2}{L_1 \cdot (V_o - V_{oint}) - L_2 \cdot (V_{oint} - V_i)} \quad (2.135)$$

Substituindo (2.135) no intervalo de integração da expressão da tensão no capacitor, definindo D_z e isolando C_{oint} , encontra-se a expressão (2.138), que descreve a capacitância em função de uma ondulação pré-especificada.

$$D_z = \frac{L_1 \cdot L_2 \cdot f}{L_1 \cdot (V_o - V_{oint}) - L_2 \cdot (V_{oint} - V_i)} \quad (2.136)$$

$$\Delta V_{oint} = \frac{1}{C_{oint}} \cdot \int_0^{\Delta t_z} \frac{V_{oint}}{L_2} \cdot t \cdot dt \Rightarrow \Delta V_{oint} = \frac{V_{oint}}{2 \cdot L_2 \cdot C_{oint} \cdot f^2} \cdot (I_{Llm} \cdot D_z)^2 \quad (2.137)$$

$$C_{oint} = \frac{V_{oint}}{2 \cdot L_2 \cdot \Delta V_{oint} \cdot f^2} \cdot \left[D_z \cdot \left(I_{L1} - \frac{V_i \cdot \alpha \cdot D_2}{2 \cdot L_1 \cdot f} \right) \right]^2 \quad (2.138)$$

Uma observação importante é que não se sabe de antemão qual das duas parcelas de corrente negativa é responsável pelo maior valor de ΔV_{oint} (ou seja, não se sabe qual das duas expressões, (2.133) ou (2.138), representa um valor maior de capacitância). Assim, em CrCM e em PDCM a ondulação de tensão deve ser calculada pelas duas expressões para saber qual delas realmente define a máxima ondulação.

2.9. FILTRAGEM DA TENSÃO DE SAÍDA (V_o)

Geralmente deseja-se ter uma tensão contínua, livre de harmônicas significativas, na saída do conversor *buck*. Para isto utiliza-se um filtro passa-baixa, constituído de um indutor (o próprio indutor do conversor *buck*) e de um capacitor. O procedimento para o cálculo da capacitância C_o é o mesmo que o encontrado em [2]. A Figura 2.50 ilustra o conversor *buck* com a fonte V_o substituída pelo capacitor de filtragem C_o em paralelo com a carga R_o .

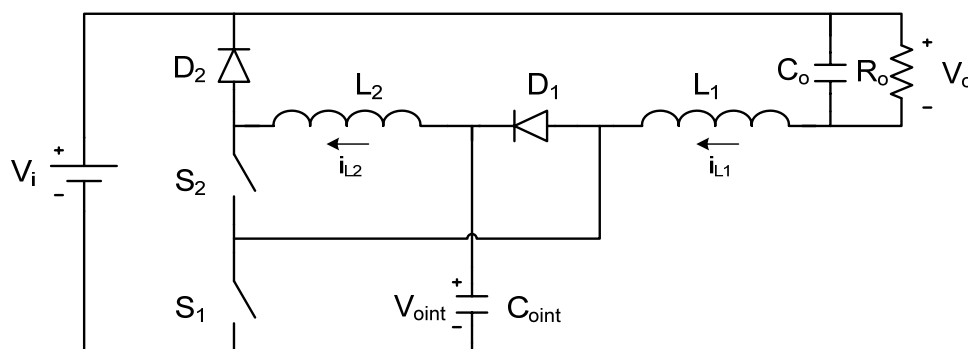


Figura 2.50 – Conversor *buck* QTN com capacitor de filtragem na saída.

Para o cálculo de C_o admite-se que toda a ondulação de corrente de L_1 passa pelo capacitor de saída. Assim, pode-se usar a representação de uma fonte de corrente de valor $i_{L1}(t)$ em paralelo com o capacitor e com o resistor, de acordo com a Figura 2.51.

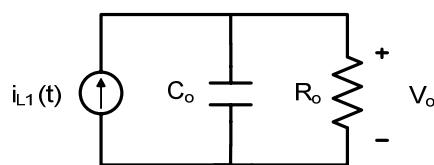


Figura 2.51 – Representação do circuito $L_1C_oR_o$.

Sabendo que idealmente a corrente média em regime permanente é nula no capacitor em um período de operação, podem-se definir as equações (2.139) e (2.140):

$$i_{C_o}(t) = \Delta i_{L1}(t) \quad (2.139)$$

$$i_{R_o}(t) = I_{L1} \quad (2.140)$$

Decompondo-se a corrente do capacitor em série de Fourier e levando em conta apenas a componente fundamental, obtém-se (2.141) (a amplitude de $i_{C_o}(t)$ é metade da ondulação de corrente em L_1):

$$i_{C_o}(t) = \frac{4 \cdot \Delta i_{L_1}}{\pi^2} \cdot \cos(\omega t) \quad (2.141)$$

A tensão no capacitor é dada por (2.142). Assim, a amplitude da componente alternada da tensão sobre C_o é expressa por (2.143):

$$v_o(t) = i_{C_o}(t) \cdot j \cdot X_{C_o} = \frac{i_{C_o}(t)}{j \cdot \omega \cdot C_o} \Rightarrow v_o(t) = \frac{4 \cdot \Delta i_{L_1}}{2 \cdot \pi^2 \cdot f \cdot C_o} \cdot \cos(\omega t - \pi/2) \quad (2.142)$$

$$\frac{\Delta V_o}{2} = \frac{2 \cdot \Delta i_{L_1}}{\pi^2 \cdot f \cdot C_o} \quad (2.143)$$

Substituindo a expressão da ondulação de corrente em L_1 dada por (2.23), substituindo V_i pela relação entre V_o e o ganho estático e isolando C_o , encontra-se a equação que permite calcular o valor da capacitância em função da ondulação de tensão de saída desejada e dos parâmetros L_1, f, V_o, α e D_2 :

$$C_o = \frac{4}{\pi^3} \cdot \frac{V_o}{f^2 \cdot L_1 \cdot \Delta V_o} \cdot \frac{1 - D_2 \cdot [1 + \alpha \cdot (1 - D_2)]}{2 - D_2} \quad (2.144)$$

2.10. SIMULAÇÃO DO CIRCUITO REAL

O conversor *buck* QTN foi simulado em CCM considerando várias não-idealidades, como componentes reais (interruptores, diodos, capacitores com R_{SE} , etc.), indutâncias parasitas dos cabos e das trilhas (consideradas de 10nH) e grampeadores para limitar picos de tensão nos interruptores. As especificações de simulação estão mostradas na Tabela 2.4, e o circuito utilizado na simulação pode ser visto na Figura 2.52.

Tabela 2.4 – Especificações de simulação para modelo real do conversor *buck* QTN operando em CCM.

Grandeza	Valor
V_i	250V
V_o	150V
P_o	500W
f	50kHz
α	0,8
ΔI_{L1}	10%
ΔI_{L2}	10%
ΔV_o	1%
ΔV_{oint}	1%

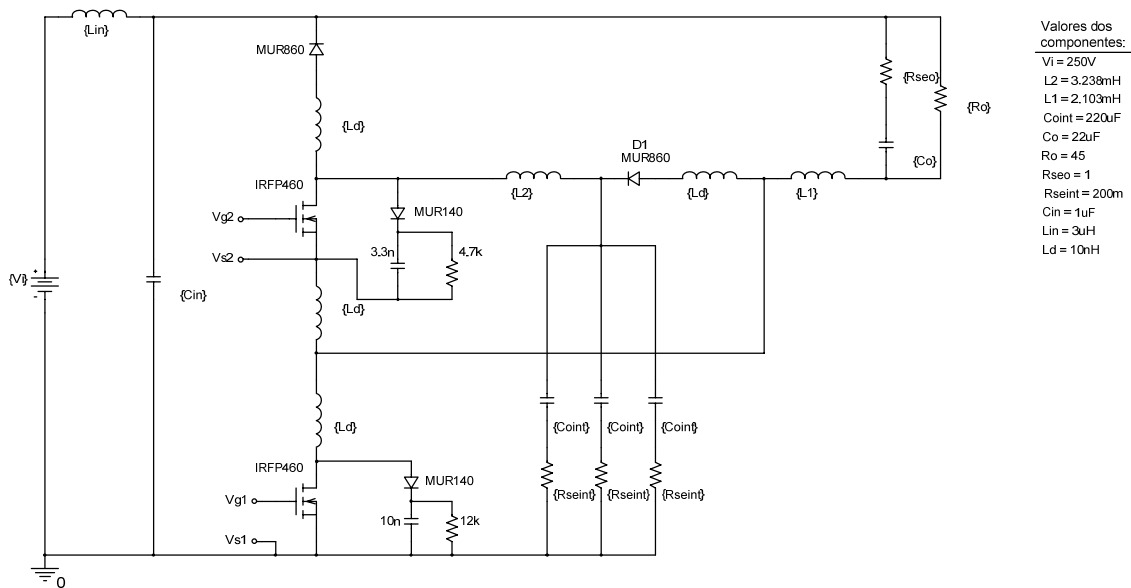


Figura 2.52 – Modelo real do conversor *buck* QTN utilizado na simulação.

A Figura 2.53 ilustra os pulsos de comando dos interruptores.

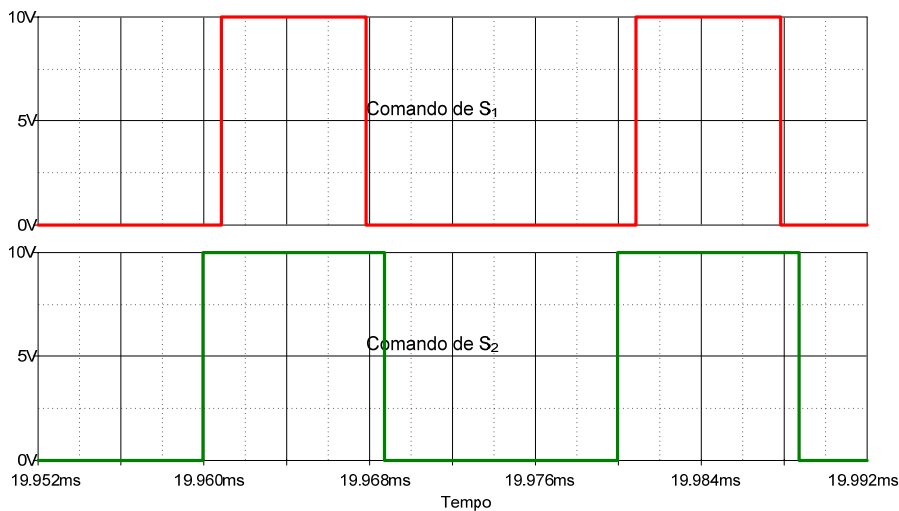


Figura 2.53 – Pulsos de comando de S_1 e S_2 .

As formas de onda de $v_o(t)$ e $v_{oin}(t)$ estão ilustradas na Figura 2.54. Nota-se que os valores das ondulações estão abaixo dos especificados, devido ao fato de os fatores de R_{SE} e corrente eficaz terem sobrepujado a especificação de ondulação nos cálculos de C_o e C_{oint} .

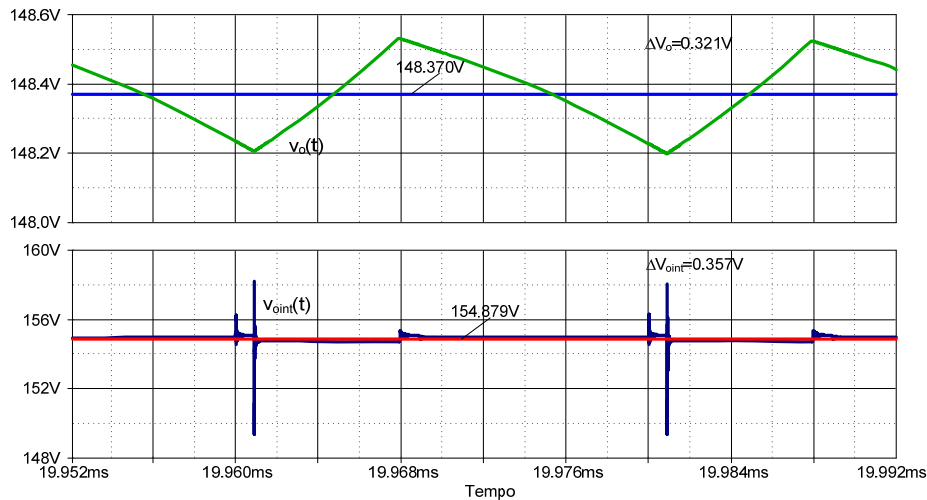


Figura 2.54 – Formas de onda de $v_o(t)$ e $v_{oin}(t)$ com seus respectivos valores médios.

A Figura 2.55 mostra as formas de onda das correntes nos indutores e seus respectivos valores médios. As ondulações absolutas também estão indicadas.

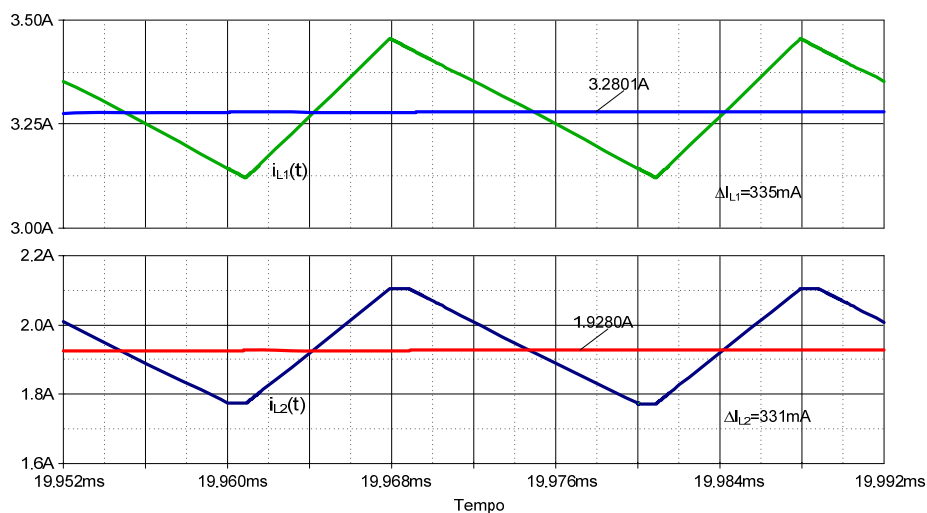


Figura 2.55 – Formas de onda de $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$ com seus respectivos valores médios.

A Figura 2.56 mostra as tensões em S_1 e S_2 . Observam-se pequenas sobretensões (já limitadas pelos grameadores) decorrentes da comutação dos interruptores na presença de indutâncias parasitas.

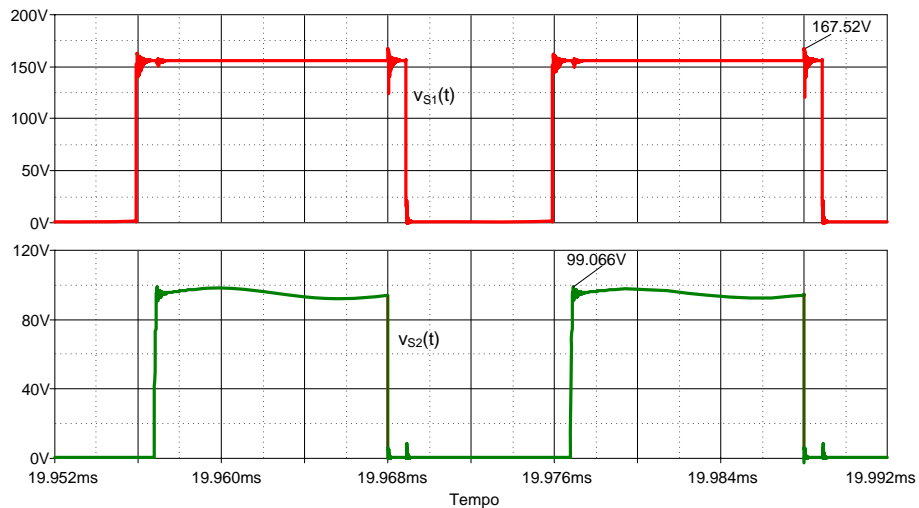


Figura 2.56 – Formas de onda das tensões sobre os interruptores.

2.11. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O conversor *buck* QTN foi montado e testado em condução contínua a fim de validar os conceitos e as expressões explorados e apresentados no decorrer deste capítulo. As especificações são exatamente as mesmas utilizadas na simulação da seção 2.10 e podem ser vistas na Tabela 2.4. O esquemático completo do circuito montado está ilustrado na Figura 2.57, incluindo o estágio de potência – que é basicamente o mesmo apresentado na Figura 2.50 – e de comando. A lista completa de componentes pode ser vista no Apêndice C. Foram feitas aquisições das principais formas de onda, as quais estão ilustradas nas figuras seguintes.

A Figura 2.58 mostra os pulsos de comando de S_1 e S_2 . O valor de α especificado foi suficientemente baixo a fim de propiciar uma comutação segura de ambos os interruptores, como será confirmado adiante, sem o risco de entrarem em condução ou serem bloqueados juntos.

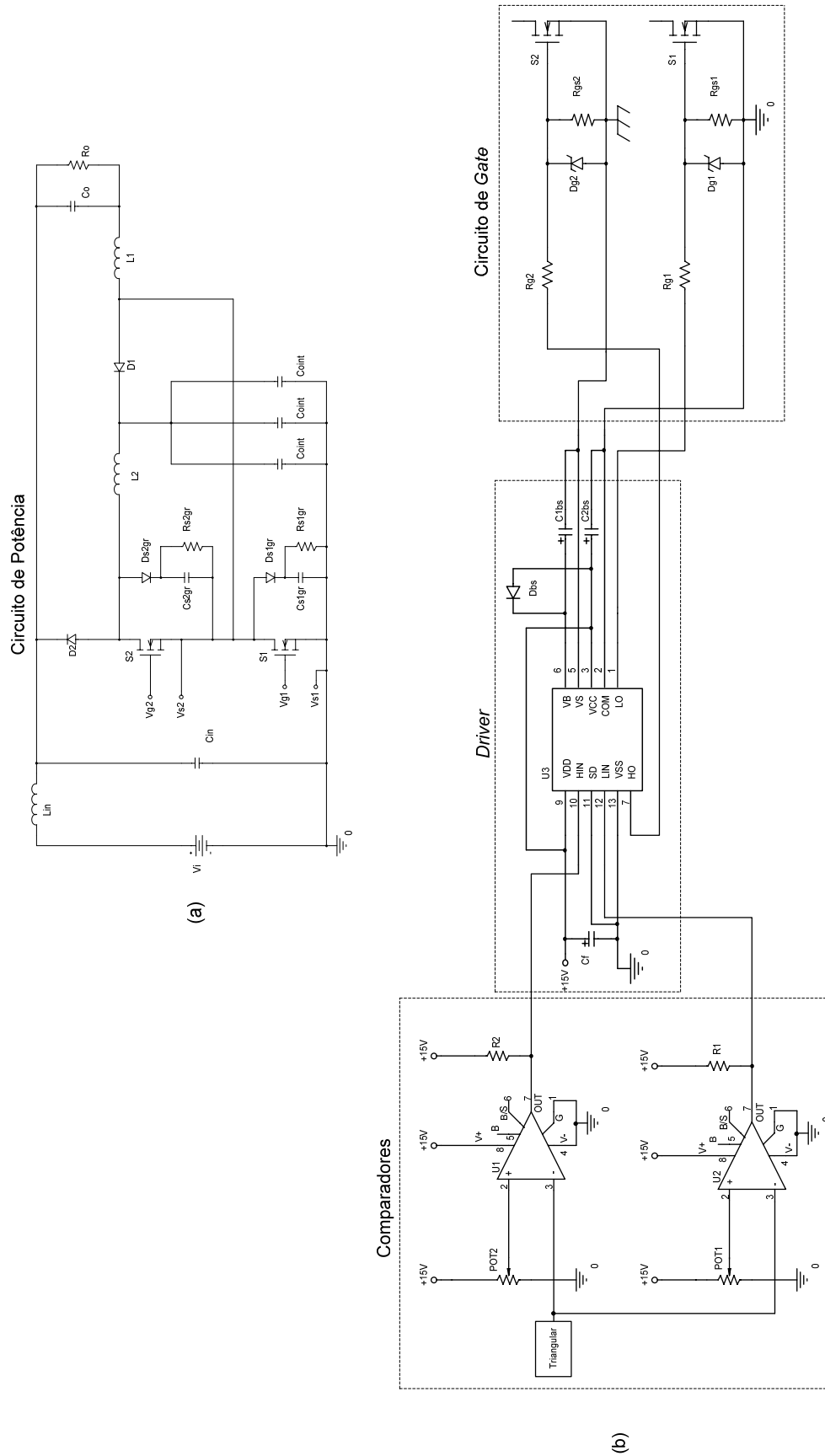


Figura 2.57 – Esquemático completo do conversor buck QTN implementado em laboratório: (a) Circuito de potência; (b) Circuito de comando.

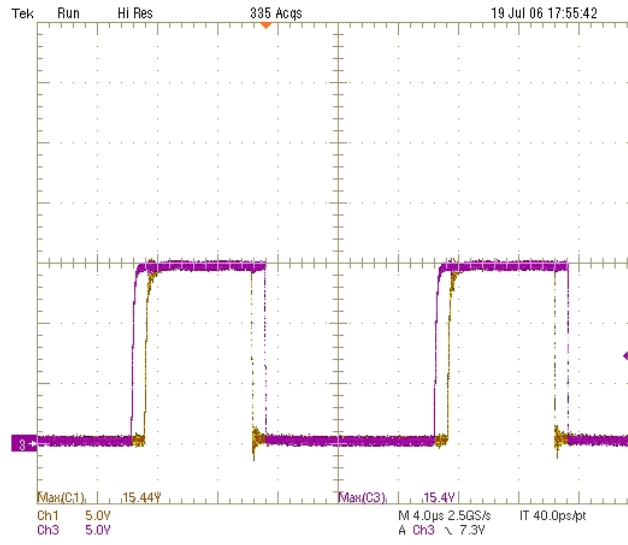


Figura 2.58 – Pulsos de comando de S_1 e S_2 .

A Figura 2.59 mostra as tensões $v_i(t)$, $v_{oint}(t)$ e $v_o(t)$. Notam-se os valores médios de 249,8V, 152,7V e 149,1V, bem próximos aos teóricos (V_{oint} e V_o).

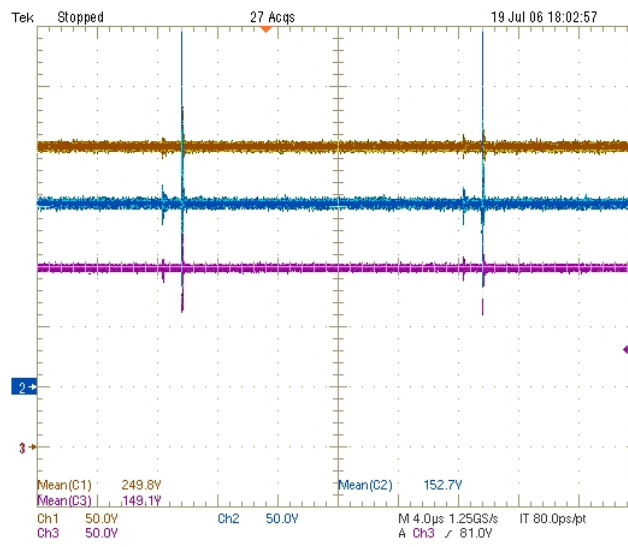
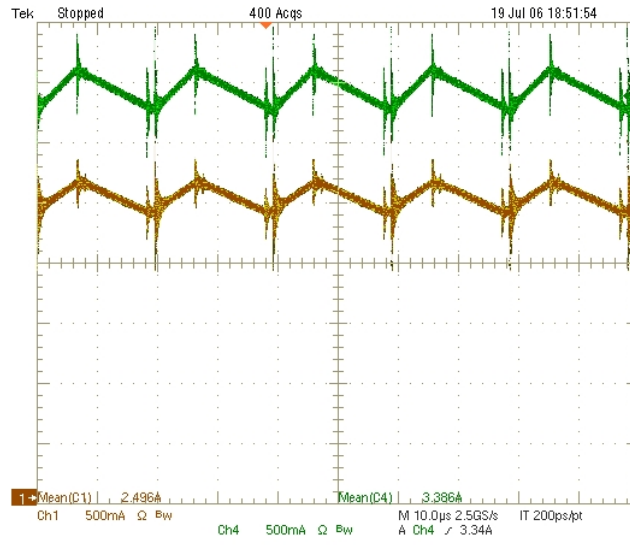
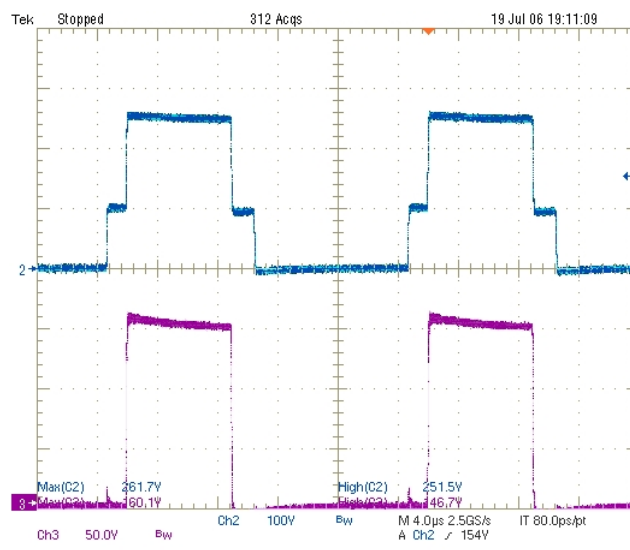


Figura 2.59 – Tensões $v_i(t)$, $v_{oint}(t)$ e $v_o(t)$.

As formas de onda das correntes nos indutores podem ser vistas na Figura 2.60.


Figura 2.60 – Correntes nos indutores.

A Figura 2.61 ilustra as formas de onda das tensões reversas sobre os diodos D_1 e D_2 . Podem-se notar bem as quatro etapas de operação do conversor observando a tensão sobre D_2 .


Figura 2.61 – Tensões reversas sobre D_1 e D_2 .

A Figura 2.62 mostra as tensões sobre S_1 e S_2 e a corrente de saída. Pode-se ver que em nenhum instante as tensões sobre os interruptores atingem V_i , confirmando a vantagem de dividir a tensão entre ambos. Assim como o previsto na descrição das etapas de operação e visualizado nos resultados de simulação, a tensão máxima sobre S_1 é igual a $V_{o\text{int}}$, e sobre S_2 , $V_i - V_{o\text{int}}$. Nota-se também que as sobretensões são baixas e aceitáveis, não comprometendo os interruptores.

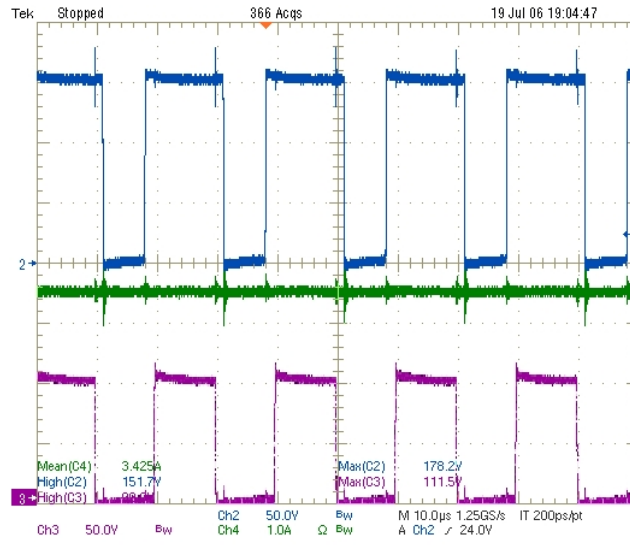


Figura 2.62 – Tensões sobre S_1 e S_2 e corrente de saída.

Foi traçada uma curva de tendência de rendimento *versus* potência de saída do conversor, que pode ser vista na Figura 2.63. Os pontos de medição estão mostrados, e a curva de tendência foi obtida por interpolação. Pode-se ver que o rendimento da estrutura mantém-se numa faixa boa, entre 94% e 96%, a partir de 80% de potência de saída.

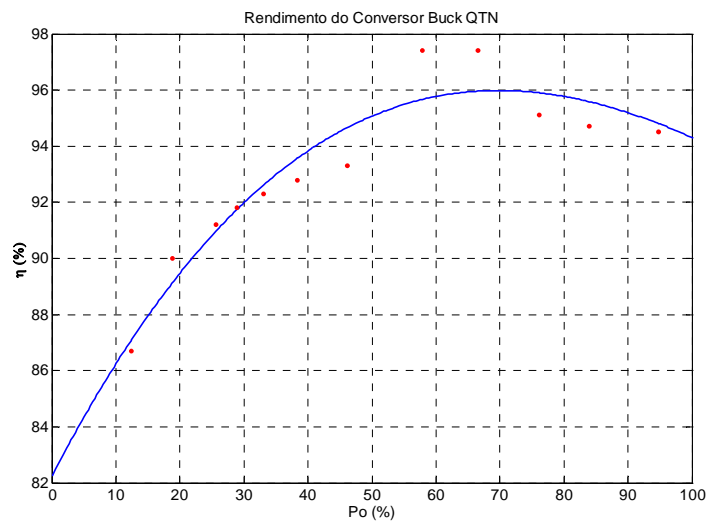


Figura 2.63 – Curva de rendimento do conversor *buck*.

A Figura 2.64 mostra a foto do protótipo do conversor *buck* QTN montado em laboratório.

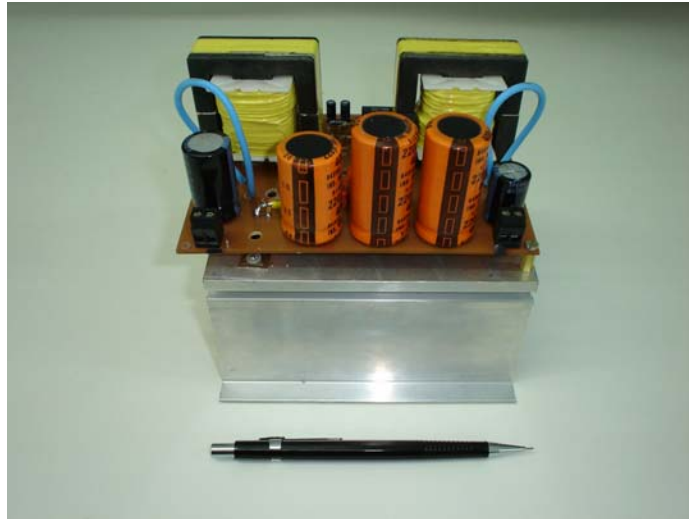


Figura 2.64 – Foto do conversor *buck* QTN montado em laboratório.

2.12. CONCLUSÃO

A partir da célula de comutação e da estratégia de modulação propostas no Capítulo 1, originou-se o conversor *buck* QTN estudado neste capítulo. Após analisado sob os principais aspectos de interesse, chega-se à conclusão que há basicamente três modos de condução considerando corrente em L_1 não-nula: contínua (CCM), crítica (CrCM) e descontínua parcial (PDCM). A descontinuidade em L_1 foi brevemente comentada e não é recomendada, visto que em TDCM ela se torna negativa, o que não é desejável em cargas com característica de fonte de corrente.

O conversor foi apresentado com duas principais vantagens: ganho estático proporcional ao quadrado da razão cíclica D_2 e níveis de tensão sobre os interruptores sempre inferiores à máxima tensão do conversor, ou seja, V_i . Comprovou-se, tanto nos resultados teóricos quanto nos experimentais, que ambas essas vantagens existem:

- O ganho estático em CCM foi de 0,6 para $D_2 = 0,438$ e $D_1 = 0,35$, enquanto no conversor *buck* clássico a razão cíclica seria igual a 0,6. Para tensões de saída maiores, D aumentaria de forma diretamente proporcional a G_E , o que dificultaria para valores altos de V_o ;
- Os níveis de tensão sobre os interruptores mantiveram-se como o esperado, sempre abaixo de V_i . Este fato torna este conversor atraente à medida que V_i aumenta e não se encontram MOSFETs para tais tensões.

Um ponto interessante é o fato de a célula de comutação mostrada na Figura 1.5 possuir uma etapa de acumulação de energia num indutor. Aplicada ao conversor *buck*, que originalmente não possui esta etapa, ela faz com que o ganho estático parcial referente ao segundo estágio de conversão seja similar ao de um conversor *buck-boost*, podendo ir de zero a infinito, mantendo, porém, o ganho estático total dentro dos limites de um conversor *buck* não-isolado, ou seja, entre 0 e 1. Como pôde ser visto, este fenômeno não compromete em nada o bom funcionamento do conversor.

Outra característica importante é que nesta família de conversores há a presença do parâmetro α , que fornece um grau de liberdade a mais em relação aos clássicos, tornando possível um grande número de combinações D_1 - D_2 para as mesmas especificações de entrada e saída.

Por fim, vale salientar que ele só é atrativo quando se deseja uma tensão de saída próxima à da entrada e/ou quando a tensão de entrada possui valores elevados de tensão, para os quais se encontrariam apenas IGBTs (os quais deseja-se evitar para essas aplicações). Este comentário é de certa forma intuitivo, visto que este conversor possui um indutor, um capacitor, um diodo e um interruptor controlado a mais que o *buck* clássico.

CAPÍTULO 3

CONVERSOR *BOOST* QUADRÁTICO DE TRÊS NÍVEIS

3.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo será apresentado um conversor elevador do tipo *boost* cujo ganho estático em CCM varia com o quadrado da razão cíclica de S_2 e modulado de forma que os níveis de tensão sobre cada um dos dois interruptores nunca atinjam a maior das tensões envolvidas na conversão, ou seja, V_o . Tendo em vista que um dos objetivos deste trabalho é a aplicação de conversores elevadores em células a combustível (H_2), as simulações e os parâmetros para o projeto do protótipo considerarão as especificações da CaC, conforme será visto no decorrer do trabalho. A célula a combustível que será utilizada como fonte de entrada do conversor é a *NexaTM*, da *Ballard*, que possui potência nominal de 1200W e tensão variável entre 22V e 50V, conforme o percentual de carga.

Inicialmente, serão apresentadas a topologia do conversor e suas etapas de operação em CCM, além das principais formas de onda e seu equacionamento. Em seguida, serão abordados os modos de condução crítica e descontínua parcial (CrCM e PDCM, respectivamente), com suas respectivas análises. Em cada modo de condução serão mostrados resultados de simulação para comprovar o equacionamento. Posteriormente, serão apresentados os gráficos das características externas do conversor nos modos relatados e os cálculos dos dois capacitores da estrutura serão apresentados.

A condução descontínua total (TDCM) não será apresentada, pelos mesmos motivos citados na seção 2.1 (referente ao conversor *buck*): complexidade no equacionamento da 1ª etapa e o fato de não se desejar corrente negativa na entrada do conversor.

Serão inseridas não-idealidades em pontos estratégicos do circuito, além de componentes mais próximos dos reais, a fim de se observar o seu comportamento.

Por fim, serão apresentados resultados de um protótipo montado em laboratório para validar os conceitos expostos até então.

3.2. TOPOLOGIA

A topologia do conversor *boost* estudado (proposto em [4]) pode ser obtida através da célula de comutação apresentada no Capítulo 1. Assim como foi feito no Capítulo 2 para o conversor *buck*, conectam-se os pontos A, B e C da célula à fonte de tensão de entrada e à carga adequadamente de forma a se ter um conversor com características *boost*, ou seja, entrada em corrente e saída em tensão, como ilustra a Figura 3.1. O conversor *boost* QTN pode ser visualizado na Figura 3.2, onde a carga está simbolizada por uma fonte de tensão ideal.

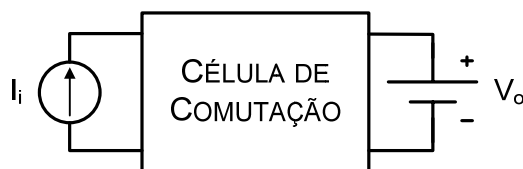


Figura 3.1 – Representação do conversor *boost*.

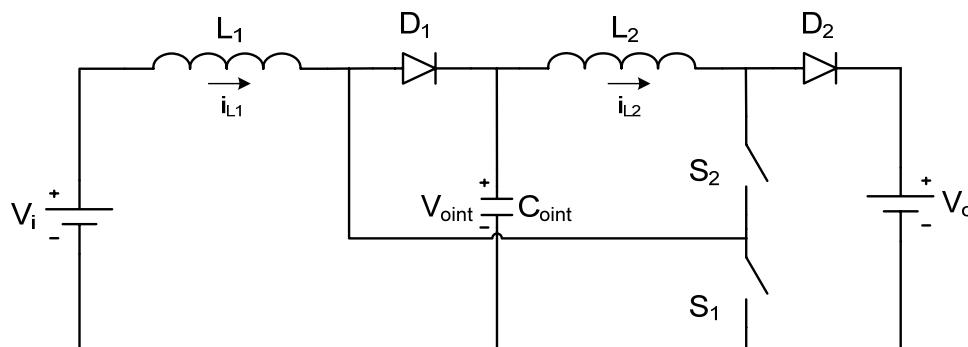


Figura 3.2 – Topologia do conversor *boost* QTN [4].

3.3. OPERAÇÃO EM CONDUÇÃO CONTÍNUA (CCM)

A seguir será feita a análise do conversor operando no modo de condução contínua, no qual nenhuma das correntes dos indutores se anula (assim como no conversor *buck* estudado no Capítulo 2). Serão feitos cálculos analíticos para os ganhos estáticos, ondulações de corrente nos indutores, dentre outros.

3.3.1. Etapas de Operação

São ao todo quatro etapas de operação, ditadas pela combinação dos comandos de S_1 e S_2 . Pode-se notar que em nenhum momento as correntes nos indutores se anulam, caracterizando de fato a condução contínua.

a) 1ª etapa (t_0, t_1)

Em t_0 S_2 é comandado a conduzir. A corrente em L_2 circula por L_2 , S_2 e D_1 em roda-livre no patamar I_{L2m} (visto adiante). A corrente em L_1 decresce circulando por L_1 , D_1 , C_{oint} e V_i . S_1 é submetido à tensão V_{oint} e D_2 a $(V_o - V_{oint})$. A energia da fonte V_i e uma parte da energia armazenada em L_1 são entregues ao capacitor C_{oint} . Esta etapa, ilustrada na Figura 3.3, termina quando o interruptor S_1 é comandado a conduzir.

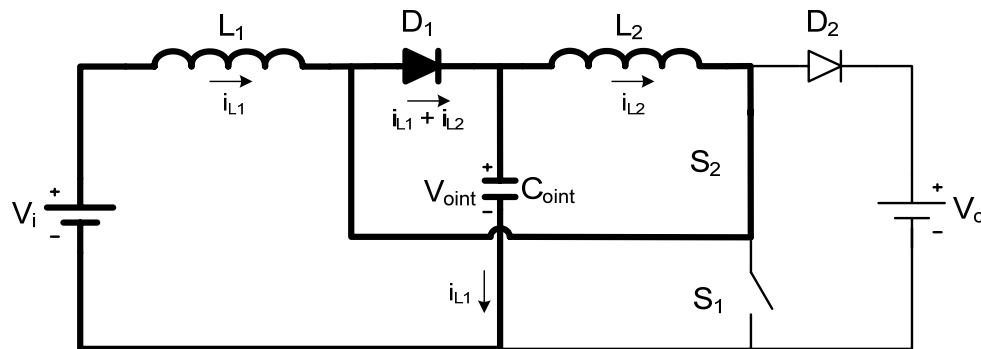
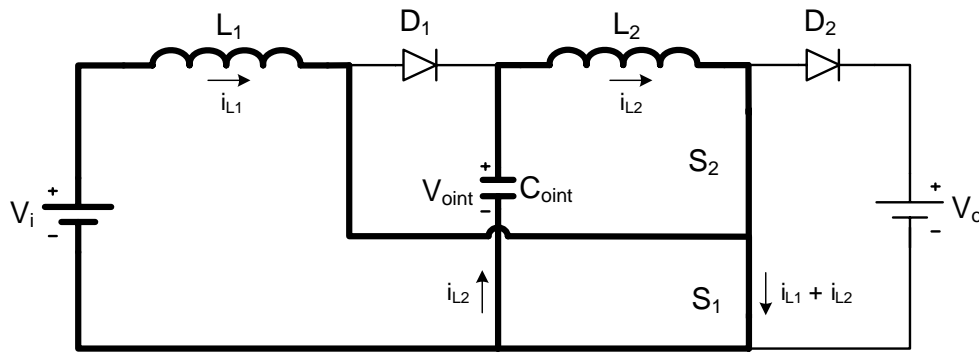


Figura 3.3 – 1ª etapa de operação do conversor *boost* em CCM.

b) 2ª etapa (t_1, t_2)

Esta etapa inicia-se em t_1 e pode ser visualizada na Figura 3.4.

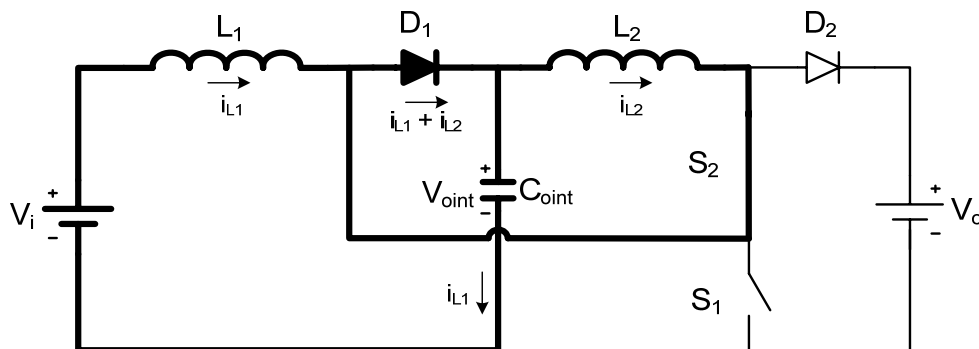
Quando S_1 é comandado a conduzir, $i_{L2}(t)$ passa a crescer circulando por L_2 , S_2 , S_1 e C_{oint} , e $i_{L1}(t)$ cresce linearmente circulando por L_1 , S_1 , e V_i . Nesta etapa ambas as correntes circulam pelo interruptor S_1 , D_1 fica bloqueado com tensão reversa igual a V_{oint} , e D_2 com V_o . A fonte V_i e o capacitor C_{oint} fornecem energia aos indutores L_1 e L_2 , respectivamente. Esta etapa é finalizada quando S_1 é comandado a bloquear.


 Figura 3.4 – 2ª etapa de operação do conversor *boost* em CCM.

c) 3ª etapa (t_2, t_3)

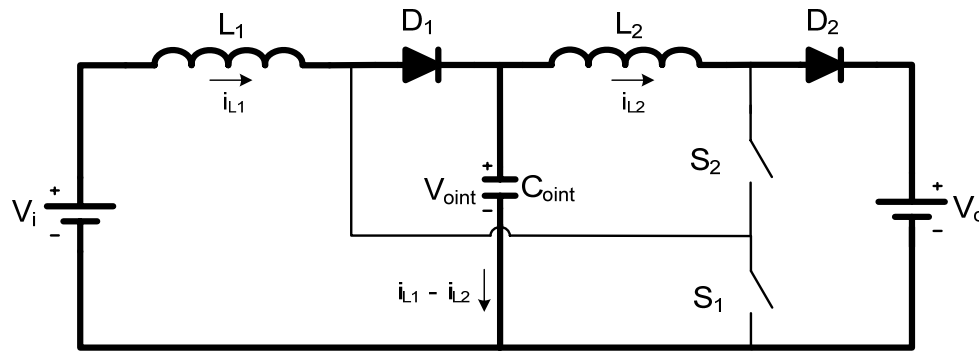
Esta etapa está ilustrada na Figura 3.5 e é iniciada em t_2 , quando S_1 é comandado a bloquear. Pode-se observar que ela é idêntica à 1ª etapa, já que em ambas a topologia do circuito considerando o estado de cada interruptor é a mesma.

A corrente em L_2 circula por L_2 , S_2 e D_1 em roda-livre no patamar I_{L2M} (visto adiante). A corrente em L_1 decresce circulando por L_1 , D_1 , C_{oint} e V_i . S_1 é submetido à tensão V_{oint} e D_2 a $(V_o - V_{oint})$. Esta etapa termina quando o interruptor S_2 é comandado a bloquear.


 Figura 3.5 – 3ª etapa de operação do conversor *boost* em CCM.

d) 4ª etapa (t_3, t_4)

Em t_3 S_2 é comandado a bloquear. Para manter a continuidade da corrente $i_{L2}(t)$, D_2 é diretamente polarizado, e $i_{L2}(t)$ passa a circular por L_2 , D_2 e V_o de forma decrescente. A corrente $i_{L1}(t)$ decresce linearmente circulando por V_i , L_1 e D_1 . Em C_{oint} circula a corrente $(i_{L1}(t) - i_{L2}(t))$. Esta etapa está ilustrada na Figura 3.6 e finaliza-se quando S_2 é comandado a conduzir, iniciando-se outro ciclo de operação.


 Figura 3.6 – 4ª etapa de operação do conversor *boost* em CCM.

3.3.2. Formas de Onda Básicas

As principais formas de onda do conversor *boost* QTN operando em CCM estão ilustradas na Figura 3.7. Podem-se notar a característica de fonte de corrente na entrada e as tensões sobre os interruptores comandados sempre abaixo de V_o .

3.3.3. Ganho Estático Ideal

Considerando que este conversor é quadrático, pode-se analisá-lo como dois conversores acoplados, sendo um de V_i a C_{oint} e outro de C_{oint} a V_o . Conseqüentemente, podem-se calcular dois ganhos estáticos separadamente, referentes a V_{oint}/V_i e a V_o/V_{oint} , e então juntá-los num ganho total. Os itens seguintes apresentam essa análise considerando todos os componentes ideais. As formas de onda das tensões sobre os indutores, que serão utilizadas nos cálculos dos ganhos estáticos, estão ilustradas na Figura 3.7.

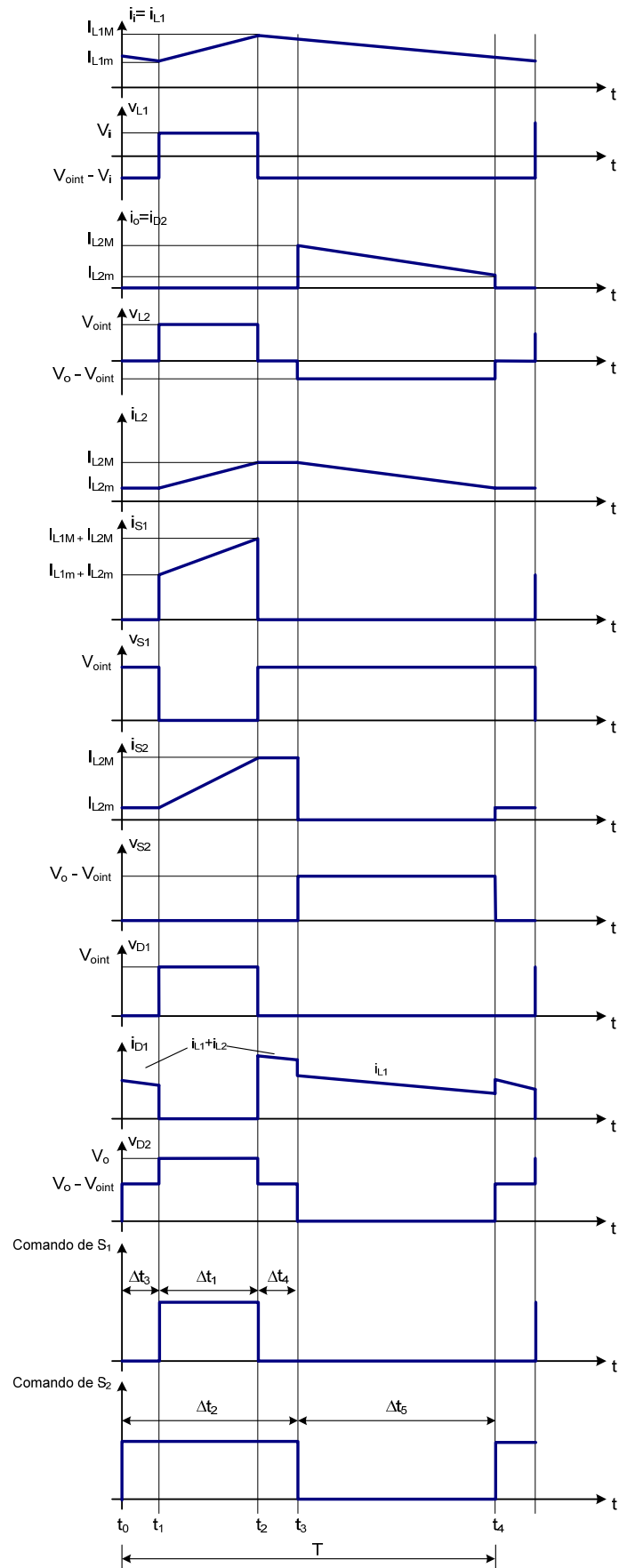
a) Ganho estático parcial G_{PICCM}

Fazendo o balanço de fluxo magnético no indutor L_1 em um período de comutação:

$$(V_{oint} - V_i) \cdot (T - \Delta t_1) = V_i \cdot \Delta t_1 \quad (3.1)$$

Por comodidade, reescreve-se a equação (1.8) como (3.2):

$$D_1 \triangleq \alpha \cdot D_2 \quad (3.2)$$


 Figura 3.7 – Principais formas de onda do conversor *boost* QTN operando em CCM.

Substituindo as expressões (1.1) e (3.2) em (3.1):

$$(V_{o_{int}} - V_i) \cdot (T - D_1 T) = V_i \cdot D_1 T \quad (3.3)$$

$$V_{o_{int}} \cdot (1 - \alpha \cdot D_2) - V_i \cdot (1 - \alpha \cdot D_2) = V_i \cdot \alpha \cdot D_2 \quad (3.4)$$

Isolando o termo $V_{o_{int}}/V_i$, encontra-se a expressão do ganho estático do primeiro estágio do conversor:

$$G_{P1CCM} = \frac{V_{o_{int}}}{V_i} = \frac{1}{1 - \alpha \cdot D_2} \quad (3.5)$$

Nota-se que a equação (3.5) é equivalente à expressão do ganho estático do conversor *boost* tradicional, se o parâmetro α for igual a 1.

$$\lim_{\alpha \rightarrow 1} G_{P1CCM} = \lim_{\alpha \rightarrow 1} \frac{1}{1 - \alpha \cdot D_2} = \frac{1}{1 - D_2} \quad (3.6)$$

A Figura 3.8 ilustra o comportamento do ganho estático parcial 1 em relação a D_2 , variando-se o parâmetro α . Observa-se que a curva referente a $\alpha = 1$ é exatamente igual à curva do ganho estático do *boost* tradicional.

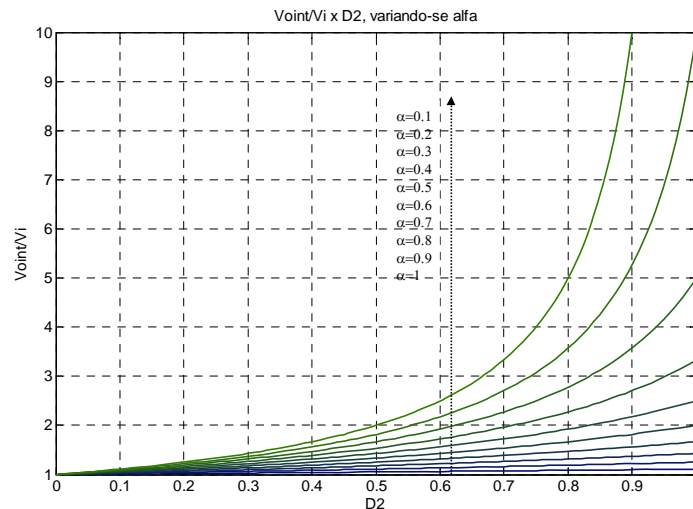


Figura 3.8 – Ganho estático parcial 1 ($V_{o_{int}}/V_i$), variando-se α .

b) Ganho estático parcial G_{P2CCM}

Este ganho pode ser encontrado a partir do balanço de energia do indutor L_2 em um período de comutação:

$$V_{o_{int}} \cdot \Delta t_1 = (V_o - V_{o_{int}}) \cdot (1 - \Delta t_2) \quad (3.7)$$

Utilizando as expressões (1.1), (1.2) e (3.2):

$$V_{o_{int}} \cdot D_1 = (V_o - V_{o_{int}}) \cdot (1 - D_2) \quad (3.8)$$

$$V_{o_{int}} \cdot \alpha \cdot D_2 = (1 - D_2) \cdot V_o - (1 - D_2) \cdot V_{o_{int}} \quad (3.9)$$

Isolando o termo $V_o/V_{o_{int}}$, encontra-se a expressão que define o ganho estático do segundo estágio do conversor:

$$G_{P2CCM} = \frac{V_o}{V_{o_{int}}} = \frac{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)}{1 - D_2} \quad (3.10)$$

De forma semelhante ao item anterior, nota-se que a equação (3.10) é exatamente igual à do ganho estático do conversor *boost* se o parâmetro α for igual a 1.

$$\lim_{\alpha \rightarrow 1} G_{P2CCM} = \lim_{\alpha \rightarrow 1} \frac{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)}{1 - D_2} = \frac{1}{1 - D_2} \quad (3.11)$$

O gráfico referente à equação (3.11) está ilustrado na Figura 3.9, onde se varia o parâmetro α . Nota-se que em ambos os gráficos os ganhos estáticos parciais variam de um até infinito, caracterizando, de fato, conversores *boost*, apesar de seus comportamentos diferenciarem entre si.

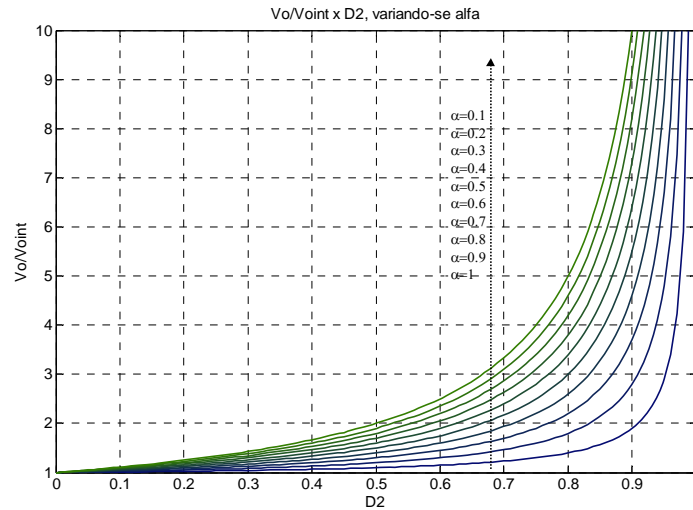


Figura 3.9 – Ganho estático parcial 2 (V_o/V_{oInt}), variando-se α .

c) **Ganho estático total G_{TCCM}**

A expressão que representa o ganho estático total do conversor pode ser obtida multiplicando-se os ganhos estáticos parciais dados por (3.5) e (3.10).

$$G_{TCCM} = \frac{V_o}{V_{oInt}} \cdot \frac{V_{oInt}}{V_i} = \frac{V_o}{V_i} \Rightarrow G_{TCCM} = \frac{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)}{(1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)} \quad (3.12)$$

Fazendo o limite do ganho estático total com α tendendo a 1, obtém-se a expressão do ganho para comandos idênticos dos dois interruptores, apresentado em (3.13). Nota-se que ela é idêntica ao quadrado do ganho estático do conversor *boost* tradicional, o que prova a característica quadrática do conversor proposto.

$$\lim_{\alpha \rightarrow 1} G_{TCCM} = \frac{1}{(1 - D_2)^2} \quad (3.13)$$

Isolando a razão cíclica D_2 em (3.12), encontra-se a expressão (3.14), que permite calcular D_2 em função de V_i , V_o e α .

$$D_2 = \frac{1}{2 \cdot V_o \cdot \alpha} \cdot \left\{ V_o \cdot (1 + \alpha) - V_i \cdot (1 - \alpha) - \sqrt{[V_i \cdot (1 - \alpha) - V_o \cdot (1 + \alpha)]^2 - 4 \cdot V_o \cdot \alpha \cdot (V_o - V_i)} \right\} \quad (3.14)$$

A Figura 3.10 e a Figura 3.11 mostram o comportamento do ganho estático total em função de D_2 e de α , respectivamente.

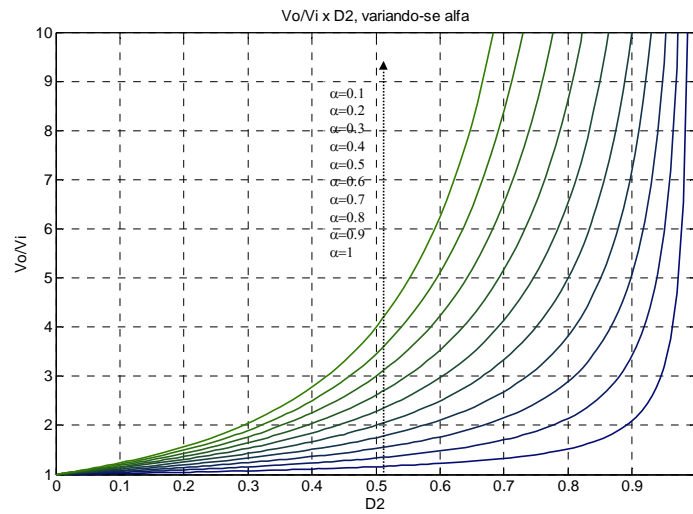


Figura 3.10 – Ganho estático total (V_o/V_i) por D_2 , variando-se α .

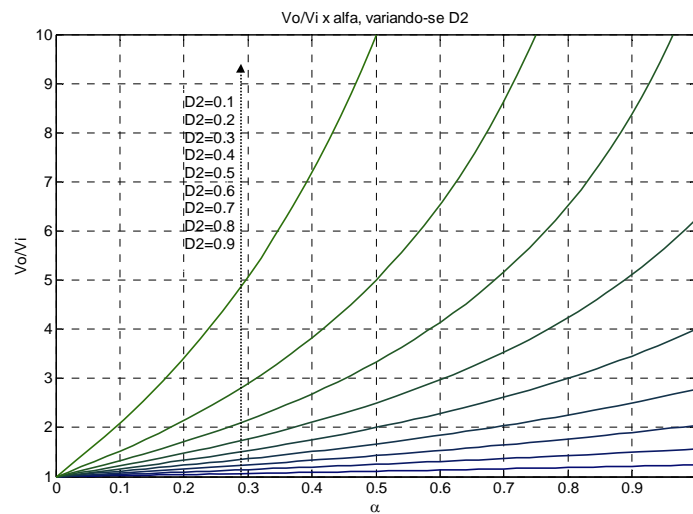


Figura 3.11 – Ganho estático total (V_o/V_i) por α , variando-se D_2 .

3.3.4. Ondulação de Corrente nos Indutores

As ondulações de corrente nos dois indutores, bem como seus valores máximos e mínimos, estão apresentadas e ilustradas nos itens seguintes.

a) Indutor L_1

A ondulação de corrente em L_1 pode ser obtida através da sua relação tensão-corrente durante o intervalo Δt_1 :

$$v_{L_1}(t) = L_1 \cdot \frac{di_{L_1}(t)}{dt} \quad (3.15)$$

$$v_{L_1}(\Delta t_1) = L_1 \cdot \frac{\Delta i_{L_1}}{\Delta t_1} \quad (3.16)$$

Assim:

$$V_i = L_1 \cdot \frac{\Delta I_{L_1}}{\alpha \cdot D_2 \cdot T} \Rightarrow \Delta I_{L_1} = \frac{\alpha \cdot D_2 \cdot V_i}{L_1 \cdot f} \quad (3.17)$$

Substituindo V_i pela relação do ganho estático dado por (3.12), chega-se à expressão da ondulação de corrente em L_1 em função de V_o . Isolando L_1 em (3.18), encontra-se a equação de L_1 em função da ondulação de corrente, dada por (3.19).

$$\Delta I_{L_1} = \frac{V_o}{L_1 \cdot f} \cdot \left[\frac{\alpha \cdot D_2 \cdot (1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \right] \quad (3.18)$$

$$L_1 = \frac{V_o}{\Delta I_{L_1} \cdot f} \cdot \left[\frac{\alpha \cdot D_2 \cdot (1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \right] \quad (3.19)$$

Com a expressão da ondulação de corrente em L_1 , podem-se encontrar os valores mínimo e máximo de corrente:

$$I_{L_{1m}} = I_{L_1} - \frac{\Delta I_{L_1}}{2} \quad (3.20)$$

$$I_{L_{1M}} = I_{L_1} + \frac{\Delta I_{L_1}}{2} \quad (3.21)$$

Sabendo que a corrente em L_1 é a mesma da fonte de entrada, deve-se encontrar a relação entre as correntes de entrada e saída do conversor para uma representação mais prática dos valores extremos de corrente nos indutores. Considerando um rendimento ideal, ou seja, de 100%, pode-se utilizar a expressão (3.22). Isolando a relação entre as correntes de entrada e de saída, chega-se à equação do ganho estático total, dada por (3.12).

$$P_i = P_o \Rightarrow V_i \cdot I_i = V_o \cdot I_o \quad (3.22)$$

$$\frac{I_i}{I_o} = \frac{V_o}{V_i} = G_{TCCM} = \frac{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)}{(1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)} \quad (3.23)$$

Assim, substituem-se (3.18) e (3.23) em (3.20) e (3.21), obtendo-se os valores mínimo e máximo de corrente em L_1 , dados por (3.24) e (3.25), respectivamente:

$$I_{L1m} = I_o \cdot \frac{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)}{(1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)} - \frac{V_o}{2 \cdot L_1 \cdot f} \cdot \left[\frac{\alpha \cdot D_2 \cdot (1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \right] \quad (3.24)$$

$$I_{L1M} = I_o \cdot \frac{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)}{(1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)} + \frac{V_o}{2 \cdot L_1 \cdot f} \cdot \left[\frac{\alpha \cdot D_2 \cdot (1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \right] \quad (3.25)$$

Dividindo a expressão (3.18) por I_i e rearranjando os termos, encontra-se a ondulação relativa normalizada de corrente em L_1 , dada por (3.27).

$$\frac{\Delta I_{L1}}{I_i} = \frac{R_o \cdot I_o}{L_1 \cdot f} \cdot \left[\frac{\alpha \cdot D_2 \cdot (1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \right] \cdot \frac{1}{I_o \cdot G_{TCCM}} \quad (3.26)$$

$$\beta_1 \triangleq \frac{\Delta I_{L1}}{I_i} \cdot \frac{L_1 \cdot f}{R_o} \Rightarrow \beta_1 = \alpha \cdot D_2 \cdot \left[\frac{(1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \right]^2 \quad (3.27)$$

A Figura 3.12 ilustra β_1 em função de D_2 , variando-se α . Nota-se que a máxima ondulação relativa de corrente é cerca de 0,082, enquanto que no conversor *boost* tradicional [2] e no de três níveis [3] ela vale 0,15.

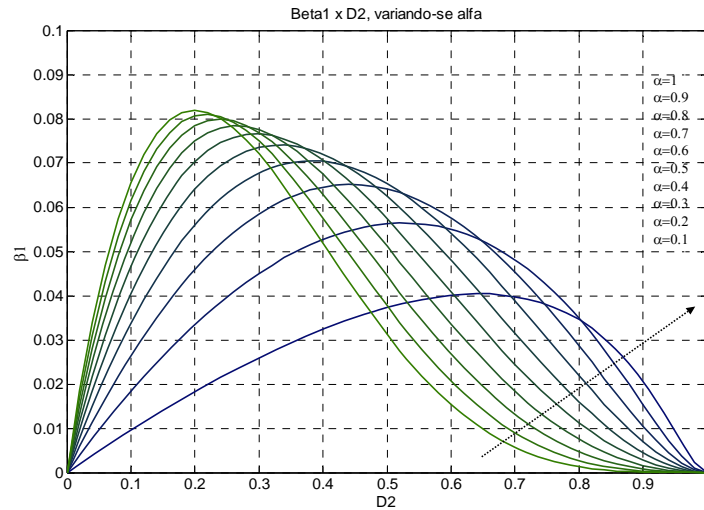


Figura 3.12 – Ondulação relativa normalizada de corrente (β_1) por D_2 , variando-se α .

b) Indutor L_2

A ondulação de corrente em L_2 também pode ser calculada através da relação tensão-corrente de L_2 na 2ª etapa de operação:

$$v_{L_2}(t) = L_2 \cdot \frac{di_{L_2}(t)}{dt} \quad (3.28)$$

$$v_{L_2}(\Delta t_1) = L_2 \cdot \frac{\Delta i_{L_2}}{\Delta t_1} \quad (3.29)$$

Dessa forma:

$$V_{o_{int}} = L_2 \cdot \frac{\Delta I_{L_2}}{\alpha \cdot D_2 \cdot T} \Rightarrow \Delta I_{L_2} = \frac{\alpha \cdot D_2 \cdot V_{o_{int}}}{L_2 \cdot f} \quad (3.30)$$

Substituindo $V_{o_{int}}$ pela relação dada por (3.10), chega-se na expressão que define a ondulação de corrente em L_2 :

$$\Delta I_{L_2} = \frac{V_o}{L_2 \cdot f} \cdot \left[\frac{\alpha \cdot D_2 \cdot (1 - D_2)}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \right] \quad (3.31)$$

Os valores mínimo e máximo da corrente em L_2 são calculados de acordo com (3.32) e (3.33):

$$I_{L2m} = I_{L2} - \frac{\Delta I_{L2}}{2} \quad (3.32)$$

$$I_{L2M} = I_{L2} + \frac{\Delta I_{L2}}{2} \quad (3.33)$$

O cálculo da corrente média em L_2 aparentemente não é trivial como em L_1 , já que ela não é a corrente de entrada nem a de saída.

Para encontrá-la, recorre-se às correntes médias em C_{oint} e em D_2 . Entretanto, como a corrente média num capacitor é nula em regime permanente, $I_{Coint} = I_{D1}$. Por sua vez, a corrente em D_1 é igual à soma de I_{L1} e da corrente que circula pelo ramo que interliga os nós L_1 - D_1 e S_1 - S_2 . O equacionamento está apresentado a seguir:

$$I_{L2} = I_{D1} - I_{Coint} \Rightarrow I_{L2} = I_{D1} \quad (3.34)$$

$$I_{D1} = I_{L1} - I_{lig} \quad (3.35)$$

$$I_{lig} = -I_{L2m} \cdot D_3 - I_{L2M} \cdot D_3 + \frac{D_1 \cdot (I_{L1m} + I_{L1M})}{2} \quad (3.36)$$

$$I_{lig} = \frac{-(I_{L2m} + I_{L2M}) \cdot D_2 \cdot (1 - \alpha)}{2} + \frac{\alpha \cdot D_2 \cdot (I_{L1m} + I_{L1M})}{2} \quad (3.37)$$

$$I_{lig} = I_{L1} \cdot \alpha \cdot D_2 - I_{L2} \cdot D_2 \cdot (1 - \alpha) \quad (3.38)$$

Substituindo (3.34) e (3.38) em (3.35):

$$I_{L2} = I_{L1} - I_{L1} \cdot \alpha \cdot D_2 + I_{L2} \cdot D_2 \cdot (1 - \alpha) \quad (3.39)$$

$$I_{L2} = I_{L1} \cdot \left[\frac{1 - \alpha \cdot D_2}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \right] \quad (3.40)$$

$$I_{L2} = I_o \cdot \frac{[1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)] \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)}{(1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2) \cdot [1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)]} \quad (3.41)$$

$$I_{L2} = \frac{I_o}{1 - D_2} \quad (3.42)$$

À primeira vista, parece que a corrente média em L_2 está relacionada com a de saída através do ganho estático do conversor *boost* tradicional. Isto é verdade, uma vez que L_2 está a jusante de C_{oint} , assim como L_i em relação a V_i num conversor *boost* tradicional. Do ponto de vista topológico da tensão, L_2 pode ser considerado o indutor “de entrada” do segundo estágio *boost* do conversor quadrático deste capítulo. Entretanto, do ponto de vista da corrente, isso não ocorre, considerando que ambos os interruptores estão a jusante de L_2 . A expressão (3.42) prova essa argumentação, já que a relação entre I_{L2} e I_o não é a mesma que entre V_o e V_{oint} , dada por (3.10).

Assim, substituindo (3.31) e (3.42) em (3.32) e (3.33), encontram-se as expressões que definem os valores extremos de corrente, dadas por (3.43) e (3.44), respectivamente.

$$I_{L2m} = \frac{I_o}{1-D_2} - \frac{V_o}{2.L_2.f} \cdot \left[\frac{\alpha.D_2.(1-D_2)}{1-D_2.(1-\alpha)} \right] \quad (3.43)$$

$$I_{L2M} = \frac{I_o}{1-D_2} + \frac{V_o}{2.L_2.f} \cdot \left[\frac{\alpha.D_2.(1-D_2)}{1-D_2.(1-\alpha)} \right] \quad (3.44)$$

Dividindo (3.31) por I_o e rearranjando os termos, encontra-se a expressão que representa a ondulação relativa normalizada de corrente em L_2 , dada por (3.46).

$$\frac{\Delta I_{L2}}{I_o} = \frac{V_o}{L_2.f} \cdot \left[\frac{\alpha.D_2.(1-D_2)}{1-D_2.(1-\alpha)} \right] \cdot \frac{1}{I_o} \quad (3.45)$$

$$\beta_2 \triangleq \frac{\Delta I_{L2}}{I_o} \cdot \frac{L_2.f}{R_o} = \frac{\alpha.D_2.(1-D_2)}{1-D_2.(1-\alpha)} \quad (3.46)$$

A Figura 3.13 mostra o gráfico de β_2 em função de D_2 , variando-se α .

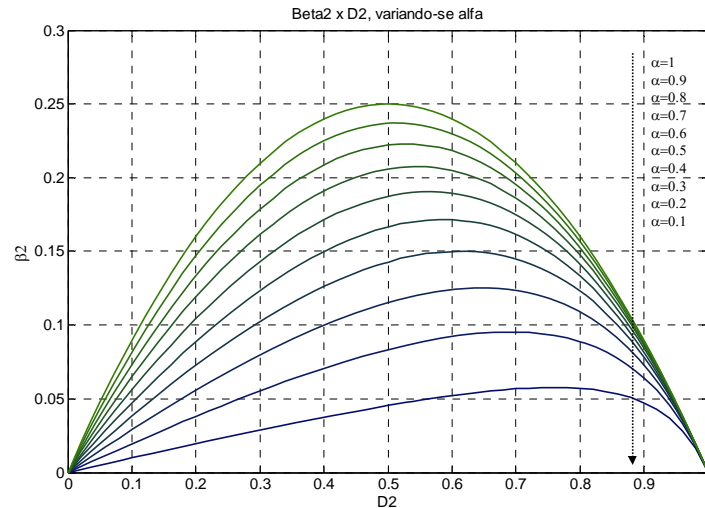


Figura 3.13 – Ondulação relativa normalizada de corrente (β_2) por D_2 , variando-se α .

c) *Relação entre as ondulações em L_1 e L_2*

O gráfico que apresenta a relação normalizada entre as ondulações relativas de corrente em L_1 e L_2 (expressão (3.47)) está mostrado na Figura 3.14. Observa-se que ele é idêntico ao gráfico da Figura 2.15, referente à relação entre as ondulações de corrente do conversor *buck* QTN (Capítulo 2), muito embora as ondulações normalizadas de corrente em cada indutor separadamente não possuam o mesmo comportamento. Pode-se concluir que, quanto maior D_2 e quanto maior α , mais diferentes são as ondulações relativas, para ambos os conversores.

$$\gamma \triangleq \frac{\Delta I_{L1} \cdot L_1}{\Delta I_{L2} \cdot L_2} = (1 - \alpha \cdot D_2) \quad (3.47)$$

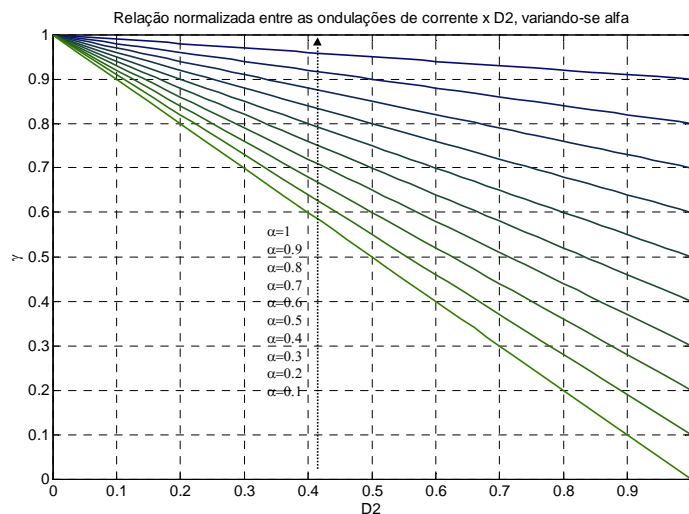


Figura 3.14 – Relação normalizada entre as ondulações de corrente em L_1 e L_2 .

3.3.5. Resultados de Simulação

O conversor *boost* operando em CCM foi simulado considerando todos os parâmetros e conexões ideais, a fim de validar o estudo feito até o momento. Após apresentados os resultados de simulação do conversor em todos os modos de condução estudados, será mostrada uma simulação com componentes reais e considerando elementos parasitas. O cálculo dos parâmetros utilizados na simulação está no Apêndice B.

A Tabela 3.1 mostra as especificações do conversor *buck* utilizadas nesta simulação, e as figuras seguintes ilustram suas principais formas de onda.

Tabela 3.1 – Especificações de simulação para o conversor *boost* QTN operando em CCM.

<i>Grandeza</i>	<i>Valor</i>
V_i	40V
V_o	200V
P_o	250W
f	50kHz
α	0,8
ΔI_{L1}	10%
ΔI_{L2}	10%
ΔV_o	1%
ΔV_{oint}	1%

A Figura 3.15 ilustra o modelo do conversor utilizado na simulação. Nota-se que todos os componentes são ideais, incluindo os interruptores.

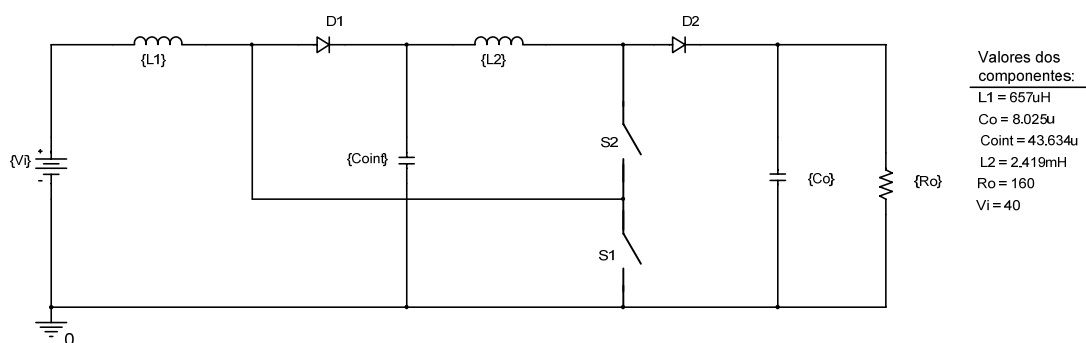


Figura 3.15 – Circuito usado na simulação do conversor *boost* QTN operando em CCM.

A Figura 3.16 mostra os comandos de S_1 e de S_2 , considerando a relação α estipulada na Tabela 3.1.

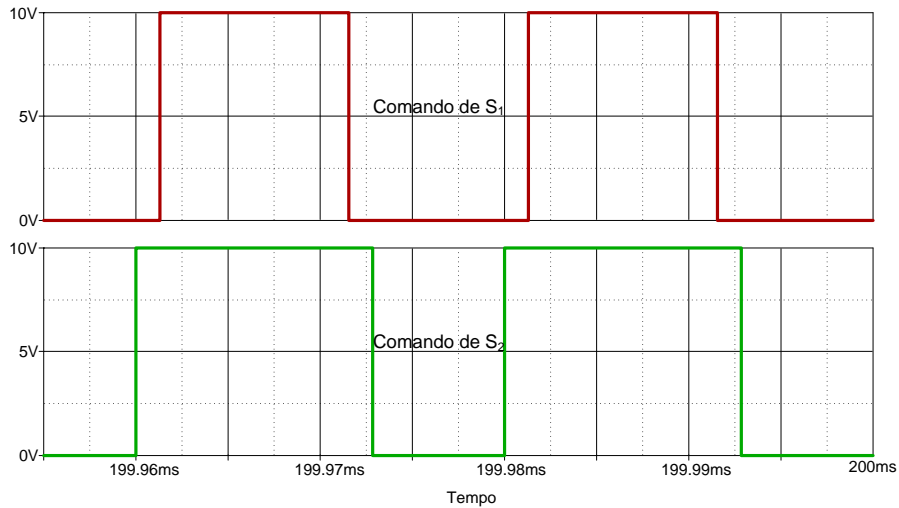


Figura 3.16 – Pulsos de comando de S_1 e S_2 para o conversor *boost* QTN operando em CCM.

As formas de onda de $v_o(t)$ e $v_{oint}(t)$ podem ser vistas na Figura 3.17. Seus valores médios e suas ondulações absolutas também estão indicados.

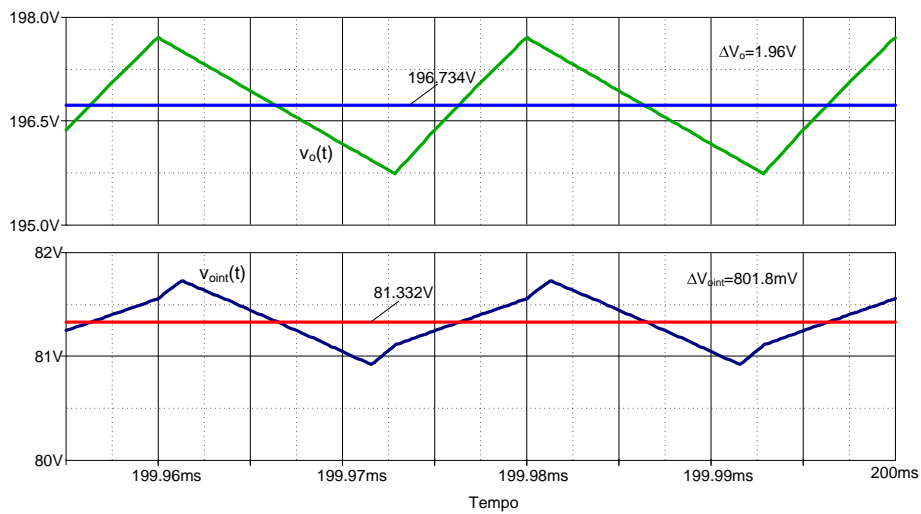


Figura 3.17 – Formas de onda de $v_o(t)$ e $v_{oint}(t)$ com seus respectivos valores médios.

A Figura 3.18 apresenta as formas de onda das correntes nos dois indutores, bem como seus valores médios e suas ondulações. Observam-se claramente as quatro etapas de operação na corrente em L_2 .

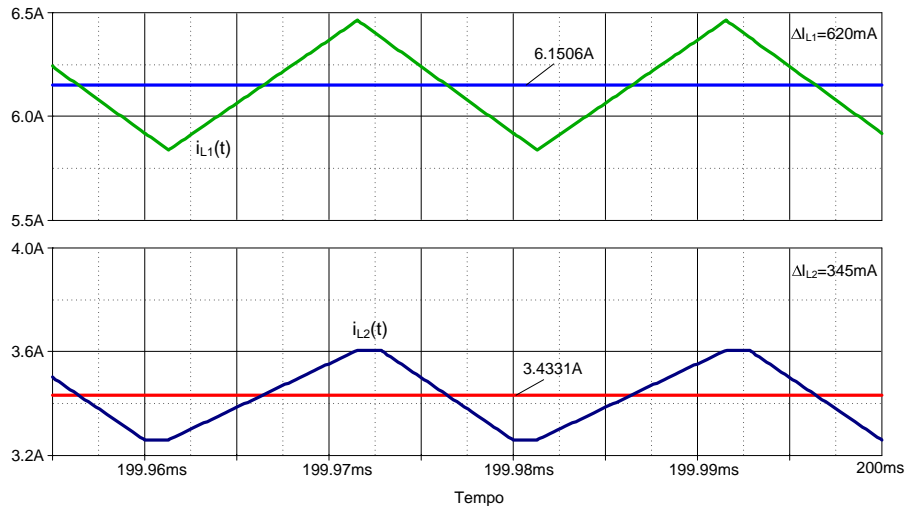


Figura 3.18 – Formas de onda de $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$ com seus respectivos valores médios.

As formas de onda das tensões sobre os interruptores estão mostradas na Figura 3.19 (sendo que $V_{S1} = V_{oint}$ e $V_{S2} = V_o - V_{oint}$). Observa-se que elas nunca atingem a maior tensão do conversor, que no caso do *boost* é V_o .

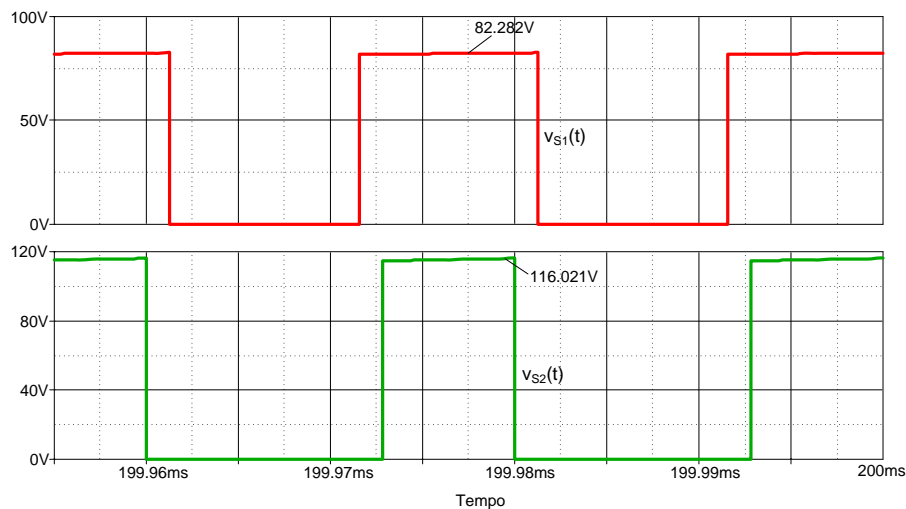


Figura 3.19 – Formas de onda das tensões sobre os interruptores.

3.4. OPERAÇÃO EM CONDUÇÃO CRÍTICA (CRCM)

No Capítulo 2 esclareceu-se o significado da condução crítica nessa família de conversores, que possuem dois indutores. Apenas para ratificar, este modo de condução está relacionado com a descontinuidade pontual de corrente no indutor L_2 , e não em L_1 ou nos dois ao mesmo tempo, como se poderia pensar.

3.4.1. Etapas de Operação

As etapas de operação são as mesmas quatro descritas na subseção 3.3.1, com exceção que no modo de condução crítica a corrente em L_2 se anula exatamente no final da quarta etapa e mantém-se nula na primeira etapa. Este fato não deve ser confundido com a operação em condução descontínua parcial (que será vista adiante), em que a corrente em L_2 se anula antes do final da quarta etapa de operação. Pode-se observar pela Figura 3.7 que na primeira etapa $i_{L2}(t)$ caracteriza-se por se manter no patamar dado por I_{L2m} . Assim, ainda vale a afirmação de que a corrente “anulou-se” apenas instantaneamente, mantendo-se no patamar $I_{L2m} = 0A$ na primeira etapa devido ao próprio comportamento do circuito.

3.4.2. Formas de Onda Básicas

As principais formas de onda do conversor *boost* QTN operando em CrCM estão ilustradas na Figura 3.20. A única diferença entre ela e a Figura 3.7 é o fato de em condução crítica I_{L2m} ser igual a zero, conforme comentado anteriormente. Isto se reflete nas formas de onda de $i_{D1}(t)$, $i_{D2}(t)$, $i_{S2}(t)$.

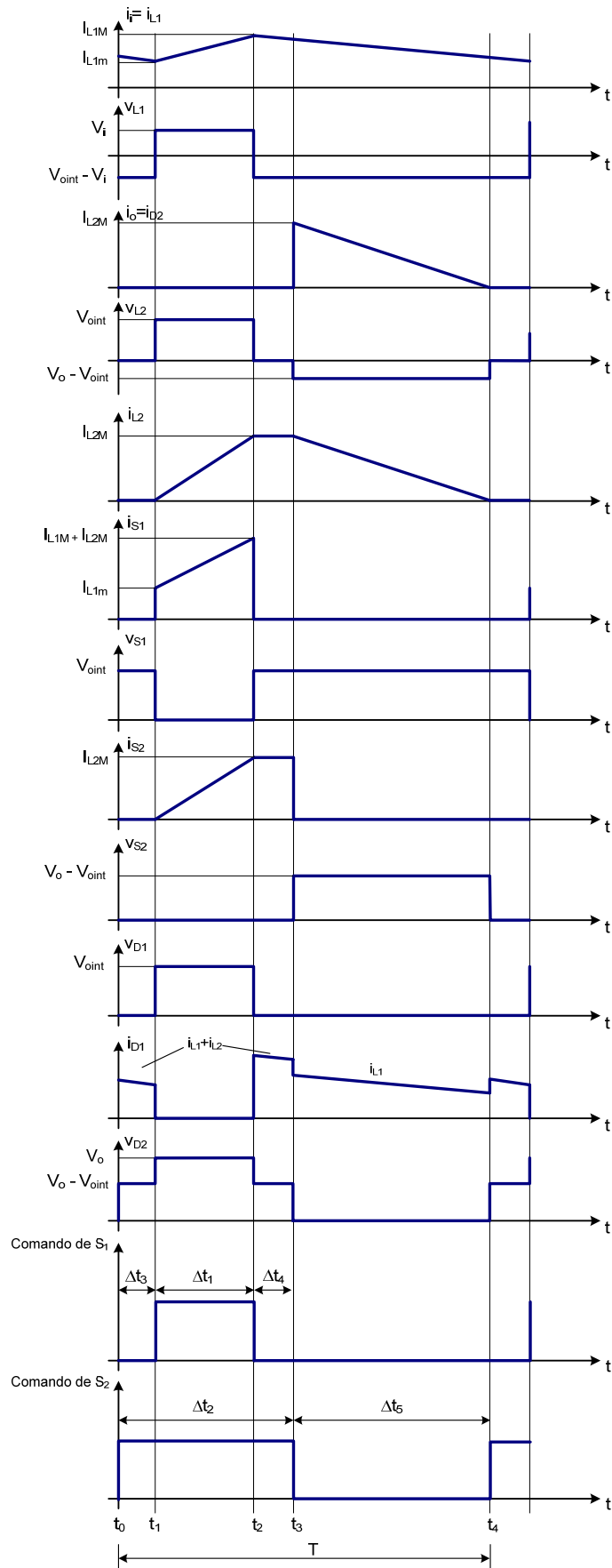
3.4.3. Ganho Estático Ideal

Assim como no conversor *buck* do Capítulo 2, o ganho estático ideal em CrCM é idêntico ao ganho em CCM, visto que não há diferenças nas etapas de operação do conversor – com exceção da corrente em L_2 , que se anula ao final da quarta etapa. Desse modo, o ganho é dado pela expressão (3.12), reescrita como (3.48).

$$G_{TCrCM} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)}{(1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)} \quad (3.48)$$

3.4.4. Ondulação de Corrente nos Indutores

As ondulações de corrente nos indutores são calculadas da mesma forma que na subseção 3.3.4, como mostrado a seguir.


 Figura 3.20 – Principais formas de onda do conversor *boost* QTN operando em CrCM.

a) Indutor L_1

A ondulação de corrente em L_1 é dada pela expressão (3.18), reescrita como (3.49):

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_o}{L_1 \cdot f} \cdot \left[\frac{\alpha \cdot D_2 \cdot (1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \right] \quad (3.49)$$

b) Indutor L_2

Em L_2 a ondulação de corrente possui o mesmo valor que a corrente máxima, já que o valor mínimo é nulo. Além disso, ela também é calculada da mesma forma que na condução contínua. Dessa forma:

$$\Delta I_{L2} = I_{L2M} = \frac{V_o}{L_2 \cdot f} \cdot \left[\frac{\alpha \cdot D_2 \cdot (1 - D_2)}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \right] \quad (3.50)$$

3.4.5. Cálculo da Indutância Crítica L_{1CR}

Esta subseção apresenta o cálculo de L_1 que estabelece o limite entre os modos de condução contínua e descontínua parcial em L_1 . Esta análise é feita para se conhecer o comportamento de L_{1CR} em relação a alguns parâmetros do conversor e em relação a L_{2CR} , visto que na realidade não se deseja fazer com que a corrente em L_1 torne-se descontínua.

Considerando $I_{L1m} = 0A$, isola-se L_1 na expressão (3.24), reescrita como (3.51). Substituindo V_o/I_o por R_o , encontra-se a expressão que define L_{1CR} em função de R_o , f , α e D_2 , dada por (3.52), que pode ser reescrita em função de V_i e I_o como (3.53).

$$I_{L1m} = I_o \cdot \frac{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)}{(1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)} - \frac{V_o}{2 \cdot L_1 \cdot f} \cdot \left[\frac{\alpha \cdot D_2 \cdot (1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \right] \quad (3.51)$$

$$L_{1CR} = \frac{R_o \cdot \alpha \cdot D_2}{2 \cdot f} \cdot \left[\frac{(1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \right]^2 \quad (3.52)$$

$$L_{1CR} = \frac{V_i}{2.I_o.f} \cdot \frac{(\alpha.D_2) \cdot (1-D_2) \cdot (1-\alpha.D_2)}{1-D_2 \cdot (1-\alpha)} \quad (3.53)$$

A indutância crítica normalizada está apresentada na expressão (3.54), e a Figura 3.21 mostra o seu comportamento em relação a α e D_2 . Nota-se que ele é idêntico ao de $\overline{L_{1CR}}$ do conversor *buck* (Figura 2.22).

$$\overline{L_{1CR}} = \frac{2.I_o.f.L_{1CR}}{V_i} = \frac{(\alpha.D_2) \cdot (1-D_2) \cdot (1-\alpha.D_2)}{1-D_2 \cdot (1-\alpha)} \quad (3.54)$$

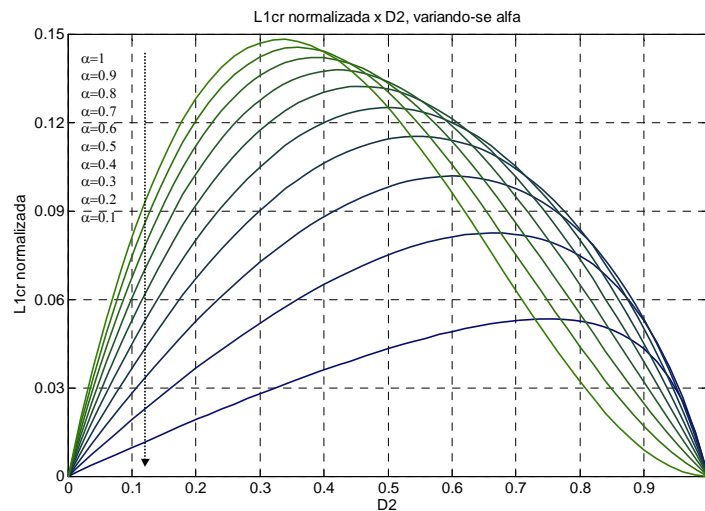


Figura 3.21 – Indutância 1 crítica normalizada em função de D_2 , variando-se α .

3.4.6. Cálculo da Indutância Crítica L_{2CR}

Assim como no capítulo anterior, a indutância crítica pode ser calculada por dois meios, que dependem de parâmetros diferentes: através da relação entre a ondulação de corrente e do seu valor máximo, e através da expressão do valor mínimo de corrente. Ambas estão analisadas a seguir.

a) Relação entre ΔI_{L2} e I_{L2M}

Como já citado, em CrCM o valor máximo de corrente em L_2 coincide com o valor da ondulação de corrente neste indutor. Sendo assim, encontra-se a expressão (3.57), que define o limite de L_2 entre as conduções contínua e crítica.

$$\Delta I_{L2} = I_{L2M} \quad (3.55)$$

$$\frac{V_o}{L_{2CR} \cdot f} \cdot \left[\frac{\alpha \cdot D_2 \cdot (1 - D_2)}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \right] = \frac{I_o}{1 - D_2} + \frac{V_o}{2 \cdot L_{2CR} \cdot f} \cdot \left[\frac{\alpha \cdot D_2 \cdot (1 - D_2)}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \right] \quad (3.56)$$

$$L_{2CR} = \frac{R_o}{2 \cdot f} \cdot \left[\frac{\alpha \cdot D_2 \cdot (1 - D_2)^2}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \right] \quad (3.57)$$

b) I_{L2m}

Em CrCM a corrente mínima em L_2 é igual a zero. Dessa forma, igualando a equação (3.43) a zero, encontra-se a mesma expressão do item anterior por outro método.

$$\frac{I_o}{1 - D_2} - \frac{V_o}{2 \cdot L_2 \cdot f} \cdot \left[\frac{\alpha \cdot D_2 \cdot (1 - D_2)}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \right] = 0 \quad (3.58)$$

$$L_{2CR} = \frac{R_o}{2 \cdot f} \cdot \left[\frac{\alpha \cdot D_2 \cdot (1 - D_2)^2}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \right] \quad (3.59)$$

A expressão (3.60) mostra a indutância crítica normalizada em função de V_i , f e I_o , e a Figura 3.22 mostra o comportamento dessa grandeza em função de D_2 e de α . Observa-se que ela é idêntica à Figura 2.23, que representa a mesma grandeza para o conversor *buck*.

$$\frac{L_{2CR}}{L_{2CR}} = \frac{2 \cdot I_o \cdot f \cdot L_{2CR}}{V_i} = \frac{\alpha \cdot D_2 \cdot (1 - D_2)}{1 - \alpha \cdot D_2} \quad (3.60)$$

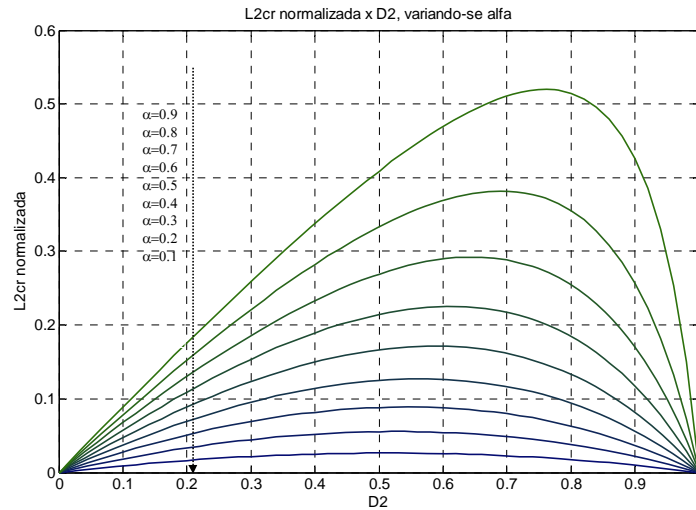


Figura 3.22 – Indutância 2 crítica normalizada em função de D₂, variando-se α.

3.4.7. Relação entre L_{1CR} e L_{2CR}

A expressão (3.61) apresenta a relação entre as indutâncias críticas dadas por (3.52) e (3.57), e a Figura 3.23 mostra o comportamento dessa relação. Observa-se que a relação entre as duas indutâncias converge para 1 à medida que D₂ diminui.

$$\varphi = \frac{L_{1CR}}{L_{2CR}} = \frac{(1 - \alpha \cdot D_2)^2}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \tag{3.61}$$

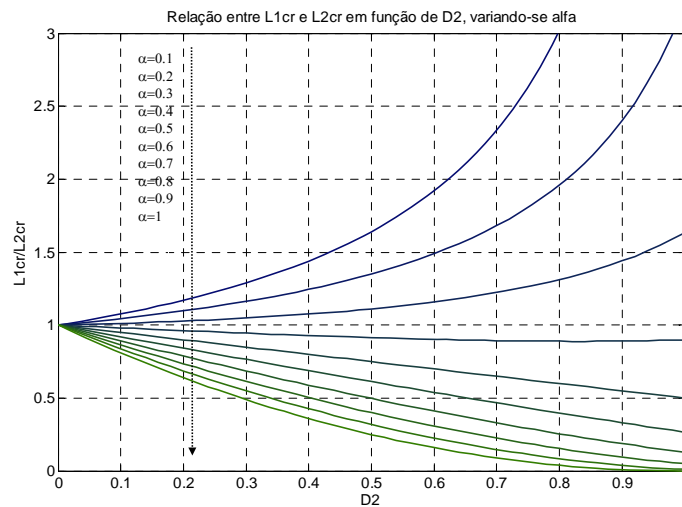


Figura 3.23 – Relação entre L_{1CR} e L_{2CR} em função de D₂, variando-se α.

3.4.8. Cálculo da Corrente de Saída I_{oCR}

O cálculo dessa corrente é feito igualando-se as expressões que representam a ondulação de corrente em L_2 e o máximo valor de I_{L2} , dados por (3.31) e (3.44), respectivamente. Isolando a corrente de saída, encontra-se a expressão (3.64), que define o limite de I_o entre os modos de condução contínua e crítica em função de V_o , L_2 , e f especificados (além de α e D_2).

Pode-se notar que o procedimento de cálculo é o mesmo para encontrar a indutância crítica L_{2CR} , com a diferença de que nesse caso o parâmetro isolado é a corrente.

$$\Delta I_{L2} = I_{L2M} \quad (3.62)$$

$$\frac{V_o}{L_2 \cdot f} \cdot \left[\frac{\alpha \cdot D_2 \cdot (1 - D_2)}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \right] = \frac{I_o}{1 - D_2} + \frac{V_o}{2 \cdot L_2 \cdot f} \cdot \left[\frac{\alpha \cdot D_2 \cdot (1 - D_2)}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \right] \quad (3.63)$$

$$I_{oCR} = \frac{V_o}{2 \cdot L_2 \cdot f} \cdot \left[\frac{\alpha \cdot D_2 \cdot (1 - D_2)^2}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \right] \quad (3.64)$$

3.4.9. Cálculo da Resistência de Carga R_{oCR}

Isolando o termo V_o/I_{oCR} em (3.64), encontra-se a expressão (3.65), que define a resistência de carga crítica, que representa o valor de R_o que leva o conversor a passar de CCM para CrCM.

$$R_{oCR} = 2 \cdot L_2 \cdot f \cdot \left[\frac{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)}{\alpha \cdot D_2 \cdot (1 - D_2)^2} \right] \quad (3.65)$$

3.4.10. Resultados de Simulação

O conversor *boost* QTN foi também simulado em condução crítica (em L_2 , como mencionado) para verificar a validade das principais expressões apresentadas até o momento. As especificações do conversor simulado estão mostradas na Tabela 3.1, e o esquemático está apresentado na Figura 3.24, onde se pode observar que todos os parâmetros são idênticos aos do conversor utilizado na simulação em CCM, com exceção

de L_2 , que foi calculado com a expressão (3.57) para levar o conversor a operar em CrCM. As figuras seguintes mostram as principais formas de onda do conversor.

Tabela 3.2 – Especificações de simulação para o conversor *boost* QTN operando em CrCM.

<i>Grandeza</i>	<i>Valor</i>
V_i	40V
V_o	200V
P_o	250W
f	50kHz
α	0,8
ΔI_{L1}	10%
ΔV_o	1%
ΔV_{oint}	1%

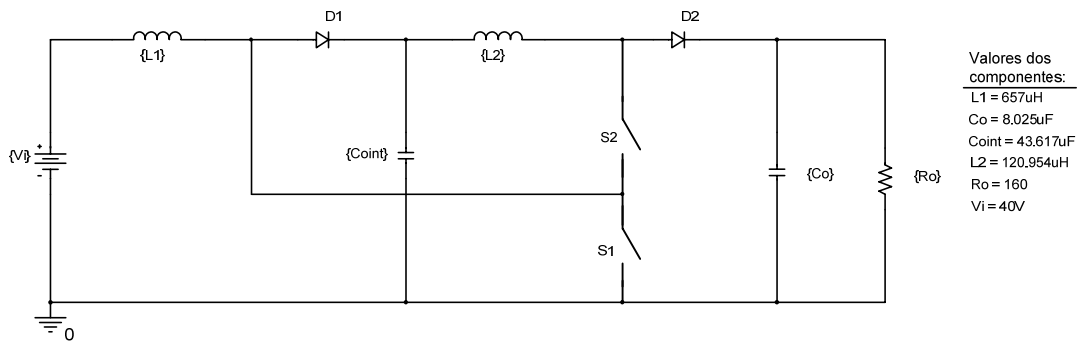


Figura 3.24 – Circuito usado na simulação do conversor *boost* QTN operando em CrCM.

A Figura 3.25 ilustra os pulsos de comando dos interruptores S_1 e S_2 , idênticos aos da Figura 3.16.

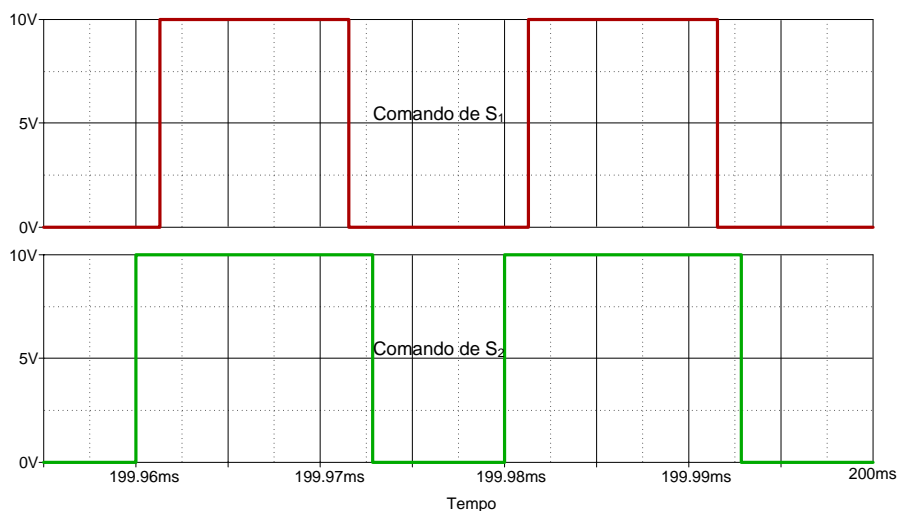


Figura 3.25 – Pulsos de comando de S_1 e S_2 para o conversor *boost* operando em CrCM.

Podem-se observar as formas de onda de $v_o(t)$ e $v_{oint}(t)$ na Figura 3.26, além de seus valores médios. As respectivas ondulações de tensão também estão indicadas.

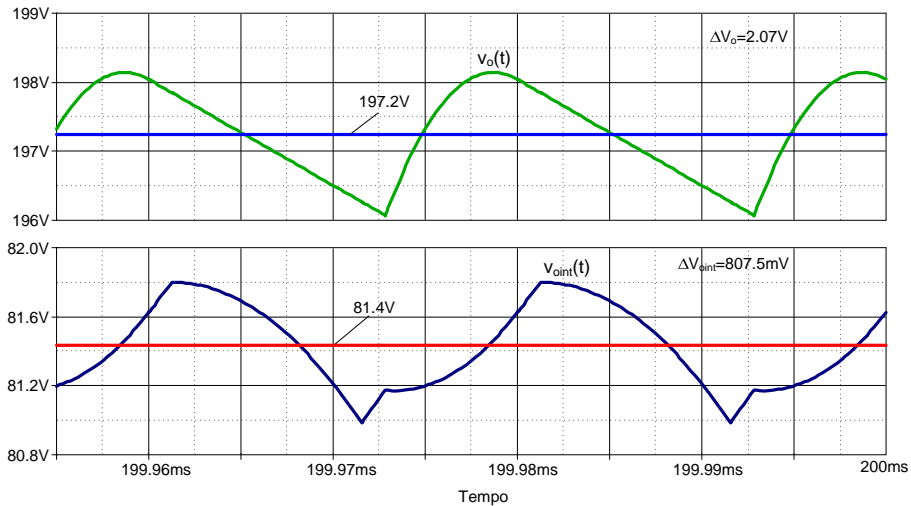


Figura 3.26 – Formas de onda de $v_o(t)$ e $v_{oint}(t)$ com seus respectivos valores médios.

As formas de onda das correntes em L_1 e L_2 estão mostradas na Figura 3.27, bem como seus valores médios e a ondulação de corrente em L_1 . O comando de S_2 também está mostrado junto com $i_{L2}(t)$ (fora de escala) para enfatizar que a corrente se anula no exato momento em que um período de comutação acaba, passando, em seguida, para a etapa seguinte, caracterizando a condução crítica.

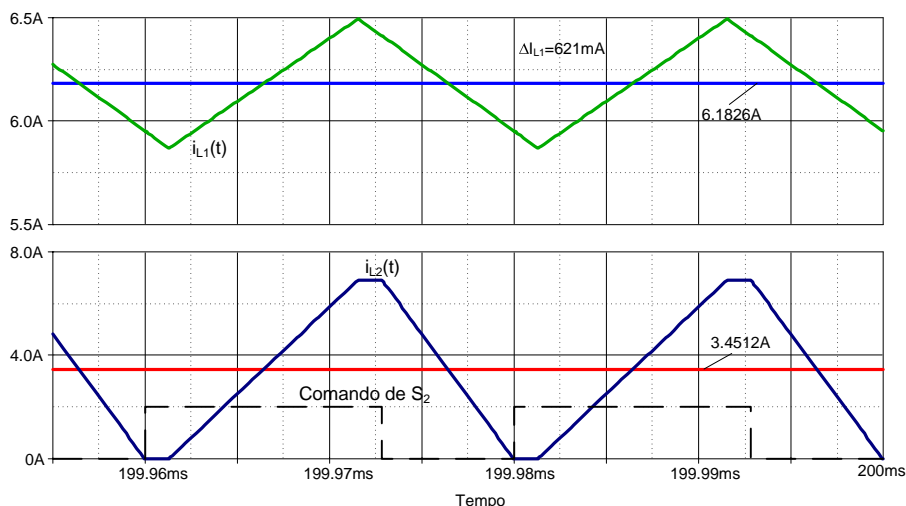


Figura 3.27 – Formas de onda de $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$ com seus respectivos valores médios.

A Figura 3.28 apresenta as formas de onda das tensões sobre os interruptores, cujos valores máximos estão indicados. Nota-se que em nenhum momento elas possuem o máximo valor de tensão da estrutura (V_o).

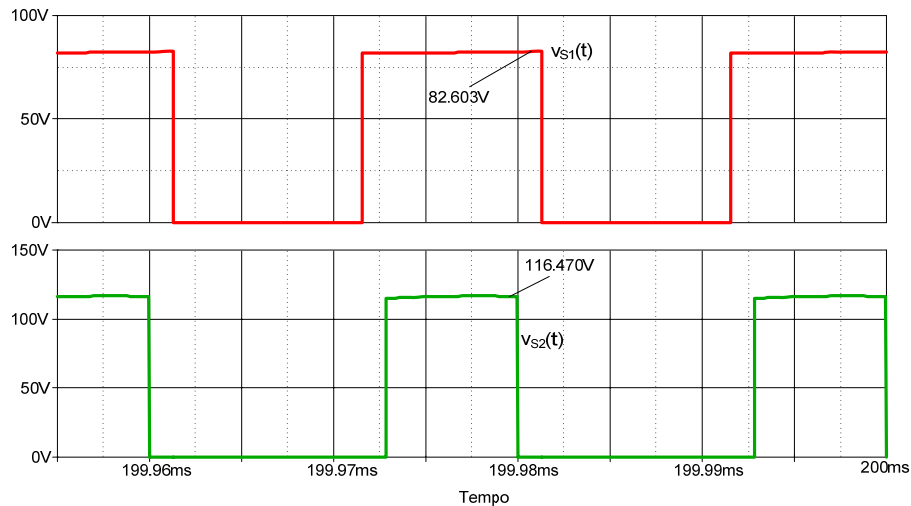


Figura 3.28 – Formas de onda das tensões sobre os interruptores.

3.5. OPERAÇÃO EM CONDUÇÃO DESCONTÍNUA PARCIAL (PDCM)

Assim como no conversor *buck*, o *boost* QTN opera em PDCM quando há descontinuidade de corrente apenas em L_2 , visto que ela deve se anular sempre antes que a de L_1 (quando o conversor não estiver operando em CCM).

Esta seção abordará as etapas de operação e apresentará as principais formas de onda teóricas e obtidas por simulação. Também serão equacionados o ganho estático ideal (os dois parciais e o total) e as ondulações de corrente nos indutores. O cálculo de L_{1CR} será apresentado, bem como uma comparação entre L_{1CR} e L_{2CR} .

3.5.1. Etapas de Operação

As etapas de operação do conversor *boost* QTN operando em PDCM estão apresentadas a seguir.

a) 1ª etapa (t_0, t_1)

A 1ª etapa de operação se inicia em t_0 , quando o interruptor S_2 é comandado a conduzir. A corrente em L_1 decresce linearmente (até o valor mínimo), circulando por V_i , L_1 , D_1 e C_{oint} e carregando o capacitor C_{oint} . A corrente no indutor L_2 mantém-se nula até a próxima etapa, visto que o indutor fica submetido à tensão nula através do diodo D_1 . S_1 e D_2 ficam submetidos às tensões V_{oint} e $(V_o - V_{oint})$, respectivamente. Esta etapa está ilustrada na Figura 3.29.

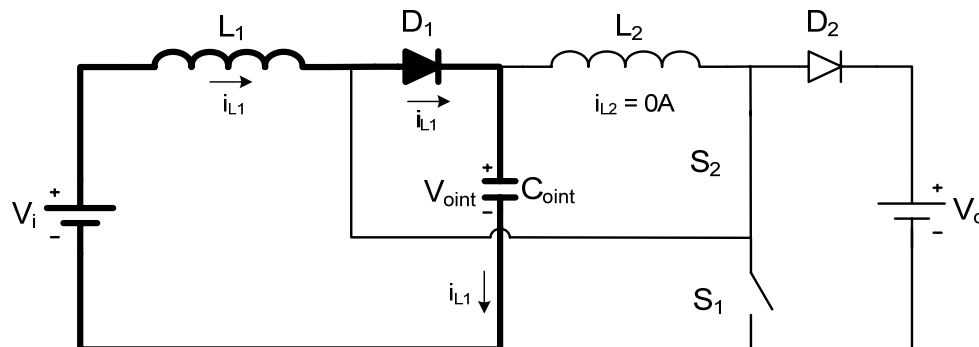


Figura 3.29 – 1ª etapa de operação do conversor *boost* em PDCM.

b) 2ª etapa (t_1, t_2)

A 2ª etapa é iniciada quando o interruptor S_1 é comandado a conduzir. Imediatamente a corrente $i_{L1}(t)$ é desviada de D_1 para S_1 e D_1 é bloqueado com V_{oint} ; $i_{L1}(t)$ circula por L_1 , S_1 e V_i . O indutor L_2 começa a ser carregado pelo capacitor C_{oint} , e sua corrente cresce linearmente a partir do zero, circulando por L_2 , S_2 , S_1 e C_{oint} . D_2 fica bloqueado com tensão reversa igual a V_o . Esta etapa está representada na Figura 3.30 e termina quando S_1 é comandado a bloquear.

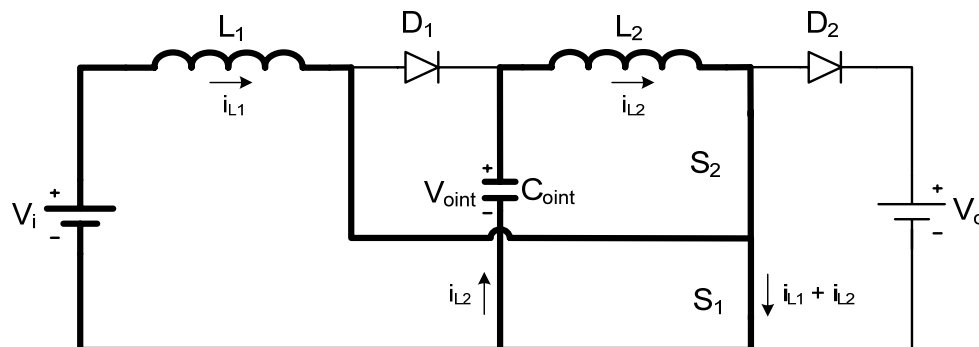


Figura 3.30 – 2ª etapa de operação do conversor *boost* em PDCM.

c) 3ª etapa (t_2, t_3)

Esta etapa inicia-se com o bloqueio de S_1 e pode ser visualizada na Figura 3.31.

Quando S_1 é bloqueado a corrente em L_1 volta a circular por L_1 , D_1 , C_{oint} e V_i , como na 1ª etapa. A corrente em L_2 circula em roda-livre por L_2 e D_1 , mantendo-se no patamar I_{L2M} . Nesta etapa ocorre a carga de C_{oint} pela fonte V_i e por L_1 . Assim como na 1ª, S_1 e D_2 ficam submetidos às tensões V_{oint} e $(V_o - V_{oint})$, respectivamente. Esta etapa finaliza-se quando S_2 é comandado a bloquear, em t_3 .

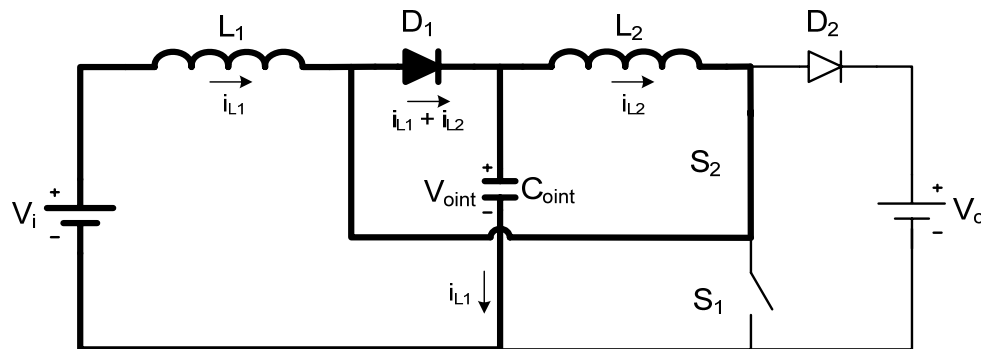


Figura 3.31 – 3ª etapa de operação do conversor *boost* em PDCM.

d) 4ª etapa (t_3, t_d)

A 4ª etapa é iniciada em t_3 e está ilustrada na Figura 3.32.

Quando S_2 é comandado a bloquear, D_2 entra em condução para manter a continuidade de corrente em L_2 , que passa a circular por L_2 , D_2 , V_o e C_{oint} . A corrente em L_1 continua circulando por L_1 , D_1 , C_{oint} e V_i . S_1 fica submetido à tensão V_{oint} , e S_2 , a $(V_o - V_{oint})$. Esta etapa é finalizada quando a corrente em L_2 se anula, iniciando a 5ª etapa de operação.

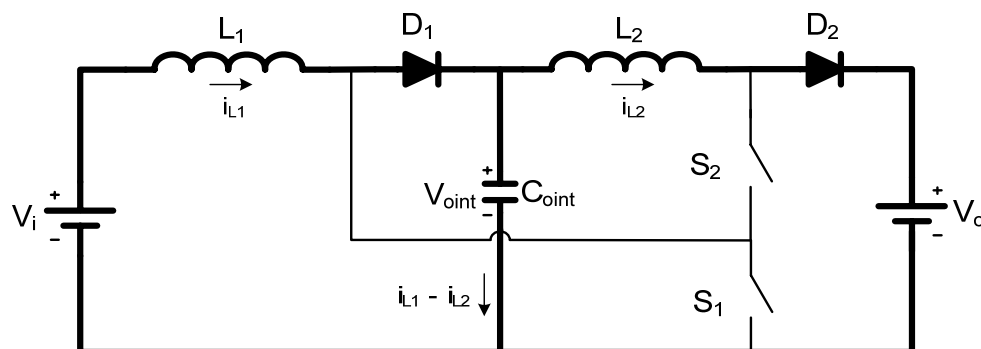


Figura 3.32 – 4ª etapa de operação do conversor *boost* em PDCM.

e) 5ª etapa (t_d, t_4)

A quinta e última etapa de operação inicia-se quando a corrente em L_2 se anula. Neste instante, D_2 é bloqueado e fica submetido à tensão reversa de $(V_o - V_{oint})$. Assim como nas duas etapas anteriores, $i_{L1}(t)$ continua circulando por L_1 , D_1 , C_{oint} e V_i , S_1 fica submetido à tensão V_{oint} , e S_2 , a $(V_o - V_{oint})$. Esta etapa pode ser vista na Figura 3.33 e finaliza-se quando S_2 é comandado a conduzir, iniciando outro ciclo de operação.

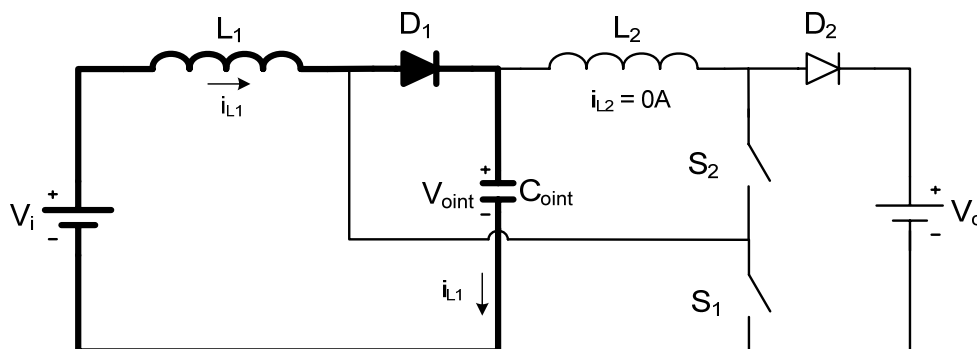


Figura 3.33 – 5ª etapa de operação do conversor *boost* em PDCM.

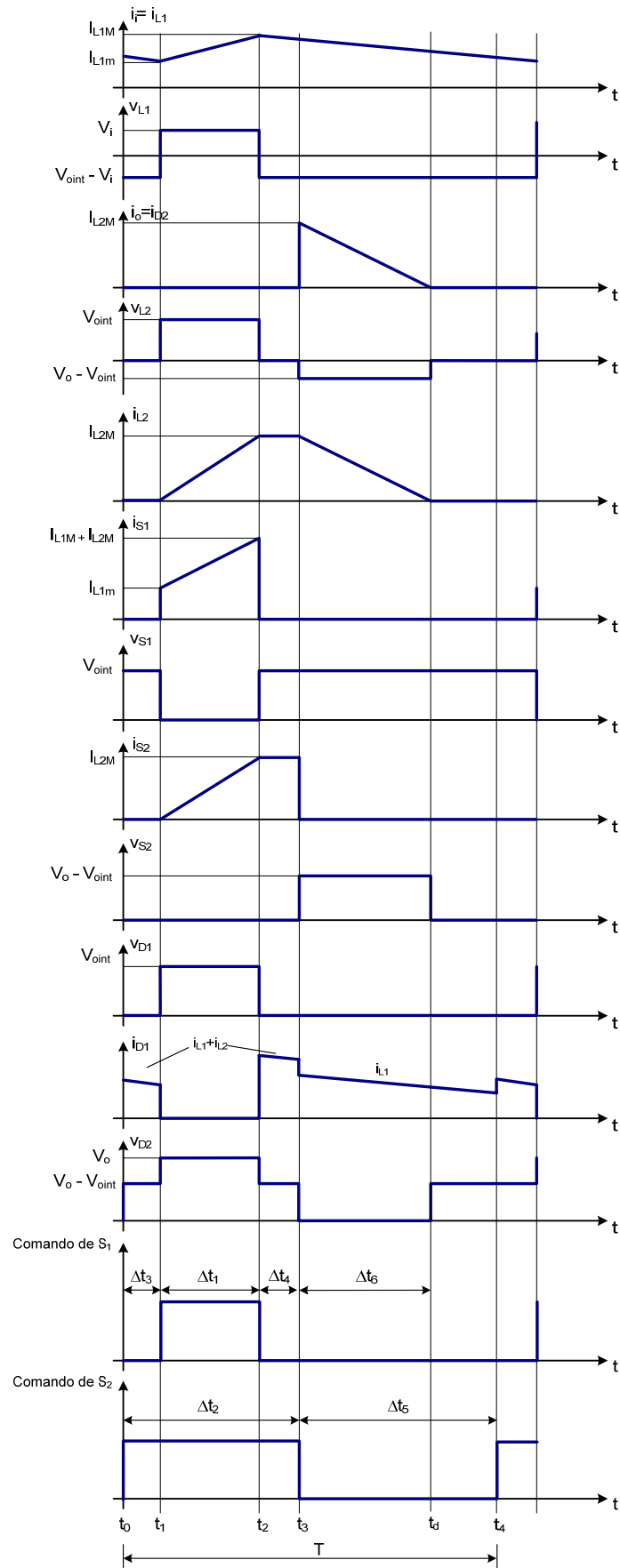
3.5.2. Formas de Onda Básicas

As principais formas de onda do conversor *boost* QTN operando no modo de condução descontínua parcial podem ser visualizadas na Figura 3.34. Notam-se o momento em que a corrente $i_{L2}(t)$ se anula (t_d) e o reflexo da nova etapa de operação nos componentes do conversor.

3.5.3. Ganho Estático Ideal

Assim como no caso de condução contínua, o ganho estático ideal do conversor *boost* QTN pode ser separado em dois ganhos parciais: um referente ao primeiro estágio de conversão (V_{oint}/V_i), e outro referente ao segundo estágio (V_o/V_{oint}). Pode-se observar que o procedimento proposto é semelhante ao do utilizado no cálculo do ganho estático do conversor *buck* do Capítulo 2, visto que ambos pertencem à mesma família de conversores.

As tensões sobre os dois indutores estão apresentadas na Figura 3.35 a fim de facilitar o acompanhamento.


 Figura 3.34 – Principais formas de onda do conversor *boost* QTN operando em PDCM.

Os itens seguintes apresentam os cálculos dos ganhos estáticos parciais e, por fim, o total, de acordo com o método supracitado.

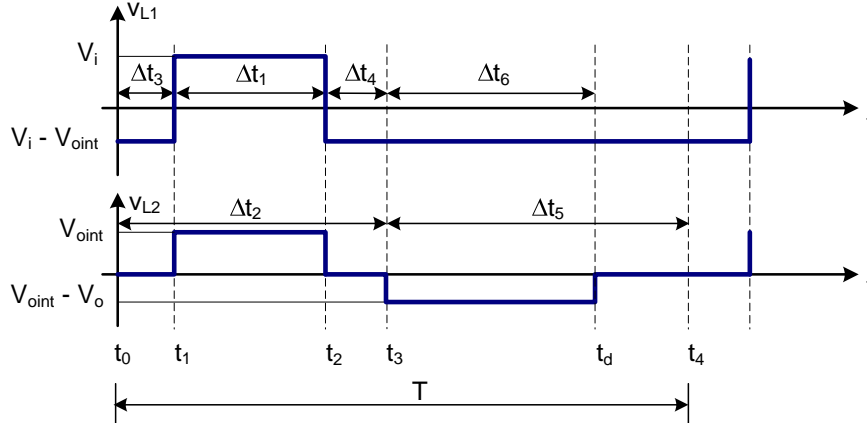


Figura 3.35 – Tensões sobre os indutores L_1 e L_2 em um período de operação.

a) *Ganho estático parcial G_{PIPDCM}*

Neste cálculo, assim como nos demais, utiliza-se o balanço de fluxo magnético dos indutores (no caso, L_1), a fim de se obter a expressão do ganho estático.

$$(V_{oint} - V_i) \cdot (T - \Delta t_1) = V_i \cdot \Delta t_1 \quad (3.66)$$

$$(V_{oint} - V_i) \cdot (T - D_1 \cdot T) = V_i \cdot D_1 \cdot T \quad (3.67)$$

$$V_{oint} \cdot (1 - \alpha \cdot D_2) - V_i \cdot (1 - \alpha \cdot D_2) = V_i \cdot \alpha \cdot D_2 \quad (3.68)$$

$$G_{PIPDCM} = \frac{V_{oint}}{V_i} = \frac{1}{1 - \alpha \cdot D_2} \quad (3.69)$$

Como se pode observar, a expressão (3.69) é idêntica à (3.5), mostrando que o ganho estático referente ao primeiro estágio não é afetado em nada pela descontinuidade de corrente em L_2 , diferente do conversor *buck*.

Assim como em CCM, o limite de (3.69) com α tendendo a 1 resulta na expressão do ganho estático do conversor *boost* tradicional, como mostra (3.70).

$$\lim_{\alpha \rightarrow 1} G_{PIPDCM} = \lim_{\alpha \rightarrow 1} \frac{1}{1 - \alpha \cdot D_2} = \frac{1}{1 - D_2} \quad (3.70)$$

b) Ganho estático parcial G_{P2PDCM}

Inicialmente obtém-se uma relação entre Δt_6 e parâmetros conhecidos do circuito:

$$V_{o\text{int}} \cdot \Delta t_1 = (V_o - V_{o\text{int}}) \cdot \Delta t_6 \quad (3.71)$$

$$\Delta t_6 = \frac{V_{o\text{int}}}{V_o - V_{o\text{int}}} \cdot \Delta t_1 \quad (3.72)$$

Pode-se encontrar a expressão que representa a corrente média no diodo D_2 em função de Δt_6 , dada por (3.73):

$$I_{D2} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{\Delta t_6} \frac{(V_o - V_{o\text{int}})}{L_2} \cdot t \cdot dt = f \cdot \frac{(V_o - V_{o\text{int}})}{L_2} \cdot \frac{(\Delta t_6)^2}{2} \quad (3.73)$$

Sabendo que $I_{D2} = I_o$ e substituindo (3.72) em (3.73), encontra-se a expressão (3.74), que mostra a corrente de saída do conversor em função de parâmetros conhecidos.

$$I_o = \frac{(\alpha \cdot D_2)^2}{2 \cdot f \cdot L_2} \cdot \frac{V_{o\text{int}}^2}{(V_o - V_{o\text{int}})} \quad (3.74)$$

Isolando $V_o/V_{o\text{int}}$ em (3.74), encontra-se a expressão do ganho estático referente ao segundo estágio, dada por (3.75).

$$G_{P2PDCM} = \frac{V_o}{V_{o\text{int}}} = 1 + \frac{(\alpha \cdot D_2)^2 \cdot V_{o\text{int}}}{2 \cdot I_o \cdot f \cdot L_2} \quad (3.75)$$

Definindo a corrente de saída normalizada pela expressão (3.76), reescreve-se o ganho estático parcial dado por (3.75) como (3.77):

$$\psi_2 \triangleq \frac{2 \cdot I_o \cdot f \cdot L_2}{V_{o\text{int}}} \quad (3.76)$$

$$G_{P2PDCM} = 1 + \frac{(\alpha \cdot D_2)^2}{\psi_2} \quad (3.77)$$

c) Ganho estático total G_{TPDCM}

Pode-se encontrar facilmente a expressão do ganho estático total do conversor, dado por V_o/V_i , multiplicando-se os ganhos parciais mostrados em (3.69) e (3.75), como pode ser visto em (3.78).

$$G_{TPDCM} = \frac{1}{(1 - \alpha \cdot D_2)} \cdot \left[1 + \frac{(\alpha \cdot D_2)^2 \cdot V_{o\text{int}}}{2 \cdot I_o \cdot f \cdot L_2} \right] \quad (3.78)$$

Normalizando o ganho estático total através da igualdade dada por (3.77), chega-se na expressão (3.79), que representa o ganho em função da corrente normalizada, D_2 e α :

$$G_{TPDCM} = \frac{1}{(1 - \alpha \cdot D_2)} \cdot \left[1 + \frac{(\alpha \cdot D_2)^2}{\psi_2} \right] \quad (3.79)$$

3.5.4. Ondulação de Corrente nos Indutores

As expressões que permitem calcular as ondulações de corrente nos indutores L_1 e L_2 estão apresentadas a seguir.

a) Indutor L_1

A expressão (3.17), que representa a ondulação de corrente em L_1 para o modo de condução contínua, também é válida para a condução descontínua parcial, visto que nesse modo a corrente em L_1 também é contínua. Reescrevendo-a como (3.80) por praticidade e substituindo V_i pela relação com o ganho estático, chega-se em (3.81).

$$\Delta I_{L1} = \frac{\alpha \cdot D_2 \cdot V_i}{L_1 \cdot f} \quad (3.80)$$

$$\Delta I_{L1} = \frac{\alpha \cdot D_2 \cdot \left(\frac{V_o}{G_{TPDCM}} \right)}{L_1 \cdot f} \quad (3.81)$$

Substituindo a expressão do ganho estático dada por (3.79) em (3.81), encontra-se a ondulação de corrente em L_1 . Isolando L_1 em (3.82), chega-se à expressão que fornece o valor da indutância em função de uma ondulação especificada. Nota-se que as expressões (3.82) e (3.83) são diferentes de (3.18) e (3.19), devido ao fato de os ganhos estáticos em CCM e em PDCM serem diferentes.

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_o}{L_1 \cdot f} \cdot \frac{\alpha \cdot D_2 \cdot (1 - \alpha \cdot D_2) \cdot \psi_2}{(\alpha \cdot D_2)^2 + \psi_2} \quad (3.82)$$

$$L_1 = \frac{V_o}{\Delta I_{L1} \cdot f} \cdot \frac{\alpha \cdot D_2 \cdot (1 - \alpha \cdot D_2) \cdot \psi_2}{(\alpha \cdot D_2)^2 + \psi_2} \quad (3.83)$$

b) *Indutor L_2*

Tendo em vista que em condução crítica ou descontínua parcial a ondulação de corrente em L_2 coincide com I_{L2M} , na verdade este item trata também do cálculo do máximo valor de corrente em L_2 .

Levando em conta que a única etapa em que L_2 se carrega é a 2ª, ou seja, nela a corrente em L_2 excursiona do seu valor mínimo (0A) até o máximo, pode-se fazer a análise da ondulação considerando apenas essa etapa.

Substituindo a expressão do ganho estático total em PDCM (3.79) na fórmula que define a ondulação de corrente em L_2 , dada por (3.30) e reescrita como (3.84) em função de V_i , e considerando que $\Delta I_{L2} = I_{L2M}$, encontra-se (3.85). Isolando L_2 , chega-se à expressão de L_2 em função de um valor máximo de corrente especificado, representada por (3.86).

$$I_{L2M} = \frac{\alpha \cdot D_2}{L_2 \cdot f} \cdot \frac{V_i}{(1 - \alpha \cdot D_2)} \quad (3.84)$$

$$I_{L2M} = \frac{V_o}{L_2 \cdot f} \cdot \frac{\alpha \cdot D_2 \cdot \psi_2}{(\alpha \cdot D_2)^2 + \psi_2} \quad (3.85)$$

$$L_2 = \frac{V_o}{I_{L2M} \cdot f} \cdot \frac{\alpha \cdot D_2 \cdot \psi_2}{(\alpha \cdot D_2)^2 + \psi_2} \quad (3.86)$$

3.5.5. Resultados de Simulação

Fez-se uma simulação do conversor *boost* QTN operando em PDCM e considerando todos os parâmetros ideais, para confirmar os cálculos e as afirmações apresentadas até o momento para este modo de condução. A Tabela 3.3 mostra as especificações do conversor para esta simulação. Observa-se que elas são exatamente iguais às da Tabela 3.2, referente à condução crítica. Entretanto, arbitrou-se um valor de L_2 inferior ao dado pela expressão (3.59) para se ter a condução descontínua parcial. Além disso, os valores de C_o e C_{oint} foram recalculados para atender aos requisitos da Tabela 3.3 (o procedimento de cálculo será visto adiante). O circuito utilizado na simulação está apresentado na Figura 3.36, e as figuras seguintes mostram os principais resultados encontrados.

Tabela 3.3 – Especificações de simulação para o conversor *boost* QTN operando em PDCM.

Grandeza	Valor
V_i	40V
V_o	200V
P_o	250W
f	50kHz
α	0,8
ΔI_{L1}	10%
ΔV_o	1%
ΔV_{oint}	1%

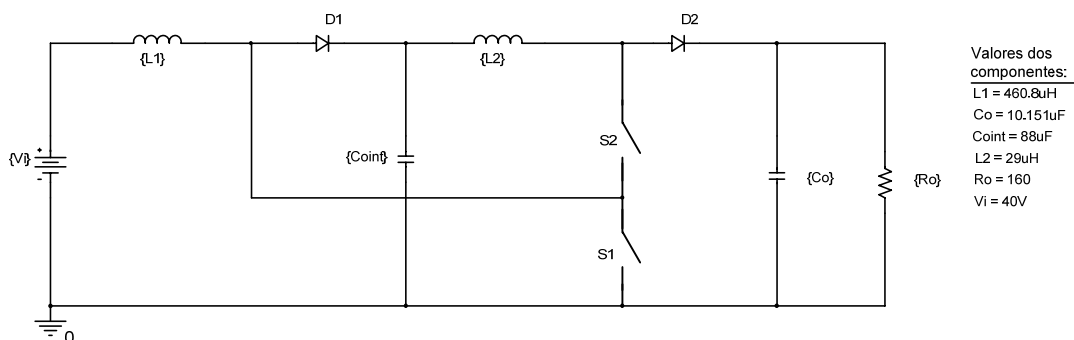


Figura 3.36 – Circuito usado na simulação do conversor *boost* QTN operando em PDCM.

A Figura 3.37 mostra os pulsos de comando dos interruptores S_1 e S_2 da estrutura. Observa-se que eles são diferentes dos pulsos da Figura 3.16 e da Figura 3.25.

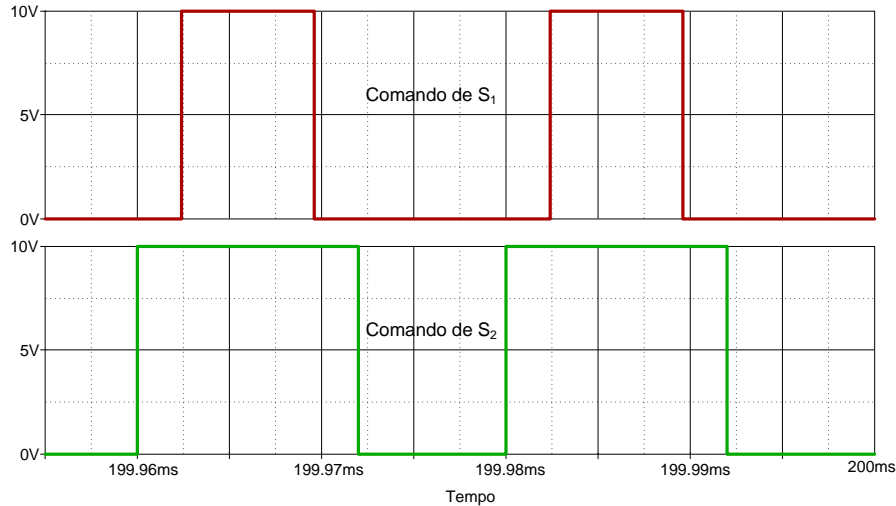


Figura 3.37 – Pulsos de comando de S_1 e S_2 para o conversor *boost* operando em PDCM.

As formas de onda de $v_o(t)$ e $v_{oin}(t)$, bem como seus valores médios, estão mostradas na Figura 3.38. Os valores das respectivas ondulações também estão indicados.

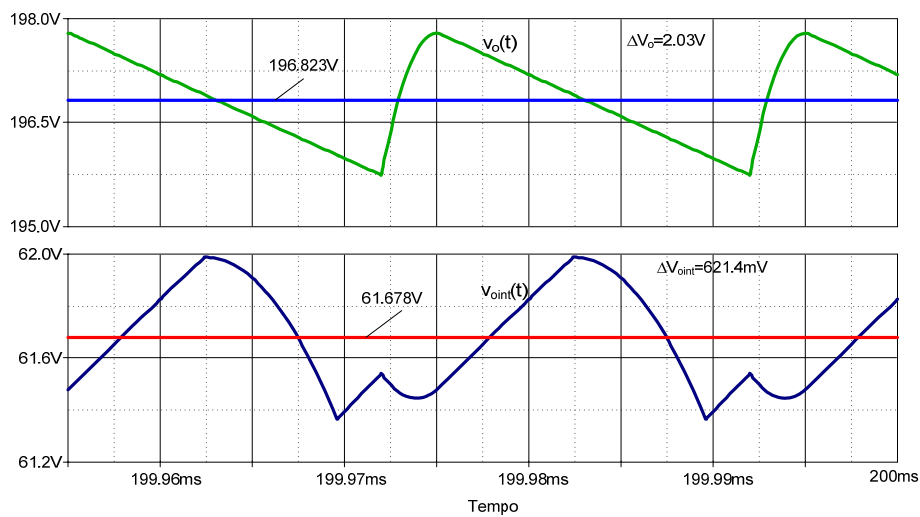


Figura 3.38 – Formas de onda de $v_o(t)$ e $v_{oin}(t)$ com seus respectivos valores médios.

A Figura 3.39 mostra as formas de onda das correntes nos indutores e seus valores médios, bem como a ondulação da corrente em L_1 .

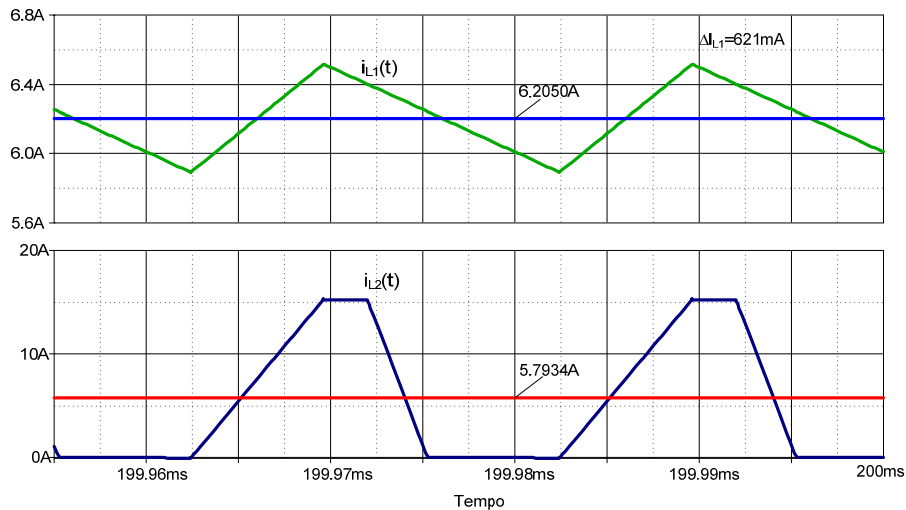


Figura 3.39 – Formas de onda de $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$ com seus respectivos valores médios.

As formas de onda das tensões sobre os interruptores S_1 e S_2 podem ser visualizadas na Figura 3.40, bem como seus valores máximos. Observa-se que em nenhum instante elas atingem o valor que o interruptor do conversor *boost* tradicional atinge, ou seja, V_o .

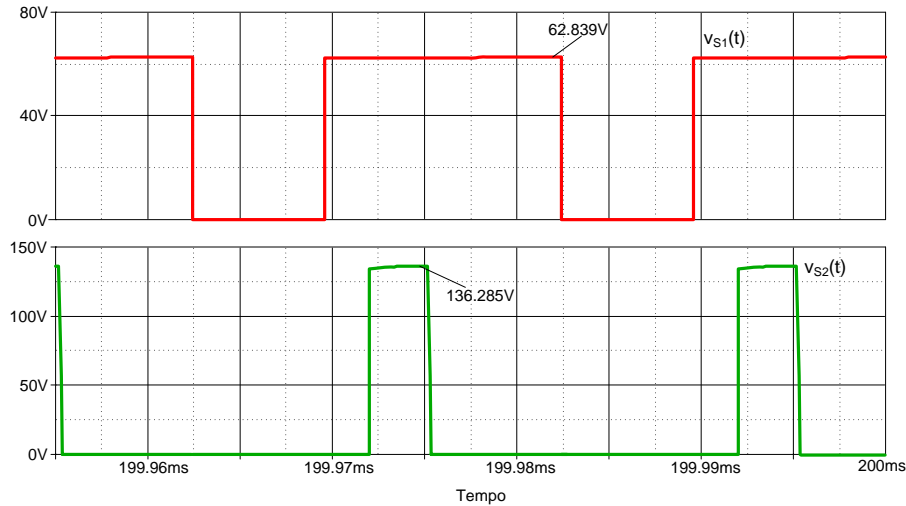


Figura 3.40 – Formas de onda das tensões sobre os interruptores.

3.6. CARACTERÍSTICA EXTERNA

Semelhantemente ao caso do *buck*, a característica externa do conversor *boost* será apresentada a princípio separada em duas partes – relativas a $V_{o\text{int}}/V_i$ e $V_o/V_{o\text{int}}$ –, assim

como o equacionamento do ganho estático. Posteriormente, será mostrada sob o ponto de vista do conversor como um todo, ou seja, V_o/V_i .

3.6.1. Característica Externa Parcial Referente a $V_{o\text{int}}/V_i$

Como foi comentado no item 3.5.3.a), o ganho estático parcial 1 em PDCM não é afetado pela descontinuidade de corrente em L_2 . Ou seja, é exatamente igual ao ganho estático em CCM, independente se a corrente em L_2 é contínua ou descontínua. A expressão utilizada para traçar as curvas da característica externa parcial 1 em função da corrente em L_2 normalizada é a (3.69), que é igual à (3.5). Por praticidade, ela está reescrita como (3.87).

$$G_{P1} = \frac{V_{o\text{int}}}{V_i} = \frac{1}{1 - \alpha D_2} \quad (3.87)$$

O conjunto de curvas referentes à característica externa parcial 1 está ilustrado na Figura 3.41, onde o eixo x é a corrente de saída normalizada ψ_2 . Nota-se que em toda a faixa de valores de ψ_2 , o ganho estático é igual, para um mesmo valor de D_2 , bem como de α . Pode-se observar também que a característica externa parcial para $\alpha = 1$ é idêntica à de um conversor *boost* tradicional (considerando apenas o modo de condução contínua), o que confirma a afirmação feita anteriormente de que o ganho estático do primeiro estágio é igual ao do *boost* clássico, quando α tende a 1 (expressão (3.70)). Entretanto, esta configuração está mostrada apenas para validação teórica, visto que na prática não se recomenda comandos simultâneos de dois ou mais interruptores, devido à diferença de tempo de entrada em condução e bloqueio dos mesmos causar um funcionamento inadequado do circuito.

Comparando-se as famílias de curvas apresentadas, pode-se notar também que, para um mesmo valor de D_2 , o ganho estático parcial aumenta com o aumento de α . Este comportamento pode ser explicado observando as etapas de operação do conversor em qualquer modo de condução apresentado: quanto maior α , maior é o tempo em que S_1 conduz, e conseqüentemente, maior é a carga armazenada em L_1 . Como essa carga é transferida ao capacitor $C_{o\text{int}}$, a tensão $V_{o\text{int}}$ também aumenta.

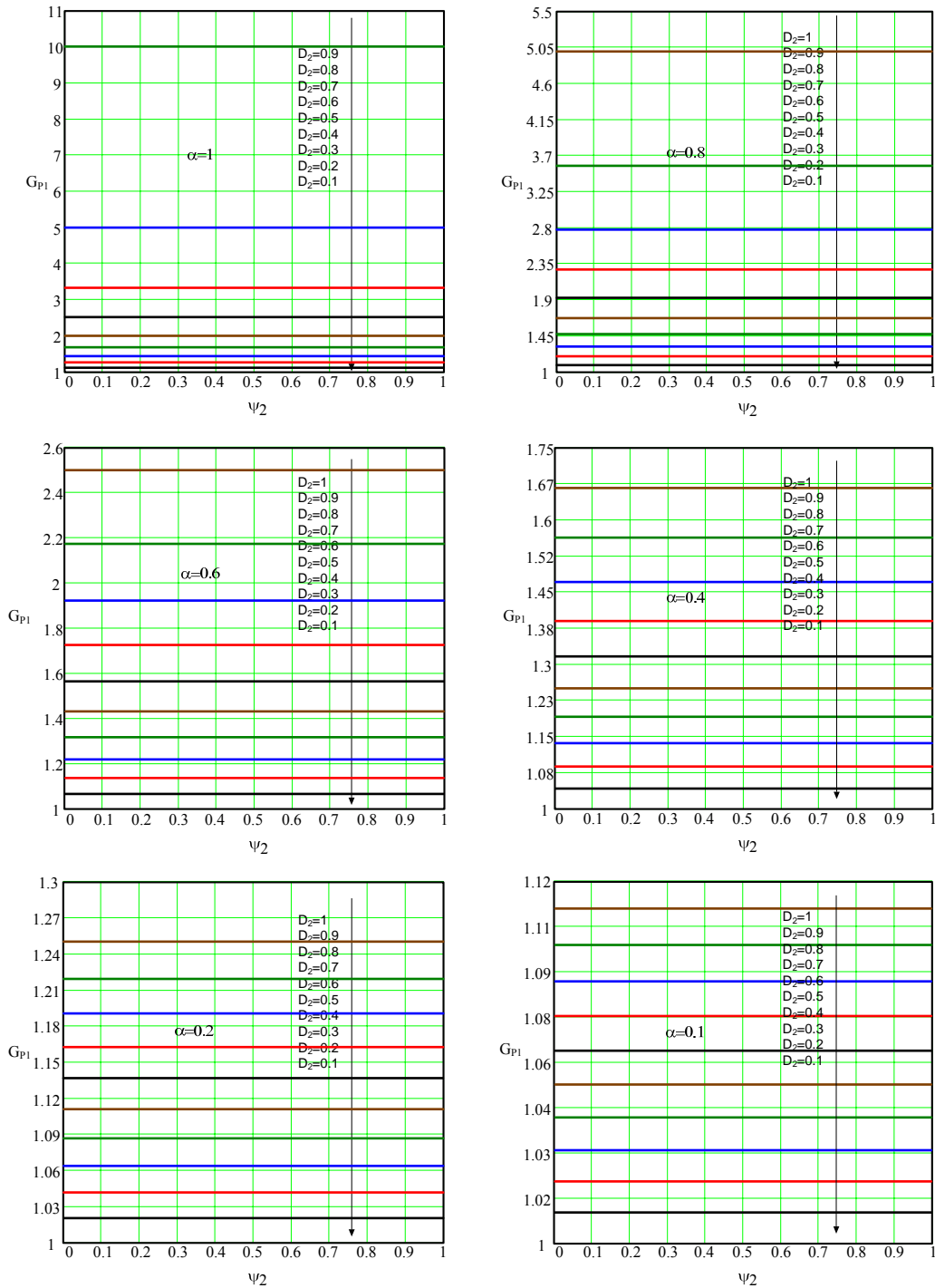


Figura 3.41 – Característica externa parcial 1 do conversor *boost* QTN ($V_{oint}/V_i \times \psi_2$).

3.6.2. Característica Externa Parcial Referente a V_o/V_{oint}

Inicialmente define-se a relação entre as tensões V_{oint} e V_i por um parâmetro auxiliar δ , como mostra (3.88). Em seguida, isola-se a razão cíclica D_2 em função de α e δ na

expressão do ganho estático parcial 2 em CCM, dado por (3.10), resultando na expressão (3.89).

$$\frac{V_o}{V_{o\text{int}}} \triangleq \delta \quad (3.88)$$

$$D_2 = \frac{\delta - 1}{\delta + \alpha - 1} \quad (3.89)$$

De forma semelhante, isola-se a corrente de saída normalizada ψ_2 na expressão do ganho estático parcial 2 em PDCM, dado por (3.77), obtendo-se (3.90).

$$\psi_2 = \frac{(\alpha \cdot D_2)^2}{\delta - 1} \quad (3.90)$$

Substituindo a expressão da razão cíclica D_2 em condução contínua em (3.90), que define a corrente normalizada em PDCM, obtém-se a expressão de ψ_2 em função de α e δ que representa o limite entre as conduções contínua e descontínua parcial. Esta expressão pode ser vista em (3.91).

$$\psi_{2\text{LMC}} = \frac{\alpha^2 \cdot (\delta - 1)}{(\delta + \alpha - 1)^2} \quad (3.91)$$

A partir das expressões do ganho estático parcial 2 em CCM e em PDCM (dados por (3.10) e (3.77), respectivamente) e delimitando-as com (3.91), traçou-se um conjunto de curvas, apresentadas na Figura 3.42, que representam a característica externa do conversor *boost* em função de ψ_2 , α e D_2 , considerando apenas o segundo estágio de conversão.

Assim como na característica externa parcial referente a $V_{o\text{int}}/V_i$, o ganho estático aumenta na medida em que α cresce, para um mesmo valor de D_2 , bem como de ψ_2 .

Observa-se também que, para α igual a 1, a característica externa deste estágio é idêntica à do conversor *boost* clássico (mantendo a mesma corrente normalizada).

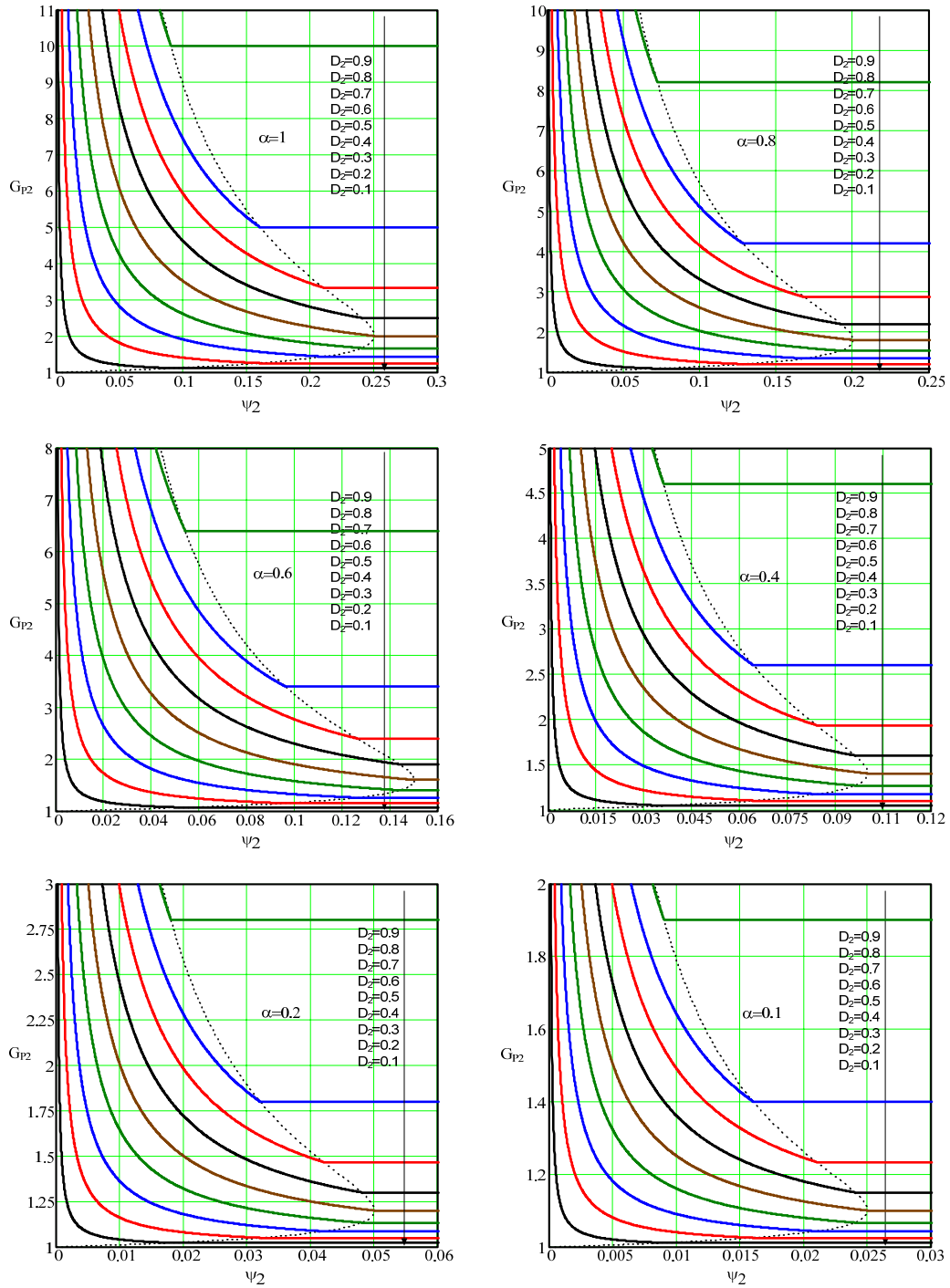


Figura 3.42 – Característica externa parcial 2 do conversor *boost* QTN ($V_o/V_{oint} \times \psi_2$).

3.6.3. Característica Externa Total

A característica externa total pode ser obtida igualando-se as expressões do ganho estático referentes aos modos de condução contínua e descontínua parcial, dadas por (3.12) e (3.79), respectivamente, e isolando a razão cíclica D_{2CR} .

$$G_{TCCM} = G_{TPDCM} \quad (3.92)$$

$$\frac{1 - D_{2CR} \cdot (1 - \alpha)}{(1 - D_{2CR}) \cdot (1 - \alpha \cdot D_{2CR})} = \frac{1}{(1 - \alpha \cdot D_{2CR})} \cdot \left[1 + \frac{(\alpha \cdot D_{2CR})^2}{\psi_2} \right] \quad (3.93)$$

$$D_{2CR} = \frac{1}{2 \cdot \alpha} \cdot \left(\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - 4 \cdot \alpha \cdot \psi_2} \right) \quad (3.94)$$

Substituindo (3.94) na expressão do ganho estático total em CCM, encontra-se a expressão que delimita os modos de condução contínua e descontínua parcial, dada por (3.95).

$$G_{TCR} = \frac{2 \cdot \left[2 \cdot \alpha + (1 - \alpha) \cdot \left(-\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - 4 \cdot \alpha \cdot \psi_2} \right) \right]}{\left(\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - 4 \cdot \alpha \cdot \psi_2} \right) \cdot \left(2 - \alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - 4 \cdot \alpha \cdot \psi_2} \right)} \quad (3.95)$$

Utilizando as expressões dos ganhos estáticos totais em CCM, PDCM e crítico, que limita os dois modos de condução mencionados, apresentadas em (3.12), (3.79) e (3.95), respectivamente, traçou-se um conjunto de curvas que representam a característica externa total do conversor *boost* QTN em função de ψ_2 , α e D_2 , ilustrada na Figura 3.43.

Nota-se que, assim como nos dois estágios observados individualmente na Figura 3.41 e na Figura 3.42, o ganho estático total também aumenta à medida que α cresce, visto que o tempo de carga do indutor L_1 , e conseqüentemente do capacitor $C_{o\text{int}}$, aumenta, para um mesmo valor de D_2 . Além disso, para $\alpha = 1$, os valores do ganho estático apresentam um comportamento quadrático em relação ao do conversor *boost* clássico (as curvas podem ser vistas em [2]), tanto em CCM quanto em PDCM. Esta conclusão ratifica a característica *quadrática* desta família de conversores.

Em última instância, pode-se ver que, para qualquer valor de α e D_2 , o primeiro estágio de conversão contribui apenas com um fator multiplicativo na característica externa total, não dependendo da corrente de saída.

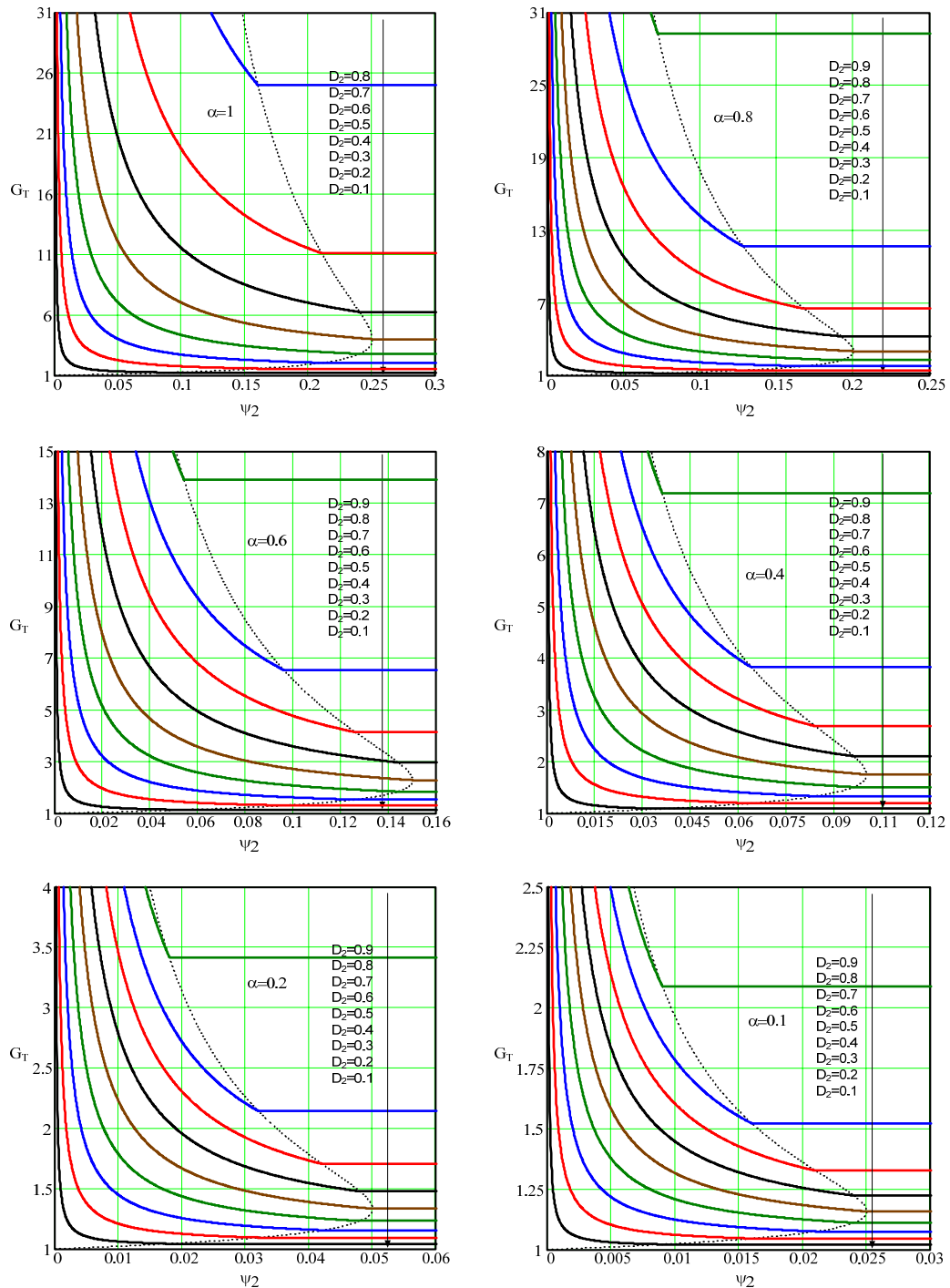


Figura 3.43 – Característica externa total do conversor *boost* QTN ($V_o/V_i \times \psi_2$).

Assim como no *buck*, traçaram-se as curvas de característica externa total para três valores de D_2 e $\alpha = 0,6$ considerando duas situações de simulação – com interruptores ativos ideais e com MOSFETs – e fez-se uma comparação com a curva teórica da Figura 3.43, com o objetivo de se observar a validade das expressões (3.12) (3.79). O resultado está mostrado na Figura 3.44, onde se pode ver que as curvas teórica e de simulação ideal

coincidem perfeitamente; já a de simulação com MOSFET apresenta uma leve discrepância em relação às outras duas, causada pelas não-idealidades do componente.

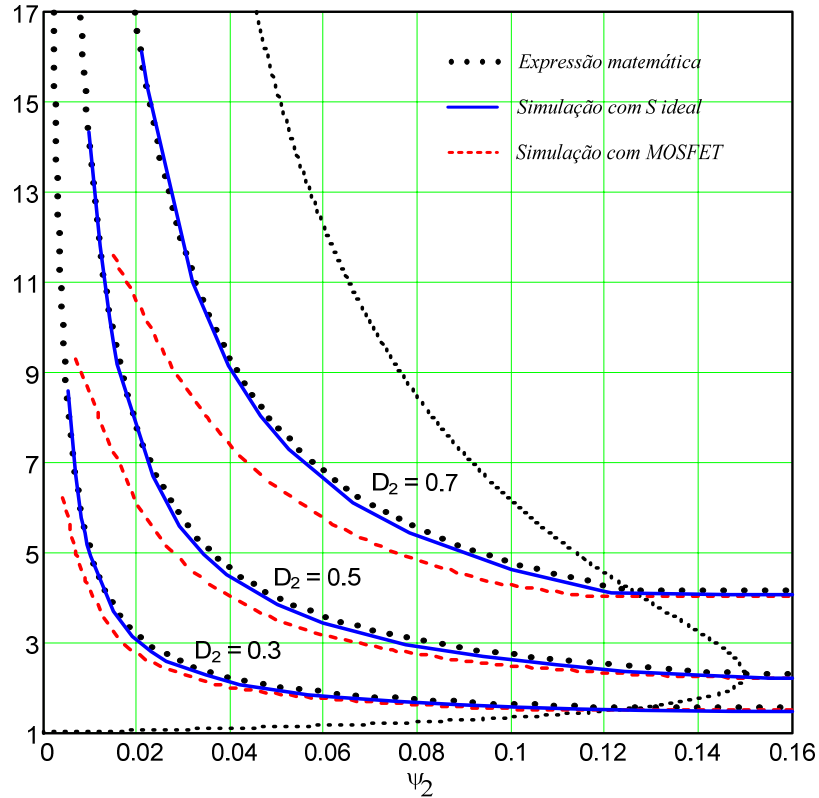


Figura 3.44 – Comparação entre as curvas da característica externa total do conversor *boost* QTN obtidas pela expressão e por simulação.

3.7. ESFORÇOS DE TENSÃO EM S_1 E S_2

Assim como no conversor *buck* do Capítulo 2, uma das vantagens do *boost* é o fato de a tensão sobre os interruptores ser inferior à do *boost* clássico. Analisando as formas de onda da Figura 3.7 para o conversor operando em CCM, obtêm-se os esforços máximos de tensão sobre S_1 e S_2 . Normalizando-os em função da máxima tensão envolvida na conversão (V_o), encontram-se as expressões de V_{S1} e V_{S2} em função de α e D_2 , descritos por (3.97) e (3.99).

$$V_{S1} = V_{o\text{int}} \Rightarrow V_{S1} = V_o \cdot \frac{(1 - D_2)}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \quad (3.96)$$

$$\overline{V_{S1}} = \frac{V_{S1}}{V_o} \Rightarrow \overline{V_{S1}} = \frac{(1 - D_2)}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \quad (3.97)$$

$$V_{S2} = V_o - V_{o\text{int}} \Rightarrow V_{S2} = V_o \cdot \left[1 - \frac{(1-D_2)}{1-D_2 \cdot (1-\alpha)} \right] \quad (3.98)$$

$$\overline{V_{S2}} = \frac{V_{S2}}{V_o} = 1 - \frac{(1-D_2)}{1-D_2 \cdot (1-\alpha)} \Rightarrow \overline{V_{S2}} = \frac{\alpha \cdot D_2}{1-D_2 \cdot (1-\alpha)} \quad (3.99)$$

O comportamento de V_{S1} e V_{S2} em função de α e D_2 pode ser visualizado na Figura 3.45. De antemão nota-se que as expressões (3.97) e (3.99) são idênticas a (2.119) e (2.121), respectivamente. Assim, pode-se observar comparando a Figura 3.45 com a Figura 2.46 que o comportamento das tensões normalizadas é exatamente idêntico para ambos os conversores. Dessa forma, as curvas de V_{S1} e V_{S2} sempre se cruzam quando $\overline{V_{S1}} = \overline{V_{S2}} = 0,5$, o que é evidente, visto que quando D_2 está conduzindo, $V_{S1} + V_{S2} = V_o$.

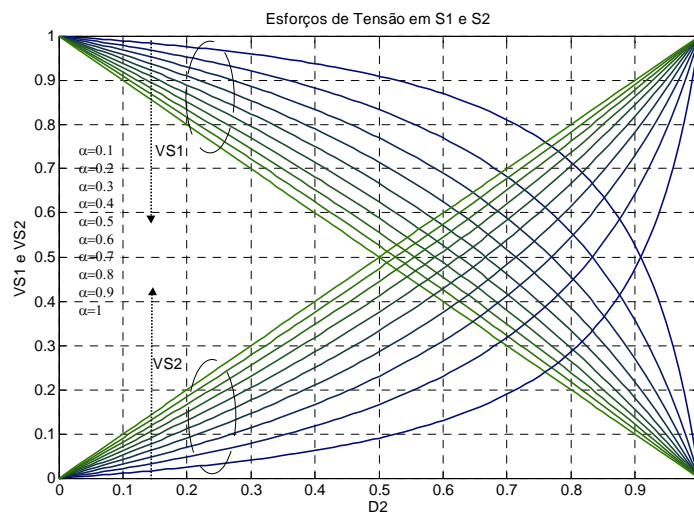


Figura 3.45 – Esforços de tensão em S_1 e S_2 .

Quando α tende a 1, consegue-se o máximo ganho estático do conversor, para um mesmo valor de D_2 . Obtêm-se as expressões de $\overline{V_{S2}}$ e do ganho estático total substituindo α por 1 em (3.12) e (3.99), resultando em (3.100) e (3.101), respectivamente. As expressões das mesmas grandezas do conversor de três níveis mostrado em [3] estão apresentadas em (3.102) e (3.103) para comparação.

$$\lim_{\alpha \rightarrow 1} G_{TCCM} = \frac{1}{(1-D_2)^2} \quad (3.100)$$

$$\lim_{\alpha \rightarrow 1} \overline{V_{S2}} = D_2 \quad (3.101)$$

$$\lim_{\alpha \rightarrow 1} G_{CCM_3N} = \frac{1}{1 - D_2} \quad (3.102)$$

$$\lim_{\alpha \rightarrow 1} \overline{V_{S2_3N}} = D_2 \quad (3.103)$$

A Figura 3.46 mostra o comportamento de $\overline{V_{S2}}$ em função do ganho estático dos dois conversores. Observa-se que o ganho estático máximo para que $\overline{V_{S1}} = \overline{V_{S2}} = 0,5$ é igual a 2 para o conversor de três níveis, enquanto que no quadrático ele é o quadrado deste valor, ou seja, 4. Esta é a grande vantagem dos conversores quadráticos em relação aos de 1ª ordem: pode-se conseguir um ganho alto sem comprometer uma divisão equilibrada entre as tensões nos interruptores.

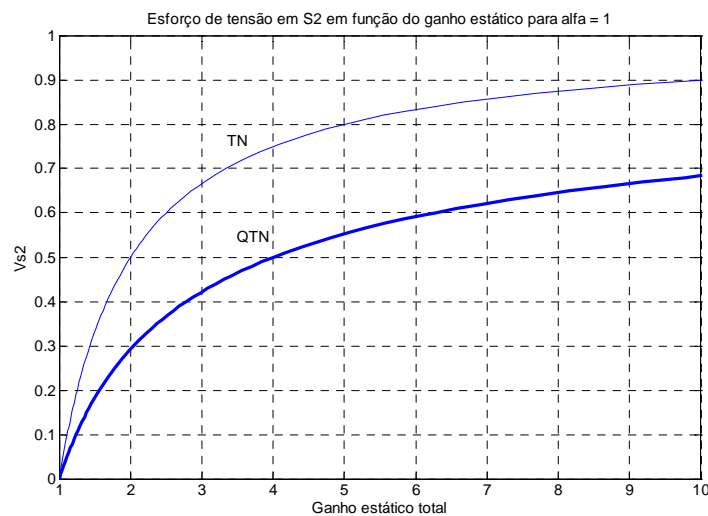


Figura 3.46 – Relação entre $\overline{V_{S2}}$ e o ganho estático do conversor *boost* TN e QTN.

3.8. CÁLCULO DE C_{OINT}

Como foi explicado no Capítulo 2 para o conversor *buck*, a principal função de C_{oint} é de acoplar os dois estágios do conversor QTN, e não filtrar uma tensão pulsada para fornecer à carga apenas seu valor médio. De qualquer forma, é altamente desejável conhecer de antemão a ondulação de tensão que determinado valor de C_{oint} vai produzir, ou poder especificar C_{oint} a partir de uma dada ondulação.

Além disso, é importante salientar que, quanto menor o valor de $\Delta V_{o_{int}}$, mais a teoria se aproxima da prática, considerando que todas as expressões deduzidas neste trabalho desconsideram qualquer variação de $V_{o_{int}}$. Assim, as expressões seguintes fornecem o cálculo de $C_{o_{int}}$.

Observando as etapas de operação em CCM, pode-se notar que $C_{o_{int}}$ se descarrega apenas em uma etapa (na 2ª, especificamente). Dessa forma, sabe-se que nessa etapa $V_{o_{int}}$ excursiona do seu valor máximo até o mínimo, ou seja, $\Delta V_{o_{int}}$. A Figura 3.47 ilustra a corrente em $C_{o_{int}}$ em CCM, onde se pode ver que a única etapa em que ela assume valor negativo é a segunda. Pode-se observar, entretanto, que a corrente no capacitor na quarta etapa de operação é a diferença entre as correntes em L_1 e em L_2 . Assim, em PDCM é provável que em um intervalo desta etapa essa diferença seja negativa, fazendo com que o cálculo baseado na Figura 3.47 não seja exato para esses casos. Porém, ver-se-á que o valor de $C_{o_{int}}$ será muito superior ao calculado (considerando as tecnologias atuais de capacitores) devido às exigências de corrente eficaz e de máxima R_{SE} , o que acaba não afetando o projeto final.

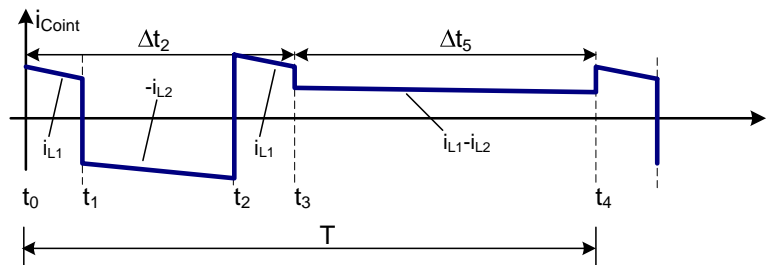


Figura 3.47 – Corrente do capacitor $C_{o_{int}}$ em CCM.

Na segunda etapa a corrente em $C_{o_{int}}$ é a mesma que em L_2 , mas com sinal negativo:

$$i_{C_{o_{int}}}(t)|_{2^a \text{ etapa}} = -i_{L_2}(t)|_{2^a \text{ etapa}} \quad (3.104)$$

$$i_{L_2}(t) = \frac{1}{L_2} \cdot \left[\int_0^t v_{L_2}(t) \cdot dt \right] + I_{L_2m} \Rightarrow i_{L_2}(t) = \frac{V_{o_{int}}}{L_2} \cdot t + I_{L_2m} \quad (3.105)$$

Desconsiderando o sinal negativo em (3.104) e utilizando a relação tensão-corrente do capacitor, chega-se na expressão (3.108), que está em função do valor mínimo de

corrente em L_2 . Substituindo (3.43) e isolando C_{oint} , encontra-se a expressão da ondulação de tensão em função dos parâmetros do circuito, dada por (3.109).

$$v_{oint}(t_2) = \frac{1}{C_{oint}} \cdot \int_{t_1}^{t_2} i_{C_{oint}}(t) \cdot dt + v_{oint}(t_1) \quad (3.106)$$

$$\Delta V_{oint} = \frac{1}{C_{oint}} \cdot \int_0^{\Delta t_1} \left[\frac{V_{oint}}{L_2} \cdot t + I_{L2m} \right] \cdot dt \quad (3.107)$$

$$\Delta V_{oint} = \frac{1}{C_{oint}} \cdot \left[I_{L2m} \cdot \frac{\alpha \cdot D_2}{f} + \frac{V_{oint}}{2 \cdot L_2} \cdot \frac{(\alpha \cdot D_2)^2}{f^2} \right] \quad (3.108)$$

$$C_{oint} = \frac{1}{\Delta V_{oint}} \cdot \left[\left(\frac{I_o}{1 - D_2} - \frac{V_o}{2 \cdot L_2 \cdot f} \cdot \left[\frac{\alpha \cdot D_2 \cdot (1 - D_2)}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \right] \right) \cdot \frac{\alpha \cdot D_2}{f} + \frac{V_{oint}}{2 \cdot L_2} \cdot \frac{(\alpha \cdot D_2)^2}{f^2} \right] \quad (3.109)$$

Nos casos CrCM e PDCM em que a corrente em C_{oint} não assume valor negativo na 4ª etapa, a parcela de I_{L2m} é igual a zero, e a expressão (3.109) é reduzida à (3.110):

$$C_{oint} = \frac{1}{\Delta V_{oint}} \cdot \left[\frac{V_{oint}}{2 \cdot L_2} \cdot \frac{(\alpha \cdot D_2)^2}{f^2} \right] \quad (3.110)$$

Entretanto, geralmente em CrCM e PDCM a ondulação de corrente em L_2 – e, portanto, I_{L2m} – é alta, fazendo com que em uma parcela da 4ª etapa a corrente em C_{oint} também assuma valor negativo, como pode ser visto na Figura 3.48. Assim, deve-se calcular a ondulação de tensão que essa parte negativa causa em C_{oint} , conforme mostram as equações seguintes.

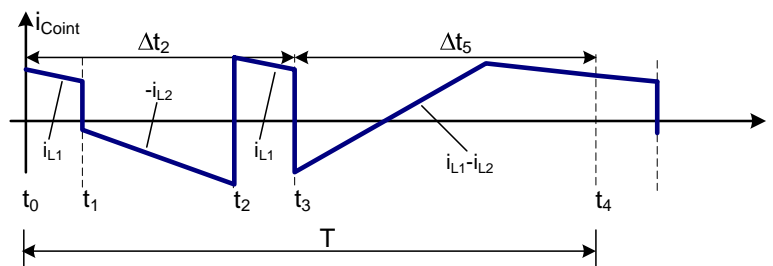


Figura 3.48 – Corrente em C_{oint} em CrCM e PDCM.

Calculando a equação da reta $i_{L1}(t) - i_{L2}(t)$ e isolando t , encontra-se o tempo a partir de t_3 em que a corrente em C_{oint} se anula e passa a ser positiva, dada por (3.112):

$$\frac{(V_{oint} - V_i)}{L_1} \cdot t - \frac{(V_o - V_{oint})}{L_2} \cdot t + I_{L1m} = 0 \quad (3.111)$$

$$\Delta t_z = \frac{I_{L1m} \cdot L_1 \cdot L_2}{L_1 \cdot (V_o - V_{oint}) - L_2 \cdot (V_{oint} - V_i)} \quad (3.112)$$

Substituindo (3.112) no intervalo de integração da expressão da tensão no capacitor, definindo D_z e isolando C_{oint} , encontra-se a expressão da capacitância em função de uma ondulação pré-especificada.

$$D_z = \frac{L_1 \cdot L_2 \cdot f}{L_1 \cdot (V_o - V_{oint}) - L_2 \cdot (V_{oint} - V_i)} \quad (3.113)$$

$$\Delta V_{oint} = \frac{1}{C_{oint}} \cdot \int_0^{\Delta t_z} \frac{V_{oint}}{L_2} \cdot t \cdot dt \Rightarrow \Delta V_{oint} = \frac{V_{oint}}{2 \cdot L_2 \cdot C_{oint} \cdot f^2} \cdot (I_{L1m} \cdot D_z)^2 \quad (3.114)$$

$$C_{oint} = \frac{V_{oint}}{2 \cdot L_2 \cdot \Delta V_{oint} \cdot f^2} \cdot \left[D_z \cdot \left(I_{L1} - \frac{V_i \cdot \alpha \cdot D_2}{2 \cdot L_1 \cdot f} \right) \right]^2 \quad (3.115)$$

Na realidade, não se sabe *a priori* qual das duas ondulações (dadas isolando ΔV_{oint} em (3.110) e em (3.115)) é maior. Assim, em CrCM e em PDCM é aconselhável calcular pelas duas expressões para saber qual delas realmente define a máxima ondulação.

3.9. FILTRAGEM DA TENSÃO DE SAÍDA (V_o)

No conversor *boost* QTN, assim como no *boost* clássico e na maioria dos demais conversores CC-CC e CA-CC, deseja-se ter na saída uma tensão contínua, e não pulsada. Para isso, utiliza-se um capacitor de valor apropriado para se ter uma determinada ondulação máxima de tensão. A Figura 3.49 mostra o conversor *boost* em questão com o par RC no lugar da fonte de tensão ideal V_o . Ao contrário dos conversores tipo *buck*, o *boost* não possui saída em fonte de corrente, ou seja, a corrente a montante do capacitor não é contínua com uma pequena ondulação. Como se pode ver nas figuras desse capítulo,

é a corrente do diodo D_2 – pulsada – que entra no nó do par RC de saída. Dessa forma, deve-se saber como é a corrente de C_o , que nada mais é que a parcela alternada da corrente de D_2 , como se pode observar na Figura 3.50. Nota-se que neste modo de condução o único intervalo de tempo em que $i_{C_o}(t)$ possui valores negativos é em Δt_2 , o que permite concluir que a tensão V_o excursiona do seu valor máximo até o mínimo neste período.

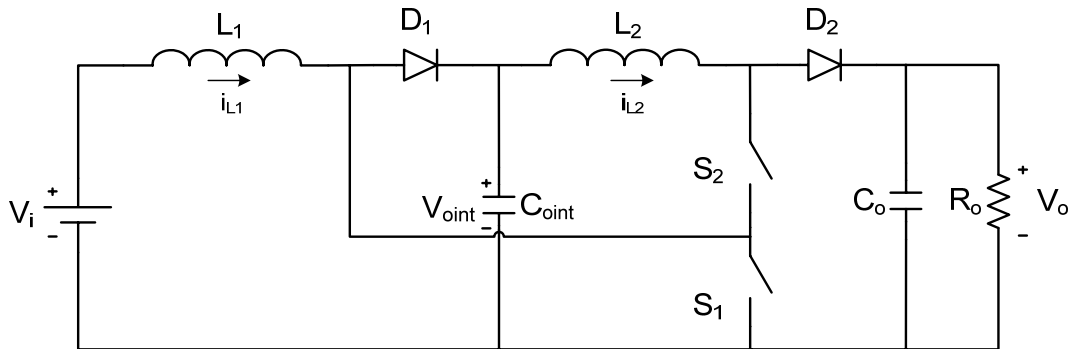


Figura 3.49 – Conversor *boost* QTN com capacitor de filtragem na saída.

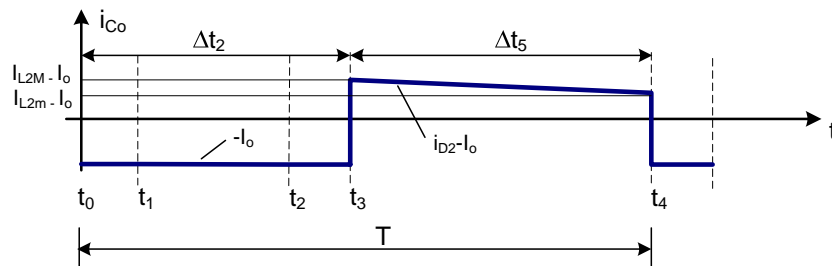


Figura 3.50 – Corrente do capacitor C_o quando $I_{L2m} \geq I_o$.

Assim:

$$i_c(t) = I_o \Rightarrow C_o \cdot \frac{dv_o(t)}{dt} = I_o \quad (3.116)$$

$$I_o = C_o \cdot \frac{\Delta V_o(\Delta t_2)}{\Delta t_2} \Rightarrow \Delta V_o = \frac{D_2 \cdot I_o}{f \cdot C_o} \quad (3.117)$$

$$C_o = \frac{D_2 \cdot I_o}{f \cdot \Delta V_o} \quad (3.118)$$

A expressão (3.118) apresenta o cálculo de C_o a partir de uma ondulação especificada e é válida sempre que $I_{L2m} - I_o \geq 0$, ou seja, $I_{L2m} \geq I_o$. A Figura 3.51 mostra a

corrente no capacitor numa situação em que a condição supracitada não se aplica (que sempre ocorre em CrCM e PDCM, mas pode ocorrer também em CCM). Nota-se que, além do tempo considerado no equacionamento acima, a corrente é negativa também em uma parcela de Δt_5 . As expressões de (3.119) a (3.124) apresentam o cálculo deste tempo e, então, da expressão de C_o para este caso.

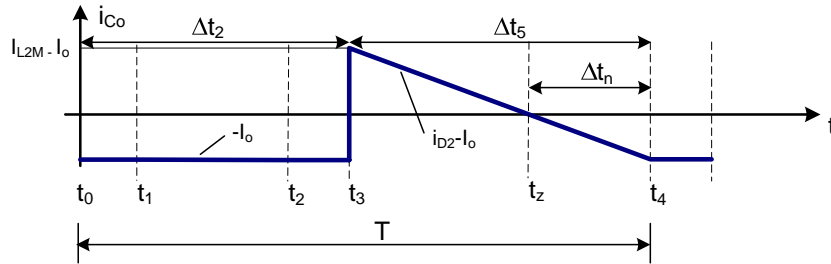


Figura 3.51 – Corrente do capacitor C_o quando $I_{L2M} < I_o$.

Quando a corrente em D_2 se iguala a I_o , $i_{C_o}(t)$ anula-se, como mostra (3.119):

$$i_{C_o}(t) = i_{D_2}(t) - I_o \quad (3.119)$$

Na quarta etapa de operação, a corrente em L_2 – e, portanto, em D_2 – é dada por (3.120). Substituindo $i_{L_2}(t)$ por I_o e isolando t , encontra-se a parcela de tempo de Δt_5 que $i_{C_o}(t)$ leva para se anular, dada por (3.121).

$$i_{L_2}(t)|_{4^{a}et} = I_{L2M} - \frac{(V_o - V_{o\text{int}})}{L_2} \cdot t \quad (3.120)$$

$$I_o = I_{L2M} - \frac{(V_o - V_{o\text{int}})}{L_2} \cdot \Delta t_z \Rightarrow \Delta t_z = \left(\frac{I_{L2M} - I_o}{V_o - V_{o\text{int}}} \right) \cdot L_2 \quad (3.121)$$

Calcula-se, então, a parcela de Δt_5 em que $i_{C_o}(t)$ é negativa:

$$\Delta t_n = \Delta t_5 - \Delta t_z \Rightarrow \Delta t_n = (T - \Delta t_2) - \Delta t_z \quad (3.122)$$

$$\Delta t_n = \frac{1 - D_2}{f} - \left(\frac{I_{L2M} - I_o}{V_o - V_{o\text{int}}} \right) \cdot L_2 \Rightarrow D_n = (1 - D_2) - \left(\frac{I_{L2M} - I_o}{V_o - V_{o\text{int}}} \right) \cdot L_2 \cdot f \quad (3.123)$$

Adicionando D_n a D_2 em (3.118), encontra-se a nova expressão para o cálculo de C_o quando $I_{L2m} < I_o$, dada por (3.124):

$$C_o = \frac{(D_2 + D_n) \cdot I_o}{f \cdot \Delta V_o} \quad (3.124)$$

3.10. SIMULAÇÃO DO CIRCUITO REAL

O conversor *boost* QTN foi simulado operando em CCM levando em conta várias não-idealidades, tais como interruptores reais, R_{SE} dos capacitores, grampeadores, dentre outros, com o fim de avaliar antecipadamente as implicações destes parâmetros no protótipo montado. As especificações utilizadas estão mostradas na Tabela 3.4, e o circuito simulado pode ser visto na Figura 3.52.

Tabela 3.4 – Especificações de simulação para o modelo real do conversor *boost* QTN operando em CCM.

Grandeza	Valor
V_i	40V
V_o	200V
P_o	250W
f	50kHz
α	0,8
ΔI_{L1}	10%
ΔI_{L2}	10%
ΔV_o	1%
ΔV_{oint}	1%

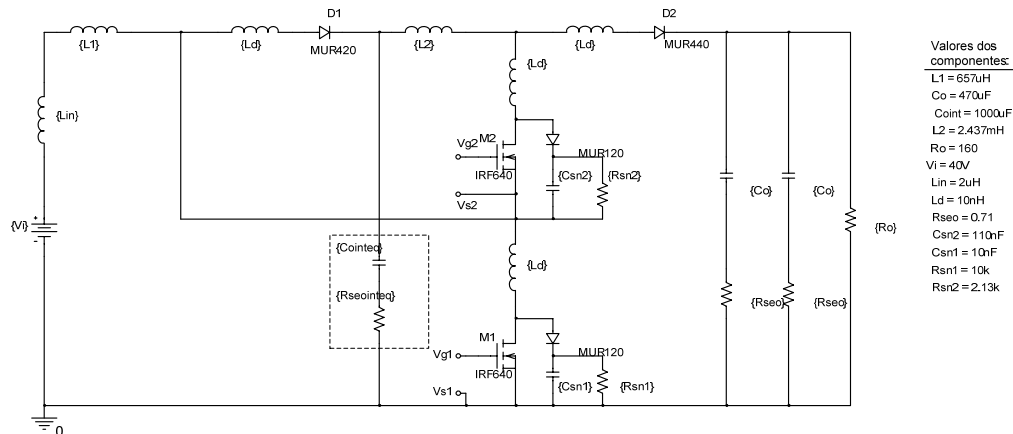


Figura 3.52 – Modelo real do conversor *boost* QTN utilizado na simulação.

De acordo com a disponibilidade do laboratório, a capacitância C_{oint} foi obtida com um arranjo de 12 capacitores, de acordo com a Figura 3.53. Para garantir a divisão uniforme da tensão V_{oint} em cada ramo série, foram feitos divisores resistivos para cada um, como pode ser visto.

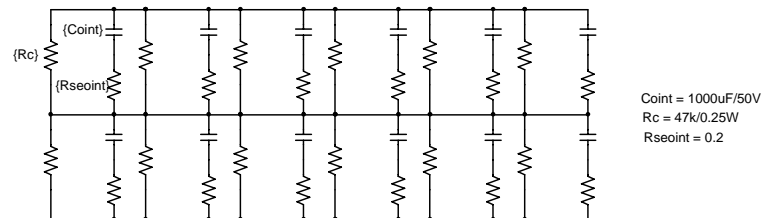


Figura 3.53 – Combinação de capacitores para C_{oint} .

Os pulsos de comando de S_1 e S_2 podem ser vistos na Figura 3.54.

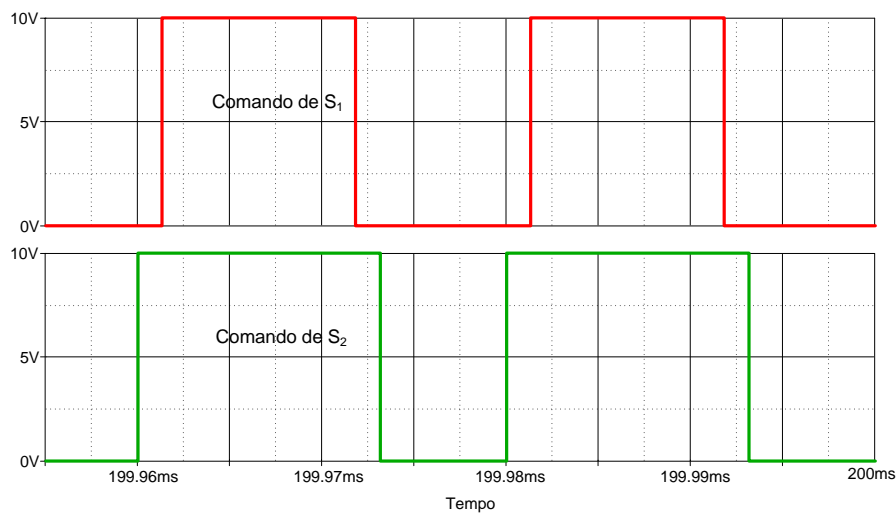


Figura 3.54 – Pulsos de comando de S_1 e S_2 .

A Figura 3.55 mostra as formas de onda das tensões $v_o(t)$ e $v_{oint}(t)$, bem como seus valores médios e as respectivas ondulações. Nota-se que, desconsiderando os picos repentinos que aparecem no resultado de simulação (devido à ausência de resistências parasitas, dentre outros fatores), as ondulações estão dentro dos limites pré-estabelecidos.

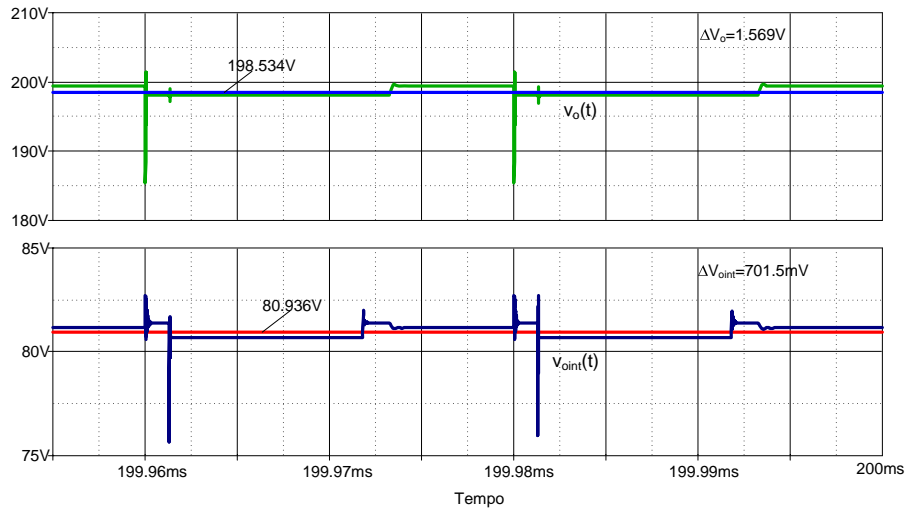


Figura 3.55 – Formas de onda de $v_o(t)$ e $v_{oi}(t)$ com seus respectivos valores médios.

A Figura 3.56 mostra as formas de onda das correntes nos indutores, bem como seus valores médios. As respectivas ondulações também estão indicadas. Pode-se notar que as formas de onda são praticamente idênticas às da Figura 3.18, referente à simulação do modelo ideal em CCM. A única diferença é que aqui os valores médios das correntes estão um pouco maiores, visto que no modelo real estão incluídas perdas, que diminuem o rendimento da estrutura.

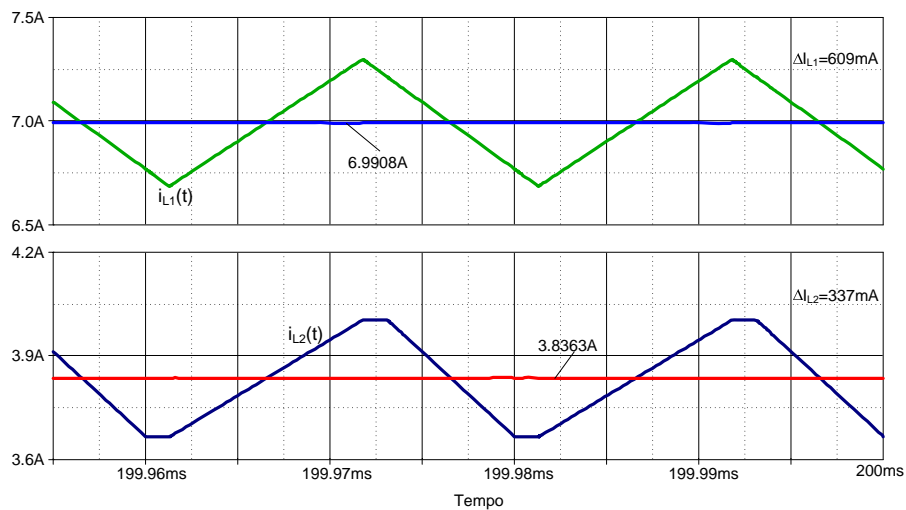


Figura 3.56 – Formas de onda de $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$ com seus respectivos valores médios.

A Figura 3.57 ilustra as formas de onda sobre os interruptores S_1 e S_2 . Pode-se notar que os valores máximos de tensão são um pouco superiores aos patamares teóricos observados na Figura 3.19 (devido às não-idealidades do circuito). Entretanto, essas sobretensões não são problemáticas, até porque já foram atenuadas pela colocação dos circuitos grameadores em paralelo com os interruptores, como se pode ver na Figura 3.52.

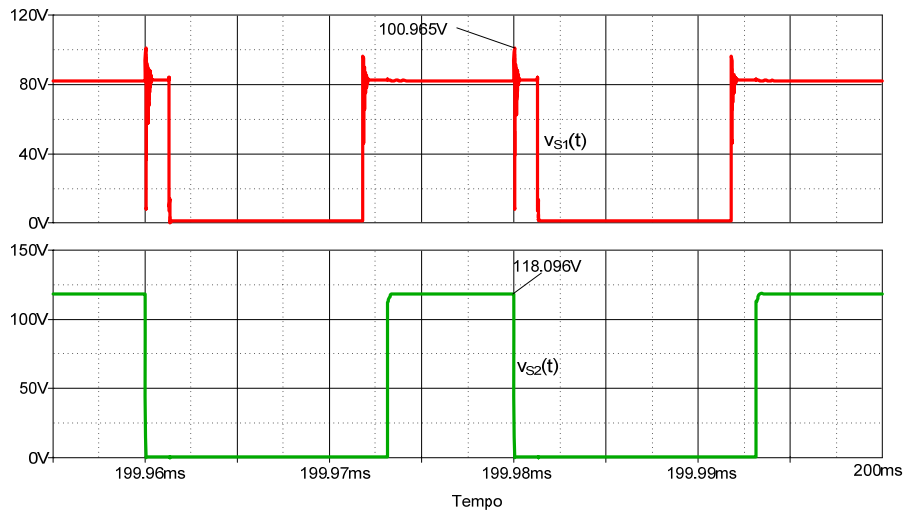


Figura 3.57 – Formas de onda das tensões sobre os interruptores.

3.11. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Após toda a análise teórica envolvendo etapas de operação, formas de onda e equacionamento, e a observação do comportamento do conversor frente às não-idealidades previstas, montou-se a estrutura *boost* a fim de se validar a análise feita até o momento. As especificações são as mesmas da seção 3.10, mostradas na Tabela 3.4. A Figura 3.58 ilustra o esquemático completo do circuito montado, composto pela parte de potência – basicamente idêntica ao circuito da Figura 3.52 – e de comando. A relação de todos os componentes utilizados pode ser vista no Apêndice C. As principais formas de onda foram adquiridas e estão mostradas nas figuras seguintes.

A Figura 3.59 mostra os pulsos de comando de S_1 e S_2 . Assim como no *buck*, o valor de α foi escolhido suficientemente baixo para que não ocorram problemas nos instantes da entrada em condução e do bloqueio.

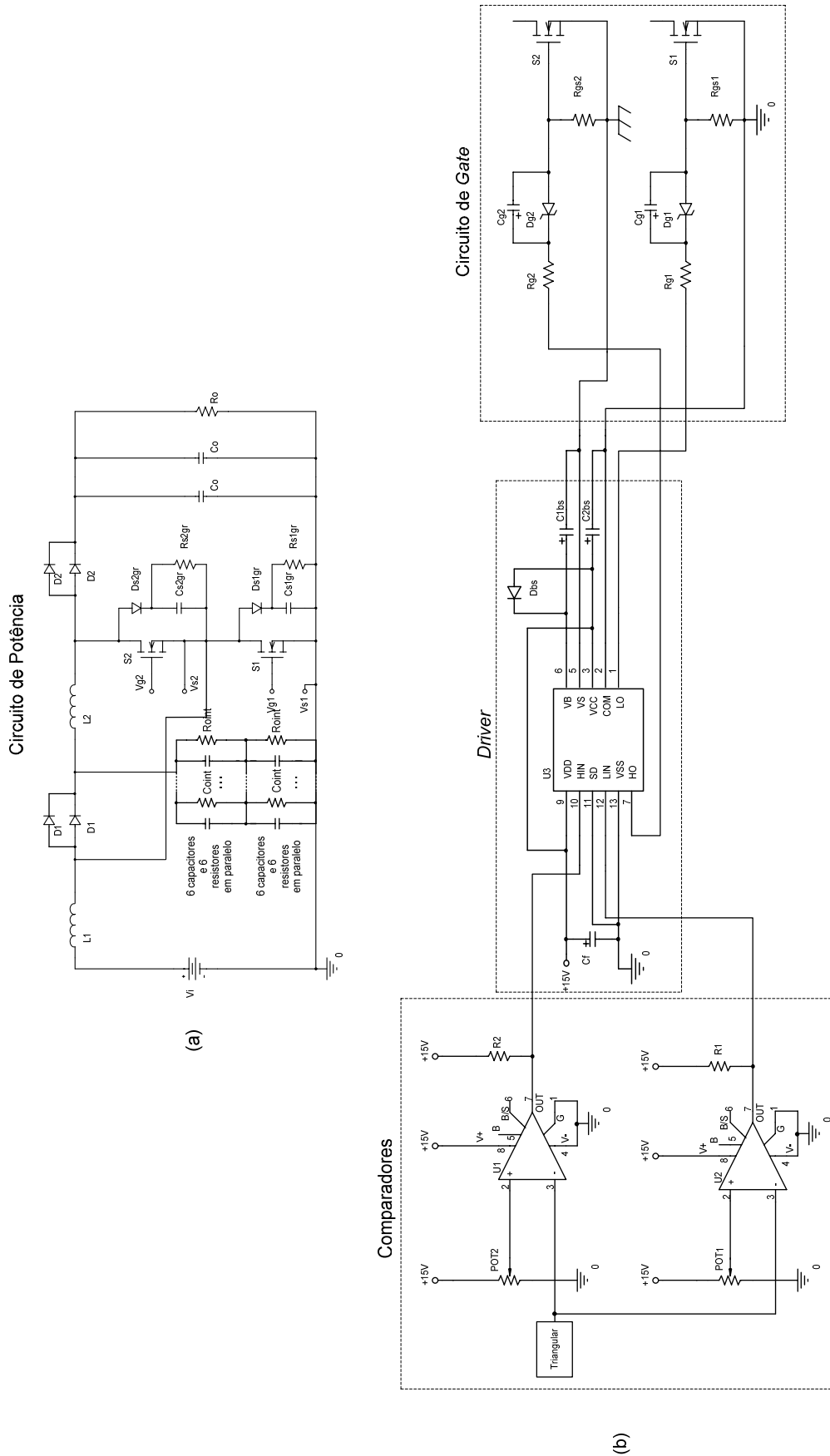


Figura 3.58 – Esquemático completo do conversor boost QTN implementado em laboratório: (a) Circuito de potência; (b) Circuito de comando.

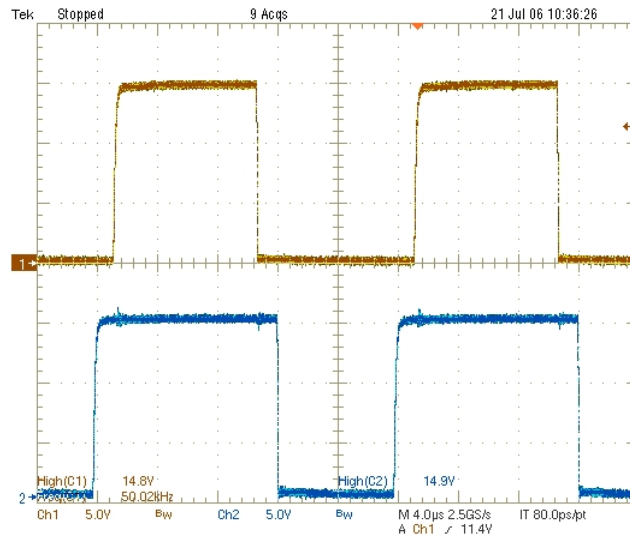


Figura 3.59 – Pulsos de comando de S_1 e S_2 .

A Figura 3.60 ilustra as formas de onda de $v_i(t)$, $v_{oint}(t)$ e $v_o(t)$. Nota-se que os valores médios estão bem próximos do esperado.

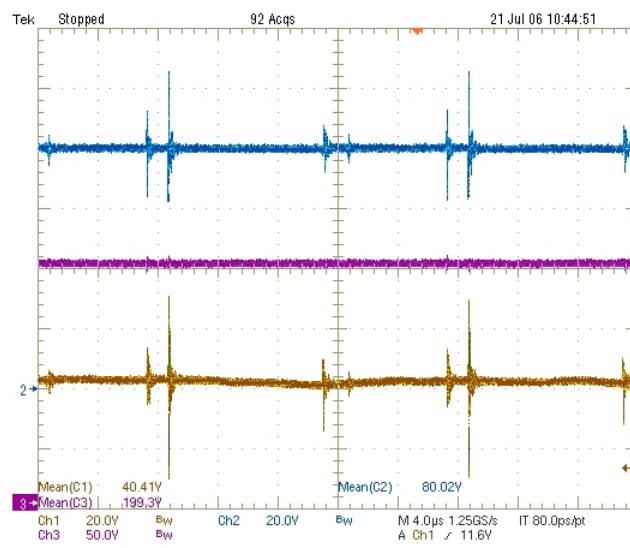


Figura 3.60 – $v_i(t)$, $v_{oint}(t)$ e $v_o(t)$.

As correntes nos indutores da estrutura estão mostradas na Figura 3.61, bem como a tensão de entrada. Nota-se que $i_{L1}(t)$ corresponde à corrente de entrada no conversor *boost*.

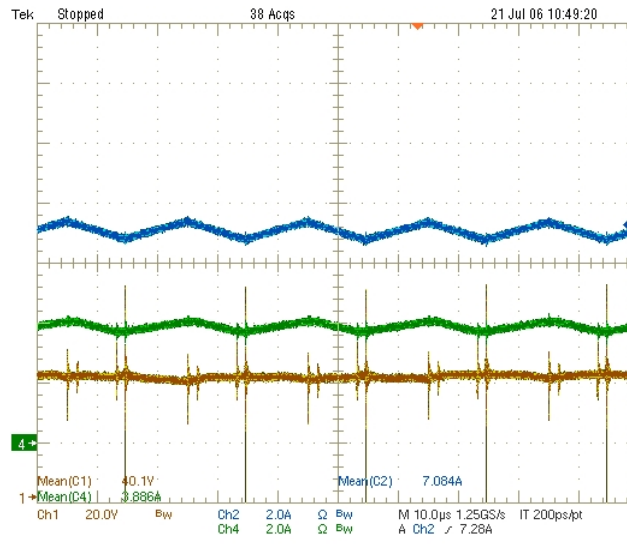


Figura 3.61 – Correntes nos indutores e tensão de entrada.

A Figura 3.62 ilustra a tensão e a corrente de entrada (já mostradas) e a corrente de saída. Observa-se que as ondulações nas correntes estão dentro dos limites pré-estabelecidos.

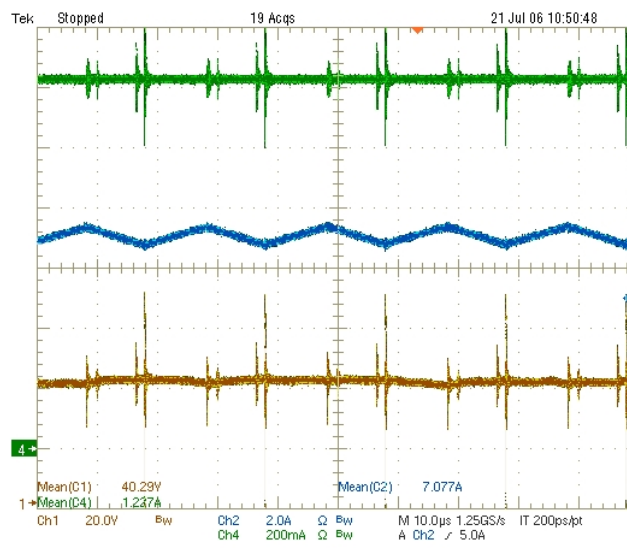


Figura 3.62 – Corrente e tensão de entrada e corrente de saída.

As formas de onda das tensões reversas dos diodos D_1 e D_2 podem ser vistas na Figura 3.63. Podem-se notar claramente as quatro etapas de operação visualizando a tensão em D_2 .

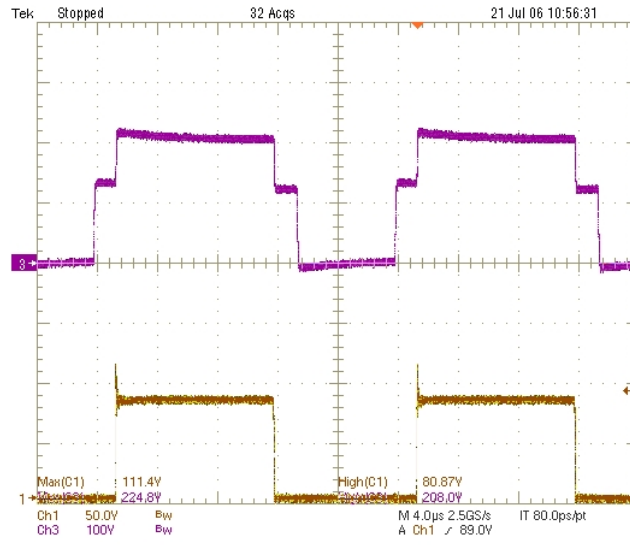


Figura 3.63 – Tensões reversas sobre D_1 e D_2 .

As tensões sobre S_1 e S_2 estão mostradas na Figura 3.64. Como esperado, elas estão sempre abaixo da tensão de saída (V_o), comprovando uma das grandes vantagens desse conversor. Enquanto num *boost* tradicional com essas especificações a tensão no interruptor seria de 200V, no QTN essa tensão é dividida entre S_1 e S_2 . Além disso, observa-se que as sobretensões estão aceitáveis, contidas pelos grampeadores.

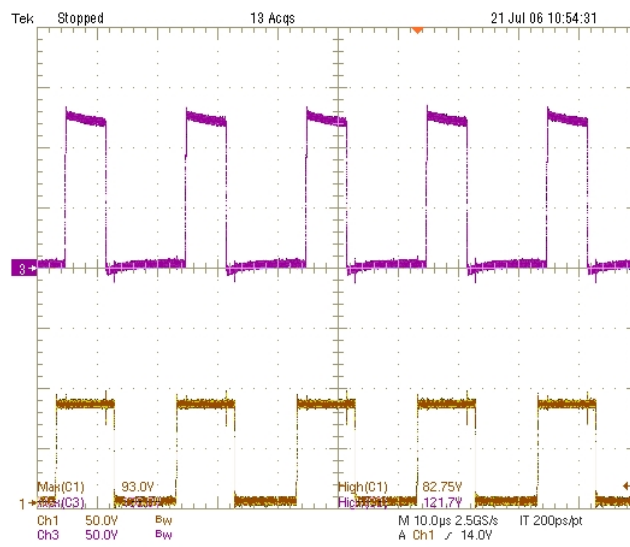


Figura 3.64 – Tensões nos interruptores.

Também foram plotados pontos de rendimento *versus* potência de saída do conversor com diversas porcentagens de carga. A Figura 3.65 ilustra esses dados, onde também está traçada uma curva obtida por interpolação que mostra a tendência do

rendimento com a variação da potência. Nota-se que em potências próximas da nominal o rendimento está compreendido entre 84% e 87%.

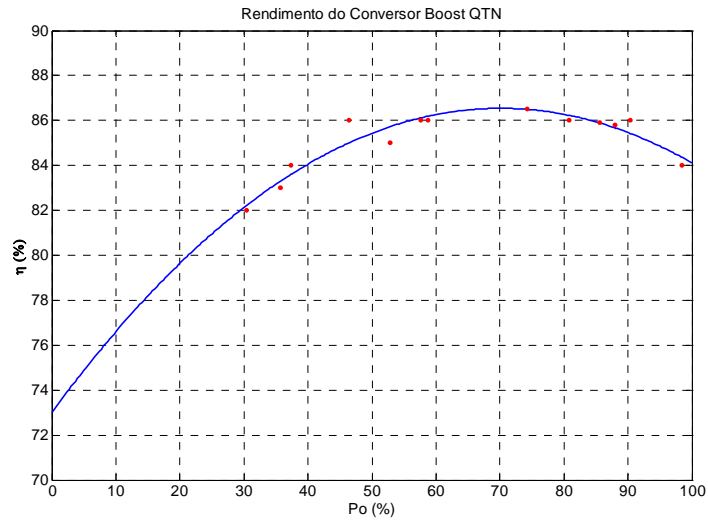


Figura 3.65 – Curva de rendimento do conversor *boost*.

A Figura 3.66 mostra a foto do protótipo do conversor *boost* QTN montado em laboratório.



Figura 3.66 – Foto do conversor *boost* montado em laboratório.

A Figura 3.67 mostra a foto da célula a combustível utilizada como fonte de tensão para o conversor *boost* em alguns testes. Os resultados não estão mostrados devido ao fato de serem idênticos aos apresentados anteriormente para o caso de fonte estabilizada.



Figura 3.67 – Foto da célula a combustível *Nexa™*, da *Ballard*.

3.12. CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou e detalhou o conversor *boost* QTN, previamente explicado em [4]. Foram deduzidas todas as equações relevantes concernentes a ondulações de corrente, ganhos estáticos parciais e totais, cálculos de indutâncias, capacitâncias e dos parâmetros D_2 e α para os modos de condução contínua, crítica e descontínua parcial. Posteriormente mostraram-se as características externas parciais e total, a partir das quais pôde-se observar o comportamento do conversor com variação dos parâmetros D_2 , α e da corrente de saída normalizada.

Ao final, o conversor foi projetado, montado e testado a fim de se validarem os conceitos apresentados até então. As curvas de onda mostradas ratificam o comportamento satisfatório da estrutura *boost*, salientando suas duas principais características: um ganho estático considerado elevado (igual a 5) com razão cíclica D_2 igual a 0,642 e α igual a 0,8. Para o conversor *boost* clássico, a razão cíclica seria igual a 0,8, mais próxima de 1, o que não é desejável. Além disso, como já foi mencionado, a tensão de saída de 200V ficou dividida entre os dois interruptores (aproximadamente 82V em S_1 e 118V em S_2), mostrando a característica de três níveis da estrutura, assim como em [3].

Uma das principais aplicações deste conversor é em sistemas que utilizam como fonte de energia elementos com tensão baixa, como bancos de poucas baterias em série ou células a combustível, o mais interessante neste caso. As especificações de entrada foram propositadamente escolhidas a fim de se poder aplicar o conversor na célula a combustível.

Depois de testada com fonte de tensão estabilizada, a estrutura foi testada numa célula a hidrogênio (modelo *NexaTM*, da *Ballard* [19]) para observar o seu comportamento. Como o esperado, os resultados foram exatamente iguais aos mostrados da Figura 3.60 à Figura 3.64, com exceção de que a tensão de entrada variou com a carga, ficando um pouco abaixo de 40V.

CAPÍTULO 4

CONVERSOR *BUCK-BOOST* QUADRÁTICO DE TRÊS NÍVEIS

4.1. INTRODUÇÃO

Assim como os dois conversores apresentados anteriormente, o *buck-boost* estudado nesse capítulo possui duas características principais: o ganho estático varia com o quadrado da razão cíclica D_2 e as tensões sobre os interruptores nunca atingem o maior valor envolvido na conversão, $V_i + V_o$ neste caso.

Será feita uma análise qualitativa do conversor, apresentando a sua topologia, descrevendo suas etapas de operação e as principais formas de onda. Também será feita uma criteriosa análise qualitativa, apresentando as principais expressões, como dos ganhos estáticos parciais e total, ondulações de corrente, dentre outros.

Semelhantemente ao *buck* e ao *boost*, o conversor *buck-boost* será estudado operando em CCM, CrCM e PDCM, visto que a condução descontínua total não é desejada (pelos mesmos motivos citados nos capítulos anteriores).

Serão apresentados resultados de simulação do conversor operando nos três principais modos citados a fim de ratificar a análise feita. Após os últimos resultados serem expostos, introduzir-se-ão não-idealidades em pontos estratégicos do modelo ideal do conversor a fim de prever o seu comportamento de forma mais fiel à realidade. Todos os componentes ideais utilizados nas simulações prévias também serão substituídos por seus modelos reais, como na inclusão da R_{SE} do capacitor.

Posteriormente, resultados experimentais serão expostos para validar as formas de onda obtidas por simulação.

4.2. TOPOLOGIA

A topologia básica do conversor *buck-boost* quadrático de três níveis pode ser obtida empregando-se a célula de comutação apresentada no Capítulo 1. Assim como foi feito nos casos dos conversores *buck* e *boost* dos capítulos anteriores, os pontos A, B e C

da célula de comutação da Figura 1.5 são conectados adequadamente à fonte de tensão de entrada e à carga (saída) a fim de se obter um conversor com características do *buck-boost*, ou seja, entrada e saída em tensão, como mostra a Figura 4.1. É bom salientar que as referências de tensão da entrada e da saída não são necessariamente as mesmas. Assim como no conversor *buck-boost* tradicional [2] e no de três níveis [3], o ponto negativo da saída do QTN não é o mesmo da entrada, como será mostrado adiante.



Figura 4.1 – Representação do conversor *buck-boost*.

A topologia básica do conversor pode ser vista na Figura 4.2, onde a carga está sendo representada por uma fonte de tensão ideal. É interessante notar que a única diferença dele em relação ao *boost* do Capítulo 2 é que o ponto negativo da carga é conectado ao terminal positivo da fonte de entrada, ao invés do negativo. Esta semelhança faz com que haja várias similaridades entre ele e o *boost*, como será visto nas seções seguintes.

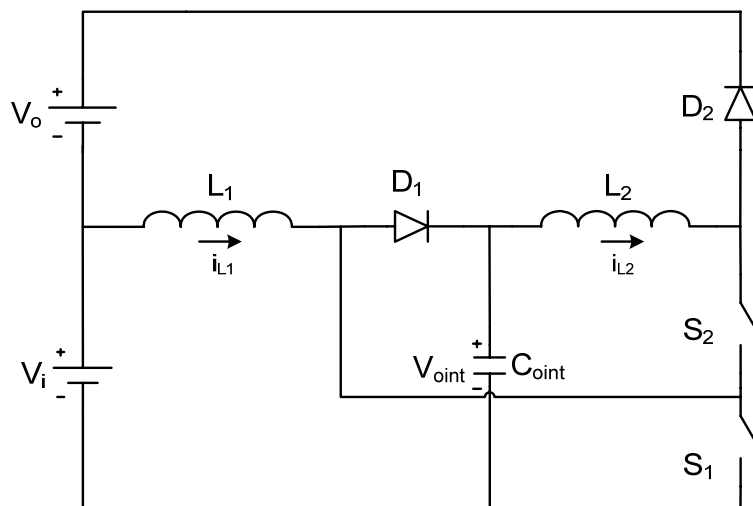


Figura 4.2 – Topologia do conversor *buck-boost* QTN.

4.3. OPERAÇÃO EM CONDUÇÃO CONTÍNUA (CCM)

Esta seção mostra o estudo do conversor operando em condução contínua, na qual as correntes de L_1 e L_2 nunca se anulam. Serão mostradas as etapas de operação, os cálculos dos ganhos estáticos ideais, bem como das ondulações de corrente dos indutores. As principais formas de onda serão expostas, bem como resultados de simulação considerando o modelo ideal do circuito, a fim de validar a análise feita até então.

4.3.1. Etapas de Operação

Em condução contínua um período de operação é constituído por quatro etapas, sendo que a 1ª e a 3ª representam o conversor no mesmo estado topológico (S_2 conduzindo e S_1 bloqueado). As etapas são definidas pela entrada em condução e pelo bloqueio dos interruptores.

a) 1ª etapa (t_0, t_1)

Esta etapa inicia-se em t_0 , quando S_2 é comandado a conduzir. A corrente em L_2 fica em roda-livre no patamar I_{L2m} (visto adiante), circulando por L_2 , S_2 e D_1 . A corrente em L_1 circula por L_1 , D_1 , C_{oint} e V_i , crescendo linearmente. S_1 fica submetido à tensão V_{oint} e D_2 a $(V_i + V_o - V_{oint})$. A 1ª etapa está ilustrada na Figura 4.3 e termina quando S_1 é comandado a conduzir.

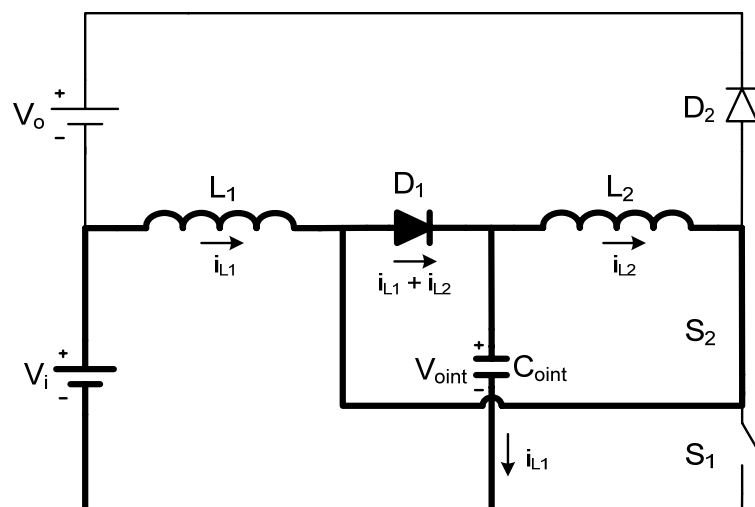


Figura 4.3 – 1ª etapa de operação do conversor *buck-boost* em CCM.

b) 2ª etapa (t_1, t_2)

Esta etapa pode ser visualizada na Figura 4.4 inicia-se quando S_1 é comandado a conduzir. No mesmo instante, D_1 é bloqueado com a tensão V_{oint} e a corrente I_{L1} passa a circular por L_1 , S_1 e V_i . I_{L2} circula por L_2 , S_2 , S_1 e C_{oint} . D_1 é reversamente polarizado com V_{oint} e D_2 com $(V_i + V_o)$. Nessa etapa ocorre a carga de ambos os indutores (L_1 pela fonte V_i e L_2 pelo capacitor C_{oint}), e ela é finalizada quando S_1 é comandado a bloquear.

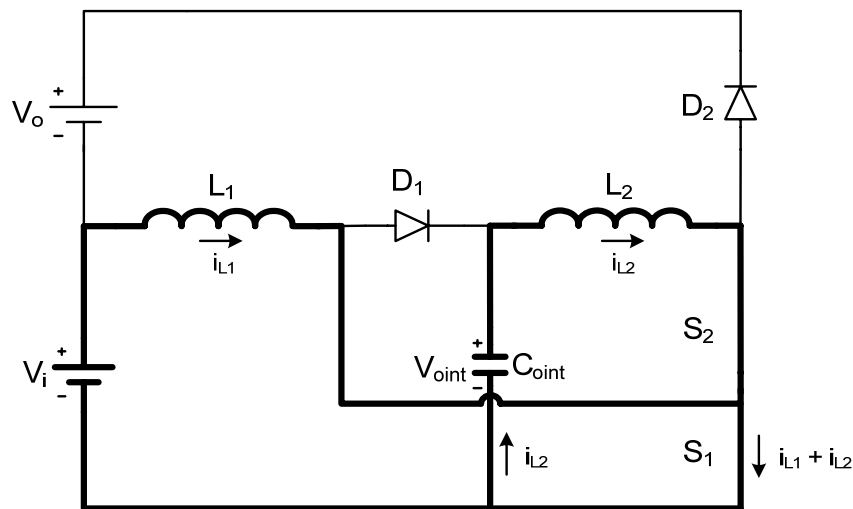
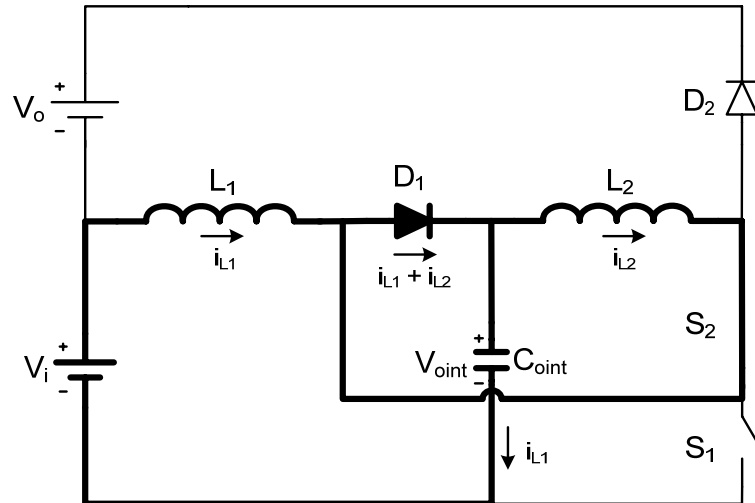


Figura 4.4 – 2ª etapa de operação do conversor *buck-boost* em CCM.

c) 3ª etapa (t_2, t_3)

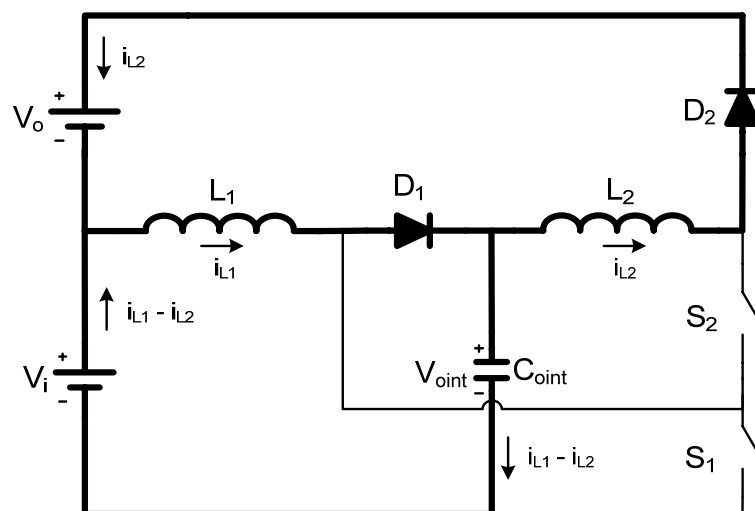
Esta etapa é iniciada em t_3 , quando S_1 é comandado a bloquear, e é idêntica à 1ª etapa, visto que S_1 fica bloqueado e S_2 conduzindo.

A corrente $i_{L1}(t)$ circula por L_1 , D_1 , C_{oint} e V_i . Nessa etapa, assim como na 1ª, ocorre a carga de C_{oint} através de V_i e L_1 . A corrente do indutor L_2 circula por L_2 , S_2 e D_1 , mantendo-se no patamar I_{L2M} (visto adiante). Assim como na 1ª etapa, S_1 fica submetido a V_{oint} e D_2 à tensão reversa de $(V_i + V_o - V_{oint})$. A Figura 4.5 ilustra o a 3ª etapa de operação do conversor.


 Figura 4.5 – 3ª etapa de operação do conversor *buck-boost* em CCM.

d) 4ª etapa (t_3, t_4)

A 4ª etapa inicia-se em t_3 , quando S_2 é comandado a bloquear. A corrente em L_1 continua circulando por L_1 , D_1 , C_{oint} e V_i , e $i_{L2}(t)$ passa a circular por L_2 , D_2 , V_o , V_i e C_{oint} . S_1 é submetido a V_{oint} , e S_2 a $(V_i + V_o - V_{oint})$. Esta é a única etapa em que energia é transferida à carga (nas demais ela é suprida pelo capacitor de saída, que será estudado adiante). O capacitor C_{oint} é carregado pela fonte de entrada e por L_1 , e L_2 fornece energia à carga. Esta etapa pode ser vista na Figura 4.6 e finaliza-se quando S_2 é comandado a conduzir, iniciando um novo período de operação.


 Figura 4.6 – 4ª etapa de operação do conversor *buck-boost* em CCM.

4.3.2. Formas de Onda Básicas

As principais formas de onda do conversor *buck-boost* QTN estão ilustradas na Figura 4.7. Pode-se notar que em nenhum momento as tensões sobre os interruptores S_1 e S_2 atingem o valor $(V_i + V_o)$.

4.3.3. Ganho Estático Ideal

Semelhantemente aos dois conversores apresentados nos capítulos precedentes, o *buck-boost* QTN possui dois estágios de conversão: um de V_i a $C_{o\text{int}}$ (que funciona como uma fonte de tensão) e outro de $C_{o\text{int}}$ a V_o . Dessa forma, o ganho estático do conversor será deduzido inicialmente como dois ganhos parciais separados, referentes aos estágios citados. Posteriormente, juntar-se-ão num único ganho estático total. As formas de onda dos dois indutores utilizadas no equacionamento podem ser vistas na Figura 4.7.

a) Ganho estático parcial G_{PICCM}

Considerando que em um período de operação do conversor toda a energia armazenada no indutor L_1 é transferida a outros componentes, faz-se o balanço de fluxo magnético conforme se segue:

$$(V_{o\text{int}} - V_i) \cdot (T - \Delta t_1) = V_i \cdot \Delta t_1 \quad (4.1)$$

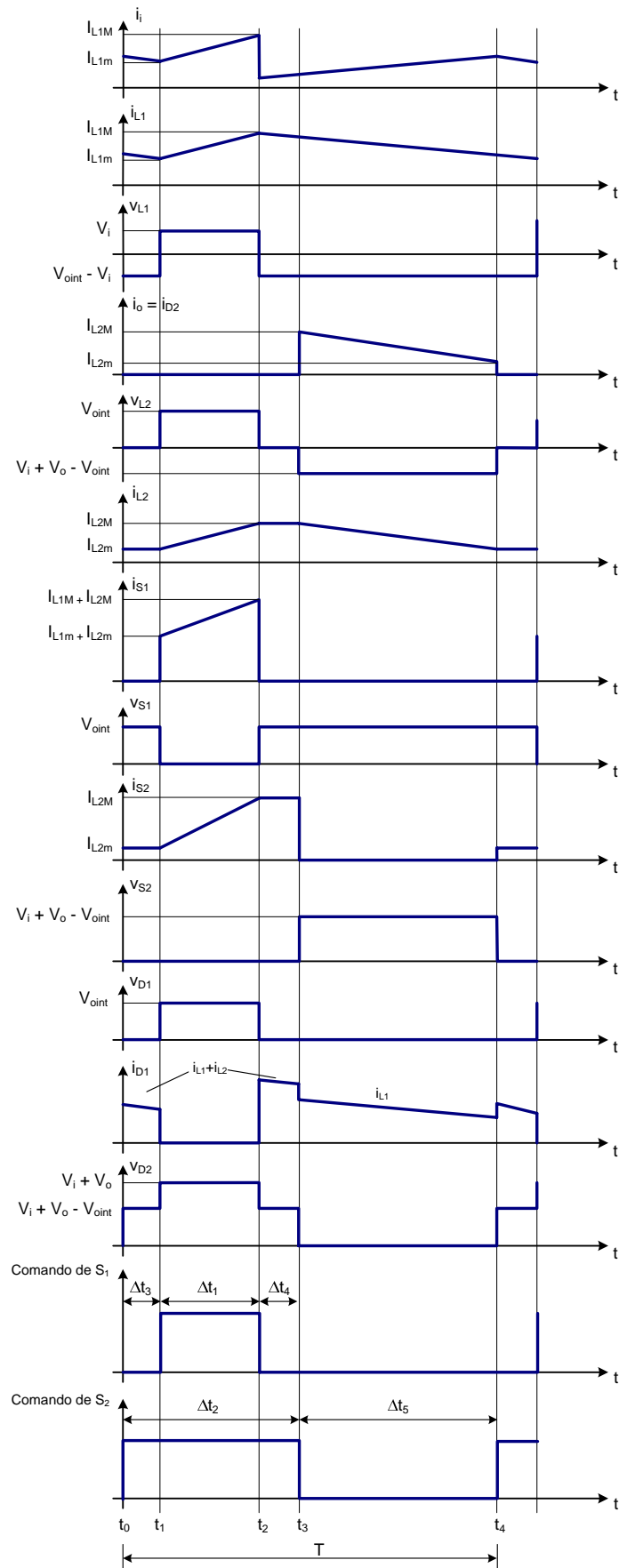
Por comodidade, reescreve-se a definição (1.8) como (4.2):

$$D_1 \triangleq \alpha \cdot D_2 \quad (4.2)$$

Dividindo a equação (4.1) por T e substituindo (4.2):

$$(V_{o\text{int}} - V_i) \cdot (T - D_1 \cdot T) = V_i \cdot D_1 \cdot T \quad (4.3)$$

$$V_{o\text{int}} \cdot (1 - \alpha \cdot D_2) - V_i \cdot (1 - \alpha \cdot D_2) = V_i \cdot \alpha \cdot D_2 \quad (4.4)$$


 Figura 4.7 – Principais formas de onda do conversor *buck-boost* QTN operando em CCM.

Isolando a relação $V_{o\text{int}}/V_i$, encontra-se a expressão (4.5), que representa o ganho estático parcial do primeiro estágio de conversão. Nota-se que ela é idêntica à expressão correspondente ao primeiro estágio do conversor *boost*, dada por (3.5). De forma semelhante, o ganho estático deste estágio quando α tende a 1 é igual ao do conversor *boost* clássico (e não do conversor *buck-boost*), como se vê pela expressão (4.6).

$$G_{P1CCM} = \frac{V_{o\text{int}}}{V_i} = \frac{1}{1 - \alpha \cdot D_2} \quad (4.5)$$

$$\lim_{\alpha \rightarrow 1} G_{P1CCM} = \lim_{\alpha \rightarrow 1} \frac{1}{1 - \alpha \cdot D_2} = \frac{1}{1 - D_2} \quad (4.6)$$

A Figura 4.8 ilustra as curvas do ganho estático parcial G_{P1CCM} em função de D_2 , variando-se o parâmetro α .

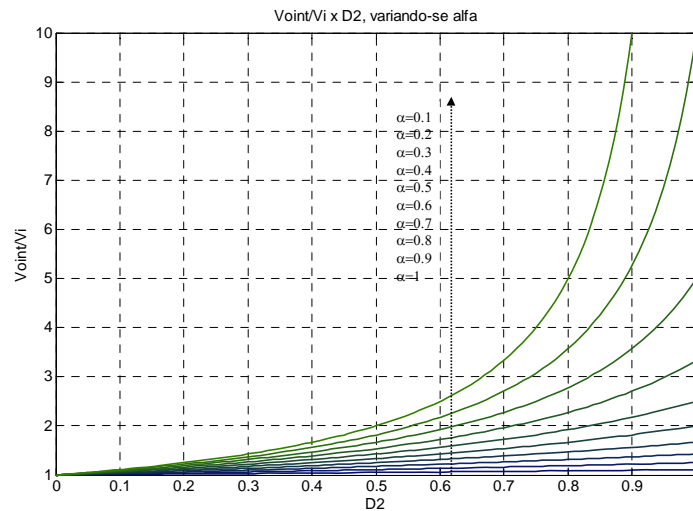


Figura 4.8 – Ganho estático parcial 1 ($V_{o\text{int}}/V_i$), variando-se α .

b) Ganho estático parcial G_{P2CCM}

O ganho referente ao segundo estágio pode ser obtido através do balanço de fluxo magnético no indutor L_2 , conforme mostra a equação (4.7). Dividindo por T e substituindo V_i pela relação dada por (4.5), chega-se à expressão (4.10), que define $V_o/V_{o\text{int}}$.

$$V_{o\text{int}} \cdot \Delta t_1 = (V_o + V_i - V_{o\text{int}}) \cdot (T - \Delta t_2) \quad (4.7)$$

$$V_{o\text{int}} \cdot \alpha \cdot D_2 = (V_o + V_i - V_{o\text{int}}) \cdot (1 - D_2) \quad (4.8)$$

$$V_{o\text{int}} \cdot \alpha \cdot D_2 = V_o \cdot (1 - D_2) + [V_{o\text{int}} \cdot (1 - \alpha \cdot D_2) - V_{o\text{int}}] \quad (4.9)$$

$$G_{P2CCM} = \frac{V_o}{V_{o\text{int}}} = \frac{(2 - D_2) \cdot \alpha \cdot D_2}{1 - D_2} \quad (4.10)$$

Fazendo o limite de (4.10) com α tendendo a 1, chega-se à expressão (4.11). Nota-se que ela não representa exatamente o quadrado do ganho estático do conversor *buck-boost* tradicional (o mesmo ocorre com o conversor *buck*). Entretanto, isso não interfere no correto funcionamento do conversor.

$$\lim_{\alpha \rightarrow 1} G_{P2CCM} = \lim_{\alpha \rightarrow 1} \frac{(2 - D_2) \cdot \alpha \cdot D_2}{1 - D_2} = \frac{(2 - D_2) \cdot D_2}{1 - D_2} \quad (4.11)$$

A Figura 4.9 mostra o comportamento do ganho estático parcial 2 em relação a D_2 , variando-se o parâmetro α . Observa-se que o ganho contempla todos os valores positivos (de zero a infinito), assim como o conversor *buck-boost* tradicional.

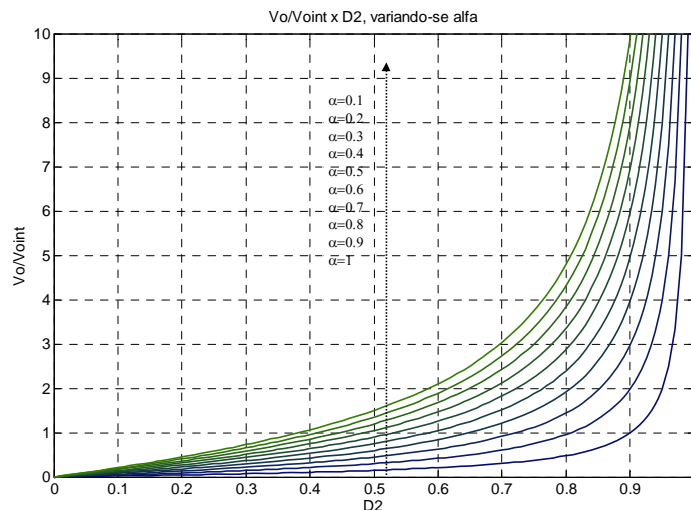


Figura 4.9 – Ganho estático parcial 2 ($V_o/V_{o\text{int}}$), variando-se α .

c) *Ganho estático total* G_{TCCM}

A expressão do ganho estático total do conversor pode ser obtida multiplicando-se os ganhos relativos aos dois estágios parciais, dados por (4.5) e (4.10).

$$G_{TCCM} = \frac{V_{o\text{int}}}{V_i} \cdot \frac{V_o}{V_{o\text{int}}} = \frac{(2 - D_2) \cdot \alpha \cdot D_2}{(1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)} \quad (4.12)$$

Considerando comandos idênticos nos dois interruptores, faz-se o limite de G_{TCCM} com α tendendo a 1, resultando na expressão (4.13). Na prática essa situação nunca ocorre, visto que é desaconselhável aplicar o mesmo comando em S_1 e S_2 .

$$\lim_{\alpha \rightarrow 1} G_{TCCM} = \lim_{\alpha \rightarrow 1} \frac{(2 - D_2) \cdot \alpha \cdot D_2}{(1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)} = \frac{(2 - D_2) \cdot D_2}{(1 - D_2)^2} \quad (4.13)$$

Isolando D_2 em (4.13), chega-se na expressão (4.14), que permite calcular a razão cíclica em S_2 em função de V_i , V_o , e α .

$$D_2 = \frac{[V_o \cdot (1 + \alpha) + 2 \cdot \alpha \cdot V_i] - \sqrt{[V_o \cdot (1 + \alpha) + 2 \cdot \alpha \cdot V_i]^2 - 4 \cdot V_o \cdot (V_o + V_i) \cdot \alpha}}{2 \cdot (V_o + V_i) \cdot \alpha} \quad (4.14)$$

A Figura 4.10 e a Figura 4.11 mostram o comportamento do ganho estático total do conversor *buck-boost* QTN em função de D_2 e α , respectivamente.

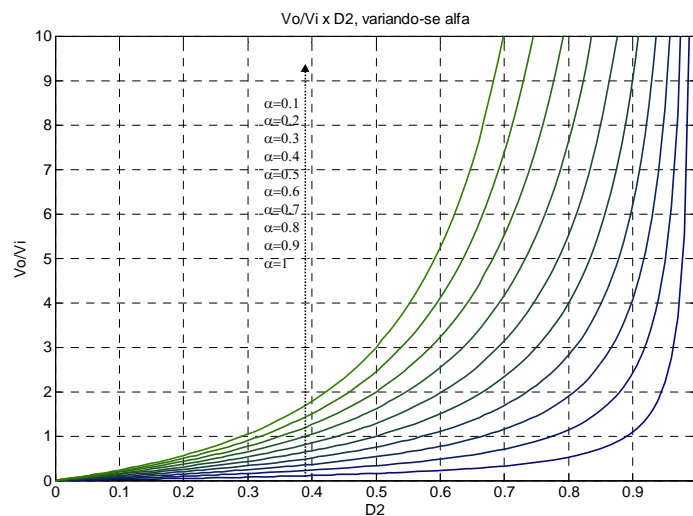


Figura 4.10 – Ganho estático total (V_o/V_i) por D_2 , variando-se α .

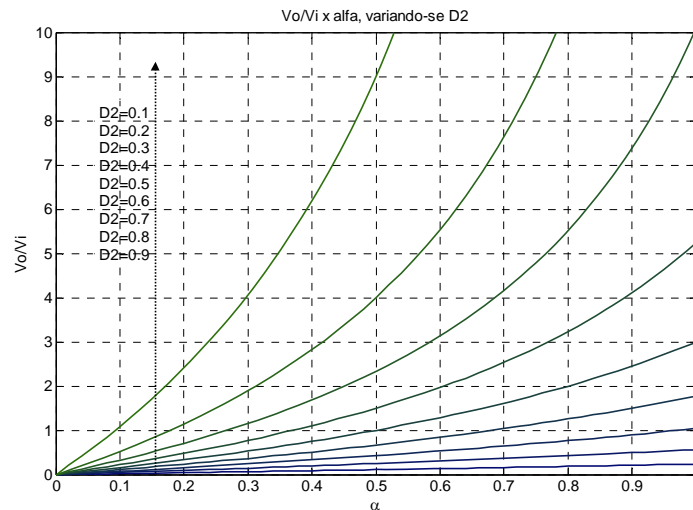


Figura 4.11 – Ganho estático total (V_o/V_i) por α , variando-se D_2 .

4.3.4. Ondulação de Corrente nos Indutores

As ondulações de corrente nos dois indutores do conversor, bem como seus valores máximos e mínimos, estão apresentadas nos itens seguintes.

a) Indutor L_1

Pode-se notar pela Figura 4.7 que a única etapa em que a corrente do indutor L_1 possui derivada positiva, ou seja, em que sua tensão é positiva, é a 1ª. Assim, pode-se calcular a ondulação de corrente considerando apenas essa etapa através da sua relação tensão-corrente, conforme segue.

$$v_{L1}(t) = L_1 \cdot \frac{di_{L1}(t)}{dt} \quad (4.15)$$

$$v_{L1}(\Delta t_1) = L_1 \cdot \frac{\Delta i_{L1}}{\Delta t_1} \quad (4.16)$$

Substituindo Δt_1 pelas relações (1.1) e (1.8) em (4.16), obtém-se a expressão (4.17):

$$V_i = L_1 \cdot \frac{\Delta I_{L1}}{\alpha \cdot D_2 \cdot T} \Rightarrow \Delta I_{L1} = \frac{\alpha \cdot D_2 \cdot V_i}{L_1 \cdot f} \quad (4.17)$$

Substituindo a relação do ganho estático dada por (4.12), encontra-se a ondulação de corrente em L_1 em função de V_o . Isolando L_1 em (4.18), encontra-se a expressão (4.19), que permite o cálculo de L_1 a partir de uma ondulação especificada.

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_o}{L_1 \cdot f} \cdot \left[\frac{(1-D_2) \cdot (1-\alpha \cdot D_2)}{2-D_2} \right] \quad (4.18)$$

$$L_1 = \frac{V_o}{\Delta I_{L1} \cdot f} \cdot \left[\frac{(1-D_2) \cdot (1-\alpha \cdot D_2)}{2-D_2} \right] \quad (4.19)$$

Nota-se pela Figura 4.2 que a corrente média em L_1 é igual à soma das correntes médias da entrada e da saída do conversor. Assim, pode-se representá-la em função da corrente de saída pela expressão (4.21), visto que I_i também está relacionada com I_o pelo mesmo ganho estático da relação (4.12).

$$I_{L1} = I_i + I_o = I_o \cdot (1 + G_{TCCM}) \quad (4.20)$$

$$I_{L1} = I_o \cdot \left[\frac{1-D_2 \cdot (1-\alpha)}{(1-D_2) \cdot (1-\alpha \cdot D_2)} \right] \quad (4.21)$$

Observa-se que a corrente média em L_1 do conversor *buck-boost* (4.21) é idêntica à do conversor *boost* (3.23). Todavia, no *boost* ela coincide com a corrente de entrada, o que não ocorre com o *buck-boost*.

Definidos a ondulação de corrente e seu valor médio, calculam-se os valores mínimo e máximo de I_{L1} pelas relações (4.22) e (4.23):

$$I_{L1m} = I_{L1} - \frac{\Delta I_{L1}}{2} \quad (4.22)$$

$$I_{L1M} = I_{L1} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \quad (4.23)$$

Assim, substituindo (4.18) e (4.21) em (4.22) e (4.23), chega-se às expressões (4.24) e (4.25), que representam I_{L1m} e I_{L1M} em função dos parâmetros conhecidos do conversor:

$$I_{L_{1m}} = I_o \cdot \left[\frac{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)}{(1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)} \right] - \frac{V_o}{2 \cdot L_1 \cdot f} \cdot \left[\frac{(1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)}{2 - D_2} \right] \quad (4.24)$$

$$I_{L_{1M}} = I_o \cdot \left[\frac{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)}{(1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)} \right] + \frac{V_o}{2 \cdot L_1 \cdot f} \cdot \left[\frac{(1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)}{2 - D_2} \right] \quad (4.25)$$

Dividindo (4.18) por I_o e rearranjando os termos, encontra-se a expressão (4.27), que representa a ondulação normalizada de corrente em L_1 . O comportamento da ondulação normalizada em relação a α e D_2 pode ser visualizado na Figura 4.12.

$$\frac{\Delta I_{L_1}}{I_o} = \frac{V_o}{L_1 \cdot f} \cdot \left[\frac{(1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)}{2 - D_2} \right] \cdot \frac{1}{I_o} \quad (4.26)$$

$$\beta_1 \triangleq \frac{\Delta I_{L_1}}{I_o} \cdot \frac{L_1 \cdot f}{R_o} = \frac{(1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)}{2 - D_2} \quad (4.27)$$

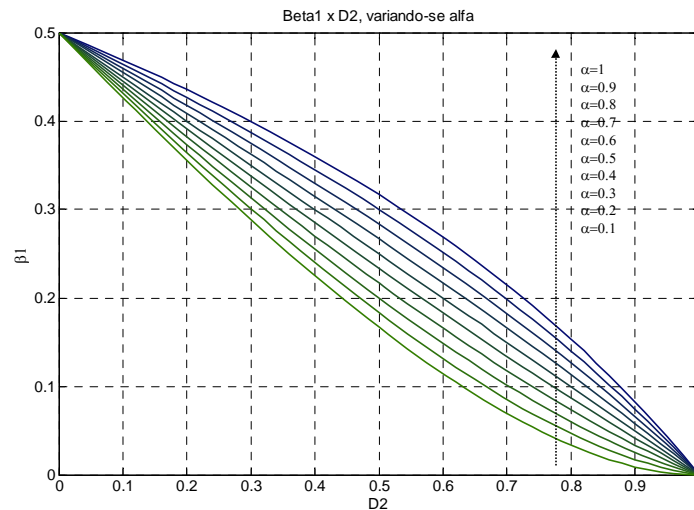


Figura 4.12 – Ondulação normalizada de corrente (β_1) por D_2 , variando-se α .

b) Indutor L_2

A ondulação de corrente em L_2 pode ser calculada da mesma forma que a de L_1 , ou seja, pela relação tensão-corrente considerando a 1ª etapa de operação, conforme mostra o equacionamento a seguir.

$$v_{L2}(t) = L_2 \cdot \frac{di_{L2}(t)}{dt} \quad (4.28)$$

$$v_{L2}(\Delta t_1) = L_2 \cdot \frac{\Delta i_{L2}}{\Delta t_1} \quad (4.29)$$

Desta forma, substituindo as relações definidas no Capítulo 1 e a tensão do indutor na etapa considerada, encontra-se a expressão (4.30).

$$V_{o\text{int}} = L_2 \cdot \frac{\Delta I_{L2}}{\alpha \cdot D_2 \cdot T} \Rightarrow \Delta I_{L2} = \frac{\alpha \cdot D_2 \cdot V_{o\text{int}}}{L_2 \cdot f} \quad (4.30)$$

Substituindo a relação $V_o/V_{o\text{int}}$ dada pelo ganho estático parcial mostrado em (4.10), encontra-se a ondulação de corrente em L_2 em função de V_o , segundo a expressão (4.31).

$$\Delta I_{L2} = \frac{V_o}{L_2 \cdot f} \cdot \left[\frac{1 - D_2}{2 - D_2} \right] \quad (4.31)$$

Os valores mínimo e máximo de I_{L2} são calculados pela ondulação e pelo valor médio da corrente, conforme (4.32) e (4.33).

$$I_{L2m} = I_{L2} - \frac{\Delta I_{L2}}{2} \quad (4.32)$$

$$I_{L2M} = I_{L2} + \frac{\Delta I_{L2}}{2} \quad (4.33)$$

O cálculo de I_{L2} pode ser feito somando-se as correntes médias em $C_{o\text{int}}$ e em D_1 . Entretanto, sabe-se que a corrente média num capacitor é nula, fazendo com que $I_{L2} = I_{D1}$. A corrente do diodo, por sua vez, é a soma das correntes em L_1 e no ramo que interliga os nós L_1 - D_1 e S_1 - S_2 . O equacionamento pode ser visto nas linhas seguintes.

$$I_{L2} = I_{D1} - I_{C_{o\text{int}}} \Rightarrow I_{L2} = I_{D1} \quad (4.34)$$

$$I_{D1} = I_{L1} - I_{lig} \quad (4.35)$$

$$I_{lig} = -I_{L2m} \cdot D_3 - I_{L2M} \cdot D_3 + \frac{D_1 \cdot (I_{L1m} + I_{L1M})}{2} \quad (4.36)$$

$$I_{lig} = \frac{-(I_{L2m} + I_{L2M}) \cdot D_2 \cdot (1 - \alpha)}{2} + \frac{\alpha \cdot D_2 \cdot (I_{L1m} + I_{L1M})}{2} \quad (4.37)$$

$$I_{lig} = I_{L1} \cdot \alpha \cdot D_2 - I_{L2} \cdot D_2 \cdot (1 - \alpha) \quad (4.38)$$

Substituindo (4.34) e (4.38) em (4.35) e isolando I_{L2} , encontra-se a expressão (4.42), que define a corrente média em L_2 num período de operação.

$$I_{L2} = I_{L1} - I_{L1} \cdot \alpha \cdot D_2 + I_{L2} \cdot D_2 \cdot (1 - \alpha) \quad (4.39)$$

$$I_{L2} = I_{L1} \cdot \left[\frac{1 - \alpha \cdot D_2}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \right] \quad (4.40)$$

$$I_{L2} = I_o \cdot \frac{[1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)] \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)}{(1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2) \cdot [1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)]} \quad (4.41)$$

$$I_{L2} = \frac{I_o}{1 - D_2} \quad (4.42)$$

Nota-se que as expressões (3.42) e (4.42), referentes à corrente média em L_2 nos conversores *boost* e *buck-boost*, são idênticas, outra similaridade encontrada nos dois conversores. Como mostrado, as correntes em ambos os indutores estão relacionadas com a corrente de saída exatamente da mesma forma que no conversor *boost*. Contudo, como no *buck-boost* L_1 não é o indutor de entrada, a relação entre I_{L1} e I_o não é descrita pelo ganho estático do conversor, como ocorre no *boost*.

Substituindo (4.31) e (4.42) em (4.32) e (4.33), encontram-se as expressões (4.43) e (4.44), que representam I_{L2m} e I_{L2M} , respectivamente.

$$I_{L2m} = \frac{I_o}{1 - D_2} - \frac{V_o}{2 \cdot L_2 \cdot f} \cdot \left[\frac{1 - D_2}{2 - D_2} \right] \quad (4.43)$$

$$I_{L2M} = \frac{I_o}{1 - D_2} + \frac{V_o}{2 \cdot L_2 \cdot f} \cdot \left[\frac{1 - D_2}{2 - D_2} \right] \quad (4.44)$$

Observa-se que, conquanto o valor médio da corrente seja igual ao do conversor *boost*, a ondulação de corrente (e, portanto, os valores extremos) não é, visto que para o cálculo de ΔI_{L2} leva-se em conta o ganho estático parcial 2, que é diferente nos dois conversores.

Dividindo (4.31) por I_o e rearranjando os termos, encontra-se a expressão (4.46), que representa a ondulação relativa da corrente em L_2 . Pode-se verificar seu comportamento em relação a D_2 na Figura 4.13. Uma característica interessante é que neste caso a ondulação de corrente em L_2 não depende do parâmetro α , assim como β_2 do conversor *buck* do Capítulo 2.

$$\frac{\Delta I_{L2}}{I_o} = \frac{V_o}{L_2 \cdot f} \cdot \left[\frac{1-D_2}{2-D_2} \right] \cdot \frac{1}{I_o} \quad (4.45)$$

$$\beta_2 \triangleq \frac{\Delta I_{L2}}{I_o} \cdot \frac{L_2 \cdot f}{R_o} = \left(\frac{1-D_2}{2-D_2} \right) \quad (4.46)$$

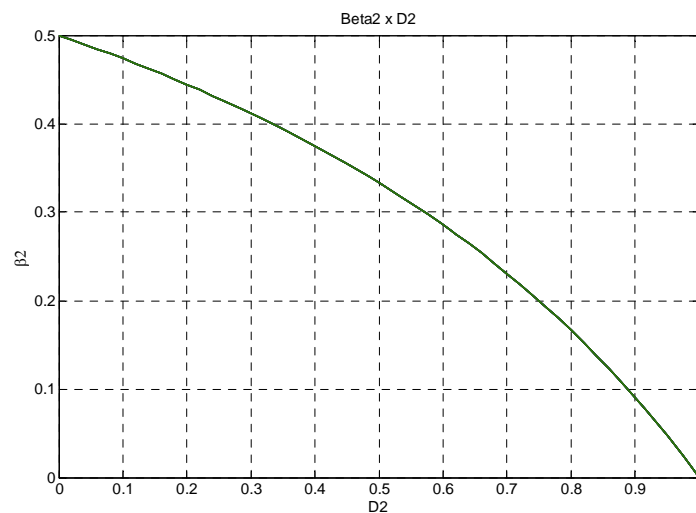


Figura 4.13 – Ondulação relativa normalizada de corrente (β_2) por D_2 .

c) Relação entre as ondulações em L_1 e L_2

A relação normalizada entre as ondulações de corrente em L_1 e L_2 está mostrada na expressão (4.47) e ilustrada na Figura 4.14. Observa-se que ela é exatamente igual à mesma grandeza tanto do conversor *buck* (expressão (2.52)) quanto do *boost*, expressa em

(3.47). Da mesma forma que nos dois casos supracitados, quanto maior a e /ou quanto maior D_2 , mais diferentes são as ondulações normalizadas.

$$\gamma \triangleq \frac{\Delta I_{L1} \cdot L_1}{\Delta I_{L2} \cdot L_2} = (1 - \alpha \cdot D_2) \quad (4.47)$$

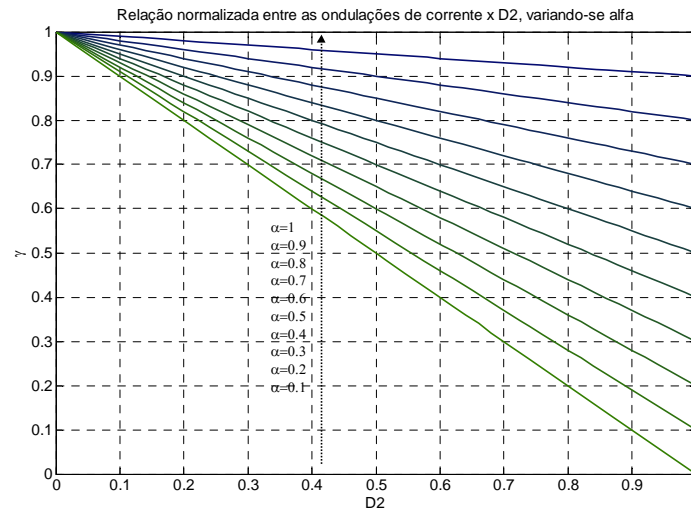


Figura 4.14 – Relação normalizada entre as ondulações de corrente em L_1 e L_2 .

4.3.5. Resultados de Simulação

A fim de validar a análise feita até o momento, foi realizada uma simulação do conversor *buck-boost* operando em CCM. O modelo considerado, mostrado na Figura 4.15, é ideal, e as figuras a seguir mostram os resultados encontrados. Posteriormente será apresentada uma simulação considerando componentes reais e demais não-idealidades do conversor para aproximar os resultados teóricos e práticos. As especificações utilizadas nesta simulação podem ser vistas na Tabela 4.1. O cálculo dos parâmetros utilizados na simulação está no Apêndice B.

Tabela 4.1 – Especificações de simulação para o conversor *buck-boost* QTN operando em CCM.

Grandeza	Valor
V_i	40V
V_o	200V
P_o	250W
f	50kHz
α	0,8
ΔI_{L1}	10%
ΔI_{L2}	10%
ΔV_o	1%
$\Delta V_{o\text{int}}$	1%

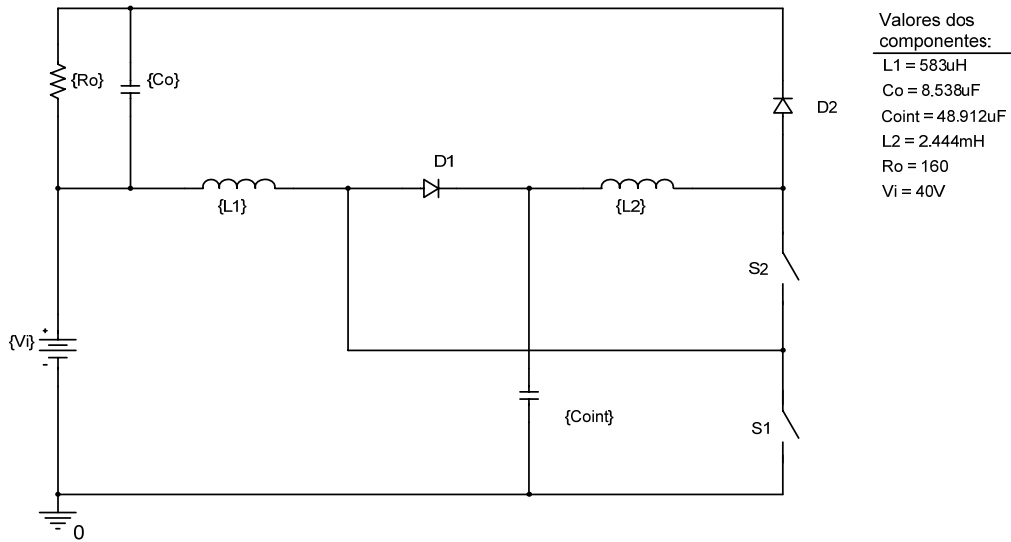


Figura 4.15 – Circuito usado na simulação do conversor *buck-boost* QTN operando em CCM.

A Figura 4.16 mostra os pulsos de comando de S_1 e S_2 , considerando a relação α especificada na Tabela 4.1.

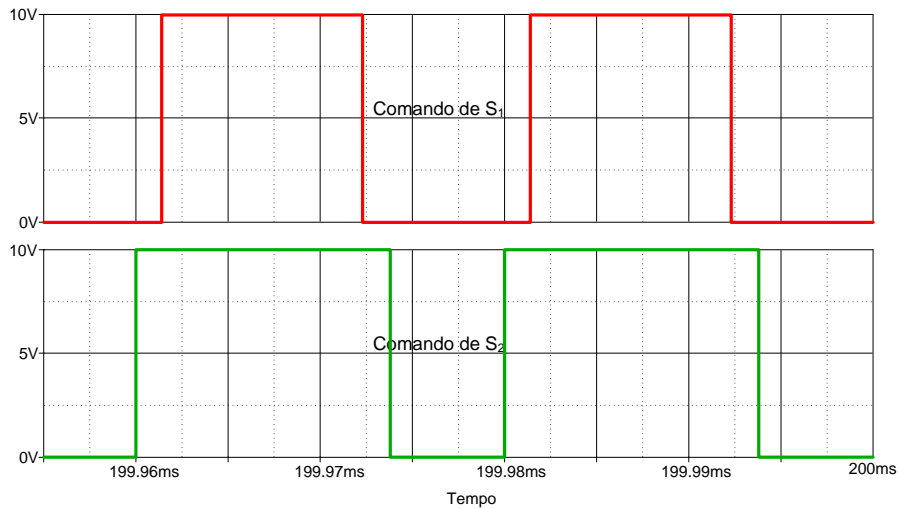


Figura 4.16 – Pulsos de comando de S_1 e S_2 para o conversor *buck-boost* operando em CCM.

As formas de onda de $v_o(t)$ e $v_{oint}(t)$ estão ilustradas na Figura 4.17. Também estão indicados seus valores médios e as ondulações absolutas de tensão. Os cálculos de C_o e C_{oint} serão apresentados posteriormente.

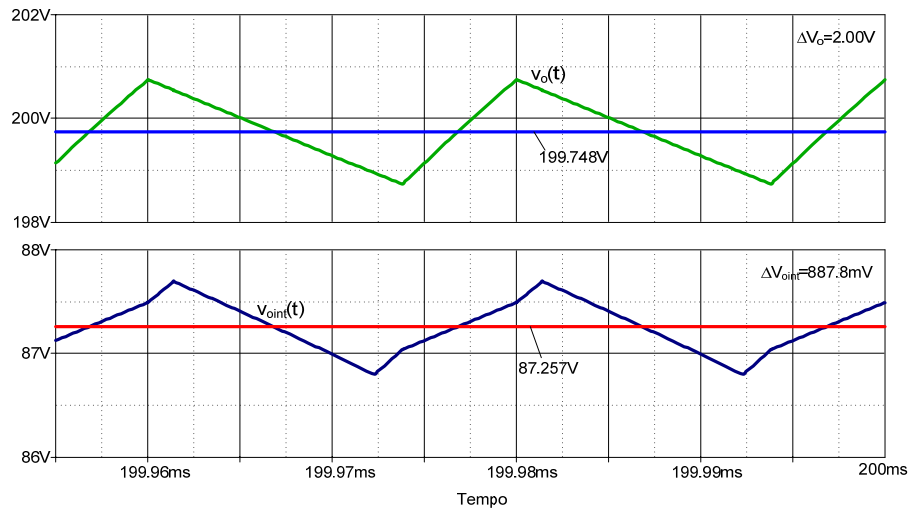


Figura 4.17 – Formas de onda de $v_o(t)$ e $v_{oint}(t)$ com seus respectivos valores médios.

A Figura 4.18 mostra as correntes em L_1 e L_2 , bem como seus valores médios e suas ondulações. Notam-se claramente pela corrente em L_2 as quatro etapas de operação do conversor (duas etapas de roda-livre, uma de carga e outra de descarga do indutor em questão).

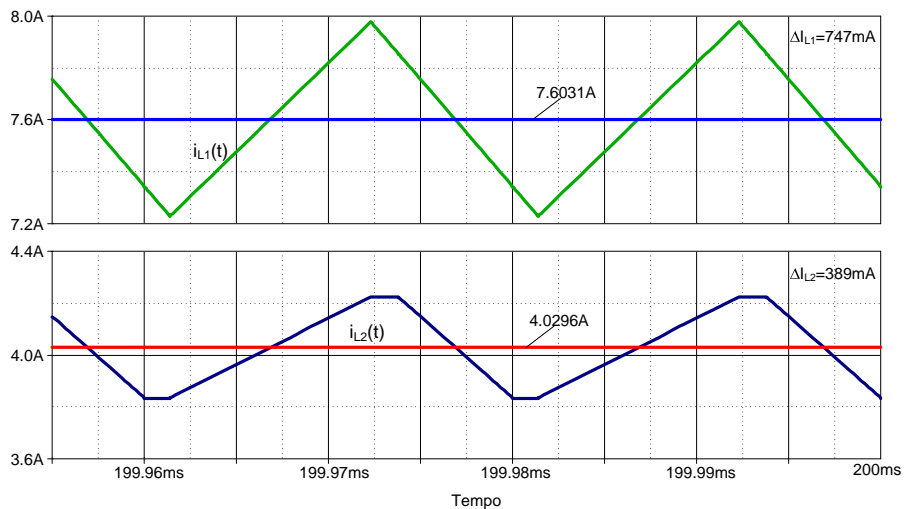


Figura 4.18 – Formas de onda de $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$ com seus respectivos valores médios.

As formas de onda das tensões sobre os interruptores (sendo que $V_{S1} = V_{oint}$ e $V_{S2} = V_i + V_o - V_{oint}$) estão ilustradas na Figura 4.19. Nota-se que elas nunca chegam ao valor $(V_o + V_i)$. Comparando-a com a Figura 3.19, observa-se que para as mesmas especificações de entrada e saída, a tensão sobre S_2 no conversor *boost* é sempre inferior à mesma tensão no conversor *buck-boost*, o que constitui uma desvantagem para este último.

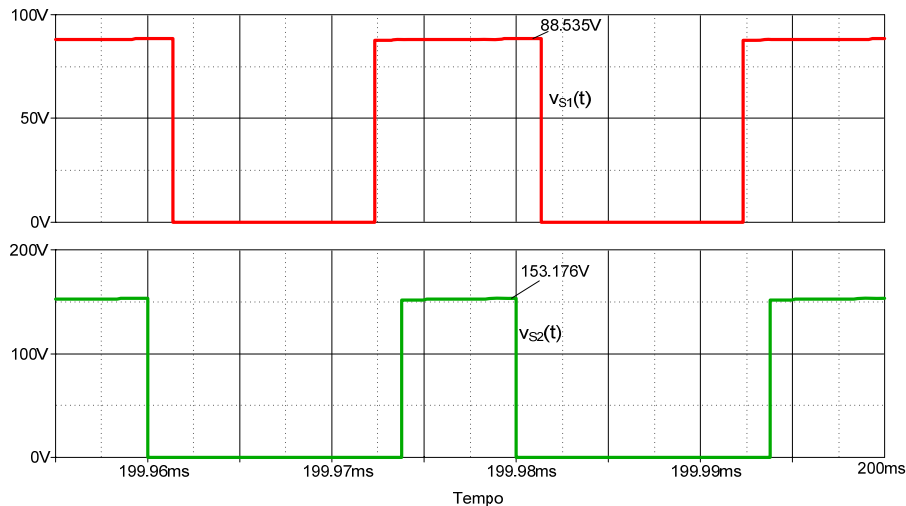


Figura 4.19 – Formas de onda das tensões sobre os interruptores.

4.4. OPERAÇÃO EM CONDUÇÃO CRÍTICA (CRCM)

Como já explicado nos dois capítulos anteriores, na condução crítica apenas a corrente do indutor L_2 se anula de forma pontual, enquanto a de L_1 mantém-se contínua. Esta seção abordará este modo de condução, apresentando as expressões de indutância e corrente de saída críticas, dentre outros. Ao final, resultados de simulação comprovarão o estudo feito.

4.4.1. Etapas de Operação

Assim como nos casos *buck* e *boost*, as etapas de operação do conversor *buck-boost* são as mesmas quatro da operação em condução contínua (Figura 4.3 à Figura 4.6), diferenciando-se pela anulação instantânea da corrente em L_2 no final da quarta etapa. Como explicado na subseção 3.4.1, a corrente mantém-se nula na 1ª etapa pelo próprio comportamento do conversor, não caracterizando condução descontínua.

4.4.2. Formas de Onda Básicas

As principais formas de onda do conversor operando em CrCM estão mostradas na Figura 4.20. Nota-se que as únicas mudanças em relação à Figura 4.7 são em $i_{D1}(t)$, $i_{D2}(t)$ e $i_{S2}(t)$ e na própria corrente em L_2 , logicamente.

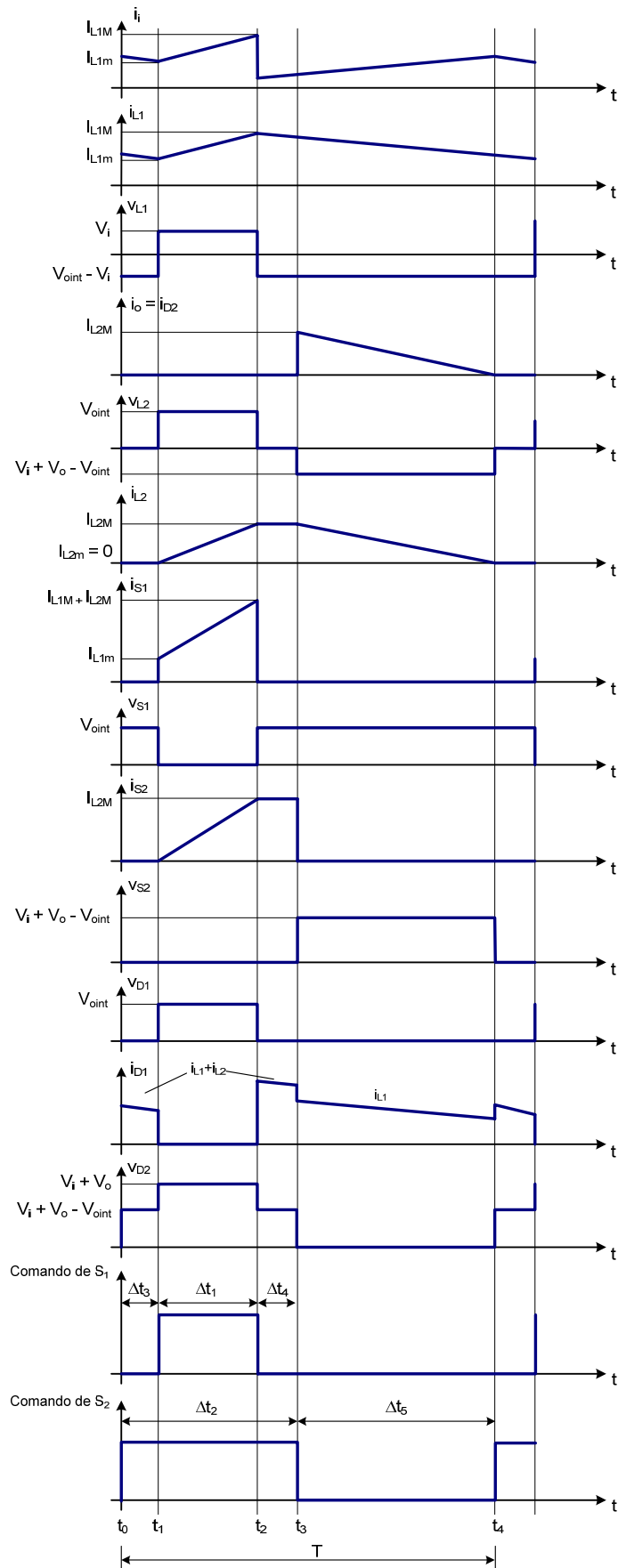


Figura 4.20 – Principais formas de onda do conversor *buck-boost* QTN operando em CrCM.

4.4.3. Ganho Estático Ideal

Assim como nos dois conversores estudados anteriormente, o ganho estático total (bem como os dois parciais) do conversor *buck-boost* em condução crítica é idêntico ao encontrado em condução contínua, visto que não há diferenças nas etapas de operação do conversor. Por comodidade, a expressão (4.12), referente ao ganho em CCM, está reescrita para CrCM como (4.48).

$$G_{TCrCM} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{(2 - D_2) \cdot \alpha \cdot D_2}{(1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)} \quad (4.48)$$

4.4.4. Ondulação de Corrente nos Indutores

As ondulações de corrente em L_1 e L_2 estão mostradas nos itens abaixo e são idênticas às apresentadas na subseção 4.3.4 (condução contínua).

a) Indutor L_1

A ondulação de corrente em L_1 é idêntica à do modo de condução contínua, pelo mesmo motivo citado na subseção anterior com respeito ao ganho estático. A expressão (4.18) está reescrita como (4.49) para a condução crítica.

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_o}{L_1 \cdot f} \cdot \left[\frac{(1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)}{2 - D_2} \right] \quad (4.49)$$

b) Indutor L_2

Em L_2 a ondulação coincide com o valor máximo da corrente, visto que o valor mínimo é nulo. Essa correspondência será usada no cálculo da indutância crítica. A expressão (4.31) está reescrita como (4.50).

$$\Delta I_{L2} = \frac{V_o}{L_2 \cdot f} \cdot \left[\frac{1 - D_2}{2 - D_2} \right] \quad (4.50)$$

4.4.5. Cálculo da Indutância Crítica L_{1CR}

Como já mencionado para os demais conversores deste trabalho, a corrente em L_1 não deve ser anular antes do que em L_2 . Entretanto, não deixa de ser condução crítica quando $i_{L1}(t)$ se anula de forma pontual antes de $i_{L2}(t)$ (ou sem $i_{L2}(t)$ se anular no período de operação). Este modo de condução é indesejável por motivos já descritos, mas é interessante saber o comportamento da indutância L_1 e a relação entre ela e L_{2CR} .

Igualando a zero a equação (4.51), que representa o valor mínimo da corrente em L_1 em CCM, e isolando L_1 , encontra-se a expressão (4.52), que permite calcular a indutância que representa o limite entre CCM e PDCM com respeito a L_1 . Esta expressão ainda por ser reescrita em função de V_i como (4.53).

$$I_{L1m} = I_o \cdot \left[\frac{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)}{(1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)} \right] - \frac{V_o}{2 \cdot L_1 \cdot f} \cdot \left[\frac{(1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)}{2 - D_2} \right] \quad (4.51)$$

$$L_{1CR} = \frac{R_o}{2 \cdot f} \cdot \frac{[(1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)]^2}{(2 - D_2) \cdot [1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)]} \quad (4.52)$$

$$L_{1CR} = \frac{V_i \cdot \alpha \cdot D_2}{2 \cdot I_o \cdot f} \cdot \frac{(1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \quad (4.53)$$

Pode-se relacionar L_{1CR} com a tensão de entrada, a corrente de saída e a frequência através da indutância crítica normalizada, mostrada na expressão (4.54). O comportamento dessa grandeza em relação a α e D_2 pode ser visto na Figura 4.21. Nota-se que ela é idêntica às figuras referentes à mesma grandeza tanto do conversor *buck* quanto do *boost* (Figura 2.22 e Figura 3.21).

$$\frac{L_{1CR}}{L_{1CR}} = \frac{2 \cdot I_o \cdot f \cdot L_{1CR}}{V_i} = \frac{(\alpha \cdot D_2) \cdot (1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \quad (4.54)$$

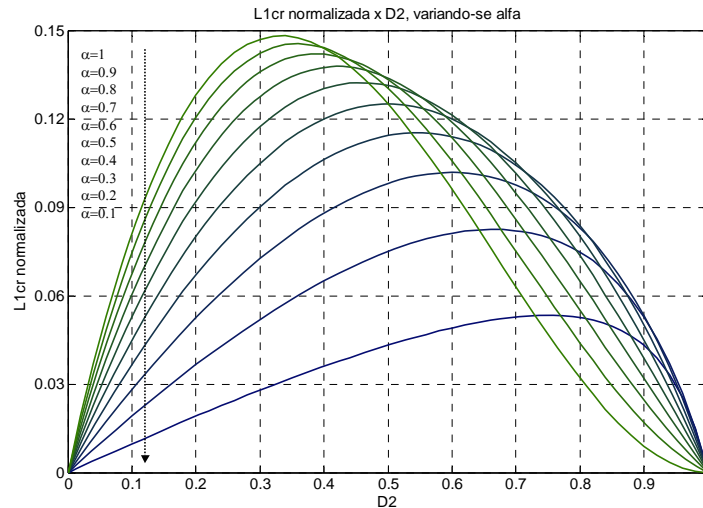


Figura 4.21 – Indutância 1 crítica normalizada em função de D_2 , variando-se α .

4.4.6. Cálculo da Indutância Crítica L_{2CR}

O cálculo da indutância L_2 que leva o conversor a operar em condução crítica, ou seja, que representa o menor valor para que o conversor não opere em condução descontínua parcial, pode ser feito de duas maneiras: pela relação entre o valor máximo de I_{L2} e da ondulação de corrente, e pelo valor mínimo de I_{L2} , conforme mostram os itens seguintes.

a) Relação entre ΔI_{L2} e I_{L2M}

Como citado, a ondulação de corrente em L_2 é igual a I_{L2M} em condução crítica, visto que $I_{L2m} = 0A$. Assim, utilizando (4.31) e (4.44), que representam a ondulação e o valor máximo, respectivamente, encontra-se a expressão da indutância crítica, dada por (4.57).

$$\Delta I_{L2} = I_{L2M} \quad (4.55)$$

$$\frac{V_o}{L_{2CR} \cdot f} \cdot \left[\frac{1-D_2}{2-D_2} \right] = \frac{I_o}{1-D_2} + \frac{V_o}{2 \cdot L_{2CR} \cdot f} \cdot \left[\frac{1-D_2}{2-D_2} \right] \quad (4.56)$$

$$L_{2CR} = \frac{R_o}{2 \cdot f} \cdot \frac{(1-D_2)^2}{2-D_2} \quad (4.57)$$

b) I_{L2m}

Em CrCM a corrente mínima no indutor L_2 é nula. Dessa forma, utiliza-se (4.43) para encontrar a expressão (4.59). Como esperado, ela é idêntica a (4.57). Pode-se observar que, assim como a ondulação de corrente em L_2 , L_{2CR} não depende do parâmetro α ; ou seja, para uma mesma frequência, mesma carga R_o e mesma razão cíclica D_2 , o valor de L_{2CR} não muda com a variação de D_1 (ou α).

$$\frac{I_o}{1-D_2} - \frac{V_o}{2.L_2.f} \cdot \left[\frac{1-D_2}{2-D_2} \right] = 0 \quad (4.58)$$

$$L_{2CR} = \frac{R_o}{2.f} \cdot \frac{(1-D_2)^2}{2-D_2} \quad (4.59)$$

Rearranjando os termos em (4.59) e substituindo V_o por $V_i \cdot G_{TCrCM}$ dado pela relação (4.48), encontra-se a expressão (4.60), que corresponde à indutância crítica normalizada em função de V_i, f e I_o . A Figura 4.22 mostra a variação dessa grandeza com α e D_2 . Nota-se que ela é idêntica à Figura 2.23 e à Figura 3.22, que correspondem a L_{2CR} nos conversores *buck* e *boost*, respectivamente.

$$\frac{L_{2CR}}{I_o} = \frac{2.I_o.f.L_{2CR}}{V_i} = \frac{\alpha.D_2.(1-D_2)}{1-\alpha.D_2} \quad (4.60)$$

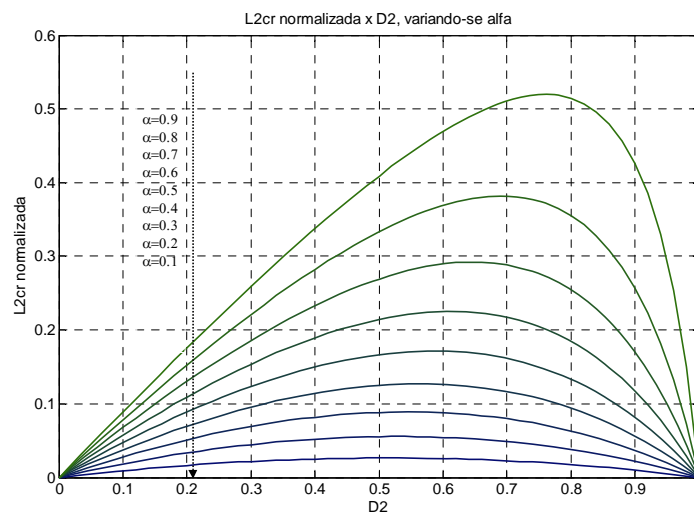


Figura 4.22 – Indutância 2 crítica normalizada em função de D_2 , variando-se α .

4.4.7. Relação entre L_{1CR} e L_{2CR}

A expressão (4.61) mostra a relação entre as indutâncias críticas 1 e 2, dadas por (4.52) e (4.57), respectivamente. A Figura 4.23 ilustra o comportamento dessa relação com respeito a α e D_2 . Observa-se que ela é idêntica à Figura 2.24 e à Figura 3.23, que mostram essa relação com respeito aos conversores *buck* e *boost*, respectivamente.

$$\varphi = \frac{L_{1CR}}{L_{2CR}} = \frac{(1 - \alpha \cdot D_2)^2}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \quad (4.61)$$

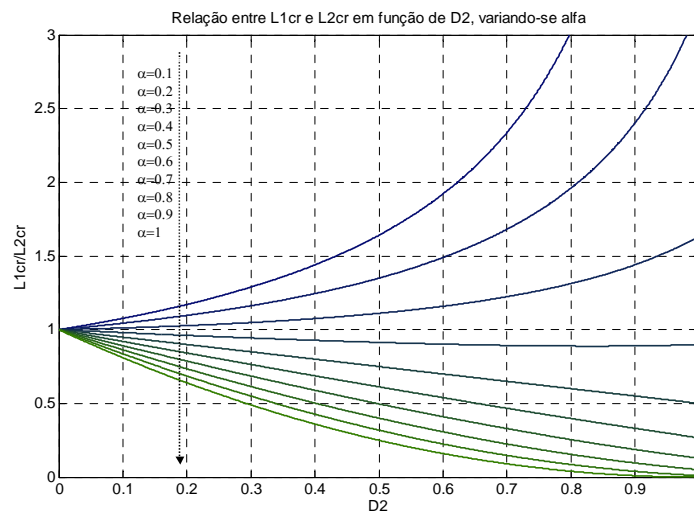


Figura 4.23 – Relação entre L_{1CR} e L_{2CR} em função de D_2 , variando-se α .

4.4.8. Cálculo da Corrente de Saída I_{oCR}

A equação para o cálculo da corrente de saída que estabelece o limite entre as conduções contínua e descontínua parcial é a mesma do item 4.4.6.a), ou seja, que relaciona o valor máximo de I_{L2} e a sua respectiva ondulação. Desta vez, entretanto, isola-se I_o , chegando à expressão (4.64).

$$\Delta I_{L2} = I_{L2M} \quad (4.62)$$

$$\frac{V_o}{L_2 \cdot f} \cdot \left[\frac{1 - D_2}{2 - D_2} \right] = \frac{I_{oCR}}{1 - D_2} + \frac{V_o}{2 \cdot L_2 \cdot f} \cdot \left[\frac{1 - D_2}{2 - D_2} \right] \quad (4.63)$$

$$I_{oCR} = \frac{V_o}{2.L_2.f} \cdot \frac{(1-D_2)^2}{(2-D_2)} \quad (4.64)$$

4.4.9. Cálculo da Resistência de Carga R_{oCR}

Isolando o termo V_o/I_{oCR} em (4.64), pode-se definir a resistência crítica de carga, ou o maior valor de R_o para o conversor ainda operar em CCM, expressa por (4.65).

$$R_{oCR} = 2.L_2.f \cdot \frac{(2-D_2)}{(1-D_2)^2} \quad (4.65)$$

4.4.10. Resultados de Simulação

O conversor *buck-boost* foi simulado em CrCM a fim de validar o estudo feito até o momento. As especificações estão apresentadas na Tabela 4.2, e o esquemático do circuito na Figura 4.24, onde se pode ver que o único parâmetro que sofreu alteração em relação à Figura 4.15 foi L_2 , que foi calculada a partir da expressão (4.59).

Tabela 4.2 – Especificações de simulação para o conversor *buck-boost* QTN operando em CrCM.

<i>Grandeza</i>	<i>Valor</i>
V_i	40V
V_o	200V
P_o	250W
f	50kHz
α	0,8
ΔI_{L1}	10%
ΔV_o	1%
ΔV_{oint}	1%

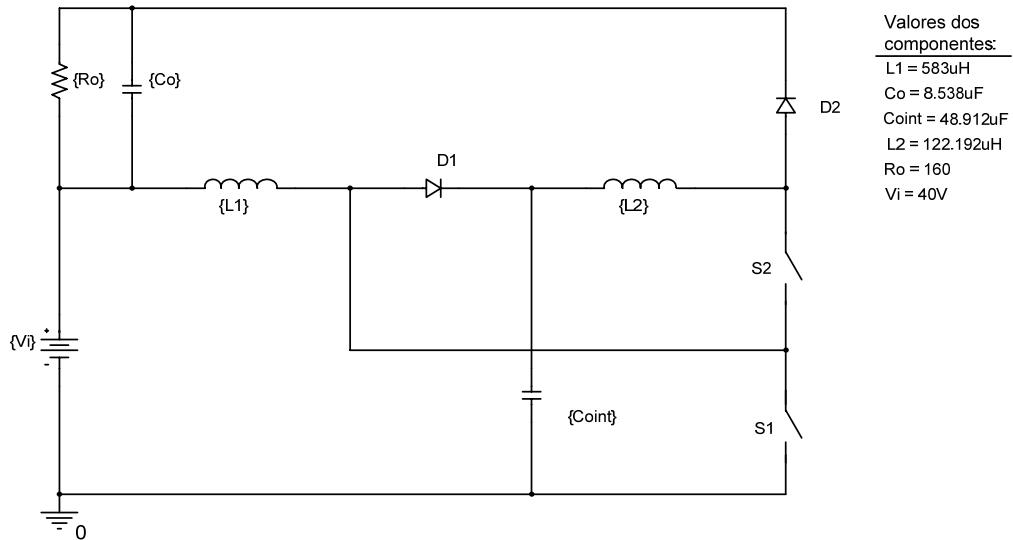


Figura 4.24 – Circuito usado na simulação do conversor *buck-boost* QTN operando em CrCM.

A Figura 4.25 mostra os pulsos de comando de S_1 e S_2 .

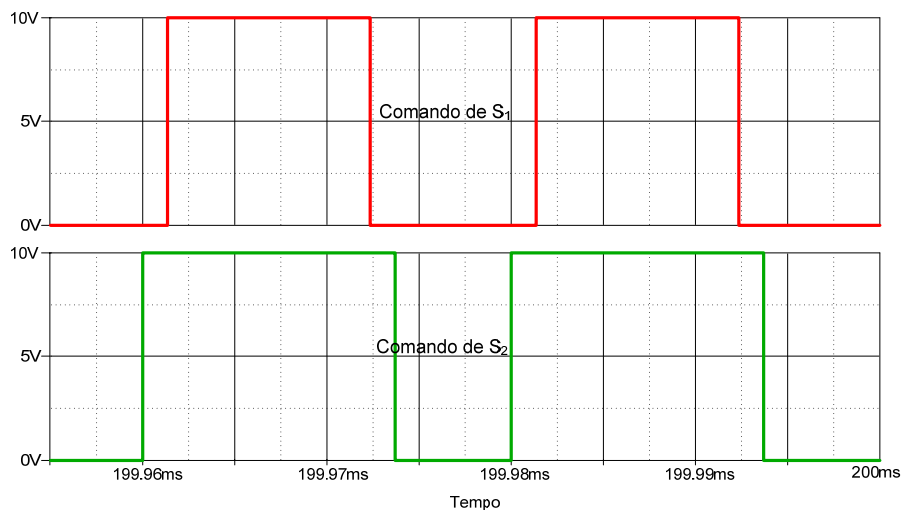


Figura 4.25 – Pulsos de comando de S_1 e S_2 para o conversor *buck-boost* operando em CrCM.

As formas de onda de $v_o(t)$ e $v_{oint}(t)$ estão ilustradas na Figura 4.26. Também estão indicados os valores médios e as respectivas ondulações.

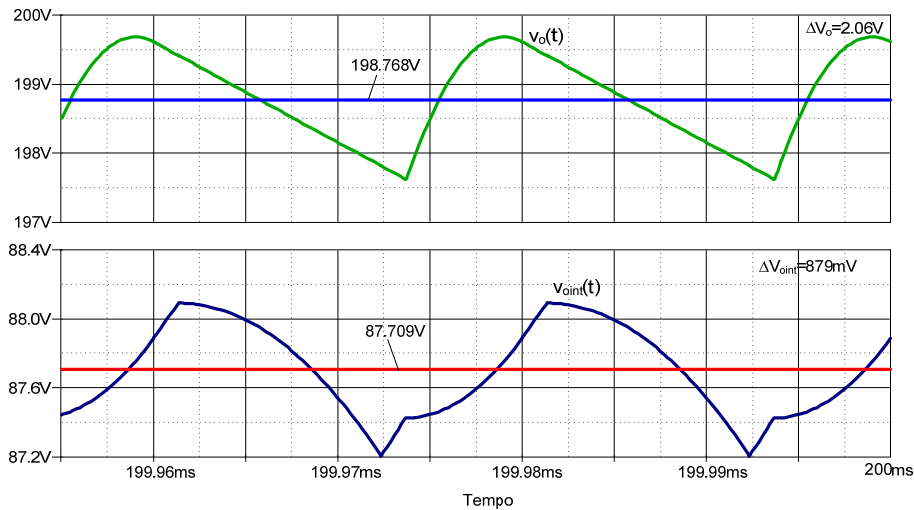


Figura 4.26 – Formas de onda de $v_o(t)$ e $v_{oi1}(t)$ com seus respectivos valores médios.

A Figura 4.27 mostra as formas de onda das correntes nos dois indutores do conversor, bem como a ondulação em L_1 e os valores médios. O comando de S_2 está indicado (fora de escala) para se verificar que a corrente em L_2 se anula no exato momento em que S_2 é comandado a conduzir e outro período de operação se inicia, caracterizando a condução crítica.

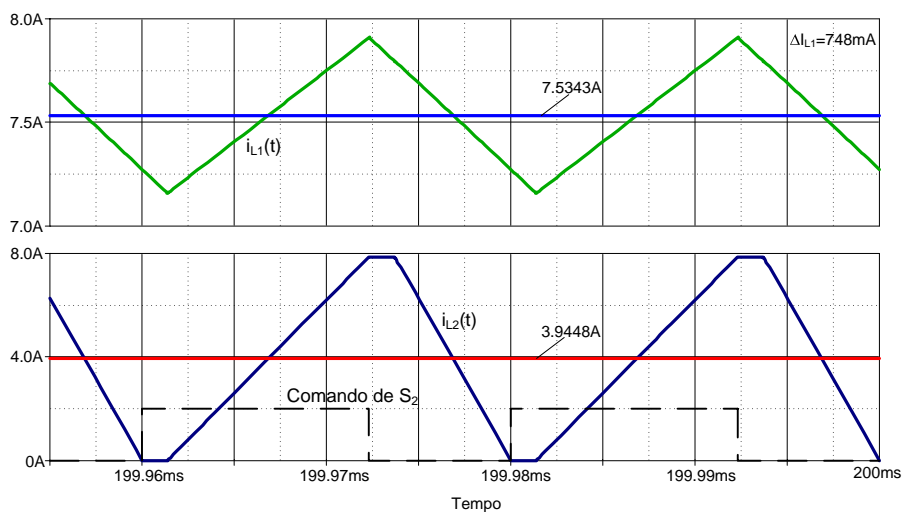


Figura 4.27 – Formas de onda de $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$ com seus respectivos valores médios.

A Figura 4.28 mostra as formas de onda das tensões sobre os interruptores, indicando também seus valores máximos. Pode-se ver que em nenhum instante elas chegam a $(V_o + V_i)$, que é a máxima tensão do interruptor do conversor *buck-boost* clássico.

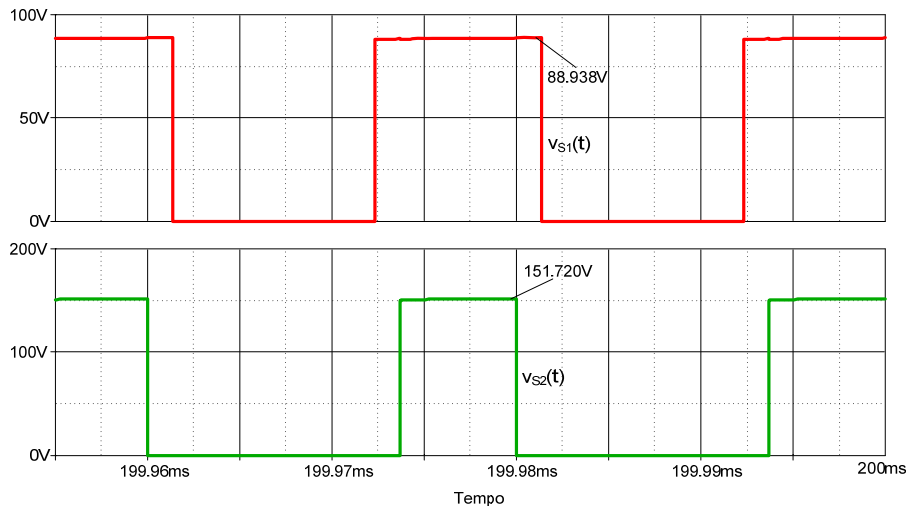


Figura 4.28 – Formas de onda das tensões sobre os interruptores.

4.5. OPERAÇÃO EM CONDUÇÃO DESCONTÍNUA PARCIAL (PDCM)

De forma semelhante aos dois outros conversores desta família de não-isolados, o conversor *buck-boost* opera em condução descontínua parcial quando a corrente em L_2 se anula antes do início de outro período de operação.

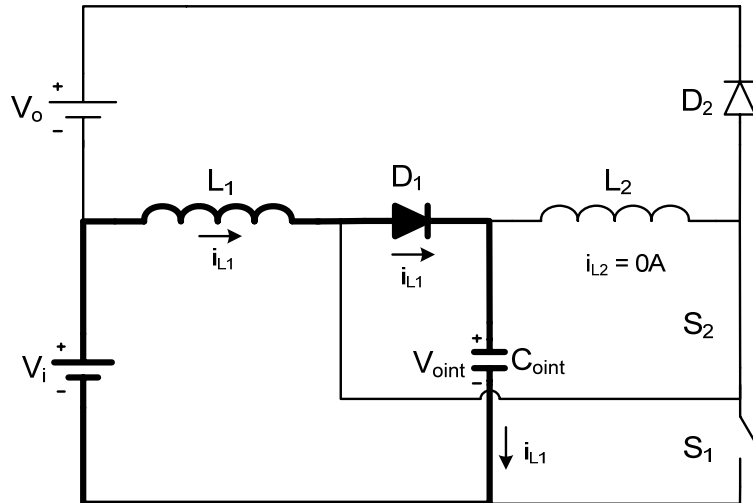
Serão apresentadas as etapas de operação, os ganhos estáticos parciais e total, as principais formas de onda e o cálculo de L_{ICR} . Também serão mostrados resultados de simulação para comprovar o equacionamento e os comentários feitos.

4.5.1. Etapas de Operação

As cinco etapas de operação do conversor *buck-boost* operando em PDCM estão descritas a seguir.

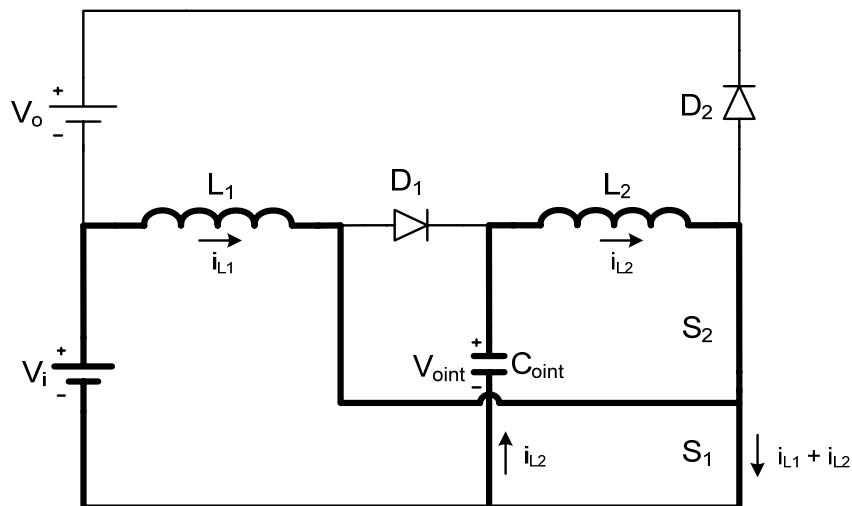
a) 1ª etapa (t_0, t_1)

Inicia-se em t_0 , quando S_2 é comandado a conduzir, e pode ser vista na Figura 4.29. A corrente em L_1 decresce linearmente até o valor mínimo, circulando por L_1 , D_1 , C_{oint} e V_i . Esta é uma das etapas em que o capacitor intermediário é carregado (parcialmente). D_2 e S_1 ficam submetidos a $(V_i + V_o - V_{oint})$ e V_{oint} , respectivamente. Esta etapa é finalizada em t_1 .


 Figura 4.29 – 1ª etapa de operação do conversor *buck-boost* em PDCM.

b) 2ª etapa (t_1, t_2)

Em t_1 S_1 é comandado a conduzir. Imediatamente a corrente em L_1 é desviada de D_1 para S_1 , passando a circular por L_1 , S_1 e V_i e fazendo com que D_1 fique reversamente polarizado com V_{oint} . L_1 é carregado pela fonte de entrada. A corrente em L_2 circula por L_2 , S_2 , S_1 e C_{oint} e cresce a partir de zero, devido ao processo de carga de C_{oint} em L_2 . Esta etapa pode ser vista na Figura 4.30 e termina quando S_1 é comandado a bloquear.


 Figura 4.30 – 2ª etapa de operação do conversor *buck-boost* em PDCM.

c) 3ª etapa (t_2, t_3)

A 3ª etapa inicia-se em t_3 e é idêntica à etapa correspondente nas conduções contínua e crítica. V_i e L_1 carregam C_{oint} através de $i_{L1}(t)$, que circula por L_1 , D_1 , C_{oint} e V_i . O indutor L_2 é curto-circuitado pelo diodo D_1 , mantendo a corrente $i_{L2}(t)$ no patamar I_{L2M} . S_1 e D_2 ficam submetidos a V_{oint} e $(V_i + V_o - V_{oint})$, respectivamente. Esta etapa pode ser vista na Figura 4.31 e termina quando S_2 é comandado a bloquear.

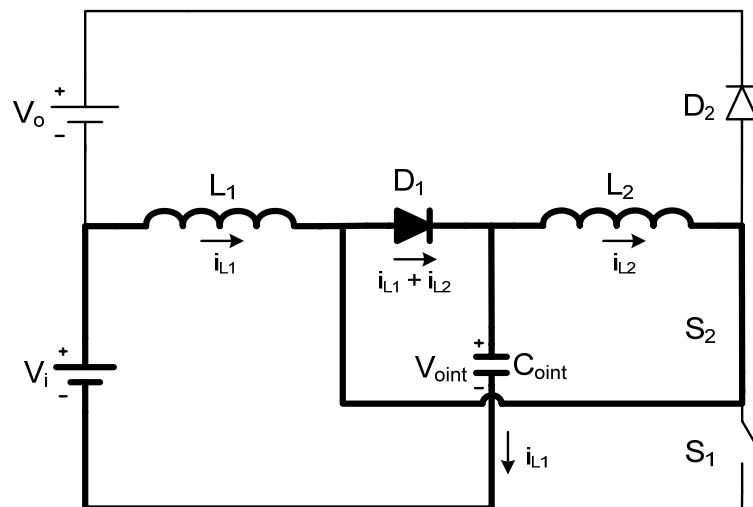
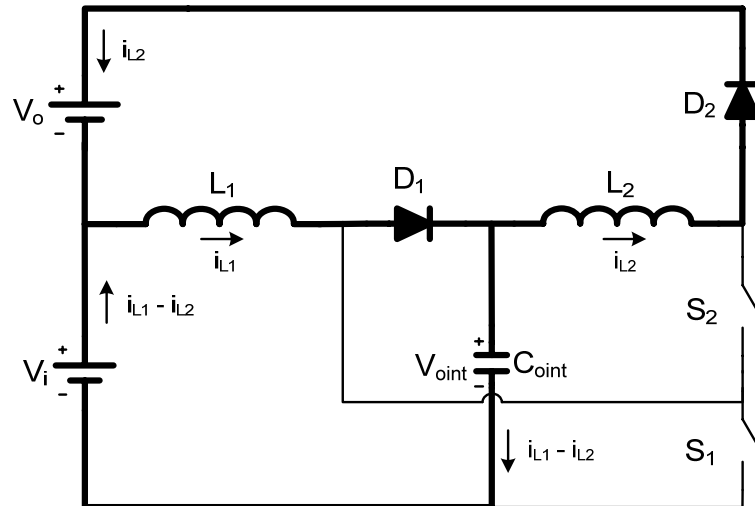


Figura 4.31 – 3ª etapa de operação do conversor *buck-boost* em PDCM.

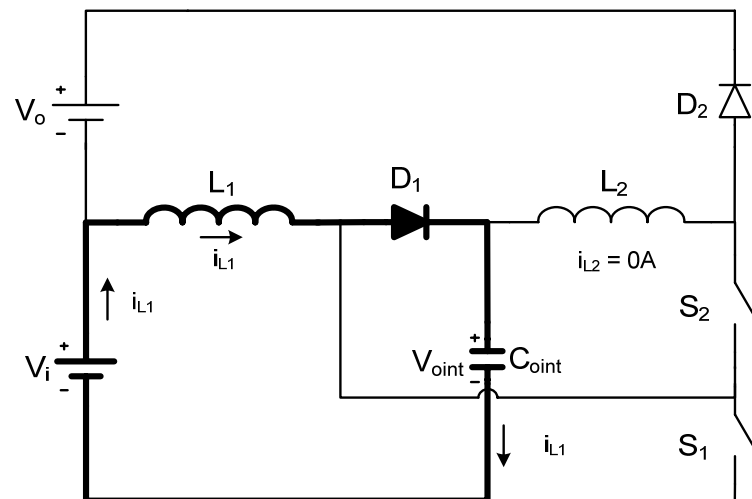
d) 4ª etapa (t_3, t_d)

Esta etapa começa em t_3 , quando S_2 é comandado a bloquear. L_1 e a fonte de entrada continuam carregando o capacitor C_{oint} através da malha L_1 - D_1 - C_{oint} - V_i . L_2 , para manter a continuidade da corrente, polariza o diodo D_2 , fazendo com que $i_{L2}(t)$ passe a circular por L_2 , D_2 , V_o , V_i e C_{oint} . Dessa forma, em C_{oint} circula $i_{L2}(t)$ subtraída de $i_{L1}(t)$. Esta etapa está ilustrada na Figura 4.32 e termina quando a corrente do indutor L_2 se anula (espontaneamente).


 Figura 4.32 – 4ª etapa de operação do conversor *buck-boost* em PDCM.

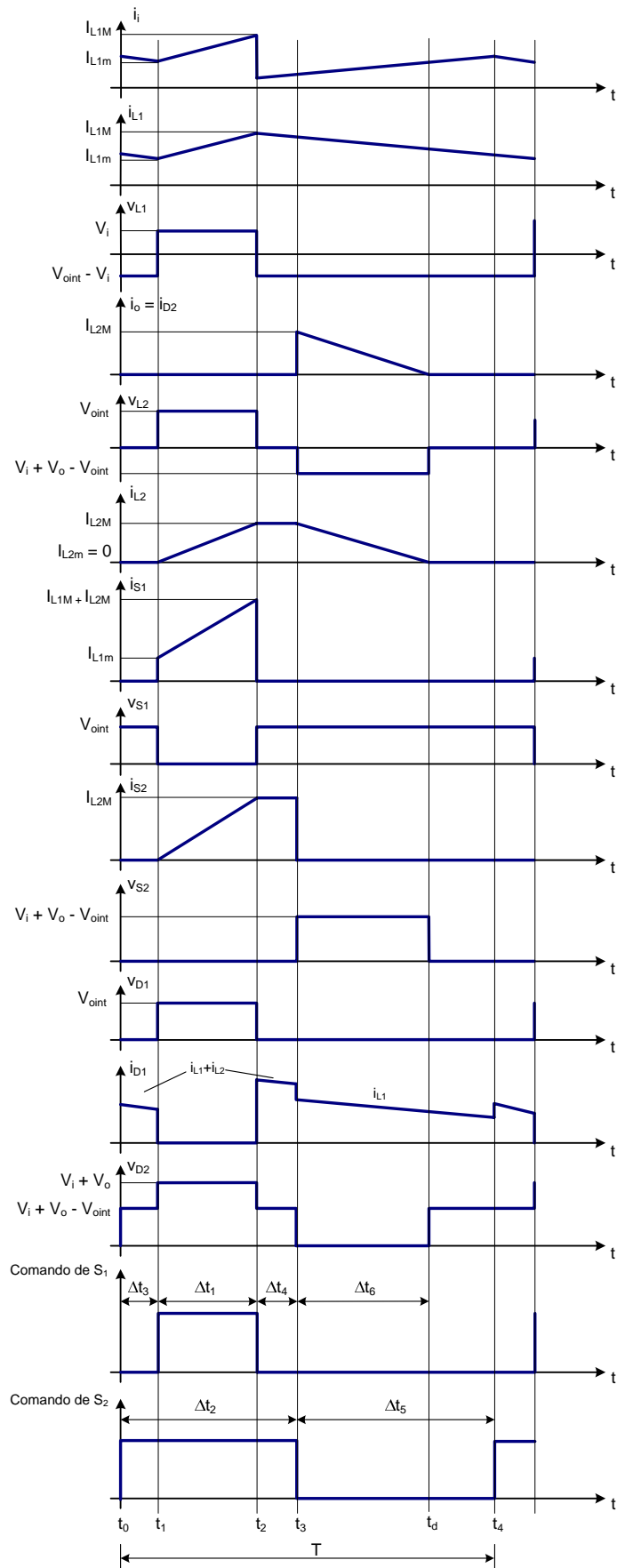
e) 5ª etapa (t_3, t_4)

Quando a corrente $i_{L2}(t)$ se anula, D_2 fica bloqueado com $(V_i + V_o - V_{oint})$, S_1 com V_{oint} e S_2 com zero. V_i e L_1 continuam carregando C_{oint} , até t_4 , quando S_2 é comandado a conduzir e outro período de operação se inicia. Esta etapa está ilustrada na Figura 4.33.


 Figura 4.33 – 5ª etapa de operação do conversor *buck-boost* em PDCM.

4.5.2. Formas de Onda Básicas

As principais formas de onda do conversor operando em PDCM estão mostradas na Figura 4.34. Podem-se notar a nova etapa de operação, na qual $i_{L2}(t) = 0A$, e seu reflexo em grandezas de outros componentes do circuito, como corrente em S_2 e tensão em L_2 .


 Figura 4.34 – Principais formas de onda do conversor *buck-boost* QTN operando em PDCM.

4.5.3. Ganho Estático Ideal

Assim como nos dois outros conversores desta família, a expressão do ganho estático pode ser obtida através da multiplicação dos ganhos parciais, referentes aos dois estágios do conversor. Estes, por sua vez, podem ser calculados a partir das tensões sobre os indutores, como nos capítulos precedentes. Ambas estão ilustradas novamente na Figura 4.35 para facilitar a análise.

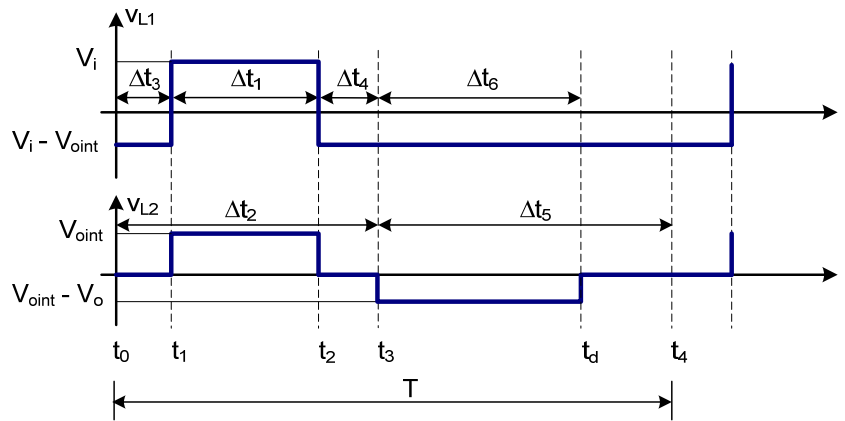


Figura 4.35 – Tensões sobre os indutores L_1 e L_2 em um período de operação.

a) Ganho estático parcial G_{PIPDCM}

Fazendo o balanço de energia em L_1 , chega-se à expressão (4.69), que representa o ganho referente ao primeiro estágio do conversor (V_{oint}/V_i):

$$(V_{oint} - V_i) \cdot (T - \Delta t_1) = V_i \cdot \Delta t_1 \quad (4.66)$$

$$(V_{oint} - V_i) \cdot (T - D_1 T) = V_i \cdot D_1 T \quad (4.67)$$

$$V_{oint} \cdot (1 - \alpha \cdot D_2) - V_i \cdot (1 - \alpha \cdot D_2) = V_i \cdot \alpha \cdot D_2 \quad (4.68)$$

$$G_{PIPDCM} = \frac{V_{oint}}{V_i} = \frac{1}{1 - \alpha \cdot D_2} \quad (4.69)$$

Observa-se que ela é idêntica à expressão do ganho do mesmo estágio considerando a condução contínua, dada por (4.5). Assim como no *boost*, o primeiro estágio não sofre alteração pela descontinuidade de corrente em L_2 . Semelhantemente à condução contínua,

o limite do ganho com α tendendo a 1 representa o ganho estático do conversor *boost* tradicional, como mostra (4.70).

$$\lim_{\alpha \rightarrow 1} G_{P1PDCM} = \lim_{\alpha \rightarrow 1} \frac{1}{1 - \alpha \cdot D_2} = \frac{1}{1 - D_2} \quad (4.70)$$

b) Ganho estático parcial G_{P2PDCM}

Assim como no conversor *boost*, o primeiro passo é encontrar uma expressão que relacione o intervalo de tempo Δt_6 com parâmetros conhecidos. Isso é feito pelo balanço de fluxo magnético em L_2 , chegando-se à expressão (4.72).

$$V_{o\text{int}} \cdot \Delta t_1 = (V_o + V_i - V_{o\text{int}}) \cdot \Delta t_6 \quad (4.71)$$

$$\Delta t_6 = \frac{V_{o\text{int}}}{(V_o + V_i) - V_{o\text{int}}} \cdot \Delta t_1 \quad (4.72)$$

Encontra-se, então, a corrente média em D_2 em função de Δt_6 , como mostra (4.73).

$$I_{D2} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{\Delta t_6} \frac{(V_o + V_i - V_{o\text{int}})}{L_2} \cdot t \cdot dt = f \cdot \frac{(V_o + V_i - V_{o\text{int}})}{L_2} \cdot \frac{(\Delta t_6)^2}{2} \quad (4.73)$$

Nota-se pela topologia do conversor que a corrente média em D_2 na realidade é igual à corrente média na saída. Desta forma, substitui-se (4.72) em (4.73), resultando na expressão (4.74), que mostra a corrente de saída em função de V_i , $V_{o\text{int}}$ e V_o , além de α , D_2 , L_2 e f .

$$I_o = \frac{(\alpha \cdot D_2)^2}{2 \cdot f \cdot L_2} \cdot \frac{V_{o\text{int}}^2}{(V_o + V_i - V_{o\text{int}})} \quad (4.74)$$

Substituindo V_i pelo ganho parcial 1 e $V_{o\text{int}}$ de (4.69) e isolando $V_o/V_{o\text{int}}$, encontra-se a expressão do ganho estático parcial 2, dado por (4.75).

$$G_{P2PDCM} = \frac{V_o}{V_{oint}} = (\alpha \cdot D_2) \cdot \left[1 + \frac{\alpha \cdot D_2 \cdot V_{oint}}{2 \cdot I_o \cdot f \cdot L_2} \right] \quad (4.75)$$

Definindo a corrente de saída normalizada por (4.76), que é idêntica a (3.76), reescreve-se a expressão de G_{P2PDCM} de (4.75) como (4.77).

$$\psi_2 \triangleq \frac{2 \cdot I_o \cdot f \cdot L_2}{V_{oint}} \quad (4.76)$$

$$G_{P2PDCM} = (\alpha \cdot D_2) \cdot \left[1 + \frac{(\alpha \cdot D_2)}{\psi_2} \right] \quad (4.77)$$

c) *Ganho estático total* G_{TPDCM}

A expressão do ganho total pode ser obtida através da multiplicação de (4.69) e (4.75), que representam os ganhos parciais em PDCM:

$$G_{TPDCM} = \left[\frac{\alpha \cdot D_2}{1 - \alpha \cdot D_2} \right] \cdot \left[1 + \frac{\alpha \cdot D_2 \cdot V_{oint}}{2 \cdot I_o \cdot f \cdot L_2} \right] \quad (4.78)$$

Normalizando a corrente de saída em (4.78) por (4.76), encontra-se a expressão (4.79), que representa o ganho total em PDCM em função da corrente de saída normalizada, α e D_2 .

$$G_{TPDCM} = \left[\frac{\alpha \cdot D_2}{1 - \alpha \cdot D_2} \right] \cdot \left[1 + \frac{(\alpha \cdot D_2)}{\psi_2} \right] \quad (4.79)$$

4.5.4. Ondulação de Corrente nos Indutores

As ondulações de corrente em L_1 e L_2 são calculadas conforme mostram as equações seguintes.

a) Indutor L_1

Como já mencionado, a descontinuidade de corrente em L_2 não afeta as características de L_1 , ou seja, este indutor continua em CCM. Desta forma, pode-se utilizar novamente a equação (4.17), reescrita como (4.80).

$$\Delta I_{L1} = \frac{\alpha \cdot D_2 \cdot V_i}{L_1 \cdot f} \quad (4.80)$$

Substituindo V_i pelo ganho estático e V_o , encontra-se (4.81):

$$\Delta I_{L1} = \frac{\alpha \cdot D_2 \cdot \left(\frac{V_o}{G_{TPDCM}} \right)}{L_1 \cdot f} \quad (4.81)$$

Substituindo G_{TPDCM} pela expressão (4.79), chega-se em (4.82), que representa a ondulação de corrente em L_1 em função de V_o . Nota-se que ela depende da corrente de saída, como consequência de a tensão de saída também depender.

Isolando L_1 em (4.82), tem-se a expressão (4.83), que permite o cálculo da indutância em função de uma ondulação de corrente especificada.

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_o}{L_1 \cdot f} \cdot \frac{(1 - \alpha \cdot D_2) \cdot \psi_2}{(\alpha \cdot D_2) + \psi_2} \quad (4.82)$$

$$L_1 = \frac{V_o}{\Delta I_{L1} \cdot f} \cdot \frac{(1 - \alpha \cdot D_2) \cdot \psi_2}{(\alpha \cdot D_2) + \psi_2} \quad (4.83)$$

b) Indutor L_2

Como em condução descontínua parcial a corrente em L_2 se anula, a ondulação de corrente coincide com I_{L2M} .

Levando-se em conta que somente na segunda etapa o indutor se carrega, chega-se à conclusão que nela a corrente vai do seu valor mínimo para o máximo. Dessa forma, calcula-se a ondulação observando apenas essa etapa.

Utilizando a expressão da ondulação em CCM em função de $V_{o_{int}}$, dada por (4.30) e reescrita como (4.84), e considerando a afirmação supracitada que $\Delta I_{L2} = I_{L2M}$, substitui-se (4.77) em (4.84) e encontra-se a expressão (4.85). Isolando L_2 , chega-se em (4.86), que apresenta a indutância em função de I_{L2M} .

$$I_{L2M} = \frac{\alpha \cdot D_2 \cdot V_{o_{int}}}{L_2 \cdot f} \quad (4.84)$$

$$I_{L2M} = \frac{V_o}{L_2 \cdot f} \cdot \left[\frac{\psi_2}{\psi_2 + (\alpha \cdot D_2)} \right] \quad (4.85)$$

$$L_2 = \frac{V_o}{I_{L2M} \cdot f} \cdot \left[\frac{\psi_2}{\psi_2 + (\alpha \cdot D_2)} \right] \quad (4.86)$$

4.5.5. Resultados de Simulação

O conversor *buck-boost* QTN foi simulado operando no modo de condução descontínua parcial a fim de se validarem o equacionamento e as relações apresentadas até o momento. As especificações utilizadas estão mostradas na Tabela 4.3, e pode-se ver que são iguais às da Tabela 4.2, referente à condução crítica. O valor de L_2 foi arbitrado inferior ao calculado pela expressão (4.59) para forçar a condução descontínua em L_2 . A Figura 4.36 mostra o conversor simulado, bem como seus parâmetros. Como se pode ver, os valores de C_o e $C_{o_{int}}$ foram recalculados para que as ondulações continuem dentro dos limites especificados. Os cálculos serão apresentados posteriormente.

Tabela 4.3 – Especificações de simulação para o conversor *buck-boost* QTN operando em PDCM.

<i>Grandeza</i>	<i>Valor</i>
V_i	40V
V_o	200V
P_o	250W
f	50kHz
α	0,8
ΔI_{L1}	10%
ΔV_o	1%
$\Delta V_{o_{int}}$	1%

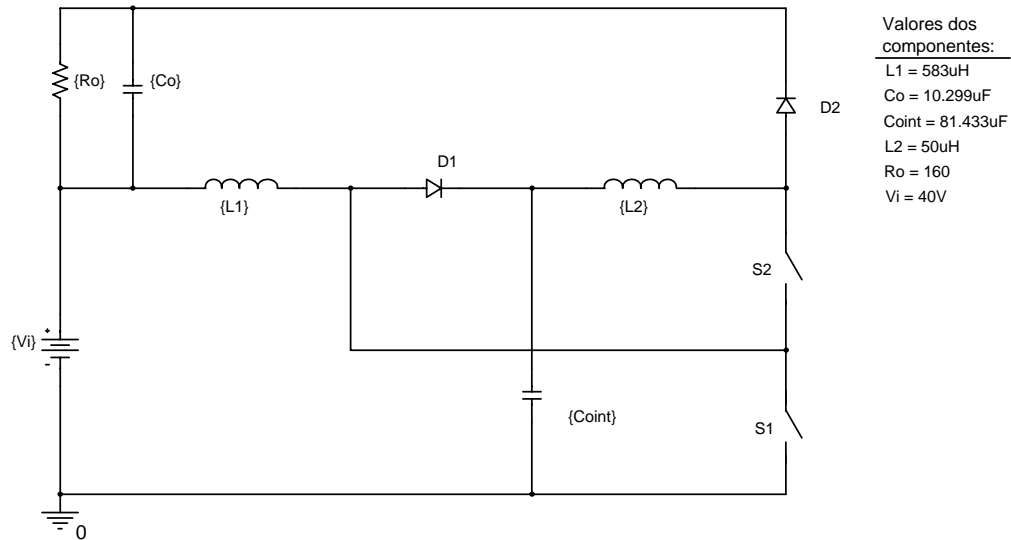


Figura 4.36 – Circuito usado na simulação do conversor *buck-boost* QTN operando em PDCM.

A Figura 4.37 mostra os pulsos de comando de S_1 e S_2 .

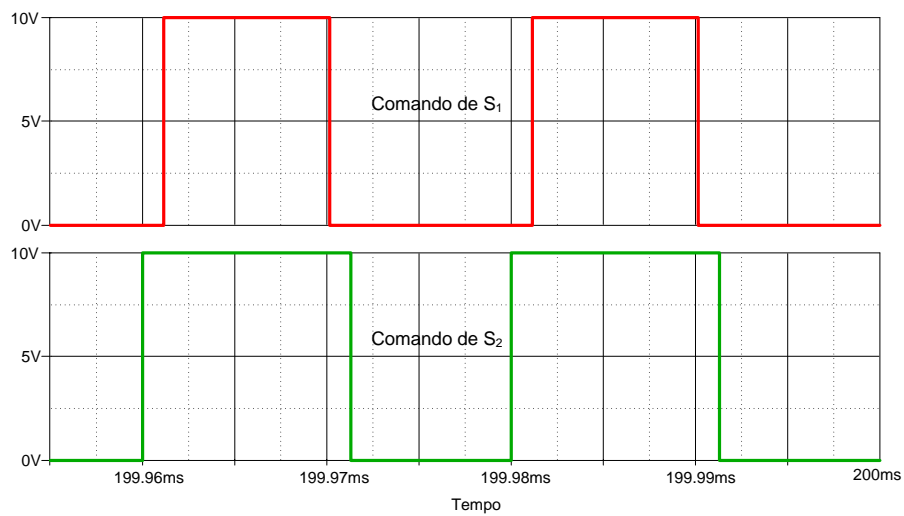


Figura 4.37 – Pulsos de comando de S_1 e S_2 para o conversor *buck-boost* operando em PDCM.

As formas de onda de $v_o(t)$ e $v_{oint}(t)$ estão mostradas na Figura 4.38, bem como seus valores médios. As respectivas ondulações também estão indicadas.

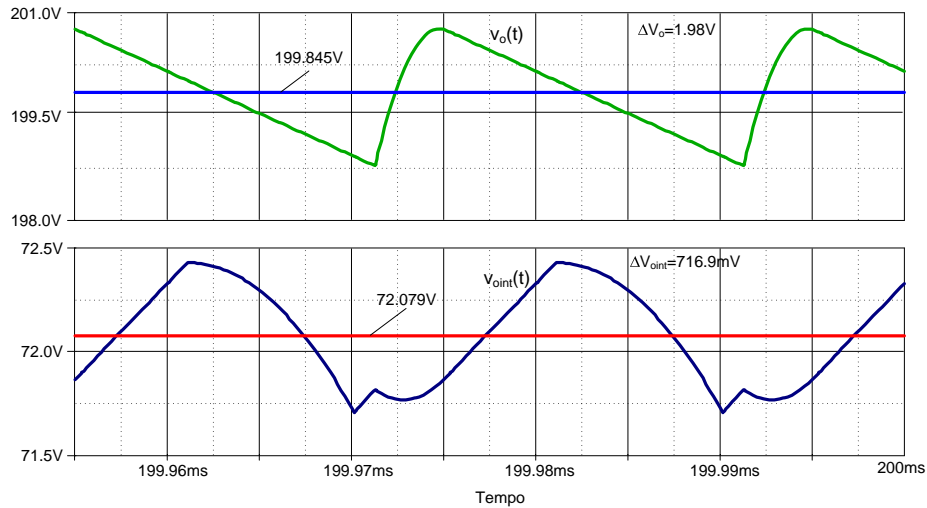


Figura 4.38 – Formas de onda de $v_o(t)$ e $v_{oint}(t)$ com seus respectivos valores médios.

A Figura 4.39 mostra as formas de onda das correntes dos indutores. Nota-se que $i_{L2}(t)$ se anula antes de um novo período de operação, quando S_2 é comandado a conduzir.

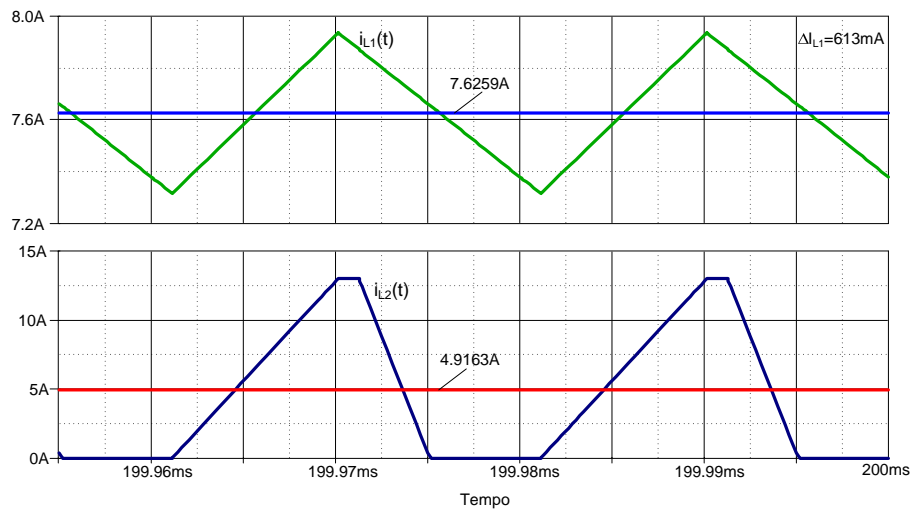


Figura 4.39 – Formas de onda de $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$ com seus respectivos valores médios.

As formas de onda das tensões sobre S_1 e S_2 podem ser vistas na . Observa-se que elas nunca chegam à máxima tensão do conversor *buck-boost*, que é $V_i + V_o$.

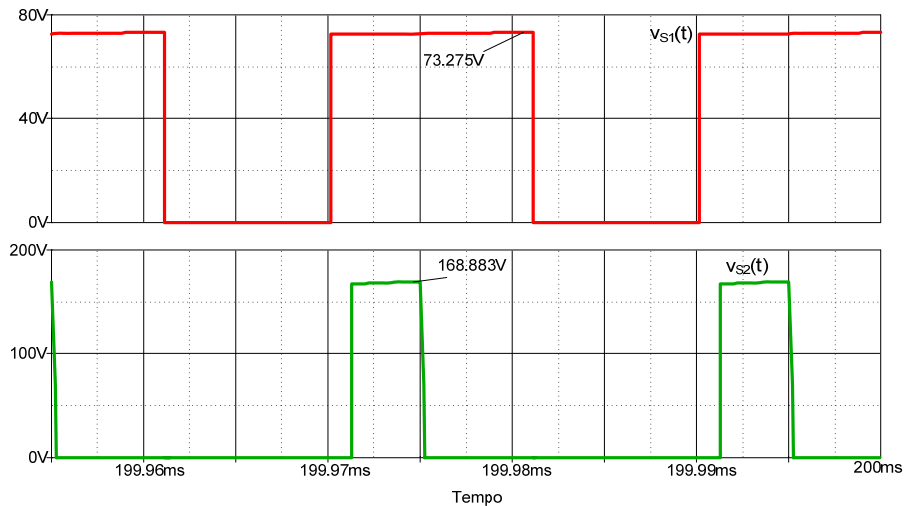


Figura 4.40 – Formas de onda das tensões sobre os interruptores.

4.6. CARACTERÍSTICA EXTERNA

Assim como nos dois outros conversores desta família, a característica externa do *buck-boost* será inicialmente apresentada como duas características externas parciais, referentes a $V_{o\text{int}}/V_i$ e $V_o/V_{o\text{int}}$, como no ganho estático. Posteriormente os dois estágios serão unidos no total, relacionando a saída com a entrada do conversor.

4.6.1. Característica Externa Parcial Referente a $V_{o\text{int}}/V_i$

Como explicado anteriormente, o ganho estático parcial 1 não é afetado pela descontinuidade de corrente em L_2 , o que faz com que em PDCM seja idêntico ao ganho em CCM (expressões (4.69) e (4.5), respectivamente, reescritas como (4.87)).

$$G_{P1} = \frac{V_{o\text{int}}}{V_i} = \frac{1}{1 - \alpha \cdot D_2} \quad (4.87)$$

O conjunto de curvas referente à característica externa do primeiro estágio de conversão está apresentado na Figura 4.41 em função dos parâmetros α , D_2 e ψ_2 , que é a corrente de saída normalizada. Nota-se que realmente o ganho é invariável com a corrente de saída, mesmo com condução descontínua em L_2 . Outro ponto interessante é que este estágio é apenas elevador, ou seja, tem comportamento *boost*, como já concluído no item

4.3.3.a). Dessa forma, o mínimo ganho possível é 1, e não zero, como no conversor *buck-boost*. Observa-se também que a Figura 4.41 é idêntica à Figura 3.41, referente ao conversor *boost*. Assim, para $\alpha = 1$ a característica externa coincide com o ganho estático do *boost* em CCM. Entretanto, como já citado no Capítulo 3, não se recomenda comandar os dois interruptores simultaneamente, o que ocorreria com $\alpha = 1$.

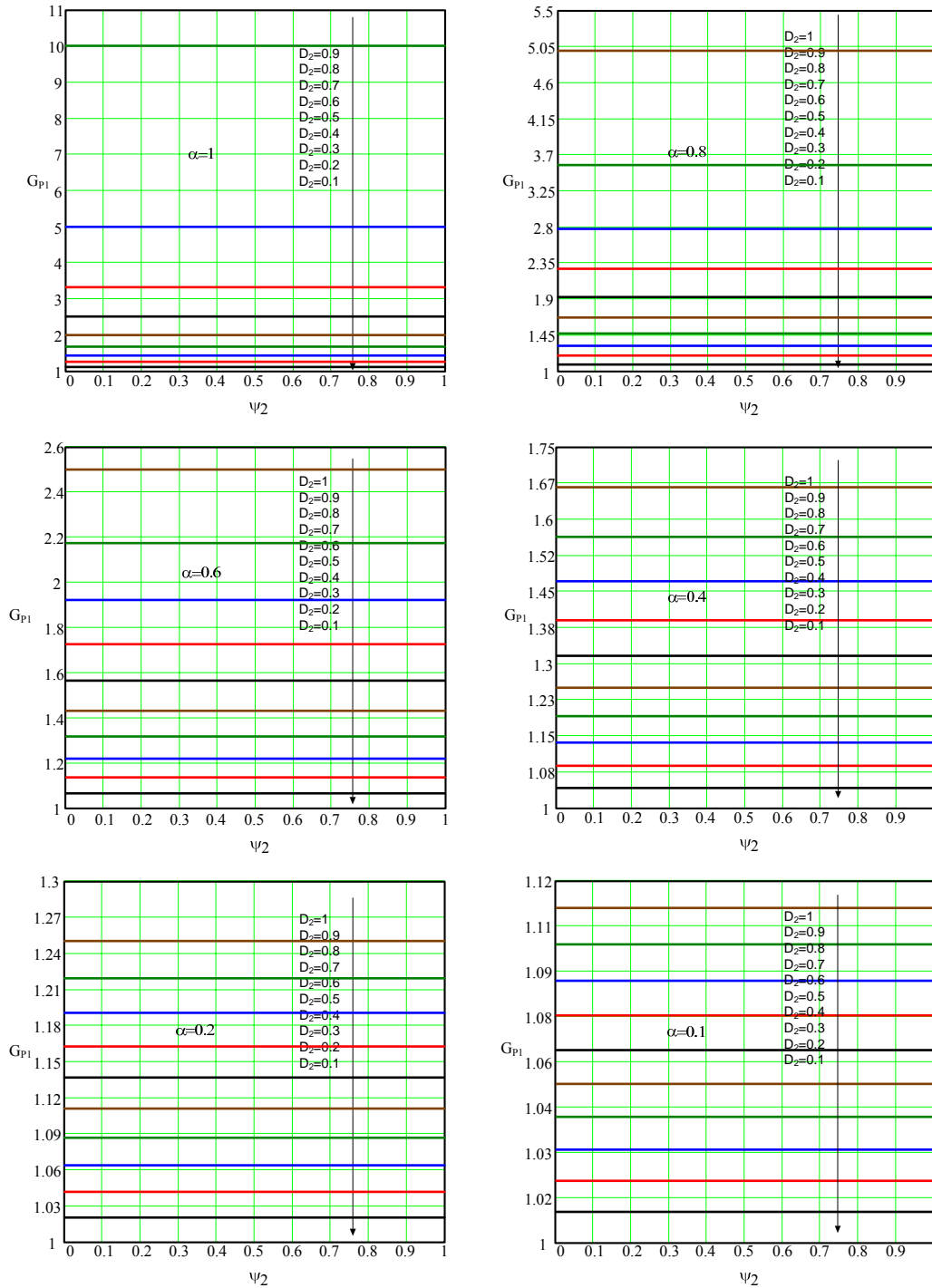


Figura 4.41 – Característica externa parcial 1 do conversor *buck-boost* QTN ($V_{oint}/V_i \times \psi_2$).

4.6.2. Característica Externa Parcial Referente a V_o/V_{oint}

Igualando as expressões (4.10) e (4.77), que apresentam o ganho estático parcial 2 em CCM e PDCM, respectivamente, e isolando D_{2CR} , encontra-se o par de expressões da razão cíclica que limita os modos de condução supracitados, dado por (4.90).

$$G_{P2CCM} = G_{P2PDCM} \quad (4.88)$$

$$\frac{(2 - D_{2CR}) \cdot \alpha \cdot D_{2CR}}{1 - D_{2CR}} = (\alpha \cdot D_{2CR}) \cdot \left[1 + \frac{(\alpha \cdot D_{2CR})}{\psi_2} \right] \quad (4.89)$$

$$D_{2CR} = \frac{1}{2 \cdot \alpha} \cdot \left[\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - 4 \cdot \alpha \cdot \psi_2} \right] \quad (4.90)$$

Substituindo (4.90) na expressão do ganho parcial 2 em CCM, (4.10), encontra-se o par de expressões (4.91), que apresentam o limite entre os ganhos em CCM e PDCM, ou o *ganho estático crítico* deste estágio.

$$G_{P2CR} = \frac{1}{2} \cdot \left[4 \cdot \alpha - \left(\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - 4 \cdot \alpha \cdot \psi_2} \right) \right] \cdot \frac{\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - 4 \cdot \alpha \cdot \psi_2}}{2 \cdot \alpha - \left(\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - 4 \cdot \alpha \cdot \psi_2} \right)} \quad (4.91)$$

Utilizando as expressões do ganho parcial 2 em CCM e PDCM ((4.10) e (4.77), respectivamente) e delimitando-as pelo ganho crítico de (4.91), pode-se construir um conjunto de gráficos que mostram a variação do ganho estático com os parâmetros α , D_2 e a corrente normalizada ψ_2 , mostrado na Figura 4.42. Nota-se que o ganho estático varia de zero até teoricamente infinito, independente de a condução ser contínua ou descontínua parcial, caracterizando de fato o conversor *buck-boost*. Observa-se que quanto maior α , maior o ganho estático (para um mesmo valor de D_2), visto que L_1 acumula mais energia proveniente da fonte de entrada.

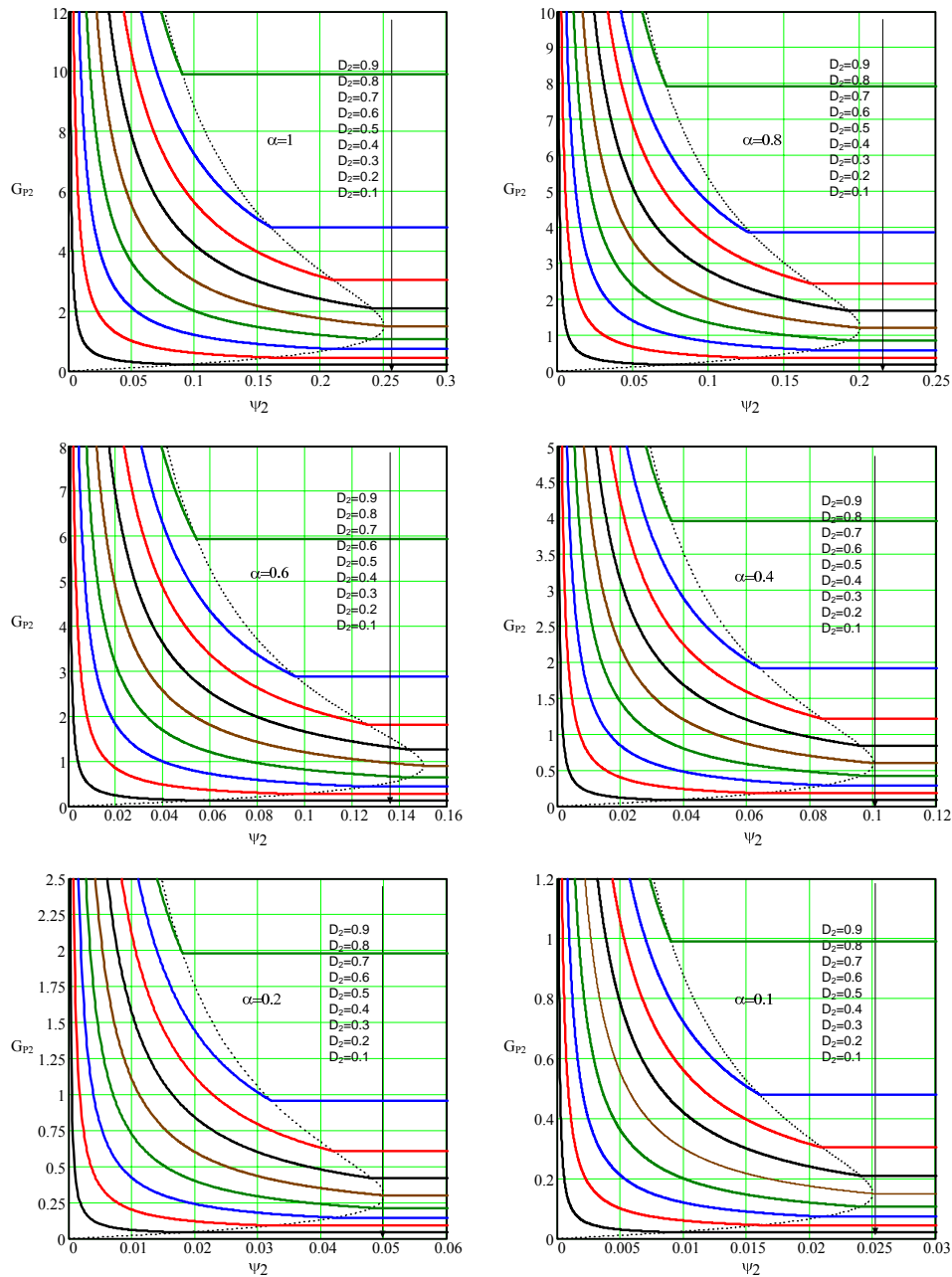


Figura 4.42 – Característica externa parcial 2 do conversor *buck-boost* QTN ($V_o/V_{oint} \times \psi_2$).

4.6.3. Característica Externa Total

A característica externa total do conversor *buck-boost* pode ser obtida igualando-se as expressões do ganho estático total em CCM e PDCM, dadas por (4.12) e (4.79), respectivamente, e isolando a razão cíclica D_{2CR} . Nota-se que o par de expressões para D_{2CR} (4.93) é idêntico ao encontrado no cálculo para a obtenção das curvas do ganho estático parcial 2, (4.90).

$$\frac{(2 - D_{2CR}) \cdot \alpha \cdot D_{2CR}}{(1 - D_{2CR}) \cdot (1 - \alpha \cdot D_{2CR})} = \left[\frac{\alpha \cdot D_{2CR}}{1 - \alpha \cdot D_{2CR}} \right] \cdot \left[1 + \frac{(\alpha \cdot D_{2CR})}{\psi_2} \right] \quad (4.92)$$

$$D_{2CR} = \frac{1}{2 \cdot \alpha} \cdot \left[\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - 4 \cdot \alpha \cdot \psi_2} \right] \quad (4.93)$$

Substituindo (4.93) na expressão do ganho estático total em CCM, (4.12), encontra-se o par de expressões (4.94), que limitam os modos de condução contínua e descontínua parcial, ou o *ganho estático crítico* total.

$$G_{TCR} = \frac{\left[4 \cdot \alpha - \left(\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - 4 \cdot \alpha \cdot \psi_2} \right) \right] \cdot \left[\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - 4 \cdot \alpha \cdot \psi_2} \right]}{\left[2 \cdot \alpha - \left(\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - 4 \cdot \alpha \cdot \psi_2} \right) \right] \cdot \left[2 - \left(\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - 4 \cdot \alpha \cdot \psi_2} \right) \right]} \quad (4.94)$$

Utilizando as expressões (4.12) e (4.79), relacionadas ao ganho estático total em CCM e PDCM, respectivamente, e delimitando-as pela expressão do ganho estático crítico, monta-se um conjunto de curvas que relacionam o ganho total com os parâmetros α e D_2 e com a corrente normalizada ψ_2 . Este conjunto de curvas, que representam a característica externa total do conversor, está mostrado na Figura 4.43. Pode-se notar que os gráficos são bem semelhantes aos do conversor *boost* (Figura 3.43), com a exceção que o ganho mínimo neste caso é zero, enquanto que no *boost* é 1. Percebe-se também a forte influência que α tem sobre o ganho, visto que na verdade ele reflete a razão cíclica de S_1 , que, por sua vez, está diretamente ligado ao tempo de carga do indutor L_1 .

Assim como no conversor *boost*, pode-se concluir que o primeiro estágio do conversor contribui apenas com um fator multiplicativo no ganho estático total – considerando apenas operação em CCM, CrCM e PDCM –, não dependendo da corrente de saída mesmo em condução descontínua parcial.

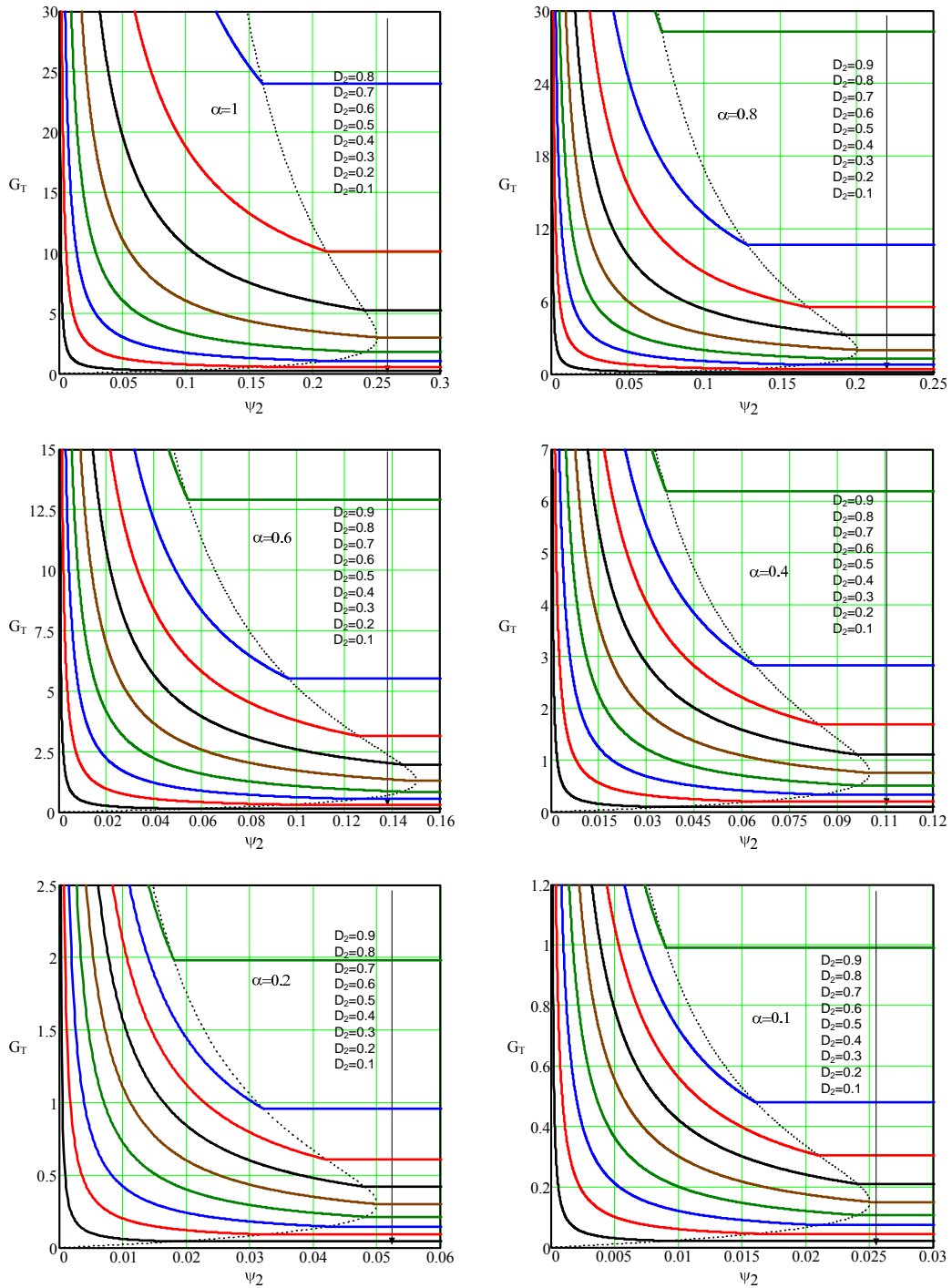


Figura 4.43 – Característica externa total do conversor *buck-boost* QTN ($V_o/V_i \times \psi_2$).

Assim como no *buck* e no *boost*, traçaram-se as curvas de característica externa total para três valores de D_2 e $\alpha = 0,6$ considerando duas situações de simulação – com interruptores ativos ideais e com MOSFETs – e fez-se uma comparação com a curva teórica da Figura 4.43, tendo como objetivo observar a validade das expressões (4.12) e (4.79). O resultado está mostrado na Figura 4.44, onde se pode ver que as curvas teórica e

de simulação ideal coincidem perfeitamente, enquanto que a de simulação com MOSFET apresenta uma pequena diferença em relação às outras duas, causada pelas não-idealidades do componente.

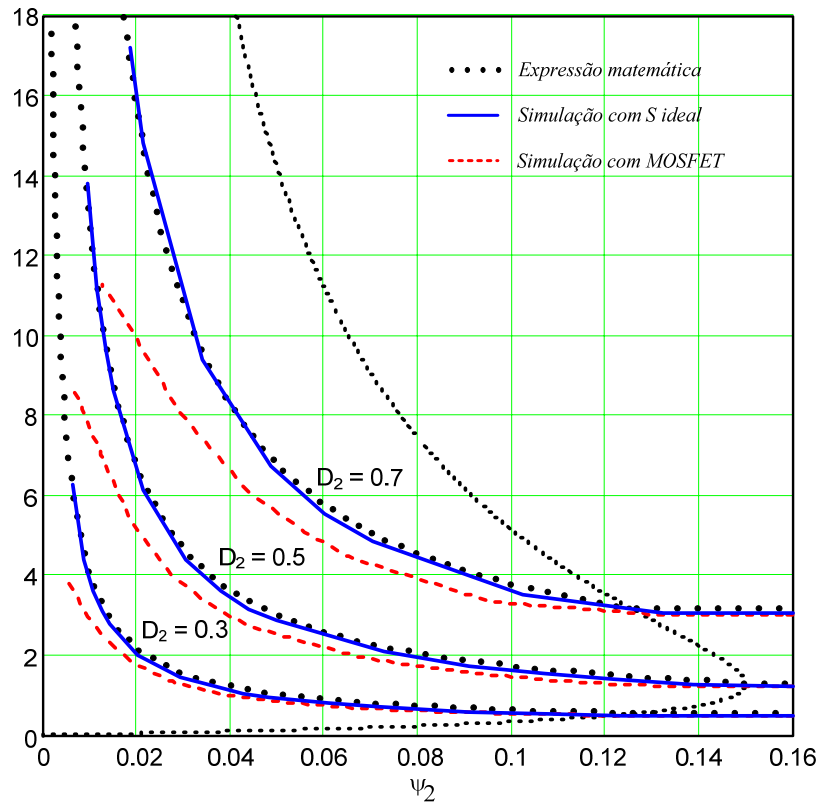


Figura 4.44 – Comparação entre as curvas da característica externa total do conversor *buck-boost* QTN obtidas pela expressão e por simulação.

4.7. ESFORÇOS DE TENSÃO EM S_1 E S_2

É importante observar os esforços de tensão nos interruptores do conversor, visto que uma de suas principais vantagens é a sua diminuição em relação à topologia tradicional (ou dois níveis). Observando as formas de onda da Figura 4.7 para o modo de condução contínua, podem-se calcular analiticamente os tais esforços, como mostram as expressões (4.95) e (4.96).

$$V_{S1} = V_{o\text{int}} \Rightarrow V_{S1} = V_o \cdot \frac{(1 - D_2)}{(2 - D_2) \cdot \alpha \cdot D_2} \quad (4.95)$$

$$V_{S2} = (V_i + V_o) - V_{o\text{int}} \Rightarrow V_{S2} = (V_i + V_o) - V_o \cdot \frac{(1 - D_2)}{(2 - D_2) \cdot \alpha \cdot D_2} \quad (4.96)$$

É interessante normalizar V_{S1} e V_{S2} em função da tensão sobre o interruptor do conversor *buck-boost* clássico, ou seja, $V_i + V_o$, conforme mostram as expressões a seguir. As tensões normalizadas $\overline{V_{S1}}$ e $\overline{V_{S2}}$ estão descritas por (4.99) e (4.102), respectivamente.

$$\overline{V_{S1}} = \frac{V_{S1}}{V_i + V_o} \Rightarrow \overline{V_{S1}} = V_o \cdot \left[\frac{(1 - D_2)}{(2 - D_2) \cdot \alpha \cdot D_2} \right] \cdot \frac{1}{V_i + V_o} \quad (4.97)$$

$$\overline{V_{S1}} = V_o \cdot \left[\frac{(1 - D_2)}{(2 - D_2) \cdot \alpha \cdot D_2} \right] \cdot \frac{1}{(V_o / G_{TCCM}) + V_o} \quad (4.98)$$

$$\overline{V_{S1}} = \frac{1 - D_2}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \quad (4.99)$$

$$V_{S2} = (V_i + V_o) - V_{o\text{int}} \Rightarrow V_{S2} = (V_i + V_o) - V_o \cdot \frac{(1 - D_2)}{(2 - D_2) \cdot \alpha \cdot D_2} \quad (4.100)$$

$$\overline{V_{S2}} = \frac{V_{S2}}{V_i + V_o} = 1 - V_o \cdot \left[\frac{(1 - D_2)}{(2 - D_2) \cdot \alpha \cdot D_2} \right] \cdot \frac{1}{(V_o / G_{TCCM}) + V_o} \quad (4.101)$$

$$\overline{V_{S2}} = \frac{\alpha \cdot D_2}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \quad (4.102)$$

O comportamento das tensões normalizadas em função de α e D_2 pode ser visto na Figura 4.45. Nota-se que ela é idêntica à Figura 2.46 e à Figura 3.45, referentes aos esforços dos conversores *buck* e *boost*, respectivamente. Assim como nos dois anteriores, as curvas correspondentes ao mesmo valor de α sempre se cruzam em $\overline{V_{S1}} = \overline{V_{S2}} = 0,5$, já que $V_{S1} + V_{S2} = V_i + V_o$ quando D_2 está conduzindo.

O máximo ganho estático pode ser obtido igualando-se α a 1, pelas razões já mencionadas anteriormente. Dessa forma, pode-se visualizar o comportamento da tensão sobre os interruptores com o máximo ganho estático.

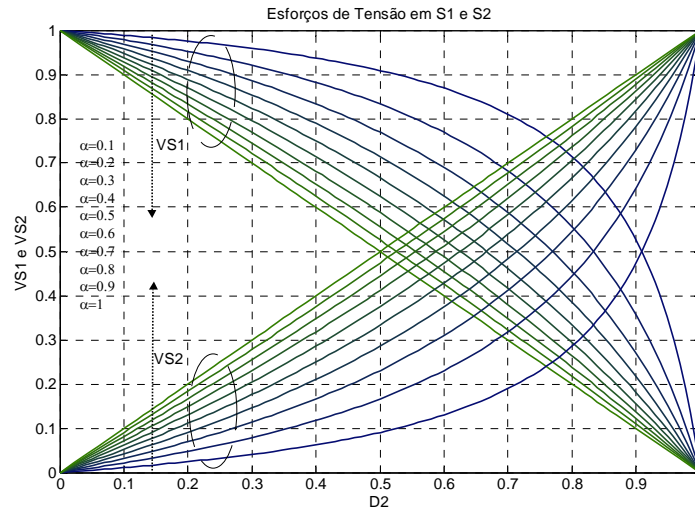


Figura 4.45 – Esforços de tensão em S_1 e S_2 .

Substituindo α por 1 nas expressões (4.12) e (4.102), chega-se em (4.103) e (4.104), que refletem o ganho estático total e a tensão sobre S_2 na condição supracitada, respectivamente. As mesmas expressões do conversor de *buck-boost* de três níveis apresentado em [3] também estão mostradas em (4.105) e (4.106) para comparação.

$$\lim_{\alpha \rightarrow 1} G_{TCCM} = \frac{D_2 \cdot (2 - D_2)}{(1 - D_2)^2} \quad (4.103)$$

$$\lim_{\alpha \rightarrow 1} \overline{V_{S2}} = D_2 \quad (4.104)$$

$$\lim_{\alpha \rightarrow 1} G_{CCM_3N} = \frac{D_2}{1 - D_2} \quad (4.105)$$

$$\lim_{\alpha \rightarrow 1} \overline{V_{S2_3N}} = D_2 \quad (4.106)$$

A Figura 4.46 mostra o comportamento de $\overline{V_{S2}}$ em função do ganho estático para os dois conversores. Pode-se ver que o máximo ganho estático considerando a divisão equilibrada das tensões nos interruptores, ou seja, $\overline{V_{S1}} = \overline{V_{S2}} = 0,5$, é 1 no conversor de três níveis, enquanto que no QTN ele é 3. Esta é uma das grandes vantagens dos conversores QTN em relação aos de três níveis com um indutor e um capacitor: pode-se conseguir um ganho estático mais alto para uma divisão equilibrada das tensões sobre S_1 e S_2 .

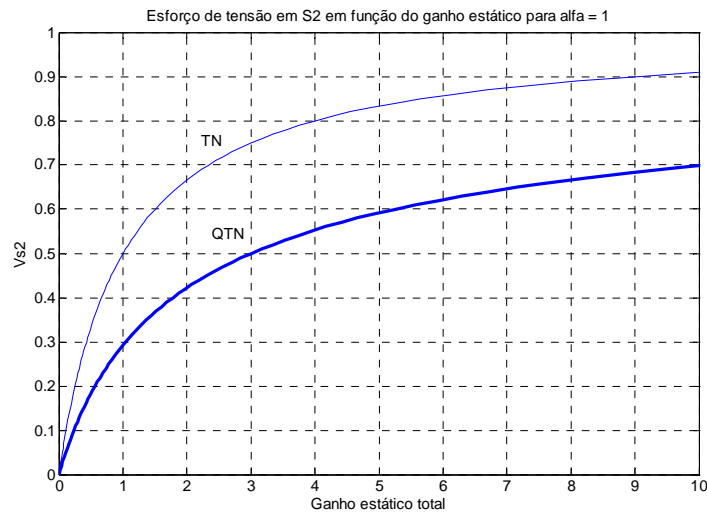


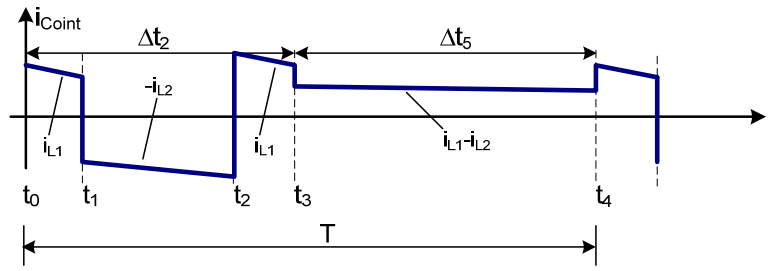
Figura 4.46 – Relação entre $\overline{V_{s2}}$ e o ganho estático do conversor *buck-boost* TN e QTN.

4.8. CÁLCULO DE C_{OINT}

A função de C_{oint} no conversor *buck-boost* é a mesma que no *buck* e no *boost*: acoplar os dois estágios de conversão – saída de um e entrada de outro – como uma fonte de tensão, e não filtrar uma tensão para a carga. De qualquer forma, é muito importante conhecer e/ou especificar a ondulação de tensão nesse capacitor, não só para o bom funcionamento do conversor, mas também para que a prática não apresente em relação à teoria, visto que as expressões deduzidas neste trabalho não consideram ondulação de tensão em C_{oint} .

Analisando as etapas de operação do conversor em CCM, nota-se que C_{oint} se descarrega apenas na 2ª etapa, de onde se pode concluir que nela V_{oint} vai de seu valor máximo até o mínimo, ou seja, a diferença entre as tensões no início e no final da etapa é justamente ΔV_{oint} .

Pode-se ver a corrente em C_{oint} em detalhe na Figura 4.47. Nota-se que ela é negativa apenas na 2ª etapa, o que caracteriza a descarga. Na 4ª etapa $i_{C_{oint}}(t)$ é, na realidade, a diferença entre as correntes em L_1 e em L_2 . Assim, será mostrado posteriormente o cálculo de C_{oint} para o caso de em uma parcela dessa etapa a corrente assumir valores negativos, o que pode ocorrer em CrCM e PDCM.


Figura 4.47 – Corrente do capacitor C_{oint} em CCM.

A corrente em C_{oint} na segunda etapa é a mesma que em L_2 , mas com sinal negativo:

$$i_{C_{oint}}(t)|_{2^a \text{ etapa}} = -i_{L_2}(t)|_{2^a \text{ etapa}} \quad (4.107)$$

$$i_{L_2}(t) = \frac{1}{L_2} \cdot \left[\int_0^t v_{L_2}(t) \cdot dt \right] + I_{L_{2m}} \Rightarrow i_{L_2}(t) = \frac{V_{oint}}{L_2} \cdot t + I_{L_{2m}} \quad (4.108)$$

Como o interesse é na ondulação de tensão, o sinal negativo em (4.107) pode ser desconsiderado. Dessa forma, ΔV_{oint} pode ser calculado conforme o equacionamento abaixo, substituindo (4.43) em (4.108).

$$v_{oint}(t_2) = \frac{1}{C_{oint}} \cdot \int_{t_1}^{t_2} i_{C_{oint}}(t) \cdot dt + v_{oint}(t_1) \quad (4.109)$$

$$\Delta V_{oint} = \frac{1}{C_{oint}} \cdot \int_0^{\Delta t_1} \left[\frac{V_{oint}}{L_2} \cdot t + I_{L_{2m}} \right] \cdot dt \quad (4.110)$$

$$\Delta V_{oint} = \frac{1}{C_{oint}} \cdot \left[I_{L_{2m}} \cdot \frac{\alpha \cdot D_2}{f} + \frac{V_{oint}}{2 \cdot L_2} \cdot \frac{(\alpha \cdot D_2)^2}{f^2} \right] \quad (4.111)$$

$$C_{oint} = \frac{1}{\Delta V_{oint}} \cdot \left[\left(\frac{I_o}{1-D_2} - \frac{V_o}{2 \cdot L_2 \cdot f} \cdot \left[\frac{1-D_2}{2-D_2} \right] \right) \cdot \frac{\alpha \cdot D_2}{f} + \frac{V_{oint}}{2 \cdot L_2} \cdot \frac{(\alpha \cdot D_2)^2}{f^2} \right] \quad (4.112)$$

Quando $I_{L_{2m}} = 0A$, o que ocorre em CrCM e PDCM, a expressão (4.112) é reduzida à (4.113) (quando não há corrente negativa em C_{oint} na 4ª etapa). Observa-se que ela é idêntica à mesma expressão do conversor *boost*, (3.110).

$$C_{oint} = \frac{1}{\Delta V_{oint}} \cdot \left[\frac{V_{oint}}{2 \cdot L_2} \cdot \frac{(\alpha \cdot D_2)^2}{f^2} \right] \quad (4.113)$$

A ondulação de corrente em L_2 – e, portanto, I_{L2M} – em CrCM e PDCM é alta, fazendo com que em uma parte da 4ª etapa a corrente em C_{oint} também assuma valor negativo, como pode ser visto na Figura 4.48. Dessa forma, a expressão (4.113) não é apropriada para este caso, fazendo-se necessário calcular a ondulação de tensão que essa parte negativa causa em C_{oint} , conforme mostram as equações a seguir.

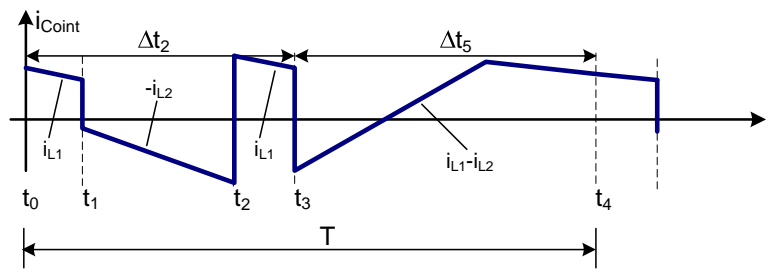


Figura 4.48 – Corrente em C_{oint} em CrCM e PDCM.

Calculando a equação da reta $i_{L1}(t) - i_{L2}(t)$ e isolando t , encontra-se o tempo a partir de t_3 em que a corrente em C_{oint} se anula e passa a ser positiva, dada por (4.115):

$$\frac{(V_{oint} - V_i)}{L_1} \cdot t - \frac{(V_o + V_i - V_{oint})}{L_2} \cdot t + I_{L1m} = 0 \quad (4.114)$$

$$\Delta t_z = \frac{I_{L1m} \cdot L_1 \cdot L_2}{L_1 \cdot (V_i + V_o - V_{oint}) - L_2 \cdot (V_{oint} - V_i)} \quad (4.115)$$

Substituindo (3.112) no intervalo de integração da expressão da tensão no capacitor, definindo D_z e isolando C_{oint} , encontra-se a expressão da capacitância em função de uma ondulação pré-especificada.

$$D_z = \frac{L_1 \cdot L_2 \cdot f}{L_1 \cdot (V_i + V_o - V_{oint}) - L_2 \cdot (V_{oint} - V_i)} \quad (4.116)$$

$$\Delta V_{oint} = \frac{1}{C_{oint}} \cdot \int_0^{\Delta t_z} \frac{V_{oint}}{L_2} \cdot t \cdot dt \Rightarrow \Delta V_{oint} = \frac{V_{oint}}{2 \cdot L_2 \cdot C_{oint} \cdot f^2} \cdot (I_{L1m} \cdot D_z)^2 \quad (4.117)$$

$$C_{o\text{int}} = \frac{V_{o\text{int}}}{2 \cdot L_2 \cdot \Delta V_{o\text{int}} \cdot f^2} \cdot \left[D_z \cdot \left(I_{L1} - \frac{V_i \cdot \alpha \cdot D_2}{2 \cdot L_1 \cdot f} \right) \right]^2 \quad (4.118)$$

Na realidade, não se sabe *a priori* qual das duas ondulações (dadas isolando $\Delta V_{o\text{int}}$ em (4.113) e em (4.118)) é maior. Assim, em CrCM e em PDCM é aconselhável fazer o cálculo pelas duas expressões para saber qual delas realmente define a máxima ondulação.

4.9. FILTRAGEM DA TENSÃO DE SAÍDA (V_o)

Assim como nos demais conversores CC-CC e CA-CC, deseja-se ter na saída uma tensão contínua, e não pulsada. Assim, utiliza-se um capacitor de valor apropriado para se limitar a máxima ondulação de tensão desejável. Observa-se na Figura 4.49 o conversor *buck-boost* com o par RC no lugar da fonte de tensão ideal V_o utilizada até o momento para os cálculos. Assim como o *boost*, o conversor *buck-boost* possui corrente de saída pulsada, e não contínua, como o *buck*. A corrente em C_o , mostrada na Figura 4.50, nada mais é do que a parcela alternada da corrente no diodo D_2 . Considerando as etapas de operação e a Figura 4.50, nota-se que a única etapa em que $i_{C_o}(t)$ possui valor positivo é a 4ª, quando o capacitor é carregado através do diodo D_2 . Assim, pode-se fazer o cálculo considerando as etapas restantes, quando a corrente é negativa (Δt_2).

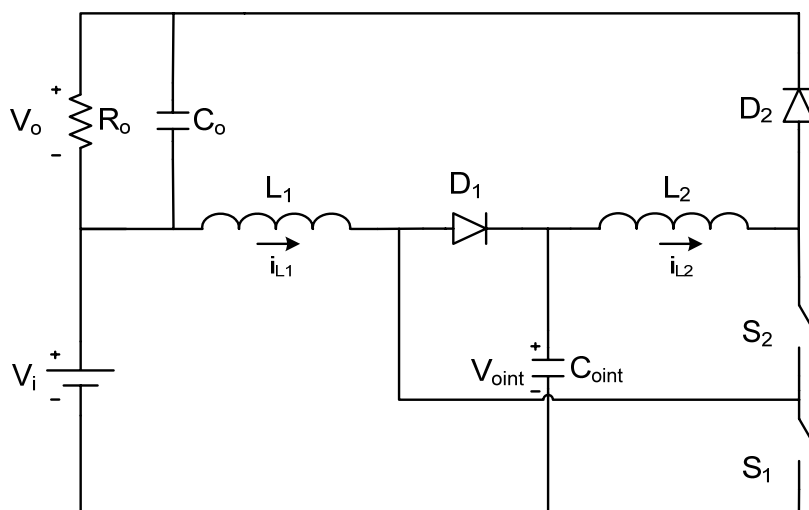
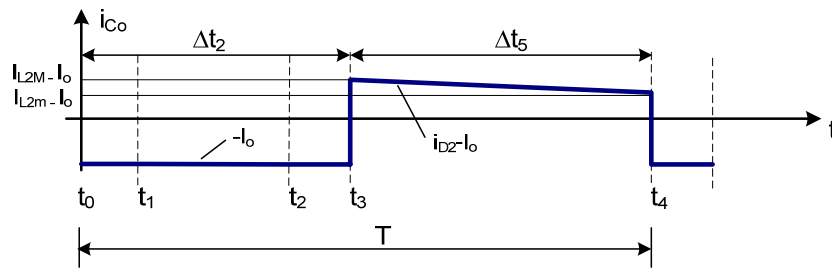


Figura 4.49 – Conversor *buck-boost* QTN com capacitor de filtragem na saída.


Figura 4.50 – Corrente do capacitor C_o quando $I_{L2m} \geq I_o$.

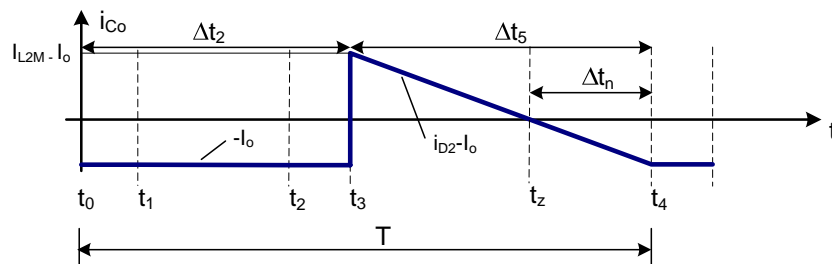
Dessa forma:

$$i_c(t) = I_o \Rightarrow C_o \cdot \frac{dv_o(t)}{dt} = I_o \quad (4.119)$$

$$I_o = C_o \cdot \frac{\Delta V_o(\Delta t_2)}{\Delta t_2} \Rightarrow \Delta V_o = \frac{D_2 \cdot I_o}{f \cdot C_o} \quad (4.120)$$

$$C_o = \frac{D_2 \cdot I_o}{f \cdot \Delta V_o} \quad (4.121)$$

A expressão (4.121) apresenta o cálculo de C_o a partir de uma ondulação especificada e é válida sempre que $I_{L2m} - I_o \geq 0$, ou seja, $I_{L2m} \geq I_o$. A Figura 4.51 mostra a corrente no capacitor numa situação em que a condição supracitada não se aplica (que sempre ocorre em CrCM e PDCM, mas pode ocorrer também em CCM). Observa-se que neste caso a corrente também é negativa no intervalo de tempo de Δt_5 em que a corrente em D_2 é inferior a I_o , ou seja, a partir do momento em que $i_{L2}(t) < I_o$. As expressões de (3.119) a (3.124) mostram o cálculo deste tempo e, por conseguinte, da expressão de C_o para este caso.


Figura 4.51 – Corrente do capacitor C_o quando $I_{L2m} < I_o$.

Quando a corrente em D_2 se iguala a I_o , $i_{C_o}(t)$ anula-se, como mostra (4.122):

$$i_{C_o}(t) = i_{D_2}(t) - I_o \quad (4.122)$$

Na quarta etapa de operação, a corrente em L_2 – e, portanto, em D_2 – é dada por (4.123). Substituindo $i_{L_2}(t)$ por I_o e isolando t , encontra-se a parcela de tempo de Δt_5 que $i_{C_o}(t)$ leva para se anular, dada por (4.124).

$$i_{L_2}(t)|_{4^{a}et} = I_{L_{2M}} - \frac{(V_i + V_o - V_{o\text{int}})}{L_2} \cdot t \quad (4.123)$$

$$I_o = I_{L_{2M}} - \frac{(V_o - V_{o\text{int}})}{L_2} \cdot \Delta t_z \Rightarrow \Delta t_z = \left(\frac{I_{L_{2M}} - I_o}{V_i + V_o - V_{o\text{int}}} \right) \cdot L_2 \quad (4.124)$$

Calcula-se, assim, a parcela de Δt_5 em que $i_{C_o}(t)$ é negativa:

$$\Delta t_n = \Delta t_5 - \Delta t_z \Rightarrow \Delta t_n = (T - \Delta t_2) - \Delta t_z \quad (4.125)$$

$$\Delta t_n = \frac{1 - D_2}{f} - \left(\frac{I_{L_{2M}} - I_o}{V_i + V_o - V_{o\text{int}}} \right) \cdot L_2 \Rightarrow D_n = (1 - D_2) - \left(\frac{I_{L_{2M}} - I_o}{V_i + V_o - V_{o\text{int}}} \right) \cdot L_2 \cdot f \quad (4.126)$$

Adicionando D_n a D_2 em (4.121), encontra-se a nova expressão para o cálculo de C_o quando $I_{L_{2m}} < I_o$, dada por (4.127):

$$C_o = \frac{(D_2 + D_n) \cdot I_o}{f \cdot \Delta V_o} \quad (4.127)$$

4.10. SIMULAÇÃO DO CIRCUITO REAL

O conversor *buck-boost* foi simulado operando em CCM considerando componentes reais e várias outras na-idealidades, como R_{SE} dos capacitores, grampeadores, indutâncias parasitas das trilhas, dentre outros, a fim de se ter uma idéia antecipadamente

do comportamento do conversor na prática. As especificações utilizadas estão mostradas na Tabela 4.4, e o circuito simulado pode ser visto na Figura 4.52.

Tabela 4.4 – Especificações de simulação para modelo real do conversor *buck-boost* QTN operando em CCM.

<i>Grandeza</i>	<i>Valor</i>
V_i	40V
V_o	200V
P_o	250W
f	50kHz
α	0,8
ΔI_{L1}	10%
ΔI_{L2}	10%
ΔV_o	1%
ΔV_{oint}	1%

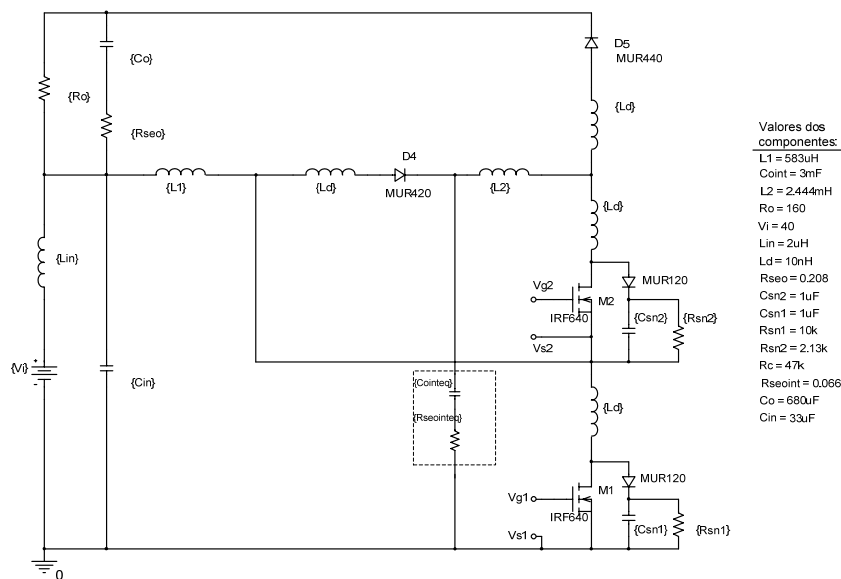


Figura 4.52 – Modelo real do conversor *buck-boost* QTN utilizado na simulação.

Devido à disponibilidade do laboratório, a capacitância C_{oint} foi obtida com um arranjo de 12 capacitores, assim como no conversor *boost*, de acordo com a Figura 4.53. Para garantir a divisão uniforme da tensão V_{oint} em cada ramo série, foram feitos divisores resistivos para cada um, como pode ser visto.

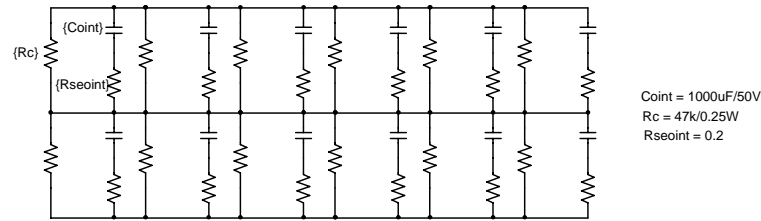


Figura 4.53 – Combinação de capacitores para C_{out} .

A Figura 4.54 mostra os pulsos de comando de S_1 e S_2 .

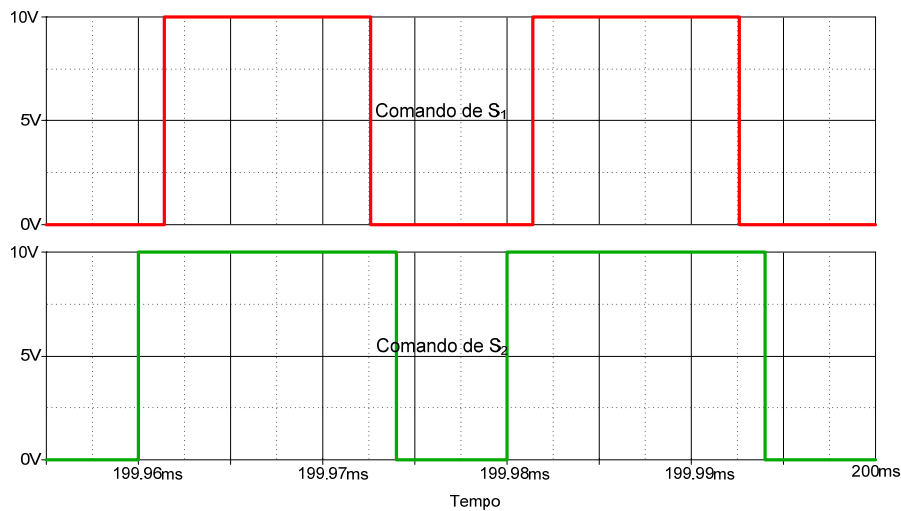


Figura 4.54 – Pulsos de comando de S_1 e S_2 para o modelo real do conversor *buck-boost*.

As formas de onda de $v_o(t)$ e $v_{oint}(t)$ estão mostradas na Figura 4.55, bem como seus valores médios e as ondulações de tensão. Nota-se que, desconsiderando os picos instantâneos nas formas de onda (devido, dentre outros fatores, à ausência de resistências parasitas no modelo do circuito utilizado na simulação), as ondulações estão dentro dos limites pré-estabelecidos de 1%.

A Figura 4.56 mostra as formas de onda das correntes nos indutores, bem como seus valores médios. As ondulações também estão indicadas. Pode-se notar que ela é praticamente idêntica à Figura 4.27, referente à simulação do circuito ideal em CCM. A única diferença é que no modelo real os valores médios estão um pouco maiores, devido ao menor rendimento da estrutura após a inserção de não-idealidades.

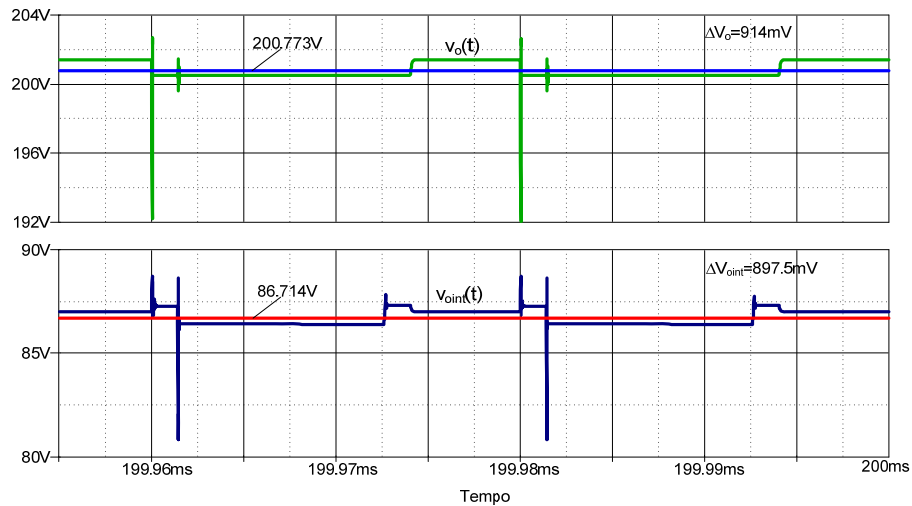


Figura 4.55 – Formas de onda de $v_o(t)$ e $v_{oin}(t)$ com seus respectivos valores médios.

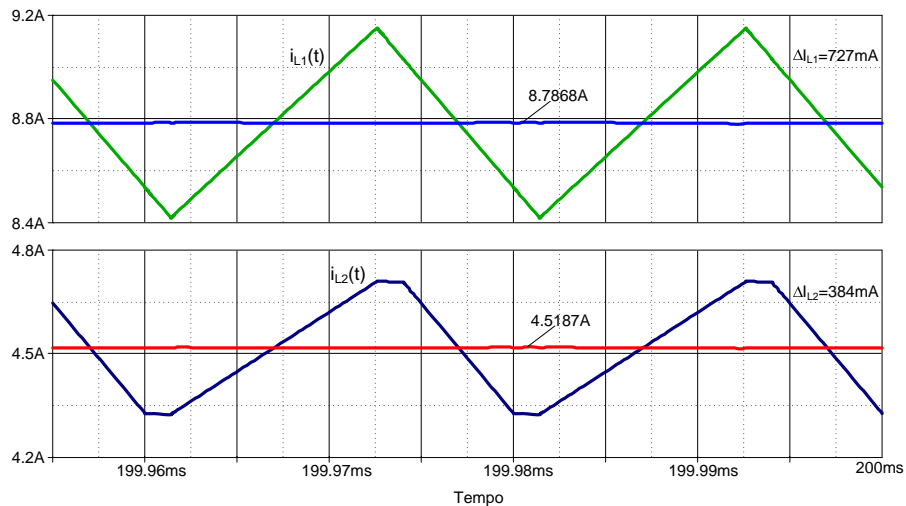


Figura 4.56 – Formas de onda de $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$ com seus respectivos valores médios.

As formas de onda das tensões sobre S_1 e S_2 podem ser vistas na Figura 4.57. Nota-se que em nenhum momento elas atingem $(V_i + V_o)$, o que ocorre no conversor *buck-boost* tradicional. Observa-se também que os máximos valores de tensão são um pouco superiores aos teóricos mostrados na Figura 4.19, devido à recuperação dos diodos, não idealidades de S_1 e S_2 , indutâncias parasitas, dentre outros fatores. Entretanto, elas não comprometem os interruptores, até porque já estão previstos circuitos que grampeiam essas sobretensões, como se pode ver na Figura 4.52.

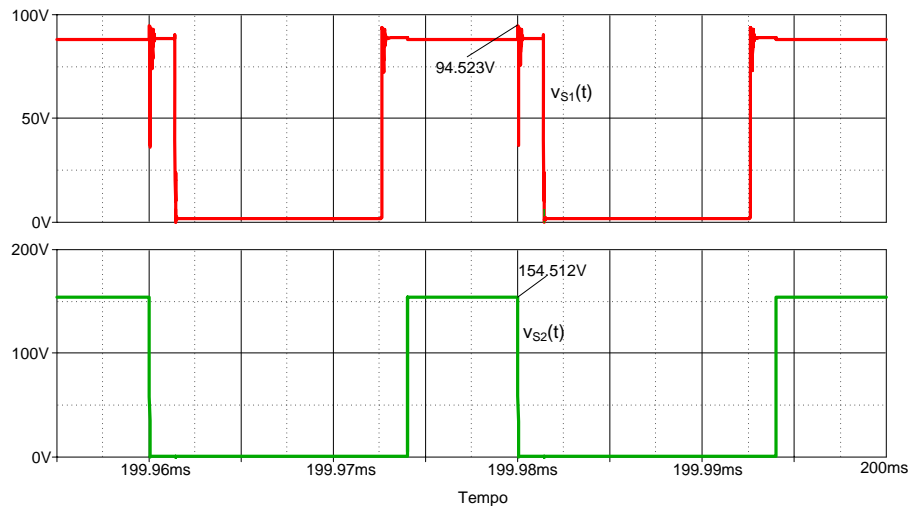


Figura 4.57 – Formas de onda das tensões sobre os interruptores.

4.11. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Assim como nos conversores anteriores, o conversor *buck-boost* foi montado em bancada a fim de validar a análise teórica feita, que incluiu etapas de operação, formas de onda, equacionamento, comportamento considerando não-idealidades, dentre outros. As especificações do conversor montado são as mesmas da seção 4.10, mostradas na Tabela 4.4. O esquemático completo, incluindo as partes de potência e comando, está mostrado na Figura 4.58. A lista com todos os componentes utilizados na montagem pode ser vista no Apêndice C. Os resultados adquiridos com osciloscópio estão apresentados nas figuras seguintes.

Os pulsos de comando dos interruptores estão mostrados na Figura 4.59. O valor escolhido de a foi suficientemente baixo para não ocorrerem problemas com a entrada em condução e/ou com o bloqueio de S_1 e S_2 .

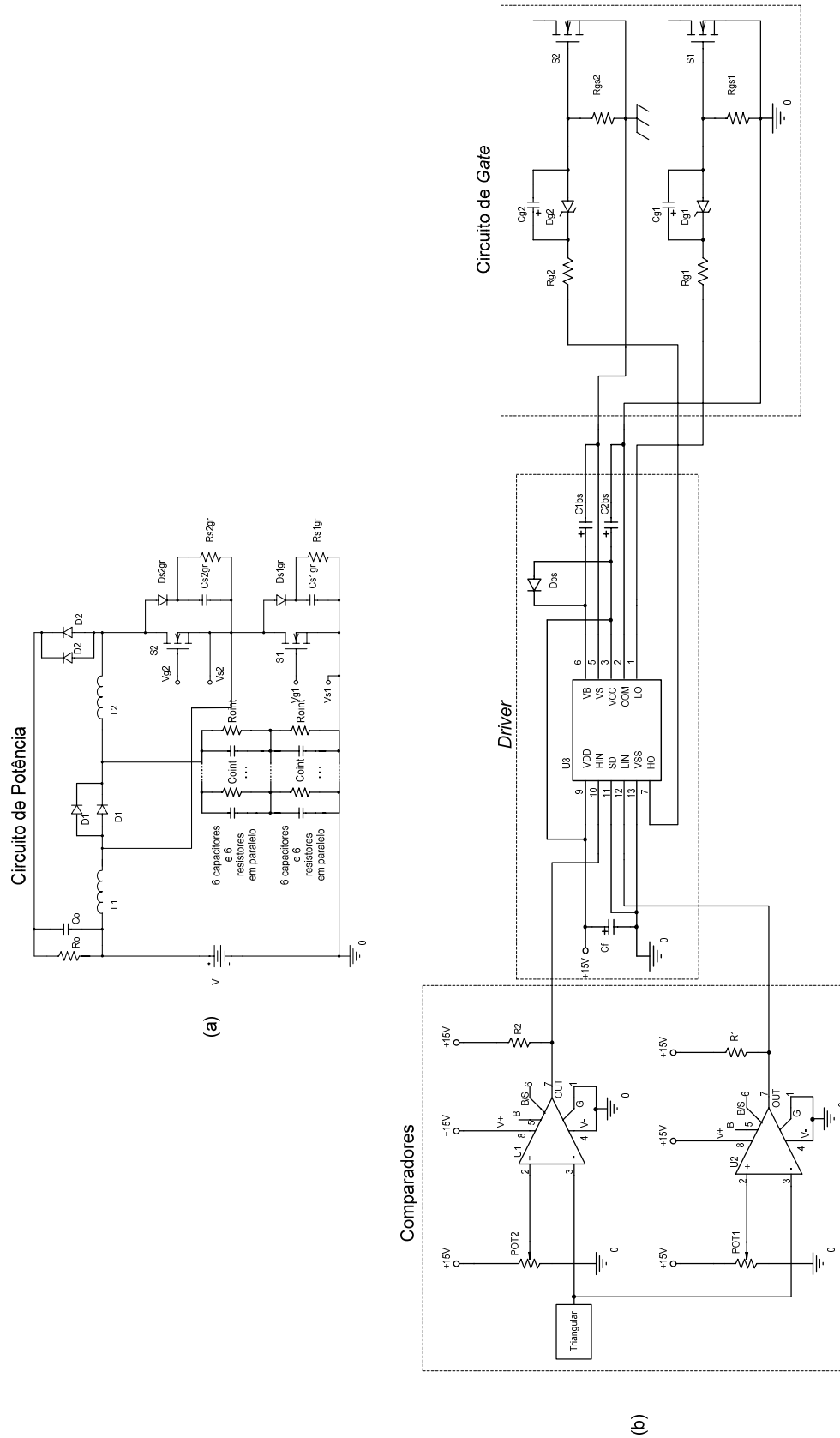


Figura 4.58 – Esquemático completo do conversor *buck-boost* QTN implementado em laboratório: (a) Circuito de potência; (b) Circuito de comando.

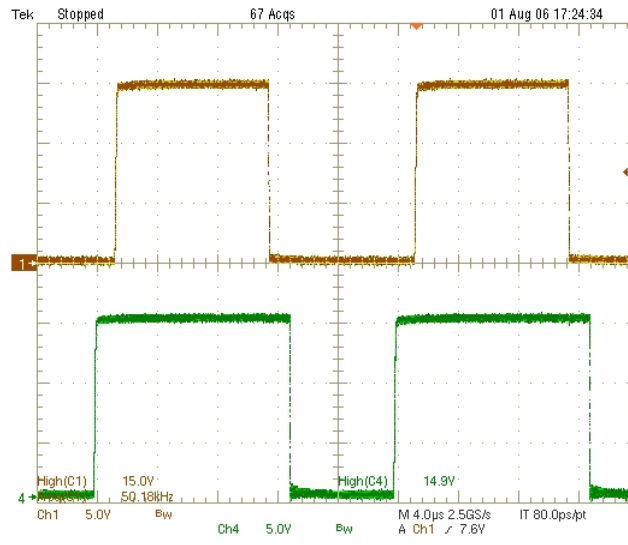


Figura 4.59 – Pulsos de comando de S_1 e S_2 .

As formas de onda de $v_i(t)$, $v_{oim}(t)$ e $v_o(t)$ estão apresentadas na Figura 4.60. Pode-se notar que os valores médios estão bem próximos dos especificados.

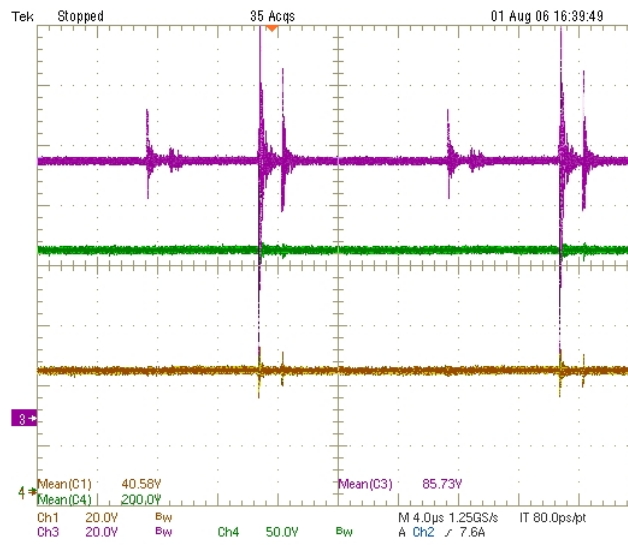
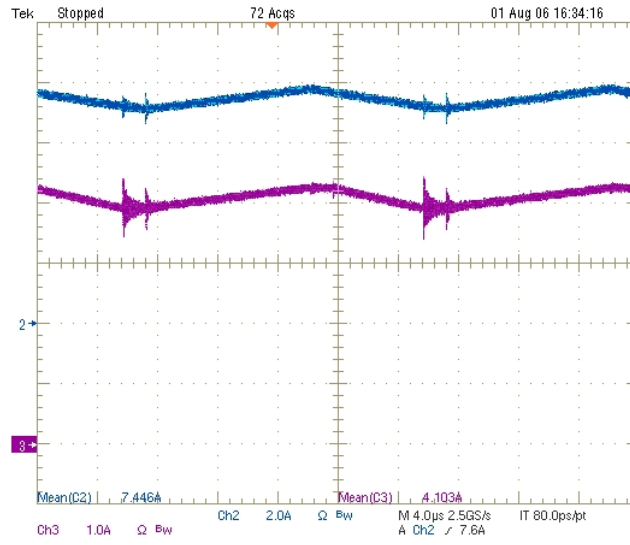
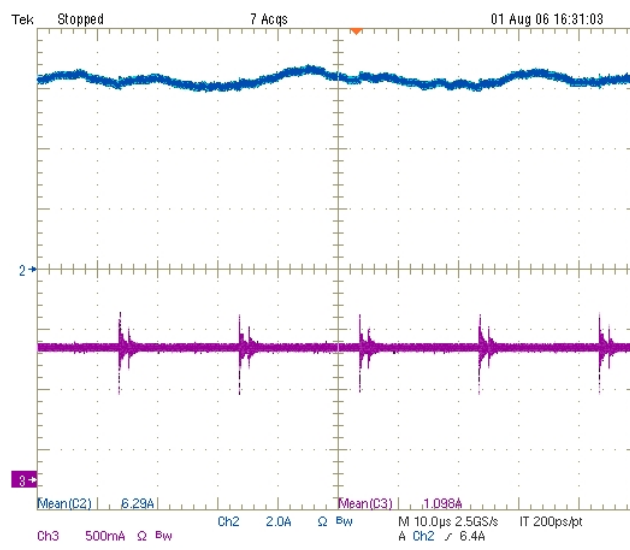


Figura 4.60 – $v_i(t)$, $v_{oim}(t)$ e $v_o(t)$.

A Figura 4.61 mostra as formas de onda de $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$.


Figura 4.61 – Correntes nos indutores.

A Figura 4.62 mostra as correntes de entrada e de saída, sendo esta última filtrada pelo capacitor C_o . Nota-se que no *buck-boost* a entrada não tem característica de fonte de corrente.


Figura 4.62 – $i_i(t)$ e $i_o(t)$.

As tensões reversas nos diodos D_1 e D_2 estão apresentadas na Figura 4.63. Podem-se notar claramente as quatro etapas de operação da estrutura pela forma de onda de $v_{D2}(t)$.

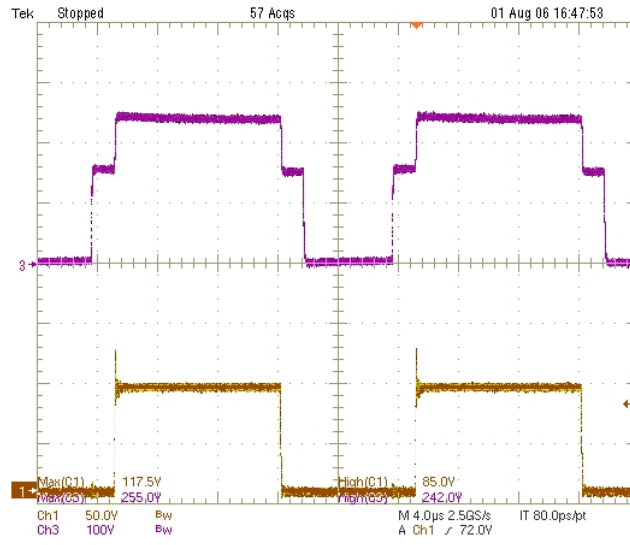


Figura 4.63 – Tensões reversas sobre D_1 e D_2 .

A Figura 4.64 mostra as formas de onda de $v_{S1}(t)$ e $v_{S2}(t)$. Observa-se que as tensões máximas sobre S_1 e S_2 nunca chegam à máxima tensão envolvida na conversão do *buck-boost*, ou seja, $(V_i + V_o)$. Com a configuração adotada de D_2 e α , nem mesmo chega a V_o , visto que $V_{oint} > V_i$ neste caso. Essa figura comprova esta grande vantagem do conversor de três níveis (quadrático ou não) em relação ao tradicional de um interruptor.

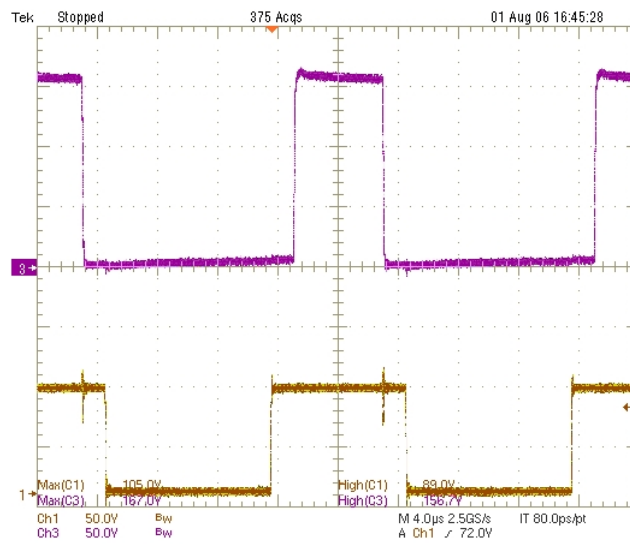


Figura 4.64 – Tensões nos interruptores.

O rendimento do conversor operando com potências de saída diferentes foi medido a fim de se observar o comportamento dessa grandeza. Os pontos medidos, referentes a porcentagens da potência nominal, estão mostrados na Figura 4.65. Também está traçada

uma curva de tendência obtida por interpolação. Pode-se ver que em potências próximas da nominal o rendimento está compreendido entre 79% e 84%.

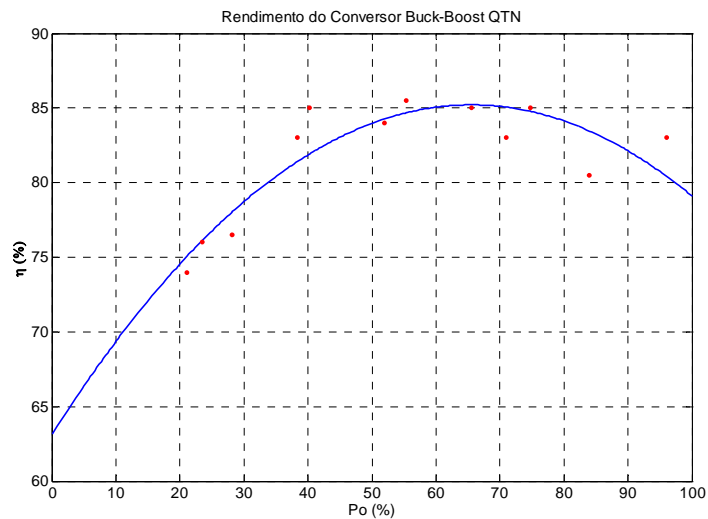


Figura 4.65 – Curva de rendimento do conversor *buck-boost*.

A Figura 4.66 mostra a foto do protótipo do conversor *buck-boost* QTN montado em laboratório.

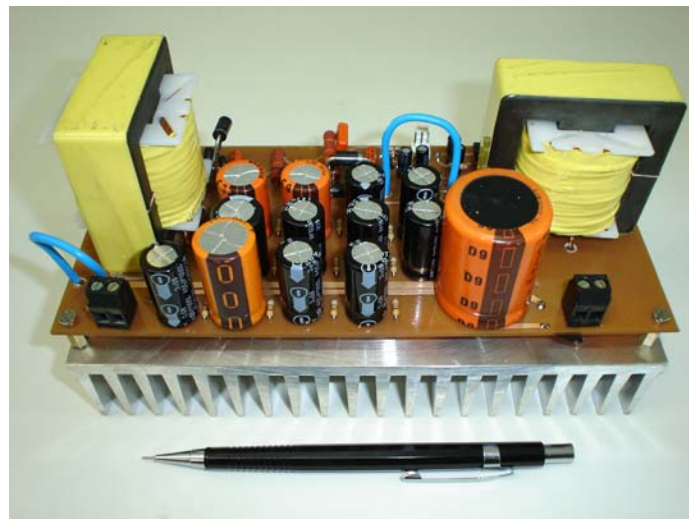


Figura 4.66 – Foto do conversor *buck-boost* montado em laboratório.

4.12. CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou o conversor *buck-boost* QTN em todos os aspectos relevantes: etapas de operação e principais formas de onda nos modos de condução contínua, crítica e descontínua parcial, bem como ondulações de corrente nos indutores em CCM e PDCM e valores críticos de alguns parâmetros (L_2 , R_o e corrente de saída). Também foram apresentadas as expressões dos ganhos estáticos parciais e totais para os modos de condução descritos, bem como resultados de simulação, comprovando as análises feitas. Foram montados gráficos da característica externa do conversor com variação de D_2 e α , primeiramente dividida em duas parciais, referentes aos dois estágios de conversão, e posteriormente o total. Também foram deduzidas as expressões para o cálculo das capacitâncias C_{oint} e C_o .

Ao final, o conversor foi projetado, simulado com não-idealidades e montado em bancada, a fim de se validarem os conceitos expostos até o momento. Verificou-se um bom comportamento do conversor, o que leva a conclusão que a sua aplicação é viável, dependendo, logicamente, da situação.

Um dos principais pontos de análise é a tensão máxima sobre os interruptores, apresentado na seção 4.7. Verificou-se que de fato ela nunca chega à máxima tensão envolvida na conversão do *buck-boost* ($V_i + V_o$). Além disso, nota-se pela Figura 4.46 a principal vantagem deste conversor em relação ao seu correspondente apresentado em [3]: pode-se conseguir um ganho estático maior, considerando uma divisão equilibrada das tensões sobre S_1 e S_2 .

Observando as especificações da Tabela 4.4, nota-se que são idênticas às do conversor *boost*, mostradas na Tabela 3.4. Podem-se citar três desvantagens básicas do *buck-boost* em relação ao *boost*:

- Para a mesma configuração de entrada, saída e V_{oint} , a tensão sobre S_2 é sempre maior no *buck-boost* ($V_i + V_o - V_{oint}$, em comparação com $V_o - V_{oint}$);
- Não possui entrada em corrente, o que é desejável em muitas aplicações, como células a combustível;
- Referência de saída e de entrada (ou de S_1) diferentes, o que torna mais complexo o circuito de controle.

CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho apresentou os três principais conversores CC-CC da família dos não-isolados, ou seja, *buck*, *boost*, e *buck-boost*, com duas características peculiares: ganho estático variando com o quadrado da razão cíclica – o que lhes confere o termo “quadráticos” – e a divisão da maior tensão envolvida na conversão (*buck* e *boost*) ou da soma delas (*buck-boost*) entre dois interruptores – incluindo-os na família dos conversores multiníveis, mais especificamente de três níveis.

O Capítulo 1 introduziu a célula de comutação utilizada em todos os três conversores abordados, constituída de dois interruptores, dois diodos, dois indutores e um capacitor. Observou-se que qualquer um deles pode ser montado conectando-se apropriadamente a fonte de tensão de entrada e a carga (ou fonte de saída, modelada por um par RC) aos pontos denominados de A, B e C. Apresentou-se, também, a estratégia de comando de S_1 e S_2 , por meio de pulsos concêntricos, de forma idêntica à mostrada em [3], sendo que S_2 deve entrar em condução antes de S_1 e ser bloqueado após S_1 . Demonstrou-se, também, que a estratégia de modulação citada faz surgir um novo parâmetro, α , representando a relação entre as razões cíclicas de S_1 e S_2 , respectivamente. Este aspecto é vantajoso, visto que acrescenta às estruturas (em relação às tradicionais de um interruptor) um grau de liberdade a mais, visto que se pode fixar D_2 e variar α – ou vice-versa – para variar o ganho estático.

Apresentaram-se nos três capítulos subseqüentes os três conversores propostos, analisando-se detalhadamente as principais características e parâmetros de projeto, tais como:

- Etapas de operação nos três modos de condução apresentados;
- Dedução das expressões dos ganhos estáticos referentes aos dois estágios de conversão e ao total;
- Dedução da expressão da razão cíclica D_2 a partir das principais especificações do projeto e de α ;
- Dedução das expressões das indutâncias a partir de ondulações de corrente pré-estabelecidas, bem como das capacitâncias C_{oint} e do capacitor de saída (de filtragem);

- Gráficos das características externas parciais e total, bem como de outras grandezas relevantes.

A partir das topologias apresentadas, podem-se observar duas claras desvantagens em relação aos conversores tradicionais, que são a utilização adicional de um diodo e um interruptor comandado, e também de um indutor e um capacitor, sendo esta última também uma desvantagem em relação aos conversores de três níveis. Para operação com baixa tensão e em casos em que o ganho estático não deve ser elevado (nos casos do *boost* e do *buck-boost*) ou muito próximo de um (no caso do *buck*), eles realmente não são indicados, justamente pelas desvantagens expostas. Entretanto, são particularmente apropriados nas situações opostas, ou seja, quando se deseja um alto ganho estático (ou próximo de um, no conversor *buck*) e as tensões envolvidas são altas. Esta afirmação é fundamentada nas suas duas principais vantagens, que são a variação quadrática do ganho estático com a razão cíclica D_2 e a divisão de V_i , V_o e $(V_i + V_o)$, respectivamente nos conversores *buck*, *boost* e *buck-boost*, entre os dois interruptores.

Diretamente ligada à característica multinível surge outra vantagem destes conversores: o fato de haver divisão da tensão entre os S_1 e S_2 torna possível o emprego de interruptores de menor tensão. Este fato, por sua vez, aumenta a viabilidade da utilização de MOSFETs em vez de IGBTs, fazendo com que os conversores possam operar em frequências superiores às utilizadas com IGBTs sem comprometer o alto rendimento, assim como em [3].

Ficam como sugestões de continuação do presente trabalho os seguintes itens:

- Modelagem das topologias quadráticas de três níveis no domínio s ;
- Desenvolvimento de técnicas adequadas de controle.

Espera-se, ao fim deste trabalho, contribuir com o desenvolvimento científico e tecnológico do Brasil e da humanidade.

APÊNDICE A

CIRCUITO DE COMANDO DOS INTERRUPTORES

A.1 GERAÇÃO DOS PULSOS CONCÊNTRICOS

Os pulsos de comando dos interruptores foram gerados a partir da comparação entre uma triangular defasada com dois níveis CC diferentes (a triangular foi obtida com o gerador de sinais). A Figura A.1 ilustra o esquemático do circuito mencionado.

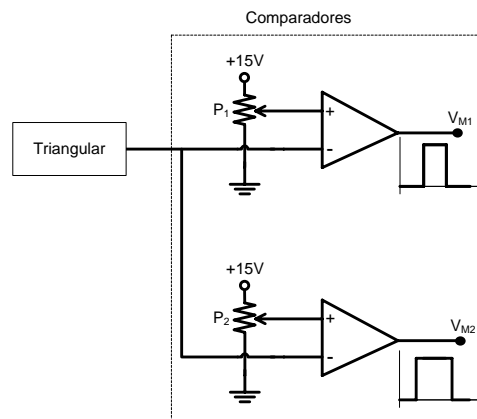


Figura A.1 – Esquemático da geração dos sinais concêntricos.

A.2 DRIVER E CIRCUITO DE GATE

Para isolar os sinais $v_{M1}(t)$ e $v_{M2}(t)$ (que devem possuir referências diferentes), é necessário algum tipo de *driver*, optoacoplador ou transformador de isolamento. Foi utilizado o *driver* de um CI específico para este fim, o IR2110 [22]. A configuração deste CI está mostrada na Figura A.1.

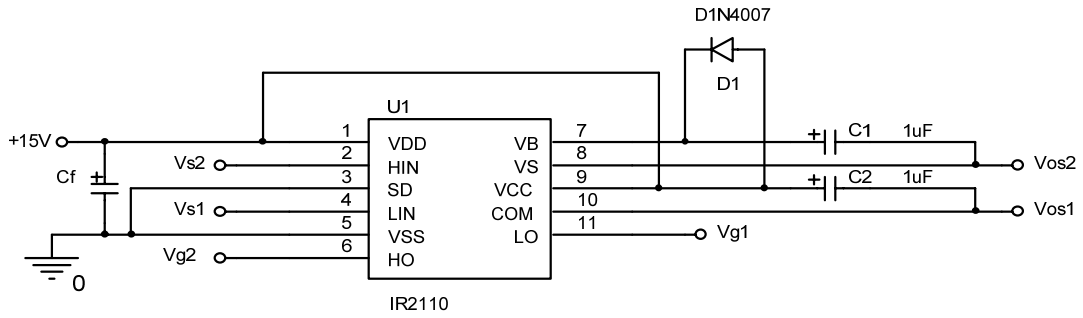


Figura A.1 – Configuração do CI IR2110.

O circuito de *gate*, que acopla o *driver* e o MOSFET, está mostrado na Figura A.2 [25].

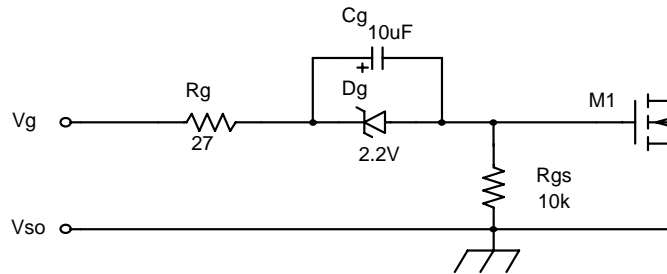


Figura A.2 – Circuito de *gate* do MOSFET.

APÊNDICE B

PLANILHAS DE CÁLCULO DOS PARÂMETROS DOS CONVERSORES QTN

B.1. CONVERSOR *BUCK* QTN

Projeto dos Parâmetros do Conversor Buck Quadrático de Três Níveis

Definição dos principais parâmetros:

$$V_i := 250V \quad \text{tensão de entrada}$$

$$V_o := 150V \quad \text{tensão de saída}$$

$$P_o := 500W \quad \text{potência de saída}$$

$$\alpha := 0.8 \quad \text{relação entre as razões cíclicas D1 e D2}$$

$$D_2 := \frac{1}{2 \cdot V_i \cdot \alpha} \left[V_o \cdot (1 - \alpha) + 2 \cdot V_i \cdot \alpha - \sqrt{\left[V_o \cdot (1 - \alpha) + 2 \cdot V_i \cdot \alpha \right]^2 - 4 \cdot V_i \cdot V_o \cdot \alpha} \right]$$

razão cíclica do interruptor S2

$$D_1 := D_2 \cdot \alpha \quad \text{razão cíclica do interruptor S1}$$

$$V_{\text{oint}} := \frac{V_i \cdot (1 - D_2)}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \quad \text{tensão da saída intermediária}$$

$$I_o := \frac{P_o}{V_o} \quad \text{corrente de saída}$$

$$R_o := \frac{V_o}{I_o} \quad \text{resistência de carga}$$

$I_i := I_o \cdot \frac{\alpha \cdot D_2 \cdot (2 - D_2)}{1 - [D_2 \cdot (1 - \alpha)]}$	corrente de entrada
$I_{L1med} := I_o$	corrente em L1
$I_{L2med} := I_o \cdot \frac{1 - \alpha \cdot D_2}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)}$	corrente em L2
$\Delta I_{L1} := 10\% \cdot I_{L1med}$	ondulação de corrente em L1
$\Delta I_{L2} := 10\% \cdot I_{L2med}$	ondulação de corrente em L2
$\Delta V_{oint} := 1\% \cdot V_{oint}$	ondulação de Voint
$\Delta V_o := 1\% \cdot V_o$	ondulação de Vo
$f := 50\text{kHz}$	freqüência de operação do conversor
$T_s := \frac{1}{f}$	período de operação do conversor
$\Delta t_1 := \frac{\alpha \cdot D_2}{f}$	intervalo de tempo de condução de S1
$\Delta t_2 := \frac{D_2}{f}$	intervalo de tempo de condução de S2
$\Delta t_3 := \frac{\Delta t_2 - \Delta t_1}{2}$	intervalo de tempo em que só S2 conduz

Ganho estático:

$$G_{e1CCM} := \frac{1 - D_2}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)}$$

$$G_{e2CCM} := \frac{\alpha \cdot D_2 \cdot (2 - D_2)}{1 - D_2}$$

$$G_{etotalCCM} := \frac{\alpha \cdot D_2 \cdot (2 - D_2)}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)}$$

Tensão Voint e Ro:

$$V_{\text{oint}} = 153.962 \text{ V}$$

$$R_o = 45 \Omega$$

Correntes de entrada e de saída:

$$I_o = 3.333 \text{ A}$$

$$I_i = 2 \text{ A}$$

Tempos de condução dos interruptores:

$$D_2 = 0.438 \quad \Delta t_2 = 8.762 \mu\text{s}$$

$$D_1 = 0.35 \quad \Delta t_1 = 7.01 \mu\text{s}$$

$$\Delta t_3 = 0.876 \mu\text{s}$$

Cálculo dos indutores a partir das ondulações de corrente:

$$L_1 := \frac{V_o}{\Delta I_{L1} \cdot f} \cdot \left[\frac{1 - D_2 \cdot [1 + \alpha \cdot (1 - D_2)]}{2 - D_2} \right] \quad L_1 = 2.103 \text{ mH}$$

$$L_2 := \frac{V_o}{\Delta I_{L2} \cdot f} \cdot \left(\frac{1 - D_2}{2 - D_2} \right) \quad L_2 = 4.548 \text{ mH}$$

Cálculo de Coint:

$$C_{\text{oint}} := \frac{1}{\Delta V_{\text{oint}}} \cdot \left[I_o \cdot \frac{1 - \alpha \cdot D_2}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} - \frac{V_o}{2 \cdot L_2 \cdot f} \cdot \left(\frac{1 - D_2}{2 - D_2} \right) \right] \cdot \frac{\alpha \cdot D_2}{f} + \frac{V_{\text{oint}}}{2 \cdot L_2} \cdot \frac{(\alpha \cdot D_2)^2}{f^2}$$

$$C_{\text{oint}} = 10.804 \mu\text{F}$$

Cálculo de Co:

$$C_o := \frac{4}{\pi^3} \cdot \frac{V_o}{f^2 \cdot L_1 \cdot \Delta V_o} \cdot \frac{1 - D_2 \cdot [1 + \alpha \cdot (1 - D_2)]}{2 - D_2} \quad C_o = 573.361 \text{ nF}$$

B.2. CONVERSOR *BOOST* QTN

Projeto dos Parâmetros do Conversor Boost Quadrático de Três Níveis

Definição dos principais parâmetros:

$V_i := 40V$ tensão de entrada

$V_o := 200V$ tensão de saída

$P_o := 250W$ potência de saída

$\alpha := 0.8$ relação entre as razões cíclicas D1 e D2

$$D_2 := \frac{1}{2 \cdot V_o \cdot \alpha} \left[V_o \cdot (\alpha + 1) - V_i \cdot (1 - \alpha) - \sqrt{\left[V_i \cdot (1 - \alpha) - V_o \cdot (1 + \alpha) \right]^2 - 4 \cdot V_o \cdot \alpha \cdot (V_o - V_i)} \right]$$

razão cíclica do interruptor S2

$D_1 := D_2 \cdot \alpha$ razão cíclica do interruptor S1

$V_{oint} := \frac{V_i}{1 - \alpha \cdot D_2}$ tensão da saída intermediária

$I_o := \frac{P_o}{V_o}$ corrente de saída

$R_o := \frac{V_o}{I_o}$ resistência de carga

$I_i := I_o \cdot \frac{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)}{(1 - D_2)(1 - \alpha \cdot D_2)}$ corrente de entrada

$I_{L1med} := I_i$ corrente em L1

$I_{L2med} := \frac{I_o}{1 - D_2}$ corrente em L2

$\Delta I_{L1} := 10\% \cdot I_{L1med}$	ondulação de corrente em L1
$\Delta I_{L2} := 10\% \cdot I_{L2med}$	ondulação de corrente em L2
$\Delta V_{oint} := 1\% \cdot V_{oint}$	ondulação de Voint
$\Delta V_o := 1\% \cdot V_o$	ondulação de Vo
$f := 50kHz$	freqüência de operação do conversor
$T_s := \frac{1}{f}$	período de operação do conversor
$\Delta t_1 := \frac{\alpha \cdot D_2}{f}$	intervalo de tempo de condução de S1
$\Delta t_2 := \frac{D_2}{f}$	intervalo de tempo de condução de S2
$\Delta t_3 := \frac{\Delta t_2 - \Delta t_1}{2}$	intervalo de tempo em que só S2 conduz

Ganho estático:

$$G_{e1CCM} := \frac{1}{1 - \alpha \cdot D_2}$$

$$G_{e2CCM} := \frac{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)}{1 - D_2}$$

$$G_{etotalCCM} := \frac{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)}{(1 - D_2)(1 - \alpha \cdot D_2)}$$

Tensão Voint e Ro:

$$V_{oint} = 82.202 \text{ V}$$

$$R_o = 160 \ \Omega$$

Correntes de entrada e de saída:

$$I_o = 1.25 \text{ A}$$

$$I_i = 6.25 \text{ A}$$

Tempos de condução dos interruptores:

$$D_2 = 0.642 \quad \Delta t_2 = 12.835 \mu\text{s}$$

$$D_1 = 0.513 \quad \Delta t_1 = 10.268 \mu\text{s}$$

$$\Delta t_3 = 1.283 \mu\text{s}$$

Cálculo dos indutores a partir das ondulações de corrente:

$$L_1 := \frac{V_o}{\Delta I_{L1} \cdot f} \cdot \frac{\alpha \cdot D_2 \cdot (1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \quad L_1 = 657.144 \mu\text{H}$$

$$L_2 := \frac{V_o}{\Delta I_{L2} \cdot f} \cdot \frac{\alpha \cdot D_2 \cdot (1 - D_2)}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \quad L_2 = 2.419 \text{ mH}$$

Cálculo de Coint:

$$C_{\text{ooint}} := \frac{1}{\Delta V_{\text{ooint}}} \cdot \left[\left[\frac{I_o}{1 - D_2} - \frac{V_o}{2 \cdot L_2 \cdot f} \cdot \frac{\alpha \cdot D_2 \cdot (1 - D_2)}{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)} \right] \cdot \frac{\alpha \cdot D_2}{f} + \frac{V_{\text{ooint}}}{2 \cdot L_2} \cdot \frac{(\alpha \cdot D_2)^2}{f^2} \right]$$

$$C_{\text{ooint}} = 43.583 \mu\text{F}$$

Cálculo de Co:

$$C_o := \frac{D_2 \cdot I_o}{f \cdot \Delta V_o} \quad C_o = 8.022 \mu\text{F}$$

B.3. CONVERSOR *BUCK-BOOST* QTN

Projeto dos Parâmetros do Conversor Buck-Boost Quadrático de Três Níveis

Definição dos principais parâmetros:

$V_i := 40\text{V}$ tensão de entrada

$V_o := 200\text{V}$ tensão de saída

$P_o := 250\text{W}$ potência de saída

$\alpha := 0.8$ relação entre as razões cíclicas D_1 e D_2

$$D_2 := \frac{1}{2 \cdot \alpha \cdot (V_o + V_i)} \cdot \left[V_o \cdot (1 + \alpha) + 2 \cdot \alpha \cdot V_i - \sqrt{\left[V_o \cdot (1 + \alpha) + 2 \cdot \alpha \cdot V_i \right]^2 - 4 \cdot V_o \cdot (V_o + V_i) \cdot \alpha} \right]$$

razão cíclica do interruptor S2

$D_1 := D_2 \cdot \alpha$ razão cíclica do interruptor S1

$V_{\text{oint}} := \frac{V_i}{1 - \alpha \cdot D_2}$ tensão da saída intermediária

$I_o := \frac{P_o}{V_o}$ corrente de saída

$R_o := \frac{V_o}{I_o}$ resistência de carga

$I_i := \left[\frac{(2 - D_2) \cdot \alpha \cdot D_2}{(1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)} \right]$ corrente de entrada

$I_{L1\text{med}} := I_o \cdot \left[\frac{1 - D_2 \cdot (1 - \alpha)}{(1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)} \right]$ corrente em L1

$I_{L2\text{med}} := \frac{I_o}{1 - D_2}$ corrente em L2

$\Delta I_{L1} := 10\% \cdot I_{L1med}$	ondulação de corrente em L1
$\Delta I_{L2} := 10\% \cdot I_{L2med}$	ondulação de corrente em L2
$\Delta V_{oint} := 1\% \cdot V_{oint}$	ondulação de Voint
$\Delta V_O := 1\% \cdot V_O$	ondulação de Vo
$f := 50kHz$	freqüência de operação do conversor
$T_s := \frac{1}{f}$	período de operação do conversor
$\Delta t_1 := \frac{\alpha \cdot D_2}{f}$	intervalo de tempo de condução de S1
$\Delta t_2 := \frac{D_2}{f}$	intervalo de tempo de condução de S2
$\Delta t_3 := \frac{\Delta t_2 - \Delta t_1}{2}$	intervalo de tempo em que só S2 conduz

Ganho estático:

$$G_{e1CCM} := \frac{1}{1 - \alpha \cdot D_2}$$

$$G_{e2CCM} := \frac{(2 - D_2) \cdot \alpha \cdot D_2}{1 - D_2}$$

$$G_{etotalCCM} := \frac{(2 - D_2) \cdot \alpha \cdot D_2}{(1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)}$$

Tensão Voint e Ro:

$$V_{oint} = 88.158 \text{ V}$$

$$R_o = 160 \text{ } \Omega$$

Correntes de entrada e de saída:

$$I_o = 1.25 \text{ A}$$

$$I_i = 5$$

Tempos de condução dos interruptores:

$$D_2 = 0.683 \quad \Delta t_2 = 13.657 \mu\text{s}$$

$$D_1 = 0.546 \quad \Delta t_1 = 10.925 \mu\text{s}$$

$$\Delta t_3 = 1.366 \mu\text{s}$$

Cálculo dos indutores a partir das ondulações de corrente:

$$L_1 := \frac{V_o}{\Delta I_{L1} \cdot f} \cdot \frac{(1 - D_2) \cdot (1 - \alpha \cdot D_2)}{2 - D_2} \quad L_1 = 582.689 \mu\text{H}$$

$$L_2 := \frac{V_o}{\Delta I_{L2} \cdot f} \cdot \left(\frac{1 - D_2}{2 - D_2} \right) \quad L_2 = 2.444 \text{ mH}$$

Cálculo de C_{oint}:

$$C_{\text{oint}} := \frac{1}{\Delta V_{\text{oint}}} \cdot \left[\left(\frac{I_o}{1 - D_2} - \frac{V_o}{2 \cdot L_2 \cdot f} \cdot \frac{1 - D_2}{2 - D_2} \right) \cdot \frac{\alpha \cdot D_2}{f} + \frac{V_{\text{oint}}}{2 \cdot L_2} \cdot \frac{(\alpha \cdot D_2)^2}{f^2} \right]$$

$$C_{\text{oint}} = 48.843 \mu\text{F}$$

Cálculo de C_o:

$$C_o := \frac{D_2 \cdot I_o}{f \cdot \Delta V_o} \quad C_o = 8.535 \mu\text{F}$$

APÊNDICE C

LISTAS DE COMPONENTES UTILIZADOS NOS PROTÓTIPOS

C.1 CONVERSOR *BUCK* QTN

<i>Componentes do circuito de potência do conversor buck QTN</i>		
Referência	Especificação	Tipo
Cin	100 μ F/400V	Eletrolítico
Co	22 μ F/450V	Eletrolítico
Coint	220 μ F/400V	Eletrolítico
Cs1gr	10nF/400V	Poliéster
Cs2gr	3,3 μ F/400V	Poliéster
D1, D2	MUR860	Ultra-rápido
L1	2,103mH	-
L2	3,238mH	-
Rs1gr	12k Ω /3W	Filme metálico
Rs2gr	4,7k Ω /3W	Filme metálico
S1	IRFP460	MOSFET
S2	IRFP460	MOSFET

<i>Componentes do circuito de comando do conversor buck QTN</i>		
Referência	Especificação	Tipo
Cf	1 μ F/15V	Eletrolítico
C1bs, C2bs	1 μ F/15V	Eletrolítico
Db	1N4007	Retificador
Dg1, Dg2	1N4746	Zener 18V/1W
POT1, POT2	10k Ω	Potenciômetro de precisão
R1, R2	10k Ω /0,25W	Carbono
Rg1, Rg2	12 Ω /0,25W	Carbono
Rgs1, Rgs2	10k Ω /0,25W	Carbono
Triangular	Tektronix CFG280	Gerador de sinais
U1, U2	LM311	Comparador
U3	IR2110	<i>driver</i>

C.2 CONVERSOR *BOOST* QTN

<i>Componentes do circuito de potência do conversor boost QTN</i>		
Referência	Especificação	Tipo
Co	470 μ F/250V	Eletrolítico
Coint	1000 μ F/50V	Eletrolítico
Cs1gr	10nF/400V	Poliéster
Cs2gr	10nF/400V	Poliéster
D1	MUR420	Ultra-rápido
D2	MUR440	Ultra-rápido
L1	657 μ H	-
L2	2,437mH	-
Rs1gr	10k Ω /3W	Filme metálico
Rs2gr	10k Ω /3W	Filme metálico
S1	IRF640	MOSFET
S2	IRF640	MOSFET

<i>Componentes do circuito de comando do conversor boost QTN</i>		
Referência	Especificação	Tipo
Cf	1 μ F/15V	Eletrolítico
C1bs, C2bs	1 μ F/15V	Eletrolítico
Db	1N4007	Retificador
Dg1, Dg2	1N4728	Zener 3,3V/0,5W
POT1, POT2	10k Ω	Potenciômetro de precisão
R1, R2	10k Ω /0,25W	Carbono
Rg1, Rg2	27 Ω /0,25W	Carbono
Rgs1, Rgs2	10k Ω /0,25W	Carbono
Triangular	Tektronix CFG280	Gerador de sinais
U1, U2	LM311	Comparador
U3	IR2110	<i>driver</i>

C.3 CONVERSOR *BUCK-BOOST* QTN

<i>Componentes do circuito de potência do conversor buck-boost QTN</i>		
Referência	Especificação	Tipo
Cin	330 μ F/100V	Eletrolítico
Co	680 μ F/250V	Eletrolítico
Coint	1000 μ F/50V	Eletrolítico
Cs1gr	10nF/400V//100nF/250V	Poliéster
Cs2gr	10nF/400V	Poliéster
D1	MUR420	Ultra-rápido
D2	MUR440	Ultra-rápido
L1	583 μ H	-
L2	2,444mH	-
Rs1gr	10k Ω /3W	Filme metálico
Rs2gr	10k Ω /3W	Filme metálico
S1	IRF640	MOSFET
S2	IRF640	MOSFET

<i>Componentes do circuito de comando do conversor buck-boost QTN</i>		
Referência	Especificação	Tipo
Cf	1 μ F/15V	Eletrolítico
C1bs, C2bs	1 μ F/15V	Eletrolítico
Dbs	1N4007	Retificador
Dg1, Dg2	1N4728	Zener 3,3V/0,5W
POT1, POT2	10k Ω	Potenciômetro de precisão
R1, R2	10k Ω /0,25W	Carbono
Rg1, Rg2	27 Ω /0,25W	Carbono
Rgs1, Rgs2	10k Ω /0,25W	Carbono
Triangular	Tektronix CFG280	Gerador de sinais
U1, U2	LM311	Comparador
U3	IR2110	<i>driver</i>

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] BARBI, I., “*Eletrônica de Potência*”, Edição do Autor. Florianópolis-SC, 2005;
- [2] BARBI, I.; MARTINS, D.C., “*Conversores CC-CC Básicos Não Isolados*”, Edição dos Autores. Florianópolis-SC, 2000;
- [3] BOTTION, A.J.B., “*Conversores CC-CC Básicos Não Isolados de Três Níveis*”, Dissertação de Mestrado. PPGEEL-UFSC, 2005;
- [4] NOVAES, Y.R., “*Contribuições para Sistemas de Processamento de Energia de Células a Combustível*”, Tese de Doutorado. PPGEEL-UFSC, 2006;
- [5] BARRETO, L.H.S.C. *et al*, “*A Quasi-Resonant Quadratic Boost Converter Using a Single Resonant Network*”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, nº 2, 2005;
- [6] PACHECO, V.M. *et al*, “*A Quadratic Buck Converter with Lossless Commutation*”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, nº 2, 2000;
- [7] PEREIRA, A.A. *et al*, “*A Stressless Buck Quadratic PWM Soft Switched Converter*”, *Telecommunications Energy Conference, INTELEC. 24th Annual International*, pp. 150-155, 2002;
- [8] BARRETO, L.H.S.C. *et al*, “*An Optimal Lossless Commutation Quadratic PWM Boost Converter*”, *APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE*, vol. 2, pp. 624-629, 2002;
- [9] CHENG, D.K.W., CHENG, C.S., CHAN, J.H.K., “*Design and Analysis of a Laboratory Switching Power Supply with Wide Output Voltage Range*”, *IECON. ‘Power Electronics and Motion Control’, Proceedings of the 1992 International Conference on*, 1992;
- [10] MAKSIMOVIC, D., CUK, S., “*Switching Converters with Wide DC Conversion Range*”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 6, nº 1, 1991;
- [11] MIDDLEBROOK, R.D., “*Transformerless DC-to-DC Converters with Large Conversion Ratios*”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 3, nº 4, 1988;
- [12] RUAN, X., ZHOU, L., YAN, Y., “*Soft Switching PWM Three-Level Converters*”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, nº 5, 2001;

- [13] PINHEIRO, J.R., BARBI, I., “*The Three-Level ZVS PWM Converter: A New Concept in High Voltage DC-to-DC Conversion*”, *IECON. ‘Power Electronics and Motion Control’, Proceedings of the 1992 International Conference on*, vol. 1, pp. 173-178, 1992;
- [14] YOUSEFZADEH, V. *et al*, “*Three-Level Buck converter for Envelope Tracking Applications*”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, nº 2, 2006;
- [15] RUAN, X., LI, B., QIANHONG, C., “*Three-Level Converters – A New Approach for High Voltage and High Power DC-to-DC Conversion*”, *PESC, IEEE 3rd Annual*, vol. 2, pp. 663-668, 2002;
- [16] RUAN, X. *et al*, “*Voltage-Sharing of the Divided Capacitors in Non-Insulated Three-Level Converters*”, *APEC, Nineteenth Annual IEEE*, vol. 3, pp. 1725-1729, 2004;
- [17] JIN, K., RUAN, X., “*Zero-Voltage-Switching Multi-Resonant Three-Level Converters*”, *PESC, IEEE 36th Annual*, vol. 6, pp. 4086-4092, 2004;
- [18] NOVAES, Y.R. “*Condicionadores de Energia para Sistemas de Células a Combustível*”, Exame de Qualificação de Doutorado. PPGEEL-UFSC, 2003;
- [19] BALLARD, NexaTM *Power Module User’s Manual*, MAN5100078, 2003;
- [20] BARBI, I. “*Projetos de Fontes Chaveadas*”, Edição do Autor. Florianópolis-SC, 2001;
- [21] TOMASELLI, L.C. “*Controle de um Pré-Regulador com Alto Fator de Potência Utilizando o Controlador DSP TMS320F243*”, Dissertação de Mestrado. PPGEEL-UFSC, 2001;
- [22] IR2110, *High and Low Side Driver*, *International Rectifier*, 2005;
- [23] SOUZA, F.P., “*Correção do Fator de Potência para Instalações de Baixa Potência Emprestando Filtros Ativos*”, Tese de Doutorado. PPGEEL-UFSC, 2000;
- [24] MARQUES, J.L.B., BRAZ, G.P., “*EEL7300 – Eletrônica Aplicada – Conteúdos para a Prática*”, Apostila. IEB-UFSC, 2002;
- [25] MARTINS, D.C, BARBI, I., *Teoria Fundamental da Eletrônica de Potência*, Edição dos Autores, 2001.