

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Carla Aparecida Felipe

MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO PARA
CONVERSOR *CURRENT-FED DUAL ACTIVE BRIDGE*
OPERANDO EM MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA
PARA CARREGADORES DE BATERIA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Pato Branco

2021

CARLA APARECIDA FELIPE

**MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO PARA
CONVERSOR *CURRENT-FED DUAL ACTIVE BRIDGE*
OPERANDO EM MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA
PARA CARREGADORES DE BATERIA**

**Pulse width modulation for current-fed dual active bridge
operating in discontinuous conduction mode for battery
chargers**

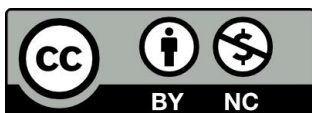
Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE, da Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR, Campus Pato Branco, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Rafael Cardoso

Coorientador: Prof. Dr. Lucas Vizzotto Bellinaso

PATO BRANCO

2021



[4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0/)

Esta licença permite remixe, adaptação e criação a partir do trabalho, para fins não comerciais, desde que sejam atribuídos créditos ao(s) autor(es).

Conteúdos elaborados por terceiros, citados e referenciados nesta obra não são cobertos pela licença.



**Ministério da Educação
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Campus Pato Branco**



CARLA APARECIDA FELIPE

**MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO PARA CONVERSOR CURRENT-FED DUAL ACTIVE BRIDGE
OPERANDO EM MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA PARA CARREGADORES DE BATERIA.**

Trabalho de pesquisa de mestrado apresentado como requisito para obtenção do título de Mestra Em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR). Área de concentração: Sistemas E Processamento De Energia.

Data de aprovação: 22 de Junho de 2021

Prof Rafael Cardoso, Doutorado - Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Prof Carlos Marcelo De Oliveira Stein, Doutorado - Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Prof Luiz Antonio Correa Lopes, Doutorado - Concordia University

Documento gerado pelo Sistema Acadêmico da UTFPR a partir dos dados da Ata de Defesa em 22/06/2021.

AGRADECIMENTOS

Agradeço à Deus por me dar saúde para executar meu trabalho, por me presentear com uma família e por me proporcionar oportunidades na vida.

Aos meus pais Paulo e Ivone, e aos meus irmãos Luan e Ketlen por todo amor e carinho, e por sempre me apoiarem. Serei eternamente grata à vocês.

Ao meu namorado Cassio, pelo seu amor, apoio e compreensão. Também pela troca de conhecimentos técnicos. Obrigada por estar ao meu lado e sempre me incentivar.

Ao meu orientador Rafael Cardoso, pela confiança depositada em mim desde o início da orientação e por não medir esforços para que este trabalho fosse possível. Obrigada pela amizade, pelas discussões e por sempre me motivar a seguir em frente. Seu profissionalismo se tornou fonte de inspiração para mim.

Ao meu coorientador Lucas Vizzotto Bellinaso, pelas discussões e sugestões que certamente contribuíram muito para enriquecer esse trabalho.

Agradeço aos demais professores do PPGEE, em especial aos professores Carlos Marcelo de Oliveira Stein, Emerson Giovani Carati e Juliano de Pelegrini Lopes pelos conhecimentos técnicos e experiências repassados durante o mestrado. Ao professor Luiz Antonio Correa Lopes pelas observações e contribuições.

Aos colegas do PPGEE pelo companheirismo, amizade, discussões e momentos de descontração.

A autora agradece ao INCT-GD, CAPES, CNPq e FAPERGS pelo apoio financeiro recebido para o desenvolvimento desse trabalho. O presente trabalho foi realizado com apoio do INCT e suas agências financiadoras (CNPq processo 465640/2014-1, CAPES processo No. 23038.000776/2017-54 e FAPERGS 17/2551-0000517-1). A autora também agradece à FINEP, Fundação Araucária e UTFPR pelas bolsas e financiamentos adicionais. O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES/PROEX) - Código de Financiamento 001.

RESUMO

FELIPE, Carla Aparecida. Modulação por largura de pulso para conversor *Current-Fed Dual Active Bridge* operando em modo de condução descontínua para carregadores de bateria. 2021. 126 f. Dissertação - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco - PR, 2021.

Em meio ao crescimento significativo das fontes de energia renováveis e a necessidade de uma estrutura energética eficiente e interconectada, a geração distribuída vem se desenvolvendo e proporcionando que o usuário deixe de ser apenas o consumidor final. Uma das alternativas para produzir a própria energia é a microgeração por fonte solar fotovoltaica. Neste tipo de geração a potência é gerada de forma intermitente e uma solução aplicável são sistemas de armazenamento de energia por baterias. Sistemas de armazenamento de energia em baixa tensão possuem padrões de 12 V/ 24 V/ 48 V, enquanto que os barramentos CC utilizados para a interface com a rede elétrica possuem tensão elevada entre 350 V e 450 V. Assim, para realizar a interface entre baterias e barramento CC é essencial a utilização conversores CC-CC bidirecionais de alto ganho que proporcionem o processo de carga e descarga de forma controlável e forneçam uma tensão de saída dentro das especificações. Dentre as topologias de conversores, os conversores alimentados em corrente em ponte completa isolados (CF-DAB) apresentam vantagens como: isolamento, alto ganho estático e baixa ondulação de corrente no lado de baixa tensão. Por outro lado, topologias alimentadas em corrente podem apresentar sobretensões no transformador e semicondutores. Isto ocorre devido a indutância de dispersão do transformador que fica em série com o indutor no lado de baixa tensão. Uma solução para evitar este problema é desabilitar os semicondutores no lado de baixa tensão com ZCS. Desta forma, este trabalho propõe uma estratégia de modulação PWM assimétrica aplicada ao conversor CF-DAB operando em modo de condução descontínua (MCD). Nesta estratégia de modulação não é necessário adicionar uma indutância em série com a indutância de dispersão do transformador para ajustar a potência processada pelo conversor. Com isso, melhora-se o rendimento do conversor e, adicionalmente, a operação em MCD garante a comutação suave dos semicondutores para uma ampla faixa de operação, sem incorporar outros dispositivos, tais como indutores auxiliares ou células de comutação ativa. Para atender aos requisitos de normas para carregadores de bateria, também é proposta uma metodologia de projeto para filtros de terceira-ordem (LCL). O funcionamento do conversor e a metodologia de projeto são apresentados. Na sequência é realizado o projeto do conversor para 500 W e apresentados os resultados de simulação. Por fim, são mostrados os resultados experimentais do protótipo implementado, como formas de onda e curva de rendimento.

Palavras-chave: Conversores CC-CC bidirecionais, filtro LCL, modo de condução descontínua, modulação por largura de pulso, sistemas de armazenamento de energia..

ABSTRACT

FELIPE, Carla Aparecida. Pulse Width Modulation for Current-Fed Dual Active Bridge Operating in Discontinuous Conduction Mode for Battery Chargers. 2021. 126 f. Master's Dissertation - Post-graduate Program in Electrical Engineering, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco - PR, 2021.

With the significant growth of renewable energy sources and the need for an efficient and interconnected energy structure, distributed generation has been developing and allowing the user to stop being just the final consumer. One of the alternatives to produce energy is microgeneration by solar photovoltaic sources. In this type of generation, energy is generated intermittently, and a potential solution is battery energy storage systems. Low voltage energy storage systems have standards of 12 V / 24 V / 48 V. Whereas the DC bus used for the interface with the grid has a high voltage between 350 V and 450 V. Thus, to perform the interface between batteries and DC bus it is essential to use high voltage conversion ratio bidirectional DC-DC converters that provide a controllable charging and discharging process and provide an output voltage within specifications. Among the topologies of converters, isolated full-bridge current (CF-DAB) converters have advantages such as isolation, high voltage conversion ratio, and low current ripple on the low voltage side. However, current-fed topologies may have transformer and semiconductor overvoltages due to the dispersion inductance of the transformer that is in series with the inductor on the low voltage side. One solution to avoid this problem is to disable the semiconductors on the low voltage side with ZCS. In this way, this work proposes an asymmetric PWM modulation strategy applied to the CF-DAB converter operating in discontinuous conduction mode (DCM). In this modulation strategy, there is no necessity to add inductance in series with the transformer's dispersion inductance to adjust the power processed by the converter. That improves the converter efficiency. The DCM operation ensures soft switching of the semiconductors over a wide range of operating, without incorporating other devices, such as auxiliary inductors or auxiliary circuits for active clamping. A design methodology for third-order filters is proposed to meet the requirements of battery chargers' standards. The operation of the converter and the design methodology is presented. Next, the converter design and simulations for 500 W are presented. Finally, the experimental results of the implemented prototype are shown, such as waveforms and curves efficiency.

Keywords: Current-fed dual active bridge, discontinuous conduction mode, energy storage systems, LCL filter design, pulse width modulation..

LISTA DE FIGURAS

Figura 1:	Aplicações de conversores em sistemas de armazenamento de energia por baterias.	22
Figura 2:	Microrrede com sistema fotovoltaico integrado à rede através do barramento CC.	23
Figura 3:	Configuração básica de uma célula eletroquímica (a) processo de descarga e (b) carga.	29
Figura 4:	Esquemas de diferentes processos de carga e descarga. (a) Corrente e tensão durante uma carga de corrente constante/tensão constante. (b) Corrente e tensão durante uma carga de corrente constante/tensão constante com dois limites de tensão de fim de carga. (c) Corrente e tensão durante uma descarga de corrente constante.	34
Figura 5:	Conversor <i>boost</i> entrelaçado bidirecional.	36
Figura 6:	Conversor <i>Dual-Active Bridge</i> (DAB).	37
Figura 7:	Estratégias de modulação. (a) Modulação SPS. (b) Modulação EPS. (c) Modulação DPS. (d) Modulação TPS.	37
Figura 8:	Conversor <i>Current-fed Dual Half-Bridge</i> (CF-DHB).	39
Figura 9:	Conversor <i>Current-fed Dual-Active Bridge</i> (CF-DAB).	40
Figura 10:	Conversor bidirecional DC-DC ressonante série proposto por WU <i>et al.</i> (2017).	41
Figura 11:	Topologia do conversor bidirecional proposto por CARVALHO <i>et al.</i> (2020).	42
Figura 12:	Topologia do conversor bidirecional proposto.	44
Figura 13:	Primeira etapa de operação do conversor operando como redutor de tensão.	47

Figura 14:	Segunda etapa de operação do conversor operando como redutor de tensão.	48
Figura 15:	Terceira etapa de operação do conversor operando como redutor de tensão.	49
Figura 16:	Quarta etapa de operação do conversor operando como redutor de tensão.	49
Figura 17:	Quinta etapa de operação do conversor operando como redutor de tensão.	50
Figura 18:	Sexta etapa de operação do conversor operando como redutor de tensão.	51
Figura 19:	Sétima etapa de operação do conversor operando como redutor de tensão.	51
Figura 20:	Oitava etapa de operação do conversor operando como redutor de tensão.	51
Figura 21:	Formas de onda teóricas do conversor operando no modo redutor de tensão.	53
Figura 22:	Circuito equivalente ao conversor no modo redutor de tensão.	55
Figura 23:	Formas de onda dos terminais da rede de interruptores.	55
Figura 24:	Modelo médio de grandes sinais do conversor no modo redutor de tensão.	56
Figura 25:	Modelo médio de grandes sinais do conversor no modo redutor de tensão.	57
Figura 26:	Ganho estático M em função de L_{boost} e da razão cíclica D para o conversor no modo redutor de tensão. (a) Para $n=1$. (b) Para $n=5$. (c) Para $n=1, 2, 3, 4$ e 5	58
Figura 27:	Pico da corrente $I_{L_{lk}}$ no lado de alta em função da potência de saída para diferentes níveis de tensão na bateria.	60
Figura 28:	Primeiro estágio de operação do conversor operando como elevador de tensão.	62
Figura 29:	Segundo estágio de operação do conversor operando como elevador de tensão.	63

Figura 30:	Terceiro estágio de operação do conversor operando como elevador de tensão.	63
Figura 31:	Quarto estágio de operação do conversor operando como elevador de tensão.	64
Figura 32:	Quinto estágio de operação do conversor operando como elevador de tensão.	65
Figura 33:	Sexto estágio de operação do conversor operando como elevador de tensão.	65
Figura 34:	Formas de onda teóricas do conversor operando no modo elevador de tensão.	67
Figura 35:	Circuito equivalente ao conversor no modo elevador de tensão.	68
Figura 36:	Formas de onda dos terminais da rede de interruptores.	69
Figura 37:	Modelo médio de grandes sinais do conversor no modo elevador de tensão.	70
Figura 38:	Modelo médio de grandes sinais do conversor no modo elevador de tensão.	70
Figura 39:	Ganho estático M em função de L_{boost} e da razão cíclica D para o conversor no modo elevador de tensão. (a) Para $n=1$. (b) Para $n=5$. (c) Para $n=1, 2, 3, 4$ e 5	71
Figura 40:	Formas de onda da tensão e corrente no capacitor C_{bar}	77
Figura 41:	Formas de onda da tensão e corrente no capacitor C_{filter}	79
Figura 42:	Indutância L_{boost} em função de D para M e n fixos.	81
Figura 43:	Potência em função de D para diferentes níveis de tensão na bateria. (a) Modo redutor. (b) Modo elevador.	83
Figura 44:	Formas de ondas simuladas para o modo redutor de tensão com $V_{bat} = 42 V$	85
Figura 45:	Formas de ondas simuladas da tensão e corrente no banco de baterias para $D = 0,4043$ e $V_{bat} = 42 V$ no modo redutor de tensão.	86
Figura 46:	Formas de ondas simuladas da tensão e corrente no banco de baterias para $D = 0,5838$ e $V_{bat} = 55,42 V$ para o modo redutor de tensão.	86

Figura 47:	Formas de ondas simuladas para o modo elevador de tensão.	87
Figura 48:	Formas de ondas simuladas da tensão e corrente no banco de baterias para $D = 0,3969$ e $V_{bat} = 42V$ para o modo elevador de tensão.	88
Figura 49:	Formas de ondas simuladas da tensão e corrente no banco de baterias para $D = 0,3156$ e $V_{bat} = 42V$ para o modo elevador de tensão.	88
Figura 50:	Circuito de <i>driver</i> IR 2110 com fonte de alimentação <i>bootstrap</i> . . .	93
Figura 51:	Vista superior da versão final do protótipo implementado.	95
Figura 52:	Modo redutor de tensão com $V_{bat} = 55,2V$. (a) Tensões de bloqueio nas chaves S_1, S_2, S_3 e S_4 . (b) Tensões de bloqueio bem como as tensões de acionamento das chaves S_1 e S_2	97
Figura 53:	Modo redutor de tensão com $V_{bat} = 55,2V$: Tensão no primário e secundário do transformador e formas de onda da corrente no secundário do transformador e no indutor L_{boost}	97
Figura 54:	Forma de onda da tensão no primário do transformador e formas de onda da tensão e correntes no filtro LCL para o conversor operando no modo redutor de tensão com $V_{bat} = 55,2V$	98
Figura 55:	Formas de onda da tensão de bloqueio e comando de S_2 e S_4 para o conversor operando no modo redutor de tensão com $V_{bat} = 55,2V$. (a) Detalhe ZVS de S_2 e (b) S_4 para 500 W. (c) Detalhe de perda de ZVS de S_2 e (d) S_4 para 2% da potência nominal.	99
Figura 56:	Formas de onda da tensão de bloqueio e comando de S_1 e S_5 para o conversor operando no modo redutor de tensão com $V_{bat} = 55,2V$. (a) Detalhe ZCS de S_1 e (b) S_5 para 500 W.	99
Figura 57:	Modo redutor de tensão com $V_{bat} = 42V$. (a) Tensão no primário do transformador e formas de onda das tensões e corrente nos filtros L_{boost}, C_{filter} e L_{filter} . (b) Tensão no primário do transformador e formas de onda das tensões e corrente nos filtros C_{boost}, C_{filter} e L_{filter}	100

Figura 58:	Modo elevador de tensão com $V_{bat} = 48 V$. (a) Tensões de bloqueio nas chaves S_2, S_4, S_5 e S_6 . (b) Tensões de bloqueio bem como as tensões de acionamento das chaves S_2 e S_5	101
Figura 59:	Tensão no primário e secundário do transformador e formas de onda da corrente no secundário do transformador e no indutor L_{boost} para o conversor operando no modo elevador de tensão com $V_{bat} = 48 V$	101
Figura 60:	Operação do conversor no modo elevador de tensão com $V_{bat} = 48 V$.	102
Figura 61:	Modo elevador de tensão com $V_{bat} = 48 V$: Formas de onda da tensão de bloqueio e comando de S_2 e S_4	102
Figura 62:	Detalhes da comutação de S_1 e S_5 para o conversor no modo elevador de tensão.(a) Detalhe ZCS no <i>turn-off</i> para S_1 . (b) Detalhe ZCS no <i>turn-on</i> e <i>turn-off</i> para S_5	103
Figura 63:	Operação do conversor no modo elevador de tensão para $V_{bat} = 42 V$. (a) Tensão no primário do transformador e formas de onda das tensões e corrente nos filtros C_{BUS}, C_{filter} e L_{filter} . (b) Tensão no primário do transformador e formas de onda das tensões e corrente nos filtros C_{BUS}, C_{filter} e L_{filter}	104
Figura 64:	Quarta etapa de operação do conversor operando como redutor de tensão.	104
Figura 65:	Resultados de simulação para verificar a ressonância nas etapas 4 e 8 do modo redutor de tensão.	105
Figura 66:	Circuito equivalente ao processo de ressonância na etapa 4.	105
Figura 67:	Quarta etapa de operação do conversor operando como elevador de tensão.	106
Figura 68:	Resultados de simulação para verificar a ressonância nas etapas 3 e 6 para o conversor no modo elevador de tensão.	107
Figura 69:	Circuito equivalente ao processo de ressonância na etapa 3 para o conversor no modo elevador de tensão.	107
Figura 70:	Quarta etapa de operação do conversor operando como elevador de tensão.	108

Figura 71:	Circuito equivalente ao processo de ressonância na etapa 2 no modo elevador de tensão.	108
Figura 72:	Curva de eficiência experimental e perdas no modo redutor de tensão para três níveis de tensão no lado de baixa tensão. (a) Eficiência experimental. (b) Estimativa da distribuição das perdas do conversor.	110
Figura 73:	Curva de eficiência experimental e perdas no modo elevador de tensão para três níveis de tensão no lado de baixa tensão. (a) Eficiência experimental. (b) Estimativa da distribuição das perdas do conversor.	110
Figura 74:	Conversor <i>Current-fed Dual-Active Bridge</i> proposto por BAL <i>et al.</i> (2018a).	111
Figura 75:	Resultados experimentais das principais formas de onda do conversor CF-DAB proposto por BAL <i>et al.</i> operando no modo redutor de tensão com $V_{bat} = 48 V$. (a) EPS para 500W. (b) EPS para 60W.(c) DPS para 500W. (d) DPS para 60W.	112
Figura 76:	Resultados experimentais das principais formas de onda do conversor CF-DAB proposto por BAL <i>et al.</i> operando no modo elevador de tensão com $V_{bat} = 48 V$. (a) EPS para 500W. (b) EPS para 60W.(c) DPS para 500W. (d) DPS para 60W.	113
Figura 77:	Eficiência medida do CF-DAB com EPS, DPS e PWM para várias condições de carga para $V_{bat} = 48 V$ and $V_{bus} = 380 V$. (a) Modo redutor. (b) Boost elevador.	113
Figura 78:	Principais formas de onda no modo redutor de tensão. (a) Retificação pelos diodos. (b) Com retificação síncrona.	116

LISTA DE TABELAS

1	Principais características das baterias estudadas	33
2	Condições de comutação no modo redutor de tensão	61
3	Condições de comutação no modo elevador de tensão	72
4	Especificações para o projeto do conversor	80
5	Parâmetros e Componentes do Protótipo Experimental	96
6	Comparação entre EPS e DPS proposta por (BAL <i>et al.</i> , 2018a) com a modulação PWM	111
7	Estimativa de perdas por condução e comutação nos chaves	117

LISTA DE SIGLAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CF-DAB	<i>Current-fed Dual-Active Bridge</i>
DAB	<i>Dual-Active Bridge</i>
DPS	Defasagem angular dupla (<i>Dual Phase-shift</i>)
EPS	Defasagem angular estendida (<i>Extended Phase-shift</i>)
MCC	Modo de Condução Contínua
MCD	Modo de Condução Descontínua
PWM	Modulação por largura de pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
SPS	Defasagem angular simples (<i>Single Phase-shift</i>)
TPS	Defasagem angular tripla (<i>Triple Phase-shift</i>)
TRM	Modulação triangular (<i>Triangular modulation</i>)
UPS	Fonte de Alimentação Ininterrupta (Uninterruptible Power Supply)
ZCS	Comutação sob Zero de Corrente (<i>Zero Current Switching</i>)
ZVS	Comutação sob Zero de Tensão (<i>Zero Voltage Switching</i>)

LISTA DE SÍMBOLOS

δ_1	Ângulo de defasagem δ_1
δ_2	Ângulo de defasagem δ_2
$\Delta I_{L_{boost}}$	Variação da corrente $I_{L_{boost}}$
ϕ	Ângulo de defasagem ϕ
ω_r	Frequência de ressonância ω_r
C_{bar}	Capacitor de filtro do barramento CC
C_{bat}	Capacitor de filtro da bateria
C_{filter}	Capacitor de filtro C_{filter}
C_{oss}	Capacitância de saída do MOSFET
C_r	Capacitor ressonante C_r
C_{total}	Capacitância total C_{total}
D	Razão cíclica
D_{boost}	Diodo principal D_{boost}
D_{buck}	Diodo principal D_{buck}
S_3	Chave principal S_3
G_{S_1}	Sinal de gate da chave S_1
G_{S_2}	Sinal de gate da chave S_2
G_{S_3}	Sinal de gate da chave S_3
G_{S_4}	Sinal de gate da chave S_4
G_{S_5}	Sinal de gate da chave S_5
G_{S_6}	Sinal de gate da chave S_6
G_{S_7}	Sinal de gate da chave S_7
G_{S_8}	Sinal de gate da chave S_8
i_1	Corrente instantânea de entrada da rede de interruptores
i_2	Corrente instantânea de saída da rede de interruptores
i_{bat}	Corrente instantânea na bateria
$i_{C_{filter}}$	Corrente instantânea no capacitor C_{filter}
$i_{L_{boost}}$	Corrente instantânea no indutor L_{boost}
i_{pk}	Corrente de pico i_{pk}
I_1	Corrente média de entrada da rede de interruptores

LISTA DE SÍMBOLOS

I_2	Corrente média de saída da rede de interruptores
I_{Llk}	Corrente na indutância de dispersão
$I_{Llk,rms}$	Corrente eficaz na indutância de dispersão
I_{peak}	Corrente de pico I_{peak}
$I_{ZVS_{min}}$	Corrente mínima para alcançar ZVS
$k_{C_{oss}}$	Coefficiente de variação da capacitância C_{oss}
L_{aux}	Indutor auxiliar L_{aux}
L_{boost}	Indutor principal L_{boost}
L_{boost_1}	Indutor principal L_{boost_1}
L_{boost_2}	Indutor principal L_{boost_2}
L_{eq}	Indutância de equivalente L_{eq}
L_{lk}	Indutância de dispersão do transformador L_{lk}
L_m	Indutância magnetizante do transformador L_m
L_r	Indutor ressonante L_r
M	Ganho estático
n	Relação de transformação
P	Fonte de potência dependente P
R_{bar}	Resistência R_{bar}
R_{bat}	Resistência R_{bat}
R_e	Resistência efetiva sem perdas R_e
S_1	Chave principal S_1
S_2	Chave principal S_2
S_3	Chave principal S_3
S_4	Chave principal S_4
S_5	Chave principal S_5
S_6	Chave principal S_6
S_7	Chave principal S_7
S_8	Chave principal S_8
S_{boost}	Chave principal S_{boost}
S_{buck}	Chave principal S_{buck}

LISTA DE SÍMBOLOS

$t_{dead_{max}}$	Tempo morto máximo
T	Metade do período de comutação
T_s	Período de comutação
v_1	Tensão instantânea de entrada da rede de interruptores
v_2	Tensão instantânea de saída da rede de interruptores
V_1	Tensão média de entrada da rede de interruptores
V_2	Tensão média de saída da rede de interruptores
V_{bar}	Tensão do barramento CC
V_{bat}	Tensão da bateria
$V_{bat_{max}}$	Tensão máxima da bateria
$V_{bat_{min}}$	Tensão mínima da bateria
$V_{C_{filter}}$	Tensão média no capacitor C_{filter}
$V_{L_{filter}}$	Tensão média no indutor L_{filter}
$V_{L_{boost}}$	Tensão média no indutor L_{boost}
V_{pri}	Tensão do primário do transformador
V_{sec}	Tensão do secundário do transformador

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	20
1.1	JUSTIFICATIVA	24
1.2	OBJETIVOS	26
1.2.1	Objetivo geral	26
1.2.2	Objetivos específicos	26
1.3	CONTRIBUIÇÕES	27
1.4	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	28
2	REVISÃO DA LITERATURA	29
2.1	SISTEMAS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA POR BATERIAS	29
2.1.1	Princípios de sistemas de armazenamento de energia por baterias	29
2.1.2	Tecnologias de construção	32
2.1.3	Carga e descarga das baterias	34
2.2	CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS PARA APLICAÇÕES EM SISTEMAS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA	35
2.2.1	Conversores CC-CC alimentados em tensão	36
2.2.2	Conversores CC-CC alimentados em corrente	39
2.3	CRITÉRIOS DE SELEÇÃO E ESCOLHA DO CONVERSOR	42
2.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO	44
3	ANÁLISE E DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR	46
3.1	ANÁLISE DO CONVERSOR	46
3.1.1	Conversor no modo redutor de tensão	47
3.1.2	Ganho estático do conversor no modo redutor de tensão	54
3.1.3	Condições de Comutação Suave	58
3.1.3.1	Chaves no Lado de Alta Tensão	58
3.1.3.2	Chaves no Lado de Baixa Tensão	61
3.1.4	Conversor no modo elevador de tensão	61

3.1.5	Ganho estático do conversor no modo elevador de tensão	67
3.1.6	Condições de Comutação Suave	72
3.1.6.1	Chaves no Lado de Alta Tensão	72
3.1.6.2	Chaves no Lado de Baixa Tensão	72
3.1.7	Análise de Corrente rms e Corrente Circulante	72
3.1.8	Influência do transformador	73
3.1.9	Projeto do transformador	74
3.1.10	Projeto dos filtros	75
3.2	DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR	80
3.2.1	Dimensionamento do transformador	81
3.2.2	Dimensionamento dos filtros	81
3.3	RESULTADOS DE SIMULAÇÕES	84
3.3.1	Simulação do conversor no modo redutor de tensão	84
3.3.2	Simulação do conversor no modo elevador de tensão	86
3.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO	88
4	IMPLEMENTAÇÃO DO CONVERSOR E RESULTADOS EXPERI- MENTAIS EM MALHA ABERTA	90
4.1	IMPLEMENTAÇÃO DO CONVERSOR	90
4.1.1	Especificações dos indutores	90
4.1.2	Especificações do transformador	90
4.1.3	Chaves semicondutoras	91
4.1.4	Cálculo de tempo morto e alcance ZVS das chaves de alta tensão para o modo redutor de tensão	91
4.1.5	Circuito de <i>driver</i>	92
4.2	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	95
4.2.1	Resultados experimentais do conversor no modo redutor de tensão	96
4.2.1.1	Resultados experimentais para 55,2 V	96
4.2.1.2	Resultados experimentais para 42 V	98
4.2.2	Resultados experimentais do conversor no modo elevador de tensão	100
4.2.2.1	Resultados experimentais para 48 V	100
4.2.2.2	Resultados experimentais para 42 V	103
4.2.3	Oscilações presentes nas formas de onda	103
4.2.3.1	Oscilações no modo redutor de tensão	103
4.2.3.2	Oscilações no modo elevador de tensão	106

4.2.4	Eficiência	109
4.2.5	Comparativo de eficiência com as modulações PWM, EPS e DPS.....	110
4.2.6	Retificação síncrona	114
4.3	CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO	116
5	CONCLUSÕES	118
5.1	SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	118
6	PUBLICAÇÕES	120
	REFERÊNCIAS	125

1 INTRODUÇÃO

A energia elétrica é imprescindível para o progresso no mundo moderno. O sistema elétrico tradicional fornece um fluxo de energia unidirecional, no qual os consumidores estão limitados a serem os usuários finais de energia. Devido ao aumento contínuo da demanda de energia, é necessária uma evolução no sistema elétrico tradicional visando uma estrutura energética eficiente, inteligente e interconectada. Neste sentido, surge o conceito das redes inteligentes, ou *smart grids*, que viabilizam a troca mútua de energia elétrica e informação entre concessionária e consumidores (NIAZI, 2019),(SURYADEVARA; BISWAL, 2019).

A integração das redes inteligentes com a geração distribuída de energia a partir de fontes de energia renováveis provindas das instalações dos consumidores, permite esse fluxo bidirecional de energia. Desta forma, os consumidores deixam de ser apenas os usuários finais de energia e passam a contribuir com a geração de energia elétrica trazendo benefícios na confiabilidade das redes inteligentes (SURYADEVARA; BISWAL, 2019).

Em meio ao crescimento da implementação das fontes de energias renováveis a flexibilização das premissas básicas do setor de energia, como a conformidade entre oferta e demanda, vem se tornando possível devido à geração distribuída (TIETE, 2018). Uma das alternativas para gerar a própria energia elétrica é a microgeração por fonte solar fotovoltaica (ANEEL, 2018). Neste tipo de geração, a potência é gerada de forma intermitente, uma vez que a irradiância solar é uma fonte energia renovável que apresenta como característica essencial grande variabilidade. Essa característica é decorrente das condições climáticas que por sua vez, estão associadas a geografia de cada lugar (MARKVART; CASTANER, 2003). Além disso, a variação da irradiância de energia solar pode ocorrer em longos ou curtos períodos de tempo, podendo variar a potência de um sistema fotovoltaico em questões de segundos (LINDEN; REDDY, 2011).

Tais variações entre geração e demanda de energia impactam diretamente na rede elétrica, resultando em variações de frequência ou tensão que podem afetar a qualidade de energia da rede. Neste caso, os sistemas de armazenamento de energia são uma solução aplicável para absorver e suavizar as flutuações de tensão e frequência na rede.

Assim, o sistema de armazenamento de energia irá permitir que o excesso de energia gerada seja acumulado e possa ser utilizado em um momento que seja necessário ou ocorra um pico de demanda (LINDEN; REDDY, 2011). Esta integração da geração de energia fotovoltaica com sistemas de armazenamento promove a redução da dependência da geração e o aumento da confiabilidade do sistema (LINDEN; REDDY, 2011), (TESLA, 2018).

Os sistemas de armazenamento de energia têm favorecido a inserção e incorporação das fontes de energias renováveis ao sistema elétrico. A escolha de um sistema de armazenamento de energia depende de parâmetros específicos, tais como, eficiência, capacidade e densidade de energia, tempo de vida útil, tempo de resposta, custos e impacto ambiental. Tais parâmetros permitem definir o sistema de armazenamento de energia que tenha a melhor desempenho possível de acordo com o cenário ao qual será submetido. Dentre as tecnologias de sistemas de armazenamento de energia disponíveis, as baterias, células a combustível, *flywheels* e supercapacitores são comumente empregados em sistemas de baixa e média escala (BELU, 2019).

Em sistemas de geração fotovoltaica, os bancos de baterias são opções de armazenamento de energia apropriadas devido a sua característica de corrente contínua e resposta rápida (LUQUE; HEGEDUS, 2003), (MARKVART; CASTANER, 2003). Em momentos em que ocorre a variação de irradiância solar nos painéis fotovoltaicos, devido a passagem de nuvens, faz com que a potência gerada seja intermitente. Desta maneira as baterias são um recurso para moderar essa variação na geração (MARKVART; CASTANER, 2003). Além disso, os horários de geração de energia por meio da energia solar nem sempre coincidem com os horários de demanda. A utilização de bancos de baterias possibilita o armazenamento da energia excedente e o fornecimento de energia quando não há geração, por exemplo à noite (LINDEN; REDDY, 2011).

Para que as baterias possam atuar como cargas ou fontes de energia, como, por exemplo, em uma microrrede, os níveis de tensão e corrente da bateria devem ser adequados aos níveis de tensão do barramento CC (RASHID, 2011). Em algumas situações, as baterias são ligadas diretamente ao barramento CC. Embora esta abordagem apresente simplicidade, o banco de baterias é submetido a altas tensões e não há controle para limitar o fornecimento de carga bem como limitar a profundidade de descarga das baterias (KALOGIROU, 2018). Além disso, as baterias ficam susceptíveis às ondulações de tensão providas do barramento CC. Tais adversidades diminuem o tempo de vida útil das baterias.

Uma possível solução para estas limitações é realizar a interface entre a microrrede e o banco de baterias por meio de um conversor. A figura 1 mostra a aplicação de conversores para armazenamento de energia por baterias em microrredes. Estes conversores tornam o processo de carga e descarga controlável devido a sua capacidade de prover fluxo de energia entre a entrada e a saída, e fornecer uma tensão de saída dentro das especificações independente das variações presentes na tensão de entrada (GAO, 2015).

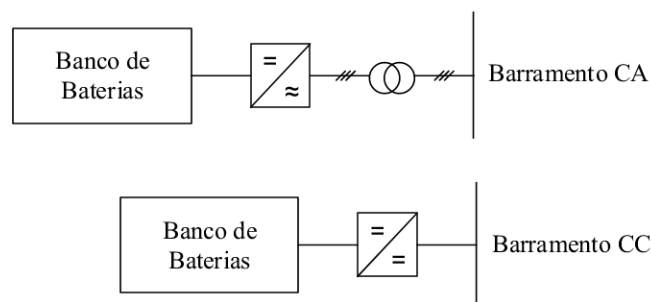


Figura 1: Aplicações de conversores em sistemas de armazenamento de energia por baterias.

Fonte: Adaptado de GAO (2015).

Uma abordagem é a utilização de conversores CC-CC unidirecionais. Neste caso, é necessária a utilização de dois conversores CC-CC unidirecionais, um para transferir o fluxo de potência do barramento CC para as baterias e outro para transferir o fluxo de potência das baterias para o barramento CC. Embora o processo de carga e descarga das baterias se torne controlável, a necessidade de utilizar duas estruturas distintas implica no aumento do número de semicondutores e filtros (FOROUZESH *et al.*, 2017).

Outra forma de prover um fluxo de energia controlável é a utilização de conversores CC-CC bidirecionais, que são capazes de prover um fluxo de energia em qualquer direção entre entrada e saída (GAO, 2015). A topologia de um conversor bidirecional pode ser obtida de uma topologia unidirecional, substituindo os dispositivos semicondutores unidirecionais por chaves semicondutoras bidirecionais. Diferentemente da situação anterior em que duas estruturas são necessárias, neste caso, uma única estrutura comporta os filtros de corrente e tensão independente da direção do fluxo de energia entre o barramento CC e as baterias. Além disso, não há mais a necessidade dos semicondutores unidirecionais (FOROUZESH *et al.*, 2017).

Um exemplo de uma microrrede com um sistema de energia renovável fotovoltaico pode ser formado por um módulo fotovoltaico e um conjunto de baterias interconectados ao barramento CC e a rede CA por meio de conversores. Na figura 2, o módulo fotovoltaico e o banco de baterias estão conectados em paralelo com o barramento CC através de conversores CC-CC e o barramento CC fornece energia para a rede através do conversor CC-CA. Para que ocorra a carga e descarga do banco de baterias é necessário um conversor CC-CC bidirecional, que funciona de forma independente e proporciona o controle de energia conforme a necessidade do sistema (ZHAO *et al.*, 2018).

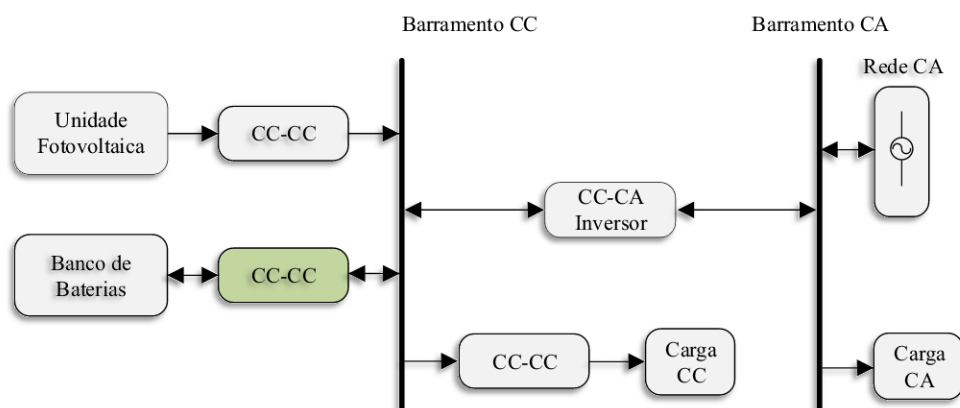


Figura 2: Microrrede com sistema fotovoltaico integrado à rede através do barramento CC.

Fonte: Adaptado de ZHAO *et al.* (2018).

O barramento CC possibilita a interconexão das fontes de energia, do sistema de armazenamento e cargas CC de forma simples e eficiente (ROGGIA *et al.*, 2013), (SHRESTHA *et al.*, 2018). Desta forma, padrões de 380 V no barramento CC têm sido implementados em sistemas de geração distribuída, superando sistemas convencionais de 48 V (FOROUZESH *et al.*, 2017), (SHRESTHA *et al.*, 2018). Porém, em algumas aplicações a utilização de sistemas de extra baixa tensão é importante por garantir a proteção contra choque elétrico.

Em uma microrrede residencial é interessante a aplicação de sistemas de armazenamento de energia de extra baixa tensão (ROGGIA *et al.*, 2013). Em aplicações de fontes de energia ininterruptas (UPS - *uninterruptible power supply*) e sistemas de telecomunicação, geralmente a baixa tensão do banco de baterias de 48 V precisa ser elevada para a tensão do barramento CC (380 V a 400 V) para a conexão na rede (SHRESTHA *et al.*, 2018), (HU; GONG, 2015). Portanto, surgem dois requisitos importantes que devem

ser desempenhados pelo conversor CC-CC: possuir elevado ganho estático para adequar os níveis de tensão do banco de baterias ao barramento CC no processo de descarga e prover isolamento elétrica entre o barramento CC e o banco de baterias.

É perceptível a relevância de conversores CC-CC bidirecionais na incorporação de sistemas de armazenamento de energia por baterias e na integração de fontes de energia renováveis à rede elétrica. Como requisitos básicos, além de prover um fluxo de energia bidirecional para a carga e descarga das baterias, os conversores devem apresentar alta eficiência, ganho elevado, tamanho e peso reduzidos.

1.1 JUSTIFICATIVA

Para o desenvolvimento de um conversor que controle o processamento de energia adequadamente é preciso conhecer os principais aspectos das baterias que influenciam na vida útil bem como atender especificações indicadas pelo fabricante. De forma geral, dentre os fatores que interferem na vida útil, os principais são a capacidade de energia, temperatura de operação e capacidade de carga e descarga (KALOGIROU, 2018).

As normas, tais como ABNT NBR 16145:2013 e ABNT NBR 14204:2002, transmitem as diretrizes dos requisitos para a utilização e ensaio das baterias de chumbo-ácido e íon-lítio, respectivamente. Além disso, é preciso verificar as indicações de níveis de corrente e tensão do fabricante. Pois estes aspectos estão associados a temperatura de operação das baterias. Assim, é fundamental a utilização de conversores que garantam a operação das baterias dentro das especificações.

Em sistemas armazenamento de energia por baterias a aplicação de conversores CC-CC bidirecionais isolados apresenta vantagens com relação a conversores CC-CC bidirecionais não isolados, como, por exemplo, a redução dos níveis de tensão nos semicondutores (RASHID, 2011). Além disso, o transformador presente no conversor isolado possibilita a isolamento elétrica entre a entrada e a saída, característica que traz mais segurança na interface entre as baterias e o barramento CC. Outra vantagem do conversor CC-CC bidirecional isolado é a relação de transformação do transformador que reduz ou aumenta as tensões e correntes de acordo com a direção do fluxo de energia, contribuindo com o ganho estático do conversor (EMADI *et al.*, 2009).

Devido a aplicação em armazenamento de energia por baterias, neste trabalho, a pesquisa ficou restrita a conversores CC-CC bidirecionais isolados, visto que estes proporcionam um fluxo de energia bidirecional, e possuem vantagens com relação ao ganho

estático e isolamento elétrica entre o banco de baterias e o barramento CC.

Uma das topologias com fluxo bidirecional e isolamento galvânica mais difundida atualmente é o conversor *Dual-Active Bridge* (DAB)(AKAGI *et al.*, 2016)(EVERTS, 2017)(GUO; SHA, 2019). Esta topologia é composta por duas fontes de tensão ativas conectadas por um transformador de alta frequência e, opcionalmente, podem ser adicionados indutores externos em série.

Embora os conversores DAB apresentem alta eficiência, a topologia constituída por duas fontes de tensão tem como característica intrínseca reduzir a tensão, desta forma, ao atuar como elevador de tensão o ganho estático é limitado. Para aumentar o ganho estático, o transformador é projetado com grandes relações de transformação, porém, isto implica no aumento do volume do transformador.

Em GUO *et al.* (2019) são conectadas duas saídas em série no lado de alta tensão do transformador para elevar a tensão das baterias de acordo com os níveis do barramento CC. Embora melhore o ganho estático de tensão, o número de semicondutores é aumentado e, conseqüentemente, o custo do conversor. Em BAL *et al.* (2018a), é proposto um conversor *Current-Fed Dual Active Bridge* (CF-DAB). O CF-DAB é composto por duas pontes ativas, no qual o lado de baixa tensão apresenta característica de fonte de corrente e o lado de alta tensão apresenta característica de fonte de tensão. Assim, esta configuração é interessante, uma vez que conversores alimentados em corrente atuam como elevadores de tensão.

A característica de fonte de corrente pode ser obtida ao inserir um indutor em série com a fonte CC (AHMED, 2000). Entretanto, na comutação das chaves o indutor está em série com a indutância de dispersão e força uma abrupta mudança na corrente da indutância de dispersão, provocando picos de tensão no transformador e nas chaves semicondutoras (MORAES *et al.*, 2020), (BAL *et al.*, 2018a).

Na literatura, alterações na topologia dos conversores CF-DAB têm sido feitas, como a inclusão de circuitos auxiliares, para prover comutação suave e eliminar ou amenizar as sobretensões (MORAES *et al.*, 2020). Outra forma de reduzir essas sobretensões é melhorar as estratégias de modulação (GUO; SHA, 2019), (EVERTS, 2017), (BAL *et al.*, 2018a). Porém, muitas vezes as estratégias de modulação podem ser complexas sendo necessário levar em consideração diversos fatores, tais como a não-linearidade das capacitâncias de saída das chaves, ou a falta desses parâmetros pode levar a condições de operação com perdas por comutação (EVERTS, 2017).

Em CHEN *et al.* (2019) é proposta uma topologia chamada *Active Bridge Active Clamp* (ABAC) para evitar o problema dos conversores DAB alimentados em corrente. Esta topologia é composta por um conversor *full-bridge* no lado de alta tensão do transformador e um conversor *full-bridge* com quatro circuitos de grampeamento ativo no lado de baixa tensão do transformador. Porém, para aplicações de baixa tensão e alta potência, é necessário um paralelismo dos dispositivos semicondutores ou um transformador com uma estrutura secundária dupla no lado de baixa tensão.

Visando amenizar os problemas relacionados à indutância de dispersão em série com o indutor de entrada e proporcionar que as chaves operem com comutação suave para obter um rendimento elevado, este trabalho propõe a utilização de uma modulação PWM em um conversor CC-CC bidirecional isolado alimentado em corrente operando em modo de condução descontínua (MCD). Além de prover comutação suave, a modulação PWM com a operação em MCD proporciona elementos magnéticos com peso e volume reduzidos e aumento de ganho estático quando comparado à outras estratégias de modulação.

1.2 OBJETIVOS

1.2.1 Objetivo geral

Analisar, projetar e implementar um conversor CC-CC isolado bidirecional com modulação PWM e elevado ganho estático para a aplicação de carga e descarga de baterias.

1.2.2 Objetivos específicos

A fim de alcançar o objetivo geral, este trabalho teve os seguintes objetivos específicos:

- Analisar diferentes estratégias de modulação e comparar com a modulação PWM;
- Definir uma topologia de conversor para utilizar com a modulação PWM;
- Analisar a topologia do conversor e a estratégia de modulação utilizada;
- Projetar o conversor para um potência de entrada de 500W;
- Desenvolver o modelo matemático em regime permanente do conversor;
- Implementar o circuito de potência do conversor;

- Realizar testes com o conversor operando em malha aberta;
- Analisar os resultados experimentais obtidos na implementação.

1.3 CONTRIBUIÇÕES

As principais contribuições obtidas com o desenvolvimento deste trabalho são:

- Desenvolvimento de um conversor CC-CC bidirecional ponte completa isolado (CF-DAB, do inglês *Current-Fed Dual Active Bridge*) com alto ganho para aplicações em sistemas de armazenamento de energia por baterias;
- Propor o uso do modo de condução descontínua (MCD) para o conversor CF-DAB utilizando uma modulação PWM assimétrica. A modulação PWM tem sido proposta para o conversor CF-DAB operando no modo de condução contínua (MCC);
- Análise dos modos de operação do conversor CF-DAB e suas condições de comutação quando utilizada a modulação PWM assimétrica no MCD;
- A partir das análises anteriores, dedução das principais equações para o projeto do conversor CF-DAB operando em MCD com a modulação PWM assimétrica, considerando os níveis máximos de ondulação de corrente e tensão de acordo com as diretrizes da norma ABNT NBR 14204.

As vantagens do uso do MCD no conversor CF-DAB com modulação PWM assimétrica são:

- Ampla faixa de comutação suave em comparação com MCC ou a modulação convencional por defasagem angular simples (SPS, do inglês *single-phase-shift*);
- Redução dos componentes magnéticos, devido a operação MCD, reduzindo volume e os custos em geral;
- Alta eficiência do conversor em uma ampla faixa de potência. A eficiência foi experimentalmente comparada com as modulações DPSM e EPSM (ZHAO *et al.*, 2014), (BAL *et al.*, 2018a) e (BAL *et al.*, 2018b).

1.4 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

No Capítulo dois são apresentadas a composição e tipos de sistemas de armazenamento de energia por baterias, bem como o processo de carga e descarga de baterias. Na sequência são apresentadas as principais topologias de conversores CC-CC bidirecionais utilizados para realizar a interface entre barramento CC e baterias. Além das topologias, são discutidas sobre as principais técnicas de modulação e suas particularidades. Por fim, é definida a topologia e a técnica de modulação do conversor com base nas necessidades da aplicação.

No terceiro capítulo são apresentadas a topologia e as etapas de operação para o modo redutor e elevador de tensão do conversor definido. A partir das etapas de operação é obtido o modelo matemático em regime permanente e são analisadas as condições de comutação, de ambos os modos. Na sequência é feita uma breve análise da corrente eficaz, da corrente circulante e influência do transformador. Posto isso, é apresentada uma metodologia de projeto para o transformador e filtros do conversor. Após isso, é feito o dimensionamento do transformador e filtros com base nas especificações definidas para a aplicação. Por fim, é realizada uma simulação do conversor considerando os componentes ideais para validar as formas de onda, as análises em regime permanente e verificar se os filtros atendem as especificações.

No capítulo quatro são apresentados detalhes sobre a implementação do conversor. Os resultados experimentais obtidos através do protótipo do conversor são apresentados e as formas de onda são analisadas bem como é avaliado o rendimento do conversor. Na sequência, uma segunda topologia de conversor CF-DAB é implementada e são reproduzidas duas técnicas de modulação neste novo protótipo. Os resultados experimentais deste segundo protótipo são analisados e comparados aos resultados experimentais do conversor desenvolvido. Por fim, é feita uma breve análise da utilização de retificação síncrona no conversor desenvolvido.

As conclusões obtidas do trabalho são dispostas no capítulo cinco.

As publicações realizadas são apresentadas no capítulo seis.

2 REVISÃO DA LITERATURA

2.1 SISTEMAS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA POR BATERIAS

2.1.1 Princípios de sistemas de armazenamento de energia por baterias

Dentre as tecnologias de sistemas de armazenamento de energia as baterias são categorizadas como sistema de armazenamento de energia eletroquímico. Os princípios fundamentais e o funcionamento de uma bateria, independente do tipo, podem ser explicados por meio de uma célula eletroquímica. A figura 3 apresenta a configuração básica de uma célula eletroquímica, que consiste de dois eletrodos - cátodo e ânodo - separados fisicamente e imersos em um recipiente com um eletrólito. Os eletrodos são conectados por um dispositivo externo que pode funcionar como uma carga ou fonte de energia (BELU, 2019), (LUQUE; HEGEDUS, 2003).

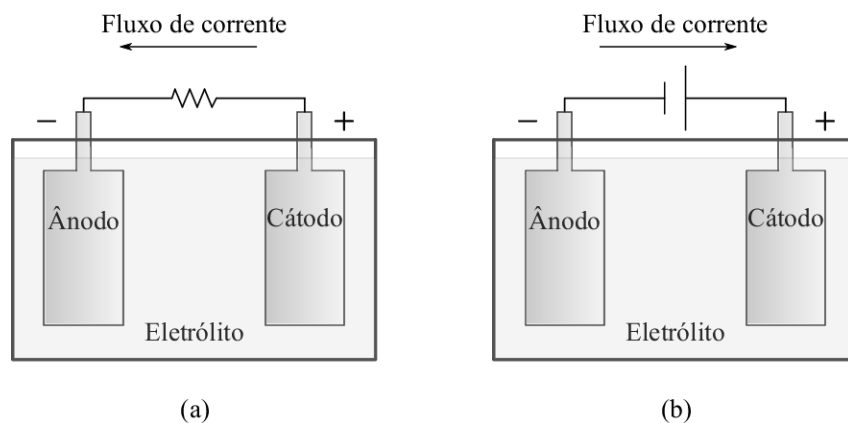


Figura 3: Configuração básica de uma célula eletroquímica (a) processo de descarga e (b) carga.

Geralmente, as baterias são constituídas de duas ou mais células elétricas, ligadas em série e/ou paralelo, com o objetivo de alcançar a tensão, a corrente e a potência desejada. As células, são formadas de eletrodos positivos e negativos que ligados através do eletrólito geram energia elétrica CC por meio da conversão de energia química (BELU, 2019). A melhor combinação de materiais de cátodo e ânodo visa os materiais que são mais leves e fornecem uma alta tensão e capacidade. O eletrólito deve ser bom condutor iônico, porém, não deve conduzir eletricamente, caso contrário pode ocorrer um curto-circuito

interno (LUQUE; HEGEDUS, 2003).

As baterias podem ser classificadas como primárias ou secundárias. As baterias primárias são descarregadas uma única vez e descartadas. Este tipo de bateria possui peso leve e baixo custo e normalmente são utilizados em dispositivos eletrônicos portáteis, iluminações e brinquedos. Nas baterias secundárias, após estarem descarregadas, as células eletroquímicas podem ser restauradas à sua condição original carregada por uma corrente elétrica que flui na direção oposta à corrente de descarga. As baterias secundárias também são conhecidas como acumuladores e possuem uma ampla gama de aplicações que vão de dispositivos eletrônicos portáteis até aplicações automotivas. Mais recentemente, as baterias secundárias têm sido desenvolvidas para aplicações com veículos elétricos e integração de fontes de energia renováveis na geração distribuída (BELU, 2019), (LUQUE; HEGEDUS, 2003).

Visto a diferença entre as baterias primárias e secundárias, este trabalho foca na pesquisa e compreensão somente das baterias secundárias, as quais são apropriadas para aplicações de geração de energia renovável. Além disso, é definido neste trabalho que quando as baterias atuam como fonte de tensão estão no processo de descarga e quando atuam como acumuladores estão no processo de carga.

As propriedades elétricas das baterias são importantes para o dimensionamento adequado e a operação correta das baterias. As principais terminologias são:

- Tensão nominal: soma total das tensões de operação característica de cada célula que forma uma bateria;
- Tensão de descarga: valor de tensão nos terminais da bateria no qual deve-se considerar uma bateria descarregada;
- Tensão de circuito aberto: tensão existente entre os polos da bateria em circuito aberto;
- Tensão de flutuação: tensão acima da tensão de circuito aberto, estabelecida para elemento carregado, acrescida apenas do necessário para compensar as perdas por autodescarga, mantendo o elemento carregado;
- Capacidade de carga: é a quantidade de energia disponível até a bateria atingir a tensão final de descarga. Normalmente a capacidade é medida em amperes-horas (Ah);

- Carga: processo em que as células eletroquímicas são restauradas à sua condição original carregadas, ou seja, ocorre a conversão de energia elétrica em energia química;
- Taxa de carga e descarga: as taxas de carga e descarga são convenientes para comparar as correntes nas quais as baterias são carregadas, independentemente da capacidade da bateria;
- Descarga: processo de conversão de energia química em energia elétrica;
- Auto-descarga: descarga resultante de processos eletroquímicos internos da bateria em condições de circuito aberto;
- Sobrecarga: excesso de carga na bateria que vai além do estado de carga total e que pode resultar em danos permanentes à bateria;
- Resistência interna: resistência medida nos terminais da bateria em condições de circuito aberto;
- Vida útil: intervalo de tempo em que a bateria é capaz de operar de forma apropriada. Este intervalo de tempo está relacionado entre o início de operação e o instante no qual sua capacidade atinge um valor percentual do valor da capacidade nominal.

Algumas aplicações requerem níveis de tensão ou corrente que não podem ser alcançados por uma única bateria comercial. Neste caso, associações em paralelo ou série podem ser realizadas. A associação em série provê um aumento na tensão do banco de baterias, com a desvantagem de manter a capacidade do banco igual a de uma única bateria. Na associação em paralelo a corrente é aumentada e conseqüentemente a capacidade do banco de baterias. Entretanto, se houver alguma incompatibilidade entre tensão, capacidade, tempo de vida útil ou características construtivas entre as baterias conectadas, todo o banco de baterias pode ser comprometido e operar de forma ineficiente (OMARIBA *et al.*, 2019).

O tempo de vida útil é parâmetro importante, pois está diretamente relacionado ao custo/benefício do sistema de armazenamento e muitos fatores podem influenciar na redução do tempo de uma bateria. Baterias sujeitas à sobrecargas e descargas profundas podem ter suas estruturas danificadas permanentemente. Outro fator que pode contribuir para a redução da vida útil é a temperatura de operação e condições de armazenamento. As baterias devem ser armazenadas em locais arejados com controle de

temperatura e devem ser operadas dentro de uma faixa de temperatura conforme as diretrizes da norma de cada tipo de bateria (LINDEN; REDDY, 2011). Além disso, segundo a ABNT NBR 14204 (2002) e ABNT NBR 16145 (2013), para que o acumulador opere sem degradação da vida útil a componente de *ripple* deve ser no máximo 1% da tensão de flutuação e com corrente de 5 A para cada 100 Ah da capacidade nominal da bateria.

Comercialmente existem diversos tipos de baterias que diferem por suas características construtivas, portanto, possuem diferentes particularidades como capacidade, perfil de carga e descarga, tempo de vida útil, etc. Desta forma, essas propriedades devem ser levadas em consideração no dimensionamento e escolha da bateria conforme a aplicação a qual está associada.

2.1.2 Tecnologias de construção

Em aplicações de microrredes residenciais com geração de energia é comum a utilização de baterias estacionárias de chumbo-ácido e níquel-cádmio. Além dessas duas tecnologias as baterias de íon-lítio vem se destacando no mercado (LINDEN; REDDY, 2011), (KALOGIROU, 2018), (BELU, 2019).

As baterias de chumbo-ácido são amplamente utilizadas atualmente devido ao seu baixo custo, longa vida útil (até 20 anos para aplicações em UPS), resposta rápida, baixa taxa de auto-descarga e maturidade. Esses fatores fizeram com que as baterias de chumbo-ácido tivessem alta taxa de aceitação no mercado, sendo suas principais aplicações em sistemas de transporte e energia renovável. A tensão entre duas placas de chumbo é de 2,02 V, assim se seis placas de chumbo são conectadas em série o terminal da bateria apresenta uma tensão de 12,12 V. As baterias de chumbo-ácido possuem uma eficiência de 80% a 90% da energia carregada (BELU, 2019).

A grande desvantagem da bateria de chumbo-ácido é o baixo conteúdo de energia específica devido ao alto peso molecular do chumbo, conseqüentemente, tem-se baterias com elevado peso. Porém este parâmetro não é crucial em sistemas autônomos de alimentação, visto que a bateria é estacionária. Outra desvantagem são riscos associados ao chumbo e ácido sulfúrico durante a produção e descarte. A vantagem é que as baterias de chumbo-ácido são produtos altamente recicláveis, no qual mais de 97% do chumbo da bateria é reciclado (LUQUE; HEGEDUS, 2003), (BELU, 2019).

Por sua vez, as baterias de níquel-cádmio também são comumente empregadas por serem consideradas uma tecnologia madura, mas possuem um custo de aquisição

superior quando comparadas as baterias de chumbo-ácido. Estas baterias possuem alta capacidade de descarga, robustez e confiabilidade. A vida útil dessas baterias pode ser superior às baterias de chumbo-ácido chegando aos 25 anos e a eficiência é de 60% a 70%. A tensão entre as células de uma bateria de níquel-cádmio é de 1,3 V. As desvantagens das baterias de níquel-cádmio é o efeito memória e alta toxicidade do cádmio presente na composição. Com relação as baterias de chumbo-ácido, as baterias de níquel-cádmio possuem uma taxa de auto-descarga maior e podem custar até dez vezes mais do que uma bateria de chumbo-ácido equivalente (BELU, 2019), (LUQUE; HEGEDUS, 2003).

As baterias de íon-lítio vêm se destacando no mercado devido à sua alta densidade de energia específica, possibilitando a redução de peso e volume. A tensão entre as células de uma bateria de íon-lítio é de aproximadamente 3,6 V. Além dessas vantagens, as baterias de íon-lítio não possuem efeito memória, apresentam baixa resistência interna, baixas taxas de autodescarga e eficiência superior aos 90%. A desvantagem é que as baterias de íon-lítio têm maior custo e devem ser mantidas dentro de limites operacionais bem definidos, caso contrário, podem ocorrer falhas ou danos permanentes. Por isso, as baterias de íon-lítio necessitam de sistemas de gerenciamento aprimorados para prover proteção contra condições de descarga profunda, sobrecarga ou superaquecimento (BELU, 2019), (LINDEN; REDDY, 2011).

A tabela 1 apresenta as principais características das baterias mencionadas. Tendo em vista as vantagens e desvantagens de algumas tecnologias de construção, as baterias de chumbo-ácido possuem características satisfatórias como baixo custo, maturidade, tensão e densidade energética, sendo atualmente a tecnologia mais empregada em sistemas de armazenamento de energia. A medida que outras tecnologias forem sendo consolidadas e a produção aumentada, passarão assumir a posição das baterias de chumbo-ácido.

Tabela 1: Principais características das baterias estudadas

Parâmetros	Chumbo-ácido	Níquel-cádmio	Lítio-íon
Tensão nominal por célula (V)	2,02	1,30	3,60
Temperatura de operação (°C)	-15 a +50	-45 a +50	-20 a +60
Densidade energética (Wh/kg)	20 - 40	30 - 50	90 - 150
Eficiência (%)	80 - 90	60 - 70	90 - 95
Tempo de vida útil (anos)	3 - 20	3 - 25	
Auto descarga (%/mês)	2 - 5	10 - 20	2 - 8
Ciclos de vida	250- 500	300 - 700	500 - 1000
Maturidade	Avançada	Avançada	Intermediária

Vale ressaltar que o objetivo do trabalho não é comparar detalhadamente os parâmetros de diferentes tipos de baterias. O intuito do estudo é definir os parâmetros do sistema de armazenamento, de acordo com a aplicação, para o projeto do conversor. Assim, a partir deste comparativo, os parâmetros do sistema de armazenamento de energia foram baseados em um banco de baterias de chumbo-ácido.

2.1.3 Carga e descarga das baterias

O processo de carga e descarga das baterias deve ser feito de forma adequada pois influencia na vida útil das baterias. Existem diversas estratégias para a carga dos diferentes tipos de baterias. As figuras 4(a) e (b) apresentam os processos mais comuns para a carga de baterias de chumbo-ácido. Na figura 4(a) a bateria é carregada por corrente constante/tensão constante. Neste método a bateria é carregada com uma corrente fixa pré-definida até que a tensão máxima seja alcançada. A partir deste momento, a potência é limitada para que não seja ultrapassado o limite de tensão, assim tem-se uma tensão constante e a corrente passa a diminuir gradativamente. Como desvantagem este processo é mais lento (LUQUE; HEGEDUS, 2003).

A figura 4(b) mostra um processo de carga mais complexo, que permite um carregamento geral mais rápido e evita condições perigosas na bateria. A carga inicia com corrente constante. Após um certo tempo, a carga é realizada com tensão constante em um nível máximo que é reduzido para finalizar o processo de carga. Isto permite tensões mais altas na primeira etapa que torna o método mais rápido (LUQUE; HEGEDUS, 2003).

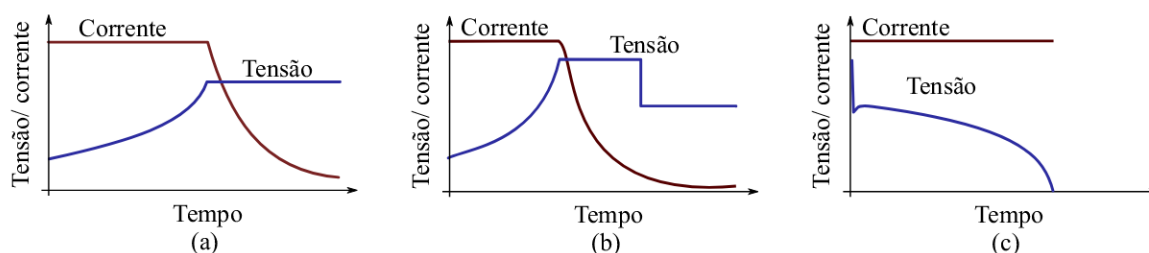


Figura 4: Esquemas de diferentes processos de carga e descarga. (a) Corrente e tensão durante uma carga de corrente constante/tensão constante. (b) Corrente e tensão durante uma carga de corrente constante/tensão constante com dois limites de tensão de fim de carga. (c) Corrente e tensão durante uma descarga de corrente constante.

A figura 4(c) mostra o processo de descarga da bateria com corrente constante. Quase que instantaneamente a tensão máxima na bateria diminui para a tensão nominal e conforme o tempo passa a tensão decresce até a tensão mínima. Baterias de chumbo-ácido podem sofrer descarga profunda por diversos motivos. A descarga profunda pode

fazer com que a impedância da célula da bateria pareça alta e pouca corrente de carga flua. Como consequência, tempos de carga ficam mais longos. Outro efeito da descarga profunda é a degradação dos materiais que constituem a bateria, implicando na redução do tempo de vida útil e falhas (LINDEN; REDDY, 2011), (LUQUE; HEGEDUS, 2003).

2.2 CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS PARA APLICAÇÕES EM SISTEMAS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

Os sistemas de armazenamento de energia em baixa tensão geralmente apresentam padrões de 12 V/24 V/48 V. Por outro lado, os barramentos CC utilizados para a interface com a rede elétrica apresentam valores de tensão numa faixa de 200 V a 900 V (SHRESTHA *et al.*, 2018), (PAN *et al.*, 2020). Para que as baterias atuem como cargas ou fontes de energia em uma microrrede, os níveis de tensão e corrente na bateria devem ser adequados aos níveis tensão e corrente do barramento CC. Neste contexto de aplicação, é interessante a utilização de conversores bidirecionais com alto ganho de tensão.

Os conversores bidirecionais podem ser classificados em duas categorias: não-isolados e isolados. Conversores não-isolados possuem uma estrutura mais simples e poucos componentes. Estas características fazem dos conversores não-isolados adequados para aplicações em que a principal preocupação é se obter tamanho e peso reduzidos (FOROUZESH *et al.*, 2017). Exemplos clássicos de conversores CC-CC não isolados são os convencionais conversores *buck* e *boost*, *buck-boost* bidirecional, SEPIC e *boost* entrelaçado bidirecional.

Dentre as topologias de conversores não-isolados, o conversor *boost* entrelaçado bidirecional é indicado para aplicações de sistemas de armazenamento de energia que requerem uma potência maior (GORJI *et al.*, 2019). A topologia do conversor *boost* entrelaçado bidirecional é mostrada na figura 5. Esta topologia provê baixo nível de ondulação de corrente, o que é vantajoso para aplicações com baterias. Para dispor de um ganho estático maior, alguns trabalhos utilizam indutores acoplados ou conexões em série com outros circuitos (SHANEH *et al.*, 2019), (FARDAHAR; SABAHI, 2020), (YAN *et al.*, 2020).

Entretanto, quando critérios de segurança são importantes, os requisitos dos conversores não-isolados são mais restritivos (BELLINASO *et al.*, 2019). Em sistemas de armazenamento de energia que requerem alto ganho de tensão, alta potência e confiabilidade os conversores bidirecionais isolados são uma boa opção. A isolação galvânica pode ser alcançada utilizando um transformador de alta frequência. Geralmente, a tensão de

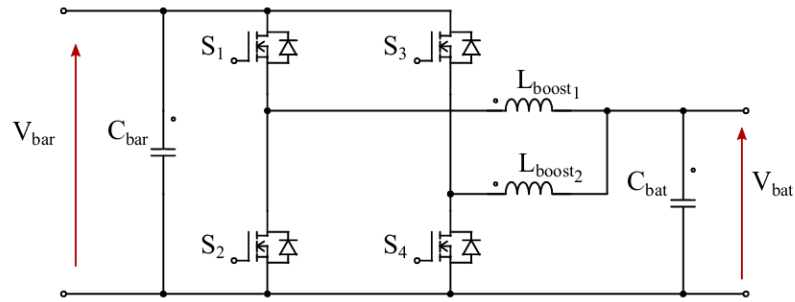


Figura 5: Conversor *boost* entrelaçado bidirecional.

entrada CC é convertida em uma tensão CA que passa pelo transformador e depois por um estágio de retificação que entrega na saída uma tensão CC novamente. Além da isolamento galvânica, outra vantagem da utilização do transformador é a adequação aos diferentes níveis de tensão que contribui para o ganho estático do conversor e a redução dos níveis de tensão nos semicondutores (FOROUZESH *et al.*, 2017), (GORJI *et al.*, 2019). Os conversores isolados podem ser separados em duas categorias, conversores alimentados em tensão e conversores alimentados em corrente. A seguir, serão abordadas as principais topologias e características destes conversores, dando ênfase aos conversores DAB, CF-DAB e suas variações.

2.2.1 Conversores CC-CC alimentados em tensão

A configuração isolada com alimentação em tensão mais difundida na literatura é o conversor *Dual-Active Bridge* (DAB), apresentado na figura 6, que consiste em dois conversores *full-bridge* conectados por um transformador de alta frequência. O processamento de energia de conversores bidirecionais é proporcional ao número de chaves, assim o conversor DAB possui alta densidade de potência quando comparado à outras topologias com alimentação em tensão. Outra vantagem desta topologia é a característica intrínseca de comutação com ZVS para algumas faixas de potência que possibilita a operação do conversor em alta frequência e com conseqüente a redução do volume do transformador (ZHAO *et al.*, 2014) (GORJI *et al.*, 2019).

O conversor DAB é geralmente implementado com modulação por defasagem angular simples (SPS - *single-phase-shift*) e a indutância de dispersão do transformador é utilizada como uma impedância para regular o fluxo de corrente para a saída em ambos os sentidos (ZHAO *et al.*, 2014), (SHAO *et al.*, 2019). Para processar o nível de potência desejado normalmente é adicionado um indutor auxiliar em série com a indutância de dispersão.

Na modulação com SPS, os pares de chaves com conexão diagonal são comu-

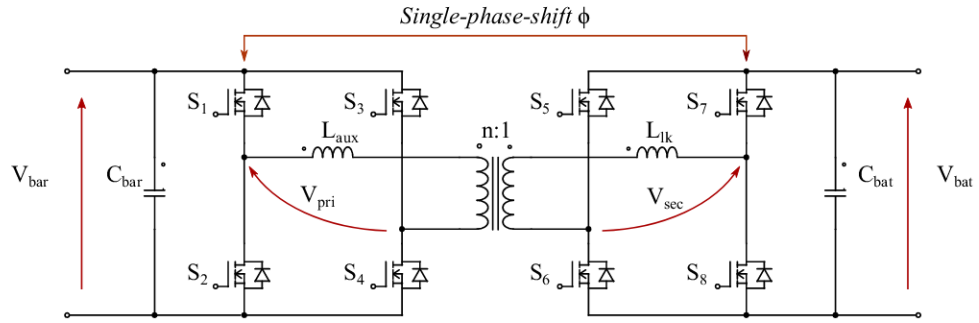


Figura 6: Conversor *Dual-Active Bridge* (DAB).

tados em ambas as pontes-completa, a fim de gerar ondas quadradas nos terminais do transformador, de forma que a tensão no primário possua uma defasagem ϕ da tensão do secundário do transformador, como pode ser observado na figura 7(a). Assim, apenas com a mudança de fase (ou ângulo) é realizado o controle. Embora esta estratégia de modulação seja fácil de implementar e apresente alto desempenho, o alcance de ZVS nas chaves S_1 - S_4 é limitado para uma estreita faixa de potência (SHAO *et al.*, 2019), (GORJI *et al.*, 2019).

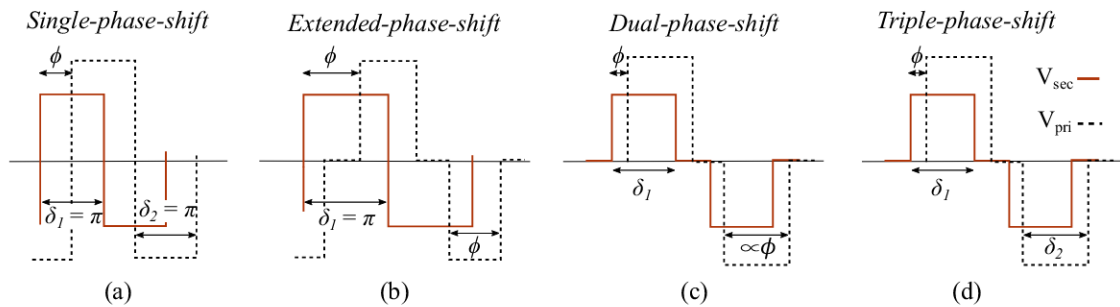


Figura 7: Estratégias de modulação. (a) Modulação SPS. (b) Modulação EPS. (c) Modulação DPS. (d) Modulação TPS.

Uma maneira de aumentar a faixa operação com comutação ZVS é aumentar a indutância do indutor auxiliar L_{aux} . Porém, isto faz com que grande quantidade de corrente circulante seja processada quando o conversor opera com maiores níveis de potência, prejudicando a eficiência (SHAO *et al.*, 2019). Alguns trabalhos optam por modulações híbridas para melhorar a faixa de alcance de ZVS das chaves de alta tensão. Estas modulações empregam modulações melhoradas como a defasagem angular estendida (EPS - *extended-phase-shift*), dupla defasagem angular (DPS - *dual-phase-shift*) ou tripla defasagem angular (TPS - *triple-phase-shift*) como mostra a figura 7.

Na modulação EPS a tensão V_{pri} ou V_{sec} apresenta três níveis. E além de possuir uma defasagem ϕ entre a tensão do primário e secundário do transformador a razão cíclica da forma de onda com três níveis é igual a ϕ . Comparada à SPS, a modulação

EPS melhora a eficiência, estende a faixa de alcance de ZVS, reduz a corrente circulante e melhora a confiabilidade do conversor. Na DPS as formas de onda V_{pri} e V_{sec} apresentam três níveis e uma nova variável de controle, δ_1 , é introduzida, assim a variação da razão cíclica de V_{sec} deixa de ser fixa. Além das vantagens da EPS, a DPS permite diminuir o pico de corrente e minimizar as perdas por condução. Na TPS além das variáveis ϕ e δ_1 , uma terceira variável δ_2 é adicionada permitindo o controle com três graus de liberdade. Isso traz como vantagem uma redução das perdas de forma geral e maior flexibilidade quando comparada às outras modulações (ZHAO *et al.*, 2014), (GORJI *et al.*, 2019).

Em ZHOU; KHAMBADKONE (2008) é proposta a operação do conversor com uma modulação híbrida que utiliza SPS e modulação triangular (TRM - *triangular modulation*), que é um caso específico da TPS. Neste artigo, nas potências maiores, o conversor utiliza SPS e nas potências menores a TRM. Assim, o alcance ZVS do conversor desenvolvido é aumentado de 58,33% para 16,67% da potência nominal.

Uma modulação híbrida também é proposta em BAL *et al.* (2018b). No artigo é desenvolvido um conversor DAB que processa 1 kW de potência com uma frequência de comutação de 100 kHz. Os níveis de tensão considerados na bateria são de 42 V a 56 V e o nível de tensão no barramento CC é 380 V. Para que seja possível processar este nível de potência nessas condições, é inserido um indutor auxiliar de 68,5 μH no lado de alta tensão. Nesse artigo é proposta uma nova retificação ativa com DPS a fim de estender a faixa de comutação com ZVS. Esta estratégia de modulação reduz a corrente circulante no conversor alimentado em tensão promovendo o alcance ZVS para até 6,7% da potência nominal. Para que o conversor apresente bom desempenho em toda a faixa de operação é proposto que acima de 40% da potência nominal seja utilizada a modulação EPS e nas potências menores DPS.

Em BHATTACHARJEE; BATARSEH (2020), são analisados diferentes esquemas de modulação com TPS que integram a comutação suave no modelo do conversor. Neste artigo, um conversor DAB de 200 W e 50 kHz, precisa de um indutor auxiliar de 10 μH no lado de baixa tensão. Para manter uma eficiência acima de 90% no conversor é utilizada uma modulação híbrida. Ao total são quatro tipos de modulações utilizadas, duas para o modo de carga e duas para o modo de descarga. Em ambos os modos, a modulação utilizada nas baixas potências possui uma corrente triangular modulada no transformador. Apesar da estratégia de modulação TPS melhorar o desempenho do conversor por aumentar a faixa de ZVS, a TPS é muito mais complexa quando comparada a outras modulações.

Embora seja possível melhorar o alcance do ZVS com técnicas de modulação, outro inconveniente é que conversores alimentados em tensão tem como característica inerente reduzir a tensão. No processo de descarga das baterias o conversor deve atuar como elevador de tensão e a topologia constituída por duas fontes de tensão acaba limitando o ganho estático (FOROUZESH *et al.*, 2017). Como possível solução, o transformador é projetado com grande relação de transformação, o que pode ocasionar em aumento do volume e maiores perdas por condução (PAN *et al.*, 2020).

Uma alternativa para amenizar o problema da limitação de ganho estático é a utilização de topologias de conversores alimentados em corrente que serão abordadas na subseção 2.2.2.

2.2.2 Conversores CC-CC alimentados em corrente

Os conversores bidirecionais isolados com alimentação em corrente têm características atrativas para contornar o problema da limitação de ganho estático e alto nível de ondulação, sendo adequados para aplicações com baterias com baixo nível de tensão e alta corrente (PAN *et al.*, 2020). A adição de um indutor no lado de baixa tensão provê baixa ondulação de corrente e característica de elevador de tensão, contribuindo para o ganho estático e consequentemente aumentando a faixa de alcance ZVS (SHAO *et al.*, 2019), (FOROUZESH *et al.*, 2017).

Um exemplo típico de um conversor bidirecional alimentado em corrente é o convencional *dual half-bridge* mostrado na figura 8. O conversor é composto de duas estruturas em meia-ponte conectadas por um transformador de alta frequência e um indutor na entrada do lado de baixa tensão. Este conversor apresenta uma estrutura compacta. A desvantagem é a grande assimetria de corrente nas chaves de baixa tensão (PENG *et al.*, 2004).

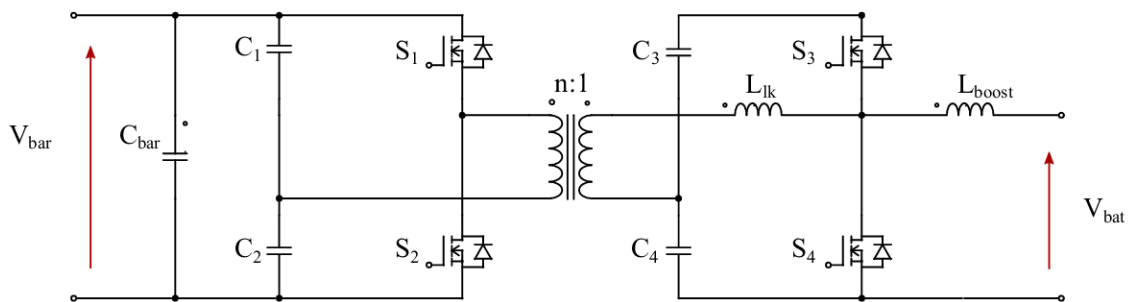


Figura 8: Conversor *Current-fed Dual Half-Bridge* (CF-DHB).

A figura 9 apresenta outra topologia bem conhecida: o *current-fed dual active-*

bridge (CF-DAB). O CF-DAB possui uma topologia semelhante ao DAB com a diferença do indutor na entrada de baixa tensão que caracteriza a alimentação em corrente. Isso traz como vantagens baixa ondulação de corrente no lado de baixa tensão, relação de espiras mais baixas no transformador de alta frequência, ganho estático elevador e controlabilidade de corrente mais fácil (PAN *et al.*, 2020).

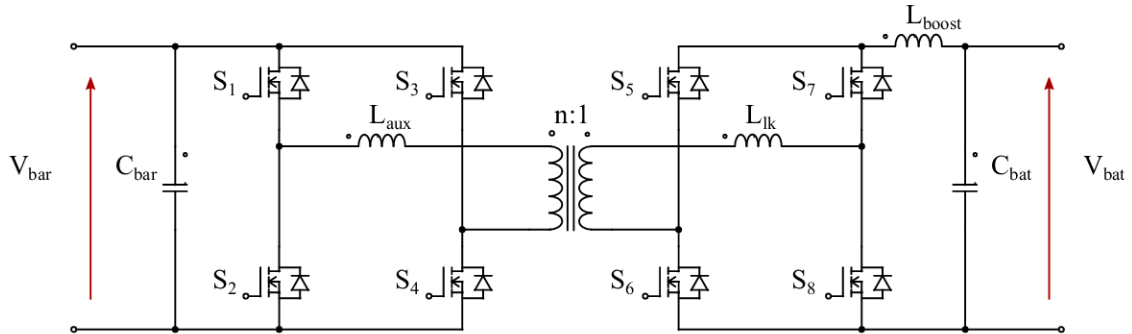


Figura 9: Conversor *Current-fed Dual-Active Bridge* (CF-DAB).

Entretanto, nos conversores alimentados em corrente a indutância de dispersão do transformador L_{lk} fica em série com o indutor de entrada L_{boost} . Como consequência, em alguns estágios de operação, no instante em que as chaves semicondutoras desligam, há uma mudança repentina na corrente do transformador. Isso resulta em sobretensões na forma de onda do transformador e chaves (PAN *et al.*, 2020), (BAL *et al.*, 2018a). A consequência é que os conversores alimentados em corrente sofrem naturalmente com problemas de ressonância e sobretensão, devido às indutâncias parasitas do transformador em alta frequência. Esses são problemas recorrentes em conversores isolados e resultam em maior esforço de tensão, perdas e interferência eletromagnética. Isso pode reduzir a eficiência do conversor e também comprometer a operação segura das chaves (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

Na literatura, alterações na topologia dos conversores e estratégias de modulação têm sido propostas para amenizar o problema. Uma forma de evitar o problema de sobretensão é garantir que a corrente alcance zero quando as chaves no lado de baixa tensão desligam (PAN *et al.*, 2020). Em BAL *et al.* (2018a) é utilizado o conversor CF-DAB da figura 9. Nessa proposta, um conversor CF-DAB é projetado para 1 kW com frequência de comutação de 100 kHz. Esse CF-DAB pode ser utilizado para realizar a interface entre baterias e o barramento CC. Neste caso, é considerada uma faixa de tensão de 42 V a 56 V para as baterias e um nível de tensão de 380 V para o barramento. Para evitar o problema de sobretensão devido à indutância de dispersão, as chaves de baixa tensão

devem ser desabilitadas com ZCS e isso impõe uma limitação de potência máxima para o conversor.

Além disso, BAL *et al.* (2018a) propõem uma modulação híbrida com SPS para as potências acima de 40% da potência nominal e DPS nas potências inferiores para melhorar o desempenho do conversor. A DPS controla o pico de corrente e proporciona uma redução da corrente eficaz quando comparada à SPS nas potências menores. Para amenizar o problema de ressonância típico de conversores alimentados em corrente, são adicionados diodos de grampeamento, porém, ainda são observadas algumas ressonâncias em razão da indutância de dispersão.

Em WU *et al.* (2017), é utilizado um conversor série-ressonante IBDC (*isolated bidirectional dc-dc converter*) apresentado na figura 10. O conversor é projetado para 1,6 kW com uma frequência de 100 kHz. Para o lado de baixa tensão é considerada uma faixa de 160 V a 240 V e no lado de alta tensão 400 V. O lado de alta tensão é um circuito *full-bridge* ativo e o lado de baixa tensão é uma ponte ativa do tipo L-L.

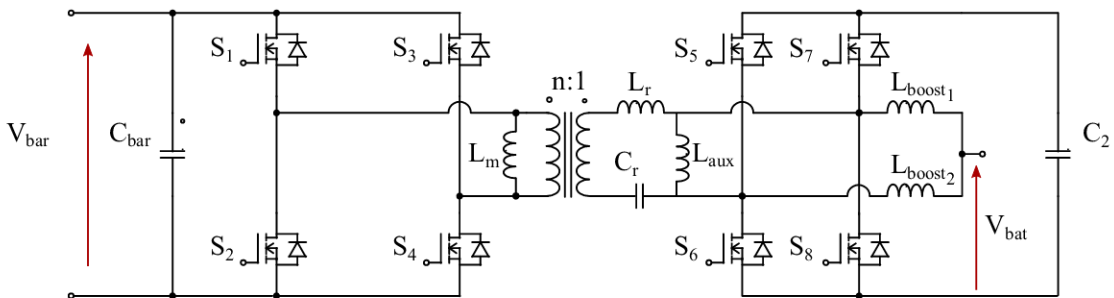


Figura 10: Conversor bidirecional DC-DC ressonante série proposto por WU *et al.* (2017).

WU *et al.* (2017) utiliza os elementos parasitas do transformador (indutância de dispersão), indutância L_r e a capacitância C_r como uma célula ressonante para gerar uma onda senoidal no transformador e prover baixas perdas de comutação para as chaves e evitar os problemas de sobretensão. A indutância de magnetização do transformador L_m e a indutância externa L_{aux} são utilizadas para garantir ZVS para todas as chaves. A principal contribuição é a estratégia de modulação PWM com frequência de comutação fixa, que torna a operação simples. A desvantagem é a necessidade de elementos magnéticos adicionais para prover comutação suave que aumentam o volume do conversor.

Em (CARVALHO *et al.*, 2020) é proposta uma modulação PWM para o CF-DAB ilustrado na figura 11. Diferentemente da modulação SPS, apenas a razão cíclica das chaves no lado de alta tensão determina o ganho estático do conversor. Isso significa que não há necessidade de adicionar o indutor L_{aux} em série com a indutância de dispersão

para processar energia. O trabalho se ateve a análise do conversor operando no modo de condução contínua. Entretanto, a modulação PWM possibilita a operação do conversor em modo de condução contínua ou descontínua, sendo vantajosa para diferentes potências processadas pelo conversor.

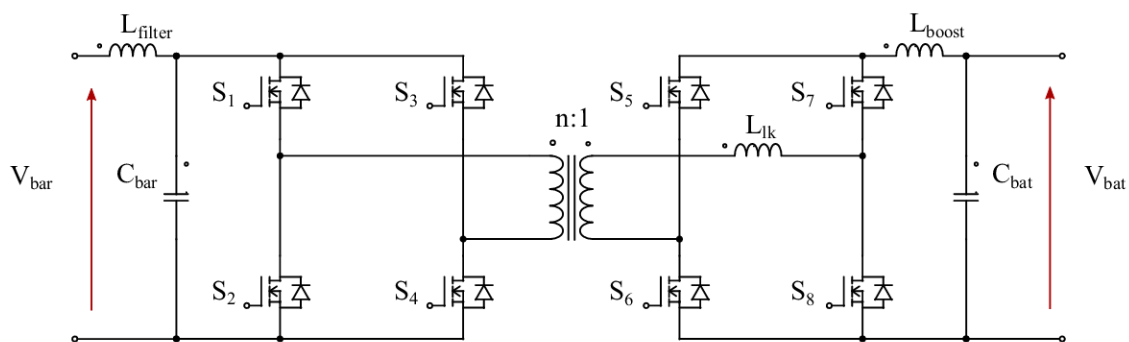


Figura 11: Topologia do conversor bidirecional proposto por CARVALHO *et al.* (2020).

2.3 CRITÉRIOS DE SELEÇÃO E ESCOLHA DO CONVERSOR

As necessidades da aplicação em que o conversor está inserido definem os principais critérios de seleção. Conforme as diferentes situações envolvidas na operação de baterias e as características dos conversores apresentados, a seleção do conversor tem como principais critérios:

- Realizar a interface entre o barramento CC e o banco de baterias e prover fluxo bidirecional de energia para a carga e descarga das baterias;
- Ser implementado de forma que garanta a isolamento galvânica entre as baterias e o barramento CC;
- Reduzir a tensão de 380 V do barramento CC de acordo com os níveis de tensão no banco de baterias;
- Elevar a tensão do banco de baterias de 42 V a 55,2 V, para o nível de tensão do barramento CC;
- Apresentar baixa ondulação de corrente e tensão da bateria durante a carga e descarga desta;
- Apresentar baixa ondulação de tensão no barramento CC;
- Estender a faixa de alcance do ZVS no modo redutor de tensão;

- Transição das chaves semicondutoras com comutação suave ou sem problemas de recuperação reversa nos diodos intrínsecos. Consequentemente evitar o problema de pico de tensão no modo elevador causado pela indutância de dispersão;
- Tamanho e peso dos filtros do conversor reduzidos;
- Modulação simples e fácil de implementar.

Com base nos conversores bidirecionais CC-CC que foram apresentados na seção anterior e nos principais critérios definidos, propõe-se que o conversor seja desenvolvido a partir de duas estruturas *full-bridge*, com características de fonte de tensão no lado do barramento CC e fonte de corrente no lado das baterias. Portanto, foi selecionado o conversor CF-DAB. Porém, com relação as topologias apresentadas de conversores CF-DAB, a utilização de conversores ressonantes foi descartada devido ao critério de tamanho e peso reduzidos. Geralmente conversores ressonantes necessitam de indutores auxiliares e isso impacta significativamente no volume e peso do conversor. O conversor proposto por BAL *et al.* (2018a) possui elevado rendimento e utiliza apenas dois diodos de baixa potência como componentes auxiliares. Todavia, ainda é necessário um indutor auxiliar para processar energia e utilizar uma modulação híbrida para elevar o rendimento. A modulação PWM proposta por CARVALHO *et al.* (2020) é simples e não necessita de indutor auxiliar para processar energia. Entretanto, o referido trabalho aborda o conversor CF-DAB operando em modo de condução contínua (CCM).

Posto isso, o diagrama esquemático do conversor proposto é apresentado na Fig. 12. O lado de alta tensão é composto por um conversor *full-bridge* (S_1 - S_4) e um filtro capacitivo C_1 que limita a ondulação de tensão no barramento. O lado de baixa tensão é composto por um conversor *full-bridge* (S_5 - S_8) com um filtro LCL na entrada. O indutor L_{boost} caracteriza a alimentação em corrente e define a operação em MCC ou MCD. O capacitor C_{filter} e indutor L_{filter} são responsáveis por limitar a ondulação de tensão e corrente, respectivamente, na bateria.

Para a modulação optou-se por uma modulação PWM proposta por CARVALHO *et al.* (2020). A modulação PWM pode ser implementada de forma simples e não há necessidade de adicionar um indutor auxiliar como ocorre em trabalhos que utilizam modulações com mudança de fase. Outro fator é que a modulação PWM permite considerar diferentes modos de operação do conversor.

Neste trabalho, será abordada somente a operação em MCD, pois o objetivo

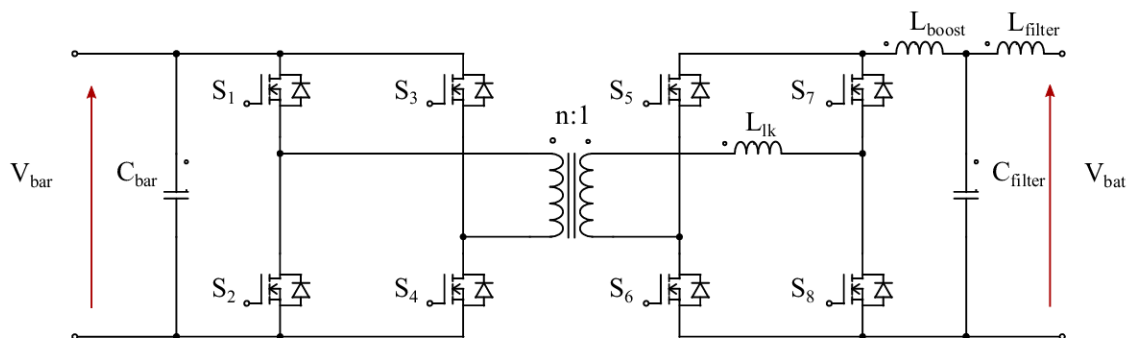


Figura 12: Topologia do conversor bidirecional proposto.

é analisar as vantagens dessa operação nas potências mais baixas. A topologia CF-DAB com modulação PWM é mais interessante quando comparada à topologia DAB, uma vez que o indutor L_{boost} na entrada fica em série com L_{lk} e contribui para um alcance de ZVS ainda maior. Além disso proporciona um grau de liberdade na escolha do capacitor C_{filter} no lado de baixa tensão. Ainda, a modulação PWM garante uma faixa maior de ZVS ou ZCS para as chaves de alta tensão bem como ZCS para as chaves no lado de baixa tensão, sem componentes adicionais ou modulações híbridas.

Outra vantagem da operação do conversor em MCD é a possibilidade de aumento do ganho estático. Como a tensão de saída depende da carga, é possível elevar o ganho estático e operar com uma razão cíclica menor do que em MCC (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001). Esta característica é interessante para a descarga das baterias.

Conversores operando em MCD têm como característica específica a alta ondulação de corrente e o ganho estático dependente da potência processada. Portanto, para atender aos requisitos de normas de ondulação no processo de descarga da bateria, o uso de filtros LC limita significativamente a energia processada pelo conversor e aumenta o volume do indutor (FELIPE *et al.*, 2020). Para ter uma baixa ondulação de corrente nas baterias é utilizado um filtro LCL. Por utilizar o conversor em MCD e a configuração do filtro de ordem 3, os elementos magnéticos irão apresentar volume e peso reduzidos.

2.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi apresentado o princípio fundamental de sistemas de armazenamento de energia por baterias bem como as tecnologias de construção das baterias. Além disso foi apresentada uma breve descrição sobre o comportamento das baterias na carga e descarga. Na sequência, foram discutidas algumas topologias empregadas para realizar a conexão entre banco de baterias e barramento CC e estratégias de modulação utilizadas para acionar estes conversores. Dentre as topologias, verificou-se que o con-

versor CF-DAB e suas variações atendem aos requisitos da aplicação. Tendo em vista as vantagens e desvantagens dos conversores CF-DAB e das estratégias de modulação, para este trabalho, optou-se pela topologia do conversor CF-DAB apresentado na figura 12 com modulação PWM operando em MCD, com o objetivo de evitar problemas de sobretensão comum em conversores alimentados em corrente, obter elementos magnéticos com tamanho e peso reduzidos e estender o alcance ZVS no modo redutor de tensão. No capítulo seguinte, serão apresentados os detalhes de operação, projeto, dimensionamento e resultados de simulação do conversor.

3 ANÁLISE E DIMENSIONAMENTO DO CONVERTOR

No capítulo anterior foram apresentadas algumas topologias de conversores CC-CC bidirecionais aplicadas à sistemas de armazenamento de energia por baterias, dando ênfase para as topologias isoladas. Também foram apresentadas algumas técnicas de modulação utilizadas para acionar estes conversores. Posto isso, foi definido que o conversor terá uma configuração de um conversor CF-DAB e utilizará uma técnica de modulação PWM com o conversor operando em MCD.

Neste capítulo, as etapas de operação são descritas considerando que o conversor opera em MCD. A partir desta análise, o ganho estático do conversor é obtido para os dois modos de operação e as condições de comutação das chaves são analisadas. Com base nessas análises, é desenvolvido o projeto e dimensionamento do transformador e filtros. Para verificar a metodologia e a análise efetuada, são apresentados os resultados de simulações em malha aberta utilizando-se o *software* PSIM.

3.1 ANÁLISE DO CONVERTOR

A estrutura do conversor CC-CC proposto é apresentada na figura 12. O conversor possui dois modos de operação, um para a carga do banco de baterias e o outro para a descarga. No modo de operação de carga do banco de baterias, o conversor atua transferindo um fluxo de energia do barramento CC para o banco de baterias, desta forma, o conversor opera reduzindo a tensão do barramento CC aos níveis de tensão do banco de bateria. Neste modo de operação, é dito que o conversor está operando no modo redutor de tensão.

O segundo modo de operação ocorre quando o banco de baterias transfere um fluxo de energia para o barramento CC, ou seja, as baterias estão descarregando e o conversor atua elevando o nível de tensão do banco de baterias de acordo com a tensão no barramento CC. Neste caso, é dito que o conversor está operando no modo elevador de tensão.

Para a análise dos estágios de operação do conversor CC-CC bidirecional isolado são feitas as seguintes considerações: as tensões nas chaves e nos diodos são nulas

durante o período de condução; o conversor opera no modo de condução descontínua (MCD) e em regime permanente; os indutores e capacitores são considerados ideais; a tensão média em um indutor é zero; a corrente média em um capacitor é zero; a variável $V_{L_{boost}}$ se refere à componente cc enquanto que $v_{L_{boost}}$ se refere à tensão instantânea. Isto vale para todas as outras tensões e correntes do circuito.

3.1.1 Conversor no modo redutor de tensão

No modo redutor de tensão o conversor funciona como um conversor *full-bridge* com filtro LCL na saída, onde a energia fornecida pelo barramento CC é armazenada no capacitor C_{bar} e em seguida transferida para o banco de baterias. As chaves do mesmo braço recebem sinais de comando complementares com um tempo morto para garantir a descarga das capacitâncias de saída a fim de obter ZVS. A razão cíclica das chaves S_1 e S_3 é $D/2$, a qual é a única variável de controle. Os comandos de S_1 e S_3 são defasados em 90° . No lado de baixa tensão as chaves são mantidas sempre desligadas.

A análise em regime permanente do modo redutor de tensão é detalhada em oito etapas de operação que integram um ciclo completo de comutação. Dentro das oito etapas são considerados os subintervalos com tempo morto das chaves de alta tensão. A seguir, são descritos os estágios de operação e apresentadas as equações que descrevem o comportamento das correntes e das tensões em cada etapa de funcionamento.

Etapa 1 (t_0, t_1): As chaves S_1 e S_4 estão ativas enquanto que S_2, S_3, S_5, S_6, S_7 e S_8 estão desligadas como mostra a figura 13. Nesta etapa o conversor está em estado ativo e ocorre a transferência de um fluxo de potência positivo do barramento CC para o transformador.

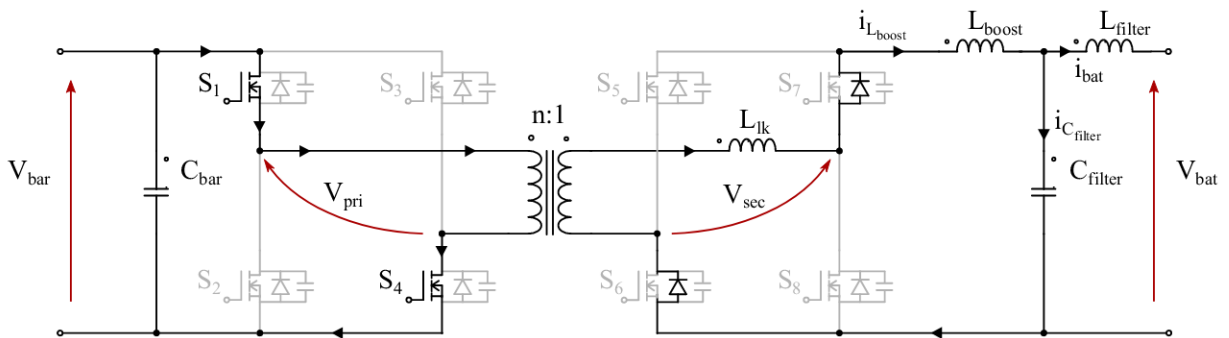


Figura 13: Primeira etapa de operação do conversor operando como redutor de tensão.

No lado de baixa tensão, os diodos intrínsecos de S_6 e S_7 estão diretamente polarizados, conduzindo a corrente $i_{L_{boost}}$ e carregando o indutor L_{boost} e o capacitor C_{filter} .

As correntes no transformador e no indutor L_{boost} crescem linearmente e no final deste intervalo alcançam o valor máximo. Os diodos intrínsecos de S_5 e S_8 estão inversamente polarizados e submetidos à uma tensão de bloqueio igual a v_{sec} .

No lado de alta tensão, as chaves em condição de bloqueio assumem uma tensão igual à V_{bar} , e nas chaves que estão conduzindo flui uma corrente $i_{L_{boost}}/n$. Da análise das tensões na malha do circuito equivalente, tem-se que:

$$V_{L_{boost}} = \frac{V_{bar}}{n} - V_{C_{filter}} = \frac{V_{bar}}{n} - V_{bat}, \quad (1)$$

$$I_{L_{boost}} = I_{BAT}. \quad (2)$$

Etapa 2 (t_1, t_2): Esta etapa se refere ao intervalo de tempo morto das chaves de alta tensão do braço de S_1 e S_2 , como ilustrado na figura 14. Em t_1 a chave S_1 é desativada carregando o capacitor de saída de S_1 de zero até V_{bar} . Também, o capacitor de saída de S_2 é descarregado de V_{bar} até zero. Nesta etapa o capacitor C_{bar} se comporta como um curto-circuito, assim, as capacitâncias de saída de S_1 e S_2 ficam em paralelo e ressonam com as indutâncias L_{lk} e L_{boost} , as quais estão em série nesta etapa. v_{pri} vai para zero e a tensão no indutor L_{boost} altera a polaridade. Assim que a capacitância de S_2 é descarregada a corrente passa a fluir pelo diodo e S_2 pode ser ativada com ZVS.

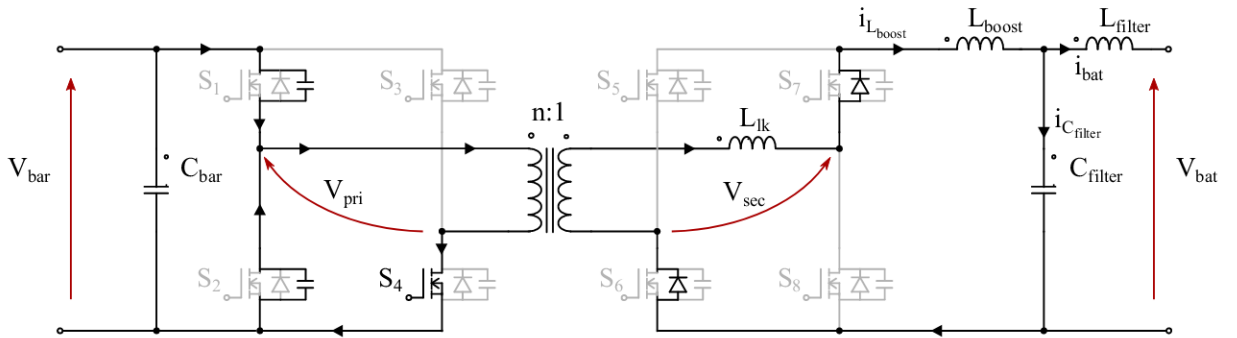


Figura 14: Segunda etapa de operação do conversor operando como redutor de tensão.

Etapa 3 (t_2, t_3): Em t_2 , a chave S_1 permanece desligada e S_2 é ativada com ZVS, concluindo o estado ativo do conversor como mostra figura 15. Nesta transição, o fluxo de corrente da fonte primária para o lado de baixa tensão é interrompido. Assim, a tensão v_{pri} permanece em zero e o indutor L_{boost} e o capacitor C_{filter} passam a descarregar energia para a bateria. Os diodos intrínsecos de S_6 e S_7 permanecem conduzindo e as correntes no indutor L_{boost} e no transformador decrescem linearmente com a mesma di/dt até alcançar o valor zero no final deste intervalo.

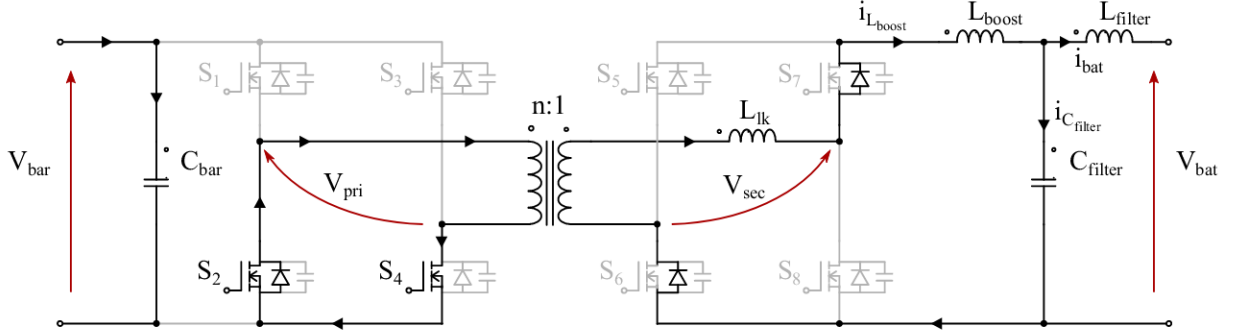


Figura 15: Terceira etapa de operação do conversor operando como redutor de tensão.

Neste estágio de operação, de acordo com a análise das tensões nas malhas e correntes nos nós do circuito apresentado na figura, tem-se que:

$$V_{L_{boost}} = -V_{C_{filter}} = -V_{bat}, \quad (3)$$

$$I_{L_{boost}} = I_{BAT}. \quad (4)$$

Etapa 4 (t_3, t_4): Este estágio, mostrado na figura 16, inicia quando o indutor L_{boost} é completamente descarregado e $v_{L_{boost}}$ é igual a zero. Desta forma, o transformador permanece com tensão zero e nenhuma corrente circula no transformador. No lado de baixa tensão, a corrente $i_{L_{boost}}$ é zero. Assim, todas as chaves estão bloqueadas e não há nenhum fluxo de corrente. A tensão no lado de baixa tensão do transformador v_{sec} é igual a zero e a tensão sobre as chaves S_5, S_6, S_7 e S_8 é $V_{bat}/2$. O capacitor C_{filter} permanece fornecendo energia para o banco de baterias. No lado de alta tensão, não há nenhum fluxo de corrente. As chaves S_1 e S_3 estão submetidas à tensão V_{bar} .

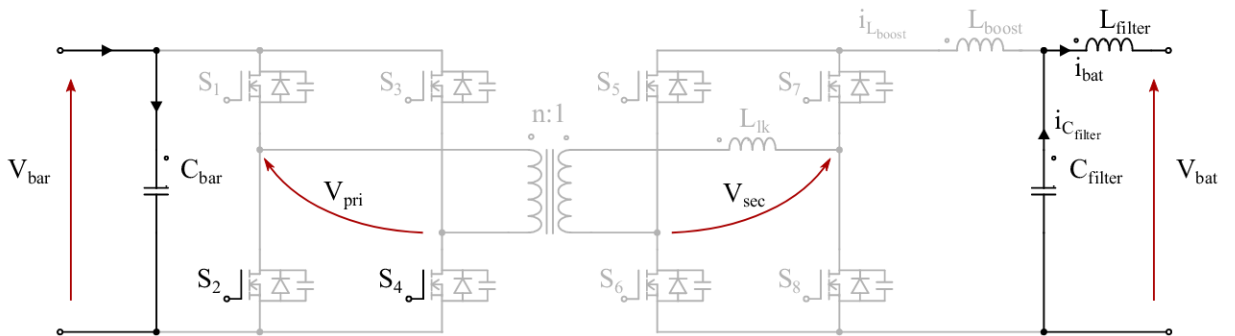


Figura 16: Quarta etapa de operação do conversor operando como redutor de tensão.

Portanto, as equações que descrevem este estágio são dadas por:

$$V_{L_{boost}} = 0, \quad (5)$$

$$I_{L_{boost}} = 0. \quad (6)$$

Etapa 5 (t_4, t_5): Em t_5 a chave S_3 entra em condução sob condição ZCS e ocorre a abertura ZCS de S_4 , como mostra a figura 17. Desta forma, ocorre a transferência de um fluxo de potência do barramento CC para o transformador.

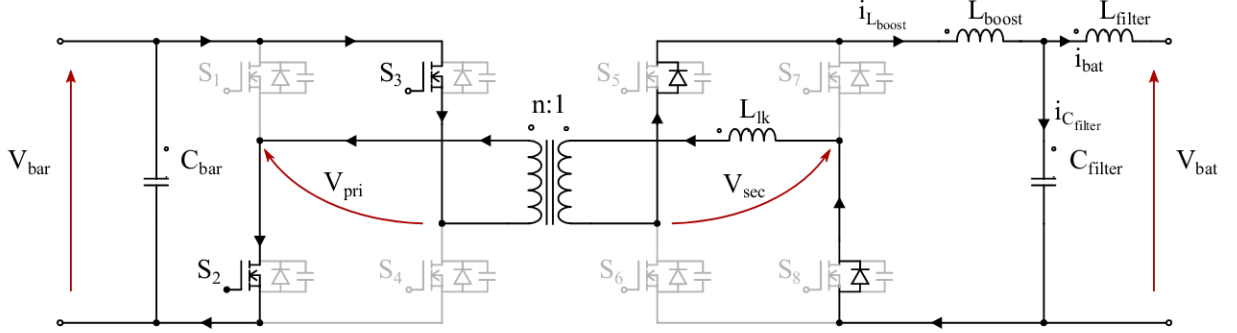


Figura 17: Quinta etapa de operação do conversor operando como redutor de tensão.

No lado de baixa tensão, os diodos intrínsecos de S_5 e S_8 estão polarizados diretamente, conduzindo a corrente $i_{L_{boost}}$ e carregando novamente o indutor L_{boost} e o capacitor C_{filter} . Os diodos intrínsecos de S_6 e S_7 estão inversamente polarizados e submetidos à uma tensão de bloqueio igual a v_{sec} .

No lado de alta tensão, as chaves em condição de bloqueio S_1 e S_4 assumem uma tensão igual a V_{bar} e pelas chaves que estão conduzindo flui uma corrente $i_{L_{boost}}/n$. As equações apresentadas na etapa 1 também são válidas para este estágio.

Etapa 6 (t_5, t_6): Esta etapa se refere ao intervalo de tempo morto das chaves de alta tensão do braço de S_3 e S_4 , como ilustrado na figura 18. Em t_5 a chave S_3 é desativada carregando o capacitor de saída de S_3 de zero até V_{bar} . O capacitor de saída de S_4 também é descarregado de V_{bar} até zero. Nesta sub etapa, o capacitor C_{bar} se comporta como um curto-circuito, assim, a capacitância de saída de S_3 e S_4 ficam em paralelo e ressonam com as indutâncias L_{lk} e L_{boost} , as quais estão em série nesta etapa. v_{pri} vai para zero e a tensão no indutor L_{boost} inverte a polaridade. Assim que a capacitância de S_4 é descarregada a corrente passa a fluir pelo diodo e S_4 pode ser ativada com ZVS.

Etapa 7 [t_6, t_7]: Em t_6 a chave S_3 permanece desligada e S_4 é ativada com ZVS, concluindo mais um estado ativo do conversor, como pode ser observado na figura 19. O fluxo de corrente da fonte primária para o lado de baixa tensão é interrompido e v_{pri} permanece em zero. De forma similar ao segundo estágio, o indutor L_{boost} e o capacitor C_{filter} passam a fornecer energia para a bateria. Os diodos intrínsecos de S_5 e S_8 permanecem conduzindo. A corrente no indutor L_{boost} e no transformador possuem sentidos

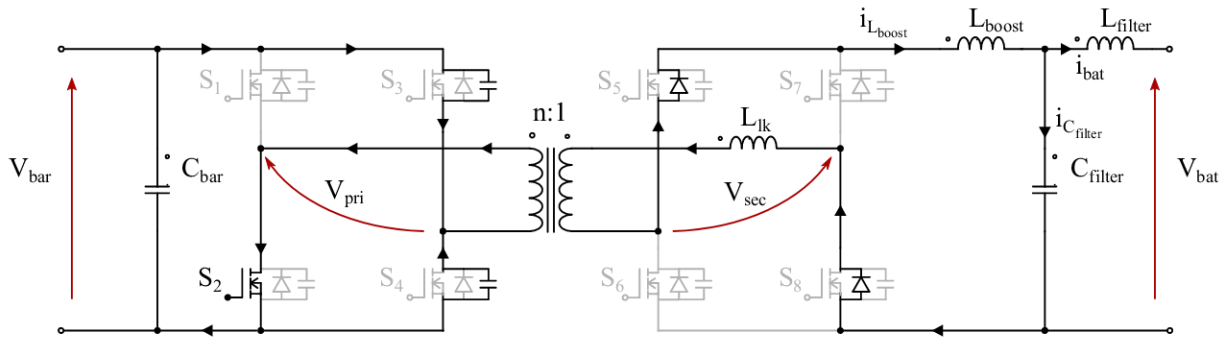


Figura 18: Sexta etapa de operação do conversor operando como redutor de tensão.

opostos, as quais decrescem e crescem, respectivamente, linearmente com a mesma magnitude de di/dt até alcançar o valor zero no final deste intervalo. As equações mostradas na etapa 3 também são válidas para este estágio.

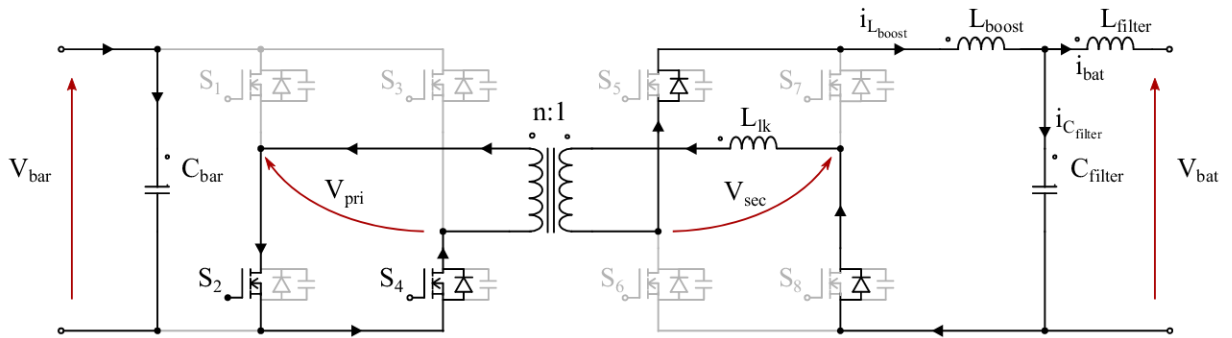


Figura 19: Sétima etapa de operação do conversor operando como redutor de tensão.

Etapa 8 $[t_7, T]$: Esta etapa é semelhante à quarta etapa e está descrita na figura 20. Em t_7 o indutor L_{boost} é completamente descarregado e $v_{L_{boost}}$ é igual a zero. Desta forma, o transformador permanece com tensão zero e nenhuma corrente circula no transformador.

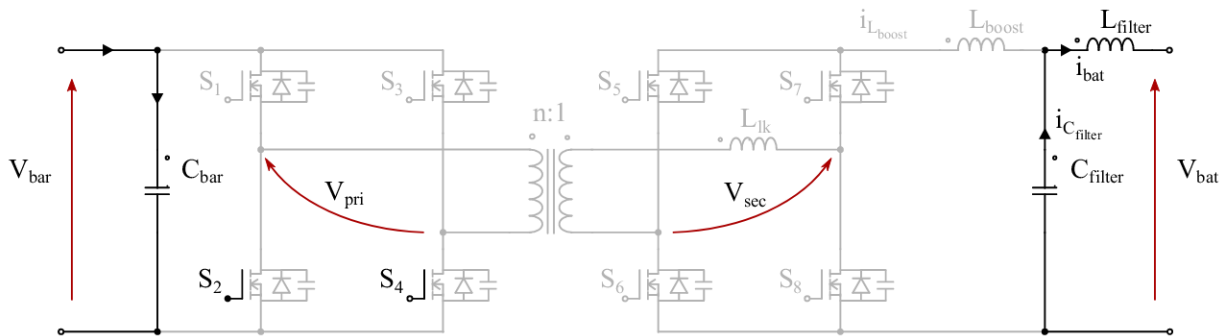


Figura 20: Oitava etapa de operação do conversor operando como redutor de tensão.

No lado de baixa tensão, a corrente $i_{L_{boost}}$ é zero, assim não há nenhum fluxo de corrente e todas as chaves estão submetidas à tensão de bloqueio de $V_{bat}/2$. A tensão no

lado de baixa tensão do transformador v_{sec} é igual a zero e o capacitor C_{filter} permanece fornecendo energia para o banco de baterias. Da mesma maneira, no lado de alta tensão, não há fluxo de corrente e S_1 e S_3 estão submetidos à tensão de V_{bar} .

O fim deste estágio ocorre com o fechamento ZCS de S_1 e a abertura ZCS de S_2 , iniciando um outro ciclo de comutação. As equações apresentadas na etapa 4 são válidas para este estágio.

Conforme os estágios de operação do conversor no modo redutor de tensão apresentados, a figura 21 mostra as principais formas de ondas teóricas do conversor. G_{S_1} - G_{S_4} se referem aos comandos de *gate* das chaves de alta tensão. Na figura também são mostradas as formas de onda da corrente e tensão nas chaves S_1 , S_2 e S_5 . Além disso, são apresentadas a forma de onda da tensão e corrente no primário do transformador e tensão no secundário, bem como a corrente no indutor L_{boost} .

Devido à característica de retificador de onda completa, a forma de onda da corrente do indutor L_{boost} apresenta uma componente alternada com o dobro da frequência de comutação das chaves. O mesmo ocorre para os outros componentes do filtro. Isso é vantajoso no dimensionamento dos filtros pois reduz as exigências sobre os componentes.

Para que não ocorra a saturação do núcleo do transformador e o conversor funcione apropriadamente, é indispensável que o transformador seja desmagnetizado inteiramente durante a terceira e a sétima etapa. Isto implica que, a primeira e a quinta etapa devem possuir o mesmo tempo de duração. E, da mesma maneira, a terceira e sétima etapa devem possuir tempos de duração iguais. Consequentemente, o quarto e oitavo estágio terão o mesmo tempo de duração.

De acordo com a análise dos estágios de operação, é definido que a primeira e quinta etapa estão relacionadas ao período de tempo que o conversor está ativo, visto que nestes estágios o indutor L_{boost} é carregado. Assim, a razão cíclica do conversor (D) é dada por

$$D = \frac{t_1 - t_0}{T_s} + \frac{t_5 - t_4}{T_s} = \frac{2t_{on}}{T_s}, \quad (7)$$

onde, T_s se refere ao período de comutação. Entre t_1 - t_3 e t_5 - t_7 o indutor L_{boost} é descarregado. Logo é definido que estes estágios estão relacionados a um subintervalo de tempo $D_1 T_s$, o qual é dado por

$$D_1 = \frac{t_3 - t_1}{T_s} + \frac{t_7 - t_5}{T_s}. \quad (8)$$

No final da terceira e da sétima etapa, o indutor L_{boost} está completamente

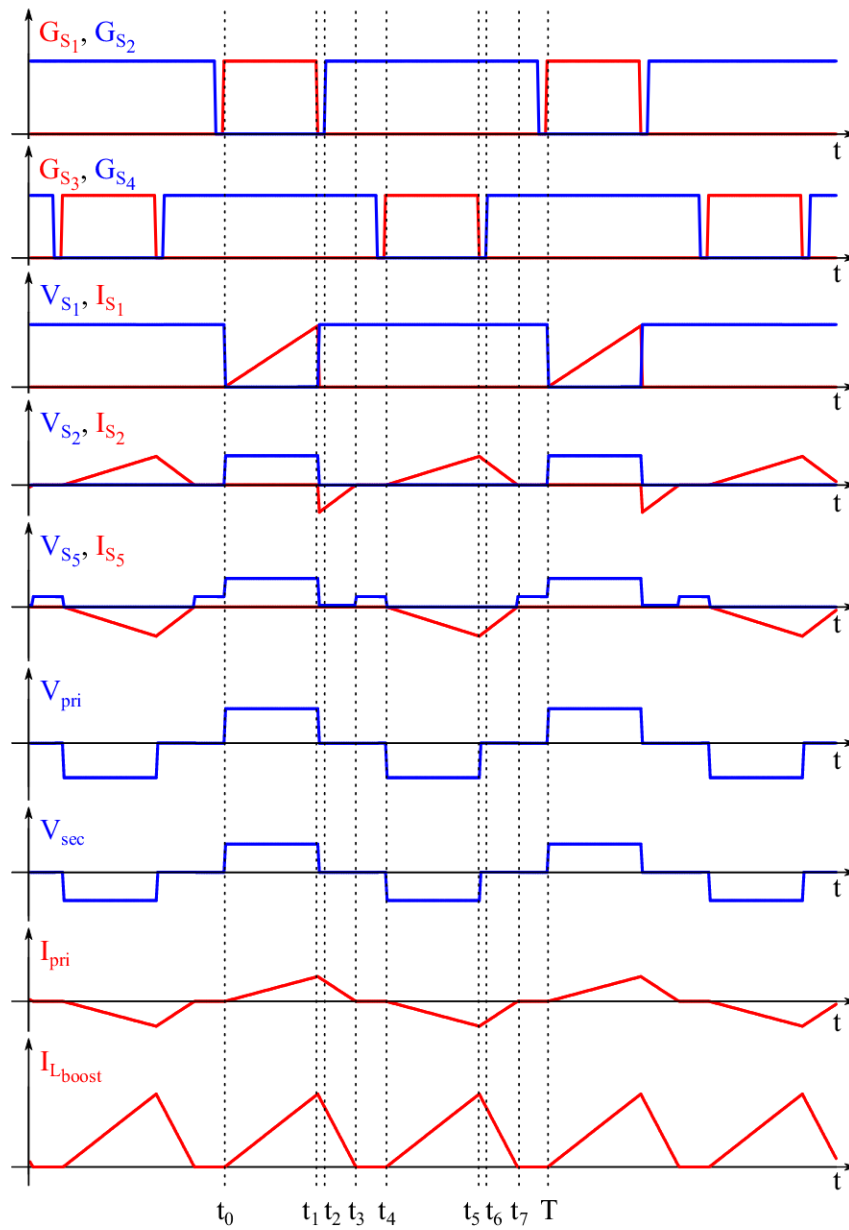


Figura 21: Formas de onda teóricas do conversor operando no modo redutor de tensão.

descarregado e $i_{L_{boost}}$ chega a zero e assim permanece durante toda a quarta e oitava etapa. Dessa forma, o subintervalo $D_2 T_s$ é dado pela equação

$$D_2 = \frac{t_3 - t_2}{T_s} + \frac{t_6 - t_5}{T_s}. \quad (9)$$

Além disso,

$$D_1 + D_2 = \frac{2t_{off}}{T_s}. \quad (10)$$

3.1.2 Ganho estático do conversor no modo redutor de tensão

Esta subseção tem por objetivo verificar o ganho estático do conversor no modo redutor de tensão operando no modo de condução descontínua.

Em ERICKSON; MAKSIMOVIC (2001), é apresentada uma metodologia de modelagem de conversores operando no modo de condução descontínua que consiste na substituição dos interruptores (chaves e diodos) por fontes de tensão e corrente equivalentes e no cálculo da média das formas de onda.

A tensão e a corrente média na chave se comportam conforme a lei de Ohm, desta forma, a chave pode ser modelada por um resistor efetivo sem perdas R_e . A tensão e a corrente média no diodo obedecem as características de uma fonte de potência dependente, com a mesma potência efetiva dissipada em R_e . Portanto, o diodo é modelado como uma fonte de potência dependente (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

Essa metodologia é utilizada para obter o ganho estático do conversor no modo redutor de tensão. O conversor no modo redutor de tensão operando em MDC pode ser representado por um circuito equivalente com a mesma topologia de um conversor *buck* não-isolado.

As chaves definidas como S_1 , S_2 , S_3 e S_4 , na figura 12, podem ser representadas por uma chave S_{buck} . Já as chaves definidas como S_5 , S_6 , S_7 e S_8 na figura 12 podem ser representadas por um diodo semiconductor D_{buck} . O banco de baterias é representado por um resistor sob uma tensão V_{bat} . Esta representação do banco de baterias por um resistor está relacionada a variação de potência no circuito e não ao modelo da bateria. A razão cíclica em função do tempo é representada por d e a razão cíclica D é um parâmetro constante.

O transformador é representado por um transformador ideal capaz de transformar níveis de tensões e correntes contínuas, com 100% de eficiência, de acordo com a relação de transformação $n : 1$ (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001). O circuito equivalente obtido é apresentado na figura 22.

Utilizando a metodologia proposta por (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001), é possível obter, a partir da figura 22, um circuito equivalente composto por fontes dependentes de tensão, corrente e potência que representa, de forma simplificada, a dinâmica em regime permanente do conversor em MCD.

Definindo a rede de interruptores conforme apresenta a figura 22, é possível

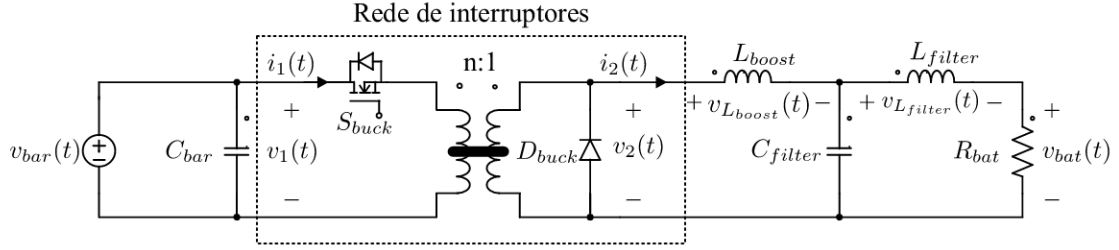


Figura 22: Circuito equivalente ao conversor no modo redutor de tensão.

analisar as tensões e as correntes v_1 , i_1 , v_2 e i_2 e suas formas de onda. A partir desta análise, é possível expressar os valores médios das formas de onda da figura 23 em função das entradas independentes e das variáveis de estado do conversor.

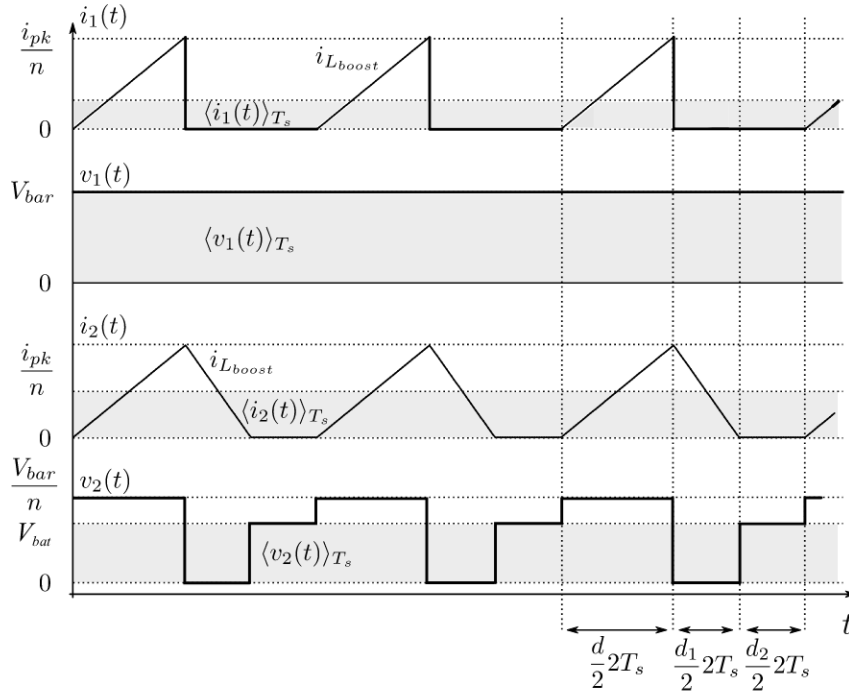


Figura 23: Formas de onda dos terminais da rede de interruptores.

A partir da identidade $dT_s + d_1T_s + d_2T_s = 1$ e que a tensão média sobre um indutor é zero, é possível verificar que as tensões médias sobre a chave e o diodo são iguais as tensões médias de entrada e saída do circuito, respectivamente. Assim,

$$\langle v_1(t) \rangle_{T_s} = \langle V_{bar}(t) \rangle_{T_s}, \quad (11)$$

$$\langle v_2(t) \rangle_{T_s} = \langle V_{bat}(t) \rangle_{T_s}. \quad (12)$$

onde a simbologia " $\langle \rangle_{T_s}$ " está associada ao valor médio em um período de comutação da grandeza associada.

Para calcular a corrente média $\langle i_1(t) \rangle_{T_s}$, é preciso calcular a área sob a forma

de onda no primeiro subintervalo, logo

$$\langle i_1(t) \rangle_{T_s} = \frac{d i_{pk}}{2 n} \quad (13)$$

onde

$$i_{pk} = \frac{\frac{\langle V_{bar}(t) \rangle_{T_s}}{n} - \langle V_{bat}(t) \rangle_{T_s}}{L_{boost}} d T_s \quad (14)$$

Portanto, é possível reescrever a equação (13) conforme a equação (15).

$$\langle i_1(t) \rangle_{T_s} = \frac{d^2(t) T_s}{2n L_{boost}} \left(\frac{\langle V_{bar}(t) \rangle_{T_s}}{n} - \langle V_{bat}(t) \rangle_{T_s} \right). \quad (15)$$

A corrente média $\langle i_2(t) \rangle_{T_s}$ pode ser calculada a partir da área sob o primeiro e o segundo subintervalo. Portanto

$$\langle i_2(t) \rangle_{T_s} = \frac{(d + d_1)}{2} i_{pk}. \quad (16)$$

Substituindo a equação (14) na equação (16), resulta

$$\langle i_2(t) \rangle_{T_s} = \frac{d^2(t) T_s}{2L_{boost}} \left(\frac{\langle V_{bar}(t) \rangle_{T_s}}{n} - \langle V_{bat}(t) \rangle_{T_s} \right) \frac{\frac{\langle V_{bar}(t) \rangle_{T_s}}{n}}{\langle V_{bat}(t) \rangle_{T_s}}. \quad (17)$$

Desta forma, a partir das equações (11), (12), (15) e (17), é possível obter o modelo médio de grandes sinais da rede de interruptores do conversor no modo redutor de tensão como mostra a figura 24.

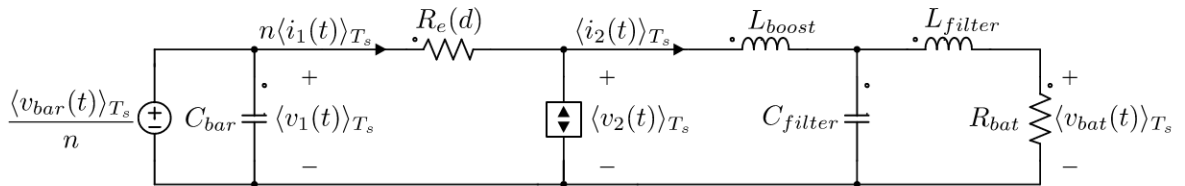


Figura 24: Modelo médio de grandes sinais do conversor no modo redutor de tensão.

O valor do resistor efetivo sem perdas pode ser obtido a partir da lei de Ohm, manipulando as equações (11) e (15). Isto é,

$$R_e(d) = \frac{\langle v_1(t) \rangle_{T_s}}{\langle i_1(t) \rangle_{T_s}} = \frac{2L_{boost}}{d^2 T_s}. \quad (18)$$

A fonte de potência dependente que dissipa a mesma potência efetiva dissipada

em $R_e(d)$ pode ser expressa por (19).

$$\langle p(t) \rangle_{T_s} = \frac{\langle v_1(t) \rangle_{T_s}^2}{R_e^2(d)} = \langle i_2(t) \rangle_{T_s} \langle v_2(t) \rangle_{T_s}. \quad (19)$$

Em regime permanente os indutores podem ser considerados um curto-circuito e os capacitores um circuito aberto. Então, a partir do circuito da figura 24, é obtido o circuito da figura 25 e o ganho estático pode ser calculado igualando a potência média na entrada e na saída.

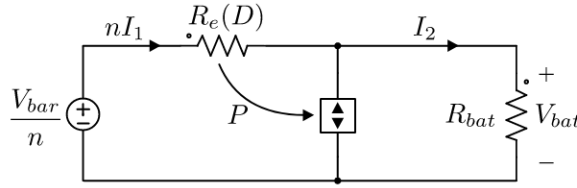


Figura 25: Modelo médio de grandes sinais do conversor no modo redutor de tensão.

O ganho estático do conversor no modo redutor de tensão é dado por (20).

$$M = \frac{V_{bat}}{V_{bar}} = \frac{1 - R_{bat} + \sqrt{R_{bat}^2 + 4R_e R_{bat}}}{2R_e}. \quad (20)$$

Manipulando a equação (20) e isolando a variável R_e obtém-se

$$R_e = \frac{-R_{bat}(Mn - 1)}{M^2 n^2}. \quad (21)$$

Substituindo a equação (18) na equação (21) e isolando a variável D fornece

$$D = \sqrt{\frac{2L_{boost} M^2 n^2}{-R_{bat} T_s (Mn - 1)}}. \quad (22)$$

Por fim, fazendo $R_{bat} = V_{bat}^2 / P_{bat}$, tem-se

$$D = \sqrt{\frac{2L_{boost} P_{bat} M^2 n^2}{-V_{bat}^2 T_s (Mn - 1)}}. \quad (23)$$

A equação (23) permite calcular a variação de razão cíclica para diferentes níveis de tensão e potência na bateria.

Com base na figura 25, é possível verificar que o circuito equivalente do conversor no modo redutor é análogo à representação do circuito equivalente do conversor *buck* tradicional. Além disso na equação (20), que representa o ganho estático, é possível

isolar totalmente a relação de transformação n , indicando uma relação direta entre V_{bar} e n .

A figura 26 apresenta os gráficos do ganho estático M em função da indutância L_{boost} e da razão cíclica D . Na figura 26(a), o valor da relação de transformação é 1. A partir deste gráfico é possível perceber que os menores valores de ganho estático são possíveis para valores menores de D e valores maiores de L_{boost} . Para denotar a influência da relação de transformação n no dimensionamento de L_{boost} e D , é apresentado o gráfico da figura 26(b), no qual $n=5$. Esta superfície possui a mesma característica da superfície da figura 26(a) com exceção do eixo M . Para fazer um comparativo do valor de n , suponha que $L_{boost} = 16 \mu H$. Para se obter o mesmo ganho estático $M=0,1$ é preciso $D=0,1$ para $n=1$ e $D=0,7$ para $n=5$. Com base na equação (23), a medida que a potência da bateria P_{bat} diminui, e fazendo-se uma análise similar, conclui-se que o valor da razão cíclica tende a ser menor. Portanto, é possível verificar como a relação de transformação pode limitar a máxima razão cíclica no modo redutor de tensão.

A figura 26(c) faz um comparativo da variação M para diferentes valores de n para $V_{bat} = 42 V$, $P_{bat} = 500 W$ e $f_s = 100 kHz$. Quando o valor da relação de transformação é relativamente baixo, é necessário um valor de D muito pequeno para obter um ganho estático reduzido. Isso pode ser compensado com a utilização de valores de n maiores, os quais permitem operar o conversor com uma razão cíclica maior.

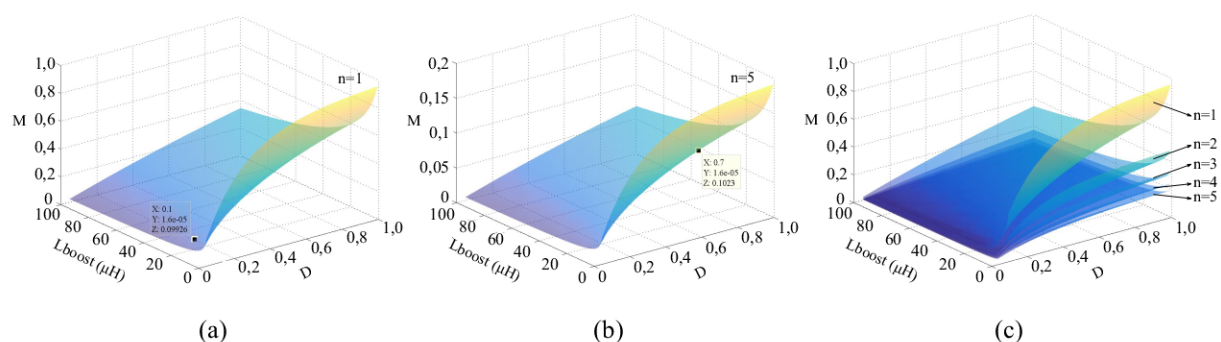


Figura 26: Ganho estático M em função de L_{boost} e da razão cíclica D para o conversor no modo redutor de tensão. (a) Para $n=1$. (b) Para $n=5$. (c) Para $n=1, 2, 3, 4$ e 5 .

3.1.3 Condições de Comutação Suave

3.1.3.1 Chaves no Lado de Alta Tensão

Da análise das etapas de operação e formas de onda teóricas do conversor é evidente que as chaves no lado de alta tensão são ativadas sob diferentes condições. As

chaves S_2 e S_4 são ativadas sempre que $I_{L_{lk}}$ atinge o valor de pico, enquanto que S_1 e S_3 são ativadas quando $I_{L_{lk}} = 0$. As chaves S_2 e S_4 podem ser ativadas com ZVS utilizando os elementos parasitas do conversor (indutância de dispersão e a capacitância de saída das chaves) e a indutância L_{boost} . Para obter a comutação suave, um tempo morto intencional é adicionado permitindo a descarga das capacitâncias de saída da chave C_{oss} . Durante este subintervalo, o indutor L_{boost} está em série com a indutância de dispersão L_{lk} e esta indutância equivalente deve armazenar energia suficiente para prover a carga e descarga de C_{oss} . Para garantir comutação suave a seguinte equação deve ser satisfeita:

$$\frac{1}{2}L'_{eq} \cdot I'_{L_{lk}}{}^2 > \frac{1}{2}C_{total}V_{bar}{}^2, \quad (24)$$

onde, $L'_{eq} = L'_{lk} + L'_{boost}$ é a indutância equivalente e $I'_{L_{lk}}$ é a corrente na indutância de dispersão. A notação ' significa que as grandezas estão referidas no primário do transformador.

A capacitância C_{total} corresponde à capacitância equivalente envolvida no processo de troca de energia. No primeiro semi-ciclo de comutação, enquanto a capacitância de saída de S_1 carrega, e a capacitância de saída de S_2 descarrega. Ou, no segundo semi-ciclo de comutação, a capacitância de de S_3 carrega e a de S_4 descarrega. Isto é,

$$C_{total} = 2 \cdot k_{C_{oss}} \cdot C_{oss}, \quad (25)$$

onde fator $k_{C_{oss}}$ está relacionado a variação de C_{oss} devido à operação em 380 V, cujo valor pode ser obtido da folha de dados da chave semicondutora adotada (TI, 2011b). Para que S_2 e S_4 sejam ativadas com ZVS, além de L_{eq} armazenar energia suficientemente, o tempo morto das chaves não deve ocorrer próximo à um quarto do intervalo de ressonância de L_{eq} e C_{total} (TI, 2011b). Assim,

$$t_{dead} \approx \frac{\pi}{2\omega_r}, \quad (26)$$

onde, ω_r é a frequência de ressonância dada por (27)

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L'_{eq}C_{total}}}. \quad (27)$$

Da equação (24) calcula-se a corrente mínima necessária para que ZVS seja alcançado. Assim,

$$I_{ZVS_{min}} = V_{bar} \sqrt{\frac{C_{total}}{L'_{eq}}}. \quad (28)$$

Da análise das etapas de operação, o valor de pico da corrente no primário do

transformador é calculado por(29)

$$I_{peak} = \frac{V_{bus} - nV_{bat}}{2n^2 L_{eq}} DT_s. \quad (29)$$

Manipulando as equações (20), (29) e (18), é possível relacionar a corrente de pico com a potência do conversor, isto é,

$$P = \frac{I_{peak}^2 L_{eq} V_{bat}^2 (1 - Mn)}{M^2 (V_{bus} - V_{bat}n)^2 T_s}. \quad (30)$$

Substituindo I_{peak} em (30) pela corrente mínima calculada na equação (28), é possível estimar a potência mínima para que o conversor opere com ZVS em S_2 e S_4 por meio de (31).

$$P_{ZVS,min} = \frac{V_{bus}^2 C_{total} V_{bat}^2 (1 - Mn)}{M^2 n^2 (V_{bus} - V_{bat}n)^2 T_s}. \quad (31)$$

O gráfico da figura 27 apresenta a relação da corrente de pico no primário do transformador com a potência de saída do conversor para diferentes níveis de tensão na bateria. Nota-se que a perda de ZVS ocorre primeiro na situação em que a bateria está completamente carregada. Assim a análise de perda de ZVS é feita somente para o caso crítico, ou seja, quando a bateria possui a tensão máxima em seus terminais.

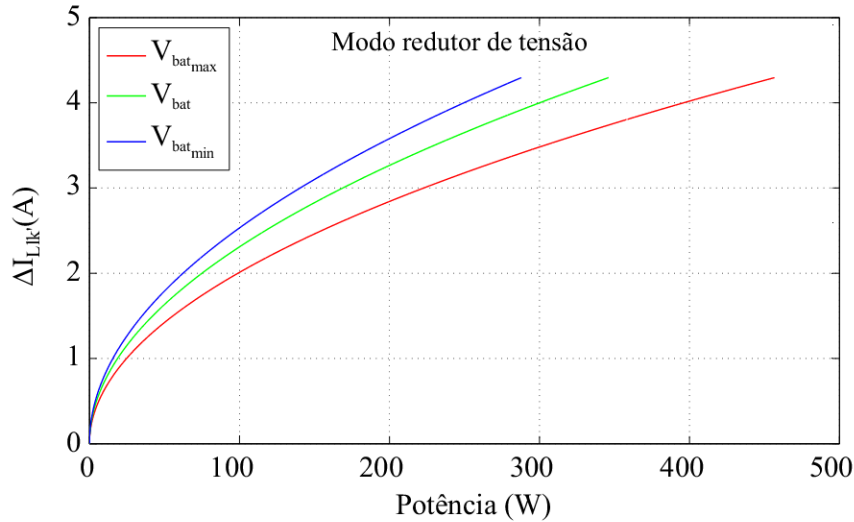


Figura 27: Pico da corrente $I_{L_{ik}}$ no lado de alta em função da potência de saída para diferentes níveis de tensão na bateria.

O cálculo apresentado da perda de ZVS não considera todas as não-idealidades do circuito, como variações de indutância e capacitância, que ocorrem na prática durante o tempo morto, devido à ressonância. Além disso, as indutâncias e capacitâncias da

placa de circuito impresso influenciam no processo de troca de energia. Tais considerações implicariam em cálculos complexos. Embora o cálculo apresentado seja uma simplificação, é apresentada uma boa aproximação do alcance de ZVS.

As chaves S_1 e S_3 são ativadas com ZCS em toda a faixa de operação devido à corrente ser aproximadamente zero nas etapas 4 e 8.

3.1.3.2 Chaves no Lado de Baixa Tensão

No lado de baixa tensão, a operação do conversor em MCD garante que não ocorram problemas de recuperação reversa nos diodos intrínsecos das chaves S_5 - S_8 (SUN *et al.*, 1998).

A tabela 2 apresenta, de forma resumida, as condições de comutação durante a operação do conversor no modo redutor de tensão.

Tabela 2: Condições de comutação no modo redutor de tensão

		Lado de alta				Lado de baixa
		S_1	S_2	S_3	S_4	S_5 - S_8
Modo	<i>Turn-on</i>	ZCS	ZVS	ZCS	ZVS	ZCS
redutor	<i>Turn-off</i>	HS*	ZCS	HS	ZCS	ZCS

*HS - *Comutação dissipativa.*

3.1.4 Conversor no modo elevador de tensão

No modo elevador de tensão, o banco de baterias fornece energia para o indutor L_{boost} ao mesmo tempo que o capacitor C_{bar} provê energia para o barramento CC. Na sequência, a energia armazenada no indutor L_{boost} é descarregada e o capacitor C_{bar} é carregado. Desta forma, a energia provinda do banco de baterias é transferida ao barramento CC conforme os níveis de tensão requeridos. Neste modo de operação, S_1 e S_3 conduzem apenas pelo diodo intrínseco. As chaves S_2 e S_4 estão defasadas em 180° e a razão cíclica é igual a D. No lado de baixa tensão, a razão cíclica é fixa em 0,5 e os pares diagonais recebem o mesmo sinal de comando. As chaves do mesmo braço recebem sinais de comando complementares. A defasagem entre o comando de S_2 e S_5 é 270° .

A análise em regime permanente do modo elevador de tensão é detalhada em seis etapas de operação que integram um ciclo completo de comutação. A seguir são descritos os estágios de operação e apresentadas as equações que descrevem o comportamento das correntes e das tensões em cada etapa de funcionamento.

Etapa 1 [t_0, t_1]: Nesta primeira etapa, descrita na figura 28, as chaves S_6 e S_7 estão em condução, juntamente com a chave S_2 e o diodo intrínseco de S_4 no lado de alta tensão. Desta forma, o banco de baterias começa a descarregar, fornecendo energia para o indutor L_{boost} e, conseqüentemente, uma corrente negativa é aplicada no transformador.

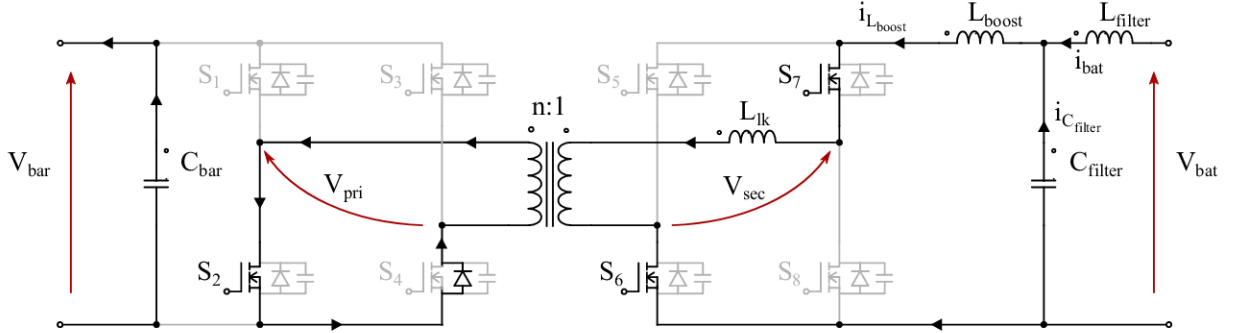


Figura 28: Primeiro estágio de operação do conversor operando como elevador de tensão.

A tensão no transformador é nula, portanto a tensão nas chaves S_5 e S_8 é zero. No lado de alta tensão, os diodos intrínsecos de S_1 e S_3 estão inversamente polarizados e submetidos à uma tensão de bloqueio igual a V_{bar} . Nesta etapa o conversor está em estado ativo e as correntes do indutor L_{boost} e transformador crescem linearmente, com o mesmo di/dt , chegando ao valor máximo no final deste intervalo.

Da análise das tensões na malha do circuito equivalente, tem-se que:

$$V_{bar} = V_{C_{bar}}, \quad (32)$$

$$V_{L_{boost}} = V_{bat}, \quad (33)$$

$$I_{C_{bar}} = -I_{V_{bar}}. \quad (34)$$

Etapa 2 [t_1, t_2]: Em t_1 , as chaves S_6 e S_7 permanecem em condução e S_2 é desativada, com isso o diodo intrínseco de S_1 é polarizado e uma tensão positiva é aplicada no transformador, finalizando o estado ativo do conversor. Esta etapa é ilustrada pela figura 29. Nesta etapa, o indutor L_{boost} está transferindo energia para o barramento CC e carregando o capacitor C_{bar} .

Na transição de S_2 , a tensão no secundário do transformador passa a ser V_{bar}/n e as chaves S_5 e S_8 estão em condição de bloqueio e submetidos à tensão de $\frac{V_{bar}}{n}$. Já no lado de alta tensão, S_2 e S_3 devem suportar uma tensão igual a V_{bar} . As correntes $I_{L_{boost}}$ e $I_{L_{lk}}$ descrevem linearmente, com o mesmo di/dt , chegando ao valor de zero no final deste

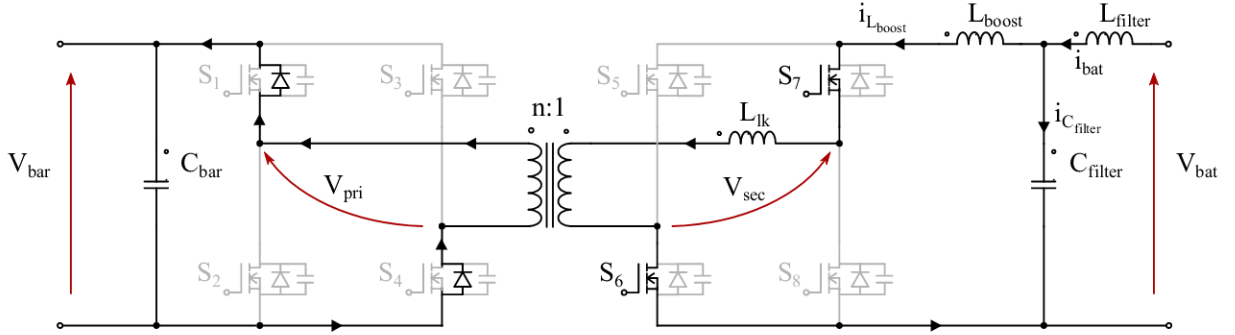


Figura 29: Segundo estágio de operação do conversor operando como elevador de tensão. intervalo. Com o diodo intrínseco de S_4 conduzindo, a chave é ativada com ZVS durante esta etapa de operação.

Nesta etapa, de acordo com a análise das tensões nas malhas e correntes no nós do circuito apresentado na figura 29, tem-se que:

$$V_{bar} = V_{C_{bar}}, \quad (35)$$

$$V_{L_{boost}} = V_{bat} - \frac{V_{bar}}{n}, \quad (36)$$

$$I_{C_{bar}} = \frac{I_{L_{boost}}}{n} - I_{V_{bar}}. \quad (37)$$

Etapa 3 $[t_2, t_3]$: Esta etapa, ilustrada na figura 30, inicia quando o indutor L_{boost} é completamente descarregado e $v_{L_{boost}}$ é igual a zero. Desta forma, a tensão no lado de baixa tensão do transformador decresce de $\frac{V_{bar}}{n}$ para V_{bat} .

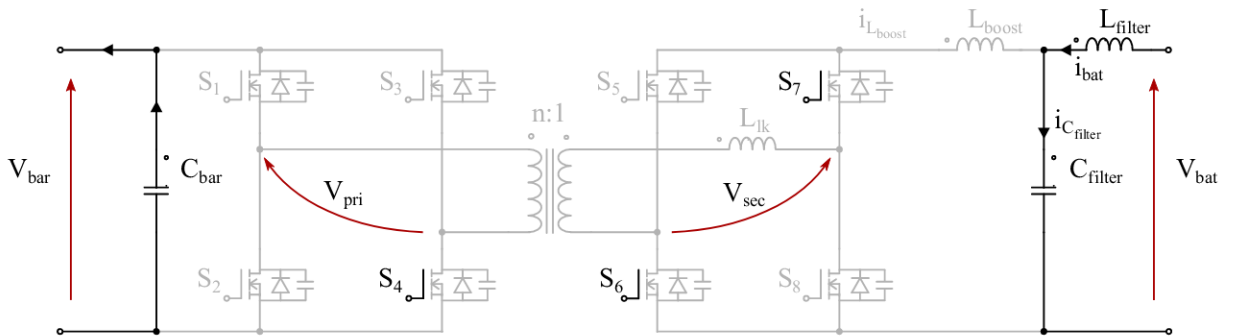


Figura 30: Terceiro estágio de operação do conversor operando como elevador de tensão.

No lado de baixa tensão, a corrente $i_{L_{boost}}$ é zero. Assim, não há fluxo de corrente nas chaves S_5, S_6, S_7 e S_8 e no transformador. As chaves S_5 e S_8 estão submetidas à tensão do banco de baterias.

No lado de alta tensão, também não há fluxo de corrente no transformador e nas chaves S_1, S_2, S_3 e S_4 . A chave S_1 está submetida à tensão de $V_{bar} - V_{bat}n$. A chave

S_2 está submetida à mesma tensão que o lado de alta do transformador, neste caso, $V_{bat}n$. A chave S_3 possui a mesma tensão que o barramento CC, enquanto a queda de tensão sobre S_4 é zero.

Portanto, as equações que descrevem este estágio são dadas por:

$$V_{bar} = V_{C_{bar}}, \quad (38)$$

$$V_{L_{boost}} = 0, \quad (39)$$

$$I_{C_{bar}} = -I_{V_{bar}}. \quad (40)$$

Etapa 4 [t_3 , t_4]: Para o semiciclo negativo, em t_3 , as chaves S_5 e S_8 são ativadas com ZCS, juntamente com o fechamento ZVS da chave S_4 e a polarização do diodo intrínseco de S_2 no lado de alta tensão, como ilustra a figura 31. Além disso, em t_3 , as chaves S_6 e S_7 são desativadas com ZCZVS. Da mesma forma que no primeiro estágio, o banco de baterias começa a descarregar, fornecendo energia para o indutor L_{filter} e, desta vez, uma corrente negativa é aplicada no transformador.

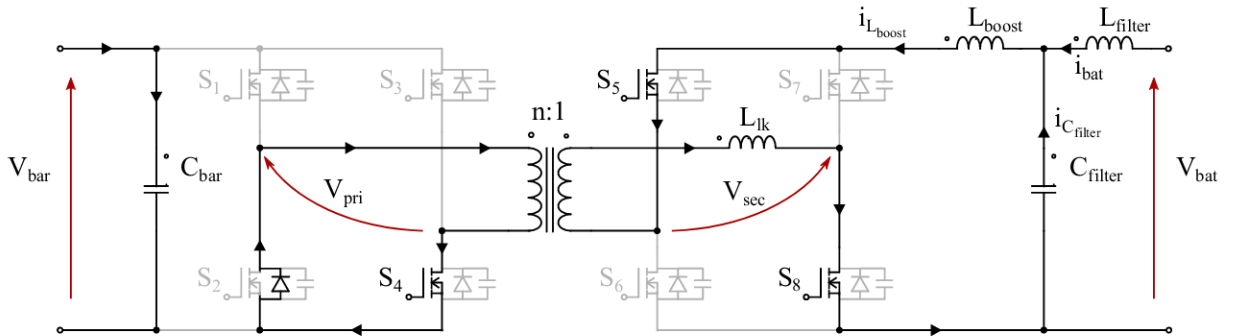


Figura 31: Quarto estágio de operação do conversor operando como elevador de tensão.

A tensão no transformador é nula, portanto a queda de tensão nas chaves S_6 e S_7 é igual a zero. No lado de alta tensão, os diodos intrínsecos de S_1 e S_3 estão inversamente polarizados e submetidos à uma tensão de bloqueio igual a V_{bar} . Nesta etapa o conversor está em estado ativo e a corrente do indutor L_{boost} cresce linearmente chegando ao valor máximo no final deste intervalo. A corrente no transformador decresce linearmente com a mesma magnitude de di/dt que $I_{L_{boost}}$. As equações apresentadas na primeira etapa são válidas para este estágio.

Etapa 5 [t_4 , t_5]: Em t_4 , as chaves S_5 e S_8 permanecem em condução e S_4 é desativado. Com isso, o diodo intrínseco da chave S_3 é polarizado e uma tensão negativa é aplicada no transformador, finalizando o estado ativo do conversor. Esta etapa é mostrada na figura 32. De forma similar ao segundo estágio, o indutor L_{boost} está

transferindo energia para o barramento CC e carregando o capacitor C_{bar} .

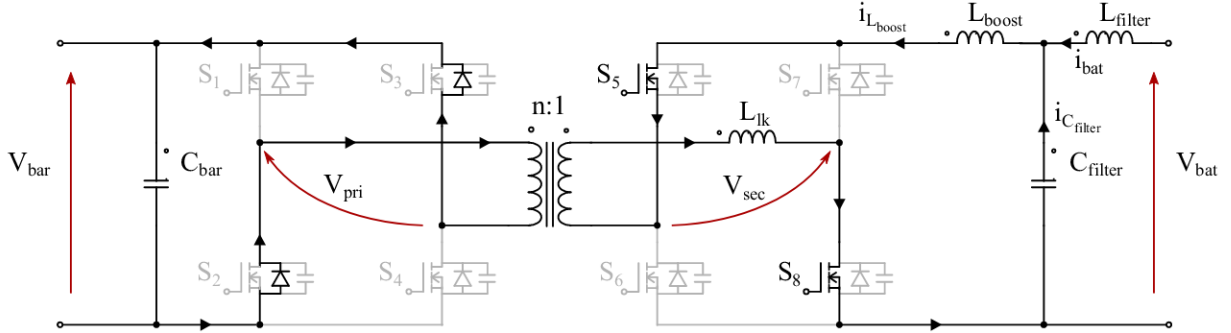


Figura 32: Quinto estágio de operação do conversor operando como elevador de tensão.

Na transição de S_4 , a tensão no secundário do transformador passa a ser V_{bar}/n e as chaves S_6 e S_7 estão em condição de bloqueio e submetidas à tensão $\frac{V_{bar}}{n}$. Já no lado de alta tensão, S_4 e S_1 devem suportar uma tensão igual a V_{bar} . As correntes $I_{L_{boost}}$ e $I_{L_{lk}}$ descessem e crescem, respectivamente, linearmente com a mesma magnitude de di/dt , chegando ao valor de zero no final deste intervalo. Com o diodo intrínseco de S_2 conduzindo, a chave é ativada com ZVS durante esta etapa de operação. As equações mostradas na segunda etapa também são válidas para este estágio.

Etapa 6 $[t_5, T]$: Esta etapa é semelhante à terceira etapa e é ilustrada na figura 33. Em t_5 , o indutor L_{boost} é completamente descarregado e $I_{L_{boost}}$ é igual a zero. Desta forma, a tensão no lado de baixa tensão do transformador é igual a $-V_{bat}$ e nenhuma corrente circula no transformador.

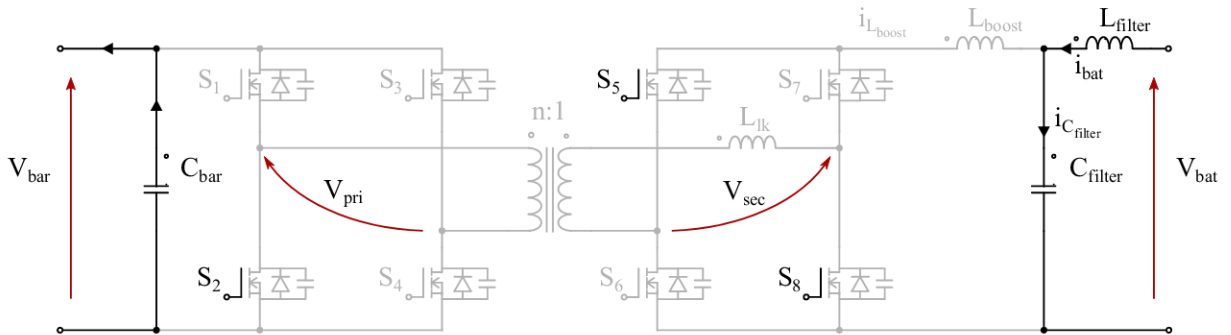


Figura 33: Sexto estágio de operação do conversor operando como elevador de tensão.

No lado de baixa tensão, a corrente $i_{L_{boost}}$ é zero. Assim, não há fluxo de corrente nas chaves S_5 , S_6 , S_7 e S_8 e no transformador. As chaves S_5 e S_8 possuem tensão nula, enquanto que S_6 e S_7 estão submetidas à tensão do banco de baterias.

No lado de alta tensão, também não há fluxo de corrente no transformador e nas chaves S_1 , S_2 , S_3 e S_4 . A chave S_1 está submetida à tensão de V_{bar} . A chave S_2

possui queda de tensão nula. A chave S_3 possui uma queda de tensão igual à $V_{bar} - V_{bat}n$, enquanto que a queda de tensão sobre S_4 é $V_{bat}n$.

O fim desta etapa sucede com o fechamento ZCS de S_6 e S_7 enquanto S_5 e S_8 são desativadas com ZCZVS, iniciando outro ciclo de comutação. As equações apresentadas na terceira etapa são válidas para este estágio.

De acordo com cada etapa de operação do conversor operando no modo elevador de tensão, a figura 34 apresenta as principais formas de ondas teóricas do conversor. G_{S_2} , G_{S_4} , G_{S_5} e G_{S_6} se referem aos comandos de *gate* das chaves S_2 , S_4 , S_5 e S_6 . Na figura, também são mostradas as formas de onda da corrente e tensão nas chaves S_1 , S_2 e S_5 . Além disso, são apresentadas as formas de onda da tensão e corrente no primário do transformador e tensão no secundário, bem como a corrente no indutor L_{boost} .

Novamente, o transformador precisa ser desmagnetizado inteiramente durante o segundo e o quinto estágio. Isto implica que, o primeiro e quarto estágio devem possuir o mesmo tempo de duração. De maneira similar, o segundo e quinto estágio devem possuir tempos de duração iguais, conseqüentemente, o terceiro e sexto estágio terão o mesmo tempo de duração.

Posto isso, e de acordo com a análise dos estágios de operação, considera-se que o conversor permanece em estado ativo quando as chaves S_2 e S_4 estão em condução, isto é, o primeiro e quarto estágio estão relacionados ao período de tempo que o indutor L_{boost} é carregado. Assim, a razão cíclica do conversor (D) é dada por

$$D = \frac{t_1 - t_0}{T} + \frac{t_4 - t_3}{T} = \frac{2t_{on}}{T}. \quad (41)$$

No segundo e o quinto estágio, o indutor L_{boost} é descarregado. Logo, defini-se que estes estágios estão relacionados a um subintervalo de tempo D_1T , o qual é dado por

$$D_1 = \frac{t_2 - t_1}{T} + \frac{t_5 - t_4}{T}. \quad (42)$$

No final do segundo e do quinto estágio, o indutor L_{boost} está completamente descarregado e $i_{L_{boost}}$ chega a zero, permanecendo assim durante todo o terceiro e sexto estágio. Logo, o subintervalo D_2T é dado por

$$D_2 = \frac{t_3 - t_2}{T} + \frac{t_6 - t_5}{T}. \quad (43)$$

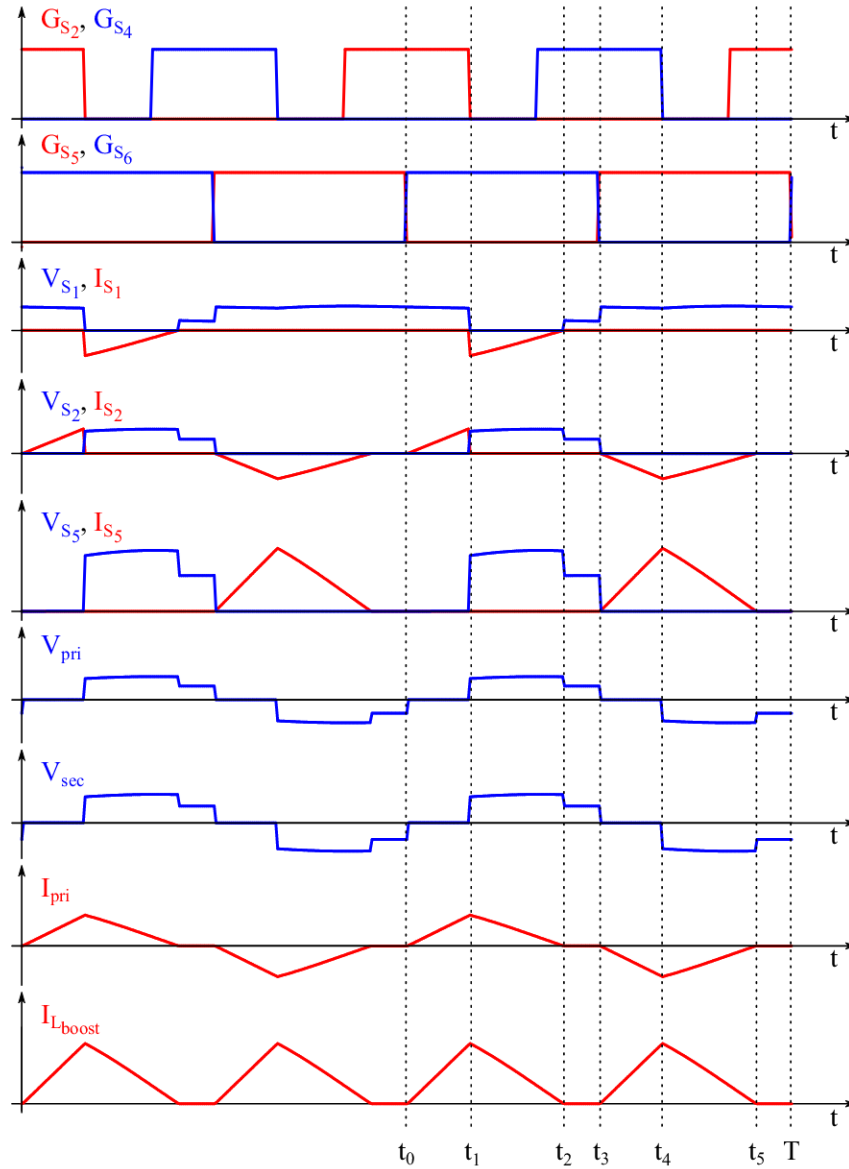


Figura 34: Formas de onda teóricas do conversor operando no modo elevador de tensão.

Além disso,

$$D_1 + D_2 = \frac{2t_{off}}{T}. \quad (44)$$

3.1.5 Ganho estático do conversor no modo elevador de tensão

Esta subseção tem por objetivo verificar o ganho estático do conversor no modo elevador de tensão operando no modo de condução descontínua. A metodologia proposta por (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001) é novamente utilizada.

O conversor no modo elevador de tensão operando em MCD pode ser representado por um circuito equivalente. As chaves definidas como S_1 , S_2 , S_3 e S_4 , na figura 12, podem ser representadas por um diodo semiconductor D_{boost} . Já as chaves definidas

como como S_5 , S_6 , S_7 e S_8 , na figura 12, podem ser representadas por uma chave S_{boost} . Neste caso, o barramento CC é representado por um resistor sob uma tensão V_{bar} . A razão cíclica em função do tempo é representada por d e a razão cíclica D é um parâmetro constante.

Novamente, o transformador é representado por um transformador ideal capaz de transformar níveis de tensões e correntes contínuas, com 100% de eficiência, de acordo com a relação de transformação $1 : n$ (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001). O circuito equivalente obtido é apresentado na figura 35.

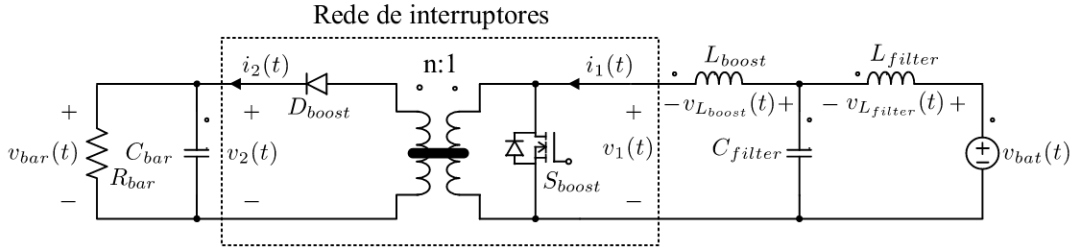


Figura 35: Circuito equivalente ao conversor no modo elevador de tensão.

Utilizando a metodologia proposta por (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001), é possível obter, a partir da figura 35, um circuito equivalente composto por fontes dependentes de tensão, corrente e potência que representam de forma simplificada a dinâmica em regime permanente do conversor em MCD.

A figura 35 apresenta a rede de interruptores definida. Analisando as tensões e as correntes v_1 , i_1 , v_2 e i_2 e suas formas de onda, é possível expressar os valores médios das formas de onda da figura 36 em função das entradas independentes e das variáveis de estado do conversor.

A partir da identidade $dT_s + d_1T_s + d_2T_s = 1$ e que a tensão média sobre os indutores é zero, é possível verificar que as tensões médias sobre a chave e o diodo são iguais as tensões média de entrada e saída do circuito, respectivamente. Assim,

$$\langle v_1(t) \rangle_{T_s} = \frac{\langle V_{bat}(t) \rangle_{T_s}}{n}, \quad (45)$$

$$\langle v_2(t) \rangle_{T_s} = \langle V_{bar}(t) \rangle_{T_s}. \quad (46)$$

Para calcular a corrente média $\langle i_1(t) \rangle_{T_s}$, é preciso calcular a área sob a forma de onda no primeiro subintervalo. Logo,

$$\langle i_1(t) \rangle_{T_s} = \frac{d + d_1}{2} i_{pk}, \quad (47)$$

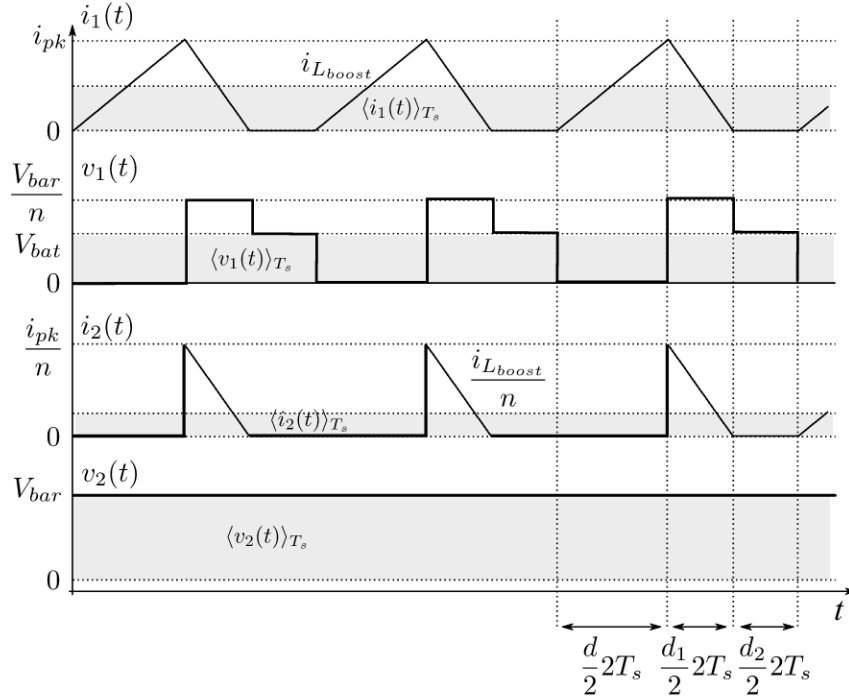


Figura 36: Formas de onda dos terminais da rede de interruptores.

onde,

$$i_{pk} = \frac{\langle V_{bat}(t) \rangle_{T_s}}{L_{boost}} d T_s. \quad (48)$$

Portanto, é possível reescrever a equação (13) como

$$\langle i_1(t) \rangle_{T_s} = \frac{\langle V_{bat}(t) \rangle_{T_s}}{R_e} - \frac{\langle V_{bat}(t) \rangle_{T_s}^2}{R_e} \frac{1}{\langle V_{bat}(t) \rangle_{T_s} - \frac{\langle V_{bar}(t) \rangle_{T_s}}{n}}. \quad (49)$$

A corrente média $\langle i_2(t) \rangle_{T_s}$ pode ser calculada a partir da área sob o primeiro e o segundo subintervalo, portanto,

$$\langle i_2(t) \rangle_{T_s} = \frac{(d_1)}{2} \frac{i_{pk}}{n}. \quad (50)$$

Substituindo a equação (48) na equação (50) fornece

$$\langle i_2(t) \rangle_{T_s} = -\frac{1}{n} \frac{\langle V_{bat}(t) \rangle_{T_s}^2}{R_e} \frac{1}{\langle V_{bat}(t) \rangle_{T_s} - \frac{\langle V_{bar}(t) \rangle_{T_s}}{n}}. \quad (51)$$

Desta forma, a partir das equações (45), (46), (49) e (51), é possível obter o modelo médio de grandes sinais da rede de interruptores do conversor no modo elevador de tensão como mostra a figura 37.

O valor do resistor efetivo sem perdas pode ser obtido a partir da lei de Ohm,

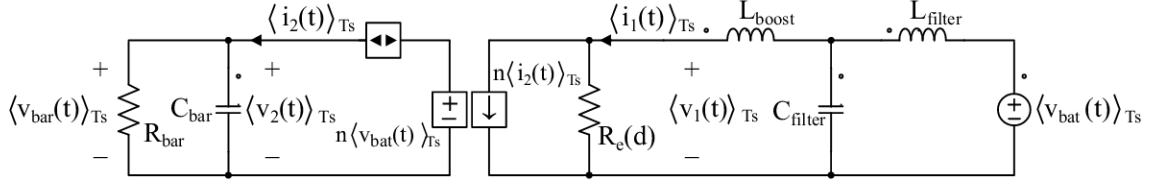


Figura 37: Modelo médio de grandes sinais do conversor no modo elevador de tensão.

manipulando as equações (45) e (49). Assim,

$$R_e(d) = \frac{\langle v_1(t) \rangle_{T_s}}{\langle i_1(t) \rangle_{T_s} - n \langle i_2(t) \rangle_{T_s}} = \frac{2L_{boost}}{d^2 T_s}. \quad (52)$$

A fonte de potência dependente que dissipa a mesma potência efetiva dissipada em $R_e(d)$ pode ser expressa por

$$\langle p(t) \rangle_{T_s} = \frac{\langle v_1(t) \rangle_{T_s}^2}{R_e^2(d)} = \langle i_2(t) \rangle_{T_s} (n \langle v_1(t) \rangle_{T_s} - \langle v_2(t) \rangle_{T_s}). \quad (53)$$

Em regime permanente, os indutores podem ser considerados um curto-circuito e os capacitores um circuito aberto. Então a partir do circuito da figura 37 é obtido o circuito da figura 38 e o ganho estático pode ser calculado igualando a potência média na entrada e na saída.

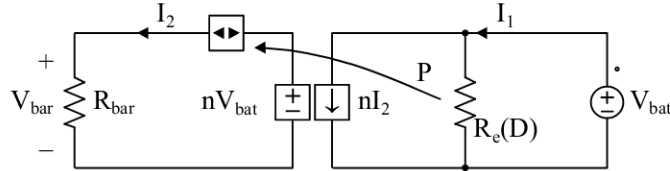


Figura 38: Modelo médio de grandes sinais do conversor no modo elevador de tensão.

Desta forma, o ganho estático do conversor no modo elevador de tensão é dado por

$$M = \frac{n + \sqrt{n^2 + 4 \frac{R_{bar}}{R_e}}}{2}. \quad (54)$$

Manipulando a equação (54) e isolando a variável R_e obtém-se

$$R_e = \frac{4R_{bar}}{(2M - n^2) - n^2}. \quad (55)$$

Substituindo a equação (18) na equação (55) e isolando a variável D tem-se

$$D = \sqrt{\frac{L_{boost}((M - n^2) - n^2)}{2R_{bar}T_s}}. \quad (56)$$

Por fim, fazendo $R_{bar} = V_{bar}^2/P_{bar}$ obtém-se

$$D = \sqrt{\frac{L_{boost}P_{bar}((M - n^2) - n^2)}{2V_{bar}^2T_s}}. \quad (57)$$

A equação (57) permite calcular a variação de razão cíclica para diferentes níveis de tensão e potência no barramento CC.

Com base na figura 38 é possível verificar que o circuito equivalente do conversor no modo elevador é composto por uma fonte dependente de tensão e corrente. Além disso, na equação (54) do ganho estático, não é possível isolar totalmente a relação de transformação n como no modo redutor de tensão, indicando que não há uma relação direta entre V_{bar} e n . Portanto, a representação do conversor no modo elevador de tensão difere de um circuito *boost* tradicional.

A figura 39 apresenta os gráficos do ganho estático M em função da indutância L_{boost} e da razão cíclica D para $V_{bar} = 380V$, $P_{bat} = 500W$ e $f_s = 100kHz$. Na figura 26(a) o valor da relação de transformação é 1. A partir deste gráfico, é possível perceber que os maiores valores de ganho estático são possíveis para maiores valores de D e menores de L_{boost} , o que implica em maior corrente eficaz. Novamente, para denotar a influência de relação de transformação n no dimensionamento de L_{boost} e D , tem-se a figura 26(b), onde $n=5$. Esta superfície possui a mesma característica da superfície da figura 26(a) com exceção do eixo M . Diferentemente do modo redutor de tensão, neste modo, o aumento de n proporciona um deslocamento significativo e vantajoso no eixo do ganho estático como é mostrado na figura 26(c) que faz um comparativo da variação M para diferentes valores de n .

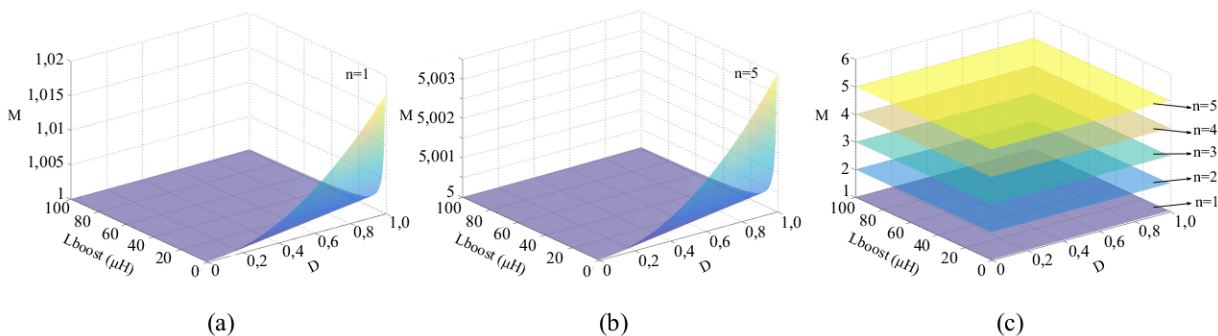


Figura 39: Ganho estático M em função de L_{boost} e da razão cíclica D para o conversor no modo elevador de tensão. (a) Para $n=1$. (b) Para $n=5$. (c) Para $n=1, 2, 3, 4$ e 5 .

3.1.6 Condições de Comutação Suave

3.1.6.1 Chaves no Lado de Alta Tensão

Da análise das etapas de operação e formas de onda teóricas do conversor, novamente, as chaves no lado de alta tensão conduzem sob diferentes condições. As chaves S_2 e S_4 são ativadas sempre que o diodo intrínseco está conduzindo. Assim, garante a ativação com ZVS de tensão em toda a faixa de operação. As chaves S_1 e S_3 conduzem apenas pelo diodo intrínseco sem problemas de recuperação reversa devido à operação em MCD.

3.1.6.2 Chaves no Lado de Baixa Tensão

No lado de baixa tensão a operação do conversor em MCD garante que as chaves sejam ativadas com ZCS e desativadas com ZCZVS em todas as faixas de operação (SUN *et al.*, 1998). A tabela 3 apresenta, de forma resumida, as condições de comutação durante a operação do conversor no modo elevador de tensão.

Tabela 3: Condições de comutação no modo elevador de tensão

		Lado de alta				Lado de baixa
		S_1	S_2	S_3	S_4	S_5 - S_8
Modo	<i>Turn-on</i>	ZCS	ZVS	ZCS	ZVS	ZCS
elevador	<i>Turn-off</i>	ZCS	HS	ZCS	HS	ZCZVS

*HS - Comutação dissipativa.

3.1.7 Análise de Corrente rms e Corrente Circulante

O conversor DAB operando com SPS geralmente possui grande quantidade de corrente circulante quando opera em baixas potências e ganho estático inferior ao valor unitário (CHOI *et al.*, 2016). A operação em MCD do conversor proposto faz com que a corrente no transformador apresente forma de onda triangular. A modulação triangular não possui corrente circulante em toda a faixa de operação sendo interessante sua utilização em cargas leves (SHAO *et al.*, 2019), (CHOI *et al.*, 2016).

A corrente eficaz do transformador do conversor é dada por

$$I_{Llk,rms} = \Delta I_{Lboost} \sqrt{\frac{D + D_1}{3}}, \quad (58)$$

onde, D é a razão cíclica em que o conversor está em modo ativo e D_1 é a razão cíclica

referente ao segundo e quarto intervalo. Esta equação é válida para ambos os modos de operação, redutor e elevador. O cálculo da variável D_1 se dá por meio da análise das etapas de operação e ganho estático do conversor para cada modo. A partir da equação (58), é perceptível que os maiores níveis de corrente eficaz ocorrem quando o conversor opera na potência nominal e com as baterias completamente descarregadas, visto que, nessa faixa de potência, tem-se o valor máximo de pico da corrente.

3.1.8 Influência do transformador

O transformador tem como principal função transferir energia instantaneamente e de forma eficiente entre os dois inversores em ponte completa. Além disso, o transformador fornece como recursos adicionais a adequação de diferentes níveis de tensão de entrada/saída, contribuindo para o ganho estático do conversor e a separação dos enrolamentos primário e secundário, que garante a isolação galvânica entre o barramento CC e o banco de baterias (TI, 2011a).

Idealmente o transformador transfere toda a energia instantaneamente. Porém, devido às não idealidades, na prática, parte da energia é armazenada na indutância de magnetização e indutância de dispersão do transformador. A indutância de magnetização está associada a energia armazenada devido à saturação característica do material do núcleo e a pequenos espaços entre a junção do núcleo. Já, a indutância de dispersão está relacionada à orientação física e espaçamento dos enrolamentos e pode ser representada por indutâncias adicionais que estão em série com os enrolamentos (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001), (TI, 2011a).

Estes elementos parasitas afetam a eficiência do transformador. Para alterar a magnetização do núcleo é necessária uma quantidade de energia, que não é totalmente recuperável em forma elétrica, assim uma parte é perdida em forma de calor. Estas perdas em forma de calor podem ser ditas como as perdas no núcleo do transformador. Para minimizar isto, são utilizados núcleos sem divisão com materiais de alta permeabilidade. Além das perdas no núcleo, perdas consideráveis ocorrem no enrolamento dos transformador devido à resistência inerente do enrolamento (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

Outro efeito desfavorável da indutância de magnetização e dispersão são sobretensões durante as transições de comutação que podem resultar em interferências eletromagnéticas e danos às chaves semicondutoras do circuito (TI, 2011a). Em topologias na qual a indutância de dispersão fica em série com um MOSFET que opera sem comutação

suave, a forma de onda da tensão do MOSFET apresenta ressonância. No instante que o MOSFET desliga, um circuito ressonante composto pela indutância de dispersão e a capacitância de saída do MOSFET é excitado, resultando em uma tensão ressonante com amplitude suficientemente grande para danificar o componente (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

Em conversores isolados com característica de alimentação em corrente, a indutância de dispersão pode ficar em série com o indutor de entrada. Como consequência, na comutação das chaves, o indutor de entrada força uma mudança repentina na corrente do transformador causando sobretensões na forma de onda do transformador e das chaves (BAL *et al.*, 2018a), (CARVALHO *et al.*, 2020). Para reduzir os picos de tensão, os transformadores geralmente são projetados para ter uma indutância de dispersão mínima. Uma forma de reduzir a indutância de dispersão é entrelaçando os enrolamentos primário e secundário do transformador (COLONEL, 2004).

Embora apresente algumas desvantagens, a indutância de dispersão pode ser utilizada para alcançar transição com zero de tensão em dispositivos de comutação de algumas topologias, tais como, *half-bridge* e *full-bridge*. Neste caso, é preciso verificar a região de alcance de ZVS, pois para cargas mais leves, a indutância de dispersão não armazena energia suficiente para descarregar os capacitores de saída das chaves (TI, 2011b).

Posto isso, a técnica de modulação utilizada tem como objetivo evitar a ocorrência de sobretensões causadas pelos elementos parasitas do transformador bem como se beneficiar de comutações com zero de tensão quando for possível. O projeto da relação de transformação ($n:1$) é feito considerando as equações de ganho estático do conversor no modo redutor e elevador de tensão e especificações do sistema.

3.1.9 Projeto do transformador

A relação da transformação n é projetada de acordo com a máxima potência de saída processada e a faixa de variação de tensão das baterias. O projeto de n influi fortemente no valor máximo da razão cíclica e , conseqüentemente, no projeto do indutor L_{boost} . Para selecionar o valor de n , são consideradas as seguintes premissas: quanto maior o valor de L_{boost} , menor é o pico da corrente $I_{L_{boost}}$; C_{filter} é inversamente proporcional a L_{boost} ; o valor máximo de L_{boost} para cada ponto de operação ocorre para $D = 0,5$. O projeto de n é feito considerando as equações de ganho estático do conversor no modo de

condução crítica para $D = 0,5$ e especificações do sistema de acordo com

$$n = \frac{V_{bar}}{V_{bat}} \cdot 0,5. \quad (59)$$

Nessas condições, o máximo valor de n é limitado por $V_{bat_{min}}$. Quando n é maior que este limite, o projeto de L_{boost} não é otimizado, pois não é mais possível escolher o valor máximo de L_{boost} . Um menor valor de n possibilita o aumento de L_{boost} . Em contrapartida, a escolha de um valor pequeno para n limita a máxima razão cíclica alcançável no modo redutor de tensão. Além disso, a escolha adequada de n possibilita que as chaves no lado de baixa tensão sejam submetidos à uma tensão menor, como mostra a equação abaixo

$$V_{ds_{S_5, S_6, S_7, S_8}} = \frac{V_{bar}}{n}. \quad (60)$$

Desta forma, o projeto de n requer um equilíbrio a ser alcançado entre as características desejáveis do conversor.

3.1.10 Projeto dos filtros

O projeto dos indutores e capacitores dos filtros é feito com base nas etapas de operação do conversor e formas de onda teóricas da tensão e corrente presentes no componente.

Projeto do Indutor L_{boost} : É desejado que o conversor opere no modo de condução descontínua. Portanto, a corrente através do indutor L_{boost} deve alcançar o valor zero e permanecer em zero no último intervalo de cada período (EMADI *et al.*, 2009). Inicialmente, a indutância L_{boost} é definida a partir da equação que define o comportamento da tensão de um indutor qualquer. Isto é,

$$V_L = L \frac{di_L}{dt}. \quad (61)$$

Neste caso, são considerados os estágios de operação 1 e 4 do conversor operando no modo redutor de tensão, nos quais o indutor está submetido à diferença entre a tensão do barramento CC referida ao secundário do transformador e a tensão do banco de baterias. No estágio 1 e 4 o conversor está ligado, como dito anteriormente, portanto, o intervalo de tempo a ser considerado é t_{on} . Desta forma, a equação (61) pode ser reescrita como

$$L = \frac{\frac{V_{bar}}{n} - V_{bat}}{\Delta I_L} D \frac{T_s}{2}, \quad (62)$$

onde, ΔI_L é a ondulação de corrente do indutor.

Sabendo que o ganho estático do conversor em modo de condução contínua é dado por (63) (CARVALHO *et al.*, 2020)

$$\frac{V_{bat}}{V_{bar}} = \frac{D}{n}, \quad (63)$$

substituindo as equações (7) e (63), resulta em

$$L = \frac{V_{bar}(1-D)D T_s}{n\Delta I_L} \frac{1}{2}, \quad (64)$$

ou, equivalentemente,

$$L = \frac{V_{bar}(1-D)D}{2f_s n \Delta I_L}. \quad (65)$$

Devido à configuração do conversor em *full-bridge*, a componente alternada presente na forma de onda da tensão do indutor apresenta o dobro da frequência de comutação f_s . Assim a equação (65) é reescrita como

$$L = \frac{V_{bar}(1-D)D}{fn\Delta I_L}. \quad (66)$$

A equação (66) permite verificar qual é o valor máximo de indutância que garante que a operação do conversor no modo de condução descontínua. Logo, L_{boost} pode ser dado satisfazendo a desigualdade

$$L_{boost} < \frac{V_{bar}(1-D)D}{fn\Delta I_L}, \quad (67)$$

ou, em função da corrente média na bateria. Isto é,

$$L_{boost} < \frac{V_{bar}(1-D)D}{2fnI_{bat_{med}}}. \quad (68)$$

Utilizando a mesma análise o conversor operando no modo elevador de tensão, obtém-se

$$L_{boost} < \frac{V_{bat}(1-D)D}{2fnI_{bar_{med}}}, \quad (69)$$

onde, $I_{bar_{med}}$ é a corrente média no barramento CC. A equação (68) é equivalente à equação (69).

Projeto do Capacitor C_{bar} : O capacitor C_{bar} é responsável pela limitação da ondulação de tensão no barramento CC. Para o projeto de C_{bar} é considerada a equação

da variação na carga de um capacitor qualquer. Isto é,

$$\Delta Q = C \Delta V_C. \quad (70)$$

A ondulação de tensão no capacitor $\Delta V_{C_{bar}}$ é igual à especificação de ondulação de tensão no barramento CC. A figura 40 apresenta as formas de onda da tensão e corrente no capacitor C_{bar} .

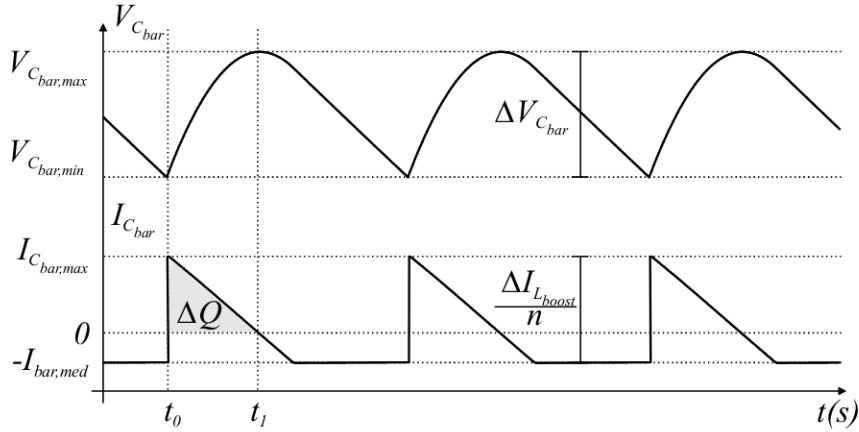


Figura 40: Formas de onda da tensão e corrente no capacitor C_{bar} .

A carga ΔQ pode ser calculada através da área triângulo cinza da figura 40. Desta forma, a altura do triângulo é dada por

$$h = \frac{\Delta I_{L_{boost}}}{n} - I_{bar,med}. \quad (71)$$

A base do triângulo pode ser calculada de acordo com a equação característica da tensão sobre o indutor L_{boost} . Isto é,

$$t_1 - t_0 = L_{boost} \frac{\Delta I_{L_{boost}} - n I_{bar,med}}{\frac{V_{bar}}{n} - V_{bat}}. \quad (72)$$

Portanto,

$$\begin{aligned} \Delta Q &= (t_1 - t_0) \frac{h}{2} \\ &= \left(L_{boost} \frac{\Delta I_{L_{boost}} - n I_{bar,med}}{\frac{V_{bar}}{n} - V_{bat}} \right) \frac{\frac{\Delta I_{L_{boost}}}{n} - I_{bar,med}}{2}. \end{aligned} \quad (73)$$

Substituindo a equação (73) na equação (70), tem-se a equação que determina

o valor do capacitor C_{bar} . Assim,

$$C_{bar} = \left(L_{boost} \frac{\Delta I_{L_{boost}} - n I_{bar_{med}}}{\frac{V_{bar}}{n} - V_{bat}} \right) \frac{\frac{\Delta I_{L_{boost}}}{n} - I_{bar_{med}}}{2 \Delta V_{bar}}. \quad (74)$$

Projeto do Indutor L_{filter} : A ondulação de tensão no indutor L_{filter} é igual a ondulação de tensão no capacitor C_{filter} . Para simplificar o equacionamento, é considerado que essa ondulação pode ser aproximada por uma função senoidal pura. Logo

$$v_{L_{filter}}(t) \approx \frac{\Delta V_{C_{filter}}}{2} \text{sen}(2\pi ft), \quad (75)$$

onde f é a frequência reproduzida nos filtros e devido à configuração de *full-bridge* do conversor, portanto, $f = 2f_s$. E $\Delta V_{C_{filter}}$ é a ondulação de tensão no capacitor C_{filter} . De acordo com a equação característica da corrente em um indutor tem-se

$$i_L(t) = \int \frac{v_L(t)}{L} dt + I_L. \quad (76)$$

Substituindo a equação (75) em (76), é possível obter a equação (77) que descreve a corrente no indutor L_{filter} . Assim,

$$\begin{aligned} i_{L_{filter}}(t) &\approx \int \frac{\frac{\Delta V_{C_{filter}}}{2} \text{sen}(2\pi ft)}{L_{filter}} dt + I_{L_{filter}} \\ &\approx -\frac{\Delta V_{C_{filter}}}{2} \frac{\cos(2\pi ft)}{2\pi f L_{filter}} + I_{L_{filter}}. \end{aligned} \quad (77)$$

A partir da equação (77), são calculados os pontos máximo e mínimo da corrente e, assim, a variação de corrente no indutor L_{filter} .

$$I_{L_{filter}min} \approx -\frac{\Delta V_{C_{filter}}}{4\pi f L_{filter}} + I_{L_{filter}}. \quad (78)$$

$$I_{L_{filter}max} \approx \frac{\Delta V_{C_{filter}}}{4\pi f L_{filter}} + I_{L_{filter}}. \quad (79)$$

$$\Delta I_{L_{filter}} \approx \frac{\Delta V_{C_{filter}}}{2\pi f L_{filter}}. \quad (80)$$

Logo,

$$L_{filter} \approx \frac{\Delta V_{C_{filter}}}{2\pi f \Delta I_{L_{filter}}}. \quad (81)$$

A equação (81) mostra que o indutor L_{filter} é definido de acordo com as especificações de ondulação da tensão e corrente no banco de baterias.

Projeto do Capacitor C_{filter} : O capacitor C_{filter} é responsável pela limitação da ondulação de tensão no banco de baterias. Novamente, para o projeto de C_{filter} é considerada a equação da variação na carga de um capacitor qualquer dada pela equação (70).

A ondulação de tensão no capacitor $\Delta V_{C_{filter}}$ é igual a especificação de ondulação de tensão no banco de baterias. Pelo capacitor C_{filter} circula a alta frequência da corrente do banco de baterias conforme mostra a figura 41.

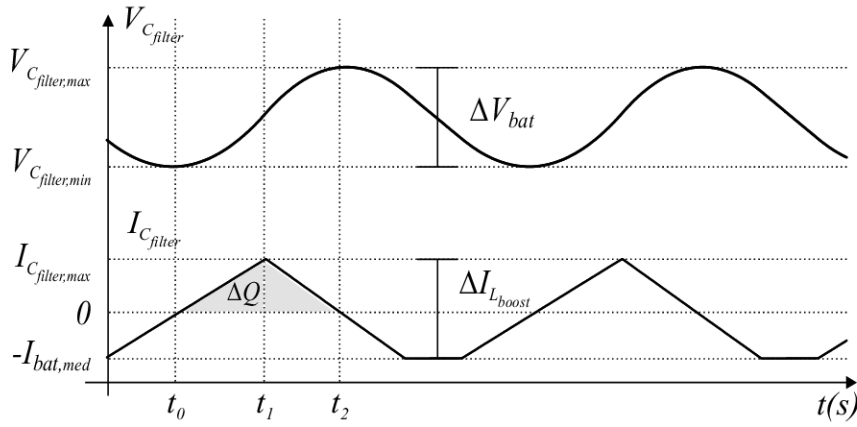


Figura 41: Formas de onda da tensão e corrente no capacitor C_{filter} .

A carga ΔQ pode ser calculada através do triângulo de área cinza da figura 41. Desta forma, a altura do triângulo é dada por

$$h = \Delta I_{L_{boost}} - I_{bat_{med}}, \quad (82)$$

onde, $I_{bat_{med}}$ é a corrente média na bateria.

A base do triângulo pode ser calculada de acordo com a equação característica da tensão sobre o indutor L_{boost} . Isto é,

$$t_2 - t_1 = L_{boost} \frac{\Delta I_{L_{boost}} - I_{bat_{med}}}{\frac{V_{bar}}{n} - V_{bat}}, \quad (83)$$

$$t_3 - t_2 = L_{boost} \frac{\Delta I_{L_{boost}} - I_{bat_{med}}}{V_{bat}}. \quad (84)$$

Portanto,

$$\begin{aligned} \Delta Q &= (t_2 - t_1 + t_3 - t_2) \frac{h}{2} \\ &= \left(L_{boost} \frac{\Delta I_{L_{boost}} - I_{bat_{med}}}{\frac{V_{bar}}{n} - V_{bat}} + L_{boost} \frac{\Delta I_{L_{boost}} - I_{bat_{med}}}{V_{bat}} \right) \frac{\Delta I_{L_{boost}} - I_{bat_{med}}}{2}. \end{aligned} \quad (85)$$

Substituindo a equação (85) em (70), tem-se a equação que determina o valor do capacitor C_{filter} . Isto é,

$$C_{filter} = \left(\frac{1}{\frac{V_{bar}}{n} - V_{bat}} + \frac{1}{V_{bat}} \right) L_{boost} \frac{\Delta I_{L_{boost}} - I_{bat_{med}}}{2\Delta V_{bat}}. \quad (86)$$

3.2 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR

O projeto do conversor inicia com a definição dos pontos de operação da bateria. Para o banco de baterias é assumido uma variação de tensão entre 42 V e 55,2 V, sendo a tensão nominal igual a 48 V. Dado que a potência nominal estipulada para o conversor é de 500 W, é definida que a carga será dada por corrente constante de 9 A. Para o projeto, no processo de descarga são considerados dois pontos de operação: 48 V - 10,42 A e 42 V - 12 A. Estes parâmetros foram definidos para adequar o projeto conforme as baterias de chumbo-ácido da ENERTEC DO BRASIL LTDA (2008). Neste caso, o banco de baterias trata-se de um conjunto de 4 baterias de 12 V, com capacidade de carga igual a 12 Ah. As especificações de ondulação de tensão e corrente são conformes à NBR 14204, onde $\Delta V_{bat} = 0,552$ V e $\Delta I_{bat} = 0,600$ mA. O barramento de alta tensão é fixo em 380 V e a ondulação considerada é de 10%. A frequência de comutação é mantida fixa em 50 kHz para toda a faixa de operação. A tabela 4 apresenta de forma resumida as especificações:

Tabela 4: Especificações para o projeto do conversor

Parâmetros	Valor
Tensão de barramento (V_{bar})	380 V
Ondulação de tensão no barramento ($10\%V_{bar}$)	38 V
Tensão nominal do banco de baterias (V_{bat})	48 V
Tensão no banco de baterias descarregado ($V_{bat_{min}}$)	42 V
Tensão no banco de baterias com carga total ($V_{bat_{max}}$)	55,2 V
Capacidade de carga (C)	12 Ah
Ondulação de tensão na bateria ($1\% V_{bat_{max}}$)	0,552 V
Ondulação de corrente na bateria ($5\% C$)	0,600 A
Corrente de carga	9 A
Potência nominal do conversor	500 W
Frequência de comutação (f_s)	50 kHz

3.2.1 Dimensionamento do transformador

Definidos os pontos de operação da bateria, é projetada a relação de transformação n para $V_{bat_{min}}$ conforme a equação (59). Assim, $n = 4,52$. No transformador do protótipo, $n = 4,89$. Sendo assim, todo o projeto dos componentes do conversor é realizado para este valor.

3.2.2 Dimensionamento dos filtros

Com os valores da relação de espiras do transformador e a potência nominal definidos, as equações (20) e (54) determinam o valor de R_e para o modo redutor e elevador de tensão, respectivamente. A variável R_e depende do valor da indutância L_{boost} , da razão cíclica D e da frequência de comutação f_s . A frequência de comutação f_s é fixa. Portanto, com R_e definido a partir do ganho estático, é possível criar uma curva de L_{boost} em função da razão cíclica para cada ponto de operação das baterias a partir das equações (23) e (57). A figura 42 apresenta as curvas de L_{boost} em função de D para o modo redutor e elevador de tensão.

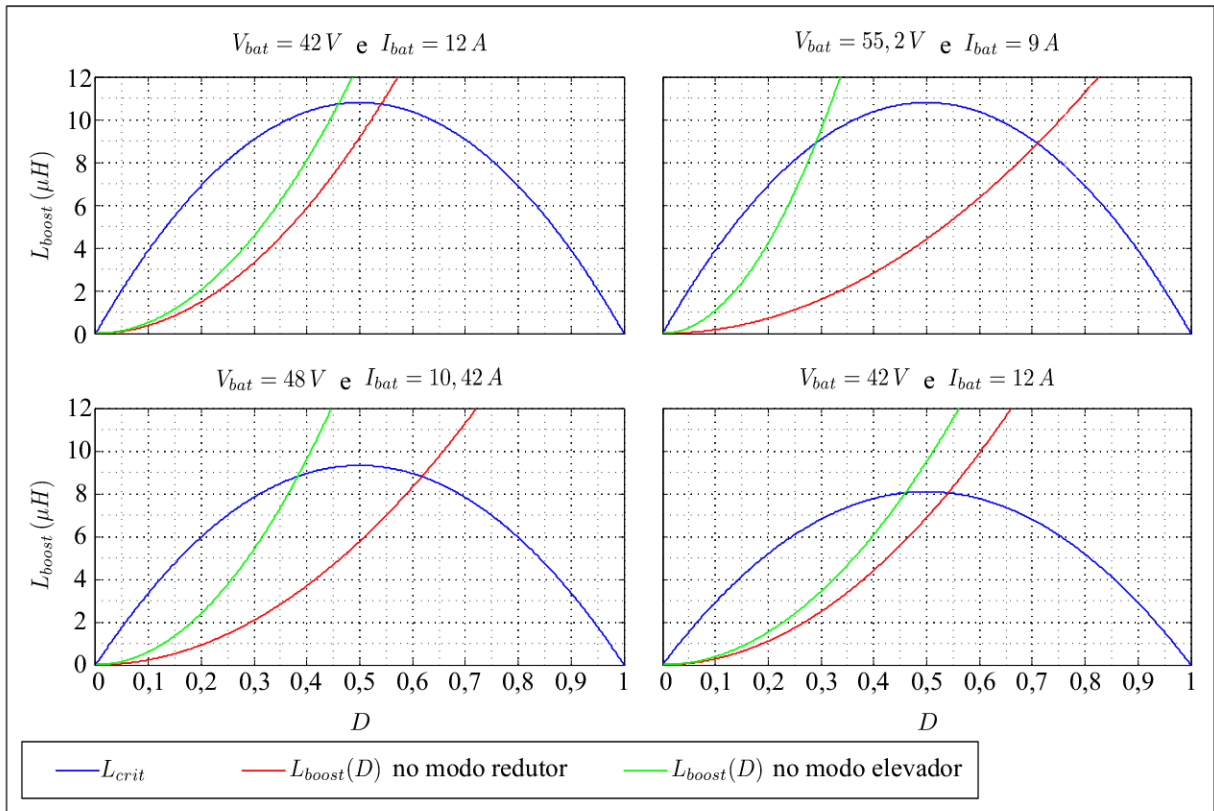


Figura 42: Indutância L_{boost} em função de D para M e n fixos.

As curvas L_{crit} são traçadas a partir da equação (67) e indicam para quais

valores de D e L_{boost} o conversor opera em MCD. Das equações (20) e (54) são traçadas as curvas $L_{boost}(D)$ no modo redutor e elevador, respectivamente, que indicam para qual valor de D e L_{boost} é alcançado o ganho estático requerido.

Para definir o valor de L_{boost} é levado em consideração que quanto maior o valor do indutor L_{boost} menor é o pico da corrente $I_{L_{boost}}$ e, conseqüentemente, menor é a corrente eficaz a ser processada pelo sistema. Além disso, o valor do capacitor C_{filter} é inversamente proporcional a L_{boost} . Portanto com a escolha adequada de L_{boost} é possível reduzir o volume de C_{filter} . De acordo com a figura 42, o maior valor de L_{boost} que garante a operação em MCD do conversor para todos os pontos de operação é menor do que $8,04 \mu H$. Para assegurar a operação em MCD L_{boost} é $6,00 \mu H$. Ao passo que a potência diminui o valor de L_{crit} aumenta, assim a operação em MCD é garantida para potências menores do que a potência nominal.

No projeto do capacitor C_{bar} é considerado o pior caso de ondulação no barramento. Neste caso, é quando as baterias estão com $42 V$ e com uma corrente de descarga de $12 A$. Da equação (18), obtém-se $D = 0,3969$ para $L_{boost} = 6 \mu H$ e R_e calculado para o conversor no modo elevador de tensão. A ondulação de corrente $\Delta I_{L_{boost}}$ é calculada por meio da equação (87), que caracteriza a tensão no indutor L_{boost} no primeiro estágio do conversor operando como elevador de tensão. Assim,

$$\Delta I_{L_{boost}} = \frac{V_{bat_{min}}}{L_{boost}} DT = \frac{42}{6 \mu} \cdot 0,3969 \cdot 10 \mu = 27,785 A. \quad (87)$$

Posto isso, o capacitor C_{bar} é calculado através da equação (74). Logo,

$$\begin{aligned} C_{bar} &= \left(L_{boost} \frac{\Delta I_{L_{boost}} - n I_{bar_{med}}}{\frac{V_{bar}}{n} - V_{bat}} \right) \frac{\frac{\Delta I_{L_{boost}}}{n} - I_{bar_{med}}}{2 \Delta V_{bar}} \\ &= \left(6 \mu \frac{27,785 - 4,89 \cdot 1,32}{\frac{380}{4,89} - 42} \right) \frac{\frac{27,785}{4,89} - 1,32}{2 \cdot 38} \\ &= 205,10 nF, \end{aligned} \quad (88)$$

onde, a corrente $I_{bar_{med}}$ é obtida a partir do cálculo de potência e tensão média no barramento ($42 V \cdot 12 A / 380 V$). Para o capacitor C_{bar} , foi considerado o valor comercial de $220 nF$.

O indutor L_{filter} é calculado a partir da equação (81). Assim,

$$L_{filter} = \frac{\Delta V_{bat}}{2\pi f_{filtro} \Delta I_{bat}} = \frac{0,552}{2\pi \cdot 100k \cdot 0,6} = 1,464\mu H. \quad (89)$$

Por fim, no projeto do capacitor C_{filter} , o pior caso de ondulação na bateria ocorre quando a bateria possui uma tensão de 42 V e uma corrente de descarga de 12 A. Desta forma, C_{filter} é calculado a partir da equação (86). Conseqüentemente,

$$\begin{aligned} C_{filter} &= \left(\frac{1}{\frac{V_{bar}}{n} - V_{bat}} + \frac{1}{V_{bat}} \right) L_{boost} \frac{(\Delta I_{L_{boost}} - I_{bat_{med}})^2}{2\Delta V_{bat}} \\ &= \left(\frac{1}{\frac{380}{4,89} - 27,785} + \frac{1}{27,785} \right) 6\mu \frac{(27,785 - 12)^2}{2 \cdot 0,552} \\ &= 70,16\mu F, \end{aligned} \quad (90)$$

onde, $I_{bat_{med}}$ é a corrente média nas baterias neste ponto de operação. Para o capacitor C_{filter} foi realizada a associação em paralelo dos dois capacitores de $68\mu F$ e $4,7\mu F$.

Definido o valor de L_{boost} , n e especificações do sistema, a figura 43 mostra a variação da razão cíclica conforme a variação da potência para diferentes níveis de tensão na bateria. As curvas traçadas nas figuras 43(a) e 43(b) são obtidas por meio das equações (23) e (41), respectivamente. Os gráficos são utilizadas para definir o valor necessário de razão cíclica para que o conversor alcance a potência desejada de acordo com os parâmetros de projeto pré-definidos. No modo redutor de tensão a razão cíclica máxima ocorre quando a bateria possui 55,2 V e é de 0,5838. No modo elevador de tensão a razão cíclica máxima ocorre quando a bateria possui 42 V e é de 0,3953.

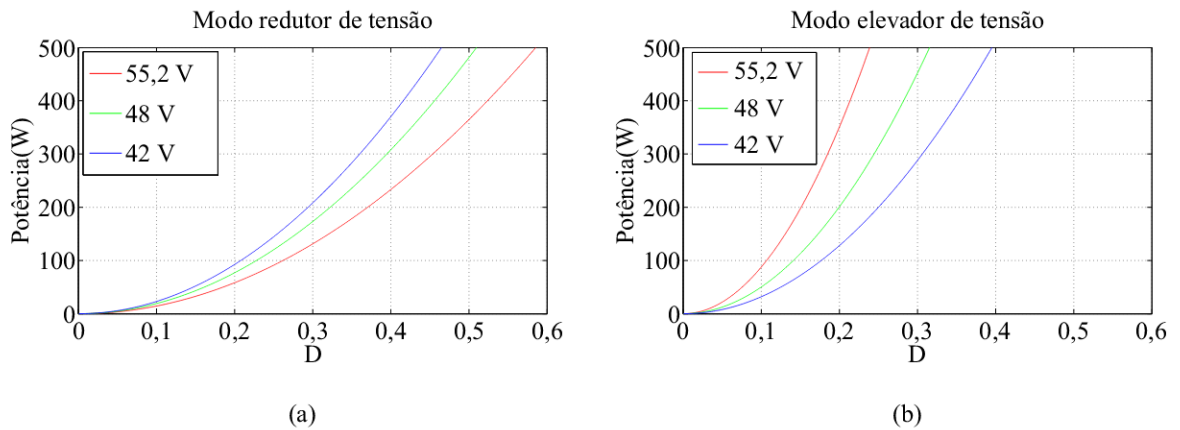


Figura 43: Potência em função de D para diferentes níveis de tensão na bateria. (a) Modo redutor. (b) Modo elevador.

Para validar a análise e dimensionamento dos filtros, a próxima seção apresenta os resultados de simulação do conversor projetado.

3.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES

Conforme as especificações dadas na seção anterior e os valores dos filtros obtidos, foi realizada uma simulação do conversor no *software* PSIM para pré-validar os resultados. Os componentes foram considerados ideais e a razão cíclica é definida de acordo com o modo de operação redutor ou elevador do conversor conforme a figura 43.

3.3.1 Simulação do conversor no modo redutor de tensão

No modo redutor de tensão, a tensão no barramento CC deve ser reduzida até a tensão das baterias. No modo redutor de tensão são consideradas duas situações: o banco de baterias encontra-se descarregado com tensão igual a $42V$; o banco de baterias encontra-se completamente carregado com tensão igual a $55,2V$. Para a tensão de $42V$ é necessário uma razão cíclica de $0,4043$ calculada através da equação

$$D = \sqrt{\frac{2L_{boost}}{R_e T}}, \quad (91)$$

onde, R_e é calculado a partir da equação (21).

Os resultados de simulação apresentados na figura 44 mostram as formas de ondas das tensões nas chaves, corrente no indutor L_{boost} e a tensão no primário do transformador. A forma de onda da tensão sobre a chave S_3 não é apresentada, uma vez que esta forma de onda é complementar à forma de onda da tensão sobre S_4 .

As formas de onda obtidas a partir da simulação condizem com as formas de ondas teóricas apresentadas anteriormente. Além disso, os níveis de tensão e corrente estão de acordo com o apresentado nos estágios de operação do conversor.

A figura 45 mostra as formas de onda da tensão e da corrente no banco de baterias. A tensão apresentou o valor médio de $42,06V$ e uma ondulação de $0,395V$, portanto, estão de acordo com os requisitos de projeto. A corrente apresentou um valor médio de $9,01A$ e uma ondulação de $0,085A$, também atendendo as especificações de projeto.

Para o caso do banco de baterias estar completamente carregado, foram obtidas as formas de onda apresentadas na figura 46. Neste caso a razão cíclica é de $0,5838$.

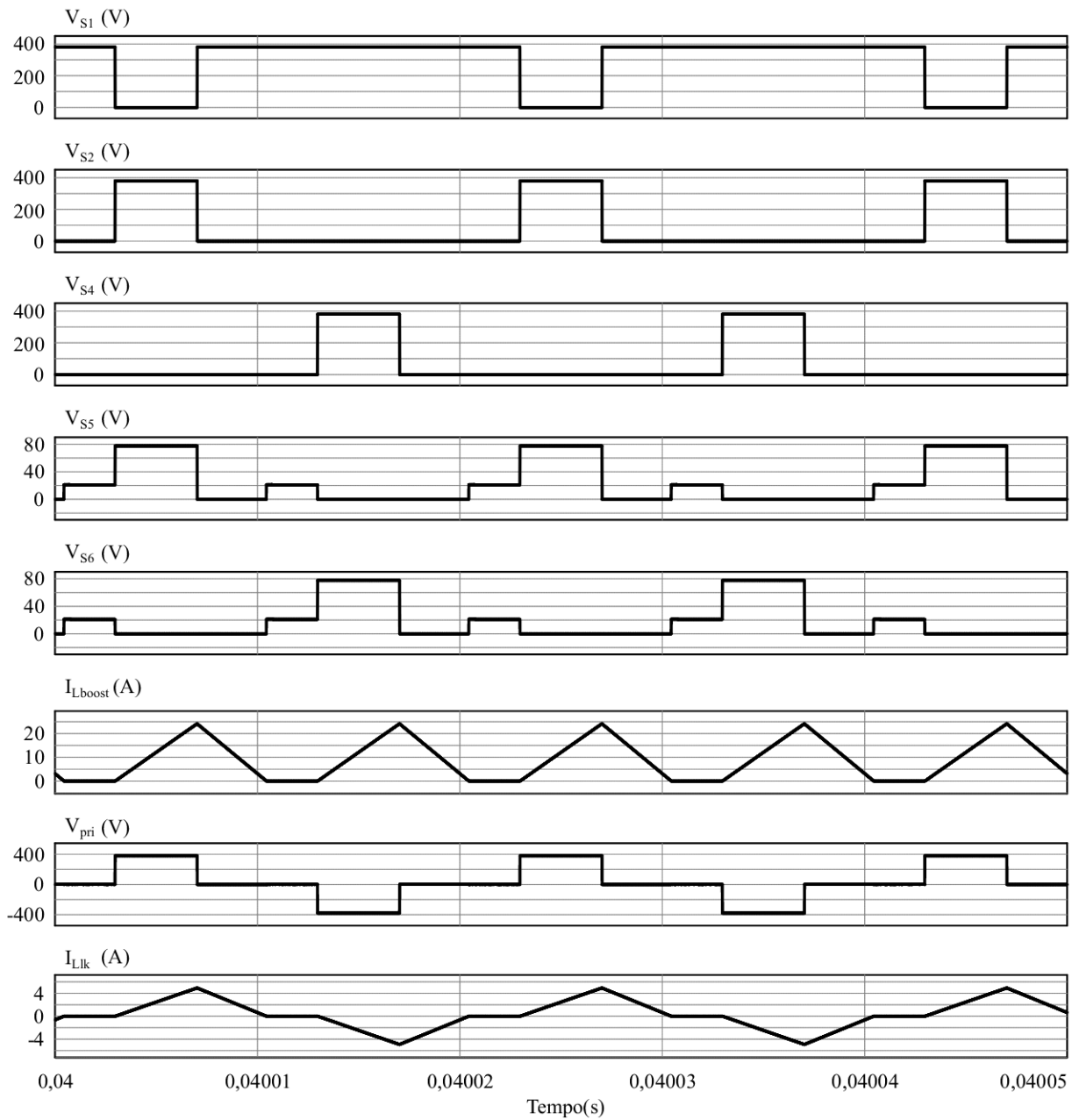


Figura 44: Formas de ondas simuladas para o modo redutor de tensão com $V_{bat} = 42 V$.

A tensão no banco de baterias apresentou um valor médio de $55,24V$ e uma ondulação de $0,352V$. Para a corrente no banco de baterias o valor médio é de $9,00A$ e a ondulação é de $0,057A$. Todos os valores satisfazem as especificações de projeto. Independente da variação da tensão no banco de baterias, o conversor permaneceu operando em MCD e atendendo as especificações de ondulação de tensão e corrente no banco de baterias através da variação da razão cíclica D .

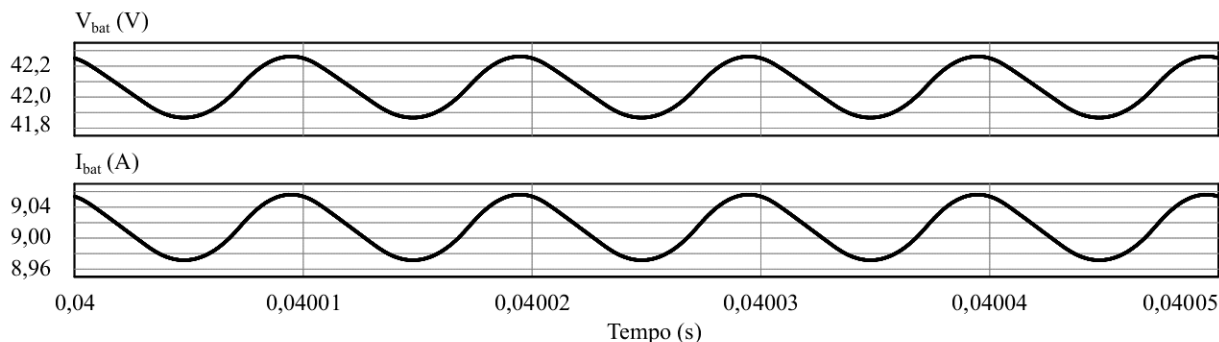


Figura 45: Formas de ondas simuladas da tensão e corrente no banco de baterias para $D = 0,4043$ e $V_{bat} = 42\text{ V}$ no modo redutor de tensão.

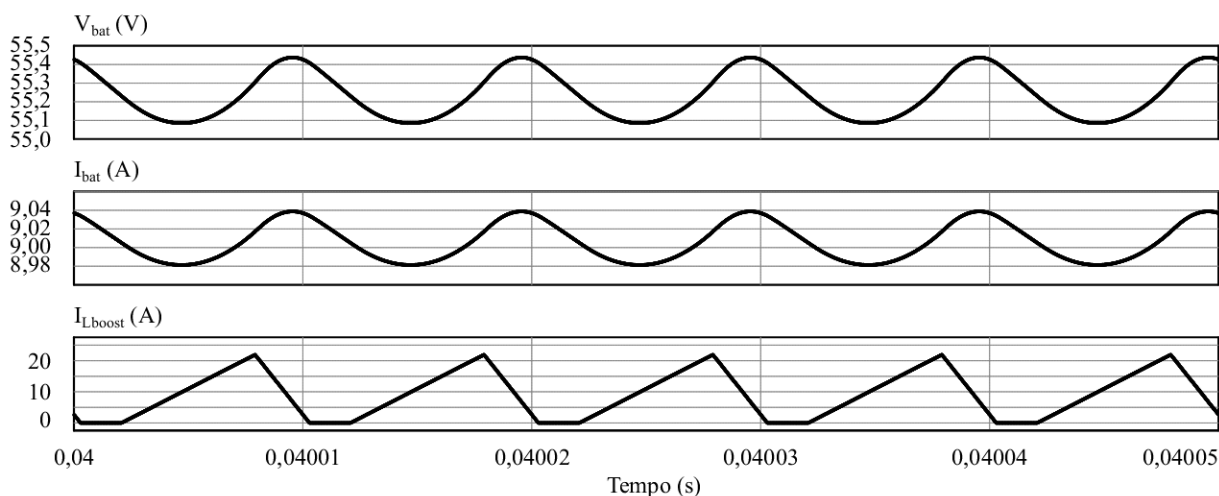


Figura 46: Formas de ondas simuladas da tensão e corrente no banco de baterias para $D = 0,5838$ e $V_{bat} = 55,42\text{ V}$ para o modo redutor de tensão.

3.3.2 Simulação do conversor no modo elevador de tensão

No modo elevador de tensão, a tensão no banco de baterias deve ser elevada até a tensão do barramento CC. Neste caso, são consideradas as duas situações: o banco de baterias encontra-se descarregado com tensão igual a 42 V ; o banco de baterias encontra-se com a tensão nominal igual a 48 V . Para a tensão de 42 V é necessária uma razão cíclica de $0,3969$. Os resultados de simulação são apresentados na figura 47, que mostra as formas de ondas das tensões nas chaves, corrente no indutor L_{boost} e a tensão e corrente no secundário do transformador. A forma de onda da tensão sobre a chave S_3 não é apresentada, pois ela é complementar a forma de onda da tensão sobre S_4 . A forma de onda da tensão sobre S_7 e S_8 são iguais as formas de onda de S_6 e S_5 , respectivamente.

Na figura 47 a forma de onda da corrente no indutor L_{boost} indica a operação em MCD do conversor. A tensão no lado de baixa tensão do transformador apresenta a tensão do banco de baterias nos estágios em que a corrente no indutor é zero. O mesmo acontece com as chaves. Desta forma, as formas de ondas simuladas validam as análises

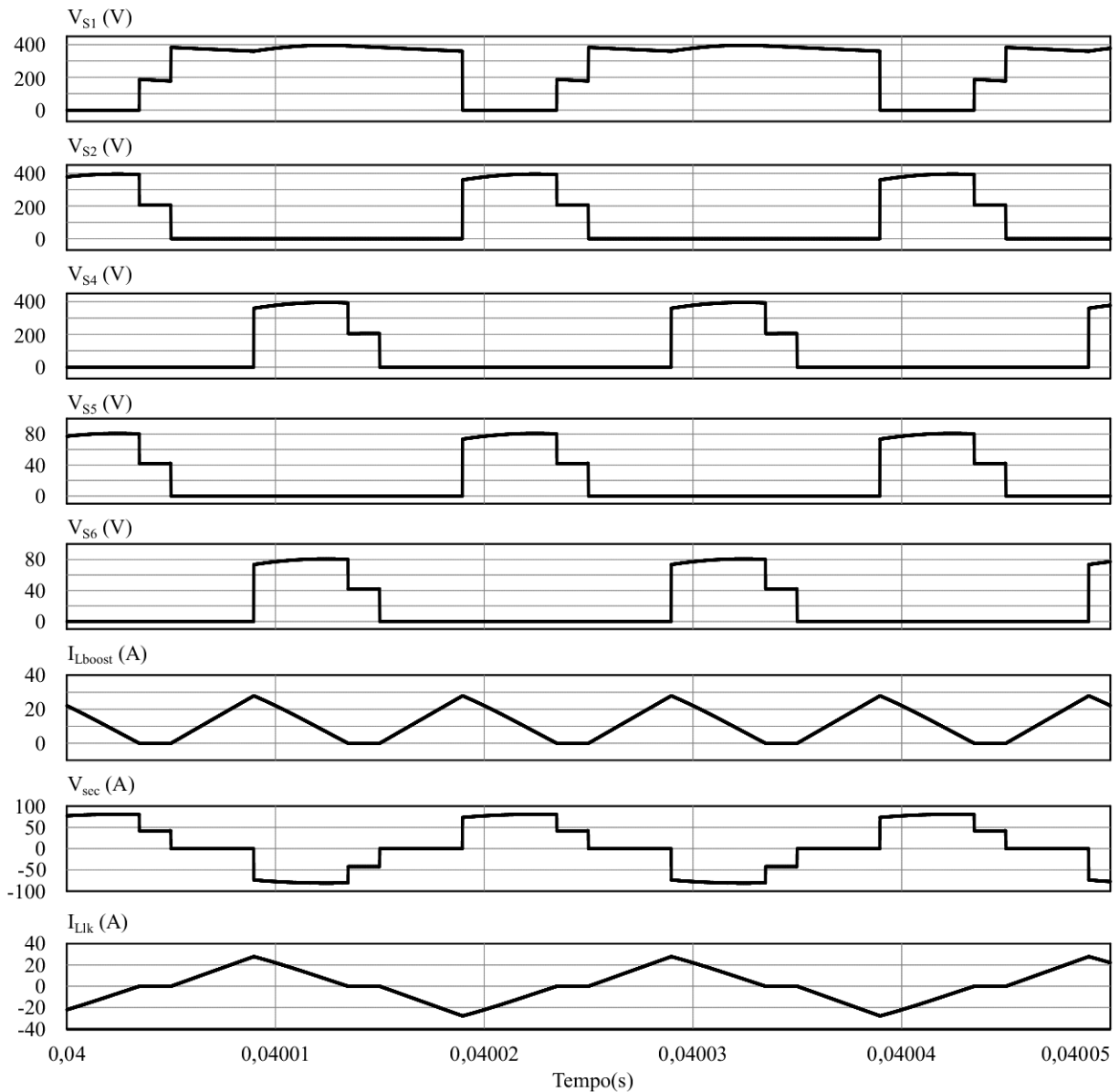


Figura 47: Formas de ondas simuladas para o modo elevador de tensão.

teóricas realizadas anteriormente.

A figura 48 mostra a forma de onda da tensão barramento CC e formas de onda dos filtros no lado de baixa tensão. A tensão no barramento CC apresentou o valor médio de $380,294\text{ V}$ e uma ondulação de $35,942\text{ V}$. Portanto está dentro dos requisitos de projeto. No lado de baixa tensão, o capacitor C_{filter} apresentou uma tensão média de 42 V e uma ondulação de $0,461\text{ V}$. A corrente média na bateria é $12,03\text{ A}$ com uma ondulação de $0,514\text{ A}$.

No caso do banco de baterias possuir a tensão nominal, foram obtidas as formas de onda apresentadas na figura 49. Neste caso a razão cíclica é de $0,3156$.

A tensão no barramento CC apresentou um valor médio de $380,224\text{ V}$ e uma

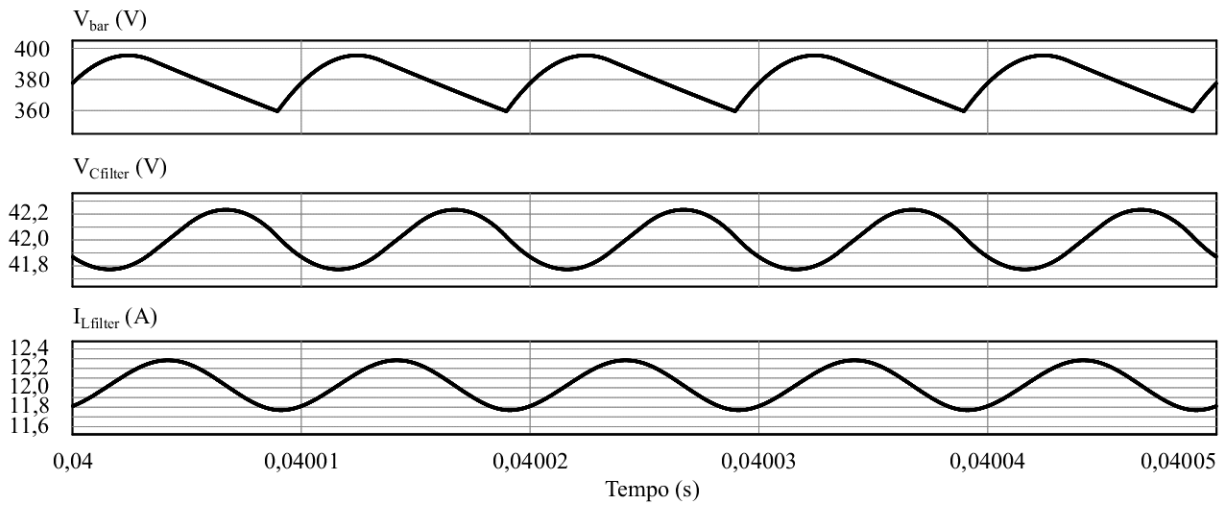


Figura 48: Formas de ondas simuladas da tensão e corrente no banco de baterias para $D = 0,3969$ e $V_{bat} = 42\text{ V}$ para o modo elevador de tensão.

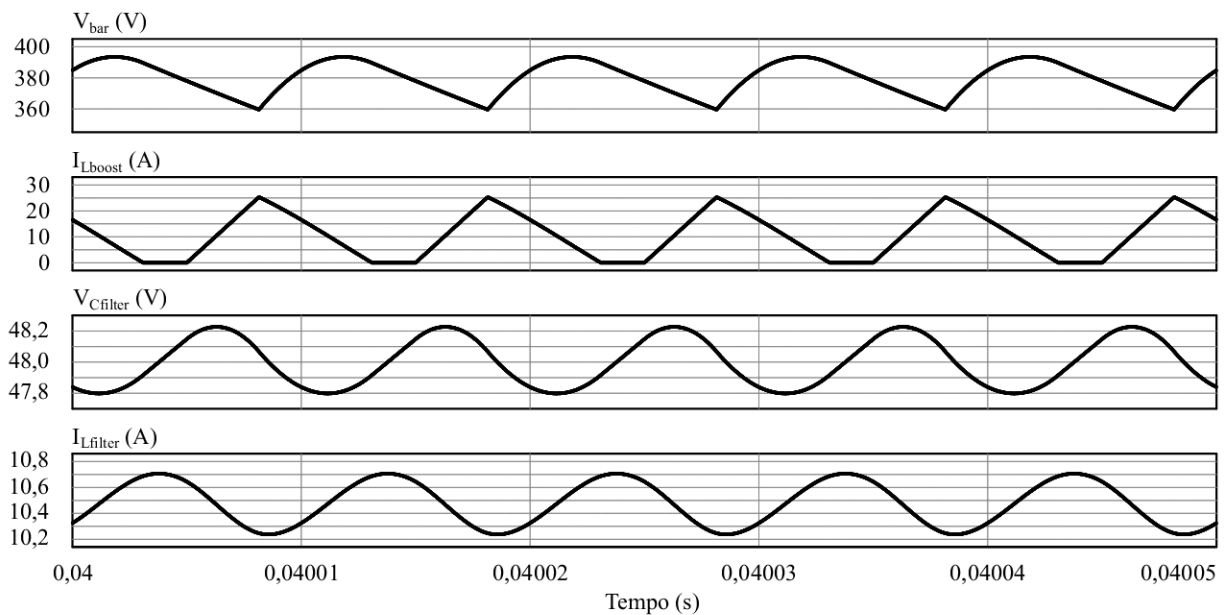


Figura 49: Formas de ondas simuladas da tensão e corrente no banco de baterias para $D = 0,3156$ e $V_{bat} = 42\text{ V}$ para o modo elevador de tensão.

ondulação de $33,900\text{ V}$. Para a corrente no banco de baterias o valor médio é de $10,440\text{ A}$ com uma ondulação de $0,470\text{ A}$. A tensão média no capacitor C_{filter} é de $48,000\text{ V}$ com uma ondulação de $0,429\text{ V}$. Da mesma forma que o modo redutor de tensão, no modo elevador de tensão o conversor permaneceu operando em MCD e atendeu aos requisitos de projeto mesmo com variação da tensão do banco de baterias.

3.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Nesse capítulo foi apresentada uma análise detalhada do conversor CF-DAB com modulação PWM assimétrica, desde as etapas de operação, ganho estático de tensão

e análise das condições de comutação até o projeto e resultados de simulação. A partir dos resultados de simulação foram validadas as análises do conversor bem como o projeto do transformador e filtros. Na simulação o conversor mostrou que atende as equações de ganho estático, tanto para o modo redutor quanto para o modo elevador de tensão. Além disso, as ondulações de tensão e corrente nos filtros obtidas por simulação atendem as especificações comprovando que o projeto e dimensionamento do conversor está adequado.

4 IMPLEMENTAÇÃO DO CONVERSOR E RESULTADOS EXPERIMENTAIS EM MALHA ABERTA

No capítulo anterior, foi apresentada uma análise detalhada do conversor com as etapas de operação, análise em regime permanente e condições de comutação das chaves semicondutoras. Além disso, foi mostrado o projeto e dimensionamento do transformador e filtros, bem como resultados de simulação para pré-validar as análises e projetos. Com isso, neste capítulo, é detalhada a implementação do protótipo e são apresentados os resultados experimentais do conversor. Na sequência, uma segunda topologia de conversor CF-DAB é implementada com as técnicas de modulação EPS e DPS. Os resultados experimentais das principais formas de onda deste segundo protótipo são apresentados e a curva de eficiência é comparada à curva de eficiência do conversor CF-DAB definido com modulação PWM deste trabalho. Por fim, é feita uma breve análise, com simulações, da utilização de retificação síncrona no conversor definido.

4.1 IMPLEMENTAÇÃO DO CONVERSOR

4.1.1 Especificações dos indutores

Os indutores utilizados como filtros do conversor foram construídos no laboratório utilizando a metodologia proposta por (BARBI *et al.*, 2002). Para o indutor L_{boost} , utilizou-se núcleo de ferrite do tipo EE30/15/14. Para o enrolamento foram utilizados 32 fios em paralelo com bitola 26 AWG, totalizando 5 espiras e um entreferro de 0,63 mm no núcleo. A indutância obtida foi de 6 μH e a resistência foi de 1,69 m Ω . No caso do indutor L_{filter} , o material do núcleo também é de ferrite do tipo EE20/10/5. Para o enrolamento foram utilizados 26 fios em paralelo com bitola 26 AWG, totalizando 3 espiras e um entreferro de 0,24 mm no núcleo. A indutância obtida foi de 1,5 μH e a resistência foi de 1,29 m Ω .

4.1.2 Especificações do transformador

O transformador utilizado para a implementação do conversor é um transformador industrializado. O núcleo é de material nanocristalino, o qual é indicado para

aplicações de fontes de alimentação chaveadas, tais como as topologias *push-pull* e *full-bridge*. A principal vantagem do núcleo nanocristalino em comparação aos núcleos de outros materiais magnéticos é seu alto nível para saturação de magnetização, maior rendimento por ter menor perdas no núcleo e redução de volume (MAGMATTEC, 2011). A relação de transformação é 4,89:1. A resistência do enrolamento primário é de 94,68 m Ω e a resistência do enrolamento secundário é 5,77 m Ω . A indutância de magnetização é de 1,64 mH e a indutância de dispersão referida no secundário é de 530 nH.

4.1.3 Chaves semicondutoras

Para as chaves no lado alta tensão, foram selecionadas chaves semicondutoras com tensão de bloqueio acima de 600V e baixo $R_{ds,(on)}$ a fim de reduzir as perdas por condução. A utilização da tecnologia de SiC MOSFETs é interessante em aplicações de alta tensão com alta frequência de comutação e que requerem alta densidade de potência. Em comparação com Si MOSFETs, SiC MOSFETs apresentam mais estabilidade de $R_{ds,(on)}$ em sua faixa de temperatura operacional e menos perdas por comutação (MENTE, 2020). Além disso, o diodo intrínseco do semicondutor com tecnologia SiC é rápido e robusto, com baixa recuperação reversa (Q_{rr}). Diante dessas características, foram utilizados no lado de alta tensão os SiC MOSFETs C2M0080120D que apresentam $R_{ds,(on)} = 80 \text{ m}\Omega$ e $V_{DS} = 1200 \text{ V}$.

Para as chaves no lado de baixa tensão, foram selecionadas chaves semicondutoras com tensão de bloqueio acima de 200V e baixo $R_{ds,(on)}$ a fim de reduzir as perdas por condução. Dentre os componentes pesquisados com 200V, foi selecionada a chave IPP320N20N3G que possui um $R_{ds,(on)} = 32 \text{ m}\Omega$ e capacidade de 22A em 100°.

Outras características presentes na folha de dados que foram levadas em consideração são carga total do *gate* (Q_g), tempo de descida e subida da corrente (t_{fall} e t_{rise}), capacitância de saída (C_{oss}) e carga de recuperação reversa do diodo (Q_{rr}). Tais parâmetros estão associados às perdas por comutação (PAN *et al.*, 2020), (GRAOVAC *et al.*, 2006).

4.1.4 Cálculo de tempo morto e alcance ZVS das chaves de alta tensão para o modo redutor de tensão

Definidas as chaves no lado de alta tensão e conhecendo os valores das indutâncias L_{lk} e L_{boost} , é possível calcular o tempo morto necessário e estimar a potência

mínima para que o conversor opere com ZVS em S_2 e S_4 conforme apresentado na subseção 3.1.3.1.

Dos valores das indutâncias tem-se que $L'_{eq} = 156,1 \mu H$. Da folha de dados do semicondutor C2M0080120D, $C_{oss} = 92 pF$ e $k_{C_{oss}}$ é estimado em aproximadamente 1,2 para 380 V. Desta forma, tem-se da equação (25) que $C_{total} = 220,8 pF$. Além disso, da equação (27), tem-se que $\omega_r = 5,386 \cdot 10^6 rad/s$. Portanto, da equação (26), o tempo morto aproximado é dado por

$$t_{dead_{max}} = \frac{\pi}{2 \cdot 5,386 \cdot 10^6} = 291,7 ns. \quad (92)$$

Na prática o tempo morto implementado é de aproximadamente 300 ns, minimamente maior que o calculado.

Para estimar a potência mínima que o conversor opera em ZVS são utilizadas as equações (28) e (30). Assim,

$$I_{ZVS_{min}} = 380 \sqrt{\frac{220,8 \cdot 10^{-12}}{156,1 \cdot 10^{-6}}} = 0,452 A \quad (93)$$

e

$$P_{ZVS_{min}} = \frac{0,452^2 \cdot 156,1 \cdot 10^{-6} \cdot 55,2^2 \left(1 - \frac{55,2}{380} 4,89\right)}{2 \left(\frac{55,2}{380}\right)^2 \cdot (380 - 55,2 \cdot 4,89)^2 \cdot 20 \cdot 10^{-6}} = 5,50 W. \quad (94)$$

4.1.5 Circuito de *driver*

O conversor é composto por dois inversores em *full-bridge* conectados por um transformador de alta frequência. Para acionar as chaves superiores é possível utilizar um circuito integrado com a técnica de fonte de alimentação *bootstrap* (FAIRCHILD, 2008). Esta é uma técnica simples e de baixo custo, que evita a utilização de fontes auxiliares isoladas para acionar as chaves superiores de cada braço.

A figura 50 apresenta um circuito de *driver* IR 2110 com fonte de alimentação *bootstrap*. Quando V_S é menor do que a tensão de alimentação do *driver* V_{DD} ou quando S_2 é ativada e S_1 desligada, o capacitor C_{BOOT} é carregado por meio da fonte V_{DD} . Quando S_2 é desligada e S_1 acionada o pino V_S é levado a uma alta tensão pela chave superior, e o capacitor de *bootstrap* descarrega através dos pinos V_B e H_O para a chave S_1 (FAIRCHILD, 2008), (DIALLO, 2018).

Para acionar as quatro chaves no lado de alta tensão são necessários dois circuitos de *driver*, uma vez que cada circuito possui dois canais de saída independentes.

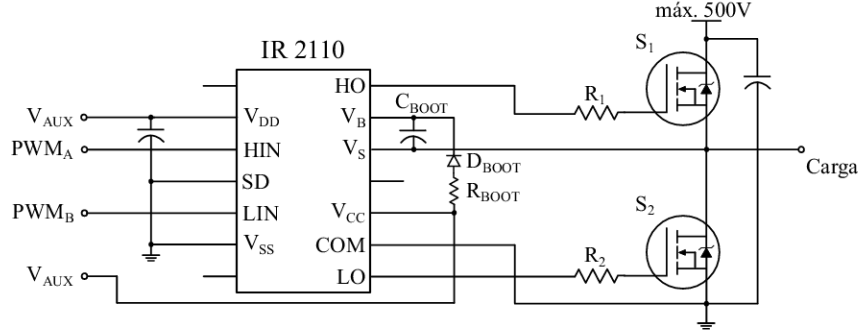


Figura 50: Circuito de *driver* IR 2110 com fonte de alimentação *bootstrap*.

O mesmo ocorre com as chaves no lado de baixa tensão. O projeto dos componentes do circuito de *driver* do lado de alta tensão difere do projeto do circuito de *driver* para o lado de baixa tensão, uma vez que as chaves possuem características diferentes. Desta forma o cálculo é realizado detalhadamente para o lado de alta tensão e o mesmo procedimento é adotado para o lado de baixa tensão.

O projeto dos componentes do *driver* segue a orientação de FAIRCHILD (2008) e DIALLO (2018). Para o projeto do capacitor C_{BOOT} é analisada a queda de tensão máxima que garante o acionamento da chave superior. A queda de tensão no capacitor depende da tensão mínima de acionamento do *gate* ($V_{GS_{min}}$) e dada por

$$\Delta V_{BOOT} = V_{DD} - V_F - V_{GS_{min}}, \quad (95)$$

onde, V_F é a queda de tensão no diodo de *bootstrap*. O valor do capacitor de *bootstrap* é calculado por

$$C_{BOOT} = \frac{Q_{TOTAL}}{\Delta V_{BOOT}}. \quad (96)$$

Q_{TOTAL} é quantidade total de carga fornecida pelo capacitor e pode ser calculada por

$$Q_{TOTAL} = Q_{GATE} + (I_{LK_{GS}} + I_{QBS} + I_{LK} + I_{LK_{DIOIDO}})t_{on} + Q_{LS}, \quad (97)$$

onde, Q_{gate} é a carga total do *gate*, $I_{LK_{GS}}$ é a corrente de dispersão *gate-source* da chave, I_{QBS} é a corrente quiescente do circuito *bootstrap*, I_{LK} é a corrente de dispersão do circuito *bootstrap*, $I_{LK_{DIOIDO}}$ é a corrente de dispersão do diodo de *bootstrap*, Q_{LS} é a carga requerida pelo elevador de nível interno. Na maioria dos *drivers* é utilizado $3nC$ e t_{on} é o tempo que a chave está ativada.

O diodo de *bootstrap* deve ser um diodo rápido com baixa queda de tensão e baixa capacitância de junção para reduzir as perdas associadas a recuperação reversa do diodo. Para os circuitos de *driver* tanto no lado de alta quanto no lado de baixa tensão foi

selecionado o diodo UF4007. Os parâmetros da equação (97) para o cálculo do capacitor de *bootstrap* são obtidos nas folhas de dados do MOSFET, circuito integrado do *driver* e diodo de *bootstrap*. O parâmetro t_{on} é variável e os cálculos são realizados para seu valor máximo quando $D=0,611$.

Se a queda de tensão máxima permitida no capacitor de *bootstrap* for de 1 V, o valor mínimo do capacitor é calculado pelas equações (96) e (97), considerando os semicondutores C2M0080120D.

$$Q_{total} = 62n + (250n + 125\mu + 50\mu + 10n)12.22\mu + 3n = 67,14 nC, \quad (98)$$

$$C_{BOOT_{pri}} = \frac{67,14n}{1} = 67,14 nF. \quad (99)$$

No lado de baixa tensão, as chaves utilizadas são IPP320N20N3. Neste caso, o valor mínimo do capacitor de *bootstrap* é

$$Q_{total} = 29n + (100n + 125\mu + 50\mu + 10n)12.22\mu + 3n = 34,10 nC, \quad (100)$$

$$C_{BOOT_{sec}} = \frac{34,10n}{1} = 34,10 nF. \quad (101)$$

Para o capacitor $C_{BOOT_{pri}}$ e $C_{BOOT_{sec}}$, foram considerados os valores comerciais de $100 nF$ e $47 nF$, respectivamente.

A função do resistor R_{BOOT} é limitar os picos de corrente do diodo D_{BOOT} durante a inicialização. Geralmente o valor de R_{BOOT} é na casa de algumas unidade de Ohms, visto que, quanto maior for esse resistor mais lento será o tempo de inicialização. Assim, o valor selecionado para R_{BOOT} é $2,2 \Omega$.

Os resistores R_1 e R_2 são responsáveis por limitar a corrente no *gate* e o seu valor mínimo é dado por

$$R_1 = R_2 = R_{gate} = \frac{V_{DD}}{I_{driver}} - R_g, \quad (102)$$

onde, R_g é a resistência interna de *gate* e seu valor é encontrado na folha de dados do semicondutor. Sabendo que o IPP320N20N3 possui $R_g = 2,5 \Omega$ e o C2M0080120 possui $R_g = 3,9 \Omega$, tem-se

$$R_1 = \frac{15}{2} - 2,5 = 5 \Omega \quad (103)$$

e

$$R_2 = \frac{15}{2} - 3,9 = 3,6 \Omega. \quad (104)$$

De acordo com os valores comerciais, $R_1 = 5,6\ \Omega$ e $R_2 = 4,7\ \Omega$.

4.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Um protótipo do conversor foi construído como mostra a figura 51. A tabela 5 apresenta de forma resumida os valores dos componentes projetados e suas principais características.

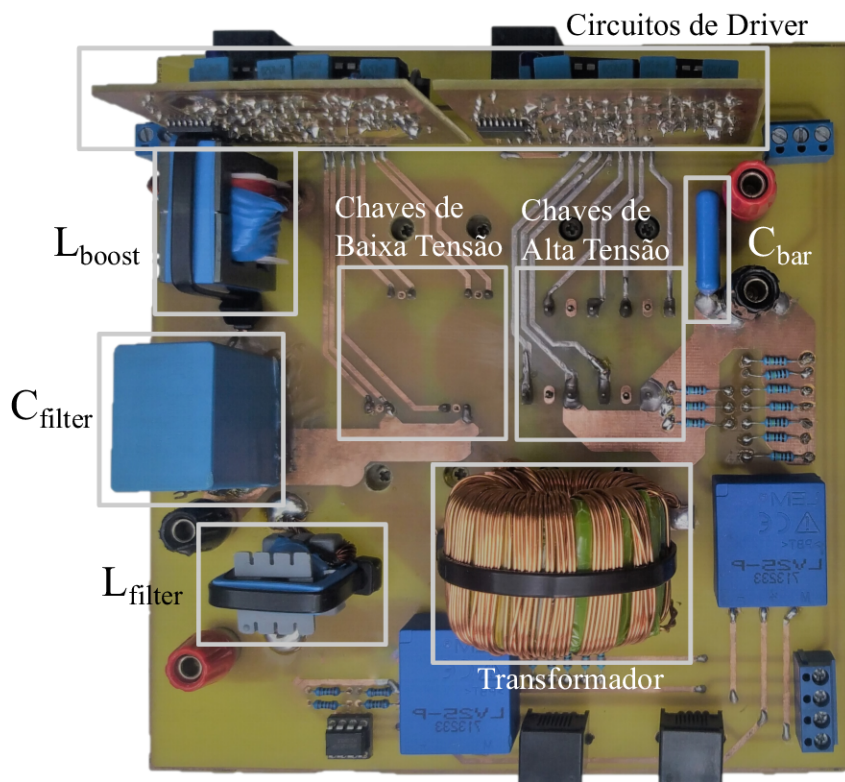


Figura 51: Vista superior da versão final do protótipo implementado.

A implementação da técnica de modulação foi realizada por meio do microcontrolador Delfino da *Texas Instruments*, modelo TMS320F28377S. Em virtude do microcontrolador possuir um referencial diferente do referencial da placa de potência, o circuito integrado ISO7740 é empregado com a função de isolar os sinais de saída do microcontrolador que chegam nos *drivers* IR2110. Os 5 V do microcontrolador são utilizados para alimentar um lado do ISO7740 e no outro lado uma fonte auxiliar, que provê energia para o *driver*, é utilizada para fornecer 5 V no segundo pino de alimentação do ISO7740. O circuito de *driver* IR2110 recebe os sinais do ISO7740 com amplitude de 5 V e por meio de uma fonte auxiliar ajusta em 15 V a fim de acionar as chaves do conversor.

O conversor é testado tanto no modo redutor quanto elevador de tensão para

Tabela 5: Parâmetros e Componentes do Protótipo Experimental

Descrições	Especificações
Potência nominal do conversor	500 W
Tensão de barramento	380 V
Tensão do banco de baterias	42 V – 55,2 V
Transformador: núcleo toroidal de material nano cristalino	Relação de transformação (n): 4,89 Indutância magnetizante (L_m): 1,64 mH Indutância de dispersão (L_{lk}): 0,530 μ H
Indutor L_{boost}	6 μ H - 5 espiras - 32x#26 AWG Núcleo: EE30/15/14 - gap:0,63mm
Indutor L_{filter}	1,5 μ H - 3 espiras - 26x#26 AWG Núcleo: EE20/10/5 - gap:0,24mm
Chaves no lado de alta	C2M0080120D - Wolfspeed/Cree
Chaves no lado de baixa	IPP320N20N3 - Infineon Technologies
Capacitor C_{bar}	220 nF
Capacitor C_{filter}	70,2 μ F
Driver	IR2110
Frequência de comutação	50 kHz

dois pontos de operação a fim de validar o funcionamento do conversor e projeto dos filtros. Nos ensaios experimentais são consideradas as mesmas situações apresentadas nos resultados de simulação. Nos ensaios, foram utilizadas fontes de tensão CC na entrada e na saída foram conectadas cargas resistivas. No modo redutor de tensão as chaves no lado de alta tensão possuem um tempo morto fixo de 300 ns. Para obter os resultados de eficiência foi utilizado o analisador de energia WT 1800.

4.2.1 Resultados experimentais do conversor no modo redutor de tensão

4.2.1.1 Resultados experimentais para 55,2 V

A figura 52(a) apresenta os resultados experimentais das tensões de bloqueio nas chaves S_1 , S_2 , S_3 e S_4 . A figura 52(b) mostra as tensões de bloqueio bem como as tensões de acionamento das chaves S_1 e S_2 . Desta forma, é possível verificar que os comandos de acionamento de um braço foram implementados de forma complementar conforme as formas de onda teóricas.

A figura 53 compara as formas de onda da tensão no primário e secundário do transformador, as quais estão em fase em virtude da modulação PWM. A corrente no secundário do transformador $I_{L_{lk}}$ e no indutor $I_{L_{boost}}$ apresentam forma de onda triangular e um intervalo de tempo em zero, o que é característico da operação MCD.

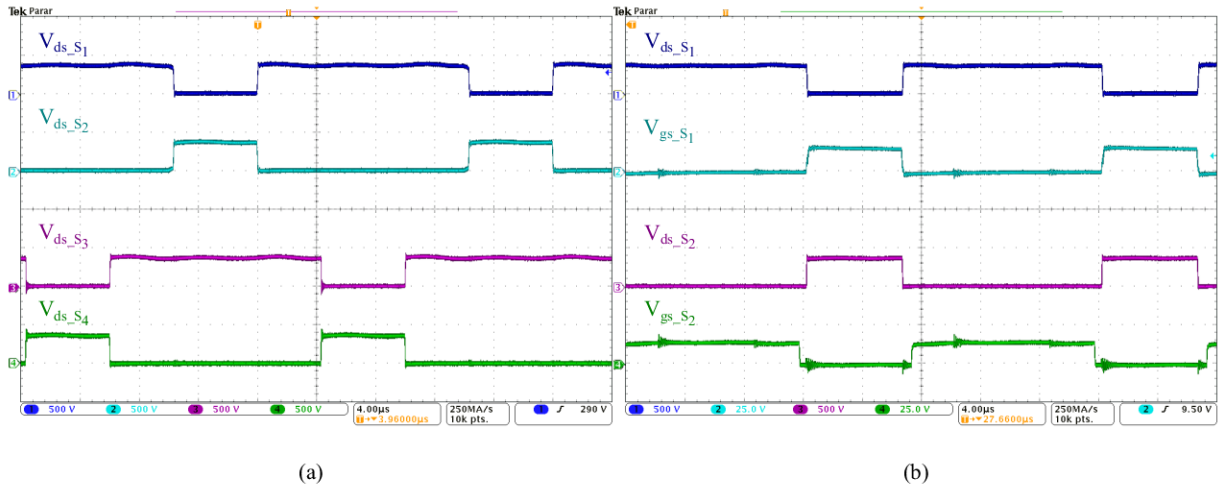


Figura 52: Modo redutor de tensão com $V_{bat} = 55,2V$. (a) Tensões de bloqueio nas chaves S_1 , S_2 , S_3 e S_4 . (b) Tensões de bloqueio bem como as tensões de acionamento das chaves S_1 e S_2 .

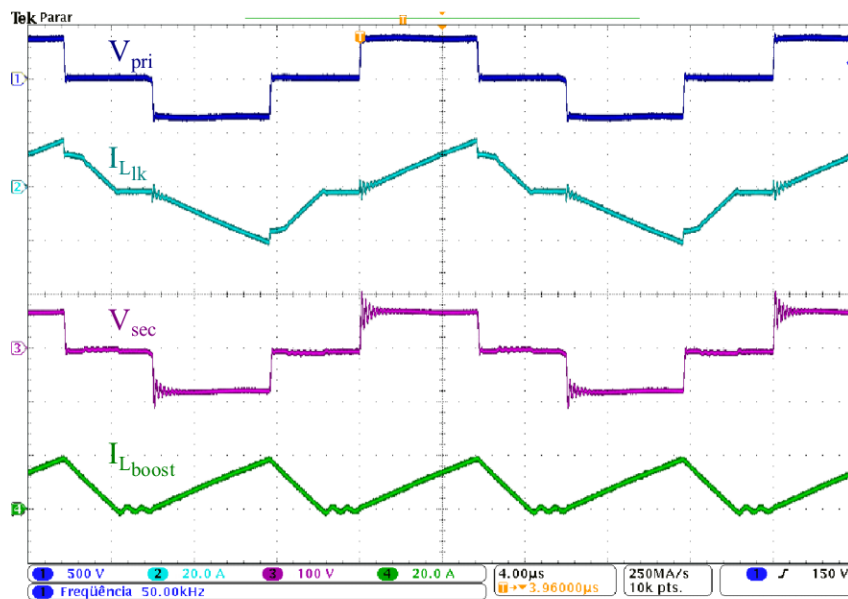


Figura 53: Modo redutor de tensão com $V_{bat} = 55,2V$: Tensão no primário e secundário do transformador e formas de onda da corrente no secundário do transformador e no indutor L_{boost} .

A figura 54 apresenta o ensaio para 55,2 V no lado das baterias. Neste ensaio, o conversor opera com a potência nominal de 500 W, com uma carga resistiva de 6,13 Ω no lado das baterias e uma razão cíclica $D=0,68$. A corrente no indutor $I_{L_{boost}}$ opera em MCD com $\Delta I_{L_{boost}}$ de aproximadamente 20 A, de forma semelhante a corrente no transformador, com exceção do segundo semiciclo que o sentido de $I_{L_{boost}}$ é oposto à $I_{L_{lk}}$.

Devido ao tempo morto de 300 ns adicionado nas chaves de alta tensão, S_2 e S_4 são acionados com ZVS. Uma vista ampliada das formas de onda de tensão de bloqueio e comando nas chaves, ilustrada na figura 55, mostra o detalhe da condição de ZVS. Os

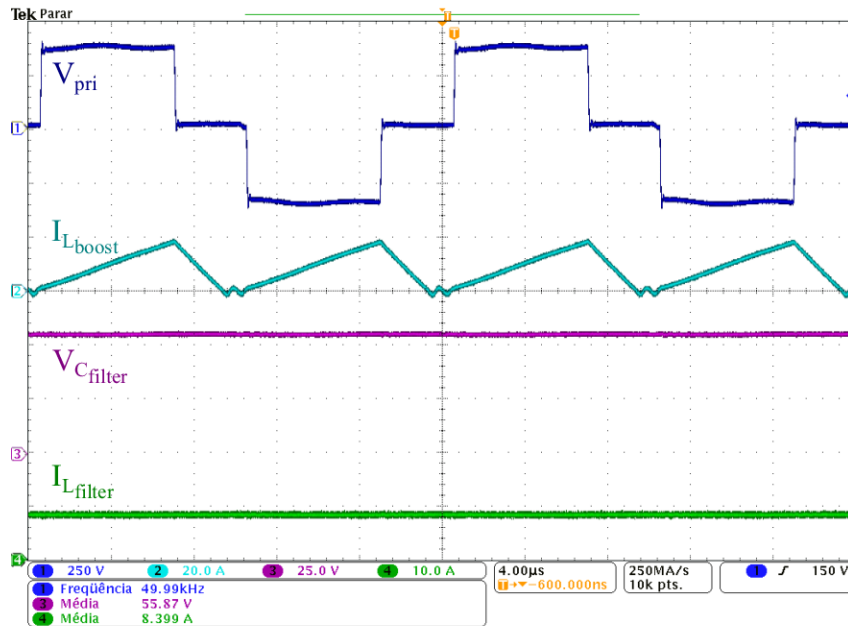


Figura 54: Forma de onda da tensão no primário do transformador e formas de onda da tensão e correntes no filtro LCL para o conversor operando no modo redutor de tensão com $V_{bat} = 55,2V$.

resultados são mostrados para 55,2 V na lado de baixa tensão, dado que o caso crítico de perda de ZVS ocorre em $V_{bat,max}$, como explicado anteriormente por meio do gráfico da figura 27. Na potência de 500 W, figuras 55(a) e 55(b), a comutação com ZVS é garantida. Ao passo que a potência diminui, o pico de corrente também diminui, assim não há energia suficiente para que os capacitores de saída de S_2 e S_4 sejam descarregados. Neste caso, a perda de ZVS acontece para aproximadamente 2% da potência nominal, como mostra a figura 55(c) e 55(d). Além da comutação suave no *turn-on*, na parte superior da figura 55 é possível observar que as chaves S_2 e S_4 são desabilitadas com ZCS.

Por fim, a figura 56(a) mostra o detalhe do *turn-on* de S_1 e a figura 56(b) mostra detalhes de ZCS no *turn-on* e *turn-off* de S_5 . Tais condições de comutação ocorrem para toda faixa de operação do conversor devido a operação em MCD.

4.2.1.2 Resultados experimentais para 42 V

A figura 57(a) mostra as formas de onda da tensão modulada no lado primário do transformador e as formas de onda do filtro LCL para as baterias operando com 42 V e 9 A. Neste ensaio o conversor opera com 378 W, com uma carga resistiva de 4,67 Ω no lado das baterias e uma razão cíclica $D=0,5$. A corrente $I_{L_{boost}}$ alcança o valor máximo de aproximadamente 23 A e na figura 57(a) o intervalo de tempo que a corrente $I_{L_{boost}}$ permanece em zero é maior quando comparado ao da figura 54, pois uma menor

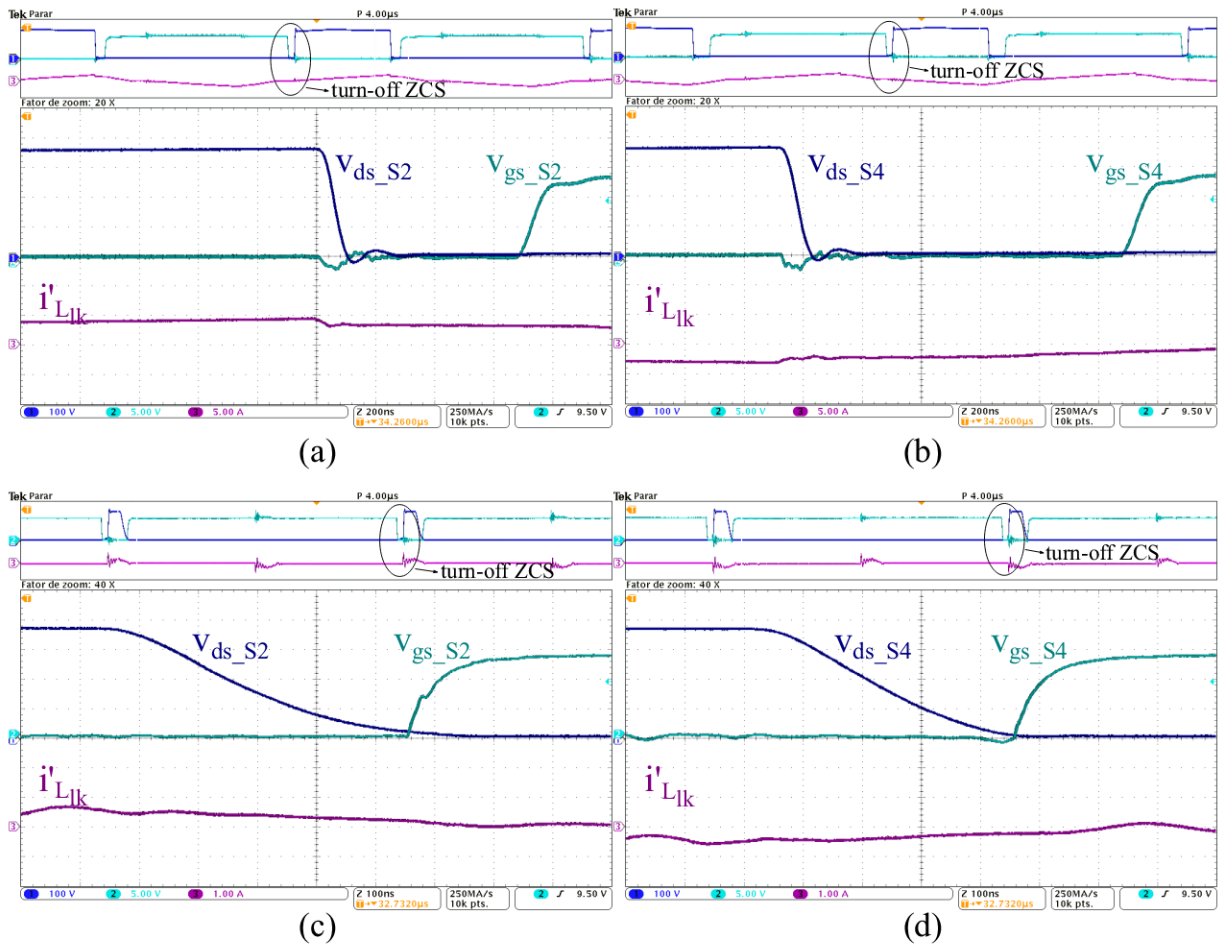


Figura 55: Formas de onda da tensão de bloqueio e comando de S_2 e S_4 para o conversor operando no modo redutor de tensão com $V_{bat} = 55,2V$. (a) Detalhe ZVS de S_2 e (b) S_4 para 500 W. (c) Detalhe de perda de ZVS de S_2 e (d) S_4 para 2% da potência nominal.

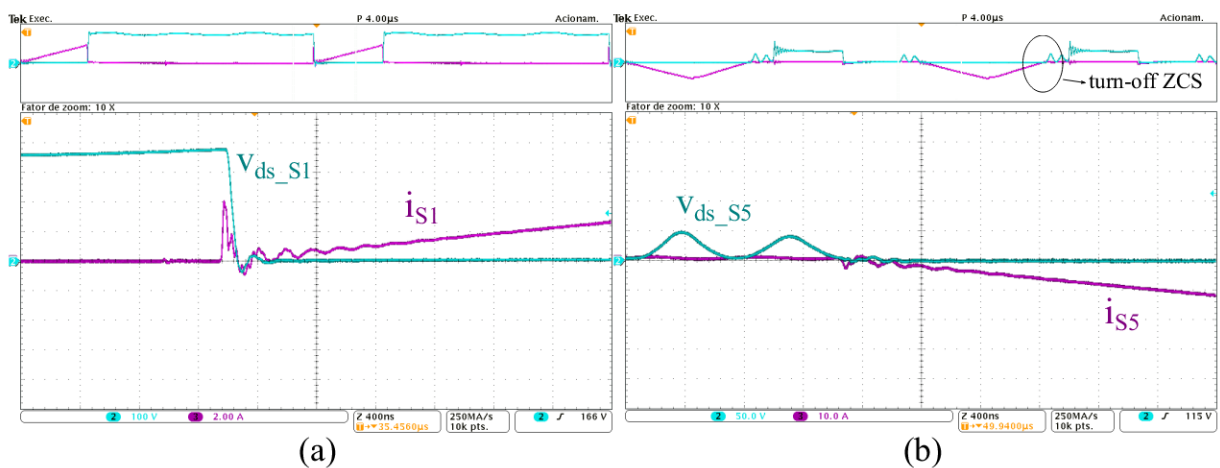


Figura 56: Formas de onda da tensão de bloqueio e comando de S_1 e S_5 para o conversor operando no modo redutor de tensão com $V_{bat} = 55,2V$. (a) Detalhe ZCS de S_1 e (b) S_5 para 500 W.

potência é processada pelo conversor. Na figura 57(b), a tensão $V_{C_{filter}}$ e a corrente $I_{L_{filter}}$ apresentam baixa ondulação conforme os parâmetros de projeto de 552 mV e 600 mA.

Uma vez que as especificações para o banco de bateria completamente descarregado são satisfeitas, as especificações para o banco de baterias carregado para um nível igual ou inferior de corrente também são garantidas, pois o pior caso de ondulação ocorre para $V_{bat_{min}}$ e $I_{bat_{max}}$.

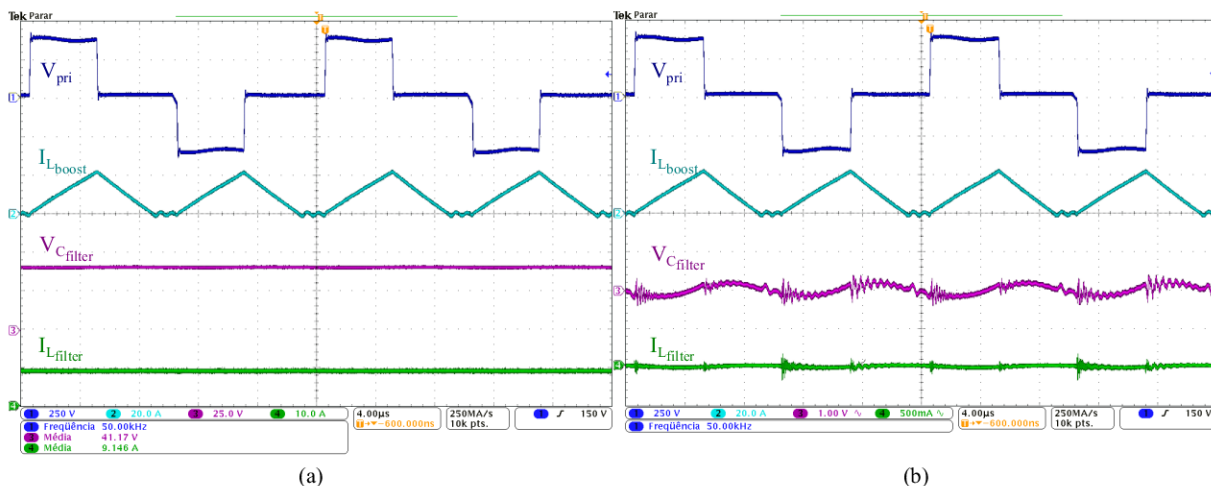


Figura 57: Modo redutor de tensão com $V_{bat} = 42\text{ V}$. (a) Tensão no primário do transformador e formas de onda das tensões e corrente nos filtros L_{boost} , C_{filter} e L_{filter} . (b) Tensão no primário do transformador e formas de onda das tensões e corrente nos filtros C_{boost} , C_{filter} e L_{filter} .

4.2.2 Resultados experimentais do conversor no modo elevador de tensão

4.2.2.1 Resultados experimentais para 48 V

Na figura 58 o conversor opera com 48 V no lado das baterias. A figura 58(a) apresenta os resultados experimentais da tensão nas chaves S_2 , S_4 , S_5 e S_6 . A figura 58(b) mostra as tensões de bloqueio e as tensões de acionamento das chaves S_2 e S_5 que estão defasadas em 270° . Assim, é possível verificar que o acionamento das chaves está coerente com o que foi apresentado na análise do conversor no modo elevador de tensão.

A figura 59 compara as formas de onda da tensão no primário e secundário do transformador, as quais estão em fase em virtude da modulação PWM. A corrente no secundário do transformador I_{Llk} e no indutor $I_{L_{boost}}$ apresentam forma de onda triangular e um intervalo em zero, o que é característico da operação MCD. A ressonância presente na forma de onda das tensões que ocorre no terceiro e sexto estágio é devido a troca de energia entre as capacitâncias de saída das chaves de baixa tensão e o indutor L_{boost} . No início do primeiro e quarto estágios, a tensão no secundário do transformador e, conseqüentemente, nas chaves de baixa tensão, oscila devido a indutância de dispersão que ressona com a

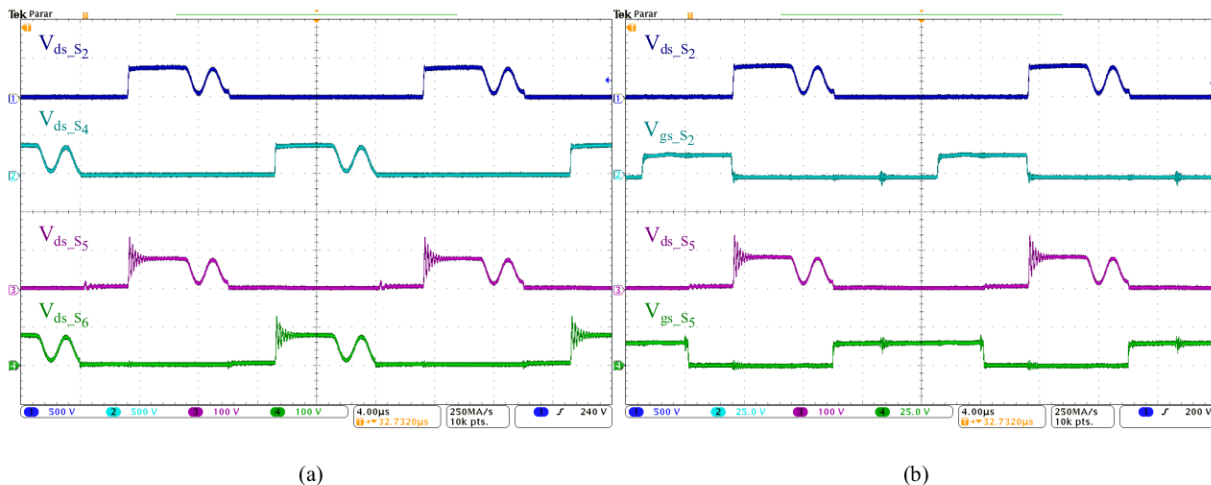


Figura 58: Modo elevador de tensão com $V_{bat} = 48\text{ V}$. (a) Tensões de bloqueio nas chaves S_2 , S_4 , S_5 e S_6 . (b) Tensões de bloqueio bem como as tensões de acionamento das chaves S_2 e S_5 .

capacitância de saída das chaves.

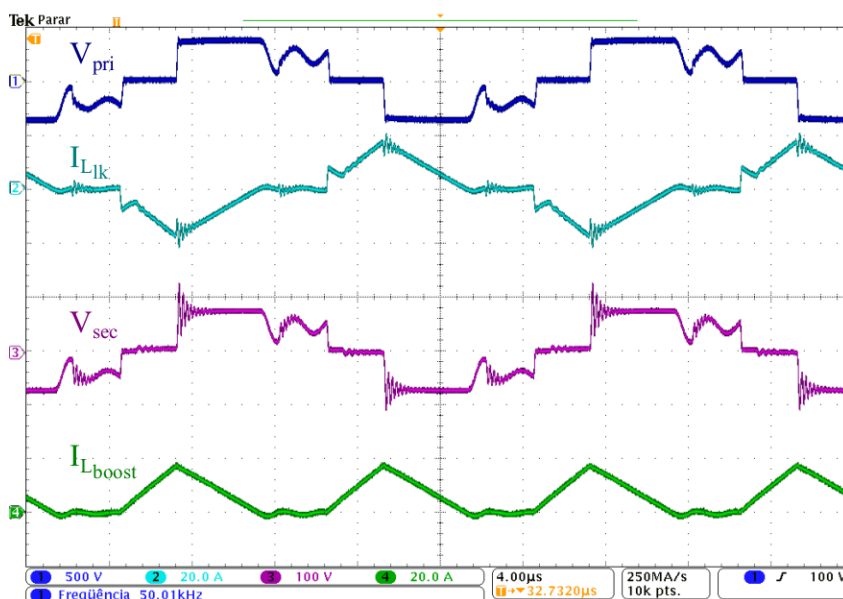


Figura 59: Tensão no primário e secundário do transformador e formas de onda da corrente no secundário do transformador e no indutor L_{boost} para o conversor operando no modo elevador de tensão com $V_{bat} = 48\text{ V}$.

A figura 60 mostra as formas de onda da tensão no lado primário do transformador e as formas de onda dos filtros C_{bar} , C_{filter} e L_{filter} para 48 V e 10,42 A no lado de baixa tensão. Neste ensaio o conversor opera com a potência nominal de 500 W, com uma carga resistiva de 290 Ω no lado do barramento CC e uma razão cíclica $D=0,33$. Os resultados de ondulação são mostrados para 42 V a seguir, uma vez que esta é a situação com maiores níveis de ondulação.

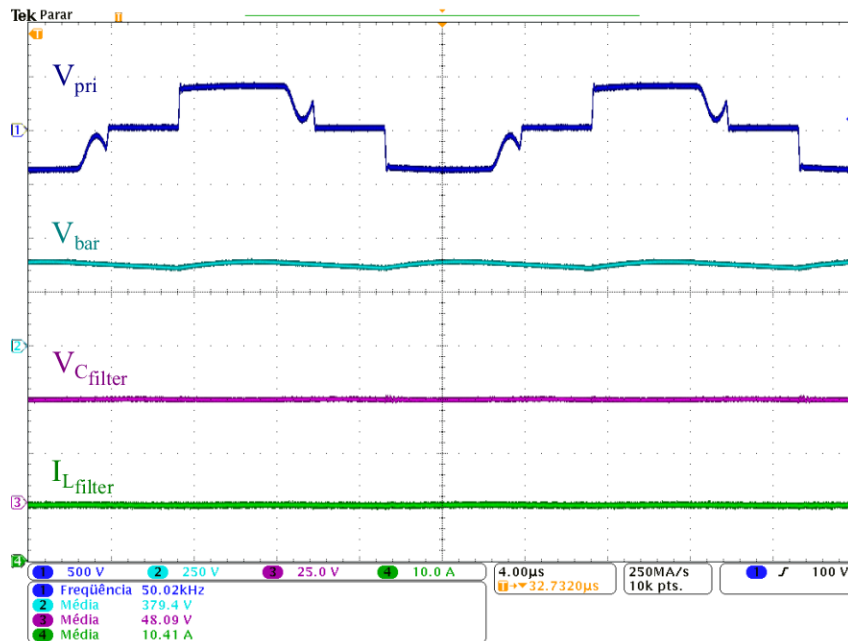


Figura 60: Operação do conversor no modo elevador de tensão com $V_{bat} = 48\text{ V}$.

Na modulação adotada S_2 e S_4 também são acionados com ZVS no modo elevador de tensão. E como vantagem do conversor alimentado em corrente, não há restrição da faixa de ZVS. Uma vista ampliada das formas de onda de tensão de bloqueio e comando nas chaves, ilustrada na figura 61, mostra o detalhe da condição de ZVS.

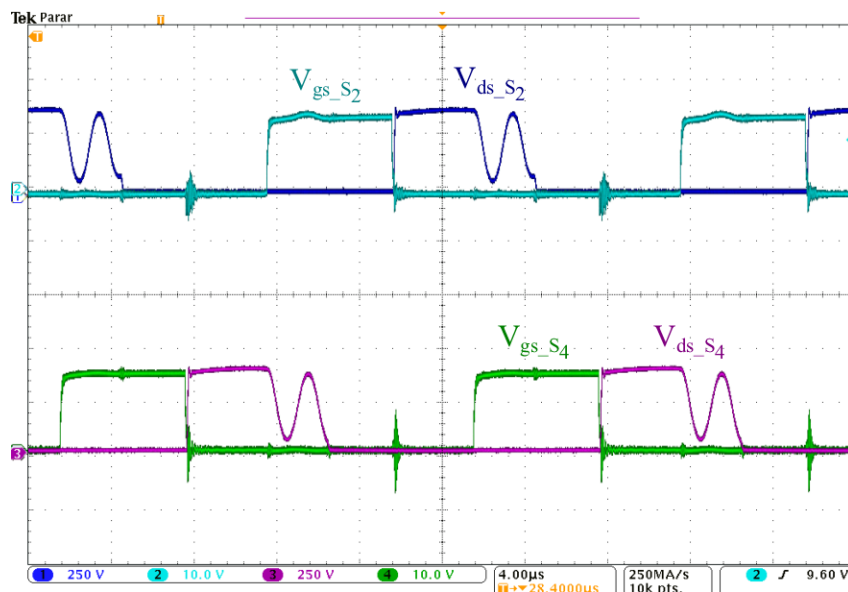


Figura 61: Modo elevador de tensão com $V_{bat} = 48\text{ V}$: Formas de onda da tensão de bloqueio e comando de S_2 e S_4 .

Por fim, a figura 62(a) mostra o detalhe do *turn-off* de S_1 e a figura 62(b) mostra detalhes de ZCS no *turn-on* e ZCZVS no *turn-off* de S_5 . Tais condições de

comutação ocorrem para toda faixa de operação do conversor devido a operação em MCD.

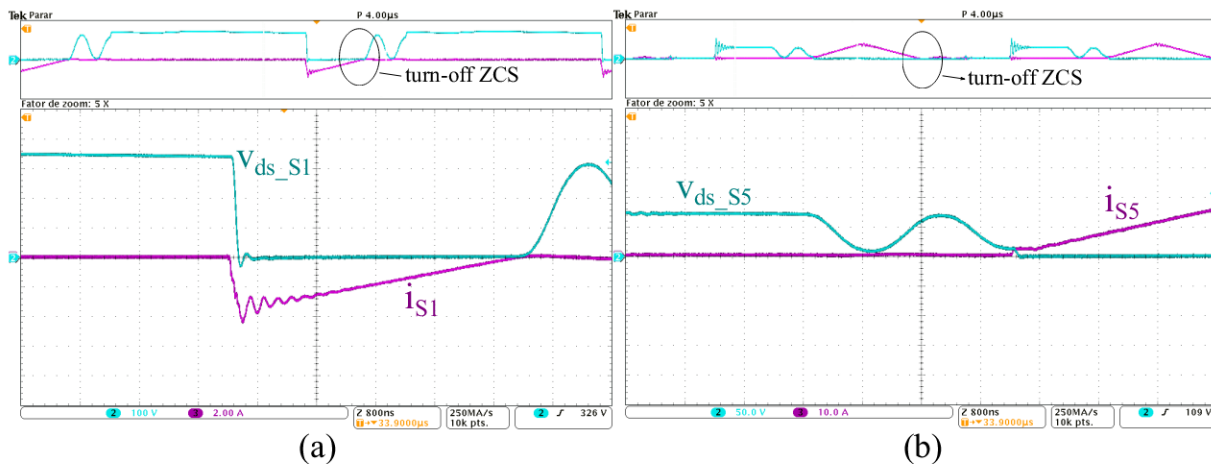


Figura 62: Detalhes da comutação de S_1 e S_5 para o conversor no modo elevador de tensão. (a) Detalhe ZCS no *turn-off* para S_1 . (b) Detalhe ZCS no *turn-on* e *turn-off* para S_5 .

4.2.2.2 Resultados experimentais para 42 V

A figura 63 mostra as formas de onda da tensão no lado primário do transformador e as formas de onda dos filtros C_{bar} , C_{filter} e L_{filter} para 42 V e 12 A no lado de baixa tensão. Neste ensaio o conversor opera com a potência nominal de 500 W, no lado do barramento foi utilizada uma carga resistiva de 290 Ω e razão cíclica $D=0,42$. A ondulação de tensão no barramento não ultrapassa 38 V, garantindo que, para potências menores, a especificação seja atendida. A tensão $V_{C_{filter}}$ e a corrente $I_{L_{filter}}$ apresentam baixa ondulação conforme os parâmetros de projeto de 552 mV e 600 mA. Na figura 60, o lado de baixa tensão possui 48 V e o intervalo de tempo do terceiro e sexto estágio é ligeiramente menor comparado ao intervalo mostrado na figura 63(a) que possui 42 V no lado de baixa tensão. Isso ocorre devido a diferença de tensão na bateria e a necessidade de uma corrente maior para suprir a mesma quantidade de potência quando a bateria está descarregada.

4.2.3 Oscilações presentes nas formas de onda

4.2.3.1 Oscilações no modo redutor de tensão

Nos resultados experimentais das figuras 53, 54 e 57, do modo redutor de tensão, são observadas oscilações na corrente do indutor L_{boost} durante as etapas 4 e

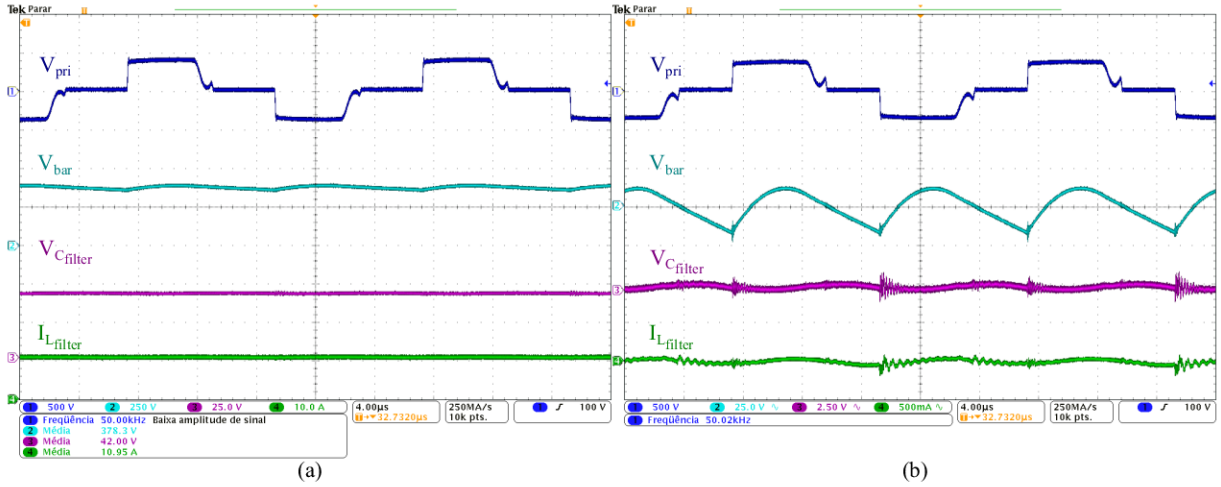


Figura 63: Operação do conversor no modo elevador de tensão para $V_{bat} = 42\text{ V}$. (a) Tensão no primário do transformador e formas de onda das tensões e corrente nos filtros C_{BUS} , C_{filter} e L_{filter} . (b) Tensão no primário do transformador e formas de onda das tensões e corrente nos filtros C_{BUS} , C_{filter} e L_{filter} .

8. Tais oscilações são um efeito da capacitância de saída das chaves de baixa tensão S_5 , S_6 , S_7 , S_8 e o indutor L_{boost} . A capacitância de saída das chaves S_5 - S_8 não afeta consideravelmente o desempenho do conversor, porém, a altera as formas de onda do indutor L_{boost} e das chaves durante alguns intervalos específicos.

A figura 64 é analisada para verificar os detalhes da ressonância. Nesta etapa 4, os comandos das chaves S_2 e S_4 permanecem acionados, grampeando a tensão no transformador em zero. A corrente no transformador é zero e o circuito provê um caminho de ressonância para os capacitores de saída de S_5 - S_8 e L_{boost} .

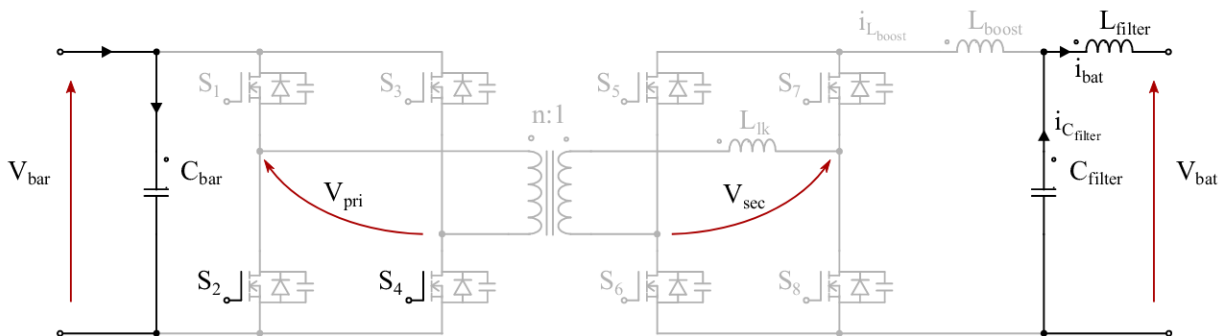


Figura 64: Quarta etapa de operação do conversor operando como redutor de tensão.

Para validar esta análise, foi realizada uma simulação no *software* PSIM considerando os semicondutores como um modelo de nível 2. A figura 65 apresenta os resultados de simulação do conversor operando no modo redutor, onde são apresentadas as tensões e correntes nas chaves S_5 e S_6 , e no indutor L_{boost} . As tensões e correntes nas chaves S_7 e S_8 são idênticas às tensões e correntes nas chaves S_6 e S_5 , respectivamente.

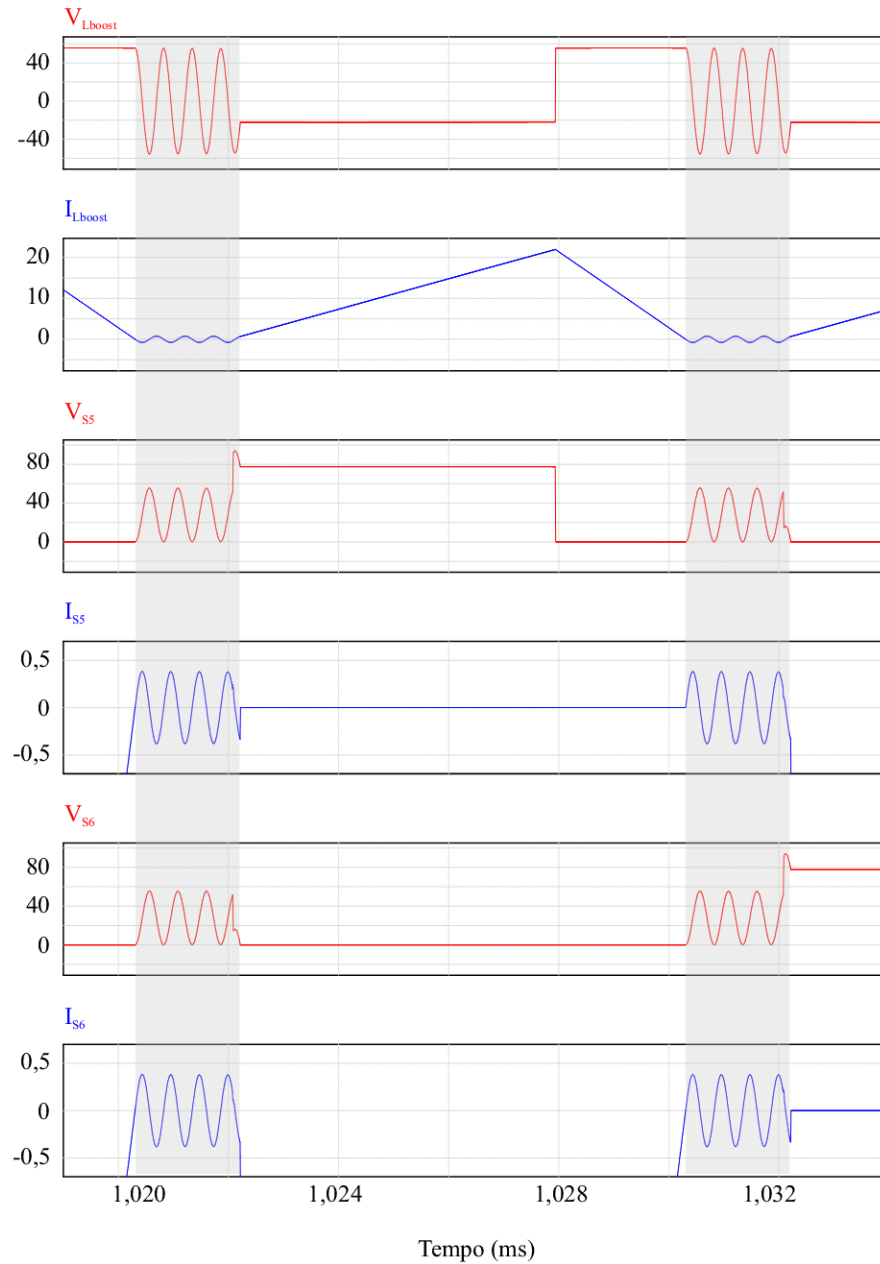


Figura 65: Resultados de simulação para verificar a ressonância nas etapas 4 e 8 do modo redutor de tensão.

Com base nas figuras 64 e 65, a etapa 4 do conversor no modo redutor de tensão pode ser analisada por um circuito equivalente como mostra a figura 66.

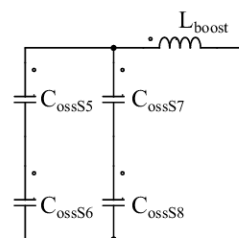


Figura 66: Circuito equivalente ao processo de ressonância na etapa 4.

Nesta etapa, o comportamento de C_{filter} e L_{lk} é associado à análise CA. C_{filter} se comporta como um curto-circuito e L_{lk} é um circuito aberto devido à frequência de ressonância relativamente alta. Desta forma, o circuito da figura 66 pode ser analisado a partir de um circuito LC onde a capacitância equivalente é dada por

$$C_{eq} = (C_{oss,S_5} + C_{oss,S_6}) // (C_{oss,S_7} + C_{oss,S_8}). \quad (105)$$

As capacitâncias $C_{oss,S_5} - C_{oss,S_8}$ são submetidas à uma tensão mínima de 0 V e uma tensão máxima de V_{bat} . E a frequência de ressonância é dada por

$$\omega_{ress} = \frac{1}{\sqrt{L_{boost}C_{eq}}}. \quad (106)$$

4.2.3.2 Oscilações no modo elevador de tensão

No modo elevador de tensão também são observadas ressonâncias nas figuras 58 e 59, porém, estas diferem do modo redutor devido à assimetria da topologia e da modulação. As oscilações são observadas nas etapas 2, 3, 5 e 6. Como as oscilações das etapas 2 e 5 são diferentes das oscilações das etapas 3 e 6 a análise é feita em duas partes.

Nesta primeira parte, são analisadas as oscilações das etapas 3 e 6. Estas oscilações são um efeito da capacitância de saída das chaves de alta tensão S_1, S_2, S_3, S_4 , da capacitância de saída das chaves de baixa tensão S_5, S_6, S_7, S_8 e do indutor L_{boost} . Novamente, a capacitância de saída das chaves S_1-S_8 não afeta consideravelmente o desempenho do conversor, porém, altera as formas de onda durante alguns intervalos específicos.

A figura 67 é analisada para verificar os detalhes da ressonância. Nesta etapa 3, as chaves S_4, S_6 e S_7 permanecem acionadas. Assim, o circuito provê um caminho de ressonância para os capacitores de saída de S_1, S_2, S_5 e S_8, L_{lk} e L_{boost} .

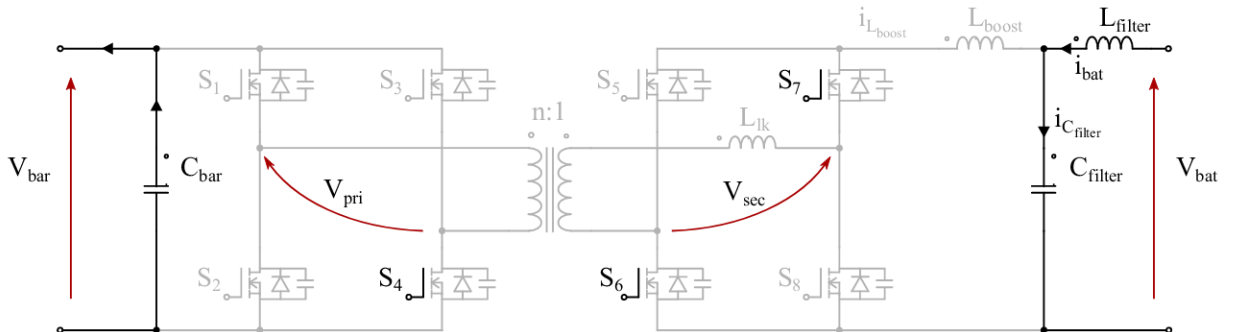


Figura 67: Quarta etapa de operação do conversor operando como elevador de tensão.

Para validar esta análise, foi realizada uma simulação no *software* PSIM considerando os semicondutores como um modelo de nível 2. A figura 68 apresenta os resultados de simulação do conversor operando no modo elevador, onde são apresentadas as correntes nas chaves S_1 - S_8 , no indutor L_{boost} e L_{lk} .

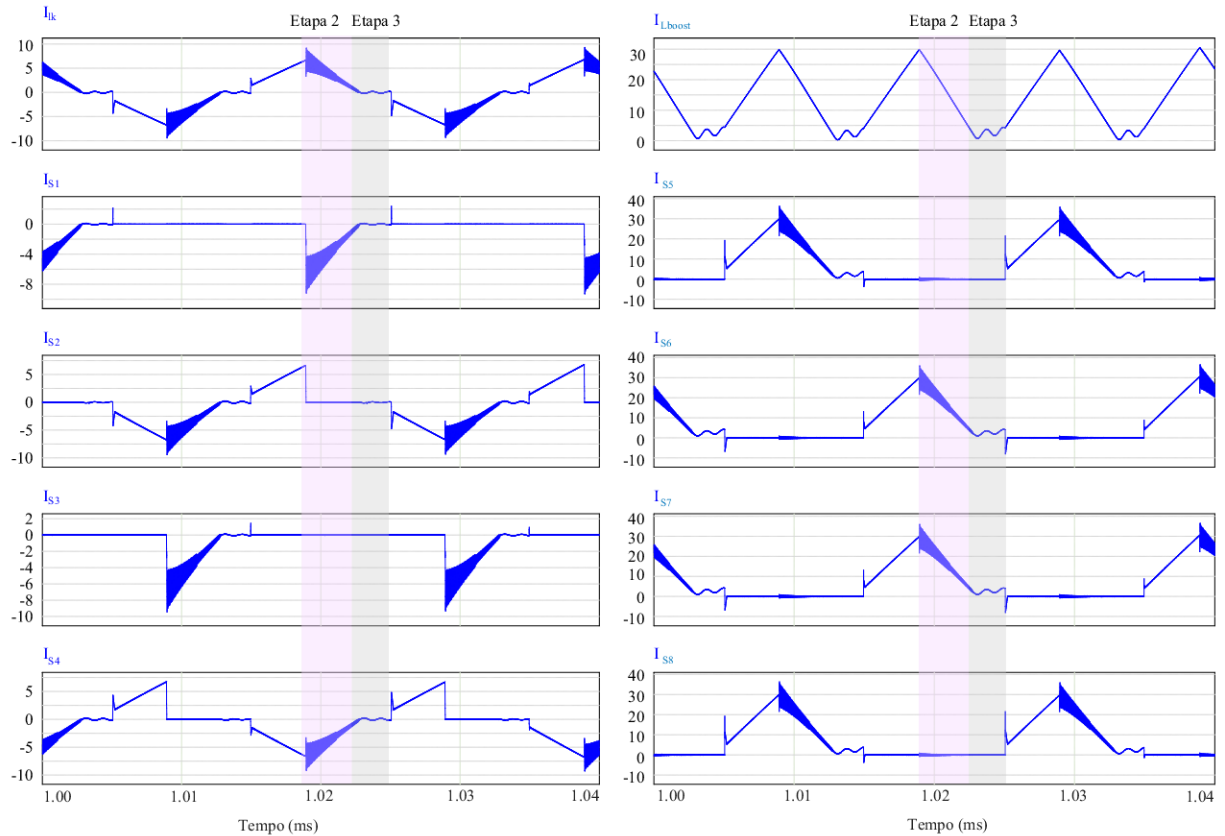


Figura 68: Resultados de simulação para verificar a ressonância nas etapas 3 e 6 para o conversor no modo elevador de tensão.

Com base nas figuras 67 e 68, a etapa 3 do conversor no modo elevador de tensão pode ser analisada por um circuito equivalente como mostra a figura 69.

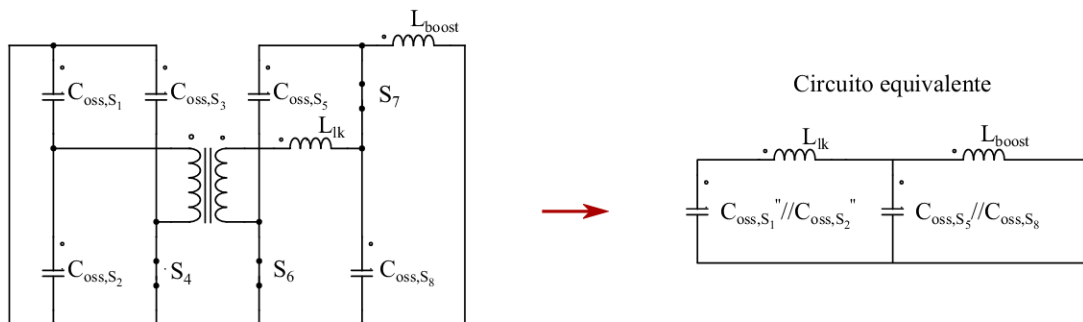


Figura 69: Circuito equivalente ao processo de ressonância na etapa 3 para o conversor no modo elevador de tensão.

Nesta etapa, o comportamento de C_{bar} e C_{filter} é associado à análise CA, os quais se comportam como um curto devido à frequência de ressonância relativamente alta. Desta forma, o circuito da figura 69 pode ser analisado a partir de um circuito LCLC onde as capacitâncias equivalentes são dadas por

$$C_{eq1} = (C''_{oss,S_1} // C''_{oss,S_2}) \quad (107)$$

e

$$C_{eq2} = (C_{oss,S_5} // C_{oss,S_8}), \quad (108)$$

onde, a notação " significa que os valores estão referidos ao secundário do transformador. As capacitâncias C_{oss,S_1} , C_{oss,S_2} , C_{oss,S_5} e C_{oss,S_8} são submetidas à uma tensão mínima de 0 V e uma tensão máxima de V_{bar} .

Para verificar a ressonância na etapa 2 e 5, é analisada a figura 70. Nesta etapa, S_6 e S_7 estão acionados. Além disso, S_1 e S_4 estão conduzindo pelos diodos intrínsecos.

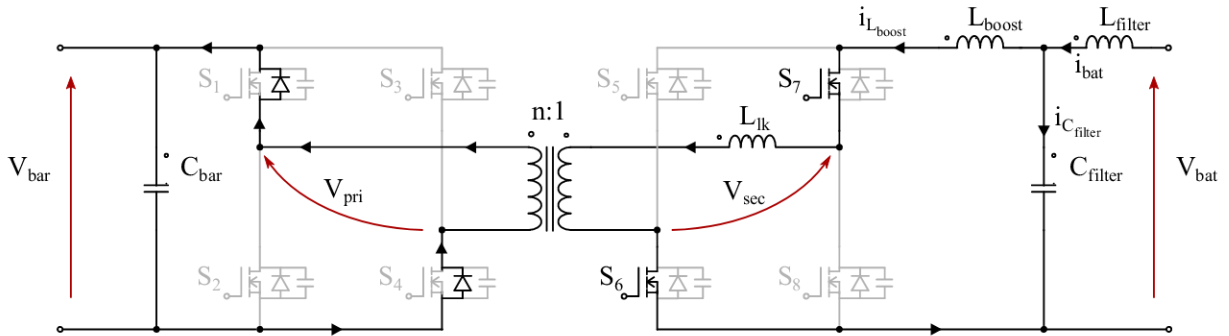


Figura 70: Quarta etapa de operação do conversor operando como elevador de tensão.

Com base nas figuras 68 e 70, a etapa 2 do conversor no modo elevador de tensão pode ser analisada por um circuito equivalente como mostra a figura 71.

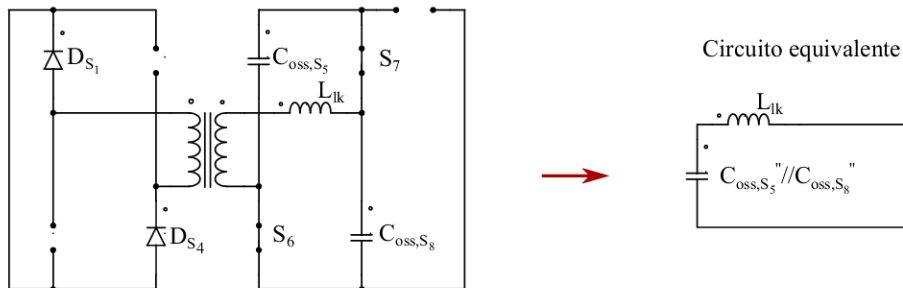


Figura 71: Circuito equivalente ao processo de ressonância na etapa 2 no modo elevador de tensão.

Nesta etapa, o comportamento de L_{boost} é associado à análise CA, ou seja, o indutor é considerado um circuito aberto devido à frequência de ressonância relativamente alta. As capacitâncias de saída das chaves S_2 , S_3 , S_6 e S_7 têm influência ínfima e não serão consideradas. As capacitâncias de saída das chaves S_1 e S_4 não participam do processo de ressonância. Desta forma o circuito da figura 71 pode ser analisado a partir de um circuito LC onde a capacitância equivalente é dada por

$$C_{eq} = (C_{oss,S_5} // C_{oss,S_8}) \quad (109)$$

e a frequência de ressonância é dada por

$$\omega_{ress} = \frac{1}{\sqrt{L_{lk}C_{eq}}}. \quad (110)$$

4.2.4 Eficiência

A figura 72(a) mostra a curva de eficiência experimental do conversor para três níveis de tensão no lado de baixa tensão. Para 55,2 V e na potência nominal de 500 W, o conversor apresentou uma eficiência de 93,80%. As estimativas de distribuição das perdas são feitas por meio do módulo térmico do *software* PSIM usando um modelo baseado nos parâmetros da folha de dados dos componentes. A figura 72(b) mostra que as chaves $S_5 - S_8$ são responsáveis pelo maior percentual de perdas, seguidas pelo transformador e indutor L_{boost} . A maior partes dessas perdas está relacionada as perdas por condução nas chaves e perdas nos enrolamentos do indutor L_{boost} e transformador, em virtude da corrente *eficaz* na operação em MCD. Nesta faixa de potência, as chaves $S_1 - S_4$ são ativadas com ZVS ou ZCS e apresentam aproximadamente um percentual de 8,58% das perdas totais. As perdas do indutor L_{filter} se mostraram ínfimas em toda a faixa de operação, sendo a estimativa de seu maior valor 1,21 W na potência nominal do conversor com 42 V no lado de baixa. A curva de eficiência no modo redutor se mostrou ligeiramente plana para um larga faixa de potência.

A figura 73(a) apresenta a curva de eficiência teórica do conversor no modo elevador. Na potência nominal a eficiência do conversor é de 94,63%. O pico de eficiência do conversor neste modo foi de 95,16%. Uma vez que as chaves possuem comutação suave no *turn-on* e *turn-off*, as perdas predominantes são as perdas por condução. Da mesma forma que o modo redutor, a medida que a potência reduz a corrente eficaz diminui. As perdas por comutação se mantém constantes, enquanto que as perdas por condução

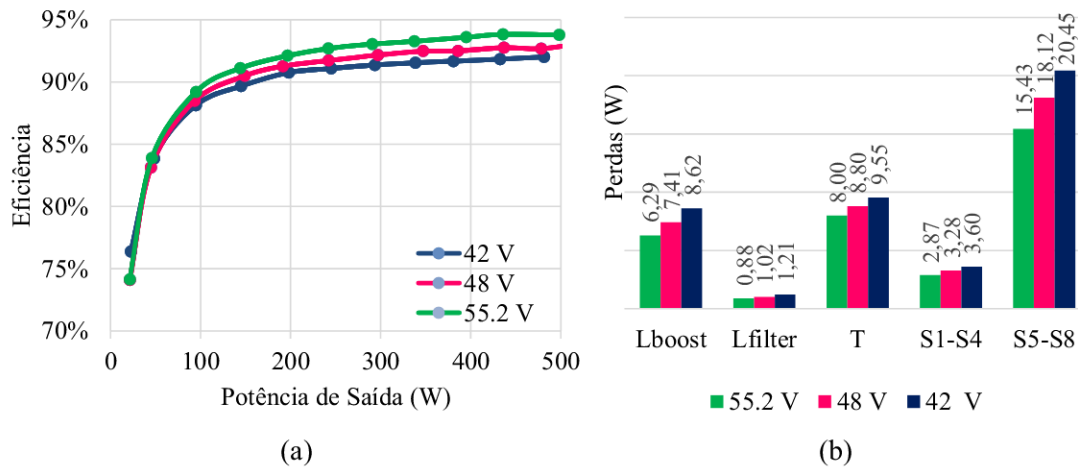


Figura 72: Curva de eficiência experimental e perdas no modo redutor de tensão para três níveis de tensão no lado de baixa tensão. (a) Eficiência experimental. (b) Estimativa da distribuição das perdas do conversor.

diminuem e para uma larga faixa de potência a eficiência do conversor supera os 94%.

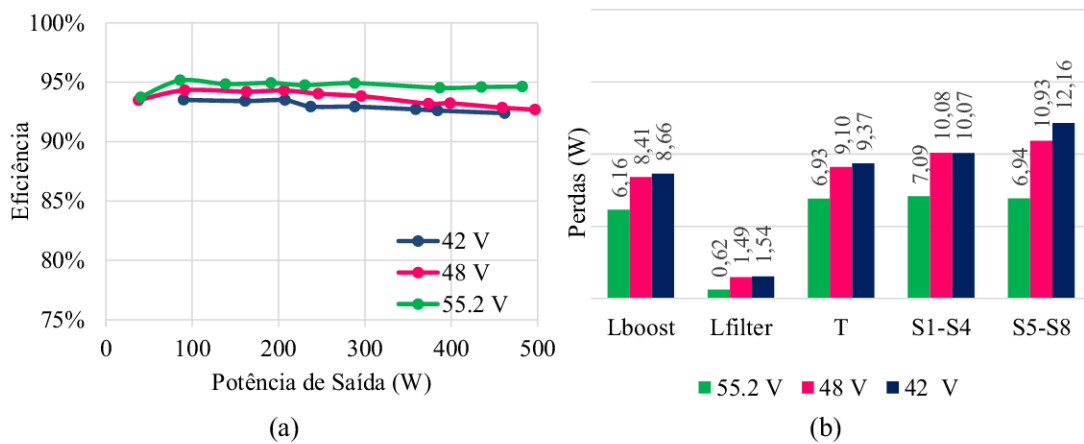


Figura 73: Curva de eficiência experimental e perdas no modo elevador de tensão para três níveis de tensão no lado de baixa tensão. (a) Eficiência experimental. (b) Estimativa da distribuição das perdas do conversor.

4.2.5 Comparativo de eficiência com as modulações PWM, EPS e DPS

Com intuito de fazer uma comparação de eficiência com outras modulações, o conversor da figura 74 proposto por (BAL *et al.*, 2018a) foi projetado para 500 W, 42-55.2 V/380 V e 50 kHz e implementado em uma placa de circuito impresso com *layout* similar ao protótipo da figura 51.

A proposta de (BAL *et al.*, 2018a) utiliza o CF-DAB da figura 74 com modulação híbrida, a qual emprega EPS nas potências elevadas e DPS nas potências baixas. Esta modulação híbrida permite uma maior eficiência no conversor desde que a EPS e DPS

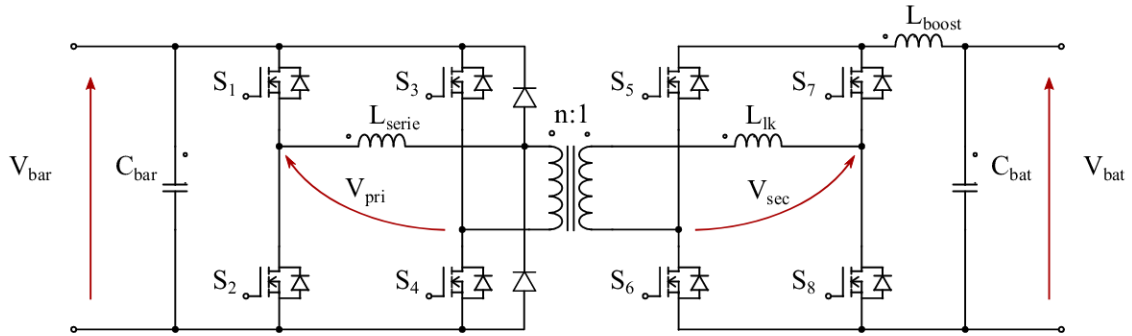


Figura 74: Conversor *Current-fed Dual-Active Bridge* proposto por BAL *et al.* (2018a).

sejam selecionadas para a faixa de potência adequada.

A EPS é implementada por meio de um deslocamento de fase ϕ e uma razão cíclica $D = \phi$, sendo assim de fácil implementação e garantindo ZVS para as chaves de alta tensão. Entretanto, a medida que a potência diminui, passa a existir grande quantidade de energia circulante, afetando o rendimento do conversor. Com isso, a DPS é empregada para reduzir a energia circulante nas potências mais baixas inserindo, por meio de uma nova variável δ , um estado zero na forma de onda de tensão em V_{pri} . Isto é, a tensão V_{pri} deixa de ser uma onda retangular mudando para uma onda com três níveis. Além de reduzir a energia circulante, a faixa de ZVS para as chaves de alta tensão é estendida e a variável δ proporciona um grau de liberdade para controlar a corrente de pico no transformador. A tabela 6 apresenta os principais parâmetros do conversor da figura 74 e uma breve comparação do conversor da figura 51 implementado com modulação PWM.

Tabela 6: Comparação entre EPS e DPS proposta por (BAL *et al.*, 2018a) com a modulação PWM

	(BAL <i>et al.</i> , 2018a)	PWM
Indutores	$L_{aux} = 281 \mu H / 3 A$ $L_{boost} = 410 \mu H / 12 A$	$L_{filter} = 1.5 \mu H / 12.5 A$ $L_{boost} = 6 \mu H / 18 A$
Transformador		
Relação de transformação	1:3.75	1:4.89
Indutância de dispersão	0,610 nH	0,530 nH
Método de controle	EPS ($D + \phi$) DPS ($D + \phi + \delta$)	PWM (D)
Particularidade de projeto	Indutor auxiliar em série; Diodo de grampeamento de baixa potência	Transformador com baixa indutância de dispersão; Capacitores <i>snubbers</i>

A EPS e DPS foram implementadas para toda a faixa de potência do conversor

com o intuito de analisar a eficiência individual de cada modulação. A figura 75 apresenta os resultados experimentais das principais formas de onda para o modo redutor de tensão, enquanto a figura 76 apresenta os resultados experimentais das principais formas de onda para o modo elevador de tensão. Em ambos os casos é possível observar nas potências mais baixas a redução do pico da corrente no transformador quando a DPS é utilizada.

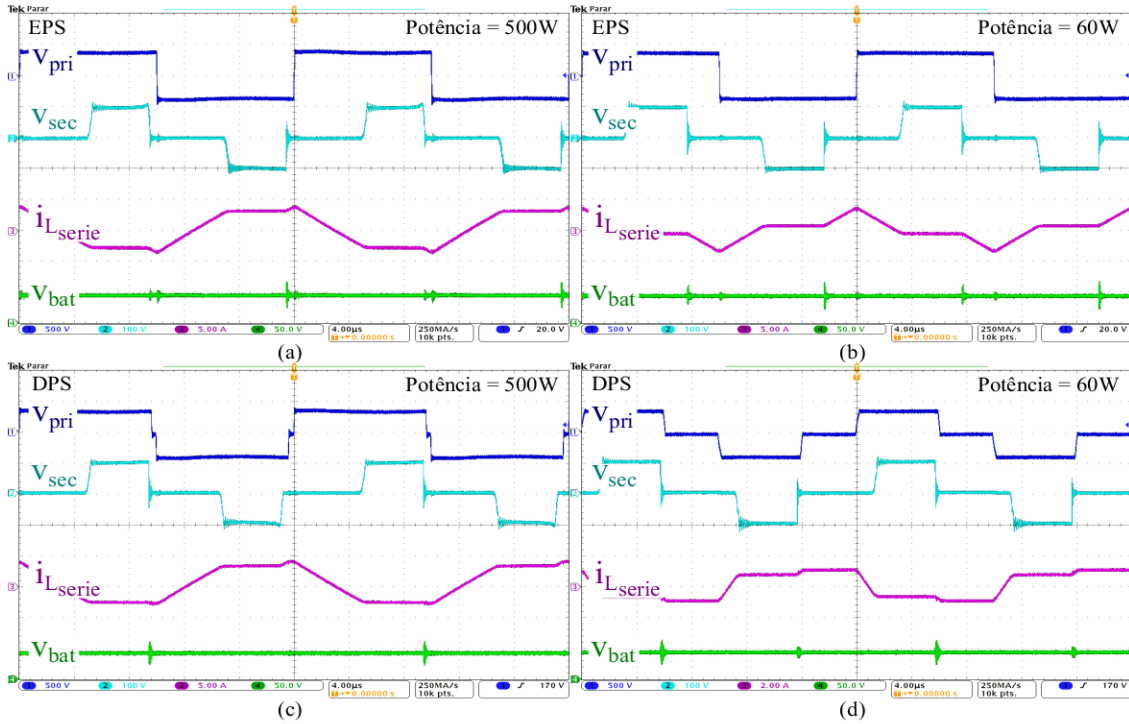


Figura 75: Resultados experimentais das principais formas de onda do conversor CF-DAB proposto por BAL *et al.* operando no modo redutor de tensão com $V_{bat} = 48\text{ V}$. (a) EPS para 500W. (b) EPS para 60W. (c) DPS para 500W. (d) DPS para 60W.

A eficiência das modulações EPS, DPS foram medidas usando o analisador de energia WT1800 e comparadas à modulação PWM. A Fig. 77 apresenta os resultados para $V_{bat}=48\text{ V}$ e $V_{bar}=380$ para diferentes condições de carga. Na Fig. 77(a) são apresentadas as curvas de eficiência para o modo redutor de tensão. Acima de 200 W, a eficiência da modulação PWM é superior à DPS devido a energia circulante presente na DPS. E, embora a modulação PWM apresente uma maior corrente eficaz, sua eficiência se aproxima da EPS, pois possui elementos magnéticos menores e não possui energia circulante. Abaixo de 200 W, a modulação PWM possui uma eficiência semelhante à DPS e superior a EPS, que perde ZVS nas potências menores e possui maior quantidade de energia circulante. Para garantir uma eficiência melhor, (BAL *et al.*, 2018a) empregam uma modulação híbrida EPS+DPS. Porém, nessas condições, a modulação PWM garante uma eficiência semelhante com uma única variável de controle.

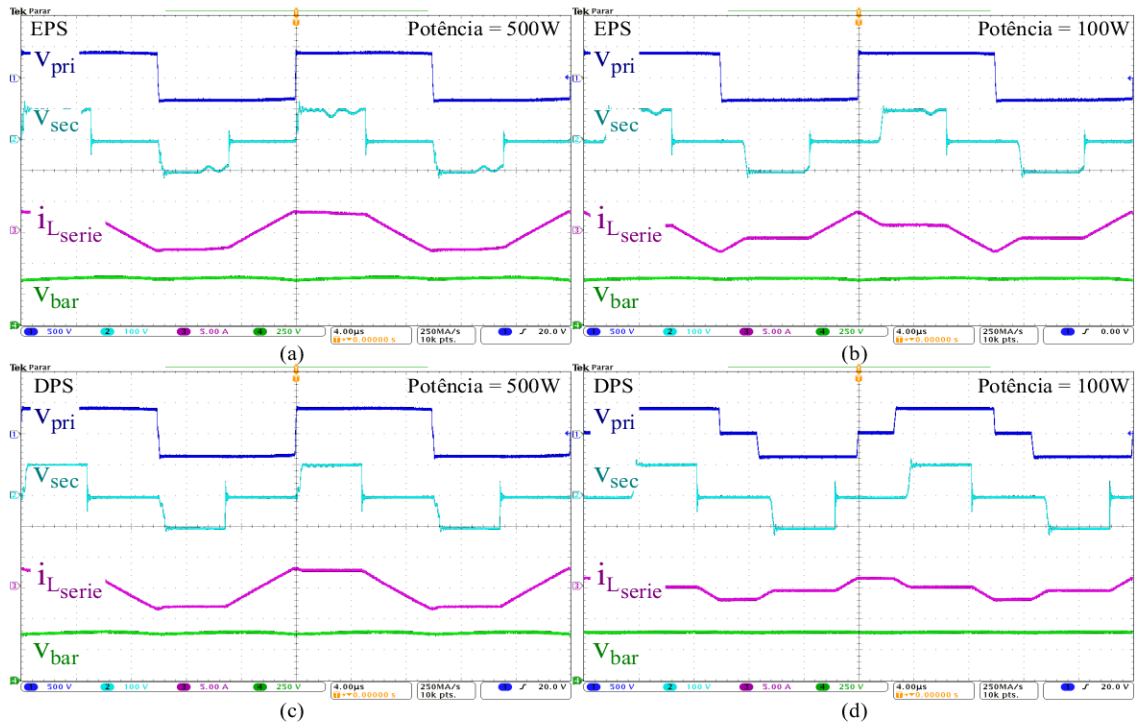


Figura 76: Resultados experimentais das principais formas de onda do conversor CF-DAB proposto por BAL *et al.* operando no modo elevador de tensão com $V_{bat} = 48\text{ V}$. (a) EPS para 500W. (b) EPS para 60W. (c) DPS para 500W. (d) DPS para 60W.

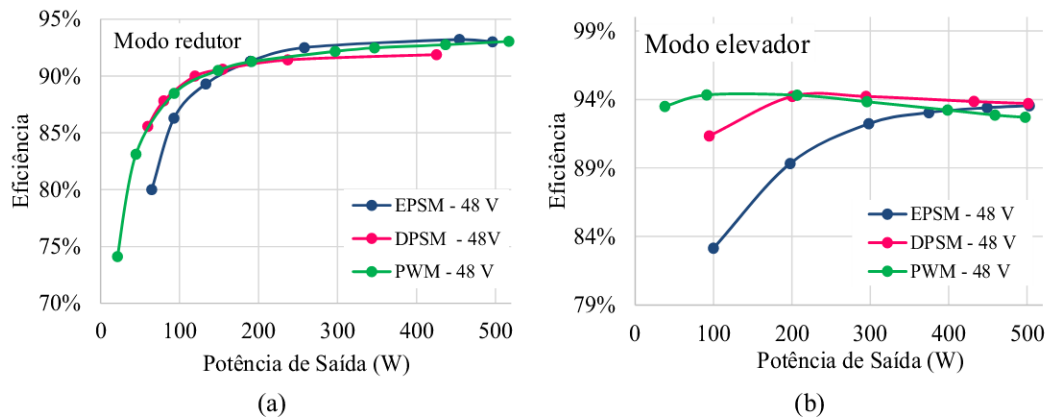


Figura 77: Eficiência medida do CF-DAB com EPS, DPS e PWM para várias condições de carga para $V_{bat} = 48\text{ V}$ and $V_{bus} = 380\text{ V}$. (a) Modo redutor. (b) Boost elevador.

Na Fig. 77(b) são apresentadas as curvas de eficiência para o modo elevador de tensão. Na potência nominal a modulação PWM se mostra com uma eficiência inferior à EPS e DPS, devido à alta corrente eficaz. Ao passo que a potência diminui a eficiência da EPS diminui por causa da energia circulante e a eficiência da DSP se mantém plana até uns 200 W. Na faixa de 200W a 300W a DSP e a PWM possuem um rendimento similar. Abaixo de 200W, a EPS possui um rendimento relativamente baixo. Nesta faixa a DPS passa a ter um rendimento inferior a PWM, visto que os elementos magnéticos necessários para a DPS e EPS são bem maiores e o impacto das perdas se torna mais

significante nas potências menores.

Posto isso, pode-se dizer que nessas condições, a modulação PWM apresentou um rendimento semelhante à modulação híbrida EPS+DPS no modo redutor com uma única variável de controle. E no modo elevador, embora a modulação PWM tenha apresentado um rendimento ligeiramente inferior nas potências próximo a potência nominal, a curva de eficiência se manteve plana em uma ampla faixa e superior às modulações EPS e DPS nas potências menores por não possuir energia circulante e por possuir elementos magnéticos bem menores.

4.2.6 Retificação síncrona

No modo redutor de tensão as chaves S_5 - S_8 não são acionadas e a etapa de retificação ocorre através do diodo intrínseco de cada chave. Como desvantagem, tem-se mais perdas por condução. Uma possível solução é realizar uma retificação síncrona acionando as chaves. Assim, é possível reduzir as perdas por condução.

No caso do conversor operando em MCD, a condição de corrente zero é garantida por meio dos diodos. Portanto, não é desejável que as chaves S_5 - S_8 estejam ativadas na etapa em que o indutor L_{boost} está completamente desmagnetizado, etapa 4 e 8, caso contrário, ocorre um fluxo reverso de energia. Assim, analisando as etapas de operação do conversor, nas etapas 1,2 e 3, as chaves S_5 e S_8 devem ser acionadas e nas etapas 5,6 e 7, as chaves S_6 e S_7 devem ser acionadas. O cálculo do intervalo de tempo para acionar as chaves S_5 - S_8 é igual à $DT + D_1T$, onde D é obtido da equação (23). O valor de D_1 pode ser calculado analisando as etapas de operação do conversor e sabendo que a corrente média no indutor L_{boost} ($I_{L_{boost},med}$) é igual à corrente média na bateria (V_{bat}/I_{bat}). Assim,

$$I_{L_{boost},med} = \frac{1}{0,5T_s} \left(i_{L_{boost},pk} (D + D_1) 0,5T_s \frac{1}{2} \right) = \frac{V_{bat}}{R_{bat}}, \quad (111)$$

onde, $i_{L_{boost},pk}$ é a corrente de pico em L_{boost} e pode ser expressa por

$$i_{L_{boost},pk} = \Delta i_{L_{boost}} = \frac{V_{bat} D_1 0,5T_s}{L_{boost}}. \quad (112)$$

Logo,

$$I_{L_{boost},med} = \frac{1}{0,5T_s} \left(\frac{V_{bat} D_1 0,5T_s}{L_{boost}} (D + D_1) 0,5T_s \frac{1}{2} \right) = \frac{V_{bat}}{R_{bat}}. \quad (113)$$

Desenvolvendo a equação (113), tem-se

$$D_1^2 + D_1 D - \frac{2L_{boost}}{R_{bat}0,5T_s} = 0. \quad (114)$$

Portanto,

$$D_1 = \frac{-D + \sqrt{D^2 + \frac{8L_{boost}}{R_{bat}0,5T_s}}}{2}. \quad (115)$$

Para analisar as perdas nas chaves com o conversor operando com e sem retificação síncrona, uma simulação por meio do módulo térmico do *software PSIM* é realizada. Na simulação, o conversor opera no modo redutor com e sem retificação síncrona, com tensão de 55,2 V no lado de baixa tensão e 500 W. Na retificação pelos diodos: $D = 0,647$. Com retificação síncrona: $D = 0,63$ e $D_1 = 0,189$. A figura 78 mostra as principais formas de onda do conversor. Na figura 78(a) o conversor opera sem retificação síncrona e na figura 78(b) com retificação síncrona.

Na figura 78(a) o sinal de comando de S_5 - S_8 permanece em nível zero, enquanto que na figura 78(b) S_5 e S_8 são ativadas no mesmo instante que S_1 e desativadas ao final da etapa 3. De forma análoga, S_6 e S_7 são ativadas e desativadas no segundo semiciclo. É possível verificar que as formas de ondas no transformador e indutor L_{boost} permanecem semelhantes após a retificação síncrona, com exceção de uma sutil alteração nas ressonâncias presentes em V_{sec} . A tabela 7 apresenta de forma detalhada as perdas por condução e comutação nas chaves obtidas por meio da simulação.

Retificando pelos diodos, tem-se uma perda por condução nos diodos de cada semicondutor (S_5 - S_8) de aproximadamente 3,87 W, enquanto que com retificação síncrona as perdas em cada semicondutor é, em média, aproximadamente 1,725 W. Isso resulta em uma diferença média de 2,145 W por semicondutor, ou 8,58 W no total. O rendimento de cada simulação foi obtido por meio da equação

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + Perdas} \quad (116)$$

O rendimento obtido na simulação com retificação pelos diodos foi de 93,77%, enquanto que na simulação com retificação síncrona o rendimento foi de 95,22%. Ou seja, tem-se um aumento de 15,46%.

Embora a implementação da retificação síncrona traga melhorias no rendimento, o fato de inserir uma nova variável D_1 no sistema implica em um controle mais complexo. A variável D_1 depende de parâmetros como D , V_{bat} e I_{bat} , isso significa que é

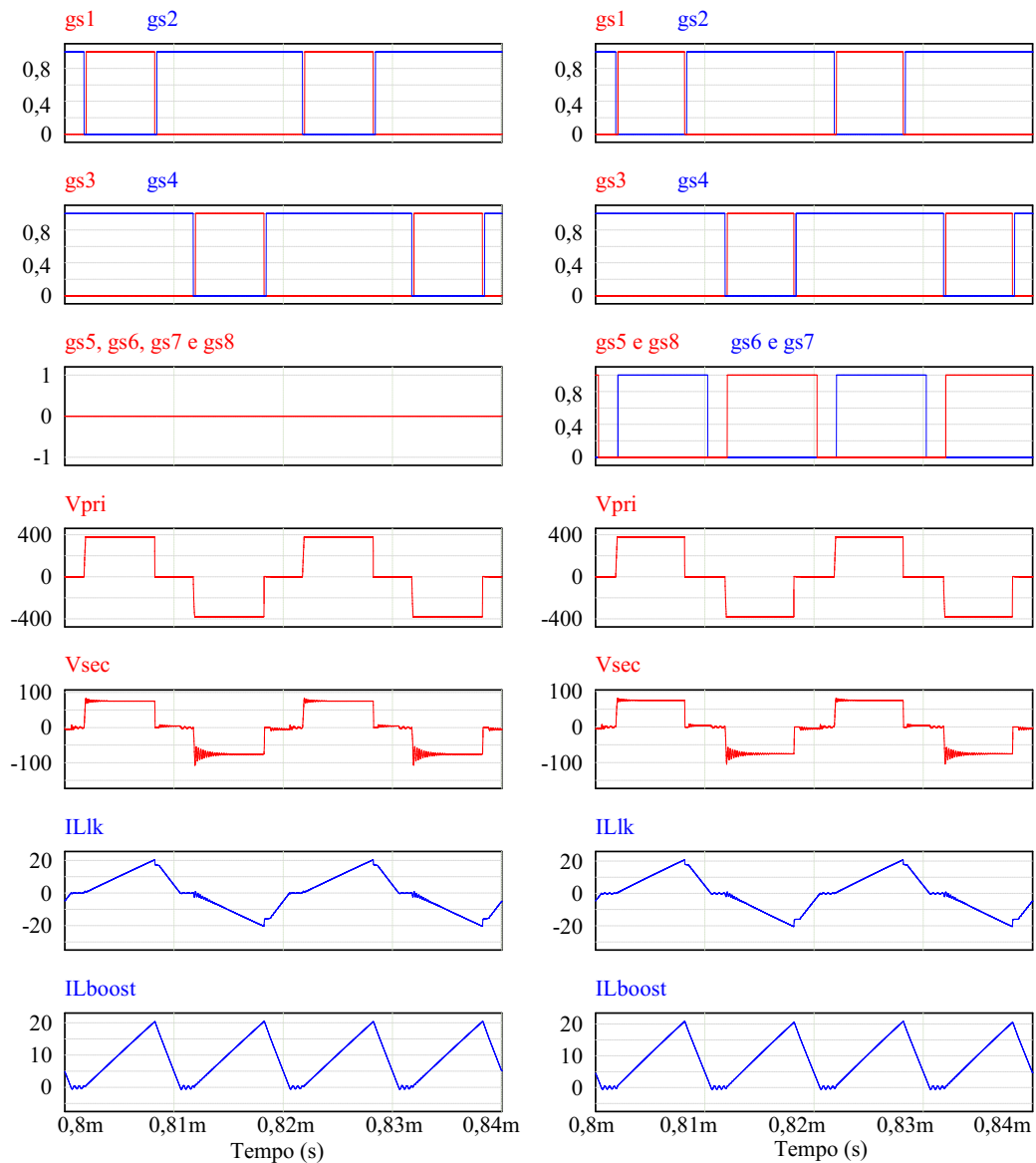


Figura 78: Principais formas de onda no modo redutor de tensão. (a) Retificação pelos diodos. (b) Com retificação síncrona.

preciso realizar a leitura da tensão e corrente das baterias e um cálculo *off-line* no DSP para implementar a retificação síncrona.

4.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Nesse capítulo, foram apresentados detalhes da implementação do conversor, desde os elementos magnéticos, seleção das chaves até o *driver* de acionamento. Além disso, foram apresentados os resultados experimentais com as principais formas de onda conversor. Os resultados experimentais se mostraram próximos aos resultados simulados, com algumas diferenças devido à aproximações e não-idealidades dos componentes e *layout*

Tabela 7: Estimativa de perdas por condução e comutação nos chaves

Parâmetro	Retificação pelos diodos		Retificação síncrona	
	Perdas por condução (W)	Perdas por comutação (W)	Perdas por condução (W)	Perdas por comutação (W)
S_1	0,2819	0	0,29095	0
D_1	2,81028m	0,11599m	3,65846m	0,10625m
S_2	0,45585	0	0,45267	0
D_2	0,12211	1,01921m	0,12672	1,06542m
S_3	0,25364	0	0,24345	0
D_3	5,63941m	0,22441m	7,52623m	0,21788m
S_4	0,49181	0	0,51174	0
D_4	0,10123	0,89969m	0,10636	0,89366m
S_5	0	0	1,68076	66,06863u
D_5	3,87786	0,15594m	21,39676m	27,01911u
S_6	0	0	1,77776	25,90484u
D_6	3,87388	0,38581m	33,32883m	3,93166u
S_7	0	0	1,77362	16,97421u
D_7	3,87526	0,31606m	36,12645m	0,11517m
S_8	0	0	1,68077	0,24714m
D_8	3,87906	0,16777m	21,81515m	52,97282u

da placa de circuito impresso que não foram considerados nas análises teóricas. Ainda assim, o conversor apresentou um desempenho próximo do previsto.

A curva de rendimento do conversor se mostrou plana em uma ampla faixa de potência, para ambos os modos de operação, redutor e elevador. Embora a operação em MCD tenha como característica elevado nível de corrente eficaz, a redução de tamanho dos elementos magnéticos, a ausência de energia circulante e as comutações suaves permitiram que o conversor apresentasse um rendimento satisfatório quando comparado com outras modulações como EPS e DPS.

Com relação a retificação síncrona, foi possível verificar que é possível aumentar a eficiência do conversor melhorando a modulação. Em contrapartida, a modulação e o controle se tornam mais complexos.

5 CONCLUSÕES

Nesse trabalho, foi apresentada a utilização da modulação PWM em um conversor CF-DAB operando no modo de condução descontínua. Com a operação do conversor em MCD obteve-se uma larga faixa de comutação suave em comparação a modulação EPS. Além disso, também obteve-se uma redução do volume dos componentes magnéticos e o conversor alcançou uma alta eficiência em uma ampla faixa de potência.

Foi realizada uma análise detalhada das etapas de operação, ganho estático de tensão e análise das condições de comutação do conversor CF-DAB com modulação PWM assimétrica. A partir desta análise, foram realizados o projeto e dimensionamento do conversor para uma potência de 500 W . O conversor foi simulado para pré-validar as análises e mostrou-se que as equações de ganho estático, tanto para o modo redutor quanto para o modo elevador de tensão, foram atendidas. Além disso, as ondulações de tensão e corrente nos filtros foram verificadas na simulação comprovando que o projeto e dimensionamento do conversor está adequado.

Feito isso, um protótipo de 500 W foi construído e foram obtidos os resultados experimentais do conversor para validação da proposta. O CF-DAB com modulação PWM assimétrica operando em MCD garantiu a comutação suave nas chaves, no qual as chaves S_2 e S_4 alcançaram ZVS em até 2% da potência nominal e S_5 , S_6 , S_7 e S_8 são desativadas com ZCS evitando picos de tensão. A implementação da modulação PWM é simples comparada à outras modulações como DPS ou modulações híbridas. Também não há necessidade de um indutor auxiliar em série com o transformador para processar energia. Com relação ao filtro LCL, as ondulações de tensão e corrente foram mantidas dentro das especificações. A curva de rendimento do conversor se mostrou plana em uma ampla faixa de potência, para ambos os modos de operação, redutor e elevador. Por fim, o conversor se mostrou adequado para carga e descarga de baterias.

5.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

- Implementar a retificação síncrona no modo redutor de tensão;
- Melhorar a modulação no modo elevador de tensão acionando as chaves durante os

intervalos de condução pelo diodo intrínseco;

- Analisar a possibilidade de unificar a modulação para o modo redutor e elevador de tensão;
- Desenvolver o modelo médio e de pequenos sinais para o conversor;
- Desenvolver um sistema de controle a fim de garantir a tensão e a corrente, durante a carga e descarga das baterias, de acordo com as orientações do fabricante;
- Avaliar a utilização do conversor operando em MCD e MCC conforme o nível de potência;
- Integração do conversor com sistema de armazenamento por baterias e barramento CC.

6 PUBLICAÇÕES

O desenvolvimento deste trabalho gerou duas publicações:

C. A. Felipe, E. L. Carvalho, E. G. Carati, L. Michels, L. V. Bellinaso and R. Cardoso, "Analytical Methodology to Design Third-Order Filter (LCL) for Battery Chargers," **2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)**, 2020, pp. 444-449, doi: 10.1109/ICIT45562.2020.9067120.

E. L. Carvalho, C. A. Felipe, L. V. Bellinaso, C. M. De Oliveira Stein, R. Cardoso and L. Michels, "Asymmetrical-PWM DAB Converter with extended ZVS/ZCS Range and Reduced Circulating Current for ESS Applications," in **IEEE Transactions on Power Electronics**, doi: 10.1109/TPEL.2021.3078734.

REFERÊNCIAS

- ABNT, Associação Brasileira de Normas Técnicas. **NBR 14204: Acumulador chumbo-ácido estacionário regulado por válvula - Especificação**. 2002. ABNT NBR 14204.
- ABNT, Associação Brasileira de Normas Técnicas. **NBR 16145: Acumulador de lítio-íon para aplicação estacionária em 48 V c.c. - Especificação**. 2013. ABNT NBR 16145.
- AHMED, Ashfaq. **Eletrônica de potência**. [S.l.]: Pearson Education do Brasil, 2000.
- AKAGI, Hirofumi; KINOUCI, Shin-ichi; MIYAZAKI, Yuji. Bidirectional isolated dual-active-bridge (dab) dc-dc converters using 1.2-kv 400-a sic-mosfet dual modules. **CPSS Transactions on Power Electronics and Applications**, v. 1, n. 1, p. 33–40, 2016.
- ANEEL, Agência Nacional de Energia Elétrica. **Geração Distribuída**. 2018. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/geracao-distribuida>>.
- BAL, Satarupa; YELAVERTHI, Dorai Babu; RATHORE, Akshay Kumar; SRINIVASAN, Dipti. Improved modulation strategy using dual phase shift modulation for active commutated current-fed dual active bridge. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 9, p. 7359–7375, 2018.
- BAL, Satarupa; YELAVERTHI, Dorai Babu; RATHORE, Akshay Kumar; SRINIVASAN, Dipti. Novel active rectification for extended zvs operation of bidirectional full bridge dc/dc converter for energy storage application. In: **IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 2103–2109.
- BARBI, Ivo; FONT, Carlos H. I.; ALVES, Ricardo L. **PROJETO FÍSICO DE INDUTORES E TRANSFORMADORES**. Caixa Postal 5119 - CEP 88040-970 - Florianópolis - SC, 2002. An optional note.
- BELLINASSO, Lucas V.; FIGUEREDO, Ricardo S.; ALMEIDA, Marcelo P.; BORTOLINI, Ricardo J. F.; MICHELS, Leandro; BET, Ildo; ZILLES, Roberto. Strategies to deal with ground faults in grid-connected transformerless photovoltaic converters with battery energy storage system. In: **SOBRAEP**. [S.l.: s.n.], 2019. v. 24, n. 3, p. 314–322.
- BELU, Radian. **Industrial Power Systems with Distributed and Embedded Generation**. Institution of Engineering and Technology, 2019. ISBN 978-1-78561-152-0. Disponível em: <<https://app.knovel.com/hotlink/toc/id:kpIPSDEG02/industrial-power-systems/industrial-power-systems>>.

- BHATTACHARJEE, Amit Kumar; BATARSEH, Issa. Optimum hybrid modulation for improvement of efficiency over wide operating range for triple-phase-shift dual-active-bridge converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 35, n. 5, p. 4804–4818, 2020.
- CARVALHO, Edivan Laercio; MENEGHETTI, Luiz Henrique; CARATI, Emerson Giovanni; COSTA, Jean Patric da; STEIN, Carlos Marcelo de Oliveira; CARDOSO, Rafael. Asymmetrical pulse-width modulation strategy for current-fed dual active bridge bidirectional isolated converter applied to energy storage systems. **Energies**, MDPI AG, v. 13, n. 13, p. 3475, Jul 2020. ISSN 1996-1073. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.3390/en13133475>>.
- CHEN, Linglin; TARISCIOTTI, Luca; COSTABEBER, Alessandro; GUAN, Quanxue; WHEELER, Patrick; ZANCHETTA, Pericle. Phase-shift modulation for a current-fed isolated dc-dc converter in more electric aircrafts. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 9, p. 8528–8543, 2019.
- CHOI, Woon; RHO, Kyung-Min; CHO, Bo-Hyung. Fundamental duty modulation of dual-active-bridge converter for wide-range operation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 6, p. 4048–4064, 2016.
- COLONEL, McLyman Wm. T. **Transformer and Inductor Design Handbook**. 1. ed. [S.l.]: Marcel Dekker, Inc., 2004. An optional note. ISBN 0-8247-5393-3.
- DIALLO, Mamadou. **Bootstrap Circuitry Selection for Half-Bridge Configurations**. [S.l.], 2018. App. note.
- EMADI, Ali; KHALIGH, Alireza; NIE, Zhong; LEE, Young J. **Integrated Power Electronic Converters and Digital Control**. 1. ed. [S.l.]: CRC Press, 2009. An optional note. ISBN 13: 978-1-4398-0070-6.
- ENERTEC DO BRASIL LTDA. **Manual Técnico Bateria estacionária FREEDOM**. Sorocaba-SP, Brasil, 7 2008.
- ERICKSON, Robert W.; MAKSIMOVIC, Dragan. **Fundamentals of Power Electronics**. 2. ed. [S.l.]: Kluwer Academic, 2001. An optional note.
- EVERTS, Jordi. Closed-form solution for efficient zvs modulation of dab converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 10, p. 7561–7576, 2017.
- FAIRCHILD. **AN-6076: Design and Application Guide of Bootstrap Circuit for High-Voltage Gate-Drive IC**. [S.l.], 2008. App. note.
- FARDAHAR, Sara Mousavinezhad; SABAHI, Mehran. High step-down/high step-up interleaved bidirectional dc-dc converter with low voltage stress on switches. **IET Power Electronics**, v. 13, n. 1, p. 104–115, 2020.
- FELIPE, Carla Aparecida; CARVALHO, Edivan Laercio; CARATI, Emerson Giovanni; MICHELS, Leandro; BELLINASSO, Lucas V.; CARDOSO, Rafael. Analytical methodology to design third-order filter (lcl) for battery chargers. In: **2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)**. [S.l.: s.n.], 2020. p. 444–449.

FOROUZESH, Mojtaba; SIWAKOTI, Yam P.; GORJI, Saman A.; BLAABJERG, Frede; LEHMAN, Brad. Step-up dc-dc converters: A comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 12, p. 9143–9178, 2017.

GAO, David Wenzhong. **Energy Storage for Sustainable Microgrid**. Elsevier, 2015. ISBN 978-0-12-803374-6. Disponível em: <<https://app.knovel.com/hotlink/toc/id:kpESSM0006/energy-storage-sustainable/energy-storage-sustainable>>.

GORJI, Saman A.; SAHEBI, Hosein G.; EKTESABI, Mehran; RAD, Ahmad B. Topologies and control schemes of bidirectional dc-dc power converters: An overview. **IEEE Access**, v. 7, p. 117997–118019, 2019.

GRAOVAC, Dusan; PURSCHEL, Marco; KIEP, Andreas. **MOSFET Power Losses Calculation Using the DataSheet Parameters**. Neubiberg, Germany, 7 2006. App. note.

GUO, Zhiqiang; SHA, Deshang. Dual-active-bridge converter with parallel-connected full bridges in low-voltage side for zvs by using auxiliary coupling inductor. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 66, n. 9, p. 6856–6866, 2019.

GUO, Zhiqiang; SHA, Deshang; SONG, Keling. Output-series connected dual active bridge converters for zero-voltage switching throughout full load range by employing auxiliary lc networks. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 6, p. 5549–5562, 2019.

HU, Xuefeng; GONG, Chunying. A high gain input-parallel output-series dc-dc converter with dual coupled inductors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 3, p. 1306–1317, 2015.

KALOGIROU, Soteris A. **McEvoy's Handbook of Photovoltaics - Fundamentals and Applications**. 3. ed. Elsevier, 2018. ISBN 978-0-12-809921-6. Disponível em: <<https://app.knovel.com/hotlink/toc/id:kpMEHPFAE7/mcevoys-handbook-photovoltaics/mcevoys-handbook-photovoltaics>>.

LINDEN, David; REDDY, Thomas B. **Linden's Handbook of Batteries**. 4. ed. New York, NY: McGraw-Hill Companies, Inc., 2011. An optional note. ISBN 978-0-07-162419-0.

LUQUE, A.; HEGEDUS, S. **Handbook of Photovoltaic Science and Engineering**. 1. ed. The Atrium, Southern Gate, Chichester, West Sussex PO19 8SQ, England: Wiley, 2003. An optional note. ISBN 0-471-49196-9.

MAGMATTEC. **Materiais magnéticos nanocristalinos de alta permeabilidade e suas aplicações**. 2011. Disponível em: <<https://www.magmattec.com.br/materiais-magneticos-e-aplicacoes/materiais-magneticos-nanocristalinos-de-alta-permeabilidade-e-suas-aplicacoes>>.

MARKVART, Tom; CASTANER, Luis. **Practical Handbook of Photovoltaics: Fundamentals and Applications**. 2. ed. 360 Park Avenue South, New York, NY: Elsevier Science Inc, 2003. An optional note. ISBN 1856173909.

- MENTE, René. **When Does it Make Sense to Switch Out Si for SiC?** [S.l.], 3 2020. App. note.
- MORAES, Cassiano Ferro; CARATI, Emerson Giovani; COSTA, Jean Patric da; CARDOSO, Rafael; STEIN, Carlos Marcelo de Oliveira. Active-clamped zero-current switching current-fed half-bridge converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 35, n. 7, p. 7100–7109, 2020.
- NIAZI, Muaz A. **Modeling and Simulation of Complex Communication Networks**. Institution of Engineering and Technology, 2019. ISBN 978-1-78561-355-5. Disponível em: <<https://app.knovel.com/hotlink/toc/id:kpMSCCN00D/modeling-simulation-complex/modeling-simulation-complex>>.
- OMARIBA, Zachary Bosire; ZHANG, Lijun; SUN, Dongbai. Review of battery cell balancing methodologies for optimizing battery pack performance in electric vehicles. **IEEE Access**, v. 7, p. 129335–129352, 2019.
- PAN, Xuewei; LI, Hongqi; LIU, Yitao; ZHAO, Tianyang; JU, Chenchen; RATHORE, Akshay Kumar. An overview and comprehensive comparative evaluation of current-fed-isolated-bidirectional dc/dc converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 35, n. 3, p. 2737–2763, 2020.
- PENG, F.Z.; LI, Hui; SU, Gui-Jia; LAWLER, J.S. A new zvs bidirectional dc-dc converter for fuel cell and battery application. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 19, n. 1, p. 54–65, 2004.
- RASHID, Muhammad H. **Power Electronics Handbook: Devices, Circuits and Applications**. 3. ed. [S.l.]: Elsevier Oxford, 2011. An optional note. ISBN 978-0-12-382036-5.
- ROGGIA, Leandro; SCHUCH, Luciano; BAGGIO, José Eduardo; RECH, Cassiano; PINHEIRO, José Renes. Integrated full-bridge-forward dc-dc converter for a residential microgrid application. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 4, p. 1728–1740, 2013.
- SHANEH, Mahdi; NIROOMAND, Mehdi; ADIB, Ehsan. Non-isolated interleaved bidirectional dc-dc converter with high step voltage ratio and minimum number of switches. **IET Power Electronics**, v. 12, n. 6, p. 1510–1520, 2019.
- SHAO, Shuai; CHEN, Hui; WU, Xinke; ZHANG, Junming; SHENG, Kuang. Circulating current and zvs-on of a dual active bridge dc-dc converter: A review. **IEEE Access**, v. 7, p. 50561–50572, 2019.
- SHRESTHA, Bijen R.; TAMRAKAR, Ujjwol; HANSEN, Timothy M.; BHATTARAI, Bishnu P.; JAMES, Sean; TONKOSKI, Reinaldo. Efficiency and reliability analyses of ac and 380 v dc distribution in data centers. **IEEE Access**, v. 6, p. 63305–63315, 2018.
- SUN, J.; MITCHELL, D.M.; GREUEL, M.F.; KREIN, P.T.; BASS, R.M. Modeling of pwm converters in discontinuous conduction mode. a reexamination. In: **PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No.98CH36196)**. [S.l.: s.n.], 1998. v. 1, p. 615–622 vol.1.

SURYADEVARA, Nagender Kumar; BISWAL, Gyan Ranjan. Smart plugs: Paradigms and applications in the smart city-and-smart grid. **Energies**, v. 12, n. 10, 2019. ISSN 1996-1073. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/1996-1073/12/10/1957>>.

TESLA. **Powerwall**. 2018. Disponível em: <https://www.tesla.com/pt_PT/powerwall?redirect=no>.

TI, Texas Instruments. **Magnetics Design 4 - Power Transformer Design**. 2011. Disponível em: <<https://www.ti.com/lit/ml/slup126/slup126.pdf>>.

TI, Texas Instruments. **Phase-Shifted Full-Bridge, Zero-Voltage Transition Design Considerations**. 2011. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/an/slua107a/slua107a.pdf>>.

TIETE, AES. **Armazenamento de energia: uma revolução silenciosa**. 2018. Disponível em: <<https://www.aestiete.com.br/noticia/armazenamento-de-energia-uma-revolucao-silenciosa/>>.

WU, Hongfei; SUN, Kai; LI, Yuewei; XING, Yan. Fixed-frequency pwm-controlled bidirectional current-fed soft-switching series-resonant converter for energy storage applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 8, p. 6190–6201, 2017.

YAN, Zhixing; ZENG, Jun; LIN, Weijie; LIU, Junfeng. A novel interleaved nonisolated bidirectional dc-dc converter with high voltage-gain and full-range zvs. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 35, n. 7, p. 7191–7203, 2020.

ZHAO, Biao; SONG, Qiang; LIU, Wenhua; SUN, Yandong. Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional dc-dc converter for high-frequency-link power-conversion system. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 8, p. 4091–4106, 2014.

ZHAO, Bo; WANG, Caisheng; ZHANG, Xuesong. **Grid-Integrated and Standalone Photovoltaic Distributed Generation Systems - Analysis, Design, and Control**. John Wiley e Sons, 2018. ISBN 978-1-119-18733-2. Disponível em: <<https://app.knovel.com/hotlink/toc/id:kpGISPDGS3/grid-integrated-standalone-grid-integrated-standalone>>.

ZHOU, Haihua; KHAMBADKONE, Ashwin M. Hybrid modulation for dual active bridge bi-directional converter with extended power range for ultracapacitor application. In: **2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–8.