



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

Évelyn dos Santos Sagiorato

**CONVERSOR CC-CC ISOLADO BIDIRECIONAL PARA INTEGRAÇÃO DE BANCO  
DE BATERIAS À MICRORREDES DE CORRENTE CONTÍNUA**

Florianópolis, Santa catarina - Brasil  
2020

Évelyn dos Santos Sagiorato

**CONVERSOR CC-CC ISOLADO BIDIRECIONAL PARA INTEGRAÇÃO DE BANCO  
DE BATERIAS À MICRORREDES DE CORRENTE CONTÍNUA**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação  
em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de  
Santa Catarina para a obtenção do título de Mestre  
em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr.

Coorientador: Prof. Mário Lúcio da Silva Martins, Dr.

Florianópolis, Santa catarina - Brasil

2020

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,  
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Sagiorato, Évelyn dos Santos

Conversor CC-CC isolado bidirecional para integração de banco de baterias à microrredes de corrente contínua / Évelyn dos Santos Sagiorato ; orientador, Ivo Barbi, coorientador, Mário Lúcio da Silva Martins, 2020.  
209 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2020.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Conversor CC-CC isolado bidirecional. 3. Meia-ponte assimétrica ZVS-PWM. 4. Push Pull alimentado em corrente. 5. Conversor Buck como regulador de tensão. I. Barbi, Ivo. II. da Silva Martins, Mário Lúcio . III. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

Évelyn dos Santos Sagiorato

**CONVERSOR CC-CC ISOLADO BIDIRECIONAL PARA INTEGRAÇÃO DE BANCO  
DE BATERIAS À MICRORREDES DE CORRENTE CONTÍNUA**

O presente trabalho em nível de mestrado foi avaliado e aprovado por banca  
examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof. Aniel Silva de Moraes, Dr.  
Universidade Federal de Uberlândia

Prof. Fábio Ecke Bisogno, Dr.  
Universidade Federal de Santa Maria

Prof. Fernando Lessa Tofoli, Dr.  
Universidade Federal de São João Del-Rei

Certificamos que esta é a **versão original e final** do trabalho de conclusão que foi  
julgado adequado para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

---

Coordenação do Programa de  
Pós-Graduação

---

Prof. Ivo Barbi, Dr.  
Orientador

Florianópolis, Santa catarina - Brasil, 2020.

Aos meus pais Adilson e Luciane Sagiorato.  
À minha irmã Camila Sagiorato.

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço aos meus pais e à minha irmã por todo amor e incentivo.

Agradeço ao professor Ivo Barbi pela orientação e por todos os ensinamentos ao longo do curso de mestrado. Sua didática e preocupação com o ensino foram fundamentais para conclusão deste trabalho.

Agradeço ao professor Mário Lúcio da Silva Martins pelas contribuições e pela revisão deste trabalho.

Agradeço à banca examinadora pelas contribuições para melhoria deste trabalho.

Agradeço aos profissionais do IBEPE Victor Borges, Carlos Possamai, Rogério da Silva Júnior e Guilherme Martins por todo o auxílio, principalmente durante a fase experimental.

Agradeço à Patrícia Schmitt por todo o suporte fornecido. Pela sua dedicação e por sempre estar disposta a ajudar no que fosse possível.

Agradeço aos professores do INEP pelos ensinamentos repassados na fase inicial do mestrado e que foram base para esta dissertação.

Agradeço à todos os colegas que estiveram comigo ao longo do curso pela troca de conhecimento e pela companhia.

Agradeço aos amigos de longa data Ana Laura Zanin, Angélica Caus, Tiago Miotto, Guilherme Andreis e Eduardo Pedó que estiveram comigo ao longo do mestrado. Agradeço também aos amigos que fiz durante este período, Fernanda Zambonin, Maria Helena Belusso, Filipe Tavares, Leonardo Mai, Henrique da Silva, Alexandra Rospirski e Guilherme Schowantz. Agradeço pela troca de conhecimento, pelo auxílio, pelo companheirismo e pelos momentos de descontração.

Agradeço ao Kaio Cesar Maciel Nascimento pela companhia, incentivo e por todo o auxílio durante o curso de mestrado.

Agradeço à CAPES pela bolsa de estudos durante a dissertação de mestrado.

*“A satisfação está no esforço e não apenas na realização final.”  
(Mahatma Gandhi)*

## RESUMO

Esta dissertação de mestrado propõe uma topologia de conversor CC-CC bidirecional isolada baseada na integração dos conversores meia-ponte assimétrica e push-pull alimentado em corrente para realizar a interface entre o barramento principal de uma microrrede CC e um sistema de armazenamento de energia. A energia armazenada na indutância de dispersão do transformador causa sobretensões nos interruptores do estágio push-pull, sendo estas sobretensões reguladas pelo conversor buck. O conversor opera com comutação suave do tipo ZVS nos interruptores do estágio meia-ponte em ambos os fluxos de potência. Estudos teóricos a respeito do ganho estático, característica de saída, análise da comutação e cálculo dos esforços de corrente e tensão nos componentes além de uma metodologia de projeto, são demonstrados. O estudo é validado com a experimentação de um protótipo de 2kW, com tensão do barramento de 400V e tensão do banco de baterias de 48V. Atinge-se uma eficiência máxima de aproximadamente 96,3% em ambos os fluxos de potência. O conversor proposto apresenta elevado ganho de tensão, técnica de modulação única, número reduzido de interruptores e baixa ondulação de corrente no lado de baixa tensão.

**Palavras-chave:** Bidirecional. Microrrede. ZVS. Meia-Ponte Assimétrica. Push-Pull.

## **ABSTRACT**

This master's thesis proposes a bidirectional DC-DC converter topology based in the integration of asymmetric half-bridge and current-fed push-pull converters to create an interface between the main bus of a DC microgrid and an energy storage system. The energy stored in the transformer's leakage inductance causes overvoltages in the push-pull stage switches, which are regulated by the buck converter. The converter operates with soft switching of the ZVS type on the half bridge stage switches on both flow directions. Theoretical studies on static gain, output characteristic, switching analysis and calculation of current and voltage stresses in the components, as well as a design methodology, are demonstrated. The study is validated with the experimentation of a 2kW prototype, with 400V bus voltage and 48V battery bank voltage. A maximum efficiency of approximately 96,3% is achieved in both flow directions. The proposed converter has high voltage gain, unique modulation technique, reduced number of switches and low current ripple on the low voltage side.

**Keywords:** Bidirectional. Microgrid. ZVS. Asymmetric Half-Bridge. Push-Pull.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Evolução da população e do consumo de energia mundiais. . . . .	25
Figura 2 – Diagrama unifilar de uma microrrede CC genérica. . . . .	27
Figura 3 – Estrutura básica de um conversor CC-CC isolado bidirecional. . . . .	30
Figura 4 – Conversor CC-CC bidirecional isolado flyback. . . . .	31
Figura 5 – Conversor CC-CC bidirecional isolado Ćuk. . . . .	32
Figura 6 – Conversor CC-CC bidirecional isolado Zeta/SEPIC. . . . .	32
Figura 7 – Topologias de conversores CC-CC bidirecionais empregando pontes de interruptores: a) ponte completa-ponte completa, b) meia-ponte-ponte completa . . . . .	33
Figura 8 – Topologias de conversores CC-CC bidirecionais empregando pontes de interruptores e célula de comutação push-pull : a) ponte completa - retificador com derivação central, b) meia-ponte - retificador com derivação central . . . . .	34
Figura 9 – Topologias de conversores CC-CC bidirecionais empregando pontes de interruptores e modulação <i>phase-shift</i> : a) Dual Active Bridge (DAB), b) Dual Half-Bridge (DHB). . . . .	35
Figura 10 – Conversor meia-ponte assimétrico ZVS-PWM. . . . .	36
Figura 11 – Conversor meia-ponte convencional. . . . .	37
Figura 12 – Sinais de comando dos interruptores do conversor meia-ponte assimétrico ZVS-PWM. . . . .	37
Figura 13 – Circuito equivalente do conversor meia-ponte assimétrico ZVS-PWM refletido ao primário do transformador. . . . .	38
Figura 14 – Circuitos representativos das etapas de operação do conversor meia-ponte assimétrico ZVS-PWM. . . . .	44
Figura 15 – Principais formas de onda relativas à operação do conversor meia-ponte assimétrico ZVS-PWM durante um período de chaveamento. . . . .	46
Figura 16 – Tensão e corrente na indutância ressonante e tensão de saída refletida ao primário durante um período de chaveamento. . . . .	47
Figura 17 – Característica de saída do conversor meia-ponte ZVS-PWM. . . . .	48
Figura 18 – Característica de transferência de tensão do conversor meia-ponte ZVS-PWM para $L_r = 0$ . . . . .	48
Figura 19 – Formas de onda para análise da corrente magnetizante. . . . .	49
Figura 20 – Correntes eficazes parametrizadas em $S_1$ e $S_2$ em função da razão cíclica. . . . .	51
Figura 21 – Principais formas de onda para comutação de $S_1$ . . . . .	52
Figura 22 – Circuito equivalente para o intervalo de tempo ressonante durante as comutações de $S_1$ e $S_2$ . . . . .	52

Figura 23 – Plano de estado para o intervalo de tempo ressonante da comutação de $S_1$ . . . . .	53
Figura 24 – Principais formas de onda para comutação de $S_2$ . . . . .	55
Figura 25 – Plano de estado para o intervalo de tempo ressonante da comutação de $S_2$ . . . . .	56
Figura 26 – Tensão e corrente em um diodo durante bloqueio. . . . .	60
Figura 27 – Circuito de grampeamento RCD conectado aos estágios retificadores: a) Retificador de Onda Completa; b) Retificador com Ponto Médio e c) Retificador Hybride. . . . .	61
Figura 28 – Circuito de grampeamento RCD com recuperação parcial da energia de recuperação reversa conectado ao estágio retificador de onda completa. . . . .	62
Figura 29 – Conversor patenteado por Patrick William Clarke, em 1976. . . . .	63
Figura 30 – Conversor push-pull alimentado em corrente. . . . .	64
Figura 31 – Sinais de comando dos interruptores do conversor push-pull alimentado em corrente. . . . .	64
Figura 32 – Circuitos representativos das etapas de operação do conversor push-pull alimentado em corrente no modo de condução contínua. . . . .	65
Figura 33 – Circuitos representativos das etapas de operação do conversor push-pull alimentado em corrente no modo de condução descontínua. . . . .	67
Figura 34 – Principais formas de onda relativas à operação do conversor push-pull alimentado em corrente no modo de condução contínua. . . . .	70
Figura 35 – Principais formas de onda relativas à operação do conversor push-pull alimentado em corrente no modo de condução descontínua. . . . .	71
Figura 36 – Característica de transferência de tensão do conversor push-pull alimentado em corrente para $\alpha = 1$ . . . . .	73
Figura 37 – Comportamento da corrente em um interruptor considerando baixa ondulação de corrente. . . . .	76
Figura 38 – Comportamento da corrente nos diodos de saída considerando baixa ondulação de corrente. . . . .	77
Figura 39 – Ondulação de corrente parametrizada no indutor de entrada. . . . .	81
Figura 40 – Tensão e corrente no capacitor de saída. . . . .	82
Figura 41 – Corrente no indutor de entrada para o modo de condução crítica. . . . .	83
Figura 42 – Conversor push-pull alimentado em corrente considerando indutâncias de dispersão do transformador. . . . .	84
Figura 43 – Conversor push-pull alimentado em corrente com grampeamento RCD com recuperação parcial da energia. . . . .	85
Figura 44 – Etapas de operação do conversor push-pull alimentado em corrente com grampeador RCD com recuperação parcial da energia. . . . .	87

Figura 45 – Formas de onda do conversor push-pull alimentado em corrente com grampeador RCD com recuperação parcial da energia. . . . .	88
Figura 46 – Ganho estático do conversor push-pull alimentado em corrente com grampeador RCD com recuperação parcial da energia com variação da razão cíclica em função da corrente de carga parametrizada. . .	90
Figura 47 – Ganho estático do conversor push-pull alimentado em corrente com grampeador RCD com recuperação parcial da energia com variação do resistor de grampeamento em função da corrente de saída parametrizada. . . . .	91
Figura 48 – Tensão de grampeamento parametrizada com variação da razão cíclica em função da corrente de carga parametrizada. . . . .	92
Figura 49 – Tensão de grampeamento parametrizada com variação da resistência de grampeamento em função da corrente de carga parametrizada.	92
Figura 50 – Célula de comutação . . . . .	93
Figura 51 – Conversor push-pull alimentado em corrente com grampeamento ativo.	94
Figura 52 – Formas de onda do conversor push-pull alimentado em corrente com grampeamento ativo. . . . .	94
Figura 53 – Conversor push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico. . . . .	96
Figura 54 – Sinais de comando para acionamento dos interruptores do conversor push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico. . . . .	96
Figura 55 – Conversor push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico considerando indutância magnetizante do transformador. . . . .	97
Figura 56 – Circuitos representativos das etapas de operação do conversor push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico. . . . .	97
Figura 57 – Principais formas de onda relativas à operação do conversor push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico para o modo de condução contínua. . . . .	99
Figura 58 – Característica de transferência de tensão do conversor push-pull alimentado em corrente com razão cíclica assimétrica para $\alpha = 1$ . . .	101
Figura 59 – Ganho estático do conversor push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico com variação da relação de espiras do transformador para diferentes valores de razão cíclica. . . . .	101
Figura 60 – Corrente no enrolamento secundário do transformador. . . . .	104
Figura 61 – Corrente nos diodos durante um período de chaveamento. . . . .	106
Figura 62 – Corrente nos interruptores durante um período de chaveamento considerando baixa ondulação de corrente. . . . .	107
Figura 63 – Ondulação de corrente parametrizada no indutor de entrada. . . . .	109

Figura 64 – Tensão e corrente no capacitor $C_1$ durante um período de chaveamento. . . . .	110
Figura 65 – Tensão e corrente no capacitor $C_o$ durante um período de chaveamento. . . . .	110
Figura 66 – Conversor push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico considerando indutâncias de dispersão do transformador. . . .	111
Figura 67 – Conversor push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico com grampeamento RCD com recuperação parcial da energia. . . . .	112
Figura 68 – Etapas de operação do conversor push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico e grampeamento RCD com recuperação parcial da energia. . . . .	114
Figura 69 – Formas de onda do conversor push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico e grampeamento RCD com recuperação parcial da energia. . . . .	115
Figura 70 – Tensão de grampeamento com variação do resistor de grampeamento em função da razão cíclica. . . . .	117
Figura 71 – Tensão de grampeamento com variação da razão cíclica em função da corrente de carga. . . . .	118
Figura 72 – Ganho estático com variação da tensão de grampeamento em função da razão cíclica. . . . .	119
Figura 73 – Conversor push-pull alimentado em corrente com razão cíclica assimétrica e grampeamento ativo. . . . .	120
Figura 74 – Formas de onda do conversor push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico e grampeamento ativo. . . . .	121
Figura 75 – Conversor CC-CC isolado bidirecional com grampeamento ativo. . . . .	122
Figura 76 – Sinais de comando dos interruptores do conversor bidirecional e do conversor buck. . . . .	123
Figura 77 – Etapas de operação do conversor bidirecional com grampeamento ativo durante um período de chaveamento para o sentido positivo do fluxo de potência. . . . .	126
Figura 78 – Formas de onda relativas à operação do conversor bidirecional com grampeamento ativo para o sentido positivo do fluxo de potência durante um período de chaveamento. . . . .	127
Figura 79 – Etapas de operação do conversor bidirecional com grampeamento ativo durante um período de chaveamento para o sentido negativo do fluxo de potência. . . . .	128
Figura 80 – Formas de onda relativas à operação do conversor bidirecional com grampeamento ativo para o sentido negativo do fluxo de potência durante um período de chaveamento. . . . .	131

Figura 81 – Correntes eficazes parametrizadas em $S_1$ e $S_2$ em função da razão cíclica. . . . .	133
Figura 82 – Correntes eficazes parametrizadas em $S_{1a}$ e $S_{2a}$ em função da razão cíclica. . . . .	134
Figura 83 – Corrente através do capacitor $C_G$ durante um período de chaveamento.	136
Figura 84 – Principais formas de onda para comutação de $S_1$ (a) e $S_2$ (b) para o sentido positivo do fluxo de potência. . . . .	138
Figura 85 – Principais formas de onda para comutação de $S_1$ (a) e $S_2$ (b) para o sentido negativo do fluxo de potência. . . . .	139
Figura 86 – Intervalo de tempo para a anulação da corrente em $S_1$ (a) e $S_2$ (b) após o instante de bloqueio quando o conversor opera no sentido negativo do fluxo de potência. . . . .	140
Figura 87 – Diagrama de blocos da malha de controle da corrente no indutor push-pull. . . . .	141
Figura 88 – Circuito simplificado do estágio push-pull em regime permanente. . . . .	142
Figura 89 – Circuito equivalente do conversor em regime permanente. . . . .	143
Figura 90 – Modelo CA de pequenos sinais do circuito equivalente do estágio push-pull. . . . .	144
Figura 91 – Intervalos de tempo relativos à operação do conversor. . . . .	145
Figura 92 – Circuito equivalente do conversor para obtenção do modelo de pequenos sinais. . . . .	145
Figura 93 – Circuito equivalente para a primeira etapa de operação. . . . .	146
Figura 94 – Circuito equivalente para a segunda etapa de operação. . . . .	146
Figura 95 – Circuito equivalente para a terceira etapa de operação. . . . .	147
Figura 96 – Circuito equivalente para a quarta etapa de operação. . . . .	147
Figura 97 – Resposta em frequência do circuito e dos modelos obtidos. . . . .	150
Figura 98 – Comportamento da corrente nos indutor $L_2$ e referência de corrente quando ocorre inversão do fluxo de potência. . . . .	151
Figura 99 – Distribuição das perdas de potência no conversor para o sentido positivo do fluxo de potência (a) e para o sentido negativo do fluxo de potência (b). . . . .	169
Figura 100–Curva de eficiência teórica do conversor. . . . .	169
Figura 101–Circuito térmico equivalente de um componente. . . . .	170
Figura 102–Vista lateral (a) e vista superior (b) do protótipo. . . . .	173
Figura 103–Placa de condicionamento e geração de sinais. . . . .	174
Figura 104–Sinais de comando dos interruptores do estágio meia-ponte (a) e dos interruptores dos estágios push-pull e buck (b). . . . .	175
Figura 105– <i>Gate Driver</i> desenvolvido pelo IBEPE. . . . .	176
Figura 106–Aquecedores elétricos utilizados como resistência de carga. . . . .	176

Figura 107–Tensão do barramento CC ( $V_1$ ) e tensão do banco de baterias ( $V_2$ ) para o sentido positivo do fluxo de potência. . . . .	177
Figura 108–Tensões sobre os enrolamentos do transformador e corrente na indutância de dispersão para o sentido positivo do fluxo de potência. . . . .	177
Figura 109–Tensões de bloqueio sobre os interruptores do estágio push-pull e tensão de grampeamento para o sentido positivo do fluxo de potência. . . . .	178
Figura 110–Correntes através dos indutores do conversor push-pull e do conversor buck para o sentido positivo do fluxo de potência. . . . .	178
Figura 111–Entrada em bloqueio de $S_2$ e entrada em condução de $S_1$ (a) e entrada em bloqueio de $S_1$ e entrada em condução de $S_2$ (b) com o conversor operando com 780W de potência de saída para o sentido positivo do fluxo de potência. . . . .	179
Figura 112–Comutação dos interruptores $S_1$ (a) e $S_2$ (b) com o conversor operando com 1886W de potência de saída para o sentido positivo do fluxo de potência. . . . .	180
Figura 113–Tensões do barramento CC ( $V_1$ ) e do banco de baterias ( $V_2$ ) para o sentido negativo do fluxo de potência. . . . .	181
Figura 114–Tensões sobre os enrolamentos do transformador para o sentido negativo do fluxo de potência. . . . .	181
Figura 115–Tensões sobre o enrolamento primário do transformador e corrente na indutância de dispersão para o sentido negativo do fluxo de potência. . . . .	182
Figura 116–Tensão de bloqueio sobre os interruptores do estágio push-pull e tensão de grampeamento para o sentido negativo do fluxo de potência. . . . .	182
Figura 117–Correntes através dos indutores Push-Pull e Buck para o sentido negativo do fluxo de potência. . . . .	183
Figura 118–Entrada em bloqueio de $S_2$ e entrada em condução de $S_1$ (a) e Entrada em bloqueio de $S_1$ e entrada em condução de $S_2$ (b) com o conversor operando com 540W de potência de saída para o sentido negativo do fluxo de potência. . . . .	184
Figura 119–Comutação dos interruptores $S_1$ e $S_2$ com o conversor operando em 1756W de potência de saída para o sentido negativo do fluxo de potência. . . . .	185
Figura 120–Dados de eficiência experimental em comparação com as curvas de eficiência teórica do conversor para ambos os sentidos do fluxo de potência. . . . .	185

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Definição de variáveis para análise de (224) . . . . .	90
Tabela 2 – Especificações para validação da função de transferência da planta de corrente. . . . .	149
Tabela 3 – Especificações de projeto do conversor proposto. . . . .	152
Tabela 4 – Parâmetros construtivos do transformador. . . . .	153
Tabela 5 – Esforços de tensão nos componentes do conversor. . . . .	157
Tabela 6 – Esforços de corrente nos componentes do conversor. . . . .	158
Tabela 7 – Especificações de projeto do transformador. . . . .	159
Tabela 8 – Especificações do núcleo de ferrite E80/38/20 N87. . . . .	159
Tabela 9 – Correntes eficazes nos enrolamentos do transformador. . . . .	159
Tabela 10 – Especificações de projeto do indutor $L_2$ . . . . .	161
Tabela 11 – Especificações do núcleo de ferrite NEE65/33/39. . . . .	161
Tabela 12 – Especificações de projeto do indutor $L_B$ . . . . .	162
Tabela 13 – Especificações do núcleo de ferrite NEE55/28/21. . . . .	163
Tabela 14 – Perdas de potência do conversor para o sentido positivo do fluxo de potência. . . . .	168
Tabela 15 – Perdas de potência do conversor para o sentido negativo do fluxo de potência. . . . .	169
Tabela 16 – Temperatura da junção para cada componente considerando dissipador de calor HS 21575. . . . .	171
Tabela 17 – Aumento da temperatura nos dispositivos magnéticos do conversor. . . . .	171

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RCD	Resistor-Capacitor-Diodo
RLC	Resistor-Indutor-Capacitor
Si	Silício
SiC	<i>Silicon Carbide</i>
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i>

## LISTA DE SÍMBOLOS

$C_{e1}$	Capacitor de entrada 1
$C_{e2}$	Capacitor de entrada 2
$C_{s1}$	Capacitor ressonante em paralelo com $S_1$
$C_{s2}$	Capacitor ressonante em paralelo com $S_2$
$L_d$	Indutância de dispersão do transformador
$L_M$	Indutância magnetizante do transformador
$L_c$	Indutância de comutação
$L_r$	Indutância ressonante
$D$	Razão cíclica
$I'_o$	Corrente de saída refletida ao enrolamento primário do transformador
$V'_o$	Tensão de saída induzida no enrolamento primário do transformador
$i_{LM}$	Corrente na indutância magnetizante
$i_{L_r}$	Corrente na indutância ressonante
$V_{L_r}$	Tensão na indutância ressonante
$\Delta t_a$	Intervalo de tempo referente a perda de razão cíclica na condução de $S_1$
$\Delta t_b$	Intervalo de tempo referente a perda de razão cíclica na condução de $S_2$
$T_s$	Período de chaveamento
$V_i$	Tensão de entrada
$q$	Ganho estático
$\overline{I'_o}$	Corrente de saída refletida ao primário parametrizada
$I_{S1,avg}$	Corrente média em $S_1$
$I_{S2,avg}$	Corrente média em $S_2$
$I_{S1,rms}$	Corrente eficaz em $S_1$
$I_{S2,rms}$	Corrente eficaz em $S_2$
$\overline{I_{S1,rms}}$	Corrente eficaz parametrizada em $S_1$
$\overline{I_{S2,rms}}$	Corrente eficaz parametrizada em $S_2$
$\Delta i_{LM}$	Ondulação de corrente na indutância magnetizante
$I_{S1c}$	Corrente em $S_1$ no instante da comutação
$\Delta t_{1a}$	Intervalo de tempo linear durante comutação de $S_1$
$Z$	Impedância característica do circuito
$\omega$	Frequência angular de ressonância
$\Delta t_{1b}$	Intervalo de tempo ressonante durante comutação de $S_1$
$\Delta t_1$	Tempo de duração da comutação de $S_1$
$t_{d1}$	Tempo morto necessário para comutação suave de $S_1$
$I_{S2c}$	Corrente em $S_2$ no instante da comutação
$I'_{o,min}$	Corrente mínima de saída refletida ao primário
$\Delta t_2$	Tempo de duração da comutação de $S_2$

$\Delta t_{2a}$	Intervalo de tempo linear durante comutação de $S_2$
$\Delta t_{2b}$	Intervalo de tempo ressonante durante comutação de $S_2$
$t_{d2}$	Tempo morto necessário para comutação suave de $S_2$
$f_s$	Frequência de chaveamento
$\Delta D$	Perda de razão cíclica
$C_{eq}$	Capacitância equivalente de entrada
$L_{IN}$	Indutor de entrada
$D_1$	Diodo de saída 1
$D_2$	Diodo de saída 2
$C_o$	Capacitor do filtro de saída
$R_o$	Resistor de saída
$d$	Semi-período de chaveamento
$\alpha$	Relação de espiras do transformador
$V_{S2}$	Tensão sobre $S_2$
$V_{S1}$	Tensão sobre $S_1$
$I_o$	Corrente de saída
$\Delta t_z$	Tempo de descarga de energia do indutor de entrada
$\Delta t_x$	Tempo de acumulação de energia no indutor de entrada
$\Delta t_w$	Tempo de operação no modo estacionário
$L_{crit}$	Indutância crítica
$V_G$	Tensão de grampeamento
$I_{op}$	Corrente de saída parametrizada
$\gamma$	Resistência parametrizada
$V_{Gpar}$	Tensão de grampeamento parametrizada
$R_G$	Resistor de grampeamento
$L_B$	Indutor do conversor buck
$R_v$	Resistência virtual
$I_{SEC,avg}$	Corrente média no enrolamento secundário do transformador
$I_{SEC,rms}$	Corrente eficaz no enrolamento secundário do transformador
$C_1$	Capacitor série
$D_{G1}$	Diodo de grampeamento 1
$D_{G2}$	Diodo de grampeamento 2
$C_G$	Capacitor de grampeamento
$V_1$	Tensão do barramento CC
$V_2$	Tensão do banco de baterias
$D_b$	Razão cíclica do conversor buck
$L_2$	Indutor do estágio push-pull
$I_1$	Corrente no estágio meia-ponte
$I_2$	Corrente no estágio push-pull

$I_{S1a,avg}$	Corrente média em $S_{1a}$
$I_{S2a,avg}$	Corrente média em $S_{2a}$
$I_{S1a,rms}$	Corrente eficaz em $S_{1a}$
$I_{S2a,rms}$	Corrente eficaz em $S_{2a}$
$\frac{I_{S1a,rms}}{I_{S2a,rms}}$	Corrente eficaz parametrizada em $S_{1a}$
$\frac{I_{S2a,rms}}{I_{S1a,rms}}$	Corrente eficaz parametrizada em $S_{2a}$
$I_B$	Corrente no estágio buck
$P_B$	Potência transferida pelo conversor buck
$\Delta t_{DG1}$	Tempo de condução de $D_{G1}$
$\Delta t_{DG2}$	Tempo de condução de $D_{G2}$
$\Delta t_{S1}$	Tempo para anulação da corrente em $S_1$ após bloqueio
$\Delta t_{S2}$	Tempo para anulação da corrente em $S_2$ após bloqueio
$\Delta t_d$	Tempo morto
$D_{ef}$	Razão cíclica eficaz
$V_{PRI}$	Tensão no enrolamento primário do transformador
$V_{SEC}$	Tensão no enrolamento secundário do transformador

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>25</b>
1.1	OBJETIVOS	28
<b>1.1.1</b>	<b>Objetivo Geral</b>	<b>28</b>
<b>1.1.2</b>	<b>Objetivos Específicos</b>	<b>28</b>
1.2	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	28
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA</b>	<b>30</b>
2.1	TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS E ISOLADOS	30
<b>2.1.1</b>	<b>Conversor CC-CC bidirecional isolado buck-boost (flyback bidirecional)</b>	<b>30</b>
<b>2.1.2</b>	<b>Conversor CC-CC bidirecional isolado Ćuk</b>	<b>31</b>
<b>2.1.3</b>	<b>Conversor CC-CC bidirecional isolado Zeta/SEPIC</b>	<b>31</b>
<b>2.1.4</b>	<b>Topologias de conversores CC-CC bidirecionais isolados empregando pontes de interruptores</b>	<b>32</b>
<b>2.1.5</b>	<b>Topologias de conversores CC-CC bidirecionais empregando pontes de interruptores e modulação <i>phase shift</i></b>	<b>33</b>
2.2	CONSIDERAÇÕES FINAIS	34
<b>3</b>	<b>ESTUDO DO CONVERSOR CC-CC MEIA-PONTE ASSIMÉTRICO ZVS-PWM</b>	<b>36</b>
3.1	OPERAÇÃO DO CONVERSOR	38
3.2	PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA	45
3.3	CARACTERÍSTICA DE SAÍDA	45
3.4	CORRENTE MÉDIA NA INDUTÂNCIA MAGNETIZANTE	48
3.5	ESFORÇOS DE CORRENTE NOS INTERRUPTORES	49
3.6	ANÁLISE DAS COMUTAÇÕES	50
<b>3.6.1</b>	<b>Comutação de <math>S_1</math></b>	<b>51</b>
<b>3.6.2</b>	<b>Comutação de <math>S_2</math></b>	<b>54</b>
3.7	CONSIDERAÇÕES DE PROJETO	57
<b>3.7.1</b>	<b>Indutância ressonante e capacitores de entrada</b>	<b>57</b>
<b>3.7.2</b>	<b>Sobretensões nos diodos da ponte retificadora</b>	<b>59</b>
3.8	CONSIDERAÇÕES FINAIS	62
<b>4</b>	<b>ESTUDO DO CONVERSOR PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE</b>	<b>63</b>
4.1	OPERAÇÃO DO CONVERSOR PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA	64
4.2	OPERAÇÃO DO CONVERSOR PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE NO MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA	67

4.3	PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA . . . . .	69
4.3.1	<b>Formas de onda relativas à operação do conversor push-pull alimentado em corrente no modo de condução contínua . . . . .</b>	<b>70</b>
4.3.2	<b>Formas de onda relativas à operação do conversor push-pull alimentado em corrente no modo de condução descontínua . . . . .</b>	<b>71</b>
4.4	CARACTERÍSTICA DE TRANSFERÊNCIA DE TENSÃO . . . . .	72
4.4.1	<b>Característica de transferência de tensão do conversor push-pull alimentado em corrente para o modo de condução contínua . . . . .</b>	<b>72</b>
4.4.2	<b>Característica de transferência de tensão do conversor push-pull alimentado em corrente para o modo de condução descontínua . . . . .</b>	<b>72</b>
4.5	ESFORÇOS DE CORRENTE NOS COMPONENTES DO CONVERSOR . . . . .	75
4.5.1	<b>Esforços de corrente nos componentes para o modo de condução contínua . . . . .</b>	<b>76</b>
4.5.1.0.1	<i>Correntes média e eficaz no indutor de entrada . . . . .</i>	<i>76</i>
4.5.1.0.2	<i>Correntes média e eficaz nos interruptores . . . . .</i>	<i>76</i>
4.5.1.0.3	<i>Correntes média e eficaz nos diodos de saída . . . . .</i>	<i>77</i>
4.5.1.0.4	<i>Correntes média e eficaz nos enrolamentos do transformador . . . . .</i>	<i>78</i>
4.5.2	<b>Esforços de corrente nos componentes para o modo de condução descontínua . . . . .</b>	<b>78</b>
4.5.2.0.1	<i>Correntes média e eficaz no indutor de entrada . . . . .</i>	<i>78</i>
4.5.2.0.2	<i>Correntes média e eficaz nos interruptores . . . . .</i>	<i>79</i>
4.5.2.0.3	<i>Correntes média e eficaz nos diodos de saída . . . . .</i>	<i>79</i>
4.5.2.0.4	<i>Correntes média e eficaz nos enrolamentos do transformador . . . . .</i>	<i>80</i>
4.6	DIMENSIONAMENTO DOS FILTROS DE CORRENTE NA ENTRADA E DE TENSÃO NA SAÍDA . . . . .	80
4.6.1	<b>Ondulação de corrente no indutor de entrada . . . . .</b>	<b>80</b>
4.6.2	<b>Dimensionamento de <math>L_{IN}</math> . . . . .</b>	<b>81</b>
4.6.3	<b>Dimensionamento de <math>C_o</math> . . . . .</b>	<b>82</b>
4.7	INDUTÂNCIA CRÍTICA . . . . .	82
4.8	ANÁLISE DO CONVERSOR PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE CONSIDERANDO INDUTÂNCIAS DE DISPERSÃO DO TRANSFORMADOR . . . . .	83
4.8.1	<b>Conversor push-pull alimentado em corrente com grampeamento RCD com recuperação parcial da energia . . . . .</b>	<b>84</b>
4.8.1.1	Princípio de operação . . . . .	84
4.8.1.2	Formas de onda . . . . .	86
4.8.1.3	Característica de saída . . . . .	86

4.8.1.4	Dimensionamento do circuito de grampeamento . . . . .	92
<b>4.8.2</b>	<b>Conversor push-pull alimentado em corrente com grampeamento ativo . . . . .</b>	<b>93</b>
4.9	CONSIDERAÇÕES FINAIS . . . . .	93
<b>5</b>	<b>ESTUDO DO CONVERSOR PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE COM COMANDO ASSIMÉTRICO . . . . .</b>	<b>96</b>
5.1	OPERAÇÃO DO CONVERSOR PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE COM COMANDO ASSIMÉTRICO NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA . . . . .	97
5.2	PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA . . . . .	98
5.3	CARACTERÍSTICA DE SAÍDA . . . . .	100
5.4	RAZÃO CÍCLICA . . . . .	100
5.5	ESFORÇOS DE CORRENTE NOS COMPONENTES DO CIRCUITO	102
5.5.0.1	Corrente média e eficaz no indutor $L_{IN}$ . . . . .	105
5.5.0.2	Corrente média e eficaz na indutância magnetizante $L_M$ . . . . .	105
5.5.0.3	Corrente média e eficaz nos diodos . . . . .	105
5.5.0.4	Corrente média e eficaz nos interruptores . . . . .	106
5.5.0.5	Corrente média e eficaz nos enrolamentos do transformador . . . . .	107
5.6	DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DO CONVERSOR . .	108
<b>5.6.1</b>	<b>Indutor de entrada <math>L_{IN}</math> . . . . .</b>	<b>108</b>
<b>5.6.2</b>	<b>Capacitor <math>C_1</math> . . . . .</b>	<b>109</b>
<b>5.6.3</b>	<b>Capacitor do filtro de saída <math>C_O</math> . . . . .</b>	<b>109</b>
5.7	INDUTÂNCIA CRÍTICA . . . . .	110
5.8	ANÁLISE DO CONVERSOR PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE COM COMANDO ASSIMÉTRICO CONSIDERANDO INDUTÂNCIAS DE DISPERSÃO DO TRANSFORMADOR . . . . .	111
<b>5.8.1</b>	<b>Conversor push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico com grampeamento RCD com recuperação parcial da energia . . . . .</b>	<b>111</b>
5.8.1.1	Princípio de operação . . . . .	112
5.8.1.1.1	<i>Principais formas de onda . . . . .</i>	<i>114</i>
5.8.1.1.2	<i>Característica de saída . . . . .</i>	<i>114</i>
5.8.1.1.3	<i>Dimensionamento do circuito grampeador de tensão . . . . .</i>	<i>118</i>
<b>5.8.2</b>	<b>Conversor push-pull alimentado em corrente com razão cíclica assimétrica com grampeamento ativo . . . . .</b>	<b>119</b>
5.9	CONSIDERAÇÕES FINAIS . . . . .	119
<b>6</b>	<b>INTEGRAÇÃO DOS CONVERSORES MEIA-PONTE ASSIMÉTRICO E PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE COM COMANDO ASSIMÉTRICO E GRAMPEAMENTO ATIVO . . . . .</b>	<b>122</b>

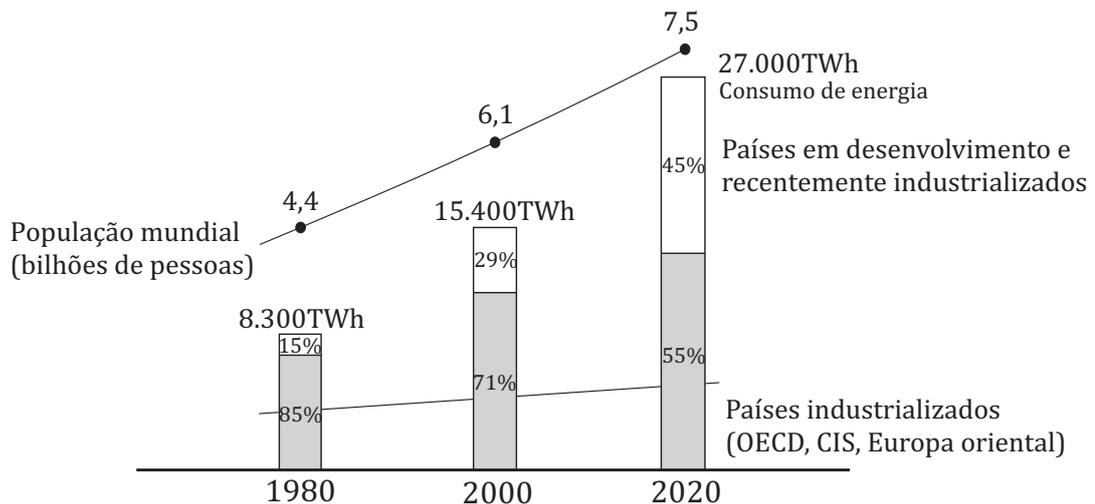
6.1	OPERAÇÃO DO CONVERSOR CC-CC ISOLADO BIDIRECIONAL COM GRAMPEAMENTO ATIVO . . . . .	124
6.1.1	<b>Operação no sentido positivo do fluxo de potência</b> . . . . .	<b>124</b>
6.1.1.1	Formas de onda relativas à operação do conversor bidirecional com grampeamento ativo para o sentido positivo do fluxo de potência . . .	125
6.1.2	<b>Operação no sentido negativo do fluxo de potência</b> . . . . .	<b>126</b>
6.1.2.1	Formas de onda relativas à operação do conversor bidirecional com grampeamento ativo para o sentido negativo do fluxo de potência . .	130
6.2	ESFORÇOS DE CORRENTE NOS PRINCIPAIS COMPONENTES DO CIRCUITO . . . . .	130
6.2.1	<b>Correntes média e eficaz nos interruptores do estágio meia-ponte</b>	<b>132</b>
6.2.2	<b>Correntes média e eficaz nos interruptores do estágio push-pull</b>	<b>133</b>
6.2.3	<b>Correntes média e eficaz nos componentes do estágio buck</b> . .	<b>135</b>
6.2.4	<b>Corrente eficaz nos enrolamentos do transformador</b> . . . . .	<b>137</b>
6.3	ANÁLISE DA COMUTAÇÃO . . . . .	137
6.3.1	<b>Análise da comutação dos interruptores <math>S_1</math> e <math>S_2</math> para o sentido positivo do fluxo de potência</b> . . . . .	<b>137</b>
6.3.2	<b>Análise da comutação dos interruptores <math>S_1</math> e <math>S_2</math> para o sentido negativo do fluxo de potência</b> . . . . .	<b>138</b>
6.4	MODELAGEM DINÂMICA E CONTROLE . . . . .	140
6.4.1	<b>Estratégia de controle</b> . . . . .	<b>141</b>
6.4.2	<b>Modelagem orientada ao controle da corrente no estágio push-pull</b>	<b>141</b>
6.4.2.1	Modelagem simplificada . . . . .	141
6.4.2.2	Modelagem empregando modelo médio em espaço de estados . . .	144
6.4.3	<b>Validação da planta de controle</b> . . . . .	<b>149</b>
6.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS . . . . .	150
7	<b>DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR CC-CC ISOLADO BIDIRECIONAL COM GRAMPEAMENTO ATIVO</b> . . . . .	<b>152</b>
7.1	PROJETO DO ESTÁGIO MEIA-PONTE ASSIMÉTRICA ZVS-PWM .	152
7.1.1	<b>Indutância de dispersão (<math>L_d</math>)</b> . . . . .	<b>152</b>
7.1.2	<b>Capacitor série (<math>C_b</math>)</b> . . . . .	<b>153</b>
7.1.3	<b>Comutação Suave</b> . . . . .	<b>154</b>
7.2	PROJETO DO ESTÁGIO PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE COM COMANDO ASSIMÉTRICO . . . . .	155
7.2.1	<b>Indutor do estágio push-pull (<math>L_2</math>)</b> . . . . .	<b>155</b>
7.3	PROJETO DO ESTÁGIO BUCK . . . . .	156
7.3.1	<b>Potência transferida através do conversor buck</b> . . . . .	<b>156</b>
7.3.2	<b>Indutor do conversor buck</b> . . . . .	<b>157</b>
7.3.3	<b>Capacitor do circuito de grampeamento</b> . . . . .	<b>157</b>

7.4	ESFORÇOS DE TENSÃO E CORRENTE NOS COMPONENTES . . .	157
7.5	PROJETO DOS DISPOSITIVOS MAGNÉTICOS . . . . .	158
<b>7.5.1</b>	<b>Transformador . . . . .</b>	<b>158</b>
<b>7.5.2</b>	<b>Indutor do conversor push-pull . . . . .</b>	<b>161</b>
<b>7.5.3</b>	<b>Indutor do conversor buck . . . . .</b>	<b>162</b>
7.6	CÁLCULO DAS PERDAS DE POTÊNCIA . . . . .	163
7.6.0.1	Perdas nos MOSFETs . . . . .	163
7.6.0.2	Perdas nos Diodos . . . . .	165
7.6.0.3	Perdas no núcleo . . . . .	166
7.6.0.4	Perdas no cobre . . . . .	166
7.6.0.5	Análise teórica da eficiência do conversor . . . . .	167
7.7	CÁLCULO TÉRMICO . . . . .	168
7.8	CONSIDERAÇÕES FINAIS . . . . .	172
<b>8</b>	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS . . . . .</b>	<b>173</b>
8.1	OPERAÇÃO NO SENTIDO POSITIVO DO FLUXO DE POTÊNCIA .	174
8.2	OPERAÇÃO NO SENTIDO NEGATIVO DO FLUXO DE POTÊNCIA .	178
8.3	ANÁLISE DA EFICIÊNCIA DO CONVERSOR . . . . .	181
8.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS . . . . .	183
<b>9</b>	<b>CONCLUSÃO . . . . .</b>	<b>186</b>
9.1	TRABALHOS FUTUROS . . . . .	187
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>188</b>
	<b>APÊNDICE A – CÓDIGO IMPLEMENTADO NO DSP . . . . .</b>	<b>192</b>
	<b>APÊNDICE B – ESQUEMÁTICO E DESIGN DA PLACA DE CIR- CUITO IMPRESSO . . . . .</b>	<b>195</b>
B.1	ESQUEMÁTICO . . . . .	195
B.2	LAYOUT DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO . . . . .	196
	<b>APÊNDICE C – PLANILHA DE CÁLCULO REALIZADA NO SOFT- WARE MATHCAD E CIRCUITO UTILIZADO PARA TESTE DA MALHA DE CONTROLE . . . . .</b>	<b>197</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Com o aumento da demanda energética em razão do aumento populacional e da qualidade de vida da população — como mostra a Figura 1 — associado à preocupações ambientais, surge a proposta de implementar modelos sustentáveis de desenvolvimento para o setor de energia. Em 1988, a Organização das Nações Unidas (ONU) iniciou discussões sobre o tema com a convocação da Convenção sobre Mudanças Climáticas, que culminou na assinatura do Protocolo de Quioto, em 1997. Desde então, alguns países da União Europeia deram início e impulsionaram a diversificação das fontes de energia elétrica a partir de fontes renováveis (REIS; CAMARGO, 2015) (FAVARETO; MORALEZ, 2014).

Figura 1 – Evolução da população e do consumo de energia mundiais.



Fonte: *Siemens Power Generation*

A dependência com relação aos combustíveis fósseis, energia nuclear e grandes centrais hidrelétricas, aliada às preocupações com a segurança no suprimento de energia, dificuldades de obtenção de financiamento para construção de grandes centrais de geração, súplica ambiental, disseminação de fontes renováveis e avanços da eletrônica de potência, contribuíram para o surgimento de proposições que objetivam o remanejamento do atual sistema elétrico de potência (SEP) por meio da geração distribuída (GD) (FARRET; SIMOES, 2016) (VENKATARAMANAN; MARNAY, 2008).

A estrutura do SEP baseia-se em um fluxo unidirecional de energia que inicia em fontes geradoras representadas por centrais de grande porte localizadas próximas às fontes de combustíveis, que em sua maior parte estão distantes dos centros consumidores. A energia gerada é transmitida para os centros de consumo por meio de um extenso sistema de linhas de transmissão em alta tensão e culmina em redes de

distribuição que entregam a energia gerada aos consumidores. Este tipo de sistema é altamente suscetível a falhas, além de apresentar perdas intrínsecas relacionadas principalmente à transmissão/distribuição da energia, associadas às longas distâncias entre a geração e aos centros de consumo.

Em contraponto, a GD é a geração de energia elétrica próxima do consumidor. A geração local próxima às cargas vem se consolidando como uma nova estrutura capaz de solucionar problemas de confiabilidade, eficiência e expansão da rede de forma amigável com o meio ambiente. Neste cenário, um grupo de cargas ou uma pequena região pode ficar sem receber energia elétrica da rede primária e ainda assim continuar energizada, sendo o fornecimento de energia elétrica para as cargas garantido pelas fontes dispersas e/ou por sistemas de armazenamento de energia existentes (HADJSAID *et al.*, 1999).

Neste contexto, o conceito de microrrede têm ganhado força, sendo este um tipo de sistema que se baseia na conexão de grupos de fontes de geração distribuída, grupos de cargas e uma estrutura de controle eficiente e robusta, operando em níveis de média e baixa tensão em uma região (SAVAGE *et al.*, 2010). As microrredes podem ser classificadas de diversas formas, entre elas a que considera a natureza das grandezas elétricas usadas na transmissão e distribuição de energia elétrica, ou seja, em corrente alternada (CA) ou em corrente contínua (CC).

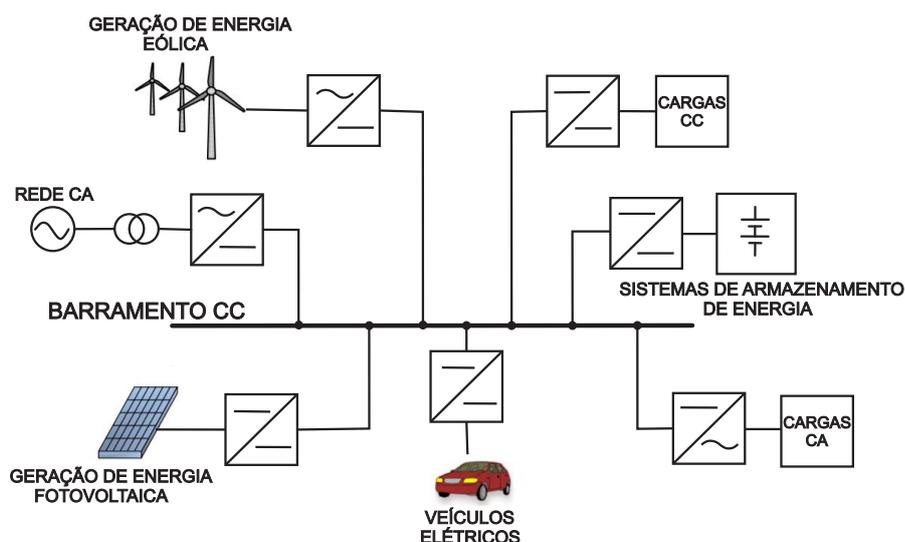
As microrredes em CA têm a vantagem de utilizar padrões, dispositivos de proteção e tecnologias já consolidadas no mercado. Entretanto, estes sistemas apresentam como desvantagem problemas de sincronização entre as diversas fontes de geração distribuída de energia e a rede elétrica, equilíbrio de fases, controle de potência reativa, número de estágios de conversão e, conseqüentemente, maiores perdas e quantidades maiores de material por unidade de potência convertida. Por outro lado, considerando que muitas fontes renováveis de energia e sistemas de armazenamento, tais como a solar fotovoltaica, células a combustível e baterias operam em corrente contínua e, ainda, que a maioria das cargas eletrônicas modernas usam circuitos eletrônicos para conversão CA-CC, torna-se interessante uma microrrede em corrente contínua para alimentar diretamente diversos equipamentos.

O diagrama esquemático da topologia de uma microrrede CC e os possíveis tipos de elementos que compõem o referido sistema são apresentados na Figura 2. A interface do sistema de armazenamento, geração local e a rede da concessionária com o barramento principal é realizada por meio de conversores estáticos de potência, os quais podem ser descritos como:

- Conversor bidirecional de interface com a rede: conversor bidirecional que realiza a conexão entre a microrrede CC e a rede de distribuição da concessionária de energia;

- Conversor de recursos renováveis: conversor responsável pela interface da microrrede CC com as fontes renováveis locais de geração;
- Conversor bidirecional de armazenamento de energia: conversor de interface da microrrede CC com o sistema de armazenamento de energia (banco de baterias e/ou supercapacitores).

Figura 2 – Diagrama unifilar de uma microrrede CC genérica.



Fonte: Adaptado de (ARRUDA, 2015)

Dentro das microrredes os sistemas de armazenamento de energia desempenham um papel extremamente importante. Estes componentes armazenam a energia excedente produzida pelas fontes e não consumida pelas cargas, tanto no modo conectado à rede de distribuição quanto no modo ilhado, fornecem energia para as cargas em eventos de falha na rede pública e fornecem energia para as cargas em conjunto com as fontes renováveis em virtude da intermitência na sua geração de energia (GOMES, 2018).

Sendo as baterias os elementos de armazenamento de energia mais utilizados em aplicações de microrredes, os conversores CC-CC que realizam a conexão destas ao barramento — vide Figura 2 — são essenciais para prolongar sua vida útil. Se a carga e descarga das baterias forem realizadas com baixa ondulação de corrente, sua vida útil estende-se ainda mais. Portanto, topologias de conversores que apresentam corrente com baixa ondulação são extremamente interessantes. Isolamento galvânico entre os barramentos pode ser necessário para proporcionar a segurança contra choque elétrico ao usuário, proteção ao equipamento e outros componentes do sistema (SOUZA, E. V., 2015).

## 1.1 OBJETIVOS

### 1.1.1 Objetivo Geral

Este trabalho consiste na proposta de um conversor CC-CC para integração do sistema de armazenamento de energia — tratado neste trabalho como banco de baterias — em uma microrrede CC. O conversor apresenta elevado ganho de tensão, bidirecionalidade no fluxo de potência, técnica de modulação única para ambos os sentidos de fluxo de potência, número reduzido de interruptores, isolamento galvânica e baixa ondulação de corrente na conexão com o banco de baterias.

### 1.1.2 Objetivos Específicos

Para atingir o objetivo principal deste trabalho alguns objetivos específicos devem ser alcançados, são eles:

- Revisão bibliográfica sobre conversores CC-CC isolados e bidirecionais;
- Estudo do conversor meia-ponte assimétrico ZVS-PWM;
- Estudo do conversor push-pull alimentado em corrente;
- Estudo do conversor push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico;
- Análise qualitativa e quantitativa do conversor proposto;
- Modelagem dinâmica do conversor;
- Metodologia e exemplo de projeto;
- Projeto e desenvolvimento do protótipo;
- Validação experimental;

## 1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O presente trabalho é estruturado da seguinte forma:

**Capítulo 2:** Faz-se uma revisão bibliográfica sobre algumas topologias de conversores CC-CC isolados bidirecionais presentes na literatura.

**Capítulo 3:** É realizado o estudo do conversor meia-ponte assimétrico ZVS-PWM. São analisadas sua característica de saída e comutação dos interruptores e obtidas as expressões para cálculo dos esforços de tensão e corrente sobre os componentes.

**Capítulo 4:** É realizado o estudo do conversor push-pull alimentado em corrente. A característica de saída é analisada e são obtidas as expressões para cálculo dos esforços de tensão e corrente sobre os componentes, além do dimensionamento dos filtros de entrada e saída.

**Capítulo 5:** É realizado o estudo do conversor push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico. A característica de saída é analisada e são obtidas as expressões para cálculo dos esforços de tensão e corrente sobre os componentes. É apresentada uma metodologia para dimensionamento do conversor. Duas técnicas de grampeamento, uma passiva e outra ativa, são aplicadas ao conversor e analisadas.

**Capítulo 6:** É apresentado o conversor CC-CC bidirecional obtido com a integração dos conversores meia-ponte assimétrico ZVS-PWM e push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico. A técnica de grampeamento ativo estudada no Capítulos 5 (que baseia-se no conversor buck) é aplicada ao conversor e analisada. Analisam-se as etapas de operação do conversor para ambos os sentidos de fluxo de potência, a característica de saída e a comutação dos interruptores do estágio meia-ponte. São obtidas as expressões para cálculo dos esforços de tensão e corrente sobre os componentes e é apresentada uma metodologia para dimensionamento do conversor. A modelagem dinâmica do conversor é realizada.

**Capítulo 7:** Realiza-se o dimensionamento do conversor com o projeto de cada estágio apresentado separadamente. São calculadas as perdas de potência e realizada a análise teórica da eficiência do conversor, além do cálculo térmico.

**Capítulo 8:** Os resultados experimentais são apresentados e analisados.

**Capítulo 9:** Apresenta as principais conclusões do trabalho e sugestões para continuidade do mesmo.

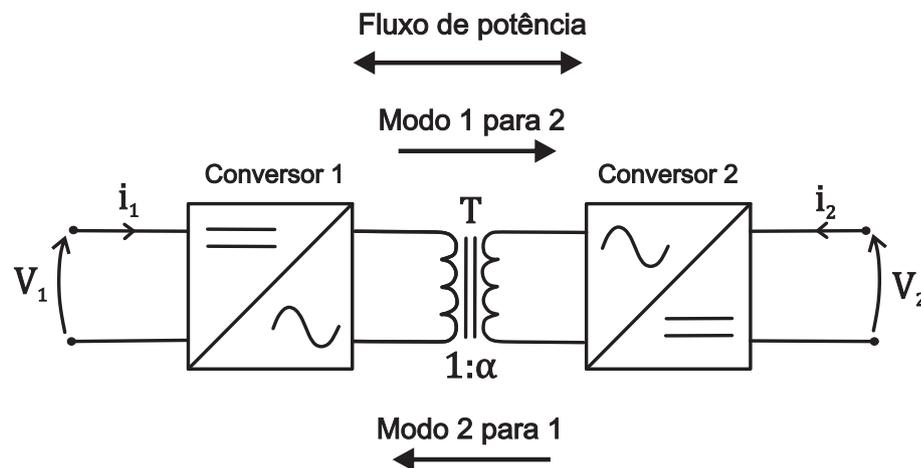
## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

A revisão bibliográfica aborda as principais topologias de conversores CC-CC bidirecionais e isolados presentes na literatura.

### 2.1 TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS E ISOLADOS

Os conversores CC-CC bidirecionais isolados possuem um transformador de alta frequência que faz a isolação galvânica e permite obter grandes relações de transformação, adicionando um grau extra de liberdade ao ganho do conversor. A Figura 3 apresenta um diagrama simplificado dos conversores CC-CC bidirecionais isolados (SILVA, W. G., 2013).

Figura 3 – Estrutura básica de um conversor CC-CC isolado bidirecional.



Fonte: Autor com base em (JAIN *et al.*, 2011)

Segundo (JAIN *et al.*, 2011), os conversores CC-CC bidirecionais isolados da Figura 3 podem ser classificados em dois tipos: alimentados em corrente ou alimentados em tensão. O conversor alimentado por corrente possui um indutor na entrada, enquanto o alimentado por tensão não possui este indutor.

Algumas topologias de conversores CC-CC bidirecionais isolados e suas principais características são revisadas a seguir (GORJI *et al.*, 2019).

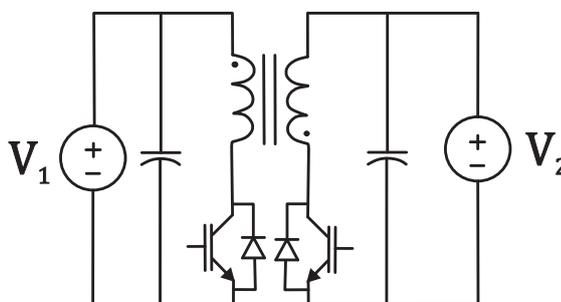
#### 2.1.1 Conversor CC-CC bidirecional isolado buck-boost (flyback bidirecional)

Geralmente, topologias bidirecionais são obtidas a partir de topologias unidirecionais substituindo-se os diodos do lado secundário do transformador por interruptores como, por exemplo, o conversor bidirecional flyback ilustrado na Figura 4. Esta topologia apresenta o menor número de componentes se comparada à outras topologias

semelhantes e possui alta ondulação de corrente em ambas as fontes, além de haver necessidade de circuitos grampeadores de tensão (SOUZA, E. V., 2015).

O elemento magnético comporta-se como um indutor acoplado — e não como um transformador — pois a continuidade do fluxo magnético é feita pela passagem de corrente ora por um enrolamento, ora por outro, garantindo-se um sentido de correntes que mantenha a continuidade do fluxo. Para um mesmo valor de potência à ser transferido de um enrolamento para outro, o volume de um transformador será inferior ao de indutores acoplados, essencialmente devido ao melhor aproveitamento da excursão do fluxo magnético em ambos os sentidos da curva de histerese. Com indutores acoplados a variação do fluxo é normalmente em um único quadrante da curva de histerese (POMILIO, 2010).

Figura 4 – Conversor CC-CC bidirecional isolado flyback.



Fonte: Autor

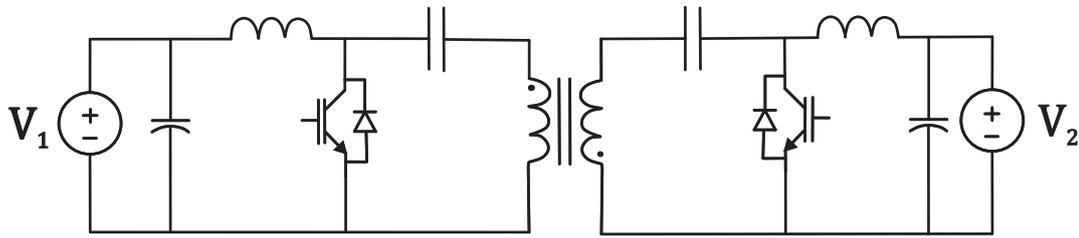
### 2.1.2 Conversor CC-CC bidirecional isolado Ćuk

A topologia do conversor CC-CC bidirecional Ćuk, apresentada na Figura 5, apresenta baixa ondulação de corrente em ambas as fontes de tensão. Os capacitores de acoplamento (capacitores em série com os enrolamentos do transformador) devem suportar elevados esforços de corrente e também há a necessidade de circuitos grampeadores de tensão (WANG *et al.*, 2014).

### 2.1.3 Conversor CC-CC bidirecional isolado Zeta/SEPIC

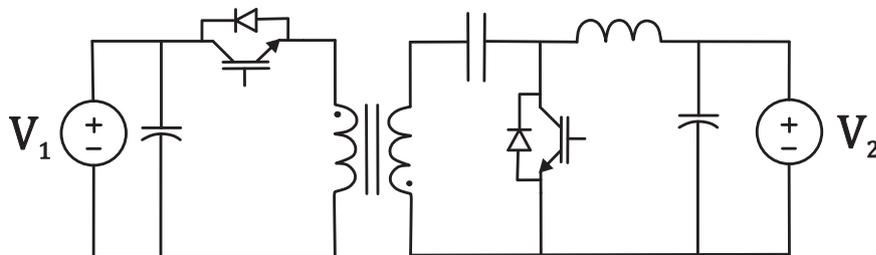
Esta topologia, apresentada na Figura 6, necessita de um capacitor para bloqueio de componentes contínuas de corrente nos enrolamentos do transformador. O conversor apresenta baixa ondulação de corrente em uma das fontes e também necessita de circuitos grampeadores de tensão.

Figura 5 – Conversor CC-CC bidirecional isolado Ćuk.



Fonte: Autor

Figura 6 – Conversor CC-CC bidirecional isolado Zeta/SEPIC.



Fonte: Autor

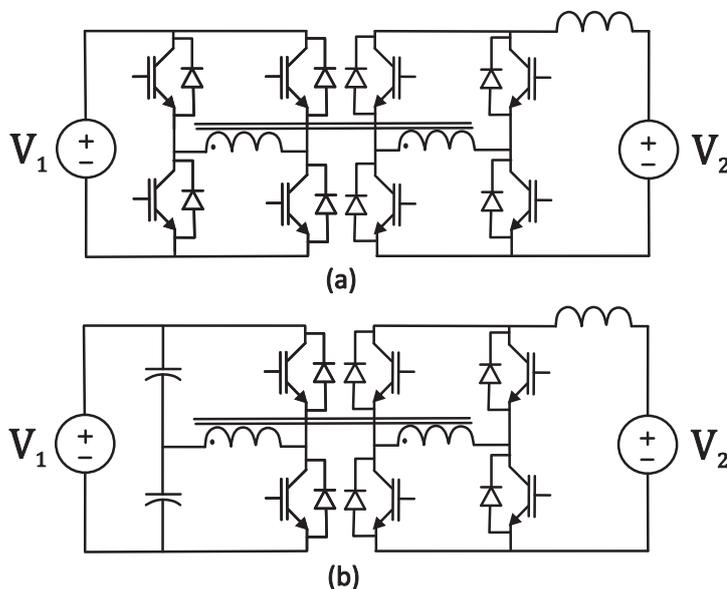
#### 2.1.4 Topologias de conversores CC-CC bidirecionais isolados empregando pontes de interruptores

Topologias de conversores CC-CC bidirecionais também podem ser obtidas realizando-se a combinação de células de comutação de inversores de tensão e retificadores de corrente. Combinações de células de comutação de inversores ponte completa ou meia-ponte com célula de comutação de retificador ponte completa são bastante utilizadas em aplicações de maior potência e tensão, conforme Figura 7.

Da mesma forma que na topologia zeta/SEPIC, estas topologias proporcionam baixa ondulação de corrente em apenas uma das fontes, no entanto, há opção de usar outros métodos de prevenção contra saturação do transformador além do método empregando capacitor de bloqueio CC. A célula de comutação do retificador necessita de um circuito grampeador de tensão.

Em aplicações em que os níveis de tensão das fontes são distintos, os semicondutores do lado de menor tensão — geralmente o lado da célula de comutação do retificador — apresentam maiores esforços de corrente. Desta forma, quanto menor o número de semicondutores no caminho de circulação desta corrente, menores serão as perdas por condução do conversor. Portanto, o emprego de células de comutação

Figura 7 – Topologias de conversores CC-CC bidirecionais empregando pontes de interruptores: a) ponte completa-ponte completa, b) meia-ponte-ponte completa



Fonte: Autor

retificador com derivação central podem apresentar melhor desempenho em relação às perdas por condução se comparada à célula de comutação ponte-completa por terem a metade do número de semicondutores, como mostra a Figura 8.

Há necessidade de circuito grampeador de tensão na célula de comutação do retificador.

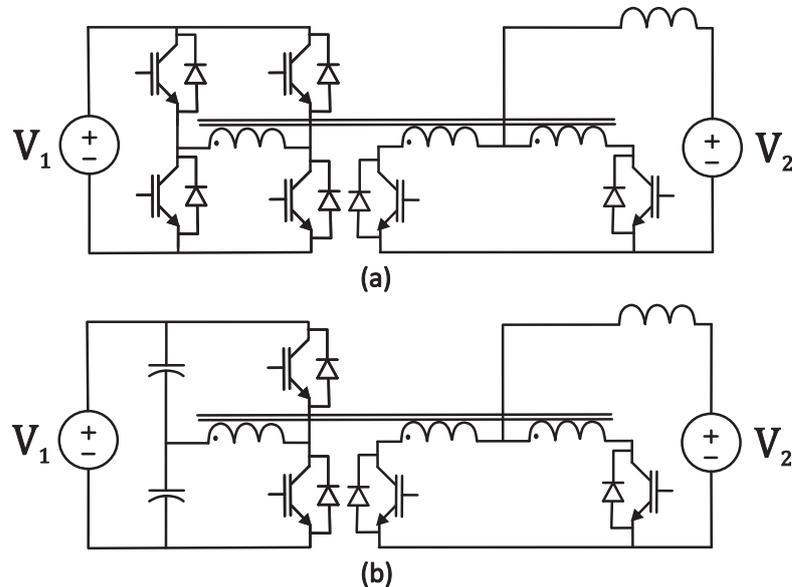
### 2.1.5 Topologias de conversores CC-CC bidirecionais empregando pontes de interruptores e modulação *phase shift*

Outra forma de gerar topologias isoladas de conversores bidirecionais é empregando duas células de comutação de inversor de tensão, uma conectada a cada enrolamento do transformador. O método do capacitor de bloqueio CC é utilizado para prevenir a saturação do transformador. O controle do fluxo de potência entre as fontes é realizado por meio do ângulo de defasagem das tensões geradas nas duas células.

Na Figura 9 são apresentadas as topologias nomeadas como *Dual Active Bridge* (DAB) e *Dual active Half Bridge* (DHB). A primeira topologia — uma das mais populares e proposta por (KHERALUWALA *et al.*, 1991) — adota duas células de comutação ponte completa enquanto a segunda adota duas células de comutação meia-ponte.

As principais vantagens da topologia DAB são o fato da tensão sobre os interruptores ser limitada à tensão da fonte, seus componentes serem de pequeno volume e há comutação sob tensão nula, do inglês *Zero Voltage Switching* (ZVS), em todos

Figura 8 – Topologias de conversores CC-CC bidirecionais empregando pontes de interruptores e célula de comutação push-pull : a) ponte completa - retificador com derivação central, b) meia-ponte - retificador com derivação central



Fonte: Adaptado de (SOUZA, E. V., 2015)

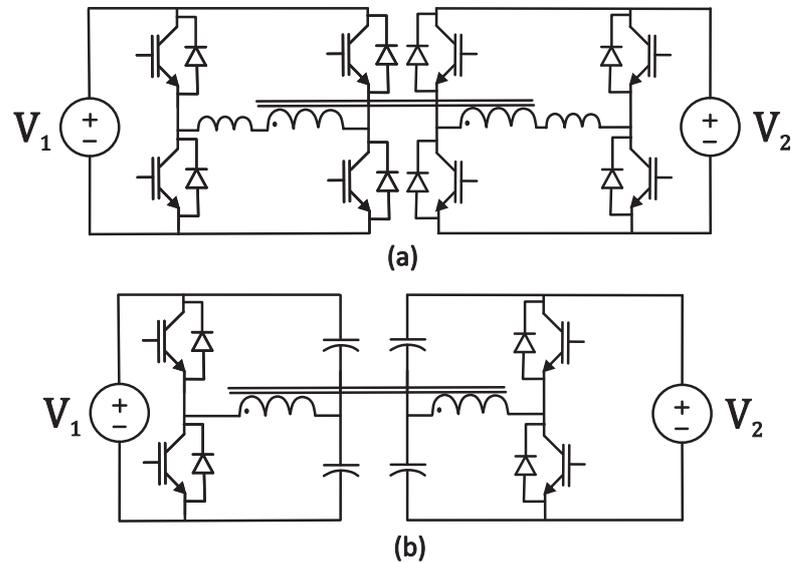
os interruptores para ganho estático unitário e dentro de uma faixa de carga. Já a topologia DHB também apresenta comutação ZVS e tem a metade do número de interruptores que a topologia DAB. Entretanto, necessita de um divisor capacitivo cujos capacitores devem suportar altos esforços de corrente. Além disso, o transformador é alimentado com metade da tensão da fonte e, conseqüentemente, o valor eficaz da corrente nos enrolamentos e nos interruptores é o dobro comparado ao DAB nas mesmas condições.

## 2.2 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Através da revisão de algumas topologias de conversores CC-CC bidirecionais isoladas presentes na literatura, conclui-se que:

- Os conversores bidirecionais fundamentais são topologias derivadas da substituição dos semicondutores unidirecionais do conversor básico por um semicondutor bidirecional;
- O isolamento galvânico pode trazer um grau extra de liberdade em relação ao ganho estático do conversor, uma vez que este também pode ser ajustado pela relação de espiras do transformador;

Figura 9 – Topologias de conversores CC-CC bidirecionais empregando pontes de interruptores e modulação *phase-shift* : a) Dual Active Bridge (DAB), b) Dual Half-Bridge (DHB).



Fonte: Adaptado de (SOUZA, E. V., 2015)

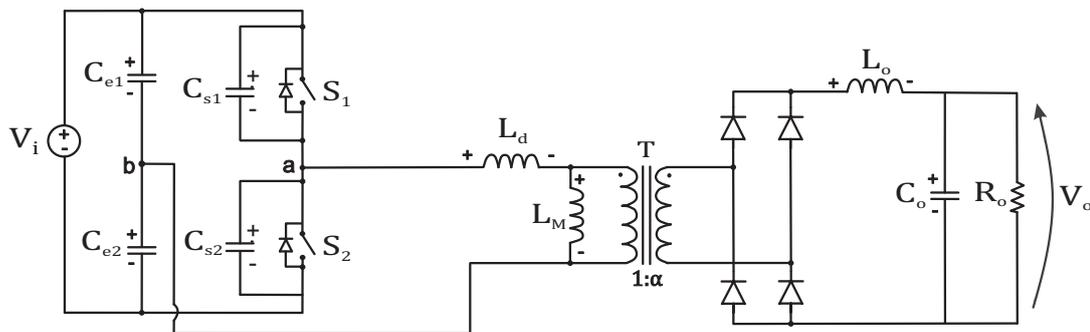
- O conversor bidirecional mais popular (DAB) usa duas células de comutação ponte completa em ambos os lados do transformador e é adequado para aplicações de alta potência;
- Em aplicações para níveis de tensão diferentes entre as fontes, o emprego de células de comutação retificador com derivação central para o lado de menor tensão pode apresentar melhor desempenho devido às menores perdas em condução pelo fato de apresentar um único semicondutor em condução em cada etapa;
- Em muitas topologias de conversores CC-CC bidirecionais isolados há a necessidade de circuitos auxiliares para realizar o grampeamento das tensões nos semicondutores, em virtude da energia armazenada na indutância de dispersão do transformador.

### 3 ESTUDO DO CONVERSOR CC-CC MEIA-PONTE ASSIMÉTRICO ZVS-PWM

Na Figura 10 é apresentada a topologia do conversor meia-ponte assimétrico com comutação suave do tipo ZVS e modulação por largura de pulso, do inglês *Pulse Width Modulation* (PWM).

O comando assimétrico, proposto por (IMBERTSON; MOHAN, 1991), consiste na habilitação dos interruptores durante tempos complementares em um período de chaveamento, com aplicação de tensões desiguais sobre a carga visando manter-se o equilíbrio no transformador. Este comando possibilita manter os intervalos de condução independentemente da razão cíclica, deste modo, com exceção dos pequenos intervalos de tempo destinados às comutações, um interruptor sempre se encontra ativo, garantindo-se desta maneira comutação suave (COLLING, 1994).

Figura 10 – Conversor meia-ponte assimétrico ZVS-PWM.



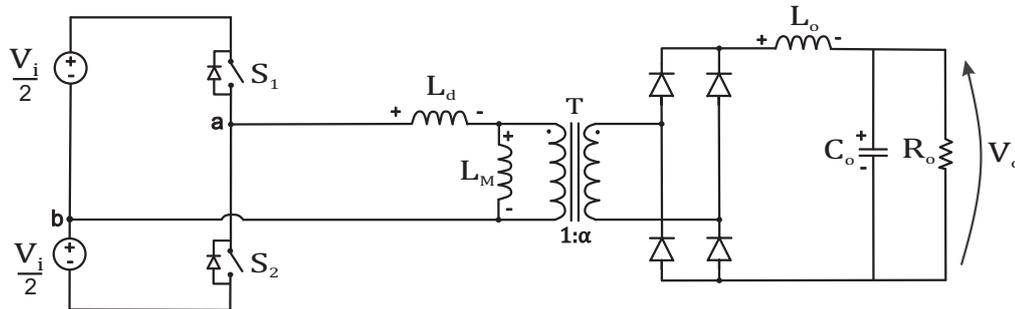
Fonte: Autor com base em (BARBI; POTTKER, 2019)

Devido às bruscas interrupções do fluxo de potência assim como as súbitas entradas em condução, os interruptores do conversor meia-ponte convencional, mostrado na Figura 11, apresentam comutações dissipativas, já que ocorre a simultaneidade de tensão e corrente durante as comutações. Uma vez que as perdas por comutação são proporcionais à frequência, a operação deste conversor em altas frequências de chaveamento torna-se inviável.

O circuito do conversor meia-ponte assimétrico é composto por uma ponte H — formada pelos capacitores de entrada  $C_{e1}$  e  $C_{e2}$ , pelos capacitores ressonantes  $C_{s1}$  e  $C_{s2}$  e pelo interruptores  $S_1$  e  $S_2$  — além da ponte de diodos e do filtro de saída. O transformador é representado pelo transformador ideal, pela indutância de dispersão  $L_d$  e pela indutância magnetizante  $L_M$ .

À medida que decresce a corrente demandada pela carga, a energia disponível na indutância de dispersão do transformador diminui quadraticamente, conforme (1), podendo não ser suficiente para realizar a transição das tensões dos capacitores ressonantes. Desta forma, no intuito de garantir a comutação ZVS dos interruptores em uma faixa de carga mais ampla, por vezes inclui-se um pequeno indutor em série

Figura 11 – Conversor meia-ponte convencional.



Fonte: Autor

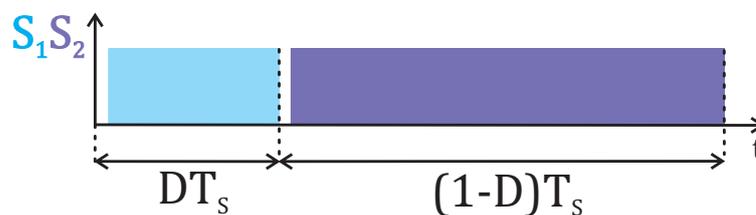
com o transformador, denominado indutor de comutação ( $L_c$ ). Portanto, passa-se a utilizar, no presente trabalho, a denominação indutor ressonante ( $L_r$ ), englobando a associação série da indutância de dispersão do transformador com algum eventual indutor externo.

$$E_{armazenada} = \frac{1}{2}Li^2 \tag{1}$$

Em que  $i$  é a corrente que circula pela indutância.

As tensões nos capacitores de entrada apresentam valores médios diferentes devido ao comando assimétrico. Considerando o conversor operando no modo de condução contínua em regime permanente e com uma razão cíclica genérica  $D$ , conforme Figura 12, se obtém:

Figura 12 – Sinais de comando dos interruptores do conversor meia-ponte assimétrico ZVS-PWM.



Fonte: Autor

$$V_{Ce1} = (1 - D)V_i \tag{2}$$

$$V_{Ce2} = DV_i \tag{3}$$

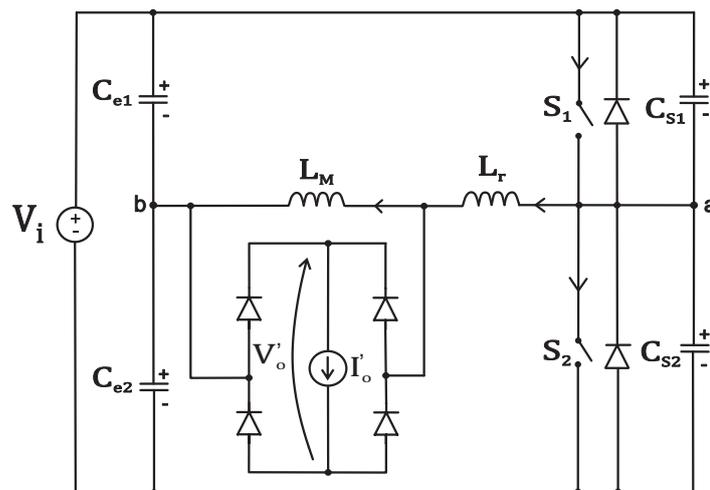
Limita-se a faixa de análise do conversor em  $0 \leq D \leq 0,5$ , uma vez que seu comportamento é o mesmo para  $0,5 \leq D \leq 1$ . À medida em que a razão cíclica se

afasta de 0,5, mais assimétrica se torna a operação: maior a diferença entre as tensões sobre os capacitores de entrada e maior o valor da corrente média na indutância magnetizante.

### 3.1 OPERAÇÃO DO CONVERSOR

Nesta seção será analisada a operação do circuito apresentado na Figura 13. Por simplificação, assume-se que o filtro de saída é substituído por uma fonte de corrente constante ideal  $I'_o$ , cujo valor é igual ao valor médio da corrente de saída refletida ao primário do transformador. Além disso, considera-se que a indutância magnetizante é grande o suficiente para que a ondulação na sua corrente seja desprezada. A tensão induzida no enrolamento primário do transformador é denominada  $V'_o$ . A indutância ressonante  $L_r$  representa a associação série da indutância de dispersão com o indutor de comutação.

Figura 13 – Circuito equivalente do conversor meia-ponte assimétrico ZVS-PWM refletido ao primário do transformador.



Fonte: Autor

A partir da Figura 14, com os circuitos representativos das etapas de operação nos quais se encontram em destaque os elementos que se encontram em condução bem como os caminhos por onde há circulação de corrente, têm-se dez etapas de operação, analisadas a seguir.

#### *Primeira etapa ( $t_0, t_1$ ): Transferência de energia via $S_1$*

Nesta etapa, apresentada na Figura 14(a), o interruptor  $S_1$  está em condução, possibilitando a transferência de energia da fonte de tensão à carga. Através deste interruptor flui a corrente  $(i_{LM} + I'_o)$  e a tensão  $V_{ab}$  é igual a  $V_{C_{e1}}$ , já definida em (2).

Desta etapa, finalizada quando  $S_1$  é bloqueado, as seguintes equações podem ser escritas:

$$i_{L_r}(t_0) = i_{L_r}(t_1) = i_{LM} + I'_o \quad (4)$$

$$V_{C_{s1}}(t_0) = V_{C_{s1}}(t_1) = 0 \quad (5)$$

$$V_{C_{s2}}(t_0) = V_{C_{s2}}(t_1) = V_i \quad (6)$$

$$V_{ab}(t_0) = V_{ab}(t_1) = (1 - D)V_i \quad (7)$$

*Segunda etapa ( $t_1, t_2$ ): Etapa linear do bloqueio de  $S_1$*

O interruptor  $S_1$  é bloqueado em  $t_1$  sob tensão nula. A corrente divide-se igualmente entre os capacitores ressonantes  $C_{s1}$  e  $C_{s2}$ , realizando a carga/descarga destes capacitores de forma linear, como apresentado na Figura 14(b). A tensão  $V_{ab}$  decresce linearmente do seu valor inicial até o instante em que se anula, finalizando esta etapa. Desta etapa de operação as seguintes equações podem ser escritas:

$$i_{L_r}(t_1) = i_{L_r}(t_2) = i_{LM} + I'_o \quad (8)$$

$$V_{C_{s1}}(t_1) = 0; V_{C_{s1}}(t_2) = (1 - D)V_i \quad (9)$$

$$V_{C_{s2}}(t_1) = V_i; V_{C_{s2}}(t_2) = DV_i \quad (10)$$

$$V_{ab}(t_1) = (1 - D)V_i; V_{ab}(t_2) = 0 \quad (11)$$

*Terceira etapa ( $t_2, t_3$ ): Etapa ressonante do bloqueio de  $S_1$*

Quando a tensão em  $C_{s2}$  atinge  $DV_i$  em  $t_2$ , a tensão  $V_{ab}$  anula-se, colocando a ponte retificadora de diodos em curto-circuito, como apresentado na Figura 14(c), absorvendo também  $i_{LM}$ . A corrente através da indutância  $L_r$  entra em ressonância com as tensões sobre os capacitores  $C_{s1}$  e  $C_{s2}$ . Há transferência de energia da indutância ressonante para os capacitores ressonantes, dando continuidade à transição de estado. Em  $t_3$ , a tensão em  $C_{s2}$  é nula e em  $C_{s1}$  é  $V_i$ , finalizando esta etapa. As seguintes equações podem ser escritas:

$$i_{L_r}(t_2) = i_{LM} + I'_o \quad (12)$$

$$V_{C_{s1}}(t_2) = (1 - D)V_i; V_{C_{s1}}(t_3) = V_i \quad (13)$$

$$V_{C_{s2}}(t_2) = DV_i; V_{C_{s2}}(t_3) = 0 \quad (14)$$

$$V_{ab}(t_2) = 0; V_{ab}(t_3) = -DV_i \quad (15)$$

*Quarta etapa ( $t_3, t_4$ ): Devolução de energia à fonte*

Nesta etapa, apresentada na Figura 14(d), quando a tensão no capacitor  $C_{s2}$  atinge zero em  $t_3$ , o diodo intrínseco em antiparalelo com  $S_2$  entra em condução. Ocorre a desmagnetização de  $L_r$ , devolvendo energia à fonte de tensão. Durante esta etapa o interruptor  $S_2$  deve ser comandado a conduzir. Quando a corrente em  $L_r$  atinge zero, esta etapa é finalizada. Desta etapa de operação as seguintes equações podem ser escritas:

$$i_{L_r}(t_4) = 0 \quad (16)$$

$$V_{C_{s1}}(t_3) = V_{C_{s1}}(t_4) = V_i \quad (17)$$

$$V_{C_{s2}}(t_3) = V_{C_{s2}}(t_4) = 0 \quad (18)$$

$$V_{ab}(t_3) = V_{ab}(t_4) = -DV_i \quad (19)$$

*Quinta etapa ( $t_4, t_5$ ): Magnetização da indutância ressonante*

Quando a corrente em  $L_r$  atinge zero em  $t_4$ , o interruptor  $S_2$  entra em condução, como apresentado na Figura 14(e). A corrente em  $L_r$ , então, decresce linearmente até atingir  $(i_{LM} - I'_o)$ , finalizando esta etapa. Desta etapa, as seguintes equações podem ser escritas:

$$i_{L_r}(t_4) = 0; i_{L_r}(t_5) = i_{LM} - I'_o \quad (20)$$

$$V_{C_{s1}}(t_4) = V_{C_{s1}}(t_5) = V_i \quad (21)$$

$$V_{C_{s2}}(t_4) = V_{C_{s2}}(t_5) = 0 \quad (22)$$

$$V_{ab}(t_4) = V_{ab}(t_5) = -DV_i \quad (23)$$

*Sexta etapa ( $t_5, t_6$ ): Transferência de energia via  $S_2$* 

Em  $t_5$ , quando a corrente em  $L_r$  atinge  $(i_{LM} - I'_o)$ , o interruptor  $S_2$  está conduzindo, possibilitando a transferência de energia da fonte de tensão para a carga, como apresentado na Figura 14(f). A ordem de bloqueio de  $S_2$  determina o fim desta etapa. As seguintes equações podem ser escritas:

$$i_{L_r}(t_5) = i_{L_r}(t_6) = i_{LM} - I'_o \quad (24)$$

$$V_{C_{s1}}(t_5) = V_{C_{s1}}(t_6) = V_i \quad (25)$$

$$V_{C_{s2}}(t_5) = V_{C_{s2}}(t_6) = 0 \quad (26)$$

$$V_{ab}(t_5) = V_{ab}(t_6) = -DV_i \quad (27)$$

*Sétima etapa ( $t_6, t_7$ ): Etapa linear do bloqueio de  $S_2$* 

Em  $t_6$ , o interruptor  $S_2$  é bloqueado sob tensão nula, como apresentado na Figura 14(g). As tensões em  $C_{s1}$  e  $C_{s2}$  variam linearmente até o instante  $t_7$ , quando a tensão em  $C_{s1}$  atinge  $(1 - D)V_i$ , fazendo com que a tensão  $V_{ab}$  se anule. Desta etapa, as seguintes equações podem ser escritas:

$$i_{L_r}(t_6) = i_{L_r}(t_7) = i_{LM} - I'_o \quad (28)$$

$$V_{C_{s1}}(t_6) = V_i; V_{C_{s1}}(t_7) = (1 - D)V_i \quad (29)$$

$$V_{C_{s2}}(t_6) = 0; V_{C_{s2}}(t_7) = DV_i \quad (30)$$

$$V_{ab}(t_6) = -DV_i; V_{ab}(t_7) = 0 \quad (31)$$

*Oitava etapa ( $t_7, t_8$ ): Etapa ressonante do bloqueio de  $S_2$* 

Nesta etapa, apresentada na Figura 14(h), no instante  $t_7$  quando a tensão  $V_{ab}$  se anula, a ponte retificadora é curto-circuitada, absorvendo também a corrente  $i_{LM}$ . A corrente através da indutância  $L_r$  entra em ressonância com as tensões sobre os capacitores  $C_{s1}$  e  $C_{s2}$ . Há transferência de energia da indutância ressonante para

os capacitores ressonantes, dando continuidade à transição de estado. Em  $t_8$ , a tensão em  $C_{s1}$  é nula, finalizando esta etapa. Desta etapa de operação, as seguintes equações podem ser escritas:

$$i_{L_r}(t_7) = i_{LM} - I'_o \quad (32)$$

$$V_{C_{s1}}(t_7) = (1 - D)V_i; V_{C_{s1}}(t_8) = 0 \quad (33)$$

$$V_{C_{s2}}(t_7) = DV_i; V_{C_{s2}}(t_8) = V_i \quad (34)$$

$$V_{ab}(t_7) = 0; V_{ab}(t_8) = (1 - D)V_i \quad (35)$$

*Nona etapa ( $t_8, t_9$ ): Devolução de energia à fonte*

No instante  $t_8$ , quando a tensão em  $C_{s1}$  é nula, o diodo intrínseco em antiparalelo com  $S_1$  entra em condução, como apresentado na Figura 14(i). Ocorre então, a devolução de energia de  $L_r$  à fonte de tensão. Durante esta etapa o interruptor  $S_1$  deve ser comandado a conduzir. Esta etapa é finalizada quando a corrente em  $L_r$  atinge zero e as seguintes equações podem ser escritas:

$$i_{L_r}(t_9) = 0 \quad (36)$$

$$V_{C_{s1}}(t_8) = V_{C_{s1}}(t_9) = 0 \quad (37)$$

$$V_{C_{s2}}(t_8) = V_{C_{s2}}(t_9) = V_i \quad (38)$$

$$V_{ab}(t_8) = V_{ab}(t_9) = (1 - D)V_i \quad (39)$$

*Décima etapa ( $t_9, t_{10}$ ): Magnetização da indutância ressonante*

A décima etapa, apresentada na Figura 14(j), inicia em  $t_9$  quando a corrente em  $L_r$  atinge zero. O interruptor  $S_1$  entra em condução e a corrente em  $L_r$  cresce linearmente até atingir  $(i_{LM} + I'_o)$ , finalizando esta etapa. Desta etapa de operação, as seguintes equações podem ser escritas:

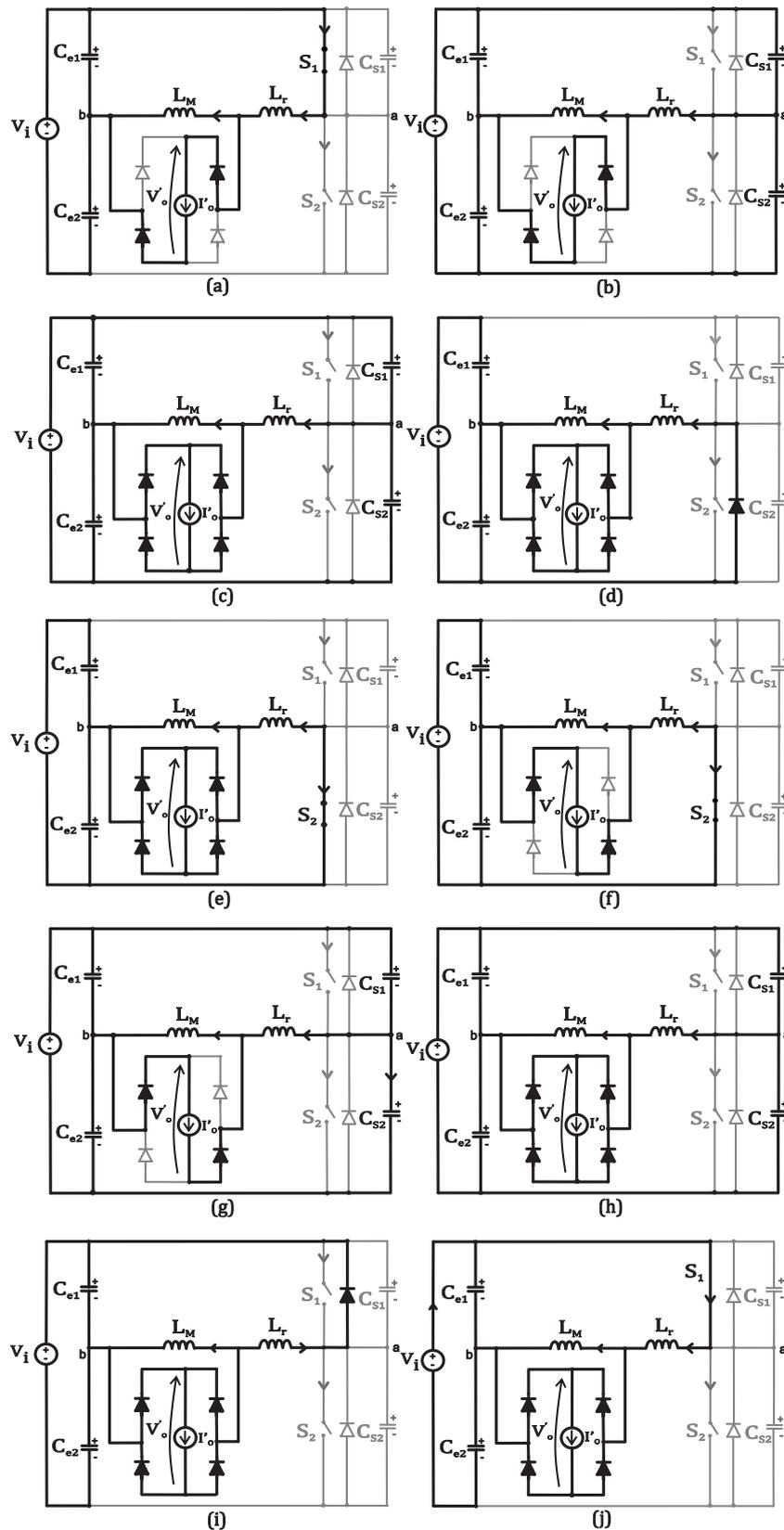
$$i_{L_r}(t_9) = 0; i_{L_r}(t_{10}) = i_{LM} + I'_o \quad (40)$$

$$V_{C_{s1}}(t_{10}) = V_{C_{s1}}(t_9) = 0 \quad (41)$$

$$V_{C_{s2}}(t_{10}) = V_{C_{s2}}(t_0) = V_i \quad (42)$$

$$V_{ab}(t_{10}) = V_{ab}(t_0) = (1 - D)V_i \quad (43)$$

Figura 14 – Circuitos representativos das etapas de operação do conversor meia-ponte assimétrico ZVS-PWM.



Fonte: Autor

### 3.2 PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA

Na Figura 15 são apresentadas as principais formas de onda relativas à operação do conversor meia-ponte assimétrico ZVS PWM durante um período de chaveamento.

Observa-se que a tensão de bloqueio sob os interruptores ( $V_{S1}$  e  $V_{S2}$ ) é limitada à tensão de alimentação. A tensão  $V_{ab}$  é constituída por uma tensão alta durante um intervalo de tempo curto e uma tensão baixa durante um intervalo de tempo longo, resultando em uma tensão média nula.

As correntes médias através dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  são idênticas, entretanto, o primeiro apresenta esforços de corrente maiores, sendo que sua corrente, concentrada em um tempo menor, apresenta valor eficaz maior. Com os diodos intrínsecos em antiparalelo a situação se inverte, cabendo ao diodo em paralelo com  $S_2$  conduzir uma corrente sensivelmente maior. Estas correntes, porém, jamais ultrapassam o nível da corrente através do interruptor complementar e são de curta duração.

### 3.3 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA

Desprezando-se as etapas de transição de estado dos capacitores ressonantes, observa-se a Figura 16. Durante os intervalos  $\Delta t_a$  e  $\Delta t_b$ , a corrente na indutância ressonante varia linearmente. A tensão de saída, então, é nula e não há transferência de potência para a carga, devido ao curto-circuito da ponte retificadora. Como consequência, há uma redução no tempo efetivo de aplicação de tensão no filtro de saída. Como a tensão aplicada em  $L_r$  é assimétrica, as derivadas de corrente neste componente são desiguais nos dois intervalos de tempo.

Durante o intervalo  $\Delta t_a$ , aplica-se em  $L_r$  a tensão apresentada em (44), sendo a duração deste intervalo de tempo definida por (45).

$$V_{Lr} = (1 - D)V_i \quad (44)$$

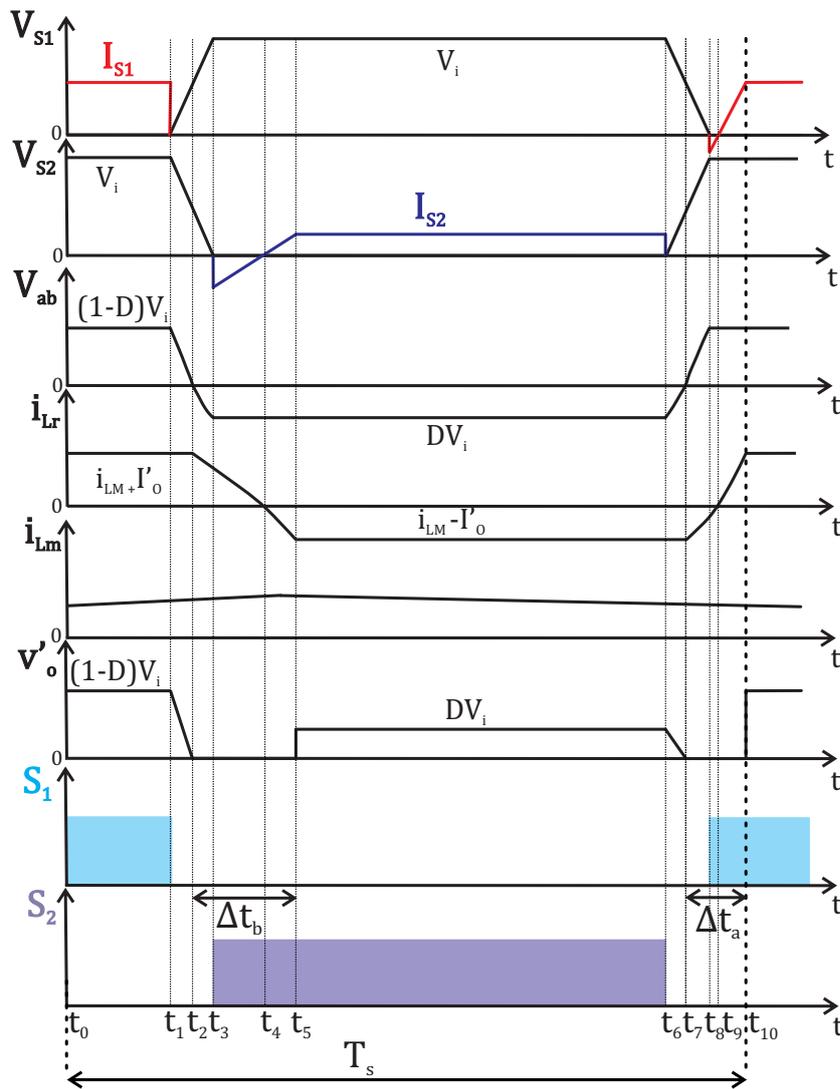
$$\Delta t_a = \frac{L_r 2I'_o}{(1 - D)V_i} \quad (45)$$

Da mesma forma, a tensão aplicada em  $L_r$  no intervalo  $\Delta t_b$  e a duração de tempo do mesmo são definidas em (46) e (47), respectivamente.

$$V_{Lr} = DV_i \quad (46)$$

$$\Delta t_b = \frac{L_r 2I'_o}{DV_i} \quad (47)$$

Figura 15 – Principais formas de onda relativas à operação do conversor meia-ponte assimétrico ZVS-PWM durante um período de chaveamento.



Fonte: Autor

O valor médio da tensão de saída refletida ao enrolamento primário do transformado é determinado por (48).

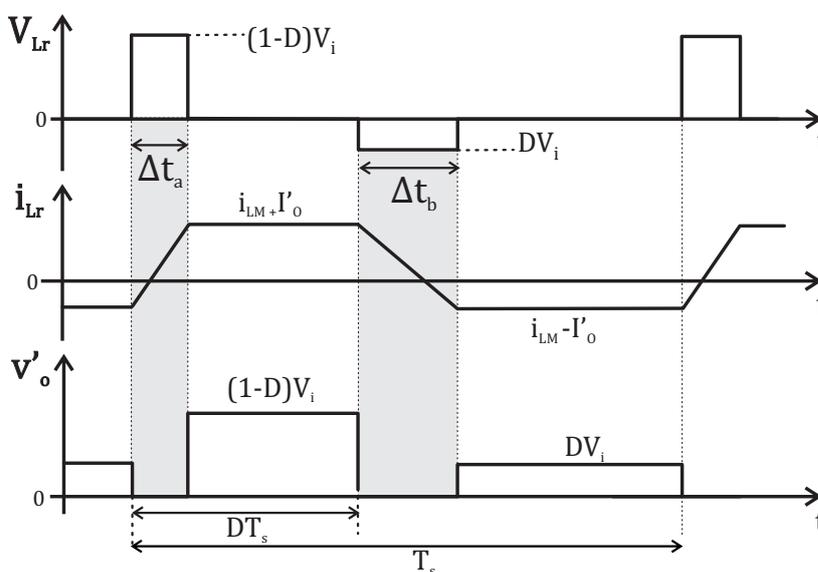
$$V'_o = \frac{1}{T_s} \left[ \int_{\Delta t_a}^{DT_s} (1-D)V_i dt + \int_{DT_s+\Delta t_b}^{T_s} DV_i dt \right] \quad (48)$$

$$V'_o = \frac{1}{T_s} \{ (1-D)V_i(DT_s - \Delta t_a) + DV_i[(1-D)T_s - \Delta t_b] \} \quad (49)$$

Substituindo (45) e (47) em (49), têm-se (50).

$$V'_o = \frac{1}{T_s} V_i \left[ 2D(1-D)T_s - \frac{4L_r I'_o}{V_i} \right] \quad (50)$$

Figura 16 – Tensão e corrente na indutância ressonante e tensão de saída refletida ao primário durante um período de chaveamento.



Fonte: Autor

Através de manipulações algébricas, a partir de (50) é obtido o ganho estático do conversor meia-ponte assimétrico ZVS-PWM, conforme (51).

$$q = \frac{V'_o}{V_i} = 2D(1 - D) - \frac{4L_r I'_o f_s}{V_i} \quad (51)$$

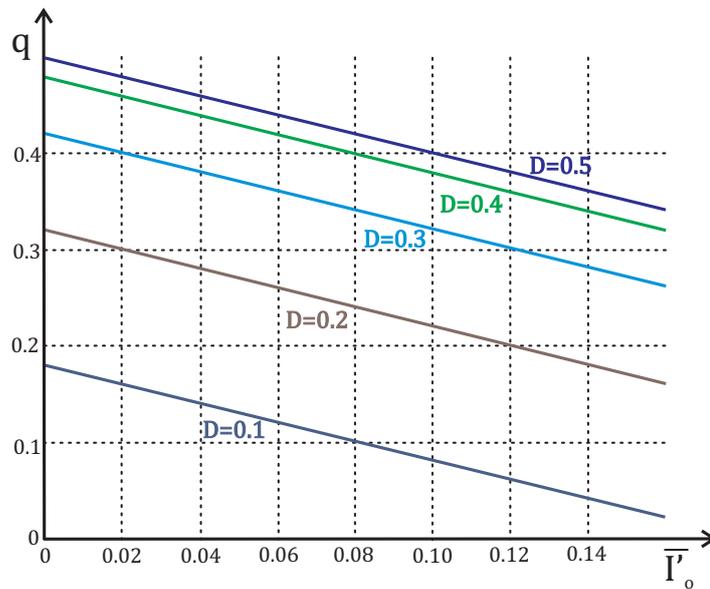
O ganho estático do conversor é dependente de duas parcelas. Uma parcela em função da razão cíclica e outra parcela em função da indutância ressonante e da corrente de saída refletida ao primário do transformador, que reduz o ganho estático.

A característica de saída do conversor, dada em função da corrente de saída refletida ao primário parametrizada — conforme (52) — para diferentes valores de razão cíclica é apresentada na Figura 17.

$$\overline{I'_o} = \frac{4L_r I'_o f_s}{V_i} \quad (52)$$

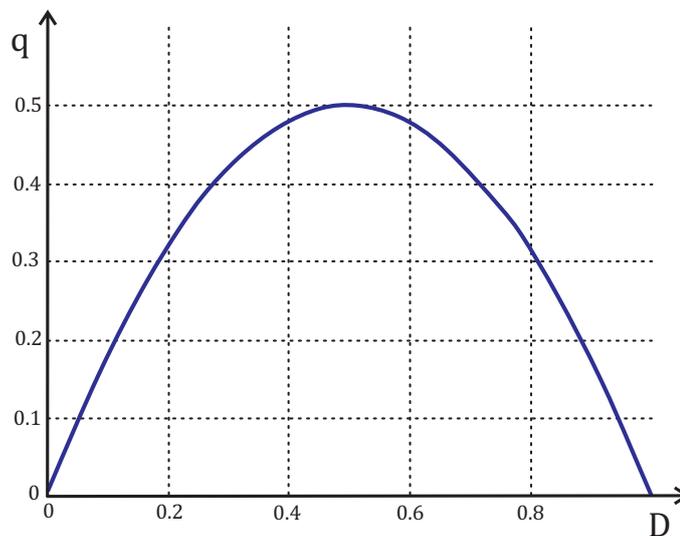
A característica de transferência de tensão do conversor considerando a situação ideal ( $L_r = 0$ ) é apresentado na Figura 18. Observa-se que existem dois valores de razão cíclica para um determinado ganho estático, por isso se limita a operação do conversor em  $0 \leq D \leq 0,5$ . Observa-se também que o aumento do valor da corrente de saída parametrizada reduz o ganho estático "q", sendo a corrente parametrizada proporcional ao valor da indutância ressonante e da frequência de chaveamento e, inversamente proporcional ao valor da tensão de entrada.

Figura 17 – Característica de saída do conversor meia-ponte ZVS-PWM.



Fonte: Autor

Figura 18 – Característica de transferência de tensão do conversor meia-ponte ZVS-PWM para  $L_r = 0$ .

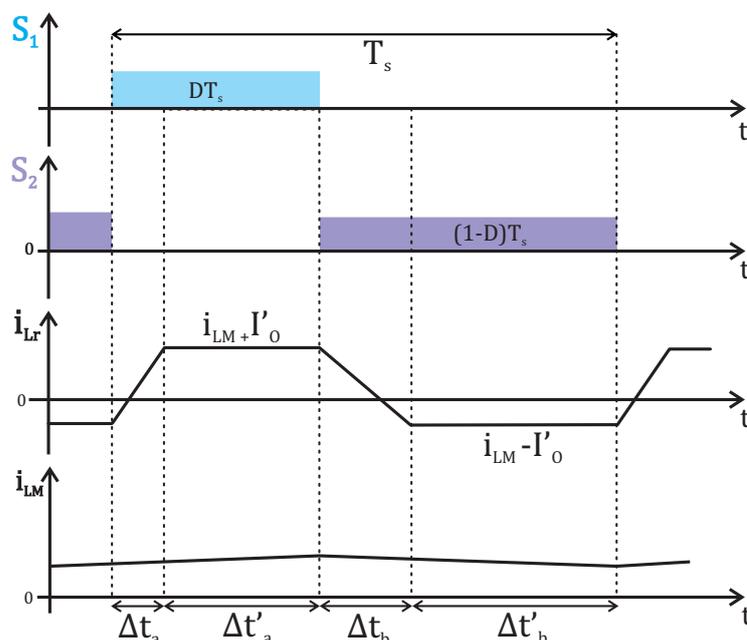


Fonte: Autor

### 3.4 CORRENTE MÉDIA NA INDUTÂNCIA MAGNETIZANTE

Devido à operação assimétrica do conversor, a corrente média na indutância magnetizante não é nula e o transformador opera com polarização do fluxo magnético. Através da Figura 19, determina-se o valor da corrente média na indutância magnetizante. Sendo os intervalos de tempo  $\Delta t_a$  e  $\Delta t_b$  já definidos em (45) e (47), definem-se  $\Delta t'_a$  e  $\Delta t'_b$ , conforme (53) e (54), respectivamente.

Figura 19 – Formas de onda para análise da corrente magnetizante.



Fonte: Autor

$$\Delta t'_a = DT_s - \Delta t_a \quad (53)$$

$$\Delta t'_b = (1 - D)T_s - \Delta t_b \quad (54)$$

Sendo a corrente média através de  $L_M$  igual a corrente média em  $L_r$ , definida em (55), e substituindo-se (53) e (54) em (55), obtêm-se (56).

$$I_{Lr} = I'_o \frac{\Delta t'_b - \Delta t'_a}{T_s} \quad (55)$$

$$I_{LM} = I'_o(1 - 2D) \left[ 1 - \frac{2L_r I'_o f_s}{D(1 - D)V_i} \right] \quad (56)$$

Observa-se que, através de (56), quanto mais assimétrica for a operação do conversor, maior é o valor médio da corrente na indutância magnetizante.

### 3.5 ESFORÇOS DE CORRENTE NOS INTERRUPTORES

O valor médio da corrente através dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  é igual por uma imposição do circuito. Desta forma, escreve-se (57).

$$I_{S1}D = I_{S2}(1 - D) \quad (57)$$

Com isso, são definidas as equações (58) e (59).

$$I_{S1} = I'_o + I_{LM} = 2(1 - D)I'_o \quad (58)$$

$$I_{S2} = I'_o - I_{LM} = 2DI'_o \quad (59)$$

As correntes médias em  $S_1$  e  $S_2$  são definidas por (60).

$$I_{S1,avg} = I_{S2,avg} = 2D(1 - D)I'_o \quad (60)$$

As correntes eficazes em  $S_1$  e  $S_2$  são definidas por (61) e (62), respectivamente.

$$I_{S1,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} I_{S1}^2 dt} = 2I'_o(1 - D)\sqrt{D} \quad (61)$$

$$I_{S2,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D)T_s} I_{S2}^2 dt} = 2I'_oD\sqrt{(1 - D)} \quad (62)$$

Definindo-se as correntes eficazes parametrizadas em  $S_1$  e  $S_2$  como (63) e (64) respectivamente, através da Figura 20 percebe-se que a corrente eficaz máxima em  $S_1$  ocorre quando  $D = 0,333$  e para  $S_2$  ocorre quando  $D = 0,667$ . Como a operação do conversor é limitada em  $0 \leq D \leq 0,5$  a corrente eficaz através de  $S_1$  sempre será maior que a corrente eficaz através de  $S_2$ .

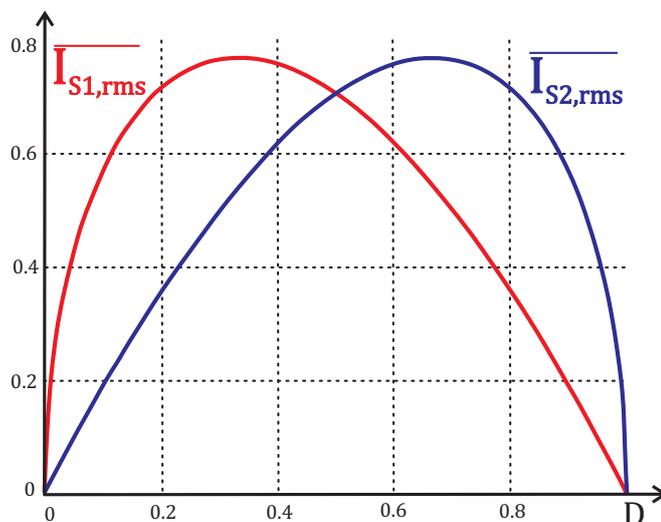
$$\overline{I_{S1,rms}} = 2(1 - D)\sqrt{D} \quad (63)$$

$$\overline{I_{S2,rms}} = 2D\sqrt{(1 - D)} \quad (64)$$

### 3.6 ANÁLISE DAS COMUTAÇÕES

A cada intervalo de chaveamento ocorrem duas comutações dos interruptores, cada qual se processando em três etapas (linear, ressonante e devolução de energia). Devido à assimetria da operação, com diferentes tensões e correntes presentes no circuito, as condições sob as quais ocorrem as duas comutações são distintas.

No bloqueio de  $S_1$ , a corrente ( $i_{LM} + I'_o$ ) circula através de  $L_r$  e a energia contida em  $C_{S2}$  é descarregada, reduzindo-se a tensão  $DV_i$  à zero. No bloqueio de  $S_2$ , por outro lado, circula através de  $L_r$  a corrente ( $i_{LM} - I'_o$ ) e a energia contida em  $C_{S1}$  é descarregada, reduzindo-se a tensão  $(1 - D)V_i$  à zero. As condições para realização desta comutação são mais adversas daquela devido à soma destes dois fatores: um menor valor de corrente disponível deve efetuar uma maior variação de tensão.

Figura 20 – Correntes eficazes parametrizadas em  $S_1$  e  $S_2$  em função da razão cíclica.

Fonte: Autor

### 3.6.1 Comutação de $S_1$

Esta comutação inicia no instante em que  $S_1$  é bloqueado e  $S_2$  ainda não é comandado a conduzir. Há um intervalo de tempo linear seguido de um ressonante, como apresentado na Figura 21.

No intervalo de tempo linear, os capacitores ressonantes em paralelo com os interruptores são carregados/descarregados de forma linear até o momento em que a tensão em  $C_{s1}$  atinge  $(1 - D)V_i$  e a tensão em  $C_{s2}$  atinge  $DV_i$ , levando a tensão  $V_{ab}$  à zero. Neste instante, a ponte retificadora é curto-circuitada e as tensões nos capacitores ressonantes evoluem — agora de forma ressonante — até  $C_{s2}$  se descarregar totalmente.

*Intervalo de tempo linear ( $\Delta t_{1a}$ ):*

O valor máximo da corrente na indutância magnetizante é dado por (65), sendo a ondulação da corrente neste componente definida conforme (66).

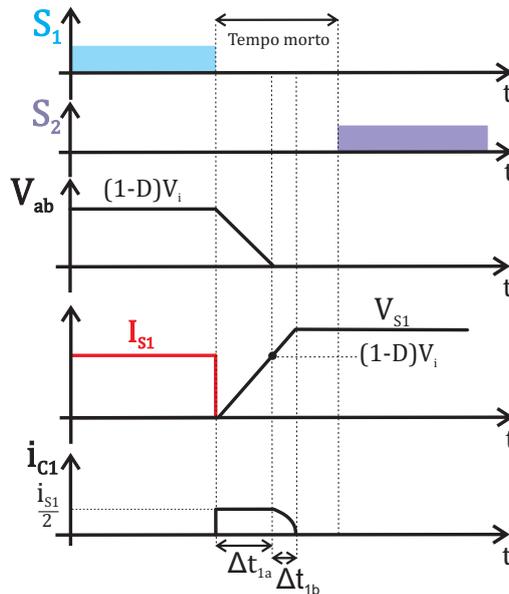
$$I_{Mp} = I_{LM} + \frac{\Delta i_{LM}}{2} \quad (65)$$

$$\Delta i_{LM} = \frac{V_i}{2L_M f_s} D(1 - D) \quad (66)$$

De posse das equações (65), (66) e (56), calcula-se o valor da corrente no interruptor  $S_1$  no instante de sua comutação, conforme (67).

$$I_{S1c} = I'_o + I_{Mp} = I'_o + I_{LM} + \frac{\Delta i_{LM}}{2} \quad (67)$$

Figura 21 – Principais formas de onda para comutação de  $S_1$ .



Fonte: Autor com base em (BARBI; POTTKER, 2019)

Durante  $\Delta t_{1a}$ , a tensão  $V_{S1}$  evolui até  $(1 - D)V_i$ , fazendo  $V_{ab} = 0$ . A duração deste intervalo de tempo é definida conforme (68).

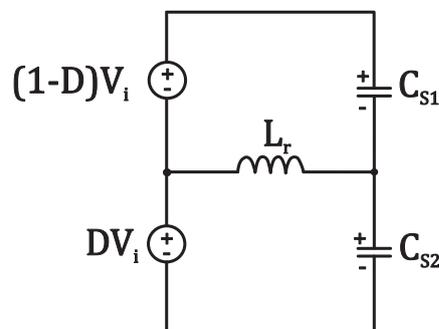
$$\Delta t_{1a} = \frac{2C_p(1 - D)V_i}{I_{S1c}} \quad (68)$$

Adota-se  $C_p = C_{S1} = C_{S2}$ .

*Intervalo de tempo ressonante ( $\Delta t_{1b}$ ):*

O circuito equivalente para este intervalo de tempo é apresentado na Figura 22.

Figura 22 – Circuito equivalente para o intervalo de tempo ressonante durante as comutações de  $S_1$  e  $S_2$ .



Fonte: Autor com base em (BARBI; POTTKER, 2019)

Têm-se as seguintes condições iniciais:

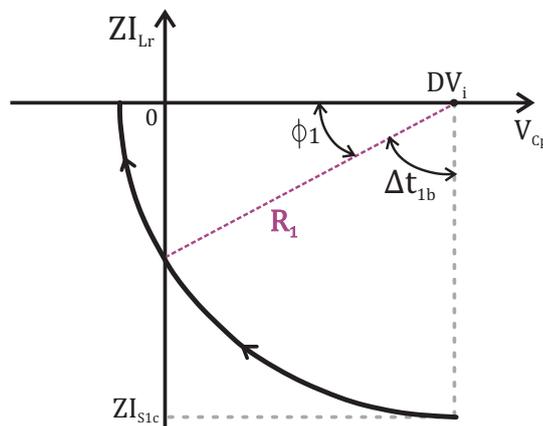
$$i_{Lr}(0) = I_{S1c} \quad (69)$$

$$V_{Cs1}(0) = (1 - D)V_i \quad (70)$$

$$V_{Cs2}(0) = DV_i \quad (71)$$

A trajetória do plano de estado é apresentada na Figura 23. O raio do semicírculo, a impedância característica e a frequência angular de ressonância são definidas conforme (72), (73) e (74), respectivamente (BARBI; POTTKER, 2019).

Figura 23 – Plano de estado para o intervalo de tempo ressonante da comutação de  $S_1$ .



Fonte: Autor com base em (BARBI; POTTKER, 2019)

$$R_1 = Z I_{S1c} \quad (72)$$

$$Z = \sqrt{\frac{L_r}{2C_p}} \quad (73)$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{2C_p L_r}} \quad (74)$$

Substituindo (67) em (72), têm-se (75).

$$R_1 = Z \left( I'_o + I_{LM} + \frac{\Delta i_{LM}}{2} \right) \quad (75)$$

Através da Figura 23, pode-se afirmar que:

$$\omega \Delta t_{1b} + \phi_1 = \frac{\pi}{2} \quad (76)$$

Sendo,

$$\phi_1 = \cos^{-1} \left( \frac{DV_i}{R_1} \right) \quad (77)$$

Desta forma, a duração do intervalo ressonante na comutação de  $S_1$  é definida conforme (78).

$$\Delta t_{1b} = \frac{1}{\omega} \left\{ \frac{\pi}{2} - \cos^{-1} \left( \frac{DV_i}{Z \left( I'_o + I_{LM} + \frac{\Delta i_{LM}}{2} \right)} \right) \right\} \quad (78)$$

Através da Figura 23 pode-se definir a condição expressa em (79), que garante a comutação suave no interruptor  $S_1$ .

$$R_1 > DV_i \quad (79)$$

Deste modo, substituindo (75) em (79) e isolando  $L_r$ , pode-se obter a restrição para o menor valor de  $L_r$  que garante comutação suave neste interruptor, sendo esta expressa em (80).

$$L_r > \frac{2C_p(DV_i)^2}{\left( I'_o + I_{LM} + \frac{\Delta i_{LM}}{2} \right)^2} \quad (80)$$

Por fim, o tempo de duração da comutação de  $S_1$  é definido em (81) e o tempo morto necessário para comutação suave deste interruptor é definido conforme (82).

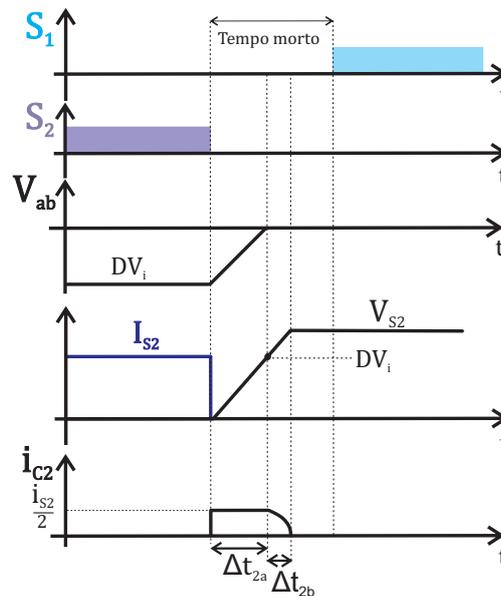
$$\Delta t_1 = \Delta t_{1a} + \Delta t_{1b} \quad (81)$$

$$t_{d1} \geq \Delta t_1 \quad (82)$$

### 3.6.2 Comutação de $S_2$

Esta comutação inicia no instante em que  $S_2$  é bloqueado e  $S_1$  não é comandado a conduzir. Da mesma forma que na comutação de  $S_1$ , há um intervalo de tempo linear e um ressonante, como apresentado na Figura 24.

No intervalo de tempo linear, os capacitores ressonantes em paralelo com os interruptores são descarregados/carregados de forma linear, até o momento em que a tensão em  $C_{s1}$  atinge  $(1 - D)V_i$  e a tensão em  $C_{s2}$  atinge  $DV_i$ , levando a tensão  $V_{ab}$  à zero. Neste instante, a ponte retificadora é curto circuitada e o intervalo ressonante inicia. Neste intervalo, a corrente na indutância magnetizante é subtraída da corrente de saída, de modo que esta comutação tenha um tempo de duração maior quando comparada à comutação de  $S_1$ .

Figura 24 – Principais formas de onda para comutação de  $S_2$ .


Fonte: Autor com base em (BARBI; POTTKER, 2019)

*Intervalo de tempo linear ( $\Delta t_{2a}$ ):*

O equacionamento é semelhante ao já realizado para o interruptor  $S_1$ , sendo definidas nas equações (83) e (84) as correntes de pico na indutância magnetizante e a corrente no interruptor  $S_2$  no instante da comutação, respectivamente.

$$I_{Mp} = I_{LM} - \frac{\Delta i_{LM}}{2} \quad (83)$$

$$I_{S2c} = I'_o - I_{Mp} = I'_o - I_{LM} + \frac{\Delta i_{LM}}{2} \quad (84)$$

Durante  $\Delta t_{2a}$ , a tensão  $V_{S2}$  evolui até  $DV_i$ , fazendo  $V_{ab} = 0$ . A duração deste intervalo de tempo é definida conforme (85).

$$\Delta t_{2a} = \frac{2C_p DV_i}{I_{S2c}} \quad (85)$$

*Intervalo de tempo ressonante ( $\Delta t_{2b}$ ):*

De posse do circuito equivalente para este intervalo, já apresentado na Figura 22, têm-se as seguintes condições iniciais:

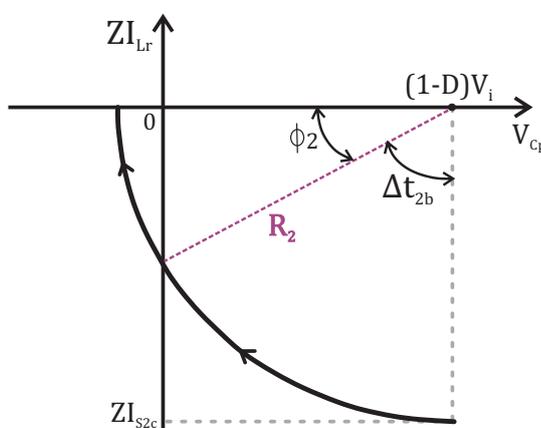
$$i_{Lr}(0) = I_{S2c} \quad (86)$$

$$V_{Cs1}(0) = (1 - D)V_i \quad (87)$$

$$V_{Cs2}(0) = DV_i \tag{88}$$

A trajetória do plano de estado é apresentado na Figura 25. Como já mencionado, as condições para realização da comutação de  $S_2$  quando comparada à comutação de  $S_1$  são mais adversas devido à menor corrente disponível para efetuar uma maior transição de tensão, caracterizando esta comutação como "comutação crítica". Através do plano de estado pode-se definir a condição expressa em (89), que garante a comutação suave neste interruptor.

Figura 25 – Plano de estado para o intervalo de tempo ressonante da comutação de  $S_2$ .



Fonte: Autor com base em (BARBI; POTTKER, 2019)

$$R_2 \geq (1 - D)V_i \tag{89}$$

Sendo  $R_2$  definido por (90), com a substituição de (84) em (90) e algumas manipulações algébricas, obtém-se (91), que define a corrente mínima de saída refletida ao primário do transformador que garante a comutação suave de  $S_2$ , permitindo o conhecimento da faixa de carga e a razão cíclica mínima em que o conversor opera com comutação suave.

Para ampliar a faixa de carga atendida com comutação suave, pode-se recorrer ao aumento do indutor  $L_r$ , conforme já visto. Este procedimento acarreta, entretanto, uma redução no ganho estático do conversor.

$$R_2 = ZI_{S2c} \tag{90}$$

$$I'_{o,min} = \frac{(1 - D)V_i}{Z} + \left( I_{LM} - \frac{\Delta i_{LM}}{2} \right) \tag{91}$$

Por fim, a duração do intervalo de tempo ressonante na comutação de  $S_2$  é definida conforme (92).

$$\Delta t_{2b} = \frac{1}{\omega} \left\{ \frac{\pi}{2} - \cos^{-1} \left( \frac{(1-D)V_i}{Z \left( l'_o - l_{LM} + \frac{\Delta i_{LM}}{2} \right)} \right) \right\} \quad (92)$$

O tempo de duração da comutação de  $S_2$  é definido em (93) e o tempo morto necessário para comutação suave deste interruptor é definido conforme (94).

$$\Delta t_2 = \Delta t_{2a} + \Delta t_{2b} \quad (93)$$

$$t_{d2} \geq \Delta t_2 \quad (94)$$

### 3.7 CONSIDERAÇÕES DE PROJETO

#### 3.7.1 Indutância ressonante e capacitores de entrada

De posse dos parâmetros como tensão de entrada, tensão de saída, potência a ser processada ( $P_{nom}$ ), frequência de comutação ( $f_s$ ), bem como razão cíclica de operação, o projetista deve escolher a relação de espiras do transformador. Para a escolha desta, deve-se levar em consideração as discussões à respeito da energia fixa na indutância magnetizante, onde em (COLLING, 1994) conclui-se que é relevante o conversor operar com ganhos estáticos elevados, próximos de 0,5, no intuito de reduzir esta energia e conseqüentemente as perdas em condução dos interruptores. Isto implica em trabalhar-se com relações de transformação elevadas.

Através de (51), considerando como perda de razão cíclica a equação expressa em (95), define-se as equações para o cálculo do indutor ressonante e da razão cíclica nominal, em (96) e (97), respectivamente. Em (96), a perda máxima de razão cíclica desejada define o valor máximo da indutância ressonante. Por outro lado, para garantir comutação ZVS, tem-se a condição que define o menor valor necessário para  $L_r$ , apresentada em (80). Com estas duas restrições, tem-se uma faixa de valores possíveis para a indutância ressonante, que conforme já mencionado, resulta da associação série da indutância de dispersão do transformador com algum eventual indutor externo.

$$\Delta D = \frac{4L_r l'_o f_s}{V_i} \quad (95)$$

$$L_r = \Delta D \frac{V_i}{4l'_o f_s} \quad (96)$$

$$D = \frac{1}{2} - \sqrt{\frac{V_i - 8l'_o L_r f_s - 2V'_o}{4V_i}} \quad (97)$$

O sistema carga-indutância magnetizante recebe mais energia durante a primeira etapa de transferência de potência que durante a segunda etapa. Esta diferença de energia se reflete em diferentes valores de corrente absorvida pelo sistema fonte-capacitores de entrada. Variando-se a relação entre  $C_{e1}$  e  $C_{e2}$ , estes capacitores absorvem em maior ou menor grau a assimetria da corrente, havendo então uma relação que faz com que a fonte forneça correntes médias iguais durante as duas etapas (COLLING, 1994). Uma vez que a fonte de tensão  $V_i$  se mantenha constante, a relação entre as tensões nestes componentes ( $V_{Ce1} + V_{Ce2}$ ) também é invariável. Para que isto ocorra, têm-se (98).

$$i_{Ce1} = -i_{Ce2} \frac{C_{e1}}{C_{e2}} \quad (98)$$

Sendo  $I_{in}$  a corrente de entrada do conversor, para o intervalo de tempo  $DT_s$  pode-se escrever as seguintes equações:

$$i_{S1} = 2(1-D)I'_o = -i_{Ce1} + i_{Ce2} \quad (99)$$

$$I_{in}(D) = i_{Ce2} = 2 \left( \frac{C_{e2}}{C_{e1} + C_{e2}} \right) (1-D)I'_o \quad (100)$$

Da mesma forma, para o intervalo de tempo  $(1-D)T_s$ , escrevem-se as seguintes equações:

$$i_{S2} = 2DI'_o = i_{Ce1} - i_{Ce2} \quad (101)$$

$$I_{in}(1-D) = i_{Ce1} = 2 \left( \frac{C_{e1}}{C_{e1} + C_{e2}} \right) DI'_o \quad (102)$$

Igualando-se (100) e (102), encontra-se a seguinte relação:

$$\frac{C_{e1}}{C_{e2}} = \frac{1-D}{D} \quad (103)$$

Pela qual nota-se que:

- Para  $D=0,5$  implica-se que  $C_{e1} = C_{e2}$
- Para  $D<0,5$  implica-se que  $C_{e1} > C_{e2}$
- Para  $D>0,5$  implica-se que  $C_{e1} < C_{e2}$

A partir de 103, têm-se:

$$I_{in}(D) = I_{in}(1-D) = 2D(1-D)I'_o \quad (104)$$

Para cada valor de razão cíclica há uma relação entre os capacitores de entrada que possibilita uma distribuição equilibrada da corrente fornecida por  $V_i$ . Assim, considerando-se uma capacitância equivalente de entrada, definida por (105), calcula-se os capacitores  $C_{e1}$  e  $C_{e2}$  conforme (106) e (107), respectivamente.

$$C_{eq} = \frac{P_{nom}}{f_s \Delta V_{Ceq} V_i} \quad (105)$$

$$C_{e1} = (1 - D)C_{eq} \quad (106)$$

$$C_{e2} = DC_{eq} \quad (107)$$

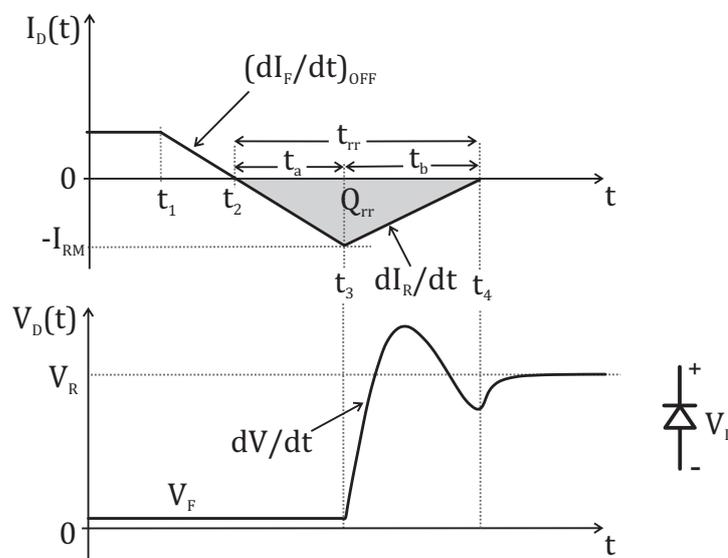
### 3.7.2 Sobretensões nos diodos da ponte retificadora

Durante o bloqueio de um diodo retificador, configura-se um circuito Resistor-Indutor-Capacitor (RLC) alimentado por uma fonte de tensão contínua. A variável  $R$  representa a resistência do enrolamento secundário do transformador, a variável  $L$  representa a indutância de dispersão do transformador referida ao enrolamento secundário, a variável  $C$  representa a capacitância intrínseca do diodo retificador e a fonte de tensão contínua é representada pela tensão no enrolamento secundário do transformador. Como a resistência do enrolamento secundário do transformador é muito pequena, a característica deste circuito é muito próxima de um circuito LC ressonante.

Como consequência da interação entre a indutância de dispersão do transformador e a capacitância intrínseca do diodo, oscilações em alta frequência e sobretensões estão presentes na forma de onda da tensão sobre o diodo retificador quando este efetivamente bloquear. Com isso, podem ser geradas interferências eletromagnéticas e as sobretensões geralmente são destrutivas ao componente (FONT, 2003). Na Figura 26 são apresentadas as formas de onda da tensão e da corrente em um diodo durante o bloqueio.

Em  $t = t_1$ , o diodo bloqueia e a corrente decresce com uma inclinação  $\frac{dI_F}{dt}$  imposta pelo circuito. Enquanto isso, a tensão do diodo permanece igual a  $V_F$  (negligenciando o efeito de indutâncias parasitas). Quando a corrente atinge zero, as cargas armazenadas durante a condução começam a se recombinar e a tensão do diodo ainda é igual a  $V_F$  durante o tempo  $t_a$  até que a corrente atinja um valor negativo, denominado  $I_{RM}$  (corrente reversa máxima). Neste instante, a tensão do diodo começa a decrescer enquanto as cargas estão sendo evacuadas. As cargas continuam sendo evacuadas durante o tempo  $t_b$  com uma inclinação  $\frac{dI_R}{dt}$ , dependendo da tecnologia do diodo e do circuito. Durante esse intervalo de tempo, a tensão oscila em torno da

Figura 26 – Tensão e corrente em um diodo durante bloqueio.



Fonte: Adaptado de (BARBI, 2017)

tensão reversa ( $V_R$ ) antes de estabilizar-se. Após  $t_b$ , o diodo pode ser considerado completamente bloqueado (STMICROELECTRONICS, 2017).

O tempo de recuperação reversa é um parâmetro distinto que pode variar para cada diodo. Este tempo é utilizado para classificar os tipos de diodos em relação à frequência de operação em que os mesmos podem operar. Para diodos de silício tem-se a seguinte classificação:

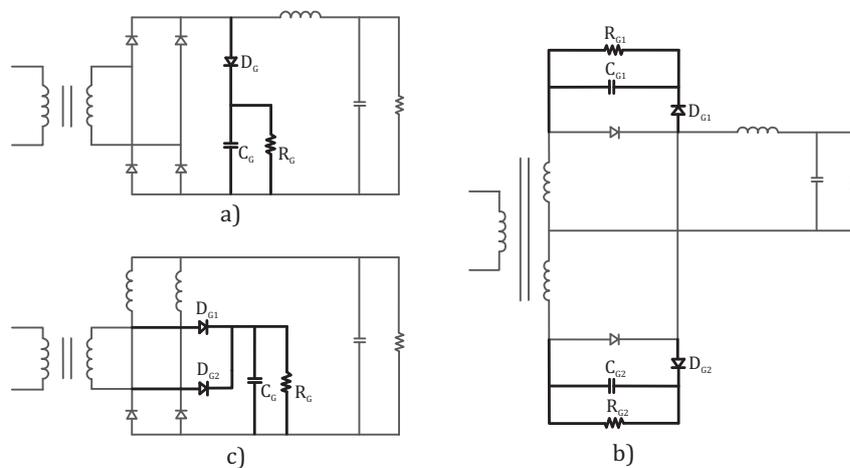
- diodos lentos (*standard recovery*);
- diodos rápidos (*fast recovery*);
- diodos ultrarrápidos (*ultrafast recovery*);
- diodos Schottky.

Para dada frequência, o tempo de recuperação reversa torna-se relativamente significativo, fazendo com que o diodo opere com perdas em comutação elevadas, prejudicando deste modo a eficiência do circuito. Os diodos da família Schottky, que possuem características de recuperação reversa baixa e são capazes de trabalhar em frequências elevadas, têm, entretanto, capacidade de bloquear tensões da ordem de uma centena de volts e maior corrente de fuga.

Na busca de suprir as limitações presentes nos diodos de Silício (Si), a tecnologia de diodos de carbeto de silício, do inglês *Silicon Carbide* (SiC), apresenta menor corrente de fuga e minimização de perda de energia (devido à redução de perdas por recuperação reversa) e redução da influência da temperatura na comutação. Tais características promovem maior rendimento e, assim, um aumento da densidade de potência dos conversores que usam essa tecnologia (ENGENHARIA E TECNOLOGIA, 2012).

Além da escolha cautelosa do diodo a ser utilizado, uma solução de baixo custo e bom desempenho é a utilização de um circuito *snubber* com característica de grampeador, sendo a função básica deste tipo de circuito absorver a energia das reatâncias no circuito de potência. Os circuitos de grampeamento passivo não apresentam interruptores controlados e têm como vantagem sua simplicidade. O mais utilizado é a configuração Resistor-Capacitor-Diodo (RCD). A Figura 27 apresenta o circuito RCD aplicado à três configurações de estágios retificadores.

Figura 27 – Circuito de grampeamento RCD conectado aos estágios retificadores: a) Retificador de Onda Completa; b) Retificador com Ponto Médio e c) Retificador Hybride.

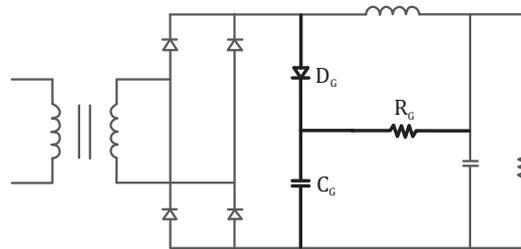


Fonte: Autor

A principal desvantagem deste tipo de *snubber* é que a energia gasta para manter a tensão em níveis aceitáveis é dissipada nos resistores. Estas perdas reduzem drasticamente a eficiência do conversor. Além disso, neste tipo de circuito as oscilações na tensão continuarão ocorrendo e em uma frequência mais baixa, sendo mais difícil de extinguir. Estas oscilações também representam perdas, pois aumentam a potência reativa do circuito (HELDWEIN *et al.*, 2000).

Para melhorar-se o desempenho destes circuitos, a mudança da conexão do resistor de grampeamento permite a recuperação parcial da energia de recuperação reversa para a saída do conversor, como apresentado na Figura 28 (GERARDI, 2002). Encontram-se na literatura alguns métodos para projeto dos componentes do circuito grampeador, que depende da topologia do conversor, como os apresentados em (SIMÃO, 2001), (LIN, S.-Y.; LIN, C., 1998), (MWEENE *et al.*, 1989), (TODD, 1993) e (SABATE *et al.*, 1990).

Figura 28 – Circuito de grampeamento RCD com recuperação parcial da energia de recuperação reversa conectado ao estágio retificador de onda completa.



Fonte: Autor

### 3.8 CONSIDERAÇÕES FINAIS

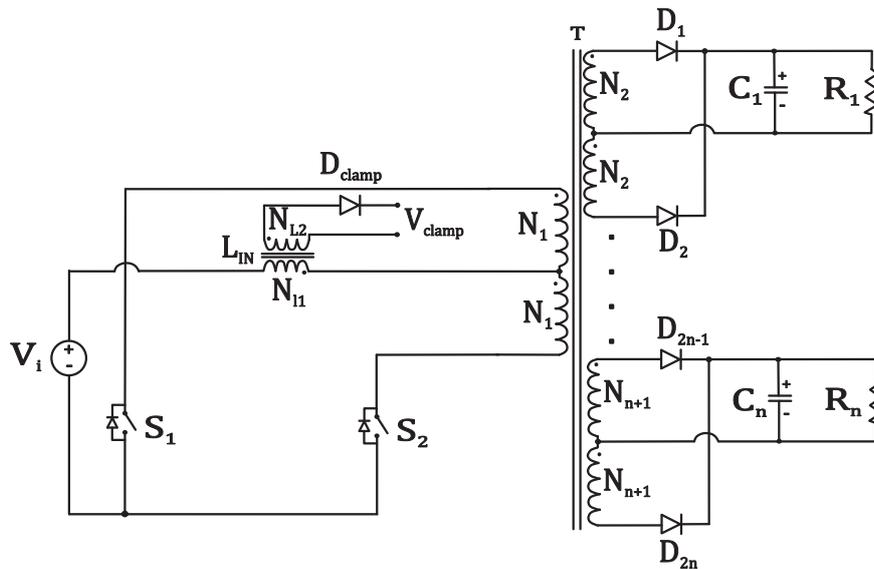
Através da análise do conversor meia-ponte assimétrico ZVS-PWM realizada neste capítulo, conclui-se que:

- O conversor opera com comutação suave nos interruptores, cujos esforços de tensão limitam-se à tensão da fonte de entrada;
- A corrente média na indutância magnetizante do transformador não é nula devido à assimetria dos sinais de comando dos interruptores;
- O conversor apresenta as características de entrada em tensão e saída em corrente, possuindo isolamento galvânico.

#### 4 ESTUDO DO CONVERSOR PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE

O conversor push-pull alimentado em corrente patentado por (CLARKE, 1976), Figura 29, opera com razão cíclica dos interruptores entre 0% e 100%. Este conversor é apropriado para aplicações com múltiplas saídas e suporta uma larga faixa de tensão de entrada (REDL; SOKAL, 1980). Já o conversor apresentado na Figura 30 opera com razão cíclica dos interruptores entre 50% e 100%.

Figura 29 – Conversor patentado por Patrick William Clarke, em 1976.



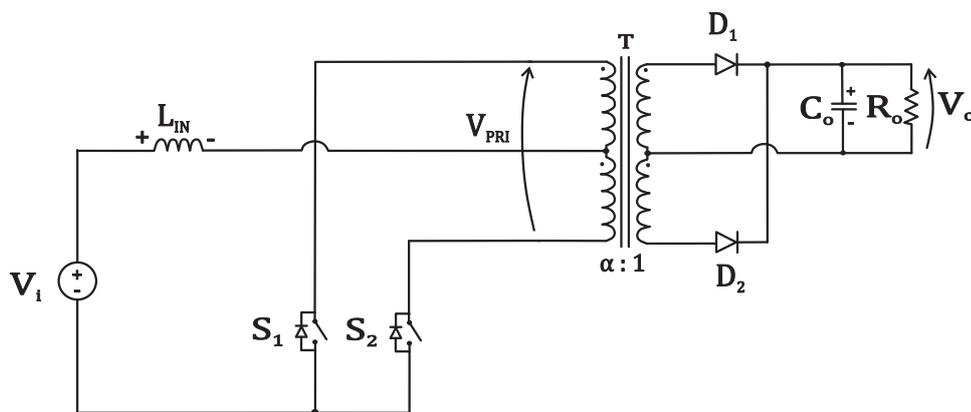
Fonte: Autor com base em (REDL; SOKAL, 1980)

O principal problema desta estrutura, apresentada com acoplamento perfeito na Figura 30, é a inexistência de um caminho para a circulação da energia acumulada nas indutâncias de dispersão do transformador no instante em que um interruptor é bloqueado. Desta forma, não havendo caminho natural para esta energia, a mesma é dissipada sobre os interruptores na forma de sobretensões.

Inicialmente, faz-se uma análise da operação idealizada do conversor nos modos de condução contínua e descontínua. A idealização consiste em assumir um transformador com acoplamento magnético perfeito, ou seja, sem indutâncias de dispersão. Este conversor opera com frequência de chaveamento ( $f_s$ ) constante e razão cíclica dos interruptores ( $d$ ) variável. A fonte de tensão e o indutor de entrada  $L_{IN}$  funcionam como fonte de corrente, de onde provém a denominação "alimentado em corrente". A tensão sobre os enrolamentos secundários do transformador é retificada através dos diodos  $D_1$  e  $D_2$  e filtrada através do capacitor do filtro de saída  $C_o$ , resultando em uma tensão de saída constante sobre o resistor  $R_o$ .

Observa-se que, supondo bloqueados simultaneamente os interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , não há possibilidade de circulação de corrente no lado primário do transformador

Figura 30 – Conversor push-pull alimentado em corrente.



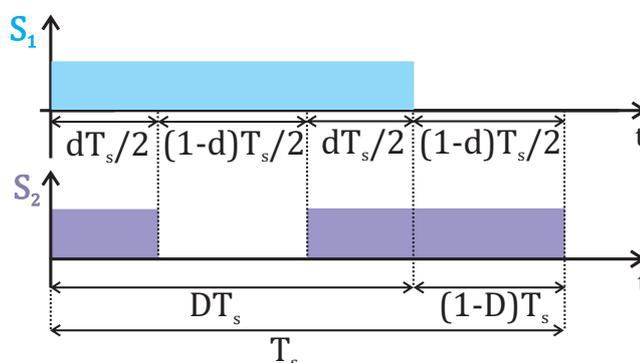
Fonte: Autor

e assim, havendo energia acumulada no indutor de entrada, a abertura simultânea dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  acarretaria na destruição dos mesmos.

#### 4.1 OPERAÇÃO DO CONVERSOR PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

Os sinais de comando dos interruptores são apresentados na Figura 31. Os interruptores operam com razão cíclica superior a 0,5, sendo esta definida como a proporção de um semi-período de chaveamento em que o indutor de entrada acumula energia. A definição de  $d$  como razão cíclica permite descrever a operação do conversor através de equações simples (SILVA, F., 1998).

Figura 31 – Sinais de comando dos interruptores do conversor push-pull alimentado em corrente.



Fonte: Autor

O conversor apresenta quatro etapas de operação. Na primeira e terceira etapa o indutor de entrada acumula energia. Na segunda e quarta etapa ocorre a transferência de potência, através de  $S_1$ - $D_2$  e  $S_2$ - $D_1$ , respectivamente. Observa-se que as

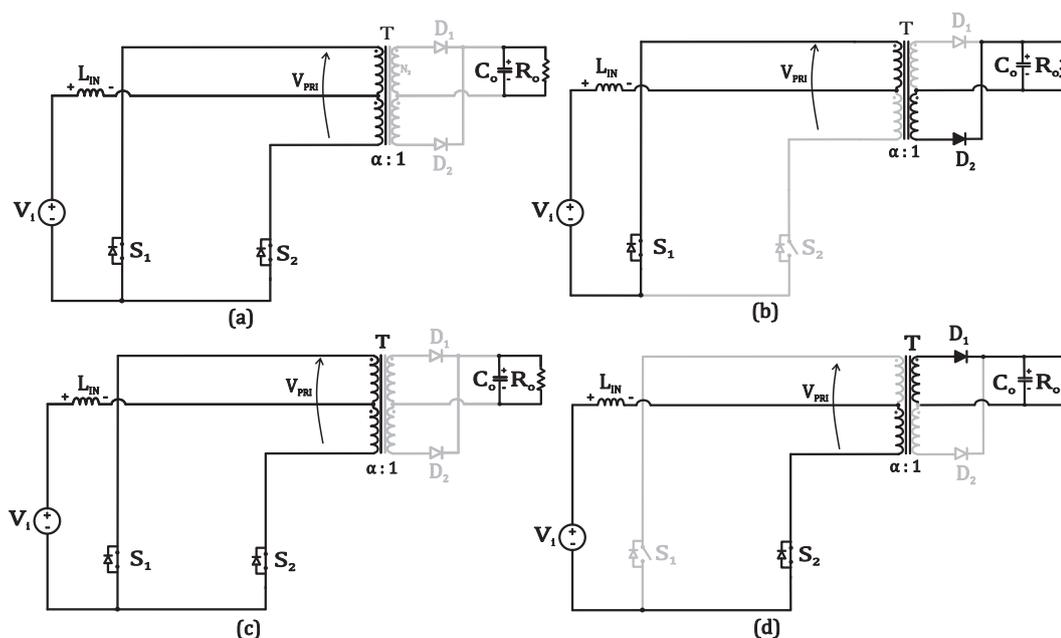
etapas de acumulação de energia e transferência de potência são complementares em relação a um semi-ciclo de funcionamento.

Para viabilizar a desmagnetização do indutor de entrada é necessário que a tensão de saída refletida no enrolamento primário do transformador seja maior que a tensão de entrada, ou seja, o conversor deve operar como elevador de tensão, conforme (108).

$$\alpha V_o > V_i \tag{108}$$

Através da Figura 32, com os circuitos representativos das etapas de operação do conversor, considerando este operando em regime permanente, têm-se as seguintes etapas de operação:

Figura 32 – Circuitos representativos das etapas de operação do conversor push-pull alimentado em corrente no modo de condução contínua.



Fonte: Autor

*Primeira etapa (t<sub>0</sub>, t<sub>1</sub>):*

Assumindo-se que o interruptor S<sub>2</sub> está conduzindo e o valor da corrente em L<sub>IN</sub> é mínimo, no instante t<sub>0</sub> o interruptor S<sub>1</sub> é comandado a conduzir, assumindo metade da corrente que circula no indutor de entrada. A orientação dos enrolamentos do transformador faz com que com ambos os interruptores conduzindo, os fluxos gerados pela corrente em cada enrolamento do transformador se contraponham, anulando a tensão sobre os enrolamentos secundários, Figura 32(a). Durante esta etapa de operação a corrente no indutor de entrada cresce linearmente até o instante em que o interruptor S<sub>2</sub> é comandado a bloquear, atingindo seu valor máximo.

Neste intervalo de tempo não ocorre transferência de energia para a carga, sendo esta alimentada pelo capacitor do filtro de saída. As seguintes equações podem ser escritas:

$$i_{LIN}(t_0) = I_{LIN(min)}; i_{LIN}(t_1) = I_{LIN(max)} \quad (109)$$

$$v_{LIN}(t_{01}) = V_j \quad (110)$$

*Segunda etapa ( $t_1, t_2$ ):*

No instante  $t_1$ , o interruptor  $S_2$  é comandado a bloquear, fazendo com que o diodo  $D_2$  entre em condução e impondo no indutor de entrada a tensão de saída refletida ao enrolamento primário subtraída da tensão de entrada. Durante esta etapa, Figura 32(b), a energia é transferida para a carga através do indutor de entrada, que descarrega-se linearmente até a corrente que circula por este componente atingir o valor mínimo ao final desta etapa. Desta etapa, as seguintes equações podem ser escritas:

$$i_{LIN}(t_1) = I_{LIN(max)}; i_{LIN}(t_2) = I_{LIN(min)} \quad (111)$$

$$v_{LIN}(t_{12}) = V_j - \alpha V_o \quad (112)$$

$$V_{S2}(t_{12}) = 2\alpha V_o \quad (113)$$

*Terceira etapa ( $t_2, t_3$ ):*

No instante  $t_2$  o interruptor  $S_2$  é comandado a conduzir e o conversor assume a mesma configuração da primeira etapa, conforme Figura 32(c). As equações (109) e (110) são válidas.

*Quarta etapa ( $t_3, t_4$ ):*

No instante  $t_3$  o interruptor  $S_1$  é comandado a bloquear e o diodo  $D_1$  entra em condução, conforme Figura 32(d). A tensão imposta no indutor de entrada é novamente a tensão de saída refletida ao enrolamento primário subtraída da tensão de entrada, entretanto, a polaridade nos enrolamentos do transformador é oposta. A energia transferida e os valores iniciais e finais da corrente no indutor de entrada são idênticos aos da segunda etapa. A tensão sobre o interruptor  $S_1$  para este intervalo de tempo é igual (114).

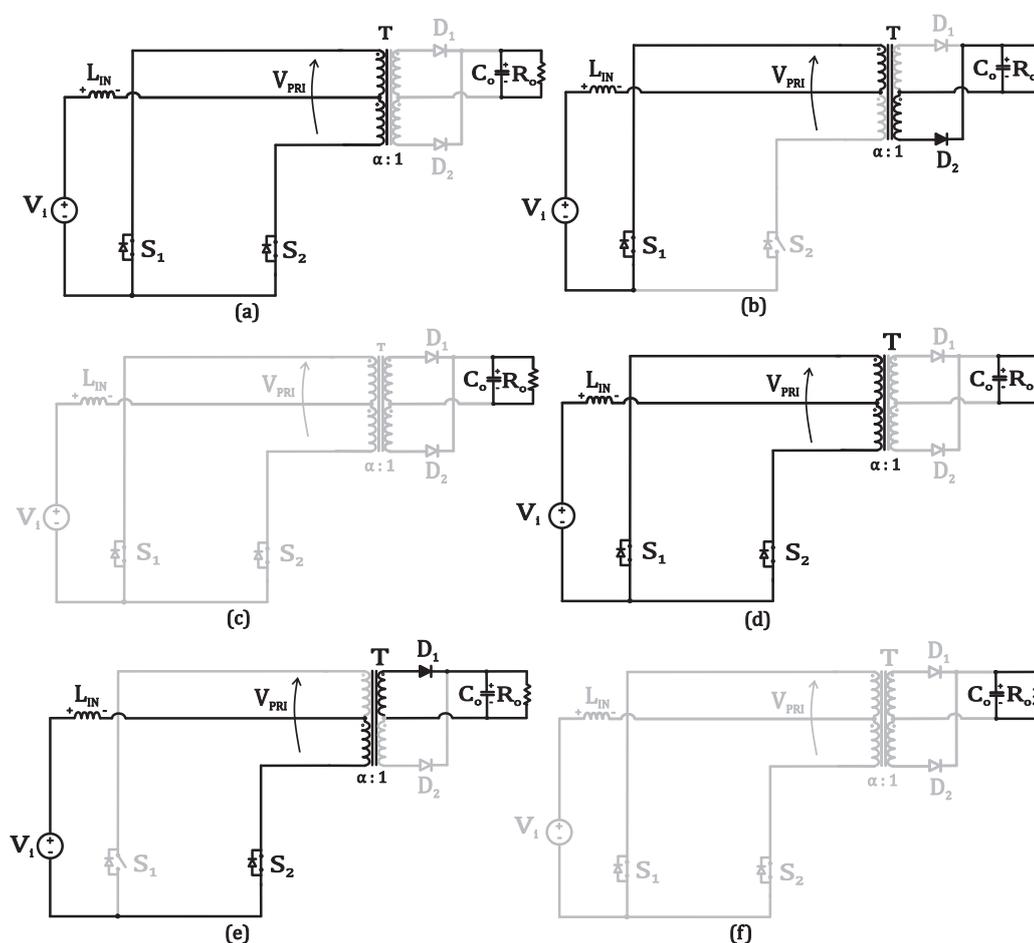
$$V_{S1}(t_{34}) = 2\alpha V_o \quad (114)$$

## 4.2 OPERAÇÃO DO CONVERSOR PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE NO MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

Os sinais de comando dos interruptores para operação do conversor no modo de condução descontínua é o mesmo apresentado na Figura 31.

Através da Figura 33 com os circuitos representativos das etapas de operação do conversor, considerando este operando em regime permanente, distinguem-se seis etapas de operação. Nas primeira e quarta etapas ocorre a acumulação de energia no indutor de entrada, já nas segunda e quinta etapas ocorre a transferência de potência para a carga, através de  $S_1$ - $D_2$  e  $S_2$ - $D_1$ , respectivamente.

Figura 33 – Circuitos representativos das etapas de operação do conversor push-pull alimentado em corrente no modo de condução descontínua.



Fonte: Autor

*Primeira etapa ( $t_0, t_1$ ):*

Assumindo-se que o interruptor  $S_2$  está conduzindo e a corrente no indutor de entrada é nula, no instante  $t_0$  o interruptor  $S_1$  é comandado a conduzir e o conversor comporta-se conforme a primeira etapa de operação no modo de condução contínua.

Ao final desta etapa, apresentada na Figura 33(a), a corrente no indutor de entrada atinge seu valor máximo. Desta etapa de operação, as seguintes equações podem ser escritas:

$$i_{LIN}(t_0) = 0; i_{LIN}(t_1) = I_{LIN(max)} \quad (115)$$

$$v_{LIN}(t_{01}) = V_i \quad (116)$$

*Segunda etapa ( $t_1, t_2$ ):*

No instante  $t_1$ , o interruptor  $S_2$  é comandado a bloquear e o conversor funciona conforme a segunda etapa de operação no modo de condução contínua. Durante esta etapa, apresentada na Figura 33(b), a energia é transferida para a carga através do diodo  $D_2$ . O indutor de entrada descarrega-se linearmente até sua corrente anular-se. Desta etapa, as seguintes equações podem ser escritas:

$$i_{LIN}(t_1) = I_{LIN(max)}; i_{LIN}(t_2) = 0 \quad (117)$$

$$v_{LIN}(t_{12}) = V_i - \alpha V_o \quad (118)$$

$$V_{S2}(t_{12}) = 2\alpha V_o \quad (119)$$

*Terceira etapa ( $t_2, t_3$ ):*

Os interruptores e diodos não conduzem durante esta etapa e a carga é alimentada pelo capacitor do filtro de saída  $C_o$ . Como  $S_1$  permanece comandado a conduzir, a tensão  $-V_i$  é imposta nos enrolamentos primários do transformador. Desta etapa, apresentada na Figura 33(c) — chamada de "estado estacionário"— as seguintes equações podem ser escritas:

$$i_{LIN}(t_2) = 0; i_{LIN}(t_3) = 0 \quad (120)$$

$$v_{LIN}(t_{23}) = 0 \quad (121)$$

$$v_{PRI}(t_{23}) = -2V_i \quad (122)$$

$$V_{S2}(t_{23}) = 2V_i \quad (123)$$

*Quarta etapa ( $t_3, t_4$ ):*

No instante  $t_3$  o interruptor  $S_2$  é comandado a conduzir e o conversor assume configuração idêntica à primeira etapa de operação, conforme Figura 33(d). Consequentemente, os valores para corrente e tensão no indutor de entrada também correspondem aos valores da primeira etapa.

*Quinta etapa ( $t_4, t_5$ ):*

No instante  $t_3$ , o interruptor  $S_1$  é comandado a bloquear e o diodo  $D_1$  entra em condução. O conversor comporta-se conforme a quarta etapa de operação descrita no modo de condução contínua, sendo a corrente inicial no indutor de entrada nula. Desta etapa, apresentada na Figura 33(e), as seguintes equações podem ser escritas:

$$i_{LIN}(t_4) = I_{LIN(max)}; i_{LIN}(t_5) = 0 \quad (124)$$

$$v_{LIN}(t_{45}) = V_i - \alpha V_o \quad (125)$$

$$V_{S1}(t_{45}) = 2\alpha V_o \quad (126)$$

*Sexta etapa ( $t_5, t_6$ ):*

Esta etapa é idêntica a terceira etapa, conforme Figura 33(f). Entretanto, a tensão sobre os enrolamentos primários do transformador é imposta por  $S_2$ , sendo esta tensão  $V_i$ . Desta etapa, as seguintes equações podem ser escritas:

$$i_{LIN}(t_5) = 0; i_{LIN}(t_6) = 0 \quad (127)$$

$$V_{LIN}(t_{56}) = 0 \quad (128)$$

$$V_{PRI}(t_{56}) = 2V_i \quad (129)$$

$$V_{S1}(t_{56}) = 2V_i \quad (130)$$

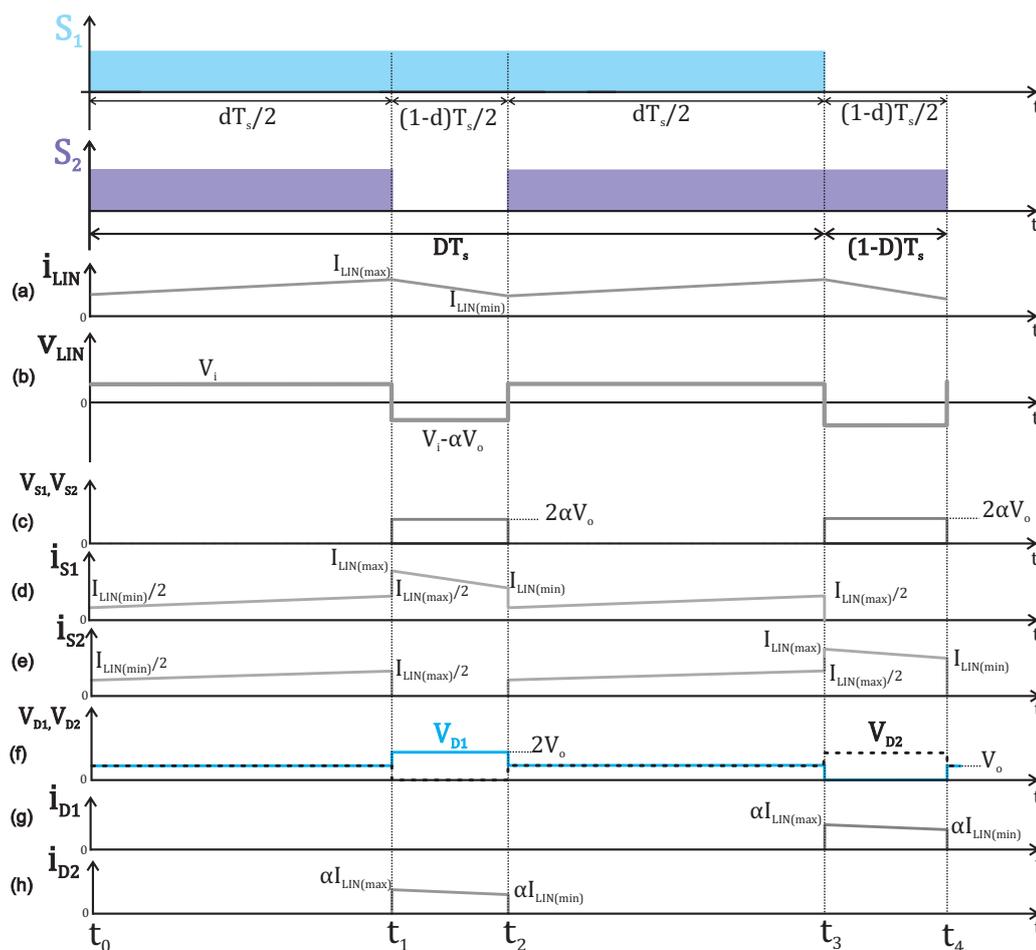
### 4.3 PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA

Nesta seção são apresentadas as principais formas de onda relativas à operação do conversor push-pull alimentado em corrente nos modos de condução contínua e descontínua.

### 4.3.1 Formas de onda relativas à operação do conversor push-pull alimentado em corrente no modo de condução contínua

A Figura 34 ilustra as principais formas de onda para a operação ideal deste conversor no modo de condução contínua.

Figura 34 – Principais formas de onda relativas à operação do conversor push-pull alimentado em corrente no modo de condução contínua.



Fonte: Autor

Observa-se que a tensão máxima sobre os interruptores ( $V_{S1}$  e  $V_{S2}$ ) é igual ao dobro da tensão de saída refletida ao primário do transformador. Já os diodos devem suportar o dobro da tensão de saída.

A relação de espiras do transformador deve ser escolhida de modo que a tensão de carga refletida ao primário do transformador seja maior que a tensão de entrada, garantindo desta forma a desmagnetização do indutor de entrada.

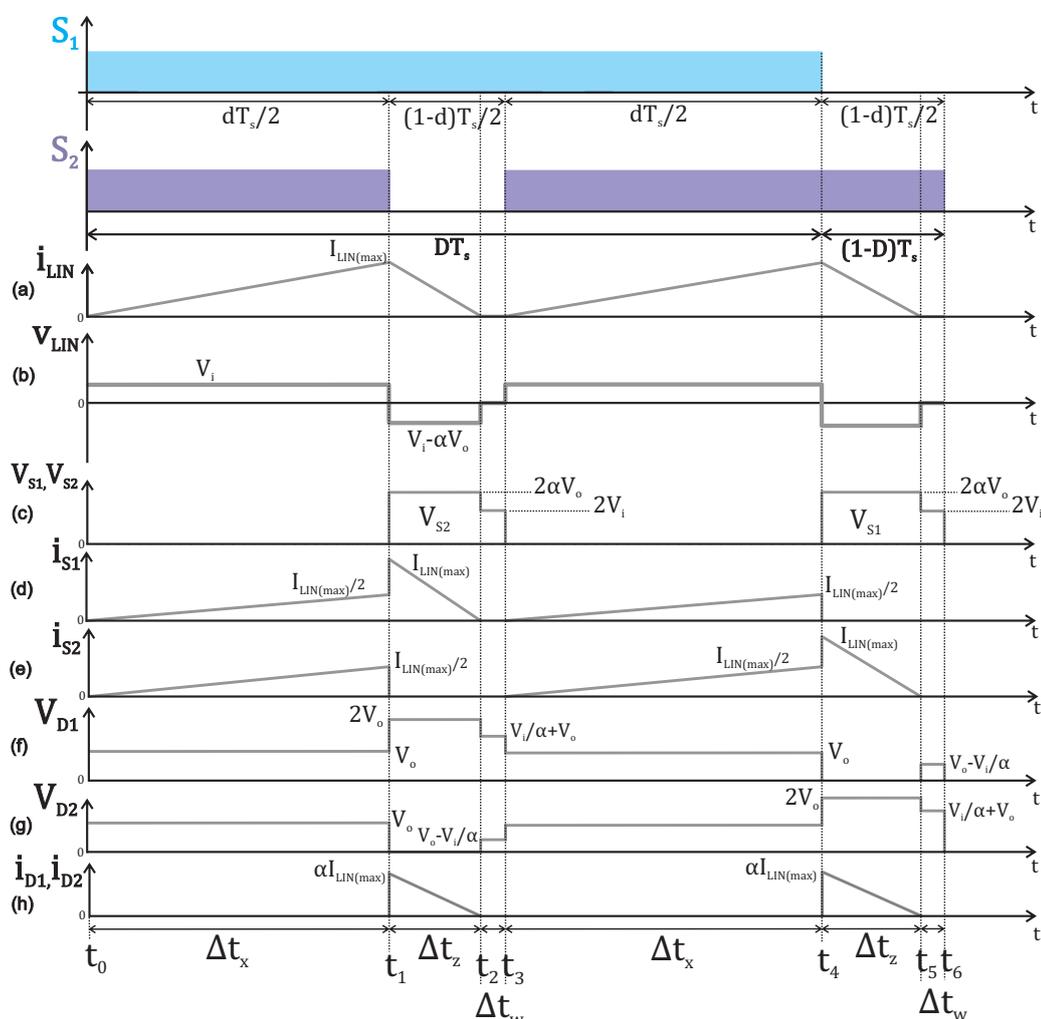
### 4.3.2 Formas de onda relativas à operação do conversor push-pull alimentado em corrente no modo de condução descontínua

As principais formas de onda para operação do conversor no modo de condução descontínua são apresentadas na Figura 35.

Novamente, observa-se que a tensão máxima sobre os interruptores é igual ao dobro da tensão de saída refletida ao primário do transformador. Já os diodos devem suportar o dobro da tensão de saída.

Uma característica do modo de condução descontínua é que a corrente máxima no indutor de entrada independe da carga, conforme (141).

Figura 35 – Principais formas de onda relativas à operação do conversor push-pull alimentado em corrente no modo de condução descontínua.



Fonte: Autor

#### 4.4 CARACTERÍSTICA DE TRANSFERÊNCIA DE TENSÃO

O conversor possui um comportamento distinto em relação à carga para os modos de condução contínua e descontínua, desta forma, as características de transferência de tensão serão encontradas separadamente para cada modo de operação.

##### 4.4.1 Característica de transferência de tensão do conversor push-pull alimentado em corrente para o modo de condução contínua

Através da definição de razão cíclica do conversor e com o auxílio da Figura 31, define-se:

$$d = 2D - 1 \quad (131)$$

Devido ao fato de que em regime permanente os elementos armazenadores de energia têm uma variação de energia nula, aplicando este conceito no indutor têm-se que a integral da tensão neste elemento é sempre nula, conforme (132).

$$\frac{2}{T} \left[ \int_0^{\frac{dT_s}{2}} V_i dt + \int_0^{\frac{(1-d)T_s}{2}} (V_i - \alpha V_o) dt \right] = 0 \quad (132)$$

Da equação (132), se obtém:

$$\frac{\alpha V_o}{V_i} = \frac{1}{1-d} \quad (133)$$

A característica de transferência estática é definida conforme (134), que representa a relação entre o ganho estático ( $q$ ) e a razão cíclica do conversor ( $d$ ).

$$q = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{\alpha(1-d)} \quad (134)$$

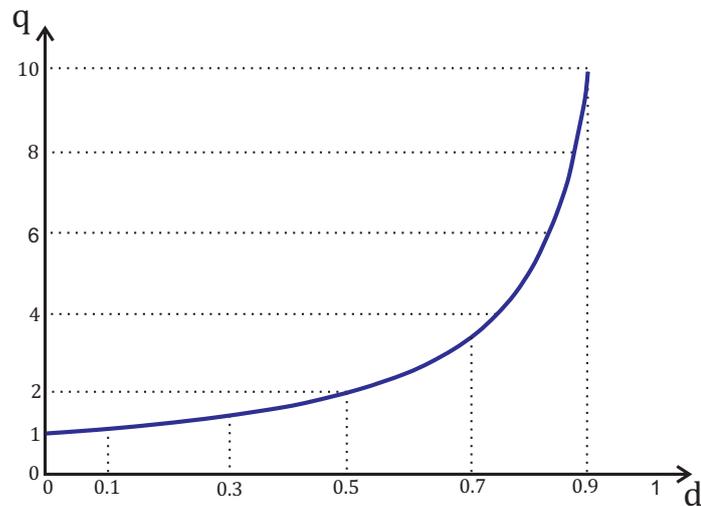
A equação (134) é representada graficamente na Figura 36 para  $\alpha = 1$ . Percebe-se que o ganho estático do conversor push-pull alimentado em corrente com acoplamento perfeito é idêntico ao do conversor boost, diferindo apenas pela inclusão da relação de espiras do transformador.

##### 4.4.2 Característica de transferência de tensão do conversor push-pull alimentado em corrente para o modo de condução descontínua

Através das Figuras 33(b) e 33(e) que representam as etapas de operação em que ocorre a transferência de potência para a carga, percebe-se que a corrente média nos diodos retificadores  $D_1$  e  $D_2$  pode ser definida como metade da corrente média de saída  $I_o$ , conforme (135).

$$I_o = 2I_{D(\text{med})} \quad (135)$$

Figura 36 – Característica de transferência de tensão do conversor push-pull alimentado em corrente para  $\alpha = 1$ .



Fonte: Autor

Através da Figura 35(h), que apresenta o comportamento da corrente nos diodos durante um período de chaveamento, pode-se escrever que:

$$I_{D(med)} = \frac{\alpha I_{LIN(max)} \Delta t_z}{2 T_s} \quad (136)$$

Sendo o tempo de descarga do indutor de entrada representado por  $\Delta t_z$ .

Ainda, através da Figura 35, pode-se definir as equações (137) e (138).

$$\Delta t_x = d \frac{T_s}{2} \quad (137)$$

$$\Delta t_x + \Delta t_z + \Delta t_w = \frac{T_s}{2} \quad (138)$$

Sendo o tempo de acumulação de energia no indutor de entrada representado por  $\Delta t_x$  e o tempo de operação no estado estacionário representado por  $\Delta t_w$ .

Para as etapas nas quais o indutor de entrada acumula energia (primeira e quarta etapas), têm-se que:

$$i_{LIN}(t) = \frac{V_i}{L_{IN}} t \quad (139)$$

Ao final destas etapas a corrente no indutor de entrada atinge seu valor máximo,  $I_{LIN(max)}$ . Desta forma:

$$I_{LIN(max)} = \frac{V_i}{L_{IN}} \Delta t_x \quad (140)$$

Substituindo-se (137) em (140), obtém-se:

$$I_{LIN(max)} = \frac{V_i}{L_{IN}} d \frac{T_s}{2} \quad (141)$$

Para as etapas nas quais ocorre a transferência de potência (segunda e quinta etapas), têm-se que:

$$i_{LIN}(t) = I_{LIN(max)} - \frac{\alpha V_o - V_i}{L_{IN}} t \quad (142)$$

Ao final destas etapas, a corrente no indutor de entrada se anula. Desta forma:

$$0 = I_{LIN(max)} - \frac{\alpha V_o - V_i}{L_{IN}} \Delta t_z \quad (143)$$

Reorganizando-se as equações (141) e (143), têm-se:

$$I_{LIN(max)} = \frac{V_i}{L_{IN}} d \frac{T_s}{2} = \frac{dV_i}{2f_s L_{IN}} \quad (144)$$

$$I_{LIN(max)} = \frac{\alpha V_o - V_i}{L_{IN}} \Delta t_z \quad (145)$$

Igualando (144) e (145) e isolando-se  $\Delta t_z$ , obtém-se o tempo de descarga do indutor de entrada  $L_{IN}$ , conforme (146).

$$\Delta t_z = \frac{V_i d T_s}{2(\alpha V_o - V_i)} \quad (146)$$

Substituindo (140) em (136), têm-se:

$$I_{D(med)} = \frac{\alpha V_i}{2L_{IN}} \frac{\Delta t_x \Delta t_z}{T_s} \quad (147)$$

Substituindo-se (147) em (135), têm-se:

$$I_o = \frac{\alpha V_i}{L_{IN}} \frac{\Delta t_x \Delta t_z}{T_s} \quad (148)$$

Finalmente, substituindo as equações (137) e (146) em (148), se obtém:

$$I_o = \frac{\alpha (dV_i)^2}{4f_s L_{IN} (\alpha V_o - V_i)} \quad (149)$$

Substituindo (134) em (149), o ganho estático do conversor no modo de condução descontínua é definido conforme (150).

$$q = \frac{V_i d^2}{4f_s L_{IN} I_o} + \frac{1}{\alpha} \quad (150)$$

É possível analisar, através da equação (150), que a relação entre o ganho e a razão cíclica não é diretamente proporcional, além disso, o ganho estático do conversor no modo de condução descontínua depende da corrente de carga.

#### 4.5 ESFORÇOS DE CORRENTE NOS COMPONENTES DO CONVERSOR

A seguir, são determinadas as expressões para cálculo dos esforços de corrente sobre os componentes para operação do conversor nos modos de condução contínua e descontínua. Utiliza-se o conceito de aproximação de pequena ondulação, do inglês "*small ripple approximation*".

Inicialmente, definem-se os valores máximo e mínimo da corrente através do indutor de entrada em função dos parâmetros do conversor.

Para as etapas nas quais o indutor de entrada acumula energia, têm-se que:

$$i_{LIN}(t) = \frac{V_i}{L_{IN}} t + I_{LIN(min)} \quad (151)$$

Ao final destas etapas a corrente no indutor de entrada atinge o seu valor máximo, sendo este definido conforme (152).

$$I_{LIN(max)} = \frac{V_i}{L_{IN}} \frac{dT_s}{2} + I_{LIN(min)} \quad (152)$$

Da mesma forma, para as etapas de transferência de energia, têm-se que:

$$i_{LIN}(t) = I_{LIN(max)} - \frac{\alpha V_o - V_i}{L_{IN}} t \quad (153)$$

Ao final destas etapas a corrente no indutor de entrada atinge seu valor mínimo, sendo este definido conforme (154).

$$I_{LIN(min)} = I_{LIN(max)} - \frac{\alpha V_o - V_i (1-d) T_s}{L_{IN}} \quad (154)$$

Reorganizando as equações (152) e (154), se obtém (155) e (156), que descrevem a ondulação de corrente no indutor de entrada.

$$I_{LIN(max)} - I_{LIN(min)} = \frac{V_i}{L_{IN}} \frac{dT_s}{2} \quad (155)$$

$$I_{LIN(max)} - I_{LIN(min)} = \frac{\alpha V_o - V_i (1-d) T_s}{L_{IN}} \quad (156)$$

Sendo,

$$I_{LIN(max)} - I_{LIN(min)} = \Delta I_{LIN} \quad (157)$$

Pode-se expressar  $I_{LIN(max)}$  e  $I_{LIN(min)}$  em função da corrente média de saída  $I_o$ . Já esta pode ser aproximada como o dobro da corrente média em um diodo de saída. Assim, através da Figura 34(h) define-se (158), desprezando-se a ondulação de corrente.

$$I_o = 2 \left[ \frac{1}{T_s} \int_0^{(1-d)\frac{T_s}{2}} \alpha I_{LIN(max)} dt \right] \quad (158)$$

Com a resolução de (158), se obtém:

$$I_o = \alpha(1-d) \left[ I_{LIN(max)} - \frac{\alpha V_o - V_i}{4L_{IN}f_s}(1-d) \right] \quad (159)$$

Com algumas manipulações algébricas, as equações (160) e (161) são obtidas.

$$I_{LIN(max)} = \frac{I_o}{\alpha(1-d)} + \frac{V_i d}{4L_{IN}f_s} \quad (160)$$

$$I_{LIN(min)} = \frac{I_o}{\alpha(1-d)} - \frac{V_i d}{4L_{IN}f_s} \quad (161)$$

#### 4.5.1 Esforços de corrente nos componentes para o modo de condução contínua

##### 4.5.1.0.1 Correntes média e eficaz no indutor de entrada

A corrente média no indutor de entrada é expressa conforme (162).

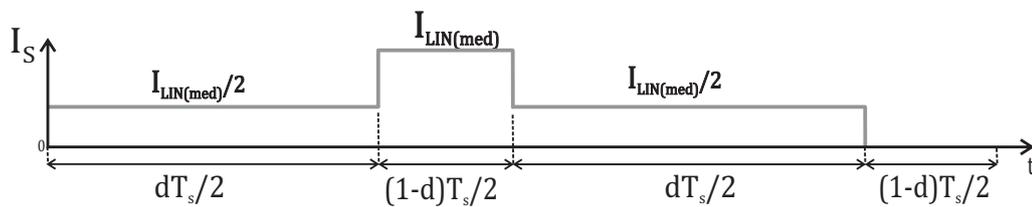
$$I_{LIN(med)} = \frac{I_{LIN(max)} + I_{LIN(min)}}{2} = \frac{I_o}{\alpha(1-d)} \quad (162)$$

A corrente eficaz através do indutor de entrada pode ser aproximada pelo valor médio da corrente através deste componente, considerando uma ondulação de corrente  $\Delta I_{LIN}$  inferior ou igual a 10% da corrente média.

##### 4.5.1.0.2 Correntes média e eficaz nos interruptores

A partir das Figuras 34(d) e 34(e) a corrente através de um interruptor pode ser representada pela Figura 37.

Figura 37 – Comportamento da corrente em um interruptor considerando baixa ondulação de corrente.



Fonte: Autor

Através da Figura 37 pode-se afirmar que:

$$I_{S(med)} = \frac{1}{T_s} \left( \frac{I_{LIN(med)}}{2} dT_s + \frac{I_{LIN(med)}(1-d)T_s}{2} \right) \quad (163)$$

Substituindo (162) em (163), se obtém (164), que expressa a corrente média em um interruptor.

$$I_{S(med)} = \frac{I_o}{2\alpha(1-d)} \quad (164)$$

A corrente eficaz em um interruptor pode ser obtida por meio de (165).

$$I_{S(ef)} = \sqrt{\left[ \frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{dT_s}{2}} \left[ \frac{I_{LIN(med)}}{2} \right]^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_0^{\frac{(1-d)T_s}{2}} I_{LIN(med)}^2 dt \right]} \quad (165)$$

Com a resolução da equação (165), se obtém:

$$I_{S(ef)} = \frac{I_o}{2\alpha(1-d)} \sqrt{2-d} \quad (166)$$

#### 4.5.1.0.3 Correntes média e eficaz nos diodos de saída

Através das Figuras 34(g) e 34(h), que apresentam o comportamento da corrente através dos diodos de saída, pode-se afirmar que:

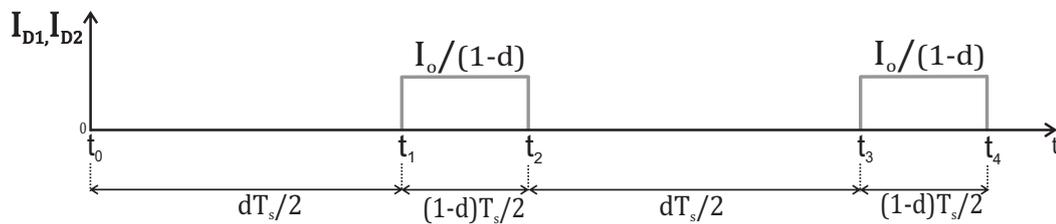
$$I_{D(med)} = \frac{1}{T_s} \left[ \frac{(1-d)T_s}{2} \frac{\alpha(I_{LIN(max)} + I_{LIN(min)})}{2} \right] \quad (167)$$

Substituindo (160) e (161) em (167), a corrente média em um diodo pode ser expressa conforme (168).

$$I_{D(med)} = \frac{I_o}{2} \quad (168)$$

A partir da Figura 38 escreve-se (169).

Figura 38 – Comportamento da corrente nos diodos de saída considerando baixa ondulação de corrente.



Fonte: Autor

$$I_{D(ef)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{\frac{(1-d)T_s}{2}} \left[ \frac{I_o}{(1-d)} \right]^2 dt} \quad (169)$$

Da equação (169) se obtém a corrente eficaz nos diodos de saída, conforme (170).

$$I_{D(ef)} = \frac{I_o}{\sqrt{2(1-d)}} \quad (170)$$

#### 4.5.1.0.4 Correntes média e eficaz nos enrolamentos do transformador

A corrente através de um dos enrolamentos primários do transformador é idêntica a corrente em um interruptor, assim como a corrente em um dos enrolamentos secundários do transformador é idêntica a corrente em um diodo de saída. Portanto, as equações já definidas podem ser aplicadas para obtenção das correntes média e eficaz nos enrolamentos do transformador.

### 4.5.2 Esforços de corrente nos componentes para o modo de condução descontinua

#### 4.5.2.0.1 Correntes média e eficaz no indutor de entrada

A corrente média no indutor de entrada pode ser definida por:

$$I_{LIN(med)} = \frac{2}{T_s} \left[ \frac{I_{LIN(max)}}{2} \Delta t_x + \frac{I_{LIN(max)}}{2} \Delta t_z \right] \quad (171)$$

Substituindo (137), (146) e (144) em (171), se obtém a corrente média no indutor de entrada, conforme (172).

$$I_{LIN(med)} = \frac{V_i d^2}{4f_s L_{IN}} \left[ \frac{\alpha V_o}{\alpha V_o - V_i} \right] \quad (172)$$

A corrente eficaz no indutor de entrada é definida a partir de:

$$I_{LIN(ef)} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \left[ \left( \frac{I_{LIN(max)}}{2} \right)^2 \Delta t_x + \left( \frac{I_{LIN(max)}}{2} \right)^2 \Delta t_z \right]} \quad (173)$$

$$I_{LIN(ef)} = \frac{I_{LIN(max)}}{2} \sqrt{2 \frac{(\Delta t_x + \Delta t_z)}{T_s}} \quad (174)$$

Substituindo (137), (146) e (144) em (174), se obtém (175).

$$I_{LIN(ef)} = \frac{V_i d}{4f_s L_{IN}} \sqrt{\frac{d \alpha V_o}{\alpha V_o - V_i}} \quad (175)$$

#### 4.5.2.0.2 Correntes média e eficaz nos interruptores

A corrente média nos interruptores pode ser definida a partir de (176), com base na Figura 35(d).

$$I_{S(\text{med})} = \frac{1}{T_s} \left[ 2 \left( \frac{I_{LIN(\text{max})}}{4} \Delta t_x \right) + \frac{I_{LIN(\text{max})}}{2} \Delta t_z \right] \quad (176)$$

$$I_{S(\text{med})} = \frac{I_{LIN(\text{max})}}{2} \left[ \frac{\Delta t_x + \Delta t_z}{T_s} \right] \quad (177)$$

Substituindo (137), (146) e (144) em (177), obtém-se:

$$I_{S(\text{med})} = \frac{V_i d^2}{8L_{IN}f_s} \left( \frac{V_i}{\alpha V_o - V_i} \right) \quad (178)$$

A corrente eficaz nos interruptores pode ser definida a partir de:

$$I_{S(\text{ef})} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[ \left( \frac{I_{LIN(\text{max})}}{2} \right)^2 \Delta t_x + \left( \frac{I_{LIN(\text{max})}}{2} \right)^2 \Delta t_z \right]} \quad (179)$$

$$I_{S(\text{ef})} = \frac{I_{LIN(\text{max})}}{2} \sqrt{\frac{(\Delta t_x + \Delta t_z)}{T_s}} \quad (180)$$

Substituindo (137), (146) e (144) em (180), se obtém (181).

$$I_{S(\text{ef})} = \frac{V_i d}{4L_{IN}f_s} \sqrt{\frac{d}{2} \left( \frac{\alpha V_o}{\alpha V_o - V_i} \right)} \quad (181)$$

#### 4.5.2.0.3 Correntes média e eficaz nos diodos de saída

Conforme definido anteriormente, a corrente média nos diodos de saída é expressa por (182).

$$I_{D(\text{med})} = \frac{I_o}{2} \quad (182)$$

Substituindo (149) em (182), se obtém (183).

$$I_{D(\text{med})} = \frac{\alpha (V_i d)^2}{8L_{IN}f_s (\alpha V_o - V_i)} \quad (183)$$

A corrente eficaz nos diodos de saída pode ser obtida a partir de (184), com base na Figura 35(h).

$$I_{D(\text{ef})} = \sqrt{\frac{1}{T_s} (\alpha I_{LIN(\text{max})})^2 \Delta t_z} \quad (184)$$

$$I_{D(ef)} = \alpha I_{LIN(max)} \sqrt{\frac{\Delta t_z}{T_s}} \quad (185)$$

Substituindo (146) e (144) em (185), se obtém (186).

$$I_{D(ef)} = \frac{\alpha V_i d}{2f_s L_{IN}} \sqrt{\frac{V_i d}{2(\alpha V_o - V_i)}} \quad (186)$$

#### 4.5.2.0.4 Correntes média e eficaz nos enrolamentos do transformador

A corrente através de um dos enrolamentos primários do transformador é idêntica a corrente em um interruptor, assim como a corrente em um dos enrolamentos secundários do transformador é idêntica a corrente em um diodo de saída. Portanto, as equações já definidas podem ser aplicadas para obtenção das correntes média e eficaz nos enrolamentos do transformador.

## 4.6 DIMENSIONAMENTO DOS FILTROS DE CORRENTE NA ENTRADA E DE TENSÃO NA SAÍDA

Nesta seção são obtidas as principais equações relacionadas ao dimensionamento do indutor de entrada  $L_{IN}$  e do capacitor do filtro de saída  $C_o$ .

### 4.6.1 Ondulação de corrente no indutor de entrada

A partir de (187) que define a potência de saída do conversor, substitui-se (134), obtendo-se (188).

$$P_o = V_o \cdot I_o = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (187)$$

$$P_o = \frac{V_i^2}{R_o \alpha^2 (1-d)^2} \quad (188)$$

Igualando-se as equações (189) — que define a potência de entrada do conversor — e (188) — que define a potência de saída do conversor — se obtém (190).

$$P_i = V_i \cdot I_{LIN(med)} \quad (189)$$

$$I_{LIN(med)} = \frac{V_i}{R_o \alpha^2 (1-d)^2} \quad (190)$$

A ondulação de corrente é definida conforme (191).

$$\Delta I_{LIN} = I_{LIN(max)} - I_{LIN(min)} = \frac{V_i d}{2L_{IN} f_s} \quad (191)$$

Realizando a divisão de (191) por (190), se obtém:

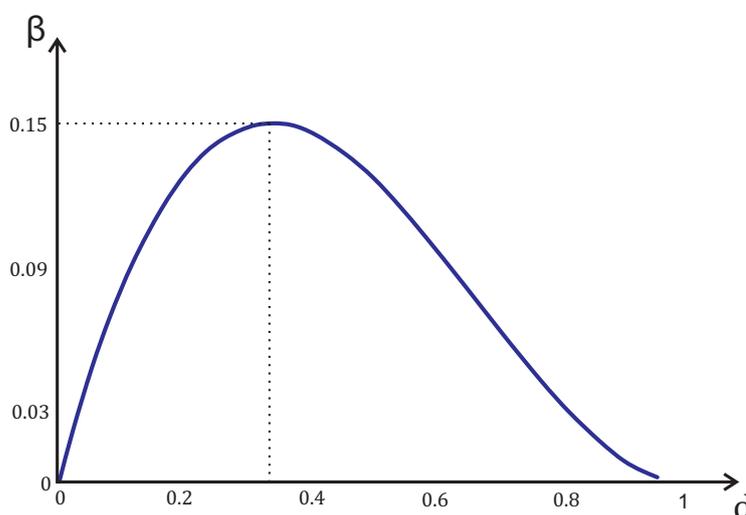
$$\frac{\Delta I_{LIN}}{I_{LIN(med)}} = \frac{d(1-d)^2 \alpha^2 R_o}{2f_s L_{IN}} \quad (192)$$

Parametrizando (191), se obtém (193).

$$\frac{\Delta I_{LIN}}{I_{LIN(med)}} \frac{2f_s L_{IN}}{\alpha^2 R_o} = d(1-d)^2 = \beta \quad (193)$$

A equação (193) representa a ondulação de corrente parametrizada no indutor de entrada e é representada graficamente na Figura 39. Através desta figura se observa uma equação de terceiro grau, onde a máxima ondulação ocorre para  $d=0,333$ .

Figura 39 – Ondulação de corrente parametrizada no indutor de entrada.



Fonte: Autor

#### 4.6.2 Dimensionamento de $L_{IN}$

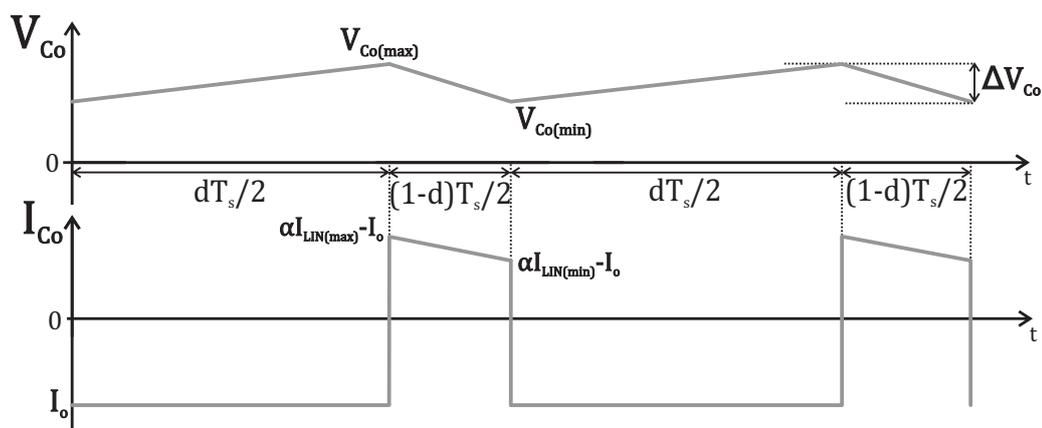
Isolando  $L_{IN}$  em (191), se obtém:

$$L_{IN} = \frac{V_i d}{2f_s \Delta I_{LIN}} \quad (194)$$

A ondulação de corrente  $\Delta I_{LIN}$  é um parâmetro definido pelo projetista.

Recomenda-se, para a operação no modo de condução contínua, manter este valor na faixa de 10% da corrente média no indutor de entrada a fim de se evitar excesso de perdas em condução nos interruptores. Este é um valor largamente adotado na literatura por experiência.

Figura 40 – Tensão e corrente no capacitor de saída.



Fonte: Autor

### 4.6.3 Dimensionamento de $C_o$

A tensão e a corrente no capacitor de saída são representadas na Figura 40.

Para o dimensionamento do capacitor do filtro de saída, é necessário levar em consideração a ondulação na tensão de saída para garantir a validade das equações já obtidas.

A partir da Figura 40, pode-se escrever:

$$\Delta V_{Co} = \frac{I_o}{C_o} \frac{dT_s}{2} \quad (195)$$

Observa-se em (195) que a ondulação relativa da tensão de saída é proporcional a razão cíclica do conversor (PERAÇA, 2002).

A tensão média no capacitor do filtro de saída equivale a tensão média na carga, desse modo, isolando-se  $d$  em (196) e posteriormente substituindo-o em (195), se obtém (197).

$$V_{Co(med)} = V_o = \frac{V_i}{\alpha(1-d)} \quad (196)$$

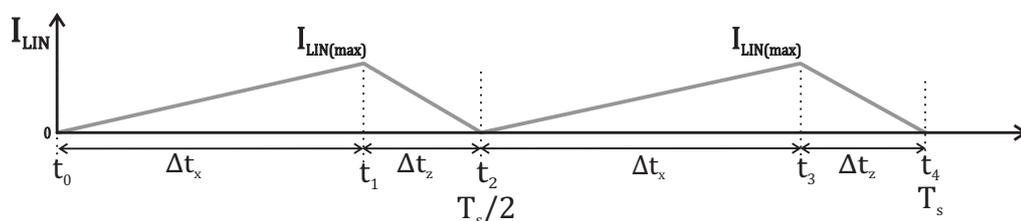
$$C_o = \frac{I_o}{2f_s \Delta V_{Co}} \frac{\alpha V_o - V_i}{\alpha V_o} \quad (197)$$

## 4.7 INDUTÂNCIA CRÍTICA

A indutância crítica determina a operação do conversor no modo de condução crítica. Este modo de operação não possui interesse prático, entretanto, a determinação da indutância crítica auxilia na definição do modo de operação no dimensionamento do conversor.

O conversor atinge o modo de condução crítica quando a corrente no indutor de entrada atinge valor nulo exatamente na metade de um período de chaveamento e em seguida a corrente torna a crescer, conforme Figura 41.

Figura 41 – Corrente no indutor de entrada para o modo de condução crítica.



Fonte: Autor

A equação que define a indutância crítica é encontrada igualando-se a corrente mínima no indutor de entrada à zero, conforme (198).

$$I_{LIN(min)} = \frac{I_o}{\alpha(1-d)} - \frac{V_i d}{4L_{IN}f_s} = 0 \quad (198)$$

Isolando  $L_{IN}$  em (198), se obtém a equação que define o valor da indutância crítica, conforme (199).

$$L_{crit} = \frac{V_i \alpha d (1-d)}{4f_s I_o} \quad (199)$$

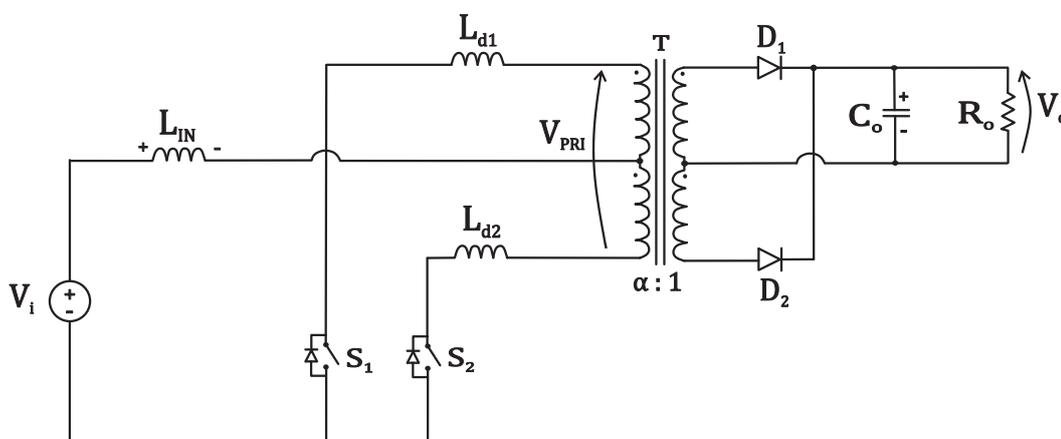
A definição desta equação é essencial para a determinação do modo de operação desejado para o conversor. Quando o indutor de entrada possuir valor inferior ao da indutância crítica, o conversor opera no modo de condução descontínua.

#### 4.8 ANÁLISE DO CONVERSOR PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE CONSIDERANDO INDUTÂNCIAS DE DISPERSÃO DO TRANSFORMADOR

A Figura 42 ilustra o conversor push-pull alimentado em corrente considerando as indutâncias de dispersão do transformador, representadas por  $L_{d1}$  e  $L_{d2}$  nos enrolamentos primários do transformador. Adota-se que para um bom projeto do elemento magnético a indutância magnetizante apresentará valores elevados. Em consequência, a corrente magnetizante será desprezível. Desta forma, desconsidera-se o efeito da indutância magnetizante nesta análise.

Um conversor isolado como o conversor push-pull alimentado em corrente está sujeito a elevados esforços de tensão nos interruptores devido às indutâncias de dispersão do transformador. Estas indutâncias armazenam energia no intervalo em que os interruptores conduzem, e assim, quando ocorre a abertura dos mesmos, a corrente

Figura 42 – Conversor push-pull alimentado em corrente considerando indutâncias de dispersão do transformador.



Fonte: Autor

seria abruptamente interrompida e a energia acumulada nas indutâncias de dispersão se descarregaria de forma súbita, em forma de sobretensões nos interruptores.

Para resolver este problema, torna-se necessário um circuito auxiliar que limite esses picos de tensão sobre os interruptores em um valor aceitável. As soluções comumente encontradas na literatura são os grampeadores passivos ou passivos regenerativos e os grampeadores ativos. Como já mencionado, um grampeador passivo e bastante utilizado é o grampeador RCD, entretanto, este se torna inviável quando o valor da indutância de dispersão for significativo, devido às perdas relativamente altas que este tipo de grampeador causa. Uma alternativa para aprimorá-lo é a mudança na conexão do resistor para que haja recuperação parcial da energia.

A seguir, são analisadas duas opções de circuito de grampeamento para o conversor push-pull alimentado em corrente.

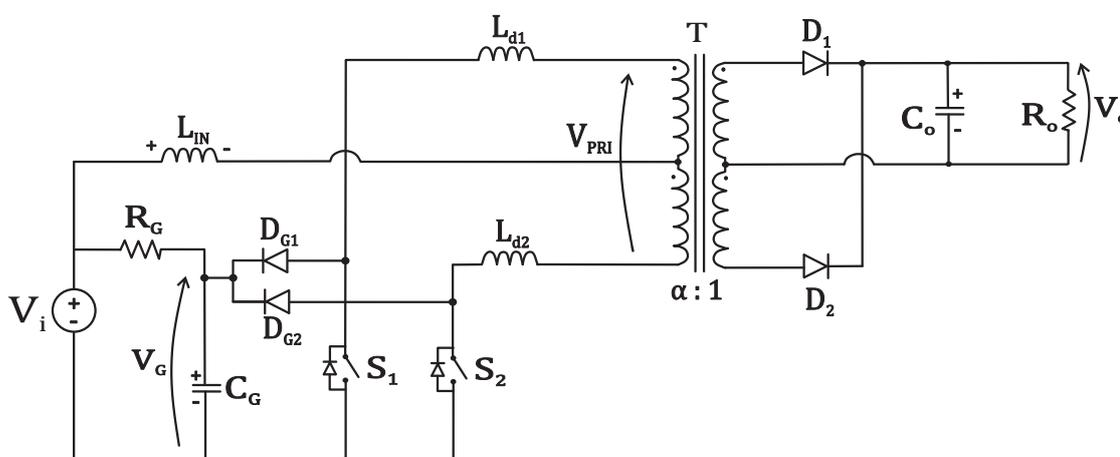
#### 4.8.1 Conversor push-pull alimentado em corrente com grampeamento RCD com recuperação parcial da energia

Nesta seção é analisada a operação do conversor push-pull alimentado em corrente com grampeamento RCD com recuperação parcial da energia, para o modo de condução contínua. O circuito é apresentado na Figura 43.

##### 4.8.1.1 Princípio de operação

O conversor apresenta seis etapas de operação, mas somente três etapas são analisadas devido à simetria de metade das etapas de operação durante um período de chaveamento. Os circuitos representativos das etapas de operação são apresentados na Figura 44.

Figura 43 – Conversor push-pull alimentado em corrente com grampeamento RCD com recuperação parcial da energia.



Fonte: Autor

*Primeira etapa ( $t_0, t_1$ ):*

Assumindo-se que o interruptor  $S_2$  está conduzindo e a corrente no indutor de entrada é nula, no instante  $t_0$  o interruptor  $S_1$  é comandado a conduzir, conforme 44(a). As correntes que fluem através dos enrolamentos primários do transformador possuem o mesmo valor mas direções opostas, fazendo com que a tensão nos enrolamentos secundários do transformador seja nula. Ao final desta etapa, a corrente no indutor de entrada atinge o valor máximo. Desta etapa, as seguintes equações podem ser escritas:

$$i_{LIN}(t_0) = 0; i_{LIN}(t_1) = I_{LIN(max)} \quad (200)$$

$$v_{LIN}(t_0) = V_i \quad (201)$$

$$V_{S1}(t_0) = V_{S2}(t_0) = 0 \quad (202)$$

*Segunda etapa ( $t_1, t_2$ ):*

No instante  $t_1$ , o interruptor  $S_2$  é comandado a bloquear e a energia armazenada na indutância de dispersão  $L_{d2}$  é transferida para o capacitor de grampeamento  $C_G$  através do diodo  $D_{G2}$ . Parte dessa energia é transferida para a fonte de tensão e parte é dissipada pelo resistor  $R_G$ . A energia armazenada no indutor  $L_{IN}$  é transferida

linearmente para a carga através do diodo  $D_2$ . Desta etapa, apresentada na Figura 44(b), as seguintes equações podem ser escritas:

$$i_{LIN}(t_1) = I_{LIN(max)}; i_{LIN}(t_2) = I_{LIN(max)} - \frac{V_{LIN}(t_{12})}{L_{IN}} t_2 \quad (203)$$

$$v_{LIN}(t_{12}) = V_i - \frac{V_G}{2} \quad (204)$$

$$V_{S1}(t_{12}) = 0; V_{S2}(t_{12}) = V_G \quad (205)$$

*Terceira etapa ( $t_2, t_3$ ):*

Quando toda a energia armazenada em  $L_{d2}$  é transferida para o circuito de grameamento, o diodo  $D_{G2}$  bloqueia, conforme Figura 44(c). A energia armazenada em  $L_{IN}$  continua sendo transferida para a carga e a corrente neste indutor atinge seu valor mínimo ao final desta etapa. A corrente que flui através do resistor de grameamento é devolvida para a fonte de tensão. Desta etapa as seguintes equações podem ser escritas:

$$i_{LIN}(t_2) = I_{LIN(max)} - \frac{V_{LIN}(t_{12})}{L_{IN}} t_2; i_{LIN}(t_3) = I_{LIN(min)} \quad (206)$$

$$v_{LIN}(t_{23}) = V_i - \alpha V_o \quad (207)$$

$$V_{S1}(t_{23}) = 0; V_{S2}(t_{23}) = 2\alpha V_o \quad (208)$$

#### 4.8.1.2 Formas de onda

As principais formas de onda relativas à operação do conversor push-pull alimentado em corrente com grameamento RCD com recuperação parcial da energia são apresentadas na Figura 45.

Os esforços de tensão nos interruptores do conversor passam a ser limitados pela tensão imposta pelo circuito de grameamento.

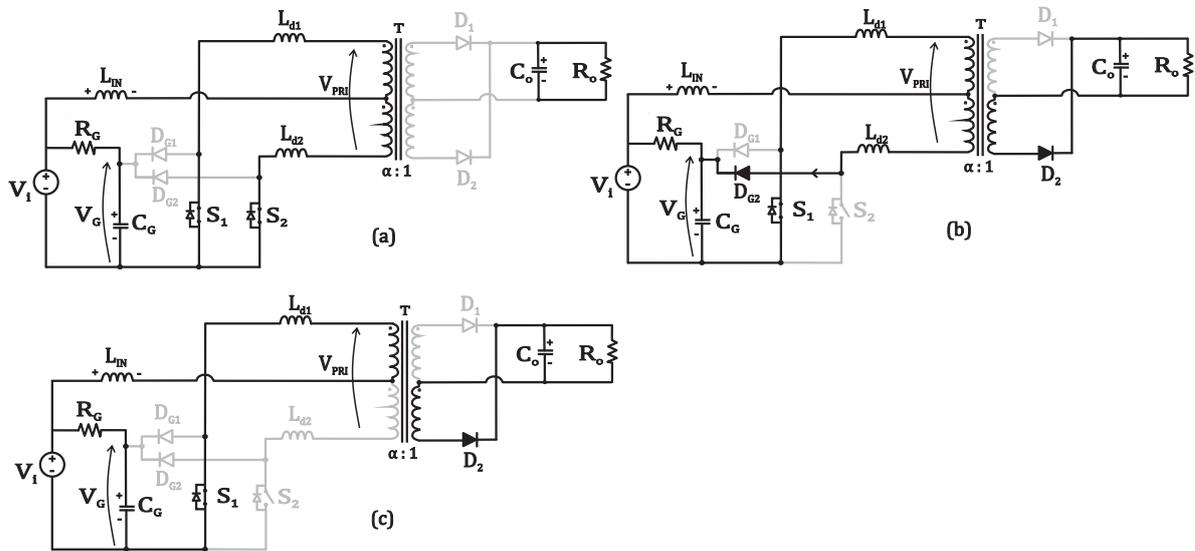
#### 4.8.1.3 Característica de saída

A partir da Figura 45, os intervalos de tempo podem ser definidos conforme (209) e (210).

$$t_{01} = \frac{dT_s}{2} \quad (209)$$

$$t_{12} + t_{23} = \frac{1-d}{2} T_s \quad (210)$$

Figura 44 – Etapas de operação do conversor push-pull alimentado em corrente com grampeador RCD com recuperação parcial da energia.



Fonte: Autor

A tensão de saída refletida ao enrolamento primário do transformador e a corrente média no indutor  $L_{IN}$  sem a influência do circuito de grampeamento — que já foram definidas nas equações (133) e (162) — são reescritas abaixo e serão usadas nesta análise.

$$\alpha V_o = \frac{V_i}{1-d} \quad (211)$$

$$I_{LIN} = \frac{I_o}{\alpha(1-d)} \quad (212)$$

As tensões sobre as indutâncias de dispersão do transformador são definidas conforme (213).

$$V_{Ld} = L_d \frac{\Delta I_{LIN}}{2\Delta t} \quad (213)$$

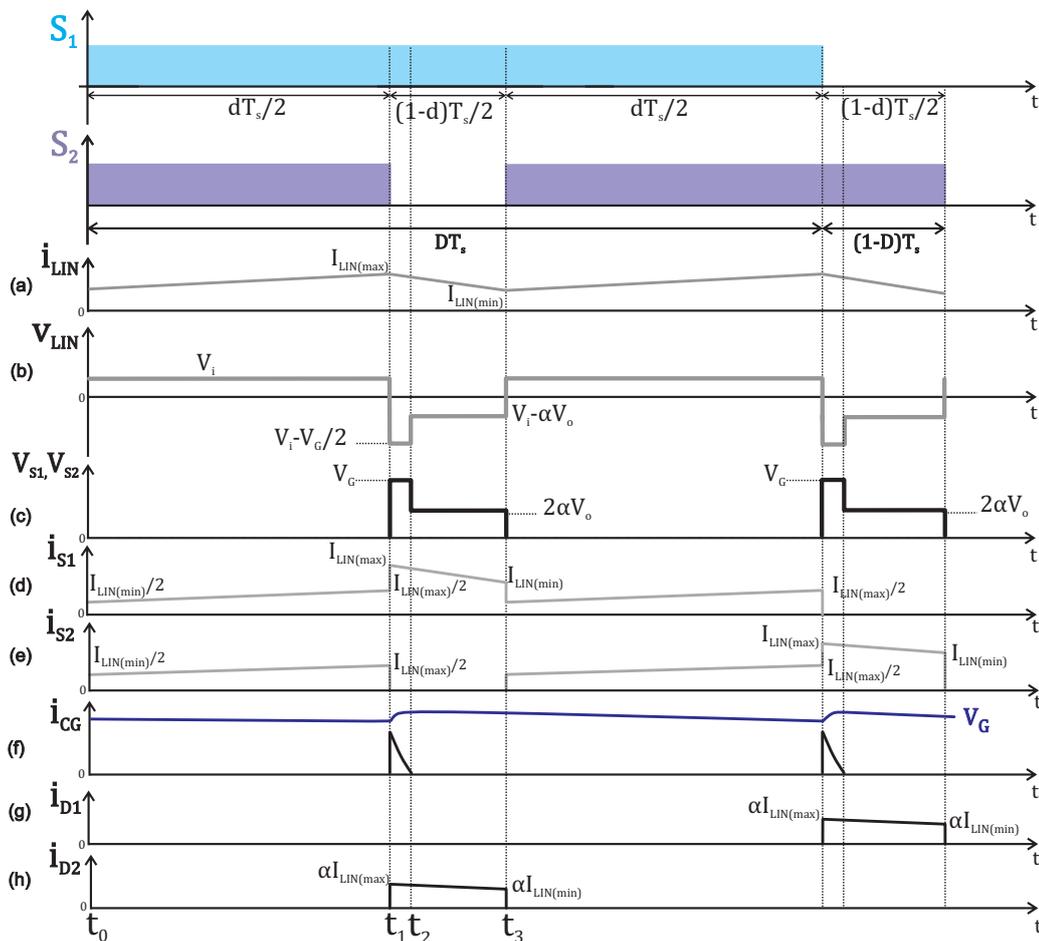
No intervalo de tempo  $t_{12}$ , as tensões sobre as indutâncias de dispersão são definidas conforme (214). A partir desta equação pode-se calcular a duração deste intervalo de tempo, conforme (215).

$$V_{Ld} = \frac{V_G}{2} - \alpha V_o \quad (214)$$

$$t_{12} = \frac{L_d I_o}{2\alpha(1-d)\left(\frac{V_G}{2} - \alpha V_o\right)} \quad (215)$$

Como a duração do intervalo de tempo  $t_{12}$  depende da variável  $V_G$  — que expressa a tensão de grampeamento — torna-se necessário encontrar uma equação

Figura 45 – Formas de onda do conversor push-pull alimentado em corrente com grameador RCD com recuperação parcial da energia.



Fonte: Autor

que defina esta tensão. Analisando o circuito de grameamento, pode-se escrever (216).

$$V_G = V_i + R_G I_{RG} \quad (216)$$

A parcela " $R_G I_{RG}$ " de (216) corresponde à diferença de tensão entre  $V_G$  e  $V_i$ . Em outras palavras, define o quanto  $V_G$  é maior que  $V_i$ .

A corrente no resistor de grameamento é definida conforme (217) e com a substituição desta em (216), se obtém (218).

$$I_{RG} = \frac{I_{LIN}}{2} t_{12} \quad (217)$$

$$V_G = V_i + R_G \left[ \frac{L_d f_s}{\frac{V_G}{2} - \alpha V_o} \left( \frac{I_o}{2\alpha(1-d)} \right)^2 \right] \quad (218)$$

Isolando-se a variável  $V_G$  em (218), se obtém (219).

$$V_G = V_i \frac{\left[ \sqrt{2L_d R_G f_s \left( \frac{I_o}{V_i} \right)^2 + [\alpha(d+1)]^2} + \alpha(3-d) \right]}{2\alpha(1-d)} \quad (219)$$

Com a definição de  $V_G$ , torna-se possível definir o ganho estático do conversor. Sabendo que a tensão média no indutor  $L_{IN}$  é nula para meio período de chaveamento e observando-se a Figura 45(b), escreve-se (220).

$$V_{LIN} = \frac{2}{T_s} \left[ \int_0^{\frac{dT_s}{2}} V_i dt + \int_{t_{12}}^{\frac{(1-d)T_s}{2}} (V_i - \alpha V_o) dt \right] = 0 \quad (220)$$

Com a substituição de (215) em (220) e com a resolução desta equação, se obtém (221).

$$q = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1 - \frac{L_d I_o f_s}{\alpha(1-d) \left( \frac{V_G}{2} - \alpha V_o \right)}}{\alpha(1-d) - \frac{L_d I_o f_s}{(1-d) \left( \frac{V_G}{2} - \alpha V_o \right)}} \quad (221)$$

Se  $L_d = 0$  em (221), o ganho estático ideal é descrito conforme (222), sendo esta equação idêntica à equação (134).

$$q = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{\alpha(1-d)} \quad (222)$$

Com algumas manipulações algébricas em (221) se obtém (223).

$$q = \frac{\alpha V_G(1-d) - 2(\alpha V_i + I_o L_d f_s)}{\alpha^2 V_G(d-1)^2 - 2\alpha[\alpha V_i(1-d) + I_o L_d f_s]} \quad (223)$$

Substituindo-se (219) em (223) se obtém (224), que define o ganho estático do conversor push-pull alimentado em corrente com grampeamento RCD com recuperação parcial da energia.

$$q = \frac{\alpha(1+d) - \alpha(d+1) \sqrt{\frac{2L_d R_G f_s}{[\alpha(d+1)]^2} \left( \frac{I_o}{V_i} \right)^2 + 1} + \frac{4I_o L_d f_s}{V_i}}{\frac{4\alpha I_o L_d f_s}{V_i} - 4\alpha^2(d-1) + \alpha \left[ \alpha(d+1) \sqrt{\frac{2L_d R_G f_s}{[\alpha(d+1)]^2} \left( \frac{I_o}{V_i} \right)^2 + 1} - \alpha(d-3) \right] (d-1)} \quad (224)$$

Com o intuito de analisar a influência dos parâmetros de (224) no ganho estático do conversor, definem-se algumas variáveis conforme Tabela 1.

Em seguida, para parametrizar o ganho estático, define-se a corrente de saída parametrizada conforme (225) e a resistência parametrizada, conforme (226).

$$I_{op} = \frac{I_o f_s L_d}{V_i} \quad (225)$$

Tabela 1 – Definição de variáveis para análise de (224)

Variável	Valor
Indutância de dispersão ( $L_d$ )	1 uH
Tensão de entrada ( $V_i$ )	40V
Relação de espiras ( $\alpha$ )	0.261
Frequência de chaveamento ( $f_s$ )	40kHz
Resistor de grampeamento ( $R_G$ )	1k $\Omega$
Indutor de entrada ( $L_{IN}$ )	42uH

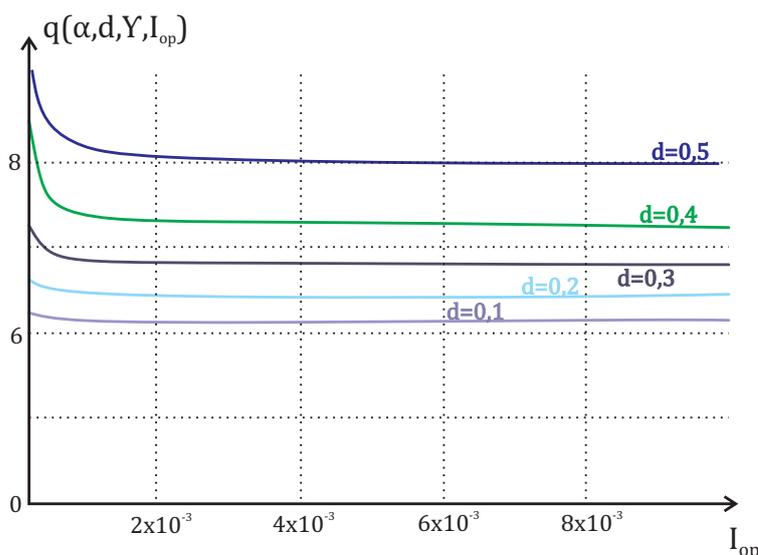
Fonte – Autor

$$\gamma = \frac{R_G}{L_d f_s} \tag{226}$$

Substituindo (225) e (226) em (224), o ganho estático parametrizado é definido conforme (227). A Figura 46 apresenta o ganho estático parametrizado em função da corrente de saída parametrizada para diferentes valores de razão cíclica.

$$q(\alpha, d, \gamma, I_{op}) = \frac{\alpha(1 + d) - \alpha(d + 1) \sqrt{\frac{2\gamma}{[\alpha^2(d+1)^2]} (I_{op})^2 + 1} + 4I_{op}}{4\alpha I_{op} - 4\alpha^2(d - 1) + \alpha \left[ \alpha(d + 1) \sqrt{\frac{2\gamma}{[\alpha^2(d+1)^2]} (I_{op})^2 + 1} - \alpha(d - 3) \right] (d - 1)} \tag{227}$$

Figura 46 – Ganho estático do conversor push-pull alimentado em corrente com grampeador RCD com recuperação parcial da energia com variação da razão cíclica em função da corrente de carga parametrizada.

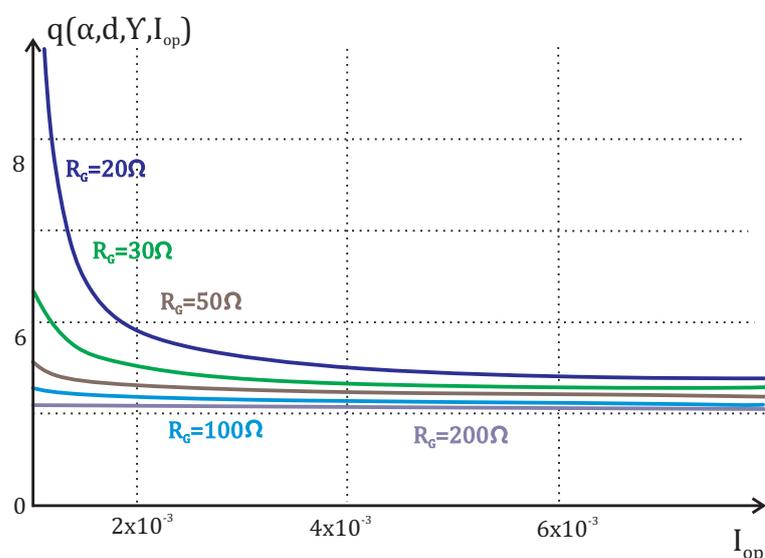


Fonte: Autor

Através da Figura 46 analisa-se que o ganho estático é linear para uma variação da razão cíclica e quanto maior a razão cíclica, maior o ganho estático.

Para analisar a influência do resistor de grampeamento no ganho estático do conversor para um mesmo valor de razão cíclica, apresenta-se a Figura 47. Nota-se que o aumento do resistor de grampeamento diminui o ganho estático para uma baixa corrente de saída parametrizada. No entanto, para valores elevados da corrente de saída parametrizada, o ganho estático não sofre uma alteração considerável, mesmo com a variação do resistor de grampeamento.

Figura 47 – Ganho estático do conversor push-pull alimentado em corrente com grampeador RCD com recuperação parcial da energia com variação do resistor de grampeamento em função da corrente de saída parametrizada.



Fonte: Autor

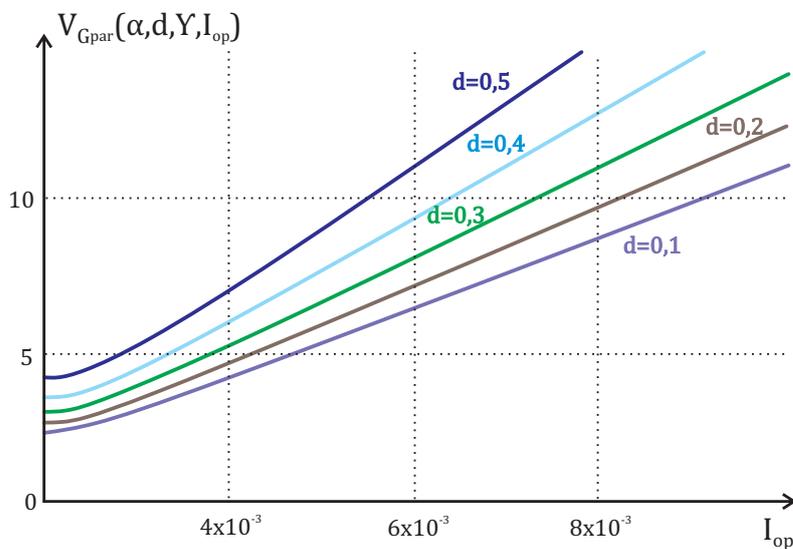
A tensão de grampeamento também pode ser parametrizada, com a substituição de (225) e (226) em (219), obtendo-se (228).

$$V_{Gpar} = \frac{V_G(\alpha, d, \gamma, I_{op})}{V_j} = \frac{\sqrt{2\gamma (I_{op})^2 + [\alpha(d+1)]^2 + \alpha(3-d)}}{2\alpha(1-d)} \quad (228)$$

A Figura 48 apresenta a tensão de grampeamento parametrizada para diferentes valores de razão cíclica em função da corrente de saída parametrizada. Nota-se que quanto maiores os valores de razão cíclica e corrente de carga, maior é a tensão de grampeamento.

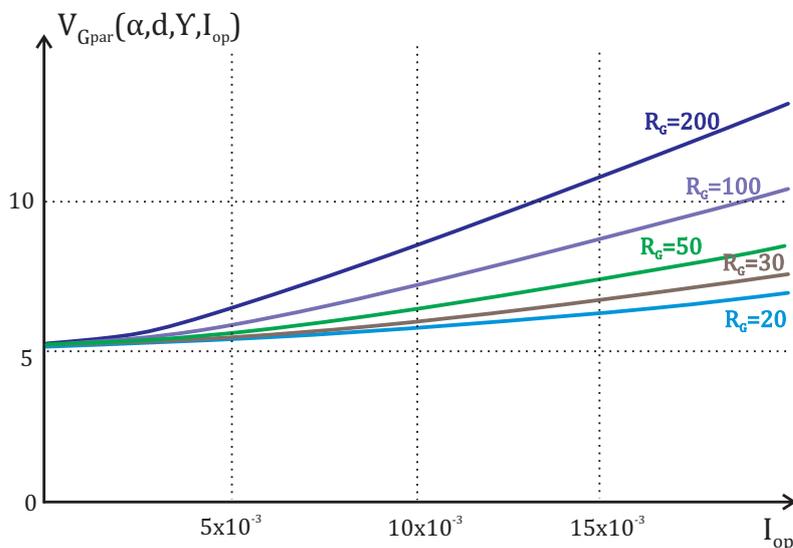
Por fim, a Figura 49 apresenta a tensão de grampeamento parametrizada para diferentes resistências de grampeamento com uma razão cíclica fixa. Conclui-se que quanto maior a resistência de grampeamento maior é a tensão de grampeamento e este aumento é intensificado para correntes de carga elevadas.

Figura 48 – Tensão de grameamento parametrizada com variação da razão cíclica em função da corrente de carga parametrizada.



Fonte: Autor

Figura 49 – Tensão de grameamento parametrizada com variação da resistência de grameamento em função da corrente de carga parametrizada.



Fonte: Autor

#### 4.8.1.4 Dimensionamento do circuito de grameamento

O capacitor de grameamento pode ser dimensionado pelo critério de ondulação de tensão, conforme (229), no qual o projetista define a variável  $\Delta V_G$ .

$$C_G = \frac{V_G - V_i}{2f_s R_G \Delta V_G} \tag{229}$$

Isolando-se  $R_G$  em (219), define-se o resistor de grampeamento conforme (338).

$$R_G = \frac{\alpha^2 [V_i(d-3) - 2V_G(d-1)]^2 - [\alpha V_i(d+1)]^2}{2I_o^2 L_d f_s} \quad (230)$$

Por fim, a potência dissipada no circuito de grampeamento é definida conforme (231). Percebe-se que quanto maior a resistência de grampeamento, menor a potência dissipada.

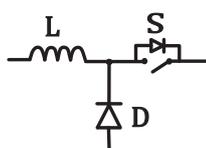
$$P_G = \frac{V_G^2}{R_G} = \frac{\left[ \frac{\sqrt{2L_d R_G f_s I_o^2 + V_i^2 \alpha^2 (d+1)^2} + V_i \alpha (3-d)}{2\alpha(1-d)} \right]^2}{R_G} \quad (231)$$

#### 4.8.2 Conversor push-pull alimentado em corrente com grampeamento ativo

Em (MARCA, 2019), o autor propõe a modificação do circuito de grampeamento RCD com recuperação parcial da energia com a adição de uma célula de comutação, conforme Figura 50. Com a substituição do resistor de grampeamento  $R_G$  pelo indutor  $L_B$  e adicionando-se uma "resistência fictícia"  $R_V$ , se obtém um conversor estático tipo buck atuando como grampeador de tensão, conforme Figura 51. Toda a análise realizada na seção 4.8.1 é válida para o conversor push-pull alimentado em corrente com o conversor buck atuando como grampeador de tensão.

As principais formas de onda do conversor push-pull alimentado em corrente com grampeamento ativo são apresentadas na Figura 52. O interruptor do conversor buck é acionado a cada abertura dos interruptores do conversor push-pull.

Figura 50 – Célula de comutação



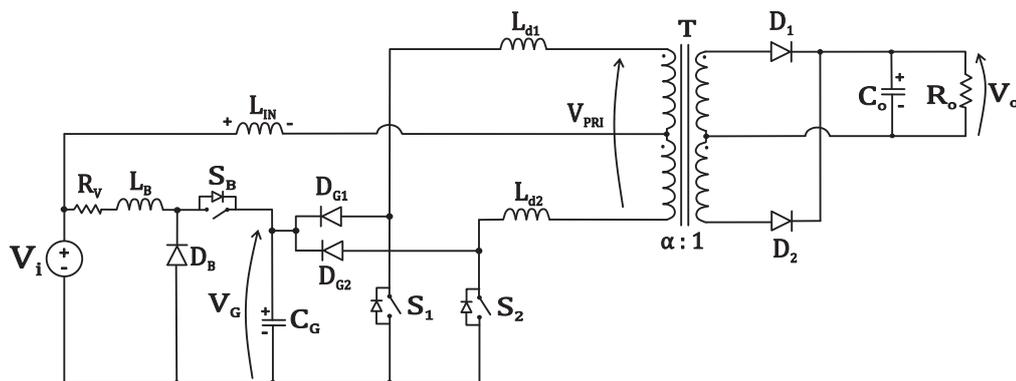
Fonte: Autor

## 4.9 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Através da análise do conversor push-pull alimentado em corrente realizada neste capítulo, conclui-se que:

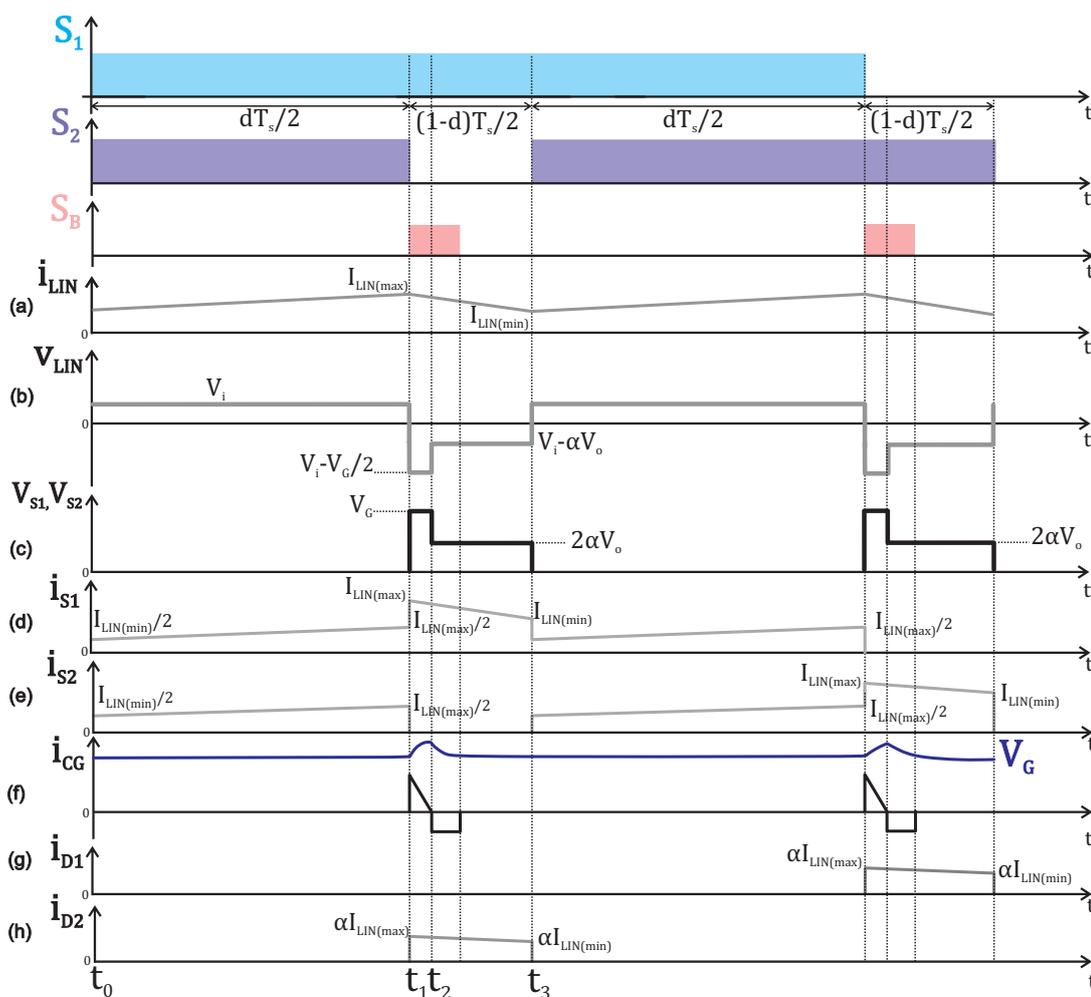
- Os interruptores do conversor não podem estar bloqueados simultaneamente, pois não haveria caminho para a circulação de corrente nos enrolamentos primários do transformador;

Figura 51 – Conversor push-pull alimentado em corrente com grampeamento ativo.



Fonte: Autor

Figura 52 – Formas de onda do conversor push-pull alimentado em corrente com grampeamento ativo.



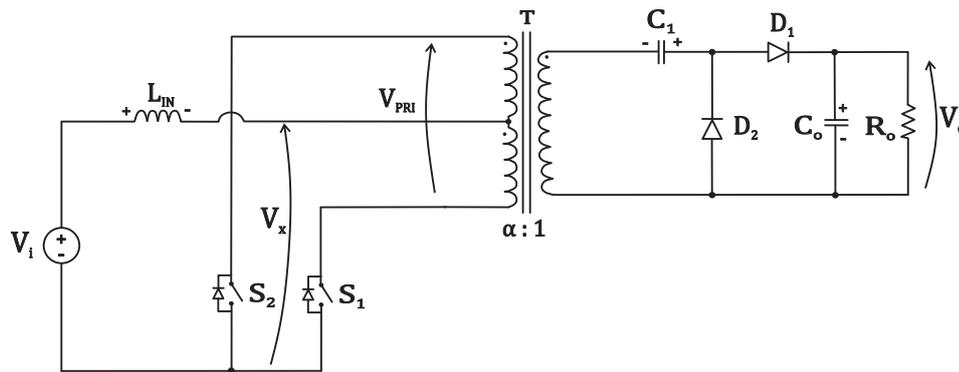
Fonte: Autor

- O conversor necessita de um circuito auxiliar para que a energia armazenada nas indutâncias de dispersão do transformador não seja dissipada sobre os interruptores na forma de sobretensões, que podem ser destrutivas para o componente;
- Foram estudadas duas técnicas de grampeamento que possibilitam a recuperação parcial da energia armazenada nas indutâncias de dispersão. A primeira consiste no circuito passivo RCD, enquanto a segunda consiste no uso do conversor buck atuando como grampeador de tensão.

## 5 ESTUDO DO CONVERSOR PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE COM COMANDO ASSIMÉTRICO

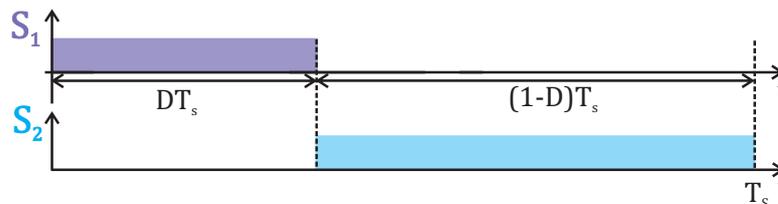
Neste capítulo realiza-se a análise do conversor push-pull alimentado em corrente apresentado na Figura 53, no qual seus interruptores são acionados com frequência constante e razão cíclica assimétrica, conforme Figura 54. O interruptor  $S_1$  opera com razão cíclica  $D$  durante um período de chaveamento enquanto  $S_2$  opera complementarmente, com razão cíclica  $(1 - D)$ .

Figura 53 – Conversor push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico.



Fonte: Autor

Figura 54 – Sinais de comando para acionamento dos interruptores do conversor push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico.



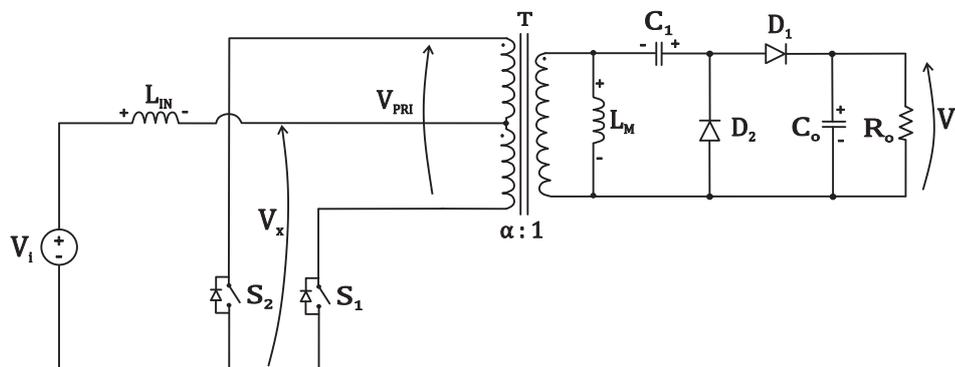
Fonte: Autor

Devido à operação assimétrica do conversor, a presença do capacitor  $C_1$  é necessária para assegurar o equilíbrio do fluxo do transformador e evitar a saturação do mesmo.

Inicialmente, faz-se uma análise da operação do conversor no modo de condução contínua considerando-se a influência da indutância magnetizante do transformador, representada por  $L_M$  na Figura 55. Na seção 5.8 é considerada a influência das indutâncias de dispersão do transformador.

O conversor opera com razão cíclica limitada em 0,5 ( $0 < D < 0,5$ ).

Figura 55 – Conversor push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico considerando indutância magnetizante do transformador.

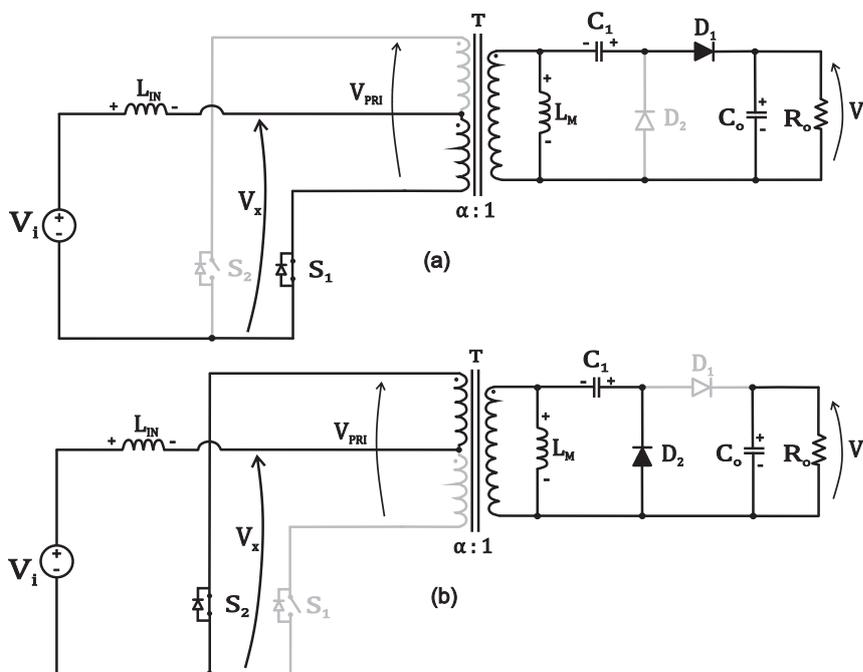


Fonte: Autor

### 5.1 OPERAÇÃO DO CONVERSOR PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE COM COMANDO ASSIMÉTRICO NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

Desconsiderando a influência das indutâncias de dispersão do transformador, o conversor apresenta duas etapas de operação, apresentadas na Figura 56 e analisadas a seguir.

Figura 56 – Circuitos representativos das etapas de operação do conversor push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico.



Fonte: Autor

*Primeira etapa ( $t_0, t_1$ ):*

Na primeira etapa de operação, apresentada na Figura 56(a), com a condução de  $S_1$  e o bloqueio de  $S_2$  ocorre a desmagnetização do indutor  $L_{IN}$  através do diodo  $D_1$ . Desta etapa de operação podem-se escrever as seguintes equações:

$$i_{LIN}(t_0) = I_{LIN(max)}; i_{LIN}(t_1) = I_{LIN(min)} \quad (232)$$

$$v_{LIN}(t_{01}) = [V_i - \alpha(V_o - V_{C1})] \quad (233)$$

$$V_{S2}(t_{01}) = 2\alpha(V_o - V_{C1}) \quad (234)$$

$$v_{LM}(t_{01}) = (V_o - V_{C1}) \quad (235)$$

*Segunda etapa ( $t_1, t_2$ ):*

Na segunda etapa de operação, apresentada na Figura 56(b), com a condução de  $S_2$  e o bloqueio de  $S_1$  ocorre a magnetização do indutor  $L_{IN}$  através do diodo  $D_2$  enquanto o capacitor do filtro de saída  $C_o$  fornece energia para a carga. Desta etapa de operação podem-se escrever as seguintes equações:

$$i_{LIN}(t_1) = I_{LIN(min)}; i_{LIN}(t_2) = I_{LIN(max)} \quad (236)$$

$$v_{LIN}(t_{12}) = V_i - \alpha V_{C1} \quad (237)$$

$$V_{S1}(t_{12}) = 2\alpha V_{C1} \quad (238)$$

$$v_{LM}(t_{12}) = -V_{C1} \quad (239)$$

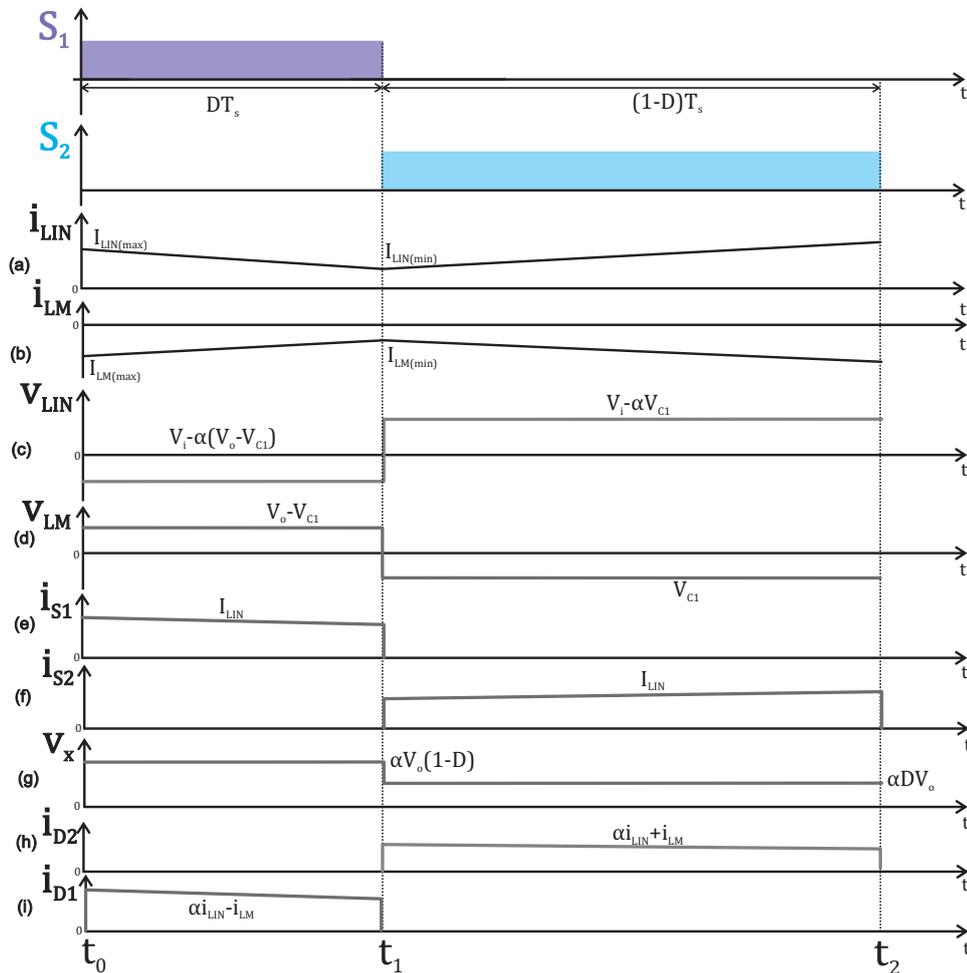
## 5.2 PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA

A Figura 57 apresenta as principais formas de onda relativas à operação no conversor.

Analisando-se a Figura 57(d), que apresenta a tensão na indutância magnetizante do transformador durante um período de chaveamento, escreve-se (240). Com a resolução desta equação se obtém (242), que define a tensão média sobre o capacitor  $C_1$  durante um período de chaveamento.

$$Dv_{LM}(t_{01}) + (1 - D)v_{LM}(t_{12}) = 0 \quad (240)$$

Figura 57 – Principais formas de onda relativas à operação do conversor push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico para o modo de condução contínua.



Fonte: Autor

$$D(V_o - V_{C1}) - (1 - D)V_{C1} = 0 \quad (241)$$

$$V_{C1} = DV_o \quad (242)$$

A tensão sobre o indutor de entrada durante um período de chaveamento é apresentada na Figura 57(c), a partir da qual escreve-se (243). Com a resolução desta equação conclui-se que o valor médio da tensão  $V_x$  é definido por (245).

$$DV_{LIN}(t_{01}) + (1 - D)V_{LIN}(t_{12}) = 0 \quad (243)$$

$$D(V_j - \alpha V_o(1 - D)) + (1 - D)(V_j - \alpha DV_o) = 0 \quad (244)$$

$$V_x = V_j \quad (245)$$

Com a substituição de (242) em (234) e (238), se obtém a tensão máxima sobre os interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , conforme (246) e (247) respectivamente.

$$V_{S1} = 2\alpha DV_o \quad (246)$$

$$V_{S2} = 2\alpha(1 - D)V_o \quad (247)$$

A tensão máxima sobre os diodos  $D_1$  e  $D_2$  é igual a tensão de saída  $V_o$ .

### 5.3 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA

A partir da Figura 57(g) que apresenta o comportamento da tensão  $V_x$  durante um período de chaveamento, escreve-se (248).

$$V_x = \alpha D(V_o - V_{C1}) + (1 - D)\alpha V_{C1} \quad (248)$$

Substituindo-se (242) e (245) em (248), se obtém (249).

$$V_j = 2\alpha D(1 - D)V_o \quad (249)$$

A partir de (249), define-se o ganho estático do conversor, conforme (250).

$$q = \frac{V_o}{V_j} = \frac{1}{2\alpha D(1 - D)} \quad (250)$$

A equação (250) é representada graficamente na Figura 58, considerando a relação de transformação unitária. Salienta-se que a razão cíclica do conversor é limitada em 0,5 ( $0 < D < 0,5$ ).

### 5.4 RAZÃO CÍCLICA

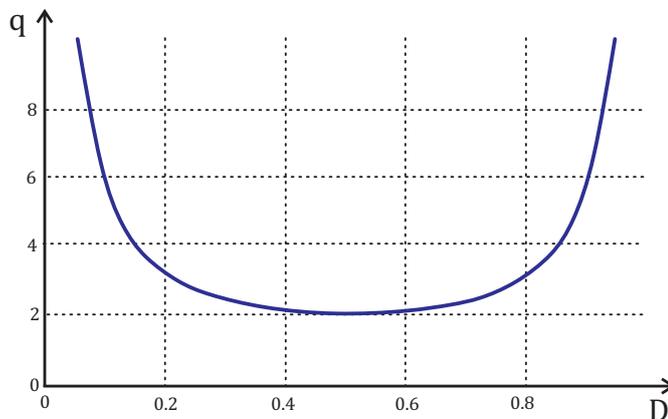
Isolando-se  $D$  em (250), se obtém a equação que define o valor da razão cíclica do conversor, conforme (251).

$$D = \frac{1}{2} - \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{V_j}{2\alpha V_o}} \quad (251)$$

A partir de (251) pode-se escrever a condição apresentada em (252), a qual sugere que o conversor deve operar como elevador de tensão.

$$\alpha V_o > 2V_j \quad (252)$$

Figura 58 – Característica de transferência de tensão do conversor push-pull alimentado em corrente com razão cíclica assimétrica para  $\alpha = 1$ .



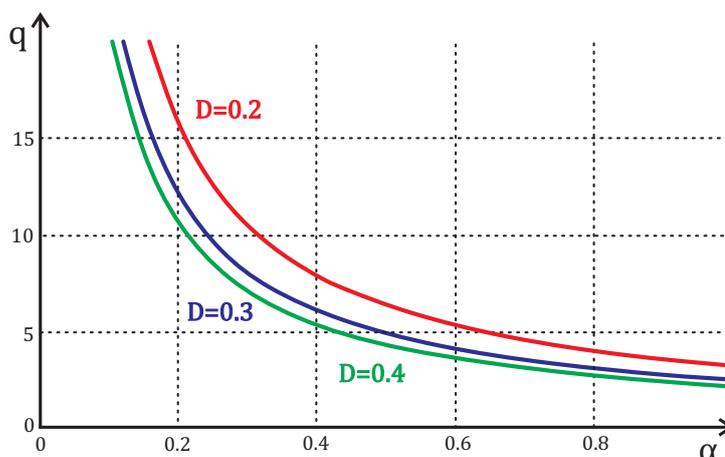
Fonte: Autor

Desta forma, a relação de espiras do transformador pode ser escolhida através de (253).

$$\alpha > \frac{2V_i}{V_o} \quad (253)$$

Na Figura 59 apresenta-se o comportamento do ganho estático do conversor com variação da relação de espiras do transformador para diferentes valores de razão cíclica. Percebe-se que valores pequenos de  $\alpha$  permitem ganhos elevados de tensão no conversor.

Figura 59 – Ganho estático do conversor push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico com variação da relação de espiras do transformador para diferentes valores de razão cíclica.



Fonte: Autor

## 5.5 ESFORÇOS DE CORRENTE NOS COMPONENTES DO CIRCUITO

Nesta seção são obtidas as expressões para cálculo dos esforços de corrente nos principais componentes do circuito.

Inicialmente, determinam-se os valores máximo e mínimo da corrente no indutor  $L_{IN}$ . Através das Figuras 57(a) e 57(c), que apresenta as formas de onda da tensão e da corrente sobre o indutor de entrada durante um período de chaveamento, faz-se o equacionamento.

Para a etapa de desmagnetização de  $L_{IN}$  — intervalo  $DT_s$  — pode-se escrever que:

$$i_{LIN}(t) = I_{LIN(max)} - \frac{V_i - \alpha(V_o - V_{C1})}{L_{IN}} t \quad (254)$$

Ao final deste intervalo a corrente em  $L_{IN}$  atinge seu valor mínimo,  $I_{LIN(min)}$ . Com isso, se obtém (255).

$$I_{LIN(min)} = I_{LIN(max)} - \frac{V_i - \alpha(V_o - V_{C1})}{L_{IN}} DT_s \quad (255)$$

Para a etapa de acumulação de energia em  $L_{IN}$  — intervalo  $(1-D)T_s$  — pode-se escrever que:

$$i_{LIN}(t) = I_{LIN(min)} + \frac{V_i - \alpha V_{C1}}{L_{IN}} t \quad (256)$$

Ao final deste intervalo a corrente em  $L_{IN}$  atinge seu valor máximo,  $I_{LIN(max)}$ . Com isso, se obtém (257). Com a substituição de (242) em (255) e (257) e reorganizando as equações, se obtém (258).

$$I_{LIN(max)} = I_{LIN(min)} + \frac{V_i - \alpha V_{C1}}{L_{IN}} (1-D)T_s \quad (257)$$

$$\Delta I_{LIN} = I_{LIN(max)} - I_{LIN(min)} = \frac{V_i - \alpha DV_o(1-D)}{L_{IN}f_s} \quad (258)$$

As correntes máxima e mínima no indutor  $L_{IN}$  podem ser expressas em função da corrente de saída, sendo a corrente média nos diodos  $D_1$  e  $D_2$  igual à  $I_o$ . Através das Figuras 57(h) e 57(i), pode-se escrever (259) e (260).

$$I_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{D1}(t) dt \quad (259)$$

$$I_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} [\alpha i_{LIN}(t) - i_{LM}(t)] dt \quad (260)$$

Como o comportamento da corrente no indutor  $L_{IN}$  durante um período de chaveamento já foi definida, conforme (254) e (256), resta encontrar o comportamento da

corrente na indutância magnetizante do transformador durante um período de chaveamento. Analisando-se as Figuras 57(b) e 57(d), define-se (261) para o intervalo de tempo  $DT_s$  e (262) para o intervalo de tempo  $(1 - D)T_s$ .

$$i_{LM}(t) = I_{LM(max)} - \frac{V_o - V_{C1}}{L_M} t \quad (261)$$

$$i_{LM}(t) = I_{LM(min)} + \frac{V_{C1}}{L_M} t \quad (262)$$

Ao final do intervalo de tempo  $DT_s$  a corrente em  $L_M$  atinge seu valor mínimo e ao final do intervalo de tempo  $(1 - D)T_s$  a corrente em  $L_M$  atinge seu valor máximo. A partir disso, com a substituição de (242) em (261) e (262) e reorganizando as equações, se obtém (263), que define a ondulação de corrente na indutância magnetizante.

$$\Delta I_{LM} = I_{LM(max)} - I_{LM(min)} = \frac{V_o D(1 - D)}{L_M f_s} \quad (263)$$

Obtidas as equações que definem o comportamento da corrente  $i_{LM}$  durante um período de chaveamento, substituindo-se (254) e (261) em (260), se obtém:

$$I_o = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{DT_s} \alpha \left( I_{LIN(max)} - \frac{V_i - \alpha(V_o - V_{C1})}{L_{IN}} t \right) + \left( I_{LM(max)} - \frac{V_o - V_{C1}}{L_M} t \right) \right] dt \quad (264)$$

Substituindo-se (242) em (264) e resolvendo-se a integral, se obtém (265).

$$I_o = \alpha D \left( I_{LIN(max)} - \frac{V_i - \alpha V_o D(1 - D)}{2L_{IN} f_s} \right) + D \left( I_{LM(max)} - \frac{V_o D(1 - D)}{2L_M f_s} \right) \quad (265)$$

Com a substituição de (258) e (263) em (265), se obtém (266).

$$I_o = \alpha D \left( \frac{I_{LIN(max)} + I_{LIN(min)}}{2} \right) + D \left( \frac{I_{LM(max)} + I_{LM(min)}}{2} \right) \quad (266)$$

Isolando-se  $I_{LIN(max)}$  em (266), se obtém (267):

$$I_{LIN(max)} = \frac{2I_o}{\alpha D} - \frac{(I_{LM(max)} + I_{LM(min)})}{\alpha} - I_{LIN(min)} \quad (267)$$

Isolando-se  $I_{LIN(max)}$  em (258) e igualando com (267), se obtém (268) e consequentemente (269), que definem os valores máximo e mínimo da corrente no indutor  $L_{IN}$ , respectivamente.

$$I_{LIN(max)} = \frac{I_o}{\alpha D} - \frac{(I_{LM(max)} + I_{LM(min)})}{2\alpha} + \frac{V_i - \alpha V_o D(1 - D)}{2L_{IN} f_s} \quad (268)$$

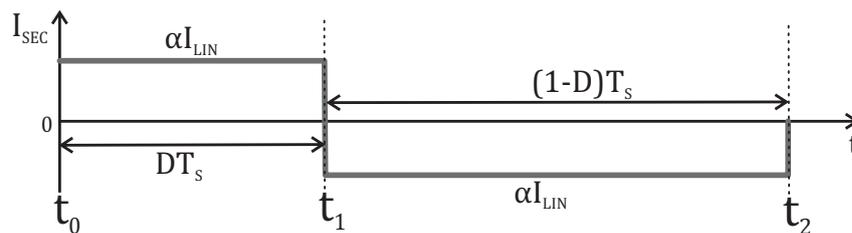
$$I_{LIN(min)} = \frac{I_o}{\alpha D} - \frac{(I_{LM(max)} + I_{LM(min)})}{2\alpha} - \frac{V_i - \alpha V_o D(1 - D)}{2L_{IN}f_s} \quad (269)$$

Obtidas as equações que definem os valores máximo e mínimo da corrente no indutor  $L_{IN}$ , resta agora encontrar a equação que define o valor médio desta corrente, conforme equação (270).

$$I_{LIN} = \frac{I_{LIN(max)} + I_{LIN(min)}}{2} = \frac{I_o}{\alpha D} - \frac{(I_{LM(max)} + I_{LM(min)})}{2\alpha} \quad (270)$$

Como a equação que define a corrente média no indutor  $L_{IN}$  é descrita em função dos valores máximo e mínimo da corrente na indutância magnetizante do transformador, resta definir estes valores. Através da Figura 60, pode-se concluir que a corrente média em  $L_M$  durante um período de chaveamento equivale a corrente média no enrolamento secundário do transformador, conforme (271), já que a corrente média no capacitor  $C_1$  durante um período de chaveamento é nula.

Figura 60 – Corrente no enrolamento secundário do transformador.



Fonte: Autor

$$I_{C1} = I_{LM} - I_{Sec} = 0; I_{LM} = I_{Sec} \quad (271)$$

Desta forma, pode-se definir a corrente média na indutância magnetizante conforme (273).

$$I_{LM} = I_{Sec} = \alpha I_{LIN} D - \alpha I_{LIN} (1 - D) \quad (272)$$

$$I_{LM} = \alpha I_{LIN} (1 - 2D) \quad (273)$$

Obtida a equação que define a corrente média na indutância magnetizante do transformador, os valores máximo e mínimo da corrente neste componente podem ser expressos através de (274) e (275), sendo a ondulação de corrente já definida em (263).

$$I_{LM(max)} = \alpha I_{LIN} (1 - 2D) + \frac{V_o D(1 - D)}{2L_M f_s} \quad (274)$$

$$I_{LM(min)} = \alpha I_{LIN}(1 - 2D) - \frac{V_o D(1 - D)}{2L_M f_s} \quad (275)$$

Portanto, com a substituição de (274) e (275) em (270), são obtidas as equações (276) e (277), que definem as correntes médias no indutor de entrada e na indutância magnetizante durante um período de chaveamento, respectivamente.

$$I_{LIN} = \frac{I_o}{2\alpha D(1 - D)} \quad (276)$$

$$I_{LM} = \frac{I_o (1 - 2D)}{2D (1 - D)} \quad (277)$$

#### 5.5.0.1 Corrente média e eficaz no indutor $L_{IN}$

A corrente média no indutor  $L_{IN}$  é definida conforme (276).

Considerando-se uma ondulação de corrente  $\Delta I_{LIN}$  através deste indutor igual ou inferior a 10% da corrente média, a corrente eficaz neste indutor pode ser aproximada por (278).

$$I_{LIN(ef)} \approx I_{LIN} \quad (278)$$

#### 5.5.0.2 Corrente média e eficaz na indutância magnetizante $L_M$

Da mesma forma, as correntes média e eficaz na indutância de magnetização do transformador são descritas por (277) e (279), respectivamente.

$$I_{LM(ef)} \approx I_{LM} \quad (279)$$

Nota-se que o comando assimétrico utilizado no acionamento dos interruptores do conversor faz com que a corrente média na indutância magnetizante não seja nula.

#### 5.5.0.3 Corrente média e eficaz nos diodos

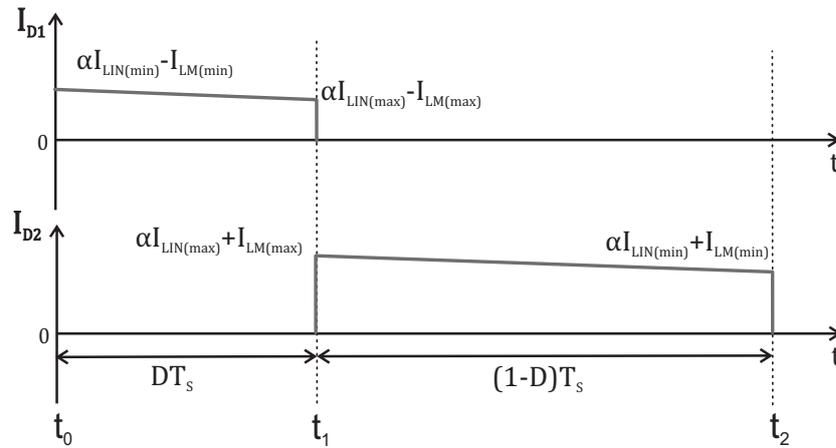
Como já mencionado anteriormente, a corrente média nos diodos  $D_1$  e  $D_2$  é igual a corrente de saída  $I_o$ . Com base na Figura 61, isto é comprovado a seguir através de (281) e (283).

A corrente média no diodo  $D_1$  é calculada a partir de (280). Com as devidas substituições, se obtém (281).

$$I_{D1} = \frac{1}{T_s} \left[ \frac{\alpha(I_{LIN(max)} + I_{LIN(min)}) + (I_{LM(max)} + I_{LM(min)})}{2} DT_s \right] \quad (280)$$

$$I_{D1} = I_o \quad (281)$$

Figura 61 – Corrente nos diodos durante um período de chaveamento.



Fonte: Autor

Da mesma forma, a corrente média em  $D_2$  é calculada a partir de (282). Com as devidas substituições, se obtém (283).

$$I_{D2} = \frac{1}{T_s} \left[ \frac{\alpha(I_{LIN(max)} + I_{LIN(min)}) - (I_{LM(max)} + I_{LM(min)})}{2} (1 - D) T_s \right] \quad (282)$$

$$I_{D2} = I_o \quad (283)$$

Desprezando a ondulação de corrente nos diodos, as correntes eficazes em  $D_1$  e  $D_2$  são obtidas a partir de (284) e (286). Com as devidas substituições, se obtém (285) e (287).

$$I_{D1(ef)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} [\alpha I_{LIN} + I_{LM}]^2 dt} = \quad (284)$$

$$I_{D1(ef)} = \frac{I_o}{\sqrt{D}} \quad (285)$$

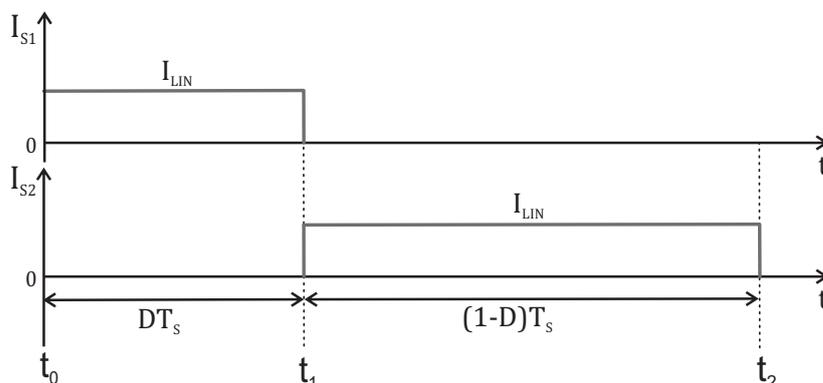
$$I_{D2(ef)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D)T_s} [\alpha I_{LIN} - I_{LM}]^2 dt} = \quad (286)$$

$$I_{D2(ef)} = \frac{I_o}{\sqrt{(1-D)}} \quad (287)$$

#### 5.5.0.4 Corrente média e eficaz nos interruptores

Através da Figura 62, que apresenta a forma de onda da corrente nos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  durante um período de chaveamento considerando baixa ondulação de

Figura 62 – Corrente nos interruptores durante um período de chaveamento considerando baixa ondulação de corrente.



Fonte: Autor

corrente, as correntes médias em  $S_1$  e  $S_2$  podem ser definidas conforme (288) e (289), respectivamente.

$$I_{S1,avg} = \frac{1}{T_s} \left[ \frac{I_o}{2\alpha D(1-D)} DT_s \right] = \frac{I_o}{2\alpha(1-D)} \quad (288)$$

$$I_{S2,avg} = \frac{1}{T_s} \left[ \frac{I_o}{2\alpha D(1-D)} (1-D)T_s \right] = \frac{I_o}{2\alpha D} \quad (289)$$

Já as correntes eficazes nos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  durante um período de chaveamento podem ser definidas conforme (290) e (291), respectivamente.

$$I_{S1,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} \left[ \frac{I_o}{2\alpha D(1-D)} \right]^2 dt} = \frac{I_o}{2\alpha(1-D)\sqrt{D}} \quad (290)$$

$$I_{S2,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D)T_s} \left[ \frac{I_o}{2\alpha D(1-D)} \right]^2 dt} = \frac{I_o}{2\alpha D\sqrt{(1-D)}} \quad (291)$$

#### 5.5.0.5 Corrente média e eficaz nos enrolamentos do transformador

Como já definido anteriormente, a corrente média no enrolamento secundário do transformador durante um período de chaveamento é descrita conforme (292).

$$I_{SEC,avg} = I_{LM} = \frac{I_o (1-2D)}{2D (1-D)} \quad (292)$$

Já a corrente eficaz no enrolamento secundário é definida conforme (293).

$$I_{SEC,rms} = \alpha I_{IN}(ef) = \frac{I_o}{2D(1-D)} \quad (293)$$

As correntes através dos enrolamentos primários do transformador são idênticas as correntes nos interruptores, desta forma, as equações já foram definidas anteriormente.

## 5.6 DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DO CONVERSOR

Nesta seção serão definidas as equações para dimensionamento do indutor de entrada  $L_{IN}$ , do capacitor  $C_1$  e do capacitor do filtro de saída  $C_o$ .

### 5.6.1 Indutor de entrada $L_{IN}$

Considerando-se que as potências de entrada e saída do conversor são definidas conforme equações (294) e (295), igualando-as e realizando algumas manipulações algébricas, se obtém (296).

$$P_i = V_i \cdot I_{LIN} \quad (294)$$

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (295)$$

$$I_{LIN} = \frac{V_i}{[2\alpha D(1-D)]^2 R_o} \quad (296)$$

A equação (297) representa a ondulação de corrente no indutor de entrada. Isolando  $V_o$  em (250) e substituindo em (297), se obtém a equação (298).

$$\Delta I_{LIN} = \frac{V_i - \alpha V_o(1-D)}{L_{IN}} DT_s \quad (297)$$

$$\Delta I_{LIN} = \frac{V_i}{2L_{IN}f_s}(1-2D) \quad (298)$$

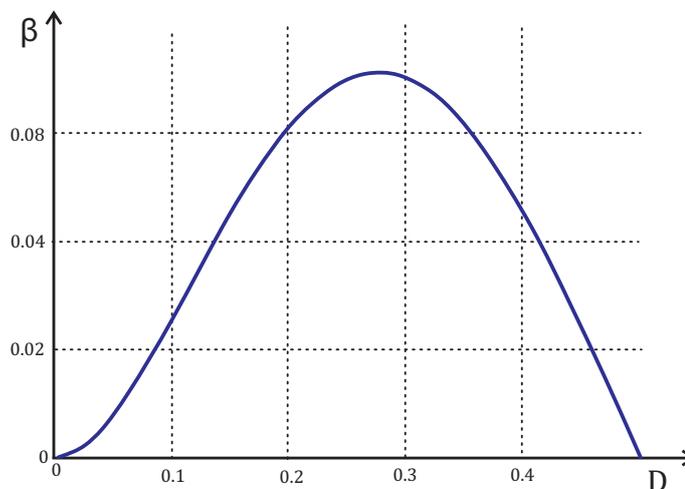
Dividindo (298) por (296), se obtém (299).

$$\frac{\Delta I_{LIN}}{I_{LIN}} = \frac{(1-2D)[2D(1-D)]^2 \alpha^2 R_o}{2L_{IN}f_s} \quad (299)$$

Parametrizando-se a equação (299) se obtém (300). Esta equação é representada graficamente na Figura 63, na qual se observa que a ondulação máxima de corrente no indutor de entrada ocorre para  $D = 0,28$ .

$$\frac{2L_{IN}f_s}{\alpha^2 R_o} \cdot \frac{\Delta I_{LIN}}{I_{LIN}} = \beta = (1-2D)[2D(1-D)]^2 \quad (300)$$

Figura 63 – Ondulação de corrente parametrizada no indutor de entrada.



Fonte: Autor

Por fim, isolando-se  $L_{IN}$  em (298), se obtém:

$$L_{IN} = \frac{V_i(1 - 2D)}{2\Delta I_{LIN}f_s} \quad (301)$$

Sendo  $\Delta I_{LIN}$  um parâmetro de projeto, é desejável mantê-lo em aproximadamente 10% da corrente média no indutor  $L_{IN}$ .

### 5.6.2 Capacitor $C_1$

O uso do capacitor  $C_1$  torna-se indispensável para impedir a circulação de componentes contínuas de corrente no transformador, o que provocaria a saturação do núcleo. O dimensionamento deste componente é apresentado em (BARBI, 2007). Com base na Figura 64, este capacitor é definido conforme (302).

O dimensionamento é feito com base na queda de tensão através deste componente. Quanto menor o valor deste capacitor, maior será a queda de tensão que este componente provoca.

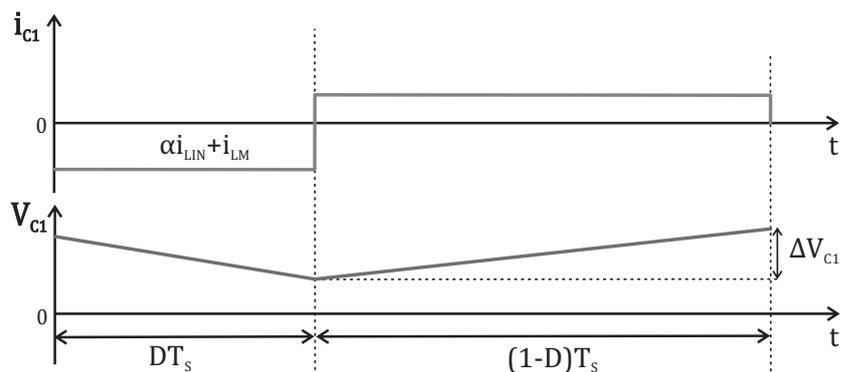
$$C_1 \geq \frac{I_o}{f_s \Delta V_{C1}} \quad (302)$$

Com  $0,05V_o \leq \Delta V_{C1} \leq 0,1V_o$ .

### 5.6.3 Capacitor do filtro de saída $C_o$

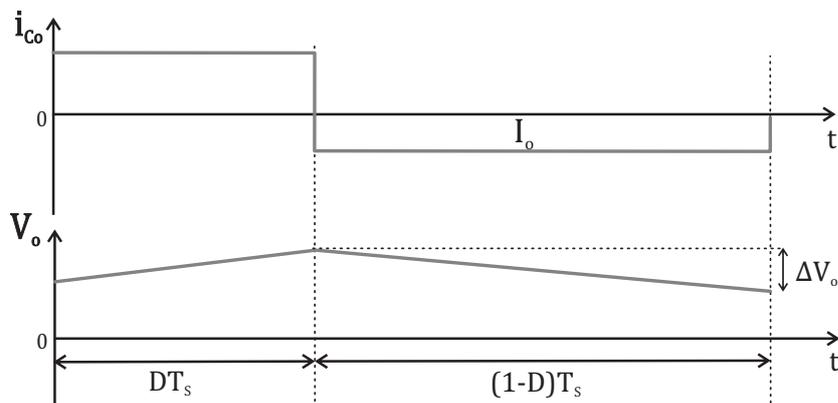
A Figura 65 apresenta a forma de onda da tensão e da corrente no capacitor de saída  $C_o$  durante um período de chaveamento.

Figura 64 – Tensão e corrente no capacitor  $C_1$  durante um período de chaveamento.



Fonte: Autor

Figura 65 – Tensão e corrente no capacitor  $C_o$  durante um período de chaveamento.



Fonte: Autor

A partir da Figura 65, pode-se escrever (303).

$$C_o = \frac{I_o(1-D)}{f_s \Delta V_o} \quad (303)$$

## 5.7 INDUTÂNCIA CRÍTICA

A indutância crítica é aquela cujo valor determina a operação do conversor no modo de condução crítica. Este modo de operação não possui interesse prático, porém, a expressão da indutância crítica auxilia a definição do modo de operação no projeto do conversor. Se o indutor  $L_{IN}$  possuir valor inferior ao valor da indutância crítica  $L_{crit}$ , o conversor irá operar no modo de condução descontínua.

Igualando-se (304) — que define a corrente mínima no indutor  $L_{IN}$  para o modo

de condução contínua — à zero, define-se a indutância crítica  $L_{crit}$ , conforme (305).

$$I_m = \frac{I_o}{2\alpha D(1-D)} - \frac{V_i}{4L_{IN}f_s}(1-2D) = 0 \quad (304)$$

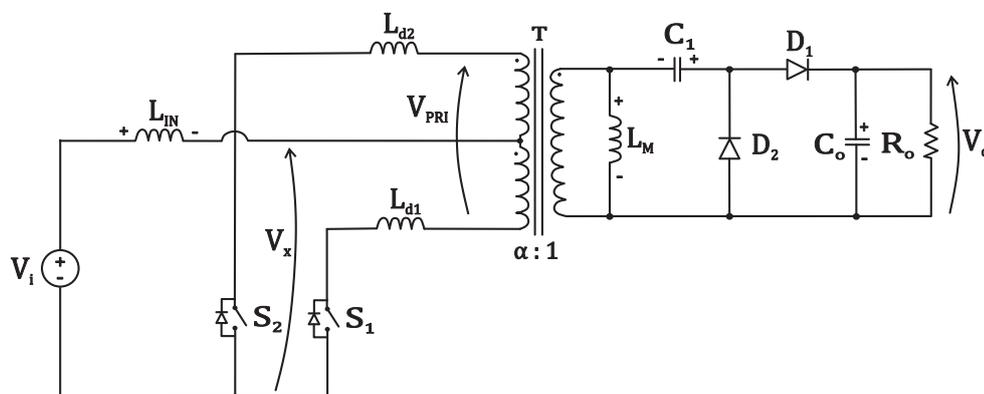
$$L_{crit} = \frac{V_i\alpha D(1-D)}{2f_s I_o}(1-2D) \quad (305)$$

## 5.8 ANÁLISE DO CONVERSOR PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE COM COMANDO ASSIMÉTRICO CONSIDERANDO INDUTÂNCIAS DE DISPERSÃO DO TRANSFORMADOR

Nesta seção a operação do conversor push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico é analisada considerando-se a influência das indutâncias de dispersão do transformador, representadas por  $L_{d1}$  e  $L_{d2}$  conforme Figura 66. Desta forma, para esta análise torna-se necessário a adição de um circuito auxiliar conectado aos interruptores do conversor.

A seguir, são analisadas duas opções de grampeamento para o conversor push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico.

Figura 66 – Conversor push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico considerando indutâncias de dispersão do transformador.

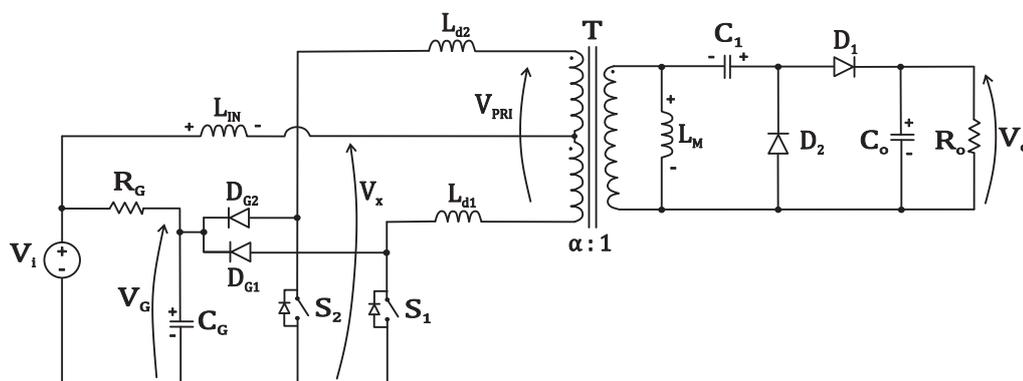


Fonte: Autor

### 5.8.1 Conversor push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico com grampeamento RCD com recuperação parcial da energia

Nesta seção, analisa-se a operação do conversor push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico com grampeamento RCD com recuperação parcial da energia. O circuito é apresentado na Figura 67.

Figura 67 – Conversor push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico com grampeamento RCD com recuperação parcial da energia.



Fonte: Autor

### 5.8.1.1 Princípio de operação

O conversor apresenta quatro etapas de operação para um período de chaveamento, conforme Figura 68, as quais são analisadas a seguir.

*Primeira etapa ( $t_0, t_1$ ):*

Em  $t_0$ ,  $S_1$  é comandado a conduzir e  $S_2$  está bloqueado.

O indutor  $L_{IN}$  desmagnetiza-se com a condução do diodo  $D_1$ . Sabendo que a tensão média em  $C_1$  é igual a  $DV_o$ , desta etapa de operação — representada na Figura 68(a) — as seguintes equações podem ser escritas:

$$v_{LIN}(t_{01}) = V_i - \alpha(V_o - V_{C1}) = V_i - \alpha V_o(1 - D) \quad (306)$$

$$v_{LM}(t_{01}) = (V_o - V_{C1}) = V_o(1 - D) \quad (307)$$

$$V_{S1}(t_{01}) = 0 \quad (308)$$

$$V_{S2}(t_{01}) = 2\alpha(V_o - V_{C1}) = 2\alpha V_o(1 - D) \quad (309)$$

*Segunda etapa ( $t_1, t_2$ ):*

No instante  $t_1$ , o interruptor  $S_1$  é comandado a bloquear e  $S_2$  a conduzir. A energia armazenada na indutância de dispersão  $L_{d1}$  é transferida para o capacitor de grampeamento  $C_G$  através do diodo  $D_{G1}$ . Parte dessa energia é transferida para a fonte de tensão e parte é dissipada pelo resistor  $R_G$ . Ao final desta etapa, representada

na Figura 68(b), a corrente no indutor de entrada atinge seu valor mínimo. Desta etapa, as seguintes equações podem ser escritas:

$$v_{LIN}(t_{12}) = V_i - \frac{V_G}{2} \quad (310)$$

$$v_{LM}(t_{12}) = (V_o - V_{C1}) = V_o(1 - D) \quad (311)$$

$$V_{S1}(t_{12}) = V_G \quad (312)$$

$$V_{S2}(t_{12}) = 0 \quad (313)$$

*Terceira etapa ( $t_2, t_3$ ):*

Quando toda a energia armazenada em  $L_{d1}$  é transferida para o circuito de grameamento, o diodo  $D_{G1}$  bloqueia. O indutor de entrada armazena energia através do diodo  $D_2$ . A corrente que flui através do resistor de grameamento  $R_G$  é devolvida para a fonte de tensão. Desta etapa — representada na Figura 68(c) — as seguintes equações podem ser escritas:

$$v_{LIN}(t_{23}) = V_i - \alpha V_{C1} = V_i - \alpha DV_o \quad (314)$$

$$v_{LM}(t_{23}) = -V_{C1} = -DV_o \quad (315)$$

$$V_{S1}(t_{23}) = 2\alpha DV_o \quad (316)$$

$$V_{S2}(t_{23}) = 0 \quad (317)$$

*Quarta etapa ( $t_3, t_4$ ):*

No instante  $t_3$ , o interruptor  $S_2$  é comandado a bloquear e  $S_1$  a conduzir. A energia armazenada na indutância de dispersão  $L_{d2}$  é transferida para o capacitor de grameamento  $C_G$  através do diodo  $D_{G2}$ . Parte dessa energia é transferida para a fonte de tensão e parte é dissipada pelo resistor  $R_G$ . Desta etapa — representada na Figura 68(d) — as seguintes equações podem ser escritas:

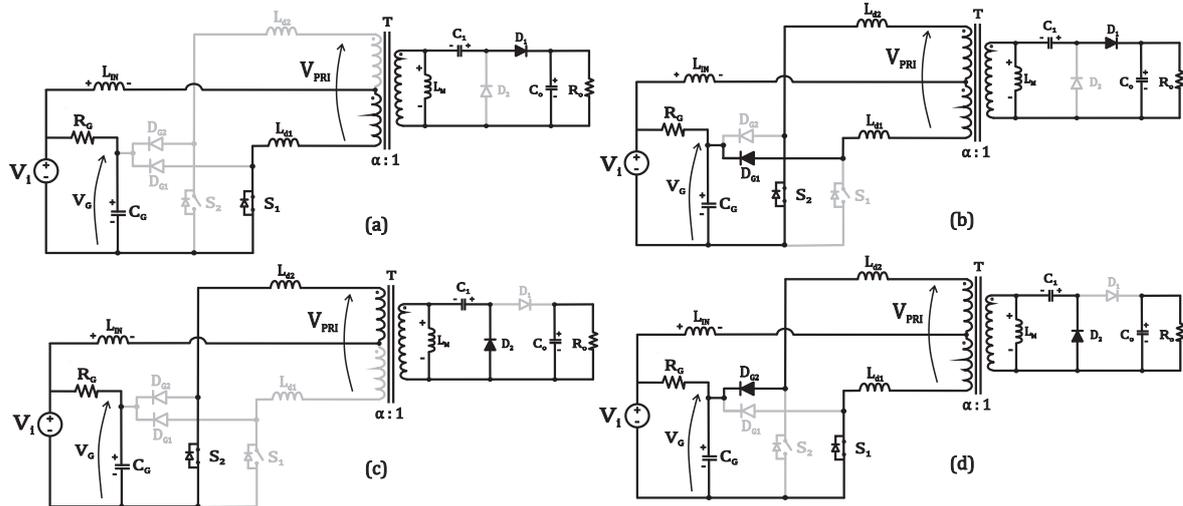
$$v_{LIN}(t_{34}) = V_i - \frac{V_G}{2} \quad (318)$$

$$v_{LM}(t_{34}) = -V_{C1} = -DV_o \quad (319)$$

$$V_{S1}(t_{34}) = 0 \quad (320)$$

$$V_{S2}(t_{34}) = V_G \quad (321)$$

Figura 68 – Etapas de operação do conversor push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico e grampeamento RCD com recuperação parcial da energia.



Fonte: Autor

#### 5.8.1.1.1 Principais formas de onda

Na Figura 69 são apresentadas as principais formas de onda relativas à operação do conversor push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico e grampeamento RCD com recuperação parcial da energia.

#### 5.8.1.1.2 Característica de saída

A tensão de saída refletida no enrolamento primário do transformador e a corrente média no indutor  $L_{IN}$  sem a influência do circuito grampeador — que já foram definidas nas equações (250) e (276) — são reescritas abaixo e serão usadas nesta análise.

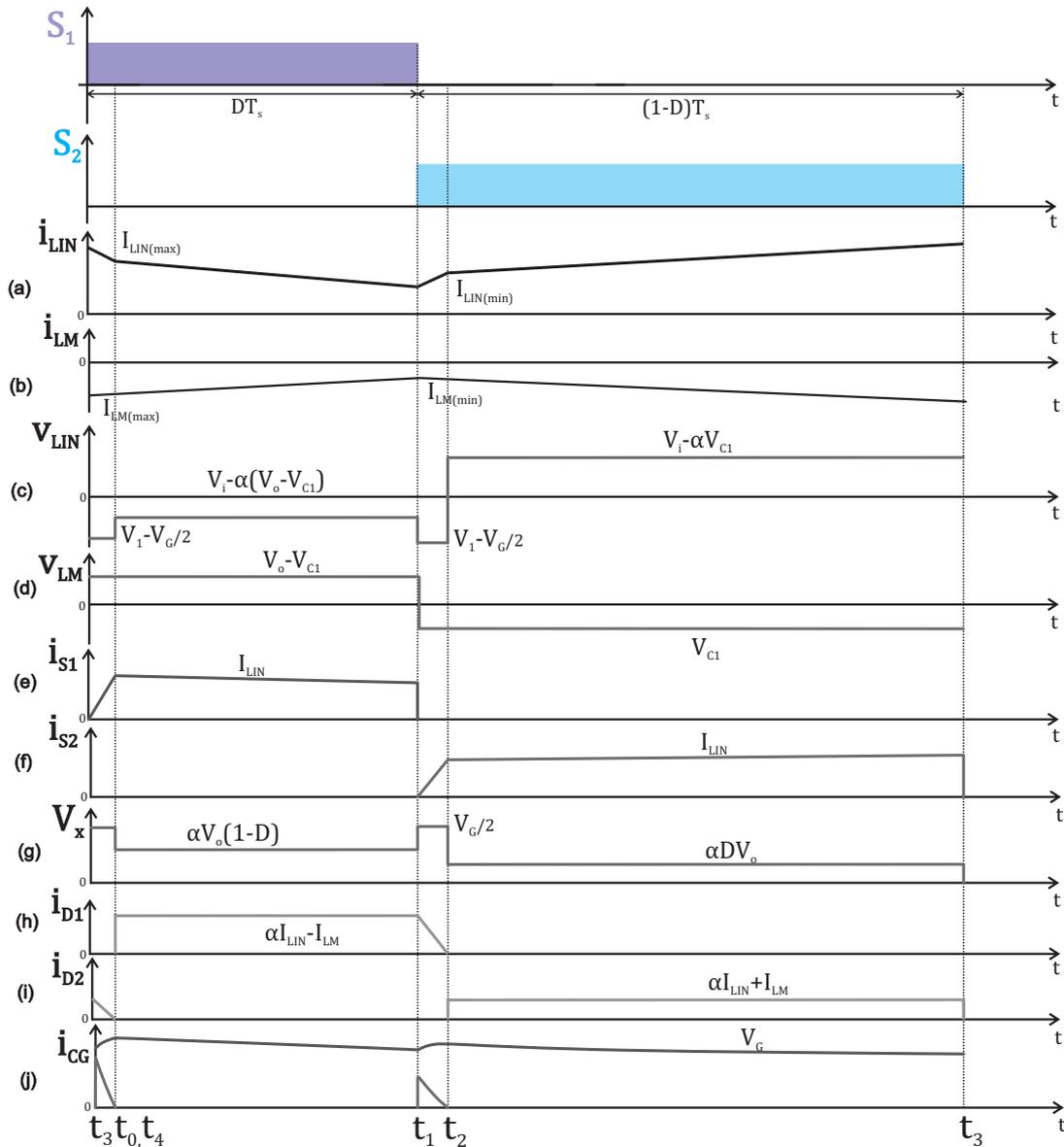
$$\alpha V_o = \frac{V_i}{2D(1-D)} \quad (322)$$

$$I_{LIN} = \frac{I_o}{2\alpha D(1-D)} \quad (323)$$

As tensões sobre as indutâncias de dispersão são definidas conforme (324).

$$V_{Ld} = L_d \frac{\Delta I_{LIN}}{\Delta t} \quad (324)$$

Figura 69 – Formas de onda do conversor push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico e grampeamento RCD com recuperação parcial da energia.



Fonte: Autor

No intervalo de tempo  $t_{12}$ , as tensões sobre as indutâncias de dispersão são definidas conforme (325). Desta forma, pode-se calcular a duração deste intervalo de tempo, substituindo-se (325) em (324), obtendo-se (326).

$$V_{Ld} = \frac{V_G}{2} + \alpha(1 - D)V_o \quad (325)$$

$$t_{12} = \frac{L_d I_o}{\alpha D(1 - D)[V_G + 2\alpha V_o(1 - D)]} \quad (326)$$

Já no intervalo de tempo  $t_{34}$ , as tensões sobre as indutâncias de dispersão são definidas conforme (327). Desta forma, pode-se calcular a duração deste intervalo de tempo, substituindo-se (327) em (324), obtendo-se (328).

$$V_{Ld} = \frac{V_G}{2} + \alpha D V_o \quad (327)$$

$$t_{34} = \frac{L_d I_o}{\alpha D(1-D)[V_G + 2\alpha V_o D]} \quad (328)$$

Nota-se através de (326) e (328) que quanto maior  $V_G$ , menor é a duração desses intervalos de tempo.

Como os intervalos de tempo  $t_{12}$  e  $t_{34}$  dependem da tensão de grampeamento, torna-se necessário encontrar uma equação que defina esta variável. Analisando o circuito de grampeamento, pode-se escrever (329).

$$V_G = V_i + R_G I_{RG} \quad (329)$$

A corrente no resistor de grampeamento é definida conforme (330), e com a substituição desta equação em (329), se obtém (331).

$$I_{RG} = \frac{I_{LIN}(t_{12} + t_{34})}{2 T_s} \quad (330)$$

$$V_G = V_i + R_G \left[ \frac{L_d f_s [2DV_G(1-D) + V_i]}{V_i(V_i + V_G) - DV_G^2(D-1)} \left( \frac{I_o}{2\alpha D(1-D)} \right)^2 \right] \quad (331)$$

Na tentativa de isolar a variável  $V_G$  em (331), se obtém (332). Dada a complexidade para resolução desta equação, é utilizada a fórmula resolvente de Cardano que soluciona equações cúbicas reduzidas (SOUZA, F. N. B., 2013). O equacionamento não será apresentado devido ao elevado número de termos das equações obtidas.

$$[-[2\alpha D(1-D)]^2 D(D-1)]V_G^3 + [[2\alpha D(1-D)]^2 V_i[1 + D(D-1)]]V_G^2 - [R_G L_d f_s I_o^2 2D(1-D)]V_G - [[2\alpha D(1-D)]^2 V_i^3 + R_G L_d f_s I_o^2 V_i] = 0 \quad (332)$$

Sabendo que o valor médio da tensão  $V_x$  é igual a  $V_i$  para um período de chaveamento e observando-se a Figura 69(g), escreve-se (333).

$$V_x = \frac{1}{T_s} \left[ \int_{t_{34}}^{DT_s} [\alpha V_o(1-D)]dt + \int_{t_{12}}^{(1-D)T_s} [\alpha D V_o]dt \right] = V_i \quad (333)$$

Com a substituição de (326) e (328) em (333) e com a resolução desta equação, se obtém (334).

$$q = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{2\alpha D(1-D) - \frac{L_d I_o f_s}{D(1-D)} \left[ \frac{(1-D)}{2\alpha D V_o + V_G} + \frac{D}{2\alpha(1-D)V_o + V_G} \right]} \quad (334)$$

Se  $L_d = 0$  em (334), o ganho estático ideal do conversor é descrito conforme (335).

$$q = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{2\alpha D(1-D)} \quad (335)$$

Com algumas manipulações algébricas em (334) e com a substituição de (322) em (334) se obtém (336), que define o ganho estático do conversor push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico e grampeamento RCD com recuperação parcial da energia.

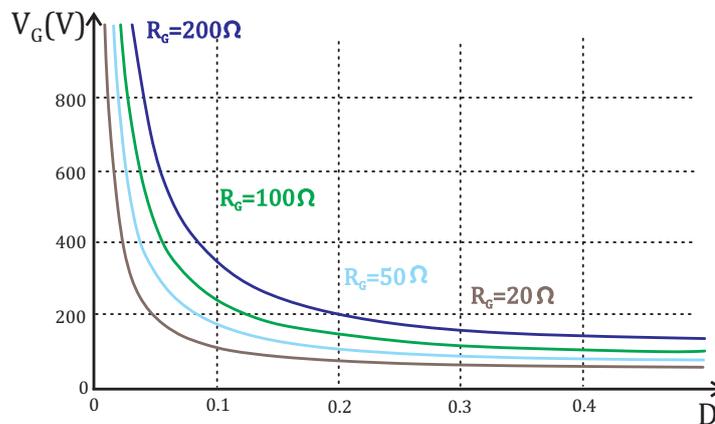
$$q = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{2\alpha D(1-D) - \frac{I_o L_d f_s [V_i(2D^2 - 2D + 1) - D V_G(D-1)]}{D(1-D)[V_i^2 + V_i V_G - D V_G^2(D-1) ]}} \quad (336)$$

Para análise da influência dos parâmetros de (336) no ganho estático do conversor, considera-se as variáveis definidas na Tabela 1.

Inicialmente, na Figura 70, analisa-se o comportamento da tensão de grampeamento para diferentes valores de resistência de grampeamento em função da razão cíclica. Esta análise é realizada com a equação obtida da resolução de (332).

Nota-se que quanto maior a resistência de grampeamento maior é a tensão de grampeamento e o aumento da razão cíclica reduz a tensão de grampeamento.

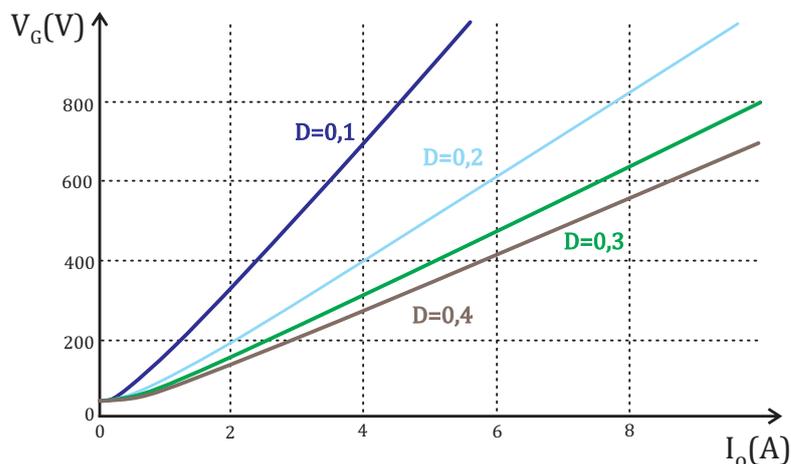
Figura 70 – Tensão de grampeamento com variação do resistor de grampeamento em função da razão cíclica.



Fonte: Autor

Na Figura 71, analisa-se o comportamento da tensão de grampeamento para diferentes valores de razão cíclica em função da corrente de carga. Nota-se que quanto maior a corrente de carga maior é a tensão de grampeamento.

Figura 71 – Tensão de grampeamento com variação da razão cíclica em função da corrente de carga.



Fonte: Autor

Por fim, na Figura 72, analisa-se o comportamento do ganho estático do conversor para diferentes valores de tensão de grampeamento em função da razão cíclica. Percebe-se que para valores pequenos de razão cíclica ( $D < 0,2$ ), o ganho estático do conversor diminui com o aumento da tensão de grampeamento. Já para valores maiores de razão cíclica, a variação na tensão de grampeamento não causa alterações significativas no ganho estático do conversor.

### 5.8.1.1.3 Dimensionamento do circuito grampeador de tensão

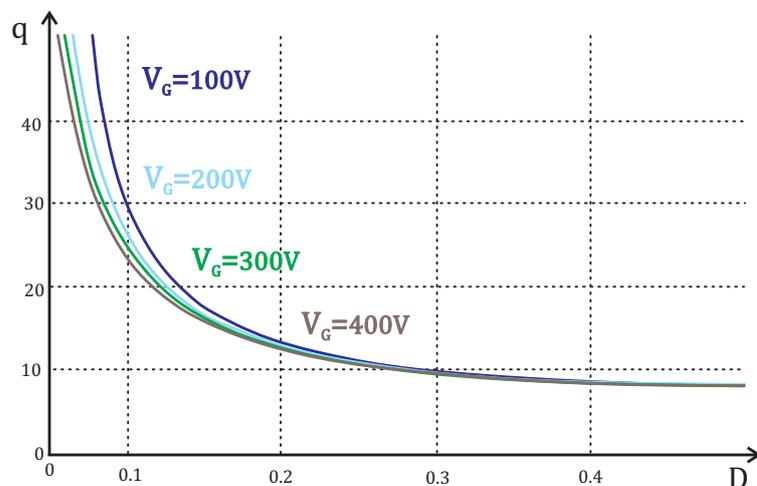
Como já visto, o capacitor de grampeamento  $C_G$  pode ser dimensionado pelo critério de ondulação de tensão, conforme (337), no qual o projetista define a variável  $\Delta V_G$ .

$$C_G = \frac{V_G - V_i}{2f_s R_G \Delta V_G} \quad (337)$$

Define-se o resistor de grampeamento conforme (338).

$$R_G = \frac{V_G}{I_{RG}} = \frac{V_G}{\left[ \frac{I_o}{2\alpha D(1-D)} \right]^2 \frac{L_d f_s [2DV_G(1-D) + V_i]}{[V_i(V_i + V_G) - DV_G^2(D-1)]}} \quad (338)$$

Figura 72 – Ganho estático com variação da tensão de grampeamento em função da razão cíclica.



Fonte: Autor

Por fim, a potência dissipada no circuito grampeador de tensão é definida conforme (339). Percebe-se que quanto maior a resistência de grampeamento  $R_G$ , menor a potência dissipada.

$$P_G = \frac{V_G^2}{R_G} \quad (339)$$

### 5.8.2 Conversor push-pull alimentado em corrente com razão cíclica assimétrica com grampeamento ativo

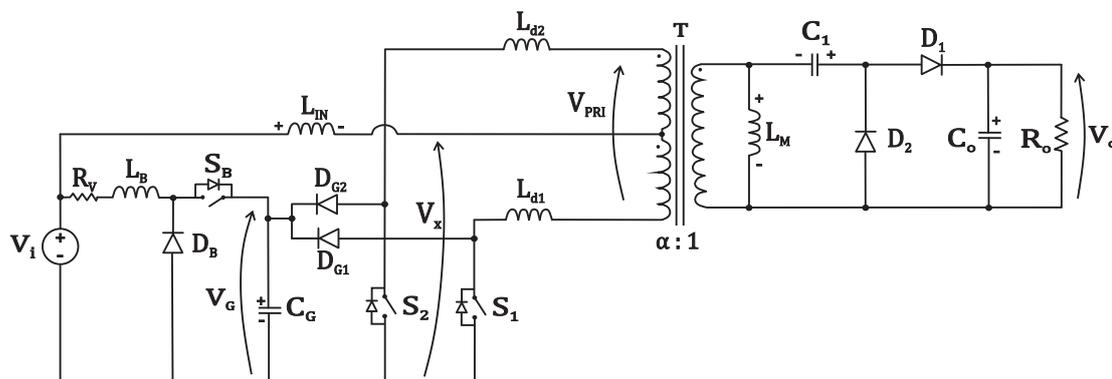
Toda a análise realizada na seção 5.8.1 é válida para o conversor push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico e com o conversor buck atuando como grampeador de tensão. O circuito é apresentado na Figura 73 e as principais formas de onda relativas à operação do conversor são apresentadas na Figura 74.

## 5.9 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Através da análise do conversor push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico realizada neste capítulo, conclui-se que:

- Os interruptores do conversor são acionados complementarmente e o conversor opera com razão cíclica menor que 0,5 ( $D < 0,5$ );
- O conversor necessita de um circuito auxiliar para que a energia armazenada nas indutâncias de dispersão do transformador não seja dissipada sobre os interruptores na forma de sobretensões;

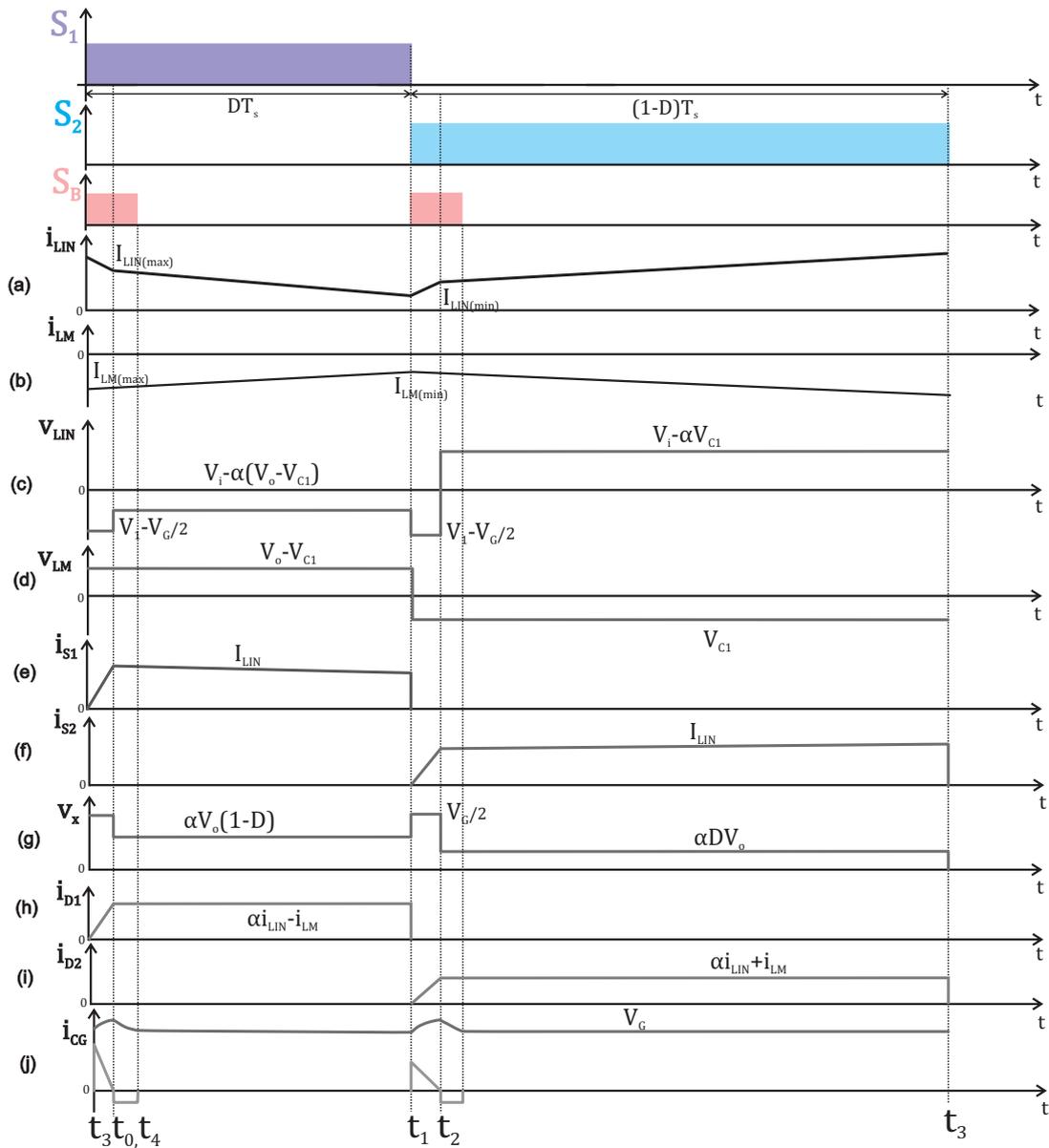
Figura 73 – Conversor push-pull alimentado em corrente com razão cíclica assimétrica e grampeamento ativo.



Fonte: Autor

- Foram estudadas duas técnicas de grampeamento que possibilitam a recuperação parcial da energia armazenada nas indutâncias de dispersão;
- A corrente média na indutância magnetizante do transformador não é nula;
- O conversor não funciona sem a presença do capacitor  $C_1$ , que impede a saturação do núcleo do transformador.

Figura 74 – Formas de onda do conversor push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico e grameamento ativo.

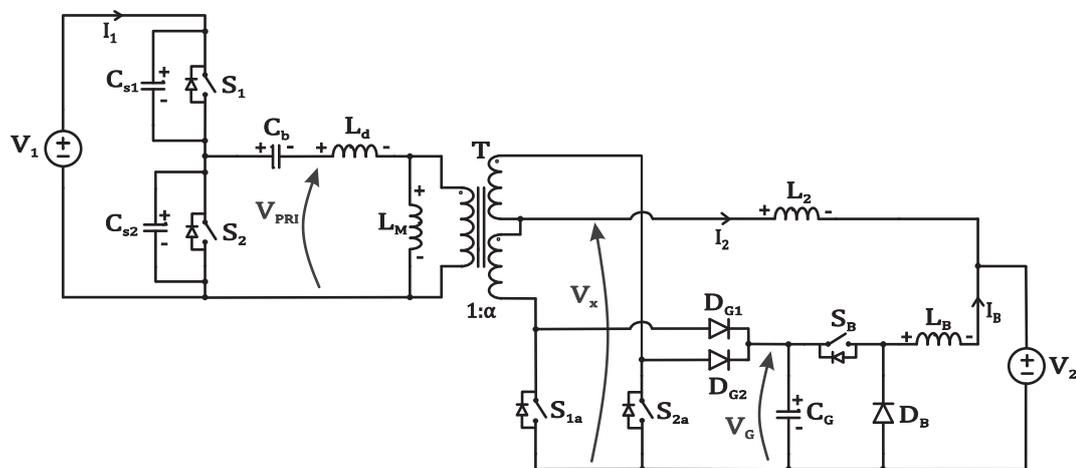


Fonte: Autor

## 6 INTEGRAÇÃO DOS CONVERSORES MEIA-PONTE ASSIMÉTRICO E PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE COM COMANDO ASSIMÉTRICO E GRAMPEAMENTO ATIVO

Os conversores CC-CC meia-ponte assimétrico ZVS-PWM — estudado no Capítulo 3 — e push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico — estudado no Capítulo 5 — são conectados de forma a se obter um conversor bidirecional, como apresentado na Figura 75. O conversor buck atua como grampeador de tensão para limitar os picos de tensão sobre os interruptores do estágio push-pull, conforme já estudado nos Capítulos 4 e 5.

Figura 75 – Conversor CC-CC isolado bidirecional com grampeamento ativo.



Fonte: Autor

A indutância de dispersão do transformador, representada por  $L_d$  na Figura 75, possui grande influência no comportamento do conversor. Para facilitar a atuação do circuito de grampeamento é desejável um transformador com uma indutância de dispersão pequena, pois desta forma a mesma não acumularia muita energia, visto que a energia armazenada em um indutor é proporcional à sua indutância. Entretanto, o valor da indutância de dispersão tem papel fundamental na comutação suave dos interruptores do estágio meia-ponte. Como visto no Capítulo 3, por vezes, para estender a faixa de carga atendida com comutação suave, utiliza-se um indutor externo para aumento da indutância ressonante, obtida com a conexão série da indutância de dispersão do transformador e o indutor externo.

O conversor bidirecional possui dois sentidos de fluxo de potência, um positivo e outro negativo. O sentido de fluxo de potência positivo refere-se à transferência de energia da fonte de tensão  $V_1$  para a fonte de tensão  $V_2$ . Já o sentido de fluxo de potência negativo refere-se à transferência de energia da fonte de tensão  $V_2$  para a fonte de tensão  $V_1$ .

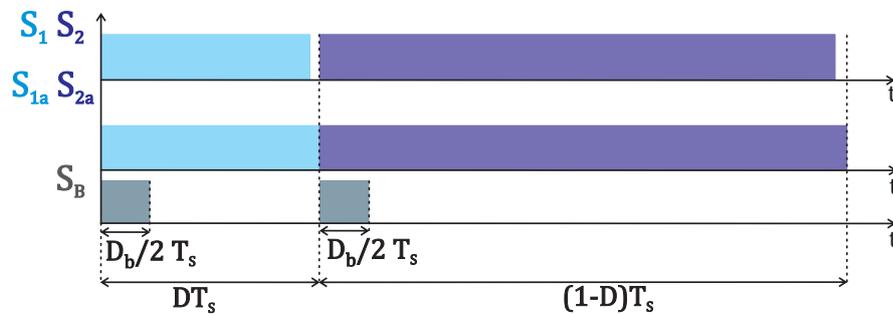
O ganho estático do conversor bidirecional se assemelha aos já obtidos para os conversores unidirecionais que o compõem. Ou seja, para o sentido positivo do fluxo de potência, o conversor opera com o ganho estático apresentado em (340), que se assemelha ao ganho estático do conversor meia-ponete assimétrico ZVS-PWM. Já quando o conversor bidirecional opera no sentido negativo do fluxo de potência, o ganho estático do conversor, apresentado em (341), se assemelha ao do conversor push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico e grampeamento ativo.

$$q = 2\alpha D(1 - D) - \frac{4\alpha^2 I_2 L_d f_s}{V_1} \quad (340)$$

$$q = \frac{1}{2\alpha D(1 - D) - \frac{L_d \alpha^2 I_2 f_s}{2D(1-D)} \left[ \frac{(1-D)}{2\alpha D V_2 + V_G} + \frac{D}{2\alpha(1-D) V_2 + V_G} \right]} \quad (341)$$

Portanto, este capítulo se concentra na análise da operação do conversor bidirecional e na obtenção das expressões para cálculo dos esforços de tensão e corrente dos componentes, além da análise da comutação dos interruptores do estágio meia-ponete. Inicialmente, na Figura 76, são apresentados os sinais de comandos dos interruptores que compõem o conversor bidirecional.

Figura 76 – Sinais de comando dos interruptores do conversor bidirecional e do conversor buck.



Fonte: Autor

Entre os acionamentos de  $S_1$  e  $S_2$  um tempo morto é adicionado para proporcionar a comutação suave destes componentes. O cálculo da razão cíclica do conversor buck é apresentado em (342). Utiliza-se a mesma frequência de chaveamento do conversor bidirecional e portanto, deve-se atentar ao fato de que o interruptor  $S_B$  é acionado duas vezes em um período de chaveamento.

$$D_b = \frac{V_2}{V_G} \quad (342)$$

Sendo  $V_G$  a tensão de grampeamento.

O transistor de efeito de campo metal-óxido-semicondutor, do inglês *Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor* (MOSFET), é utilizado para os cinco interruptores do conversor devido à frequência e à faixa de tensão em que o circuito opera (BLAKE; BULL, s.d.).

## 6.1 OPERAÇÃO DO CONVERSOR CC-CC ISOLADO BIDIRECIONAL COM GRAMPEAMENTO ATIVO

A análise é feita considerando o circuito apresentado na Figura 75 operando em ambos os sentidos de fluxo de potência.

### 6.1.1 Operação no sentido positivo do fluxo de potência

Neste modo de operação — para fins de simplificação — o conversor buck é desconsiderado na análise, pois os interruptores do estágio push-pull conduzem somente pelo diodo intrínseco em antiparalelo, devido à direção do fluxo de potência.

O conversor apresenta sete etapas de operação durante um período de chaveamento, as quais são descritas a seguir. Os circuitos representativos das etapas de operação são apresentados na Figura 77.

*Primeira etapa ( $t_0, t_1$ ):*

Esta etapa é apresentada na Figura 77(a). Os interruptores  $S_1$  e  $S_{1a}$  conduzem enquanto  $S_2$  e  $S_{2a}$  estão bloqueados. O indutor  $L_2$  armazena energia e sua corrente aumenta, atingindo seu valor máximo ao final desta etapa. A tensão imposta no enrolamento primário do transformador é igual a  $(1 - D)V_1$ .

*Segunda etapa ( $t_1, t_2$ ):*

Nesta etapa de operação, apresentada na Figura 77(b), os interruptores  $S_1$  e  $S_{1a}$  são comandados a bloquear e  $S_{2a}$  é comandado a conduzir, enquanto  $S_2$  permanece bloqueado. Considera-se concluído o processo de comutação suave dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , com a corrente fluindo pelos capacitores  $C_{S1}$  e  $C_{S2}$  carregando e descarregando-os, respectivamente. Esse processo ocorre em duas etapas, sendo uma linear e a outra ressonante, e não será apresentada como uma nova etapa de operação pois sua análise é realizada na seção 6.3. A corrente na indutância de dispersão começa a reduzir e flui pelo diodo intrínseco em antiparalelo de  $S_2$ . A tensão imposta no enrolamento primário do transformador ao final desta etapa é igual a  $DV_1$ .

*Terceira etapa ( $t_2, t_3$ ):*

Os interruptores  $S_2$  e  $S_{2a}$  estão conduzindo, conforme Figura 77(c). A corrente na indutância de dispersão decresce de forma linear enquanto flui pelo diodo intrín-

seco em antiparalelo de  $S_2$ , até anular-se ao final desta etapa. A tensão imposta no enrolamento primário do transformador permanece igual a  $DV_1$ .

*Quarta etapa ( $t_3, t_4$ ):*

Após a corrente em  $L_d$  anular-se, a mesma começa a crescer linearmente de forma negativa até atingir seu valor nominal. Devido à mudança de direção da corrente na indutância de dispersão, a corrente flui pelo canal direto de  $S_2$ . A tensão imposta no enrolamento primário do transformador permanece igual a  $DV_1$ . Esta etapa de operação é apresentada na Figura 77(d).

*Quinta etapa ( $t_4, t_5$ ):*

Nesta etapa de operação, apresentada na Figura 77(e), a corrente através do indutor  $L_2$  diminui e atinge seu valor mínimo ao final desta etapa. A tensão imposta no enrolamento primário do transformador permanece igual a  $DV_1$ .

*Sexta etapa ( $t_5, t_6$ ):*

Esta etapa de operação é apresentada na Figura 77(f). Os interruptores  $S_2$  e  $S_{2a}$  são comandados a bloquear e  $S_{1a}$  a conduzir, enquanto  $S_1$  permanece bloqueado. Novamente, considera-se concluído o processo de comutação suave dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , com a corrente fluindo pelos capacitores  $C_{s1}$  e  $C_{s2}$  descarregando e carregando-os, respectivamente. Esse processo ocorre em duas etapas, sendo uma linear e a outra ressonante, e não será apresentada como uma nova etapa de operação pois sua análise será realizada na seção 6.3. A corrente na indutância de dispersão decresce de forma linear enquanto flui pelo diodo intrínseco em antiparalelo de  $S_1$ , até anular-se ao final desta etapa. A tensão imposta no enrolamento primário do transformador passa a ser igual a  $(1 - D)V_1$  ao final desta etapa.

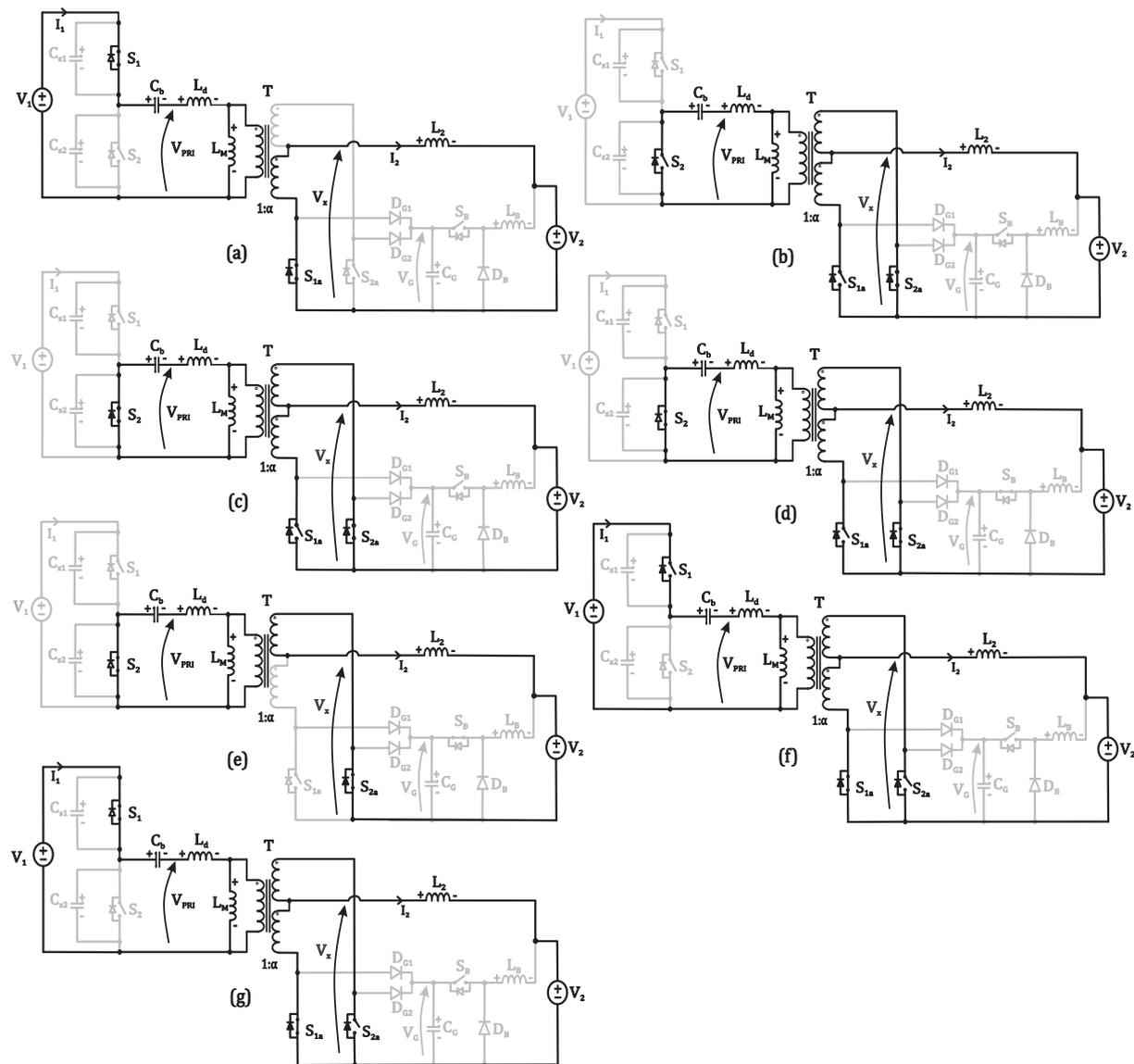
*Sétima etapa ( $t_6, t_7$ ):*

O interruptor  $S_1$  é comandado a conduzir. Após a corrente em  $L_d$  anular-se, a mesma começa a crescer linearmente de forma positiva até atingir seu valor nominal. Devido à mudança de direção da corrente na indutância de dispersão, a corrente flui pelo canal direto de  $S_1$ . A tensão imposta nos terminais do primário do transformador permanece igual a  $(1 - D)V_1$ . Esta etapa de operação é apresentada na Figura 77(g).

#### 6.1.1.1 Formas de onda relativas à operação do conversor bidirecional com grampeamento ativo para o sentido positivo do fluxo de potência

Na Figura 78 são apresentadas as principais formas de onda do conversor bidirecional com grampeamento ativo para operação no sentido positivo do fluxo de potência.

Figura 77 – Etapas de operação do conversor bidirecional com gramepeamento ativo durante um período de chaveamento para o sentido positivo do fluxo de potência.



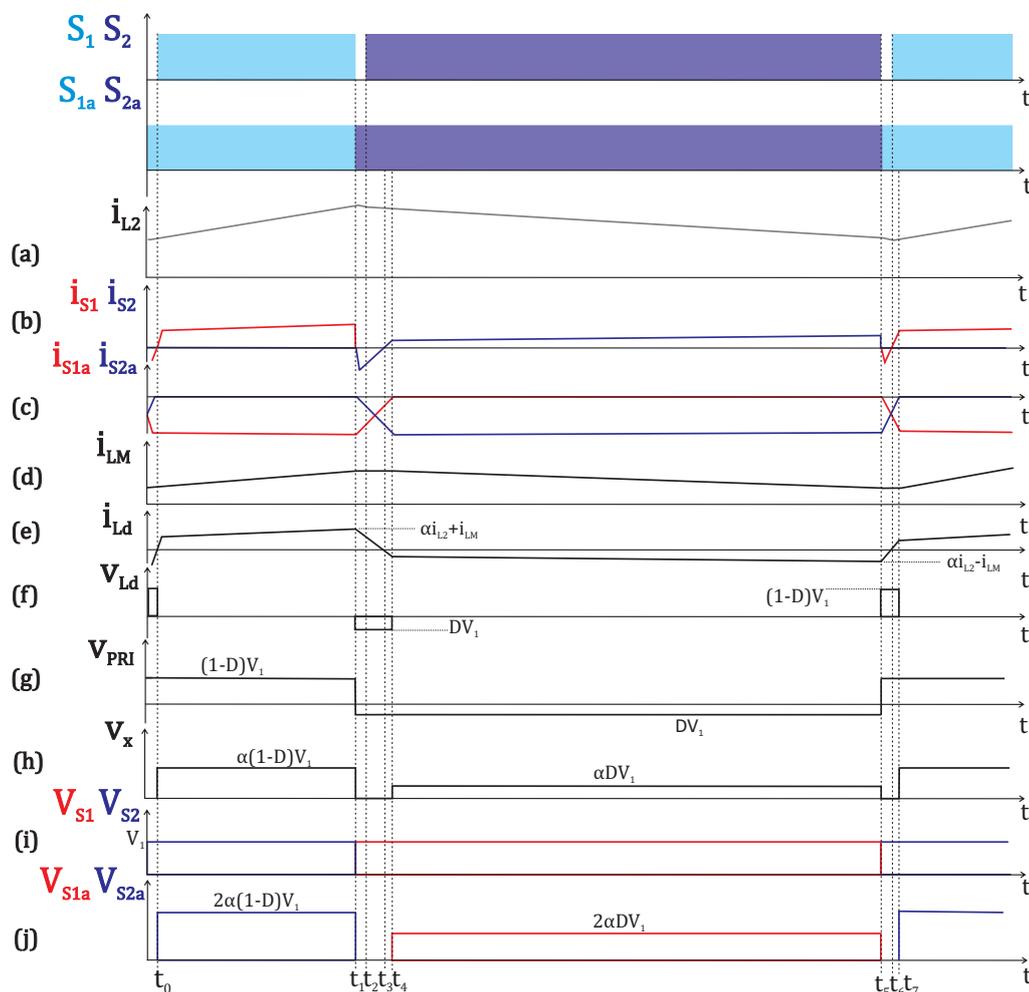
Fonte: Autor

A tensão máxima de bloqueio dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  é igual a tensão  $V_1$ , enquanto a tensão máxima de bloqueio em  $S_{1a}$  e  $S_{2a}$  é igual a  $2\alpha DV_1$  e  $2\alpha(1 - D)V_1$ , respectivamente, devido à operação assimétrica do conversor.

### 6.1.2 Operação no sentido negativo do fluxo de potência

Neste sentido do fluxo de potência o conversor apresenta dez etapas de operação, as quais são descritas a seguir. Os circuitos representativos das etapas de operação são apresentados na Figura 79.

Figura 78 – Formas de onda relativas à operação do conversor bidirecional com grampeamento ativo para o sentido positivo do fluxo de potência durante um período de chaveamento.



Fonte: Autor

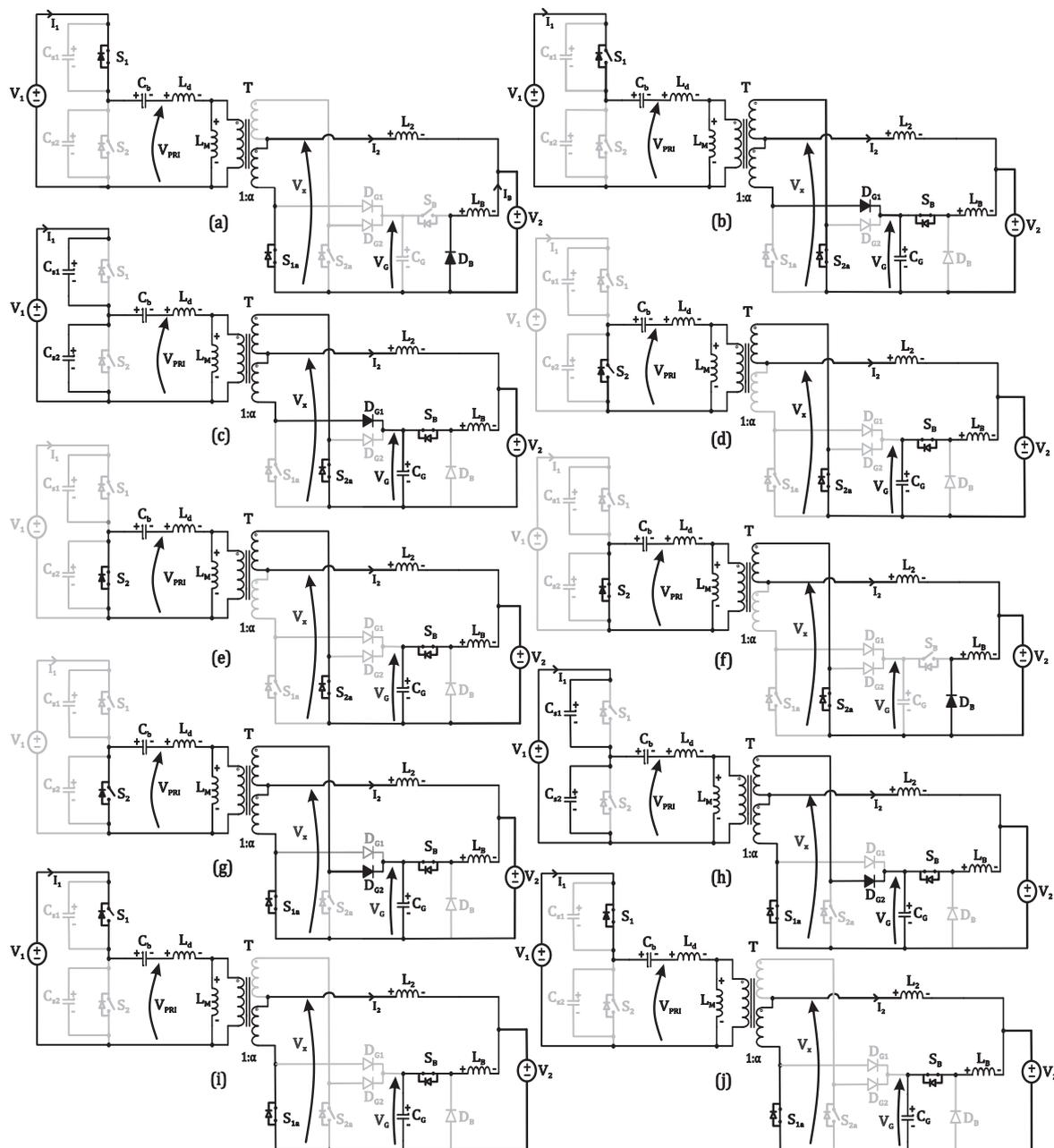
*Primeira etapa ( $t_0, t_1$ ):*

Os interruptores  $S_1$  e  $S_{1a}$  conduzem enquanto  $S_2$ ,  $S_{2a}$  e  $S_B$  permanecem bloqueados. O indutor  $L_2$  armazena energia enquanto o indutor  $L_B$  desmagnetiza-se sobre  $V_2$ . A tensão sobre o capacitor  $C_G$  é igual a  $V_G$  durante todas as etapas de operação. A tensão imposta no enrolamento primário do transformador é igual a  $(1 - D)V_1$ . Esta etapa de operação é apresentada na Figura 79(a).

*Segunda etapa ( $t_1, t_2$ ):*

Os interruptores  $S_1$  e  $S_{1a}$  são comandados a bloquear e  $S_{2a}$  e  $S_B$  a conduzir, enquanto  $S_2$  permanece bloqueado, conforme Figura 79(b). A corrente na indutância de dispersão do transformador começa a decrescer linearmente até anular-se ao final desta etapa. Com o bloqueio de  $S_{1a}$ , o diodo  $D_{G1}$  entra em condução e a energia

Figura 79 – Etapas de operação do conversor bidirecional com gramepeamento ativo durante um período de chaveamento para o sentido negativo do fluxo de potência.



Fonte: Autor

armazenada na indutância de dispersão é transferida para  $C_G$  e  $V_2$ . A tensão imposta no enrolamento primário do transformador começa a decrescer.

*Terceira etapa ( $t_2$ ,  $t_3$ ):*

A corrente na indutância de dispersão do transformador começa a crescer de forma positiva até atingir seu valor nominal ao final desta etapa. Com a inversão na

direção da corrente e com os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  bloqueados, a corrente circula através dos capacitores ressonantes  $C_{S1}$  e  $C_{S2}$ , carregando-os e descarregando-os, respectivamente. Esse processo caracteriza-se como a comutação suave dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  e ocorre em duas etapas, uma linear e a outra ressonante, analisadas na seção 6.3. A tensão imposta no enrolamento primário do transformador atinge o valor  $DV_1$  ao final desta etapa. Esta etapa é apresentada na Figura 79(c).

*Quarta etapa ( $t_3, t_4$ ):*

Quando a corrente na indutância de dispersão atinge seu valor nominal, o diodo  $D_{G1}$  bloqueia, conforme 79(d). A corrente passa a fluir pelo diodo intrínseco em antiparalelo de  $S_2$ . O capacitor  $C_G$  fornece energia para  $V_2$  através de  $S_B$ . A tensão imposta no enrolamento primário do transformador é igual a  $DV_1$ .

*Quinta etapa ( $t_4, t_5$ ):*

O interruptor  $S_2$  é comandado a conduzir enquanto a corrente flui pelo diodo intrínseco em antiparalelo. A tensão imposta no enrolamento primário do transformador permanece igual a  $DV_1$ . Esta etapa é apresentada na Figura 79(e).

*Sexta etapa ( $t_5, t_6$ ):*

O interruptor  $S_B$  é comandado a bloquear, fazendo com que o diodo  $D_B$  entre em condução, conforme Figura 79(f). O indutor  $L_B$  desmagnetiza-se e sua corrente atinge o valor mínimo ao final desta etapa. A tensão imposta no enrolamento primário do transformador permanece igual a  $DV_1$  até o final desta etapa.

*Sétima etapa ( $t_6, t_7$ ):*

Os interruptores  $S_2$  e  $S_{2a}$  são comandados a bloquear e  $S_{1a}$  e  $S_B$  a conduzir, enquanto  $S_1$  permanece bloqueado, conforme Figura 79(g). A corrente na indutância de dispersão começa a decrescer linearmente até anular-se ao final desta etapa. Com o bloqueio de  $S_{2a}$  o diodo  $D_{G2}$  entra com condução e a energia armazenada na indutância de dispersão é transferida para  $C_G$  e  $V_2$ . A tensão imposta no enrolamento primário do transformador começa a decrescer.

*Oitava etapa ( $t_7, t_8$ ):*

A corrente na indutância de dispersão do transformador começa a crescer de forma negativa até atingir seu valor nominal ao final desta etapa. Novamente, com a inversão na direção da corrente e com os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  bloqueados, a corrente circula através dos capacitores ressonantes  $C_{S1}$  e  $C_{S2}$  descarregando e carregando-os, respectivamente. Este processo caracteriza a comutação suave nos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  e ocorre em duas etapas, uma linear e outra ressonante, analisadas na seção

6.3. A tensão imposta no enrolamento primário do transformador atinge  $(1 - D)V_1$  ao final desta etapa. Esta etapa é apresentada na Figura 79(h).

*Nona etapa ( $t_8, t_9$ ):*

Quando a corrente na indutância de dispersão atinge seu valor nominal o diodo  $D_{G2}$  bloqueia, conforme Figura 79(i). A corrente passa a fluir pelo diodo intrínseco em antiparalelo de  $S_1$ . O capacitor  $C_G$  fornece energia para  $V_2$  através de  $S_B$ . A tensão imposta no enrolamento primário do transformador é igual a  $(1 - D)V_1$ .

*Décima etapa ( $t_9, t_{10}$ ):*

O interruptor  $S_1$  é comandado a conduzir enquanto a corrente flui pelo diodo intrínseco em antiparalelo. A tensão imposta no enrolamento primário do transformador permanece igual a  $(1 - D)V_1$ . Esta etapa é apresentada na Figura 79(j) e termina quando  $S_B$  é comandado a bloquear.

#### 6.1.2.1 Formas de onda relativas à operação do conversor bidirecional com grampeamento ativo para o sentido negativo do fluxo de potência

Na Figura 80 são apresentadas as principais formas de onda do conversor bidirecional com grampeamento ativo para operação no sentido negativo do fluxo de potência.

A tensão máxima de bloqueio sobre os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  é igual a tensão  $V_1$ , enquanto a tensão máxima de bloqueio em  $S_{1a}$ ,  $S_{2a}$  e  $S_B$  é igual a tensão  $V_G$ , imposta pelo circuito de grampeamento. A tensão máxima sobre os diodos de grampeamento e sobre o diodo do conversor buck também é igual a tensão de grampeamento.

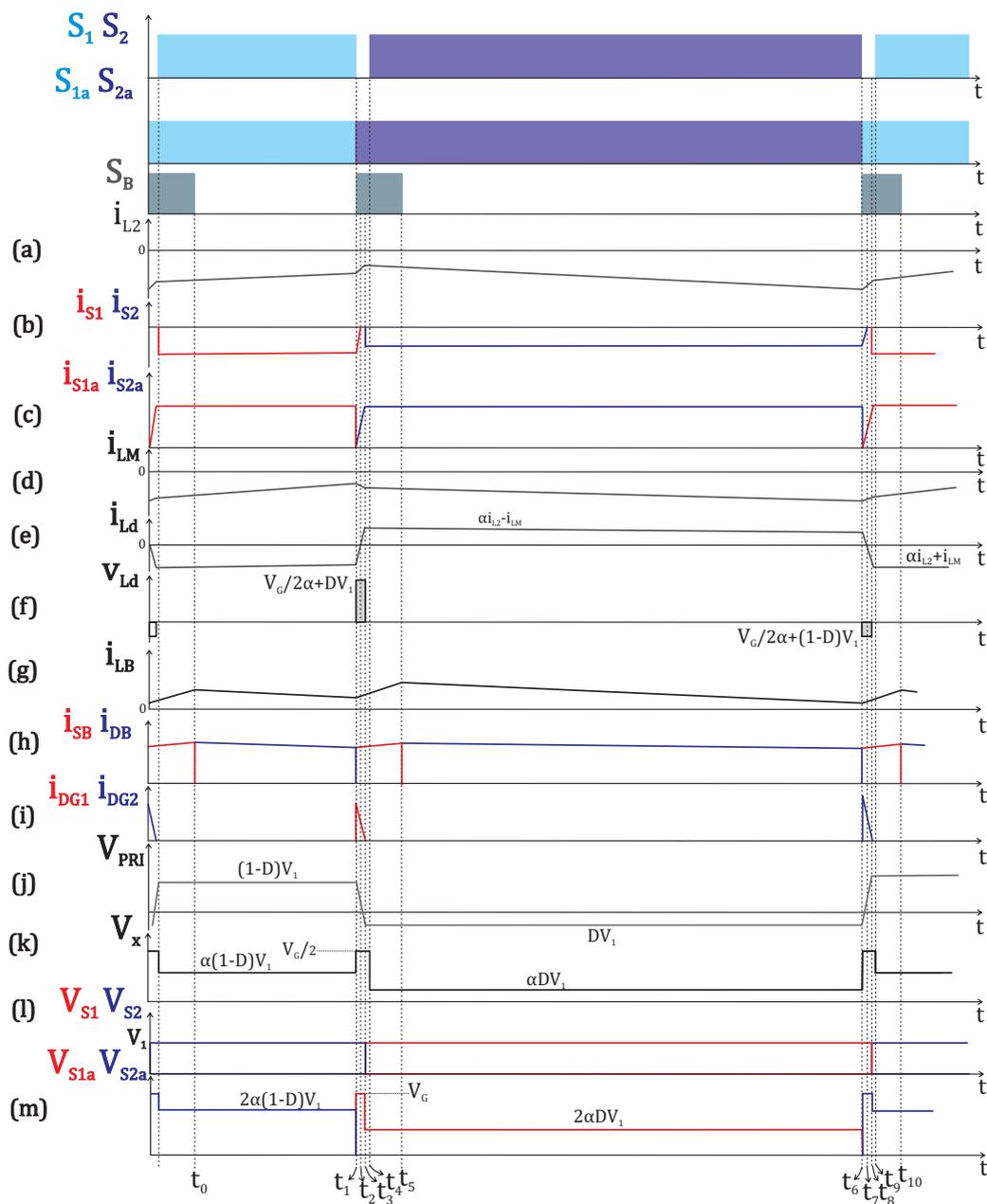
Percebe-se que no sentido negativo do fluxo de potência o conversor bidirecional pode operar com comutação suave dos interruptores do estágio meia-ponte, visto que o processo de comutação ocorre da mesma forma que para o sentido positivo do fluxo de potência, mas com a condução de  $S_1$  e  $S_2$  pelos diodos intrínsecos em antiparalelo. A análise detalhada da comutação nos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  neste sentido do fluxo de potência é apresentada na seção 6.3.

## 6.2 ESFORÇOS DE CORRENTE NOS PRINCIPAIS COMPONENTES DO CIRCUITO

Nesta seção são obtidas as expressões para o cálculo dos esforços de corrente nos principais componentes do circuito. As equações definidas ao longo desta seção são válidas para a operação do conversor em ambos os fluxos de potência.

Sendo " $P_{nom}$ " a potência nominal do conversor bidirecional, inicialmente determina-se a corrente média no estágio meia-ponte e no estágio push-pull, conforme (343) e

Figura 80 – Formas de onda relativas à operação do conversor bidirecional com grampeamento ativo para o sentido negativo do fluxo de potência durante um período de chaveamento.



Fonte: Autor

(344), respectivamente.

$$I_1 = \frac{P_{nom}}{V_1} \quad (343)$$

$$I_2 = \frac{P_{nom}}{V_2} \quad (344)$$

A corrente média na indutância magnetizante do transformador, já definida em (56), é reescrita em (345).

$$I_{LM} = \alpha I_2 (1 - 2D) \left[ 1 - \frac{2L_d \alpha I_2 f_s}{D(1-D)V_1} \right] \quad (345)$$

A corrente eficaz na indutância de dispersão do transformador é definida conforme (346). A corrente média nesta indutância é nula.

$$I_{Ld,rms} = \frac{\alpha P_{nom}}{V_2} \quad (346)$$

### 6.2.1 Correntes média e eficaz nos interruptores do estágio meia-ponte

As correntes médias através dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  são iguais por uma imposição do circuito, conforme (347).

$$I_{S1,avg} = I_{S2,avg} = I_1 \quad (347)$$

As correntes eficazes nos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  desprezando a ondulação de corrente, são definidas a partir de (348) e (349), respectivamente.

$$I_{S1,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} [\alpha I_2 + I_{LM}]^2 dt} \quad (348)$$

$$I_{S2,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D)T_s} [\alpha I_2 - I_{LM}]^2 dt} \quad (349)$$

Considerando-se (350), escreve-se (351).

$$P_{nom} = V_1 I_1 = V_2 I_2 \quad (350)$$

$$I_2 = \frac{I_1}{2\alpha D(1-D)} \quad (351)$$

Considerando  $L_d = 0$  em (345) e substituindo-se (351) em (348) e (349), se obtém (352) e (353), que definem o valor eficaz da corrente através de  $S_1$  e  $S_2$ , respectivamente.

$$I_{S1,rms} = \frac{I_1}{D} \sqrt{D} \quad (352)$$

$$I_{S2,rms} = \frac{I_1}{(1-D)} \sqrt{(1-D)} \quad (353)$$

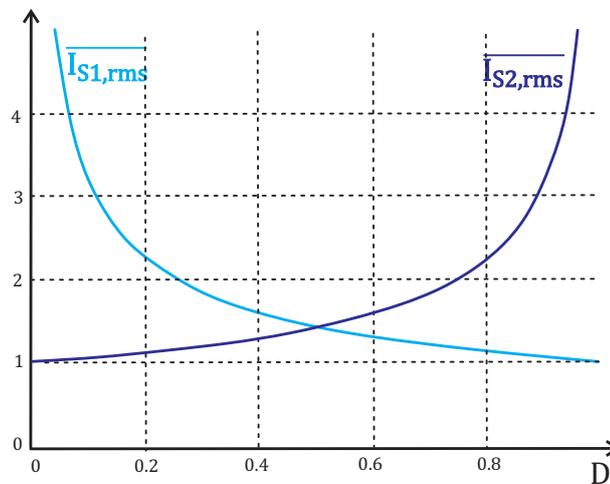
Definindo-se as correntes eficazes parametrizadas em  $S_1$  e  $S_2$  como (354) e (355) respectivamente, através da Figura 81 percebe-se que a corrente eficaz em  $S_1$

é sempre maior que a corrente eficaz em  $S_2$ , pois o conversor opera com uma razão cíclica limitada em 0,5 ( $0 < D < 0,5$ ).

$$\overline{I_{S1,rms}} = \frac{\sqrt{D}}{D} \quad (354)$$

$$\overline{I_{S2,rms}} = \frac{\sqrt{1-D}}{(1-D)} \quad (355)$$

Figura 81 – Correntes eficazes parametrizadas em  $S_1$  e  $S_2$  em função da razão cíclica.



Fonte: Autor

### 6.2.2 Correntes média e eficaz nos interruptores do estágio push-pull

As correntes médias nos interruptores  $S_{1a}$  e  $S_{2a}$  considerando baixa ondulação de corrente, são definidas conforme (356) e (357), respectivamente.

$$I_{S1a,avg} = \frac{DT_s}{T_s} I_2 \quad (356)$$

$$I_{S2a,avg} = \frac{(1-D)T_s}{T_s} I_2 \quad (357)$$

Substituindo-se (351) em (356) e (357), se obtém:

$$I_{S1a,avg} = \frac{I_1}{2\alpha(1-D)} \quad (358)$$

$$I_{S2a,avg} = \frac{I_1}{2\alpha D} \quad (359)$$

As correntes eficazes nos interruptores  $S_{1a}$  e  $S_{2a}$ , considerando baixa ondulação de corrente, são definidas a partir de (360) e (361), respectivamente.

$$I_{S1a,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} I_2^2 dt} \quad (360)$$

$$I_{S2a,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D)T_s} I_2^2 dt} \quad (361)$$

Substituindo-se (351) em (360) e (361), se obtém:

$$I_{S1a,rms} = \frac{I_1 \sqrt{D}}{2\alpha D(1-D)} \quad (362)$$

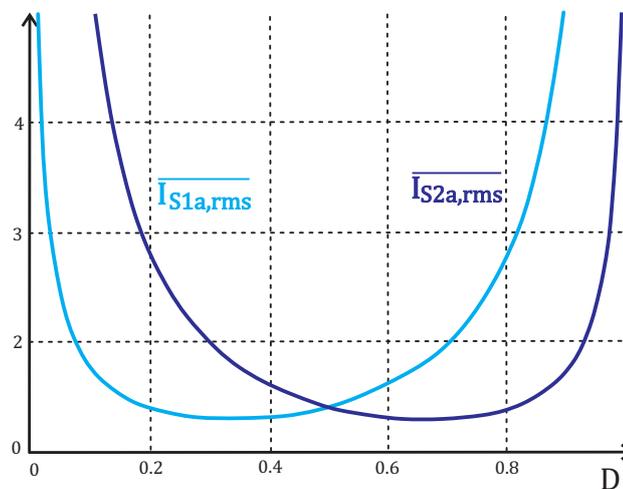
$$I_{S2a,rms} = \frac{I_1 \sqrt{1-D}}{2\alpha D(1-D)} \quad (363)$$

Definindo-se as correntes eficazes parametrizadas em  $S_{1a}$  e  $S_{2a}$  como (364) e (365) respectivamente, através da Figura 82 percebe-se que a corrente eficaz em  $S_{2a}$  é sempre maior que a corrente eficaz em  $S_{1a}$  e ambas as correntes diminuem com o aumento da razão cíclica até  $D = 0,5$ .

$$\overline{I_{S1a,rms}} = \frac{\sqrt{D}}{2D(1-D)} \quad (364)$$

$$\overline{I_{S2a,rms}} = \frac{\sqrt{1-D}}{2D(1-D)} \quad (365)$$

Figura 82 – Correntes eficazes parametrizadas em  $S_{1a}$  e  $S_{2a}$  em função da razão cíclica.



Fonte: Autor

### 6.2.3 Correntes média e eficaz nos componentes do estágio buck

Os esforços tanto de corrente como de tensão neste estágio são baseados na potência transferida através do conversor buck e no período de tempo em que este opera.

Inicialmente, define-se a corrente média no estágio buck, conforme (366).

$$I_B = \frac{P_B}{V_2} \quad (366)$$

Onde  $P_B$  é a potência transferida pelo conversor buck.

As correntes média e eficaz no interruptor  $S_B$  são definidas conforme (367) e (368), respectivamente.

$$I_{S_B,avg} = I_B D_b \quad (367)$$

$$I_{S_B,rms} = I_B \sqrt{D_b} \quad (368)$$

As correntes média e eficaz no diodo  $D_B$  são definidas conforme (369) e (370), respectivamente.

$$I_{D_B,avg} = I_B (1 - D_b) \quad (369)$$

$$I_{D_B,rms} = I_B \sqrt{1 - D_b} \quad (370)$$

As expressões para cálculo dos esforços de corrente nos diodos de grampeamento também são definidas. Primeiro, define-se a corrente máxima em  $D_{G1}$  e  $D_{G2}$ , conforme (371) e (372), respectivamente.

$$I_{D_{G1},max} \approx I_2 - \frac{1}{\alpha} \left( I_{LM} + \frac{\Delta I_{LM}}{2} \right) \quad (371)$$

$$I_{D_{G2},max} \approx I_2 - \frac{1}{\alpha} \left( I_{LM} - \frac{\Delta I_{LM}}{2} \right) \quad (372)$$

Sendo,

$$\Delta I_{LM} = \frac{D(1-D)V_1}{L_M f_s} \quad (373)$$

A duração do intervalo de tempo em que o diodo  $D_{G1}$  conduz, conforme (374), é diferente do intervalo de tempo em que o diodo  $D_{G2}$  conduz, conforme (375), sendo

esses intervalos de tempo calculados com base nas Figuras 80(e) e 80(f), que apresentam a corrente e a tensão na indutância de dispersão do transformador. Isto ocorre devido à assimetria da operação do conversor bidirecional.

$$\Delta t_{DG1} = \frac{4\alpha^2 I_2 L_d}{V_G + 2\alpha D V_1} \quad (374)$$

$$\Delta t_{DG2} = \frac{4\alpha^2 I_2 L_d}{V_G + 2\alpha(1-D)V_1} \quad (375)$$

As correntes médias e eficazes através dos diodos de grameamento são definidas de (376) à (379).

$$I_{DG1,avg} = \frac{I_{DG1,max}}{2} \frac{\Delta t_{DG1}}{T_s} \quad (376)$$

$$I_{DG2,avg} = \frac{I_{DG2,max}}{2} \frac{\Delta t_{DG2}}{T_s} \quad (377)$$

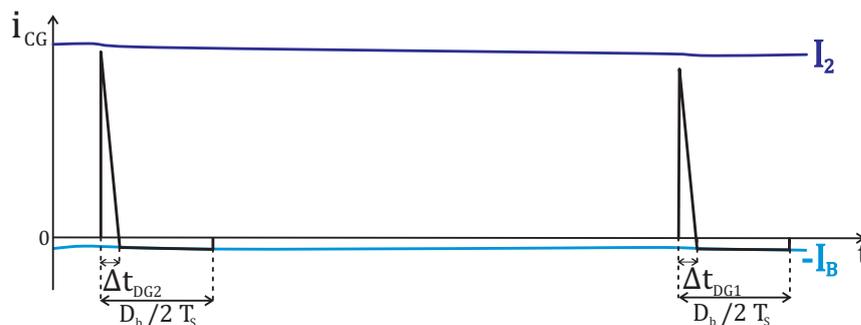
$$I_{DG1,rms} = \frac{I_{DG1,max}}{2} \sqrt{\frac{\Delta t_{DG1}}{T_s}} \quad (378)$$

$$I_{DG2,rms} = \frac{I_{DG2,max}}{2} \sqrt{\frac{\Delta t_{DG2}}{T_s}} \quad (379)$$

A corrente eficaz através do capacitor  $C_G$  é calculada a partir da Figura 83, conforme (380).

$$I_{CG,rms} = \frac{I_2}{2} \left( \sqrt{\frac{\Delta t_{DG1}}{T_s}} + \sqrt{\frac{\Delta t_{DG2}}{T_s}} \right) - I_B \left( \sqrt{\frac{D_b}{2} - \frac{\Delta t_{DG1}}{T_s}} + \sqrt{\frac{D_b}{2} - \frac{\Delta t_{DG2}}{T_s}} \right) \quad (380)$$

Figura 83 – Corrente através do capacitor  $C_G$  durante um período de chaveamento.



Fonte: Autor

### 6.2.4 Corrente eficaz nos enrolamentos do transformador

A corrente eficaz no enrolamento primário é igual à corrente através da indutância de dispersão do transformador, já definida em (346). Já as correntes eficazes nos enrolamentos secundários são idênticas às correntes eficazes nos interruptores  $S_{1a}$  e  $S_{2a}$ , definidas em (362) e (363), respectivamente.

## 6.3 ANÁLISE DA COMUTAÇÃO

Nesta seção serão analisadas as comutações dos interruptores do estágio meia-ponte,  $S_1$  e  $S_2$ , em ambos os sentidos do fluxo de potência.

### 6.3.1 Análise da comutação dos interruptores $S_1$ e $S_2$ para o sentido positivo do fluxo de potência

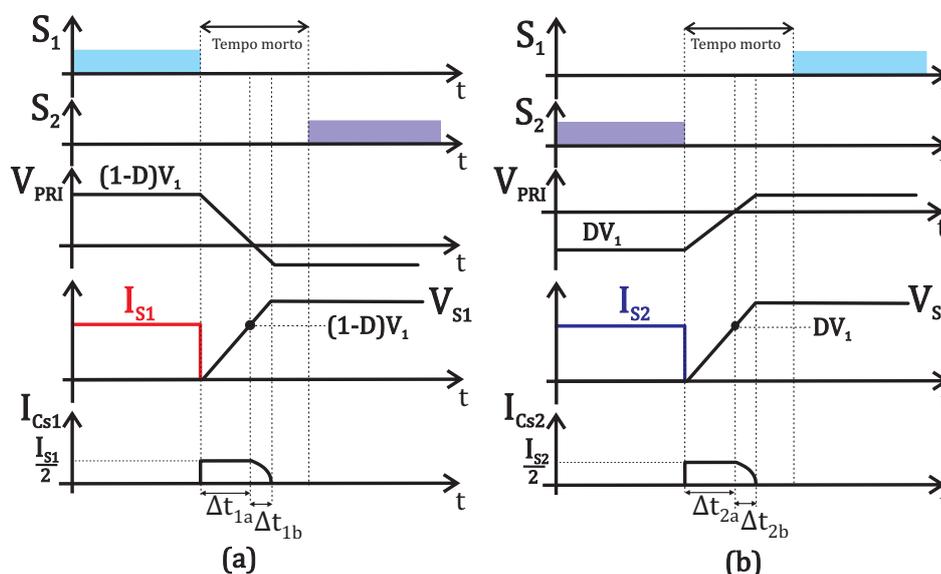
Neste sentido do fluxo de potência, conforme já estudado no Capítulo 3, ambos os interruptores podem operar com comutação suave, desde que haja a conexão do capacitor ressonante em paralelo com os interruptores e a inserção de um tempo morto adequado entre os sinais de comando desses componentes. As principais formas de onda para comutação de  $S_1$  e  $S_2$  são apresentadas nas Figuras 84(a) e 84(b), respectivamente. A comutação ocorre em duas etapas: etapa linear, representada na comutação de  $S_1$  por  $\Delta t_{1a}$  e na comutação de  $S_2$  por  $\Delta t_{2a}$ , e etapa ressonante, representada na comutação de  $S_1$  por  $\Delta t_{1b}$  e na comutação de  $S_2$  por  $\Delta t_{2b}$ .

De forma geral, na etapa linear os capacitores ressonantes ( $C_{s1}$  e  $C_{s2}$ ) são carregados/descarregados de forma linear. Já na etapa ressonante, as tensões sobre esses capacitores e a corrente que circula pela indutância ressonante (neste caso a indutância ressonante é a própria indutância de dispersão do transformador) evoluem de forma ressonante. Este processo termina quando os capacitores ressonantes estão completamente carregados/descarregados.

Como já visto, a comutação de  $S_2$  é considerada a comutação crítica quando comparada à comutação de  $S_1$ , pois há uma menor corrente disponível para efetuar uma maior transição de tensão. Desta forma, para garantir que ambos os interruptores operem com comutação suave, é necessário adicionar um tempo morto entre os sinais de comando destes componentes maior que o tempo de duração da comutação de  $S_2$ , definido em (381). Esta análise já foi realizada no Capítulo 3 e portanto nesta seção são reescritas as equações necessárias para a análise da comutação.

$$\Delta t_2 = \frac{2C_p D V_1}{\alpha I_2 - I_{LM} + \frac{\Delta I_{LM}}{2}} + \frac{1}{\omega} \left\{ \frac{\pi}{2} - \cos^{-1} \left( \frac{(1-D)V_1}{Z \left( \alpha I_2 - I_{LM} + \frac{\Delta I_{LM}}{2} \right)} \right) \right\} \quad (381)$$

Figura 84 – Principais formas de onda para comutação de  $S_1$  (a) e  $S_2$  (b) para o sentido positivo do fluxo de potência.



Fonte: Autor com base em (BARBI; POTTKER, 2019)

Sendo,

$$C_p = C_{s1} = C_{s2} \quad (382)$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{2C_p L_d}} \quad (383)$$

$$Z = \sqrt{\frac{L_d}{2C_p}} \quad (384)$$

Desta forma, para que os interruptores do estágio meia-ponte operem com comutação suave, o tempo morto adicionado deve obedecer a condição expressa em (385).

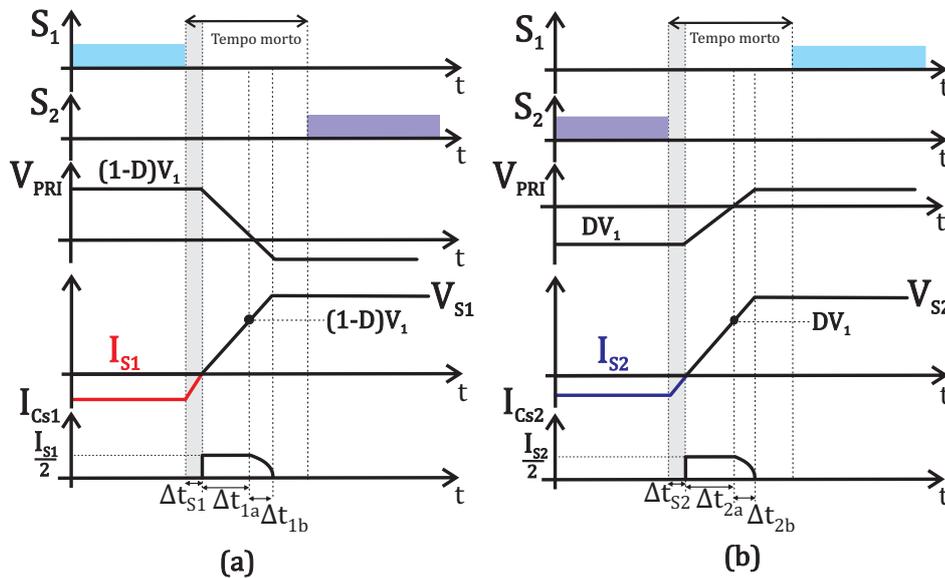
$$\Delta t_d > \Delta t_2 \quad (385)$$

### 6.3.2 Análise da comutação dos interruptores $S_1$ e $S_2$ para o sentido negativo do fluxo de potência

As principais formas de onda para comutação de  $S_1$  e  $S_2$  neste sentido do fluxo de potência são apresentadas nas Figuras 85(a) e 85(b), respectivamente.

Observa-se que o processo de comutação de ambos os interruptores é semelhante ao que acontece no sentido positivo do fluxo de potência. Entretanto, como a condução destes interruptores ocorre pelo diodo intrínseco em antiparalelo devido ao

Figura 85 – Principais formas de onda para comutação de  $S_1$  (a) e  $S_2$  (b) para o sentido negativo do fluxo de potência.



Fonte: Autor com base em (BARBI; POTTKER, 2019)

sentido do fluxo de potência, a corrente através deles não cessa no momento em que o interruptor é comandado a bloquear. Este pequeno intervalo de tempo entre o instante de bloqueio e a anulação, de fato, da corrente que circula pelo interruptor —  $\Delta t_{S1}$  para o bloqueio de  $S_1$  e  $\Delta t_{S2}$  para o bloqueio de  $S_2$  — deve ser levado em consideração no cálculo do tempo morto adequado a ser adicionado entre os sinais de comando destes componentes.

Devido à operação assimétrica do conversor, a duração destes intervalos de tempo não é igual para ambos os interruptores. Desta forma, através das Figuras 86(a) e 86(b), pode-se calcular a duração do intervalo de tempo em que a corrente que circula por  $S_1$  e  $S_2$  se anula após o instante de bloqueio, respectivamente.

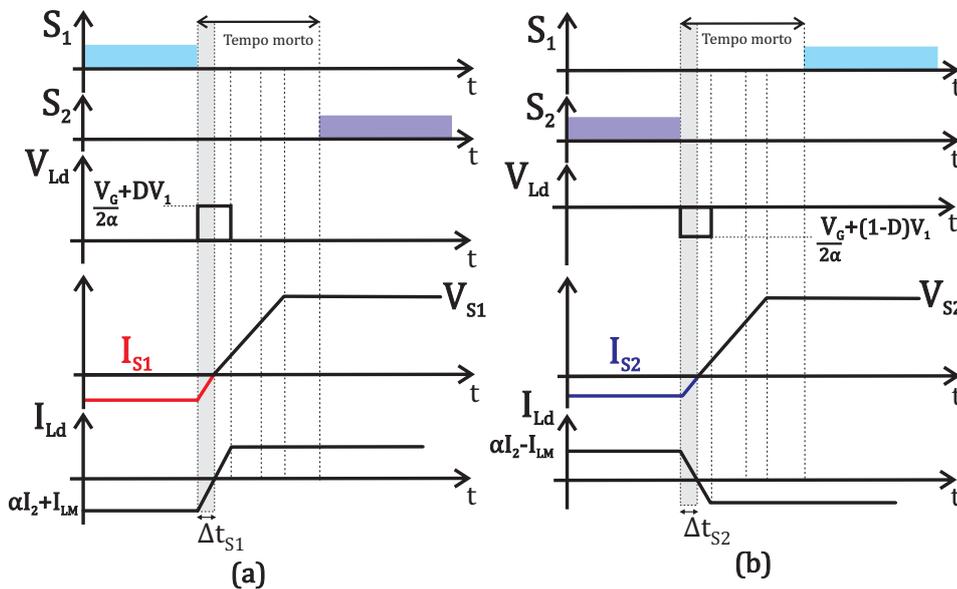
Através da tensão sobre a indutância de dispersão do transformador e da corrente que circula pela mesma, calcula-se a duração dos intervalos de tempo  $\Delta t_{S1}$  e  $\Delta t_{S2}$ , conforme (386) e (387) respectivamente.

$$\Delta t_{S1} = L_d \frac{\alpha I_2 + I_{LM}}{\frac{V_G}{2\alpha} + DV_1} \quad (386)$$

$$\Delta t_{S2} = L_d \frac{\alpha I_2 - I_{LM}}{\frac{V_G}{2\alpha} + (1 - D)V_1} \quad (387)$$

Através das equações (386) e (387) percebe-se que o intervalo de tempo em que a corrente que circula por  $S_1$  leva para anular-se após o instante de bloqueio é maior que o intervalo de tempo para que o mesmo ocorra em  $S_2$ . Isto acontece

Figura 86 – Intervalo de tempo para a anulação da corrente em  $S_1$  (a) e  $S_2$  (b) após o instante de bloqueio quando o conversor opera no sentido negativo do fluxo de potência.



Fonte: Autor

devido à dois fatores: a corrente que circula por  $S_1$  no momento da comutação é maior que a corrente que circula por  $S_2$  e a tensão sobre a indutância de dispersão do transformador é menor quando ocorre o bloqueio de  $S_1$ . Desta forma, deve-se adicionar um tempo morto entre os sinais de comando dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  que obedeça a condição expressa em (388).

$$\Delta t_d > \Delta t_2 + \Delta t_{S1} \quad (388)$$

Em (388), o termo  $\Delta t_2$  refere-se ao tempo necessário para a comutação de  $S_2$ , pois a comutação deste interruptor é feita sob condições mais adversas que a comutação de  $S_1$  em ambos os sentidos do fluxo de potência. Já o termo  $\Delta t_{S1}$  refere-se ao intervalo de tempo em que a corrente que circula por  $S_1$  no momento da comutação leva para anular-se após o instante de bloqueio quando o conversor opera no sentido negativo do fluxo de potência. O segundo termo deve ser levado em consideração no cálculo do tempo morto adequado a ser adicionado entre os sinais de comando destes componentes para que a comutação em ambos os interruptores ocorra de forma suave para ambos os sentidos do fluxo de potência.

#### 6.4 MODELAGEM DINÂMICA E CONTROLE

Para a aplicação do conversor como interface entre o banco de baterias e a microrrede CC é necessário garantir que as grandezas do circuito se mantenham nos

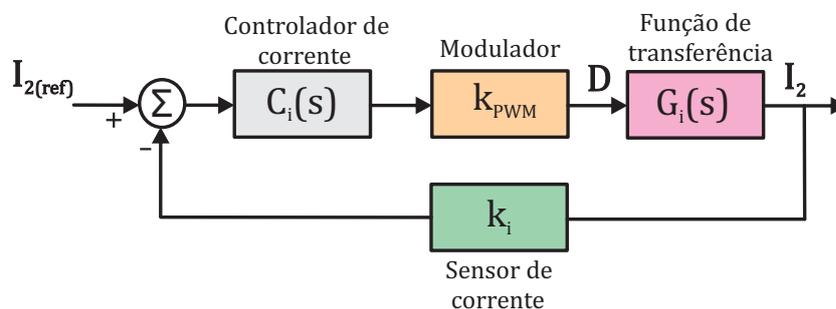
valores desejados, através de um sistema de controle em malha fechada. Para isso, é preciso conhecer as funções de transferência que relacionam as variáveis do circuito que se deseja controlar com suas respectivas variáveis de controle.

A principal variável do circuito a ser controlada é a corrente que realiza a carga/descarga das baterias. Desta forma, apresenta-se a seguir a estratégia de controle da corrente no indutor do conversor push-pull assim como a função de transferência que relaciona a variação desta corrente com a variação da razão cíclica.

### 6.4.1 Estratégia de controle

O sistema de controle em malha fechada da corrente no indutor do conversor push-pull é apresentado na Figura 87 na forma de diagrama de blocos. A referência de corrente  $I_{2(ref)}$  determina diretamente o valor médio da corrente no indutor do conversor push-pull. Para esta análise desconsidera-se a influência do circuito de grampeamento, já que suas correntes são muito menores quando comparadas às correntes do estágio push-pull.

Figura 87 – Diagrama de blocos da malha de controle da corrente no indutor push-pull.



Fonte: Autor

A seguir, realiza-se a obtenção da função de transferência da planta através de uma modelagem simplificada e da modelagem empregando modelo médio em espaço de estados.

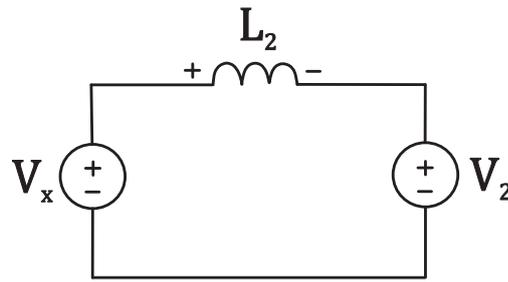
### 6.4.2 Modelagem orientada ao controle da corrente no estágio push-pull

#### 6.4.2.1 Modelagem simplificada

O estágio push-pull operando em regime permanente pode ser representado pelo circuito simplificado apresentado na Figura 88.

O circuito apresentado na Figura 88 apresenta duas etapas de operação, as quais são descritas a seguir.

Figura 88 – Circuito simplificado do estágio push-pull em regime permanente.



Fonte: Autor

*Primeira etapa* ( $t_0, t_1$ ):

Para a primeira etapa de operação — intervalo de tempo  $DT_s$  — as seguintes equações podem ser escritas:

$$V_x = \alpha(1 - D)V_1 \quad (389)$$

$$V_{L2} = \alpha(1 - D)V_1 - V_2 \quad (390)$$

*Segunda etapa* ( $t_1, t_2$ ):

Para a segunda etapa de operação — intervalo de tempo  $(1 - D)T_s$  — as seguintes equações podem ser escritas:

$$V_x = \alpha DV_1 \quad (391)$$

$$V_{L2} = \alpha DV_1 - V_2 \quad (392)$$

Com base na Figura 78 que apresenta as formas de onda relativas à operação do conversor no sentido positivo do fluxo de potência, analisando-se a forma de onda da tensão  $V_x$  — Figura 78(h) — pode-se escrever que:

$$V_x = \frac{1}{T_s} [\alpha(1 - D)V_1(DT_s - \Delta t_{57}) + \alpha DV_1((1 - D)T_s - \Delta t_{14})] \quad (393)$$

Os intervalos de tempo  $\Delta t_{57}$  e  $\Delta t_{14}$  são definidos conforme (394) e (395), respectivamente, e definem os intervalos de tempo em que a corrente na indutância de dispersão do transformador varia linearmente, causando a perda de razão cíclica do conversor. Substituindo (394) e (395) em (393) se obtém (396).

$$\Delta t_{57} = \frac{2\alpha I_2 L_d}{(1 - D)V_1} \quad (394)$$

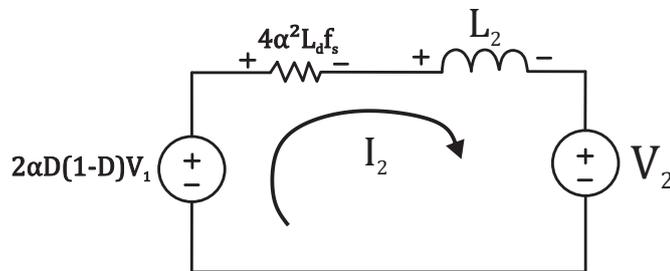
$$\Delta t_{14} = \frac{2\alpha I_2 L_d}{DV_1} \quad (395)$$

$$V_x = 2\alpha D(1-D)V_1 - 4\alpha^2 L_d I_2 f_s \quad (396)$$

Como o valor médio da tensão  $V_x$  é igual a tensão  $V_2$ , a equação (396) pode ser reescrita conforme (397) e representada através do circuito equivalente apresentado na Figura 89.

$$V_2 = 2\alpha D(1-D)V_1 - 4\alpha^2 L_d I_2 f_s \quad (397)$$

Figura 89 – Circuito equivalente do conversor em regime permanente.



Fonte: Autor

Em (397), a parcela  $4\alpha^2 L_d f_s$  é responsável pela perda de razão cíclica do conversor e pode ser denominada como uma resistência não dissipativa — ou resistência virtual —, uma vez que a mesma não representa uma resistência física e depende apenas dos parâmetros de indutância de dispersão do transformador e frequência de chaveamento. Logo, essa resistência não dissipativa será tratada como  $R_{eq}$  ao longo desta seção.

Através do circuito equivalente do conversor em regime permanente apresentado na Figura 89, aplicando a Lei de Kirchoff das tensões, escreve-se (398).

$$2D(1-D)\alpha V_1 = V_2 + L_2 \frac{dI_2}{dt} + 4\alpha^2 L_d f_s I_2 \quad (398)$$

Necessita-se de uma função de transferência que relacione a corrente  $I_2$  com a razão cíclica  $D$ . Desta forma, uma perturbação precisa ser feita nessas variáveis em torno de seu ponto de operação, conforme (399).

$$D = D + \Delta \hat{D}; I_2 = I_2 + \Delta \hat{I}_2 \quad (399)$$

Substituindo-se (399) em (398), se obtém (400).

$$2(D + \Delta \hat{D})(1 - D - \Delta \hat{D})\alpha V_1 = V_2 + L_2 \frac{d(I_2 + \Delta \hat{I}_2)}{dt} + R_{eq}(I_2 + \Delta \hat{I}_2) \quad (400)$$

Os termos CC de (400) podem ser desprezados, pois o ganho estático do conversor já foi encontrado. Desta forma, se obtém (401) e com algumas manipulações algébricas, (402).

$$-4D\Delta\hat{D}\alpha V_1 + 2\Delta\hat{D}\alpha V_1 = L_2 \frac{d\Delta\hat{I}_2}{dt} + R_{eq}\Delta\hat{I}_2 \quad (401)$$

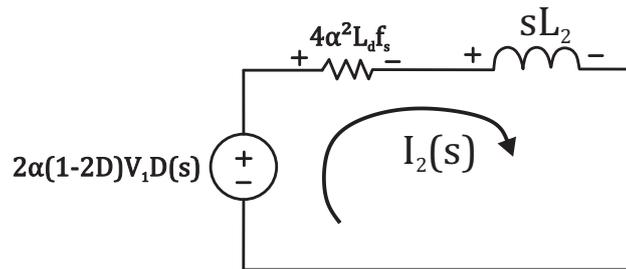
$$2\alpha V_1(1 - 2D)\Delta\hat{D} = R_{eq}\Delta\hat{I}_2 + L_2 \frac{d\Delta\hat{I}_2}{dt} \quad (402)$$

Aplicando a transformada de Laplace nos termos em (402), se obtém (403).

$$2\alpha V_1(1 - 2D)D(s) = R_{eq}i_2(s) + sL_2I_2(s) \quad (403)$$

Por fim, a equação (403) pode ser representada pelo circuito da Figura 90, que representa o modelo CA de pequenos sinais do conversor.

Figura 90 – Modelo CA de pequenos sinais do circuito equivalente do estágio push-pull.



Fonte: Autor

Finalmente, a partir de (403) a função de transferência da planta de controle da corrente é obtida, conforme (405).

$$G_i(s) = \frac{I_2(s)}{D(s)} = \frac{2\alpha V_1(1 - 2D)}{sL_2 + R_{eq}} \quad (404)$$

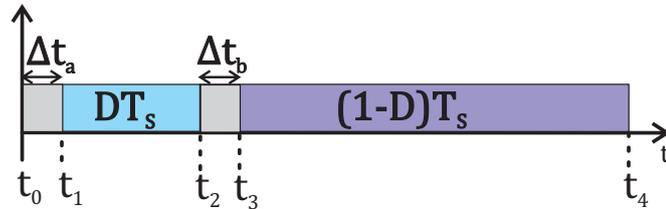
$$G_i(s) = \frac{2\alpha V_1(1 - 2D)}{sL_2 + 4\alpha^2 L_d f_s} \quad (405)$$

#### 6.4.2.2 Modelagem empregando modelo médio em espaço de estados

A modelagem por espaço de estados pode ser entendida como uma média ponderada dos tempos de atuação entre cada um dos estados topológicos do conversor, em função da razão cíclica de operação. Esses tempos de atuação são conhecidos, pois a razão cíclica é a variável de controle do conversor e esta é imposta pelo controlador.

Desta forma, considera-se quatro intervalos de tempo conforme Figura 91. Note que os intervalos de tempo  $\Delta t_a$  e  $\Delta t_b$  — definidos em (45) e (47) — correspondem à perda de razão cíclica do conversor. A modelagem consiste em definir as equações para os estados dependentes para cada um dos intervalos estabelecidos na Figura 91.

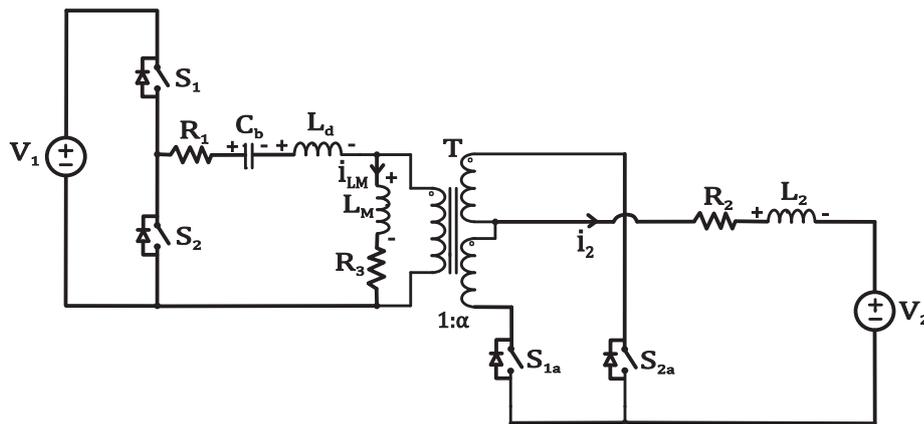
Figura 91 – Intervalos de tempo relativos à operação do conversor.



Fonte: Autor

O circuito equivalente para obtenção do modelo de pequenos sinais é apresentado na Figura 92. O objetivo desta modelagem é o controle da corrente no indutor  $L_2$ , no entanto, para obtenção de tal modelo, são considerados três estados dependentes, os quais são: tensão no capacitor  $C_b$  e correntes na indutância magnetizante  $L_M$  e no indutor  $L_2$ . Como não idealidades foram consideradas as resistências parasitas nos componentes ( $R_1$ ,  $R_2$  e  $R_3$ ).

Figura 92 – Circuito equivalente do conversor para obtenção do modelo de pequenos sinais.



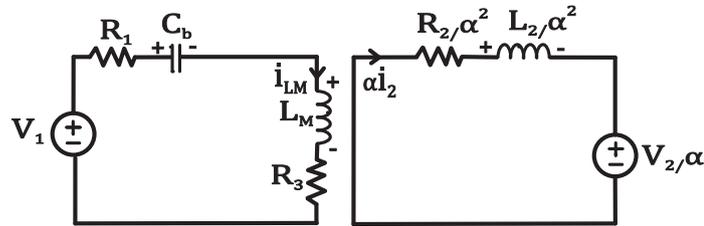
Fonte: Autor

A seguir, serão obtidas as equações de estado para cada intervalo de tempo apresentado na Figura 91.

*Primeira etapa ( $t_0, t_1$ ):*

Para esta etapa de operação, cujo circuito equivalente é apresentado na Figura 93, as equações para cada estado dependente são definidas conforme (406), (407) e (408).

Figura 93 – Circuito equivalente para a primeira etapa de operação.



Fonte: Autor

$$\frac{dv_{cb}}{dt} = \frac{1}{C_b} i_{LM} \quad (406)$$

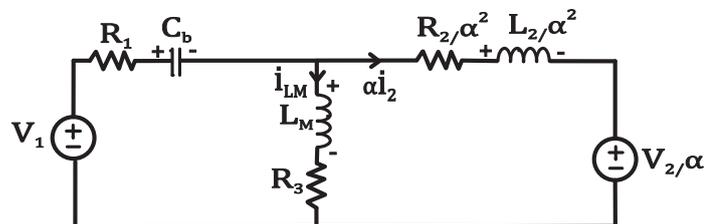
$$\frac{di_{LM}}{dt} = \frac{1}{L_M} [V_1 - v_{Cb} - (R_1 + R_3) i_{LM}] \quad (407)$$

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{1}{L_2} (-V_2 - R_2 i_2) \quad (408)$$

Segunda etapa ( $t_1, t_2$ ):

Para esta etapa de operação, cujo circuito equivalente é apresentado na Figura 94, as equações para cada estado dependente são definidas conforme (409), (410) e (411).

Figura 94 – Circuito equivalente para a segunda etapa de operação.



Fonte: Autor

$$\frac{dv_{cb}}{dt} = \frac{1}{C_b} \left[ i_{LM} + \frac{R_2}{R_1} \alpha i_2 \right] \quad (409)$$

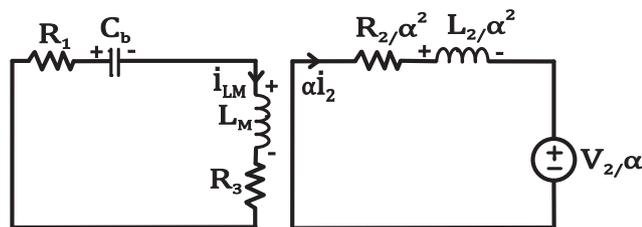
$$\frac{di_{LM}}{dt} = \frac{1}{L_M} [V_1 - v_{Cb} - (R_1 + R_3) i_{LM} - R_1 \alpha i_2] \quad (410)$$

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{1}{L_2}(-V_2 - (R_1 + R_2)\alpha^2 i_2 - \alpha v_{Cb} - \alpha R_1 i_{LM} + \alpha V_1) \quad (411)$$

Terceira etapa ( $t_2, t_3$ ):

Para esta etapa de operação, cujo circuito equivalente é apresentado na Figura 95, as equações para cada estado dependente são definidas conforme (412), (413) e (414).

Figura 95 – Circuito equivalente para a terceira etapa de operação.



Fonte: Autor

$$\frac{dv_{cb}}{dt} = \frac{1}{C_b} i_{LM} \quad (412)$$

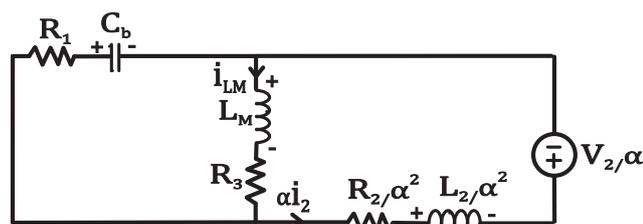
$$\frac{di_{LM}}{dt} = \frac{1}{L_M} [-v_{Cb} - (R_1 + R_3) i_{LM}] \quad (413)$$

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{1}{L_2} (-V_2 - R_2 i_2) \quad (414)$$

Quarta etapa ( $t_3, t_4$ ):

Para esta etapa de operação, cujo circuito equivalente é apresentado na Figura 96, as equações para cada estado dependente são definidas conforme (415), (416) e (417).

Figura 96 – Circuito equivalente para a quarta etapa de operação.



Fonte: Autor

$$\frac{dv_{cb}}{dt} = \frac{1}{C_b} [i_{LM} - \alpha i_2] \quad (415)$$

$$\frac{di_{LM}}{dt} = \frac{1}{L_M} [-v_{Cb} - (R_1 + R_3)i_{LM} + R_1 \alpha i_2] \quad (416)$$

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{1}{L_2} (-V_2 - (R_1 + R_2)\alpha^2 i_2 + \alpha v_{Cb} - \alpha R_1 i_{LM}) \quad (417)$$

Definidas as equações de cada estado dependente para cada intervalo de tempo, o sistema de equações pode ser escrito conforme (418), onde  $x$  representa o vetor dos estados que deseja-se controlar.

$$\frac{dx}{dt} = Ax + B \quad (418)$$

Este sistema é linearizado em torno do ponto de operação nominal do conversor ao substituir as expressões apresentadas em (419). Os termos  $\hat{x}$  e  $\hat{d}$  representam uma pequena perturbação em torno do ponto de operação do conversor.

$$D = D + \hat{d}; x = X + \hat{x}; \frac{dx}{dt} = \frac{d\hat{x}}{dt} \quad (419)$$

Os vetores  $x$  e  $X$  são definidos por:

$$x = \begin{bmatrix} v_{Cb} \\ i_{LM} \\ i_2 \end{bmatrix}$$

$$X = \begin{bmatrix} V_{Cb} \\ I_{LM} \\ I_2 \end{bmatrix}$$

Com as matrizes de estado ponderadas pelos seus respectivos tempos de atuação, escreve-se as equações (420) e (421).

$$A = \frac{1}{T_s} [A_1 \Delta t_a + A_2 (DT_s - \Delta t_a) + A_3 \Delta t_b + A_4 [(1 - D)T_s - \Delta t_b]] \quad (420)$$

$$B = \frac{1}{T_s} [B_1 \Delta t_a + B_2 (DT_s - \Delta t_a) + B_3 \Delta t_b + B_4 [(1 - D)T_s - \Delta t_b]] \quad (421)$$

Através das devidas manipulações algébricas, a solução do sistema apresentado em (418), considerando-se apenas os termos de primeira ordem, é apresentada em (422).

$$\begin{bmatrix} v_{Cb}(s) \\ i_{LM}(s) \\ i_2(s) \end{bmatrix} = \left[ s \cdot I - \frac{1}{T_s} [A_1 \Delta t_a + A_2 (DT_s - \Delta t_a) + A_3 [(1 - D) T_s - \Delta t_b]] \right]^{-1} \cdot [(A_2 - A_4)X + (B_2 - B_4)]d(s) \quad (422)$$

A solução de (422) é apresentada em (423). Neste caso, a equação literal é apresentada em função das especificações apresentadas na Tabela 2. Nota-se que é obtida uma função de transferência de terceira ordem, como esperado.

$$G_i(s) = \frac{i_2(s)}{d(s)} = \frac{-2.984e26s^2 + 1.856e29s - 1.580e34}{1.493e20s^3 + 1.0437e23s^2 + 8.7655e27s + 4.1355e30} \quad (423)$$

### 6.4.3 Validação da planta de controle

Para validar os dois métodos apresentados e conseqüentemente as funções de transferência obtidas, realiza-se uma simulação utilizando a ferramenta *AC Sweep* do *software* de simulação de circuitos eletrônicos PSIM, que realiza a análise de resposta em frequência. O termo "resposta em frequência" significa a resposta em regime permanente de um sistema com entrada senoidal, desta forma, varia-se a frequência do sinal de entrada em um certo intervalo e analisa-se a resposta em frequência resultante. Para a simulação do circuito e cálculo das funções de transferência foram utilizados os parâmetros apresentados na Tabela 2.

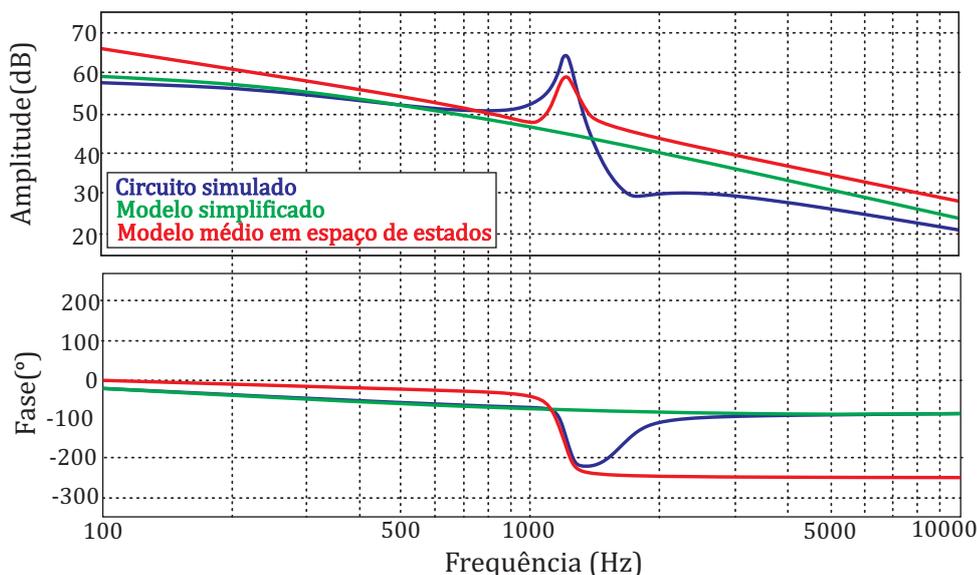
Tabela 2 – Especificações para validação da função de transferência da planta de corrente.

Especificação	Valor
Potência nominal	2kW
Tensão $V_1$	400V
Tensão $V_2$	48V
Relação de espiras ( $\alpha$ )	0.27
Razão cíclica (D)	0.37
Indutor $L_2$	40 $\mu$ F
Indutância de dispersão ( $L_d$ )	4.8 $\mu$ F
Indutância magnetizante ( $L_M$ )	850 $\mu$ F
Resistências parasitas ( $R_1, R_2, R_3$ )	0.1 $\Omega$
Capacitor série ( $C_b$ )	22 $\mu$ F

Fonte – Autor

As respostas em frequência do circuito apresentado na Figura 92 simulado em malha aberta e dos modelos obtidos pela modelagem simplificada e pela modelagem por espaço de estados são apresentadas na Figura 97.

Figura 97 – Resposta em frequência do circuito e dos modelos obtidos.



Fonte: Autor

Observa-se que ambos os modelos obtidos comportam-se conforme o esperado, sendo o modelo obtido pela modelagem simplificada um sistema de primeira ordem e o modelo obtido pela modelagem empregando modelo médio em espaço de estados um sistema de terceira ordem. Conclui-se que os dois métodos utilizados para obtenção da função de transferência da planta de corrente são satisfatórios e podem ser utilizados para o projeto do controlador.

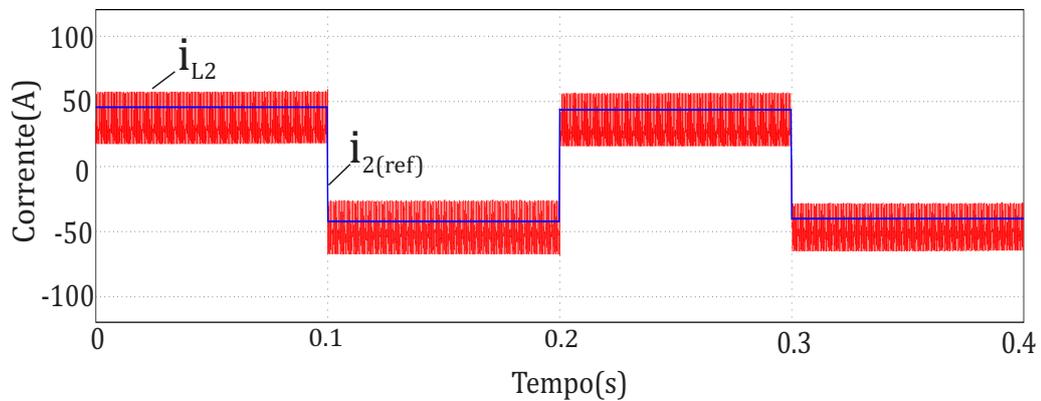
Por fim, para verificar a resposta dinâmica do sistema de controle, foram realizadas simulações com a aplicação de degraus na referência de controle da corrente, testando assim a bidirecionalidade do conversor em estudo. O projeto do controlador e o circuito utilizado na simulação são apresentados no Apêndice C. O resultado de simulação obtido com o *software* PSIM é apresentado na Figura 98. Comprova-se a bidirecionalidade do conversor e a atuação da malha de controle da corrente no indutor do estágio push-pull. A oscilação de corrente ocorre devido à forma que a simulação é realizada, com duas fontes de tensão nos terminais do conversor.

## 6.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Através da análise do conversor CC-CC bidirecional isolado com grampeamento ativo realizada neste capítulo, conclui-se que:

- Ocorre perda de razão cíclica no conversor quando este opera no sentido positivo do fluxo de potência;
- O conversor buck atua regulando as tensões sobre os interruptores do estágio

Figura 98 – Comportamento da corrente nos indutor  $L_2$  e referência de corrente quando ocorre inversão do fluxo de potência.



Fonte: Autor

push-pull quando o conversor bidirecional opera no sentido negativo do fluxo de potência;

- O conversor não funciona sem a presença do capacitor  $C_b$ , que impede a circulação de componentes contínuas no transformador;
- O conversor apresenta baixa ondulação de corrente no estágio push-pull (para conexão com o banco de baterias) e é do tipo alimentado por tensão no estágio meia-ponete ( para conexão com o barramento CC da microrrede);
- Os interruptores do estágio meia-ponete podem operar com comutação suave em ambos os sentidos do fluxo de potência.

## 7 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR CC-CC ISOLADO BIDIRECIONAL COM GRAMPEAMENTO ATIVO

Este capítulo apresenta uma metodologia de dimensionamento do conversor CC-CC isolado bidirecional com grampeamento ativo proposto no Capítulo 6. O conversor é dimensionado a partir das especificações apresentadas na Tabela 3.

A fonte de tensão  $V_1$  representa a tensão do barramento CC enquanto a fonte de tensão  $V_2$  representa a tensão do banco de baterias.

Tabela 3 – Especificações de projeto do conversor proposto.

<b>Especificação</b>	<b>Valor</b>
Potência nominal ( $P_{nom}$ )	2kW
Tensão do barramento CC ( $V_1$ )	400V
Tensão do banco de baterias ( $V_2$ )	48V
Frequência de chaveamento ( $f_s$ )	40kHz
Tensão de grampeamento ( $V_G$ )	300V

Fonte – **Autor**

Como já visto, o conversor bidirecional proposto é formado a partir dos conversores meia-ponte assimétrica ZVS-PWM e push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico, além do conversor buck atuando como grampeador de tensão. Assim sendo, o projeto de cada estágio é apresentado separadamente.

### 7.1 PROJETO DO ESTÁGIO MEIA-PONTE ASSIMÉTRICA ZVS-PWM

Nesta seção serão discutidos os parâmetros que compõem o estágio meia-ponte assimétrica ZVS-PWM.

#### 7.1.1 Indutância de dispersão ( $L_d$ )

Conforme visto no Capítulo 6, a indutância de dispersão do transformador possui grande influência no comportamento do conversor bidirecional. Neste trabalho, opta-se por comprometer a faixa de carga atendida com comutação suave para reduzir a perda de razão cíclica — conforme estudado no Capítulo 3 — e facilitar a atuação do circuito grampeador. Isso é obtido com uma indutância de dispersão pequena e portanto, não é utilizado indutor externo para aumento da indutância ressonante.

Para o correto dimensionamento do conversor, o projeto do estágio meia-ponte é iniciado com a confecção do transformador, cujo projeto é apresentado na seção 7.5. Com o transformador construído, realiza-se a medição das indutâncias de dispersão e magnetizante, apresentadas na Tabela 4.

Tabela 4 – Parâmetros construtivos do transformador.

Especificação	Valor
Indutância de dispersão ( $L_d$ )	4.8 $\mu$ H
Indutância magnetizante ( $L_M$ )	850 $\mu$ H
Relação de espiras ( $\alpha$ )	0.27

Fonte – Autor

Obtido o valor da indutância de dispersão do transformador, calcula-se a perda de razão cíclica no estágio meia-ponte. O valor eficaz da corrente que circula pela indutância de dispersão é calculada conforme (424).

$$I_{Ld} = \frac{\alpha P_{nom}}{V_2} = 11.25A \quad (424)$$

A perda de razão cíclica do estágio meia-ponte é definida em (425).

$$\Delta D = \frac{4L_d I_{Ld} f_s}{V_1} = 0.022 \quad (425)$$

Isolando-se D em (340) se obtém a razão cíclica do conversor bidirecional, conforme (426). A razão cíclica efetiva é calculada em (427).

$$D = \frac{1}{2} - \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{1}{2\alpha} \left[ \frac{V_2}{V_1} + \frac{4\alpha^2 I_2 L_d f_s}{V_1} \right]} = 0.37 \quad (426)$$

$$D_{ef} = D - \Delta D = 0.348 \quad (427)$$

Onde,

$$I_2 = \frac{P_{nom}}{V_2} = 41.667A \quad (428)$$

### 7.1.2 Capacitor série ( $C_b$ )

O capacitor em série com o enrolamento primário do transformador é necessário para impedir a circulação de componentes contínuas de corrente no próprio transformador. Tais correntes — que surgem devido às desigualdades dos tempos de comutação dos interruptores — provocariam a saturação do núcleo. O conversor não funciona sem este componente.

O cálculo deste capacitor é apresentado em (BARBI, 2007). A equação (429) é calculada com base na queda de tensão através de  $C_b$ . Quanto menor a capacitância, maior será a queda de tensão que este componente provoca, causando uma redu-

ção na tensão de saída. Define-se uma ondulação de tensão ( $\Delta V_{Cb}$ ) de 20V, sendo recomendado que  $0,05V_1 \leq \Delta V_{Cb} \leq 0,1V_1$ .

$$C_b = \frac{\alpha I_2}{f_s \Delta V_{Cb}} = 14\mu F \quad (429)$$

### 7.1.3 Comutação Suave

Para que seja obtida comutação suave dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  em ambos os sentidos do fluxo de potência é necessário adicionar um tempo morto entre os sinais de comando desses componentes e um capacitor deve ser inserido em paralelo com os mesmos. A condição que garante a comutação suave de  $S_2$  e consequentemente de  $S_1$ , já apresentada em (89), é reescrita em (430).

$$Z I_{S2c} > (1 - D) V_1 \quad (430)$$

A corrente em  $S_2$  no instante da comutação é calculada em (431).

$$I_{S2c} = \alpha I_2 - \alpha I_2 (1 - 2D) \left[ 1 - \frac{2L_d \alpha I_2 f_s}{D(1 - D) V_1} \right] + \frac{DV_1(1 - D)}{2L_M f_s} = 9.825A \quad (431)$$

Isolando Z em (430), se obtém (432).

$$Z > 25.661 \quad (432)$$

Sabendo que,

$$Z = \sqrt{\frac{L_d}{2C_p}} \quad (433)$$

Onde  $C_p = C_{s1} = C_{s2}$

Através de (432) e (433), encontra-se a condição para escolha do capacitor a ser inserido em paralelo com os interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , conforme (434).

$$C_p < 3.6nF \quad (434)$$

Adotando-se um capacitor comercial de 1nF, o tempo morto mínimo necessário para que haja comutação suave nestes interruptores, já apresentado em (93), é calculado em (435).

$$\Delta t_2 = \frac{2C_s DV_1}{I_{S2c}} + \sqrt{2L_d C_p} \left[ \frac{\pi}{2} - \arccos \left[ \frac{(1 - D) V_1}{Z I_{S2c}} \right] \right] = 84.12ns \quad (435)$$

Por fim, para assegurar a comutação suave destes interruptores em ambos os fluxos de potência, deve-se somar ao valor obtido em (435) o intervalo de tempo em

que a corrente que circula por  $S_1$  leva para anular-se após o instante do bloqueio quando o conversor opera no sentido negativo do fluxo de potência, conforme (436).

$$\Delta t_{S1} = L_d \frac{\alpha I_2 + I_{LM}}{\frac{V_G}{2\alpha} + DV_1} = 95.84 ns \quad (436)$$

Sendo a corrente média na indutância magnetizante definida conforme (437).

$$I_{LM} = \alpha I_2 (1 - 2D) \left[ 1 - \frac{2L_d \alpha I_2 f_s}{D(1-D)V_1} \right] = 2.79 A \quad (437)$$

Desta forma, o tempo morto adicionado entre os sinais de comando dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  deve obedecer a condição expressa em (438), para garantir a comutação suave destes componentes em ambos os fluxos de potência.

$$\Delta t_d > 179.96 ns \quad (438)$$

Finalmente, calcula-se a potência mínima em que os interruptores do estágio Meia-ponte operam com comutação suave, conforme (440).

$$I_{2(min)} = \left[ \frac{(1-D)V_1}{Z} + I_{LM} - \frac{DV_1(1-D)}{2L_M f_s} \right] \frac{1}{\alpha} = 24.33 A \quad (439)$$

$$P_{min} = I_{2(min)} V_2 = 1167.84 W \quad (440)$$

## 7.2 PROJETO DO ESTÁGIO PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE COM COMANDO ASSIMÉTRICO

Nesta seção serão discutidos os parâmetros que compõem o estágio push-pull alimentado em corrente com comando assimétrico.

### 7.2.1 Indutor do estágio push-pull ( $L_2$ )

Este componente é definido através do critério de ondulação de corrente. Inicialmente, determina-se a corrente que circula por  $L_2$ , conforme (441).

$$I_{L2} = I_2 = 41.667 A \quad (441)$$

Considerando-se uma ondulação de corrente ( $\Delta I_2$ ) de aproximadamente 10%, o indutor do estágio push-pull é definido em (442).

$$L_2 = \frac{V_2(1-2D)}{2f_s \Delta I_2} = 40 \mu H \quad (442)$$

### 7.3 PROJETO DO ESTÁGIO BUCK

Nesta seção serão discutidos os parâmetros que compõem o estágio buck.

#### 7.3.1 Potência transferida através do conversor buck

As tensões de bloqueio sobre os interruptores  $S_{1a}$  e  $S_{2a}$  são definidas conforme (443) e (444).

$$V_{S1a,max} = 2\alpha DV_1 = 79.855V \quad (443)$$

$$V_{S2a,max} = 2\alpha(1-D)V_1 = 136.145V \quad (444)$$

Com a tensão de grampeamento já definida na Tabela 3, calcula-se a razão cíclica do conversor buck, conforme (445).

$$D_b = \frac{V_2}{V_G} = 0.16 \quad (445)$$

Os tempos de condução dos diodos de grampeamento são definidos em (446) e (447).

$$\Delta t_{DG1} = \frac{4\alpha^2 I_2 L_d}{V_G + 2\alpha DV_1} = 133.7ns \quad (446)$$

$$\Delta t_{DG2} = \frac{4\alpha^2 I_2 L_d}{V_G + 2\alpha(1-D)V_1} = 153.5ns \quad (447)$$

Sendo as corrente de pico em  $D_{G1}$  e  $D_{G2}$  definidas conforme (448) e (449) respectivamente, a potência transferida pelo conversor buck é calculada através de (450). Nota-se que o capacitor  $C_G$  é carregado duas vezes em um período de chaveamento, sendo uma das cargas realizada através do diodo  $D_{G1}$  e a outra através do diodo  $D_{G2}$ .

$$I_{DG1,max} \approx I_2 - \frac{1}{\alpha} \left( I_{LM} + \frac{\Delta I_{LM}}{2} \right) \approx 25.7A \quad (448)$$

$$I_{DG2,max} \approx I_2 - \frac{1}{\alpha} \left( I_{LM} - \frac{\Delta I_{LM}}{2} \right) \approx 35.8A \quad (449)$$

$$P_B = \frac{1}{T_s} \left( \int_0^{\Delta t_{DG1}} I_{DG1,max} \frac{V_G}{2} dt + \int_0^{\Delta t_{DG2}} I_{DG2,max} \frac{V_G}{2} dt \right) = 53.7W \quad (450)$$

Desta forma, conclui-se que o circuito de grampeamento recicla a potência de 53.7W, potência esta que seria perdida e acarretaria na redução da eficiência do conversor.

### 7.3.2 Indutor do conversor buck

Este componente é definido através do critério de ondulação de corrente. Inicialmente, determina-se a corrente que circula por  $L_B$ , conforme (451).

$$I_{LB} = \frac{P_B}{V_2} = 1.11A \quad (451)$$

Considerando-se uma ondulação de corrente ( $\Delta I_B$ ) de aproximadamente 50%, o indutor do conversor buck é definido em (452).

$$L_B = \frac{(V_G - V_2)}{\Delta I_B f_s} D_b = 1.8mH \quad (452)$$

### 7.3.3 Capacitor do circuito de grampeamento

O capacitor  $C_G$  é definido através do critério de ondulação de tensão com a verificação do critério da corrente eficaz. A corrente eficaz neste componente, cuja expressão já foi apresentada em (380), é definida em (453).

$$I_{CG,rms} = 2.54A \quad (453)$$

Considerando uma ondulação de tensão neste componente ( $\Delta V_G$ ) de aproximadamente 1%, o capacitor  $C_G$  é definido através de (454).

$$C_G = \frac{I_{CG,rms} D_b}{f_s \Delta V_G} = 3.3\mu F \quad (454)$$

## 7.4 ESFORÇOS DE TENSÃO E CORRENTE NOS COMPONENTES

A tensão máxima em cada componente do conversor é apresentada na Tabela 5.

Tabela 5 – Esforços de tensão nos componentes do conversor.

Componente	Tensão máxima
Interruptores do estágio meia-ponte ( $S_1$ e $S_2$ )	400V
Interruptores do estágio push-pull ( $S_{1a}$ e $S_{2a}$ )	300V
Interruptor do estágio buck ( $S_B$ )	300V
Diodos de grampeamento ( $D_{G1}$ e $D_{G2}$ )	300V
Enrolamento primário do transformador ( $V_{PRI}$ )	252V
Enrolamentos secundários do transformador ( $V_{SEC}$ )	68V
Diodo do estágio buck ( $D_B$ )	300V

Fonte – Autor

Deve-se atentar ao fato de que quando o conversor opera no sentido negativo do fluxo de potência ocorrem picos de tensão nos enrolamentos secundários do transformador durante os intervalos de tempo em que a corrente na indutância de dispersão

varia linearmente. Esses picos de tensão possuem o valor definido em (455) e, portanto, a tensão máxima sobre os enrolamentos secundários do transformador quando o conversor opera no sentido negativo do fluxo de potência é definida conforme (456).

$$V_p = \frac{V_G}{2} = 150V \quad (455)$$

$$V_{SEC(max)} = V_p = 150V \quad (456)$$

Por fim, as correntes média e eficaz em cada componente do conversor são apresentadas na Tabela 6.

Tabela 6 – Esforços de corrente nos componentes do conversor.

Componente	Corrente média	Corrente eficaz
Interruptor $S_1$ do estágio meia-ponte	5A	8.2A
Interruptor $S_2$ do estágio meia-ponte	5A	6.3A
Interruptor $S_{1a}$ do estágio push-pull	14.7A	24.16A
Interruptor $S_{2a}$ do estágio push-pull	25A	31.54A
Interruptor do estágio buck ( $S_B$ )	0.17A	0.44A
Diodo de grampeamento ( $D_{G1}$ )	0.1A	1.52A
Diodo de grampeamento ( $D_{G2}$ )	0.13A	1.63A
Enrolamento primário do transformador	0A	11.25A
Enrolamento secundário 1 do transformador	14.7A	24.16A
Enrolamento secundário 2 do transformador	25A	31.54A
Diodo do estágio buck ( $D_B$ )	0.94A	1A
Indutor do conversor push-pull ( $L_2$ )	41.667A	41.667A
Indutor do conversor buck ( $L_B$ )	1.11A	1.11A

Fonte – Autor

## 7.5 PROJETO DOS DISPOSITIVOS MAGNÉTICOS

Os dispositivos magnéticos do conversor foram dimensionados com base em (BARBI, 2007). A seguir, são apresentados separadamente o projeto do transformador e dos indutores do conversor push-pull e do conversor buck.

### 7.5.1 Transformador

Inicialmente faz-se conhecimento das especificações de projeto do transformador, conforme Tabela 7.

De posse das especificações de projeto, calcula-se a área do núcleo, conforme (457).

$$AeAw = \frac{P_{nom}}{k_w k_p \Delta B_{max} J_{max} f_s} = 15.973cm^4 \quad (457)$$

Tabela 7 – Especificações de projeto do transformador.

Especificação	Valor
Potência nominal ( $P_{nom}$ )	2kW
Relação de espiras ( $\alpha$ )	0.27
Máxima densidade de fluxo ( $\Delta B_{max}$ )	0.2T
Máxima densidade de corrente ( $J_{max}$ )	$450 \frac{A}{cm^2}$
Fator de ocupação do cobre ( $k_w$ )	0.7
Fator de utilização do primário ( $k_p$ )	0.5

Fonte – Autor

A partir de (457), escolhe-se o núcleo de ferrite E80/38/20 N87, cujas especificações são apresentadas na Tabela 8.

Tabela 8 – Especificações do núcleo de ferrite E80/38/20 N87.

Especificação	Valor
$A_e$	$3.9cm^2$
$A_w$	$9.54cm^2$
$V_{nucleo}$	$71.8cm^3$
$\ell_{espira}$	14.8cm

Fonte – Autor

Em seguida, determina-se o número de espiras nos enrolamentos primário e secundário do transformador, conforme (458) e (459), respectivamente.

$$N_{PRI} = \frac{V_{PRI}}{4\Delta B_{max}A_e f_s} = 22 \quad (458)$$

$$N_{SEC} = \alpha N_{PRI} = 6 \quad (459)$$

O próximo passo é calcular a seção necessária dos condutores de cobre para cada enrolamento do transformador. De posse das correntes eficazes em cada enrolamento, conforme Tabela 9, nas equações (460), (461) e (462) calcula-se a seção dos condutores dos enrolamentos primário, secundário 1 e secundário 2, respectivamente.

Tabela 9 – Correntes eficazes nos enrolamentos do transformador.

Especificação	Valor
Corrente eficaz no enrolamento primário ( $I_{PRI,rms}$ )	11.25A
Corrente eficaz no enrolamento secundário 1 ( $I_{SEC1,rms}$ )	24.16A
Corrente eficaz no enrolamento secundário 2 ( $I_{SEC2,rms}$ )	31.54A

Fonte – Autor

$$S_{PRI} = \frac{I_{PRI,rms}}{J_{max}} = 0.025cm^2 \quad (460)$$

$$S_{SEC1} = \frac{I_{SEC1,rms}}{J_{max}} = 0.054 cm^2 \quad (461)$$

$$S_{SEC2} = \frac{I_{SEC2,rms}}{J_{max}} = 0.07 cm^2 \quad (462)$$

Para evitar o efeito Skin o diâmetro do condutor de cobre deve ser menor que o valor apresentado em (463).

$$d_{max} = 2 \frac{7.5}{\sqrt{f_s}} = 0.075 cm \quad (463)$$

Utilizando-se o fio AWG28 para o enrolamento primário e o fio AWG38 para os enrolamentos secundários do transformador, calcula-se o número de condutores em paralelo necessários para construção de cada enrolamento, conforme (464), (465) e (466).

$$n_{CPRI} = \frac{S_{cu(28)}}{S_{PRI}} = 31 \quad (464)$$

$$n_{CSEC1} = \frac{S_{cu(38)}}{S_{SEC1}} = 672 \quad (465)$$

$$n_{CSEC2} = \frac{S_{cu(38)}}{S_{SEC2}} = 877 \quad (466)$$

O fio AWG 28 selecionado tem diâmetro ( $d_{28}$ ) de 0.010cm, área de cobre ( $S_{cu(28)}$ ) de 0,000080  $cm^2$  e área isolada ( $S_{i_{cu(28)}}$ ) de 0,001083  $cm^2$ .

Já o fio AWG 38 tem diâmetro ( $d_{38}$ ) de 0.032cm, área de cobre ( $S_{cu(38)}$ ) de 0,000810  $cm^2$  e área isolada ( $S_{i_{cu(38)}}$ ) de 0,000130  $cm^2$ .

Para atingir o número de condutores em paralelo que cada enrolamento do transformador necessita, são utilizados dois fios Litz AWG28 com trinta condutores em paralelo no enrolamento primário, dois fios Litz AWG38 com quatrocentos condutores em paralelo no enrolamento secundário 1 e três fios Litz AWG38 com quatrocentos condutores em paralelo no enrolamento secundário 2.

Por fim, faz-se a verificação da possibilidade de execução do transformador, conforme (467).

$$k = \frac{N_{PRI} S_{i_{cu(28)}} 60 + N_{SEC1} S_{i_{cu(38)}} 800 + N_{SEC2} S_{i_{cu(38)}} 1200}{k_w A_w} = 0.438 \quad (467)$$

### 7.5.2 Indutor do conversor push-pull

Inicialmente faz-se conhecimento das especificações de projeto do indutor, conforme Tabela 10.

Tabela 10 – Especificações de projeto do indutor  $L_2$ .

Especificação	Valor
Indutância ( $L_2$ )	$40\mu H$
Ondulação de corrente ( $\Delta I_{L2}$ )	4.1667A
Corrente eficaz ( $I_{L2,rms}$ )	41.667A
Corrente média ( $I_{L2}$ )	41.667A
Máxima densidade de fluxo ( $\Delta B_{max}$ )	0.3T
Máxima densidade de corrente ( $J_{max}$ )	$450 \frac{A}{cm^2}$
Fator de ocupação do cobre ( $k_w$ )	0.7

Fonte – Autor

De posse das especificações de projeto, calcula-se a área do núcleo, conforme (468).

$$AeAw = \frac{L_2 I_{L2} I_{L2,rms}}{k_w \Delta B_{max} J_{max}} = 7.181 cm^4 \quad (468)$$

A partir de (468), escolhe-se o núcleo de ferrite NEE65/33/39, cujas especificações são apresentadas na Tabela 11.

Tabela 11 – Especificações do núcleo de ferrite NEE65/33/39.

Especificação	Valor
$Ae$	$7.98 cm^2$
$Aw$	$4.22 cm^2$
$V_{nucleo}$	$117.3 cm^3$
$\ell_{espira}$	12cm

Fonte – Autor

Em seguida, determina-se o número de espiras do indutor, conforme (469).

$$N_{L2} = \frac{L_2 I_{L2}}{4 \Delta B_{max} Ae} = 7 \quad (469)$$

O entreferro é calculado conforme (470).

$$l_{gap(L2)} = \frac{N_{L2}^2 \mu_0 Ae}{L_2} = 0.126 cm \quad (470)$$

Onde  $\mu_0$  é a permeabilidade do ar, com valor igual a  $4\pi 10^{-7} \frac{H}{m}$ .

O próximo passo é calcular a seção necessária do condutor, conforme (471). O fio AWG 38, cujas especificações já foram descritas, é selecionado para construção deste indutor.

$$S_{L_2} = \frac{I_{L_2,rms}}{J_{max}} = 0.093 \text{ cm}^2 \quad (471)$$

O número de condutores em paralelo necessário é calculado em (472).

$$nc_{L_2} = \frac{S_{L_2}}{S_{cu(38)}} = 1158 \quad (472)$$

Para atingir o número de condutores em paralelo necessários, são utilizados três fios Litz AWG38 com quatrocentos condutores em paralelo. Por fim, faz-se a verificação da possibilidade de execução do componente, conforme (473).

$$k = \frac{N_{L_2} S_{i_{cu(38)}} 1200}{k_w A_w} = 0.37 \quad (473)$$

### 7.5.3 Indutor do conversor buck

Inicialmente faz-se conhecimento das especificações de projeto do indutor, conforme Tabela 12.

Tabela 12 – Especificações de projeto do indutor  $L_B$ .

Especificação	Valor
Indutância ( $L_B$ )	1.8mH
Ondulação de corrente ( $\Delta I_{LB}$ )	0.55A
Corrente eficaz ( $I_{LB,rms}$ )	1.11A
Corrente média ( $I_{LB}$ )	1.11A
Máxima densidade de fluxo ( $\Delta B_{max}$ )	0.3T
Máxima densidade de corrente ( $J_{max}$ )	450 $\frac{A}{\text{cm}^2}$
Fator de ocupação do cobre ( $k_w$ )	0.7

Fonte – Autor

De posse das especificações de projeto, calcula-se a área do núcleo, conforme (474).

$$AeAw = \frac{L_B I_{LB} I_{LB,rms}}{k_w \Delta B_{max} J_{max}} = 0.239 \text{ cm}^4 \quad (474)$$

A partir de (474), escolhe-se o núcleo de ferrite NEE55/28/21, cujas especificações são apresentadas na Tabela 13.

Em seguida, determina-se o número de espiras do indutor, conforme (475).

$$N_{LB} = \frac{L_B I_{LB}}{4 \Delta B_{max} Ae} = 19 \quad (475)$$

Tabela 13 – Especificações do núcleo de ferrite NEE55/28/21.

Especificação	Valor
$A_e$	$3.54\text{cm}^2$
$A_w$	$4.39\text{cm}^2$
$V_{nucleo}$	$42.5\text{cm}^3$
$\ell_{espira}$	$10\text{cm}$

Fonte – Autor

O entreferro é calculado conforme (476).

$$I_{gap(LB)} = \frac{N_{LB}^2 \mu_o A_e}{L_B} = 0.009\text{cm} \quad (476)$$

O próximo passo é calcular a seção necessária do condutor, conforme (477). O fio AWG 38, cujas especificações já foram descritas, é selecionado para construção deste indutor.

$$S_{L_B} = \frac{I_{L_B,rms}}{J_{max}} = 0.0025\text{cm}^2 \quad (477)$$

O número de condutores em paralelo necessário é calculado em (478).

$$n_{c_{L_B}} = \frac{S_{L_B}}{S_{cu(38)}} = 32 \quad (478)$$

Para atingir o número de condutores em paralelo necessários, utiliza-se um fio Litz AWG38 com duzentos e vinte condutores em paralelo. Por fim, faz-se a verificação da possibilidade de execução do componente, conforme (479).

$$k = \frac{N_{L_B} S_{i_{cu(38)}} 1200}{k_w A_w} = 0.2 \quad (479)$$

## 7.6 CÁLCULO DAS PERDAS DE POTÊNCIA

Nesta seção são calculadas as perdas de potência causadas pelos componentes semicondutores e pelos dispositivos magnéticos que compõem o conversor proposto.

### 7.6.0.1 Perdas nos MOSFETs

Estes semicondutores apresentam perdas por condução e perdas por comutação, calculadas por meio de (480) e (481), respectivamente.

$$P_{mos(cond)} = R_{ds(on)} I_{rms}^2 \quad (480)$$

$$P_{mos(comut)} = \frac{I_{max} V_{max}(t_r + t_f) f_s}{2} \quad (481)$$

Sendo,

- $t_r$  o tempo de subida;
- $t_f$  o tempo de descida;
- $R_{ds(on)}$  a resistência de condução.

Os parâmetros acima mencionados são encontrados na folha de dados do componente.

Para os interruptores do estágio meia-ponte,  $S_1$  e  $S_2$ , seleciona-se o MOSFET de carbeto de silício (SiC) C3M0075120K fabricado pela Cree Inc, em função das baixas perdas de condução e comutação. As perdas de condução e comutação nestes componentes são calculadas de (482) a (485).

$$P_{mos1(cond)} = 90m\Omega(8.2A)^2 = 6.086W \quad (482)$$

$$P_{mos1(comut)} = \frac{17.55A \cdot 400V(10ns + 14ns)40kHz}{2} = 3.37W \quad (483)$$

$$P_{mos2(cond)} = 90m\Omega(6.3A)^2 = 3.57W \quad (484)$$

$$P_{mos2(comut)} = \frac{10.8A \cdot 400V(10ns + 14ns)40kHz}{2} = 2.076W \quad (485)$$

Cabe salientar que quando estes componentes atuam com comutação suave, as perdas de comutação calculadas em (483) e (485) são desconsideradas.

Da mesma forma, para os interruptores do estágio push-pull,  $S_{1a}$  e  $S_{2a}$ , seleciona-se o MOSFET de carbeto de silício C3M0021120K, do mesmo fabricante. As perdas de condução e comutação nestes componentes são calculadas de (486) a (489).

$$P_{mos1a(cond)} = 27m\Omega(24.16A)^2 = 15.761W \quad (486)$$

$$P_{mos1a(comut)} = \frac{43.667A \cdot 300V(33ns + 14ns)40kHz}{2} = 12.314W \quad (487)$$

$$P_{mos2a(cond)} = 27m\Omega(31.54A)^2 = 26.87W \quad (488)$$

$$P_{mos2a(comut)} = \frac{43.667A \cdot 300V(33ns + 14ns)40kHz}{2} = 12.314W \quad (489)$$

Para o interruptor  $S_B$  também utiliza-se o MOSFET C3M0075120K. As perdas de condução e comutação no interruptor do conversor buck são calculadas em (490) e (491), respectivamente,

$$P_{mosB(cond)} = 90m\Omega(0.448A)^2 = 18mW \quad (490)$$

$$P_{mosB(comut)} = \frac{1.6A \cdot 300V(10ns + 14ns)40kHz}{2} = 242mW \quad (491)$$

#### 7.6.0.2 Perdas nos Diodos

As perdas de condução e comutação em um diodo são calculadas por meio de (492) e (493), respectivamente.

$$PD_{cond} = V_{TO}I_{med} + R_F I_{rms}^2 \quad (492)$$

$$PD_{comut} = \frac{V_{max}I_{rms}t_{rr}f_s}{2} \quad (493)$$

Sendo,

- $t_{rr}$  o tempo de recuperação reversa;
- $V_{TO}$  a tensão de limiar;
- $R_F$  a resistência de condução.

Os parâmetros acima mencionados são encontrados na folha de dados do componente.

Para os diodos de grampeamento,  $D_{G1}$  e  $D_{G2}$ , seleciona-se o diodo Schottky FFSH20120A, fabricado pela ON Semiconductor. As perdas de condução e comutação nestes componentes são calculadas de (494) a (497).

$$PD_{G1_{cond}} = 0.8V \cdot 0.1A + 56m\Omega(1.52A)^2 = 0.219W \quad (494)$$

$$PD_{G1_{comut}} = \frac{(300V \cdot 1.52A)36.57n \cdot 40k}{2} = 0.334W \quad (495)$$

$$PD_{G2_{cond}} = 0.8V \cdot 1.52A + 56m\Omega(1.63A)^2 = 0.252W \quad (496)$$

$$PDG2_{comut} = \frac{(300V \cdot 1.63A)39.18n \cdot 40k}{2} = 0.384W \quad (497)$$

Para o diodo  $D_B$  seleciona-se o diodo Schottky C3D10060A, fabricado pela Cree Inc. A perda de condução no diodo do conversor buck é calculada em (498). As perdas por comutação são desconsideradas pois este diodo não apresenta recuperação reversa.

$$PDB_{cond} = 0.7V \cdot 0.94A + 117m\Omega(1.02A)^2 = 0.781W \quad (498)$$

### 7.6.0.3 Perdas no núcleo

As perdas no núcleo de ferrite são predominantemente pelas correntes parasitas e perdas por histerese. Essas perdas são determinadas a partir de (499).

$$P_{nucleo} = \Delta B^{2,4}(k_h f_s + k_f f_s^2) V_{nucleo} \quad (499)$$

Sendo,

- $\Delta B$  a excursão da densidade do fluxo magnético;
- $k_h$  o coeficiente de perda de histerese;
- $k_f$  o coeficiente de perda por corrente parasita.

As perdas no núcleo do transformador são calculadas em (500). Já as perdas no núcleo do indutor do conversor push-pull e do indutor do conversor buck são calculadas em (501) e (502), respectivamente.

$$PT_{nucleo} = (0.1)^{2,4}(4 \cdot 10^{-5}40k + 4 \cdot 10^{-10}40k^2)71.8 = 0.64W \quad (500)$$

$$PL2_{nucleo} = (0.15)^{2,4}(4 \cdot 10^{-5}40k + 4 \cdot 10^{-10}40k^2)117.3 = 2.76W \quad (501)$$

$$PLB_{nucleo} = (0.15)^{2,4}(4 \cdot 10^{-5}40k + 4 \cdot 10^{-10}40k^2)42.5 = 1W \quad (502)$$

### 7.6.0.4 Perdas no cobre

As perdas de cobre são devidas ao efeito Joule e ao efeito Skin e são calculadas a partir de (503). As perdas causadas pelo efeito Skin podem ser reduzidas

selecionando-se um diâmetro adequado para o condutor de cobre de acordo com a frequência de chaveamento utilizada, conforme foi realizado.

$$P_{\text{cobre}} = \frac{\rho_{cu} \ell_{\text{espira}} N}{n_c} I_{\text{rms}}^2 \quad (503)$$

Sendo,

- $\rho_{cu}$  a resistividade elétrica do cobre;
- $N$  o número de espiras;
- $n_c$  o número de condutores.

As perdas de cobre no transformador são calculadas em (504). Já as perdas de cobre no indutor do conversor push-pull e no indutor do conversor buck são calculadas em (505) e (506), respectivamente.

$$P_{T_{cu}} = \frac{\rho_{cu} \ell_{\text{espira}}^{21}}{60} (11.25)^2 + \frac{\rho_{cu} \ell_{\text{espira}}^6}{800} (24.16)^2 + \frac{\rho_{cu} \ell_{\text{espira}}^6}{1200} (31.54)^2 = 5.86 \text{ W} \quad (504)$$

$$P_{L2_{cu}} = \frac{\rho_{cu} \ell_{\text{espira}}^7}{1200} (41.667 \text{ A})^2 = 3.51 \text{ W} \quad (505)$$

$$P_{L_{B_{cu}}} = \frac{\rho_{cu} \ell_{\text{espira}}^{19}}{220} (1.11 \text{ A})^2 = 0.031 \text{ W} \quad (506)$$

#### 7.6.0.5 Análise teórica da eficiência do conversor

As Tabelas 14 e 15 apresentam as perdas totais do conversor para ambos os sentidos do fluxo de potência, resultante da soma das perdas de potência em cada componente. Como o conversor opera com comutação suave nos interruptores do estágio meia-ponte para ambos os fluxos de potência, as perdas por comutação nestes componentes foram desconsideradas nesta análise.

As perdas são distribuídas conforme apresentado na Figura 99, na qual se observa que os MOSFETs do estágio push-pull são os maiores responsáveis pelas perdas totais do conversor em ambos os fluxos de potência, devido à elevada corrente que circula neste estágio do conversor.

A partir disso, pode-se estimar o rendimento do conversor operando com potência nominal para o sentido positivo e para o sentido negativo do fluxo de potência,

conforme (507) e (508), respectivamente. Percebe-se que ocorre uma pequena redução na eficiência do conversor quando este opera no sentido negativo do fluxo de potência devido à inclusão das perdas no circuito de grampeamento.

$$\eta_{(+)} = \frac{P_{nom}}{P_{nom} + PT_{(+)}} = 0.957 \quad (507)$$

$$\eta_{(-)} = \frac{P_{nom}}{P_{nom} + PT_{(-)}} = 0.955 \quad (508)$$

Na Figura 100 são apresentadas as curvas de eficiência teórica do conversor em relação à carga para ambos os sentidos do fluxo de potência. Percebe-se que, em ambos os sentidos do fluxo de potência, para potências menores que 30% da potência nominal a eficiência do conversor é reduzida devido às perdas por comutação e perdas magnéticas, sendo esta redução mais expressiva quando o conversor opera no sentido positivo do fluxo de potência. O conversor atinge sua eficiência máxima ao operar com aproximadamente 30% da carga nominal e passa a ter redução em sua eficiência devido ao aumento das perdas por condução, que aumentam quadraticamente em função da corrente.

Tabela 14 – Perdas de potência do conversor para o sentido positivo do fluxo de potência.

Especificação	Valor
MOSFETs do estágio meia-ponte	9.656W
MOSFETs do estágio push-pull	67.259W
Transformador	6.509W
Indutor do conversor push-pull	6.282W
PERDAS TOTAIS ( $PT_{(+)}$ )	89.7W

Fonte – Autor

## 7.7 CÁLCULO TÉRMICO

A análise desenvolvida nesta seção tem como objetivo garantir que a temperatura da junção do componente permaneça abaixo dos limites máximos definidos pelo fabricante.

A Figura 101 apresenta o circuito térmico equivalente de um componente, no qual:

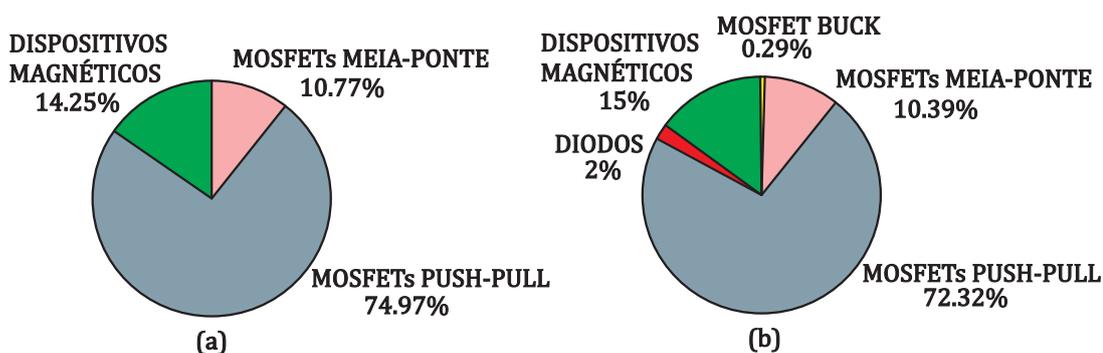
- $T_j$  é a temperatura da junção (°C) fornecida pelo fabricante;
- $T_c$  a temperatura da cápsula (°C);
- $T_d$  a temperatura do dissipador (°C);

Tabela 15 – Perdas de potência do conversor para o sentido negativo do fluxo de potência.

Especificação	Valor
MOSFETs do estágio meia-ponte	9.656W
MOSFETs do estágio push-pull	67.259W
MOSFET do estágio buck	0.26W
Diodos de grampeamento	1.189W
Diodo do conversor buck	0.781W
Transformador	6.509W
Indutor do conversor push-pull	6.282W
Indutor do conversor buck	1.034W
PERDAS TOTAIS ( $P_{T(-)}$ )	92.97W

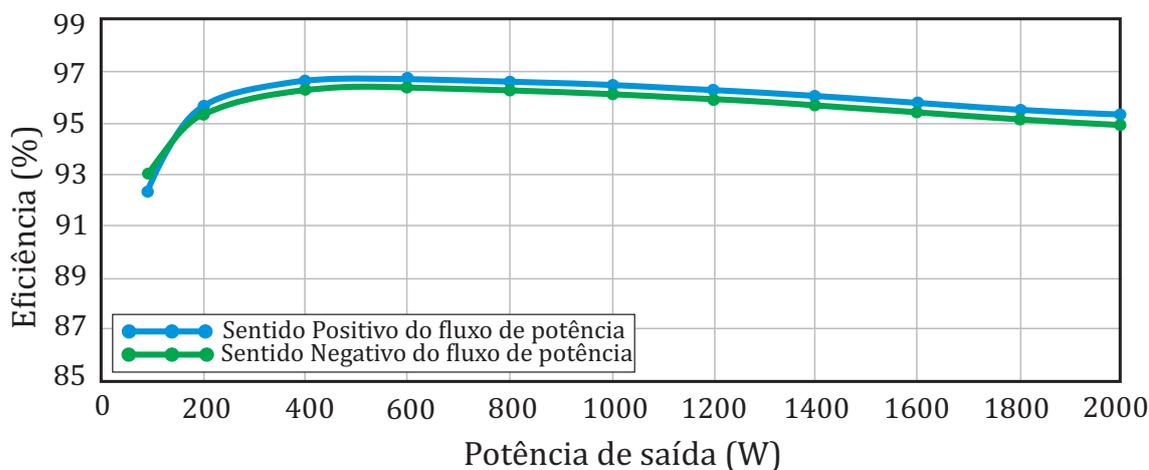
Fonte – Autor

Figura 99 – Distribuição das perdas de potência no conversor para o sentido positivo do fluxo de potência (a) e para o sentido negativo do fluxo de potência (b).



Fonte: Autor

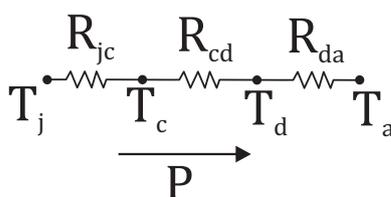
Figura 100 – Curva de eficiência teórica do conversor.



Fonte: Autor

- $T_a$  a temperatura ambiente ( $^{\circ}\text{C}$ ). Adota-se  $T_a = 40^{\circ}\text{C}$ ;
- $R_{jc}$  a resistência térmica junção-cápsula ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ) fornecida pelo fabricante;
- $R_{cd}$  a resistência térmica componente-dissipador ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ) fornecida pelo fabricante.
- $R_{da}$  a resistência térmica dissipador-ambiente ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ).
- $R_{ja}$  a resistência térmica junção-ambiente ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ).
- $P$  a potência térmica transferida ao ambiente produzida pela corrente que circula no componente (W). Este parâmetro já foi definido para cada componente na seção 7.6.

Figura 101 – Circuito térmico equivalente de um componente.



Fonte: (BARBI, 2017)

Esta análise é apresentada em (BARBI, 2017) e, inicialmente, calcula-se a resistência térmica junção-ambiente de cada componente, conforme (509).

$$R_{ja} = \frac{T_j - T_a}{P} \quad (509)$$

Em seguida, define-se o dissipador de calor através do cálculo de sua resistência térmica, conforme (510). Deve-se escolher um dissipador comercial com o valor igual ou menor mais próximo de (510).

$$R_{da} = R_{ja} - R_{jc} - R_{cd} \quad (510)$$

Desta forma, utilizando-se um único dissipador para todos os semicondutores do conversor e considerando a mesma temperatura de junção para todos os componentes, através do catálogo do fabricante HS Dissipadores calcula-se a resistência térmica máxima do dissipador, conforme (511), sobredimensionando para uma potência 10% maior como fator de segurança (FS). O fabricante recomenda a inserção de um fator de conversão (FC) para a temperatura ambiente utilizada e um fator de correção

de comprimento (FCC). Neste caso, têm-se  $FC = 1.17$  e  $FCC = 0.67$ . Devido às dimensões do protótipo utiliza-se um dissipador com 240mm de comprimento.

$$R_{da} = FC \frac{T_j - T_a}{F_S P_{T(-)}} = 1.17 \frac{150^\circ C - 40^\circ C}{1.1(92.97W)} = 1.154^\circ C/W \quad (511)$$

$$R_{da(max)} = FCC \cdot 1.154^\circ C/W = 0.773^\circ C/W \quad (512)$$

O modelo de dissipador HS 21575 cuja resistência térmica máxima é igual à  $0.56^\circ C/W$  é utilizado.

Por fim, verifica-se através de (513) se a temperatura da junção de cada componente para o dissipador escolhido está abaixo da temperatura máxima recomendada pelo fabricante, conforme Tabela 16.

$$T_j = P(R_{da} + R_{jc} + R_{cd}) + T_a \quad (513)$$

Tabela 16 – Temperatura da junção para cada componente considerando dissipador de calor HS 21575.

Componente	Temperatura da junção	Máxima temperatura da junção
MOSFETs do estágio meia-ponte	57.96 °C	150 °C
MOSFETs do estágio push-pull	112.63 °C	175 °C
MOSFET do estágio buck	40.48 °C	150 °C
Diodos de grampeamento	40.57 °C	175 °C
Diodo do conversor buck	41.45 °C	175 °C

Fonte – Autor

Além disso, a elevação da temperatura nos dispositivos magnéticos deve ser calculada para verificar se o núcleo não superaquecerá e sofrerá danos (BARBI, 2007). Através da equação (514) calcula-se o aumento da temperatura em cada dispositivo magnético e a Tabela 17 apresenta os resultados obtidos por meio de (514).

$$\Delta T = 23(P_{nucleo} + P_{cobre})(A_e A_w)^{-0.37} \quad (514)$$

Tabela 17 – Aumento da temperatura nos dispositivos magnéticos do conversor.

Componente	Aumento da temperatura
Transformador	39.27 Δ°C
Indutor do conversor push-pull	37.9 Δ°C
Indutor do conversor buck	6.24 Δ°C

Fonte – Autor

Verifica-se que a contribuição das perdas do núcleo na elevação da temperatura de cada dispositivo magnético não acarretará problemas.

## 7.8 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Através do dimensionamento do conversor CC-CC isolado bidirecional realizado neste capítulo, conclui-se que:

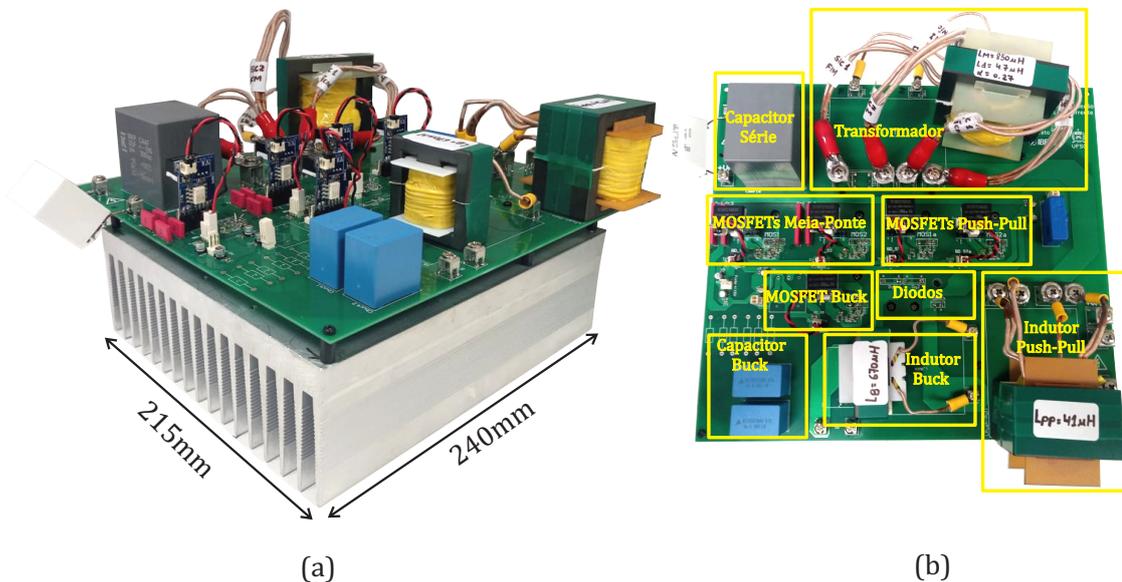
- Opta-se por comprometer a faixa de carga atendida com comutação suave reduzindo-se as perdas relativas à indutância de dispersão do transformador;
- O conversor buck atua grampeamento as tensões sobre os interruptores do estágio push-pull em 300V e recicla uma potência de 53.7W que ocasionaria redução na eficiência do conversor;
- Os interruptores do estágio push-pull são os maiores responsáveis pela redução da eficiência do conversor devido às elevadas perdas por comutação e condução destes componentes, decorrentes da elevada corrente que circula pelos mesmos;
- A curva de eficiência teórica do conversor sugere que o conversor opera com eficiências semelhantes para ambos os sentidos do fluxo de potência, ocorrendo uma pequena redução quando este opera no sentido negativo do fluxo de potência devido às perdas no circuito de grampeamento.

## 8 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Este capítulo apresenta os resultados experimentais do conversor dimensionado no Capítulo 7. As formas de onda apresentadas ao longo deste capítulo foram obtidas com o uso do osciloscópio MDO3012 da Tektronix, enquanto os dados utilizados para análise da eficiência foram obtidos com o uso do analisador de potência PA3000 do mesmo fabricante.

O protótipo confeccionado, apresentado na Figura 102, foi desenvolvido no *software* Altium Designer e seu projeto é apresentado no Apêndice B.

Figura 102 – Vista lateral (a) e vista superior (b) do protótipo.



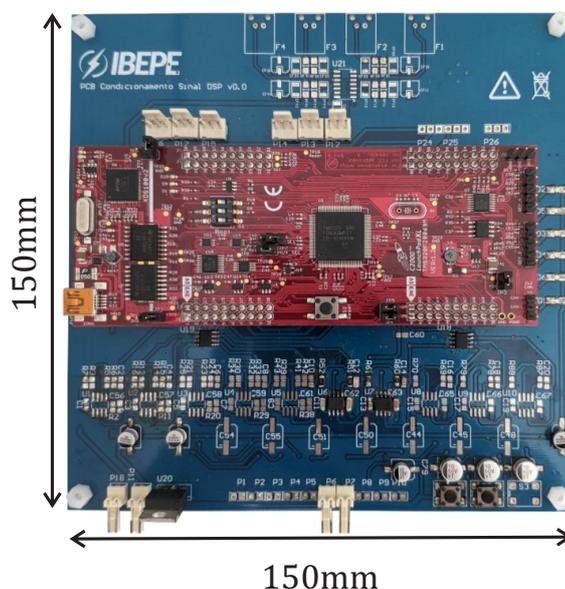
Fonte: Autor

A seguir, serão analisadas as principais formas de onda relativas à operação do conversor em ambos os fluxos de potência.

Inicialmente, na Figura 104, apresentam-se os sinais de comando dos interruptores do conversor, os quais foram desenvolvidos na placa LAUNCHXL28069M baseada no processador digital de sinais — do inglês *Digital Signal Processor* (DSP) — TMS320F28069 da Texas Instruments, conforme Figura 103. A interface entre os sinais de comando e os interruptores é realizada através do circuito de comando de gatilho apresentado na Figura 105, o qual foi desenvolvido pelos engenheiros do Instituto Brasileiro de Eletrônica de Potência e Energias Renováveis (IBEPE) e fornece +15V/-3V para o acionamento do MOSFET.

Através da Figura 104 observam-se as tensões sobre cada interruptor do conversor. O tempo morto medido entre os sinais de comando dos interruptores do estágio meia-ponte, Figura 104(a), é igual a 311ns, em concordância com a condição apresen-

Figura 103 – Placa de condicionamento e geração de sinais.



Fonte: Autor

tada em (438).

### 8.1 OPERAÇÃO NO SENTIDO POSITIVO DO FLUXO DE POTÊNCIA

Para este modo de operação realiza-se a conexão, nos terminais de  $V_1$ , de uma fonte de tensão juntamente com um capacitor de 1uF/1kV de polipropileno para simulação do barramento CC. Já nos terminais de  $V_2$  conecta-se uma carga resistiva, cujo valor é calculado em (515).

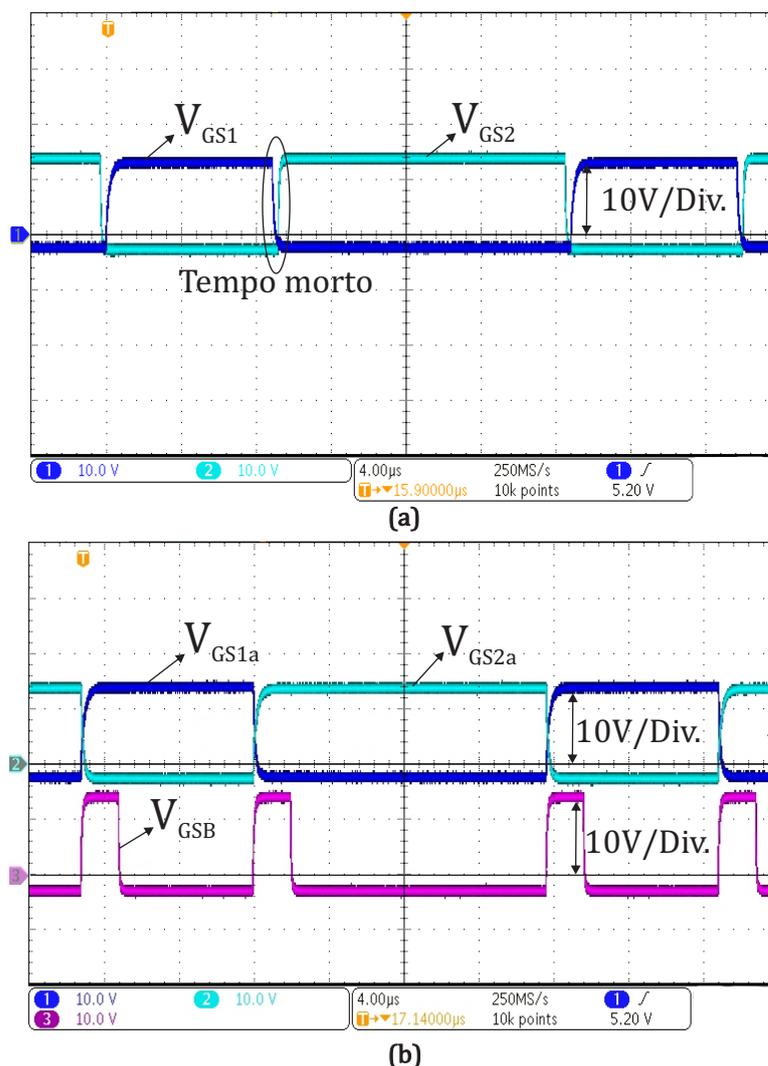
$$R_{carga} = \frac{V_2^2}{P_{nom}} = 1.152\Omega \quad (515)$$

Esta carga resistiva é obtida com a conexão paralela de alguns aquecedores elétricos, conforme Figura 106.

A tensão de entrada ( $V_1$ ) que representa o barramento CC e a tensão de saída do conversor ( $V_2$ ) que representa a tensão sobre o banco de baterias para este modo de operação são apresentadas na Figura 107.

Em seguida, através da Figura 108, analisa-se as formas de onda da tensão aplicada nos enrolamentos primário ( $V_{PRI}$ ) e secundário ( $V_{SEC}$ ) do transformador juntamente com a corrente que circula na indutância de dispersão ( $i_{Ld}$ ). Percebe-se que, como já estudado, ocorre uma perda de razão cíclica no conversor nos intervalos em que a corrente na indutância de dispersão varia linearmente, a qual pode ser observada através da tensão nula no enrolamento secundário do transformador durante esses intervalos de tempo.

Figura 104 – Sinais de comando dos interruptores do estágio meia-ponte (a) e dos interruptores dos estágios push-pull e buck (b).



Fonte: Autor

Como já citado no Capítulo 6, neste sentido do fluxo de potência o conversor buck, que atua grampeando as tensões sobre os interruptores do estágio push-pull, não é necessário. Este fato pode ser observado através da Figura 109 que apresenta as tensões sobre os interruptores juntamente com a tensão de grampeamento. Conclui-se que o capacitor  $C_G$ , conectado na entrada do conversor buck, carrega-se com a maior tensão entre *dreno* e *source* dos interruptores do estágio push-pull, visto que a operação do conversor é assimétrica. Também observa-se a Figura 110 que apresenta as correntes através dos indutores do conversor push-pull ( $L_2$ ) e do conversor buck ( $L_B$ ). Esta mostra que uma pequena corrente, na ordem de miliamperes, circula pelo indutor do conversor buck nos intervalos em que o interruptor  $S_B$  é comandado a conduzir.

Por fim, um parâmetro importante a ser analisado é a comutação dos interrup-

Figura 105 – Gate Driver desenvolvido pelo IBEPE.



Fonte: Autor

Figura 106 – Aquecedores elétricos utilizados como resistência de carga.



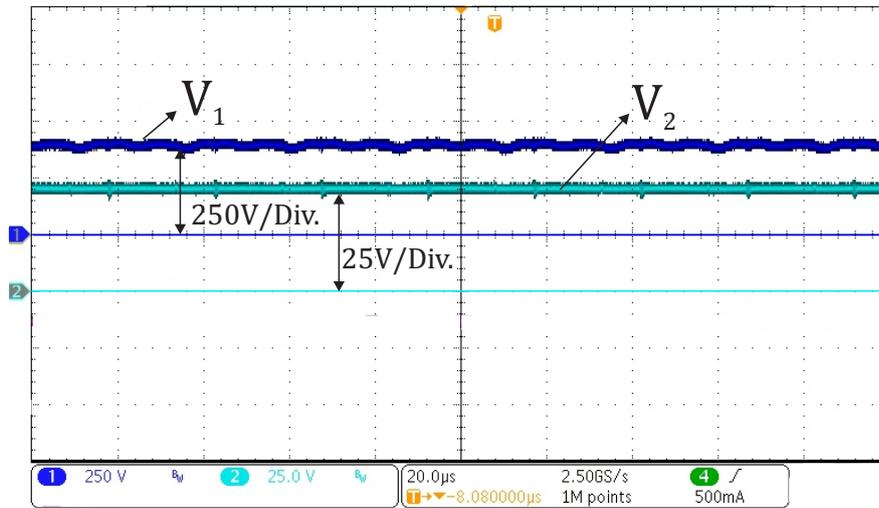
Fonte: Autor

tores do estágio meia-ponte. Foram obtidas as formas de onda relativas à comutação destes componentes fora da faixa de carga atendida com comutação suave e dentro da faixa de carga atendida com comutação suave, conforme calculado no Capítulo 7.

Desta forma, por meio da Figura 111 que apresenta as comutações de  $S_1$  e  $S_2$  para operação do conversor com 780W de potência de saída, percebe-se que ambas são dissipativas, pois a transição das tensões sobre os interruptores não se completa enquanto não há circulação de corrente no componente (vide Figura 111(a)). Desta forma, ocorre a simultaneidade de corrente e tensão durante a comutação (as comutações não ocorrem sob tensão nula).

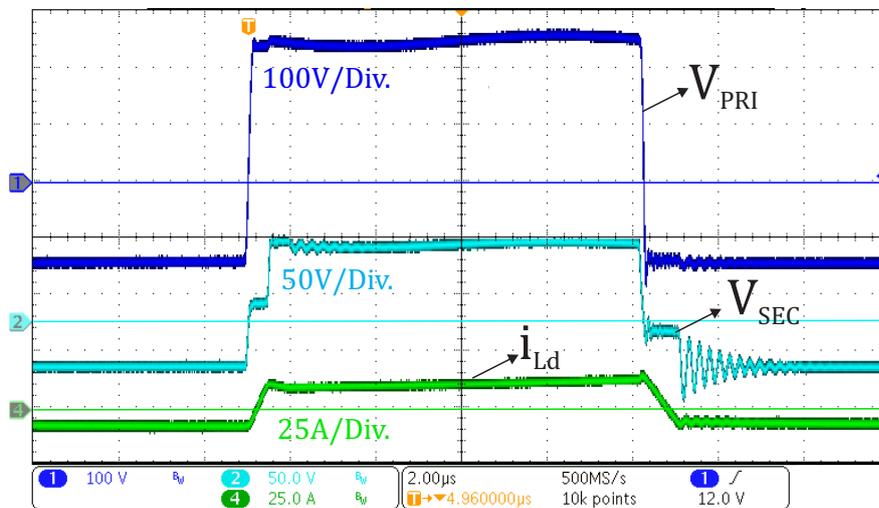
A Figura 112 apresenta a comutação destes componentes dentro da faixa de carga atendida com comutação suave. Percebe-se que tanto a comutação de  $S_1$ ,

Figura 107 – Tensão do barramento CC ( $V_1$ ) e tensão do banco de baterias ( $V_2$ ) para o sentido positivo do fluxo de potência.



Fonte: Autor

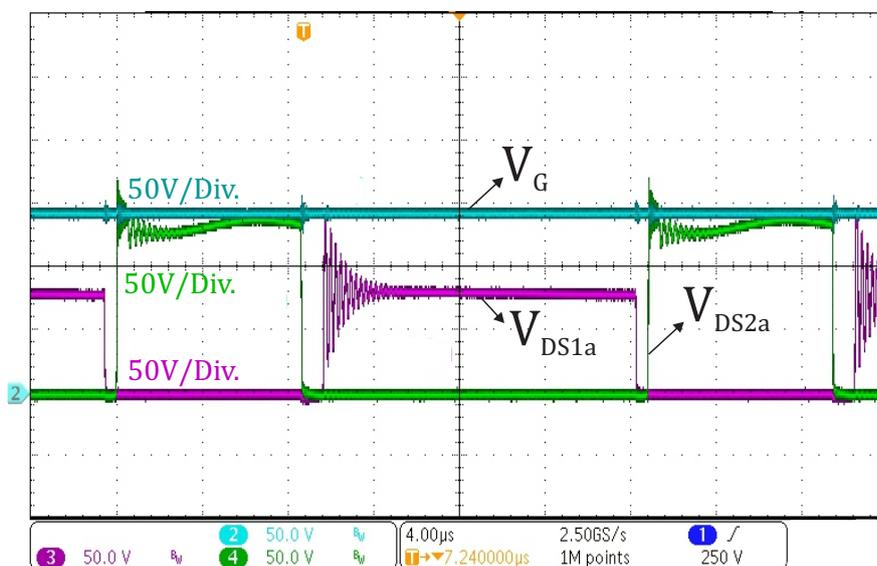
Figura 108 – Tensões sobre os enrolamentos do transformador e corrente na indutância de dispersão para o sentido positivo do fluxo de potência.



Fonte: Autor

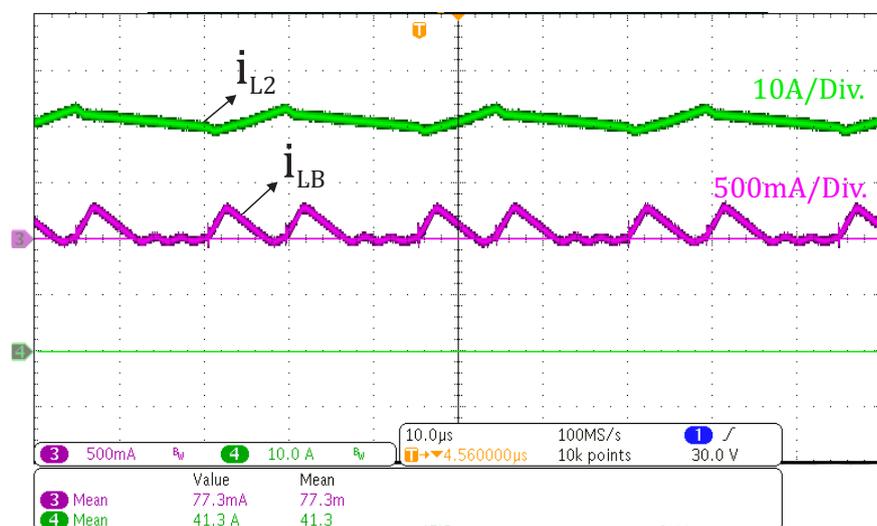
Figura 112(a), quanto a comutação de  $S_2$ , Figura 112(b), ocorrem de forma suave, já que a transição das tensões se completa enquanto não há circulação de corrente no componente, ou seja, as comutações ocorrem sob tensão nula.

Figura 109 – Tensões de bloqueio sobre os interruptores do estágio push-pull e tensão de grampeamento para o sentido positivo do fluxo de potência.



Fonte: Autor

Figura 110 – Correntes através dos indutores do conversor push-pull e do conversor buck para o sentido positivo do fluxo de potência.

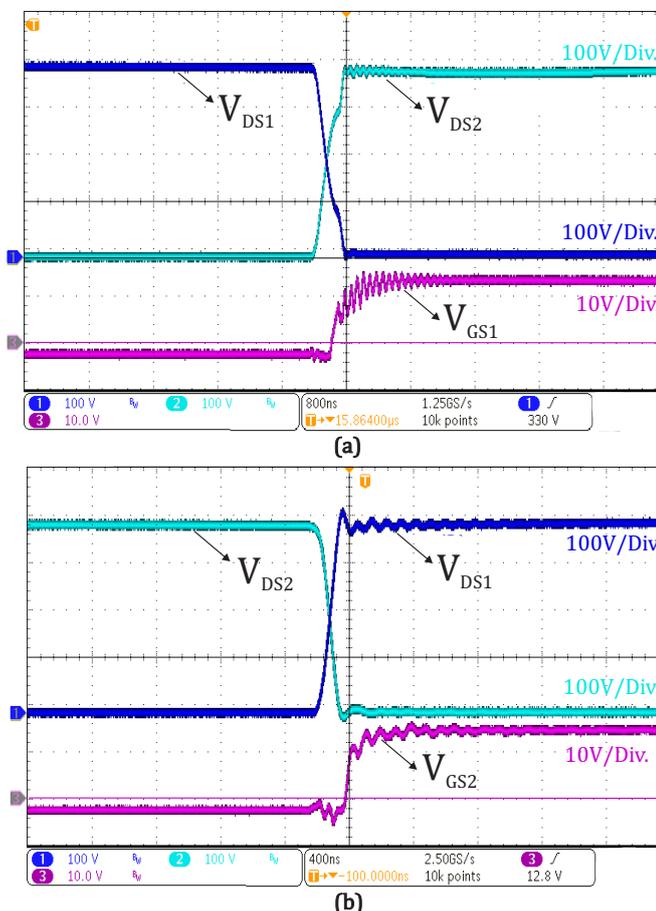


Fonte: Autor

## 8.2 OPERAÇÃO NO SENTIDO NEGATIVO DO FLUXO DE POTÊNCIA

Para este modo de operação realiza-se a conexão, nos terminais de  $V_2$ , de uma fonte de tensão para substituir o banco de baterias. Já nos terminais de  $V_1$  conecta-se

Figura 111 – Entrada em bloqueio de  $S_2$  e entrada em condução de  $S_1$  (a) e entrada em bloqueio de  $S_1$  e entrada em condução de  $S_2$  (b) com o conversor operando com 780W de potência de saída para o sentido positivo do fluxo de potência.



Fonte: Autor

uma carga resistiva, cujo valor é calculado em (516).

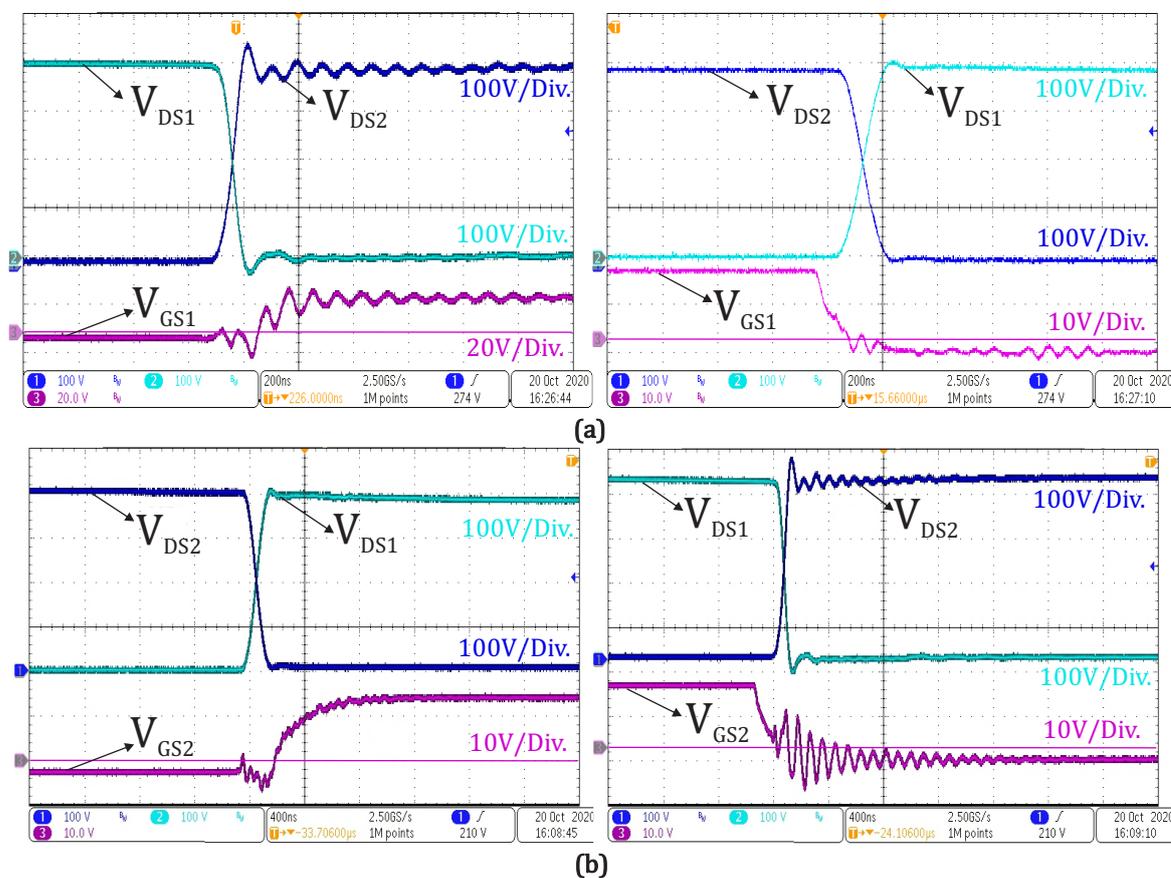
$$R_{carga} = \frac{V_1^2}{P_{nom}} = 80\Omega \quad (516)$$

Na Figura 113 são apresentadas a tensão de entrada ( $V_2$ ) que representa a tensão sobre o banco de baterias e a tensão de saída ( $V_1$ ) que representa a tensão do barramento CC.

As formas de onda da tensão sobre os enrolamentos primário e secundário do transformador são apresentadas na Figura 114. Percebe-se que, conforme estudado, neste sentido do fluxo de potência a indutância de dispersão do transformador causa picos de tensão sobre os interruptores do estágio push-pull, e isto se reflete na tensão sobre os enrolamentos secundários do transformador.

Na Figura 115 apresenta-se a tensão sobre o enrolamento primário do transformador juntamente com a corrente através da indutância de dispersão.

Figura 112 – Comutação dos interruptores  $S_1$  (a) e  $S_2$  (b) com o conversor operando com 1886W de potência de saída para o sentido positivo do fluxo de potência.



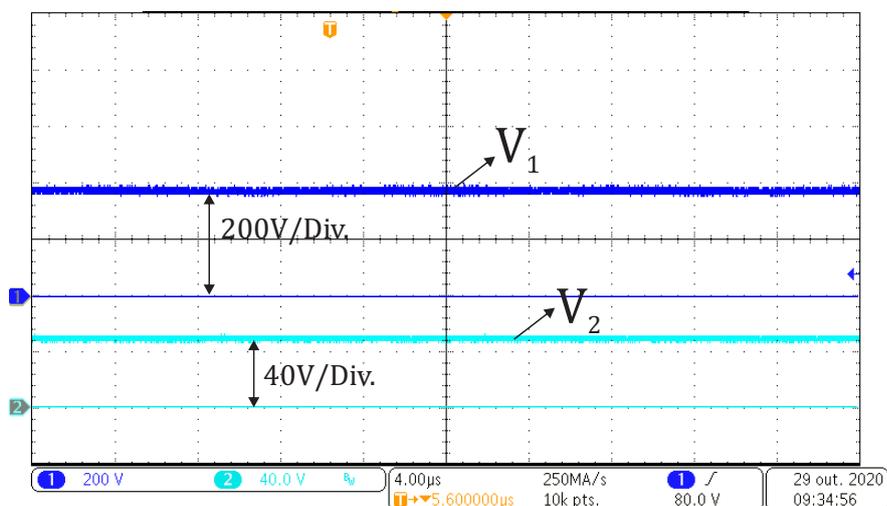
Fonte: Autor

Em seguida, analisa-se o comportamento do conversor buck. Na Figura 116 são apresentadas as tensões sobre os interruptores do estágio push-pull, juntamente com a tensão de grameamento. Percebe-se que o conversor buck atua grameando os picos de tensão que ocorrem sobre estes interruptores em aproximadamente 300V, conforme projetado.

Também analisa-se o correto funcionamento do conversor buck através da Figura 117, que apresenta as correntes através dos indutores do conversor push-pull ( $L_2$ ) e do conversor buck ( $L_B$ ). Conforme calculado em (451), a corrente média no indutor buck é de aproximadamente 1A.

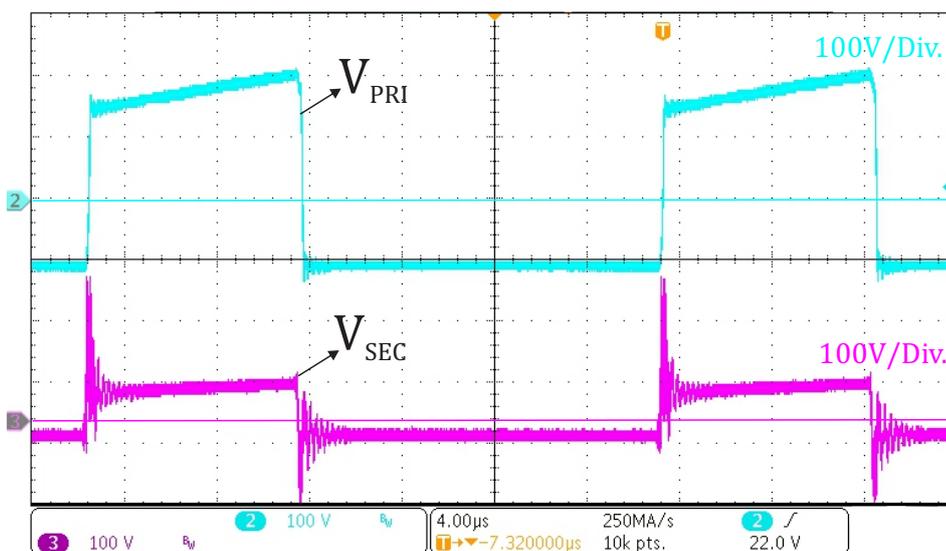
Por fim, analisa-se a comutação dos interruptores do estágio meia-ponte para este sentido do fluxo de potência. Através das Figuras 118 e 119 que apresentam a comutação destes interruptores com o conversor operando com 540W e 1756W de potência de saída, respectivamente, percebe-se que as comutações ocorrem de forma suave, já que a transição das tensões se completa enquanto não há circulação de corrente no componente, ou seja, as comutações ocorrem sob tensão nula.

Figura 113 – Tensões do barramento CC ( $V_1$ ) e do banco de baterias ( $V_2$ ) para o sentido negativo do fluxo de potência.



Fonte: Autor

Figura 114 – Tensões sobre os enrolamentos do transformador para o sentido negativo do fluxo de potência.

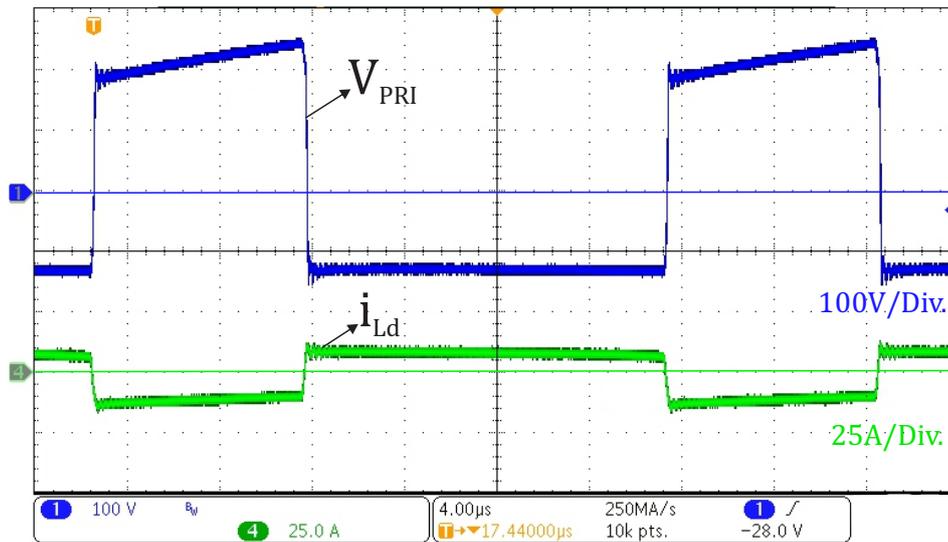


Fonte: Autor

### 8.3 ANÁLISE DA EFICIÊNCIA DO CONVERSOR

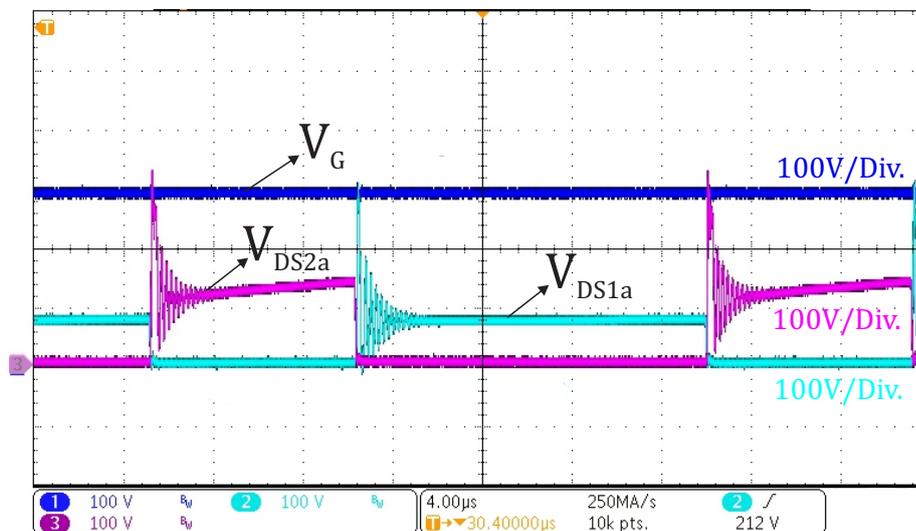
Finalizada a análise das principais formas de onda relativas à operação do conversor em ambos os fluxos de potência, um dos parâmetros mais importantes a ser analisado é a curva de eficiência experimental do conversor. Para esta análise, realizou-se a conexão do analisador de potência nos terminais de  $V_1$  e nos terminais de  $V_2$ . Cabe salientar que este equipamento possui um limite de corrente de 30A e,

Figura 115 – Tensões sobre o enrolamento primário do transformador e corrente na indutância de dispersão para o sentido negativo do fluxo de potência.



Fonte: Autor

Figura 116 – Tensão de bloqueio sobre os interruptores do estágio push-pull e tensão de grampeamento para o sentido negativo do fluxo de potência.

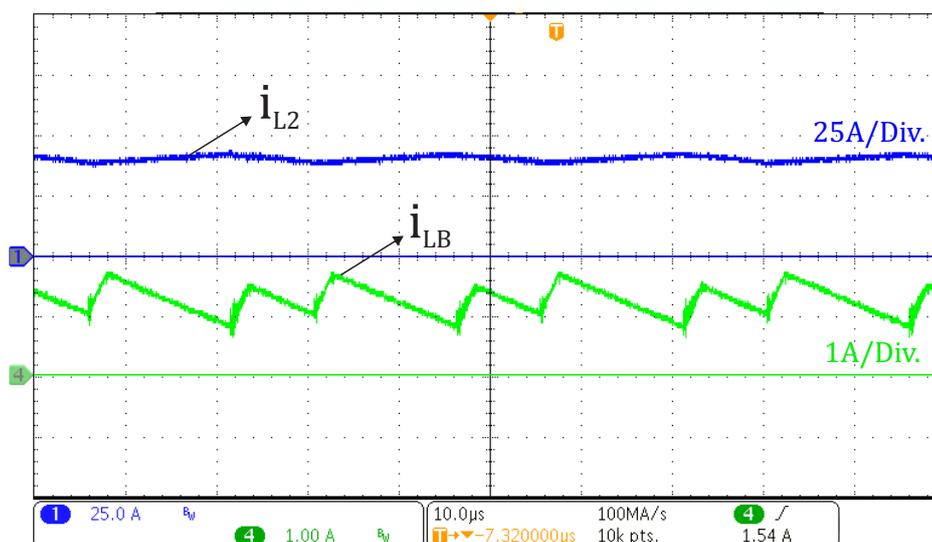


Fonte: Autor

desta forma, como a corrente no estágio push-pull excede este valor a partir de 70% da potência nominal, a medição foi realizada através do sensor LA 100-P da LEM USA.

Na Figura 120 são apresentadas as curvas de eficiência teórica do conversor para ambos os fluxos de potência — já apresentadas na Figura 100 — juntamente com os dados de eficiência experimental (representados por quadrados) obtidos através de testes do protótipo em ambos os fluxos de potência. Atinge-se, experimentalmente,

Figura 117 – Correntes através dos indutores Push-Pull e Buck para o sentido negativo do fluxo de potência.



Fonte: Autor

uma eficiência máxima de 96,3% para o sentido positivo do fluxo de potência e uma eficiência máxima de 96,2% para o sentido negativo do fluxo de potência. A eficiência máxima experimental ocorre para aproximadamente 30% da potência nominal em ambos os sentidos do fluxo de potência.

Para potências abaixo de 30% da potência nominal ocorre redução na eficiência experimental devido às perdas nos componentes magnéticos e perdas por comutação. Esta redução é mais expressiva para o sentido positivo do fluxo de potência, visto que as comutações de  $S_1$  e  $S_2$  já não ocorrem de forma suave. À medida que aumenta-se a potência de operação a eficiência do conversor volta a reduzir em virtude do aumento das perdas por condução. Com a potência nominal na entrada do conversor, se obtém uma eficiência de 93% para o sentido positivo do fluxo de potência e uma eficiência de 91,7% para o sentido negativo do fluxo de potência.

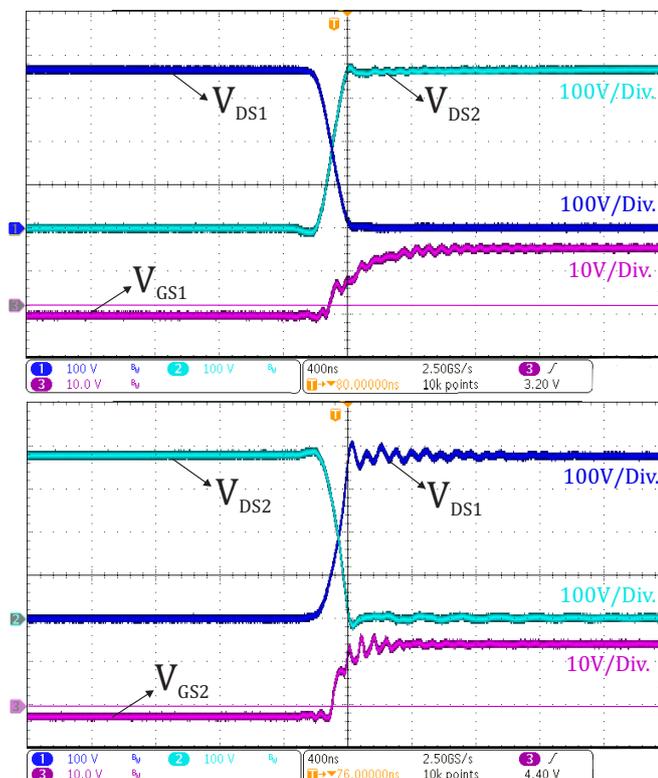
Quando faz-se a comparação das curvas de eficiência teórica com os dados de eficiência obtidos experimentalmente, percebe-se que ocorre uma maior redução na eficiência experimental do conversor tanto para potências abaixo quanto para potências acima de 30% da potência nominal.

#### 8.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

A partir dos resultados experimentais do conversor CC-CC isolado bidirecional apresentados neste capítulo, conclui-se que:

- As formas de onda relativas à operação do conversor em ambos os fluxos de

Figura 118 – Entrada em bloqueio de  $S_2$  e entrada em condução de  $S_1$  (a) e Entrada em bloqueio de  $S_1$  e entrada em condução de  $S_2$  (b) com o conversor operando com 540W de potência de saída para o sentido negativo do fluxo de potência.

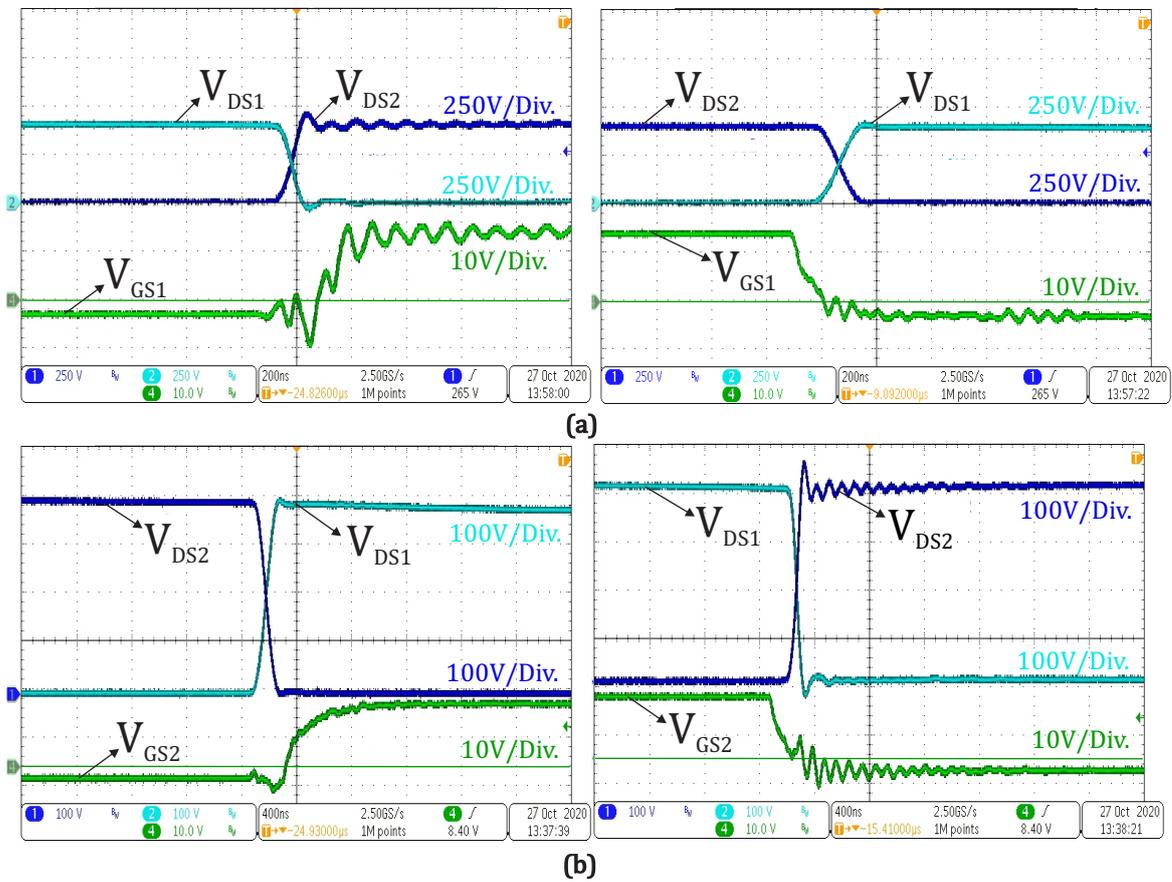


Fonte: Autor

potência estão de acordo com as apresentadas no Capítulo 6;

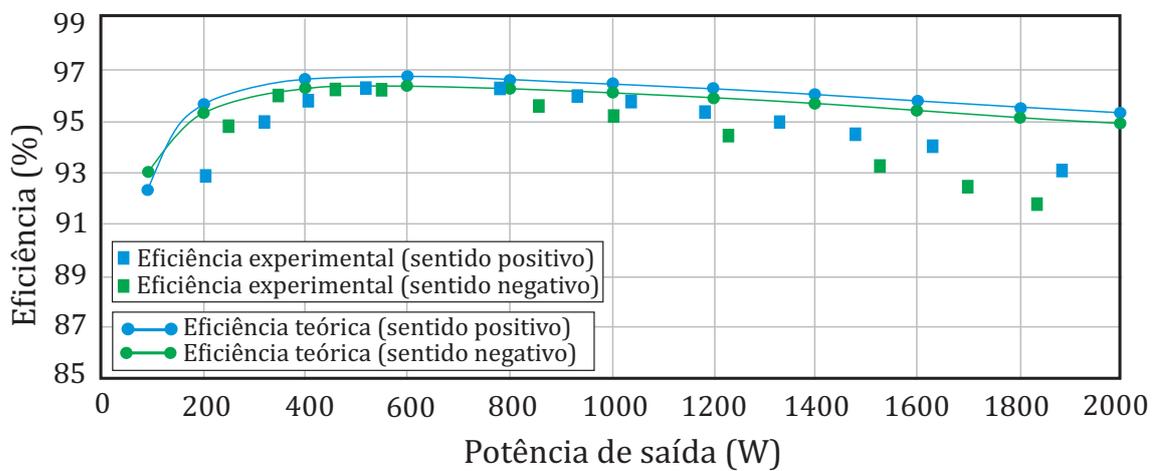
- O conversor buck atua grampeamento as tensões sobre os interruptores do estágio push-pull em 300V quando o conversor opera no sentido negativo do fluxo de potência;
- Os interruptores do estágio meia-ponete operam com comutação suave para ambos os sentidos do fluxo de potência dentro de uma faixa de carga;
- Os dados de eficiência experimental mostram que para potências menores que 30% da potência nominal o conversor opera com uma eficiência aproximadamente 2% maior no sentido negativo do fluxo de potência em relação ao sentido positivo do fluxo de potência. Para potências maiores que 30% da potência nominal ocorre o contrário;
- O conversor atinge, experimentalmente, uma eficiência máxima de aproximadamente 96,3% em ambos os sentidos do fluxo de potência.

Figura 119 – Comutação dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  com o conversor operando em 1756W de potência de saída para o sentido negativo do fluxo de potência.



Fonte: Autor

Figura 120 – Dados de eficiência experimental em comparação com as curvas de eficiência teórica do conversor para ambos os sentidos do fluxo de potência.



Fonte: Autor

## 9 CONCLUSÃO

Nas microrredes, o comportamento intermitente da geração distribuída é compensado pelo sistema de armazenamento, de modo que eventuais flutuações de potência que poderiam ocorrer em um sistema elétrico convencional são eliminadas. Para a conexão de um dispositivo de armazenamento de energia ao barramento principal do sistema é necessário uma adaptação nos níveis de tensão entre os dois pontos, sendo esta função realizada pelo conversor CC-CC bidirecional.

Neste contexto, a presente dissertação de mestrado propôs uma topologia de conversor CC-CC isolado bidirecional formado a partir da conexão dos conversores meia-ponte assimétrica (para conexão ao barramento) e push-pull alimentado em corrente (para conexão com o dispositivo de armazenamento de energia). A estratégia de modulação com comandos complementares permite comutação suave do tipo ZVS nos interruptores do estágio meia-ponte em ambos os sentidos do fluxo de potência. O conversor buck é utilizado como circuito auxiliar para limitar as sobretensões sobre os interruptores do estágio push-pull.

Inicialmente, nos Capítulos 3, 4 e 5 foram introduzidos os conceitos relacionados aos conversores unidirecionais que compõem o conversor bidirecional proposto. A análise realizada em cada capítulo contempla as características de saída dos conversores e esforços de tensão e corrente nos componentes. A análise do conversor meia-ponte assimétrica também contempla a análise da comutação de seus interruptores.

O Capítulo 6 apresenta a topologia do conversor bidirecional, análise das etapas de operação para ambos os sentidos do fluxo de potência, esforços de corrente e tensão nos componentes e análise da comutação dos interruptores do estágio meia-ponte. Constata-se que o conversor pode operar com comutação suave nestes interruptores em ambos os sentidos do fluxo de potência, sendo o processo de comutação dividido em duas etapas: uma etapa linear e a outra ressonante. Durante a primeira etapa a corrente total disponível para que ocorra comutação suave depende da carga conectada ao conversor. Já para a etapa ressonante a energia armazenada na indutância de dispersão do transformador define a corrente disponível para o processo de comutação. A comutação de  $S_2$  é feita sob condições mais adversas do que a comutação de  $S_1$ , exigindo um intervalo de tempo maior para conclusão do processo de comutação. Quando o conversor opera no sentido negativo do fluxo de potência os interruptores do estágio meia-ponte conduzem através do diodo intrínseco em antiparalelo, fazendo com que o processo de comutação inicie após o instante de bloqueio dos sinais de comando destes componentes.

No Capítulo 7 apresenta-se uma metodologia para dimensionamento do conversor proposto. As perdas de potência do conversor são calculadas e uma curva de eficiência teórica é apresentada. Constata-se que os interruptores do estágio push-pull

são os principais responsáveis pela redução da eficiência do conversor, devido à elevada corrente que circula neste estágio resultando em elevadas perdas de comutação e condução.

Por fim, no Capítulo 8 apresenta-se os resultados experimentais que validam a análise teórica desenvolvida no Capítulo 6. O conversor proposto, operando em malha aberta, atinge uma eficiência máxima de 96,3% quando opera no sentido positivo do fluxo de potência e uma eficiência máxima de 96,2% quando opera no sentido negativo do fluxo de potência. Para a potência nominal, o conversor opera com uma eficiência de 93% para o sentido positivo do fluxo de potência e uma eficiência de 91,7% para o sentido negativo do fluxo de potência. O conversor buck atuando como grampeador de tensão opera de forma estável regenerando 53,7W que acarretariam na redução da eficiência do conversor.

## 9.1 TRABALHOS FUTUROS

Como motivação para trabalhos futuros são listados alguns conceitos que podem ser explorados no que diz respeito ao tema proposto nesta dissertação. São eles:

- Implementação da estratégia de controle;
- Comparação da eficiência do conversor buck com outra topologia de conversor atuando como grampeador de tensão;
- Inserção de um indutor externo para aumento da indutância ressonante e análise de seu impacto na eficiência do conversor;
- Estudo detalhado das perdas no conversor.

## REFERÊNCIAS

- ARRUDA, Rodrigo F. F. **Controle de Microrredes CC baseado em Droop Adaptativo de Tensão - Simulação em Tempo Real com Control-Hardware-in-Loop**. [S.l.: s.n.], 2015.
- BARBI, I. **Eletrônica de Potência**. Edição do autor. Florianópolis: [s.n.], 2017.
- BARBI, I. **Eletrônica de Potência: Projetos de fontes chaveadas**. Edição do Autor. Florianópolis: [s.n.], 2007.
- BARBI, I.; POTTKER, F. **Soft Commutation Isolated DC-DC Converters**. [S.l.: s.n.], 2019.
- BLAKE, C.; BULL, C. **IGBT or MOSFET: Choose Wisely**. International Rectifier. [S.l.: s.n.].
- CLARKE, P. W. **Converter Regulation by Controlled Conduction Overlap**. Bell Telephone Laboratories, Inc. [S.l.: s.n.], 1976.
- COLLING, Ivan E. **Conversor CC-CC meia-ponte ZVS-PWM: análise, projeto e experimentação**. [S.l.: s.n.], 1994.
- ENGENHARIA E TECNOLOGIA, Revista de. **Diodos de Carboneto de Silício (Silicon Carbide): Uma Análise Comparativa com diodos de Silício em uma aplicação de eletrônica de potência**. v. 4 n. 2. [S.l.: s.n.], 2012. Disponível em: <https://www.revistas2.uepg.br/index.php/ret>. Acesso em: 16 ago. 2019.
- FARRET, F. A.; SIMOES, M. G. **Integration of Alternative Sources of Energy**. Wiley. [S.l.: s.n.], 2016.
- FAVARETO, A.; MORALEZ, R. **Energia, desenvolvimento e sustentabilidade**. [S.l.]: Zouk Editora, 2014.
- FONT, Carlos Henrique. **Grampeamento ativo para estágios retificadores de saída de conversores CC-CC isolados**. [S.l.: s.n.], 2003.
- GERARDI, D. **Conversor CC-CC para aplicações com elevada tensão de entrada e alta potência**. [S.l.: s.n.], 2002.

GOMES, Adjeferson C. **Microrredes c.c.: distribuição de potência e modelo estático com base no controle por droop e MPPT.** [S.l.: s.n.], 2018.

GORJI, S. A.; SAHEBI, H. G.; EKTESABI, M.; RAD, A. B. **Topologies and control schemes of bidirectional DC-DC power converters: An overview.** IEEE Access, vol. 7, pp. 117997–118019. [S.l.: s.n.], 2019.

HADJSAID, N.; CANARD, J.F.; DUMAS, F. **Dispersed generation impact on distribution networks.** Computer Applications in Power, IEEE, v. 12, n. 2, p. 22-28. [S.l.: s.n.], 1999.

HELDWEIN, M.; SOUZA, A.; BARBI, I. **A Primary Side Clamping Circuit Applied to the ZVS-PWM Asymmetrical Half-Bridge Converter.** PESC 2000 - Power Electronics Specialists Conference Proceeding, v.1. [S.l.: s.n.], 2000.

IMBERTSON, P.; MOHAN, N. **Asymmetrical duty cycle permits zero switching loss in PWM circuits with no conduction loss penalty.** IEEE - IASANN. MEETING'91: Conference Records. Vol. 1, pp. 1061-1067. [S.l.: s.n.], 1991.

JAIN, P.; BAKHSHAI, A.; SAFAEE, A.; DANESHPAJOOH, H.; KARSHENAS, H. R. **Basic families of medium-power soft-switched isolated bidirectional dc-dc converters.** [S.l.: s.n.], 2011.

KHERALUWALA, M.; DIVAN, D.; DONCKER, R. De. **A threephase soft-switched high-power-density dc/dc converter for highpower applications.** [S.l.: s.n.], 1991.

LIN, Song-Yi; LIN, Chen. **Analysis and design for RCD clamped snubber used in output rectifier of phase-shift Full-Bridge ZVS converter.** IEEE Transactions on Industrial Electronics. vol.45, no.2,p.358-359. [S.l.: s.n.], 1998.

MARCA, Ygor P. **Isolated Bidirectional DC-DC Converter Based on the Integration of the Full-Bridge ZVS-PWM and Current-Fed Push-Pull Converter for DC Microgrid Applications.** [S.l.: s.n.], 2019.

MWEENE, L.; WRIGHT, C.; SCHLECHT, F. **A 1 kW, 500 kHz front-end converter for a distributed power supply system.** APEC'89 - Applied Power Electronics Conference and Exposition. p.423-432. [S.l.: s.n.], 1989.

- PERAÇA, Mauro T. **Conversores CC-CC elevadores para aplicação em equipamentos de refrigeração**. [S.l.: s.n.], 2002.
- POMILIO, J. A. **Fontes Chaveadas Cap. 2 – Topologias básicas de conversores CC-CC com isolamento**. [S.l.: s.n.], 2010. Disponível em:  
<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/it505/CAP2.pdf>.
- REDL, R.; SOKAL, N. **Push-pull current-fed multiple output dc-dc power converter with only one inductor and with 0 to 100% switch duty ratio**. PowerElectronics Specialists Conference. [S.l.: s.n.], 1980.
- REIS, L.B.S. dos; CAMARGO, Eldis. **Energia elétrica e sustentabilidade: aspectos tecnológicos, socioambientais e legais**. [S.l.]: Editora Manole, 2015.
- SABATE, J. A.; VLATKOVIC, V.; RIDLEY, R. B. **Design Considerations for high voltage high power full-bridge zero-voltage-switched PWMconverter**. APEC'90 - Applied Power Electronics Conference and Exposition. p. 275-284. [S.l.: s.n.], 1990.
- SAVAGE, P.; NORDHAUS, R.; JAMIESON, P.S. **Dc microgrids: Benefits and barriers**. From Silos to Systems: Issues in Clean Energy and Climate Change, p. 51-66. [S.l.: s.n.], 2010.
- SILVA, Faruk. **Estudo de um conversor Push-Pull Alimentado em Corrente com Grampeamento Ativo**. [S.l.: s.n.], 1998.
- SILVA, Waner Gonçalves. **Estudo e implementação de um conversor bidirecional como interface na regulação de tensão em barramento c.c. e carregamento de baterias em um Sistema Nanorrede**. [S.l.: s.n.], 2013.
- SIMÃO, C. **Conversor CC-CC de 6kW para aplicações em carregadores de baterias**. [S.l.: s.n.], 2001.
- SOUZA, Eduardo V. **Conversores CC-CC Bidirecionais Isolados Simétricos com Baixa ondulação de Corrente**. [S.l.: s.n.], 2015.
- SOUZA, Fábio N. B. **Uma abordagem geométrica para as equações cúbicas**. [S.l.: s.n.], 2013.

STMICROELECTRONICS. **Calculation of turn-off power losses generated by an ultrafast diode. AN5028 Application note.** p. 1-20. [S.l.: s.n.], 2017.

TODD, Philip C. **Snubber Circuits: Theory , Design and Application.** Unitrode Power Supply Design Seminar SEM-900. [S.l.: s.n.], 1993.

VENKATARAMANAN, G.; MARNAY, C. **A larger role for microgrids.** IEEE power and energy magazine, vol. 6. [S.l.: s.n.], 2008.

WANG, J.; HUANG, Y.; COOK, A.; ISURIN, A.; FU, L.; LIA, J.; HERRERA, L.; LI, L. **Design and implementation of a bidirectional isolated cuk converter for low-voltage and high-current automotive dc source applications.** [S.l.: s.n.], 2014.

## APÊNDICE A – CÓDIGO IMPLEMENTADO NO DSP

```
//===== UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA =====
//===== DISSERTAÇÃO DE MESTRADO: ÉVELYN SAGIORATO =====
// ===== SETEMBRO/2020 =====

//Include Files
#include "DSP28x_Project.h"

//=====

// Function Prototypes
void configGPIO(void);
void configPWM(void);
//=====

// Main
void main(void)
{
// Step 1. Initialize System Control
InitSysCtrl();
// Step 2. Initialize GPIO
// InitGpio();
InitEPwm1Gpio();
InitEPwm2Gpio();
InitEPwm3Gpio();
// Step 3. Clear all interrupts and initialize PIE vector table
// Disable CPU interrupts
DINT;
// Initialize the PIE control registers to their default state.
InitPieCtrl();
// Disable CPU interrupts and clear all CPU interrupt flags
IER = 0x0000; IFR = 0x0000;
// Initialize the PIE vector table with pointers to the shell ISR
InitPieVectTable();
// Configure ePWM1, ePWM2, ePWM3
configPWM();
//Looping
while(1);
}
//=====

void configPWM(void)
{
```

```

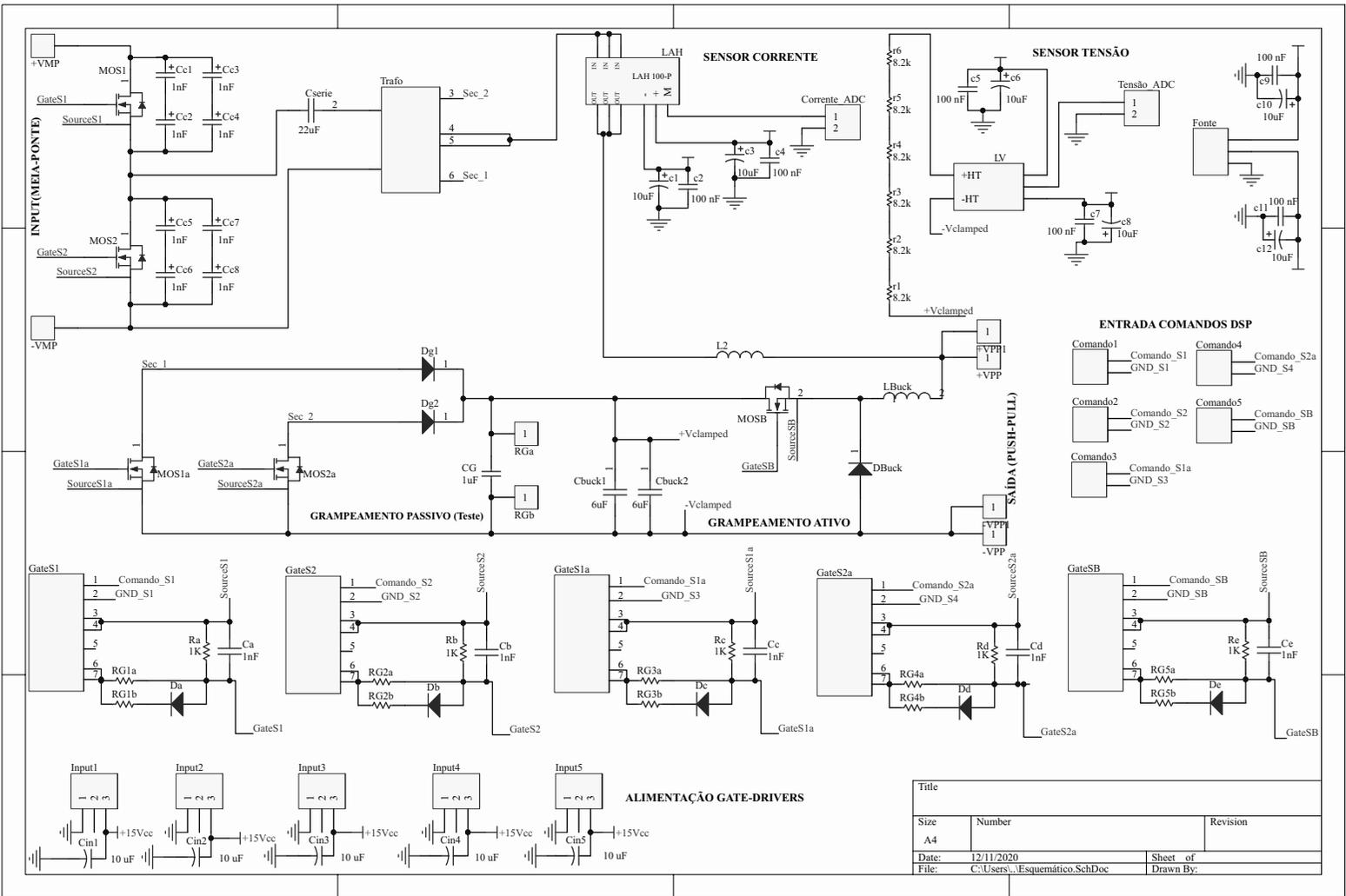
// EPWM Module 1 config
EPwm1Regs.TBPRD = 562; // Period = 1124 TBCLK counts
EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = 416; // Set 37% fixed duty for EPWM1A
EPwm1Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0; // Set Phase register to zero
EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Asymmetrical
EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Master module
EPwm1Regs.TBCTL.bit.PRDL = TB_SHADOW;
EPwm1Regs.TBCTL.bit.SYNCOSSEL = TB_CTR_ZERO; // Sync down-stream
EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;
EPwm1Regs.AQCTLA.bit.ZRO = AQ_SET; // set actions for EPWM1A
EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
EPwm1Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
EPwm1Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC; // Active Hi complementary
EPwm1Regs.DBFED = 14; // TBCLKs initially (311ns)
EPwm1Regs.DBRED = 14;
//=====
// EPWM Module 2 config
EPwm2Regs.TBPRD = 562; // Period = 1124 TBCLK counts
EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = 416; // Set 37% fixed duty EPWM2A
EPwm2Regs.CMPB = 416; // Set (100%-37%) fixed duty EPWM2B
EPwm2Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0; // Set Phase register to zero initially
EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Asymmetrical
EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE; // Slave module
EPwm2Regs.TBCTL.bit.PRDL = TB_SHADOW;
EPwm2Regs.TBCTL.bit.SYNCOSSEL = TB_SYNC_IN; // sync flow-through
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;
EPwm2Regs.AQCTLA.bit.ZRO = AQ_SET; // set actions for EPWM2A
EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CBU = AQ_SET; // set actions for EPWM2B
EPwm2Regs.AQCTLB.bit.ZRO = AQ_CLEAR;
//=====
// EPWM Module 3 config
EPwm3Regs.TBPRD = 562; // Period = 1124 TBCLK counts

```

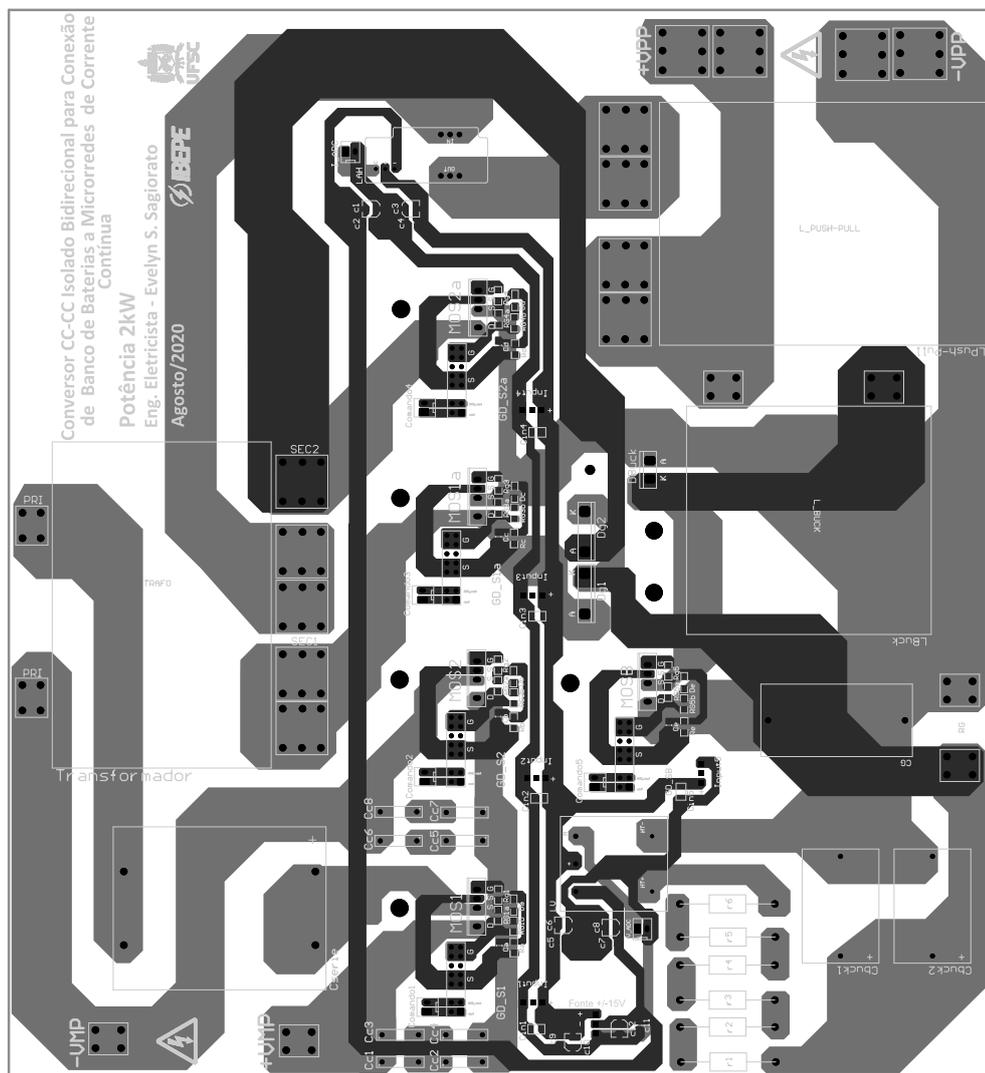
```
EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = 146; // Set 8% fixed duty EPWM3A
EPwm3Regs.CMPB= 416;
EPwm3Regs.TBPHS.half.TBPHS = 56; // Set Phase
EPwm3Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Asymmetrical
EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE; // Slave module
EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = TB_UP; // Slave module
EPwm3Regs.TBCTL.bit.PRDL = TB_SHADOW;
EPwm3Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_SYNC_IN; // sync flow-through
EPwm3Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
EPwm3Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm3Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
EPwm3Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;
EPwm3Regs.AQCTLA.bit.ZRO = AQ_SET; // set actions for EPWM3A
EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CBU = AQ_SET;
EPwm3Regs.AQCTLA.bit.PRD = AQ_CLEAR;
EPwm3Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
EPwm3Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC; // Active Hi complementary
EPwm3Regs.DBFED = 56;
EPwm3Regs.DBRED = 56;
}
//=====
// End of File
//=====
```

# APÊNDICE B – ESQUEMÁTICO E DESIGN DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO

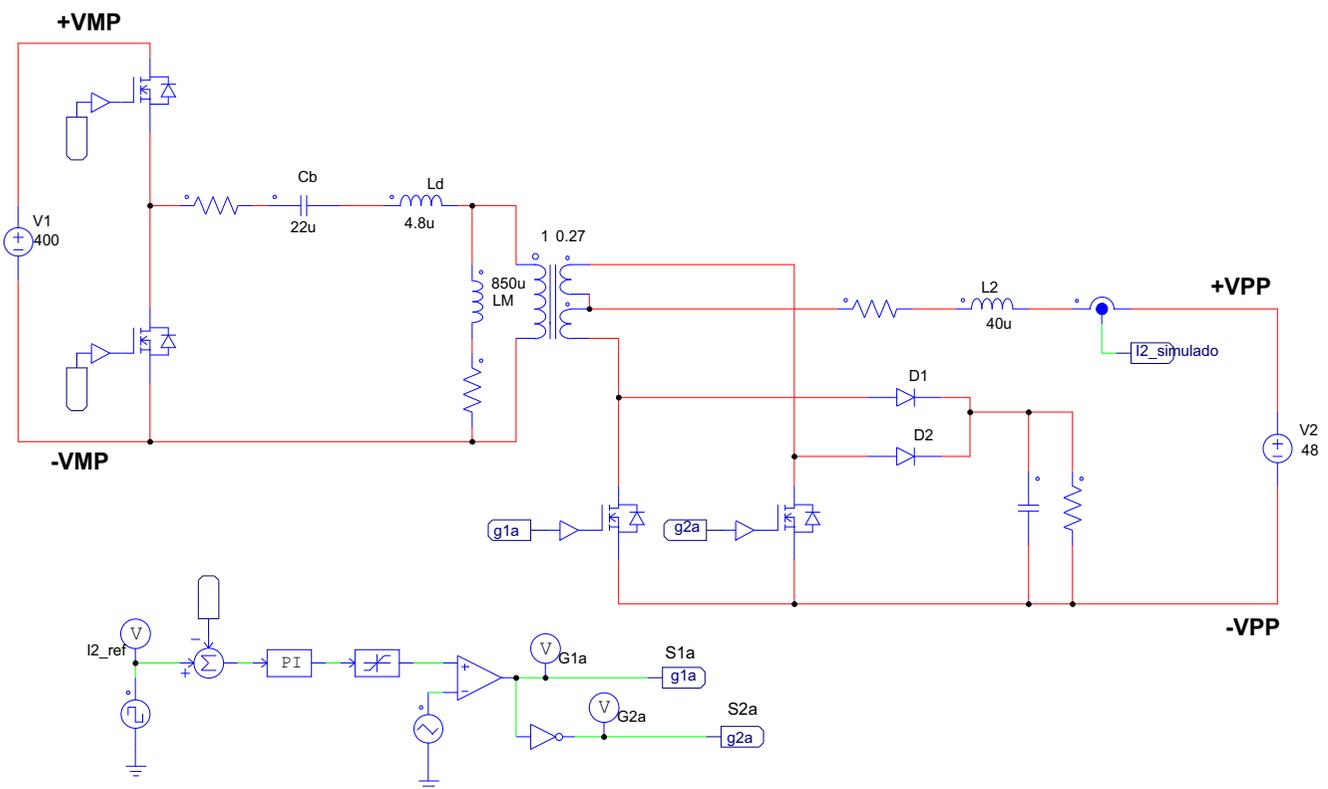
## B.1 ESQUEMÁTICO



B.2 LAYOUT DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO



APÊNDICE C – PLANILHA DE CÁLCULO REALIZADA NO SOFTWARE  
MATHCAD E CIRCUITO UTILIZADO PARA TESTE DA MALHA DE CONTROLE



## PLANILHA CONVERSOR BIDIRECIONAL

### MEIA-PONTE + PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE (ASSIMÉTRICO)

Mestranda: Évelyn dos Santos Sagiorato

Novembro/2020

1 -- Estágio meia-ponte

2 -- Estágio push-pull

#### **Especificações:**

$$V_1 := 400$$

$$V_2 := 48$$

$$f_s := 40000$$

$$P_o := 2000$$

$$T_s := \frac{1}{f_s} = 2.5 \times 10^{-5}$$

Relação de espiras do transformador:

$$\alpha := 0.27$$

Resistência e corrente para cada estágio (teste experimental):

$$R_1 := \frac{V_1^2}{P_o} = 80 \quad R_2 := \frac{V_2^2}{P_o} = 1.152$$

$$I_1 := \frac{P_o}{V_1} = 5 \quad I_2 := \frac{P_o}{V_2} = 41.667$$

#### **PROJETO DO CONVERSOR:**

Indutância de dispersão medida:

$$L_d := 4.8 \cdot 10^{-6} \quad \text{Indutância de dispersão no primário}$$

$$I_{Ld\_rms} := \frac{\alpha \cdot P_o}{V_2} = 11.25 \quad \text{Corrente eficaz na dispersão}$$

---

#### **Razão cíclica:**

$$D_1 := \frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{1}{2 \cdot \alpha} \cdot \left( \frac{V_2}{V_1} + \frac{4 \cdot \alpha^2 \cdot L_d \cdot I_2 \cdot f_s}{V_1} \right)} = 0.63$$

$$D_2 := \frac{1}{2} - \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{1}{2 \cdot \alpha} \cdot \left( \frac{V_2}{V_1} + \frac{4 \cdot \alpha^2 \cdot L_d \cdot I_2 \cdot f_s}{V_1} \right)} = 0.37$$

$$D := \min(D_1, D_2) = 0.37$$

Perda de razão cíclica do conversor:

$$\Delta_D := \frac{4 \cdot L_d \cdot I_{Ld\_rms} \cdot f_s}{V_1} = 0.022$$

$$D_{ef} := D - \Delta_D = 0.348$$

### Componentes do conversor:

Indutor do estágio push-pull:

$$I_{L2} := I_2 = 41.667 \quad \Delta i_{L2} := 4 \quad \text{Definir ondulação de corrente desejada}$$

$$L_2 := \frac{V_2 \cdot (1 - 2 \cdot D)}{2 \cdot f_s \cdot \Delta i_{L2}} = 3.909 \times 10^{-5}$$

Capacitor série:

$$V_{c_b} := D \cdot V_1 = 147.88 \quad \text{Tensão média no capacitor de bloqueio CC}$$

$$\Delta V_{c_b} := 20 \quad \text{Máxima ondulação de tensão desejada}$$

$$C_{b\_calculado} := \frac{\alpha \cdot I_2}{f_s \cdot \Delta V_{c_b}} = 1.406 \times 10^{-5}$$

$$I_{C_b\_ef} := \alpha \cdot I_2 \cdot \sqrt{[2 \cdot (1 - D)]^2 \cdot D + (2 \cdot D)^2 \cdot (1 - D)} = 10.861 \quad \text{Corrente eficaz em } C_b$$

$$C_b := 22 \cdot 10^{-6} \quad \text{Capacitor de bloqueio CC (polipropileno)}$$

Magnetizante:

$$L_M := 850 \cdot 10^{-6} \quad \text{Indutância magnetizante}$$

$$I_{LM} := \alpha \cdot I_2 \cdot (1 - 2 \cdot D) \cdot \left[ 1 - \frac{2L_d \alpha \cdot I_2 \cdot f_s}{D \cdot (1 - D) \cdot V_1} \right] = 2.796 \quad \text{Corrente média na magnetizante}$$

$$\Delta i_{LM} := \frac{D \cdot V_1 \cdot (1 - D)}{L_M \cdot f_s} = 2.741 \quad \text{Ondulação de corrente na magnetizante}$$

### Esforços de corrente:

$$I_{S1\_med} := I_1 = 5 \quad \text{Corrente média em S1}$$

$$I_{S2\_med} := I_1 = 5 \quad \text{Corrente média em S2}$$

$$I_{S1\_rms} := \frac{I_1 \cdot \sqrt{D}}{D} = 8.223 \quad \text{Corrente rms em S1}$$

$$I_{S2\_rms} := \frac{I_1}{(1 - D)} \cdot \sqrt{1 - D} = 6.298 \quad \text{Corrente rms em S2}$$

$$I_{S1a\_med} := \frac{I_1}{2 \cdot (1 - D) \cdot \alpha} = 14.69 \quad \text{Corrente média em S1a}$$

$$I_{S2a\_med} := \frac{I_1}{2 \cdot D \cdot \alpha} = 25.045 \quad \text{Corrente média em S2a}$$

$$I_{S1a\_rms} := \frac{I_1 \cdot \sqrt{D}}{2 \cdot D \cdot (1 - D) \cdot \alpha} = 24.16 \quad \text{Corrente rms em S1a}$$

$$I_{S2a\_rms} := \frac{I_1 \cdot \sqrt{(1 - D)}}{2 \cdot D \cdot (1 - D) \cdot \alpha} = 31.547 \quad \text{Corrente rms em S2a}$$

### Esforços de tensão:

$$V_{S1\_max} := V_1 = 400$$

$$V_{S2\_max} := V_1 = 400$$

$$V_{S1a\_max} := 2 \cdot D \cdot V_1 \cdot \alpha = 79.855$$

$$V_{S2a\_max} := 2 \cdot (1 - D) \cdot V_1 \cdot \alpha = 136.145$$

## Análise da comutação:

$$C_{ct} := 1 \cdot 10^{-9} \quad \text{Valor adotado para capacitores de comutação}$$

$$L_{ct} := 4.8 \cdot 10^{-6} \quad \text{Valor medido indutância ressonante}$$

### Chave S1:

Corrente em S1 no instante da comutação:

$$I_{S1\_comut} := \alpha \cdot I_2 + \alpha \cdot I_2 \cdot (1 - 2 \cdot D) \cdot \left[ 1 - \frac{2L_{ct} \alpha \cdot I_2 \cdot f_s}{D \cdot (1 - D) \cdot V_1} \right] + \frac{D \cdot (1 - D) \cdot V_1}{2L_M \cdot f_s} = 15.417$$

Intervalo de tempo linear:

$$\Delta t_{1a} := \frac{2 \cdot C_{ct} \cdot (1 - D) \cdot V_1}{I_{S1\_comut}} = 3.271 \times 10^{-8}$$

Intervalo de tempo ressonante:

$$Z_1 := \sqrt{\frac{L_{ct}}{2 \cdot C_{ct}}} = 48.99$$

$$\omega_1 := \sqrt{\frac{1}{2L_{ct} \cdot C_{ct}}} = 1.021 \times 10^7$$

$$\Delta t_{1b} := \frac{1}{\omega_1} \cdot \left( \frac{\pi}{2} - \arccos \left( \frac{D \cdot V_1}{Z_1 \cdot I_{S1\_comut}} \right) \right) = 1.931 \times 10^{-8}$$

$$\text{tempo\_morto\_S1\_min} := \Delta t_{1a} + \Delta t_{1b} = 5.202 \times 10^{-8}$$

### Chave S2:

Corrente em S2 no instante da comutação:

$$I_{S2\_comut} := I_2 \cdot \alpha - I_2 \cdot \alpha \cdot (1 - 2 \cdot D) \cdot \left[ 1 - \frac{2L_{ct} \cdot I_2 \cdot \alpha \cdot f_s}{D \cdot (1 - D) \cdot V_1} \right] + \frac{D \cdot V_1 \cdot (1 - D)}{2L_M \cdot f_s} = 9.825$$

Intervalo de tempo linear:

$$\Delta t_{2a} := \frac{2 \cdot C_{ct} \cdot D \cdot V_1}{I_{S2\_comut}} = 3.01 \times 10^{-8}$$

Intervalo de tempo ressonante:

$$Z_2 := \sqrt{\frac{L_{ct}}{2 \cdot C_{ct}}} = 48.99 \quad \text{Maior que} \quad \frac{(1 - D) \cdot V_1}{I_{S2\_comut}} = 25.661$$

$$\omega_2 := \sqrt{\frac{1}{2L_{ct} \cdot C_{ct}}} = 1.021 \times 10^7$$

$$\Delta t_{2b} := \sqrt{2L_{ct} \cdot C_{ct}} \left[ \frac{\pi}{2} - \arccos \left[ \frac{(1 - D) \cdot V_1}{Z_2 \cdot I_{S2\_comut}} \right] \right] = 5.402 \times 10^{-8}$$

$$\text{tempo\_morto\_S2\_min} := \Delta t_{2a} + \Delta t_{2b} = 8.412 \times 10^{-8} \quad \text{S2 COMUTAÇÃO CRÍTICA!}$$

Condição indutância de comutação:

$$L_{cp\_min\_S2} := \frac{2 \cdot C_{ct} \cdot (1 - D)^2 \cdot V_1^2}{I_{S2\_comut}^2} = 1.317 \times 10^{-6}$$

Condição capacitância de comutação:

$$C_{ct\_max\_S2} := \frac{I_{S2\_comut}^2 \cdot L_{ct}}{[(1 - D) \cdot V_1]^2 \cdot 2} = 3.645 \times 10^{-9}$$

Condição corrente de saída:

$$I_{2\_min} := \left[ \frac{(1 - D) \cdot V_1}{Z_2} + I_{LM} - \frac{\Delta i_{LM}}{2} \right] \cdot \frac{1}{\alpha} = 24.339$$

Mínima potência para ZVS:

$$P_{o\_min} := I_{2\_min} \cdot V_2 = 1.168 \times 10^3$$

**Comutação no sentido Negativo do fluxo de potência:**

$$V_G := 300$$

No bloqueio de S1:

$$\Delta_{\text{atraso\_S1}} := \frac{\alpha \cdot I_2 + I_{LM}}{\frac{V_G}{2\alpha} + D \cdot V_1} \cdot L_d = 9.584 \times 10^{-8}$$

$$\text{Tempo\_morto\_necessário\_S1} := \Delta_{\text{atraso\_S1}} + \text{tempo\_morto\_S2\_min} = 1.8 \times 10^{-7}$$

No bloqueio de S2:

$$\Delta_{\text{atraso\_S2}} := \frac{\alpha \cdot I_2 - I_{LM}}{\frac{V_G}{2\alpha} + (1 - D) \cdot V_1} \cdot L_d = 5.024 \times 10^{-8}$$

$$\text{Tempo\_morto\_necessário\_S2} := \Delta_{\text{atraso\_S2}} + \text{tempo\_morto\_S2\_min} = 1.344 \times 10^{-7}$$

---

## **GRAMPEADOR:**

Tensão de grampeamento adotada:

$$V_G := 300$$

Razão cíclica Buck:

$$D_b := \frac{V_2}{V_G} = 0.16$$

Tempo de condução dos diodos de grampeamento DG1 e DG2:

$$V_{Ld\_tD1} := \frac{V_G}{2 \cdot \alpha} + (1 - D) \cdot V_1 = 807.675 \quad V_{Ld\_tD2} := \frac{V_G}{2 \cdot \alpha} + D \cdot V_1 = 703.436$$

Bloqueio S1a

Bloqueio S2a

Tempo de condução dos diodos grampeadores:

$$\Delta t_{D1} := \frac{4 \cdot \alpha^2 \cdot I_2 \cdot L_d}{V_G + 2 \cdot \alpha \cdot (1 - D) \cdot V_1} = 1.337 \times 10^{-7}$$

$$\Delta t_{D2} := \frac{4 \cdot \alpha^2 \cdot I_2 \cdot L_d}{V_G + 2 \cdot \alpha \cdot D \cdot V_1} = 1.535 \times 10^{-7}$$

Corrente máxima nos diodos de grameamento D1 e D2:

$$I_{D1\_max} := I_2 - \frac{1}{\alpha} \cdot \left( I_{LM} + \frac{\Delta i_{LM}}{2} \right) = 26.235$$

$$I_{D2\_max} := I_2 - \frac{1}{\alpha} \cdot \left( I_{LM} - \frac{\Delta i_{LM}}{2} \right) = 36.388$$

Potência do conversor Buck:

$$P_{BUCK} := \frac{1}{T_s} \cdot \left[ \left( \int_0^{\Delta t_{D1}} I_{D1\_max} \cdot \frac{V_G}{2} dt \right) + \left( \int_0^{\Delta t_{D2}} I_{D2\_max} \cdot \frac{V_G}{2} dt \right) \right] = 54.569$$

Corrente no indutor do conversor

Buck:

$$I_{LB} := \frac{P_{BUCK}}{V_2} = 1.137$$

Esforços de corrente no conversor BUCK:

$$I_{SB\_med} := I_{LB} \cdot D_b = 0.182$$

Corrente na chave SB

$$I_{SB\_rms} := I_{LB} \cdot \sqrt{D_b} = 0.455$$

$$I_{DB\_med} := I_{LB} \cdot (1 - D_b) = 0.955$$

Corrente no diodo DB

$$I_{DB\_rms} := I_{LB} \cdot \sqrt{1 - D_b} = 1.042$$

$$I_{D1\_med} := \frac{I_2}{2} \cdot \frac{\Delta t_{D1}}{T_s} = 0.111$$

$$I_{D2\_med} := \frac{I_2}{2} \cdot \frac{\Delta t_{D2}}{T_s} = 0.128$$

Corrente nos diodos grampeadores

$$I_{D1\_rms} := \frac{I_2}{2} \cdot \sqrt{\frac{\Delta t_{D1}}{T_s}} = 1.524$$

$$I_{D2\_rms} := \frac{I_2}{2} \cdot \sqrt{\frac{\Delta t_{D2}}{T_s}} = 1.633$$

Corrente eficaz no capacitor Buck

$$I_{CB\_rms} := \frac{I_2}{2} \cdot \left( \sqrt{\frac{\Delta t_{D1}}{T_s}} + \sqrt{\frac{\Delta t_{D2}}{T_s}} \right) - I_{LB} \cdot \left( \sqrt{\frac{D_b}{2} - \frac{\Delta t_{D1}}{T_s}} + \sqrt{\frac{D_b}{2} - \frac{\Delta t_{D2}}{T_s}} \right) = 2.537$$

Tensões no circuito grampeador:

$$V_{SB\_max} := V_G = 300$$

$$V_{DB\_max} := V_G = 300$$

$$V_{D1\_max} := V_G = 300$$

$$V_{D2\_max} := V_G = 300$$

Componentes do grampeador:

Ondulação de corrente no indutor Buck:

$$\Delta_{iLB} := 0.5 \cdot I_{LB} = 0.568$$

Ondulação de tensão no capacitor de entrada do conversor Buck:

$$\Delta_{VCB} := 0.01 \cdot V_G = 3$$

Componentes do conversor Buck:

$$L_B := \frac{(V_G - V_2) \cdot D_b}{\Delta_{iLB} \cdot f_s} = 1.773 \times 10^{-3}$$

$$C_B := \frac{I_{CB\_rms} \cdot D_b}{f_s \cdot \Delta_{VCB}} = 3.382 \times 10^{-6}$$

---

**Controle da corrente no estágio push-pull:**

$$j := \sqrt{-1} \quad (j \cdot \omega)$$

Função de transferência:

$$G_i(\omega) := \frac{2 \cdot \alpha \cdot V_1 \cdot (1 - 2 \cdot D)}{(j \cdot \omega) \cdot L_2 + 4 \cdot \alpha^2 \cdot L_d \cdot f_s}$$

Ganho do modulador e Ganho do sensor de corrente:

$$V_{\text{triangular}} := 1 \quad \text{Amplitude da triangular}$$

$$K_{\text{pwm}} := \frac{1}{V_{\text{triangular}}} = 1 \quad \text{Ganho do modulador PWM}$$

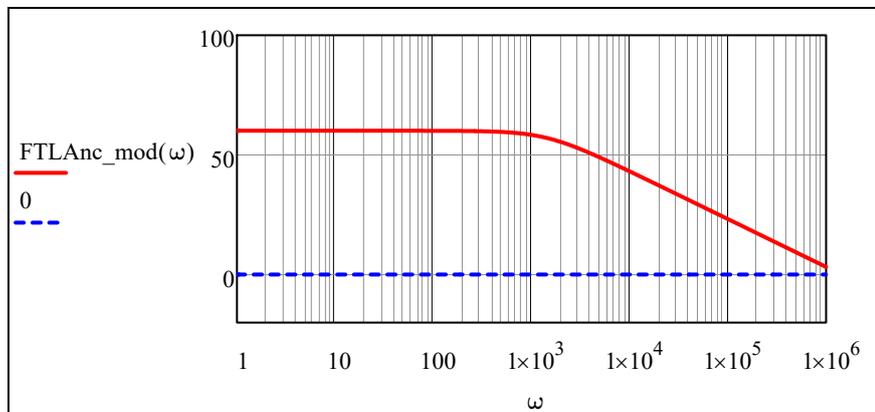
$$K_i := 1 \quad \text{Ganho do sensor de corrente}$$

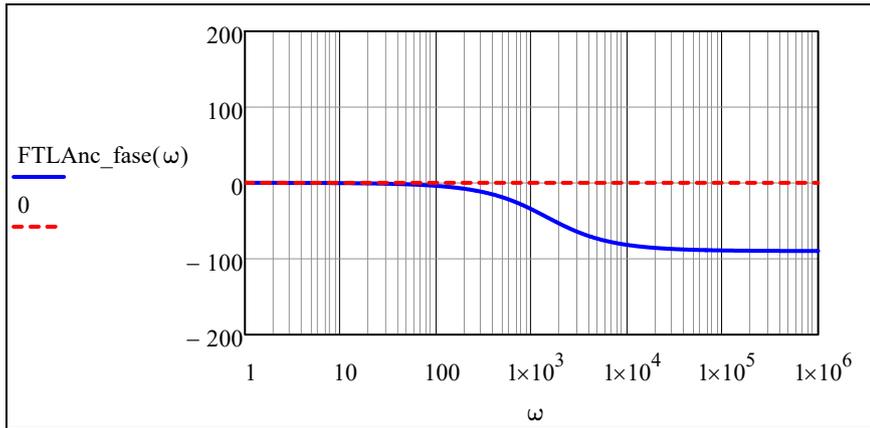
Função de transferência em malha aberta:

$$\text{FTLanc}(\omega) := (G_i(\omega)) \cdot K_{\text{pwm}} \cdot K_i$$

$$\text{FTLanc}_{\text{mod}}(\omega) := 20 \cdot \log(|\text{FTLanc}(\omega)|)$$

$$\text{FTLanc}_{\text{fase}}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(\text{FTLanc}(\omega))$$





### Projeto do PI:

$$f_c := \frac{f_s}{10} = 4 \times 10^3 \quad \text{Frequência de corte (Hz)}$$

$$\omega_c := 2 \cdot \pi \cdot f_c = 2.513 \times 10^4 \quad \text{Frequência de corte (rad/s)}$$

$$Mf := 90 \cdot \frac{\pi}{180} = 1.571 \quad \text{Margem de fase}$$

$$\omega_z := \frac{\omega_c}{\tan\left(Mf - \frac{\pi}{2} - \arg(\text{FTLanc}(\omega_c))\right)} = 1.432 \times 10^3 \quad \text{Frequência do polo do PI}$$

$$T_o := \frac{1}{\omega_z} = 6.982 \times 10^{-4} \quad \text{Constante de tempo do controlador PI}$$

$$k_c := \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_z^2} |\text{FTLanc}(\omega_c)|} = 0.017 \quad \text{Ganho proporcional do controlador PI}$$

Função de transferência do PI

$$C_i(\omega) := k_c \cdot \frac{(j \cdot \omega + \omega_z)}{j \cdot \omega}$$

$$\text{FTLAc}(\omega) := \text{FTLanc}(\omega) \cdot C_i(\omega)$$

$$\text{FTLAc}_{\text{mod}}(\omega) := 20 \cdot \log(|\text{FTLAc}(\omega)|)$$

$$\text{FTLAc}_{\text{fase}}(\omega) := \frac{180}{\pi} \arg(\text{FTLAc}(\omega))$$

