

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA - UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA – DEE
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA - PPGEEL

JOÃO BOSCO RIBEIRO FERNANDES CABRAL

**CONVERSOR *CC-CC* NÃO ISOLADO DE ELEVADO GANHO PARA APLICAÇÃO
NO PROCESSAMENTO DE ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA**

JOINVILLE/SC

2013

JOÃO BOSCO RIBEIRO FERNANDES CABRAL

**CONVERSOR *CC-CC* NÃO ISOLADO DE ELEVADO GANHO PARA APLICAÇÃO
NO PROCESSAMENTO DE ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA**

Dissertação apresentada para a obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica da Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas - CCT.

Orientador: Yales Rômulo de Novaes, Dr.

Co-orientador: Sérgio Vidal Garcia Oliveira, Dr.

JOINVILLE/SC

2013

FICHA CATALOGRÁFICA

C117c

CABRAL, João Bosco Ribeiro Fernandes
Conversor *CC-CC* Não Isolado de Elevado Ganho Para
Aplicação No Processamento de Energi Solar Fotovoltaica /
João Bosco Ribeiro Fernandes Cabral
Orientador: Yales Rômulo de Novaes – Joinville, 2013

223 f. il; 30 cm.
Incluem referências

Dissertação (mestrado) – Universidade do Estado de Santa
Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Mestrado em
Engenharia Elétrica, Joinville, 2013.

1. Conversor *CC-CC* Não isolado de elevado ganho. 2. Conversor
boost quadrático. 3. Energia Fotovoltaica

CDD 621.31

**"CONVERTOR CC-CC NÃO ISOLADO DE ELEVADO GANHO PARA APLICAÇÃO
NO PROCESSAMENTO DE ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA"**

por

JOÃO BOSCO RIBEIRO FERNANDES CABRAL

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de

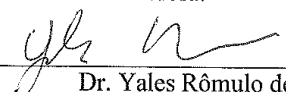
MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

área de concentração em "Sistemas Eletroeletrônicos",
e aprovada em sua forma final pelo

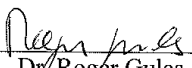
CURSO DE MESTRADO ACADÊMICO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS DA
UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA.

Joinville, 06 de março de 2013.

Banca Examinadora:



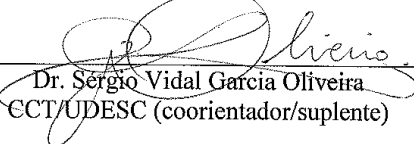
Dr. Yales Rômulo de Novaes
CCT/UDESC (orientador/presidente)



Dr. Roger Gules
UTFPR



Dr. Marcello Mezaroba
CCT/UDESC



Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira
CCT/UDESC (coorientador/suplente)

“Porque o Senhor é bom,
a sua misericórdia dura para sempre,
e, de geração em geração,
a sua fidelidade.”

Salmo 100:5

AGRADECIMENTOS

Primeiramente à Deus por tudo que recebi e por ter guiado meus passos nessa jornada.

Ao governo brasileiro através da CAPES, pela concessão de bolsa de estudo para realização dos meus estudos de mestrado.

Ao professor Pedro B. Filho, antigo coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina (CCT-UDESC), que teve grande generosidade ao aceitar-me como aluno de mestrado neste curso, para que eu pudesse dar continuidade nos meus estudos.

Ao professor Yales Rômulo de Novaes, pela sua disposição ao aceitar orientar-me, por toda a ajuda incondicional recebida desde minha primeira chegada à UDESC-Joinville. Pela compreensão, sacrifício e excelente orientação durante a realização dos meus estudos e, principalmente, durante a realização desta dissertação de mestrado. Para mim, os nossos encontros foram momentos de prazer e aprendizado, nossas conversas sempre estiveram envoltas de gentileza, educação, extrema simpatia e amizade.

Ao Professor Sérgio Vidal Garcia Oliveira, pela sua disponibilidade de ser meu co-orientador. Pela sua excelente assistência e contribuição no desenvolvimento e melhoramento desta dissertação de mestrado.

A todos os meus professores do nPEE (Núcleo de Processamento de Energia Elétrica), Marcello Mezaroba, Alessandro L. Batschauer, Joselito A. Heerdt e Luis M. Nodari. Esses professores com sabedoria e bondade mostraram-me caminhos a serem seguidos para que este trabalho tomasse esta forma.

Aos meus amigos mestrandos do nPEE, em especial aos Lukas Kock e Tiago L. da Silva, pelo conhecimento compartilhado, pela amizade e por toda a ajuda incondicional recebida durante esses dois anos, principalmente, no desenvolvimento desta dissertação de mestrado. Cada um de vocês, de uma forma ou de outra, contribuiu na realização deste trabalho.

A todos os bolsistas do nPEE, pela ajuda e, principalmente, pela fraternidade durante o mestrado

À Universidade do Estado de Santa Catarina, especialmente ao Centro de Ciências Tecnológicas e ao Departamento de Engenharia Elétrica pela infra-estrutura concedida.

Aos amigos e familiares que, de uma forma ou de outra, contribuíram na realização deste trabalho.

RESUMO

CABRAL, João Bosco Ribeiro Fernandes. **Conversor *CC-CC* Não Isolado de Elevado Ganho Para Aplicação No Processamento de Energia Solar Fotovoltaica**. 223f. Dissertação (Mestrado Acadêmico em Engenharia Elétrica – Área: Sistemas Eletroeletrônicos) – Universidade do Estado de Santa Catarina, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Joinville, 2013.

Esta Dissertação de Mestrado propõe um conversor *CC-CC* não isolado de elevado ganho para aplicação no processamento de energia solar fotovoltaica. O conversor proposto é um *boost* com característica quadrática e com ponto médio na sua saída. Descrevem-se o funcionamento básico e as características elétricas de uma célula fotovoltaica, incluindo-se o procedimento da determinação dos parâmetros e da modelagem dos módulos fotovoltaicos, apresentando-se um modelo para simulação numérica. Apresenta-se uma revisão de topologias de conversores *CC-CC* não isolados com elevado ganho estáticos. Apresentam-se as funções de transferência do conversor e a estratégia de controle adotada bem como o projeto dos circuitos de controle. O sistema de controle composto por três malhas de controle, uma malha interna de corrente de entrada, uma malha externa de tensão total e uma malha adicional de equalização de tensão. Resultados de simulação e experimentais são apresentados para validar as análises desenvolvidas e demonstrar o desempenho do sistema de controle adotado.

Palavra-chave: Conversor *CC-CC* não isolado de elevado ganho. Conversor *boost* quadrático. Energia solar fotovoltaica.

ABSTRACT

CABRAL, João Bosco Ribeiro Fernandes. **High Gain Non-isolated DC-DC Converter Applied on The Processing of PV Energy**. 223f. Master Thesis (Academic Master Course in Electrical Engineering – Area: Electro-electronics Systems) – Santa Catarina State University, Post-Graduation Program in Electrical Engineering, Joinville, 2013.

This Master Thesis proposes a high gain non-isolated DC-DC converter applied on the processing of PV energy. The proposed converter is a boost converter with quadratic characteristic and with central point at its output. Basic operations and electric characteristics of a PV cell are described, including the procedures to determine its parameters. A model for numeric simulation is presented. A review of the high gain non-isolated *DC-DC* converters topologies is presented. Shows the converter's transfer functions and the control strategy adopted as well as the design of control circuits. The control system is consisting of three loops, an internal loop of input current control, an external loop of total output voltage control and an additional loop of voltage unbalance control. The simulation and experimental results are shown to validate the analysis developed and demonstrate the performance of the control system adopted.

Keywords: High gain non-isolated *DC-DC* converter. Quadratic boost converter. PV energy.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 - Tipos de célula silício cristalino: (a) <i>mono-cristalino</i> ; (b) <i>poli-cristalino</i> ; e (c) <i>amorfos</i> [12].....	27
Figura 1.2 - Estrutura básica de uma célula fotovoltaica silício [12].....	28
Figura 1.3 - Efeito fotovoltaico em uma célula fotovoltaica [16]	29
Figura 1.4 - Circuito equivalente de um célula fotovoltaica	30
Figura 1.5 - Característica $I - V$ da célula fotovoltaica	31
Figura 1.6 - Característica $I - V$ de uma célula dependência da tensão e corrente em função da temperatura [12].....	32
Figura 1.7 - Característica $I - V$ de uma célula em função da variação da irradiação [12]	33
Figura 1.8 - Característica $I - V$ relativa ao ponto de máxima potência com o funcionamento idealizado de uma célula [12]	33
Figura 1.9 - Circuito equivalente mais detalhado de uma célula fotovoltaica	34
Figura 1.10 - Redução do circuito equivalente das células fotovoltaicas em séries [9]	36
Figura 1.11 - Forma compacta do circuito equivalente do módulo fotovoltaico com as células idênticas em série.....	37
Figura 1.12 - Característica $I - V$ de células conectadas em série.....	37
Figura 1.13 - Circuito equivalente da configuração paralelo de células fotovoltaicas [13]	38
Figura 1.14 - Circuito equivalente simplificado da configuração paralelo de células fotovoltaicas [13]	38
Figura 1.15 - Forma mais compacta do circuito equivalente do módulo com configuração paralela de células fotovoltaicas	38
Figura 1.16 - Curva característica $I - V$ da configuração paralela de células fotovoltaicas.....	39
Figura 1.17 - Circuito equivalente da configuração mista de células fotovoltaicas [9]	41
Figura 1.18 - Forma compacta do circuito equivalente da configuração mista de células fotovoltaicas.....	41
Figura 1.19 - Característica da configuração mista de células fotovoltaicas.....	42
Figura 1.20 - Circuito equivalente para condições escuras com uma fonte de tensão externa [14].....	42
Figura 1.21 - Circuito equivalente sob a condição escura e alimentado diretamente com uma fonte de tensão externa [14].....	44

Figura 1.22 - Efeitos dos parâmetros R_S e R_P a corrente e tensão de um módulo: (a) e (b) nas condições iluminadas, e (c) e (d) nas condições escuras [19]	45
Figura 1.23 - Curvas características ($I-V$) e ($P-V$) do módulo <i>SW-130 poly</i> para as condições: $S = 1000W/m^2$; $T = 25^\circ C$	50
Figura 1.24 - Curvas características ($I-V$) e ($P-V$) do módulo <i>SW-130 poly</i> para as condições: $S = 800W/m^2$; $T = 46^\circ C$	51
Figura 1.25 - Curvas de características $I-V$ no ponto de máxima potência para as duas condições	51
Figura 1.26 – Curva característica do parâmetro R_s em função da tensão do módulo <i>SW-130 poly</i> [21]	52
Figura 1.27 – Curva característica do parâmetro R_p em função da tensão do módulo <i>SW-130 poly</i> [21]	52
Figura 1.28 – Curva característica $I-V$ experimental do módulo <i>SW-130 poly</i> [21]	53
Figura 1.29 – Curva característica $P-V$ experimental do módulo <i>SW-130 poly</i> [21]	53
Figura 1.30 - Curvas características $I-V$ no ponto de máxima potência do módulo <i>SW-130 poly</i> para as condições $S = 1000 W/m^2$; $T = 25^\circ C$ [21]	53
Figura 2.1 – Configuração <i>Central Inverter</i> (a) e <i>Multi String</i> (b).....	56
Figura 2.2 – Sistema fotovoltaico com configuração de vários módulos em série	57
Figura 2.3 - Sistema fotovoltaico com configuração de vários módulos em paralelo.....	58
Figura 2.4 - Conversor proposto num sistema fotovoltaico modular	58
Figura 2.5 - Conversor <i>boost</i> de três níveis convencional.....	60
Figura 2.6 - Conversor <i>boost</i> em cascata.....	60
Figura 2.7 – Conversor <i>boost</i> em cascata com único interruptor	61
Figura 2.8 – Conversor <i>boost</i> com indutores acoplados.....	62
Figura 2.9 – Conversor <i>boost</i> com indutores acoplados proposto em [35]	62
Figura 2.10 – Conversor <i>boost</i> apresentado em [37].....	63
Figura 2.11 – conversor <i>boost</i> proposto em [38].....	63
Figura 2.12 – Conversor <i>boost</i> quadrático de três níveis (Three Level Quadratic /T-LQ Boost Converter) [39]	64
Figura 2.13 – Conversor <i>CC-CC boost</i> baseado na célula de comutação de três estados (célula B) [42].....	65
Figura 2.14 – Conversor <i>CC-CC boost</i> proposto em [43].....	65
Figura 2.15 – Conversor <i>CC-CC boost</i> proposto em [44].....	66

Figura 2.16 – Conversor <i>CC-CC boost</i> proposto em [45].....	67
Figura 2.17 – Conversor <i>boost</i> proposto	68
Figura 3.1 – Conversor <i>CC-CC</i> não isolado de elevado ganho para aplicação no processamento de energia solar fotovoltaica	69
Figura 3.2 - Pulsos de comando das chaves S_1 e S_2 para $D > 0,5$	70
Figura 3.3 - Pulsos de comando dos interruptores S_1 e S_2 para $D < 0,5$	72
Figura 3.4 - Primeira etapa de operação do conversor no <i>MCC</i> para $D < 0,5$	74
Figura 3.5 - Segunda etapa de operação do conversor no <i>MCC</i> para $D < 0,5$	75
Figura 3.6 - Terceira etapa de operação do conversor no <i>MCC</i> para $D < 0,5$	75
Figura 3.7 - Quarta etapa de operação do conversor no <i>MCC</i> para $D < 0,5$	76
Figura 3.8 - Principais formas de onda das etapas de operação do conversor no <i>MCC</i> para D $< 0,5$	77
Figura 3.9 - Primeira etapa de operação do conversor no <i>MCC</i> para $D > 0,5$	77
Figura 3.10 - Segunda etapa de operação do conversor no <i>MCC</i> para $D > 0,5$	78
Figura 3.11 - Terceira etapa de operação do conversor no <i>MCC</i> para $D > 0,5$	79
Figura 3.12 - Quarta etapa de operação do conversor no <i>MCC</i> para $D > 0,5$	79
Figura 3.13 – Principais formas de onda das etapas de operação do conversor no <i>MCC</i> para $D > 0,5$	80
Figura 3.14 - Primeira etapa de operação do conversor no <i>MCDP</i> para $D < 0,5$	82
Figura 3.15 - Segunda etapa de operação do conversor no <i>MCDP</i> para $D < 0,5$	82
Figura 3.16 - Terceira etapa de operação do conversor no <i>MCDP</i> para $D < 0,5$	83
Figura 3.17 - Quarta etapa de operação do conversor no <i>MCDP</i> para $D < 0,5$	83
Figura 3.18 - Quinta etapa de operação do conversor no <i>MCDP</i> para $D < 0,5$	84
Figura 3.19 - Sexta etapa de operação do conversor no <i>MCDP</i> para $D < 0,5$	84
Figura 3.20 - Principais formas de onda das etapas de operação do conversor no <i>MCDP</i> para $D < 0,5$	86
Figura 3.21 - Primeira etapa de operação do conversor no <i>MCDP</i> para $D > 0,5$	86
Figura 3.22 - Segunda etapa de operação do conversor no <i>MCDP</i> para $D > 0,5$	87
Figura 3.23 - Terceira etapa de operação do conversor no <i>MCDP</i> para $D > 0,5$	87
Figura 3.24 - Quarta etapa de operação do conversor em <i>MCDP</i> para $D > 0,5$	87
Figura 3.25 - Quinta etapa de operação do conversor no <i>MCDP</i> para $D > 0,5$	88
Figura 3.26 - Sexta etapa de operação do conversor no <i>MCDP</i> para $D > 0,5$	88

Figura 3.27 - Principais formas de onda das etapas de operação do conversor no <i>MCDP</i> para $D > 0,5$	89
Figura 3.28 - Primeira etapa de operação do conversor no <i>MCDT</i> para $D < 0,5$	90
Figura 3.29 - Segunda etapa de operação do conversor no <i>MCDT</i> para $D < 0,5$	91
Figura 3.30 - Terceira etapa de operação do conversor no <i>MCDT</i> para $D < 0,5$	91
Figura 3.31 - Quarta etapa de operação do conversor no <i>MCDT</i> para $D < 0,5$	91
Figura 3.32 - Quinta etapa de operação do conversor em <i>MCDT</i> para $D < 0,5$	92
Figura 3.33 - Sexta etapa de operação do conversor no <i>MCDT</i> para $D < 0,5$	92
Figura 3.34 - Sétima etapa de operação do conversor no <i>MCDT</i> para $D < 0,5$	93
Figura 3.35 - Oitava etapa de operação do conversor no <i>MCDT</i> para $D < 0,5$	93
Figura 3.36 - Principais formas de onda das etapas de operação do conversor no <i>MCDT</i> para $D < 0,5$	94
Figura 3.37 - Primeira etapa de operação do conversor no <i>MCDT</i> para $D > 0,5$	95
Figura 3.38 - Segunda etapa de operação do conversor no <i>MCDT</i> para $D > 0,5$	95
Figura 3.39 - Terceira etapa de operação do conversor no <i>MCDT</i> para $D > 0,5$	96
Figura 3.40 - Quarta etapa de operação do conversor no <i>MCDT</i> para $D > 0,5$	96
Figura 3.41 - Quinta etapa de operação do conversor no <i>MCDT</i> para $D > 0,5$	97
Figura 3.42 - Sexta etapa de operação do conversor no <i>MCDT</i> para $D > 0,5$	97
Figura 3.43 - - Sétima etapa de operação do conversor no <i>MCDT</i> para $D > 0,5$	97
Figura 3.44 - Oitava etapa de operação do conversor no <i>MCDT</i> para $D > 0,5$	98
Figura 3.45 - Principais formas de onda das etapas de operação do conversor em <i>MCDT</i> para $D > 0,5$	99
Figura 3.46 - Comparativo do ganho estático do conversor proposto com o ganho dos conversores <i>boost</i> clássico e o <i>boost</i> quadrático.....	103
Figura 3.47 - Característica externa parcial do primeiro estágio do conversor no <i>MCDP</i> para $D < 0,5$	111
Figura 3.48 - Característica externa parcial do segundo estágio do conversor no <i>MCDP</i> para $D < 0,5$	111
Figura 3.49 – Característica externa total do conversor no <i>MCDP</i> para $D < 0,5$	112
Figura 3.50 - Característica externa parcial do primeiro estágio do conversor no <i>MCDP</i> para $D > 0,5$	112
Figura 3.51 - Característica externa parcial do segundo estágio do conversor no <i>MCDP</i> para $D > 0,5$	113

Figura 3.52 – Característica externa total do conversor no <i>MCDP</i> para $D > 0,5$	113
Figura 3.53 – Característica externa parcial do primeiro estágio do conversor no <i>MCDT</i> para $D < 0,5$	114
Figura 3.54 - Característica externa parcial do segundo estágio do conversor no <i>MCDT</i> para $D < 0,5$	114
Figura 3.55 – Característica externa total do conversor no <i>MCDT</i> para $D < 0,5$	115
Figura 3.56 - Característica externa parcial do primeiro estágio do conversor no <i>MCDT</i> para $D > 0,5$	115
Figura 3.57 - Característica externa parcial do segundo estágio do conversor no <i>MCDT</i> para $D > 0,5$	116
Figura 3.58 – Característica externa total do conversor no <i>MCDT</i> para $D > 0,5$	116
Figura 3.59 - Ondulação de corrente em L_1 normalizada para $D < 0,5$	119
Figura 3.60 - Ondulação de corrente em L_2 normalizada para $D < 0,5$	121
Figura 3.61 - Ondulação de corrente em L_1 normalizada para $D > 0,5$	124
Figura 3.62 - Ondulação de corrente em L_2 normalizada para $D > 0,5$	125
Figura 3.63 - Ondulação de corrente no indutor L_1	126
Figura 3.64 - Ondulação da corrente no indutor L_2	126
Figura 3.65 - Tensão e corrente no interruptor S_1 (a) e interruptor S_2 (b) para $D > 0,5$	129
Figura 3.66 - Tensão e corrente no diodo D_1 para $D > 0,5$	131
Figura 3.67 - Tensão e corrente no diodo D_2 para $D > 0,5$	132
Figura 3.68 - Tensão e corrente no diodo D_3 (a) e diodo D_4 (b) para $D > 0,5$	133
Figura 3.69 - Tensão e corrente do capacitor C_{oint} para $D > 0,5$	135
Figura 3.70 - Tensão e corrente nos capacitores do filtro C_{o1} (a) e C_{o2} (b) para $D > 0,5$	136
Figura 3.71 - Tensão e corrente no indutor L_1 para $D > 0,5$	138
Figura 3.72 – Tensão e corrente no indutor L_2 para $D > 0,5$	139
Figura 4.1 – Distribuição das perdas nos componentes	157
Figura 4.2 – Perdas totais em percentual em cada componente	157
Figura 5.1 – Diagrama do esquema geral do sistema de controle	164
Figura 5.2 – Circuito equivalente da planta de equalização de tensão de saída do conversor	168
Figura 5.3 - Forma de onda para geração do <i>PWM</i>	169
Figura 5.4 - Modelo do sensor de tensão	171
Figura 5.5 – Diagrama de blocos da malha de corrente	172
Figura 5.6 - Circuito e diagrama de ganho do compensador de corrente	173

Figura 5.7 - Curva avanço de fase α em função do fator K.....	174
Figura 5.8 – Diagrama de blocos da malha de tensão total	175
Figura 5.9 – Diagrama de blocos da malha de desequilíbrio de tensão.....	176
Figura 5.10 - Diagramas de ganho e fase das funções de transferência da malha de corrente não compensada.....	179
Figura 5.11 – Diagramas de ganho e de fase da função de transferência de laço aberto da malha de corrente compensada	180
Figura 5.12 – Diagramas de ganho e de fase da função de transferência de laço aberto da malha de tensão total não compensada	181
Figura 5.13 - Diagramas de ganho e de fase da função de transferência de laço aberto da malha de tensão total compensada.....	182
Figura 5.14 - Diagramas de ganho e de fase da função de transferência de laço aberto da malha de desequilíbrio de tensão não compensada	183
Figura 5.15 – Diagramas de ganho e de fase da função de transferência de laço aberto da malha de desequilíbrio de tensão compensada	184
Figura 6.1 – Circuitos simulados (a) de potência e (b) de sensor de tensão.....	187
Figura 6.2 – Circuitos simulados (a) de controle e (b) do Modulador	188
Figura 6.3 – Fotografia do protótipo implementado	189
Figura 6.4 – Ganho estático teórico e experimental	189
Figura 6.5 – Formas de onda de tensão e corrente de entrada simulada	190
Figura 6.6 – Formas de onda de tensão e corrente de entrada obtidas experimentalmente (CH2-40 V/div; CH4-5 A/div; 5 us/div).....	190
Figura 6.7 – Tensão e corrente intermediária resultado de simulada	191
Figura 6.8 – Tensão e corrente intermediária resultado experimental (CH1-40 V/div; CH4-2 A/div; 5 us/div)	191
Figura 6.9 – Tensão sobre indutores resultado de simulação	192
Figura 6.10 – Tensão sobre indutores resultado experimental (CH1-20 V/div; CH2-40 V/div; 2,5 us/div)	192
Figura 6.11 – Tensão sobre os interruptores resultado de simulação	193
Figura 6.12 – Tensão sobre os interruptores resultado experimental (40 V/div; 5 us/div)	193
Figura 6.13 – Tensão sobre os diodos D_1 e D_2 resultado de simulação	194
Figura 6.14 – Tensão sobre diodos D_1 e D_2 resultado experimental (40 V/div; 2,5 us/div) ..	194
Figura 6.15 – Tensão sobre diodos D_3 e D_4 resultado de simulação	195

Figura 6.16 – Tensão sobre diodos D_3 e D_4 resultado experimental	195
Figura 6.17 – Tensão sobre capacitores de saída resultado de simulação	196
Figura 6.18 – Tensão sobre capacitores de saída resultado experimental (100 V/div; 5 us/div)	196
Figura 6.19 – Tensão total e corrente de saída resultado de simulação	197
Figura 6.20 – Tensão total e corrente de saída resultado experimental (CH3-100 V/div; CH4-1 A/div; 5 us/div)	197
Figura 6.21 – Tensão e corrente de saída para degrau de carga de 50% para 100% resultado de simulação	198
Figura 6.22 – Tensão e corrente de saída para degrau de carga de 50% para 100% resultado experimental (CH3-100 V/div; CH4-200 mA/div; 50 ms/div)	198
Figura 6.23 – Tensão e corrente de saída para degrau de carga de 100% para 50% resultado de simulação	199
Figura 6.24 – Tensão e corrente de saída para degrau de carga de 100% para 50% resultado experimental (CH3-100 V/div; CH4-200 mA/div; 50 ms/div)	199
Figura 6.25 - Tensão nos capacitores (V_{co1} e V_{co2}) e corrente de saída para degrau de carga de 50% para 100% resultado de simulação	200
Figura 6.26 - Tensão nos capacitores (V_{co1} e V_{co2}) e corrente de saída para degrau de carga de 50% para 100% resultado experimental (CH1_2-40 V/div; CH4-200 mA/div; 50 ms/div)	200
Figura 6.27 - Tensão nos capacitores (V_{co1} e V_{co2}) e corrente de saída para degrau de carga de 100% para 50% resultado de simulação	201
Figura 6.28- Tensão nos capacitores (V_{co1} e V_{co2}) e corrente de saída para degrau de carga de 100% para 50% resultado de experimental (CH1_2-40 V/div; CH4-200 mA/div; 50 ms/div)	201
Figura 6.29 - Tensão nos capacitores (V_{co1} e V_{co2}) e corrente de saída para carga desequilibrada resultado de simulação	202
Figura 6.30 - Tensão nos capacitores (V_{co1} e V_{co2}) e corrente de saída para carga desequilibrada resultado experimental (CH1_2-40 V/div; CH4-200 mA/div; 50 ms/div)	202
Figura 6.31 - Tensão nos capacitores (V_{co1} e V_{co2}) e corrente de saída para carga desequilibrada resultado de simulação	203

Figura 6.32 - Tensão nos capacitores (V_{co1} e V_{co2}) e corrente de saída para carga desequilibrada resultado experimental (CH1_2-40 V/div; CH2-200 mA/div; 50 ms/div).....	203
Figura 6.33 - Tensão do barramento, tensão e corrente de saída do inversor: (a) Resultado de simulação; (b) Resultado experimental (CH1, CH2 – 100 V/div; CH4 – 5 A/div; T – 2,5 ms/div).....	204
Figura 6.34 - Tensão dos capacitores do barramento, tensão e corrente de saída do inversor: (a) Resultado de simulação; (b) Resultado experimental (CH1, CH2, CH3 – 100 V/div; CH4 – 5 A/div; T – 2,5 ms/div)	205
Figura 6.35 - Tensão nos capacitores do barramento, tensão e corrente de saída do inversor para degrau de carga 100% - 50%: (a) Resultado de simulação e (b) Resultado experimental (CH1 – 100 V/div; CH2 – 40 V/div; CH4 – 2 A/div; T – 50 ms/div) 206	206
Figura 6.36 - Tensão no barramento, tensão e corrente de saída do inversor para degrau de carga 100% - 50%: (a) Resultado de simulação e (b) Resultado experimental (CH1, CH3 – 100 V/div, CH4 – 2 A/div; T – 50 ms/div).....	207
Figura 6.37 - Tensão nos capacitores do barramento, tensão e corrente de saída do inversor para degrau de carga 50% - 1000%: (a) Resultado de simulação e (b) Resultado experimental (CH1 – 100 V/div; CH2, CH3 – 40 V/div; CH4 – 2 A/div; T – 50 ms/div).....	208
Figura 6.38 - Tensão do barramento, tensão e corrente de saída do inversor para degrau de carga 50% - 1000%: (a) Resultado de simulação e (b) Resultado experimental (CH1, CH3 – 100 V/div; CH4 – 2 A/div; T – 50 ms/div).....	209
Figura 1 - Circuito utilizado na validação.....	220
Figura 2 - Validação do modelo da planta de corrente do conversor ($I_{Li}(s)/D(s)$): (a) diagrama de ganho e (b) Diagrama de fase.....	221
Figura 3 - Validação do modelo da planta de tensão do conversor ($V_o(s)/D(s)$): (a) diagrama de ganho e (b) Diagrama de fase.....	222

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 - Materiais mais comum utilizados no módulo fotovoltaico [9].....	27
Tabela 1.2 - Especificações elétricas do módulo fotovoltaico <i>SW-130 Poly</i> [20].....	49
Tabela 1.3 - Comparação entre os resultados no ponto de máxima potência referente às curvas obtidas através de simulação e experimentação.....	54
Tabela 3.1 - Sequências de estado dos interruptores para $D > 0,5$	71
Tabela 3.2 - Sequências de estado dos interruptores para $D < 0,5$	73
Tabela 4.1 - Especificações do Projeto.....	141
Tabela 4.2 - Parâmetros de Projeto do Indutor L_1	144
Tabela 4.3 - Características do Núcleo <i>EE-42/21/15-IP12</i>	144
Tabela 4.4 - Características do Fio Esmaltado <i>26 AWG</i>	146
Tabela 4.5 – Resultados do Projeto do Indutor L_1	146
Tabela 4.6 - Parâmetros de Projeto do Indutor L_2	147
Tabela 4.7 - Características do Núcleo <i>EE-42/21/15-IP12</i>	147
Tabela 4.8 - Resultados do Projeto do Indutor L_2	149
Tabela 4.9 - Parâmetros para o cálculo das perdas no núcleo	150
Tabela 4.10 - Características do <i>HiPerFETTM PowerMOSFETs IXFR90N30</i> [49]	152
Tabela 4.11 - Características do Diodo <i>HFA15PB60</i> [50]	155
Tabela 4.12 - Especificação do capacitor C_{oint} [51].....	160
Tabela 4.13 - Especificação do capacitor C_{o1} e C_{o2} [51]	160
Tabela 4.14 – Comparativos dos valores calculados e simulados.....	161
Tabela 5.1 - Parâmetros para projeto do sistema de controle.....	178

LISTA DE ABREVIATURAS E SIMBOLOGIAS

Δ	Profundidade de penetração da corrente
$\Delta B_{(max)}$	Variação máxima da densidade de fluxo magnético no núcleo
ΔI_{L1}	Ondulação de corrente do indutor L_1
ΔI_{L2}	Ondulação de corrente do indutor L_2
ΔI_{ext}	Variação de corrente da fonte externa do módulo
$\Delta t_1 - \Delta t_8$	Intervalo de tempo da comutação dos interruptores num período
ΔT	Elevação de temperatura
ΔV_{CoInt}	Ondulação de tensão do capacitor intermediário
$\Delta V_{Co1}, \Delta V_{Co2}$	Ondulação de tensão nos capacitores do filtro de saída
ΔV_o	Ondulação da tensão de saída
μ_0	Permeabilidade do vácuo
η	Rendimento
β_{L1}, β_{LI}	Ondulação de corrente do indutor normalizada
λ	Comprimento de onda
γ_1, γ_2	Corrente normalizada
A_e	Área efetiva da perna central do núcleo de ferrite
A_w	Área efetiva da janela do núcleo de ferrite
$A_w A_e$	Produto das áreas do núcleo e da janela
AM	Referência padrão do módulo fotovoltaico
$B_{(max)}$	Máxima densidade de fluxo magnético
C	Velocidade da luz
CC	Corrente contínua
C_{oint}	Capacitância do capacitor intermediário
C_{o1}	Capacitância parcial do filtro de saída (parte superior)
C_{o2}	Capacitância parcial do filtro de saída (parte inferior)
$C_{id} (s)$	Controlador da malha de corrente
$C_{vi} (s)$	Controlador da malha de tensão total
$C_{vd} (s)$	Controlador da malha de desequilíbrio
C_{1i}, C_{2i}	Capacitância dos capacitores do controlador de corrente
C_{1v}, C_{2v}	Capacitância dos capacitores do controlador de tensão
C_{1vd}, C_{2vd}	Capacitância dos capacitores do controlador de desequilíbrio
D	Razão cíclica
$D_{(max)}$	Razão cíclica máxima
D_{cobre}	Diâmetro do cobre
D_{isol}	Diâmetro com isolamento
$D_{-módulo}$	Diodo do módulo
$D_1, D_2, D_3 \text{ e } D_4$	Diodos retificadores do conversor
E	Energia da banda de “gap”
EMI	Interferência de eletromagnética
f	Frequência relativa à velocidade da luz
f_s	Frequência de comutação
f_{P1}, f_{P2}	Frequência do pólo do controlador
$FTLA_{CCid} (s)$	Função de transferência de laço aberto da malha de corrente com controlador
$FTLA_{CCvd} (s)$	Função de transferência de laço aberto da malha de desequilíbrio com controlador

$FTLA_{CCvi}(s)$	Função de transferência de laço aberto da malha de tensão total com controlador
$FTLA_{SCid}(s)$	Função de transferência de laço aberto da malha de corrente sem controlador
$FTLA_{SCvd}(s)$	Função de transferência de laço aberto da malha de tensão de desequilíbrio sem controlador
$FTLA_{SCvi}(s)$	Função de transferência de laço aberto da malha de tensão total sem controlador
G	Ganho estático
$G_{id}(s)$	Planta da corrente de entrada
$G_{vi}(s)$	Planta da tensão total de saída
$G_{vd}(s)$	Planta de desequilíbrio da tensão de saída
h	Constante de <i>Planck</i>
I_λ	Corrente gerada por uma célula fotovoltaica
$I_{\lambda\text{-modulo}}$	Corrente gerada por um módulo fotovoltaico
i_{RRM}	Corrente de pico de recuperação reversa
I_{Coint}	Corrente instantânea do capacitor intermediário
$I_{Coint(eficaz)}$	Corrente eficaz do capacitor intermediário
I_{Co1}, I_{Co2}	Corrente instantânea dos capacitores de saída
$I_{Co1(eficaz)}, I_{Co2(eficaz)}$	Corrente eficaz dos capacitores de saída
I_D	Corrente do diodo de um módulo fotovoltaico
$I_{D1(méd)} \text{ a } I_{D4(méd)}$	Corrente média dos diodos retificadores
$I_{D1(eficaz)} \text{ a } I_{D4(eficaz)}$	Corrente eficaz dos diodos retificadores
$I_{D1(máx)} \text{ a } I_{D4(máx)}$	Corrente máxima dos diodos retificadores
I_{DS}	Corrente de dreno-fonte do MOSFET
$I_F(méd)$	Corrente média de condução direta do MOSFET
I_{FRM}	Corrente máxima de pico repetitivo de condução direta do MOSFET
I_{L1}, I_{L2}	Corrente média dos indutores L_1 e L_2
$I_{L1(eficaz)}, I_{L2(eficaz)}$	Corrente eficaz dos indutores L_1 e L_2
I_{L1M}, I_{L2M}	Corrente máxima dos indutores L_1 e L_2
I_{L1m}, I_{L2m}	Corrente mínima dos indutores L_1 e L_2
$I_{módulo}$	Corrente de saída de um módulo fotovoltaico
I_{MP}	Corrente de máxima potência de um módulo fotovoltaico
I_o	Corrente de saída
I_P	Corrente da resistência paralela de uma célula fotovoltaica
I_{RP}	Corrente máxima de pico repetitivo do MOSFET
I_{rr}	Corrente de recuperação do diodo
I_S	Corrente da resistência série de uma célula fotovoltaica
$I_{s1(méd)}, I_{s2(méd)}$	Corrente média dos interruptores
$I_{s1(eficaz)}, I_{s1(eficaz)}$	Corrente eficaz dos interruptores
$I_{s1(máx)}, I_{s1(máx)}$	Corrente máxima nos interruptores
I_{SC}	Corrente de curto circuito de um módulo fotovoltaico
$J_{máx}$	Máxima densidade de corrente elétrica
k	Constante de Boltzman
K_E	Coefficiente de perdas por corrente parasitas
K_H	Coefficiente de perdas por histerese
K_u	Fator de utilização da janela
K_W	Fator de utilização da área da janela
l_e	Altura da janela do núcleo
l_g	Entreferro do núcleo magnético

l_t	Comprimento médio de uma espira
L_1 e L_2	Indutores do conversor
MCC	Modo de condução contínua
$MCDP$	Modo de condução descontínua parcial
$MCDC$	Modo de condução descontínua completa
$MOSFET$	Metal oxide semiconductor field effect transistor
MPP	Ponto de máxima potência
$MPPT$	Rastreador de ponto de máxima potência
n_p	Número de célula em série
n_s	Número de célula em paralela
N_{L1}, N_{L2}	Número de espiras dos indutores L_1 e L_2
P	Potência
P_{cobre}	Perda no cobre
P_{cond}	Perda em condução
P_{com}	Perda na comutação
P_{L1}, P_{L2}	Perdas total nos indutores L_1 e L_2
$P_{núcleo}$	Perda no núcleo
P_{in}	potência de entrada
$P_{máx}$	Potência máxima
P_{MP}	Potência de máxima potência
P_o	Potência de saída
PWM	Modulador por largura de pulso
q	Carga de elétron
Q_{rr}	Carga de recuperação reversa do diodo
$R_{\theta CS}$	Resistência térmica de junção-dissipador
$R_{\theta JA}$	Resistência térmica de junção-ambiente
$R_{\theta JC}$	Resistência térmica de junção-encapsulamento
$R_{\theta SA}$	Resistência térmica máxima entre dissipador e o ambiente
R_{1i}, R_{2i}	Resistência do controlador de corrente
R_{1v}, R_{2v}	Resistência do controlador de tensão
R_{1vd}, R_{2vd}	Resistência do controlador de desequilíbrio
R_{cobre}	Resistência do cobre
$R_{DS(on)}$	Resistência de condução dreno-fonte
R_l	Resistência linear
R_o	Resistência da carga
R_p	Resistência paralela de uma célula fotovoltaica
$R_{p-módulo}$	Resistência paralela de um módulo fotovoltaico
R_s	Resistência série de uma célula fotovoltaica
$R_{s-módulo}$	Resistência série de um módulo fotovoltaico
S	Radiação solar
S_1, S_2	Interruptores do conversor
S_{cobre}	Área seção transversal sem isolamento
S_{isol}	Área seção transversal com isolamento
t	Tempo
t_{rr}	Tempo de recuperação reversa do diodo
t_l a t_8	Tempo de chaveamento num período de funcionamento
T	Temperatura
T	Período de funcionamento
V	Tensão
$V_{Cid} (s)$	Tensão compensada da malha de corrente

$V_{Cvd} (s)$	Tensão compensada da malha de desequilíbrio
$V_{Cvi} (s)$	Tensão compensada da malha de tensão total
V_{Coint}	Tensão do capacitor intermediário
$V_{coint(máx)}$	Tensão máxima do capacitor intermediário
V_{co1}, V_{o2}	Tensão nos capacitores de saída
$V_{co1(máx)}, V_{co2(máx)}$	Tensão máxima nos capacitores de saída
$V_{d-módulo}$	Tensão do diodo de um módulo fotovoltaico
V_{DI} a V_{D4}	Tensão de diodos retificadores
$V_{DI(máx)}$ a $V_{D4(máx)}$	Tensão máxima sobre os diodos retificadores
V_{ext}	Fonte de tensão externa do circuito equivalente de um módulo
V_{L1}, V_{L2}	Tensão sobre indutores
$V_{L1(máx)}, V_{L2(máx)}$	Tensão máxima sobre indutores
V_{S1}, V_{S2}	Tensão sobre interruptores
$V_{S1(máx)}, V_{S2(máx)}$	Tensão máxima sobre interruptores
ZCT	Zero current Transition

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO GERAL.....	23
1 ESTUDO DO PAINEL FOTOVOLTAICO.....	26
1.1 CÉLULA FOTOVOLTAICA.....	26
1.2 EFEITO FOTOVOLTAICO.....	28
1.3 CONDIÇÕES PADRÃO DE TESTE.....	31
1.4 EFEITO DA TEMPERATURA E DA IRRADIAÇÃO.....	32
1.5 CONDIÇÃO DE FUNCIONAMENTO IDEAL.....	33
1.6 DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS E MODELAGEM DE UM MÓDULO FOTOVOLTAICO.....	34
1.6.1 Circuito equivalente dos módulos fotovoltaicos.....	34
1.6.2 Módulo fotovoltaico com a configuração série de células.....	35
1.6.3 Módulo fotovoltaico com a configuração paralela de células.....	37
1.6.4 Módulo fotovoltaico com configuração mista de células fotovoltaicas.....	40
1.6.5 Determinação dos parâmetros do módulo fotovoltaico.....	40
1.6.6 Modelagem do módulo fotovoltaico.....	46
1.7 MÓDULO FOTOVOLTAICO <i>SW – 130 POLY</i>	49
1.8 CONCLUSÃO.....	54
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA DE TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CC NÃO ISOLADOS COM ALTO GANHO ESTÁTICO.....	56
2.1 CONVERSOR <i>BOOST</i> DE TRÊS NÍVEIS.....	59
2.2 CONVERSOR <i>BOOST</i> DE DOIS ESTÁGIOS.....	60
2.3 CONVERSOR <i>BOOST</i> QUADRÁTICO.....	61
2.4 CONVERSOR <i>BOOST</i> COM INDUTORES ACOPLADOS.....	61
2.5 CONVERSOR <i>BOOST</i> COM A TÉCNICA DE CAPACITOR CHAVEADO.....	63
2.6 CONVERSOR <i>BOOST</i> QUADRÁTICO DE TRÊS NÍVEIS.....	64
2.7 CONVERSOR <i>CC-CC BOOST</i> BASEADO NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS.....	65
2.8 CONVERSOR PROPOSTO.....	67
2.9 CONCLUSÃO.....	68

3	ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CONVERSOR CC-CC NÃO ISOLADO DE ELEVADO GANHO.....	69
3.1	TOPOLOGIA	69
3.2	TÉCNICA DE MODULAÇÃO.....	70
3.3	ANÁLISE QUALITATIVA DO CONVERSOR.....	73
3.3.1	Análise qualitativa do conversor para o Modo de Condução Contínua (MCC).....	73
3.3.1.1	Etapas de operação para $D < 0,5$	74
3.3.1.2	Etapas de operação para $D > 0,5$	76
3.3.2	Análise qualitativa do conversor para o Modo de Condução Descontínua (MCD).....	79
3.3.2.1	Etapas de operação para o Modo de Condução Descontínua Parcial (MCDP)	81
3.4	ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR.....	98
3.4.1	Ganho estático ideal do conversor no Modo de Condução Contínua (MCC)	99
3.4.1.1	Ganho estático ideal do conversor no Modo de Condução Contínua (MCC) para $D < 0,5$	100
3.4.2	Ganho estático ideal do conversor no Modo de Condução Descontínua (MCD).....	103
3.4.2.1	Ganho estático do conversor no MCDP para $D < 0,5$	104
3.4.2.2	Ganho estático do conversor no MCDP para $D > 0,5$	105
3.4.2.3	Ganho estático do conversor no MCDT para $D < 0,5$	106
3.4.2.4	Ganho estático do conversor no MCDT para $D > 0,5$	108
3.4.3	Característica externa	110
3.4.3.1	Característica externa do conversor em MCDP para $D < 0,5$	110
3.4.3.2	Característica externa do conversor no MCDP para $D > 0,5$	111
3.4.3.3	Característica externa do conversor no MCDT para $D < 0,5$	113
3.4.3.4	Característica externa do conversor no MCDT para $D > 0,5$	115

3.4.4	Ondulação de corrente nos indutores	116
3.4.4.1	Ondulação de corrente nos indutores no <i>MCC</i> para $D < 0,5$	117
3.4.4.2	Ondulação de corrente nos indutores para $D > 0,5$	120
3.4.5	Ondulação de tensão nos capacitores C_{oint} , C_{o1} E C_{o2}	127
3.4.5.1	Ondulação de tensão no capacitor C_{oint}	127
3.4.5.2	Ondulação da tensão dos capacitores de saída C_{o1} e C_{o2}	128
3.4.6	Cálculo dos esforços	129
3.4.6.1	Interruptores S_1 e S_2	129
3.4.6.2	Diodo D_1	130
3.4.6.3	Diodo D_2	132
3.4.6.4	Diodos D_3 e D_4	133
3.4.6.5	Capacitor C_{oint}	134
3.4.6.6	Capacitores do filtro de saída C_{o1} e C_{o2}	136
3.4.6.7	Indutor L_1	137
3.4.6.8	Indutor L_2	139
3.5	CONCLUSÃO	140
4	PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO.....	142
4.1	ESPECIFICAÇÃO DO CONVERSOR	141
4.2	PROJETO E ESPECIFICAÇÃO DOS COMPONENTES DO CONVERSOR	142
4.2.1	Cálculo dos parâmetros básicos	142
4.2.2	Dimensionamento dos indutores L_1 e L_2	143
4.2.2.1	Projeto físico do indutor L_1	144
4.2.2.2	Projeto físico do indutor L_2	147
4.2.3	Cálculo térmico dos indutores L_1 e L_2	149
4.2.3.1	Cálculo térmico do indutor L_1	149
4.2.3.2	Cálculo térmico do indutor L_2	151

4.2.4	Dimensionamentos dos interruptores S_1 e S_2	151
4.2.4.1	Esforços de tensão e corrente	151
4.2.4.2	Cálculo das perdas dos interruptores	152
4.2.5	Dimensionamento dos diodos D_1 , D_2 , D_3 E D_4	153
4.2.5.1	Esforços de tensão e corrente	153
4.2.5.2	Cálculo das perdas dos diodos.....	154
4.2.6	Distribuição das perdas nos componentes e cálculo da estimativa do rendimento	156
4.2.7	Dimencionamento do dissipador.....	157
4.2.8	Dimensionamento dos capacitores C_{int} , C_{o1} e C_{o2}	158
4.2.8.1	Esforços de tensão e corrente	158
4.2.8.2	Cálculo do valor da capacitância e da resistência série equivalente	159
4.3	VALIDAÇÃO DOS CÁLCULOS DOS ESFORÇOS	161
4.4	CONCLUSÃO	162
5	MODELAGEM E PROJETO DE CONTROLE.....	164
5.1	ESTRATÉGIA DE CONTROLE	163
5.2	OBTENÇÃO DOS MODELOS DO CONVERSOR	164
5.2.1	Modelo da planta de corrente do conversor ($G_{id}(s)$)	165
5.2.2	Modelo da planta da tensão total do conversor ($G_{vi}(s)$)	167
5.2.3	Modelo da planta da tensão diferencial do conversor ($G_{vd}(s)$)	168
5.2.4	Modelo do modulador PWM	169
5.2.5	Modelo do sensor de corrente	170
5.2.6	Modelo de sensor de tensão	170
5.3	PROJETO DOS CONTROLADORES	171
5.3.1	Malha de corrente.....	171
5.3.2	Malha de tensão total	175
5.3.4	Projeto do controlador de corrente.....	177

5.3.5	Projeto do controlador da tensão total.....	180
5.3.6	Projeto do controlador malha de equalização de tensão	182
5.4	CONCLUSÃO	185
6	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS.....	187
6.1	CIRCUITO DE SIMULAÇÃO	186
6.2	PROTÓTIPO	186
6.3	CURVAS DE GANHO ESTÁTICO	186
6.4	FORMAS DE ONDA DE TENSÃO E CORRENTE DE ENTRADA	189
6.5	FORMAS DE ONDA DE TENSÃO E CORRENTE INTERMEDIÁRIAS ...	190
6.6	FORMAS DE ONDA DE TENSÃO NOS INDUTORES	191
6.7	FORMAS DE ONDA DE TENSÃO NOS INTERRUPTORES.....	192
6.8	FORMAS DE ONDA DE TENSÃO NOS DIODOS D_1 E D_2	193
6.9	TENSÃO NOS DIODOS D_3 E D_4	195
6.10	TENSÃO NOS CAPACITORES DE SAÍDA	196
6.11	TENSÃO TOTAL E CORRENTE DE SAÍDA	197
6.12	FORMAS DE ONDA DE TENSÃO E CORRENTE DE SAÍDA COM DEGRAU DE CARGA	198
6.13	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAL DO CONVERSOR CONECTADO A UM INVERSOR MEIA-PONTE	203
6.14	EFICIÊNCIA	210
6.15	CONCLUSÃO	211
	CONCLUSÃO GERAL.....	213
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	215
	APÊNDICE I.....	220

INTRODUÇÃO GERAL

Nos últimos anos tem-se notado que a demanda mundial por energia elétrica e a crescente necessidade de redução do impacto ambiental são temas de grande importância. A busca por medidas para o uso racional da energia e a discussão sobre a sustentabilidade energética do planeta, que teoricamente é possível de ser alcançada com o uso de fontes potencialmente limpas e renováveis também são outros assuntos bastante importantes. Isso vem forçando os países, de forma geral, a buscarem novas fontes de energia, principalmente explorando os recursos energéticos renováveis para complementar a principal fonte de energia da atualidade: o petróleo.

A fonte de energia solar fotovoltaica vem se mostrando uma alternativa muito interessante para complementar o sistema de geração de energia elétrica. Este tipo de aproveitamento da energia solar, antes atrativo apenas em regiões remotas ou em zonas rurais, tornou-se uma solução economicamente viável para a utilização em aplicações urbanas. Na atualidade, a tendência é que dentre as diversas fontes de energia renováveis e sistemas de armazenamento de energia, a utilização de energia solar fotovoltaica assuma um papel muito expressivo, tendo crescido mais de 30% ao ano e apresentado redução nos custos de implantação [1, 2].

O sistema de energia solar fotovoltaica conectado à rede em aplicações residenciais é um segmento com rápido crescimento na Europa, Japão e nos Estados Unidos [1]. Atualmente, já existem sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica com potência desde 1,45 kW a vários MW, sendo que a potência da maioria dos sistemas fotovoltaicos residenciais se encontra na faixa de 1,45 kW a 5 kW [3].

A energia gerada através de sistemas fotovoltaicos é considerada, de maneira geral, como um processo pouco eficiente, pois o rendimento dos módulos solares comerciais é da ordem de 14% atualmente, quando novos, e ainda apresentam uma redução em seu rendimento com o aumento da temperatura, afetando seus parâmetros nominais como a tensão e a corrente de saída. Além disso, a tensão nominal proveniente de um módulo fotovoltaico é geralmente baixa e este sofre influência do envelhecimento. A tensão do ponto de máxima potência de um módulo é de 15 a 40 V, enquanto a faixa de potência nominal de um painel situa-se em torno de 100 a 300 W [3, 4]. Esses valores são insuficientes quando comparados com a tensão requerida no

barramento *CC* de inversores de tensão (300 a 400 Vdc), o que dificulta a obtenção de uma alta eficiência no processamento desta energia.

Diante dessa situação, em sistemas fotovoltaicos torna-se necessária a associação de módulos em série e/ou paralelo a fim de que se tenha na saída do sistema, a tensão e corrente desejadas para as aplicações específicas. A correta configuração de módulos, capaz de fornecer energia a uma determinada aplicação, é obtida ligando-se um determinado número de módulos em série necessários para fornecer a tensão desejada e em paralelo necessários para fornecer corrente suficiente à carga.

A conexão em série dos módulos fotovoltaicos nos sistemas não isolados é uma alternativa para compensar a diferença entre a tensão baixa dos módulos e a tensão necessária no barramento *CC* do inversor. No entanto, a potência gerada na saída pode ser bastante reduzida devido ao problema de incompatibilidade entre módulos e de sombreamento parcial, dificultando a atuação dos algoritmos de *MPPT*, reduzindo a sua eficiência e, conseqüentemente, a eficiência total do sistema, que é composta pela eficiência relativa ao controle e pela eficiência relativa ao processamento [1, 3, 4].

Sendo assim, a conversão modular de energia sem o isolamento galvânico pode ser promissora, pois permitiria um bom aproveitamento da energia disponível nos painéis (elevada eficiência de *MPPT*), sofrendo pouca perturbação diante de sombreamentos parciais. Obviamente, a necessidade de aumento da tensão com ganho relativamente elevado penaliza a eficiência de conversão. A decisão diante das opções expostas não é óbvia, mas ilustra a necessidade de investigação na área de conversão não isolada e com elevado ganho.

Além dos conversores isolados com transformador, o conversor *boost* convencional é comumente adotado. Porém, na prática este conversor possui ganho estático limitado em função das perdas quando operando nos extremos da razão cíclica [5, 6].

Como alternativa, baseado no conversor *boost* convencional, novas topologias foram desenvolvidas para a obtenção de altos valores de ganho estático e alta eficiência. Segundo [7], existem dois grupos principais de conversores desenvolvidos baseados no conversor *boost* convencional. Os conversores do primeiro grupo são aqueles que são obtidos através da conexão de dois ou mais conversores do tipo *boost* convencional em cascata, e no segundo grupo estão os conversores que são obtidos utilizando as técnicas: capacitor chaveado, indutor chaveado, células de multiplicador de tensão, célula de três estados, etc.

O presente trabalho tem como objetivo apresentar o estudo, a metodologia de projeto e a implementação de um conversor *CC-CC* não isolado de elevado ganho para aplicação no processamento de energia solar fotovoltaica. Este conversor será estudado considerando a possibilidade de aplicação no processamento modular de energia solar fotovoltaica. O conversor proposto é baseado no conversor *boost* quadrático de um interruptor e também no conversor *boost* de três níveis. A topologia proposta possui um ganho estático elevado com característica quadrática, a tensão sobre os interruptores é limitada à metade da tensão de saída e a corrente de entrada possui baixa ondulação.

No capítulo 1 é apresentado um estudo do sistema de painéis fotovoltaicos, onde é realizada uma descrição geral sobre conceito básico, funcionamento e as características de uma célula fotovoltaica. Apresenta-se a modelagem e determinação dos parâmetros de um módulo fotovoltaico, e no final deste capítulo são apresentados alguns resultados experimentais do módulo *SW – 130 Poly* disponibilizado no laboratório.

O capítulo 2 é dedicado a revisão bibliográfica de topologias de conversores *boost* com elevado ganho de tensão, onde é realizada uma descrição geral das diversas topologias, evidenciando-se suas vantagens e desvantagens.

O capítulo 3 apresenta um estudo sobre o conversor *boost* proposto neste trabalho. Analisa-se o conversor nos modos de condução contínua e descontínua. É apresentada também a característica externa do mesmo.

No capítulo 4 é mostrado o procedimento e um exemplo do projeto do estágio de potência baseando-se nas análises desenvolvidas no capítulo anterior.

No capítulo 5 são obtidas as funções de transferência que representam o comportamento dinâmico do conversor, considerando-se a corrente de entrada, tensão de saída total e a tensão do ponto médio. Além disso, é apresentada também a estratégia de controle adotada bem como o projeto dos circuitos de controle.

No capítulo 6 encontram-se as informações e os resultados das simulações e experimentais de maneira a validar os estudos e projetos apresentados nos capítulos anteriores.

Ao final do trabalho é apresentada uma discussão dos resultados obtidos acerca do desempenho do circuito proposto e uma conclusão geral.

1 ESTUDO DO MÓDULO FOTOVOLTAICO

Neste capítulo é feita uma apresentação do estudo do módulo fotovoltaico. Primeiramente é mostrado seu funcionamento, os circuitos elétricos equivalentes e as características gerais de uma célula e, em seguida, a modelagem matemática de um módulo fotovoltaico. Por fim, apresenta-se a validação de modelos dos parâmetros obtidos do módulo fotovoltaico através de simulações e experimentos utilizando o módulo fotovoltaico *SW-130 poly* disponível no laboratório.

1.1 CÉLULA FOTOVOLTAICA

O termo “*fotovoltaico*” se refere à geração direta de eletricidade pela radiação solar, relatado pela primeira vez por Edmond Becquerel em 1839 [8]. As células fotovoltaicas são dispositivos semicondutores capazes de converter diretamente energia solar, ou seja, a energia luminosa proveniente do sol em energia elétrica. Uma célula fotovoltaica pode funcionar como geradora de energia elétrica a partir da luz, ou como um sensor capaz de medir a intensidade luminosa.

As células fotovoltaicas são também designadas células solares, por aproveitarem principalmente a luz solar para gerar energia elétrica. Geralmente, células fotovoltaicas apresentam eficiência de conversão que pode variar de 3 a 31%, a qual depende de fatores como tecnologia, espectro da luz, temperatura e material da célula fotovoltaica [9]. Atualmente já existem células fotovoltaicas com eficiência de até 28%, fabricadas com arsenieto de gálio, mas o seu alto custo limita a produção para o uso da indústria espacial [10]. A Tabela 1.1 apresenta os materiais que geralmente são utilizados no módulo fotovoltaico.

Por não gerar nenhum tipo de resíduo, a célula fotovoltaica é considerada uma forma de produção de energia limpa, sendo alvo de estudos em diversos institutos de pesquisa em todo o mundo. A intensidade da radiação solar na superfície da terra chega a atingir 1 kW/m^2 , o que representa um enorme potencial energético.

Tabela 1.1 - Materiais mais comum utilizados no módulo fotovoltaico [10]

Tipo	Eficiência Teórica		Teste Prático η (%)	Módulos	
	cm^2	η (%)		cm^2	η (%)
<i>Monocrystalline silicon (Si)</i>	4	29	23	100	15 - 18
<i>Polycrystalline silicon (Si)</i>	4		18	100	12 - 18
<i>Amorphous silicon (a-Si)</i>	1	27	12	1000	5 - 18
<i>Gallium arsenide (GaAs)</i>	0.25	31	26		
<i>Copper indium-selenide (CIS)</i>	3.5	27	17		
<i>Cadmium telluride (CdTe)</i>	1	31	16		

A primeira geração de células fotovoltaicas é constituída por silício cristalino. As células consistem numa lâmina de silício formada por uma junção *p-n* que é capaz de gerar energia elétrica utilizável a partir de uma fonte de luz com os comprimentos de onda da luz solar. A primeira geração de célula constitui a tecnologia dominante em termos de produção comercial, representando mais de 80% do mercado mundial [11]. Na literatura, existem três principais tipos de células solares de silício como ilustradas na Figura 1.1.

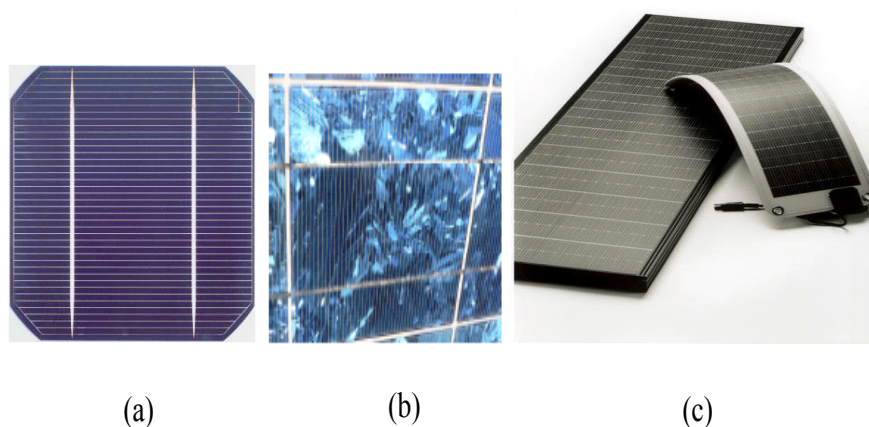


Figura 1.1 - Tipos de célula silício cristalino: (a) *mono-cristalino*; (b) *poli-cristalino*; e (c) *amorfo* [12]

- Células de silício *mono-cristalino*: pertencem à primeira geração de célula fotovoltaica. Têm um rendimento relativamente alto, por volta de 16%, podendo

atingir 23% em laboratório. No entanto, apresentam um elevado custo e complexidade de produção.

- Células de silício *poli-cristalino*: precisam de menos quantidade de energia na fabricação, logo têm um custo de produção menor. Porém, apresentam um menor rendimento elétrico (11 a 13%, conseguindo em laboratório até 18%).
- Células de silício *amorfo*: apresentam o menor custo de produção, no entanto, o seu rendimento elétrico é também o menor (8 a 10% ou 13% em laboratório).

1.2 EFEITO FOTOVOLTAICO

Uma célula fotovoltaica é constituída por duas camadas de silício dopado com átomos impurezas do tipo p e do tipo n . A Figura 1.2 mostra a estrutura básica de uma célula fotovoltaica baseada no silício. O princípio de funcionamento da célula fotovoltaica é o mesmo de um diodo comum (junção de $p-n$), pois ambos têm propriedades elétricas semelhantes.

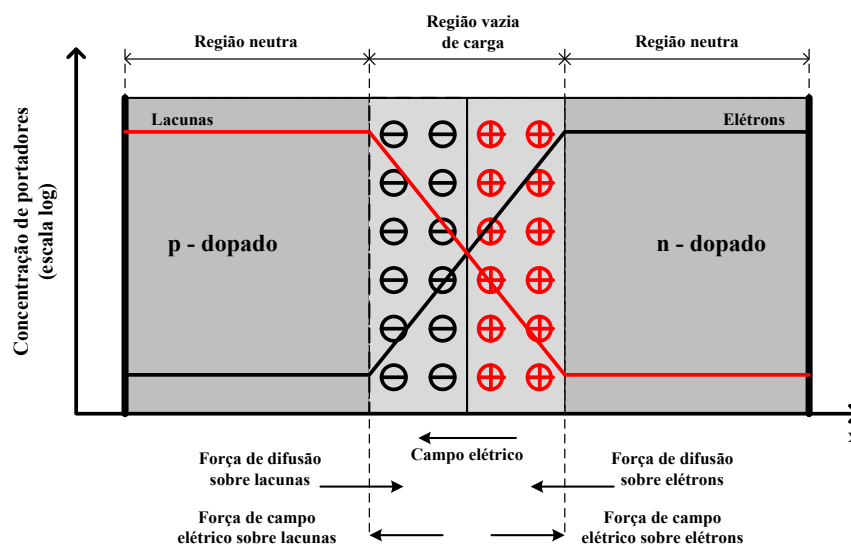


Figura 1.2 - Estrutura básica de uma célula fotovoltaica silício [12]

Na fabricação de uma célula fotovoltaica, o lado superior é composto por uma camada do tipo n , e o lado inferior por uma camada do tipo p . Como ilustrado na Figura 1.3, quando é incidido um fóton com energia suficiente para deslocar um elétron de valência, este vai passar para a banda de condução, surgindo assim um fluxo de corrente.

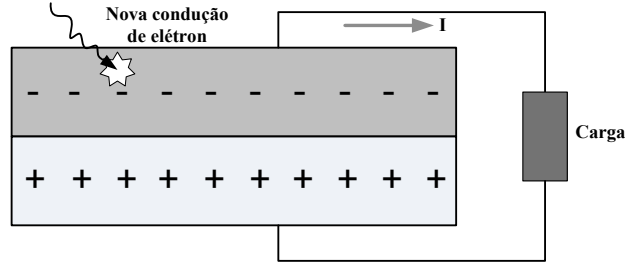


Figura 1.3 - Efeito fotovoltaico em uma célula fotovoltaica [16]

Para um elétron ser “forçado” a passar da banda de valência para a banda de condução, o elétron deve possuir pelo menos a energia da banda de *gap* ($1,12\text{ eV}$ para semicondutor silício) [12]. A energia do fóton (E) é dada por (1.1), onde h é a constante de *Planck*, f é a frequência relativa à velocidade da luz (c), e λ é o comprimento de onda, que possui uma relação com a frequência dada por (1.2).

$$E = h \cdot f \quad (1.1)$$

$$f = \frac{c}{\lambda} \quad (1.2)$$

Para entender o comportamento elétrico de uma célula fotovoltaica é necessário criar um modelo de um circuito elétrico. Uma célula fotovoltaica pode ser representada por um circuito equivalente como mostrado na Figura 1.4 [9]. A relação entre a corrente de entrada e a corrente de saída é dada por (1.3). Onde I_λ é a corrente de fóton, que depende da intensidade da luz e do comprimento de onda; I_d é a corrente do diodo que depende da temperatura; e I_p é a corrente de fuga da célula fotovoltaica. Substituindo-se a corrente do diodo e a corrente de fuga da célula fotovoltaica pelas suas relações com a tensão do diodo (V_d), a equação (1.3) pode ser reescrita como a expressão (1.4).

$$I_o = I_\lambda - I_d - I_p \quad (1.3)$$

$$I_o = I_\lambda - I_s \left(e^{q \cdot \frac{V_d}{\eta} \cdot k \cdot T} - 1 \right) - \frac{V_d}{R_p} = I_\lambda - I_s \left(e^{q \cdot \frac{V_d}{\eta} \cdot k \cdot T} - 1 \right) - \frac{V_o + I_o \cdot R_s}{R_p} \quad (1.4)$$

Onde:

V_o, I_o – Tensão e corrente de saída de uma célula fotovoltaica;

I_λ – Corrente de fóton;

I_s – Corrente de saturação reversa da célula (valor típico é de 100 pA para a célula baseada em silício);

V_d – Tensão do diodo;

R_p , R_s – Resistência paralela (valores típicos entre 200 Ω e 300 Ω) e série (valores típicos entre 0,05 Ω e 0,10 Ω) da célula;

q – Carga do elétron: $1,6 \cdot 10^{-19}$ C;

η – Fator de qualidade da junção $p-n$;

k – Constante de Boltzman: $1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K;

T – Temperatura ambiente: $273,2 + t_c$, geralmente $T = 298$ K para $t_c = 25^\circ$.

q/kT – 38,94452 C/J para $t_c = 25^\circ$, e q/k - 11605,4677 C.

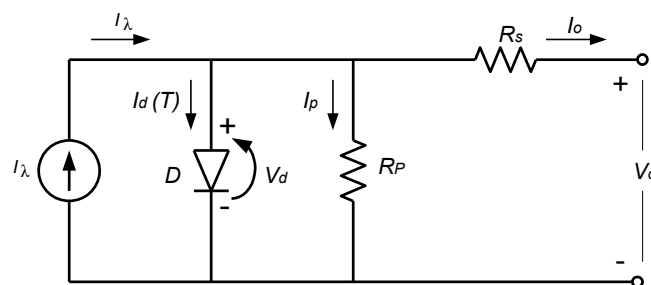


Figura 1.4 - Circuito equivalente de um célula fotovoltaica

A corrente de fóton é proporcional à intensidade de iluminação e depende do comprimento de onda. Os parâmetros desta corrente estão relacionados à corrente de curto circuito (I_{SC}), e a tensão de circuito aberto (V_{OC}) da célula fotovoltaica. A corrente de curto circuito (I_{SC}) é a corrente máxima ($I_{\lambda max}$) da célula, que ocorre quando a tensão de saída é igual à zero. Já a tensão de circuito aberto (V_{OC}) é o valor máximo da tensão de saída quando a corrente é igual a zero.

Desta forma, com a expressão (1.4) é possível traçar a curva de característica de corrente e tensão da célula, que depende dos valores de R_p e R_s , e dos níveis de temperatura e da radiação incidente. Assim, a curva em análise apresenta um ponto de potência máxima entre a corrente I e a tensão V da célula, conforme mostra a Figura 1.5.

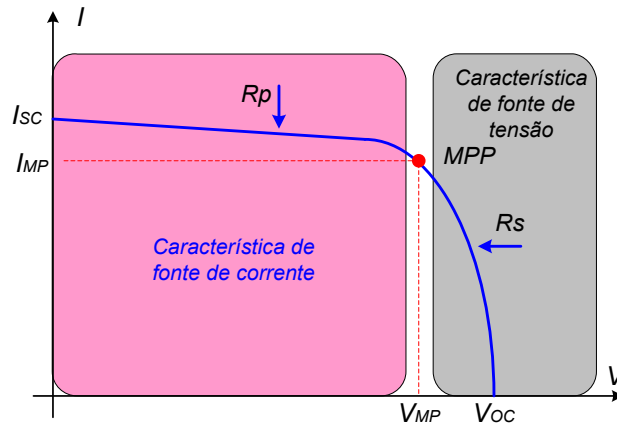


Figura 1.5 - Característica $I - V$ da célula fotovoltaica

Para cada curva, dada pelos parâmetros inerentes e externos da célula fotovoltaica, existe um ponto de máxima potência ($MPP - Maximum Power Point$) que pode ser produzido pela célula. Conforme pode se observar na Figura 1.5, a resistência série R_s regula a inclinação da curva após o valor do MPP , na qual a célula se comporta como uma fonte de tensão. Entretanto, a resistência paralela R_p determina a inclinação antes do MPP , onde a célula se comporta como uma fonte de corrente. Este gráfico apresentou curvas acentuadas para demonstrar esses efeitos

1.3 CONDIÇÕES PADRÃO DE TESTE

A eficiência de uma célula fotovoltaica é definida como sendo a relação entre a potência máxima produzida (P_{max}) pela célula no ponto de máxima potência (MPP) sob as condições padrão de teste e a potência da radiação incidente sobre ela, ou seja:

$$\eta = \frac{P_{max} \text{ produzida pela célula em MPP}}{P \text{ da radiação incidentente do sol}} \quad (1.5)$$

A condição padrão mais comum segundo [12], é dada pelas seguintes parâmetros: irradiação $S = 100 \text{ mW/cm}^2$; referência padrão da massa de ar $AM = 1,5$; e a temperatura $T = 25^\circ$. Mas nas condições práticas, no entanto, a célula fotovoltaica não opera sob a condição padrão. Existem dois efeitos mais importantes que devem ser considerados no estudo do funcionamento de uma célula fotovoltaica, que são dependentes da temperatura e da radiação solar.

1.4 EFEITO DA TEMPERATURA E DA IRRADIAÇÃO

A temperatura tem efeito importante na potência de saída de uma célula fotovoltaica. O mais significativo é a dependência da tensão de saída pela variação da temperatura, sendo que a tensão decresce com o aumento da temperatura, resultando numa diminuição da potência máxima e consequentemente da eficiência. O decaimento da tensão de célula de silício com aumento da temperatura é tipicamente $2,3 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. No entanto, o efeito da temperatura frente à variação da corrente é menos significativo. A Figura 1.6 apresenta a curva da característica típica corrente-tensão de uma célula levando em consideração o efeito da variação da temperatura.

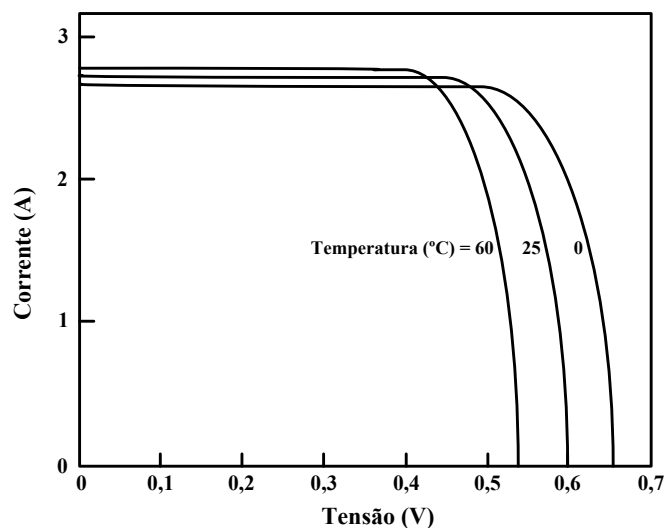


Figura 1.6 - Característica $I - V$ de uma célula dependência da tensão e corrente em função da temperatura [12]

As características da célula fotovoltaica variam com diferentes níveis de iluminação. A corrente gerada pela luz é proporcional ao fluxo de fótons com energia acima da energia da banda de “gap”. O crescimento da irradiação aumenta na mesma proporção do fluxo de fótons, o que gera um aumento da corrente. Assim, a corrente de curto circuito é diretamente proporcional à irradiação. Entretanto, a variação da tensão é muito pequena, e usualmente é ignorada. A Figura 1.7 ilustra a característica típica de corrente-tensão de uma célula em função da variação da irradiação solar.

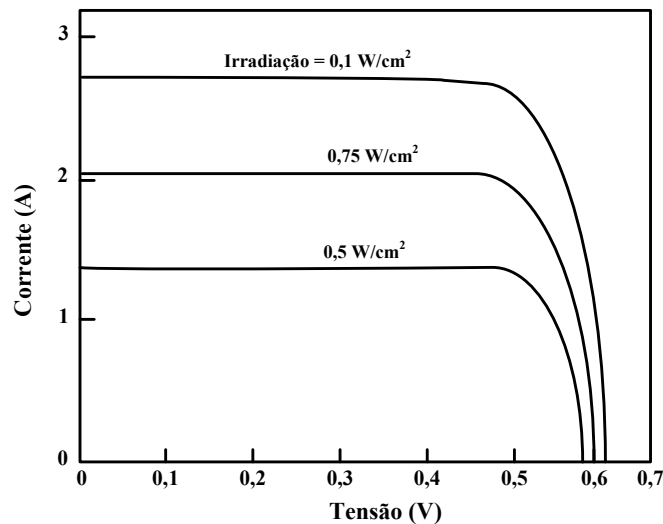


Figura 1.7 - Característica $I - V$ de uma célula em função da variação da irradiação [12]

1.5 CONDIÇÃO DE FUNCIONAMENTO IDEAL

Embora seja desejado operar a célula fotovoltaica no ponto de máxima potência (MPP), isso não é facilmente realizado na prática. Uma solução mais simples, porém menos eficiente, é operar a célula em uma tensão constante abaixo da tensão do ponto de máxima potência (V_{MP}). Se a tensão de operação permanece na parte linear da característica $I - V$, a temperatura terá pouco efeito sobre a potência de saída da célula. A potência entregue à carga será proporcional a corrente de curto circuito nesse momento e, portanto, também à irradiação. A Figura 1.8 mostra as curvas com essa característica.

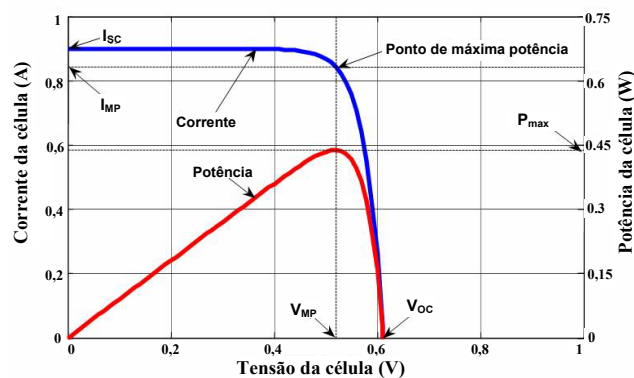


Figura 1.8 - Característica $I - V$ relativa ao ponto de máxima potência com o funcionamento idealizado de uma célula [12]

1.6 DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS E MODELAGEM DE UM MÓDULO FOTOVOLTAICO

A característica corrente-tensão ($I - V$) de uma célula fotovoltaica é uma função não linear de alta complexidade contendo alguns parâmetros que precisam ser ajustados através de dados experimentais. Para que se possa determinar os parâmetros necessários e reproduzir as características do comportamento de uma célula fotovoltaica é importante representá-la com um modelo elétrico adequado. Por conveniência, o circuito elétrico equivalente de uma célula fotovoltaica apresentado na Figura 1.4 é repetido na Figura 1.9 considerando-se os parâmetros de perdas internas [13, 14, 15].

A corrente dada pela interação fóton-elétron é representada como uma fonte de corrente constante I_λ ; a junção $p-n$ do silício é modelada como um diodo D ; as perdas internas devido à corrente de fuga são representadas por uma resistência em paralelo R_P e a resistência série representa as perdas devido às quedas de tensão pelos contatos metálicos [14]. A tensão da célula V_o pode ser definida como sendo a diferença entre a tensão sobre o diodo e resistência série R_S , como é mostrado em (1.6).

$$V_o = V_d - R_S \cdot I_o \quad (1.6)$$

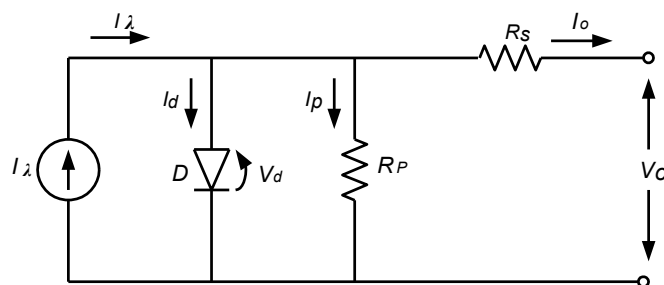


Figura 1.9 - Circuito equivalente mais detalhado de uma célula fotovoltaica

1.6.1 Circuito equivalente dos módulos fotovoltaicos

O módulo fotovoltaico pode ser obtido através da associação de várias células fotovoltaicas. Na literatura, há duas possibilidades mais comuns para associar as células fotovoltaicas, que são as configurações série e paralelo. Porém, existe também a possibilidade de associar as células fotovoltaicas de ambas as formas, mais conhecida como a configuração mista. As configurações série e paralelo das células fotovoltaicas seguem as mesmas regras dos circuitos CC séries e paralelos em geral.

1.6.2 Módulo fotovoltaico com a configuração série de células

Um módulo fotovoltaico formado por um conjunto de n células idênticas conectadas em série pode ser representado por um circuito elétrico equivalente como é ilustrado na Figura 1.10 (a). Observa-se que o circuito pode ser simplificado, facilitando sua análise, conforme apresentado na Figura 1.10 (b) [9].

Observando o circuito equivalente apresentado na Figura 1.10 (b), torna-se claro que os parâmetros de perdas de cada célula (R_S e R_P) aparecem em série, podendo ser representados por um único resistor equivalente. Desta maneira, é obtida a forma mais compacta do circuito equivalente de um módulo fotovoltaico formado de células em série como ilustrado na Figura 1.11.

Da forma compacta do circuito equivalente do módulo fotovoltaico com as células conectadas em série apresentada na Figura 1.11, considera-se que $I_{\lambda-\text{módulo}}$ seja igual à foto-corrente I_{λ} ; a corrente do módulo $I_{\text{módulo}}$ é igual a corrente de cada célula I_O ; e a tensão $V_{d-\text{módulo}}$ é a soma das tensões de n células conectadas em série. Essas relações podem ser escritas, conforme (1.7), (1.8) e (1.9). Entretanto, as relações entre os parâmetros R_S e R_P da célula e do módulo fotovoltaico são definidas de acordo com (1.10) e (1.11).

$$I_{\lambda-\text{módulo}} = I_{\lambda} \quad (1.7)$$

$$I_{\text{módulo}} = I_O \quad (1.8)$$

$$V_{d-\text{módulo}} = n \cdot V_d \quad (1.9)$$

$$R_{P-\text{módulo}} = n R_{P-\text{célula}} \quad (1.10)$$

$$R_{S-\text{módulo}} = n R_{S-\text{célula}} \quad (1.11)$$

Conforme a lei de *Kirchoff*, a tensão de saída ($V_{\text{módulo}}$) do circuito apresentado na Figura 1.11 é dada por (1.12). Substituindo (1.7) – (1.11), respectivamente em (1.12), tem-se a tensão do módulo, conforme é mostrado em (1.14).

$$V_{\text{módulo}} = V_{d-\text{módulo}} - R_{S-\text{módulo}} \cdot I_{\text{módulo}} \quad (1.12)$$

$$V_{\text{módulo}} = n \cdot V_{d-\text{cel}} - n \cdot (R_{S-\text{cel}} \cdot I_{\text{cel}}) \quad (1.13)$$

$$V_{\text{módulo}} = n \cdot V_{\text{cel}} \quad (1.14)$$

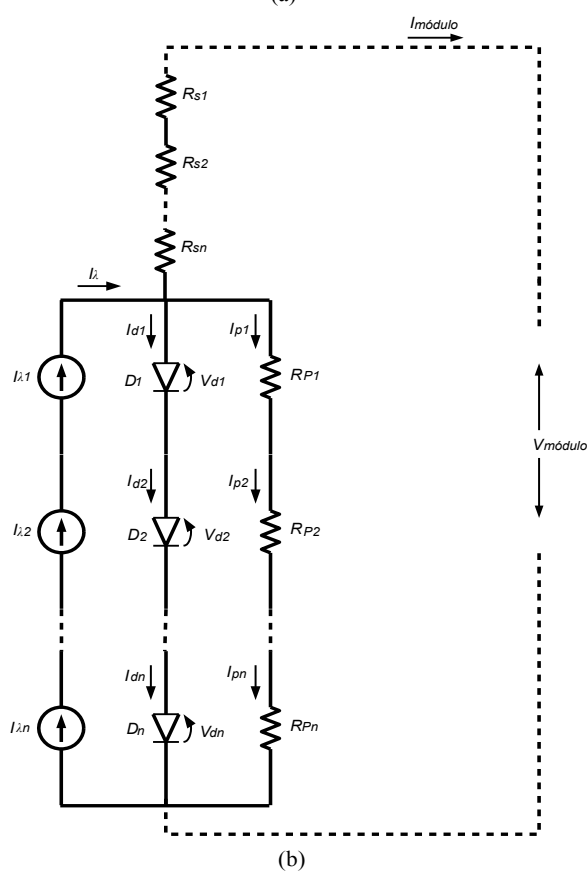
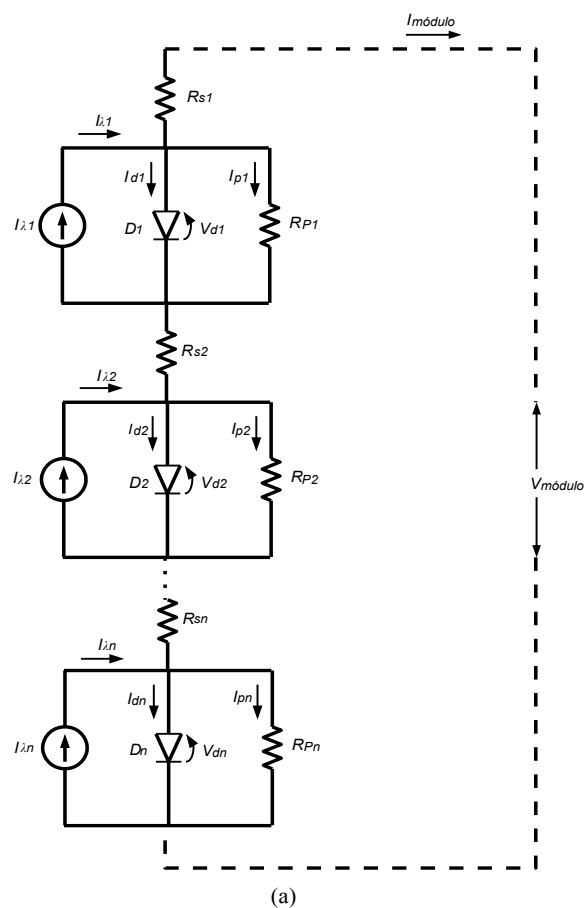


Figura 1.10 - Redução do circuito equivalente das células fotovoltaicas em séries [9]

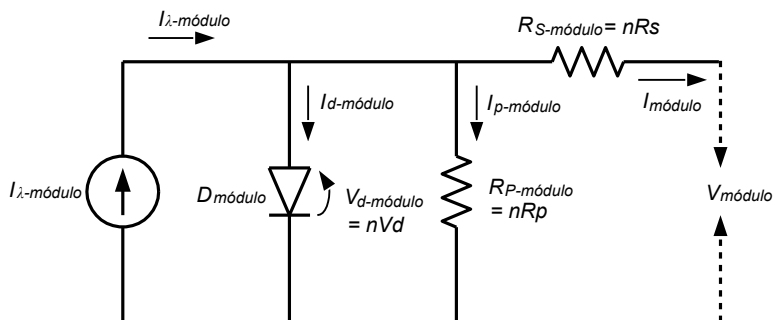


Figura 1.11 - Forma compacta do circuito equivalente do módulo fotovoltaico com as células idênticas em série

A Figura 1.12 mostra a curva característica corrente-tensão ($I - V$) da configuração série de células, ou seja, a característica de um módulo fotovoltaico obtido de células integradas em série. Observa-se que as células com características idênticas conectadas em série permitem o aumento da tensão produzida e com a corrente constante.

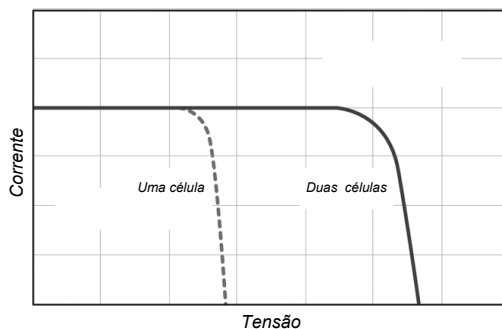


Figura 1.12 - Característica $I - V$ de células conectadas em série

1.6.3 Módulo fotovoltaico com a configuração paralela de células

Um módulo obtido através da configuração paralela de células fotovoltaicas pode ser representado por um circuito elétrico equivalente como ilustrado na Figura 1.13. Para facilitar a análise, o circuito equivalente mostrado na Figura 1.13 pode ser representado por um modelo mais simplificado, em que todos os componentes e parâmetros de cada célula estão conectados em paralelo como ilustrado na Figura 1.14.

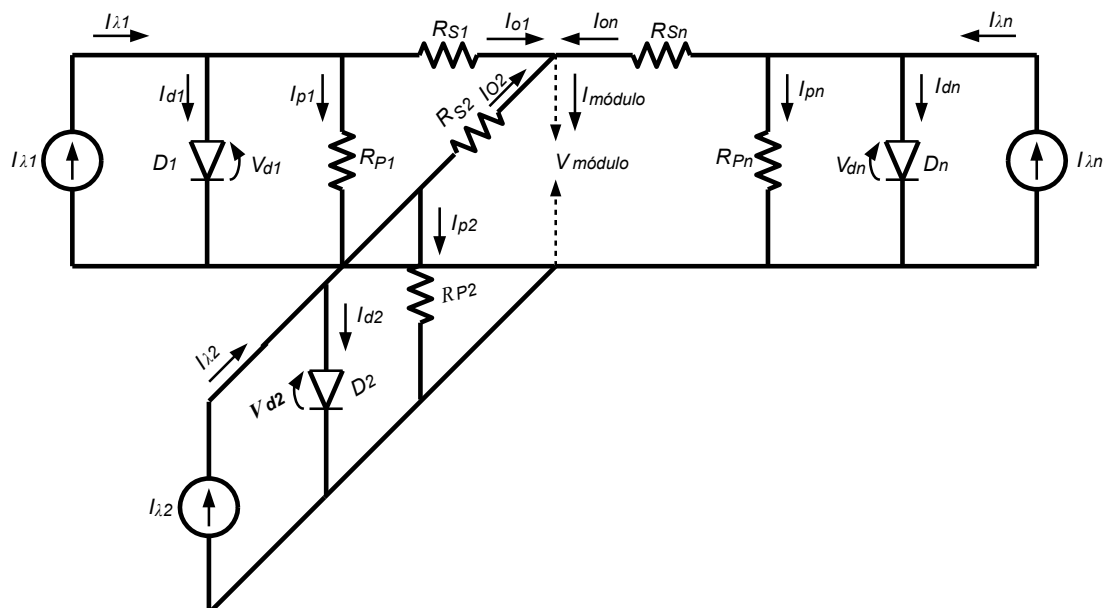


Figura 1.13 - Circuito equivalente da configuração paralelo de células fotovoltaicas [13]

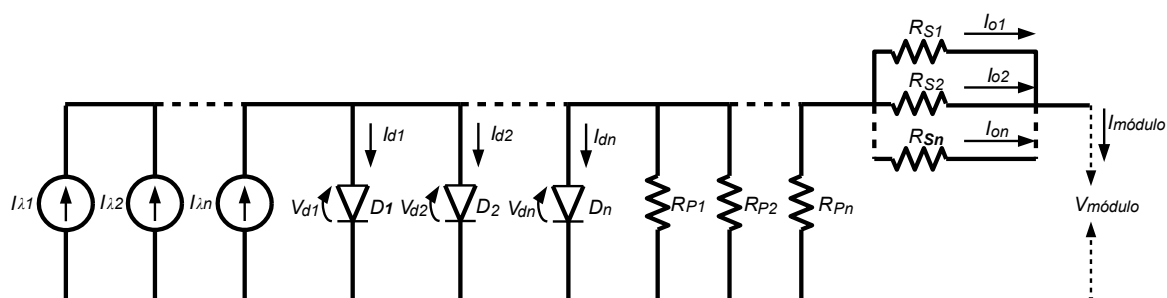


Figura 1.14 - Circuito equivalente simplificado da configuração paralelo de células fotovoltaicas [13]

Considerando que as características de todas as células são idênticas, então o circuito equivalente pode ser representado de forma mais compacta como mostrado na Figura 1.15.

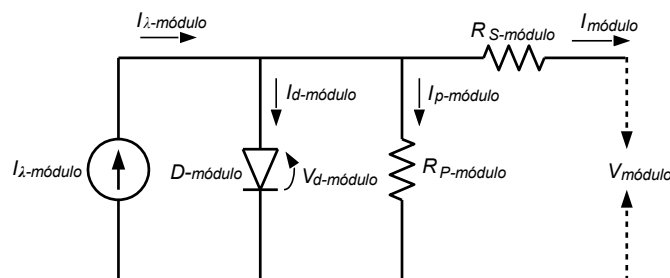


Figura 1.15 - Forma mais compacta do circuito equivalente do módulo com configuração paralela de células fotovoltaicas

As relações de corrente e tensão entre o módulo e a célula podem ser definidas através das expressões (1.15), (1.16) e (1.17), respectivamente. Entretanto, as relações entre os parâmetros do módulo e da célula são representadas em (1.18) e (1.19).

$$I_{\lambda-\text{módulo}} = n \cdot I_{\lambda-\text{cel}} \quad (1.15)$$

$$I_{\text{módulo}} = n \cdot I_{\text{cel}} \quad (1.16)$$

$$V_{d-\text{módulo}} = V_{d-\text{cel}} \quad (1.17)$$

$$R_{S-\text{módulo}} = \frac{R_{S-\text{cel}}}{n} \quad (1.18)$$

$$R_{P-\text{módulo}} = \frac{R_{P-\text{cel}}}{n} \quad (1.19)$$

Considerando o circuito equivalente mostrado na Figura 1.15, é possível expressar a tensão de saída $V_{\text{módulo}}$, conforme é mostrado em (1.20). Substituindo-se as equações (1.16) – (1.19) em (1.20), tem-se a tensão de um módulo obtido da configuração paralela de células fotovoltaicas, conforme apresentada em (1.21).

$$V_{\text{módulo}} = V_{d-\text{módulo}} - R_{S-\text{módulo}} \cdot I_{\text{módulo}} \quad (1.20)$$

$$V_{\text{módulo}} = V_{\text{cel}} \quad (1.21)$$

Das equações (1.16) e (1.21) pode ser observar que a configuração paralela de células fotovoltaicas permite a obtenção do aumento da corrente produzida com a tensão constante. A curva característica da configuração paralela de células fotovoltaicas, ou seja, um módulo formado de células fotovoltaicas conectadas em paralelo está ilustrado na Figura 1.16.

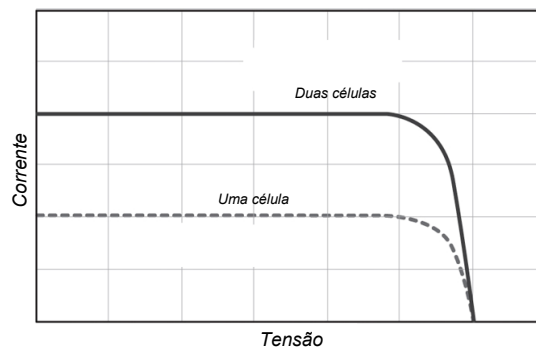


Figura 1.16 - Curva característica $I - V$ da configuração paralela de células fotovoltaicas

1.6.4 Módulo fotovoltaico com configuração mista de células fotovoltaicas

A configuração mista se refere a um módulo através de conexão em série e paralelo de células fotovoltaicas. Utilização desse tipo de configuração do módulo fotovoltaico permite a obtenção tanto de tensão como corrente de saída elevados, assim, conseguindo uma maior potência.

O circuito elétrico equivalente desta configuração contempla as características tanto série quanto paralelo e normalmente é indicado pela interligação em paralelo de um conjunto de células conectadas em série. A Figura 1.17 mostra o circuito equivalente de um módulo obtido através da configuração mista de células fotovoltaicas.

Utilizando o mesmo procedimento nos dois itens anteriores, o circuito elétrico equivalente do módulo apresentado na Figura 1.17 pode ser reduzido de forma mais simples para ser analisado. A Figura 1.18 ilustra a forma mais compacta da configuração mista de células fotovoltaicas. A seguir, a Figura 1.19 apresenta a curva característica $I-V$ desta configuração. Observa-se que com esse tipo de configuração de células fotovoltaicas, obtém-se uma elevação tanto na tensão quanto na corrente de saída produzidas. Com isso, é possível obter-se uma potência de saída elevada.

1.6.5 Determinação dos parâmetros do módulo fotovoltaico

Para obter os parâmetros do circuito equivalente do módulo fotovoltaico apresentado na Figura 1.18, utiliza-se um método conhecido como parâmetros elétricos de corrente sob a condição escura (*dark-current electric parameters*), que pode ser estabelecido com o painel sob uma condição moderadamente escura, assim, desativando a fonte de corrente interna do circuito e com uma fonte de tensão externa [9, 14, 16]. A Figura 1.20 mostra o circuito equivalente do módulo fotovoltaico sob as condições escuras e com uma fonte de tensão externa.

O parâmetro de resistência paralelo R_p pode ser determinado através de medições sob a condição escura. Considera-se que a corrente foto-gerada do módulo fotovoltaico I_L seja igual a zero, e aplica-se uma tensão reversa ao diodo do módulo. Desta forma, a resistência paralela R_p é obtida com o uso de (1.24).

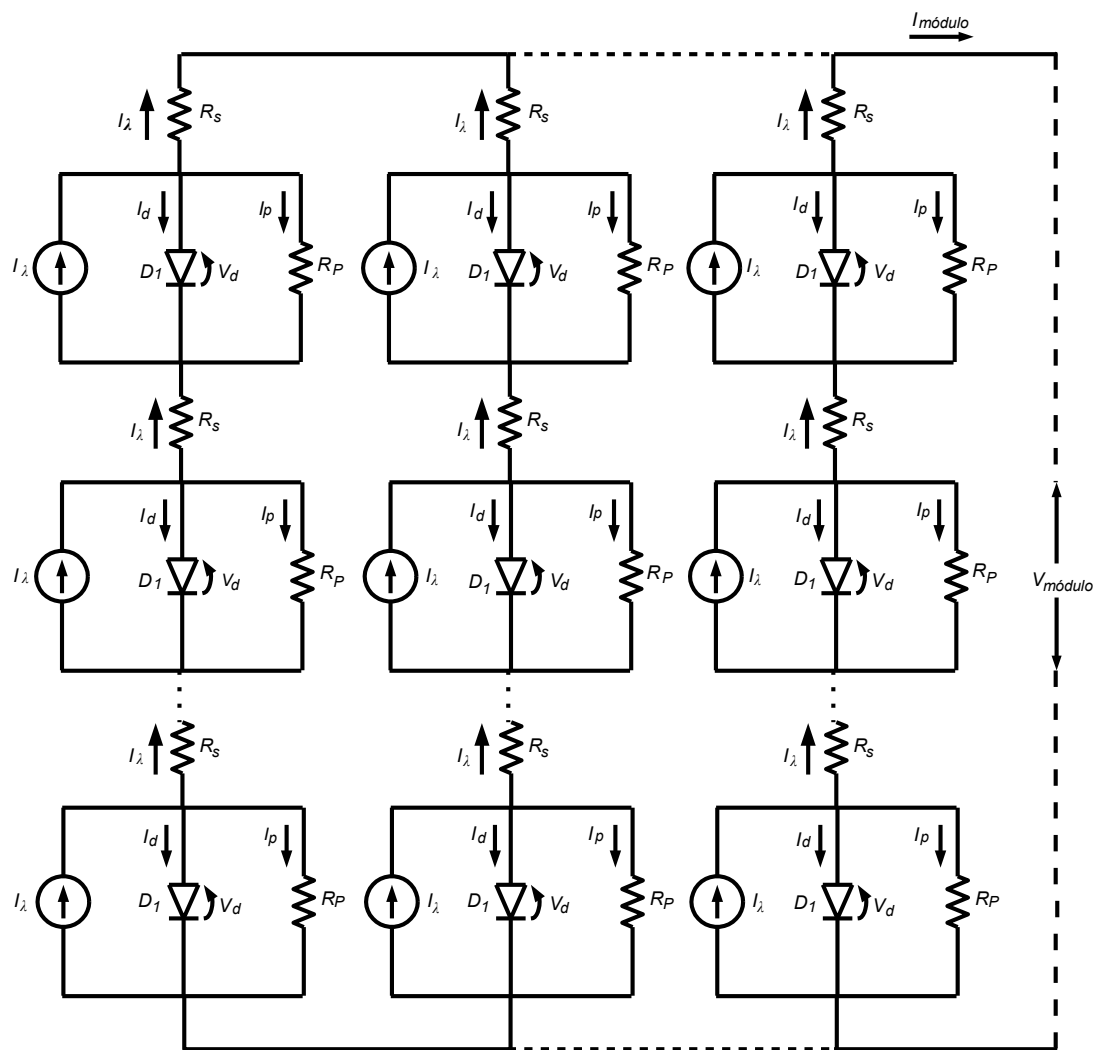


Figura 1.17 - Circuito equivalente da configuração mista de células fotovoltaicas [9]

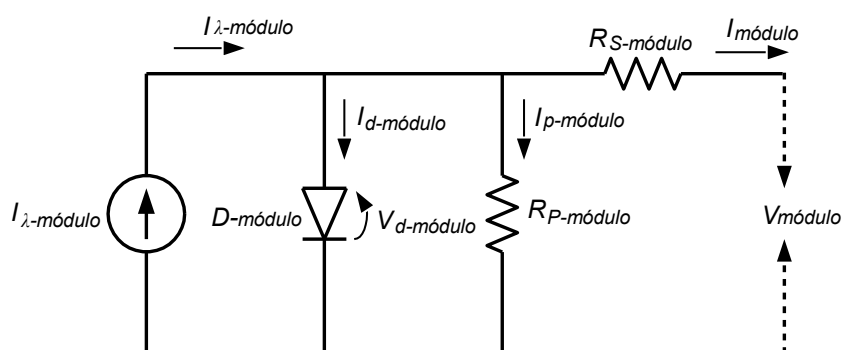


Figura 1.18 - Forma compacta do circuito equivalente da configuração mista de células fotovoltaicas

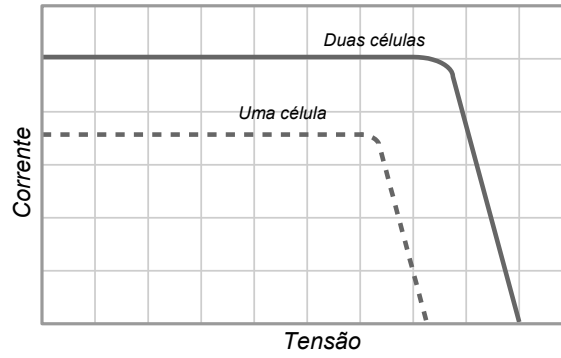


Figura 1.19 - Característica da configuração mista de células fotovoltaicas

$$I_S = 0 \quad (1.22)$$

$$R_P \gg R_S \quad (1.23)$$

$$R_P \cong \frac{V_{ext}}{I_S} \quad (1.24)$$

Sob as condições de iluminação, a corrente do módulo fotovoltaico é igual a corrente de curto circuito ($I_{\lambda-módulo} \approx I_{SC}$). Assim, a corrente interna do diodo I_{Di} é dada por (1.25). I_{SC} é a corrente de curto circuito da célula fotovoltaica, que é a aproximação normal da corrente foto-gerada. Com isso, a corrente no diodo do módulo ($I_{d-módulo}$) pode ser determinada com uma curva $I - V$ experimental sob as condições de operação normal.

$$I_{Di} \approx I_{SC} - I_{Li} - \frac{V_{Di}}{R_P} \quad (1.25)$$

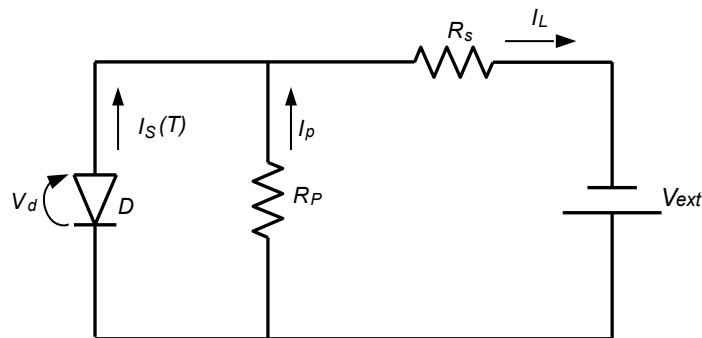


Figura 1.20 - Circuito equivalente para condições escuras com uma fonte de tensão externa [14]

A corrente do diodo é dada pela equação *Schockley*, como é mostrado em (1.26). Para que a corrente do diodo seja mais representativa, a medição deve ser feita nos diferentes pontos em torno de curva $I - V$ nominal do funcionamento do painel, que podem ser representados por (1.27) e (1.28). Desta forma, o fator de idealidade do diodo (η) pode ser definido de acordo com a equação (1.29), em que I_{D1} , I_{D2} , V_{O1} e V_{O2} são as correntes e tensões do diodo nos dois pontos diferentes. Com os parâmetros R_p e η , pode se então determinar a corrente de saturação reversa I_S , que é a corrente reversa máxima que consegue passar pelo diodo, conforme dada por (1.30).

$$I_D = I_S \left(e^{\frac{q \cdot V_D}{\eta \cdot k \cdot T}} - 1 \right) \quad (1.26)$$

$$I_{D1} = I_S \left(e^{\frac{q V_{O1}}{\eta k T}} - 1 \right) \quad (1.27)$$

$$I_{D2} = I_S \left(e^{\frac{q V_{O2}}{\eta k T}} - 1 \right) \quad (1.28)$$

$$\eta = \frac{q \cdot (V_{O1} - V_{O2})}{k \cdot T \cdot \ln \left(\frac{I_{D1}}{I_{D2}} \right)} \quad (1.29)$$

$$I_S \cong \frac{I_\lambda - \frac{V_{O(OC)}}{R_p}}{e^{\frac{q V_{O(OC)}}{\eta k T}} - 1} \quad (1.30)$$

Entretanto, assim como no caso anterior, a resistência série R_S pode também ser obtida por meio de teste sob a condição escura. O modelo equivalente para determinar o parâmetro R_S é o mesmo do circuito equivalente apresentado na Figura 1.20, só que neste modelo o diodo é alimentado diretamente pela fonte de tensão externa conforme mostrado na Figura 1.21 [14, 17, 18].

A resistência série pode ser determinada através da relação da diferença entre as variações de tensões ΔV_{ext} e ΔV_d , e da variação de corrente ΔI_{ext} , conforme é mostrado em (1.31). Considerando que o diodo opera na região saturada, uma pequena variação da fonte de tensão externa resultará numa grande variação na corrente ΔI_{ext} e pouca variação na tensão do diodo ΔV_d , ou seja, $\Delta V_d \approx 0$. Assim, a expressão para determinar a resistência série R_S pode ser reescrita conforme (1.32).

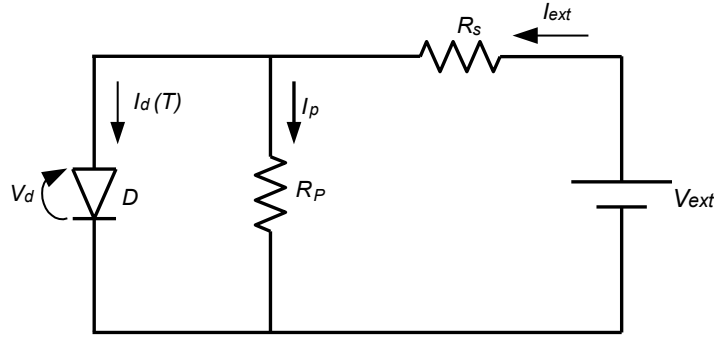


Figura 1.21 - Circuito equivalente sob a condição escura e alimentado diretamente com uma fonte de tensão externa [14]

$$R_S = \frac{\Delta V_{ext} - \Delta V_d}{\Delta I_{ext}} \quad (1.31)$$

$$R_S \cong \frac{\Delta V_{ext}}{\Delta I_{ext}} \quad (1.32)$$

Percebe-se que a eficiência de um módulo fotovoltaico é geralmente baixa, por isso, é necessário obter sempre a maior quantidade de energia gerada em sistemas fotovoltaicos. A maior quantidade de energia que um módulo fotovoltaico consegue produzir pode ser obtida no ponto de máxima potência (*MPP – Maximum Power Point*) do módulo fotovoltaico. O ponto de máxima potência (*MPP*) é determinado baseando-se nos parâmetros que podem ser obtidos com a metodologia apresentada. A potência de saída do módulo sob o ponto de vista dos terminais do diodo interno é definida de acordo com (1.33). Substituindo (1.4) em (1.33), tem-se a equação (1.34). Derivando-se a potência de saída do diodo em (1.34), tem-se (1.35) que é a corrente máxima do diodo. Substituindo-se (1.35) em (1.33) obtém-se o valor máximo da potência de saída, conforme mostra (1.31.36). Desta forma, é possível encontrar a tensão máxima que gera a máxima potência de um módulo fotovoltaico, conforme dado por (1.37).

$$P_D = V_D \cdot I_o = V_D (I_\lambda - I_D - I_P) \quad (1.33)$$

$$P_D = V_D \left(I_\lambda - I_S (e^{kV_D} - 1) - \frac{V_D}{R_P} \right) \quad (1.34)$$

$$I_{Dm} = \frac{(I_\lambda + I_S) - \frac{2 \cdot V_{Dm}}{R_P}}{k \cdot V_{Dm} + 1} - I_S \quad (1.35)$$

$$P_{Dm} = V_{Dm} \left[I_{\lambda} - \left(\frac{(I_{\lambda} + I_S) - \frac{2V_{Dm}}{R_p}}{kV_{Dm} + 1} - I_S \right) - I_{pm} \right] \quad (1.36)$$

$$V_{Dm} = \frac{(R_S + R_L)[(I_{\lambda} + I_S)kR_p + 1] - R_p}{k[(R_S + R_L) + R_p]} \quad (1.37)$$

Na Figura 1.22 são ilustradas as curvas características do efeito dos parâmetros R_S e R_p na corrente e tensão de saída de um módulo fotovoltaico nas duas condições distintas (iluminada e escura), apresentadas em [19]. As duas primeiras figuras (Figura 1.22 (a) e 1.22 (b)) apresentam os efeitos desses parâmetros na corrente e na tensão nas condições iluminadas. Duas ultimas figuras (Figura: 1.22 (c) e 1.22 (d)) mostram os efeitos desses parâmetros para as condições escuras.

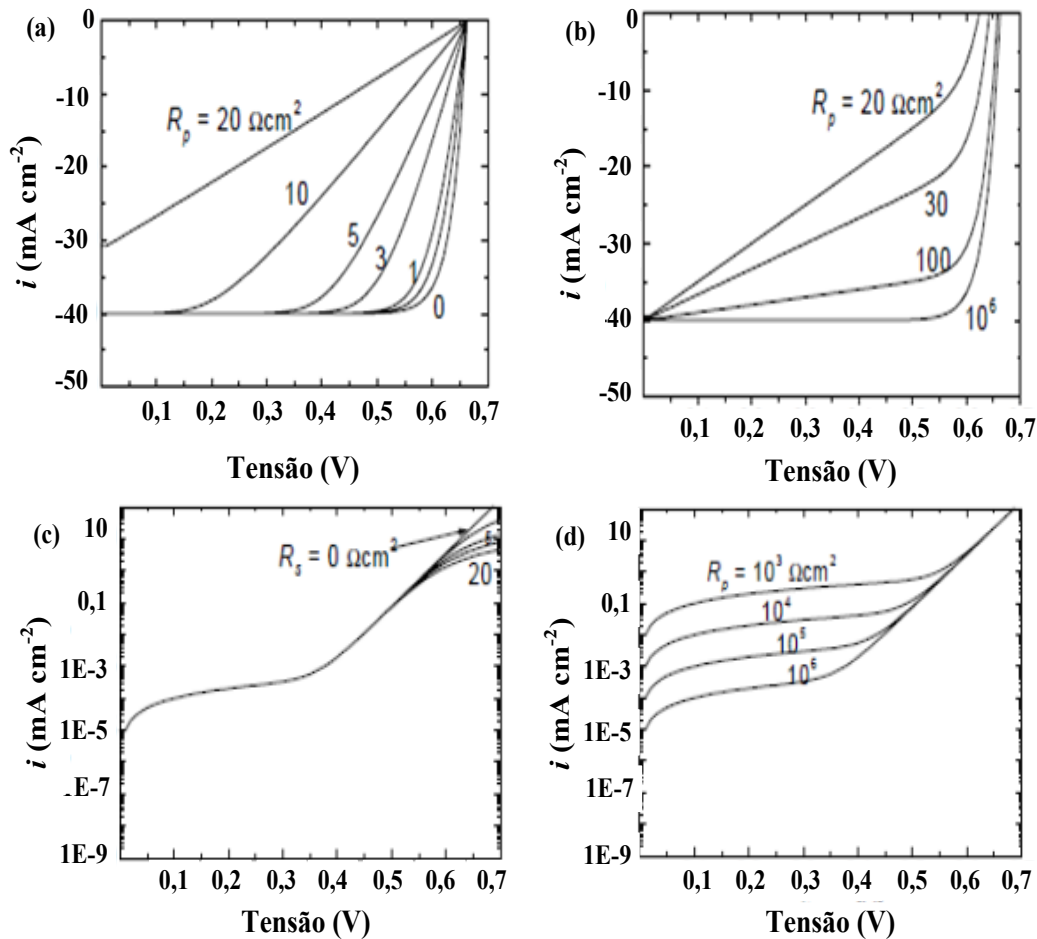


Figura 1.22 - Efeitos dos parâmetros R_S e R_p a corrente e tensão de um módulo: (a) e (b) nas condições iluminadas, e (c) e (d) nas condições escuras [19]

1.6.6 Modelagem do módulo fotovoltaico

A modelagem matemática de um módulo fotovoltaico pode ser feita considerando-se o circuito elétrico equivalente apresentado na Figura 1.15

Somatório das correntes que circulam neste circuito elétrico equivalente é dado por (1.38). A corrente $I_{\lambda-módulo}$ é a corrente foto-gerada, ou seja, a corrente produzida pelo efeito fotovoltaico. A corrente $I_{\lambda-módulo}$ pode ser definida por (1.39). L representa a irradiação de operação, L_S é a irradiação nas condições de teste do fabricante e $I_{\lambda O}$ é a corrente foto-gerada nas condições padrão.

$$I_{módulo} = I_{\lambda-módulo} - I_{d-módulo} - I_{RP-módulo} \quad (1.38)$$

$$I_{\lambda-módulo} = \frac{L}{L_S} \cdot I_{\lambda O} \quad (1.39)$$

Uma vez que L e L_S são grandezas fixas, então a corrente $I_{\lambda-módulo}$ torna-se apenas uma função diretamente relacionada aos efeitos da irradiação e da temperatura, que pode ser reformulada de acordo com (1.40). K_O representa o coeficiente de temperatura da corrente e, T e T_S são as temperaturas de operação e temperatura das condições de teste definidas pelo fabricante respectivamente.

$$I_{\lambda-módulo} = \frac{L}{L_S} (1 + K_O(T - T_S)) \cdot I_{\lambda O} \quad (1.40)$$

Como foi abordado em seção anterior, a corrente do diodo de um módulo fotovoltaico é dada pela equação (1.26), conforme reapresentada em (1.41). Substituindo a corrente de saturação reversa do diodo (1.30) em (1.41), a corrente do diodo do módulo pode ser reescrita como a expressão (1.42).

$$I_{d-módulo} = I_S \left(e^{\frac{q \cdot V_{d-módulo}}{\eta \cdot k \cdot T}} - 1 \right) \quad (1.41)$$

$$I_{d-módulo} = \left(\frac{I_{\lambda} - \frac{V_{O(OC)}}{R_P}}{\frac{q V_{O(OC)}}{\eta k T} - 1} \right) \cdot \left(e^{\frac{q \cdot V_{d-módulo}}{\eta \cdot k \cdot T}} - 1 \right) \quad (1.42)$$

A queda de tensão da resistência paralela R_P do módulo é a somatório da tensão de saída com a tensão da resistência série do módulo, dada por (1.43). Com isso, é possível determinar a corrente da resistência paralela I_{RP} do módulo fotovoltaico,

conforme é mostrado em (1.44). Substituindo (1.40), (1.42) e (1.44) em (1.38), tem-se a forma final da equação que representa a corrente de saída produzida por um módulo fotovoltaico, mostrada em (1.45).

$$V_{RP-módulo} = V_{módulo} + R_{S-módulo} \cdot I_{módulo} \quad (1.43)$$

$$I_{RP-módulo} = \frac{V_{módulo} + R_{S-módulo} \cdot I_{módulo}}{R_{P-módulo}} \quad (1.44)$$

$$I_{módulo} = \frac{L}{L_S} (1 + K_O(T - T_S)) \cdot I_{\lambda O} - \left(\frac{I_{\lambda} - \frac{V_{O(OC)}}{R_P}}{e^{\frac{qV_{O(OC)}}{\eta k T}} - 1} \right) \cdot \left(e^{\frac{qV_{d-módulo}}{\eta \cdot k \cdot T}} - 1 \right) - \frac{V_{módulo} + R_{S-módulo} \cdot I_{módulo}}{R_{P-módulo}} \quad (1.45)$$

A corrente de saída do módulo fotovoltaico $I_{módulo}$ expressa por (1.45), não é de uso direto, pois os parâmetros nessa equação não são especificados e fornecidos pelo fabricante. Os fabricantes geralmente fornecem as informações sobre as condições de circuito aberto, de curto circuito e de máxima potência. Na condição de curto circuito, especificada nas condições padrão, determina-se as relações de acordo com (1.46) – (1.49). Substituindo (1.46) – (1.49) em (1.45), tem-se a corrente de curto circuito do módulo fotovoltaico, conforme mostrado em (1.50).

$$T = T_S \quad (1.46)$$

$$L = L_S \quad (1.47)$$

$$I_{módulo} = I_{SCS} \quad (1.48)$$

$$V_{módulo} = 0 \quad (1.49)$$

$$I_{SCS} = I_{\lambda S} - I_{SS} \left(e^{\frac{q(R_{S-módulo} \cdot I_{SCS})}{\eta k T}} - 1 \right) - \frac{R_{S-módulo} \cdot I_{SCS}}{R_{P-módulo}} \quad (1.50)$$

A corrente de saturação reversa de um diodo está geralmente situada entre μA e nA . Estes valores reduzem o termo exponencial em (1.50), podendo ser desprezado na análise. No entanto, a resistência paralela $R_{P-módulo}$ é normalmente muito maior que a

resistência série do módulo fotovoltaico ($R_{P-módulo} \gg R_{S-módulo}$), podendo também ser desprezada [15]. Desta forma, a corrente de saída padrão de um módulo fotovoltaico pode ser reescrita como apresentado em (1.51).

$$I_{\lambda S} \approx I_{SCS} \quad (1.51)$$

Na condição de circuito aberto, considera-se a corrente de saída do módulo igual a zero ($I_{módulo} = 0$) e a tensão de saída do módulo é a própria tensão de circuito aberto ($V_{módulo} = V_{OC-módulo}$). A corrente de recuperação reversa do diodo I_S pode ser determinada através da expressão (1.52).

$$I_S = \frac{I_{SCS} - \frac{V_{OC-módulo}}{R_{P-módulo}}}{e^{\frac{q \cdot V_{OC-módulo}}{\eta k T}} - 1} \quad (1.52)$$

Entretanto, na condição de máxima potência, a corrente de saída do módulo é igual à corrente de máxima potência e a tensão de saída do módulo é igual à tensão de máxima potência. A corrente de máxima potência do módulo fotovoltaico I_{MP} pode ser definida de acordo com a expressão (1.53). O parâmetro de constante empírico η (fator de idealidade do diodo) do módulo é dado por (1.54), entretanto, a tensão de saída do módulo fotovoltaico na condição de máxima potência V_{MP} pode ser calculada através da expressão (1.55).

$$I_{MP} = I_{\lambda-módulo} - I_S \left(e^{\frac{q(V_{MPS} - R_{S-módulo} \cdot I_{MPS})}{\eta k T}} - 1 \right) - \frac{V_{MPS} - R_{S-módulo} \cdot I_{MPS}}{R_{P-módulo}} \quad (1.53)$$

$$\eta = \frac{V_{MPS} - V_{OCS} + R_{S-módulo} \cdot I_{MPS}}{V_{TS} \cdot \ln \left(\frac{I_{SCS} - I_{MPS} - \left(\frac{V_{MPS} + R_{S-módulo} \cdot I_{MPS}}{R_{P-módulo}} \right)}{I_{SCS} - \frac{V_{OCS}}{R_{P-módulo}}} \right)} \quad (1.54)$$

$$V_{MP} = \frac{(R_{S-módulo} + R_L)[(I_{\lambda-módulo} + I_S)kR_{P-módulo} + 1] - R_{P-módulo}}{k[(R_{S-módulo} + R_L) + R_{P-módulo}]} \quad (1.55)$$

Observa-se que, a corrente, a tensão no ponto de máxima potência e o parâmetro de constante empírico nas três equações acima, somente dependem dos parâmetros $R_{S-módulo}$ e $R_{P-módulo}$. Assim, torna-se fácil de calculá-los, basta estabelecer os

valores de $R_{S-\text{módulo}}$ e $R_{P-\text{módulo}}$, que podem ser realizados utilizando a metodologia apresentada na seção anterior.

Na seção seguinte serão apresentados alguns resultados de simulações e experimentais de maneira a validar e assegurar a metodologia para obtenção dos parâmetros R_s e R_p , e o modelo de um painel fotovoltaico apresentados nas seções anteriores. Os experimentos foram realizados utilizando o módulo *SW-130 Poly*, disponível no laboratório.

1.7 MÓDULO FOTOVOLTAICO *SW – 130 POLY*

As especificações elétricas do módulo fotovoltaico *SW-130 poly*, disponível no laboratório com os dados fornecidos pelo fabricante conforme apresentados na Tabela 1.2 [20].

Tabela 1.2 - Especificações elétricas do módulo fotovoltaico *SW-130 Poly* [20]

<i>STC: 1000W/m²; 25°C; AM 1,5</i>		
<i>Potência máxima</i>	P_{MP}	<i>130 W</i>
<i>Tensão de circuito aberto</i>	V_{OC}	<i>21,5 V</i>
<i>Tensão de máxima potência</i>	V_{MP}	<i>17,4 V</i>
<i>Corrente de curto circuito</i>	I_{SC}	<i>7,99 A</i>
<i>Corrente de máxima potência</i>	I_{MP}	<i>7,49 A</i>
<i>STC: 800W/m²; 46°C; AM 1,5</i>		
<i>Potência máxima</i>	P_{MP}	<i>94,6 W</i>
<i>Tensão de circuito aberto</i>	V_{OC}	<i>19,8 V</i>
<i>Tensão de máxima potência</i>	V_{MP}	<i>15,8 V</i>
<i>Corrente de curto circuito</i>	I_{SC}	<i>6,44 A</i>
<i>Corrente de máxima potência</i>	I_{MP}	<i>5,99 A</i>

Utilizando os dados da Tabela 1.2 como parâmetros de entrada do modelo apresentado na seção anterior, obtiveram-se as famílias de curvas características, apresentadas nas Figuras 1.23 – 1.25. A Figura 1.23 mostra as curvas características $I-V$ e $P-V$ do módulo *SW-130 poly* para as condições: $S = 1000W/m^2$; $T = 25^\circ C$. Já na Figura 1.24 são ilustradas as curvas características $I-V$ e $P-V$ do módulo sob as condições: $S = 800W/m^2$; $T = 46^\circ C$. A Figura 1.25 apresenta a curva característica $I-V$ do módulo no ponto de máxima potência (*MPP*) para as duas condições diferentes citadas anteriormente.

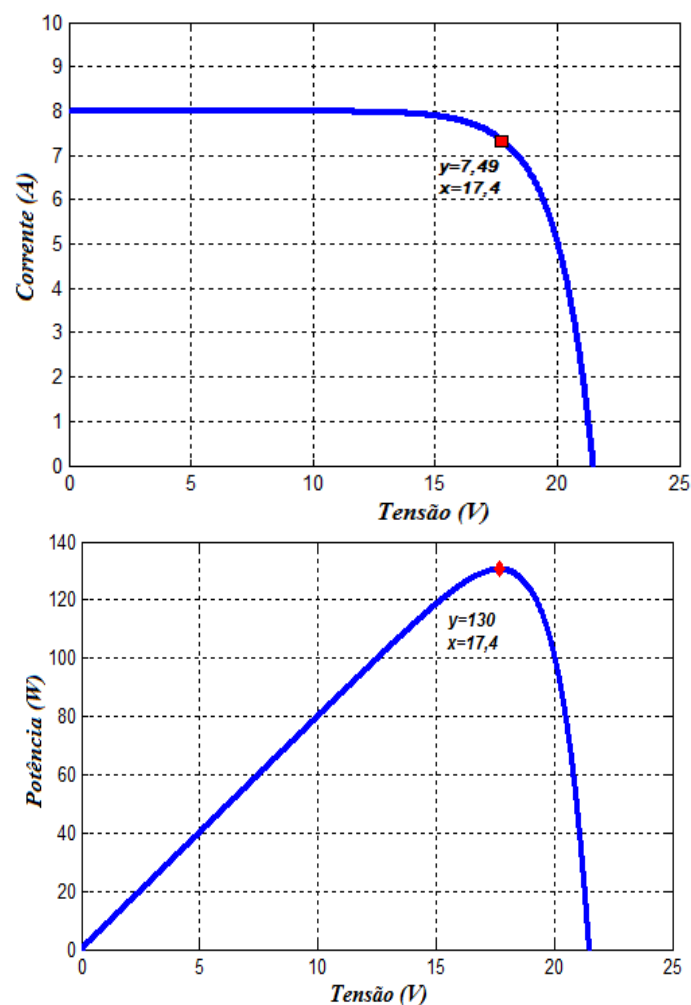


Figura 1.23 - Curvas características ($I-V$) e ($P-V$) do módulo *SW-130 poly* para as condições: $S = 1000W/m^2$; $T = 25^\circ C$

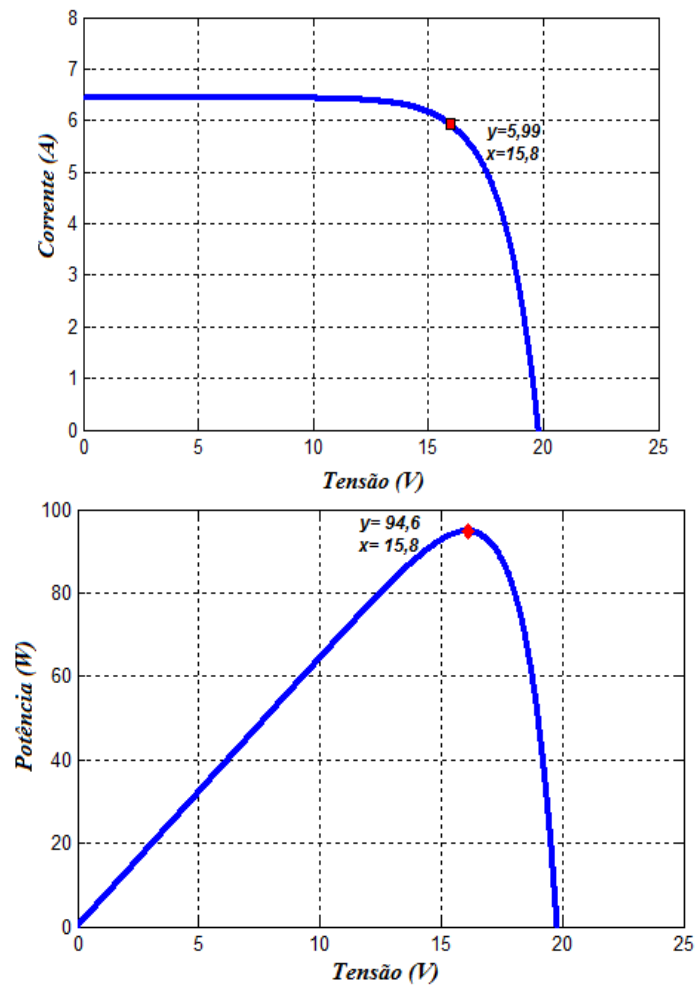


Figura 1.24 - Curvas características (I - V) e (P - V) do módulo *SW-130 poly* para as condições: $S = 800 \text{ W/m}^2$; $T = 46^\circ\text{C}$

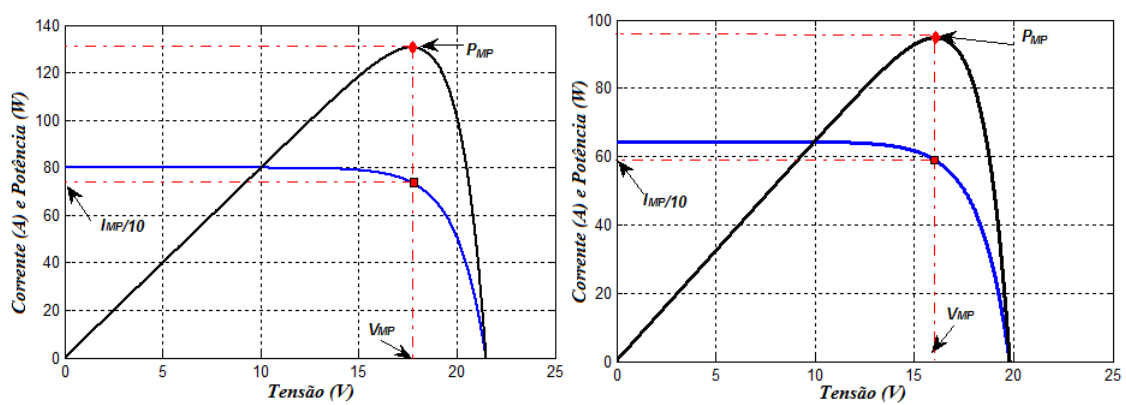


Figura 1.25 - Curvas características I - V no ponto de máxima potência para as duas condições

Para levantamento das curvas dos parâmetros do módulo, I - V e P - V experimentais, foram realizados alguns experimentos conforme apresentados em [21]. Com base nos dados obtidos por meio de experimentos foram traçadas as curvas características para obtenção dos parâmetros R_s e R_p . Nas Figuras 1.26 e 1.27 estão apresentadas, respectivamente, as curvas características dos parâmetros R_s e R_p do módulo *SW-130 poly*.

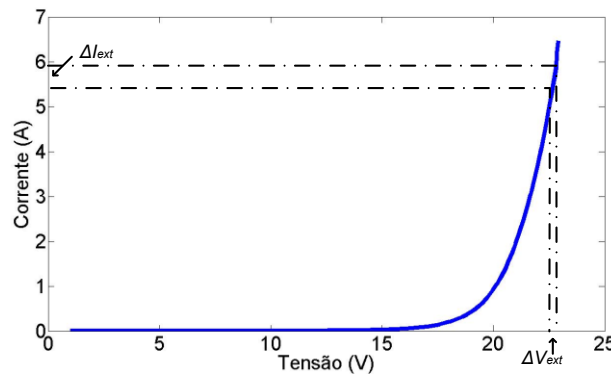


Figura 1.26 – Curva característica do parâmetro R_s em função da tensão do módulo *SW-130 poly* [21]

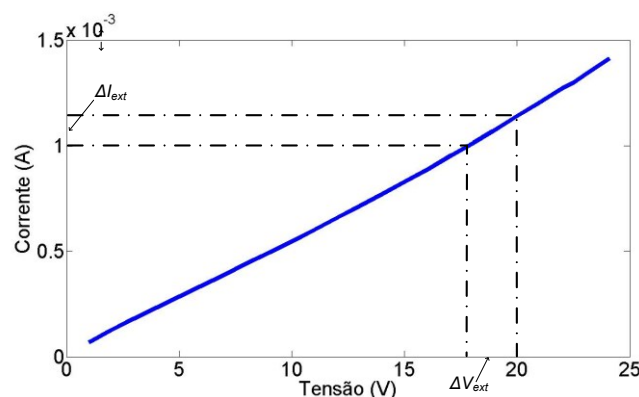


Figura 1.27 – Curva característica do parâmetro R_p em função da tensão do módulo *SW-130 poly* [21]

Observa-se que a curva característica do parâmetro R_s mostrada na Figura 1.26 é igual a curva característica de um diodo normal, que é uma curva não linear. Entretanto, a curva característica do parâmetro R_p apresentada na Figura 1.27 é uma curva linear onde a variação da corrente externa é proporcional à variação da tensão externa.

Para calcular o valor do parâmetro R_s , Utiliza-se um intervalo como da tensão tanto da corrente na parte linear da curva (Figura 1.26). Pois, a parte linear dessa curva que representa o comportamento deste parâmetro. Entretanto, o valor do parâmetro R_p pode ser determinado utilizando-se um intervalo de tensão e corrente no qualquer ponto

ao longo da curva (Figura 1.27). Os valores dos parâmetros obtidos são: $R_s = 0,4542 \Omega$; $R_p = 18,17 k\Omega$; $\eta = 49,15$; e $I_s = 48,56 \mu A$.

Os demais resultados experimentais relativos às curvas características de corrente-tensão e potência-tensão no ponto de máxima potência do módulo *SW-130 poly* para as condições $S = 1000 W/m^2$; $T = 25^\circ C$ são apresentados nas Figuras 1.28, 1.29 e 1.30, respectivamente.

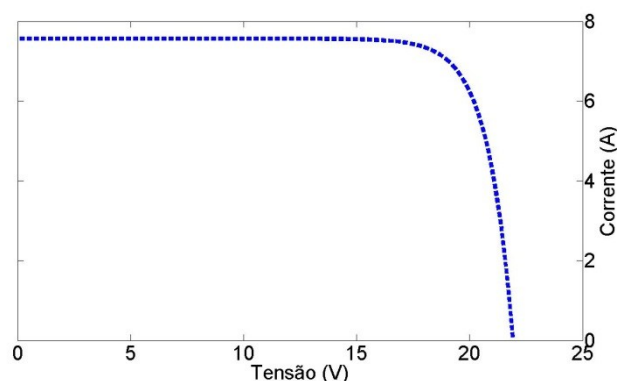


Figura 1.28 – Curva característica $I-V$ experimental do módulo *SW-130 poly* [21]

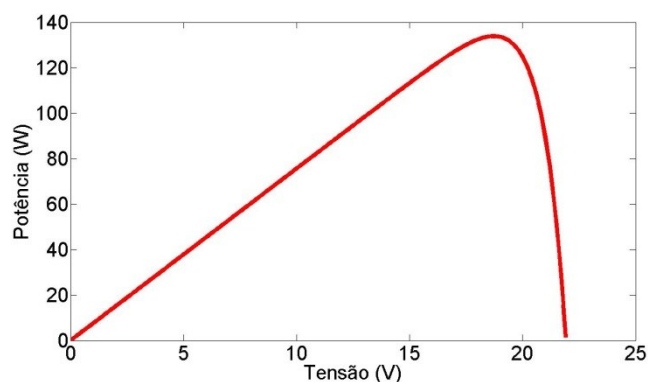


Figura 1.29 – Curva característica $P-V$ experimental do módulo *SW-130 poly* [21]

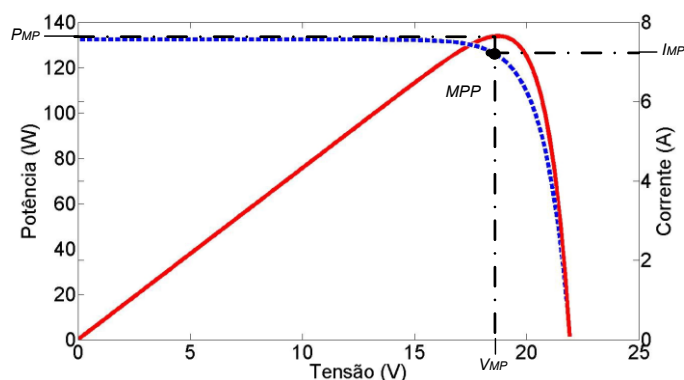


Figura 1.30 - Curvas características $I-V$ no ponto de máxima potência do módulo *SW-130 poly* para as condições $S = 1000 W/m^2$; $T = 25^\circ C$ [21]

A partir das curvas características apresentadas, é possível fazer uma comparação numérica entre os resultados de simulações (dados do fabricante) e experimentais. A Tabela 1.3 apresenta comparativo entre os valores do fabricante (simulado) e os valores obtidos através de experimentos.

Tabela 1.3 - Comparativo entre os resultados no ponto de máxima potência referente às curvas obtidas através de simulação e experimentação

Grandeza	Fabricante (simulado)	Modelo (experimental)	Erro
P_{MP}	130 W	133,28 W	3,28 (2,46%)
V_{MP}	17,4 V	18,2 V	0,80 (4,4%)
I_{MP}	7,49 A	7,62 A	0,13 (1,7%)
I_{SC}	7,99 A	7,72 A	-0,27 (3,5%)
V_{OC}	21,5 V	22,17 V	0,67 (3,02%)
R_S	0	0,4542 Ω	-
R_P	∞	18,17 k Ω	-

Conforme se observa nos resultados de simulação e experimentais na Tabela 1.3, verifica-se que os valores das curvas características apresentadas são muito próximos aos valores dos parâmetros fornecidos pelo fabricante (simulado). Assim, conclui-se que a metodologia e os modelos que foram estabelecidos representam os parâmetros reais do módulo fotovoltaico *SW-130 poly*.

1.8 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi realizado um estudo sobre alguns aspectos importantes relacionados ao módulo fotovoltaico. Estudou-se o processo de geração elétrica através de um fenômeno chamado de *efeito fotovoltaico*, e as características externas que representam o funcionamento de uma célula fotovoltaica. Além disso, foram levantados os circuitos elétricos equivalentes referentes aos módulos com configurações série, paralelo, e mista das células fotovoltaicas.

Ainda, abordou-se o procedimento para a determinação dos parâmetros inerentes ao módulo fotovoltaico, e a obtenção de modelos elétricos para o mesmo. O

equacionamento dos circuitos equivalentes possibilitou a verificação das características de um módulo fotovoltaico em relação a corrente, tensão e potência.

Foram feitas algumas simulações e experimentos baseados nos modelos obtidos, utilizando módulo *SW – 130 poly*. A comparação entre os resultados das simulações e os experimentais comprovou a precisão dos modelos obtidos.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA DE TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CC NÃO ISOLADOS COM ALTO GANHO ESTÁTICO

No estudo do módulo fotovoltaico apresentado no capítulo anterior, é possível perceber que as características em regime permanente e da dinâmica elétrica de um módulo fotovoltaico possuem especificidades. Uma das suas características naturais é que este fornece energia com baixa tensão, que é insuficiente para alimentar os inversores. Essa realidade resulta numa necessidade de associação dos módulos a fim de que se tenha na saída, a tensão e corrente desejadas para aplicações comuns como a conexão com a rede ou alimentação de cargas típicas.

Existem três configurações típicas nos sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica: *Central Inverter* (CI), *Multi-String* e *Module-inverter*. A topologia *Central Inverter* utiliza único conversor para processar a energia fornecida pelos módulos fotovoltaicos, enquanto as duas outras utilizam mais de um conversor na sua topologia. No sistema *Central Inverter* que não requer um conversor CC-CC de elevado ganho, normalmente é utilizado um arranjo de vários módulos associados em série e conectado direto ao inversor. Entretanto, no sistema *Multi String* o arranjo pode ser de uma associação de vários módulos em paralelo ou em série-paralelo. Porém, a sua tensão de saída é baixa e, portanto, pode ser preciso empregar um conversor CC-CC de elevado ganho como estágio intermediário entre o arranjo e o inversor [22]. Na Figura 2.1 são mostradas estas duas configurações.

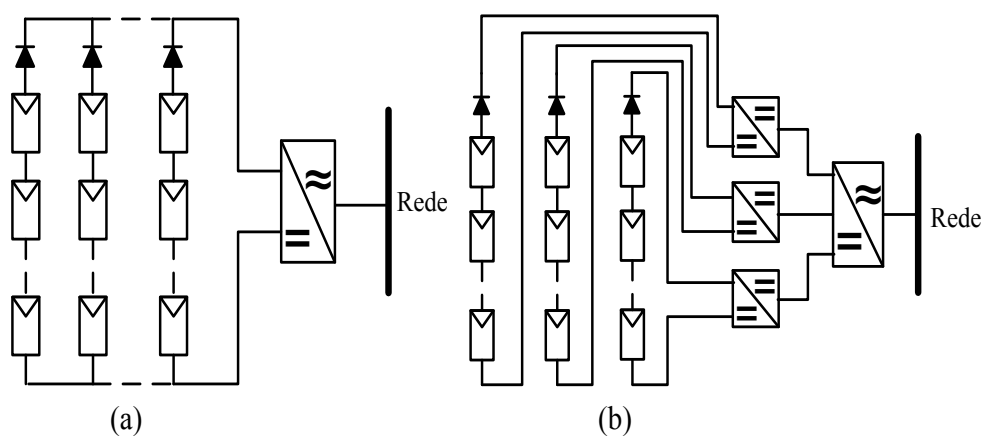


Figura 2.1 – Configuração *Central Inverter* (a) e *Multi String* (b)

Na associação de módulos em sistemas fotovoltaicos tem-se presente o problema de sombreamento parcial e, também o problema de incompatibilidade entre os módulos. O sombreamento em módulos fotovoltaicos é um problema conhecido, capaz de causar uma redução significativa na energia produzida por um sistema fotovoltaico. O efeito de sombreamento parcial está diretamente ligado à estrutura da conexão dos módulos num sistema fotovoltaico. Entretanto, o problema de incompatibilidade entre os módulos corresponde à diminuição da potência real de um sistema quando comparado com a soma das potências individuais de todos os módulos associados devido a não identidade dos módulos associados [23].

Em sistemas fotovoltaicos com configuração série dos módulos, como mostrado na Figura 2.2, tem-se um aumento na tensão de saída pode até atingir a tensão nominal requerida do barramento do inversor. Porém, este sistema é menos eficiente diante do problema de sombreamento parcial e incompatibilidade entre módulos. Pois, quando um módulo estiver sombreado, este torna-se inversamente polarizado, atuando como uma carga e não como gerador, convertendo a energia elétrica em calor. Isto faz com que a corrente produzida seja significativamente reduzida e, conseqüentemente, reduz a potência total produzida pelo sistema e a sua eficiência [22, 23].

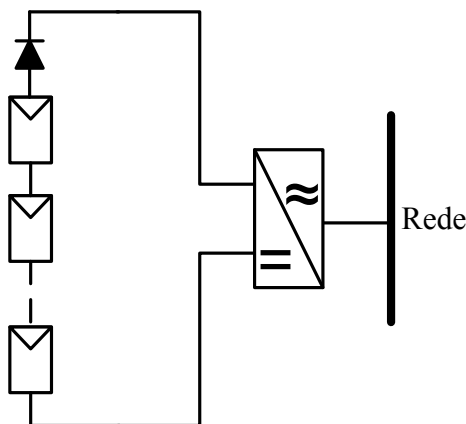


Figura 2.2 – Sistema fotovoltaico com configuração de vários módulos em série

Entretanto, em sistemas fotovoltaicos baseados na configuração dos módulos em paralelo, consegue-se um aumento na corrente de saída e, utilizando-se um conversor CC-CC de elevado ganho pode-se então obter um nível de tensão adequado para alimentar o inversor. Do ponto de vista do efeito de sombreamento parcial e incompatibilidade entre módulos, este sistema possui eficiência melhor comparado com o sistema anterior. Nesta configuração, caso ocorra o sombreamento parcial de algum

módulo, a tensão sobre todos os módulos será a mesma, porém, o módulo sombreado não se comportaria como uma carga, consumindo potência, mas como um gerador com corrente limitada. Assim, há pouco efeito na potência total produzida pelo sistema, facilitando a atuação dos algoritmos de *MPPT*. Desta forma, consegue-se manter a sua eficiência e, conseqüentemente, a eficiência total do sistema [23, 24].

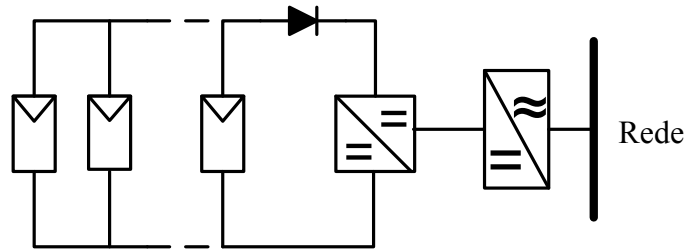


Figura 2.3 - Sistema fotovoltaico com configuração de vários módulos em paralelo

Relativa às aplicações possíveis do conversor proposto neste trabalho, uma das aplicações que é bastante interessante é um sistema de conversão modular de energia, conforme está mostrado na Figura 2.4.

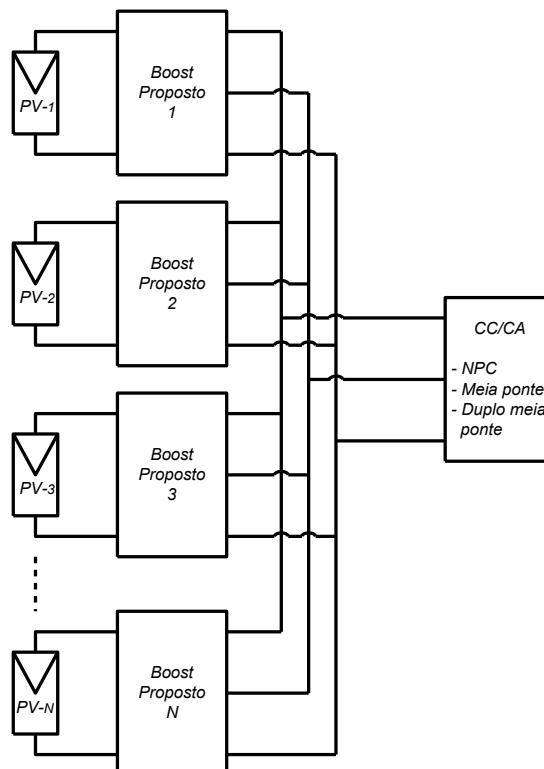


Figura 2.4 - Conversor proposto num sistema fotovoltaico modular

O sistema seria formado por N módulos do conversor proposto, com suas saídas conectadas em paralelo num barramento comum. Cada módulo nesse sistema pode ser conectado a um arranjo de módulos fotovoltaicos em paralelo ou série-paralelo, e o barramento comum pode ser interligado com um inversor (*NPC*, meia ponte ou duplo meia ponte). A tensão no barramento comum é igual à tensão de saída de cada módulo. Entretanto, a corrente será a soma das correntes de saída de cada módulo.

Esse sistema permite um funcionamento independente de cada módulo. A elevação de tensão e o rastreamento de máxima potência (*Maximum Power Point Tracking – MPPT*) pode ser realizado por cada módulo, possibilitando assim, um controle preciso do *MPPT*. Com isso, pode-se então reduzir as perdas devido ao problema de incompatibilidade entre módulos e de sombreamento parcial, e aumentando o aproveitamento da energia disponibilizada pelo sol.

Baseado nessa abordagem ficou claro, que é importante o papel de conversores *CC-CC* com ganho estático elevado nos sistemas de processamento de energia solar fotovoltaica. Portanto, neste capítulo será apresentada a revisão bibliográfica das várias topologias de conversores *CC-CC* não isolados para as aplicações que necessitam alto ganho de tensão. Além disso, mostrar-se-á também a topologia do Conversor *CC-CC* Não Isolado de Elevado Ganho Para Aplicação No Processamento de Energia Solar Fotovoltaica proposto neste trabalho.

2.1 CONVERSOR *BOOST* DE TRÊS NÍVEIS

O conversor *boost* de três níveis é uma topologia derivada do conversor elevador de tensão que possui duas saídas e um ponto médio, o que é recomendado para aplicação com baixa tensão de entrada [25, 26, 27]. A Figura 2.5 mostra a topologia do conversor *boost* de três níveis convencional.

A estrutura deste conversor possibilita a obtenção de um ganho de tensão dobrado, e a redução dos esforços de tensão nos interruptores pela metade, comparada com o *boost* clássico. Assim, os interruptores com baixa tensão de bloqueio e menor resistência de condução entre dreno e fonte (caso utilize MOSFET) podem ser empregados para reduzir as perdas em condução. As perdas na comutação são reduzidas, e o ruído de *EMI* é suprimido devido ao baixo esforço de tensão. No entanto, o problema de recuperação reversa dos diodos continua acentuado.

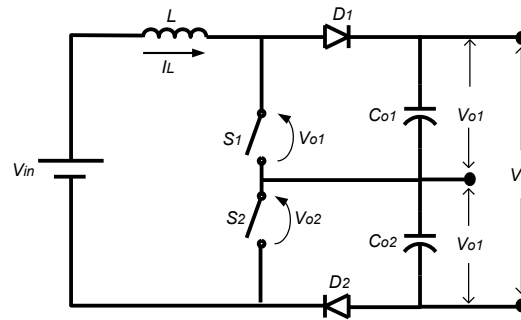


Figura 2.5 - Conversor *boost* de três níveis convencional

Em [28, 29, 30] são discutidas algumas soluções possíveis para realizar a comutação suave das chaves e para mitigar o problema de recuperação reversa dos diodos.

2.2 CONVERSOR *BOOST* DE DOIS ESTÁGIOS

Em [1, 31] é apresentada uma topologia de dois conversores *boost* conectados em série, que na literatura é mais conhecida como conversor *boost* de dois estágios ou conversor *boost* em cascata. A topologia do conversor *boost* de dois estágios é mostrada na Figura 2.6. Comparado com os dois conversores anteriores, o ganho de tensão desta arquitetura é maior.

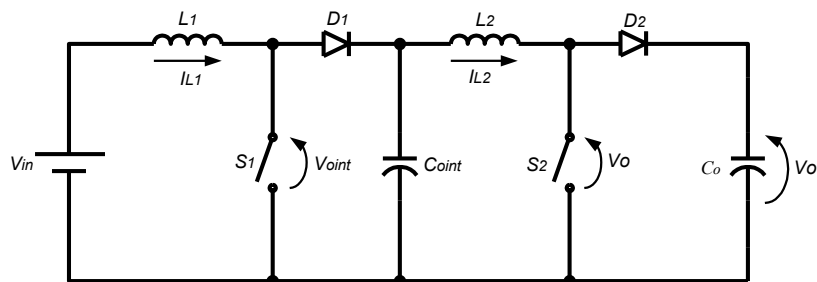


Figura 2.6 - Conversor *boost* em cascata

O esforço de tensão do interruptor do primeiro estágio do conversor é baixo, assim, o interruptor pode ser operado com uma frequência de comutação alta para aumentar a densidade de potência. O segundo estágio do conversor pode ser trabalhado com frequência de comutação baixa para reduzir as perdas na comutação. No entanto, este conversor necessita de um volume maior de componentes ativos e passivos

comparado com o *boost* convencional e o *boost* de três níveis, e no ponto de vista do controle, precisa de duas malhas de controle diferentes para cada estágio, o que acaba aumentando a complexidade do sistema. Além disso, a estabilidade do sistema com estrutura em cascata é mais complexa do que de uma estrutura simples [32].

2.3 CONVERSOR *BOOST* QUADRÁTICO

Os dois interruptores na topologia do conversor *boost* em cascata podem ser substituídos por apenas um interruptor só para reduzir a complexidade do circuito [33, 34]. O conversor *boost* em cascata integrado, ou seja, o conversor *boost* em cascata com interruptor único é apresentado na Figura 2.7. Com a integração dos interruptores, a topologia do conversor é simplificada e o ganho de tensão deste conversor é elevado com característica quadrática em relação à razão cíclica.

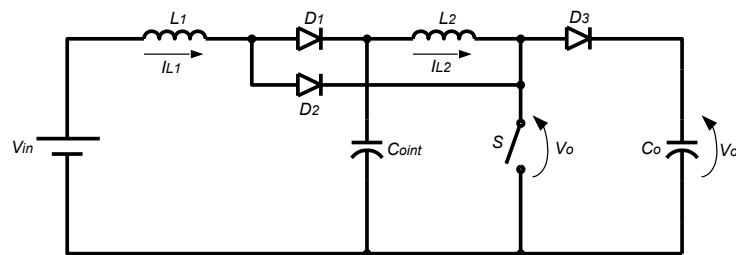


Figura 2.7 – Conversor *boost* em cascata com único interruptor

Entretanto, o esforço de tensão do interruptor do conversor mostrado na Figura 2.5 é igual à tensão de saída, e a corrente comutada pelo interruptor é a soma das correntes que passam em ambos os indutores. Esses dois fatores podem aumentar as perdas de condução e comutação, e reduzem a eficiência do conversor.

2.4 CONVERSOR *BOOST* COM INDUTORES ACOPLADOS

Os conversores com indutores acoplados podem ter, facilmente, alto ganho de tensão sem a necessidade de uma razão cíclica extrema, e o esforço de tensão nos interruptores é significativamente reduzido. No entanto, a sua eficiência é degradada pelas perdas associadas à indutância de dispersão e a corrente de entrada é pulsada, o que exige o emprego de um filtro de entrada. Além disso, a ressonância entre a indutância de dispersão do indutor acoplado e capacitância do diodo de saída causa

problemas de *EMI* e pode aumentar as perdas. A Figura 2.8 mostra a estrutura do conversor *boost* com indutores acoplados.

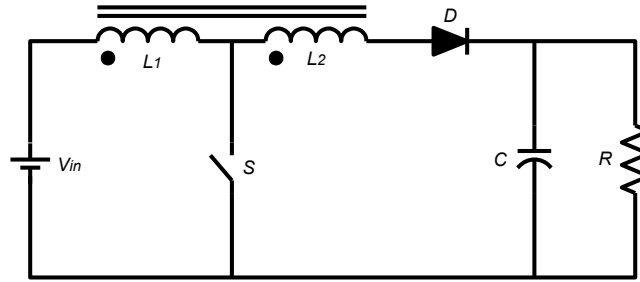


Figura 2.8 – Conversor *boost* com indutores acoplados

Em [6, 35, 36] é proposta uma família de conversores *boost* com indutores acoplados, de alto ganho e com a tensão no interruptor grampeada. Neles é adicionado um circuito de grampeamento composto pelo diodo D_c e pelo capacitor C_c . A Figura 2.9 apresenta uma topologia do conversor *boost* da família de conversores com indutores acoplados proposta em [35].

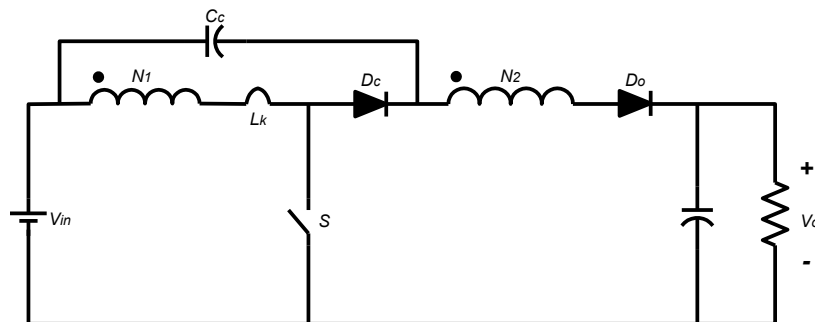


Figura 2.9 – Conversor *boost* com indutores acoplados proposto em [35]

Dentre as vantagens desta família de conversores, podem ser destacadas as seguintes:

- Alto ganho de tensão sem uma razão cíclica muito alta;
- Permite reutilização da energia de dispersão;
- Esforço reduzido de tensão sobre o interruptor

E as desvantagens importantes, como:

- Corrente de entrada pulsante através do lado primário do indutor acoplado;
- Esforço elevado de corrente através do capacitor de grampeamento.

2.5 CONVERSOR *BOOST* COM A TÉCNICA DE CAPACITOR CHAVEADO

Os conversores que usam a técnica de capacitor chaveado e os conversores *boost* podem ser integrados juntos para obter um ganho de tensão elevado. A família de conversores obtidos desta integração é apresentada em [37, 38]. As topologias dos conversores introduzidos nessas referências são mostradas nas Figuras 2.10 e 2.11, respectivamente.

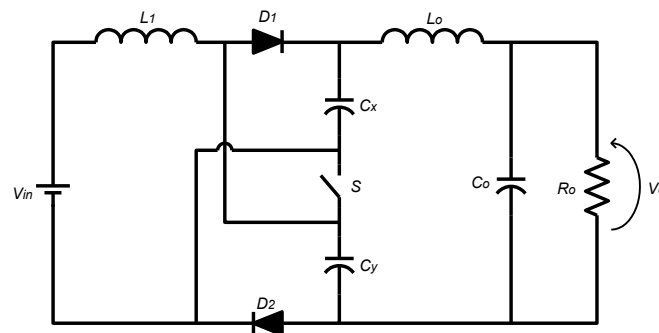


Figura 2.10 – Conversor apresentado em [37]

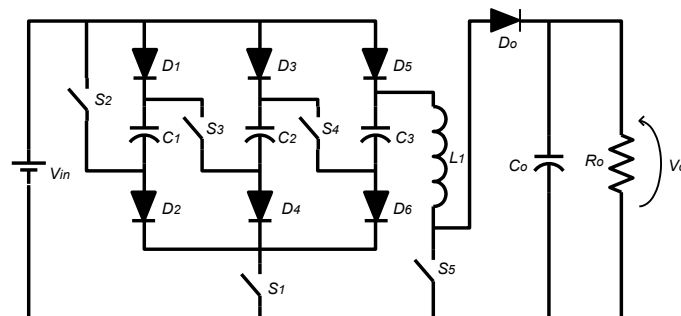


Figura 2.11 – Conversor *boost* proposto em [38]

Na topologia apresentada na Figura 2.10 têm-se quatro terminais de célula de comutação formados pelos dois diodos, dois capacitores e um interruptor. O ganho de tensão do conversor pode ser aumentado e o esforço de tensão nas chaves é reduzido pela célula de comutação. Porém, as desvantagens deste conversor são: grandes perdas na comutação e o volume dos componentes magnéticos são grandes, limitando a densidade de potência, assim, é geralmente utilizado para aplicação de baixa potência.

Outra possibilidade é a integração de um circuito de capacitor chaveado num conversor *boost* conforme mostrada na Figura 2.11. O ganho de tensão depende do

número de capacitores utilizados na topologia. Entretanto, a sua eficiência é bastante reduzida quando se deseja uma tensão de saída constante.

2.6 CONVERSOR *BOOST* QUADRÁTICO DE TRÊS NÍVEIS

O conversor *boost* quadrático de três níveis (*Three-Level Quadratic (T-LQ) Boost Converter*) foi introduzido em [39, 40]. Este conversor é uma derivação do conversor apresentado em [41]. Na Figura 2.12 é apresentada a estrutura do conversor *boost* quadrático de três níveis.

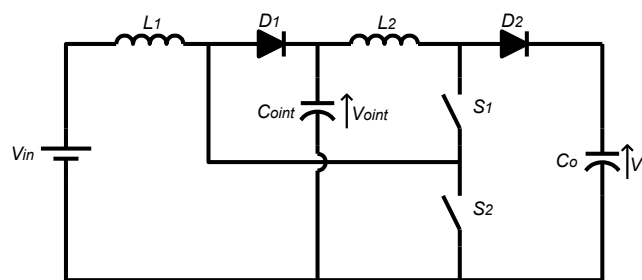


Figura 2.12 – Conversor *boost* quadrático de três níveis (Three Level Quadratic /T-LQ Boost Converter) [39]

Com a utilização da célula de três níveis, o esforço de tensão nos interruptores é bastante reduzido, e a corrente comutada no interruptor superior S_1 também é diminuída, que é igual a corrente do indutor L_2 . Assim, os interruptores de baixa tensão e baixa resistência de condução entre dreno e fonte podem ser empregados no caso de semicondutores *MOSFET*. Além disso, a eficiência deste conversor é maior quando comparada com os outros dois conversores *boost* em cascata, proporcionando também ganho estático quadrático.

Entretanto, a corrente comutada pelo interruptor S_2 continua elevada, pois é igual a soma das correntes de I_{L1} e I_{L2} . E ainda, o ganho de tensão é limitado pela razão de equilíbrio de tensão nos interruptores. Neste caso, para que a tensão sobre os interruptores seja igual, o ganho de tensão máximo permitido é igual a quatro. Com ganho acima de quatro, a tensão nos interruptores continua sendo menor do que a tensão de saída, porém passa a ser desigual.

2.7 CONVERSOR *CC-CC BOOST* BASEADO NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS

Em [42] é introduzida uma nova família dos conversores *CC-CC boost* não isolados baseado na célula de comutação de três estados, que é obtida através da derivação dos conversores *push-pull* alimentado em tensão, *push-pull* alimentado em corrente, *Weinberg*, *Weinberg* modificado e *flyback-push-pull* alimentado em corrente. A Figura 2.13 mostra uma topologia básica de um conversor *CC-CC boost* não isolado baseado na célula de três estados (célula B). Desenvolvendo esta topologia é possível obter algumas topologias de conversores *CC-CC* não isolados com ganho estático elevado. Na Figura 2.14 é apresentada uma topologia obtida a partir deste conversor introduzida em [43].

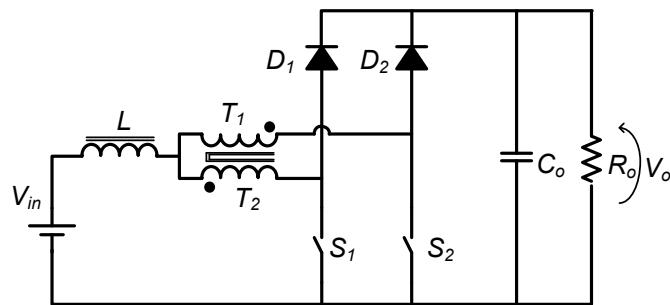


Figura 2.13 – Conversor *CC-CC boost* baseado na célula de comutação de três estados (célula B) [42]

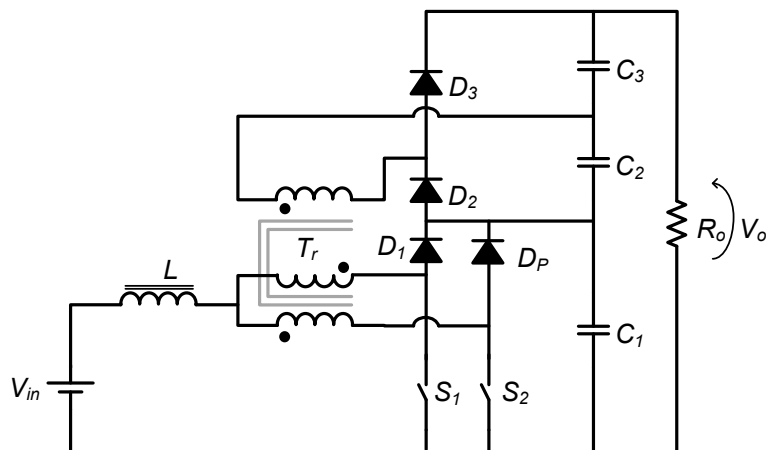


Figura 2.14 – Conversor *CC-CC boost* proposto em [43]

As vantagens deste conversor sobre o *boost* convencional são: possui um ganho estático elevado em função da razão cíclica e da relação de espiras do transformador, a

corrente de entrada não é pulsada e possui baixa ondulação, o indutor de entrada opera com o dobro da frequência de comutação permitindo a redução de volume e peso. O esforço de tensão nos interruptores é menor que a tensão de saída e grampeada naturalmente por um capacitor do filtro de saída, reduzindo assim as perdas em condução e consequentemente aumentando a sua eficiência. Além disso, no ponto de vista de controle, essa topologia é mais simples comparada com os conversores multifases, pois esta topologia permite a utilização de apenas uma malha de controle de corrente. Entretanto, o conversor não funciona apropriadamente para razões cíclicas menores que 0,5 devido a dificuldade de indução magnética no enrolamento secundário.

Em [44] é apresentada outra topologia do conversor *CC-CC boost* baseado na célula de comutação de três estados utilizando multiplicador de tensão. A maior vantagem desta topologia é que a sua eficiência é maior do que da topologia mostrada na Figura 2.15 devido a comutação suave dos interruptores quando comandados a bloquear. Porém, essa topologia é volumosa e a potência processada é limitada devido a vida útil dos capacitores em série.

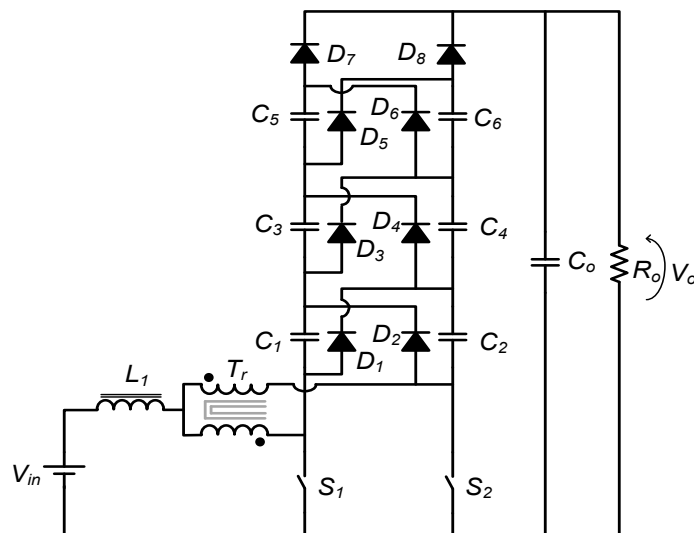


Figura 2.15 – Conversor *CC-CC boost* proposto em [44]

Outra topologia do conversor *CC-CC boost* com saída com ponto médio ilustrada na Figura 2.16 é proposta em [45].

Apesar das vantagens desta topologia serem as mesmas da topologia apresentada na Figura 2.12, o seu ganho estático é incrementado pela relação de transformação e pelo número de elementos secundários e, as tensões nos diodos são menores se comparada com a topologia em [43]. Além disso, possui uma tensão de saída

balanceada possibilitando a conexão dos inversores com divisor capacitivo. Entretanto, essa topologia é volumosa e também mais complexa no ponto de vista de controle, pois, precisa de mais uma malha adicional para controlar o balanço da sua tensão de saída.

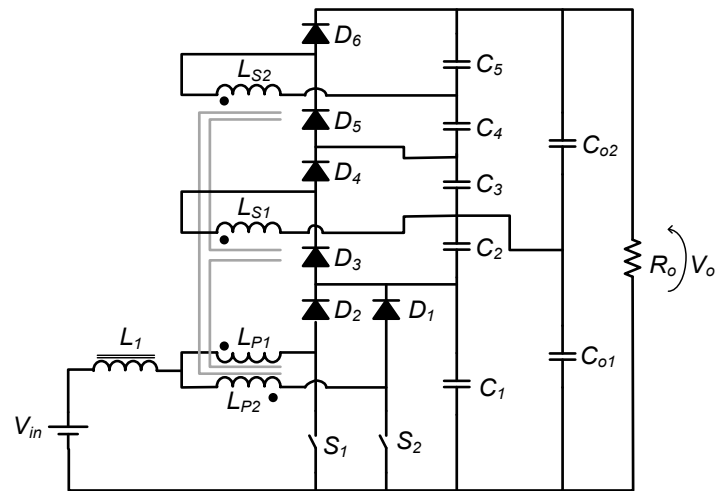


Figura 2.16 – Conversor *CC-CC boost* proposto em [45]

2.8 CONVERSOR PROPOSTO

A topologia do conversor proposto é apresentada na Figura 2.17. Esta é uma associação dos conversores *boost* em cascata com interruptor único e do conversor *boost* de três níveis, apresentados em [33, 25], respectivamente. A estrutura deste conversor permite a obtenção de um ganho de tensão elevado com característica quadrática em relação à razão cíclica, a diminuição dos esforços de tensão nos interruptores, que no máximo é igual à metade do valor da tensão de saída e as ondulações da corrente nos indutores também são bastante reduzidas.

Este conversor possibilita uma tensão balanceada na saída, adequada para a alimentação de inversores com divisor capacitivo, tais como inversores com célula *NPC* (*NPC - Neutral Point Clamped*), meia ponte e duplo meia ponte.

No entanto, a corrente comutada pelos interruptores continua elevada, pois é igual a soma das correntes I_{L1} e I_{L2} dos indutores. Como este conversor tem duas saídas, conseqüentemente precisa de uma malha adicional para evitar o desequilíbrio de tensão nas duas saídas, o que acaba aumentando a complexidade no ponto de vista do sistema de controle.

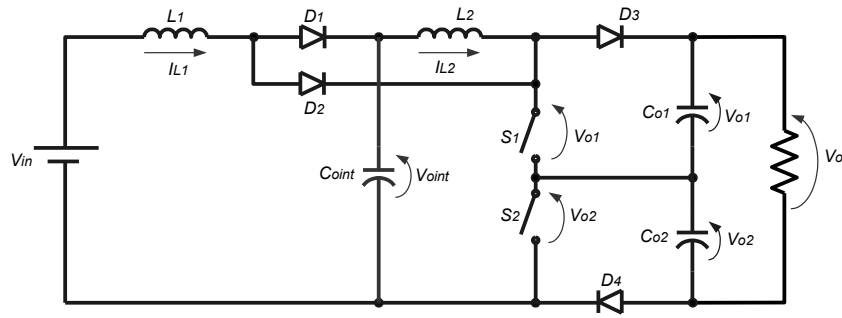


Figura 2.17 – Conversor *boost* proposto

2.9 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou os efeitos de sombreamento parcial e de incompatibilidade entre módulos à energia gerada por um sistema fotovoltaico formado por vários módulos conectados em série versus um sistema fotovoltaico com configuração de vários módulos em paralelo utilizando um conversor *CC-CC* de elevado ganho como estágio intermediário entre o arranjo fotovoltaico e o inversor. Por meio deste comparativo, concluiu-se que o sistema modular utilizando um conversor *CC-CC* seria uma melhor opção diante dos efeitos de sombreamento parcial e incompatibilidade entre módulos.

Além disso, apresentou também diversas topologias de conversores propostas na literatura para serem empregadas em aplicações que exigem alto ganho de tensão, destacando-se suas vantagens e desvantagens mais relevantes.

Por meio da revisão bibliográfica realizada neste capítulo, concluiu-se que o conversor proposto neste trabalho pode ser uma solução alternativa frente às soluções empregadas atualmente. Uma das possíveis aplicações bastante interessante do conversor proposto seria na aplicação de um sistema de processamento modular de energia solar fotovoltaica.

3 ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CONVERSOR PROPOSTO

Neste capítulo é realizada análise estática do Conversor *CC-CC* Não Isolado de Elevado Ganho Para Aplicação No Processamento de Energia Solar Fotovoltaica proposto neste trabalho.

Inicialmente é apresentada a análise qualitativa do conversor. As etapas de operação do conversor operando no Modo de Condução Contínua (*MCC*) e no Modo de Condução Descontínua (*MCD*), além das principais formas de onda das etapas de operação são identificadas e descritas. Em seguida, é apresentada a análise quantitativa do conversor para definir os ganhos estáticos e os equacionamentos necessários para realização do projeto deste conversor.

3.1 TOPOLOGIA

O conversor proposto é composto pelos seguintes dispositivos: dois indutores armazenadores de energia L_1 e L_2 , dois interruptores controlados S_1 e S_2 , quatro diodos D_1 , D_2 , D_3 e D_4 , um capacitor de filtro intermediário C_{oint} e dois capacitores de filtro de saída C_{o1} e C_{o2} .

A Figura 3.1 apresenta a topologia do Conversor *CC-CC* Não Isolado de Elevado Ganho Para Processamento de Energia Solar Fotovoltaica.

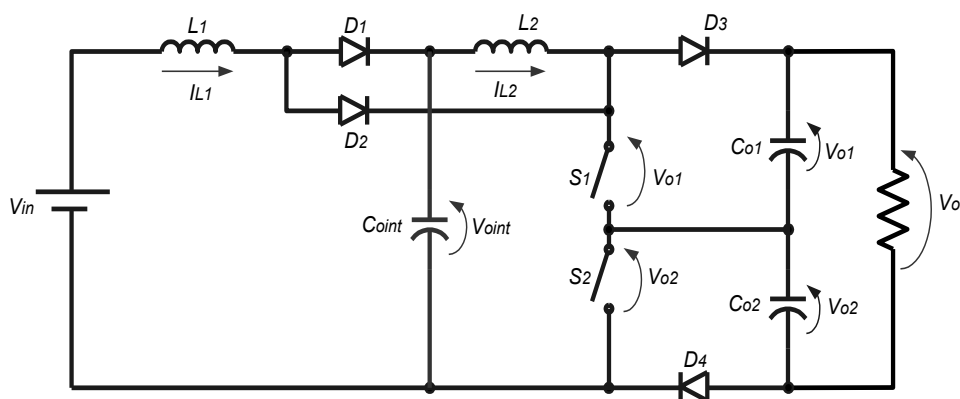


Figura 3.1 – Conversor *CC-CC* não isolado de elevado ganho para aplicação no processamento de energia solar fotovoltaica

3.2 TÉCNICA DE MODULAÇÃO

O funcionamento de um conversor depende da técnica de modulação utilizada, entretanto, a técnica de modulação utilizada é normalmente escolhida baseada na estrutura topológica do conversor.

Existem várias técnicas de modulação, porém, a técnica de modulação mais adequada para este conversor é uma modulação por largura de pulsos defasados em 180° . Nesta estratégia de modulação, os pulsos de comando dos interruptores S_1 e S_2 podem ser obtidos através de dois comparadores. Uma portadora triangular e outra portadora também triangular defasada em 180° da primeira. A saída de cada um dos comparadores é o comando para os interruptores. A utilização desta técnica de modulação consequentemente gera duas condições diferentes de operação do conversor: uma condição na qual a razão cíclica é maior que 0,5, e outra em que a razão cíclica é menor que 0,5. A Figura 3.2 mostra os pulsos de comando dos interruptores obtidos considerando $D > 0,5$.

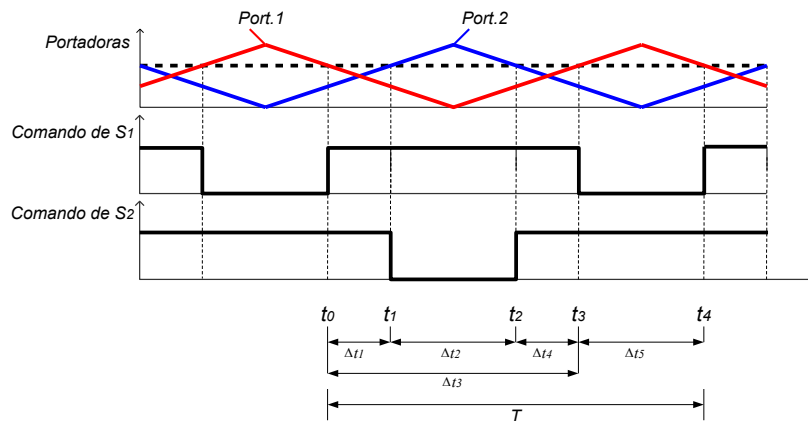


Figura 3.2 - Pulsos de comando dos interruptores S_1 e S_2 para $D > 0,5$

Baseado nos pulsos de comando mostrados na Figura 3.2, pode ser visto que os intervalos de tempo Δt_1 e Δt_4 , e Δt_2 e Δt_5 são iguais conforme representado por (3.1) e por (3.2), respectivamente.

$$\Delta t_1 = \Delta t_4 \quad (3.1)$$

$$\Delta t_2 = \Delta t_5 \quad (3.2)$$

A duração de um período de comutação T é o somatório entre Δt_3 e Δt_5 conforme dado por (3.3). A relação entre a razão cíclica de comando para o interruptor S_1 e o intervalo de tempo Δt_3 pode ser definida como sendo a relação entre Δt_3 e T , conforme (3.4). Entretanto, o intervalo de tempo Δt_2 é dado por (3.5). Desta forma, pode se então determinar o intervalo de tempo Δt_1 e Δt_4 em que o interruptor S_2 está conduzindo simultaneamente com o interruptor S_1 durante um período de funcionamento, como mostra (3.6).

$$\Delta t_3 + \Delta t_5 = T \quad (3.3)$$

$$D = \frac{\Delta t_3}{T} \rightarrow \Delta t_3 = D.T \quad (3.4)$$

$$\Delta t_2 = \Delta t_5 = T.(1 - D) \quad (3.5)$$

$$\Delta t_1 = \Delta t_4 = \frac{\Delta t_3 - \Delta t_2}{2} = \frac{T.(2.D - 1)}{2} \quad (3.6)$$

As seqüências de estado dos interruptores durante um período de comutação de acordo com os pulsos de comando mostrados podem ser resumidas na Tabela 3.1.

Da Tabela 3.1, observa-se que para operação com razão cíclica maior do que 0,5 há sempre um ou dois interruptores comandados. Interpreta-se também que ocorrem dois instantes por período de comutação em que há transferência de energia da fonte de entrada e do indutor L_1 ao capacitor intermediário C_{oint} e, do indutor L_2 para os capacitores C_{o1} e C_{o2} .

Tabela 3.1 - Sequências de estado dos interruptores para $D > 0,5$

Estado	Intervalo de tempo num período de comutação (Δt)	Estado dos interruptores	
		S_1	S_2
1	Δt_1	1	1
2	Δt_2	1	0
3	Δt_4	1	1
4	Δt_5	0	1

A Figura 3.3 mostra os pulsos de comando dos dois interruptores considerando $D < 0,5$. Comparando-se com os pulsos de comando dos interruptores para $D > 0,5$

apresentados na Figura 3.2, nota-se que a sequência dos pulsos de comando é se complementar entre os dois modos de operação.

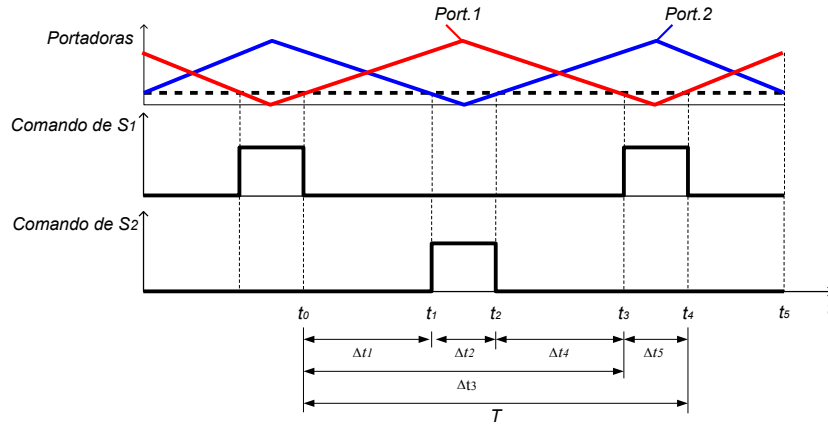


Figura 3.3 - Pulsos de comando dos interruptores S_1 e S_2 para $D < 0,5$

Da forma de onda dos pulsos de comando mostrados, pode-se considerar que as relações entre cada intervalo de tempo em um período de comutação: Δt_1 , Δt_2 , Δt_3 , Δt_4 , Δt_5 e T são iguais às relações do modo de operação anterior. O intervalo de um período de comutação T é igual à soma dos intervalos Δt_3 e Δt_5 , conforme mostra (3.7). A razão cíclica para o interruptor S_1 pode ser definida como sendo a relação entre Δt_5 e T , dada por (3.8). Entretanto, o intervalo Δt_3 é determinado por (3.9). Assim, pode-se então definir o intervalo Δt_1 e Δt_4 que determina a duração de tempo em que o interruptor S_2 não está conduzindo simultaneamente com S_1 , conforme dado por (3.10).

$$\Delta t_3 + \Delta t_5 = T \quad (3.7)$$

$$D = \frac{\Delta t_5}{T} \Rightarrow \Delta t_5 = \Delta t_2 = D \cdot T \quad (3.8)$$

$$\Delta t_3 = T(1 - D) \quad (3.9)$$

$$\Delta t_1 = \Delta t_4 = \frac{\Delta t_3 - \Delta t_2}{2} = \frac{T(1 - 2 \cdot D)}{2} \quad (3.10)$$

Dos pulsos de comando mostrados na Figura 3.3, podem ser descritas as sequências de estado dos interruptores durante um período de comutação como apresentadas na Tabela 3.2. Verifica-se que, para a razão cíclica menor que 0,5, um ou os dois interruptores estão sempre bloqueados.

Tabela 3.2 - Sequências de estado dos interruptores para $D < 0,5$

Estado	Intervalo de tempo num período de comutação (T)	Estado dos interruptores	
		S_1	S_2
1	Δ_{t1}	0	0
2	Δ_{t2}	0	1
3	Δ_{t4}	0	0
4	Δ_{t5}	1	0

3.3 ANÁLISE QUALITATIVA DO CONVERSOR

O conversor proposto apresenta modos de operação determinados pela corrente que circula através de ambos os indutores. Assim, o conversor pode operar no modo de condução contínua, condução descontínua e condução crítica. A análise será feita considerando as condições: os componentes são ideais e o conversor em regime permanente.

Nesta seção será apresentada análise qualitativa do conversor tanto para o Modo de Condução Contínua (*MCC*) como o Modo de Condução Descontínua (*MCD*). As etapas de operação são descritas e as formas de onda são apresentadas. O Modo de Condução Contínua (*MCC*) significa que, a corrente em ambos os indutores não se anula durante um período de comutação. Enquanto o Modo de Condução Descontínua (*MCD*) se refere à descontinuidade de corrente apenas em um indutor ou em ambos dois indutores.

3.3.1 Análise qualitativa do conversor para o Modo de Condução Contínua (*MCC*)

O conversor é dito estar operando no Modo de Condução Contínua (*MCC*), se não há nenhuma corrente de ambos indutores chegando zero durante um período de comutação. O funcionamento deste conversor operando no *MCC* é representado por quatro etapas de operação. Nos itens seguintes serão descritas estas quatro etapas de

operação, que são ditadas pela combinação dos comandos dos interruptores S_1 e S_2 , tanto para $D < 0,5$ quanto para $D > 0,5$.

3.3.1.1 Etapas de operação para $D < 0,5$

Nesta seção são apresentadas as etapas de operação e as formas de onda do conversor operando no Modo de Condução Contínua (MCC) com $D < 0,5$.

a) Primeira etapa de operação ($t_0 - t_1$)

A primeira etapa de operação inicia-se em $t = t_0$, considerando que os dois interruptores S_1 e S_2 permanecem bloqueados e a corrente dos indutores decresce linearmente. Durante esta etapa de operação, os diodos D_1 , D_3 e D_4 estão conduzindo fazendo com que a energia armazenada no indutor L_1 e da fonte V_{in} seja transferida ao capacitor C_{oint} , e o indutor L_2 e os capacitores C_{o1} e C_{o2} entreguem energia para a carga. O diodo D_2 encontra-se bloqueado e submetido à diferença entre a tensão de saída e a tensão no capacitor intermediário ($V_o - V_{oint}$). A tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 é igual a V_{o1} e V_{o2} , respectivamente. Esta etapa de operação termina quando o interruptor S_2 é comandado a conduzir. O circuito equivalente desta etapa de operação é mostrado na Figura 3.4.

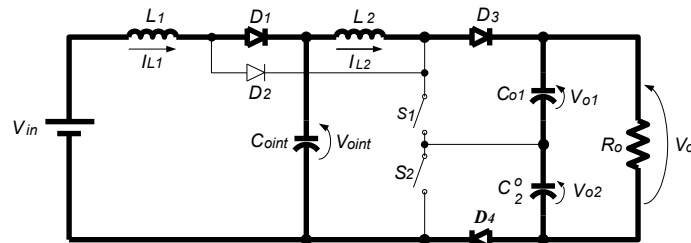


Figura 3.4 - Primeira etapa de operação do conversor no MCC para $D < 0,5$

b) Segunda etapa de operação ($t_1 - t_2$)

A segunda etapa de operação tem início quando o interruptor S_2 é comandado a conduzir em $t = t_1$. Nesta etapa de operação o diodo D_2 entra em condução enquanto D_3 continua conduzindo, e os diodos D_1 e D_4 são bloqueados. Ainda nesta etapa, a corrente dos indutores cresce linearmente e é forçada a fluir somente pelo capacitor C_{o1} . Assim, a energia acumulada nos indutores, da fonte V_{in} e do capacitor C_{oint} são transferidas para o capacitor C_{o1} e a carga. A tensão sobre o diodo D_1 é igual à tensão ($V_{oint} - V_{o1}$), já a tensão sobre o diodo D_4 é a própria tensão do capacitor C_{o2} (V_{o2}). A

tensão aplicada sobre o interruptor S_1 é igual à tensão V_{o1} . Esta etapa de operação acaba quando o interruptor S_2 é comandado a bloquear novamente. O circuito equivalente desta etapa de operação está apresentado na Figura 3.5.

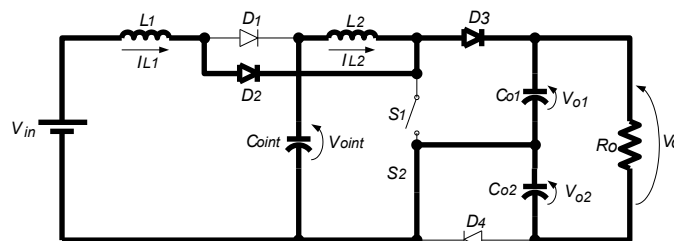


Figura 3.5 - Segunda etapa de operação do conversor no MCC para $D < 0,5$

c) Terceira etapa de operação ($t_2 - t_3$)

A terceira etapa de operação inicia no instante t_2 , quando o interruptor S_2 retorna ao estado bloqueado, ou seja, os dois interruptores encontram-se bloqueados simultaneamente. O funcionamento do conversor durante esta etapa de operação é exatamente igual ao funcionamento da primeira etapa de operação. Esta etapa de operação termina quando o interruptor S_1 é comandado a conduzir. O circuito equivalente desta etapa de operação é apresentado na Figura 3.6.

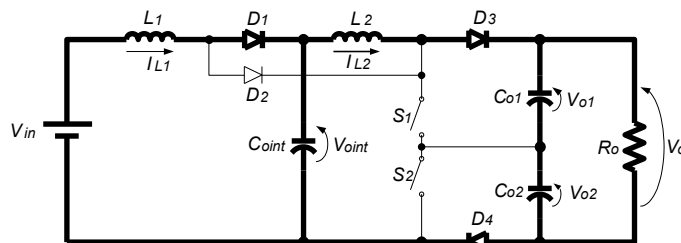


Figura 3.6 - Terceira etapa de operação do conversor no MCC para $D < 0,5$

d) Quarta etapa de operação ($t_3 - t_4$)

Em $t = t_3$ o interruptor S_1 é comandado a conduzir, enquanto o interruptor S_2 permanece bloqueado. Durante este instante de tempo, os diodos D_1 e D_3 encontram-se bloqueados e os diodos D_2 e D_4 estão em condução. A corrente dos indutores cresce novamente e é forçada a circular pelo capacitor C_{o2} . Assim, a energia armazenada nos indutores, do capacitor C_{o1} e da fonte de entrada é transferida para o capacitor C_{o2} e a carga. A tensão sobre o diodo D_1 é igual à tensão $(V_{o1} - V_{o2})$, e o diodo D_3 é submetido à tensão V_{o1} . Neste período o interruptor S_2 assume a tensão V_{o2} . Esta etapa de operação termina com a abertura do interruptor S_2 , retornando desse modo à primeira

etapa de operação. O circuito equivalente desta etapa de operação está apresentado na Figura 3.7.

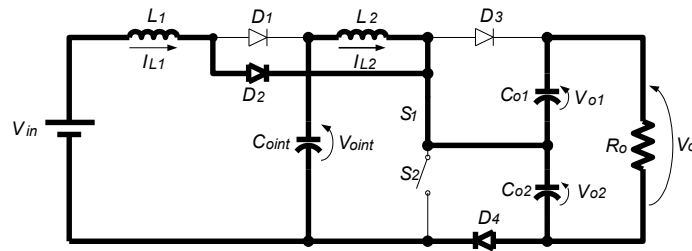


Figura 3.7 - Quarta etapa de operação do conversor no *MCC* para $D < 0,5$

e) Principais formas de onda

Nessa seção serão apresentadas as principais formas de onda das etapas de operação do conversor operando no *MCC* e considerando que os componentes sejam ideais. As formas de onda apresentadas baseiam-se nas quatro etapas de operação que ocorrem durante um período de funcionamento. Na Figura 3.8 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente nos indutores L_1 e L_2 , a tensão e corrente nos interruptores S_1 e S_2 , a tensão e corrente nos quatro diodos e a corrente nos capacitores C_{o1} , C_{o1} e C_{o2} .

3.3.1.2 Etapas de operação para $D > 0,5$

Nesta seção são apresentadas as etapas de operação e as formas de onda do conversor operando no Modo de Condução Contínua (*MCC*) para $D > 0,5$.

a) Primeira etapa de operação ($t_0 - t_1$)

No instante $t = t_0$, que é o início de um ciclo de comutação, os interruptores S_1 e S_2 encontram-se conduzindo, e a corrente nos indutores cresce linearmente. Durante esta etapa de operação, o diodo D_2 está conduzindo e os diodos D_1 , D_3 e D_4 permanecem bloqueados. A carga é alimentada pelos capacitores C_{o1} e C_{o2} , e os diodos D_1 , D_3 e D_4 são respectivamente submetidos às tensões V_{o1} , V_{o1} e V_{o2} . Esta etapa de operação termina quando o interruptor S_2 é comandado a bloquear. O circuito equivalente desta etapa de operação é mostrado na Figura 3.9.

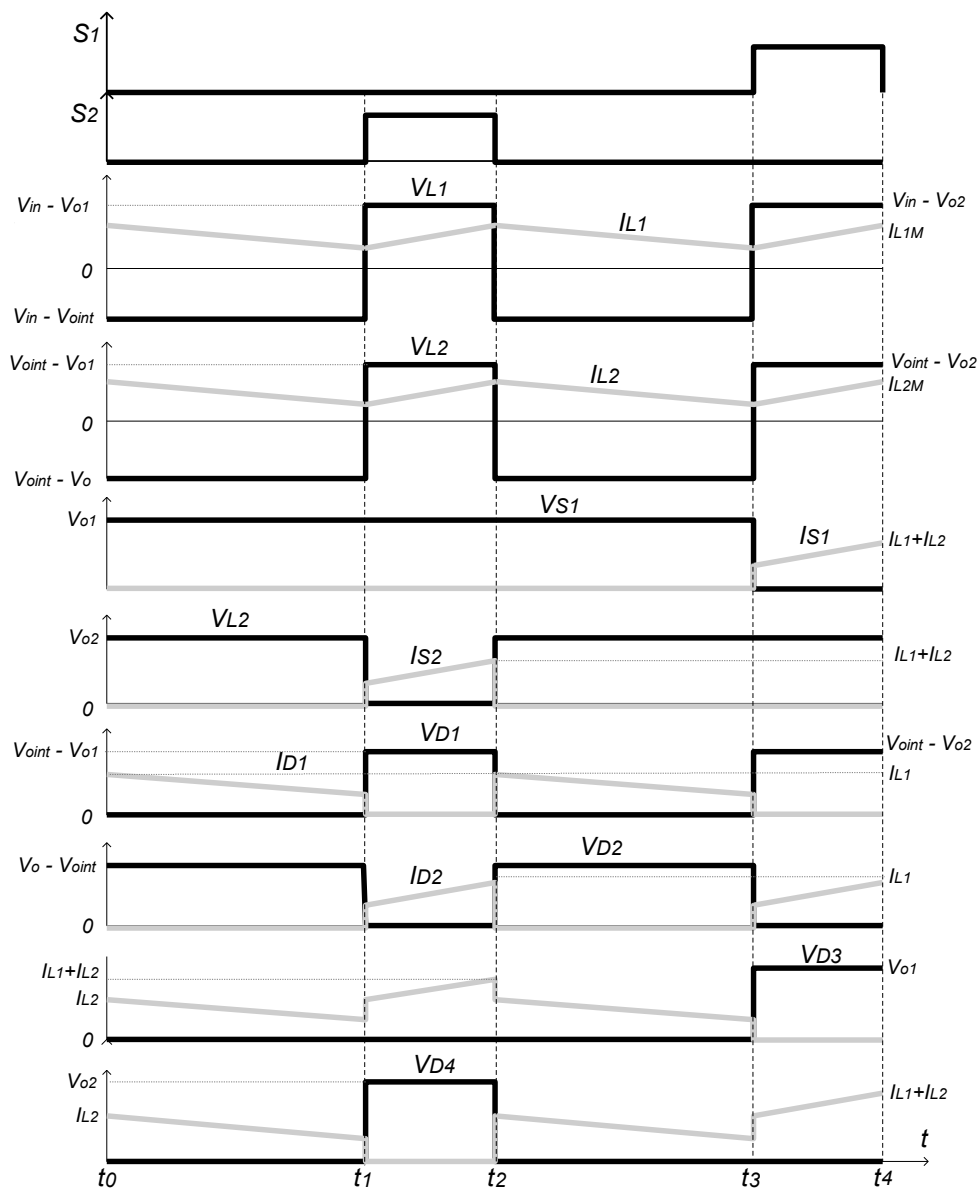


Figura 3.8 - Principais formas de onda das etapas de operação do conversor no MCC para $D < 0,5$

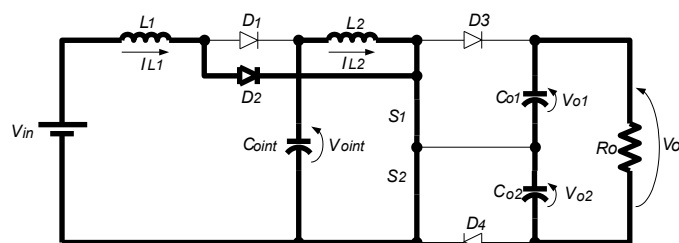


Figura 3.9 - Primeira etapa de operação do conversor no MCC para $D > 0,5$

b) Segunda etapa de operação ($t_1 - t_2$)

A segunda etapa de operação é iniciada no instante $t = t_1$ quando o interruptor S_1 permanece conduzindo e o interruptor S_2 passa a ser bloqueado. Os diodos D_1 e D_4 entram em condução, enquanto os diodos D_2 e D_3 permanecem bloqueados. Durante este intervalo de tempo, o indutor L_1 e a fonte V_{in} transferem energia ao capacitor C_{oint} , entretanto a corrente no indutor L_2 é forçada a fluir somente pelo capacitor C_{o2} e a carga é alimentada pelos capacitores C_{o1} e C_{o2} . A tensão aplicada sobre indutores é $(V_{oint} - V_{in})$ e $(V_{o2} - V_{oint})$, respectivamente. A tensão sobre diodo D_2 é igual à tensão $V_{o2} - V_{oint}$, e o diodo D_3 é submetido à tensão V_{o1} . Ainda nesta etapa, a tensão sobre o interruptor S_2 é igual a V_{o2} . O término desta etapa de operação ocorre quando o interruptor S_2 é comandado a conduzir. Na Figura 3.10 está ilustrado o circuito equivalente desta etapa de operação.

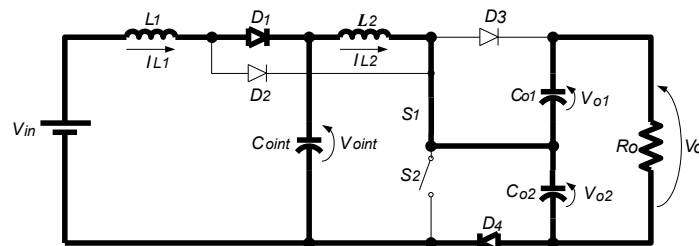


Figura 3.10 - Segunda etapa de operação do conversor no MCC para $D > 0,5$

c) Terceira etapa de operação ($t_2 - t_3$)

A terceira etapa de operação ocorre com a condução simultânea dos interruptores S_1 e S_2 em $t = t_2$. Os indutores são submetidos à tensão da fonte V_{in} e V_{oint} , respectivamente. Durante esta etapa de operação a corrente dos indutores cresce linearmente, e os dois capacitores C_{o1} e C_{o2} alimentam a carga. Esta etapa de operação finda quando o interruptor S_1 é comandado a bloquear. O circuito equivalente desta etapa é apresentado na Figura 3.11.

d) Quarta etapa de operação ($t_3 - t_4$)

Em $t = t_3$ enquanto o interruptor S_1 é comandado a bloquear, o interruptor S_2 permanece conduzindo. Com a abertura do interruptor S_1 , os diodos D_1 e D_3 entram em condução e os diodos D_2 e D_4 encontram-se bloqueados. Assim, durante esta etapa de operação a energia acumulada em L_1 e da fonte V_{in} é transferida a C_{oint} , enquanto a corrente no indutor L_2 é forçada a passar somente pelo capacitor C_{o1} . A carga é

alimentada pelos capacitores C_{o1} e C_{o2} . A tensão sobre os diodos D_2 e D_4 é igual a $V_{oint} - V_{o1}$ e V_{o2} , respectivamente. O interruptor S_1 assume a tensão V_{o1} . Esta etapa de operação termina com a condução do interruptor S_1 , reiniciando desse modo à primeira etapa de operação. Na Figura 3.12 é mostrado o circuito equivalente desta etapa.

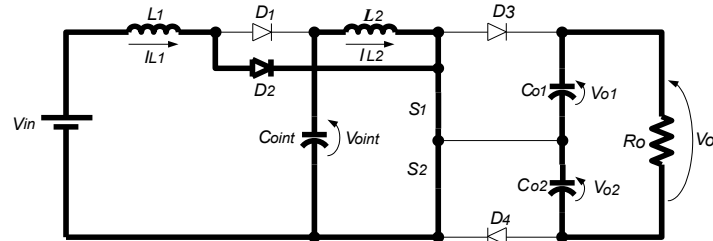


Figura 3.11 - Terceira etapa de operação do conversor no MCC para $D > 0,5$

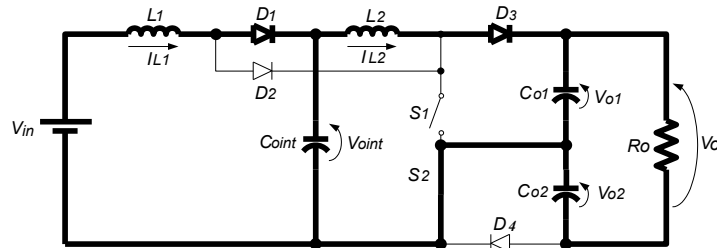


Figura 3.12 - Quarta etapa de operação do conversor no MCC para $D > 0,5$

e) Principais formas de onda

Nessa seção são apresentadas as principais formas de onda do conversor operando no MCC para a razão cíclica maior que 0,5 e, considerando que os componentes sejam ideais. Na Figura 3.13 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente nos indutores L_1 e L_2 , a tensão e corrente nos interruptores S_1 e S_2 , a tensão e corrente nos quatro diodos, e a corrente nos capacitores.

3.3.2 Análise qualitativa do conversor para o Modo de Condução

Descontínua (MCD)

Como este conversor possui dois indutores na sua topologia, existem três possibilidades de operação provenientes da combinação dos modos de operação em cada estágio de conversão. Nas duas primeiras possibilidades, a condução descontínua do conversor é determinada apenas pela descontinuidade da corrente de L_1 ou da

corrente de L_2 . Entretanto, outra possibilidade de condução descontínua do conversor é determinada pela descontinuidade tanto da corrente de L_1 como da corrente de L_2 . As duas primeiras possibilidades serão chamadas de Modo de Condução Descontínua Parcial (*MCDP*), já a descontinuidade na corrente de ambos indutores pode ser chamada de Modo de Condução Descontínua Total (*MCDT*).

Contudo, considerando-se que a corrente média de L_1 é maior do que a corrente média de L_2 em relação ao ganho estático do conversor, e se a ondulação de corrente for igual para ambos os indutores, então a tendência é que a corrente do indutor L_2 se anule sempre antes da corrente do indutor L_1 . Assim, a operação no *MCDP* refere-se à descontinuidade apenas na corrente do indutor L_2 .

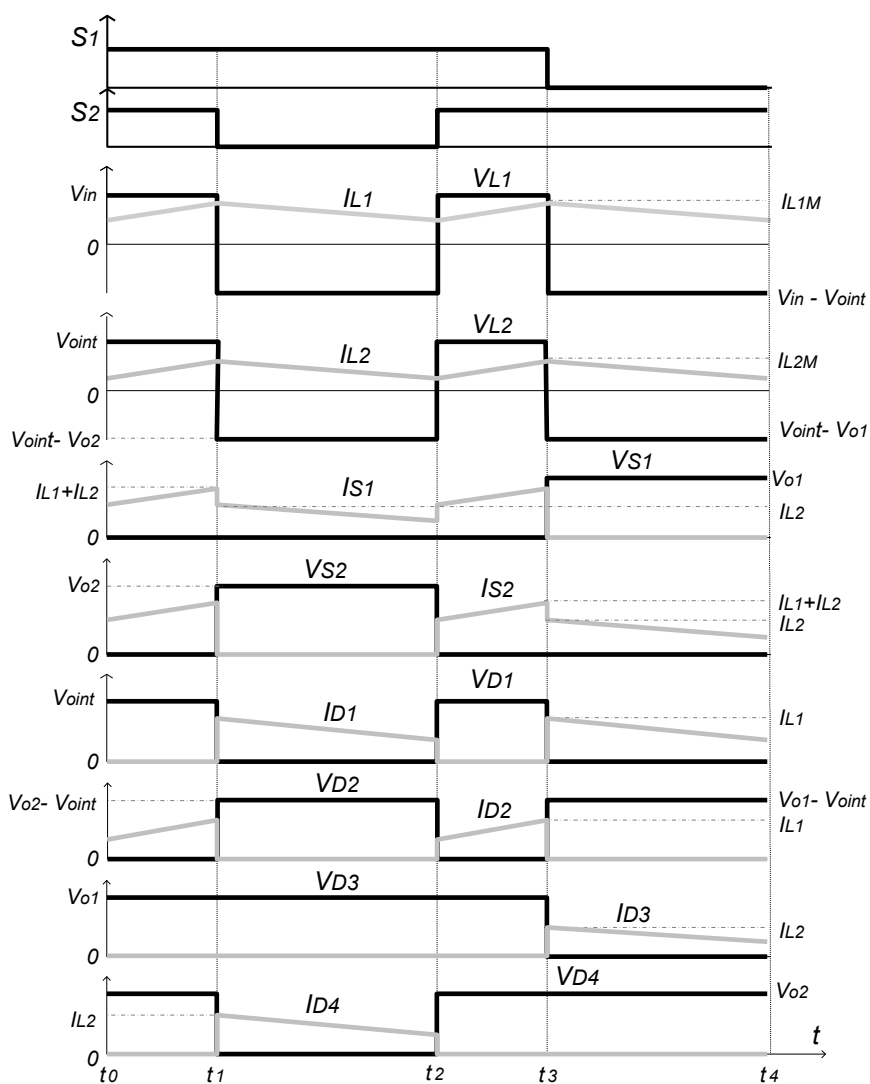


Figura 3.13 – Principais formas de onda das etapas de operação do conversor no *MCC* para $D > 0,5$

Nas seções seguintes serão descritas as etapas de operação do conversor operando no *MCDP* e no *MCDT*, tanto para $D < 0,5$ como $D > 0,5$. As principais formas de onda das etapas de operação serão apresentadas.

3.3.2.1 Etapas de operação para o Modo de Condução Descontínua Parcial (*MCDP*)

Explicou-se que o conversor entrará em modo de condução descontínua parcial (*MCDP*), se ocorrer descontinuidade apenas na corrente do indutor L_2 . Quando operando no *MCDP*, o conversor apresenta seis etapas de operação.

Nessa seção serão apresentadas a descrição e as formas de onda das etapas de operação do conversor operando no *MCDP* tanto para $D < 0,5$ como $D > 0,5$.

1. Etapas de operação para $D < 0,5$

A seguir são apresentadas as descrições das etapas de operação e as formas de onda do conversor operando no *MCDP* para $D < 0,5$.

a) Primeira etapa de operação ($t_0 - t_1$)

A primeira etapa de operação tem início no instante $t = t_0$. Nesta etapa de operação os dois interruptores estão em estados de bloqueio. Os diodos D_1 , D_3 e D_4 estão conduzindo, e o diodo D_2 permanece bloqueado. A energia acumulada no indutor L_1 e da fonte V_{in} é transferida ao capacitor C_{oint} , enquanto o indutor L_2 e os capacitores C_{o1} e C_{o2} alimentam a carga. As tensões sobre os interruptores S_1 e S_2 são V_{o1} e V_{o2} , respectivamente, entretanto a tensão sobre o diodo D_2 é a diferença entre a tensão de saída e a tensão intermediária $V_o - V_{oint}$. Esta etapa de operação termina quando a corrente no indutor L_2 atinge zero. A Figura 3.14 mostra o circuito equivalente desta etapa de operação.

b) Segunda etapa de operação ($t_1 - t_2$)

Quando a corrente no indutor L_2 atinge zero em $t = t_1$, os diodos D_1 e D_2 permanecem conduzindo e bloqueado, respectivamente, e a tensão sobre o diodo D_2 é igual zero. A tensão do capacitor intermediário V_{oint} será aplicada nos dois interruptores, ou seja, a tensão sobre cada um dos interruptores é igual à metade da tensão V_{oint} . Assim, os diodos D_3 e D_4 se bloqueiam e a tensão sobre eles são $V_{o1} - \frac{1}{2}V_{oint}$ em D_3 e

$V_{o2} - \frac{1}{2}V_{oint}$ em D_4 , pois $V_{o1} = V_{o2}$. Esta etapa de operação é terminada quando o interruptor S_2 for comandado a conduzir. O circuito equivalente desta etapa de operação é visualizado na Figura 3.15.

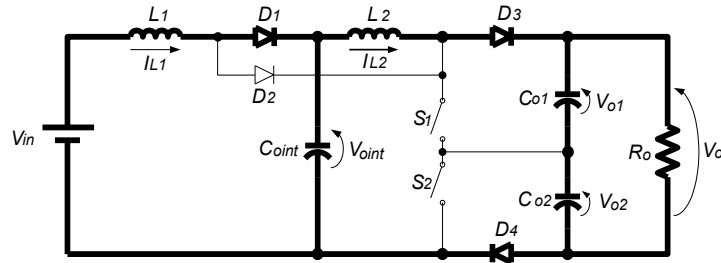


Figura 3.14 - Primeira etapa de operação do conversor no MCDP para $D < 0,5$

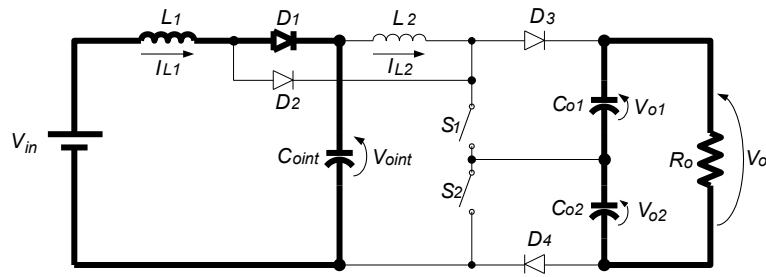


Figura 3.15 - Segunda etapa de operação do conversor no MCDP para $D < 0,5$

c) Terceira etapa de operação ($t_2 - t_3$)

A terceira etapa de operação é iniciada no instante $t = t_2$, quando o interruptor S_2 é comandado a conduzir. Nesta etapa de operação os diodos D_2 e D_3 entram em condução, no entanto os diodos D_1 e D_4 estão bloqueados. Com a condução do interruptor S_2 , durante este intervalo a corrente nos indutores cresce linearmente e é forçada a fluir somente pelo capacitor C_{o1} . Assim, energia acumulada nos indutores, da fonte V_{in} e do capacitor C_{oint} são transferidas somente ao capacitor C_{o1} . A tensão sobre o diodo D_1 é igual a $V_{oint} - V_{o1}$, entretanto a tensão sobre o diodo D_4 é a própria tensão do capacitor C_{o2} (V_{o2}). A tensão aplicada sobre o interruptor S_1 é igual a V_{o1} . Esta etapa de operação acaba quando o interruptor S_2 é comandado a bloquear novamente, e o circuito equivalente desta etapa de operação está apresentado na Figura 3.16.

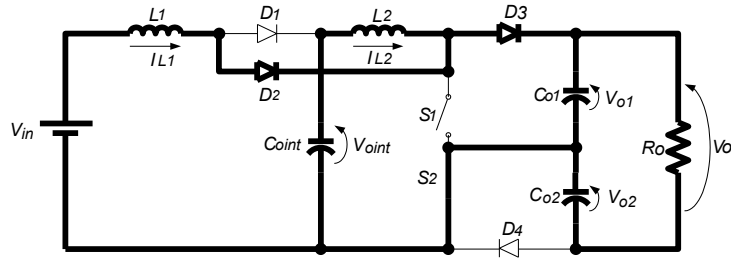


Figura 3.16 - Terceira etapa de operação do conversor no MCDP para $D < 0,5$

d) Quarta etapa de operação ($t_3 - t_4$)

A quarta etapa de operação tem início no instante $t = t_3$. Nesta etapa de operação, os dois interruptores estão bloqueados. Os diodos D_1 , D_3 e D_4 estão conduzindo, e o diodo D_2 permanece bloqueado. A energia acumulada em L_1 e da fonte V_{in} são transferidas ao capacitor C_{o1} , entretanto a carga é alimentada pela energia armazenada em L_2 e dos capacitores C_{o1} e C_{o2} . As tensões sobre os interruptores S_1 e S_2 são V_{o1} e V_{o2} , respectivamente. Entretanto a tensão sobre o diodo D_2 é a diferença entre a tensão de saída e a tensão do capacitor intermediário $V_o - V_{o1}$. Esta etapa de operação termina quando a corrente no indutor L_2 atinge zero. A Figura 3.17 mostra o circuito equivalente desta etapa de operação.

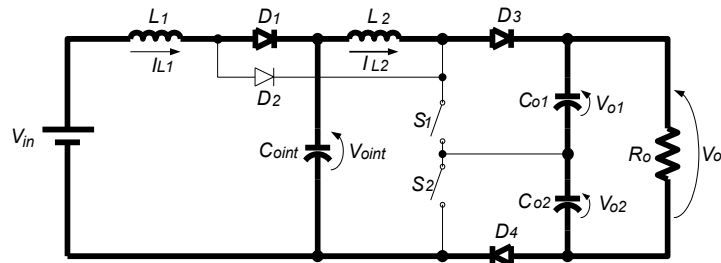


Figura 3.17 - Quarta etapa de operação do conversor no MCDP para $D < 0,5$

e) Quinta etapa de operação ($t_4 - t_5$)

Esta etapa começa quando a corrente no indutor L_2 atinge zero. O circuito equivalente e as condições durante esta etapa de operação são iguais à segunda etapa de operação. Esta etapa termina quando o interruptor S_1 é comandado a conduzir. O circuito equivalente desta etapa de operação é apresentado na Figura 3.18.

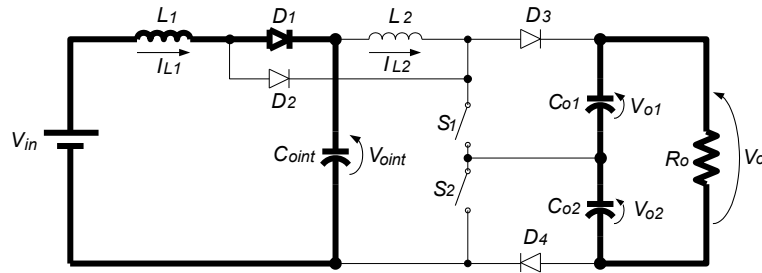


Figura 3.18 - Quinta etapa de operação do conversor no *MCDP* para $D < 0,5$

f) Sexta etapa de operação ($t_5 - t_6$)

Em $t = t_5$, o interruptor S_1 é comandado a conduzir, enquanto o interruptor S_2 permanece bloqueado. Com o interruptor S_2 bloqueado, os diodos D_2 e D_3 também se encontram bloqueados e os diodos D_1 e D_4 estão conduzindo. Durante esta etapa de operação a corrente nos indutores cresce linearmente. O capacitor intermediário C_{o1} é alimentado pela energia acumulada no indutor L_1 e da fonte de entrada V_{in} , enquanto a energia armazenada no indutor L_2 é transferida ao capacitor C_{o2} e à carga. A tensão sobre o diodo D_2 é igual à tensão $V_{o1} - V_{o2}$, e o diodo D_3 é submetido a V_{o1} . O interruptor S_2 assume a tensão V_{o2} . Esta etapa de operação termina com a abertura do interruptor S_1 , reiniciando desse modo à primeira etapa de operação.

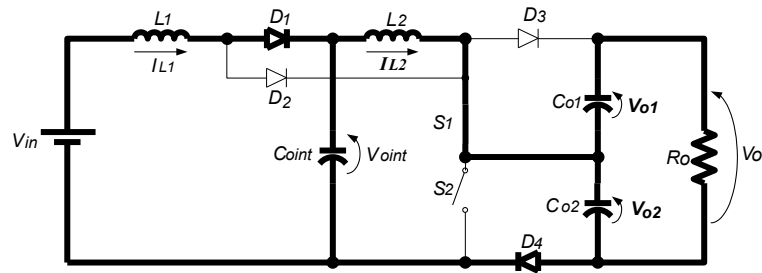


Figura 3.19 - Sexta etapa de operação do conversor no *MCDP* para $D < 0,5$

g) Principais formas de onda

As principais formas de onda das etapas de operação do conversor operando no *MCDP* para $D < 0,5$ são apresentadas na Figura 3.20.

2. Etapas de operação para $D > 0,5$

Nas seções seguintes são descritas as etapas de operação do conversor operando no *MCDP* para $D > 0,5$.

a) *Primeira etapa de operação ($t_0 - t_1$)*

A primeira etapa de operação se inicia em $t = t_0$ quando os dois interruptores encontram-se conduzindo. Durante esta etapa, os diodos D_1 , D_3 e D_4 permanecem bloqueados, e o diodo D_2 está em condução. As correntes nos indutores crescem linearmente e estes acumulam energia. Ainda nesta etapa, a carga é alimentada pelos capacitores C_{o1} e C_{o2} , e os diodos D_1 , D_3 e D_4 estão submetidos à tensão V_{oint} , V_{o1} e V_{o2} , respectivamente. Esta etapa de operação estará concluída quando o interruptor S_2 for comandado a bloquear. O circuito equivalente desta etapa de operação está visualizado na Figura 3.21.

b) *Segunda etapa de operação ($t_1 - t_2$)*

Quando o interruptor S_2 é comandado a bloquear em $t = t_1$, os diodos D_2 e D_3 tornam-se bloqueados, entretanto os diodos D_1 e D_4 encontram-se conduzindo. Com a abertura do interruptor S_2 , a energia da fonte V_{in} e a energia acumulada em L_1 são transferidas para C_{oint} , entretanto a carga é alimentada com a energia armazenada em L_2 e dos capacitores C_{o1} e C_{o2} . Esta etapa de operação finda quando a corrente no indutor L_2 atinge zero. O circuito equivalente desta etapa de operação é apresentado na Figura 3.22.

c) *Terceira etapa de operação ($t_2 - t_3$)*

A terceira etapa de operação é iniciada quando a corrente do indutor L_2 atinge zero em $t = t_2$. Durante esta etapa, a energia acumulada no indutor L_1 continua sendo transferida para C_{oint} , entretanto, não há nenhuma transferência de energia para a saída. Os capacitores C_{o1} e C_{o2} alimentam a carga. O término desta etapa de operação se dá quando o interruptor S_2 é comandado a conduzir novamente. O circuito equivalente desta etapa de operação é apresentado na Figura 3.23.

d) *Quarta etapa de operação ($t_3 - t_4$)*

A quarta etapa de operação inicia-se quando os dois interruptores encontram-se conduzindo em $t = t_3$. A topologia e o funcionamento do conversor durante esta etapa

de operação são os mesmos da primeira etapa. A Figura 3.24 mostra o circuito equivalente da quarta etapa de operação.

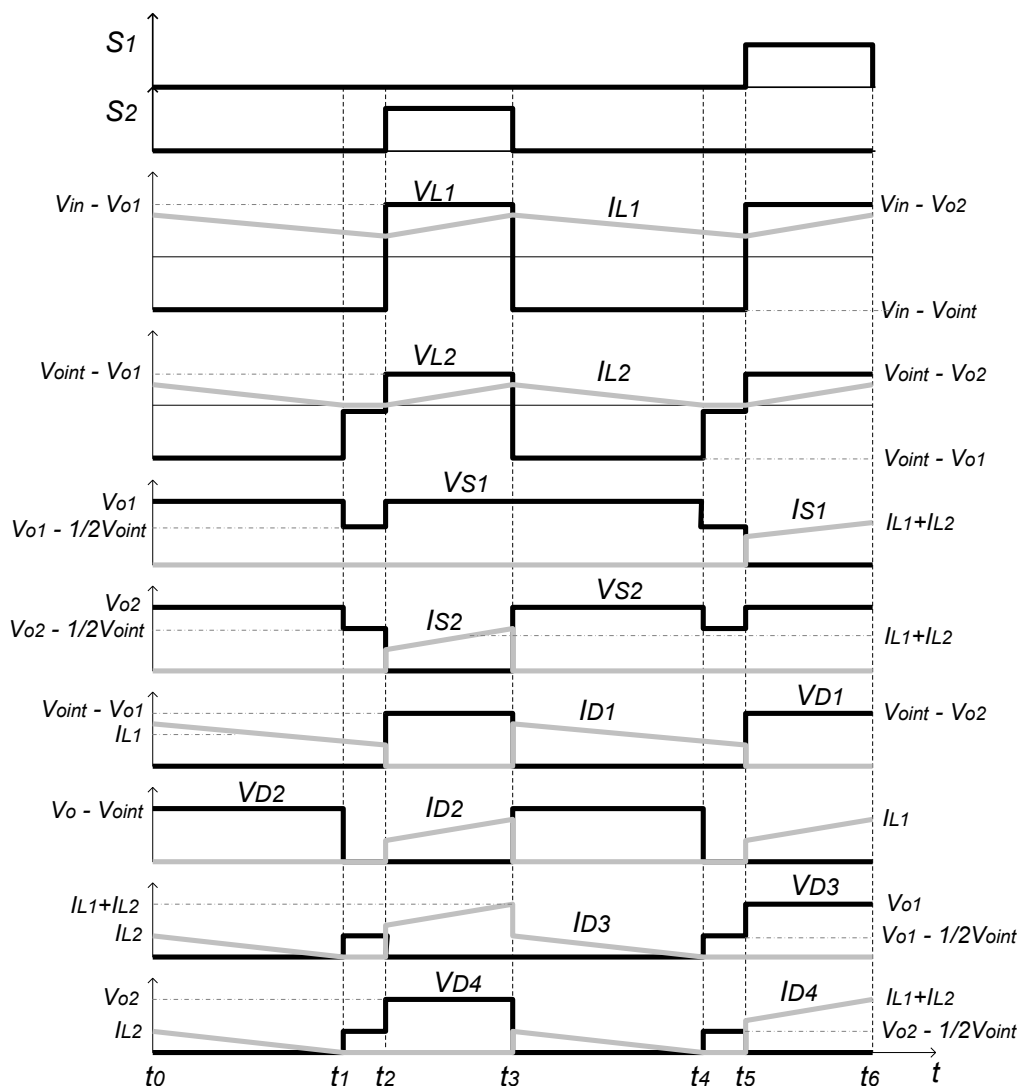


Figura 3.20 - Principais formas de onda das etapas de operação do conversor no *MCDP* para $D < 0,5$

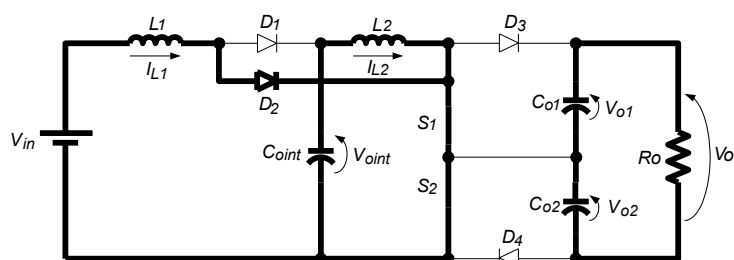


Figura 3.21 - Primeira etapa de operação do conversor no *MCDP* para $D > 0,5$

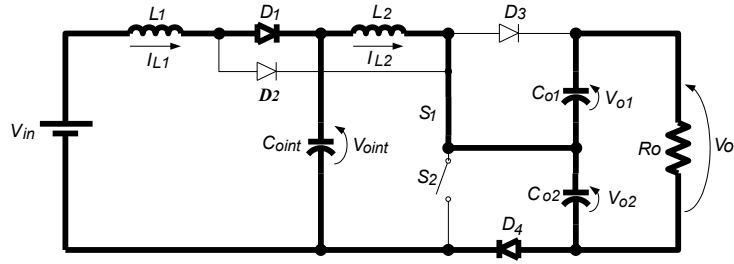


Figura 3.22 - Segunda etapa de operação do conversor no MCDP para $D > 0,5$

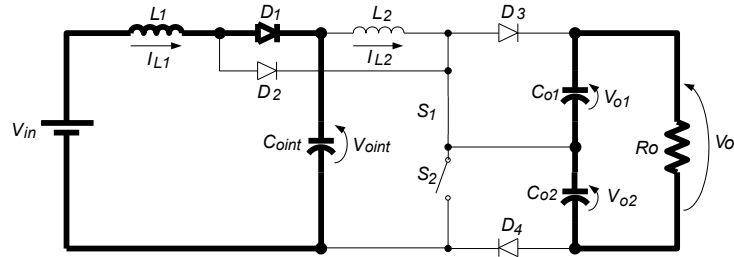


Figura 3.23 - Terceira etapa de operação do conversor no MCDP para $D > 0,5$

e) Quinta etapa de operação ($t_4 - t_5$)

A quinta etapa de operação é iniciada em $t = t_4$ quando o interruptor S_1 é comandado a bloquear. Nesta etapa de operação os diodos D_2 e D_3 estão em condução, no entanto os diodos D_1 e D_4 estão bloqueados. Com o interruptor S_1 bloqueado, a fonte V_{in} e o indutor L_1 transferem energia ao capacitor C_{o1} , enquanto o indutor L_2 transfere energia aos capacitores do filtro de saída e à carga. A tensão sobre o diodo D_2 é igual a $V_{o1} - V_{o2}$, entretanto a tensão sobre o diodo D_3 é a própria tensão do capacitor C_{o2} (V_{o2}). A tensão aplicada sobre o interruptor S_1 é igual a V_{o1} . Esta etapa de operação acaba quando a corrente do indutor L_2 passa por zero. O circuito equivalente desta etapa de operação é apresentado na Figura 3.25.

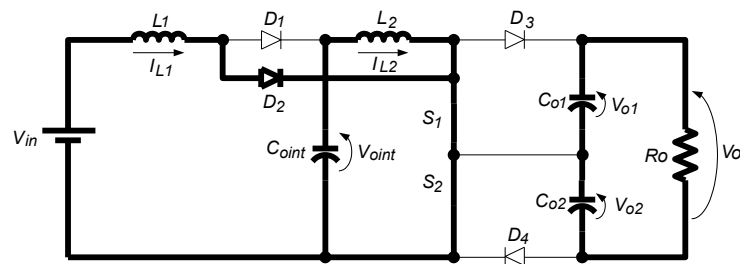


Figura 3.24 - Quarta etapa de operação do conversor em MCDP para $D > 0,5$

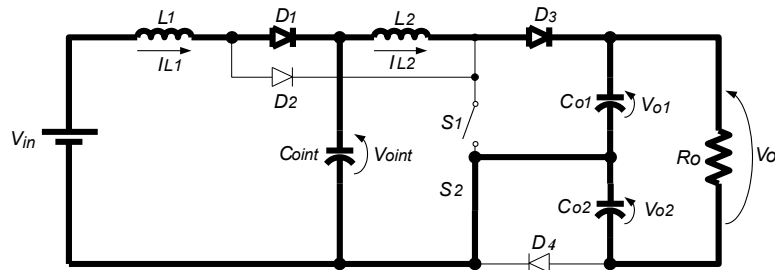


Figura 3.25 - Quinta etapa de operação do conversor no *MCDP* para $D > 0,5$

f) Sexta etapa de operação ($t_5 - t_6$)

A sexta etapa de operação ocorre quando a corrente do indutor L_2 chega a zero em $t = t_5$. Nesta etapa de operação a energia acumulada em L_1 e da fonte de entrada V_{in} continua sendo transferida ao capacitor intermediário C_{oint} , enquanto os capacitores C_{o1} e C_{o2} alimentam a carga. A tensão sobre S_1 é igual a V_{oint} , a tensão sobre D_3 é a diferença entre V_{o1} e V_{oint} , e o diodo D_4 assume a tensão V_{o2} . Esta etapa de operação finda quando S_1 é comandado a conduzir. O circuito equivalente desta etapa de operação é apresentado na Figura 3.26.

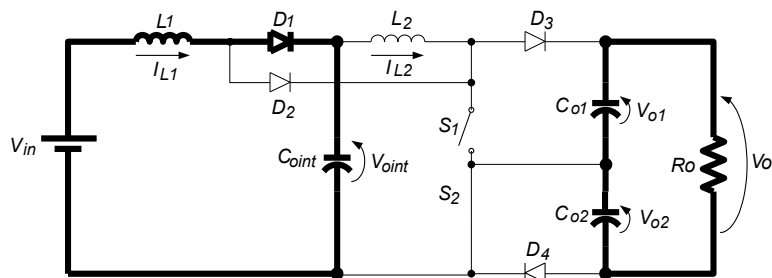


Figura 3.26 - Sexta etapa de operação do conversor no *MCDP* para $D > 0,5$

g) Principais formas de onda

Na Figura 3.27 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente nos indutores L_1 e L_2 , a tensão e corrente nos interruptores S_1 e S_2 e a tensão e corrente nos quatro diodos, referentes às seis etapas de operação do conversor operando no *MCDP* para $D > 0,5$.

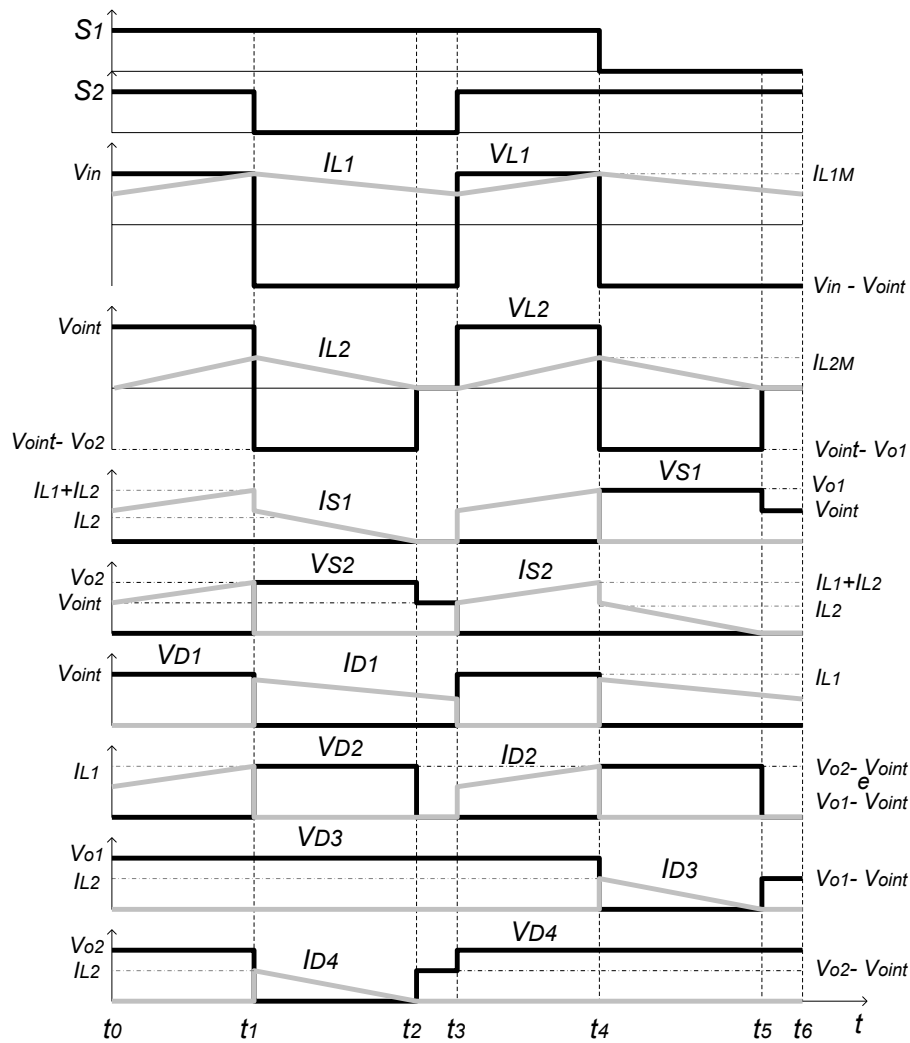


Figura 3.27 - Principais formas de onda das etapas de operação do conversor no *MCDP* para $D > 0,5$

3.3.2.2 Etapas de operação para o Modo de Condução Descontínua Total (*MCDT*)

A operação no *MCDT* significa que as correntes nos indutores L_1 e L_2 atingirem zero dentro do período de comutação. Entretanto, considera-se que a corrente do indutor L_2 atinge a zero antes da corrente do indutor L_1 .

No *MCDT* o conversor possui oito etapas de operação. Nos itens seguintes estas etapas são descritas tanto para $D < 0,5$ como para $D > 0,5$.

1. Etapas de operação para $D < 0,5$

A seguir são apresentadas etapas de operação e formas de onda do conversor operando no *MCDT* para $D < 0,5$.

a) Primeira etapa de operação ($t_0 - t_1$)

A primeira etapa de operação tem início em $t = t_0$, quando os dois interruptores encontram-se bloqueados. O estado topológico e o funcionamento desta etapa de operação são iguais à primeira etapa de operação do conversor no *MCDP* com razão cíclica menor que 0,5. Esta etapa de operação finda quando a corrente no indutor L_2 se anule. A Figura 3.28 apresenta o circuito equivalente da etapa de operação.

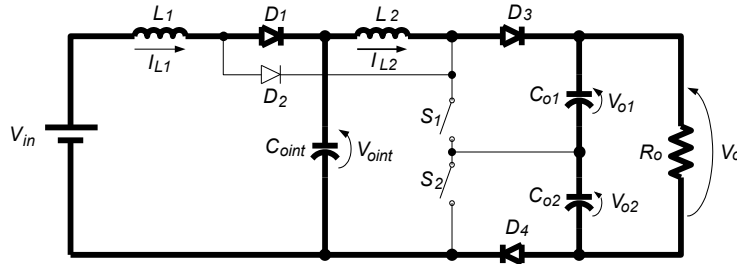


Figura 3.28 - Primeira etapa de operação do conversor no *MCDT* para $D < 0,5$

b) Segunda etapa de operação ($t_1 - t_2$)

Quando a corrente no indutor L_2 atinge zero em $t = t_1$, o circuito passa à segunda etapa de operação. Durante esta etapa, não há nenhuma transferência de energia para a saída. A tensão sobre cada um dos interruptores é $\frac{1}{2}V_{oint}$, entretanto as tensões aplicadas nos diodos D_3 e D_4 são $V_{o1} - \frac{1}{2}V_{oint}$ e $V_{o2} - \frac{1}{2}V_{oint}$, respectivamente. Esta etapa de operação acaba quando a corrente em L_1 também passa por zero. O circuito equivalente desta etapa de operação é ilustrado na Figura 3.29.

c) Terceira etapa de operação ($t_2 - t_3$)

A terceira etapa de operação inicia-se em $t = t_2$, quando a corrente no indutor L_1 também atinge zero. Durante esta etapa de operação a carga continua alimentada pelos dois capacitores C_{o1} e C_{o2} , e as tensões sobre os diodos D_3 e D_4 continuam as mesmas da etapa anterior. A tensão aplicada nos diodos D_1 e D_2 igual a $V_{oint} - V_{in}$. Esta etapa de operação termina quando o interruptor S_2 é comandado a conduzir. O circuito equivalente desta etapa de operação pode ser visto na Figura 3.30.

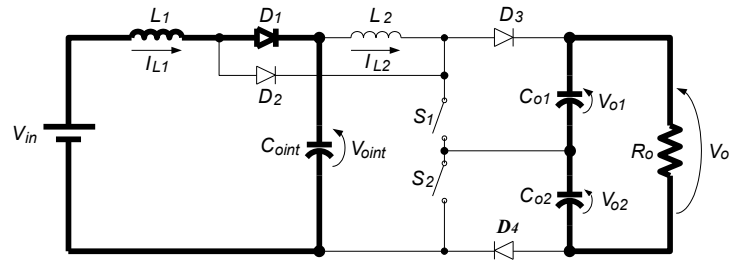


Figura 3.29 - Segunda etapa de operação do conversor no *MCDT* para $D < 0,5$

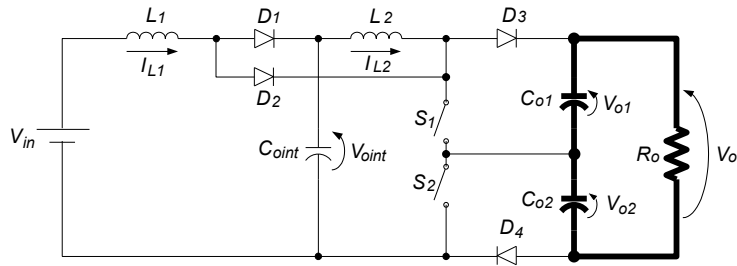


Figura 3.30 - Terceira etapa de operação do conversor no *MCDT* para $D < 0,5$

d) Quarta etapa de operação ($t_3 - t_4$)

O início da quarta etapa de operação ocorre quando o interruptor S_2 é comandado a conduzir, em $t = t_3$. A topologia e o funcionamento desta etapa de operação são exatamente iguais à terceira etapa de operação do conversor no *MCDP* com $D < 0,5$. Esta etapa de operação finda no momento em que o interruptor S_2 é comandado a bloquear. A Figura 3.31 mostra o circuito equivalente desta etapa de operação.

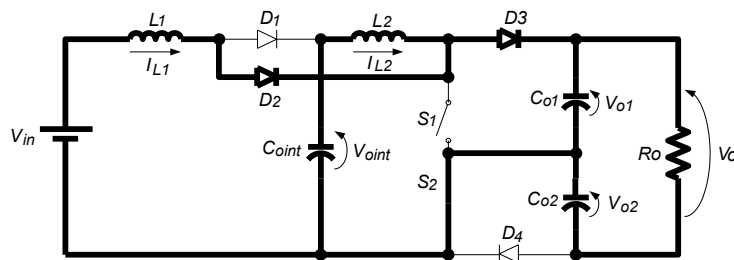


Figura 3.31 - Quarta etapa de operação do conversor no *MCDT* para $D < 0,5$

e) Quinta etapa de operação ($t_4 - t_5$)

O conversor entra na quinta etapa de operação quando o interruptor S_2 é comandado a bloquear novamente em $t = t_4$. Assim, nesta etapa de operação ambos os

interruptores estão bloqueados simultaneamente. A topologia e o funcionamento desta etapa de operação são iguais da primeira etapa de operação. A Figura 3.31 mostra o circuito equivalente desta etapa de operação.

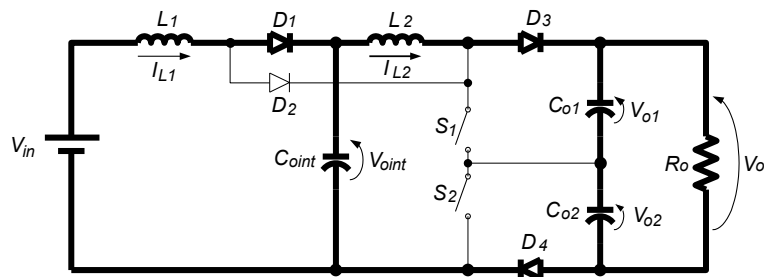


Figura 3.32 - Quinta etapa de operação do conversor em *MCDT* para $D < 0,5$

f) Sexta etapa de operação ($t_5 - t_6$)

No instante em que a corrente no indutor L_2 atinge zero novamente, inicia-se a sexta etapa de operação. Esta etapa de operação é uma repetição da segunda etapa de operação. O circuito equivalente desta etapa de operação é ilustrado na Figura 3.33.

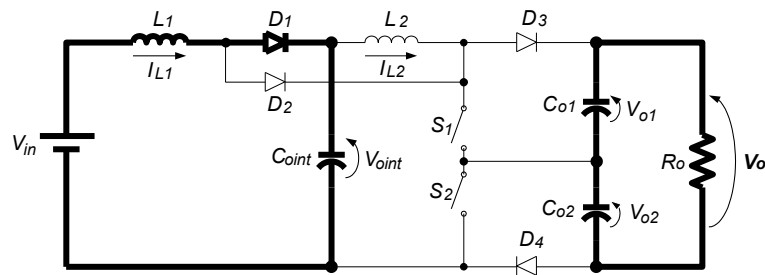


Figura 3.33 - Sexta etapa de operação do conversor no *MCDT* para $D < 0,5$

g) Sétima etapa de operação ($t_6 - t_7$)

Em $t = t_6$, quando a corrente em L_1 também atinge zero, o circuito passa à sétima etapa de operação. Durante esta etapa, não há transferência de energia da fonte de entrada para a saída, e a carga é alimentada pelos dois capacitores na saída do conversor. Esta etapa de operação termina quando o interruptor S_1 é comandado a conduzir. Na Figura 3.34 é mostrado o circuito equivalente desta etapa de operação.

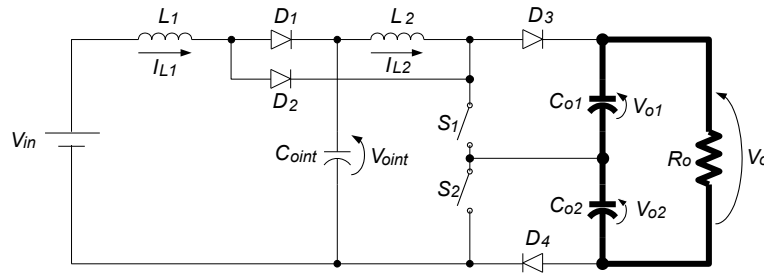


Figura 3.34 - Sétima etapa de operação do conversor no *MCDT* para $D < 0,5$

h) Oitava etapa de operação ($t_7 - t_8$)

Ao comandar o interruptor S_1 a conduzir, dá-se início a esta etapa de operação. Durante este intervalo, a energia da fonte de entrada e a energia armazenada em L_1 são transferidas para C_{oint} , e a carga é alimentada com a energia acumulada em L_2 e dos capacitores C_{o1} e C_{o2} . Esta etapa de operação tem seu término em $t = t_8$ com a abertura do interruptor S_2 , reiniciando novamente a primeira etapa de operação. A Figura 3.35 ilustra o circuito equivalente desta etapa de operação.

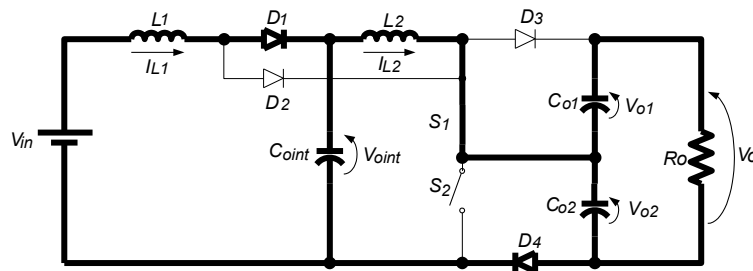


Figura 3.35 - Oitava etapa de operação do conversor no *MCDT* para $D < 0,5$

i) Principais formas de onda

Na Figura 3.36 são ilustradas as principais formas de onda das oito etapas de operação do conversor no *MCDT* para a razão cíclica menor que 0,5.

2. Etapas de operação para $D > 0,5$

A operação no *MCDT* deste conversor para $D > 0,5$, também apresenta oito etapas de operação. Nas seções seguintes são descritas as etapas de operação e formas de onda para este modo de operação.

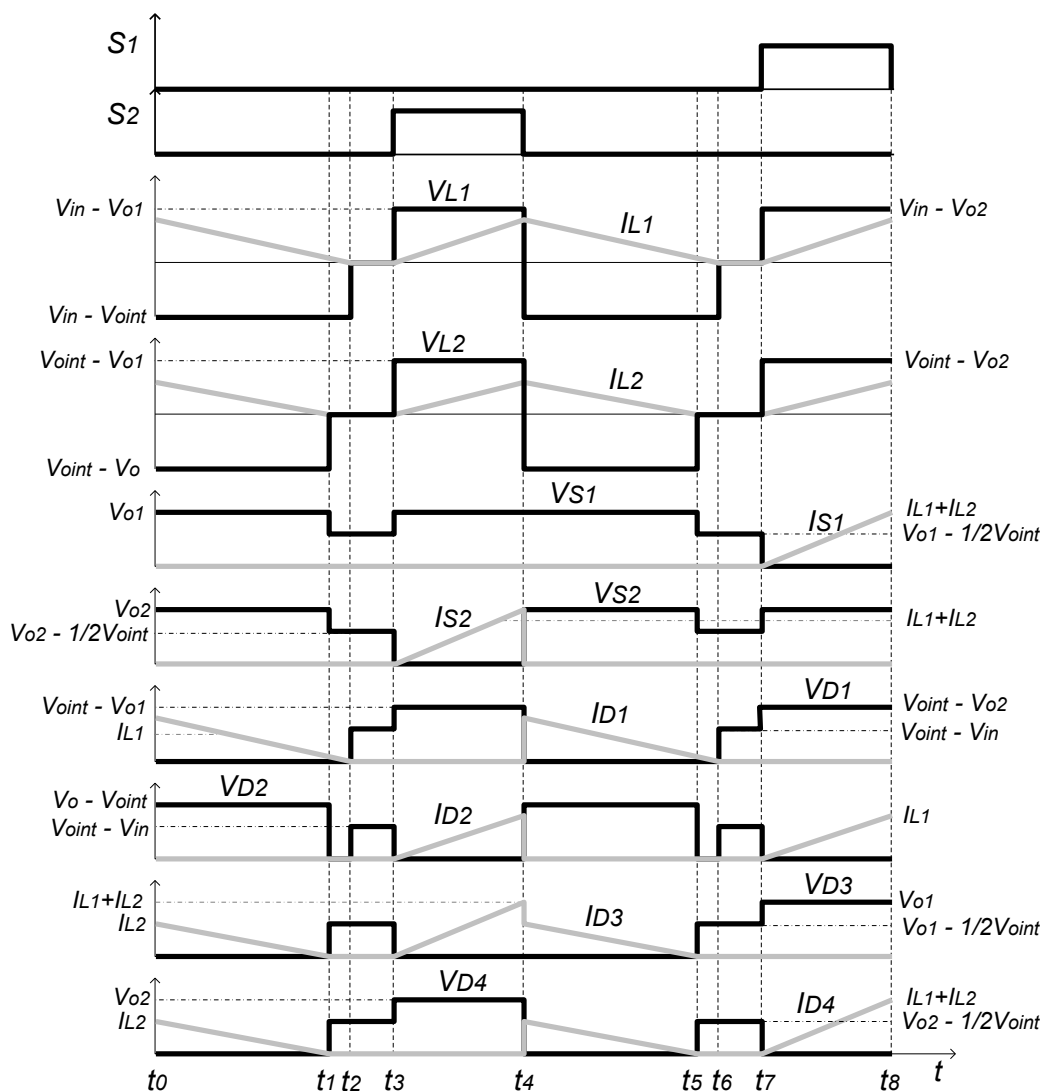


Figura 3.36 - Principais formas de onda das etapas de operação do conversor no *MCDT* para $D < 0,5$

a) Primeira etapa de operação ($t_0 - t_1$)

Nesta etapa de operação, considera-se que os dois interruptores estão conduzindo como ilustrado na Figura 3.37. Durante este intervalo, a corrente nos dois indutores cresce linearmente, e não há transferência de energia da fonte de entrada, do capacitor intermediário C_{oint} e dos indutores para a carga. A carga é alimentada pelos dois capacitores C_{o1} e C_{o2} na saída do conversor. Esta etapa de operação termina quando o interruptor S_2 é comandado a bloquear.

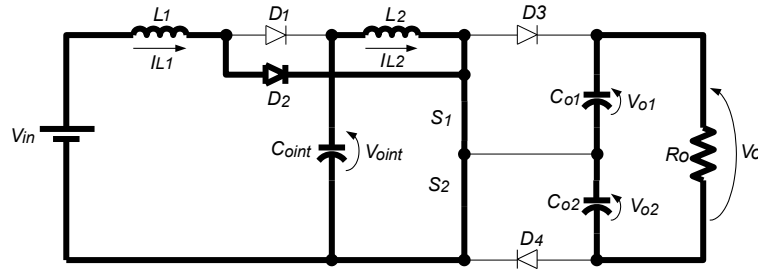


Figura 3.37 - Primeira etapa de operação do conversor no *MCDT* para $D > 0,5$

b) Segunda etapa de operação ($t_1 - t_2$)

Quando o interruptor S_2 é bloqueado em $t = t_1$, a energia da fonte de entrada e a energia armazenada no indutor L_1 são transferidas ao capacitor C_{oint} . Entretanto, a energia acumulada no indutor L_2 é transferida ao capacitor C_{o2} e à carga. Os diodos D_2 e D_3 são submetidos às tensões $V_{oint} - V_{o2}$ e V_{o1} , respectivamente, enquanto o interruptor S_2 assume a tensão V_{o2} . O término desta etapa de operação ocorre quando a corrente no indutor L_2 atinge zero. A Figura 3.38 mostra o circuito equivalente desta etapa.

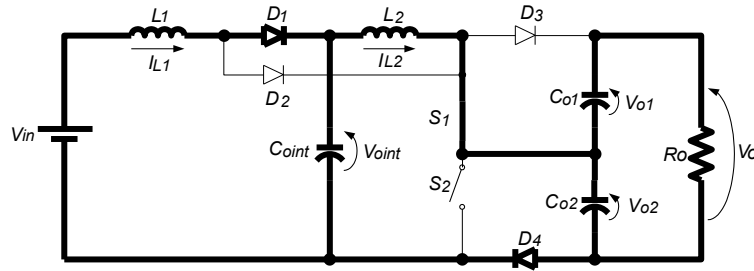


Figura 3.38 - Segunda etapa de operação do conversor no *MCDT* para $D > 0,5$

c) Terceira etapa de operação ($t_2 - t_3$)

Durante o intervalo de tempo em que a corrente de L_2 é igual à zero, o capacitor C_{oint} continua sendo carregado pela energia acumulada no indutor L_1 e da fonte de entrada, e os capacitores de saída entregam energia para a carga. A tensão sobre D_3 e D_4 é V_{o1} e V_{o2} , respectivamente. Esta etapa de operação finda quando a corrente no indutor L_1 se anula. A Figura 3.39 mostra o circuito equivalente desta etapa de operação.

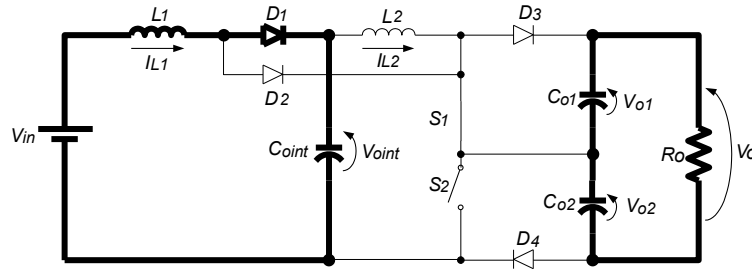


Figura 3.39 - Terceira etapa de operação do conversor no *MCDT* para $D > 0,5$

d) Quarta etapa de operação ($t_3 - t_4$)

Quando a corrente em L_1 atinge zero, todos os diodos passam a ser bloqueados. Assim, durante esta etapa de operação não há nenhuma transferência de energia da fonte à saída. A carga é alimentada somente pela energia proveniente dos dois capacitores C_{o1} e C_{o2} . O circuito muda desta etapa de operação para a quinta etapa de operação quando o interruptor S_2 é comandado a conduzir novamente. O circuito equivalente desta etapa de operação está ilustrado na Figura 3.40.

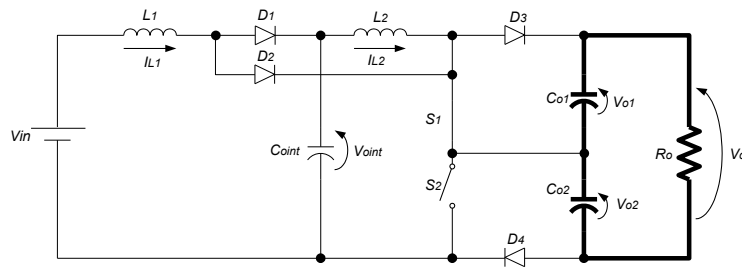


Figura 3.40 - Quarta etapa de operação do conversor no *MCDT* para $D > 0,5$

e) Quinta etapa de operação ($t_4 - t_5$)

Em $t = t_4$ quando o interruptor S_2 é comandado a conduzir, o circuito repete o funcionamento da primeira etapa de operação. Esta etapa de operação termina quando o interruptor S_1 é comandado a bloquear. O circuito equivalente desta etapa de operação é visualizado na figura 3.41.

f) Sexta etapa de operação ($t_5 - t_6$)

No intervalo de tempo em que o interruptor S_1 está em estado bloqueado, a energia da fonte de entrada e do indutor L_1 alimentam o capacitor C_{int} , e a energia armazenada no indutor L_2 é transferida ao capacitor C_{o1} . Quando a corrente no indutor

L_2 se anula, o circuito passa à sétima etapa de operação. A Figura 3.42 ilustra o circuito equivalente desta etapa de operação.

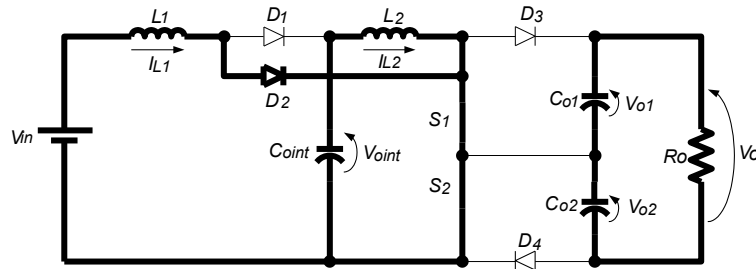


Figura 3.41 - Quinta etapa de operação do conversor no *MCDT* para $D > 0,5$

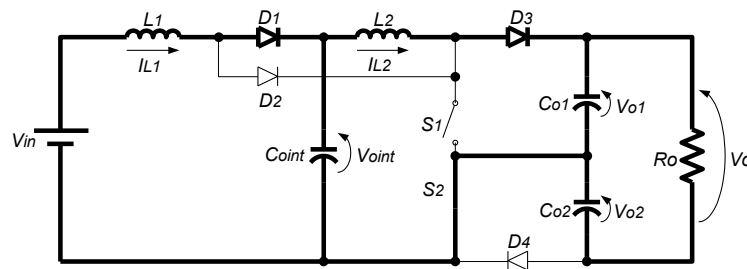


Figura 3.42 - Sexta etapa de operação do conversor no *MCDT* para $D > 0,5$

g) Sétima etapa de operação ($t_6 - t_7$)

Dá-se início a esta etapa de operação quando a corrente no indutor L_2 atinge zero em $t = t_5$. Durante este intervalo, a energia da fonte V_{in} e do indutor L_1 carrega o capacitor C_{oint} e os capacitores de saída transferem energia para a carga. Esta etapa de operação finda quando a corrente no indutor L_1 também atinge zero. O circuito equivalente desta etapa de operação é apresentado na Figura 3.43.

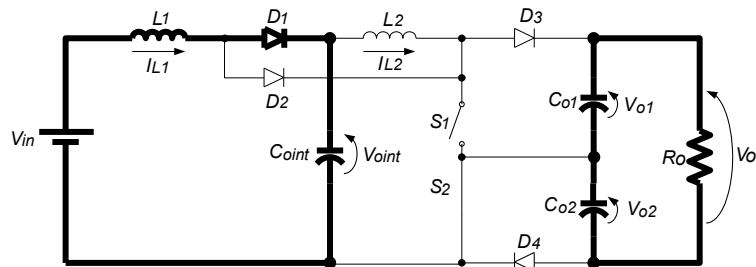


Figura 3.43 - - Sétima etapa de operação do conversor no *MCDT* para $D > 0,5$

h) Oitava etapa de operação ($t_7 - t_8$)

A oitava etapa de operação tem início em $t = t_7$ quando a corrente no indutor L_1 se anula. Como não há mais energia acumulada nos dois indutores, todos os diodos encontram-se bloqueados e a carga é alimentada apenas com a energia transferida pelos dois capacitores C_{o1} e C_{o2} na saída do conversor. Quando o interruptor S_1 é comandado a conduzir novamente, termina-se esta etapa de operação, reiniciando desse modo, à primeira etapa de operação. A Figura 3.44 mostra o circuito equivalente desta etapa de operação.

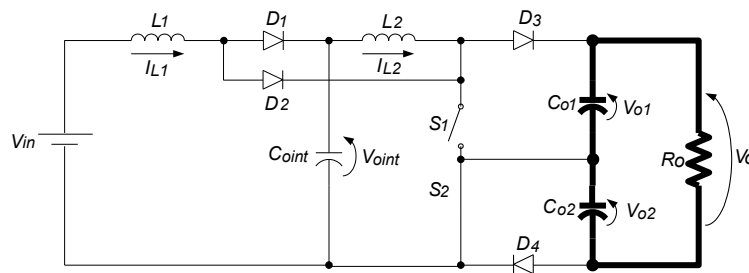


Figura 3.44 - Oitava etapa de operação do conversor no *MCDT* para $D > 0,5$

i) Principais formas de onda

Na Figura 3.45 são apresentadas as principais formas de onda das etapas de operação do conversor no *MCDT* para a razão cíclica maior que 0,5. As formas de onda referem-se às oito etapas de operação durante um período de funcionamento.

3.4 ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR

A seguir será abordada a análise quantitativa para o conversor operando no *MCC* e no *MCD*. A análise quantitativa tem como objetivo obter as equações necessárias tanto para o cálculo do ganho estático, como para o projeto dos indutores e capacitores, e também para avaliar as ondulações de corrente nos indutores e a ondulações de tensão nos capacitores, além dos esforços nos semicondutores.

Primeiramente, apresenta-se o cálculo do ganho estático do conversor tanto no *MCC* como no *MCD* para as duas regiões de operação ($D < 0,5$ e $D > 0,5$). Em seguida, são apresentadas respectivamente as características externas do conversor, determinação da ondulação da corrente nos indutores L_1 e L_2 , determinação a ondulação de tensão nos capacitores e os esforços nos componentes semicondutores.

Todas as análises nesta seção serão baseadas nas análises e procedimentos apresentados em [46, 47].

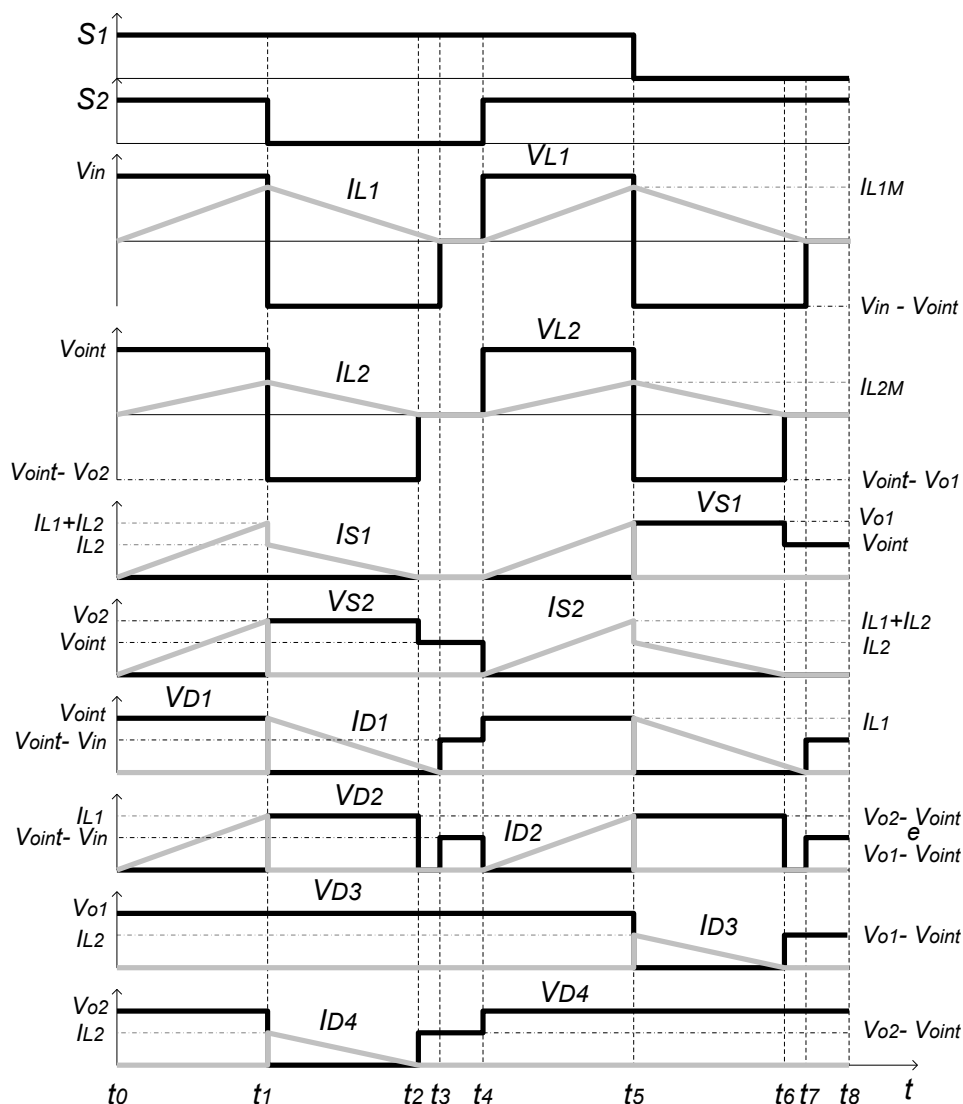


Figura 3.45 - Principais formas de onda das etapas de operação do conversor em *MCDT* para $D > 0,5$

3.4.1 Ganho estático ideal do conversor no Modo de Condução Contínua (*MCC*)

Nas seções seguintes será apresentada a análise estática do conversor operando no *MCC* tanto para a razão cíclica menor que 0,5 como para a razão cíclica maior que 0,5.

3.4.1.1 Ganho estático ideal do conversor no Modo de Condução Contínua (MCC) para $D < 0,5$

Para fim de análise, o conversor proposto pode ser separado em dois estágios. O primeiro estágio é a relação entre a tensão intermediária e a tensão de entrada (V_{oint}/V_{in}), e o segundo estágio é denotado pela relação entre a tensão de saída e a tensão intermediária (V_o/V_{oint}). Assim, o ganho estático deste conversor pode ser analisado separadamente para cada estágio e, para obter-se o ganho estático total, multiplicam-se os ganhos estáticos parciais dos dois estágios.

a) Ganho estático parcial do primeiro estágio (V_{oint}/V_{in})

Em regime permanente, a tensão média do indutor L_1 é nula e pode ser expressa por (3.11). Substituindo as equações (3.9) e (3.10) em (3.11), tem-se o ganho estático parcial do primeiro estágio do conversor considerando que $V_{o1} + V_{o2} = V_o$, conforme dado por (3.13).

$$(V_{in} - V_{o1}) \cdot \Delta t_2 + (V_{in} - V_{oint}) \cdot \Delta t_1 + (V_{in} - V_{o2}) \cdot \Delta t_5 + (V_{in} - V_{oint}) \cdot \Delta t_4 = 0 \quad (3.11)$$

$$(V_{in} - V_{o1}) \cdot D \cdot T + (V_{in} - V_{oint}) \cdot \frac{T - 2 \cdot D \cdot T}{2} + (V_{in} - V_{o2}) \cdot D \cdot T + (V_{in} - V_{oint}) \cdot \frac{T - 2 \cdot D \cdot T}{2} = 0 \quad (3.12)$$

$$\frac{V_{oint}}{V_{in}} = \frac{1 - D}{2 \cdot D^2 - 2 \cdot D + 1} \quad (3.13)$$

Observa-se que o ganho estático parcial do primeiro estágio deste conversor para $D < 0,5$, é diferente se comparado com o ganho estático dos outros conversores que têm a característica de elevador de tensão. Mesmo assim, essa expressão ainda apresenta a característica de um conversor elevador de tensão.

b) Ganho estático parcial do segundo estágio (V_o/V_{oint})

Em regime permanente, a tensão sobre o indutor L_2 é igual à zero. Desse modo pode-se então escrever a expressão (3.14). Substituindo-se (3.9) e (3.10) em (3.14), encontra-se o ganho estático parcial do segundo estágio do conversor considerando que $V_{o1} + V_{o2} = V_o$, conforme é mostrado em (3.16).

$$(V_{oint} - V_{o1}).\Delta t_2 + (V_{oint} - V_o).\Delta t_1 + (V_{oint} - V_{o2}).\Delta t_5 + (V_{oint} - V_o).\Delta t_4 = 0 \quad (3.14)$$

$$(V_{oint} - V_{o1}).D.T + (V_{oint} - V_o).\frac{T - 2.D.T}{2} + (V_{oint} - V_{o2}).D.T + (V_{oint} - V_o).\frac{T - 2.D.T}{2} = 0 \quad (3.15)$$

$$\frac{V_o}{V_{oint}} = \frac{1}{1 - D} \quad (3.16)$$

Observa-se que o ganho estático parcial do segundo estágio do conversor para a razão cíclica menor que 0,5 é igual ao ganho estático do conversor *boost* convencional.

c) Ganho estático total (V_o/V_{in})

O ganho estático total do conversor para a razão cíclica menor que 0,5 pode ser obtido multiplicando-se os ganhos estáticos parciais de (3.13) e (3.16).

$$G = \frac{V_{oint}}{V_{in}} \cdot \frac{V_o}{V_{oint}} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1 - D}{2.D^2 - 2.D + 1} \cdot \frac{1}{1 - D} = \frac{1}{2.D^2 - 2.D + 1} \quad (3.17)$$

Da expressão do ganho estático total em (3.17), pode ser visto que este conversor, quando operando com a razão cíclica menor que 0,5, ainda apresenta característica quadrática. É interessante notar que para $D = 0,5$ o ganho estático será o mesmo que o de um *boost* convencional.

3.4.1.2 Ganho estático ideal do conversor no Modo de Condução Contínua (MCC) para $D > 0,5$

A seguir será apresentado o equacionamento do conversor operando no MCC para a razão cíclica maior que 0,5.

a) Ganho estático parcial do primeiro estágio (V_{oint}/V_{in})

O ganho estático parcial do primeiro estágio do conversor pode ser obtido através da equação da tensão média no indutor L_I . Em regime permanente, a tensão média no indutor L_I é igual a zero conforme (3.18). Substituindo-se (3.5) e (3.6) em (3.18), encontra-se o ganho estático para o primeiro estágio V_{oint}/V_{in} dado por (3.20).

$$2[V_{in}.\Delta t_1 + (V_{in} - V_{oint}).\Delta t_2] = 0 \quad (3.18)$$

$$2 \left[V_{in} \cdot \left(\frac{2 \cdot D \cdot T - T}{2} \right) + (V_{oint} - V_{in}) \cdot (T - D \cdot T) \right] = 0 \quad (3.19)$$

$$\frac{V_{oint}}{V_{in}} = \frac{1}{2(1-D)} \quad (3.20)$$

Observa-se que o ganho estático parcial do primeiro estágio deste conversor, para a razão cíclica maior que 0,5, é a metade do ganho estático de um *boost* convencional.

b) Ganho estático parcial do segundo estágio (V_o/V_{oint})

Para obter-se o ganho estático parcial do segundo estágio do conversor, determina-se a equação da tensão média no indutor L_2 . Em regime permanente, a tensão média no indutor L_2 é nula, descrita por (3.21). Substituindo-se (3.5) e (3.6) em (3.21), tem-se o ganho estático para o segundo estágio do conversor, como dado por (3.23).

$$[V_{oint} \cdot \Delta t_1 + (V_{oint} - V_{o2}) \cdot \Delta t_2] + [V_{oint} \cdot \Delta t_4 + (V_{oint} - V_{o1}) \cdot \Delta t_5] = 0 \quad (3.21)$$

$$\begin{aligned} & \left[V_{oint} \cdot \left(\frac{2 \cdot D \cdot T}{2} \right) + (V_{oint} - V_{o2})(T - D \cdot T) \right] \\ & + \left[V_{oint} \cdot \left(\frac{2 \cdot D \cdot T}{2} \right) + (V_{oint} - V_{o1})(T - D \cdot T) \right] = 0 \end{aligned} \quad (3.22)$$

$$\frac{(V_{o1} + V_{o2})}{V_{oint}} = \frac{V_o}{V_{oint}} = \frac{1}{1-D} \quad (3.23)$$

A expressão (3.23) indica que o ganho estático parcial do segundo estágio do conversor em questão para a razão cíclica maior que 0,5 é justamente igual ao ganho estático do *boost* clássico.

c) Ganho estático total (V_o/V_{in})

O ganho estático total do conversor é obtido multiplicando-se os ganhos estáticos parciais em (3.20) e (3.23)

$$G = \frac{V_{oint}}{V_{in}} \cdot \frac{V_o}{V_{oint}} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{2(1-D)^2} \quad (3.24)$$

Da expressão (3.24), observa-se que o ganho estático total deste conversor operando no *MCC* com $D > 0,5$ é a metade do ganho estático total tanto do conversor *boost* em cascata como do *boost* quadrático de três níveis. Portanto, este conversor apresenta um ganho estático elevado com característica quadrática.

A Figura 3.45 ilustra um comparativo dos ganhos estáticos deste conversor com os ganhos dos conversores *boost* quadrático e *boost* clássico.

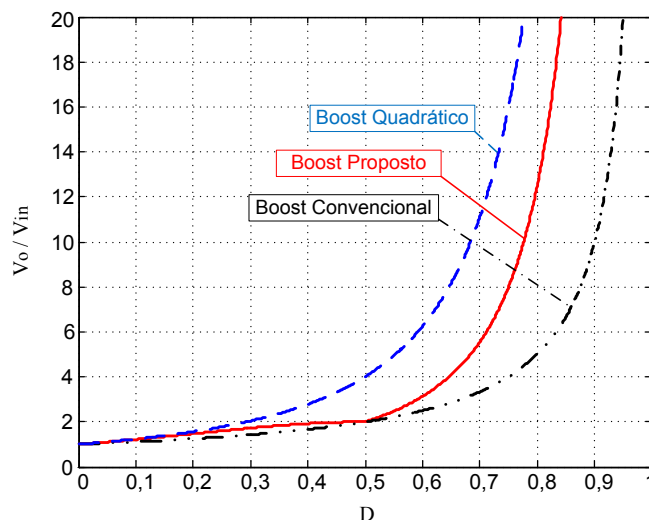


Figura 3.46 - Comparativo do ganho estático do conversor proposto com o ganho dos conversores *boost* clássico e o *boost* quadrático

Do gráfico apresentado na Figura 3.46, é possível observar que o ganho estático do conversor proposto é maior do que do *boost* convencional, mas ao mesmo tempo é menor que o ganho estático do *boost* quadrático. E ainda, em $D = 0,5$, o ganho estático deste conversor é igual ao ganho estático do *boost* convencional.

Teoricamente não há limite do ganho estático deste conversor. Porém, na prática o que limita o ganho estático seria a eficiência do conversor quando operando com razão cíclica extremamente alta e também a resolução da variação da razão cíclica sob o ponto de vista de controle. Pois, a partir de uma certa faixa, pequenas variações de razão cíclica produzem grandes variações de ganho.

3.4.2 Ganho estático ideal do conversor no Modo de Condução

Descontínua (*MCD*)

A seguir será apresentada a análise estática para o conversor operando no *MCD*. Primeiramente, será feita a análise estática do conversor para o Modo de Condução Descontínua Parcial (*MCDP*) definida na seção 3.3.2.1, e em seguida, para o Modo de Condução Descontínua Total (*MCDT*), tanto para $D < 0,5$ como para $D > 0,5$.

3.4.2.1 Ganho estático do conversor no *MCDP* para $D < 0,5$

Nos itens seguintes são apresentados os equacionamentos do ganho estático do conversor no *MCDP* para $D < 0,5$.

a) Ganho estático parcial do primeiro estágio (V_{oint}/V_{in})

Quando a descontinuidade ocorre apenas na corrente de L_2 , então o cálculo do ganho estático parcial do primeiro estágio pode ser feito da mesma forma como foi feito para o *MCC* por meio de (3.25), (3.26) e (3.27), respectivamente.

$$(V_{in} - V_{o1}) \cdot \Delta t_2 + (V_{in} - V_{o2}) \cdot \Delta t_2 + 2 \cdot [(V_{in} - V_{oint}) \cdot \Delta t_1] = 0 \quad (3.25)$$

$$(2 \cdot V_{in} - V_o) \cdot D \cdot T + 2 \cdot \left[(V_{in} - V_{oint}) \cdot \left(\frac{T - 2 \cdot D \cdot T}{2} \right) \right] = 0 \quad (3.26)$$

$$\frac{V_{oint}}{V_{in}} = \frac{1 - D}{2 \cdot D^2 - 2 \cdot D + 1} \quad (3.27)$$

Observa-se o ganho estático do primeiro estágio do conversor no *MCDP* para a razão cíclica menor que 0,5 é igual ao ganho estático do mesmo estágio no *MCC*. O que significa a descontinuidade no segundo estágio não afeta ao ganho estático do primeiro estágio do conversor.

b) Ganho estático parcial do segundo estágio (V_o/V_{oint})

O ganho estático deste estágio pode ser determinado através do intervalo Δt_6 em relação às tensões V_{oint} e V_o , e a duração do tempo de condução dos interruptores Δt_2 , conforme dado por (3.28). A corrente média do indutor L_2 é dado por (3.29). Substituindo-se (3.28) e (3.30) em (3.29), tem-se (3.31). O ganho estático parcial do segundo estágio em função da corrente normalizada é dado por (3.33).

$$\Delta t_6 = \frac{(2 \cdot V_{oint} - V_o)}{2 \cdot (V_o - V_{oint})} \cdot \Delta t_2 \quad (3.28)$$

$$I_{L2\text{méd}} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\Delta t_2} \frac{(2 \cdot V_{oint} - V_o)}{L_2} t \cdot dt + \int_0^{\Delta t_6} \frac{2 \cdot (V_o - V_{oint})}{L_2} t \cdot dt \right] \quad (3.29)$$

$$I_{L2\text{méd}} = \frac{V_o}{V_{oint}} \cdot I_o \quad (3.30)$$

$$\frac{V_o}{V_{oint}} = 1 + \frac{(2 \cdot V_{oint} - V_o) \cdot D^2}{4 \cdot L_2 \cdot f \cdot I_o (1 - 2 \cdot D)} \quad (3.31)$$

$$\gamma_2 = \frac{4 \cdot L_2 \cdot f \cdot I_o}{2 \cdot V_{oint} - V_o} \quad (3.32)$$

$$\frac{V_o}{V_{oint}} = 1 + \frac{D^2}{\gamma_2 \cdot (1 - 2 \cdot D)} \quad (3.33)$$

c) Ganho estático total (V_o/V_{in})

Multiplicando-se os ganhos estáticos parciais dos dois estágios em (3.27) e (3.33), obtém-se (3.34), que é o ganho estático total do conversor no Modo de Condução Descontínua Parcial (*MCDP*) para a razão cíclica menor que 0,5.

$$G_{MCDP(D < 0,5)} = \frac{V_o}{V_{in}} = \left[1 + \frac{D^2}{\gamma_2 \cdot (1 - 2 \cdot D)} \right] \cdot \left[\frac{1 - D}{2 \cdot D^2 - 2 \cdot D + 1} \right] \quad (3.34)$$

3.4.2.2 Ganho estático do conversor no *MCDP* para $D > 0,5$

Nas seções seguintes serão apresentadas as análises estáticas do conversor operando no *MCDP* para a razão cíclica maior que 0,5.

a) Ganho estático parcial do primeiro estágio (V_{oint}/V_{in})

Assim como no caso anterior, o ganho estático para este estágio pode ser calculado equacionando a tensão média no indutor L_2 , conforme dado por (3.35), (3.36) e (3.37).

$$2 \cdot V_{in} \cdot \Delta t_1 + 2 \cdot (V_{in} - V_{oint}) \cdot \Delta t_2 = 0 \quad (3.35)$$

$$2 \cdot V_{in} \cdot \left(\frac{2 \cdot D \cdot T - T}{2} \right) + 2 \cdot (V_{in} - V_{oint}) \cdot (T - D \cdot T) = 0 \quad (3.36)$$

$$\frac{V_{oint}}{V_{in}} = \frac{1}{2 \cdot (1 - D)} \quad (3.37)$$

Nota-se que o ganho estático deste estágio para operação no *MCDP* com $D > 0,5$ é igual ao ganho estático do mesmo estágio no *MCC*. Significa que, o primeiro estágio é independente à descontinuidade no segundo estágio.

b) Ganho estático parcial do segundo estágio (V_o/V_{oint})

Determina-se o intervalo Δt_6 e a corrente média do indutor L_2 através de (3.38) e (3.40). Substituindo-se (3.58) e (3.41) em (3.40), tem-se (3.42). Usando-se a corrente do indutor L_2 normalizada em (3.43), então encontra-se o ganho estático parcial do segundo estágio em função da corrente parametrizada γ_2 , como dado por (3.44).

$$2 \cdot V_{oint} \cdot \Delta t_1 = (V_o - 2 \cdot V_{oint}) \cdot \Delta t_6 \quad (3.38)$$

$$\Delta t_6 = \frac{2 \cdot V_{oint}}{V_o - 2 \cdot V_{oint}} \cdot \Delta t_1 \quad (3.39)$$

$$I_{L2_{méd}} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\Delta t_1} \frac{2 \cdot V_{oint}}{L_2} \cdot t \cdot dt + \int_0^{\Delta t_6} \frac{(V_o - 2 \cdot V_{oint})}{L_2} \cdot t \cdot dt \right] \quad (3.40)$$

$$I_{L2_{méd}} = \frac{V_o}{V_{oint}} \cdot I_o \quad (3.41)$$

$$\frac{V_o}{V_{oint}} = 2 + \frac{V_{oint}(2 \cdot D - 1)^2}{4 \cdot L_2 \cdot f \cdot I_o} \quad (3.42)$$

$$\gamma_2 = \frac{4 \cdot L_2 \cdot f \cdot I_o}{V_{oint}} \quad (3.43)$$

$$\frac{V_o}{V_{oint}} = 2 + \frac{(2 \cdot D - 1)^2}{\gamma_2} \quad (3.44)$$

c) Ganho estático total (V_o/V_{in})

O ganho estático total do conversor no *MCDP* para a razão cíclica maior que 0,5 é dado por (3.45).

$$G_{MCDP(D>0,5)} = \left[2 + \frac{(2 \cdot D - 1)^2}{\gamma_2} \right] \cdot \left[\frac{1}{2 \cdot (1 - D)} \right] \quad (3.45)$$

3.4.2.3 Ganho estático do conversor no *MCDT* para $D < 0,5$

Nesta seção é abordada a análise estática do conversor operando no Modo de Condução Descontínua Total (*MCDT*) para a razão cíclica menor que 0,5.

a) Ganho estático do primeiro estágio (V_{oint}/V_{in})

Primeiramente define-se o intervalo Δt_8 que representa a duração de tempo em que a corrente em L_1 atinge zero, de acordo com (3.46). A corrente média de L_1 pode ser determinada calculando-se a corrente média do diodo D_1 , conforme mostra (3.48). Assim, substituindo-se a corrente parametrizada de (3.51) em (3.50), obtém-se o ganho estático parcial do primeiro estágio do conversor no *MCDT* para $D < 0,5$, como dado por (3.52).

$$(2 \cdot V_{in} - V_o) \cdot \Delta t_2 = 2 \cdot (V_{oint} - V_{in}) \cdot \Delta t_8 \quad (3.46)$$

$$\Delta t_8 = \frac{(2 \cdot V_{in} - V_o)}{2 \cdot (V_{oint} - V_{in})} \cdot \Delta t_2 \quad (3.47)$$

$$I_{oint} = I_{D1_méd} = \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_2} \frac{2 \cdot (V_{oint} - V_{in})}{2 \cdot L_1} \cdot t \cdot dt \right] \quad (3.48)$$

$$I_{oint} = \left[\frac{(2 \cdot V_{in} - V_o)^2 \cdot D^2}{4 \cdot L_1 \cdot f} \right] \cdot \left[\frac{1}{V_{oint} - V_{in}} \right] \quad (3.49)$$

$$\frac{V_{oint}}{V_{in}} = 1 + \frac{(2 \cdot V_{in} - V_o)^2 \cdot D^2}{4 \cdot L_1 \cdot f \cdot I_{oint}} = 1 + \frac{(2 \cdot V_{in} - V_o)^2 \cdot (1 - D) \cdot D^2}{4 \cdot L_1 \cdot f \cdot I_o} \quad (3.50)$$

$$\gamma_2 = \frac{4 \cdot L_1 \cdot f \cdot I_o}{(2 \cdot V_{in} - V_o)^2} \quad (3.51)$$

$$\frac{V_{oint}}{V_{in}} = 1 + \frac{(1 - D) \cdot D^2}{\gamma_2} \quad (3.52)$$

b) Ganho estático do segundo estágio (V_o/V_{oint})

Do mesmo modo, tem-se o ganho estático parcial do segundo estágio do conversor operando no *MCDT* para a razão cíclica menor que 0,5, dado por (3.59).

$$(2 \cdot V_{oint} - V_o) \cdot \Delta t_2 = 2 \cdot (V_o - V_{oint}) \cdot \Delta t_6 \quad (3.53)$$

$$\Delta t_6 = \frac{(2 \cdot V_{oint} - V_o)}{2 \cdot (V_o - V_{oint})} \cdot \Delta t_2 \quad (3.54)$$

$$I_{L2_méd} = \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_2} \frac{(2 \cdot V_{oint} - V_o)}{L_2} \cdot t \cdot dt + \int_0^{\Delta t_6} \frac{2 \cdot (V_o - V_{oint})}{L_2} \cdot t \cdot dt \right] \quad (3.55)$$

$$I_{L1-méd} = \frac{V_o}{V_{oint}} \cdot I_o \quad (3.56)$$

$$\frac{V_o}{V_{oint}} = 1 + \frac{(2 \cdot V_{oint} - V_o) \cdot D^2}{4 \cdot L_2 \cdot f \cdot I_o} \quad (3.57)$$

$$\gamma_2 = \frac{4 \cdot L_2 \cdot f \cdot I_o}{2 \cdot V_{oint} - V_o} \quad (3.58)$$

$$\frac{V_o}{V_{oint}} = 1 + \frac{D^2}{\gamma_2} \quad (3.59)$$

c) Ganho estático total (V_o/V_{in})

Multiplicando-se os ganhos estáticos parciais de (3.52) e (3.59), obtém-se o ganho estático total do conversor operando no *MCDT* para a razão cíclica menor que 0,5 conforme (3.60).

$$G_{MCDT(D<0,5)} = \frac{V_o}{V_{in}} = \left[1 + \frac{(1-D) \cdot D^2}{\gamma_2} \right] \cdot \left[1 + \frac{D^2}{\gamma_2} \right] \quad (3.60)$$

3.4.2.4 Ganho estático do conversor no *MCDT* para $D > 0,5$

Nesta seção será apresentado o equacionamento do ganho estático do conversor operando no *MCDT* para a razão cíclica maior que 0,5.

a) Ganho estático do primeiro estágio (V_{oint}/V_{in})

Para obter-se o ganho estático do primeiro estágio, primeiramente determina-se o intervalo Δt_8 e a corrente média do indutor L_1 , conforme dado por (3.61) e (3.62). Substituindo-se (3.61) em (3.62), tem-se (3.64) que é o ganho estático do primeiro estágio do conversor. Define-se a corrente parametrizada em (3.65), e substituindo-se em (3.64), obtém-se (3.66) que representa o ganho estático parcial relativo à corrente parametrizada.

$$\Delta t_8 = \frac{V_{in}}{V_{oint} - V_{in}} \cdot \Delta t_1 \quad (3.61)$$

$$I_{L1-méd} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\Delta t_1} \frac{2 \cdot V_{in}}{L_1} \cdot t \cdot dt + \int_0^{\Delta t_8} \frac{2 \cdot (V_{oint} - V_{in})}{L_1} \cdot t \cdot dt \right] \quad (3.62)$$

$$I_{L1méd} = \frac{V_{oint}}{V_{in}} \cdot I_{oint} \quad (3.63)$$

$$\frac{V_{oint}}{V_{in}} = 1 + \frac{V_{in}(2.D - 1)^2}{4.L_1.f.I_{oint}} = 1 + \frac{V_{in} \cdot (1 - D) \cdot (2.D - 1)^2}{4.L_1.f.I_o} \quad (3.64)$$

$$\gamma_2 = \frac{4.L_1.f.I_o}{V_{in}} \quad (3.65)$$

$$\frac{V_{oint}}{V_{in}} = 1 + \frac{(1 - D) \cdot (2.D - 1)^2}{\gamma_2} \quad (3.66)$$

b) Ganho estático do segundo estágio (V_o/V_{oint})

Utilizando o mesmo procedimento, encontra-se o intervalo Δt_6 e a corrente média do diodo D_3 , conforme mostra em (3.67) e (3.68). Levando (3.67) em (3.68), chega-se a expressão do ganho estático parcial do conversor, conforme mostra (3.70). Substituindo a corrente parametrizada (3.71) em (3.70), encontra-se (3.72) que é o ganho estático do segundo estágio relativo à corrente parametrizada.

$$\Delta t_6 = \frac{2.V_{oint}}{V_o - 2.V_{oint}} \cdot \Delta t_1 \quad (3.67)$$

$$I_o = I_{D3méd} = \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_6} \frac{(V_o - 2.V_{oint})}{2.L_2} \cdot t \cdot dt \right] \quad (3.68)$$

$$I_o = \left[\frac{V_{oint} \cdot (2.D - 1)^2}{8.L_2.f} \right] \cdot \left[\frac{2.V_{oint}}{V_o - 2.V_{oint}} \right] \quad (3.69)$$

$$\frac{V_o}{V_{oint}} = 2 + \frac{V_{oint} \cdot (2.D - 1)^2}{4.L_2.f.I_o} \quad (3.70)$$

$$\gamma_2 = \frac{4.L_2.f.I_o}{V_{oint}} \quad (3.71)$$

$$\frac{V_o}{V_{oint}} = 2 + \frac{(2.D - 1)^2}{\gamma_2} \quad (3.72)$$

c) Ganho estático total (V_o/V_{in})

O ganho estático total do conversor no *MCDT* para a razão cíclica maior que 0,5, é obtido multiplicando-se os ganhos estáticos parciais de (3.66) e (3.72), conforme dado por (3.73).

$$G_{MCDT(D>0,5)} = \frac{V_o}{V_{in}} = \left[1 + \frac{(1-D) \cdot (2D-1)^2}{\gamma_2} \right] \cdot \left[2 + \frac{(2D-1)^2}{\gamma_2} \right] \quad (3.73)$$

3.4.3 Característica externa

A característica externa deste conversor de dois estágios poderia também ser feita separadamente para cada estágio, como já realizado anteriormente para a análise estática. As características externas podem ser traçadas utilizando as equações dos ganhos estáticos do conversor tanto para *MCC* quanto para *MDC* obtidos nas seções anteriores. Nesta seção, serão apresentadas as características externas do conversor para os modos de condução descontínua (*MCDP* e *MCDT*), tanto para $D < 0,5$ como $D > 0,5$.

3.4.3.1 Característica externa do conversor no *MCDP* para $D < 0,5$

A característica externa do conversor operando no *MCDP* para a razão cíclica menor que 0,5 será apresentada a seguir.

a) Característica externa parcial do primeiro estágio (V_{oint}/V_{in})

A característica externa parcial do primeiro estágio do conversor no *MCDP* para $D < 0,5$ em função da corrente parametrizada é ilustrada na Figura 3.47. Observa-se que o ganho estático do primeiro estágio do conversor não afetado pela variação da corrente parametrizada. O que significa que o primeiro estágio do conversor é independente da descontinuidade que ocorre na corrente do indutor L_2 .

b) Característica externa parcial do segundo estágio (V_o/V_{oint})

A Figura 3.48 mostra a característica externa parcial do segundo estágio do conversor no *MCDP* para $D < 0,5$ em função da corrente parametrizada. As curvas características nessa figura demonstram que quando o conversor está operando no *MCDP*, o ganho estático do segundo estágio não apenas depende da variação da razão

cíclica mais também da variação da corrente parametrizada, ou seja, da variação da carga.

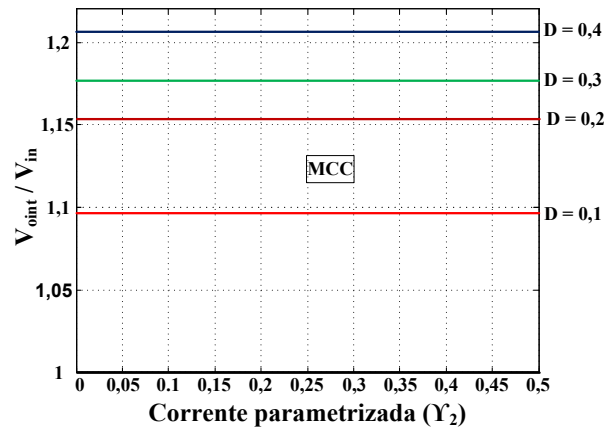


Figura 3.47 - Característica externa parcial do primeiro estágio do conversor no *MCDP* para $D < 0,5$

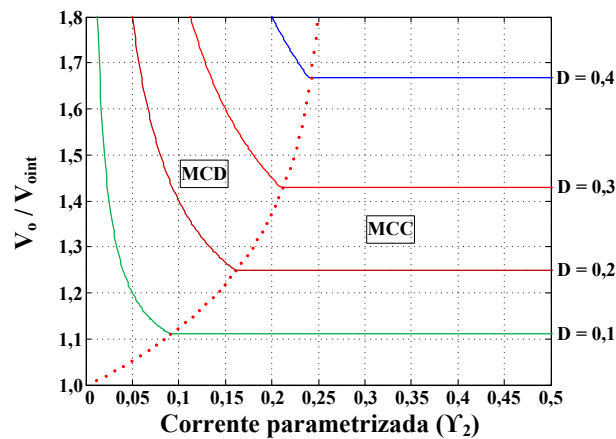


Figura 3.48 - Característica externa parcial do segundo estágio do conversor no *MCDP* para $D < 0,5$

c) Característica externa total (V_o/V_{in})

Na Figura 3.49 é apresentada a característica externa total do conversor no *MCDP* para $D < 0,5$ em função da corrente parametrizada. Através das curvas mostradas nessa figura, é possível observar, que o ganho estático total do conversor depende à variação da corrente parametrizada, ou seja, a variação da carga.

3.4.3.2 Característica externa do conversor no *MCDP* para $D > 0,5$

A seguir são apresentadas as características externas do conversor no *MCDP* para a razão cíclica maior do que 0,5.

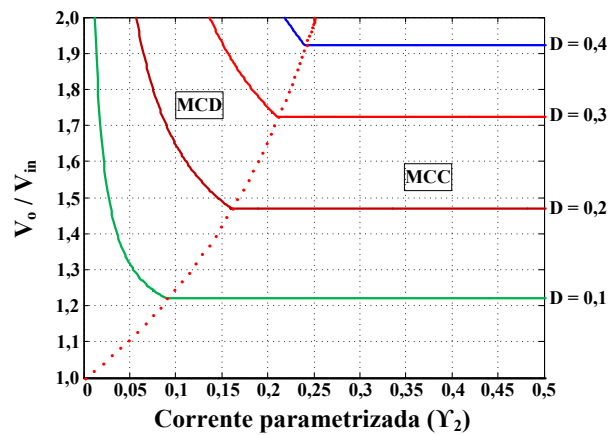


Figura 3.49 – Característica externa total do conversor no *MCDP* para $D < 0,5$

a) Característica externa parcial do primeiro estágio (V_{oint}/V_{in})

Assim como no caso do conversor no *MCDP* para $D < 0,5$ discutido anteriormente, o ganho estático parcial do primeiro estágio do conversor no *MCDP* com $D > 0,5$ também independente da descontinuidade no segundo estágio. Figura 3.50 visualiza a característica externa do primeiro estágio conversor no *MCDP* para $D > 0,5$ em função da corrente parametrizada.

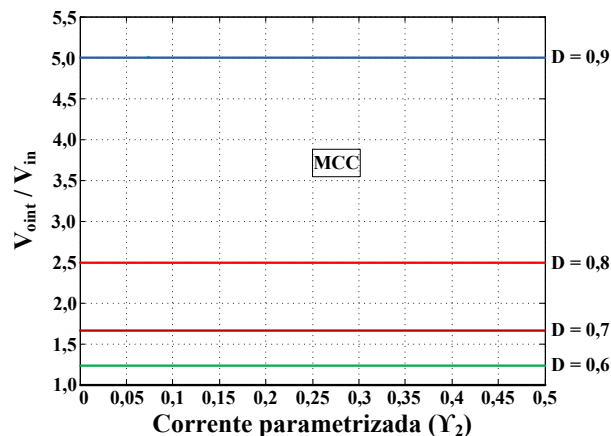


Figura 3.50 - Característica externa parcial do primeiro estágio do conversor no *MCDP* para $D > 0,5$

b) Característica externa parcial do segundo estágio (V_o/V_{oint})

A Figura 3.51 mostra a característica externa parcial do segundo estágio do conversor operando no *MCDP* para $D > 0,5$ em função da corrente parametrizada variando-se a razão cíclica.

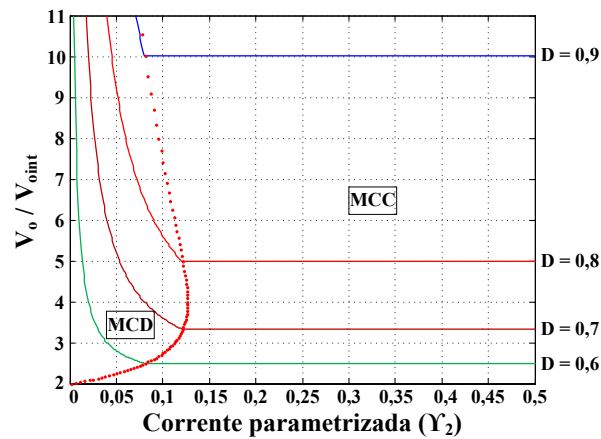


Figura 3.51 - Característica externa parcial do segundo estágio do conversor no *MCDP* para $D > 0,5$

c) Característica externa total (V_o/V_{in})

A Figura 3.52 apresenta a característica externa total do conversor no *MCDP* para a razão cíclica maior que 0,5. A característica externa nessa figura demonstra que o ganho estático total do conversor quando está operando no *MCDP* para $D > 0,5$ é dependente da variação da razão cíclica e da variação da carga.

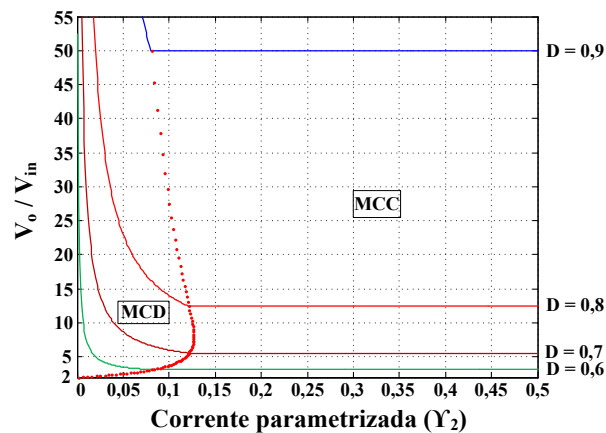


Figura 3.52 – Característica externa total do conversor no *MCDP* para $D > 0,5$

3.4.3.3 Característica externa do conversor no *MCDT* para $D < 0,5$

Nessa seção são apresentadas as características externas do conversor no *MCDT* para a razão cíclica menor do que 0,5.

a) Característica externa parcial do primeiro estágio (V_{oint}/V_{in})

Na Figura 3.53 é apresentada a característica externa parcial do primeiro estágio do conversor no *MCDT* para a razão cíclica menor que 0,5 em função da corrente parametrizada. Observa-se que nesse modo de operação o primeiro estágio apresenta diferente característica relativa à corrente parametrizada, onde o ganho estático deste estágio também afetado pela variação da corrente parametrizada, ou pela variação da carga.

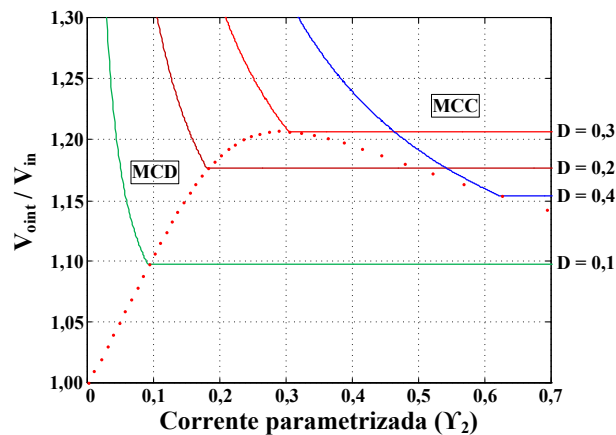


Figura 3.53 – Característica externa parcial do primeiro estágio do conversor no *MCDT* para $D < 0,5$

b) Característica externa do segundo estágio (V_o/V_{oint})

A Figura 3.54 demonstra a característica externa parcial do segundo estágio do conversor no *MCDT* para $D < 0,5$ em função da corrente parametrizada. É óbvio que a variação da corrente parametrizada tem efeito ao ganho estático do segundo estágio do conversor.

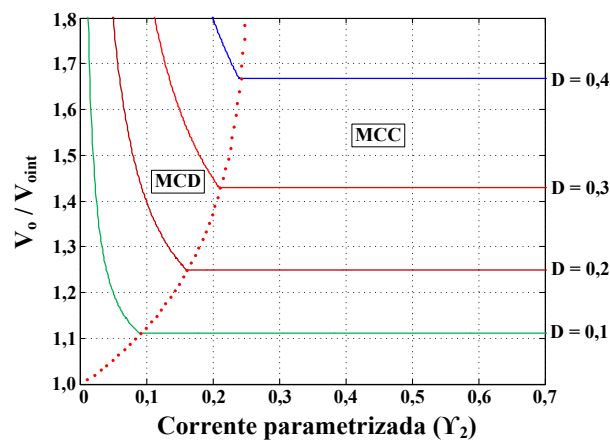


Figura 3.54 - Característica externa parcial do segundo estágio do conversor no *MCDT* para $D < 0,5$

c) Característica externa total (V_o/V_{in})

A Figura 3.55 apresenta a característica externa total do conversor no *MCDT* para $D < 0,5$.

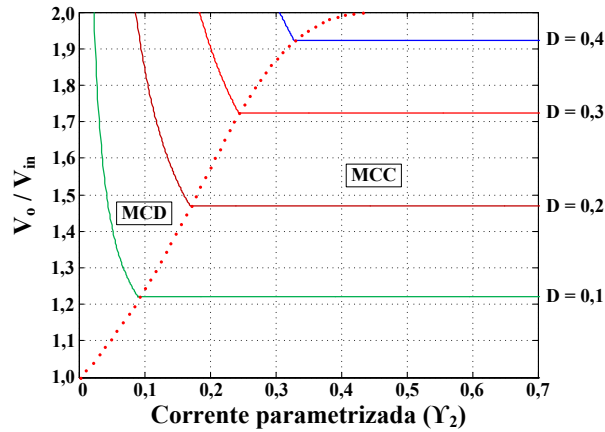


Figura 3.55 – Característica externa total do conversor no *MCDT* para $D < 0,5$

3.4.3.4 Característica externa do conversor no *MCDT* para $D > 0,5$

Nos itens seguintes são apresentadas as características externas do conversor operando no Modo de Condução Descontínua Total (*MCDT*) para a razão cíclica maior que 0,5.

a) Característica externa do primeiro estágio (V_{oint}/V_{in})

A Figura 3.56 apresenta a característica externa parcial do primeiro estágio do conversor no *MCDT* com a razão cíclica maior que 0,5.

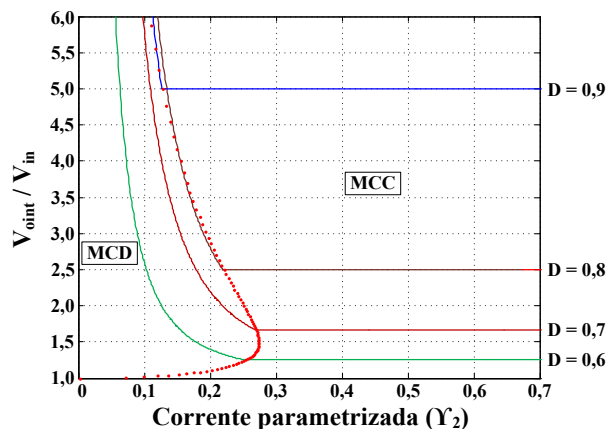


Figura 3.56 - Característica externa parcial do primeiro estágio do conversor no *MCDT* para $D > 0,5$

b) Característica externa parcial do segundo estágio (V_o / V_{oint})

Na Figura 3.57 está mostrando a característica externa parcial do segundo estágio do conversor no *MCDT* com $D > 0,5$ em função da corrente parametrizada

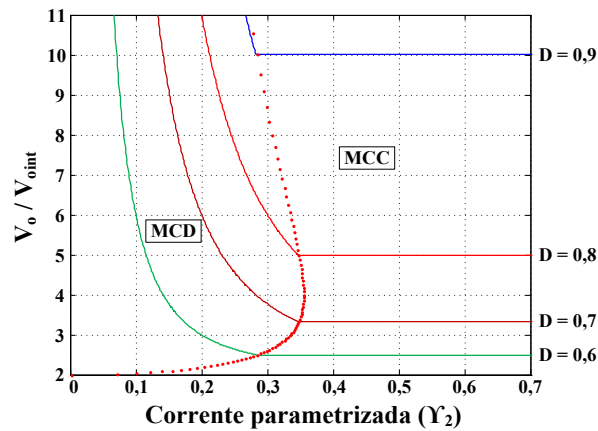


Figura 3.57 - Característica externa parcial do segundo estágio do conversor no *MCDT* para $D > 0,5$

c) Característica externa total (V_o / V_{in})

Na Figura 3.58 é apresentada a característica externa total do conversor no *MCDT* para $D > 0,5$ em função da corrente parametrizada.

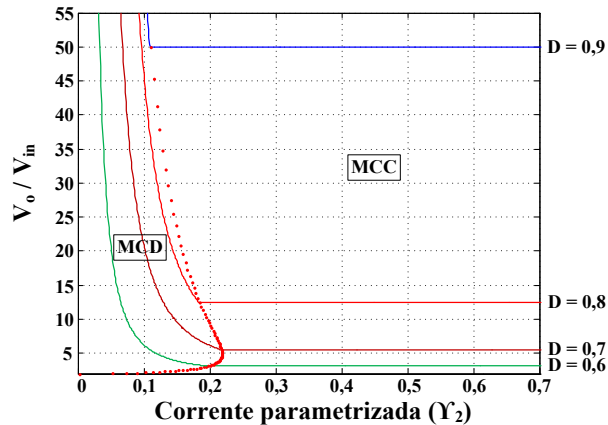


Figura 3.58 – Característica externa total do conversor no *MCDT* para $D > 0,5$

3.4.4 Ondulação de corrente nos indutores

Nesta seção são apresentadas as deduções que descrevem a ondulação de corrente nos indutores L_1 e L_2 do conversor. As equações foram deduzidas somente para o *MCC*, já que a ondulação de corrente e a corrente eficaz nos painéis fotovoltaicos e no capacitor intermediário devem ser baixas.

3.4.4.1 Ondulação de corrente nos indutores no *MCC* para $D < 0,5$

As ondulações de corrente nos dois indutores, bem como seus valores máximos e mínimos para a razão cíclica menor que 0,5 são abordadas nos itens seguintes.

1. Ondulação da corrente no indutor L_I

A ondulação da corrente em L_I pode ser analisada através da sua relação de tensão e corrente durante um intervalo de tempo conforme (3.113). Durante o intervalo de tempo Δt_1 , a relação tensão-corrente de L_I é dada por (3.114), e como nesse intervalo a tensão de L_I é igual à tensão de entrada $V_{in} - V_o$, então pode se escrever (3.115). Substituindo-se (3.10) em (3.115), tem-se a ondulação de corrente no indutor ΔI_{L1} , conforme mostra (3.117).

$$v_{L1}(t) = L_1 \cdot \frac{di_{L1}(t)}{dt} \quad (3.113)$$

$$v_{L1}(\Delta t_2) = L_1 \cdot \frac{\Delta i_{L1}}{\Delta t_2} \quad (3.114)$$

$$2 \cdot V_{in} - V_o = v_{L1}(\Delta t_2) = L_1 \cdot \frac{\Delta i_{L1}}{\Delta t_2} \quad (3.115)$$

$$2 \cdot V_{in} - V_o = L_1 \cdot \frac{\Delta I_{L1}}{D \cdot T} \quad (3.116)$$

$$\Delta I_{L1} = \frac{(2 \cdot V_{in} - V_o) \cdot D}{L_1 \cdot f} \quad (3.117)$$

Substituindo-se a tensão de entrada pela relação do ganho estático em (3.17), tem-se a equação da ondulação de corrente no indutor L_I em função da tensão de saída V_o . Assim, a indutância do indutor L_I pode ser calculada, conforme (3.119).

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_o}{L_1 \cdot f} \cdot [4 \cdot D^3 - 4 \cdot D^2 + D] \quad (3.118)$$

$$L_1 = \frac{V_o}{\Delta I_{L1} \cdot f} \cdot [4 \cdot D^3 - 4 \cdot D^2 + D] \quad (3.119)$$

Os valores mínimo e máximo de corrente no indutor L_I em relação a sua ondulação podem ser definidos através de (3.120) e (3.121). Como a corrente em L_I é a própria corrente de entrada, então pode-se encontrar a relação entre as correntes de

entrada e de saída do conversor, desprezando-se as perdas dado em (3.122). Daí, substituindo-se (3.118) e (3.123) em (3.120) e (3.121), têm-se os valores mínimo e máximo da corrente em L_I em relação à tensão e corrente de saídas, conforme representadas em (3.124) e (3.125).

$$I_{L1m} = I_{L1} - \frac{\Delta I_{L1}}{2} \quad (3.120)$$

$$I_{L1M} = I_{L1} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \quad (3.121)$$

$$P_i = P_o \Rightarrow V_{in} \cdot I_{in} = V_o \cdot I_o \quad (3.122)$$

$$\frac{I_{in}}{I_o} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{2 \cdot D^2 - 2 \cdot D + 1} \Rightarrow I_{L1} = I_{in} = \frac{I_o}{2 \cdot D^2 - 2 \cdot D + 1} \quad (3.123)$$

$$I_{L1m} = \frac{I_o}{2 \cdot D^2 - 2 \cdot D + 1} - \frac{V_o}{2 \cdot L_1 \cdot f} \cdot [4 \cdot D^3 - 4 \cdot D^2 + D] \quad (3.124)$$

$$I_{L1M} = \frac{I_o}{2 \cdot D^2 - 2 \cdot D + 1} + \frac{V_o}{2 \cdot L_1 \cdot f} \cdot [4 \cdot D^3 - 4 \cdot D^2 + D] \quad (3.125)$$

Assim, a ondulação de corrente normalizada no indutor L_I pode ser obtida dividindo-se (3.118) pela corrente de entrada dada por (3.123), resultando (3.127).

$$\frac{\Delta I_{L1}}{I_{in}} = \frac{I_o \cdot R_o}{L_1 \cdot f} \cdot [4 \cdot D^3 - 4 \cdot D^2 + D] \cdot \frac{2 \cdot D^2 - 2 \cdot D + 1}{I_o} \quad (3.126)$$

$$\bar{\Delta I}_{L1} = \frac{\Delta I_{L1}}{I_o} \cdot \frac{L_1 \cdot f}{R_o} = (4 \cdot D^3 - 4 \cdot D^2 + D)(2 \cdot D^2 - 2 \cdot D + 1) \quad (3.127)$$

A Figura 3.59 apresenta a ondulação de corrente normalizada do indutor L_I para o conversor operando no *MCC* com a razão cíclica menor que 0,5. Observa-se que a maior ondulação ocorre na razão cíclica aproximadamente igual a 0,15.

2. Ondulação de corrente no indutor L_2

Utilizando-se o mesmo procedimento, a ondulação de corrente em L_2 pode ser escrita como (3.129). A ondulação de corrente em L_2 relativa à tensão do capacitor intermediário V_{oint} , tensão de saída V_o e o ganho estático podem ser representada por (3.130) e (3.131), e os valores mínimo e máximo da corrente podem ser definidos de acordo com (3.133) e (3.134).

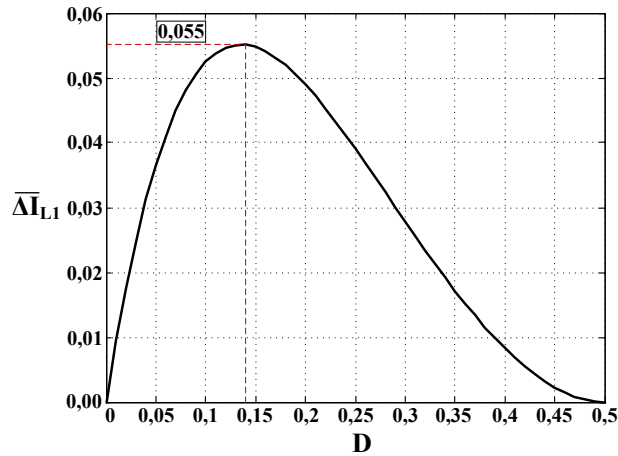


Figura 3.59 - Ondulação de corrente em L_1 normalizada para $D < 0,5$

$$v_{L2}(t) = L_2 \cdot \frac{di_{L2}(t)}{dt} \quad (3.128)$$

$$v_{L2}(\Delta t_2) = L_2 \cdot \frac{\Delta i_{L2}}{\Delta t_2} \quad (3.129)$$

$$2 \cdot V_{oint} - V_o = v_{L2}(\Delta t_2) = L_2 \cdot \frac{\Delta i_{L2}}{\Delta t_2} \quad (3.130)$$

$$2 \cdot V_{oint} - V_o = L_2 \cdot \frac{\Delta I_{L2}}{D \cdot T} \Rightarrow \Delta I_{L2} = \frac{(2 \cdot V_{oint} - V_o) \cdot D}{L_2 \cdot f} \quad (3.131)$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{V_o}{L_2 \cdot f} \cdot (D \cdot (1 - 2 \cdot D)) \quad (3.132)$$

$$I_{L2m} = I_{L2} - \frac{\Delta I_{L2}}{2} \quad (3.133)$$

$$I_{L2M} = I_{L2} + \frac{\Delta I_{L2}}{2} \quad (3.134)$$

Conforme abordado anteriormente, a corrente do indutor L_2 é a soma entre a corrente do diodo D_1 (I_{D1}) e a corrente do capacitor intermediário (I_{coint}). Como a corrente média I_{coint} é igual à zero, então a corrente média de L_2 é a própria corrente média do diodo D_1 conforme mostra em (3.136). Substituindo-se (3.132) e (3.138) em (3.134) e (3.135), então os valores extremos de corrente no indutor L_2 podem ser reescritos como (3.139) e (3.140).

$$I_{L2} = I_{D1} - I_{coint} = I_{D1} \quad (3.135)$$

$$I_{L2} = I_{L1} \cdot \left[2 \cdot \frac{1 - 2 \cdot D}{2} \right] \quad (3.136)$$

$$I_{L2} = \frac{I_o}{(2 \cdot D^2 - 2 \cdot D + 1)} \cdot (1 - 2 \cdot D) \quad (3.137)$$

$$I_{L2} = I_o \cdot \left[\frac{(1 - 2 \cdot D)}{(2 \cdot D^2 - 2 \cdot D + 1)} \right] \quad (3.138)$$

$$I_{L2m} = I_o \cdot \left[\frac{(1 - 2 \cdot D)}{(2 \cdot D^2 - 2 \cdot D + 1)} \right] - \left[\frac{V_o}{2 \cdot L_1 \cdot f} \cdot (D \cdot (1 - 2 \cdot D)) \right] \quad (3.139)$$

$$I_{L2M} = I_o \cdot \left[\frac{(1 - 2 \cdot D)}{(2 \cdot D^2 - 2 \cdot D + 1)} \right] + \left[\frac{V_o}{2 \cdot L_1 \cdot f} \cdot (D \cdot (1 - 2 \cdot D)) \right] \quad (3.140)$$

Fazendo a divisão entre a ondulação de corrente do indutor L_2 dada por (3.141) pela corrente de saída I_o , chega-se a ondulação de corrente em L_2 normalizada, representada por (3.142).

$$\frac{\Delta I_{L2}}{I_o} = \frac{\frac{V_o}{L_1 \cdot f} \cdot (D \cdot (1 - 2 \cdot D))}{I_o} \quad (3.141)$$

$$\overline{\Delta I}_{L2} = \frac{\Delta I_{L2}}{I_o} \cdot \frac{L_2 \cdot f}{R_o} = D \cdot (1 - 2 \cdot D) \quad (3.142)$$

A Figura 3.60 ilustra a ondulação de corrente no indutor L_2 normalizada no MCC com a razão cíclica menor que 0,5. Pode ser visto que no ponto de operação $D \cong 0,25$, a ondulação de corrente I_{L2} atinge seu valor máximo.

3.4.4.2 Ondulação de corrente nos indutores para $D > 0,5$

As ondulações de corrente nos dois indutores, bem como seus valores máximos e mínimos para a razão cíclica maior que 0,5 são apresentadas e ilustradas nas seções seguintes.

1. Ondulação de corrente no indutor L_1

A ondulação de corrente em L_1 pode ser analisada através da sua relação de tensão e corrente durante um intervalo de tempo conforme (3.143). Durante o intervalo de tempo Δt_1 , a relação tensão-corrente de L_1 é dada por (3.144), e como nesse intervalo a tensão de L_1 é igual à tensão de entrada V_{in} , então pode se escrever (3.145).

Substituindo-se (3.6) em (3.145), tem-se a ondulação de corrente no indutor ΔI_{L1} , conforme mostra (3.147).

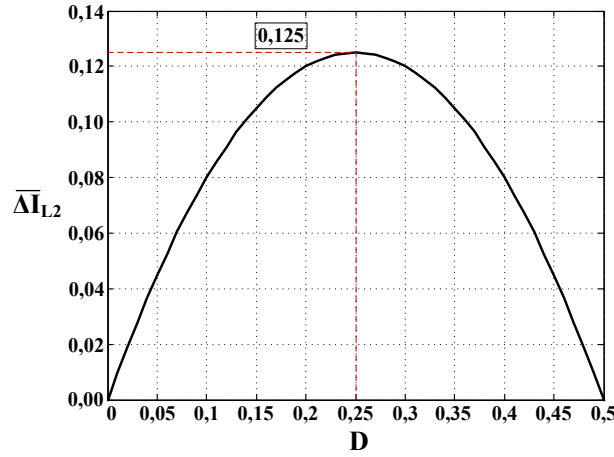


Figura 3.60 - Ondulação de corrente em L_2 normalizada para $D < 0,5$

$$v_{L1}(t) = L_1 \cdot \frac{di_{L1}(t)}{dt} \quad (3.143)$$

$$v_{L1}(\Delta t_1) = L_1 \cdot \frac{\Delta i_{L1}}{\Delta t_1} \quad (3.144)$$

$$V_{in} = v_{L1}(\Delta t_1) = L_1 \cdot \frac{\Delta i_{L1}}{\Delta t_1} \quad (3.145)$$

$$V_{in} = L_1 \cdot \frac{\Delta I_{L1}}{\frac{2 \cdot D \cdot T - T}{2}} \quad (3.146)$$

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_{in} \cdot (2 \cdot D - 1)}{2 \cdot L_1 \cdot f} \quad (3.147)$$

Substituindo V_{in} pela relação do ganho estático total do conversor em (3.20), encontra-se a expressão da ondulação de corrente no indutor L_1 em relação à tensão de saída do conversor, conforme (3.148). Isolando L_1 em (3.148), tem-se a equação para o cálculo da indutância do indutor de L_1 em função da ondulação de corrente como mostrado em (3.149).

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_o}{L_1 \cdot f} \cdot [(1 - D)^2 \cdot (2 \cdot D - 1)] \quad (3.148)$$

$$L_1 = \frac{V_o}{\Delta I_{L1} \cdot f} \cdot [(1 - D)^2 \cdot (2 \cdot D - 1)] \quad (3.149)$$

Os valores mínimo e máximo da ondulação de corrente do indutor L_1 podem ser calculados de acordo com (3.150) e (3.151).

$$I_{L1m} = I_{L1} - \frac{\Delta I_{L1}}{2} \quad (3.150)$$

$$I_{L1M} = I_{L1} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \quad (3.151)$$

Percebe-se que a corrente do indutor L_1 é igual à corrente de entrada I_{in} . Assim, pode se então encontrar a relação entre as correntes de entrada e saída do conversor com uma representação mais prática considerando um rendimento ideal, ou seja, a potência de entrada P_i e a potência de saída P_o são iguais, conforme é mostrado em (3.152). E então levando (3.148) e (3.153) em (3.150) e (3.151), reescrevendo-se os valores mínimo e máximo de corrente no indutor L_1 , conforme dado por (3.154) e (3.155).

$$P_i = P_o \Rightarrow V_{in} \cdot I_{in} = V_o \cdot I_o \quad (3.152)$$

$$\frac{I_{in}}{I_o} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{2 \cdot (1 - D)^2} \Rightarrow I_{L1} = I_{in} = \frac{I_o}{2 \cdot (1 - D)^2} \quad (3.153)$$

$$I_{L1m} = I_o \cdot \frac{1}{2 \cdot (1 - D)^2} - \frac{V_o}{2 \cdot L_1 \cdot f} \cdot [(1 - D)^2 \cdot (2 \cdot D - 1)] \quad (3.154)$$

$$I_{L1M} = I_o \cdot \frac{1}{2 \cdot (1 - D)^2} + \frac{V_o}{2 \cdot L_1 \cdot f} \cdot [(1 - D)^2 \cdot (2 \cdot D - 1)] \quad (3.155)$$

Agora é possível encontrar a ondulação normalizada de corrente no indutor L_1 normalizada dividindo (3.148) por I_{in} e rearranjando os termos, como descrita em (3.157). Utilizando-se a expressão (3.157), pode-se traçar o gráfico que apresenta a ondulação de corrente no indutor L_1 em função da razão cíclica para $D > 0,5$ como pode ser visto na Figura 3.61.

$$\frac{\Delta I_{L1}}{I_{in}} = \frac{R_o \cdot I_o}{L_1 \cdot f} [(1 - D)^2 \cdot (2 \cdot D - 1)] \cdot \left[\frac{2 \cdot (1 - D)^2}{I_o} \right] \quad (3.156)$$

$$\overline{\Delta I}_{L1} = \frac{\Delta I_{L1}}{I_{in}} \cdot \frac{L_1 \cdot f}{R_o} = 2 \cdot (1 - D)^4 \cdot (2 \cdot D - 1) \quad (3.157)$$

Desse gráfico pode-se observar que quando o conversor está operando no *MCC* com a razão cíclica maior que 0,5 têm-se o pior caso, ou seja, a maior ondulação da corrente de L_1 ocorre em $D \cong 0,65$.

2. Ondulação de corrente no indutor L_2

Assim como a ondulação de corrente no indutor L_1 , a ondulação em L_2 também pode ser calculada através da relação entre a sua tensão e corrente durante um intervalo de tempo, conforme mostra (3.158). A tensão em L_2 durante o intervalo Δt_1 pode ser escrita como (3.159). Essa tensão na verdade é a própria tensão do capacitor intermediário V_{oint} , logo a relação tensão-corrente do indutor L_2 pode ser reescrita de acordo com (3.160). Daí, substituindo-se (3.6) em (3.160) tem-se a ondulação de corrente em L_2 , conforme (3.162).

$$v_{L2}(t) = L_2 \cdot \frac{di_{L2}(t)}{dt} \quad (3.158)$$

$$v_{L2}(\Delta t_1) = L_2 \cdot \frac{\Delta i_{L2}}{\Delta t_1} \quad (3.159)$$

$$V_{oint} = v_{L2}(\Delta t_1) = L_2 \cdot \frac{\Delta i_{L2}}{\Delta t_1} \quad (3.160)$$

$$V_{oint} = L_2 \cdot \frac{\Delta I_{L2}}{\frac{2 \cdot D \cdot T - T}{2}} \quad (3.161)$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{V_{oint} \cdot (2 \cdot D - 1)}{2 \cdot L_2 \cdot f} \quad (3.162)$$

Dessa forma, isolando-se V_{oint} pela relação dada por (3.23) e substituindo em (3.162), encontra-se a expressão da ondulação de corrente no indutor L_1 em relação à tensão de saída do conversor, conforme dada por (3.163). Isolando L_1 , chega-se na equação para o cálculo do indutor L_2 em função da ondulação de corrente, como mostra (3.164). Além disso, os valores mínimo e máximo da corrente em L_2 podem ser calculados através (3.165) e (3.166).

$$\Delta I_{L2} = \frac{V_o}{2 \cdot L_2 \cdot f} \cdot [(1 - D) \cdot (2 \cdot D - 1)] \quad (3.163)$$

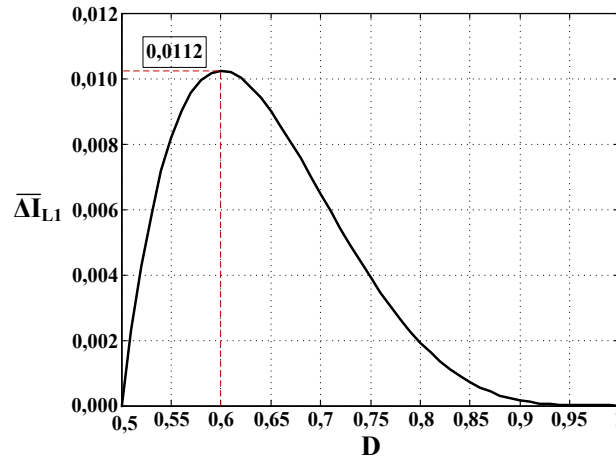


Figura 3.61 - Ondulação de corrente em L_1 normalizada para $D > 0,5$

$$L_2 = \frac{V_o}{2 \cdot \Delta I_{L2} \cdot f} \cdot [(1 - D) \cdot (2 \cdot D - 1)] \quad (3.164)$$

$$I_{L2m} = I_{L2} - \frac{\Delta I_{L2}}{2} \quad (3.165)$$

$$I_{L2M} = I_{L2} + \frac{\Delta I_{L2}}{2} \quad (3.166)$$

A corrente média do indutor L_2 evidentemente não é a corrente de entrada nem a corrente de saída. A corrente do indutor L_2 é igual à soma das correntes do diodo D_1 e a corrente do capacitor intermediário I_{coint} . Porém, como a corrente média do capacitor C_{oint} em regime permanente é igual à zero, então a corrente em L_2 é a própria corrente média do diodo D_1 , logo pode-se escrever (3.267). Substituindo-se I_{L1} dado por (3.153) em (3.168), tem-se a corrente média em L_2 em relação à corrente de saída de acordo com (3.170).

$$I_{L2} = I_{D1} - I_{coint} = I_{D1} \quad (3.167)$$

$$I_{L2} = I_{L1} \cdot 2 \cdot (1 - D) \quad (3.168)$$

$$I_{L2} = \frac{I_o}{2 \cdot (1 - D)^2} \cdot [2 \cdot (1 - D)] \quad (3.169)$$

$$I_{L2} = \frac{I_o}{1 - D} \quad (3.170)$$

Da expressão (3.170), vê-se que a corrente média do indutor L_2 está relacionada com a corrente de saída através do ganho estático parcial do segundo estágio do

conversor. Isto é verdade, pois nesta topologia o indutor L_2 está à jusante do capacitor intermediário C_{oint} . E ainda, a relação entre I_{L2} e I_o é a mesma que a relação entre a tensão de saída e tensão V_{oint} apresentada em (3.23).

As expressões que definem os valores mínimo e máximo da corrente no indutor L_2 podem ser conseguidas substituindo (3.163) e (3.170) em (3.165) e (3.166), conforme mostram (3.171) e (3.172). Entretanto, a equação que representa a ondulação de corrente normalizada no indutor L_2 , pode ser obtida fazendo-se uma comparação entre a ondulação de corrente ΔI_{L2} e a corrente de saída I_o , dada por (3.174). Com a expressão da corrente normalizada em (3.174), pode-se traçar o gráfico da ondulação de corrente normalizada de L_2 em função da razão cíclica, como ilustrada na Figura 3.62.

$$I_{L2m} = \frac{I_o}{1-D} - \frac{V_o}{4 \cdot L_2 \cdot f} \cdot [(1-D) \cdot (2 \cdot D - 1)] \quad (3.171)$$

$$I_{L2M} = \frac{I_o}{1-D} + \frac{V_o}{4 \cdot L_2 \cdot f} \cdot [(1-D) \cdot (2 \cdot D - 1)] \quad (3.172)$$

$$\frac{\Delta I_{L2}}{I_o} = \frac{\frac{V_o}{2 \cdot L_2 \cdot f} \cdot [(1-D) \cdot (2 \cdot D - 1)]}{I_o} \quad (3.173)$$

$$\overline{\Delta I_{L2}} = \frac{\Delta I_{L2}}{I_o} \cdot \frac{L_2 \cdot f}{R_o} = \frac{(1-D) \cdot (2 \cdot D - 1)}{2} \quad (3.174)$$

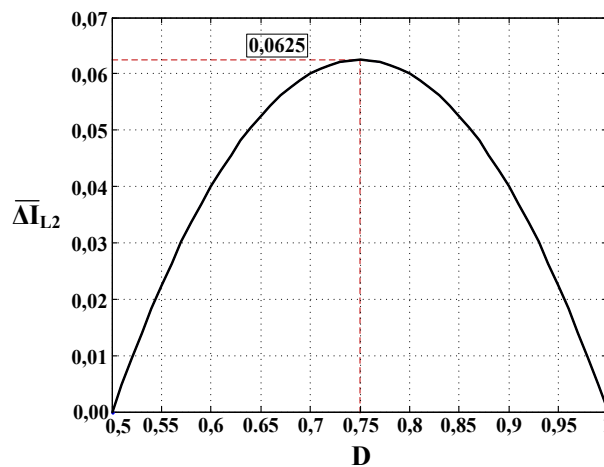


Figura 3.62 - Ondulação de corrente em L_2 normalizada para $D > 0,5$

Da Figura 3.62, é possível observar que quando o conversor operando no MCC com $D > 0,5$, a maior ondulação da corrente no indutor L_2 ocorrerá no ponto de operação em que a razão cíclica é igual a 0,75.

Nas Figuras 3.63 e 3.64 são apresentadas as ondulações normalizadas de corrente no indutor L_1 e no indutor L_2 , respectivamente, tanto para a razão cíclica sendo menor que 0,5 como sendo maior que 0,5.

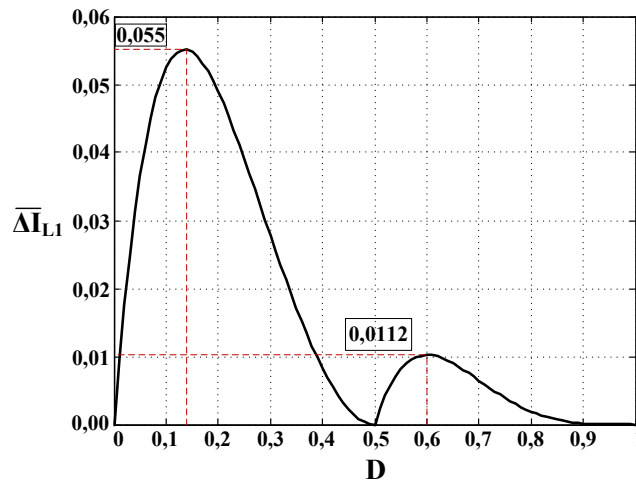


Figura 3.63 - Ondulação normalizada da corrente no indutor L_1

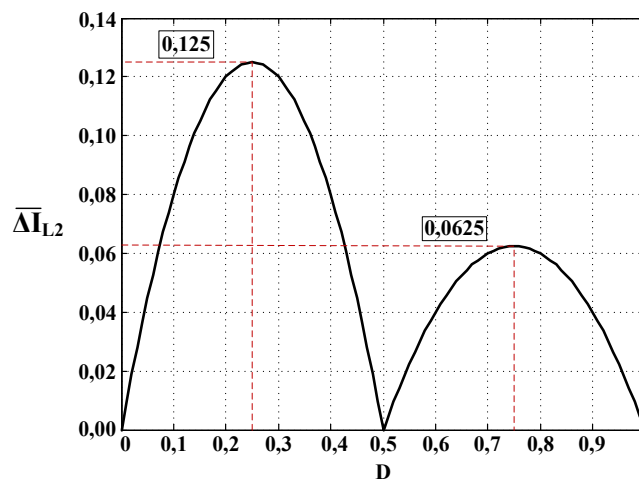


Figura 3.64 - Ondulação normalizada da corrente no indutor L_2

Conforme estão apresentados nas Figuras 3.63 e 3.64, a ondulação de corrente do indutor L_1 é menor do que a do indutor L_2 . Além disso, as ondulações de corrente em ambos indutores para a razão cíclica 0,5 são iguais a zero. Pois, para a razão cíclica 0,5, a tensão em cada capacitor do filtro de saída (V_{o1} e V_{o2}) é igual a tensão no capacitor intermediário (V_{oint}) e à tensão de entrada (V_{in}), assim, tem-se um ganho estático unitário entre a tensão de entrada, tensão intermediária e a tensão em cada capacitor de saída. Mesmo assim, o ganho estático entre a tensão de saída total e a tensão de entrada é igual a dois.

3.4.5 Ondulação de tensão nos capacitores C_{oint} , C_{o1} E C_{o2}

A seguir apresenta-se a análise das ondulações de tensão nos capacitores C_{oint} , C_{o1} e C_{o2} do conversor operando no Modo de Condução Contínua (MCC) para a razão cíclica maior que 0,5.

3.4.5.1 Ondulação de tensão no capacitor C_{oint}

Durante a condução dos interruptores na primeira e quarta etapa de operação, o capacitor intermediário (C_{oint}) fornece energia ao indutor L_2 . Isso faz com que a sua carga decresça, reduzindo assim a tensão em seus terminais. Nas etapas de operação em que os interruptores estão bloqueados, a fonte de entrada envia energia e recarrega o capacitor C_{oint} , elevando a sua tensão novamente. Considerando que o sistema opera em regime permanente, a ondulação provocada na tensão do capacitor C_{oint} é definida por $\Delta V_{C_{oint}}$.

Durante os intervalos de tempo Δt_1 e Δt_4 , o capacitor C_{oint} fornece para o indutor L_2 com uma corrente igual à corrente de I_{L2} . Desse modo, a ondulação de tensão no capacitor C_{oint} é dada por (3.175). Entretanto, a ondulação de tensão do capacitor relativa a corrente I_{L2} é dada por (3.177). A ondulação de tensão de C_{oint} pode ser também determinada por meio da relação entre V_{in} e V_{oint} , conforme apresenta (3.180).

$$i_{C_{oint}} = C \cdot \frac{dV_{C_{oint}}}{dt} \quad (3.175)$$

$$I_{L2} = C \cdot \frac{\Delta V_{C_{oint}}}{2 \cdot \Delta t_1} \quad (3.176)$$

$$\Delta V_{C_{oint}} = I_{L2} \cdot \frac{2 \cdot \Delta t_1}{C_{oint}} = \frac{2 \cdot (1 - D) \cdot \left(\frac{I_o}{2 \cdot (1 - D)^2} - \frac{I_o}{1 - D} \right)}{\Delta V_{C_{oint}(máx)} \cdot f} \quad (3.177)$$

$$D = \frac{2 \cdot V_{oint} - V_{in}}{2 \cdot V_{oint}} = 1 - \frac{V_{in}}{2 \cdot V_{oint}} \quad (3.178)$$

$$I_{L2} = \frac{I_o}{1 - D} \quad (3.179)$$

$$\Delta V_{C_{oint}} = \frac{2 \cdot I_o \cdot (V_{oint} - V_{in})}{C_{oint} \cdot f \cdot V_{in}} \quad (3.180)$$

3.4.5.2 Ondulação da tensão dos capacitores de saída C_{o1} e C_{o2}

A ondulação da tensão de saída depende da capacitância dos capacitores de saída C_{o1} e C_{o2} . Considerando que a tensão de saída é equilibrada, ou seja, a tensão sobre cada um dos capacitores do filtro é igual, então a ondulação de tensão em cada capacitor pode também ser considerada igual. Assim, a determinação da ondulação de tensão em um deles será também válida para o outro.

A corrente do capacitor C_{o1} é definida por (3.181), e a corrente de saída do conversor relativa à ondulação da tensão do capacitor C_{o1} é definida por (3.182). Solucionando-se (3.182), obtém-se (3.183) que determina a ondulação da tensão no capacitor C_{o1} em relação à razão cíclica e a frequência de comutação. A ondulação da tensão de C_{o1} pode também ser determinada a partir da relação entre V_{oint} e V_o , como mostra (3.185).

$$i_{Co1} = C_{o1} \cdot \frac{dv_{Co1}}{dt} \quad (3.181)$$

$$I_o = C_{o1} \cdot \frac{\Delta V_{Co1}}{2 \cdot \Delta t_1 + \Delta t_4} \quad (3.182)$$

$$\Delta V_{Co1} = I_o \cdot \frac{2 \cdot \Delta t_1 + \Delta t_2}{C_{o1}} = \frac{I_o \cdot [(2 \cdot D - 1) + (1 - D)]}{C_{o1} \cdot f} \quad (3.183)$$

$$D = \frac{V_o - V_{oint}}{V_o} = \frac{2 \cdot V_{Co1} - V_{oint}}{2 \cdot V_{Co1}} \quad (3.184)$$

$$\Delta V_{Co1} = \frac{I_o \cdot (2 \cdot V_{Co1} - V_{oint})}{2 \cdot C_{o1} \cdot f \cdot V_{Co1}} \quad (3.185)$$

Da mesma forma, a ondulação da tensão no capacitor C_{o2} é determinada por (3.186) ou (3.187).

$$\Delta V_{Co2} = I_o \cdot \frac{2 \cdot \Delta t_1 + \Delta t_5}{C_{o2}} = \frac{I_o \cdot [(2 \cdot D - 1) + (1 - D)]}{C_{o2} \cdot f} \quad (3.186)$$

$$\Delta V_{Co2} = \frac{I_o \cdot (2 \cdot V_{Co2} - V_{oint})}{2 \cdot C_{o2} \cdot f \cdot V_{Co2}} \quad (3.187)$$

3.4.6 Cálculo dos esforços

A seguir são apresentados os cálculos para o dimensionamento dos componentes do conversor somente para operação no Modo de Condução Contínua (*MCC*) e a razão cíclica é maior do que 0,5. Pois, este seria o pior caso onde os esforços dos componentes são maiores.

3.4.6.1 Interruptores S_1 e S_2

As formas de onda de tensão e corrente no interruptor S_1 para operação em modo de condução contínua (*MCC*) e $D > 0,5$ são rerepresentadas na Figura 3.65.

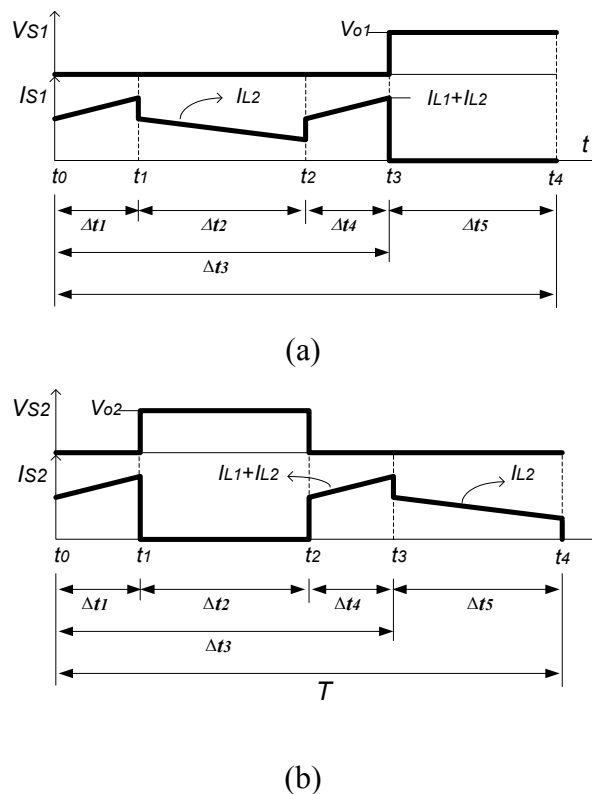


Figura 3.65 - Tensão e corrente no interruptor S_1 (a) e interruptor S_2 (b) para $D > 0,5$

a) Corrente média

Da Figura 3.65 observa-se que durante o intervalo de tempo Δt_1 e Δt_4 a corrente que circula nos interruptores é a soma das correntes dos dois indutores, entretanto, durante os intervalos Δt_2 e Δt_5 a corrente que passa através dos interruptores é a própria corrente do indutor L_2 . Assim, a corrente média que circula através de cada um dos interruptores durante um período de comutação pode ser definida conforme (3.188). O

valor médio da corrente dos interruptores S_1 e S_2 em função de D pode ser escrito conforme (3.189).

$$I_{S1(méd)} = I_{S2(méd)} = (I_{L1} + I_{L2})(2.D - 1) + I_{L2} \cdot (1 - D) \quad (3.188)$$

$$I_{S1(méd)} = I_{S2(méd)} = I_o \cdot \left(\frac{2.D - 1}{2(1 - D)^2} + \frac{2.D - 1}{1 - D} + 1 \right) \quad (3.189)$$

b) Corrente eficaz

O valor eficaz da corrente que circula através dos interruptores S_1 e S_2 é determinado por (3.190). Solucionando-se (3.190), obtém-se (3.191) em função dos parâmetros do conversor, que determina a corrente eficaz dos interruptores.

$$I_{S1(eficaz)} = I_{S2(eficaz)} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{t_1} 2 \cdot (I_{L1}(t) + I_{L2}(t))^2 dt + \int_{t_1}^{t_2} (I_{L2}(t))^2 dt \right]} \quad (3.190)$$

$$I_{S1(eficaz)} = I_{S2(eficaz)} = \sqrt{(2.D - 1) \cdot \left(\frac{I_o}{2 \cdot (1 - D)^2} + \frac{I_o}{1 - D} \right)^2 + \frac{I_o^2}{1 - D}} \quad (3.191)$$

c) Corrente máxima

A corrente máxima que flui através de cada um dos interruptores é a soma da corrente máxima dos indutores L_1 e L_2 , determinada por (3.192).

$$I_{S1(máx)} = I_{S2(máx)} = I_{L1M} + I_{L2M} \quad (3.192)$$

d) Tensão máxima

A tensão máxima ideal que deve ser assumida por cada um dos interruptores durante um período de comutação é definida através de (3.193).

$$V_{S1(máx)} = V_{S2(máx)} = \frac{1}{2} \cdot V_o \quad (3.193)$$

3.4.6.2 Diodo D_1

Na Figura 3.66 são rerepresentadas as formas de onda de tensão e corrente no diodo D_1 conforme as etapas de operação do conversor durante um período de comutação para a razão cíclica maior que 0,5.

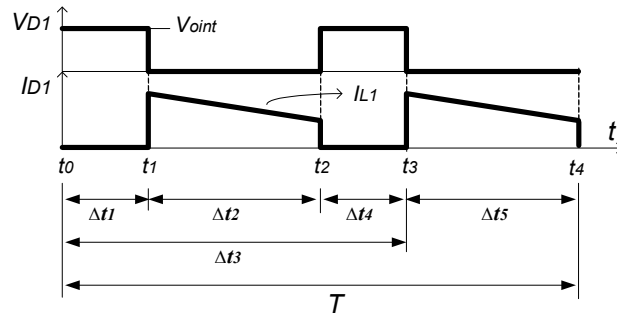


Figura 3.66 - Tensão e corrente no diodo D_I para $D > 0,5$

a) Corrente média

A corrente média que passa através do diodo D_I é a corrente do indutor L_I no intervalo de tempo Δt_2 e Δt_5 durante um período de comutação, e é determinada por (3.194).

$$I_{D1(méd)} = I_{L1(méd)} \cdot 2 \cdot \Delta t_2 = \frac{I_o}{(1 - D)} \quad (3.194)$$

b) Corrente eficaz

A corrente eficaz do diodo D_I pode ser representada por (3.195). Equacionando-se (3.195), tem-se (3.196).

$$I_{D1(eficaz)} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\int_{t_1}^{t_2} (I_{L1})^2 \cdot dt + \int_{t_3}^{t_4} (I_{L1})^2 \cdot dt \right]} \quad (3.195)$$

$$I_{D1(eficaz)} = \sqrt{2 \cdot (1 - D) \cdot \left(\frac{I_o}{2 \cdot (1 - D)^2} \right)^2} \quad (3.196)$$

c) Corrente máxima

O valor máximo da corrente que circula através do diodo D_I é determinado por (3.197).

$$I_{D1(máx)} = I_{L1M} = I_{L1M} \cdot 2 \cdot (1 - D) \quad (3.197)$$

d) Tensão máxima

A tensão reversa máxima sobre o diodo D_I é a própria tensão do capacitor intermediário, escrita em (3.198).

$$V_{D1(máx)} = V_{oint} \quad (3.198)$$

3.4.6.3 Diodo D_2

A Figura 3.67 mostra as formas de onda de tensão e corrente no diodo D_2 de acordo com as etapas de operação do conversor durante um período de comutação.

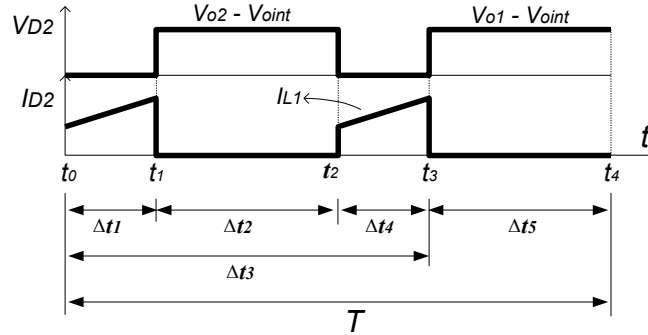


Figura 3.67 - Tensão e corrente no diodo D_2 para $D > 0,5$

a) Corrente média

A corrente média que flui através do diodo D_2 é a corrente do indutor L_1 durante intervalo de tempo Δt_1 e Δt_4 , conforme mostra em (3.199). Em função dos parâmetros do conversor a corrente média do diodo D_2 pode ser determinada por (3.200).

$$I_{D2(méd)} = I_{L1(méd)} \cdot 2 \cdot \Delta t_1 \quad (3.199)$$

$$I_{D2(méd)} = I_o \cdot \left(\frac{2 \cdot D - 1}{2 \cdot (1 - D)^2} \right) \quad (3.200)$$

b) Corrente eficaz

A corrente eficaz que circula através do diodo D_2 pode ser definida conforme mostra (3.201). Solucionando-se (3.201), obtém-se (3.202) em função dos parâmetros do conversor.

$$I_{D2(eficaz)} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_{t_0}^{t_1} (I_{L1})^2 \cdot dt + \int_{t_3}^{t_4} (I_{L1})^2 \cdot dt \right]} \quad (3.201)$$

$$I_{D2(eficaz)} = \sqrt{(2 \cdot D - 1) \cdot \left(\frac{I_o}{2 \cdot (1 - D)^2} \right)^2} \quad (3.202)$$

c) Corrente máxima

A corrente máxima que passa através do diodo D_2 é a própria corrente máxima do indutor L_1 , conforme apresenta (3.203).

$$I_{D2(máx)} = I_{L1M} = I_{L1M} \cdot (2 \cdot D - 1) \quad (3.203)$$

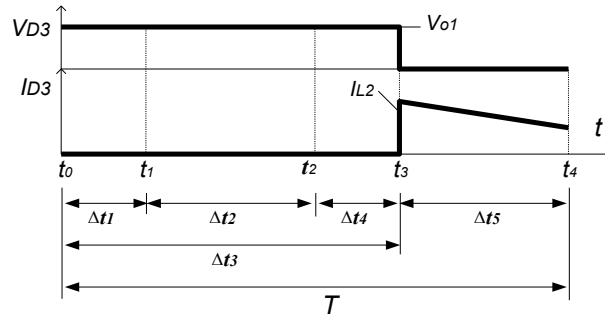
d) Tensão máxima

A tensão reversa máxima em cima do diodo D_2 é a diferença entre a tensão no interruptor e a tensão intermediária, conforme a equação (3.204).

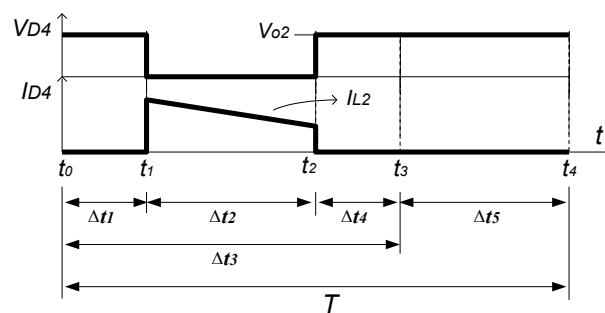
$$V_{D2(máx)} = \frac{1}{2} \cdot V_o - V_{oint} \quad (3.204)$$

3.4.6.4 Diodos D_3 e D_4

As formas de onda de tensão e corrente dos diodos D_3 e D_4 de acordo com as etapas de operação num período de comutação são rerepresentadas na Figura 3.68. Se a tensão na saída for equilibrada, então os esforços de tensão e corrente podem ser considerados iguais entre os diodos.



(a)



(b)

Figura 3.68 - Tensão e corrente no diodo D_3 (a) e diodo D_4 (b) para $D > 0,5$

a) Corrente média

A corrente média que circula através de cada um dos diodos D_3 e D_4 em relação a um período de comutação é definida por (3.205). De forma mais conveniente, com os parâmetros conhecidos do conversor, é dada por (3.206).

$$I_{D3(méd)} = I_{D4(méd)} = I_{L2(méd)} \cdot \Delta t_{2,5} \quad (3.205)$$

$$I_{D3(méd)} = I_{D4(méd)} = I_{L2(méd)} \cdot (1 - D) = I_o \quad (3.206)$$

b) Corrente eficaz

A corrente eficaz dos diodos D_3 e D_4 pode ser definida conforme (3.207). Solucionando (3.207), tem-se (3.208) que determina a corrente eficaz que passa através de ambos os diodos.

$$I_{D3(eficaz)} = I_{D4(eficaz)} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_3}^{t_4} (I_{L2})^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} (I_{L2})^2 \cdot dt} \quad (3.207)$$

$$I_{D3(eficaz)} = I_{D4(eficaz)} = \sqrt{\frac{I_o^2}{1 - D}} \quad (3.208)$$

c) Corrente máxima

A corrente máxima que circula através dos diodos D_3 e D_4 é a própria corrente máxima do indutor L_2 , conforme mostra (3.209).

$$I_{D3(máx)} = I_{D4(máx)} = I_{L2M} \cdot (1 - D) \quad (3.209)$$

d) Tensão máxima

A tensão reversa máxima sobre cada um dos diodos D_3 e D_4 é determinada por (3.210), a equação considera a tensão de saída equilibrada.

$$V_{D3(máx)} = V_{D4(máx)} = \frac{1}{2} \cdot V_o \quad (3.210)$$

3.4.6.5 Capacitor C_{oint}

A Figura 3.69 mostra formas de onda de tensão e corrente do capacitor intermediário C_{oint} de acordo com as etapas de operação num período de funcionamento.

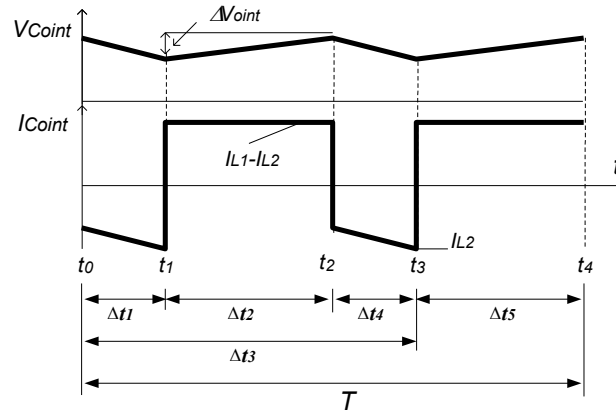


Figura 3.69 - Tensão e corrente do capacitor C_{oint} para $D > 0,5$

De acordo com as formas de onda de tensão e corrente apresentadas na Figura 69, a corrente instantânea do capacitor C_{oint} é definida por (3.211) e (3.212).

$$I_{L2} = C \cdot \frac{\Delta V_{Coint}}{2 \cdot \Delta t_1} \quad (3.211)$$

$$I_{Coint} = (I_{L1} - I_{L2})(t_1 \leq t \leq t_2 \text{ e } t_3 \leq t \leq t_4) - I_{L2}(t_0 \leq t \leq t_1 \text{ e } t_2 \leq t \leq t_3) \quad (3.212)$$

a) Corrente eficaz

A corrente eficaz do capacitor C_{oint} é dada por (3.213). Solucionando (3.213), obtém-se (3.214) que define a corrente eficaz de C_{oint} .

$$I_{Coint(eficaz)} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_2} (I_{Coint})^2 \cdot dt} \quad (3.213)$$

$$\begin{aligned} I_{Coint(eficaz)} &= \sqrt{2 \cdot \Delta t_2 \cdot I_{L1}^2 - (2 \cdot \Delta t_2 + 2 \cdot \Delta t_1) \cdot I_{L2}^2} \\ &= \sqrt{2 \cdot (1 - D) \cdot \left(\frac{I_o}{2 \cdot (1 - D)^2}\right)^2 - (2 \cdot (1 - D) + (2 \cdot D - 1)) \cdot \left(\frac{I_o}{1 - D}\right)^2} \quad (3.214) \end{aligned}$$

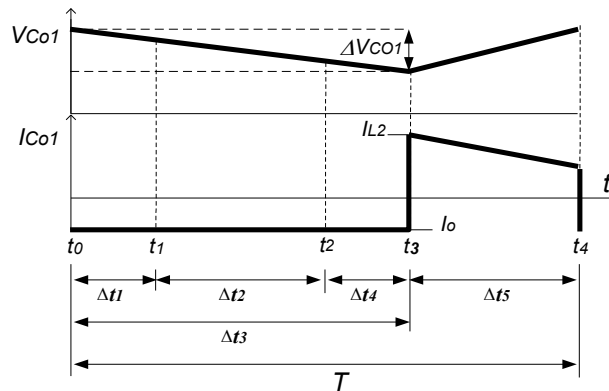
b) Tensão máxima

A tensão máxima é dada pela relação entre a tensão de entrada e o ganho estático do primeiro estágio do conversor, conforme apresentada em (3.215).

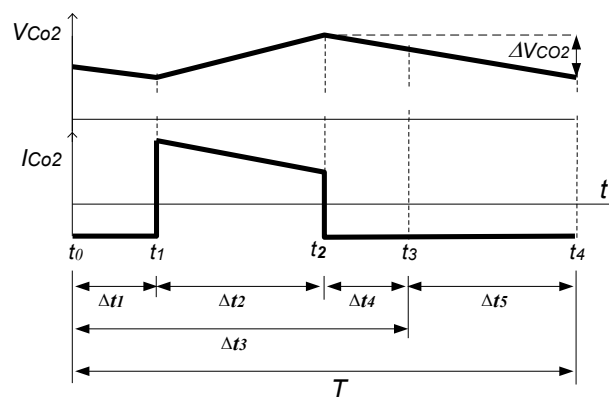
$$V_{Co1(m\acute{a}x)} = \frac{V_{in}}{2 \cdot (1 - D)} + \Delta V_{Co1} \quad (3.215)$$

3.4.6.6 Capacitores do filtro de saída C_{o1} e C_{o2}

A Figura 3.70 reapresenta as formas de onda de tensão e corrente dos capacitores do filtro de saída de acordo com as etapas de operação num período de operação.



(a)



(b)

Figura 3.70 - Tensão e corrente nos capacitores do filtro C_{o1} (a) e C_{o2} (b) para $D > 0,5$

A corrente de saída do conversor em relação à ondulação de tensão dos capacitores do filtro pode ser definida como expressada em (3.216). Entretanto, a corrente de cada capacitor é dada por (3.217) e (3.218).

$$I_o = C_o \cdot \frac{\Delta V_o}{2 \cdot \Delta t_1 + \Delta t_2} \quad (3.216)$$

$$I_{Co1} = I_{L2}(t_3 \leq t \leq t_4) - I_o(t_0 \leq t \leq t_3) \quad (3.217)$$

$$I_{Co2} = I_{L2}(t_1 \leq t \leq t_2) - I_o(t_0 \leq t \leq t_1 \text{ e } t_2 \leq t \leq t_4) \quad (3.218)$$

a) Corrente eficaz

A corrente eficaz de cada capacitor é definida como expressa em (3.219). Substituindo (3.217) em (3.219), obtém-se (3.221) que é a expressão que determina a corrente eficaz dos capacitores do filtro.

$$I_{Co1(eficaz)} = I_{Co2(eficaz)} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_3}^{t_4} (I_{Co1})^2 \cdot dt} \quad (3.219)$$

$$I_{Co1(eficaz)} = I_{Co2(eficaz)} = \sqrt{\Delta t_2 \cdot I_{L2}^2 - (2 \cdot \Delta t_1 + \Delta t_2) \cdot I_o^2} \quad (3.220)$$

$$I_{Co1(eficaz)} = I_{Co2(eficaz)} = \sqrt{I_o^2 \cdot \left(\frac{1}{1-D} - D \right)} \quad (3.221)$$

b) Tensão máxima

A tensão máxima sobre cada um dos capacitores do filtro é a mesma, que é a metade da tensão total de saída do conversor, conforme apresenta (3.222).

$$V_{Co1(máx)} = V_{Co2(máx)} = \frac{V_o}{2} + \Delta V_{Co1,Co2} \quad (3.222)$$

3.4.6.7 Indutor L_I

As formas de onda de tensão e corrente do indutor L_I de acordo com as etapas de operação do conversor no *MCC* para $D > 0,5$ são reapresentadas na Figura 3.71.

a) Corrente instantânea

A corrente instantânea do indutor L_I é definida por (3.223). A expressão (3.223) pode ser reescrita relativa à V_{in} e V_{oint} , conforme mostra (3.224).

$$I_{L1} = (I_{L1m} + I_{L1M})_{t_0-t_1 \text{ e } t_2-t_3} + (I_{L1M} - I_{L1m})_{t_1-t_2 \text{ e } t_3-t_4} \quad (3.223)$$

$$I_{L1} = \left(I_{L1m} + \frac{V_{in}}{L_1} \right)_{t_0-t_1 \text{ e } t_2-t_3} + \left(I_{L1M} - \frac{V_{in}(2 \cdot D - 1)}{2 \cdot L_1 \cdot (1 - D)} \right)_{t_1-t_2 \text{ e } t_3-t_4} \quad (3.224)$$

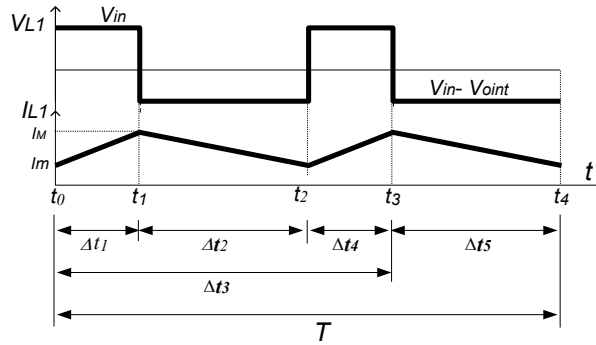


Figura 3.71 - Tensão e corrente no indutor L_1 para $D > 0,5$

b) Corrente eficaz

A corrente eficaz do indutor L_1 é definida por (3.225). Substituindo-se (3.224) em (3.225), tem-se (3.227).

$$I_{L1(eficaz)} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{L1}^2(t) \cdot dt} \quad (3.225)$$

$$I_{L1(eficaz)} = \sqrt{\frac{2}{T} \left[\int_0^{t_1} \left(I_{L1m} + \frac{V_{in}}{L_1} \right)^2 \cdot dt + \int_{t_1}^{t_2} \left(I_{L1m} \pm \frac{V_{in}(2 \cdot D - 1)}{2 \cdot L_1 \cdot (1 - D)} \right)^2 \cdot dt \right]} \quad (3.226)$$

$$I_{L1(eficaz)} = \sqrt{\frac{2}{T} \left(\left(I_{L1m} + \frac{V_{in}}{L_1} \right)^2 \cdot \Delta t_1 + \left(I_{L1m} - \frac{V_{in} \cdot (2 \cdot D - 1)}{2 \cdot L_1 \cdot (1 - D)} \right)^2 \cdot \Delta t_2 \right)} \quad (3.227)$$

c) Corrente máxima

O valor máximo da corrente no indutor L_1 é dado por (3.228).

$$I_{L1-máx} = I_{L1M} = I_{L1(méd)} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \quad (3.228)$$

d) Tensão máxima

A tensão máxima sobre indutor L_1 é a própria tensão de entrada do conversor, conforme apresenta (3.229).

$$V_{L1(máx)} = V_{in} - V_{oint} \quad (3.229)$$

3.4.6.8 Indutor L_2

As formas de onda de tensão e corrente do indutor L_2 de acordo com as etapas de operação do conversor no *MCC* para a razão cíclica maior que 0,5 são reapresentadas na Figura 3.72.

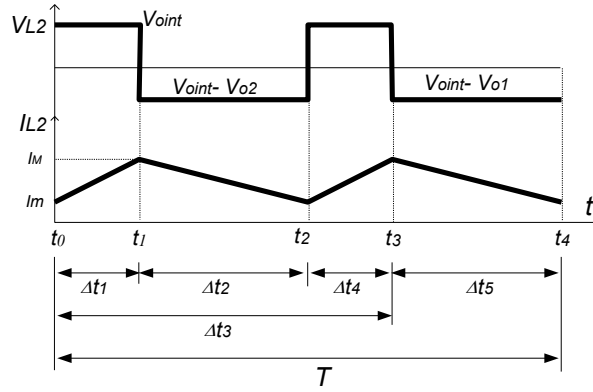


Figura 3.72 – Tensão e corrente no indutor L_2 para $D > 0,5$

a) Corrente instantânea

A corrente instantânea do indutor L_2 é definida por (3.230). A expressão (3.230) pode ser reescrita relativa a V_{in} e V_{oint} , conforme mostra (3.231).

$$I_{L2} = (I_{L2m} + I_{L2M})_{t0-t1 \text{ e } t2-t3} + (I_{L2M} - I_{L2m})_{t1-t2 \text{ e } t3-t4} \quad (3.230)$$

$$I_{L2} = \left(I_{L2m} + \frac{V_{in}}{L_2} \right)_{t0-t1 \text{ e } t2-t3} + \left(I_{L2M} - \frac{V_{in}(2.D - 1)}{2.L_1.(1 - D)} \right)_{t1-t2 \text{ e } t3-t4} \quad (3.231)$$

b) Corrente eficaz

A corrente eficaz do indutor L_2 é definida por (3.232). Substituindo-se por (3.231), tem-se (3.233).

$$I_{L2(eficaz)} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{L2}^2(t).dt} \quad (3.232)$$

$$I_{L2(eficaz)} = \sqrt{\frac{2}{T} \left(\left(I_{L2m} + \frac{V_{oint}}{L_2} \right)^2 \cdot \Delta t_1 + \left(I_{L2M} - \frac{V_{oint} \cdot (2.D - 1)}{2.L_2.(1 - D)} \right)^2 \cdot \Delta t_2 \right)} \quad (3.233)$$

c) Corrente máxima

O valor máximo da corrente no indutor L_2 é dado por (3.234).

$$I_{L2-máx} = I_{L2M} = I_{L2(méd)} + \frac{\Delta I_{L2}}{2} \quad (3.234)$$

d) Tensão máxima

A tensão máxima sobre indutor L_2 é igual à tensão intermediária do conversor, conforme apresenta (3.235).

$$V_{L2-máx} = V_{oint} - \frac{1}{2} \cdot V_o \quad (3.235)$$

3.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi realizada a análise teórica do conversor proposto. A análise qualitativa consistiu em apresentar e descrever as etapas de operação. Da análise quantitativa foram obtidas equações que possibilitam especificar os indutores e capacitores, semicondutores e elementos passivos do conversor, assim como o cálculo dos esforços de tensão e corrente dos componentes.

A partir da análise teórica, verificou-se que o ganho estático do conversor é a metade do conversor quadrático, as tensões nos interruptores possuem a metade do valor da tensão de saída e são grampeadas pelos capacitores de saída, e a ondulação de corrente nos indutores é reduzida.

4 PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO

Este capítulo tem como objetivo apresentar o procedimento e exemplo de projeto do conversor proposto operando no modo de condução contínua de corrente, baseado na análise teórica apresentada no capítulo anterior. A metodologia do projeto inclui, entre outros cálculos:

- Especificações de projeto do conversor
- Cálculos dos elementos passivos
- Esforços nos componentes
- Especificação dos componentes ativos
- Projetos físicos e especificação dos componentes passivos
- Cálculo térmico

4.1 ESPECIFICAÇÃO DO CONVERSOR

As especificações e os parâmetros adotados do conversor são apresentados na Tabela 4.1. Baseadas na utilização de painéis solares fotovoltaicas disponíveis no laboratório.

Tabela 4.1 - Especificações do projeto

Tensão de entrada nominal	$V_{in} = 34\text{V}$
Potência de saída nominal	$P_o = 520\text{W}$
Tensão de saída nominal	$V_o = 380\text{V}$
Frequência de comutação	$f = 50\text{kHz}$
Ondulação máxima de corrente nos indutores	$\Delta I_{L1(max)} = \Delta I_{L2(max)} = 20\%$
Ondulação máxima da tensão intermediária e da tensão de saída	$\Delta V_{oint} = \Delta V_o = 1\%$

4.2 PROJETO E ESPECIFICAÇÃO DOS COMPONENTES DO CONVERSOR

Neste capítulo serão feitos o projeto e a especificação dos componentes de potência. O projeto físico dos componentes e todos os cálculos neste capítulo serão feitos baseado nos procedimentos apresentados em [48].

4.2.1 Cálculo dos parâmetros básicos

A seguir são realizados os cálculos da razão cíclica, da corrente de saída, da ondulação máxima de corrente nos dois indutores, ondulação máxima da tensão de saída e da resistência da carga.

A razão cíclica máxima $D_{(máx)}$ é determinada a partir da relação entre a tensão de saída e tensão de entrada.

$$D_{max} = 1 - \sqrt{\frac{V_{in}}{2 \cdot V_o}} \cong 0,79$$

A corrente média de saída é determinada a partir das especificações do conversor apresentadas na tabela 4.1.

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} \cong 1,37 \text{ A}$$

A resistência máxima da carga é calculada a partir da relação entre a potência máxima de saída e a tensão de saída nominal.

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} \cong 278 \Omega$$

A corrente média dos indutores L_1 e L_2 são determinadas por meio da corrente de saída em relação ao ganho estático do conversor.

$$IL_1 = \frac{I_o}{2 \cdot (1 - D)^2} = 15,4 \text{ A}$$

$$IL_2 = \frac{I_o}{1 - D} = 6,5 \text{ A}$$

A ondulação máxima de corrente nos indutores L_1 e L_2 é calculada a partir dos parâmetros adotados para o projeto apresentados na tabela 4.1.

$$\Delta IL_{1(max)} = 0,2.15,4 = 3,1 A$$

$$\Delta IL_{2(max)} = 0,2.6,5 = 1,3 A$$

A ondulação máxima da tensão intermediária e da tensão de saída é determinada a partir dos parâmetros adotados para o projeto apresentados na tabela 4.1.

$$\Delta V_{oint(max)} = 0,01.80,57 = 0,8057 V$$

$$\Delta V_{o(max)} = 0,01.380 = 3,8 V$$

4.2.2 Dimensionamento dos indutores L_1 e L_2

A seguir são realizados os cálculos das indutâncias, o projeto físico e o cálculo térmico dos indutores L_1 e L_2 .

Os valores da indutância dos indutores são obtidos a partir das equações da ondulação de corrente apresentadas em (3.150) e (3.151).

$$L_1 = \frac{V_o}{\Delta I_{L1} \cdot f} \cdot [(1 - D)^2 \cdot (2 \cdot D - 1)] = 66 \mu H$$

$$L_2 = \frac{V_o}{2 \cdot \Delta I_{L2} \cdot f} \cdot [(1 - D) \cdot (2 \cdot D - 1)] = 357 \mu H$$

A corrente máxima e mínima do indutor L_1 são calculados por meio de (3.150) e (3.151).

$$IL_{1-min} = 15,4 - 3,1 = 11,9 A$$

$$IL_{1-máx} = 15,4 + 3,1 = 18,5 A$$

A corrente máxima e mínima do indutor L_2 são obtidas a partir de (3.165) e (3.166).

$$IL_{2-min} = 6,5 - 1,3 = 4,2 A$$

$$IL_{2-máx} = 6,5 + 1,3 = 7,8 A$$

O valor eficaz da corrente que circula através dos indutores L_1 e L_2 pode ser calculado a partir das equações apresentadas em (3.227) e (3.233).

$$IL_{1(Eficzaz)} = \sqrt{(IL_{1m})^2 \cdot \Delta t_1 + (IL_{1M})^2 \cdot \Delta t_1} \cong 16,7A$$

$$IL_{2(Eficzaz)} = \sqrt{(IL_{2-min})^2 \cdot \Delta t_1 + (IL_{2-máx})^2 \cdot \Delta t_1} \cong 6,74A$$

4.2.2.1 Projeto físico do indutor L_1

Os parâmetros iniciais utilizados para a escolha do núcleo são apresentados na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 - Parâmetros de projeto do indutor L_1

Fator de utilização da área da janela adotado	$K_w = 0,7$
Máxima densidade de corrente elétrica	$J_{máx} = 450 A/cm^2$
Máxima densidade de fluxo magnético	$B_{máx} = 0,35 T$
Permeabilidade do vácuo	$\mu_0 = 4.\pi.10^{-7} H/m$

O valor do produto $A_e A_w$ para a construção do indutor L_1 é definido a partir dos parâmetros adotados apresentados na tabela 4.2.

$$A_e A_w = \frac{L_1 \cdot I_{L1(máx)} \cdot I_{L1(eficzaz)} \cdot 10^4}{B_{máx} \cdot J_{máx} \cdot K_w} = 1,8 cm^4$$

O núcleo de ferrite selecionado é o *EE-42/21/15-IP12* do fabricante *Thornton*, cujas características são apresentadas na Tabela 4.3.

Tabela 4.3 - Características do núcleo *EE-42/21/15-IP12*

Área seção transversal efetiva da perna central do núcleo	$A_e = 1,81cm^2$
Área efetiva da janela	$A_w = 1,57cm^2$
Produto das áreas do núcleo e da janela	$A_e \cdot A_w = 2,84cm^4$
Altura da janela	$l_e = 9,7cm$
Comprimento médio de uma espira	$l_t = 8,7cm$
Volume efetivo do núcleo	$V_e = 17,1cm^3$

O número de espiras é determinado a partir dos valores calculados, dos parâmetros apresentados na tabela 4.2 e das características do núcleo mostradas na tabela 4.3.

$$N_{L1} = \frac{L_1 \cdot I_{L1(máx)}}{B_{máx} \cdot A_e} \cong 19 \text{ espiras}$$

O valor total do entreferro é calculado como o seguinte.

$$l_{g(total)} = \frac{N_{L1}^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L_1} = 0,12 \text{ cm}$$

Como o núcleo escolhido é do tipo E-E, o entreferro em cada lateral terá valor igual á metade do valor total.

$$l_g = \frac{l_{g(total)}}{2} = 0,06 \text{ cm}$$

Observa-se, no entanto, que o valor final do entreferro é resultado de ajuste da indutância realizada na montagem do indutor.

O valor da área da seção transversal dos condutores é obtido a partir da relação entra a corrente eficaz do indutor e a máxima densidade de corrente elétrica.

$$S_{L1} = \frac{I_{L1(Eficaz)}}{J_{máx}} = 0,04 \text{ cm}^2$$

A profundidade de penetração da corrente Δ é determinada baseada na frequência de comutação do conversor.

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = 0,034 \text{ cm}$$

O diâmetro máximo do condutor considerando a profundidade deve ser menor ou igual ao valor de profundidade de penetração da corrente calculado.

$$D_{cond(máx)} \leq 0,068 \text{ cm}$$

Baseado nos cálculos acima, o condutor escolhido para o projeto é o fio esmaltado 26 *AWG* que tem suas características descritas na Tabela 4.4.

Tabela 4.4 - Características do fio esmaltado 26 AWG

Área seção transversal sem isolamento	$S_{cobre} = 1,287 \cdot 10^{-3} cm^2$
Área seção transversal com isolamento	$S_{isol} = 1,671 \cdot 10^{-3} cm^2$
Diâmetro sem isolamento	$D_{cobre} = 40 \cdot 10^{-3} cm$
Diâmetro com isolamento	$D_{isol} = 46 \cdot 10^{-3} cm$
Resistência linear a 100°C	$R_l = 1,789 \cdot 10^{-3} \Omega/cm$

O número de condutores associados em paralelo para obter o valor da seção transversal do condutor escolhido é determinado a partir da relação entre a área da seção transversal calculada e o diâmetro sem isolamento do condutor escolhido.

$$n_{cond} = \frac{S_{L1}}{S_{cobre}} = 29 \text{ condutores}$$

O fator de utilização da janela K_u pode ser verificado baseado nos número de espiras calculado, número de condutores em paralelo, área sem isolamento do condutor e a área efetiva da janela do núcleo.

$$K_u = \frac{N_{L1} \cdot n_{cond} \cdot S_{isol}}{A_w} = 0,573$$

Observa-se que o valor de utilização da janela K_u é menor que o valor do fator de utilização da janela K_w adotado, portanto a montagem é possível.

A Tabela 4.5 apresenta os resultados do projeto do indutor de entrada do conversor L_1 .

Tabela 4.5 – Resultados do projeto do indutor L_1

Valor da indutância	$L_1 = 66 \mu H$
Núcleo escolhido	EE-42/21/15-IP12 (Thornton)
Número de espiras	$N_{L1} = 19 \text{ espiras}$
Condutor escolhido	Fio esmaltado 26AWG
Número de condutor em paralelo	$n_{cond} = 29 \text{ condutores}$
Entreferro	$l_g = 60 \cdot 10^{-3} cm$

4.2.2.2 Projeto físico do indutor L_2

Os parâmetros iniciais adotados para o escolha do são mesmos com os parâmetros anteriores, e por conveniência são reapresentados na Tabela 4.6.

O valor do produto $A_e A_w$ para a construção do indutor L_2 é definido a partir dos parâmetros adotados apresentados na Tabela 4.6.

$$A_e A_w = \frac{L_2 \cdot I_{L2(máx)} \cdot I_{L2(eficaz)} \cdot 10^4}{B_{máx} \cdot J_{máx} \cdot K_w} = 2,3 \text{ cm}^4$$

O núcleo de ferrite selecionado é o *EE-42/21/15-IP12* do fabricante *Thornton*, cujas características são apresentadas na Tabela 4.7.

Tabela 4.6 - Parâmetros de projeto do indutor L_2

Fator de utilização da área da janela adotado	$K_w = 0,7$
Máxima densidade de corrente elétrica	$J_{máx} = 450 \text{ A/cm}^2$
Máxima densidade de fluxo magnético	$B_{máx} = 0,35 \text{ T}$
Permeabilidade do vácuo	$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$

Tabela 4.7 - Características do núcleo *EE-42/21/15-IP12*

Área seção transversal efetiva da perna central do núcleo	$A_e = 1,81 \text{ cm}^2$
Área efetiva da janela	$A_w = 1,57 \text{ cm}^2$
Produto das áreas do núcleo e da janela	$A_e \cdot A_w = 2,84 \text{ cm}^4$
Altura da janela	$l_e = 9,7 \text{ cm}$
Comprimento médio de uma espira	$l_t = 8,7 \text{ cm}$
Volume efetivo do núcleo	$V_e = 17,1 \text{ cm}^3$

A partir dos valores dos esforços de corrente, dos parâmetros iniciais e as características do núcleo apresentados na Tabela 4.6 e 4.7 respectivamente, pode se então calcular o número de espiras do indutor L_2 .

$$N_{L2} = \frac{L_2 \cdot I_{L2-m\acute{a}x}}{B_{m\acute{a}x} \cdot A_e} = 44,04 \text{ espiras}$$

O valor total do entreferro é calculado como o seguinte.

$$l_{g(total)} = \frac{N_{L2}^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L_2} = 0,13 \text{ cm}$$

Como o núcleo escolhido é do tipo *E-E*, o entreferro em cada lateral terá valor igual á metade do valor total.

$$l_g = \frac{l_{g(total)}}{2} = 0,065 \text{ cm}$$

Embora o valor de entreferro calculado seja 0,065 cm, mas o valor final do entreferro é resultado de ajustes práticos realizados na montagem do indutor.

O valor da área da seção transversal dos condutores é obtido a partir da relação entra a corrente eficaz do indutor e a máxima densidade de corrente elétrica.

$$S_{L1} = \frac{I_{L2(Ef\acute{i}caz)}}{J_{m\acute{a}x}} = 0,016 \text{ cm}^2$$

A profundidade de penetração da corrente Δ é determinada baseada na frequência de comutação do conversor.

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = 0,034 \text{ cm}$$

O diâmetro máximo do condutor deve ser menor ou igual ao valor de profundidade de penetração da corrente.

$$D_{cond(m\acute{a}x)} \leq 0,068 \text{ cm}$$

Baseado nos cálculos acima, o condutor escolhido para o projeto é o fio esmaltado 26 *AWG* que tem suas características apresentadas na Tabela 4.4.

O número de condutores em paralelo é calculado a partir do valor da área da seção transversal necessária e da área sem isolamento do condutor selecionado.

$$n_{cond} = \frac{S_{L2}}{S_{cobre}} = 9,6 \approx 10 \text{ condutores}$$

O fator de utilização da janela K_u pode ser verificado baseado nos número de espiras calculado, número de condutores em paralelo, área sem isolamento do condutor e a área efetiva da janela do núcleo.

$$K_u = \frac{N_{L1} \cdot n_{cond} \cdot S_{isol}}{A_w} = 0,557$$

Observa-se que o fator de utilização da janela K_u é menor que o valor do fator de utilização da janela K_w adotado, portanto a montagem é possível.

A Tabela 4.8 apresenta os resultados do projeto do indutor intermediário do conversor L_2 .

Tabela 4.8 - Resultados do projeto do indutor L_2

Valor da indutância	$L_2 = 369\mu H$
Núcleo escolhido	<i>EE-42/21/15-IP12 (Thornton)</i>
Número de espiras	$N_{L2} = 44 \text{ espiras}$
Condutor escolhido	<i>Fio esmaltado 26AWG</i>
Número de condutor em paralelo	$n_{cond} = 10 \text{ condutores}$
Entreferro	$l_g = 65 \cdot 10^{-3} \text{ cm}$

4.2.3 Cálculo térmico dos indutores L_1 e L_2

A seguir será feito o cálculo térmico dos indutores L_1 e L_2 .

4.2.3.1 Cálculo térmico do indutor L_1

As perdas no cobre dependem dos valores da resistência do enrolamento e da corrente eficaz do indutor. A resistência do cobre é determinada pela seguinte forma.

$$R_{cobre} = \frac{\rho_{fio} \cdot l_{espira} \cdot N_{L1}}{n_{cond}} = \frac{1,789 \cdot 10^{-3} \cdot 8,7 \cdot 19}{29} = 10,2 \text{ m}\Omega$$

Utilizando a resistência do cobre calculada, pode-se então determinar as perdas no cobre do indutor.

$$P_{cobre} = R_{cobre} \cdot I_{L1-eficaz}^2 = 0,0102 \cdot 16,7^2 = 2,8 \text{ W}$$

Os parâmetros adotados para o cálculo das perdas no núcleo do indutor são apresentados na Tabela 4.9.

Tabela 4.9 - Parâmetros para o cálculo das perdas no núcleo

Coeficiente de perdas por histerese	$K_H = 4.10^{-5}$
Coeficiente de perdas por corrente parasita	$K_E = 4.10^{-10}$
Volume de núcleo	$V_e = 23,30 \text{ cm}^3$

A variação máxima da densidade de fluxo magnético no núcleo é determinada através da densidade máxima de corrente adotada $B_{m\acute{a}x}$, corrente máxima e a variação máxima de corrente do indutor.

$$\Delta B_{m\acute{a}x} = B_{m\acute{a}x} \cdot \frac{\Delta I_{L1(m\acute{a}x)}}{I_{L1(m\acute{a}x)}} = 0,35 \cdot \frac{3,1}{18,5} = 58,65.10^{-3} T$$

Desta forma, as perdas no núcleo podem ser calculadas a partir dos parâmetros apresentados na tabela 4.9 e, considerando que a frequência de operação do indutor é duas vezes maior que a frequência de comutação.

$$P_{n\acute{u}cleo} = \Delta B_{m\acute{a}x}^{2,4} (K_H \cdot f_{L1} + K_E \cdot f_{L1}^2) \cdot V_e = 0,0587^{2,4} (4 + 4) \cdot 17,10 = 0,15 W$$

Assim, somando as perdas no cobre e no núcleo encontram-se as perdas totais no indutor L_1 .

$$P_{L1(total)} = P_{cobre} + P_{n\acute{u}cleo} = 2,95 W$$

A resistência térmica do núcleo é determinada a partir do valor de $A_e A_w$ do núcleo escolhido.

$$R_{t\acute{e}rmica-n\acute{u}cleo} = 23 \cdot (A_e \cdot A_w)^{-0,37} = 15,63^\circ C/W$$

A elevação de temperatura é determinada baseada nos valores das perdas totais do indutor e da resistência térmica do núcleo calculada.

$$\Delta T_{L1} = R_{t\acute{e}rmica-n\acute{u}cleo} \cdot P_{L1(total)} = 46,9^\circ C$$

4.2.3.2 Cálculo térmico do indutor L_2

Com mesmo procedimento, é feito, então, o cálculo térmico do indutor L_2 . A seguir são apresentados os resultados dos valores calculados.

$$\text{Resistência do cobre } R_{\text{cobre}} = 68,5 \text{ m}\Omega$$

$$\text{Perdas no cobre } P_{\text{cobre}} = 3,1 \text{ W}$$

$$\text{Variação máxima da densidade de fluxo magnético } \Delta B_{\text{máx}} = 0,0583 \text{ T}$$

$$\text{Perdas no núcleo } P_{\text{núcleo}} = 0,15 \text{ W}$$

$$\text{Perdas totais do indutor } P_{L_2(\text{total})} = 3,25 \text{ W}$$

$$\text{Resistência térmica do núcleo } R_{\text{térmica-núcleo}} = 15,63^\circ\text{C/W}$$

$$\text{Elevação de temperatura do núcleo } \Delta T_{L_2} = 50,95^\circ\text{C}$$

4.2.4 Dimensionamento dos interruptores S_1 e S_2

Nesta seção são feitos os cálculos para dimensionamento dos interruptores.

4.2.4.1 Esforços de tensão e corrente

A tensão máxima sobre os interruptores é a metade da tensão total de saída do conversor. Portanto, a tensão máxima é igual para cada interruptor, e pode ser obtida por meio de (3.193).

$$V_{S1(\text{máx})} = V_{S2(\text{máx})} = \frac{1}{2} \cdot V_o = 190\text{V}$$

A corrente média que passa através de cada interruptor é a soma das correntes dos dois indutores. O valor médio dessa corrente é calculado a partir de (3.189).

$$I_{S1(\text{méd})} = I_{S2(\text{méd})} = I_o \cdot \left(\frac{2 \cdot D - 1}{2(1 - D)^2} + \frac{2 \cdot D - 1}{1 - D} + 1 \right) = 13,26\text{A}$$

A corrente eficaz que circula em cada interruptor é obtida a partir de (3.191).

$$I_{S1(\text{eficaz})} = I_{S2(\text{eficaz})} = \sqrt{(2 \cdot D - 1) \cdot \left(\frac{I_o}{2 \cdot (1 - D)^2} + \frac{I_o}{1 - D} \right)^2 + \frac{I_o^2}{1 - D}} = 16,6\text{A}$$

A corrente máxima de pico repetitivo através de cada chave é determinada a partir de (3.192).

$$I_{S1(máx)} = I_{S2(máx)} = (I_{L1(máx)} + I_{L2(máx)}) = 26,2A$$

A partir dos esforços de tensão e corrente calculados especificam-se os interruptores. O interruptor escolhido é o *HiPerFET™ PowerMOSFETs IXFR90N30* do fabricante *IXYS* com características apresentadas na Tabela 4.10.

4.2.4.2 Cálculo das perdas dos interruptores

As perdas em condução em cada interruptor dependem da resistência de condução dreno-fonte e a corrente eficaz conduzida.

$$P_{cond_{S1}} = P_{cond_{S2}} = R_{DS(on)} \cdot I_{S1,2(eficaz)}^2 = 19,8W$$

Tabela 4.10 - Características do *HiPerFET™ PowerMOSFETs IXFR90N30* [49]

Tensão máxima dreno-fonte	$V_{DS(máx)} = 300V$
Corrente máxima permanente de dreno @ $T_C = 25^\circ C$	$I_{DS} = 75A$
Corrente máxima de pico repetitivo @ $T_C = 25^\circ C$	$I_{RP} = 360A$
Dissipação máxima de potência @ $T_C = 25^\circ C$	$P_D = 400W$
Resistência de condução dreno-fonte @ $T_j = 125^\circ C$	$R_{DS(on)} = 72 m\Omega$
Temperatura de junção	$T_j = -55^\circ C \text{ a } +150^\circ C$
Resistência térmica de junção-encapsulamento	$R_{\theta JC} = 0,30 K/W$
Resistência térmica de encapsulamento-dissipador	$R_{\theta CS} = 0,15 K/W$
Tempo de subida	$T_r = 55 ns$
Tempo de descida	$T_f = 40 ns$

As perdas de comutação dependem da frequência de comutação, tempo de subida e descida, tensão de bloqueio, corrente eficaz e a corrente de recuperação reversa do diodo.

$$P_{com_{S1}} = P_{com_{S2}} = \frac{f}{2} \cdot V_{S1,2} \cdot (I_{S1,2} + i_{RRM}) * (t_r + t_f + t_a) = 13,5W$$

Somatório das perdas em condução e na comutação são as perdas totais nos interruptores.

$$P_{S1(total)} = P_{S2(total)} = P_{cond} + P_{com} = 33,48W$$

4.2.5 Dimensionamento dos diodos D_1 , D_2 , D_3 E D_4

4.2.5.1 Esforços de tensão e corrente

A tensão de bloqueio máxima do diodo D_1 é a tensão máxima do capacitor intermediário, que pode ser calculada a partir de (3.198).

$$V_{D1(máx)} = V_{CoInt} = 80,57V$$

A tensão máxima sobre diodo D_2 é a diferença entre tensão máxima sobre a chave e tensão do capacitor intermediário, que é obtida por meio de (3.204).

$$V_{D2(máx)} = V_{S1,2} - V_{oInt} = 109,43V$$

A tensão reversa máxima sobre diodo D_3 é igual à tensão reversa máxima do diodo D_4 é determinada a partir de (3.210).

$$V_{D3(máx)} = V_{D4(máx)} = 190V$$

A corrente média que circula através do diodo D_1 é obtida a partir de (3.194).

$$I_{D1(méd)} = I_o \cdot \left(\frac{1-D}{(1-D)^2} \right) = 6,5A$$

A corrente média do diodo D_2 pode ser calculada por meio de (3.200).

$$I_{D2(méd)} = I_o \cdot \left(\frac{2 \cdot D - 1}{2 \cdot (1-D)^2} \right) = 8,6A$$

A corrente média que passa através de diodos D_3 e D_4 é a própria corrente de saída do conversor, e pode ser determinada a partir de (3.206).

$$I_{D3(méd)} = I_{D4(méd)} = I_o = 1,35A$$

A corrente eficaz do diodo D_1 é determinada a partir de (3.196).

$$I_{D1(eficaz)} = \sqrt{2 \cdot (1-D) \cdot \left(\frac{I_o}{2 \cdot (1-D)^2} \right)^2} = 10A$$

A corrente eficaz que circula através do diodo D_2 é calculada a partir de (3.202).

$$I_{D2(eficaz)} = \sqrt{(2 \cdot D - 1) \cdot \left(\frac{I_o}{2 \cdot (1 - D)^2} \right)^2} = 11,4A$$

A corrente eficaz nos diodos D_3 e D_4 são iguais ao valor eficaz da corrente de saída do conversor e pode ser calculada através de (3.208).

$$I_{D3(eficaz)} = I_{D4(eficaz)} = \sqrt{\frac{I_o^2}{1 - D}} = 3A$$

A corrente máxima de pico repetitivo do diodo D_1 é determinada a partir de (3.197).

$$I_{D1(máx)} = I_{L1M} \cdot 2 \cdot (1 - D) = 8A$$

A corrente máxima de pico repetitivo que circula no diodo D_2 é calculado a partir de (3.203).

$$I_{D2(máx)} = I_{L1M} \cdot (2 \cdot D - 1) = 11A$$

A corrente máxima de pico repetitivo dos diodos D_3 e D_4 é determinada através de (3.209).

$$I_{D3(máx)} = I_{D4(máx)} = 7,8A$$

Baseando nos esforços de tensão e corrente de todos os diodos calculados, verificam-se que, no pior caso, a tensão reversa máxima que poderia ser aplicada em um diodo é de 190 V, entretanto, a corrente máxima de pico repetitivo que passa através de um diodo é de 11 A. Assim, escolhe-se o diodo ultrarrápido *HFA15PB60* do fabricante *International Rectifier* com características apresentadas na Tabela 4.11.

4.2.5.2 Cálculo das perdas dos diodos

A resistência de condução do diodo depende da tensão inicial de condução V_{FO} e da tensão entre anodo e catodo V_F e da corrente média de condução direta I_F que podem ser obtidas através da curva tensão-corrente de condução direta do diodo fornecida pelo

fabricante. Considerando-se a temperatura da junção durante a condução do diodo de 100°C , obtêm-se os valores: $V_{FO} = 1\text{V}$; $V_F = 1,2\text{V}$; e $I_F = 15\text{A}$. Assim, pode se então calcular o valor da resistência de condução do diodo.

$$R_{cond_{D1}} = R_{cond_{D2}} = R_{cond_{D3}} = R_{cond_{D4}} = \frac{V_F - V_{FO}}{I_F} = 13,33\text{m}\Omega$$

Tabela 4.11 - Características do diodo *HFA15PB60* [50]

Tensão reversa máxima	$V_{RRM} = 600\text{V}$
Tensão entre anodo e catodo em condução direta	$V_F = 1,2\text{V}$
Corrente média de condução direta @ $T_C = 100^{\circ}\text{C}$	$I_{F(méd)} = 15\text{A}$
Corrente máxima de pico repetitivo de condução direta	$I_{FRM} = 60\text{A}$
Potência máxima de dissipação	$P_D = 29\text{W}$
Temperatura de junção	$T_J = -55^{\circ}\text{C} \text{ a } +150^{\circ}\text{C}$
Resistência térmica de junção-ambiente	$R_{\theta JA} = 40^{\circ}\text{C/W}$
Resistência térmica de junção-encapsulamento	$R_{\theta JC} = 1,70^{\circ}\text{C/W}$
Resistência térmica de encapsulamento-dissipador	$R_{\theta CS} = 0,25^{\circ}\text{C/W}$
Corrente de pico de recuperação reversa	$i_{RRM} = 6,5\text{A}$
Carga de recuperação reversa	$Q_{rr} = 220\text{nC}$
Tempo de recuperação reversa	$t_{rr} = 74\text{ns}$

As perdas em condução do diodo são determinadas pela corrente média, corrente eficaz e resistência de condução.

$$P_{cond_{D1}} = V_{FO} \cdot I_{D1(méd)} + R_{cond_{D1}} \cdot I_{D1(eficaz)}^2 = 8\text{W}$$

Com mesmo procedimento foram calculadas as perdas de condução dos diodos D_2 , D_3 , e D_4 .

$$P_{cond_{D2}} = 10,3\text{W}$$

$$P_{cond_{D3}} = P_{cond_{D4}} = 1,47\text{W}$$

As perdas na comutação dos diodos são determinadas baseadas nos valores da carga de recuperação reversa (Q_{rr}), da frequência de comutação e da tensão reversa máxima. A seguir são apresentadas as perdas em comutação dos diodos calculadas.

$$P_{com_{D1}} = Q_{rr} \cdot V_{D1(máx)} \cdot f = 0,88W$$

$$P_{com_{D2}} = 1,2W$$

$$P_{com_{D3}} = P_{com_{D4}} = 2,1W$$

As perdas totais de cada diodo podem ser obtidas somando perdas em condução e na comutação. As perdas totais de cada diodo são apresentadas as seguintes.

$$P_{D1(total)} = P_{cond_{D1}} + P_{com_{D1}} = 8,88W$$

$$P_{D2(total)} = 11,5W$$

$$P_{D3(total)} = P_{D4(total)} = 3,57W$$

4.2.6 Distribuição das perdas nos componentes e cálculo da estimativa de eficiência

As perdas do conversor são distribuídas nos componentes ativos e passivos: nos interruptores (S_1 e S_2), nos indutores (L_1 e L_2) e nos diodos (D_1 , D_2 , D_3 e D_4). As distribuições das perdas em cada componente são apresentadas na Figura 4.1. Entretanto, A Figura 4.2 ilustra as perdas totais em percentual distribuídas em cada componente.

Observa-se que maiores perdas estão concentradas nos dois interruptores S_1 e S_2 , onde as perdas totais de cada interruptor são de 33,48 W. Os diodos D_1 e D_2 também possuem perdas elevadas, onde estes contribuem para as perdas totais de 20,38 W. Entretanto, menores perdas são contribuídas pelos dois indutores L_1 e L_2 .

Baseando-se nas perdas distribuídas em todos os componentes apresentadas na Figura 4.1, é possível calcular as perdas totais nos componentes e, posteriormente, pode-se então determinar a estimativa da eficiência do conversor.

$$Perdas_{Totais} = P_{S1} + P_{S2} + P_{L1} + P_{L2} + P_{D1} + P_{D2} + P_{D3} + P_{D4} = 100,68 W$$

$$\eta = \frac{P_o - Perdas_{Totais}}{P_o} = \frac{520 - 100,68}{520} \approx 81\%$$

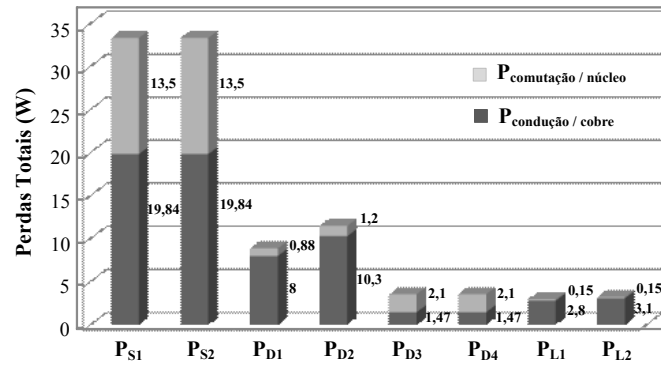


Figura 4.1 – Distribuição das perdas nos componentes

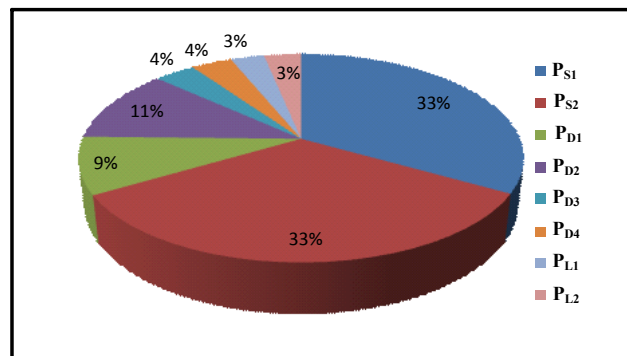


Figura 4.2 – Perdas totais em percentual em cada componente

As perdas distribuídas nos componentes mostradas nas Figuras 4.1 e 4.2 foram calculadas considerando uma temperatura de 125°C. Este é o pior caso que seria sofrido pelo conversor.

4.2.7 Dimensionamento do dissipador

A resistência térmica máxima entre dissipador e o ambiente para a montagem de um interruptor por dissipador é determinado considerando a temperatura ambiente $T_a = 40^\circ\text{C}$ e a temperatura de junção $T_j = 150^\circ\text{C}$.

$$R_{\theta_{SA-S1}} = R_{\theta_{SA-S1}} = \frac{T_j - T_a - P_{S1,2(\text{total})}(R_{\theta_{JC}} + R_{\theta_{CS}})}{P_{S1,2(\text{total})}} = 3,8^\circ \frac{\text{C}}{\text{W}}$$

Admitindo-se a temperatura ambiente T_a igual a 40°C a temperatura da junção igual 150°C, a resistência térmica máxima entre o dissipador e o ambiente para a montagem de cada diodo por dissipador pode ser calculada.

$$R_{\theta_{SA-D1}} = \frac{T_j - T_a - P_{D1(\text{total})} \cdot (R_{\theta_{JC}} + R_{\theta_{CS}})}{P_{D1(\text{total})}} = 10,4^\circ\text{C}/\text{W}$$

$$R_{\theta SA_{D2}} = 7,6^{\circ}C/W$$

$$R_{\theta SA_{D3,D4}} = \frac{T_J - T_a - P_{D3(total)} \cdot (R_{\theta JC} + R_{\theta CS})}{2 \cdot P_{D3(total)}} = 28,4^{\circ} \frac{C}{W}$$

Devido todos os componentes semicondutores neste projeto são montados no mesmo dissipador, então a resistência térmica máxima entre o dissipador e o ambiente para a montagem é determinada considerando resistência térmica total de todos componentes semicondutores, ou seja:

$$R_{\theta SA_{total}} = \frac{T_J - T_a - P_{(total)} \cdot (R_{\theta JC} + R_{\theta CS})}{P_{(total)}} = 0,7^{\circ} \frac{C}{W}$$

A temperatura do dissipador é calculada considerando as perdas totais de os todos componentes, a resistência do dissipador e a temperatura ambiente.

$$T_{disp} = P_{Total} \cdot R_{disp} + T_a = 104,7^{\circ}C$$

Temperatura de junção considerando perdas totais de todos componentes.

$$T_j = P_{Tdiodo} \cdot R_{JCdiodo} + P_{TMOSFET} \cdot R_{CDMOSFET} + T_{disp} = 88,52^{\circ}C$$

4.2.8 Dimensionamento dos capacitores C_{oint} , C_{o1} e C_{o2}

Neste subcapítulo são feitos os cálculos necessários para dimensionar os capacitores, tanto capacitor intermediário C_{oint} como dos capacitores do filtro de saída do conversor.

4.2.8.1 Esforços de tensão e corrente

A tensão máxima sobre capacitor intermediário C_{oint} e cada um dos capacitores do filtro de saída do conversor é determinada a partir de (3.218) e (3.225).

$$V_{coint(máx)} = \frac{V_{in}}{2 \cdot (1 - D)} + \Delta V_{Coint} = 8,81V$$

$$V_{Co1(máx)} = V_{Co2(máx)} = \frac{V_o}{2} + \Delta V_{Co1,Co2} = 192V$$

A corrente eficaz que circula através do capacitor intermediário C_{oint} pode ser obtida a partir de (3.214).

$$I_{Co1(eficaz)} = \sqrt{(1-D) \cdot \left(\frac{I_o}{2 \cdot (1-D)^2} \right)^2 - (1-D) \cdot \left(\frac{I_o}{1-D} \right)^2} = 7,7A$$

A corrente eficaz que passa no cada capacitor do filtro de saída é igual, e pode ser calculado através de (3.221).

$$I_{Co1(eficaz)} = I_{Co2(eficaz)} = \sqrt{\frac{I_o^2}{1-D}} = 2,9A$$

Ondulação máxima de corrente do capacitor intermediário é a diferença entre valor de pico de corrente dos indutores L_1 e L_2 .

$$\Delta I_{Co1} = I_{L1} - I_{L2} = 8,89A$$

Ondulação máxima de corrente dos capacitores do filtro de saída é determinada a parti da diferença entre valor de pico de corrente de L_2 e a corrente de saída.

$$\Delta I_{Co1(máx)} = \Delta I_{Co2(máx)} = I_{L2} - I_o = 5,12A$$

4.2.8.2 Cálculo do valor da capacitância e da resistência série equivalente

O valor da capacitância do capacitor intermediário pode ser calculado a partir da equação (3.177).

$$C_{Co1} = \frac{2 \cdot (1-D) \cdot \left(\frac{I_o}{2 \cdot (1-D)^2} - \frac{I_o}{1-D} \right)}{\Delta V_{Co1(máx)} \cdot f} = 93,31\mu F$$

A capacitância de cada capacitor do filtro de saída pode ser determinada a partir de (3.183).

$$C_{o1} = C_{o2} = \frac{I_o \cdot ((2 \cdot D) - 1) + (1-D)}{\Delta V_{Co1,2(máx)} \cdot f} = 11,4\mu F$$

A resistência série equivalente máxima do capacitor intermediário pode ser calculada considerando que a ondulação máxima de tensão sobre ele é igual à ondulação máxima da tensão intermediária.

$$RSE_{Co1} \leq \frac{\Delta V_{Co1(máx)}}{\Delta I_{Co1(máx)}} = 91m\Omega$$

Assim como a resistência série equivalente do capacitor intermediário, a resistência série dos capacitores do filtro de saída também pode ser calculada considerando a ondulação máxima de tensão é igual à metade da ondulação máxima de tensão total.

$$RSE_{Co1} = RSE_{Co2} \leq \frac{\Delta V_{Co1,2(máx)}}{\Delta I_{Co1,2(máx)}} = 371,1m\Omega$$

Considerando os esforços de corrente e tensão dos capacitores calculados, inclusive a vida útil dos capacitores que serão utilizados, foram escolhidos dois capacitores com a referência *EPCOS-B43504A5477M000* para capacitor intermediário, e dois capacitores com a referência *EPCOS-B43504A5337M000* para os capacitores do filtro de saída. As especificações dos capacitores escolhidos são apresentadas nas Tabelas 4.12 e 4.13 respectivamente.

Tabela 4.12 - Especificação do capacitor C_{oint} [51]

Tipo	<i>Eletrolítico</i>
Capacitância	$C_{oint}=470\mu F$
Tensão máxima	$V_{máx}=450V$
Corrente eficaz (100Hz/60°C)	$I_{(eficaz)}=5,67A$
Resistência série equivalente (100Hz/60°C)	$R_{SE}=290\ m\Omega$
Vida útil (60°C)	$100000hr$
Referência do Capacitor adotado	<i>EPCOS- B43504A5477M000</i>

Tabela 4.13 - Especificação do capacitor C_{o1} e C_{o2} [51]

Tipo	<i>Eletrolítico</i>
Capacitância	$C_{oint}=330\mu F$
Tensão máxima	$V_{máx}=450V$
Corrente eficaz (100Hz/60°C)	$I_{(eficaz)}=4,32A$
Resistência série equivalente (100Hz/60°C)	$R_{SE}=410\ m\Omega$
Vida útil (60°C)	$100000hr$
Referência do Capacitor adotado	<i>EPCOS- B43504A5337M000</i>

4.3 VALIDAÇÃO DOS CÁLCULOS DOS ESFORÇOS

Para validar os cálculos dos esforços feitos neste capítulo, foram realizadas simulações utilizando o programa *PSIM*. A Tabela 4.14 apresenta o comparativo entre os valores calculados e os valores obtidos através da simulação. Observa-se que o erro entre os valores calculados e os valores simulados está situado entre 0,10 % e 5,63 %, ou seja, o erro médio máximo foi de 5,63 %.

Tabela 4.14 – Comparativos dos valores calculados e simulados

	Valores Calculados			Valores Simulados			Erro médio (%)
	Médio	Eficaz	Máximo	Médio	Eficaz	Máximo	
IL_1	15,4 A	16,7 A	18,5 A	15,3 A	16,2 A	17,8 A	2,5
IL_2	6,5 A	6,7 A	7,8 A	6,47 A	6,48 A	7,36 A	3,15
V_{S1} e V_{S2}	-	-	190 V	-	-	190,12 V	0,1
I_{S1} e I_{S2}	13,9 A	16,9 A	19,2 A	13,48 A	16,48 A	18,96 A	2,3
V_{D1}	-	-	80,57 V	-	-	80,39 V	0,2
ID_1	6,5 A	10 A	16,36 A	6,85 A	10,26 A	16,72 A	3,3
V_{D2}	-	-	109,43 V	-	-	109,65 V	0,2
ID_2	8,9 A	11,7 A	11 A	8,45 A	11,38 A	12,1 A	5,6
V_{D3} e V_{D4}	-	-	190 V	-	-	190,12 V	0,1-
ID_3 e ID_4	1,37 A	3 A	7,8 A	1,44 A	3,06 A	7,37 A	4,2
VC_{oint}	-	-	80,57 V	-	-	80,39 V	0,2-
IC_{oint}	-	7,7 A	-	-	7,63 A	-	0,1
V_{Co1} e V_{Co2}	-	-	190 V	-	-	190,17 V	0,1
I_{Co1} e I_{Co2}	-	2,76 A	-	-	2,7 A	-	2,2

4.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi realizado o projeto do estágio de potência do conversor proposto baseado na análise teórica desenvolvida no capítulo anterior. O projeto foi feito considerando a tensão de entrada nominal de 34 V, que é equivalente a quatro módulos fotovoltaicos conectados em série e paralelo, a tensão de saída nominal desejada é de 380 V e a potência de saída máxima é de 520 W.

Verificou-se que a tensão sobre os interruptores é metade da tensão de saída nominal, o que permite empregar os interruptores (MOSFET) com baixa tensão e de baixa resistência em condução entre dreno-fonte $R_{DS(on)}$.

As perdas totais do conversor são significativamente altas, que são distribuídas nos componentes ativos e passivos. Mais de 50% das perdas totais são distribuídas nos interruptores S_1 e S_2 , enquanto as perdas nos diodos D_1 e D_2 são de 29 % do total. Os dois indutores possuem perdas mais baixas comparado com as perdas nos demais componentes. Em relação às perdas do conversor, seria uma boa opção utilizar indutores do núcleo de pó de ferro para reduzir o volume do núcleo, pois a ondulação de corrente é baixa.

Foram realizadas simulações com objetivo de validar os cálculos dos esforços dos componentes do conversor. Baseado nos resultados (valores calculados e simulados) apresentados na Tabela 4.14, visto que o erro máximo é de 5,63%. Sendo assim, pode se concluir que os cálculos dos esforços feitos neste capítulo são válidos.

5 MODELAGEM E PROJETO DE CONTROLE

Neste capítulo será apresentada a estratégia de controle do conversor proposto, os modelos, as funções de transferência das malhas de controle e o projeto dos controladores. O capítulo é dividido em três partes principais: descrição sobre a estratégia de controle adotada, procedimento para a obtenção dos modelos matemáticos das plantas do conversor, os critérios para a escolha do sistema de controle e o projeto dos circuitos de controle utilizados.

5.1 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

O conversor proposto neste trabalho é um conversor *boost* de dois estágios, consequentemente a resposta dinâmica deste conversor acaba gerando uma função de transferência de quarta ordem, tanto para a função de transferência da corrente pela razão cíclica quanto para a função de transferência da tensão pela razão cíclica. E ainda, a função de transferência da tensão de saída em função da razão cíclica apresenta dois zeros no semiplano direito (*RHZ*), ou seja, um sistema de fase não mínima. Este comportamento dinâmico gera um elevado pico de ressonância e mudança abrupta na sua fase, o que dificulta alcançar um bom desempenho em malha fechada utilizando apenas uma malha de controle de tensão de saída [52, 53].

Portanto, a estratégia de controle que poderia ser adotada para o conversor proposto, é a estratégia de controle por valor médio instantâneo de corrente de entrada. Isso significa que, controlar a tensão de saída controlando o fluxo de corrente do indutor L_I , ou seja, a corrente de entrada do conversor. Nessa estratégia de controle necessita no mínimo duas malhas de controle. Uma malha interna de corrente que funciona para controlar o fluxo de corrente de entrada do conversor, depende da variação da tensão de saída. Uma malha externa de tensão, que posteriormente gera a referência para malha de corrente.

Devido a este conversor ter a saída com ponto médio, que pode resultar desequilíbrio de tensão dos capacitores, o mesmo requer uma malha adicional que é capaz de controlar o desequilíbrio da tensão em ambos os capacitores do filtro de saída do conversor. Esta malha é aqui denominada de malha de equalização de tensão. A Figura 5.1 mostra o diagrama do esquema geral do sistema de controle adotado.

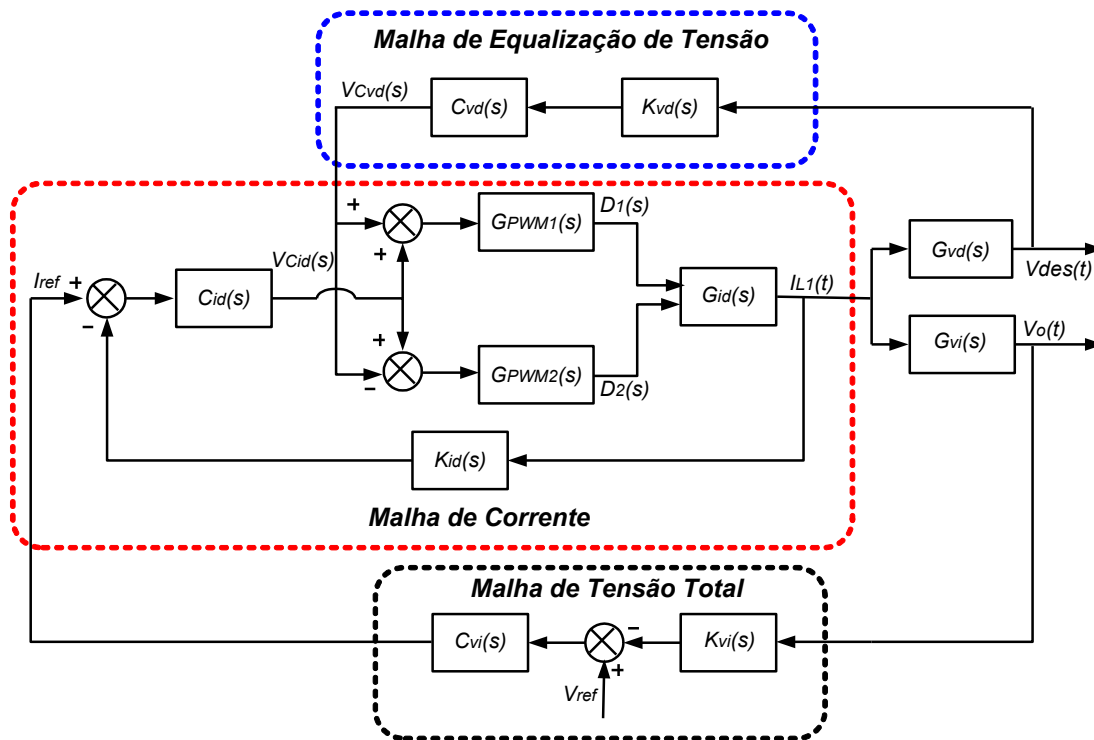


Figura 5.1 – Diagrama do esquema geral do sistema de controle

A malha interna de corrente deve ter uma dinâmica mais rápida quando comparada com a malha externa de tensão e a malha adicional. A malha externa de tensão tem uma dinâmica lenta comparada com a malha de corrente, no máximo uma década menor do que a frequência de cruzamento por zero da malha de corrente. Entretanto, a malha de equalização é a malha mais lenta de todas as malhas, pois esta malha pode trabalhar com frequência na ordem de poucas dezenas de Hertz.

5.2 OBTENÇÃO DOS MODELOS DO CONVERSOR

Para facilitar a realização do projeto dos controladores, é necessário deduzir os modelos matemáticos, ou seja, a função de transferência que representa o comportamento dinâmico das malhas que compõem o conversor. A dedução das funções de transferência será baseada no método por valor médio instantâneo usando a técnica de perturbação com pequenos sinais, introduzida em [54].

Para cada malha apresentada na Figura 5.1, será apresentado um modelo matemático, ou seja, uma função de transferência que descreve o comportamento dinâmico da malha, que são:

$G_{id}(s)$ – função que representa a relação entre a corrente de entrada do conversor em relação à razão cíclica.

$G_{vi}(s)$ – função que expressa a relação entre a tensão de saída total e a corrente de entrada.

$G_{vd}(s)$ – função que expressa a relação entre a tensão diferencial e a corrente de entrada.

5.2.1 Modelo da planta de corrente do conversor ($G_{id}(s)$)

O modelo da planta de corrente do conversor deve ser uma função que apresenta a relação entre a corrente do indutor L_1 e a razão cíclica. Isso por que a corrente do indutor L_1 que determina a tensão intermediária, a corrente do indutor L_2 , e assim, também a tensão de saída, tendo a razão cíclica como a única variável de controle.

Conforme as etapas de operação do conversor no *MCC* para $D > 0,5$ apresentadas no capítulo 3, os valores médios instantâneos das tensões dos indutores L_1 e L_2 podem ser expressos em (5.1) e (5.2), respectivamente.

$$L_1 \cdot \frac{di_{L1}(t)}{dt} = V_{in} - 2 \cdot V_{oint} \cdot (1 - D) \quad (5.1)$$

$$L_2 \cdot \frac{di_{L2}(t)}{dt} = V_{oint} - V_o \cdot (1 - D) \quad (5.2)$$

Os valores médios instantâneos das correntes nos capacitores C_{oint} , C_{o1} e C_{o2} são dados por (5.3) e (5.4), respectivamente.

$$C_{oint} \cdot \frac{dv_{oint}(t)}{dt} = 2 \cdot i_{L1} \cdot (1 - D) - i_{L2} \quad (5.3)$$

$$C_{o1} \cdot \frac{dv_{o1}(t)}{dt} = C_{o2} \cdot \frac{dv_{o2}(t)}{dt} = i_{L2} \cdot (1 - D) - \frac{V_o}{R} \quad (5.4)$$

Aplicando-se a perturbação de pequenos sinais na razão cíclica em (5.1) a (5.4), desprezando-se os termos *CC* e de segunda ordem, e aplicando-se a transformada de Laplace, têm-se os termos *CA* da equação como mostra em (5.5), (5.6), (5.7) e (5.8).

$$L_1 \cdot s \cdot I_{L1}(s) = V_{in}(s) + 2 \cdot V_{oint} \cdot d(s) - 2 \cdot (1 - D) \cdot V_{oint}(s) \quad (5.5)$$

$$L_2 \cdot s \cdot I_{L2}(s) = V_{oint}(s) + V_o \cdot d(s) - (1 - D) \cdot V_o(s) \quad (5.6)$$

$$C_{oint} \cdot s \cdot V_{oint}(s) = 2 \cdot (1 - D) \cdot I_{L1}(s) - 2 \cdot I_{L1} \cdot d(s) - I_{L2}(s) \quad (5.7)$$

$$C_{o1} \cdot s \cdot V_{o1}(s) = C_{o2} \cdot s \cdot V_{o2}(s) = (1 - D) \cdot I_{L2}(s) - I_{L2} \cdot d(s) - \frac{V_o(s)}{R_o} \quad (5.8)$$

Isolando-se V_{oint} em (5.7), V_{o1} e V_{o2} em (5.8), obtém-se (5.9), (5.10) e (5.11). Considerando-se que a tensão e a capacitância de ambos os capacitores são iguais, e a tensão de saída é a soma das duas tensões, então a equação que expressa os termos *CA* para a tensão de saída do conversor é dada por (5.12).

$$V_{oint}(s) = \frac{1}{C_{oint} \cdot s} \cdot [2 \cdot (1 - D) \cdot I_{L1}(s) - 2 \cdot I_{L1} \cdot d(s) - I_{L2}(s)] \quad (5.9)$$

$$V_{o1}(s) = \frac{1}{C_{o1} \cdot s} \cdot \left[(1 - D) \cdot I_{L2}(s) - I_{L2} \cdot d(s) - \frac{V_o(s)}{R_o} \right] \quad (5.10)$$

$$V_{o2}(s) = \frac{1}{C_{o2} \cdot s} \cdot \left[(1 - D) \cdot I_{L2}(s) - I_{L2} \cdot d(s) - \frac{V_o(s)}{R_o} \right] \quad (5.11)$$

$$V_o(s) = \frac{1}{R_o \cdot C_o \cdot s + 1} \cdot [4 \cdot R_o \cdot (1 - D) \cdot I_{L2}(s) - 4 \cdot R_o \cdot I_{L2} \cdot d(s)] \quad (5.12)$$

Substituindo-se (5.9) em (5.5) e (5.12) em (5.6), tem-se (5.13) e (5.14).

$$I_{L1}(s) = \frac{C_{oint} \cdot s \cdot V_{in}(s) + 2 \cdot C_{oint} \cdot V_{oint} \cdot s \cdot d(s) + 4 \cdot (1 - D) \cdot I_{L1} \cdot d(s)}{L_1 \cdot C_{oint} \cdot s^2 + 4 \cdot (1 - D)^2} + \frac{2 \cdot (1 - D) \cdot I_{L2}(s)}{L_1 \cdot C_{oint} \cdot s^2 + 4 \cdot (1 - D)^2} \quad (5.13)$$

$$I_{L2}(s) = \frac{(R_o \cdot C_o \cdot s + 1) \cdot V_{oint}(s) + (R_o \cdot C_o \cdot s + 1) \cdot V_o \cdot d(s)}{R_o \cdot L_2 \cdot C_o \cdot s^2 + L_2 \cdot s + 4 \cdot R_o \cdot (1 - D)^2} + \frac{4 \cdot R \cdot (1 - D) \cdot I_{L2}(s)}{R_o \cdot L_2 \cdot C_o \cdot s^2 + L_2 \cdot s + 4 \cdot R_o \cdot (1 - D)^2} \quad (5.14)$$

Levando-se (5.14) em (5.13), e somente considerando os termos que possuem $d(s)$, obtém-se a equação (5.15).

$$A \cdot I_{L1}(s) = B \cdot V_{oint} \cdot d(s) + C \cdot I_{L1} \cdot d(s) + D \cdot V_o \cdot d(s) + E \cdot I_{L2} \cdot d(s) \quad (5.15)$$

Onde:

$$A = [R_o \cdot L_2 \cdot C_o \cdot s^2 + L_2 \cdot s + 4 \cdot R_o \cdot (1 - D)^2] \cdot [L_1 \cdot C_{oint} \cdot s^2 + 4 \cdot (1 - D)^2]$$

$$B = [R_o \cdot L_2 \cdot C_o \cdot s^2 + L_2 \cdot s + 4 \cdot R_o \cdot (1 - D)^2] \cdot [2 \cdot C_{oint} \cdot s]$$

$$C = [R_o \cdot L_2 \cdot C_o \cdot s^2 + L_2 \cdot s + 4 \cdot R_o \cdot (1 - D)^2] \cdot [4 \cdot (1 - D)]$$

$$D = [2 \cdot (1 - D)] \cdot [R_o \cdot C_o \cdot s + 1]$$

$$E = [2 \cdot (1 - D)] \cdot [4 \cdot R_o \cdot (1 - D)]$$

Equacionando-se a expressão (5.15), encontra-se a função de transferência da planta de corrente do conversor em função da razão cíclica, conforme mostrado em (5.16).

$$G_{id}(s) = \frac{I_{L1}(s)}{d(s)} = K_i \cdot \frac{a_3 \cdot s^3 + a_2 \cdot s^2 + a_1 \cdot s + a_0}{b_4 \cdot s^4 + b_3 \cdot s^3 + b_2 \cdot s^2 + b_1 \cdot s + b_0} \quad (5.16)$$

Onde:

$$K_i = \frac{V_{in}}{R_o \cdot (1 - D)^3}$$

$$a_0 = 16 \cdot R_o \cdot (1 - D)^2 + R_o \cdot (1 - D)^2$$

$$\begin{aligned}
a_1 &= 4 \cdot R_o^2 \cdot C_{oint} \cdot (1 - D)^4 + L_2 + R_o^2 \cdot C_o \cdot (1 - D)^2 \\
a_2 &= R_o \cdot L_2 \cdot C_{oint} \cdot (1 - D)^2 + R_o \cdot L_2 \cdot C_o \\
a_3 &= R_o^2 \cdot L_2 \cdot C_{oint} \cdot C_o \cdot (1 - D)^2 \\
b_0 &= 16 \cdot R_o \cdot (1 - D)^4 \\
b_1 &= 4 \cdot L_2 \cdot (1 - D)^2 \\
b_2 &= 4 \cdot R_o \cdot L_2 \cdot C_o \cdot (1 - D)^2 + 4 \cdot R_o \cdot L_1 \cdot C_{oint} \cdot (1 - D)^2 \\
b_3 &= L_1 \cdot L_2 \cdot C_{oint} \\
b_4 &= R_o \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot C_{oint} \cdot C_o
\end{aligned}$$

5.2.2 Modelo da planta da tensão total do conversor ($G_{vi}(s)$)

Nesta seção será obtida a função de transferência da planta de tensão do conversor. O modelo da planta de tensão do conversor será uma função que representa a relação entre a tensão de saída total e a corrente de entrada do conversor.

Com o mesmo procedimento do caso anterior, é possível encontrar a função de transferência da planta de tensão em função da razão cíclica, conforme (5.17). Observa-se que existem dois zeros no semiplano direito.

$$G_{vd}(s) = \frac{V_o(s)}{d(s)} = K_v \cdot \frac{m_3 \cdot s^3 + m_2 \cdot s^2 + m_1 \cdot s + m_0}{b_4 \cdot s^4 + b_3 \cdot s^3 + b_2 \cdot s^2 + b_1 \cdot s + b_0} \quad (5.17)$$

Onde:

$$\begin{aligned}
K_v &= \frac{V_{in}}{(1 - D)^3} \\
m_0 &= 16 \cdot R_o \cdot (1 - D)^4 \\
m_1 &= -[2 \cdot L_1 - 8 \cdot L_2 \cdot (1 - D)] \\
m_2 &= 2 \cdot R_o \cdot L_1 \cdot C_{oint} \cdot (1 - D)^2 \\
m_3 &= -L_1 \cdot L_2 \cdot C_{oint}
\end{aligned}$$

Dividindo-se as equações (5.17) e (5.16), obtém-se (5.18) que descreve a função de transferência da planta de tensão de saída total em função da corrente do indutor L_1 , ou seja, a corrente de entrada do conversor.

$$G_{vi}(s) = \frac{V_o(s)}{I_{L1}(s)} = R_o \cdot \frac{m_3 \cdot s^3 + m_2 \cdot s^2 + m_1 \cdot s + m_0}{a_3 \cdot s^3 + a_2 \cdot s^2 + a_1 \cdot s + a_0} \quad (5.18)$$

5.2.3 Modelo da planta da tensão diferencial do conversor ($G_{vd}(s)$)

O modelo a ser utilizado na malha de controle de desequilíbrio deve relacionar a tensão diferencial entre as tensões dos capacitores do filtro de saída e a corrente de entrada do conversor. Para a obtenção desse modelo matemático utilizou-se o circuito simplificado apresentado na Figura 5.2. Como a malha de equalização de tensão é muito mais lenta do que a malha de controle da corrente de entrada, pode-se considerar duas fontes de corrente distintas (I_{x1} e I_{x2}) que correspondem às correntes nos interruptores.

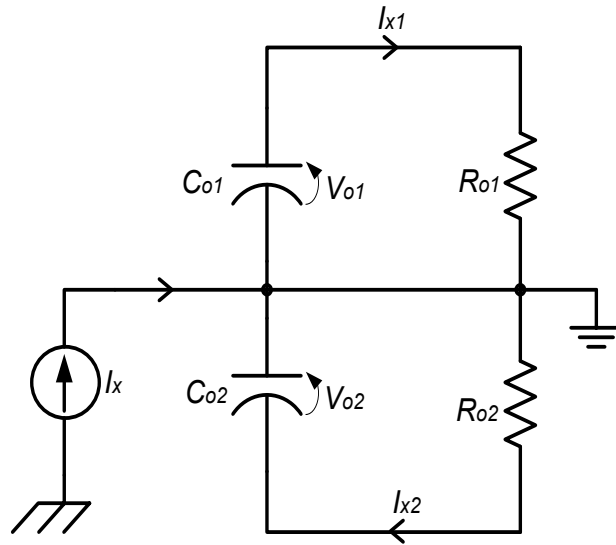


Figura 5.2 – Circuito equivalente da planta de equalização de tensão de saída do conversor

Do circuito equivalente apresentado na Figura 5.2, os valores médios instantâneos da corrente de I_{x1} e da corrente de I_{x2} podem ser definidos com as equações (5.19) e (5.20), respectivamente.

$$I_{x1}(t) = C_{o1} \frac{V_{o1}(t)}{dt} + \frac{V_{o1}}{R_{o1}} \quad (5.19)$$

$$I_{x2}(t) = C_{o2} \frac{V_{o2}(t)}{dt} + \frac{V_{o2}}{R_{o2}} \quad (5.20)$$

A corrente I_x é a diferença entre as correntes I_{x1} e I_{x2} , ou seja:

$$I_x(t) = I_{x1}(t) - I_{x2}(t) \quad (5.21)$$

$$I_x(t) = C_{o1} \frac{V_{o1}(t)}{dt} + \frac{V_{o1}}{R_{o1}} - C_{o2} \frac{V_{o2}(t)}{dt} - \frac{V_{o2}}{R_{o2}} \quad (5.22)$$

Considerando que as cargas são equilibradas ($R_{o1}=R_{o2}=R_o$) e que a capacitância dos capacitores são iguais $C_{o1}=C_{o2}=C_o$, obtém-se a seguinte expressão.

$$I_x(t) = C_o \cdot \frac{d(V_{o1} - V_{o2})}{dt} + \frac{1}{R_o} \cdot (V_{o1} - V_{o2}) \quad (5.23)$$

Equacionando-se (5.23) e aplicando a transformada de Laplace, tem-se a equação (5.24).

$$\frac{V_{od}(s)}{I_x(s)} = \frac{R_o}{R_o \cdot C_o \cdot s + 1} \quad (5.24)$$

A corrente I_x na verdade é a corrente do indutor L_2 durante o intervalo em que um dos interruptores está bloqueado, ou seja:

$$I_x(s) = I_{L2}(s) \cdot (1 - D) = 2 \cdot I_{L1}(s) \cdot (1 - D)^2 \quad (5.25)$$

Substituindo-se (5.25) em (5.24), encontra-se (5.26) que é a função de transferência da planta de equalização da tensão de saída do conversor em função da corrente de entrada.

$$G_{vd}(s) = \frac{V_{od}(s)}{I_{L1}(s)} = \frac{2 \cdot R_o \cdot (1 - D)^2}{R_o \cdot C_o \cdot s + 1} \quad (5.26)$$

5.2.4 Modelo do modulador *PWM*

Para o equacionamento da função de transferência do modelo do modulador *PWM* é utilizado o método proposto em [48]. A portadora utilizada é uma onda triangular que possui o valor mínimo nulo e máximo é igual a V_H . A Figura 5.3 ilustra a forma de onda para geração do *PWM*.

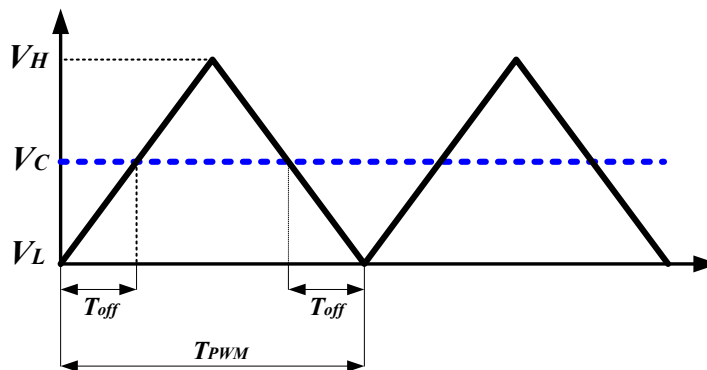


Figura 5.3 - Forma de onda para geração do *PWM*

A razão cíclica é definida como o tempo em que a tensão de controle V_C é menor do que a tensão da portadora, de acordo com (5.27). Considerando-se que a portadora é um sinal triangular simétrico, a relação entre todos os parâmetros envolvidos pode ser expressa de acordo com (5.28). Desta forma, pode-se chegar a função de transferência do modulador PWM , conforme apresentada em (5.29).

$$D = \frac{2 \cdot T_{off}}{T_{PWM}} \quad (5.27)$$

$$\frac{V_H}{\frac{T_{PWM}}{2}} = \frac{V_C}{T_{off}} \quad (5.28)$$

$$G_{PWM}(s) = \frac{d(s)}{V_C(s)} = \frac{1}{V_H} \quad (5.29)$$

5.2.5 Modelo do sensor de corrente

O sensor utilizado é o transdutor de corrente de efeito hall LA-55P da LEM, cujo ganho é dado por $K_{LA55} = 1:2000$. A saída deste sensor é em corrente e como se deseja obter um nível de tensão equivalente à corrente monitorada, é necessário utilizar um resistor R_{SC} na saída do sensor. A função de transferência do sensor como um todo é dada por (5.30).

$$K_i(s) = \frac{R_{SC}}{K_{LA55}} \quad (5.30)$$

5.2.6 Modelo de sensor de tensão

O sensor de tensão utilizado no projeto é um sensor do tipo divisor de tensão. O circuito elétrico de um sensor divisor resistivo está apresentado na Figura 5.4. Sua função de transferência é simplesmente o ganho do divisor e será representado por K_V , conforme dado por (5.31). O ganho do sensor do tipo divisor de tensão é dado por (5.32).

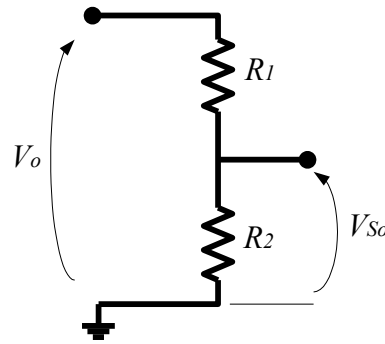


Figura 5.4 - Modelo do sensor de tensão

$$H_v(s) = K_v \quad (5.31)$$

$$K_v = \frac{V_{So}}{V_o} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (5.32)$$

5.3 PROJETO DOS CONTROLADORES

Como mencionado no item anterior, o sistema de controle adotado para o conversor proposto é um sistema de controle multi-malhas composto por três malhas de controle, uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão para garantir que a tensão de saída seja constante conforme a tensão nominal desejada. Além disso, tem-se mais uma malha adicional que possa garantir que as tensões nas duas saídas do conversor estejam equilibradas. A malha interna de corrente necessita de uma frequência de cruzamento de ganho elevada, com valor superior à frequência de cruzamento de ganho das malhas externas de tensão, de forma a garantir que a ação de controle seja rápida.

5.3.1 Malha de corrente

O diagrama de blocos da malha de corrente é apresentado na Figura 5.5. A malha incluindo o ganho do sensor de corrente, o compensador, o modulador *PWM* e a planta de corrente. Esta malha apresenta frequência de cruzamento de ganho elevada, sendo a malha mais rápida do sistema de controle, fazendo com que o capacitor de saída seja carregado com características de fonte de corrente.

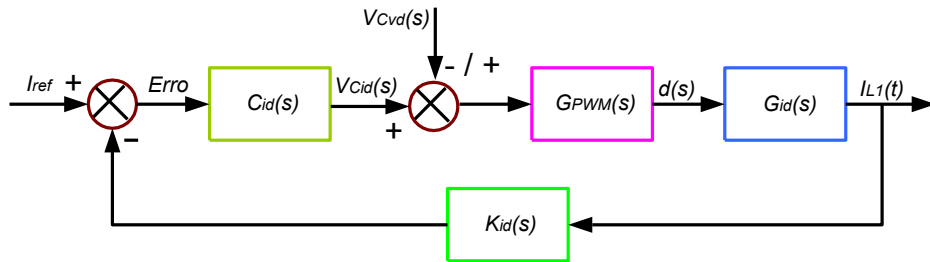


Figura 5.5 – Diagrama de blocos da malha de corrente

A seguir têm-se as descrições dos componentes da malha de controle de corrente.

$C_i(s)$: Função de transferência do compensador de corrente;

$G_{id}(s)$: Função de transferência da planta de corrente;

G_{PWM} : Função de transferência do modulador *PWM*;

$K_i(s)$: Função de transferência do sensor de corrente.

A malha de corrente deve garantir que a tensão de saída seja constante e equilibrada conforme nível da tensão desejada. Para que isso possa ser realizado, o compensador de corrente deveria ser projetado para que a malha de corrente apresente uma elevada banda passante. Em respeito a isso, o projeto do compensador segue as seguintes especificações:

- Resposta em frequência da função de transferência em malha aberta com elevado ganho em baixas frequências para reduzir o erro estático;
- A inclinação na curva de ganho para o sistema em laço aberto na passagem por 0 dB deve ser -20dB/década;
- A frequência de cruzamento por zero deve estar no máximo $\frac{1}{4}$ da frequência de comutação;
- Margem de fase mínima entre 30° e 90°.

A função de transferência de laço aberto da malha de corrente sem compensador é determinada por (5.33).

$$FTL_{A_{SCi}}(s) = G_{id}(s) \cdot K_i(s) \cdot G_{PWM}(s) \quad (5.33)$$

Baseado no modelo dinâmico do conversor proposto obtido na seção anterior optou-se por empregar um compensador mais conhecido como compensador avanço ou atraso, ou seja, um compensador proporcional-integral (*PI*) mais um pólo adicional em

alta frequência, que atua como filtro dos ruídos em alta frequência. A Figura 5.6 mostra o circuito e o diagrama de ganho do compensador avanço ou atraso adotado.

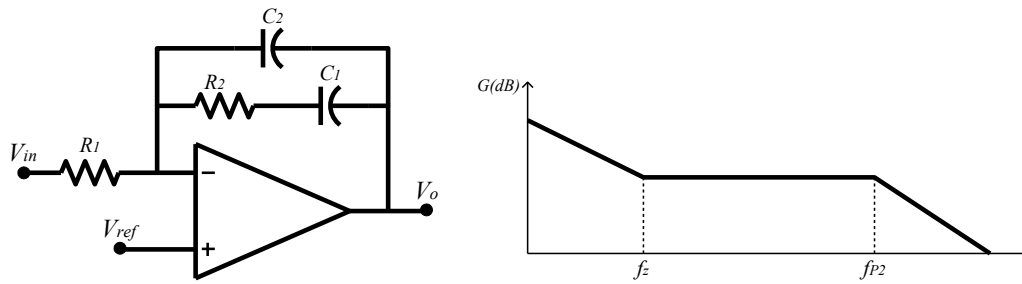


Figura 5.6 - Circuito e diagrama de ganho do compensador de corrente

Do circuito ilustrado na Figura 5.6, pode ser deduzida a função de transferência do compensador de corrente que relaciona a tensão de saída e a tensão de entrada do compensador, conforme dada por (5.34).

$$C_i(s) = \frac{1}{R_1 \cdot C_2} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{R_2 \cdot C_1}\right)}{s \cdot \left(s + \frac{C_1 + C_2}{R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}\right)} \quad (5.34)$$

Esse compensador possui um pólo colocado na origem, para suprimir o erro em regime permanente, então, a frequência desse pólo é igual a zero, conforme (5.35). No entanto, as frequências do segundo pólo e do zero do compensador são determinados através (5.36) e (5.37) respectivamente. Desta forma, tem-se a função de transferência de laço aberto da malha de corrente, determinada por (5.38).

$$f_{P1} = 0 \quad (5.35)$$

$$f_{P2} = \frac{C_1 + C_2}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2} \cong \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C_2}, \quad \text{se } C_1 \gg C_2 \quad (5.36)$$

$$f_z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C_1} \quad (5.37)$$

$$FTLA_{CCI}(s) = FTMA_{SCI}(s) \cdot C_i(s) \quad (5.38)$$

O projeto do compensador será feito utilizando-se o ábaco do fator K. O fator K é uma ferramenta matemática utilizada para definir a forma e a característica da função de transferência. Independente do tipo de controlador escolhido, o fator K é uma medida

da redução do ganho em baixas frequências e do aumento de ganho em altas frequências, o que se faz controlando a colocação dos pólos e zeros do controlador, em relação à frequência de cruzamento do sistema (f_c) [55].

Para compensador tipo dois (PI + um pólo), o zero colocado um fator K abaixo da frequência de cruzamento (f_c), entretanto o pólo é colocado um fator K acima de f_c . Para o compensador tipo 2, a relação entre o avanço de fase α e o fator K é dado por (5.39). A Figura 5.7 apresenta a curva de avanço de fase (α) de um compensador tipo 2 em função do fator K .

$$K = \operatorname{tg} \left(\frac{\alpha}{2} + \frac{\pi}{4} \right) \quad (5.39)$$

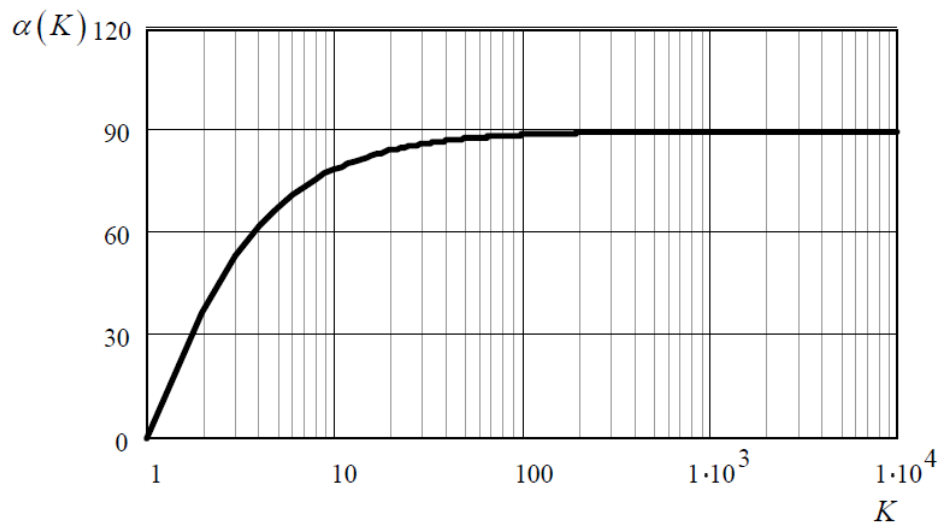


Figura 5.7 - Curva avanço de fase α em função do fator K

O pólo na origem causa uma variação inicial no ganho de -20dB/dec. A frequência na qual esta linha deve cruzar o ganho unitário é definida como frequência de ganho unitário UGF . G_C é o ganho necessário que se dar ao compensador para que se obtenha a frequência de corte desejada. A frequência de ganho unitário corresponde, quando o sistema operar em malha fechada, à frequência de corte. As capacitâncias C_1 e C_2 , resistência de R_2 , a frequência de ganho unitário UGF e o ganho de compensador G_C são calculados, respectivamente, por (5.40), (5.41), (5.42), (5.43) e (5.44).

$$C_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot G_C \cdot K \cdot R_1} \quad (5.40)$$

$$C_2 = C_1 \cdot (K^2 - 1) \quad (5.41)$$

$$R_2 = \frac{K}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot C_2} \quad (5.42)$$

$$UGF = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot (C_1 + C_2)} \quad (5.43)$$

$$G_c = \frac{R_2}{R_1} \quad (5.44)$$

5.3.2 Malha de tensão total

A malha de tensão total tem como objetivo regular a tensão total da saída do conversor de maneira indireta. Através da leitura da variação do valor da tensão de saída, a malha de tensão gera uma referência para a malha de corrente. Assim, consegue-se controlar a energia injetada nos capacitor e, conseqüentemente, a tensão total de saída. Considerando a função de transferência de malha fechada da malha de corrente do sistema de controle dada por (5.45), o diagrama de blocos da malha de tensão total pode ser representado pela Figura 5.8.

$$FTMF_i(s) = \frac{G_{PWM}(s) \cdot G_{id}(s)}{1 + C_{id}(s) \cdot G_{PWM}(s) \cdot G_{id}(s) \cdot K_{id}(s)} = \frac{1}{K_i} \quad (5.45)$$

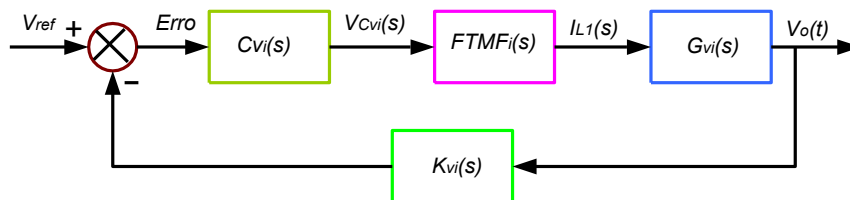


Figura 5.8 – Diagrama de blocos da malha de tensão total

Assim, a malha de tensão total é composta pela função de transferência da malha fechada da malha de corrente, pelo ganho do sensor de tensão, pela planta de tensão e pelo controlador de tensão. A função de transferência de malha aberta da malha de tensão sem o compensador $FTMA_{Scvi}(s)$ é dada por (5.46).

$$FTMA_{Scvi}(s) = FTMFi(s) \cdot G_{vi}(s) \cdot K_{vi}(s) \quad (5.46)$$

A malha de tensão deve ser uma malha mais lenta que a malha de corrente para que não haja interação indevida entre as duas malhas. Para realizar o projeto do compensador da malha de tensão total, as seguintes especificações foram impostas:

- Erro nulo em regime permanente;
- A inclinação na curva de ganho para o sistema em laço aberto na passagem por 0 dB deve ser -20dB/década;
- Frequência de cruzamento por zero do ganho da resposta em malha aberta da malha de tensão no máximo é uma década menor que a frequência de cruzamento por zero da malha de corrente;
- Margem de fase mínima entre 30° e 90°.

Optou-se também por empregar um compensador avanço ou atraso, ou seja, um compensador proporcional-integral (PI) mais um pólo adicional para filtrar os ruídos em alta frequência. A função de transferência e as frequências dos pólos e do zero são definidos respectivamente a partir de (5.34), (5.35), (5.36), (5.37). Entretanto, a função de transferência de laço aberto da malha de tensão com compensador é determinada por (5.47).

$$FTLA_{CCvi}(s) = FTMA_{SCvi}(s) \cdot C_{vi}(s) \quad (5.47)$$

5.3.3 Malha de equalização de tensão

A malha de equalização da tensão de saída deve garantir que as tensões sobre os capacitores do filtro de saída sejam iguais, mesmo quando houver a aplicação de cargas desequilibradas.

O controle da tensão diferencial ocorre de maneira indireta, isto é, o controle de tensão diferencial gera um nível CC que é comparado com a saída do controlador da malha de corrente para aumentar ou diminuir a diferença entre as duas razões cíclicas. A Figura 5.9 mostra o diagrama de blocos da malha de equalização da tensão de saída.

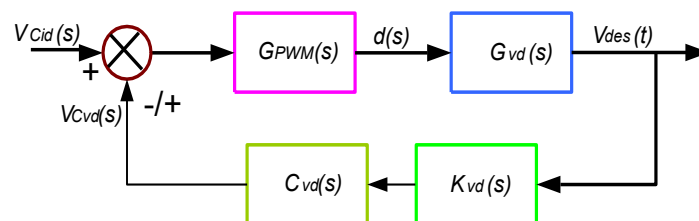


Figura 5.9 – Diagrama de blocos da malha de desequilíbrio de tensão

A função de transferência de malha aberta da malha de equalização de tensão sem compensador, obtida da Figura 5.8, é apresentada em (5.48).

$$FTLA_{SCVd}(s) = G_{vd}(s) \cdot G_{PWM}(s) \cdot K_{vd}(s) \quad (5.48)$$

A malha de equalização de tensão pode ser uma malha mais lenta. Para realizar o projeto do compensador desta malha de controle, as seguintes especificações foram impostas:

- Erro nulo em regime permanente;
- A inclinação na curva de ganho para o sistema em laço aberto na passagem por 0 dB deve ser -20dB/década;
- Frequência de cruzamento por zero do ganho da resposta em malha aberta da malha de tensão é na ordem de poucas dezenas Hertz.
- Margem de fase mínima entre 30° e 90°.

Teoricamente, para a malha de equalização de tensão pode-se optar um controlador *PI*. Mas, para garantir que não haja erro de alta frequência, optou-se por empregar um compensador avanço ou atraso, ou seja, um compensador proporcional-integral (*PI*) mais um pólo adicional em alta frequência. A função de transferência de laço aberto da malha de equalização de tensão com o compensador é determinada por (5.49).

$$FTLA_{CCvd}(s) = FTMA_{SCvd}(s) \cdot C_{vd}(s) \quad (5.49)$$

5.3.4 Projeto do controlador de corrente

O projeto dos compensadores de corrente, de tensão total e de equalização de tensão segue os parâmetros apresentados na Tabela 5.1.

Os cálculos das funções de transferência da planta de corrente do conversor $G_{id}(s)$, do comparador *PWM*, e do sensor de corrente são feitos a partir de (5.16), (5.29) e (5.30), respectivamente. Assim, pode se então calcular a função de transferência de laço aberto da planta de corrente a partir de (5.33). Os diagramas de ganho e de fase das funções de transferência $G_{id}(s)$ e $FTLA_{SCid}(s)$ são ilustrados na Figura 5.10.

$$G_i(s) = \frac{34}{2,8 \cdot 10^{-5} \cdot s}$$

$$G_{PWM}(s) = \frac{1}{5} = 0,2$$

$$K_i(s) = \frac{1}{10} = 0,1$$

$$FTLA_{scid}(s) = \frac{0,68}{2,8 \cdot 10^{-5} \cdot s}$$

Tabela 5.1 - Parâmetros para projeto do sistema de controle

Potência de Saída Nominal	$P_o = 520W$
Tensão de Saída Nominal	$V_o = 380 V$
Tensão de entrada	$V_{in} = 34 V$
Frequência de comutação	$f_s = 50 kHz$
Indutores do conversor	$L_1 = 66 \mu H$ e $L_2 = 169 \mu H$
Capacitor intermediário	$C_{oint} = 940 \mu F$
Capacitores do filtro de saída	$C_{o1} = C_{o2} = 330 \mu F$
Razão cíclica	$D = 0,789$
Ganho do amplificador diferencial	$K_i = 100$
Ganho do sensor de tensão	$K_v = 1/100$
Amplitude da portadora de dente de serra	$V_H = 5 V$
Tensão de referência da malha de tensão total	$V_{ref} = 3,8 V$

A frequência de cruzamento de laço aberto da malha de corrente f_{ci} escolhida é cinco vezes menor que a frequência de comutação.

$$f_{cid} = \frac{f_s}{5} = 10kHz \quad (5.50)$$

O valor do ganho do compensador de corrente G_{ci} é obtido da curva de ganho de $FTLA_{sci}(s)$ para frequência de cruzamento escolhida.

$$G_{ci}dB = -2,19 \quad (5.51)$$

$$G_{Cid} = 10^{\frac{|-2,19|}{20}} = 1,29 \quad (5.52)$$

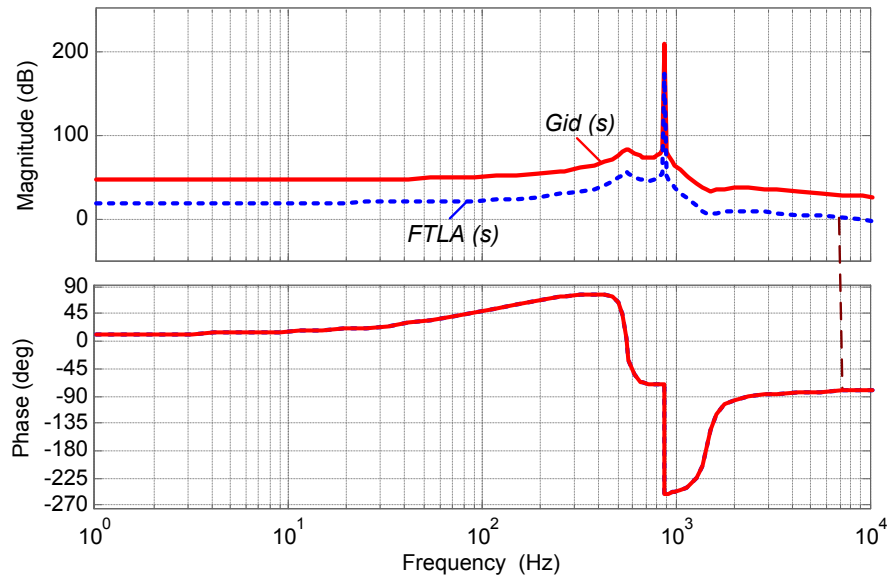


Figura 5.10 - Diagramas de ganho e fase da função de transferência da malha de corrente não compensada

Margem de fase MF_i escolhida é de 45° , e a defasagem provocada pelo sistema P_i baseado na curva de fase da $FTLA_{Sci}(s)$ é igual a -90° . O valor do avanço de fase requerido é de $65,47^\circ$.

Através da curva do avanço de fase em função do fator K_i , $\alpha(FK_i)$ apresentada na Figura 5.7, obtém-se o valor do fator K_i para o avanço de fase requerido.

$$K_i = 3,0$$

Considerando que a resistência do resistor R_{li} do controlador de corrente é igual a $12k\Omega$, e utilizando os valores de f_{ci} , G_{ci} e K_i , pode se então calcular os valores dos capacitores C_{l1} e C_{l2} do controlador.

$$C_{l1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{ci} \cdot G_{ci} \cdot K_i \cdot R_{li}} = 342,9 \text{ pF} \quad (5.53)$$

Valor do capacitor C_{li} adotado no projeto é de 330 pF. Com o valor do capacitor C_{li} escolhido, pode se determinar o valor do capacitor C_{2i} do controlador.

$$C_{2i} = C_{2i} \cdot (K_i^2 - 1) = 2,7 \text{ nF} \quad (5.54)$$

O valor do capacitor C_{2i} adotado é de 3,3 nF. Utilizando o valor do capacitor C_{li} escolhido é possível calcular o valor da resistência do resistor R_{2i} do controlador.

$$R_{2i} = \frac{K_i}{2 \cdot \pi \cdot f_{Ci} \cdot C_{1i}} = 48,25 \text{ k}\Omega \quad (5.55)$$

O valor do resistor R_{2i} adotado no projeto é de 50 k Ω . Com os valores dos componentes calculados, é possível determinar a função de transferência do controlador de corrente.

$$C_{id}(s) = \frac{1}{R_{1i} \cdot C_{2i}} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{R_{2i} \cdot C_{2i}}\right)}{s \cdot \left(s + \frac{C_{1i} + C_{2i}}{R_{2i} \cdot C_{1i} \cdot C_{2i}}\right)} = 25,25 \cdot 10^3 \cdot \frac{(s + 6,1 \cdot 10^3)}{s \cdot (s + 66,7 \cdot 10^3)} \quad (5.56)$$

Os diagramas de ganho e de fase da função de transferência de laço aberto da malha de corrente compensada são apresentados na Figura 5.11. Observa-se que a frequência de cruzamento por zero está situada em torno de 10 kHz e a margem em torno de fase 45°, conforme desejado, garantindo a estabilidade do conversor.

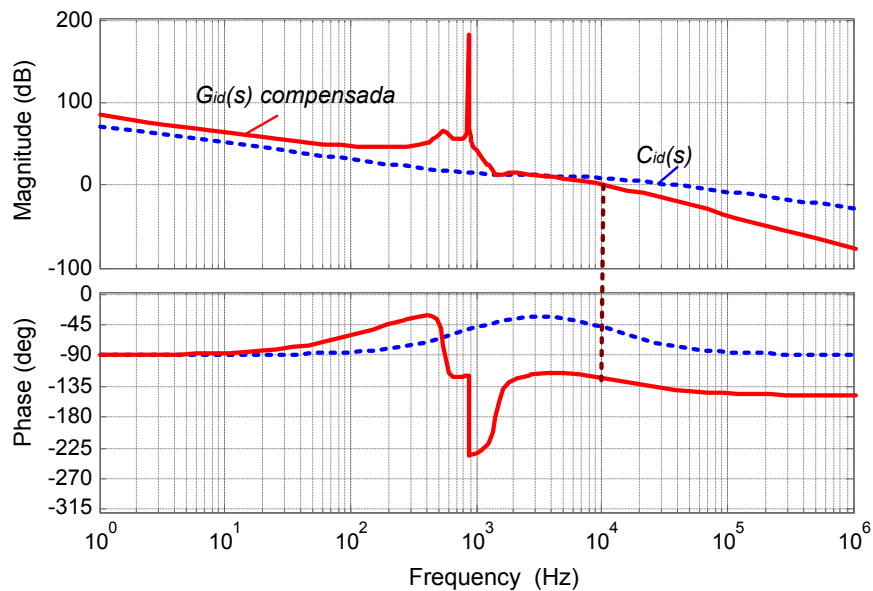


Figura 5.11 – Diagramas de ganho e de fase da função de transferência de laço aberto da malha de corrente compensada

5.3.5 Projeto do controlador da tensão total

Assim como no caso anterior, para projetar o compensador de tensão total, deve-se determinar a função de transferência de laço aberto da malha de tensão total sem compensador $FTLA_{SCVi}(s)$ a partir de (5.46).

Os diagramas de ganho e de fase das funções de transferência $FTLA_{SCVi}(s)$ e $G_{vi}(s)$ são apresentados na Figura 5.12.

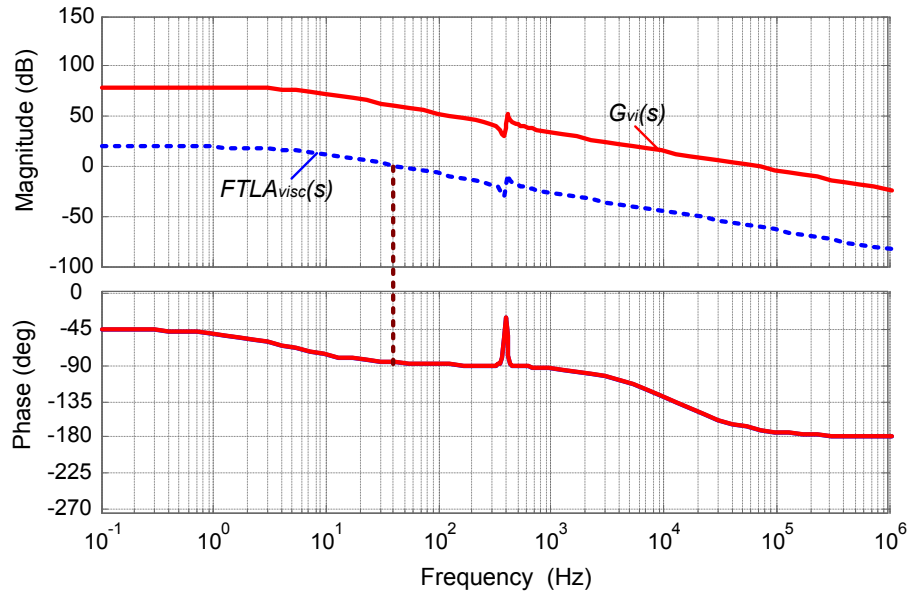


Figura 5.12 – Diagramas de ganho e de fase da função de transferência de laço aberto da malha de tensão total não compensada

Frequência de cruzamento por zero dB do controlador de tensão total f_{cv} escolhida é duas vezes menor do que a frequência de cruzamento por zero dB da malha de corrente, ou seja:

$$f_{cvi} = 5kHz \quad (5.57)$$

O valor do ganho do controlador de tensão total é obtido da curva de ganho $FTLA_{SCV}(s)$ mostrado na figura 5.12 para a frequência de cruzamento f_{CV} escolhida.

$$G_{cvi}dB = -30,47 \quad (5.58)$$

Utilizando o valor $G_{CV} dB$ em (5.52), pode se então calcular o ganho do controlador de tensão total.

$$G_{cvi} = 10^{\frac{|-30,47|}{20}} = 0,69 \quad (5.59)$$

Margem de fase MF_i escolhida é de 45° , e a defasagem provocada pelo sistema P_i baseado na curva de fase da $FTLA_{SCvd}(s)$ é igual a $231,35^\circ$. O valor do avanço de fase requerido é de $85,47^\circ$.

Baseada na curva do avanço de fase em função do fator K_i , $\alpha(FK_i)$ apresentada na Figura 5.7, obtém-se o valor do fator K_i para o avanço de fase requerido.

$$K_{vi} = 9,96 \quad (5.60)$$

Considerando a resistência de R_{lv} é igual a $5,6 k\Omega$, a seguir são calculados os valores da capacitância dos capacitores C_{lv} e C_{2v} , e da função de transferência do controlador malha de tensão total.

$$C_{1v} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{cv} \cdot G_{cv} \cdot K_v \cdot R_{1v}} = 827,51 pF \quad (5.61)$$

Valor adotado: $C_{1v} = 820 pF$

$$C_{2v} = C_{1v} \cdot (K_v^2 - 1) = 80,53 nF \quad (5.62)$$

Valor adotado: $C_{2v} = 82 nF$

$$R_{2v} = \frac{K_v}{2 \cdot \pi \cdot f_{cv} \cdot C_{1v}} = 56,82 k\Omega \quad (5.63)$$

Valor adotado: $R_{2v} = 50 k\Omega$

$$C_v(s) = \frac{1}{R_{1v} \cdot C_{2v}} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{R_{2v} \cdot C_{2v}}\right)}{s \cdot \left(s + \frac{C_{1i} + C_{2i}}{R_{2v} \cdot C_{1v} \cdot C_{2v}}\right)} = 2,18 \cdot 10^3 \cdot \frac{(s + 243,9)}{s \cdot (s + 42,65 \cdot 10^3)} \quad (5.64)$$

Os diagramas de ganho e de fase da função de transferência de laço aberto da malha de tensão total são apresentados na Figura 5.13. Observa-se que a frequência de cruzamento por zero está situada em torno de 5kHz e a margem de fase situa-se em torno de 45°, conforme desejado, garantindo a estabilidade do conversor.

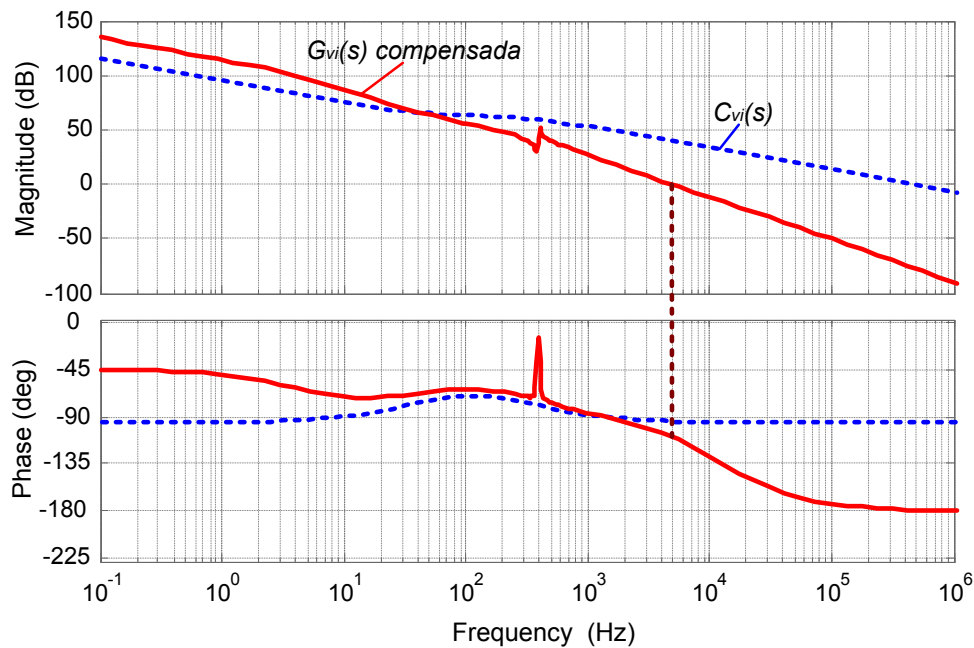


Figura 5.13 - Diagramas de ganho e de fase da função de transferência de laço aberto da malha de tensão total compensada

5.3.6 Projeto do controlador malha de equalização de tensão

Os diagramas de ganho e de fase da função de transferência de laço aberto da malha de equalização de tensão sem o compensador são ilustrados na Figura 5.14.

Como a dinâmica da malha de controle de equalização da tensão de saída é bastante lenta e por se tratar de uma compensação de nível *CC* nos capacitores de saída, adota-se:

$$f_{cvd} = 50\text{Hz} \quad (5.65)$$

O valor do ganho do controlador de desequilíbrio de tensão de saída é obtido da curva de ganho da $FTLA_{vdSC}(s)$ mostrado na Figura 5.14 para frequência de cruzamento f_{CV} escolhida.

$$G_{cvd}dB = -5,62 \quad (5.66)$$

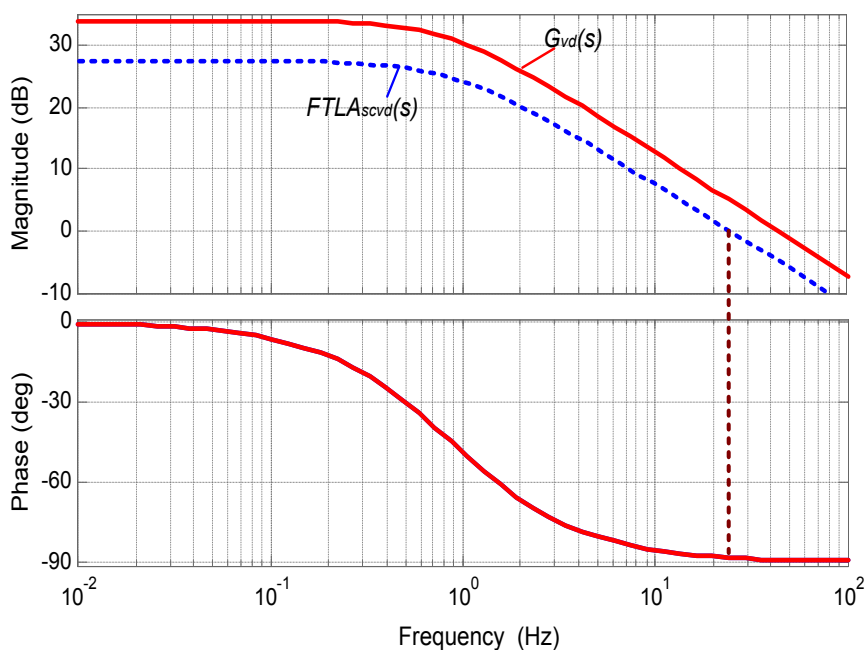


Figura 5.14 - Diagramas de ganho e de fase da função de transferência de laço aberto da malha de equalização de tensão não compensada

Utilizando o valor $G_{CV} dB$ em (5.52), pode se então calcular o ganho do controlador de tensão total.

$$G_{cvd} = 10^{\frac{|-5,62|}{20}} = 1,91 \quad (5.67)$$

Margem de fase MF_i escolhida é de 60° , e a defasagem provocada pelo sistema P_i baseado na curva de fase da $FTLA_{Sci}(s)$ é igual a -90° . O valor do avanço de fase requerido é de 60° .

Baseado na curva do avanço de fase em função do fator K_i , $\alpha(FK_i)$ apresentada na Figura 5.7, obtém-se o valor do fator K_i para o avanço de fase requerido.

$$K_{vd} = 4 \quad (5.68)$$

Considerando que a resistência de R_{1vd} é igual a $10\text{ k}\Omega$, a seguir são calculados os valores da capacitância dos capacitores C_{1v} e C_{2v} , e da função de transferência do controlador da malha de equalização de tensão, conforme (5.68) - (5.71).

$$C_{1vd} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{Cvd} \cdot G_{Cvd} \cdot K_{vd} \cdot R_{1vd}} = 71,68\text{nF} \quad (5.68)$$

Valor adotado: $C_{1v} = 82\text{nF}$

$$C_{2vd} = C_{1vd} \cdot (K_v^2 - 1) = 785\text{nF} \quad (5.69)$$

Valor adotado: $C_{2v} = 820\text{nF}$

$$R_{2vd} = \frac{K_{vd}}{2 \cdot \pi \cdot f_{Cvd} \cdot C_{1vd}} = 11,66\text{k}\Omega \quad (5.70)$$

Valor adotado: $R_{2v} = 10\text{k}\Omega$

$$C_{vd}(s) = \frac{1}{R_{1vd} \cdot C_{2vd}} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{R_{2vd} \cdot C_{2vd}}\right)}{s \cdot \left(s + \frac{C_{1i} + C_{2i}}{R_{2vd} \cdot C_{1vd} \cdot C_{2vd}}\right)} = 172,4 \cdot \frac{(s + 191,57)}{s \cdot (s + 275,11)} \quad (5.71)$$

Os diagramas de ganho e de fase da função de transferência de laço aberto da malha de equalização de tensão são apresentados na Figura 5.15. Observa-se que a frequência de cruzamento por zero está situada em torno de 50 Hz e a margem de fase em torno de fase 58° , conforme desejado, garantindo a estabilidade do conversor.

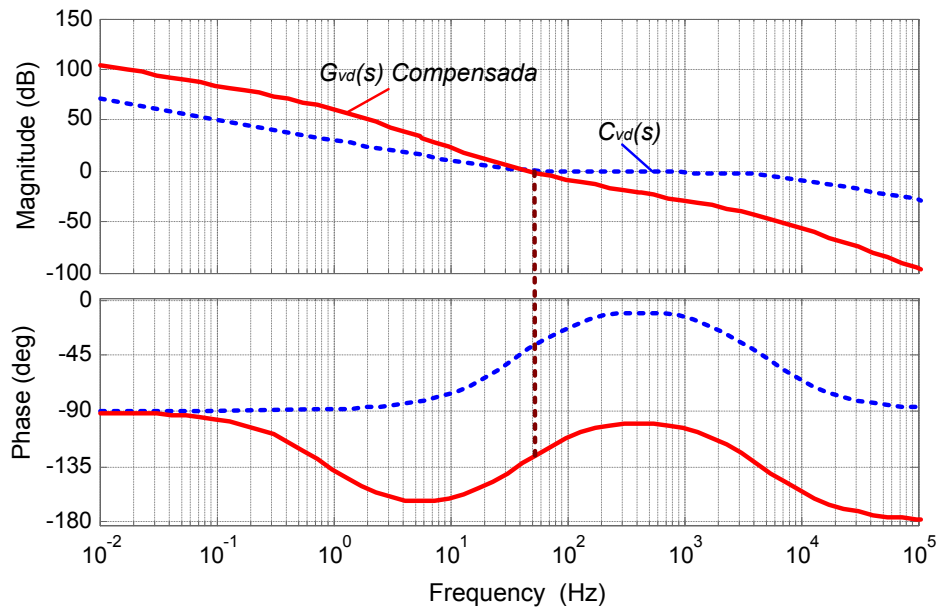


Figura 5.15 – Diagramas de ganho e de fase da função de transferência de laço aberto da malha de equalização de tensão compensada

5.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentado o sistema de controle adotado para o conversor proposto neste trabalho. O controlador adotado é constituído por três malhas de controle: a malha de controle de corrente, a malha de controle da tensão de saída total e malha de controle do equilíbrio da tensão de saída.

Os modelos das plantas do conversor e dos circuitos auxiliares foram obtidos através de modelagem com valores médios instantâneos e balanço de potência. O controlador escolhido para as malhas de controle foi um controlador proporcional integral com um pólo adicional em alta frequência.

A malha de controle de corrente foi projetada para uma banda passante de 10 kHz, enquanto o controlador da malha de tensão total e da malha de equalização de tensão foram projetados para uma banda passante de 5 kHz e 50 Hz, respectivamente.

6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

Neste capítulo são apresentados os resultados de simulação e experimentais de forma a verificar o comportamento do conversor conforme foi estudado e projetado nos capítulos anteriores.

Os resultados de simulação foram obtidos a partir do circuito simulado baseado nos dados obtidos do projeto do conversor.

Os resultados experimentais coletados contemplam o funcionamento completo do conversor em malha aberta e fechada. Em malha aberta é validado o equacionamento do ganho estático e é apresentada a curva de eficiência. Em malha fechada são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente em todos os componentes.

6.1 CIRCUITO DE SIMULAÇÃO

O circuito simulado é dividido em duas partes principais, que são circuitos de potência e de controle. Nas Figuras 6.1 (a) e 6.1 (b) são apresentados os circuitos de potência do conversor e do sensor divisor resistivo com os circuitos de condicionamento simulados.

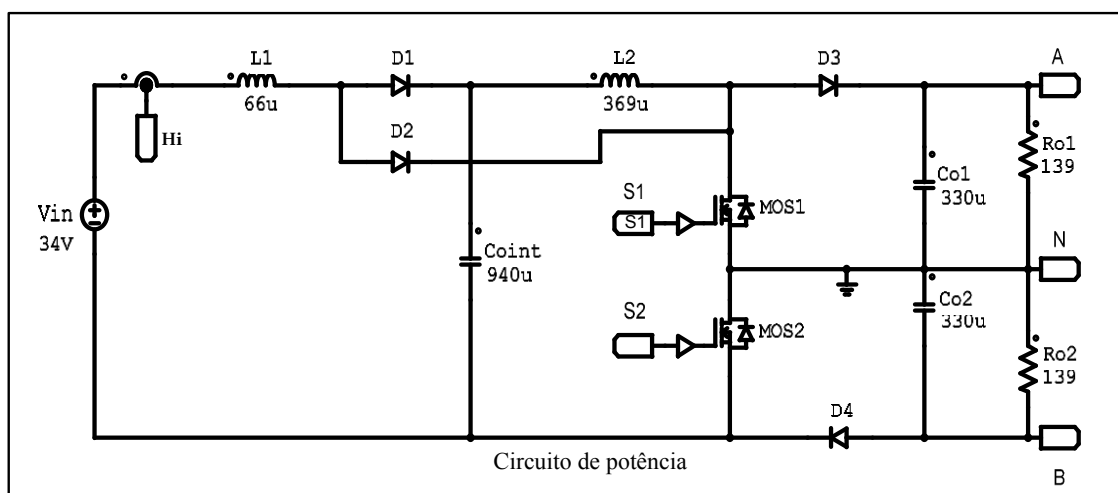
Entretanto, As Figuras 6.2 (a) e 6.2(b) mostram os circuitos de controle e o modulador *PWM* simulados.

6.2 PROTÓTIPO

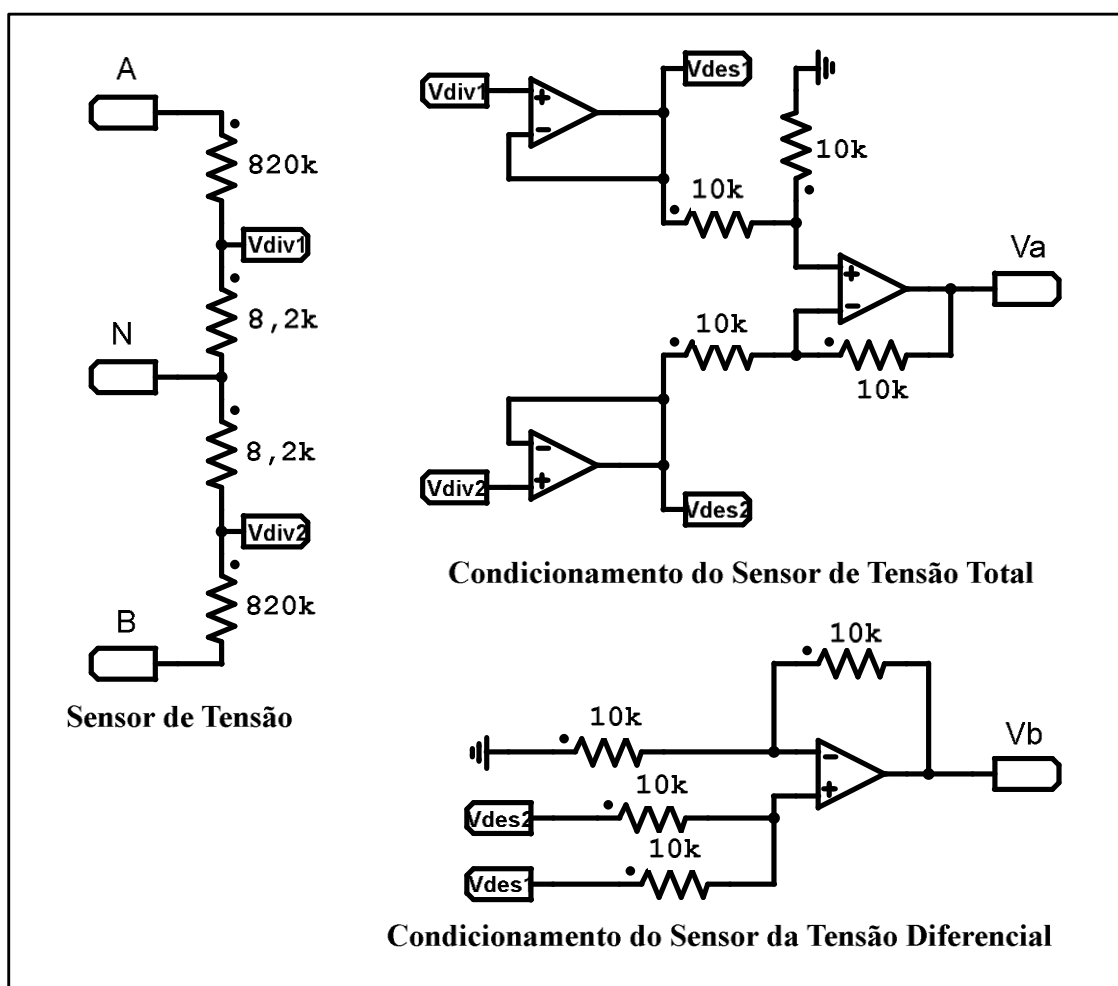
Com o intuito de validar a análise teórica do conversor, um protótipo de 520 W foi construído utilizando-se dos componentes calculados. Na Figura 6.3 mostra-se a fotografia do protótipo do conversor ensaiado em laboratório.

6.3 CURVAS DE GANHO ESTÁTICO

A Figura 6.4 apresenta as curvas de ganho estático calculado e experimental. Os resultados experimentais corroboram com a análise teórica.

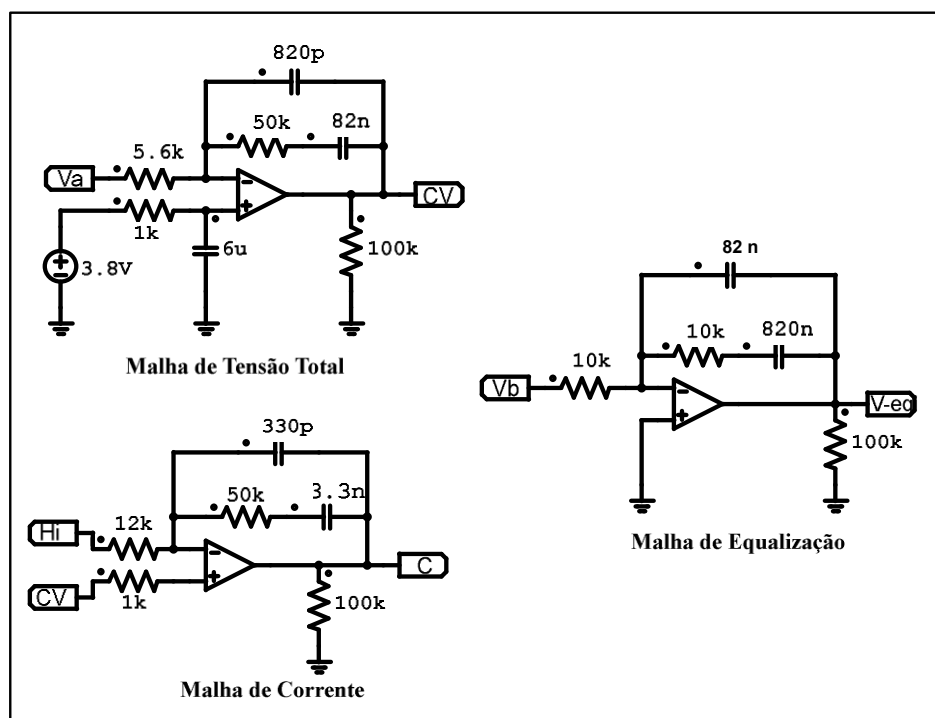


(a)

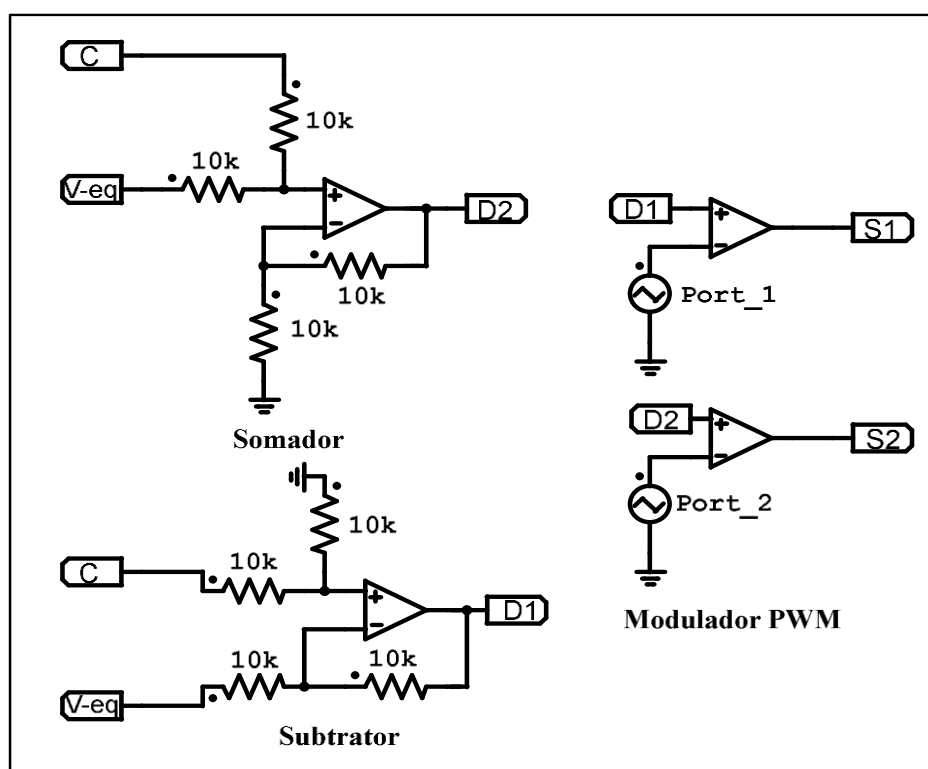


(b)

Figura 6.1 – Circuitos simulados (a) de potência e (b) do sensor de tensão



(a)



(b)

Figura 6.2 – Circuitos simulados (a) de controle e (b) do Modulador

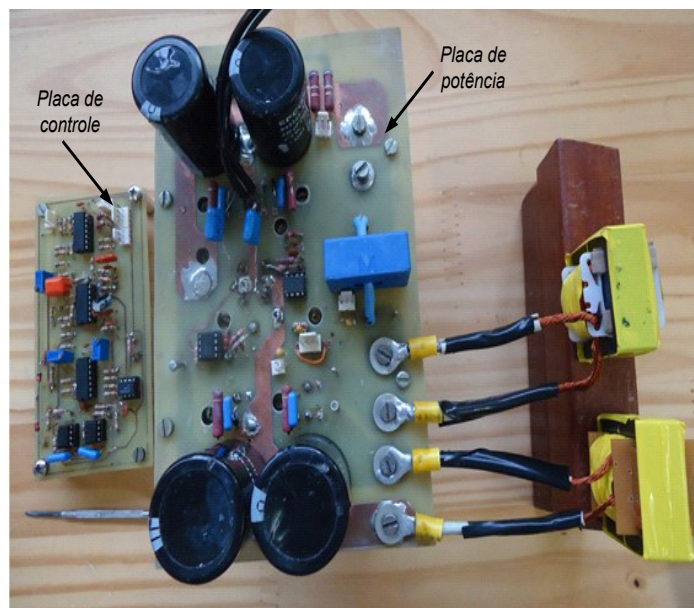


Figura 6.3 – Fotografia do protótipo implementado

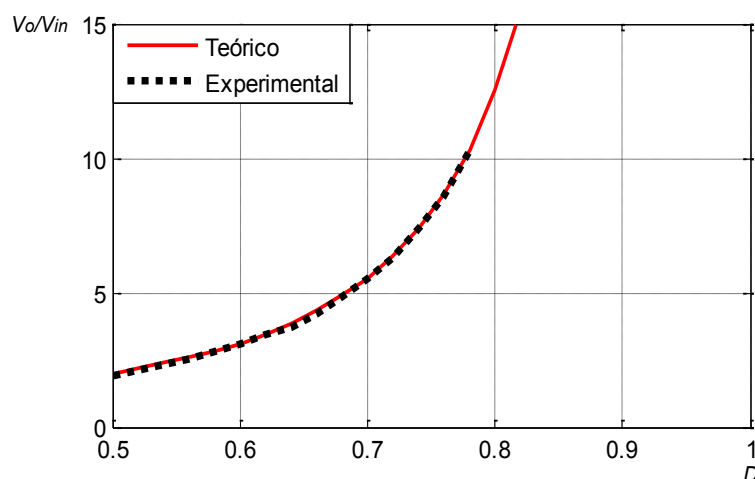


Figura 6.4 – Ganho estático teórico e experimental

6.4 FORMAS DE ONDA DE TENSÃO E CORRENTE DE ENTRADA

Nas Figuras 6.4 e 6.5 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente de entrada, simuladas e experimentais, respectivamente. Visto que, o valor médio da corrente de entrada é aproximadamente de 15,3 A, o valor máximo é de 16,8 A e o valor mínimo é de 13,8 A ($\Delta I_{L1} = 9,7\%$). Assim, ficou claro que corrente que flui através do indutor L_1 apresenta baixa ondulação, menor que ondulação máxima de 20% e com

frequência igual ao dobro da frequência de comutação, permitindo a redução de peso e volume. Os valores obtidos da simulação e experimentalmente estão dentro dos valores desejados no projeto.

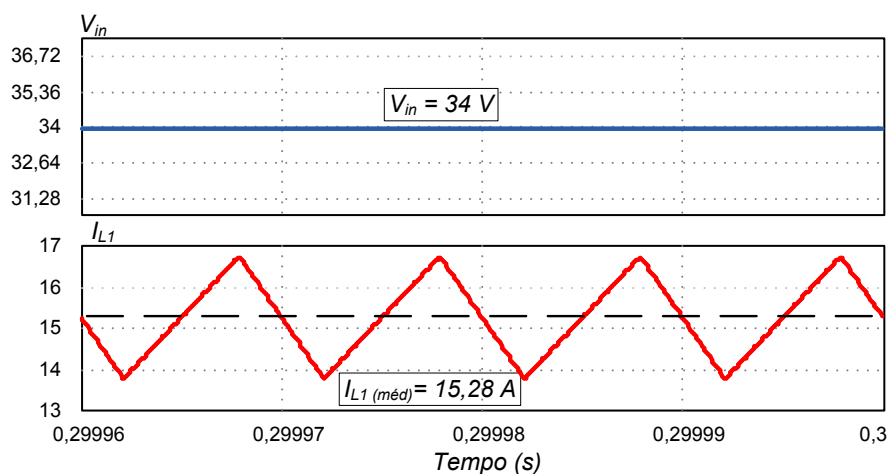


Figura 6.5 – Formas de onda de tensão e corrente de entrada simulada

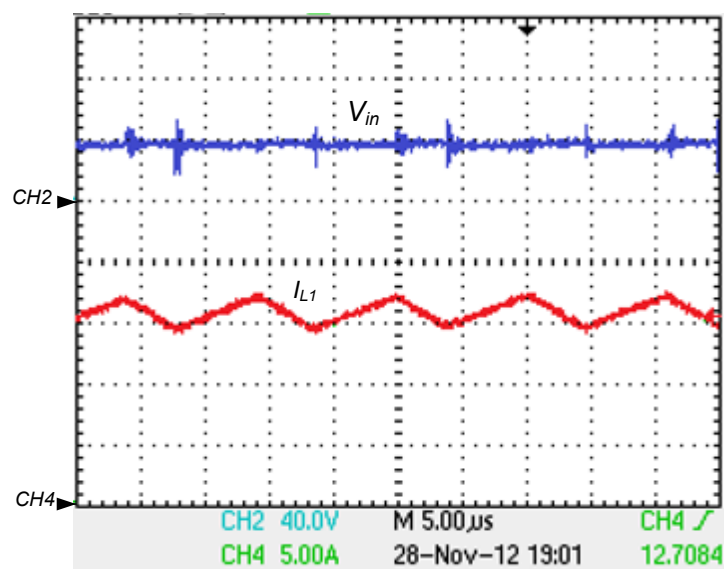


Figura 6.6 – Formas de onda de tensão e corrente de entrada obtidas experimentalmente (CH2-40 V/div; CH4-5 A/div; 5 μ s/div)

6.5 FORMAS DE ONDA DE TENSÃO E CORRENTE INTERMEDIÁRIAS

As formas de onda de tensão e de corrente intermediária simulada e experimental são apresentadas nas Figuras 6.6 e 6.7. É possível observar que a corrente média do indutor L_2 é aproximadamente de 6,4A, o valor máximo e mínimo são de 7,2A

e 5,6A ($\Delta I_{L1} = 10,04\%$). Portanto, a corrente que passa no indutor L_2 também apresenta baixa ondulação, que é menor que a ondulação máxima de 20% determinada no projeto. O resultado mostra que a tensão intermediária é aproximadamente de 80 V. Assim, verificou-se que os valores da tensão intermediária e da corrente do indutor L_2 , tanto simulado como experimental, estão dentro dos valores do projeto.

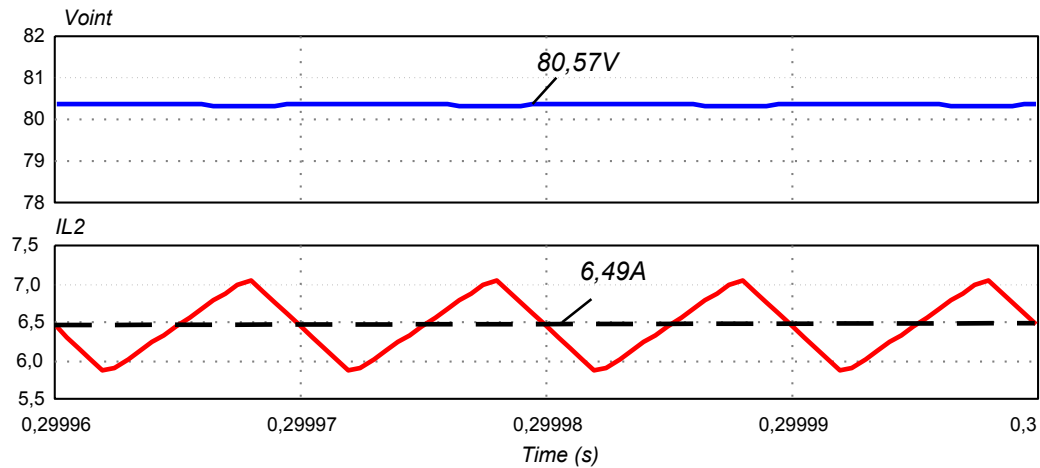


Figura 6.7 – Tensão e corrente intermediária resultado de simulada

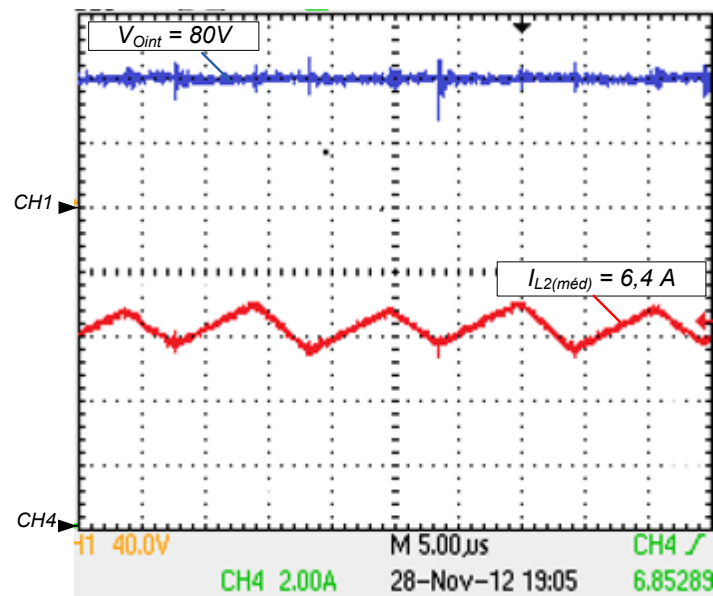


Figura 6.8 – Tensão e corrente intermediária resultado experimental (CH1-40 V/div; CH4-2 A/div; 5 us/div)

6.6 FORMAS DE ONDA DE TENSÃO NOS INDUTORES

As Figuras 6.8 e 6.9 mostram as formas de onda de tensão nos indutores L_1 e L_2 . Observa-se que no momento que os interruptores estão conduzindo, a tensão no indutor L_1 é aproximadamente igual a V_{in} , e a tensão sobre L_2 é aproximadamente igual a V_{oint} .

Entretanto, no instante onde um dos interruptores está bloqueado, a tensão de L_1 é aproximadamente igual a $V_{in} - V_{o_{int}}$, e a tensão sobre L_2 é aproximadamente igual a $V_{o_{int}} - \frac{1}{2} \cdot V_o$. Portanto, os valores de simulação e experimental são atender os valores desejados.

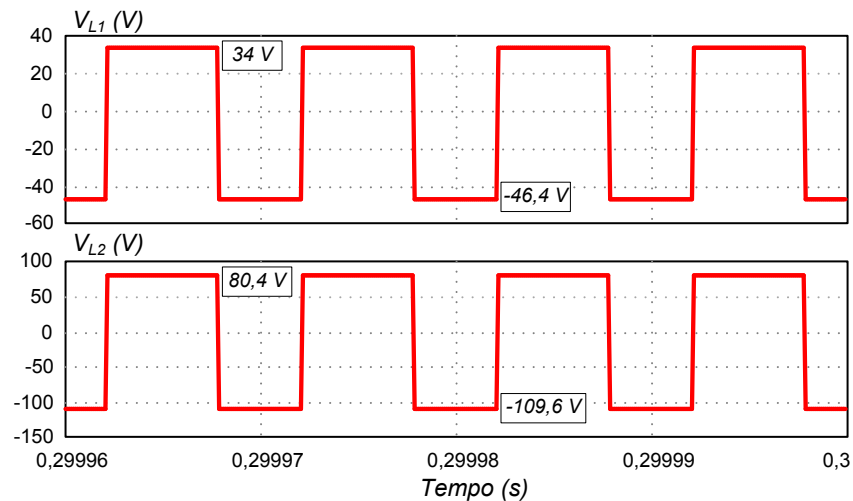


Figura 6.9 – Tensão sobre indutores resultado de simulação

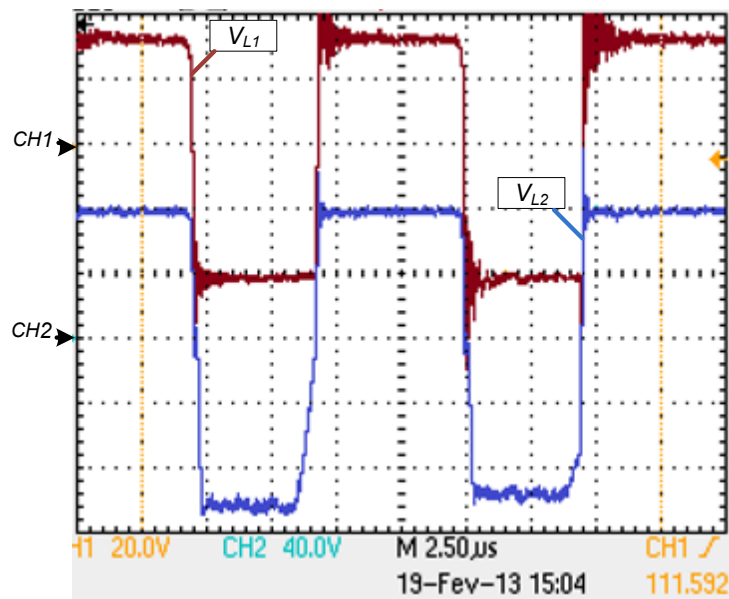


Figura 6.10 – Tensão sobre indutores resultado experimental (CH1-20 V/div; CH2-40 V/div; 2,5 us/div)

6.7 FORMAS DE ONDA DE TENSÃO NOS INTERRUPTORES

Nas Figuras 6.10 e 6.11 são ilustradas as formas de onda de tensão nos dois interruptores S_1 e S_2 simulada e experimental, respectivamente. Dessas formas de onda verifica-se que a tensão sobre cada interruptor é igual à metade da tensão total de saída.

Assim, uma das vantagens desta topologia foi validada. Na Figura 6.11, observa-se que a oscilação indesejada na tensão de S_2 , ocorre em função da presença de elementos parasitas no circuito.

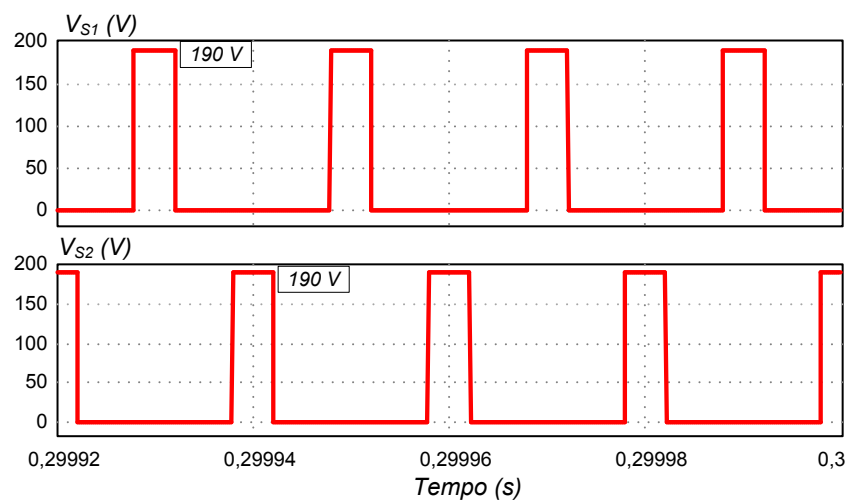


Figura 6.11 – Tensão sobre os interruptores resultado de simulação

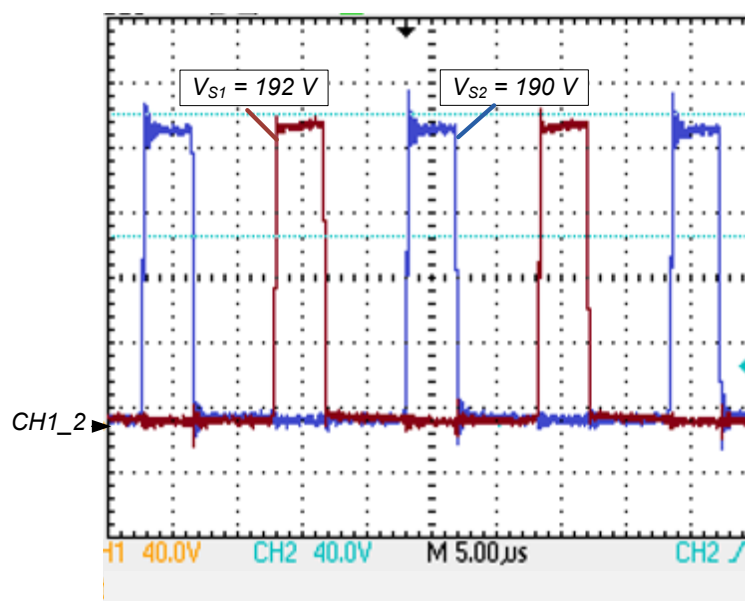


Figura 6.12 – Tensão sobre os interruptores resultado experimental (40 V/div; 5 us/div)

6.8 FORMAS DE ONDA DE TENSÃO NOS DIODOS D_1 E D_2

As Figuras 6.12 e 6.13 apresentam as formas de onda das tensões sobre os diodos D_1 e D_2 , simuladas e experimentais. Conforme os resultados apresentados, a tensão sobre o diodo D_1 é aproximadamente de 0 V a 80 V. Entretanto, a tensão

assumida pelo diodo D_2 é aproximadamente situada entre 0 V a 109 V. Portanto, verificou-se que as tensões nos diodos D_1 e D_2 tanto simuladas quanto experimentais possuem valores condizentes com os valores determinados no projeto. Visto que há oscilação na tensão do diodo D_1 devido à presença de elementos parasitas no circuito.

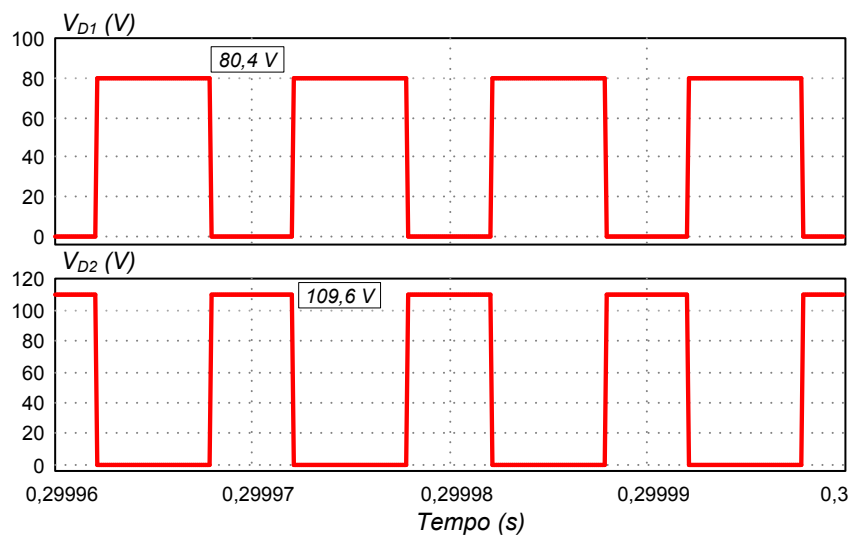


Figura 6.13 – Tensão sobre os diodos D_1 e D_2 resultado de simulação

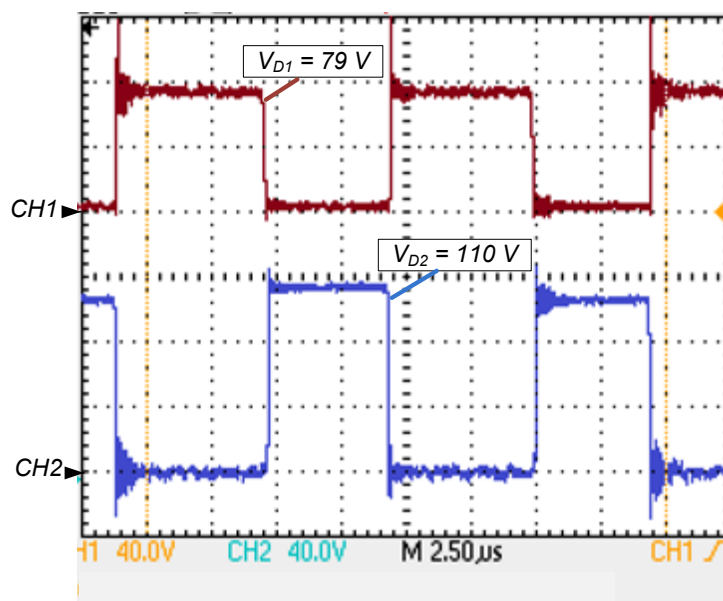


Figura 6.14 – Tensão sobre diodos D_1 e D_2 resultado experimental (40 V/div; 2,5 us/div)

6.9 TENSÃO NOS DIODOS D_3 E D_4

Nas Figuras 6.14 e 6.15 são visualizadas respectivamente as formas de onda das tensões sobre os diodos D_3 e D_4 , simuladas e experimentais. Conforme pode ser visto nos resultados apresentados, as tensões sobre os diodos D_3 e D_4 são iguais, e aproximadamente iguais à metade da tensão total de saída do conversor. Com isso, verificou-se que as tensões em ambos os diodos (tanto simuladas quanto experimentais) apresentam valores como esperava no projeto.

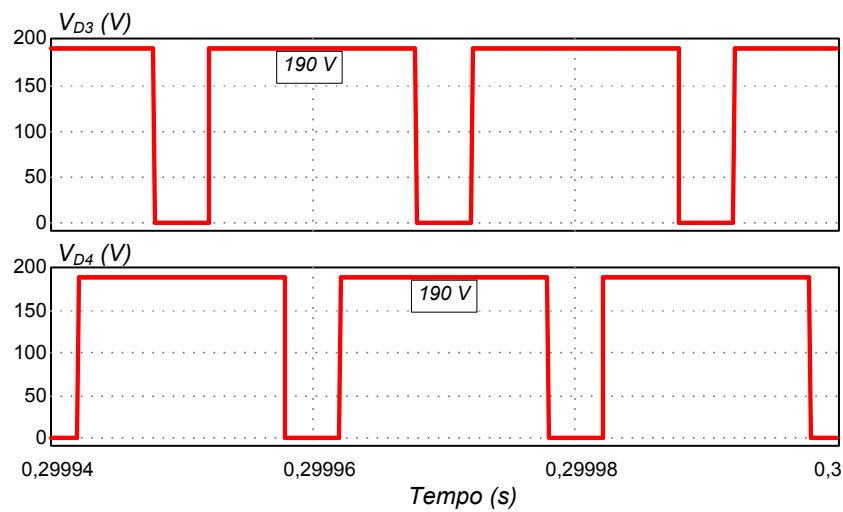


Figura 6.15 – Tensão sobre diodos D_3 e D_4 resultado de simulação

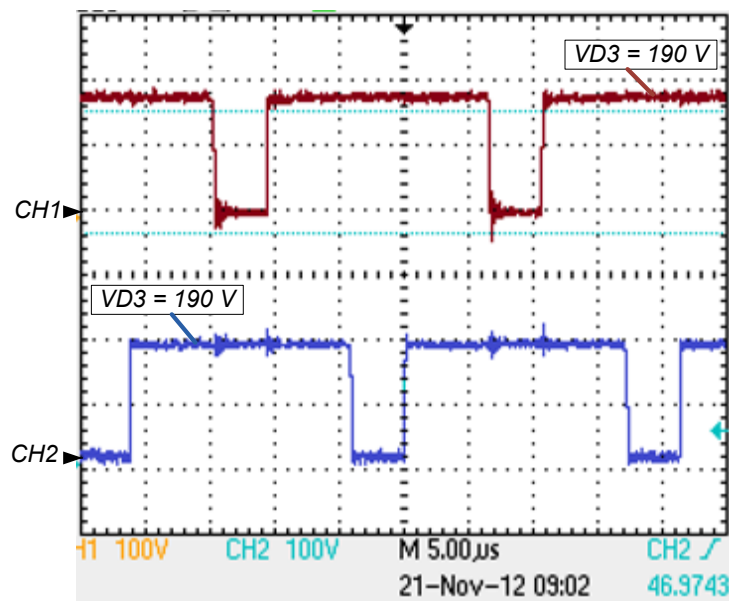


Figura 6.16 – Tensão sobre diodos D_3 e D_4 resultado experimental (100 V/div; 5 us/div)

6.10 TENSÃO NOS CAPACITORES DE SAÍDA

As tensões nos capacitores do filtro de saída C_{o1} e C_{o2} , simuladas e experimentais são mostradas nas Figuras 6.16 e 6.17, respectivamente. Tanto resultados de simulação como experimentais mostram que a tensão sobre cada um dos capacitores do filtro é a metade da tensão de saída do conversor. Esses valores atendem os valores desejados no projeto.

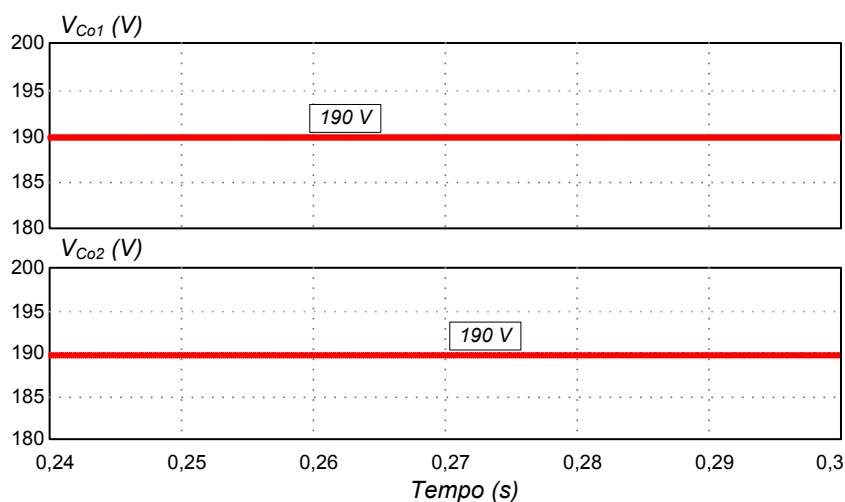


Figura 6.17 – Tensão sobre capacitores de saída resultado de simulação

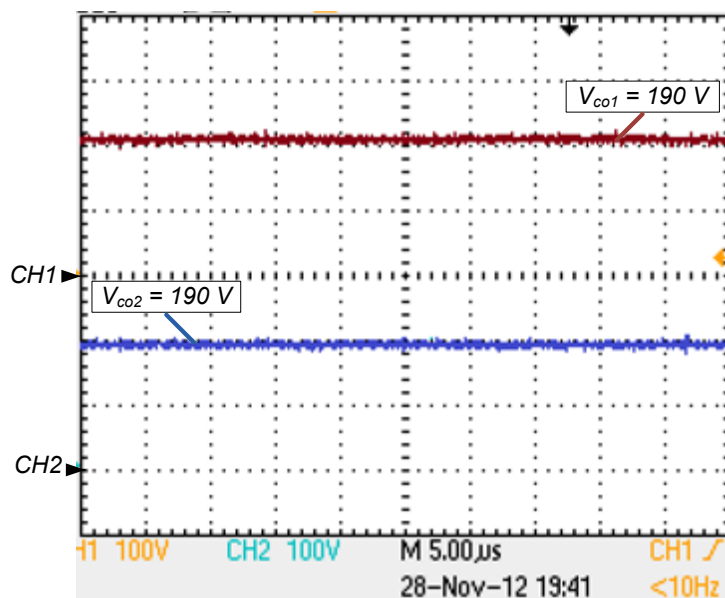


Figura 6.18 – Tensão sobre capacitores de saída resultado experimental (100 V/div; 5 us/div)

6.11 TENSÃO TOTAL E CORRENTE DE SAÍDA

As Figuras 6.18 e 6.19 apresentam respectivamente, a tensão e corrente de saída do conversor resultado de simulação e experimental. A tensão de saída do conversor conforme mostrada nessas figuras, é igual a 380 V. No entanto, a corrente de saída é aproximadamente igual a 1,37A. Assim, verificou-se que os valores dos resultados apresentados condizem com a tensão e corrente nominais desejadas no projeto.

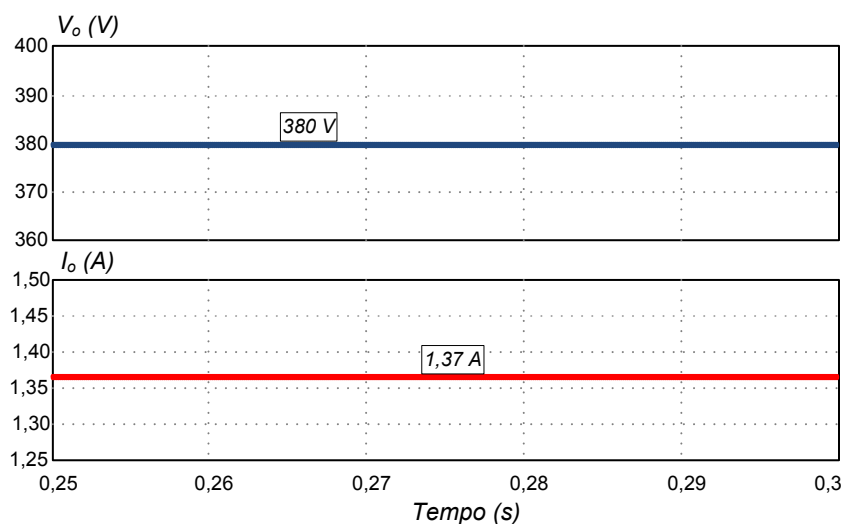


Figura 6.19 – Tensão total e corrente de saída resultado de simulação

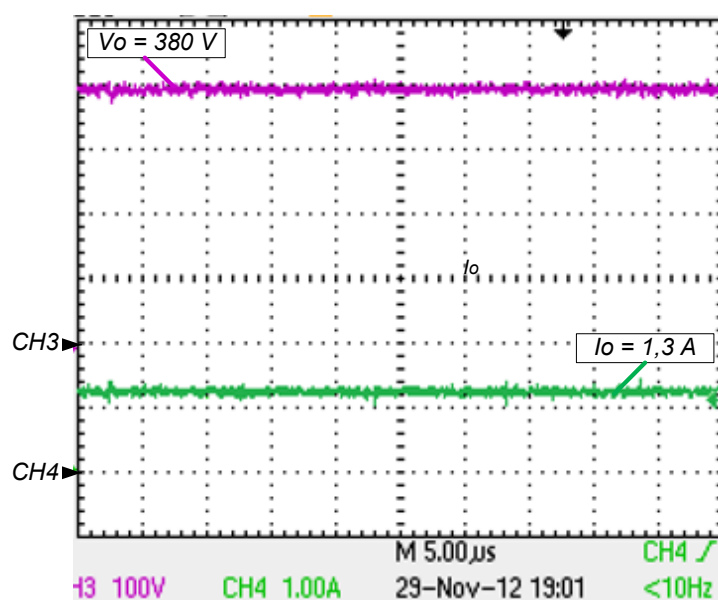


Figura 6.20 – Tensão total e corrente de saída resultado experimental (CH3-100 V/div; CH4-1 A/div; 5 us/div)

6.12 FORMAS DE ONDA DE TENSÃO E CORRENTE DE SAÍDA COM DEGRAU DE CARGA

As Figuras 6.20 e 6.21 mostram, respectivamente, os resultados de simulação e experimental de tensão e corrente de saída do conversor com degrau de carga de 50% para 100%. Verifica-se que após a aplicação de um degrau de carga de 50% para 100% a tensão diminuiu até 370 V (± 10 V), portanto menos de 3% da tensão nominal, e se estabiliza em algumas dezenas milissegundos.

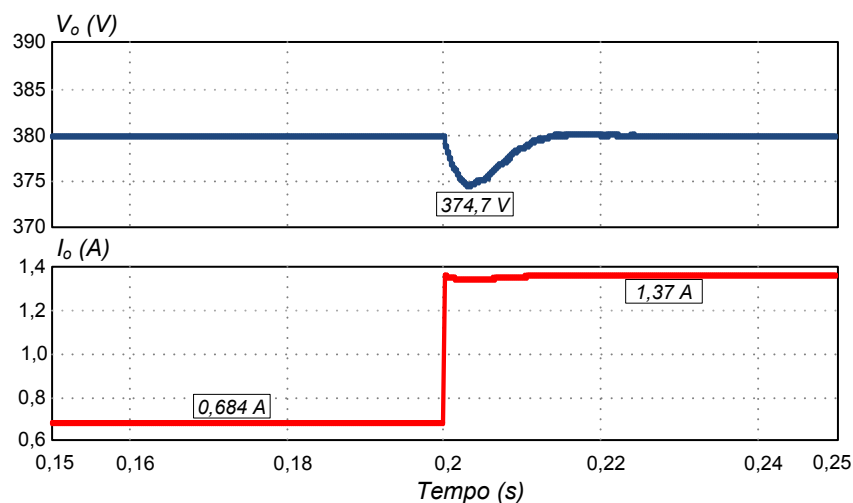


Figura 6.21 – Tensão e corrente de saída para degrau de carga de 50% para 100% resultado de simulação

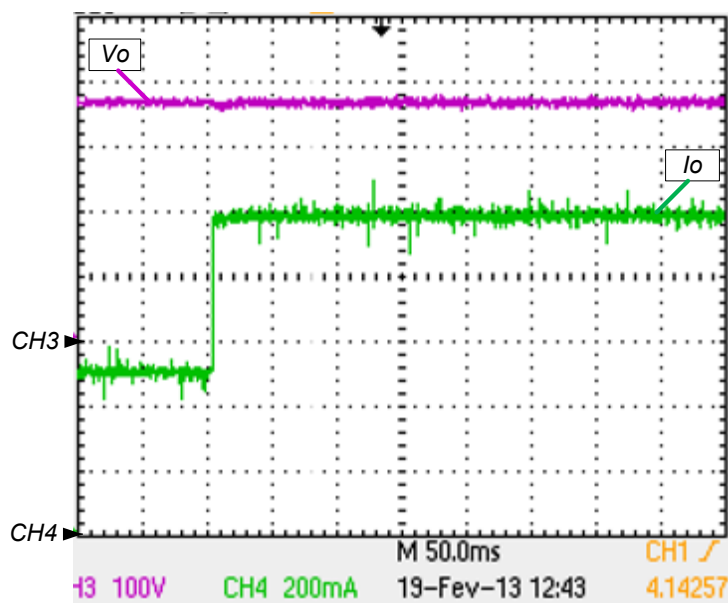


Figura 6.22 – Tensão e corrente de saída para degrau de carga de 50% para 100% resultado experimental (CH3-100 V/div; CH4-200 mA/div; 50 ms/div)

Os resultados de simulação e experimenta de tensão e corrente de saída do conversor com degrau de carga de 100% para 50% são respectivamente apresentados nas Figuras 6.22 e 6.23. Verifica-se que assim como no caso anterior, após a aplicação de um degrau de carga, a tensão de saída do conversor sobe até 390 V (± 10 V) e se estabiliza em torno de tensão nominal depois de alguns milissegundos.

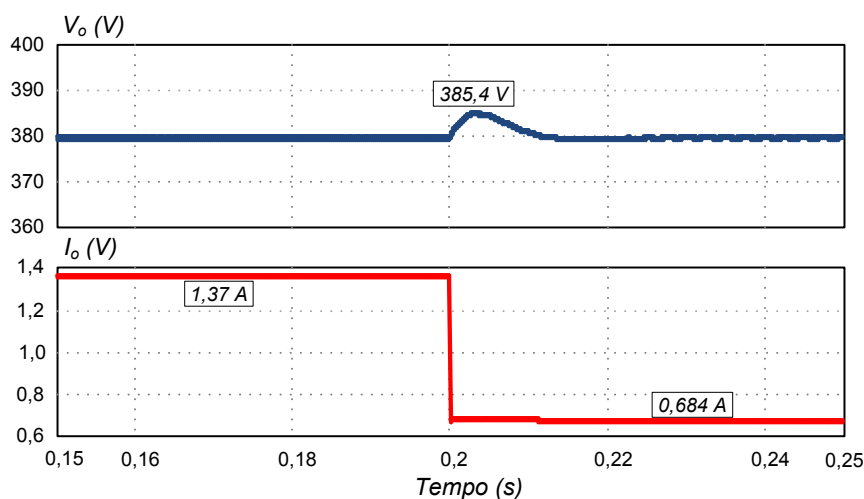


Figura 6.23 – Tensão e corrente de saída para degrau de carga de 100% para 50% resultado de simulação

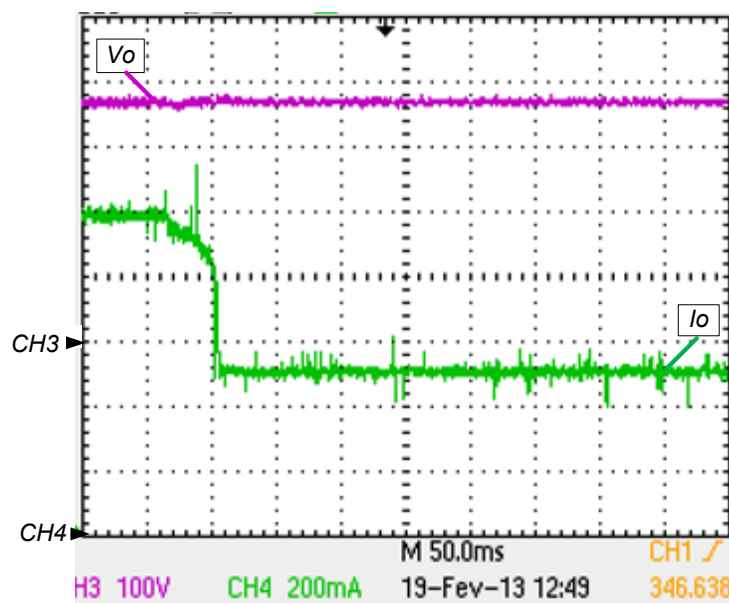


Figura 6.24 – Tensão e corrente de saída para degrau de carga de 100% para 50% resultado experimental (CH3-100 V/div; CH4-200 mA/div; 50 ms/div)

Figuras 6.24 e 6.25 apresentam, respectivamente, as curvas simuladas e experimentais de tensão nos capacitores do filtro (C_{o1} e C_{o2}) e corrente de saída com degrau de carga de 50% para 100%. Verifica-se que a tensão nos capacitores permanece equilibrada e após de aplicação do degrau de carga esta se estabiliza.

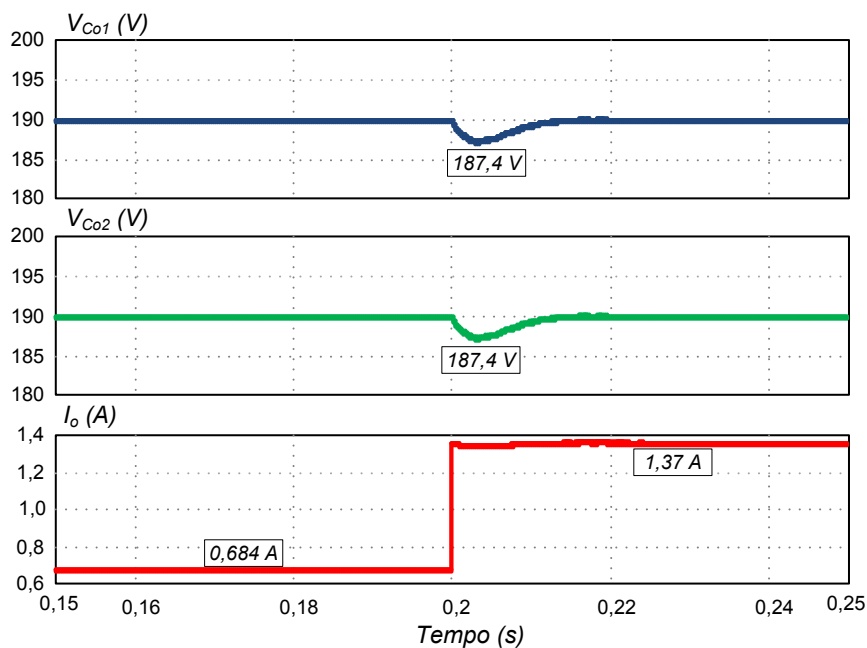


Figura 6.25 - Tensão nos capacitores (V_{co1} e V_{co2}) e corrente de saída para degrau de carga de 50% para 100% resultado de simulação

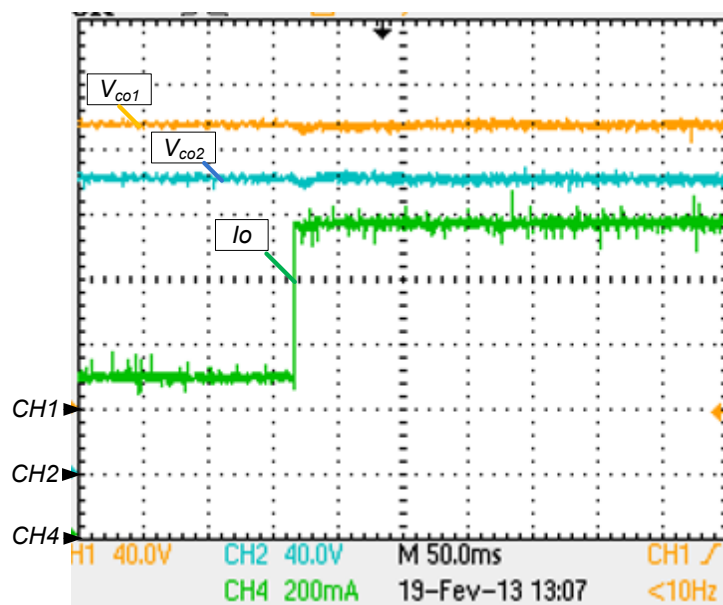


Figura 6.26 - Tensão nos capacitores (V_{co1} e V_{co2}) e corrente de saída para degrau de carga de 50% para 100% resultado experimental (CH1_2-40 V/div; CH4-200 mA/div; 50 ms/div)

Figuras 6.26 e 6.27 ilustram as tensões nos capacitores e a corrente de saída com degrau de carga de 100% para 50%. Observa-se que estas são equilibradas e se estabilizam após de aplicação do degrau de carga.

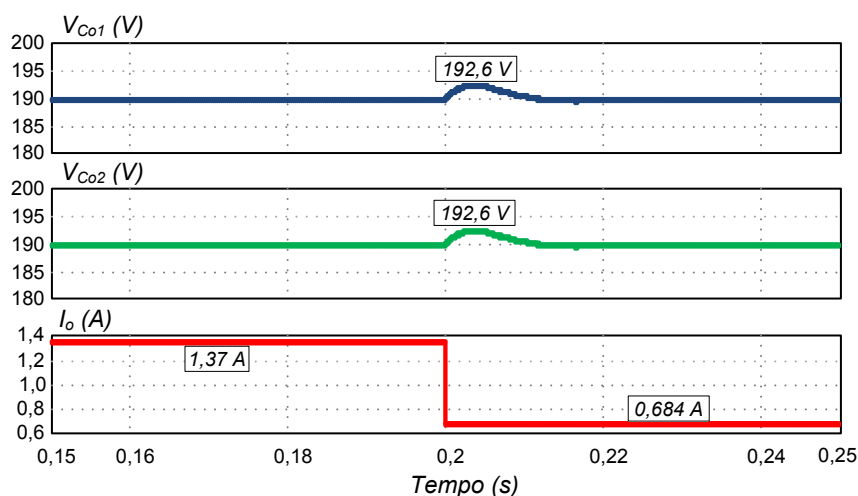


Figura 6.27 - Tensão nos capacitores (V_{co1} e V_{co2}) e corrente de saída para degrau de carga de 100% para 50% resultado de simulação

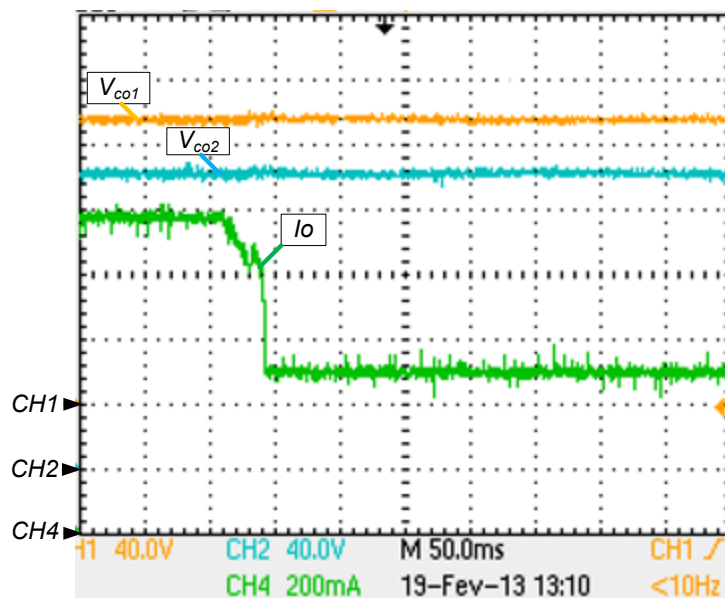


Figura 6.28- Tensão nos capacitores (V_{co1} e V_{co2}) e corrente de saída para degrau de carga de 100% para 50% resultado de experimental (CH1_2-40 V/div; CH4-200 mA/div; 50 ms/div)

Nas Figuras 6.28 e 6.29 são apresentadas as tensões nos capacitores do filtro de saída (C_{o1} e C_{o2}) com aplicação carga desequilibrada. Verifica-se que as tensões nos dois capacitores permanecem equilibradas e controladas mesmo estão sofrendo

perturbação de uma carga desbalanceada. O tempo para se estabilizar é aproximadamente de 25 ms.

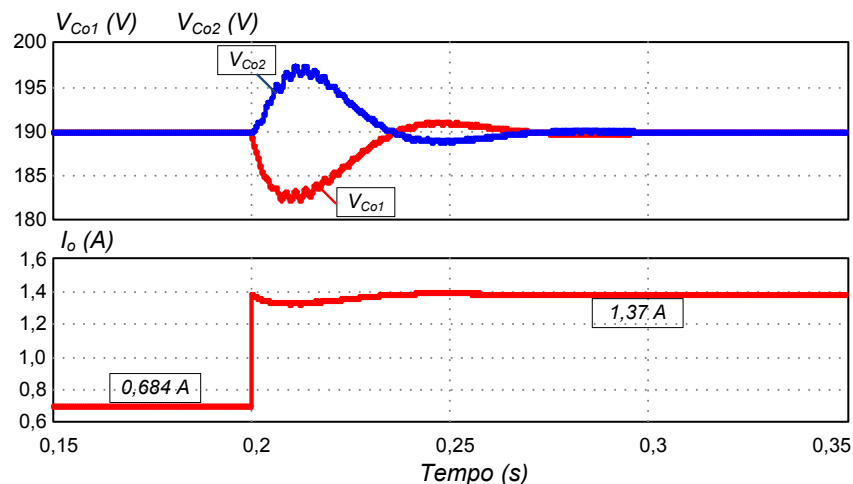


Figura 6.29 - Tensão nos capacitores (V_{co1} e V_{co2}) e corrente de saída para carga desequilibrada de 75% para 100% resultado de simulação

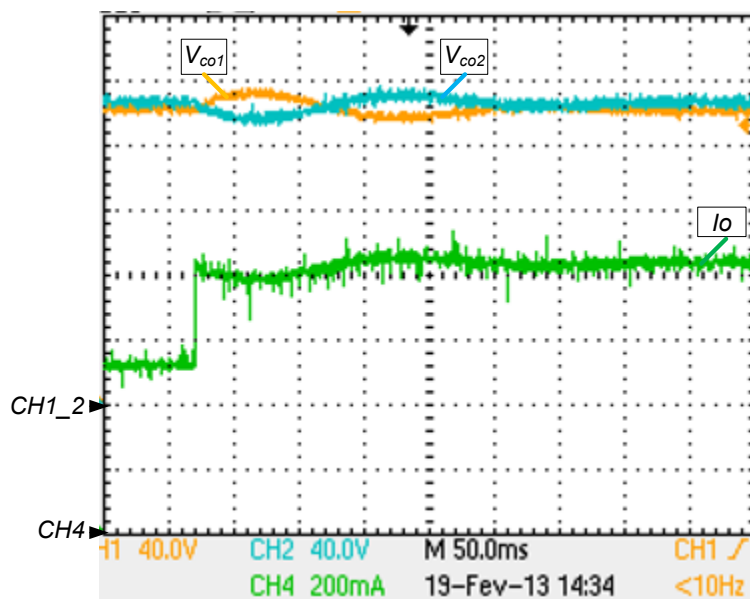


Figura 6.30 - Tensão nos capacitores (V_{co1} e V_{co2}) e corrente de saída para carga desequilibrada de 75% para 100% resultado experimental (CH1_2-40 V/div; CH4-200 mA/div; 50 ms/div)

As Figuras 6.31 e 6.32 demonstram as tensões nos dois capacitores do filtro e a corrente de saída para outra condição de perturbação com carga desequilibrada. Observa-se que as tensões nos capacitores permanecem equilibradas frente à aplicação de uma carga desbalanceada. As tensões nos capacitores se estabilizam aproximadamente dentro de 30 ms.

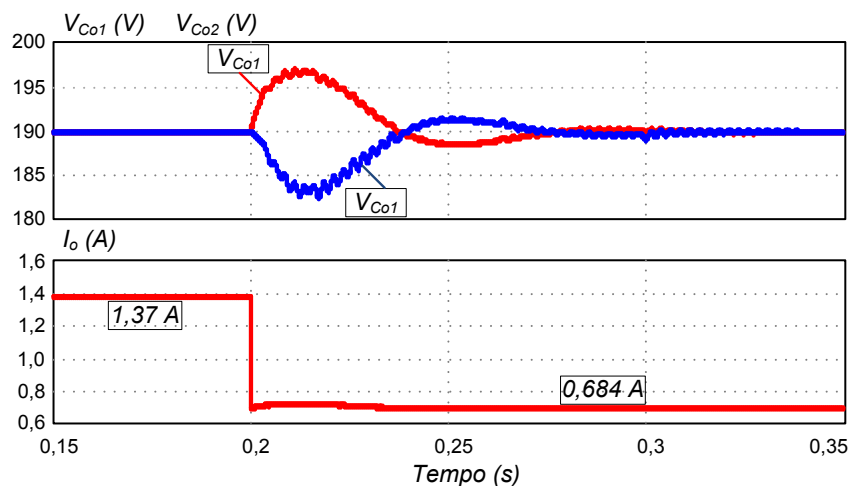


Figura 6.31 - Tensão nos capacitores (V_{co1} e V_{co2}) e corrente de saída para carga desequilibrada de 100% para 75% resultado de simulação

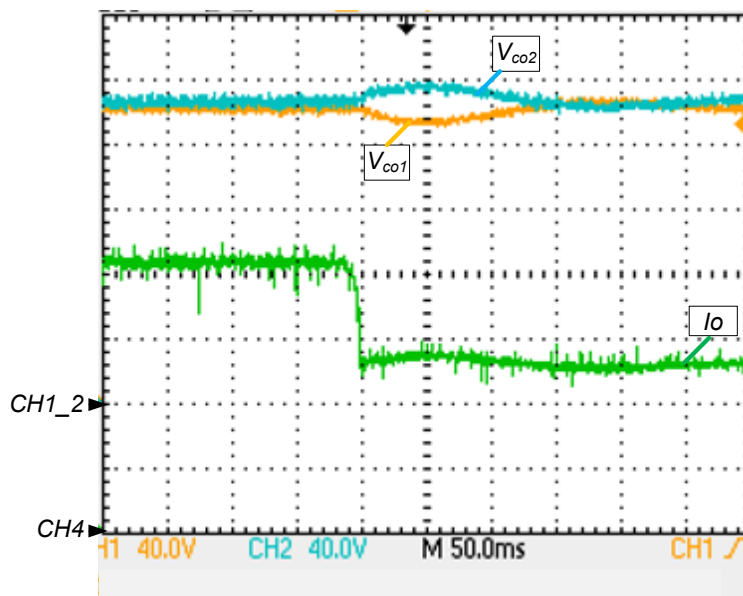


Figura 6.32 - Tensão nos capacitores (V_{co1} e V_{co2}) e corrente de saída para carga desequilibrada resultado experimental (CH1_2-40 V/div; CH2-200 mA/div; 50 ms/div)

6.13 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAL DO CONVERSOR CONECTADO A UM INVERSOR MEIA-PONTE

A fim de avaliar o comportamento do conversor proposto quando conectado a um inversor, foram realizadas simulações e ensaios onde o conversor é ligado a um inversor meia-ponte. O projeto do inversor utilizado é apresentado em [56]. Os resultados de simulação e experimentais são apresentados a seguir.

Nas Figuras 6.33 (a) e (b) são apresentados os resultados de simulação e experimental: a tensão total do barramento (tensão de saída do conversor), tensão e corrente de saída do inversor. Observa-se que a tensão do barramento, ou seja, a tensão de saída total do conversor ficou pulsada e mais ondulada se comparada com a do conversor sem inversor. Pois, esse efeito ocorre devido à potência pulsada gerada pelo inversor. A ondulação máxima provocada pela potência pulsada do inversor foi menor que 10 Volts.

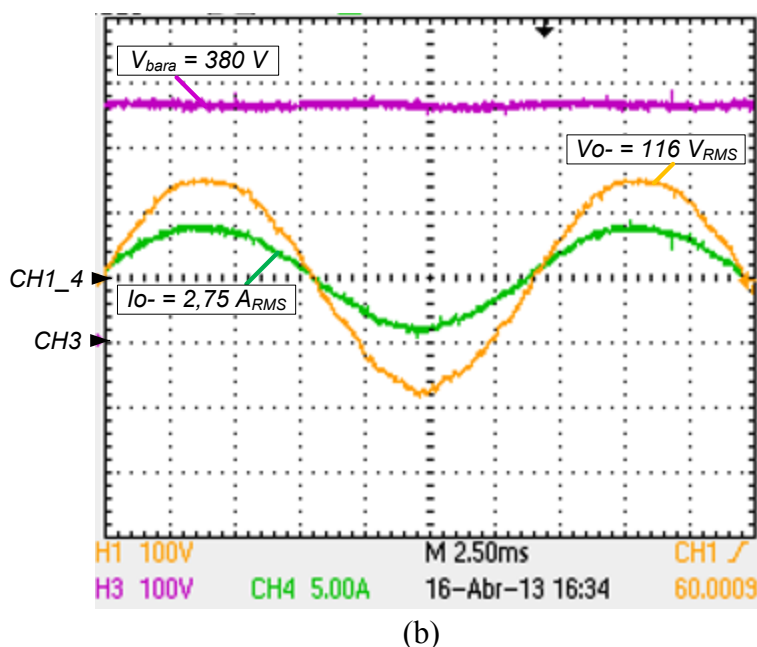
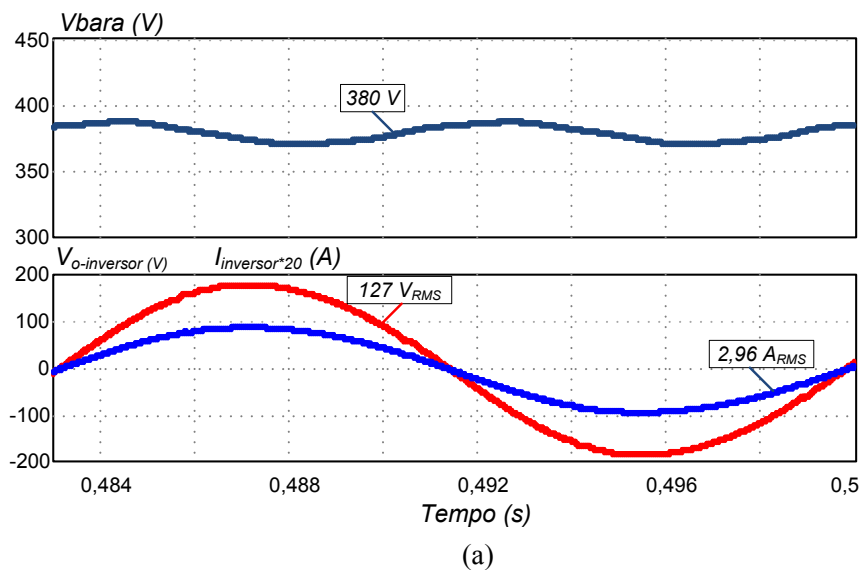


Figura 6.33 - Tensão do barramento, tensão e corrente de saída do inversor: (a) Resultado de simulação; (b) Resultado experimental (CH1, CH2 – 100 V/div; CH4 – 5 A/div; T – 2,5 ms/div)

As Figuras 6.34 (a) e (b) mostram os resultados de simulação e experimentais: a tensão nos capacitores do barramento (capacitores do filtro do conversor), tensão e corrente de saída do inversor. Assim como o caso da tensão total do barramento, a tensão em cada capacitor do barramento também é pulsada e mais ondulada. Observa-se que a ondulação nessas tensões são maiores que no caso da tensão total do barramento. A ondulação máxima provocada foi aproximadamente de 12 Volts.

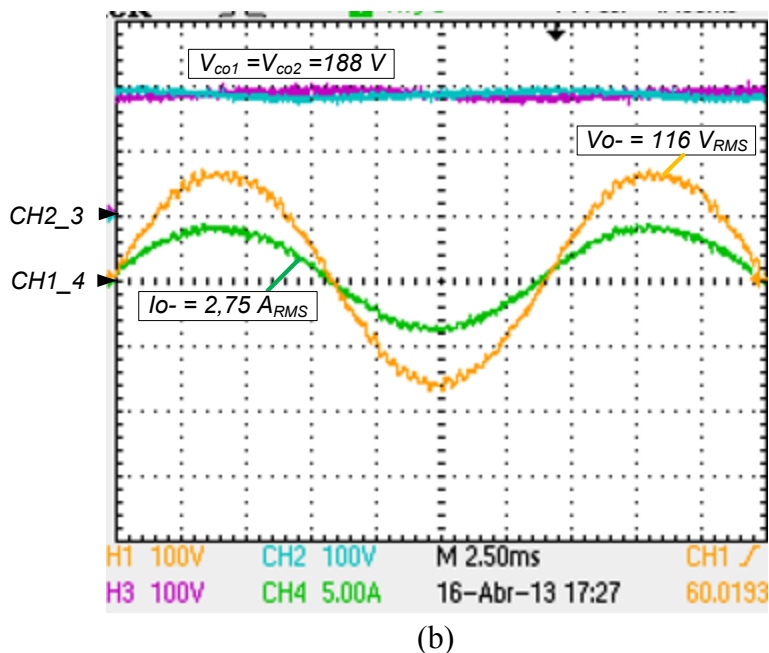
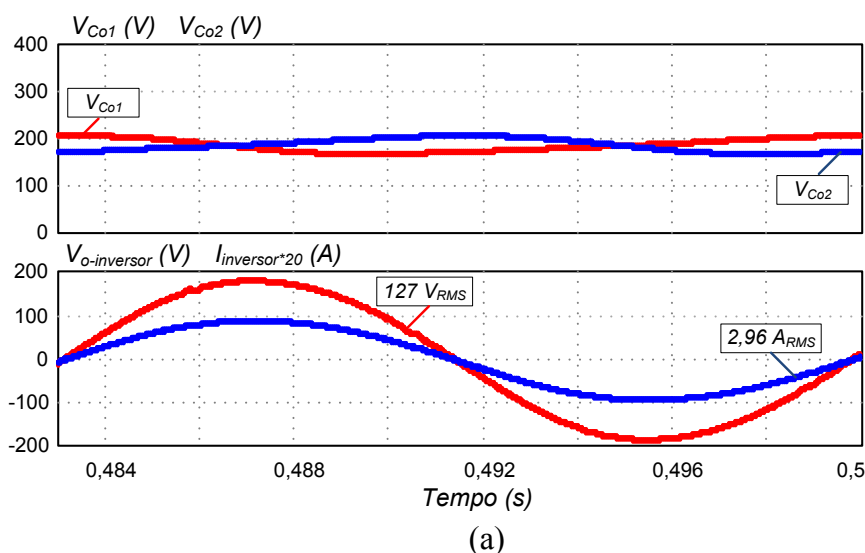


Figura 6.34 - Tensão dos capacitores do barramento, tensão e corrente de saída do inversor: (a) Resultado de simulação; (b) Resultado experimental (CH1, CH2, CH3 – 100 V/div; CH4 – 5 A/div; T – 2,5 ms/div)

Nas Figuras 6.35 (a) e (b) são respectivamente ilustrados os resultados de simulação e experimental para degrau de carga de 100% a 50%: As tensões nos capacitores do barramento, tensão e corrente de saída do inversor. Observa-se que quando houver uma variação da carga no inversor, as tensões em ambos os capacitores continuam mantendo-se no mesmo nível. O que significa que o controlador do conversor ainda consegue controlar as tensões dos capacitores e manter o equilíbrio mesmo diante de alguma variação na potência de saída do inversor.

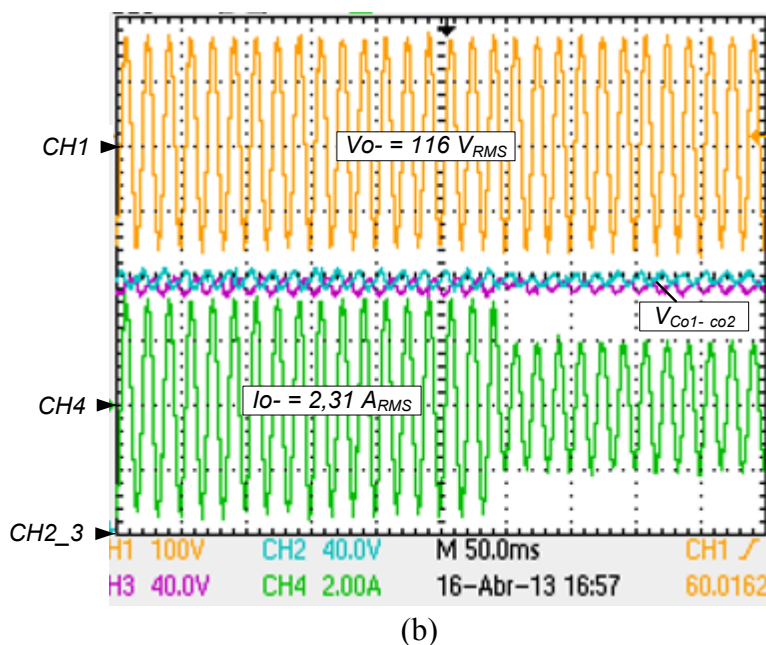
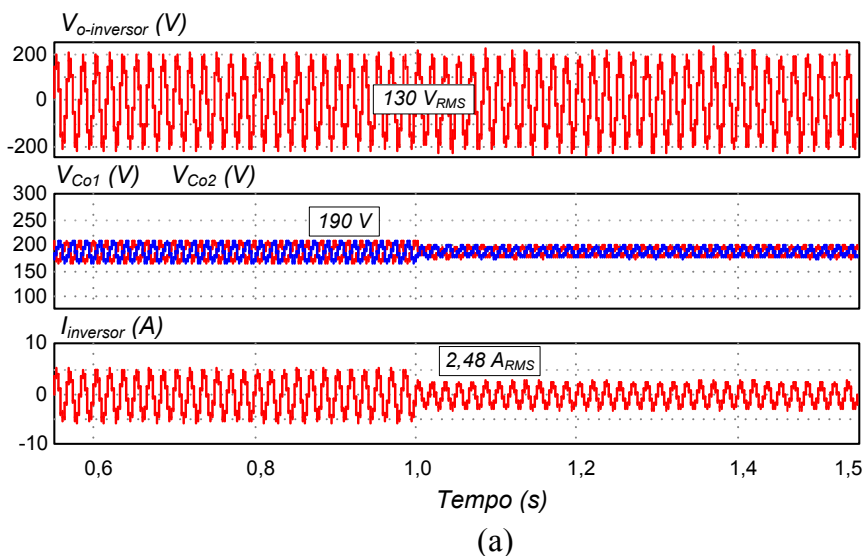


Figura 6.35 - Tensão nos capacitores do barramento, tensão e corrente de saída do inversor para degrau de carga 100% - 50%: (a) Resultado de simulação e (b) Resultado experimental (CH1 – 100 V/div; CH2 – 40 V/div; CH4 – 2 A/div; T – 50 ms/div)

As Figuras 6.36 (a) e (b) apresentam os resultados de simulação e experimental para degrau de carga de 100% a 50%: a tensão total do barramento, tensão e corrente de saída do inversor. Os resultados mostram que a tensão total do barramento e a tensão de saída do inversor mantem-se no mesmo valor mesmo diante de alguma variação da carga no inversor. O que demonstra que o controlador do conversor controla a tensão total de saída mesmo diante de uma variação na carga.

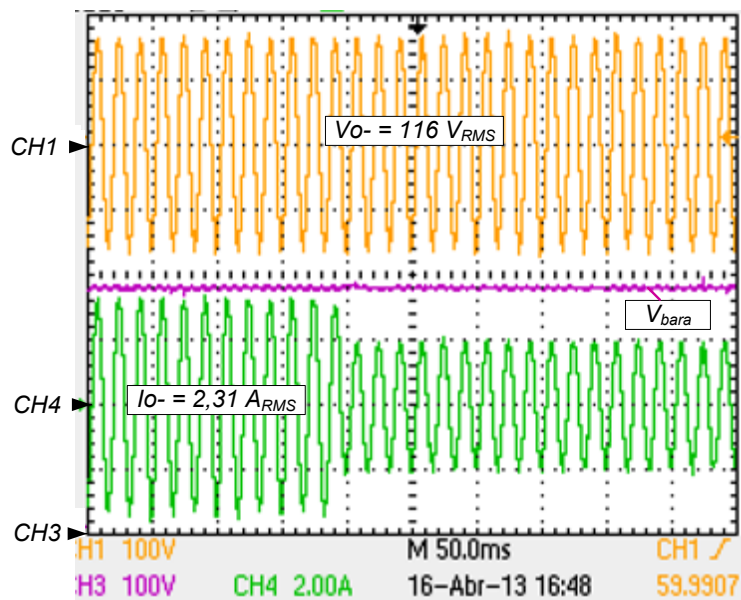
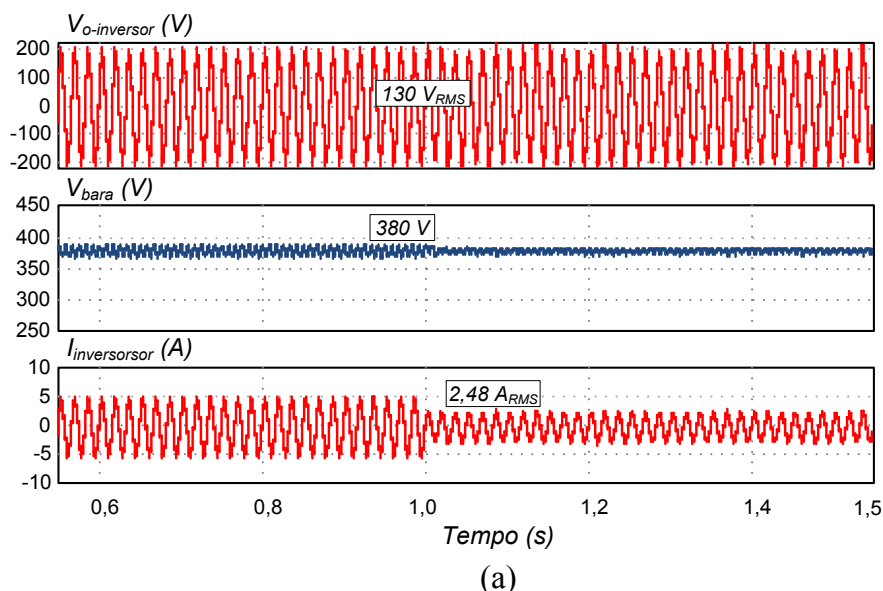


Figura 6.36 - Tensão no barramento, tensão e corrente de saída do inversor para degrau de carga 100% - 50%: (a) Resultado de simulação e (b) Resultado experimental (CH1, CH3 – 100 V/div, CH4 – 2 A/div; T – 50 ms/div)

As Figuras 6.37 (a) e (b) ilustram os resultados de simulação e experimental para degrau de carga de 50% a 100%: Tensões nos capacitores do barramento, tensão e corrente de saída do inversor. Observa-se que o nível das tensões nos capacitores do barramento e tensão de saída do inversor não se alteram com a variação da carga no inversor.

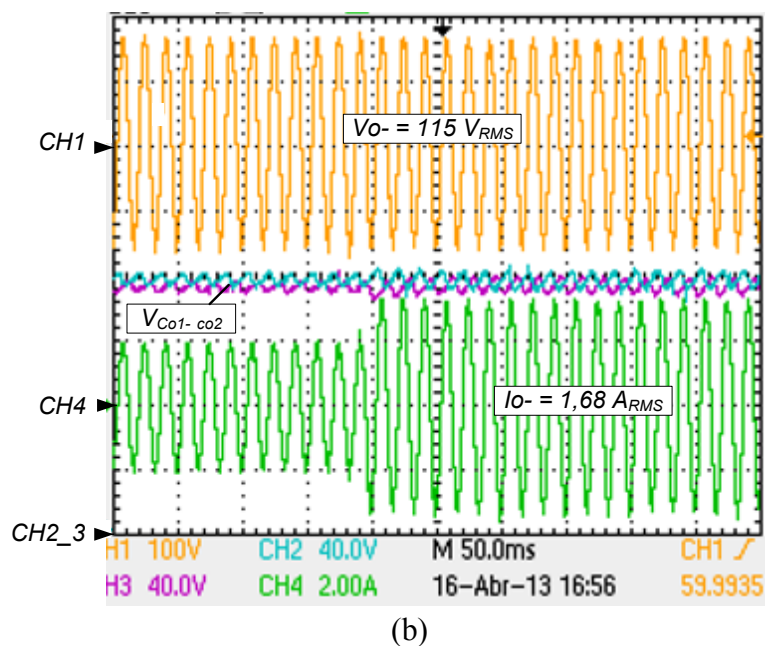
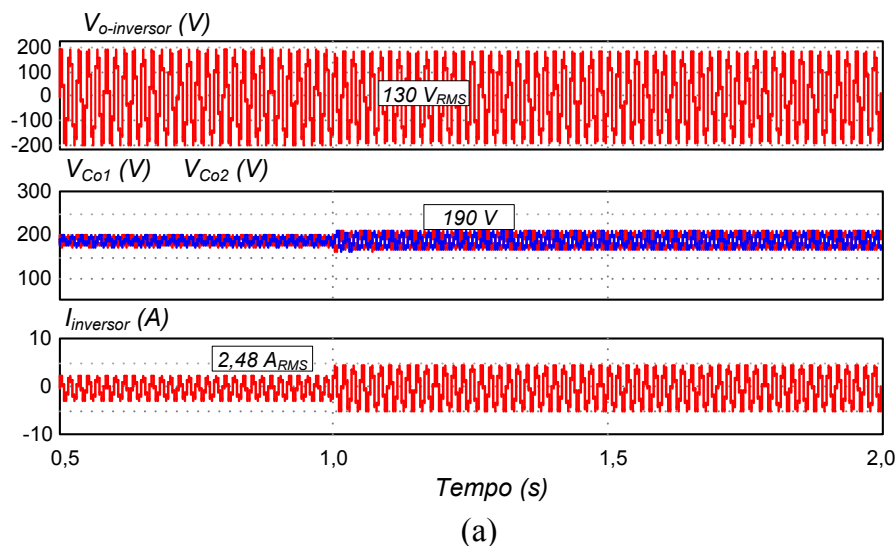


Figura 6.37 - Tensão nos capacitores do barramento, tensão e corrente de saída do inversor para degrau de carga 50% - 100%: (a) Resultado de simulação e (b) Resultado experimental (CH1 – 100 V/div; CH2, CH3 – 40 V/div; CH4 – 2 A/div; T – 50 ms/div)

Nas Figuras 6.38 (a) e (b) são mostrados os resultados de simulação e experimentais para degrau de carga de 50 % à 100%: Tensão total do barramento, tensão e corrente de saída do inversor. A variação da carga no inversor não altera a tensão total do barramento.

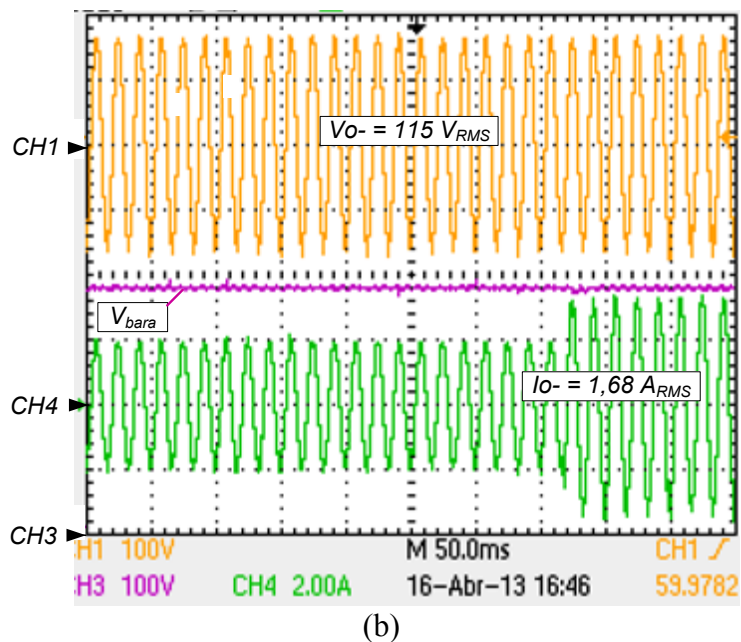
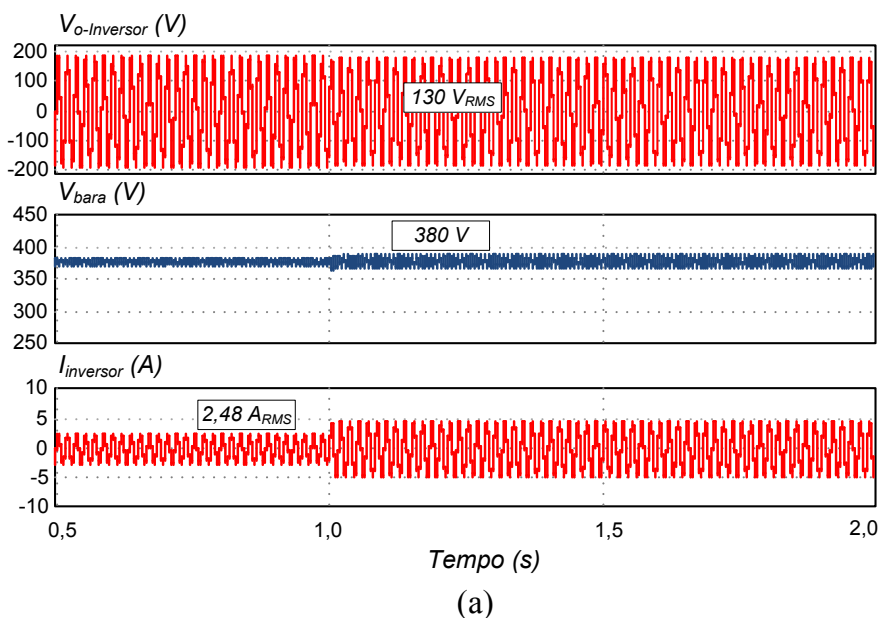


Figura 6.38 - Tensão do barramento, tensão e corrente de saída do inversor para degrau de carga 50% - 1000%: (a) Resultado de simulação e (b) Resultado experimental (CH1, CH3 – 100 V/div; CH4 – 2 A/div; T – 50 ms/div)

A partir destes resultados pode-se concluir que mesmo diante da necessidade de processar potência pulsada, típica de inversores monofásicos, o sistema de controle foi capaz de regular as tensões de saída.

6.14 EFICIÊNCIA

A curva de eficiência do conversor proposto neste trabalho em função da potência de saída para tensão e corrente de saída nominal é mostrada na Figura 6.24. Verifica-se que a eficiência do conversor proposto para tensão e carga nominais é aproximadamente de 84,6%.

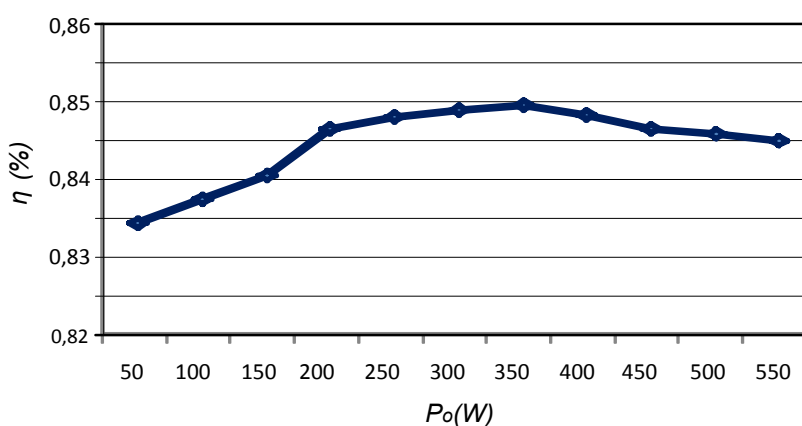


Figura 6.24 – Curva de eficiência em função de potência de saída

É importante ressaltar, que a eficiência estimativa calculada no capítulo 5 é diferente com a eficiência obtida experimentalmente. Isto porque o cálculo da eficiência foi feito para o pior caso onde foi considerada uma temperatura de 125°C. Entretanto, a temperatura máxima no ensaio foi de 64°C. A eficiência do conversor considerando a mesma temperatura do ensaio para potência nominal é calculada a seguir.

$$Perdas_{Totais(T \approx 65^\circ C)} = P_{S1} + P_{S2} + P_{L1} + P_{L2} + P_{D1} + P_{D2} + P_{D3} + P_{D4} = 74,2 \text{ W}$$

$$\eta = \frac{P_o - Perdas_{Totais}}{P_o} = \frac{520 - 74,2}{520} \approx 85\%$$

Visto que a eficiência calculada para mesma temperatura da temperatura no ensaio é muito próximo da eficiência obtida experimentalmente.

6.15 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados e analisados os resultados obtidos a partir de simulações e experimentais. Esta etapa é mais importante, pois visa validar o funcionamento do estágio de potência do conversor bem como o projeto dinâmico do sistema de controle empregado. Os resultados de simulações e experimentais obtidos estão de acordo com os valores determinados no projeto, portanto validam a análise teórica desenvolvida neste trabalho.

Os resultados mostraram que a corrente de entrada e intermediária apresentam baixa ondulação e possuem frequência igual ao dobro da frequência de comutação, que permita a redução do volume de componentes magnéticos em relação a conversores convencionais. As tensões nos capacitores de saída são, aproximadamente, a metade da tensão de saída, portanto adequada para alimentação de inversores com divisor capacitivo.

Com os resultados para o transitório de carga, verificou-se que a tensão de saída do conversor e o tempo de resposta aos degraus de carga estão dentro de valores aceitáveis e validam o projeto do circuito de controle.

CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho apresentou um conversor *CC-CC* não isolado com objetivo de atender aplicações que exigem alto ganho de tensão, principalmente os sistemas eletrônicos alimentados por fontes de energia renováveis ou alternativas como painéis solares fotovoltaicos.

As análises qualitativa e quantitativa; exemplo de um projeto; modelagem dinâmica, projeto do circuito de controle; e a simulação e implementação do conversor de 520 W foram amplamente detalhados. Apresentam-se ainda as formas de onda simuladas e os resultados experimentais, validando a análise teórica desenvolvida nesta dissertação.

Para o projeto do controle do conversor obteve-se seu modelo do comportamento em regime permanente e dinâmico. Através da modelagem dinâmica, com relativa complexidade, determinaram-se as funções de transferência das malhas de controle do conversor, as quais possibilitaram o projeto do circuito de controle de corrente, da tensão total e da malha de equalização da tensão de saída.

A partir dos resultados experimentais constatou-se que as tensões sobre os capacitores de filtro de saída possuem tensões equilibradas para diferentes situações de carga, portanto o conversor é adequado para alimentação de inversores com divisor capacitivo como inversores com célula *NPC*, meia-ponte e duplo meia-ponte. Os interruptores controlados possuem reduzido esforço de tensão, ou seja, metade da tensão de saída, permitindo que sejam utilizados interruptores com baixa resistência em condução entre fonte e dreno.

O conversor apresenta eficiência de 84%. Além disso, os resultados obtidos mostraram que este conversor apresenta tamanho e custo reduzidos, possui reduzido volume dos materiais magnéticos, consequência de sua operação com alta frequência.

Dessa forma, conclui-se que o conversor proposto é uma solução alternativa em comparação com outros conversores empregados em aplicações em que se deseja alto ganho de tensão com alta frequência e que o isolamento não seja necessário. Este trabalho atingiu os objetivos proposto e pode ser utilizado como uma das fontes de informação para desenvolvimento de novas topologias.

Pode-se sugerir como continuidade deste projeto os estudos teórico e experimental, implementando, as técnicas de controle digital e o projeto de um sistema completo *CC-CC/CC-CA* para aplicação sistemas autônomos de energia elétrica.

Ainda como trabalho futuro, sugere-se a análise do comportamento e a modelagem do conversor na presença de painéis fotovoltaicos (invés de fonte ideal), implementação de um sistema de processamento modular conectado à rede elétrica baseada no conversor proposto, estratificação de perdas e estudo de comutação e aplicação de circuito auxiliar de comutação para a melhoria a eficiência do conversor.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] W. Li e X. He, “**Review of Nonisolated High-Step-Up DC/DC Converters in Photovoltaic Grid-Connected Applications,**” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, n. 4, pp. 1239-1250, April 2011.
- [2] F. J. C. Padilha, “**Topologias de Conversores CC-CC Não Isolados Com Saídas Simétricas Para Sistema Fotovoltaicos,**” Rio de Janeiro - Brasil, 2011.
- [3] D. M. S. Carvalho, “**Caracterização Energética de Sistemas Fotovoltaicos de Baixa Potência com Ligação à Rede Elétrica,**” Porto, 2011.
- [4] S. M. Chen, T.-J. Liang, L.-S. Yang e J.-F. Chen, “**A Safety Enhanced, High Step-Up DC-DC Converter for AC Photovoltaic Module Applications,**” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, n. 4, pp. 1809-1817, April 2012.
- [5] L. Nousiainen e T. Suntio, “**Dynamic characteristics of current-fed semi-quadratic buck-boost converter in photovoltaic applications,**” em *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, 2011.
- [6] K. D. Kim, J. G. Kim, Y.-C. Jung e C.-Y. Won, “**Improved non-isolated high voltage gain boost converter using coupled inductors,**” em *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011 International Conference on*, 2011.
- [7] Y. Zhao, W. Li, Y. Deng, X. He, S. Lambert e V. Pickert, “**High step-up boost converter with coupled inductor and switched capacitor,**” em *Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010), 5th IET International Conference on*, 2010.
- [8] M. Mousa, M. Orabi, M. Ahmed e M. Youssef, “**High voltage gain boost converter topology for grid connected systems,**” em *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, 2011.
- [9] Fernando A. A. Prado Jr., Maria Julia G. Ferreira, et al., “**Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos,**” Rio de Janeiro: Grupo de Trabalho de Energia Solar-GTES, CEPEL-CRESESB, 2004.
- [10] F. A. Farret e M. G. Simões, “**Integration of Alternative Source of Energy,**” New Jersey, New Jersey: Wiley-Interscience, 2006, pp. 129-150.
- [11] A. H. Fannee, M. W. Davis, B. P. Dougherty, “**Comparison of Photovoltaic Module Performance Measurements,**” *Journal of Solar Energy Engineering*, vol. 128, n. 2006, pp. 152 - 159, 2006.
- [12] A. D. J. C. Cynthia Crickshank, “**Renewable Power Generation: Solar Electricity - Theory,**” Ontari, Canada: Queen's University.
- [13] R. F. Coelho, “**Estudo Dos Conversores Buck E Boost Aplicados Ao Rastreamento de Máxima Potência de Sistemas Solares Fotovoltaicos,**” UFSC-

Florianópolis, 2008.

- [14] F. Farret, J. Lenz e J. Trapp, “**New Methodology To Determinate Photovoltaic Parameters of Solar Panels,**” em *Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian*, 2011.
- [15] F. Brian, “**Simulation of Grid-Tied Building Integrated Photovoltaic Systems,**” University of Wisconsin - Madison, Madison, 1998.
- [16] E. Radziemska, “**Dark I - V - T Measurements of Single Crystalline Silicon Solar Cell,**” ScieceDirect, 2004.
- [17] K. K. C. J. J. Thongpron, “**A Method for Determination of Dynamic Resistance of Photovoltaic Modules Under Illumination,**” *Science Direct*, pp. 3078 - 3084, 2006.
- [18] R. J. Handy, “**Theoretical Analysis of The Series Resistance of A Solar Cell,**” *Solid-State Electronics*, vol. 10, pp. 765-775, 1967.
- [19] W. W. J.O. Schumcher, “**Device Physics of Silicon Solar Cell,**” London: Imperial College Press, 2000, pp. 20-31.
- [20] S. W. Sunmodule, “Dataheet SW 130/135/140 Poly R6A”.
- [21] Rodrigo Dacol, Súlivan M. e. Y. R. de Novaes, “**Parametrização, Modelagem E Simulação Numérica de Painéis Fotovoltaicos,**” UDESC, Joinville, 2011.
- [22] R. de Oliveira Reiter, L. Michels, J. Pinheiro, R. Reiter, S. Oliveira e A. Peres, “**Comparative Analysis of Series and Parallel Photovoltaic Arrays Under Partial Shading Conditions,**” em *Industry Applications (INDUSCON), 2012 10th IEEE/IAS International Conference on*, 2012.
- [23] L. A. Hecktheuer, “**Análise de Associações de Módulos Fotovoltaicos,**” Porto Alegre, 2001.
- [24] P. D. santos, “**Metodologia de Otimização do Aproveitamento da Energia de Painéis Fotovoltaicos Sombreados Usando A Teoria dos Conjuntos Aproximados,**” UFI, Itajubá, 2009.
- [25] D. Maksimovic e R. Erickson, “**Universal-input, High-power-factor, Boost Doubler Rectifiers,**” em *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995. APEC '95. Conference Proceedings 1995., Tenth Annual*, 1995.
- [26] B. R. Lin e H. H. Lu, “**Single-phase Three-level PWM Rectifier,**” em *Power Electronics and Drive Systems, 1999. PEDS '99. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on*, 1999.
- [27] B. R. Lin, H. H. Lu e Y. L. Hou, “**Single-phase Power Factor Correction Circuit With Three-level Boost Converter,**” em *Industrial Electronics, 1999. ISIE '99. Proceedings of the IEEE International Symposium on*, 1999.

- [28] M. Zhang, Y. Jiang, F. Lee e M. Jovanovic, **“Single-phase Three-level Boost Power Factor Correction Converter,”** em *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995. APEC '95. Conference Proceedings 1995., Tenth Annual, 1995.*
- [29] G. Yao, H. He, Y. Deng e X. He, **“A ZVT PWM Three Level Boost Converter for Power Factor Preregulator,”** em *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE, 2006.*
- [30] H. Wu e X. He, **“Single Phase Three-level Power Factor Correction Circuit With Passive Lossless Snubber,”** *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 17, n. 6, pp. 946-953, nov 2002.
- [31] L. Huber e M. Jovanovic, **“A Design Approach for Server Power Supplies for Networking Applications,”** em *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE, 2000.*
- [32] X. Feng, J. Liu e F. Lee, **“Impedance Specifications for Stable DC Distributed Power Systems,”** *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 17, n. 2, pp. 157-162, mar 2002.
- [33] T. F. Wu e T. H. Yu, **“Unified Approach To Developing Single-stage Power Converters,”** *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, vol. 34, n. 1, pp. 211-223, jan 1998.
- [34] B. R. Lin e J. J. Chen, **“Analysis and Implementation of A Soft Switching Converter With High-voltage Conversion Ratio,”** *Power Electronics, IET*, vol. 1, n. 3, pp. 386-394, september 2008.
- [35] Q. Zhao e F. Lee, **“High-efficiency, High Step-up DC-DC Converters,”** *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 18, n. 1, pp. 65-73, jan 2003.
- [36] C. Inaba, Y. Konishi e M. Nakaoka, **“High frequency PWM Controlled Step-up Chopper Type DC-DC Power Converters With Reduced Peak Switch Voltage Stress,”** *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, vol. 151, n. 1, pp. 47-52, jan. 2004.
- [37] E. Ismail, M. Al-Saffar e A. Sabzali, **“High Conversion Ratio DC-DC Converters With Reduced Switch Stress,”** *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, n. 7, pp. 2139-2151.
- [38] O. Abutbul, A. Gherlitz, Y. Berkovich e A. Ioinovici, **“Step-up Switching-mode Converter With High Voltage Gain Using A Switched-capacitor Circuit,”** *Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on*, vol. 50, n. 8, pp. 1098-1102, aug. 2003.
- [39] Y. R. de Novaes, **“Contribuições Para Sistemas de Processamento de Energia de Células A Combustível,”** UFSC, Florianópolis - SC, 2006.
- [40] Y. R. de Novaes, A. Rufer e I. Barbi, **“A New Quadratic, Three-Level, DC/DC Converter Suitable for Fuel Cell Applications,”** em *Power Conversion*

Conference - Nagoya, 2007. PCC '07, 2007.

- [41] A. J. B. Bottion, “**Conversores CC-CC Básicos Não Isolados de Três Níveis**,” UFSC, Florianópolis, 2005.
- [42] G. Bascope e I. Barbi, “**Generation of A Family of Non-isolated DC-DC PWM Converters Using New Three-state Switching Cells**,” em *Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual*, 2000.
- [43] G. Torrico-Bascope, S. Vasconcelos, R. Torrico-Bascope, F. L. M. Antunes, D. de Oliveira e C. Branco, “**A High Step-Up DC-DC Converter Based on Three-State Switching Cell**,” em *Industrial Electronics, 2006 IEEE International Symposium on*, 2006.
- [44] Y. Alcazar, R. Bascope, D. de Oliveira, E. Andrade e W. Cardenas, “**High Voltage Gain Boost Converter Based on Three-state Switching Cell and Voltage Multipliers**,” em *Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE*, 2008.
- [45] G. C. Silveira, “**Conversor CC-CC Boost Baseado Na Célula de Comutação Três Estados Para Alimentação de Inversores Com Divisor Capacitivo**,” UFC, Fortaleza, 2011.
- [46] M. G. Bottarelli, “**Conversores CC-CC Básicos Não Isolados Quadráticos de Três Níveis**,” UFSC, Florianópolis, 2006.
- [47] D. C. Martins e I. Barbi, “**Conversores CC-CC Básicos Não Isolados**,” vol. Edição dos Autores, 3. E. Revisada, Ed., Florianópolis, Santa Catarina, 2008.
- [48] I. Barbi, “**Projetos de Fontes Chaveadas**,” vol. Autor, Florianópolis, Santa Catarina, 2007, p. 332, 2007.
- [49] “Ixys corporation “HiPer™ Power MOSFETs datasheet. ”, www.ixys.com”.
- [50] “International Rectifier, “HFA15PB60 Datasheet”.
- [51] “EPCOS,” www.epcos.com.br”.
- [52] J. Morales Saldana, R. Galarza-Quirino, J. Leyva Ramos, E. Carbajal Gutierrez e M. Ortiz Lopez, “**Multiloop Controller Design for A Quadratic Boost Converter**,” *Electric Power Applications, IET*, vol. 1, n. 3, pp. 362-367, may 2007.
- [53] J. Morales Saldana, E. Gutierrez e J. Leyva Ramos, “**Modeling of Switch-mode DC-DC Cascade Converters**,” *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, vol. 38, n. 1, pp. 295-299, jan. 2002.
- [54] R. W. Erickson e D. Maksimovic, **Fundamentals of Power Electronics**, Second Edition ed., Boulder, Colorado: Kluwer Academic Publisher, 2004, p. 883.
- [55] J. A. Pomilio, “**Projeto de Sistemas de Controle Linear Para Fontes**

Chaveadas,” UNICAMP, São Paulo.

- [56] L. M. Nodari, “**Sistema de Controle Digital Com Rápida Resposta Transitória Para Um Retificador Monofásico Meia-Ponte,**” UDESC, Joinville, 2011.

APÊNDICE I – VALIDAÇÃO DOS MODELOS DO CONVERSOR

Neste apêndice são apresentados os resultados de validações dos modelos do conversor. As validações foram feitas a partir da simulação com objetivo para comprovar os modelos obtidos no desenvolvimento teórico. As simulações foram feitas para validar os modelos da planta de corrente ($I_{L1}(s)/D(s)$) e o modelo da planta da tensão de saída ($V_o(s)/D(s)$).

O circuito utilizado na simulação é composto de circuito de potência e modulador *PWM*. A Figura 1 mostra o circuito utilizado na simulação. Aplicando um sinal senoidal no sinal de referência do modulador e, variando a frequência deste sinal de senoidal consegue obter diferente valor da corrente de entrada e da tensão de saída para cada variação da frequência.

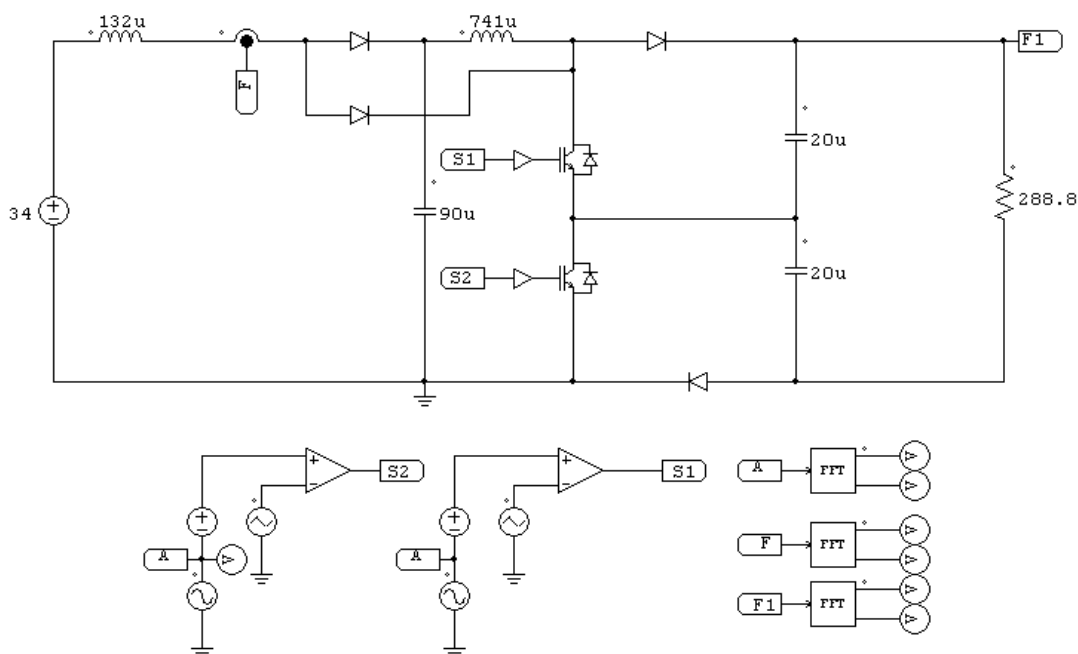


Figure 1 – Circuito utilizado na validação

Através da análise *FFT* é obtido o valor de amplitude na frequência fundamental de cada variação da frequência. Dividindo-se esses valores com a amplitude da frequência fundamental do sinal senoidal e, multiplicando-se com $-20\log$. Obtêm-se os valores de ganho do modelo do conversor. Entretanto, os valores da fase são obtidos diretamente da análise *FFT*.

Nas Figuras 2 (a) e (b) são mostrados, respectivamente, os diagramas de ganho e de fase do modelo da planta de corrente do conversor. Linhas azuis representam os diagramas de ganho e de fase do modelo obtido a partir do desenvolvimento teórico, enquanto as linhas vermelhas indicam os diagramas de ganho e de fase do modelo obtido através da simulação.

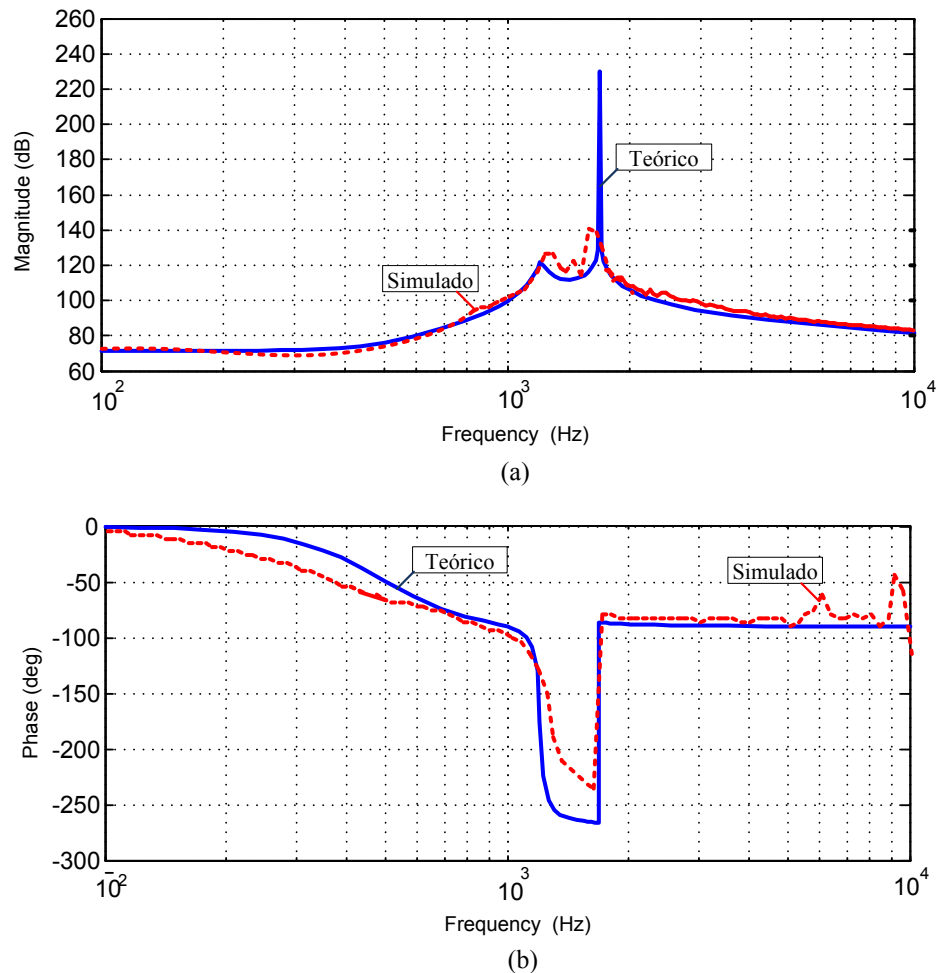


Figura 2 – Validação do modelo da planta de corrente do conversor ($I_{LI}(s)/D(s)$): (a) diagrama de ganho e (b) Diagrama de fase

As Figuras 3 (a) e (b) apresentam, respectivamente, os diagramas de ganho e de fase do modelo da planta de corrente do conversor. Linhas azuis representam os diagramas de ganho e de fase do modelo obtido a partir do desenvolvimento teórico, enquanto as linhas vermelhas indicam os diagramas de ganho e de fase do modelo obtido através da simulação.

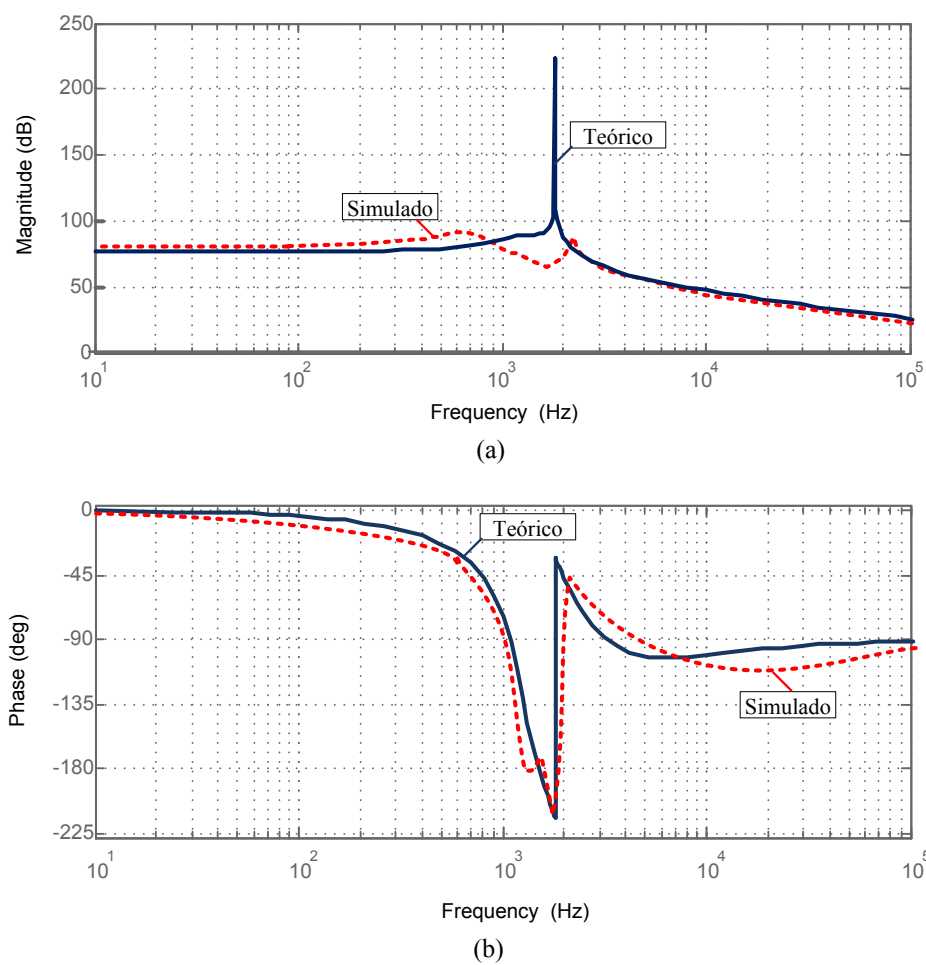


Figura 3 - Validação do modelo da planta de tensão do conversor ($V_o(s)/D(s)$): (a) diagrama de ganho e (b) Diagrama de fase