



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

Lenon Schmitz

**Metodologia para Concepção de Conversores CC-CC de Alto Ganho Baseados em Topologias Básicas com Indutor Acoplado e Células Multiplicadoras de Tensão**

Florianópolis  
2020



Lenon Schmitz

**Metodologia para Concepção de Conversores CC-CC de Alto Ganho Baseados em Topologias Básicas com Indutor Acoplado e Células Multiplicadoras de Tensão**

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para obtenção do Grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Roberto Francisco Coelho, Dr.

Coorientador: Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

Florianópolis  
2020

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

Schmitz, Lenon

Metodologia para Concepção de Conversores CC-CC de Alto Ganho Baseados em Topologias Básicas com Indutor Acoplado e Células Multiplicadoras de Tensão / Lenon Schmitz ; orientador, Roberto Francisco Coelho, coorientador, Denizar Cruz Martins, 2020.

181 p.

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

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Células multiplicadoras de tensão. 3. Conversores cc-cc de alto ganho. 4. Indutor acoplado. 5. Topologias cc-cc básicas. I. Francisco Coelho, Roberto. II. Cruz Martins, Denizar. III. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

Lenon Schmitz

**Metodologia para Concepção de Conversores CC-CC de Alto Ganho baseados em Topologias Básicas com Indutor Acoplado e Células Multiplicadoras de Tensão**

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

Prof. Mário Lúcio da Silva Martins, Dr.  
Universidade Federal de Santa Maria - UFSM

Prof. Ricardo Luiz Alves, Dr.  
Instituto Federal de Santa Catarina - IFSC

Prof. André Luís Kirsten, Dr.  
Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC

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

---

Prof. Bartolomeu Ferreira Uchoa-Filho, Ph.D.  
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

---

Prof. Roberto Francisco Coelho, Dr.  
Orientador

Florianópolis, 2020.



À minha família.





## AGRADECIMENTO

Aos meus pais Hédio e Jane e à minha irmã Larissa, pelo apoio, carinho e incentivo. Sobretudo aos meus pais que foram corajosos para vencer as dificuldades impostas pelo meu nascimento, quando ainda eram adolescentes. Serei eternamente grato pelo seu esforço e dedicação em prol de minha educação e bem estar. À minha namorada Heloisa pelo carinho e compreensão nos momentos de ausência. A todos os meus familiares e amigos que me apoiaram e de uma forma ou outra contribuíram para minha formação. Amo vocês.

Aos professores Roberto Francisco Coelho e Denizar Cruz Martins, pela orientação, confiança e sabedoria transmitida, não apenas durante o desenvolvimento deste trabalho, como também no mestrado e durante os anos em que fui bolsista de iniciação científica no Instituto de Eletrônica de Potência (INEP).

A todos os demais professores do INEP, André Luís Kirsten, Arnaldo José Perin, Giéri Waltrich, Marcelo Lobo Heldwein, Samir Ahmad Mussa e Telles Brunelli Lazzarin, por todos os ensinamentos, convivência e disponibilidade nos momentos de dúvidas.

Aos professores Mário Lúcio da Silva Martins, Ricardo Luiz Alves e André Luís Kirsten, por todo empenho e dedicação na revisão da tese, sugestões e questionamentos que muito contribuíram para melhorar este trabalho.

Aos técnicos Antônio Pacheco e Luiz Coelho pelo auxílio e suporte técnico. Ao secretário Diogo Duarte pelo excelente trabalho em manter o laboratório sempre organizado e em funcionamento.

Aos meus colegas de laboratório pela ajuda e parceria. Muitas amizades foram construídas nesses quase dez anos de INEP.

Por fim, agradeço ao povo brasileiro, que com seu trabalho e impostos permitiu o financiamento integral das pesquisas realizadas durante o desenvolvimento desta dissertação.



“O essencial é estar bem consigo mesmo.”  
(Voltaire)



## RESUMO

Devido à infinidade de conversores cc-cc não isolados de alto ganho propostos na literatura, torna-se importante revisá-los e classificá-los de maneira abrangente, bem como derivar métodos para generalizar o uso das técnicas de elevação de ganho comumente empregadas. Motivado por essa necessidade, este trabalho não apenas propõe uma nova família de conversores cc-cc de alto ganho, mas uma metodologia generalizada para derivá-los a partir de qualquer topologia cc-cc clássica, aplicando indutores acoplados e células multiplicadoras de tensão. Para ilustrar a metodologia, são desenvolvidos e analisados conversores cc-cc de alto ganho com base nas topologias básicas (Buck, Boost e Buck-Boost). Esses conversores são comparados em termos de ganho de tensão, volume do indutor acoplado, esforços de tensão, fator de estresse dos dispositivos semicondutores e regulação da potência de saída. A fim de projetar conversores de elevado rendimento e alta densidade de potência, propõe-se a operação dessas estruturas em modo quase-ressonante, viabilizando características de comutação suave em todos os dispositivos semicondutores. Além disso, os modelos de pequenos sinais dos conversores derivados pela metodologia proposta são obtidos de forma generalizada e simplificada, chegando-se a funções de transferência relativamente compactas, o que facilita o projeto das malhas de controle necessárias em aplicações específicas. Por fim, um estudo de caso da aplicação dos conversores propostos a sistemas fotovoltaicos integrados a edifícios é apresentado, permitindo o emprego de todos os conceitos desenvolvidos ao longo do trabalho.

**Palavras-chave:** Células multiplicadoras de tensão. Conversores cc-cc de alto ganho. Indutor acoplado. Topologias cc-cc básicas.



## ABSTRACT

Due to the plethora of non-isolated high step-up dc-dc converters proposed in the literature, it has become important to comprehensively review and classify them, as well as to find methods to generalize the usage of the commonly employed voltage boost techniques. Motivated by this necessity, this paper proposes a generalized methodology to create high step-up dc-dc converters based on any classical dc-dc topology by applying a coupled inductor and voltage multiplier cells. To illustrate the methodology, high step-up converters based on the basic dc-dc topologies (Buck, Boost, and Buck-Boost) are developed and analyzed. The converters are compared in terms of voltage gain, coupled inductor volume, voltage stresses, semiconductor component stress factor, and output power regulation. In order to design high efficiency, high density power converters, it is proposed the operation in quasi-resonant mode, making feasible soft-switching features in all the semiconductor devices. In addition, the small-signal models of derived converters by the proposed methodology are obtained in a generalized, simplified way, reaching transfer functions relatively compact, which facilitates the project of the control loops needed in specific applications. Finally, a case study of the applications of proposed converters to building integrated photovoltaic systems is presented, enabling the usage of all the concepts developed throughout the work.

**Keywords:** Basic dc-dc topologies. Coupled inductor. High step-up dc-dc converters. Voltage multiplier cells.





## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Número de trabalhos publicados no banco de dados do IEEE entre 1999 e 2019 para a seguinte pesquisa: ( <i>high step-up OR high voltage gain</i> ) AND <i>dc-dc converter</i> . ....	35
Figura 1.2 – Exemplos de conversores cc-cc baseados no conversor Boost utilizando as técnicas de: (a) cascadeamento, (b) multiplicadores de tensão (ou capacitores chaveados), (c) indutor chaveado e (d) acoplamento de indutores. ....	37
Figura 2.1 – (a) Conversor Boost-Flyback proposto por (26); (b) Conversor Boost-Flyback redesenhado; e (c) Conversor proposto por (25). ....	42
Figura 2.2 – Variações topológicas do conversor Boost com indutor acoplado (27). ....	42
Figura 2.3 – Conversores propostos na literatura: (a) (31), (b) (36), (c) (33), (d) (32), (e) (34), (f) (37) e (g) (35). ....	43
Figura 2.4 – Generalização dos conversores Boost com célula de ganho. ....	43
Figura 2.5 – Modelo elétrico ideal do indutor acoplado. ....	44
Figura 2.6 – Etapas de operação do conversor Boost em modo de condução contínua. ....	45
Figura 2.7 – Circuitos equivalentes do conversor da Figura 2.3 (c). ....	46
Figura 2.8 – Etapas de operação da célula de ganho do conversor da Figura 2.3 (c). ....	46
Figura 2.9 – Multiplicador de tensão de (a) <i>Cockcroft-Walton</i> e de (b) <i>Dickson</i> . ....	48
Figura 2.10 – MTCWs para conexão (a) à montante, (b) à jusante e (c) possíveis conexões do enrolamento secundário do indutor acoplado nos MTCWs. ....	48
Figura 2.11 – Célula de ganho genérica com MTCW para o caso I. ....	49
Figura 2.12 – (a) célula de polaridade positiva e (b) célula de polaridade negativa. ....	50
Figura 2.13 – Célula de ganho genérica com MTCW para o caso II. ....	51
Figura 2.14 – Célula de ganho genérica com MTCW para o caso III. ....	52
Figura 2.15 – Célula de ganho genérica com MTCW para o caso IV. ....	53
Figura 2.16 – Conversor Boost com célula de ganho $I-A_1B_1$ . ....	54
Figura 2.17 – Ganho estático do conversor Boost com célula de ganho de diferentes casos. ....	56
Figura 3.1 – Conversores cc-cc propostos na literatura que possuem ao menos um indutor. ....	57
Figura 3.2 – Conversores (a) Buck, (b) Boost e (c) Buck-Boost com célula de ganho. ....	58
Figura 3.3 – Etapas de operação do conversor Boost. ....	59
Figura 3.4 – Etapas de operação do conversor Buck. ....	59
Figura 3.5 – Etapas de operação do conversor Buck-Boost. ....	59
Figura 3.6 – Ganhos estáticos com células de ganho inseridas nos conversores (a) Buck, (b) Boost e (c) Buck-Boost para $n = 3$ . ....	60
Figura 3.7 – Protótipo configurável. ....	61
Figura 3.8 – Ganho estático dos três conversores básico com as células de ganho: (a) $III-A_0B_1$ e (b) $II-A_0B_2$ . ....	62

Figura 3.9 – Ganho estático dos conversores Buck, Boost e Buck-Boost com célula de ganho ( $a = 1$ e $b = 2$ ) em função da razão cíclica e com (a) $n = 3$ e (b) $n$ ajustado para $M = 10$ em $D = 0,5$ .	63
Figura 3.10 – (a) Corrente magnetizante normalizada e (b) ondulação normalizada da corrente magnetizante para os conversores básicos com célula de ganho ( $a = 1$ e $b = 2$ ) em função do ganho estático e com $n$ ajustado para $M = 10$ em $D = 0,5$ .	65
Figura 3.11 – Energia armazenada no indutor acoplado dos conversores básicos com célula de ganho ( $a = 1$ e $b = 2$ ) em função do ganho estático considerando $L_m = 20 \mu\text{H}$ , $P_o = 150 \text{ W}$ , $V_o = 400 \text{ V}$ , $f_s = 100 \text{ kHz}$ .	66
Figura 3.12 – Esforços de tensão normalizados em função do ganho estático para os conversores básicos com célula de ganho ( $a = 1$ e $b = 2$ ) com $n$ ajustado para $M = 10$ em $D = 0,5$ : (a) interruptores e (b) diodos.	67
Figura 3.13 – $SCSF$ em função do ganho estático para os conversores básicos com célula de ganho ( $a = 1$ e $b = 2$ ) com $n$ ajustado para $M = 10$ em $D = 0,5$ ( $NM = 2$ , $ND = a + b$ ).	68
Figura 3.14 – Perda de comutação normalizada em função da frequência de comutação para os conversores básicos com célula de ganho ( $a = 1$ e $b = 2$ ) com $n$ ajustado para $M = 10$ em $D = 0,5$ e com $\Delta I_{Lm} = 5 \text{ A}$ .	69
Figura 3.15 – Regulação de potência normalizada em função da razão cíclica para os conversores básicos com célula de ganho ( $a = 1$ e $b = 2$ ) com $n$ ajustado para $M = 10$ em $D = 0,5$ .	70
Figura 3.16 – Gráfico de radar comparando os conversores básicos com célula de ganho mediante: ganho estático (GE), volume do indutor acoplado (VIA), esforços de tensão nos dispositivos semicondutores (ET), fator de estresse dos dispositivos semicondutores (SCSF), perda de comutação (PSW) e regulação de potência (RP).	71
Figura 4.1 – Modelo comutado do conversor Boost com célula de ganho II- $A_1B_1$ .	74
Figura 4.2 – Etapas de operação: (a) Etapa 1, (b) Etapa 2, (c) Etapa 3 e (d) Etapa 4.	76
Figura 4.3 – Etapas de operação: (a) Etapa 5, (b) Etapa 6, (c) Etapa 7 e (d) Etapa 8.	78
Figura 4.4 – Principais formas de onda do conversor Boost II- $A_1B_1$ .	79
Figura 4.5 – Modelo comutado do conversor Buck com célula de ganho I- $A_1B_1$ .	81
Figura 4.6 – Etapas de operação: (a) Etapa 1, (b) Etapa 2, (c) Etapa 3 e (d) Etapa 4.	82
Figura 4.7 – Etapas de operação: (a) Etapa 5, (b) Etapa 6, (c) Etapa 7 e (d) Etapa 8.	84
Figura 4.8 – Principais formas de onda do conversor Buck I- $A_1B_1$ .	85
Figura 4.9 – Modelo comutado do conversor Buck-Boost com célula de ganho II- $A_0B_2$ .	87
Figura 4.10 – Etapas de operação: (a) Etapa 1, (b) Etapa 2, (c) Etapa 3 e (d) Etapa 4.	89
Figura 4.11 – Etapas de operação: (a) Etapa 5, (b) Etapa 6, (c) Etapa 7 e (d) Etapa 8.	91
Figura 4.12 – Principais formas de onda do conversor Buck-Boost II- $A_0B_2$ .	92
Figura 4.13 – Fotografia dos protótipos: (a) Boost, (b) Buck-Boost e (c) Buck. (85 mm x 70 mm)	97
Figura 4.14 – Formas de onda experimentais do conversor Boost II- $A_1B_1$ em plena carga para toda a faixa de tensão de entrada: (a) 35 V, (b) 40 V e (c) 45 V.	99

Figura 4.15 – Formas de onda experimentais do conversor Buck I- $A_1B_1$ em plena carga para toda a faixa de tensão de entrada: (a) 35 V, (b) 40 V e (c) 45 V.....	100
Figura 4.16 – Formas de onda experimentais do conversor Buck-Boost II- $A_0B_2$ em plena carga para toda a faixa de tensão de entrada: (a) 35 V, (b) 40 V e (c) 45 V.....	101
Figura 4.17 – Curvas experimentais de rendimento em função da potência de saída com diferentes valores de tensão de entrada para: (a) Buck I- $A_1B_1$ , (b) Boost II- $A_1B_1$ e (c) Buck-Boost II- $A_0B_2$ . (d) Curva de rendimento ponderado CEC em função da tensão de entrada...	102
Figura 4.18 – Distribuição de perdas em plena carga nos conversores: (a) Boost II- $A_1B_1$ , (b) Buck I- $A_1B_1$ e (c) Buck-Boost II- $A_0B_2$ .....	103
Figura 5.1 – Circuito elétrico equivalente do transformador ideal (77).....	106
Figura 5.2 – Etapas de operação do conversor Boost I- $A_0B_0$ .....	106
Figura 5.3 – Modelo médio de grandes sinais do conversor Boost I- $A_0B_0$ .....	107
Figura 5.4 – Resultados de simulação: (a) tensão de saída e (b) corrente na indutância magnetizante do conversor Boost com célula de ganho I- $A_0B_0$ .....	108
Figura 5.5 – Modelo médio de pequenos sinais do conversor Boost I- $A_0B_0$ . ....	109
Figura 5.6 – Diagramas de Bode da função de transferência que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica do conversor Boost com célula de ganho I- $A_0B_0$ . ....	111
Figura 5.7 – Diagramas de Bode da função de transferência $v_o(s)/d(s)$ obtidos por simulação para diferentes valores de indutância de dispersão $L_k$ . ....	112
Figura 5.8 – Modelo médio de grandes sinais do conversor Boost I- $A_0B_0$ considerando as resistências parasitas $R_1$ e $R_2$ . ....	112
Figura 5.9 – Diagramas de Bode da função de transferência $v_o(s)/d(s)$ do conversor Boost I- $A_0B_0$ considerando o modelo com resistências. ....	114
Figura 5.10 – Diagramas de Bode da função de transferência $v_o(s)/d(s)$ do conversor Boost II- $A_1B_1$ para diferentes modos de operação. ....	115
Figura 5.11 – Diagramas de Bode da função de transferência $v_o(s)/d(s)$ do conversor Boost com as célula de ganho: (a) III- $A_0B_1$ , (b) IV- $A_1B_0$ , (c) II- $A_1B_1$ e (d) I- $A_1B_1$ . ....	117
Figura 5.12 – Diagramas de Bode da função de transferência que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica do conversor Buck com célula de ganho I- $A_0B_0$ .....	118
Figura 5.13 – Diagramas de Bode da função de transferência que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica do conversor Buck-Boost com célula de ganho I- $A_0B_0$ . ....	120
Figura 6.1 – Exemplo de edifício com sistemas BIPV e BAPV. ....	122
Figura 6.2 – Arquiteturas tradicionais de MICs. ....	123
Figura 6.3 – Potência e tensão no MPP de módulos de (a) silício cristalino (com 60 e 72 células) e (b) filme fino nas condições padrão de teste extraídos das folhas de dados dos fabricantes.....	125
Figura 6.4 – Modelo comutado do conversor Buck I- $A_1B_1$ ( $a = 1$ e $b = 2$ ). ....	127
Figura 6.5 – Estratégia de controle.....	128
Figura 6.6 – Diagrama de blocos equivalente contínuo para controle digital da tensão de entrada. ....	128

Figura 6.7 – Modelo médio de grandes sinais do conversor Buck I- $A_1B_1$ .....	129
Figura 6.8 – (a) Curva característica I-V de um módulo fotovoltaico e (b) aproximação da curva I-V por segmentos de retas.....	130
Figura 6.9 – Diagramas de Bode da função de transferência $v_i(s)/d(s)$ do conversor Buck I- $A_1B_1$ . ....	131
Figura 6.10 – Fotografia do protótipo. (71 mm / 94 mm / 20 mm) .....	133
Figura 6.11 – (a) Indutância magnetizante $L_m$ dada por (6.16) e (b) capacitância $C_b$ dada por (6.17) e (6.18) considerando toda a faixa de tensão de entrada. ....	135
Figura 6.12 – Energias descritas em (6.19), (6.20) e (6.21) em (a) plena carga (100%) e (b) baixa carga (10%) considerando toda a faixa de tensão de entrada.....	136
Figura 6.13 – Tempos mortos requeridos por (6.22) e (6.23) em (a) plena carga (100%) e (b) baixa carga (10%) considerando toda a faixa de tensão de entrada.....	136
Figura 6.14 – Formas de onda experimentais com tensão de entrada de 65 V em (a) plena (100%), (b) meia (50%) e (c) baixa (10%) carga.....	137
Figura 6.15 – Formas de onda experimentais em plena carga para toda faixa de tensão de entrada: (a) 55 V, (b) 65 V, (c) 75 V e (d) 85 V. ....	138
Figura 6.16 – Formas de onda experimentais que indicam (a) ZVS na ativação de $S_1$ , (b) ZVS na ativação de $S_2$ , e (c) ZCS no bloqueio de $D_1$ , $D_2$ , e $D_o$ .....	139
Figura 6.17 – Distribuição de perdas com $V_i = 65$ V em (a) plena carga (100%) e (b) meia carga (50%)......	140
Figura 6.18 – (a) Curvas de rendimento experimental em função da potência da saída com diferentes valores de tensão de entrada, e (b) curva de rendimento CEC ponderado (4.71) em função da tensão de entrada. ....	141
Figura 6.19 – Formas de onda experimentais do conversor em malha fechada: (a) $V_{ref} = 60$ V $\rightarrow$ 70 V e (b) $V_{ref} = 70$ V $\rightarrow$ 60 V. ....	142

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Índices $a$ e $b$ para as células de ganho dos conversores da Figura 2.3. ....	47
Tabela 2.2 – Índices $a$ e $b$ para combinações genéricas no caso I.....	50
Tabela 2.3 – Índices $a$ e $b$ para combinações genéricas no caso II. ....	51
Tabela 2.4 – Índices $a$ e $b$ para combinações genéricas no caso III.....	52
Tabela 2.5 – Índices $a$ e $b$ para combinações genéricas no caso IV.....	53
Tabela 2.6 – Valores máximos para os índices $a$ e $b$ com $NA + NB \leq 2$ .....	56
Tabela 3.1 – Ganho estático de alguns conversores com células de ganho.....	60
Tabela 3.2 – Componentes do estágio de potência.....	61
Tabela 3.3 – Valores médios das correntes nos indutores acoplados.....	64
Tabela 3.4 – Ondulação das correntes magnetizantes. ....	64
Tabela 3.5 – Valor de pico da tensão nos dispositivos semicondutores.....	66
Tabela 3.6 – Valores médios das correntes nos dispositivos semicondutores.....	68
Tabela 3.7 – Regulação de potência. ....	71
Tabela 4.1 – Especificações. ....	96
Tabela 4.2 – Componentes do estágio de potência.....	97
Tabela 6.1 – Microinversores comerciais.....	124
Tabela 6.2 – Especificações para o projeto do estágio cc-cc do microinversor fotovoltaico para módulos de filme fino.....	126
Tabela 6.3 – Especificações do protótipo.....	132
Tabela 6.4 – Componentes do estágio de potência.....	133



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
BAPV	<i>Building Attached/Applied/Added Photovoltaic</i>
BIPV	<i>Building Integrated Photovoltaic</i>
ca	corrente alternada
cc	corrente contínua
CEC	Comissão de Energia da Califórnia
FPB	Filtro passa-baixas
IEEE	Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos
LED	<i>Light Emitting Diode</i>
MIC	<i>Module-Integrated Converter</i>
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor</i>
MPP	<i>Maximum Power Point</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracker</i>
MTCW	Multiplicador de Tensão de <i>Cockcroft-Walton</i>
NZEB	<i>Nearly Zero Energy Buildings</i>
PI	Proporcional-Integral
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SCSF	<i>Semiconductor Component Stress Factor</i>
SEPIC	<i>Single-Ended Primary-Inductor Converter</i>
STC	<i>Standard Test Conditions</i>
ZCS	<i>Zero Current Switching</i>
ZOH	<i>Zero Order Hold</i>
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i>





## LISTA DE SÍMBOLOS

$a$	Índice da célula de ganho
$A_e$	Área efetiva da secção transversal do núcleo
$b$	Índice da célula de ganho
$C_1$	Capacitor $C_1$
$C_2$	Capacitor $C_2$
$C_b$	Capacitor do conversor cc-cc básico
$C_g$	Capacitor da célula de ganho
$C_{j1}$	Capacitor equivalente de junção do interruptor $S_1$
$C_{j2}$	Capacitor equivalente de junção do interruptor $S_2$
$C_o$	Capacitor de saída
$C_{PV}$	Capacitor de entrada do microinversor
$C(s)$	Função de transferência do compensador
$d$	Sinal de razão cíclica
$D$	Razão cíclica
$D_1$	Diodo da célula multiplicadora de tensão
$D_2$	Diodo da célula multiplicadora de tensão
$D_g$	Diodo da célula de ganho
$D_o$	Diodo de saída
$e$	Sinal de erro
$E$	Energia
$f$	Frequência de uma excitação senoidal
$f_{01}$	Frequência de ressonância
$f_{02}$	Frequência de ressonância
$FPB(s)$	Função de transferência do filtro passa baixas
$f_s$	Frequência de comutação
$FTLA_C(s)$	Função de transferência de laço aberto compensada
$FTLA_{NC}(s)$	Função de transferência de laço aberto não compensada
$G(s)$	Função de transferência que relaciona a tensão de entrada com a razão cíclica
$i$	Corrente
$i_1$	Corrente no enrolamento primário
$I_1$	Valor médio da corrente no enrolamento primário
$i_2$	Corrente no enrolamento secundário

$I_2$	Valor médio da corrente no enrolamento secundário
$I_{avg}$	Valor médio de corrente
$I_D$	Valor médio da corrente no diodo
$i_{D1}$	Corrente no diodo $D_1$
$i_{D2}$	Corrente no diodo $D_2$
$i_{D_o}$	Corrente no diodo $D_o$
$I_g$	Corrente de <i>gate</i> do MOSFET
$i_{Lk}$	Corrente no indutor de dispersão
$i_{Lm}$	Corrente no indutor magnetizante
$I_{Lm}$	Valor médio da corrente no indutor magnetizante
$\overline{I_{Lm}}$	Valor médio normalizado da corrente no indutor magnetizante
$I_{mp}$	Corrente de máxima potência do módulo fotovoltaico
$I_{PV,máx}$	Corrente de entrada máxima
$i_{PV}$	Corrente no módulo fotovoltaico
$i_o$	Corrente de saída
$I_o$	Valor médio da corrente de saída
$I_{rms}$	Valor eficaz de corrente
$i_{S1}$	Corrente no interruptor $S_1$
$I_{S1}$	Valor médio da corrente no interruptor $S_1$
$i_{S2}$	Corrente no interruptor $S_1$
$I_{S2}$	Valor médio da corrente no interruptor $S_1$
$k_{ADC}$	Ganho do conversor analógico-digital
$k_c$	Ganho do compensador PI
$k_{PWM}$	Ganho do modulador PWM
$k_v$	Ganho do sensor de tensão
$L_1$	Indutor do conversor cc-cc básico
$L_2$	Indutor da célula de ganho acoplado ao indutor Boost
$L_k$	Indutor de dispersão
$L_m$	Indutor de magnetizante
$M$	Função de ganho estático
$M_\phi$	Margem de fase
$n$	Relação de transformação do primário para o secundário
$N_1$	Número de espiras do enrolamento primário

$N_2$	Número de espiras do enrolamento secundário
$NA$	Número de pares capacitor-diodo conectados à montante
$NB$	Número de pares capacitor-diodo conectados à jusante
$ND$	Número de diodos
$NiA$	Número ímpar de pares capacitor-diodo conectados à montante
$NiB$	Número ímpar de pares capacitor-diodo conectados à jusante
$NM$	Número de interruptores ativos
$NpA$	Número par de pares capacitor-diodo conectados à montante
$NpB$	Número par de pares capacitor-diodo conectados à jusante
$P_o$	Potência de saída
$P_{sw}$	Perda de comutação
$\frac{P}{P_{sw}}$	Perda de comutação normalizada
$Q_{sw}$	Carga para comutação do <i>gate</i> do MOSFET
$R_1$	Resistência de amortecimento
$R_2$	Resistência de amortecimento
$R_o$	Resistência de saída ou de carga
$R_s$	Resistência série do módulo fotovoltaico
$S_1$	Interruptor $S_1$
$S_2$	Interruptor $S_2$
$SCSF$	<i>Semiconductor Component Stress Factor</i>
$t$	Tempo
$T_a$	Período de amostragem
$t_{on}$	Tempo de condução do interruptor
$T_s$	Período de comutação
$u$	Sinal de controle
$v$	Tensão
$V_a$	Parcela positiva da tensão no enrolamento secundário
$V_b$	Parcela negativa da tensão no enrolamento secundário
$V_{bus}$	Tensão no barramento cc
$V_{C1}$	Valor médio da tensão no capacitor $C_1$
$V_{C2}$	Valor médio da tensão no capacitor $C_2$
$v_{Cb}$	Tensão no capacitor $C_b$
$V_{Cb}$	Valor médio da tensão no capacitor $C_b$
$V_{cg}$	Tensão da célula de ganho

$\hat{V}_D$	Valor de pico da tensão nos diodos
$\frac{\hat{V}_D}{V_D}$	Valor de pico normalizado da tensão nos diodos
$v_{gs1}$	Tensão de <i>gate-source</i> no interruptor $S_1$
$v_{gs2}$	Tensão de <i>gate-source</i> no interruptor $S_2$
$V_i$	Tensão de entrada
$v_{L1}$	Tensão no indutor $L_1$
$v_{L2}$	Tensão no indutor $L_2$
$v_{Lk}$	Tensão indutor de dispersão $L_k$
$v_{Lm}$	Tensão indutor magnetizante $L_m$
$V_{mp}$	Tensão de máxima de potência
$V_o$	Valor médio da tensão de saída
$V_{o,Boost}$	Tensão de saída do conversor Boost
$V_{oc}$	Tensão de circuito aberto do módulo fotovoltaico
$V_{pk}$	Valor da tensão de pico
$V_{PV}$	Tensão no módulo fotovoltaico
$V_{ref}$	Tensão de referência
$\hat{V}_S$	Valor de pico da tensão nos interruptores ativos
$\frac{\hat{V}_S}{V_S}$	Valor de pico normalizado da tensão nos interruptores ativos
$v_{S1}$	Tensão no interruptor $S_1$
$v_{S2}$	Tensão no interruptor $S_2$
$W_a$	Área da janela do núcleo
$Z_{01}$	Impedância
$Z_{02}$	Impedância
$ZOH(s)$	Função de transferência do retentor de ordem zero
$\Delta D$	Variação de razão cíclica
$\frac{\Delta I_{Lm}}{\Delta D}$	Ondulação pico a pico da corrente no indutor magnetizante
$\frac{\Delta I_{Lm}}{I_{Lm}}$	Ondulação normalizada da corrente no indutor magnetizante
$\Delta I_i$	Ondulação pico a pico da corrente de entrada
$\Delta t$	Período de tempo
$\Delta t_{S1-S2}$	Tempo morto entre $S_1$ e $S_2$
$\Delta t_{S2-S1}$	Tempo morto entre $S_1$ e $S_2$
$\Delta P_o$	Variação da potência de saída
$\frac{\Delta P_o}{\Delta D}$	Regulação de potência
$\frac{\Delta P_o}{\Delta D}$	Regulação de potência normalizada
$\Delta V_o$	Ondulação pico a pico da tensão de saída

$\eta$	Rendimento
$\eta_{CEC}$	Rendimento ponderado CEC
$\omega$	Frequência angular
$\omega_{01}$	Frequência angular de ressonância
$\omega_{02}$	Frequência angular de ressonância
$\omega_c$	Frequência angular de cruzamento da $FTLA_c(s)$
$\omega_z$	Frequência angular do zero do compensador PI



## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO GERAL .....</b>	<b>35</b>
1.1	TÉCNICAS PARA ELEVAÇÃO DE TENSÃO .....	36
1.2	OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES .....	39
1.3	ESTRUTURA DO DOCUMENTO .....	40
<b>2</b>	<b>CÉLULA DE GANHO.....</b>	<b>41</b>
2.1	O CONCEITO DE CÉLULA DE GANHO .....	41
2.2	PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO DA CÉLULA DE GANHO .....	44
2.3	CÉLULAS DE GANHO GENÉRICAS.....	47
<b>2.3.1</b>	<b>Casos de Célula de Ganho .....</b>	<b>48</b>
2.3.1.1	<i>Caso I</i> .....	49
2.3.1.2	<i>Caso II</i> .....	51
2.3.1.3	<i>Caso III</i> .....	52
2.3.1.4	<i>Caso IV</i> .....	53
<b>2.3.2</b>	<b>Exemplo de Célula de Ganho .....</b>	<b>54</b>
2.3.2.1	<i>Exemplo I</i> .....	54
2.3.2.2	<i>Exemplo II</i> .....	54
2.3.2.3	<i>Exemplo III</i> .....	55
2.4	CONCLUSÃO.....	56
<b>3</b>	<b>CÉLULA DE GANHO EM CONVERSORES BÁSICOS .....</b>	<b>57</b>
3.1	METODOLOGIA PROPOSTA .....	57
3.2	EXPERIMENTAÇÃO PRÁTICA .....	61
3.3	ANÁLISE COMPARATIVA.....	62
<b>3.3.1</b>	<b>Ganho Estático.....</b>	<b>63</b>
<b>3.3.2</b>	<b>Volume do Indutor Acoplado.....</b>	<b>63</b>
<b>3.3.3</b>	<b>Esforços de Tensão .....</b>	<b>66</b>
<b>3.3.4</b>	<b>Fator de Estresse dos Dispositivos Semicondutores.....</b>	<b>67</b>
<b>3.3.5</b>	<b>Frequência de Comutação x Perdas .....</b>	<b>69</b>
<b>3.3.6</b>	<b>Regulação de Potência.....</b>	<b>70</b>
<b>3.3.7</b>	<b>Resumo .....</b>	<b>71</b>
3.4	CONCLUSÃO.....	72
<b>4</b>	<b>MODO DE OPERAÇÃO QUASE-RESSONANTE .....</b>	<b>73</b>
4.1	OPERAÇÃO QUASE-RESSONANTE E COMUTAÇÃO SUAVE .....	73
4.2	CONVERTOR BOOST.....	74

<b>4.2.1</b>	<b>Princípio de Operação</b> .....	<b>75</b>
4.2.1.1	<i>Etapa 1</i> ( $t_0 < t < t_1$ ): .....	75
4.2.1.2	<i>Etapa 2</i> ( $t_1 < t < t_2$ ): .....	75
4.2.1.3	<i>Etapa 3</i> ( $t_2 < t < t_3$ ): .....	75
4.2.1.4	<i>Etapa 4</i> ( $t_3 < t < t_4$ ): .....	77
4.2.1.5	<i>Etapa 5</i> ( $t_4 < t < t_5$ ): .....	77
4.2.1.6	<i>Etapa 6</i> ( $t_5 < t < t_6$ ): .....	77
4.2.1.7	<i>Etapa 7</i> ( $t_6 < t < t_7$ ): .....	77
4.2.1.8	<i>Etapa 8</i> ( $t_7 < t < t_8$ ): .....	79
<b>4.2.2</b>	<b>Equações em Regime permanente</b> .....	<b>80</b>
<b>4.3</b>	<b>CONVERTOR BUCK</b> .....	<b>81</b>
<b>4.3.1</b>	<b>Princípio de Operação</b> .....	<b>81</b>
4.3.1.1	<i>Etapa 1</i> ( $t_0 < t < t_1$ ): .....	81
4.3.1.2	<i>Etapa 2</i> ( $t_1 < t < t_2$ ): .....	81
4.3.1.3	<i>Etapa 3</i> ( $t_2 < t < t_3$ ): .....	82
4.3.1.4	<i>Etapa 4</i> ( $t_3 < t < t_4$ ): .....	83
4.3.1.5	<i>Etapa 5</i> ( $t_4 < t < t_5$ ): .....	83
4.3.1.6	<i>Etapa 6</i> ( $t_5 < t < t_6$ ): .....	84
4.3.1.7	<i>Etapa 7</i> ( $t_6 < t < t_7$ ): .....	85
4.3.1.8	<i>Etapa 8</i> ( $t_7 < t < t_8$ ): .....	86
<b>4.3.2</b>	<b>Equações em Regime permanente</b> .....	<b>86</b>
<b>4.4</b>	<b>CONVERTOR BUCK-BOOST</b> .....	<b>87</b>
<b>4.4.1</b>	<b>Princípio de Operação</b> .....	<b>88</b>
4.4.1.1	<i>Etapa 1</i> ( $t_0 < t < t_1$ ): .....	88
4.4.1.2	<i>Etapa 2</i> ( $t_1 < t < t_2$ ): .....	88
4.4.1.3	<i>Etapa 3</i> ( $t_2 < t < t_3$ ): .....	88
4.4.1.4	<i>Etapa 4</i> ( $t_3 < t < t_4$ ): .....	90
4.4.1.5	<i>Etapa 5</i> ( $t_4 < t < t_5$ ): .....	90
4.4.1.6	<i>Etapa 6</i> ( $t_5 < t < t_6$ ): .....	90
4.4.1.7	<i>Etapa 7</i> ( $t_6 < t < t_7$ ): .....	90
4.4.1.8	<i>Etapa 8</i> ( $t_7 < t < t_8$ ): .....	93
<b>4.4.2</b>	<b>Equações em Regime permanente</b> .....	<b>93</b>
<b>4.5</b>	<b>CONSIDERAÇÕES DE PROJETO</b> .....	<b>94</b>
<b>4.5.1</b>	<b>Condições para Comutação Suave</b> .....	<b>94</b>



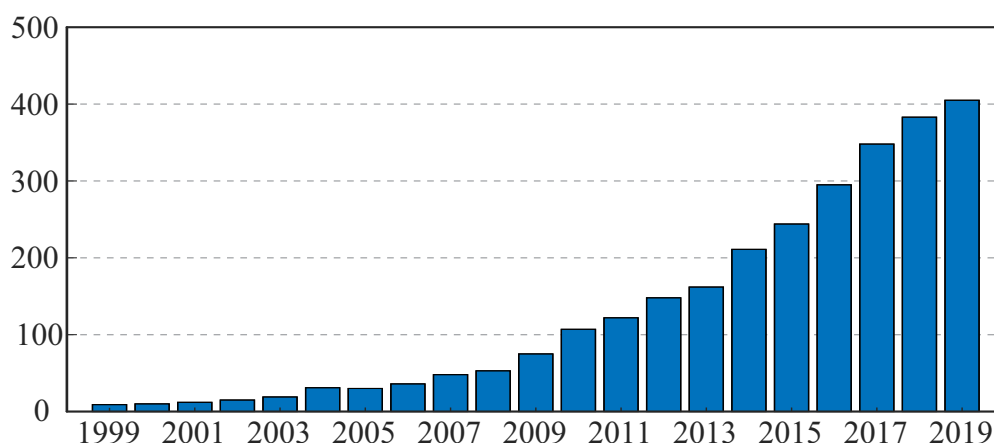
4.5.1.1	ZVS na entrada em condução de $S_1$ :	94
4.5.1.2	ZVS na entrada em condução de $S_2$ :	94
4.5.1.3	ZCS no bloqueio de $D_1$ , $D_2$ e $D_0$ :	95
<b>4.5.2</b>	<b>Orientações para o Projeto</b>	<b>95</b>
4.6	EXPERIMENTAÇÃO PRÁTICA	96
4.7	CONCLUSÃO	104
<b>5</b>	<b>MODELAGEM E ANÁLISE DINÂMICA</b>	<b>105</b>
5.1	MODELAGEM DE CONVERSORES COM INDUTOR ACOPLADO	105
5.2	CONVERSOR BOOST	106
<b>5.2.1</b>	<b>Modelo Médio de Grandes Sinais</b>	<b>106</b>
<b>5.2.2</b>	<b>Modelo Médio de Pequenos Sinais</b>	<b>108</b>
<b>5.2.3</b>	<b>Funções de Transferência</b>	<b>109</b>
<b>5.2.4</b>	<b>Efeito da Indutância de Dispersão</b>	<b>111</b>
5.2.4.1	<i>Modelo Proposto</i>	111
5.2.4.2	<i>Determinação das Resistências <math>R_1</math> e <math>R_2</math></i>	113
<b>5.2.5</b>	<b>Efeito da Operação Quase-Ressonante</b>	<b>114</b>
<b>5.2.6</b>	<b>Demais Células de Ganho</b>	<b>115</b>
5.3	CONVERSOR BUCK	116
5.4	CONVERSOR BUCK-BOOST	119
5.5	CONCLUSÃO	120
<b>6</b>	<b>ESTUDO DE CASO</b>	<b>121</b>
6.1	SISTEMAS FOTOVOLTAICOS EM EDIFÍCIOS	121
6.2	ESCOLHA DO CONVERSOR	126
6.3	ESTRATÉGIA DE CONTROLE	128
<b>6.3.1</b>	<b>Modelagem Dinâmica</b>	<b>129</b>
<b>6.3.2</b>	<b>Projeto do Controlador</b>	<b>130</b>
6.4	EXPERIMENTAÇÃO PRÁTICA	132
<b>6.4.1</b>	<b>Formas de Onda</b>	<b>136</b>
<b>6.4.2</b>	<b>Análise de Perdas</b>	<b>140</b>
<b>6.4.3</b>	<b>Ensaio de Rendimento</b>	<b>141</b>
<b>6.4.4</b>	<b>Ensaio em Malha Fechada</b>	<b>141</b>
6.5	CONCLUSÃO	142
<b>7</b>	<b>CONSIDERAÇÕES FINAIS</b>	<b>145</b>
<b>8</b>	<b>REFERÊNCIAS</b>	<b>149</b>
	<b>APÊNDICE A – MODELO DE PERDAS</b>	<b>159</b>
	<b>APÊNDICE B – EFEITO DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO</b>	<b>167</b>

<b>APÊNDICE C – GANHO ESTÁTICO COM PERDAS.....</b>	<b>173</b>
<b>APÊNDICE D – PROJETO DO COMPENSADOR.....</b>	<b>177</b>
<b>APÊNDICE E – LISTA DE ARTIGOS PUBLICADOS.....</b>	<b>181</b>

## 1 INTRODUÇÃO GERAL

Nos últimos anos, inúmeros conversores cc-cc de alto ganho de tensão foram propostos na literatura. A Figura 1.1 ilustra o número de trabalhos publicados no banco de dados do IEEE (Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos), a cada ano, para a pesquisa (*high step-up OR high voltage gain*) AND *dc-dc converter*. O grande interesse por esse tópico de pesquisa vem sendo impulsionado, sobretudo, pelo desenvolvimento do processamento eletrônico da energia proveniente de fontes renováveis, além da busca por uma melhor eficiência energética em diversas outras aplicações, tais como: dispositivos médicos implantáveis e portáteis, iluminação LED (*Light Emitting Diode*), servidores de rede e centros de processamento de dados, tecnologia aeroespacial, ferroviária, automotiva e industrial, geração distribuída em microrredes, aplicações de alta tensão em física e aplicações médicas e militares (raios-X, *laser*, radar, plasma), entre outras (1).

Figura 1.1 – Número de trabalhos publicados no banco de dados do IEEE entre 1999 e 2019 para a seguinte pesquisa: (*high step-up OR high voltage gain*) AND *dc-dc converter*.



Fonte: Próprio autor.

Embora teoricamente os conversores clássicos (Boost, Buck-Boost, Cúk, SEPIC e Zeta) possam ser empregados nessas aplicações de alto ganho por possuírem ganho estático ilimitado quando a razão cíclica se aproxima da unidade, na prática, sob elevados valores de razão cíclica, a eficiência desses conversores é drasticamente reduzida (1-4), limitando seus

ganhos, bem como suas aplicações. Tal redução de eficiência deve-se principalmente ao aumento das perdas de condução nos componentes, ocasionado pelo alto valor de pico das correntes em regiões de razão cíclica próximas da unidade (5, 6). Ademais, para níveis elevados de tensão de saída, são requeridos semicondutores de alta tensão, que aumentam ainda mais as perdas de condução e de comutação, em consequência de suas características elétricas. Assim, a fim de aumentar o ganho estático desses conversores e eliminar sua necessidade de operação com razão cíclica elevada, de maneira a propiciar altos níveis de eficiência, diferentes técnicas de elevação de ganho podem ser aplicadas nos conversores cc-cc básicos, conforme exposto a seguir.

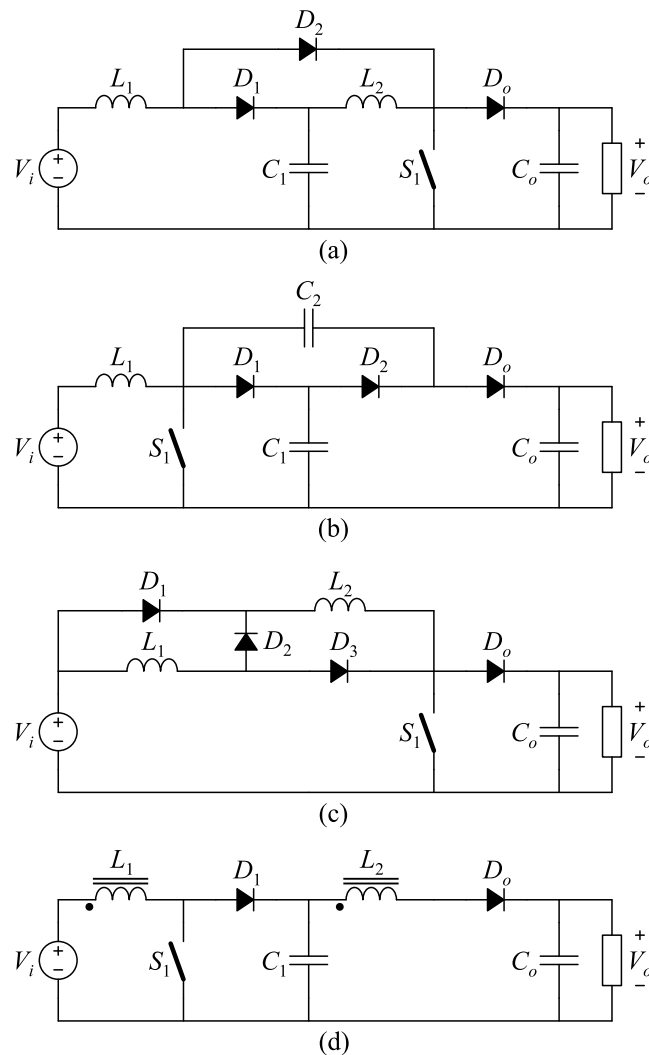
### 1.1 TÉCNICAS PARA ELEVAÇÃO DE TENSÃO

As técnicas mais recorrentes na literatura para a elevação de ganho estático de conversores básicos são: o cascadeamento de conversores, ou o uso de multiplicadores de tensão (ou de capacitores chaveados), de indutores chaveados e de acoplamento de indutores, tal como exemplifica a Figura 1.2. Examinando cada uma dessas técnicas, é possível detectar suas particularidades e, assim, vantagens e desvantagens associadas.

A conexão de dois conversores cc-cc em cascata consiste em uma maneira simples de obter elevados ganhos de tensão (7), no entanto, como o fluxo de energia atravessa ambos os conversores, há degradação do rendimento. Também é possível realizar a integração de componentes dos conversores cascadeados para reduzir o número de interruptores ativos (8), fato que origina os chamados conversores quadráticos, tal como o conversor Boost Quadrático ilustrado na Figura 1.2 (a) (9). A conexão de múltiplos conversores em cascata é também uma opção (10, 11), todavia, a degradação de rendimento é ainda maior, além do elevado número de componentes, fato que aumenta o custo e diminui a densidade de potência do conversor. De maneira geral, conversores quadráticos são limitados a aplicações em baixa potência (12).

A aplicação de células multiplicadoras de tensão em conversores cc-cc costuma ser implementada após o interruptor/diodo principal de topologias básicas (13, 14), conforme elucidada a Figura 1.2 (b). Nesse tipo de técnica, a tensão de saída pode ser incrementada indefinitivamente com o aumento do número de pares capacitor-diodo, mas os conversores passam a requerer um número bastante elevado de componentes (15), o que implica aumento de custo e redução de rendimento. Muitas vezes essas topologias também são denominadas de conversores com célula a capacitor chaveado híbrida (14), visto que podem ser vistas como a integração de células a capacitor chaveado com as células de comutação clássicas (16).

Figura 1.2 – Exemplos de conversores cc-cc baseados no conversor Boost utilizando as técnicas de: (a) cascateamento, (b) multiplicadores de tensão (ou capacitores chaveados), (c) indutor chaveado e (d) acoplamento de indutores.



Fonte: Próprio autor.

Similarmente, o princípio conhecido como indutor chaveado, introduzido por (17) e cujo emprego é ilustrado na Figura 1.2 (c), consiste na incorporação de um indutor e três diodos à estrutura do conversor. Ao serem magnetizados em paralelo e, posteriormente, desmagnetizados em série, os indutores chaveados promovem o incremento do ganho de tensão de conversores cc-cc clássicos. Outra estrutura popular na literatura, proposta por (18), emprega dois interruptores ativos ao invés de três diodos, eliminando a necessidade do interruptor original do conversor básico. Devido a possíveis diferenças paramétricas entre os dois indutores dessa estrutura, os interruptores podem ser submetidos a sobretensões destrutivas (19), havendo necessidade do uso de interruptores de maior tensão ou de circuitos grampeadores (20, 21). Uma vez que os indutores devem ser projetados com a mesma indutância e estão sujeitos às mesmas condições de operação, eles também podem ser

integrados em um único núcleo magnético a fim de aumentar a densidade de potência do conversor (22). Células mais complexas, com múltiplos indutores e interruptores (passivos e ativos) também podem ser encontradas em (22, 23).

Por sua vez, o emprego de indutores acoplados (24-27), tal como o conversor exemplificado na Figura 1.2 (d), permite que o ganho estático seja ajustado pela relação de transformação entre os enrolamentos, não sendo necessário adicionar mais componentes ao circuito (26). Em teoria, a relação de transformação pode ser tão alta quanto se deseja; todavia, seu aumento indiscriminado implica a elevação da tensão sobre o diodo de saída e pode inviabilizar a construção do dispositivo magnético devido aos seus aspectos construtivos. Essa técnica pode ser aplicada em diferentes conversores básicos, como Boost, Buck-Boost e SEPIC (25) e diferentes variações topológicas (27). Suas desvantagens principais consistem no fato de a indutância de dispersão do indutor acoplado causar perda de razão cíclica e ressonar com a capacitância parasita do diodo de saída após a entrada em condução do interruptor, tornando necessária a adição de um circuito grampeador para limitar a tensão reversa neste diodo (25).

A fim de aproveitar diferentes vantagens atribuídas a cada uma das técnicas discutidas e contornar algumas de suas desvantagens, muitos conversores propostos na literatura têm agrupado diferentes técnicas elevadoras concomitantemente. Por exemplo, para suprir a necessidade de altos valores de relação de transformação em aplicações que demandam ganho estático elevado, a utilização de cascadeamento e acoplamento de indutores (28, 29) pode ser cogitada. O emprego de multiplicadores de tensão em conjunto com indutores acoplados (30-55) elimina a necessidade de circuitos grampeadores e aumenta consideravelmente o ganho estático dos conversores básicos. Indutores chaveados em conjunto com multiplicadores de tensão (ou capacitores chaveados) (17, 19, 22) têm se popularizado por resultarem em topologias relativamente simples e de ganho de tensão suficiente para várias aplicações. Outras estruturas sugeridas na literatura incluem: cascadeamento com acoplamento de indutores e multiplicadores de tensão (56, 57), indutores chaveados com acoplamento de indutores (58, 59), além de indutores chaveados com acoplamento de indutores e multiplicadores de tensão (60).

Essas várias combinações de técnicas vêm resultando em inúmeras topologias e configurações (1), tornando-se importante revisar e classificar tais conversores de maneira abrangente, bem como derivar métodos para generalizar o uso das técnicas comumente empregadas, conforme se propõe neste trabalho.

## 1.2 OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES

A maioria dos trabalhos sobre conversores cc-cc de alto ganho concentra-se apenas na proposta de novas topologias e em compará-las com conversores publicados anteriormente, mas não descreve a metodologia aplicada para derivá-las. Embora existam alguns trabalhos importantes na literatura que revisem e classifiquem exaustivamente os mais diversos conversores existentes (1-4), apenas alguns deles introduzem métodos para derivar novas topologias ou uma metodologia generalizada que exemplifique como o alto ganho dos conversores cc-cc anteriormente publicados na literatura foram derivados (13, 14, 17, 25, 64-70).

Diante desse cenário, a presente tese de doutorado tem por objetivo propor uma metodologia de geração de conversores cc-cc de alto ganho baseados em qualquer conversor cc-cc clássico. Para alcançar tais objetivos, a metodologia empregada se fundamenta na aplicação do conceito de célula de ganho, inicialmente proposto em (69, 70), no qual células multiplicadoras de tensão são interconectadas com indutor acoplado de maneiras distintas. Em (69, 70), a partir do conceito de célula de ganho, foi possível generalizar e, de certa forma organizar, vários conversores propostos previamente na literatura e baseados no conversor Boost clássico (30-40).

Como pode ser observado, a integração de células multiplicadoras de tensão com indutor acoplado fornece novas características ao conversor resultante, mantendo algumas de suas características originais. Outras vantagens dos conversores que combinam células multiplicadoras de tensão e indutor acoplado incluem:

- 1) Possibilidade de ajustar o ganho estático pela relação de espiras do indutor acoplado;
- 2) Exigência de interruptores com esforços de tensão e tensão de bloqueio comparativamente menores que a tensão de saída;
- 3) Possibilidade de reciclar a energia armazenada na indutância de dispersão, fato que permite aumentar a eficiência e evitar sobretensões nos interruptores ativos;
- 4) Oportunidade de incorporar característica de comutação suave na maioria dos conversores, implicando redução das perdas de comutação e ruídos de interferência eletromagnética (*Eletromagnetic Interference* - EMI);
- 5) Mitigação do problema de recuperação reversa relacionado aos diodos através do indutor de dispersão;
- 6) Emprego de número reduzido de interruptores ativos, visto que não são necessários mais do que dois deles, acarretando circuitos de controle relativamente simples.

### 1.3 ESTRUTURA DO DOCUMENTO

Estruturalmente este documento está organizado em sete capítulos, incluindo este, introdutório.

Inicialmente, no capítulo 2, é apresentado o conceito de célula de ganho proposto por (69, 70). São discutidos a origem desse conceito, como as células de ganho fornecem um ganho de tensão adicional aos conversores básicos, e os diferentes casos genéricos de célula de ganho.

No capítulo 3 é sugerida a metodologia proposta para a criação de conversores cc-cc de alto ganho aplicando o conceito de célula de ganho a qualquer estrutura cc-cc clássica. Além de validar experimentalmente o ganho estático fornecido pelas células de ganho nos diferentes conversores, nesse capítulo também é proposta uma análise comparativa dos conversores básicos (Boost, Buck e Buck-Boost) com célula de ganho considerando diferentes figuras de mérito. Tal análise possibilita prever qual o melhor conversor para determinada aplicação.

O capítulo 4 propõe a operação quase-ressonante dos conversores cc-cc básicos com célula de ganho. Tal modo de operação possibilita uma maior compactação dos conversores sem afetar seus rendimentos elevados, visto que permite a redução dos elementos passivos (indutor acoplado e capacitores) e possibilita comutação suave nos interruptores e diodos. Serão apresentadas as etapas de operação, as formas de onda e as equações em regime permanente para os conversores básicos (Boost, Buck e Buck-Boost) com diferentes células de ganho.

A modelagem dinâmica dos conversores básicos (Boost, Buck e Buck-Boost) com célula de ganho é discutida no capítulo 5. Neste capítulo várias simplificações serão consideradas a fim de se obter modelos simples, porém relativamente precisos, que incluem, inclusive, os efeitos dinâmicos oriundos da presença da indutância de dispersão.

Por sua vez, o capítulo 6 tem por objetivo empregar todos os conceitos referentes aos conversores básicos com célula de ganho desenvolvidos neste trabalho. O capítulo apresenta um estudo de caso da aplicação desses conversores a sistemas fotovoltaicos integrados a edifícios, na qual serão discutidas a escolha do conversor, a estratégia de controle utilizada, o projeto do conversor e os principais resultados experimentais.

Por fim, o capítulo 7 apresenta as considerações finais dos estudos realizados nesta tese de doutorado.



## 2 CÉLULA DE GANHO

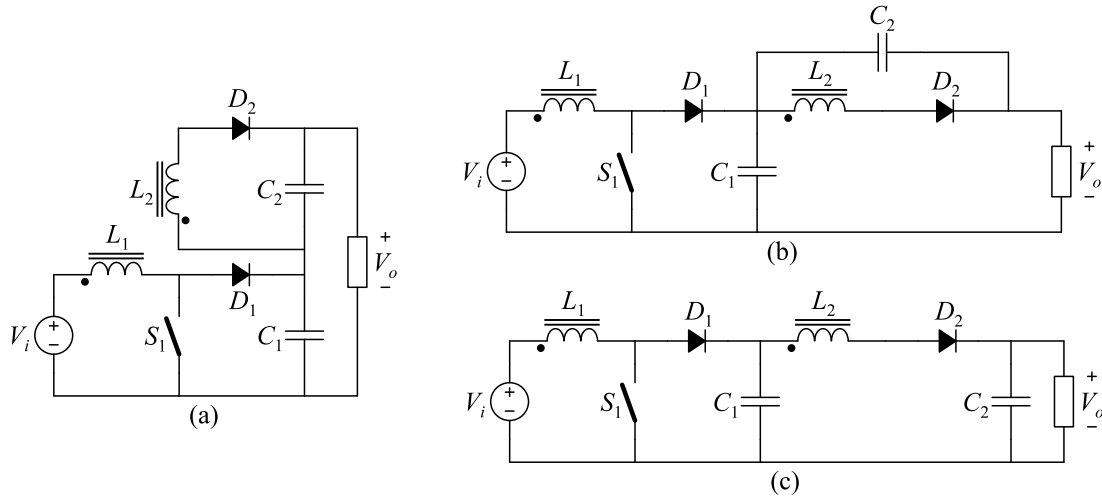
Conforme abordado no capítulo 1, a fim de atender a demanda de conversores cc-cc de alto ganho estático para diferentes aplicações, inúmeros conversores baseados em diferentes técnicas de alto ganho vêm sendo propostos na literatura na última década. O objetivo deste capítulo, portanto, consiste em introduzir o conceito de célula de ganho, o qual será empregado na metodologia proposta para geração de conversores de alto ganho.

### 2.1 O CONCEITO DE CÉLULA DE GANHO

Um dos primeiros conversores baseados no conversor Boost com indutor acoplado, ilustrado na Figura 2.1 (a), foi proposto por (26) e é popularmente conhecido como conversor Boost-Flyback. Apesar de ter sido concebido a partir da interligação dos conversores clássicos que o nomeiam, esse conversor consiste em uma variação topológica do conversor Boost com indutor acoplado proposto por (25), apresentado na Figura 2.1 (c). Para uma melhor visualização dessa afirmação, é interessante que o conversor Boost-Flyback seja redesenhado conforme a Figura 2.1 (b), cuja análise permite observar que apenas o posicionamento do capacitor  $C_2$  difere em relação ao do conversor proposto por (25). Tal alteração não modifica o princípio de funcionamento do conversor. Logicamente, essas estruturas possuem características distintas; poucas, porém existentes. Por exemplo, em (26) o esforço de tensão do capacitor  $C_2$  é menor do que em (25). Por outro lado, em (26) o capacitor  $C_1$  passa a suprir a carga juntamente com  $C_2$ , assim, sua ondulação de tensão deve ser pequena na maioria das aplicações, exigindo uma capacitância superior àquela utilizada em (25).

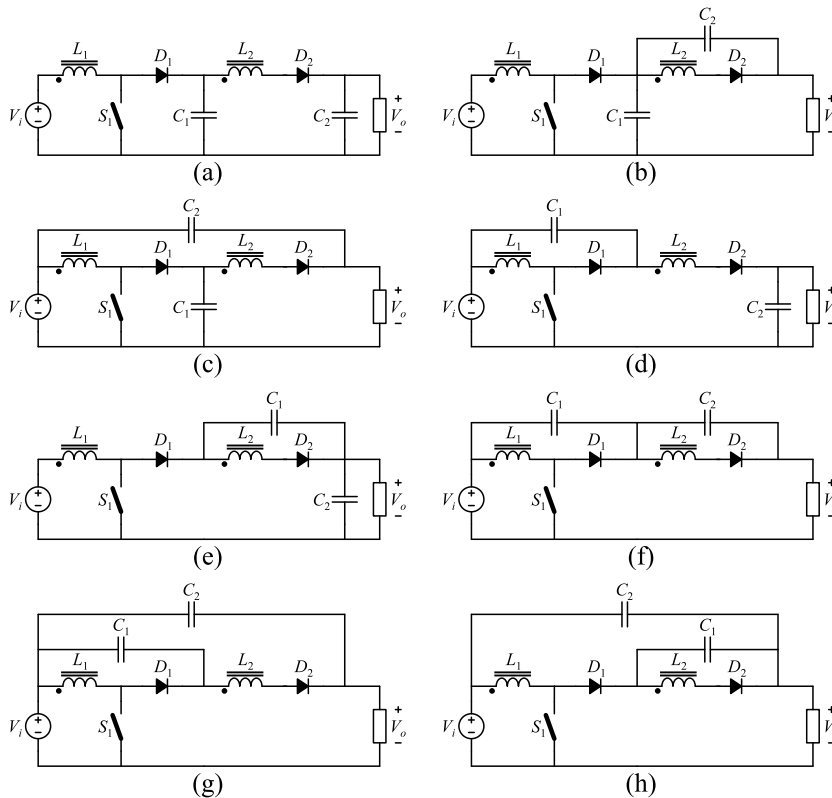
Baseado nessa premissa, em (27) são descritas todas as variações topológicas do conversor Boost com indutor acoplado obtidas mediante modificação na conexão dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ , conforme pode ser observado na Figura 2.2. Todas essas variações topológicas apresentam o mesmo princípio de funcionamento, ganho estático e característica externa, diferenciando-se apenas em algumas figuras de mérito, como, por exemplo, corrente de entrada e tensão e corrente nos capacitores. Algumas dessas variações topológicas haviam sido previamente publicadas: (a) e (d) em (24); (a), (d) e (e) em (25); (b) em (26).

Figura 2.1 – (a) Conversor Boost-Flyback proposto por (26); (b) Conversor Boost-Flyback redesenhado; e (c) Conversor proposto por (25).



Fonte: Próprio autor.

Figura 2.2 – Variações topológicas do conversor Boost com indutor acoplado (27).

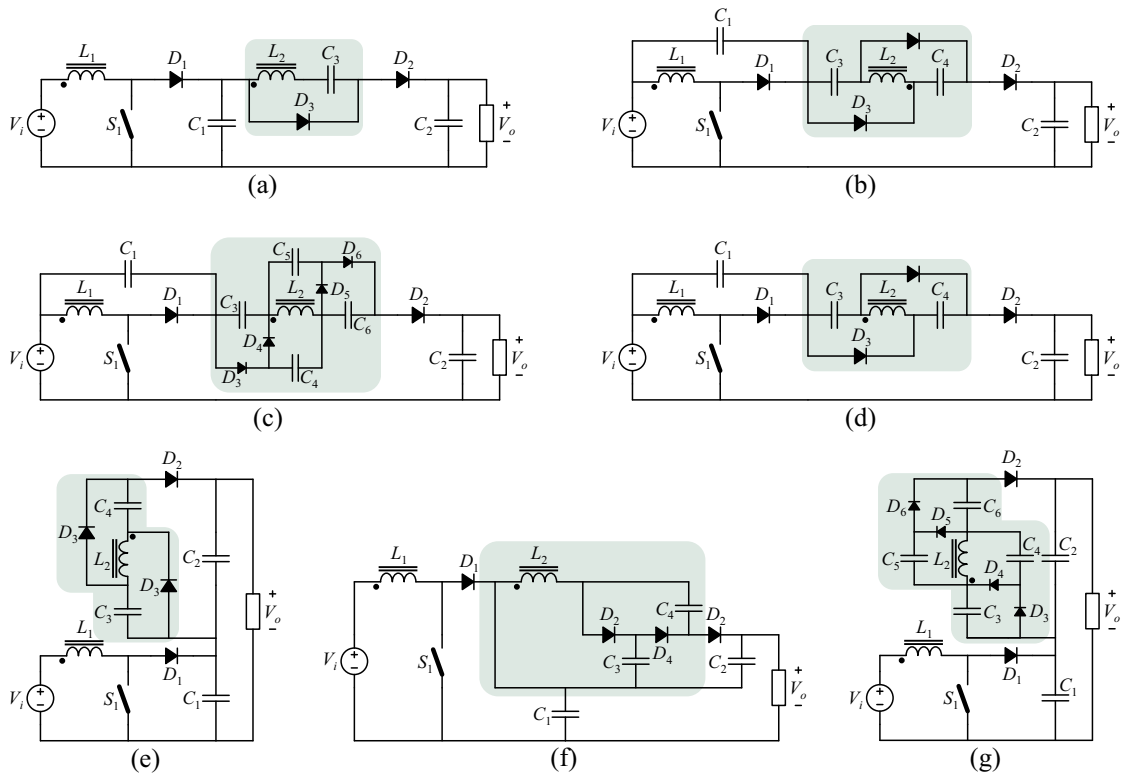


Fonte: Próprio autor.

Assim como as estruturas recém-apresentadas, que utilizam apenas indutores acoplados, os conversores propostos na literatura que utilizam indutores acoplados em conjunto com células multiplicadoras de tensão também costumam ser apresentados na forma

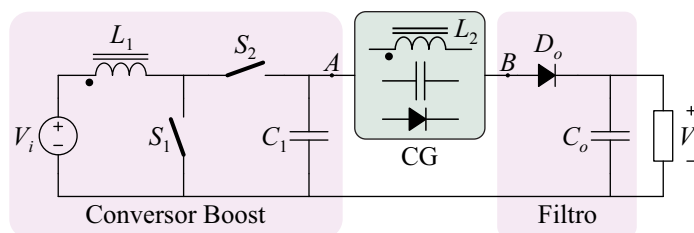
de um desses oito tipos de variações topológicas, conforme ilustra Figura 2.3. Assim, a identificação dos pares-capacitor diodo das células multiplicadoras de tensão anexadas ao indutor acoplado torna-se facilitada, tal como destacado na Figura 2.3. Essa abordagem permite concluir que vários conversores propostos na literatura constituem apenas de alguma variação topológica de outro previamente proposto, além de possibilitar o entendimento do procedimento metodológico que pode ser utilizado para gerar conversores de alto ganho baseados no conversor Boost com indutor acoplado e multiplicadores de tensão. De maneira geral, pode-se afirmar que cada conversor de alto ganho é composto por um conversor Boost, uma célula de ganho e um filtro de saída, conforme elucidada a Figura 2.4.

Figura 2.3 – Conversores propostos na literatura:  
 (a) (31), (b) (36), (c) (33), (d) (32), (e) (34), (f) (37) e (g) (35).



Fonte: Próprio autor.

Figura 2.4 – Generalização dos conversores Boost com célula de ganho.



Fonte: Próprio autor.

## 2.2 PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO DA CÉLULA DE GANHO

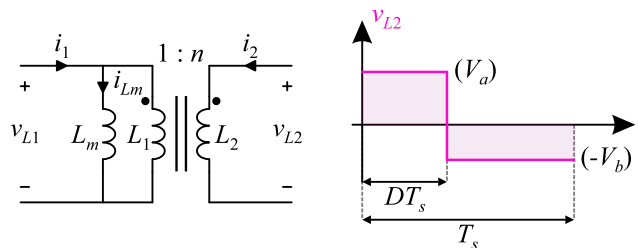
O componente principal de uma célula de ganho dos conversores da Figura 2.3 é o indutor acoplado. Tal componente é bastante similar a um transformador. Todavia, enquanto o transformador tem o objetivo principal de transferir potência, o indutor acoplado tem a finalidade de armazenar energia (71). Do ponto de vista de modelo elétrico, conforme ilustra a Figura 2.5, um indutor acoplado pode ser idealmente modelado da mesma forma que um transformador ideal, com exceção do sentido da corrente do enrolamento secundário, uma vez que nesse componente a corrente magnetizante  $i_{Lm}$  é igual a corrente  $i_1$  do enrolamento primário somada a corrente  $i_2$  do enrolamento secundário refletida ao primário (71):

$$i_{Lm} = i_1 + ni_2, \quad (2.1)$$

em que  $n$  é a relação de transformação dada por:

$$n = \sqrt{L_2/L_1}. \quad (2.2)$$

Figura 2.5 – Modelo elétrico ideal do indutor acoplado.



Fonte: Próprio autor.

Por outro lado, devido ao acoplamento magnético existente entre os indutores  $L_1$  e  $L_2$  que compartilham o mesmo núcleo e formam o indutor acoplado, as tensões nos enrolamentos também estão diretamente relacionadas pela relação de transformação:

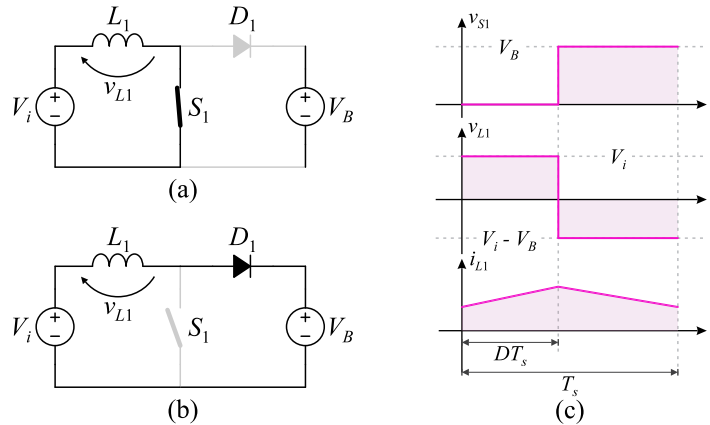
$$v_{L2} = nv_{L1}. \quad (2.3)$$

Nas células de ganho, o enrolamento secundário é unido a circuitos multiplicadores de tensão, os quais são capazes de gerar altas tensões contínuas a partir de tensões alternadas. Logo, graças a (2.3), é necessário que a tensão aplicada ao enrolamento primário seja alternada para que a multiplicação de tensão seja realizada. Tal condição é naturalmente atendida pela operação do conversor Boost convencional.

O conversor Boost convencional, operando em modo de condução contínua, apresenta duas etapas de operação. Na primeira, ilustrada na Figura 2.6 (a), o interruptor  $S_1$  encontra-se em condução e o diodo  $D_1$  é bloqueado, fazendo com que a tensão aplicada ao indutor  $L_1$  seja igual à tensão de entrada  $V_i$ . Em contrapartida, na segunda etapa, retratada na

Figura 2.6 (b), o interruptor  $S_1$  é comandado a bloquear e o diodo  $D_1$  entra em condução, assim, a tensão sobre o indutor  $L_1$  torna-se igual à subtração das tensões de entrada  $V_i$  e de saída  $V_B$ , tal como ilustra a Figura 2.6 (c).

Figura 2.6 – Etapas de operação do conversor Boost em modo de condução contínua.



Fonte: Próprio autor.

Uma vez que o valor médio da tensão sobre o indutor é nulo, pode-se encontrar a expressão da tensão de saída  $V_B$  em função dos parâmetros do circuito:

$$\int_0^{DT_s} V_i \cdot dt + \int_{DT_s}^{T_s} (V_i - V_B) \cdot dt = 0, \quad (2.4)$$

$$V_B = \frac{1}{1-D} V_i, \quad (2.5)$$

em que  $D$  é a razão cíclica e  $T_s$  é o período de comutação.

Na ilustração da Figura 2.5, os patamares da tensão do enrolamento secundário do indutor acoplado são representados por  $V_a$  e  $V_b$ , respectivamente, durante o primeiro,  $DT_s$ , e o segundo,  $(1-D)T_s$ , intervalo de operação. Portanto, devido a (2.3) e à operação do conversor Boost, tem-se que:

$$V_a = nV_i = \frac{n(1-D)V_i}{1-D} = n(1-D)V_B, \quad (2.6)$$

$$V_b = -n(V_i - V_B) = \frac{nDV_i}{1-D} = nDV_B. \quad (2.7)$$

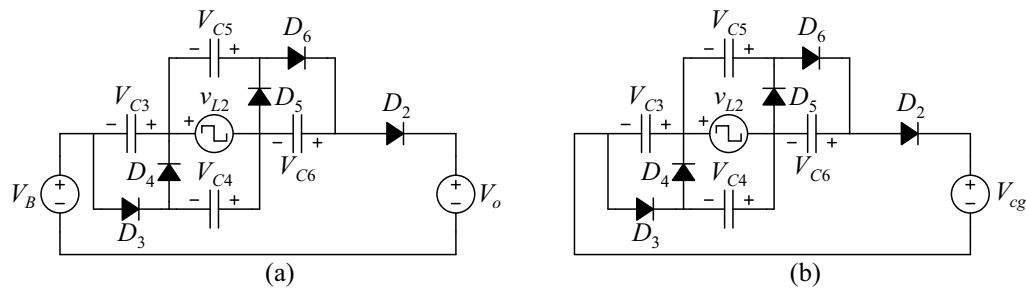
Pelo fato de a tensão sobre o enrolamento secundário do indutor acoplado se tratar de um forma de onda quadrada, optou-se por representá-lo por uma fonte de tensão quadrada. Tal artifício permite analisar o ganho de tensão fornecido pelas células de ganho de maneira sucinta e independente do restante do conversor. A título de exemplo, toma-se o conversor da Figura 2.3 (c), o qual pode ser representado pelo circuito equivalente da Figura 2.7 (a).

Como a célula de ganho é responsável por fornecer um ganho de tensão adicional ao conversor Boost, as tensões de saída de todos os conversores apresentados na Figura 2.3 podem ser definidas por (2.8), na qual  $V_{cg}$  é a tensão fornecida pela célula de ganho empregada. Logo, pode-se associar as fontes de tensão  $V_B$  e  $V_o$  ilustradas na Figura 2.7 (a) conforme o circuito equivalente da Figura 2.7 (b).

$$V_o = V_B + V_{cg} \quad (2.8)$$

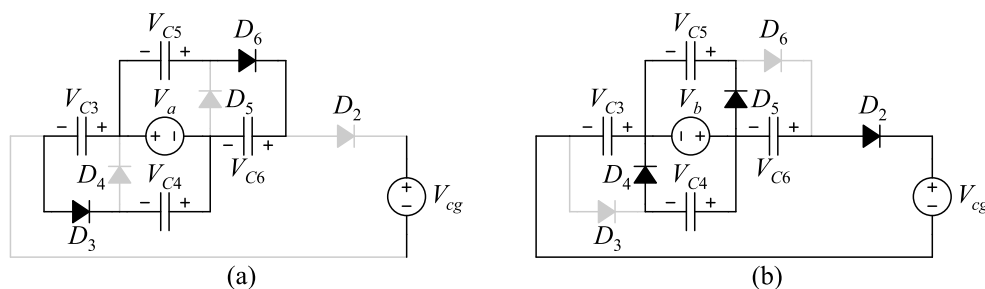
Em virtude de  $v_{L2}$  ser uma fonte de tensão de dois níveis ( $V_a$  e  $-V_b$ ), o circuito da Figura 2.7 (b) possui duas etapas de operação. A Figura 2.8 (a) apresenta a primeira etapa, que ocorre quando o interruptor  $S_1$  do conversor Boost encontra-se em condução. Por outro lado a Figura 2.8 (b) retrata a segunda etapa de operação, que acontece quando o interruptor  $S_1$  encontra-se bloqueado.

Figura 2.7 – Circuitos equivalentes do conversor da Figura 2.3 (c).



Fonte: Próprio autor.

Figura 2.8 – Etapas de operação da célula de ganho do conversor da Figura 2.3 (c).



Fonte: Próprio autor.

Por intermédio da Figura 2.8 (a), pode-se escrever (2.9) e (2.10), enquanto a partir da Figura 2.8 (b), obtém-se (2.11) e (2.12).

$$V_{C3} = V_{C4} + V_a \quad (2.9)$$

$$V_{C6} = V_{C5} + V_a \quad (2.10)$$

$$V_{C4} = V_{C5} = V_b \quad (2.11)$$

$$V_{cg} = V_{C3} + V_b + V_{C6} \quad (2.12)$$

Sabendo-se que as tensões nos capacitores se mantêm constantes, por hipótese, pode-se substituir (2.9), (2.10) e (2.11) em (2.12) para obter:

$$V_{cg} = 2V_a + 3V_b. \quad (2.13)$$

De posse de (2.13), encontra-se a equação que descreve a tensão de saída do conversor ilustrado na Figura 2.3 (c) ao substituir (2.5), (2.6), (2.7) e (2.13) em (2.8):

$$V_o = (1 + 2n + Dn)V_B = \frac{1 + 2n + Dn}{1 - D}V_i. \quad (2.14)$$

Expandindo a mesma análise para os demais conversores da Figura 2.3 é possível observar que a tensão fornecida por qualquer célula de ganho depende das tensões  $V_a$  e  $V_b$ . Assim, pode-se escrever, de maneira generalizada, que:

$$V_{cg} = aV_a + bV_b, \quad (2.15)$$

de modo que os índices  $a$  e  $b$  podem ser obtidos a partir da Tabela 2.1.

Substituindo (2.6) e (2.7) em (2.15), chega-se a:

$$V_{cg} = an(1 - D)V_B + bnV_B = \frac{an - (a - b)nD}{1 - D}V_i. \quad (2.16)$$

Resgatando-se (2.8), tem-se a tensão de saída do conversor Boost utilizando uma célula de ganho genérica:

$$V_o = \frac{1 + an - (a - b)nD}{1 - D}V_i. \quad (2.17)$$

Tabela 2.1 – Índices  $a$  e  $b$  para as células de ganho dos conversores da Figura 2.3.

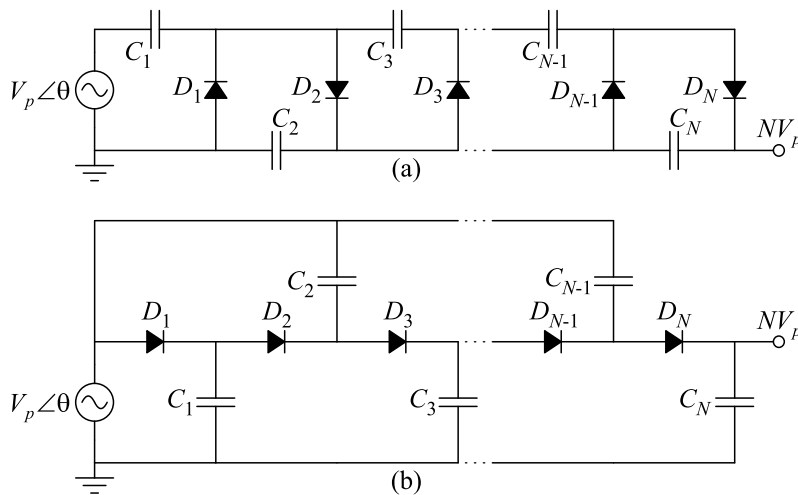
<b>Célula de ganho</b>	<b><math>a</math></b>	<b><math>b</math></b>
(a)	1	1
(b), (e)	2	1
(d), (f)	1	2
(c), (g)	2	3

### 2.3 CÉLULAS DE GANHO GENÉRICAS

Conforme demonstrado, as células de ganho são circuitos constituídos por um indutor acoplado cujo o enrolamento secundário está conectado a multiplicadores de tensão. Nesse contexto, em (70) foram propostas células de ganho genéricas baseadas nos multiplicadores de tensão de *Cockcroft-Walton* (72) e de *Dickson* (73), ambos formados por pares capacitor-diodo, diferenciando-se apenas no modo de ligação, conforme elucida a Figura 2.9. Nesta seção serão apresentadas apenas as células de ganho genéricas baseadas no

multiplicador de tensão de *Cockcroft-Walton* (MTCW); as células de ganho genéricas baseadas nos multiplicadores de *Dickson* podem ser encontradas em (70).

Figura 2.9 – Multiplicador de tensão de (a) *Cockcroft-Walton* e de (b) *Dickson*.



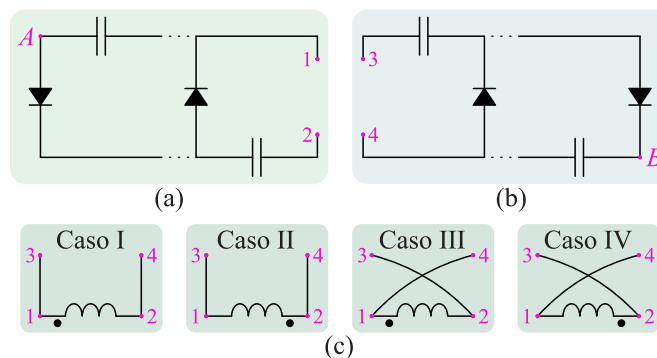
Fonte: Próprio autor.

### 2.3.1 Casos de Célula de Ganho

Na construção de uma célula de ganho, os multiplicadores de tensão podem ser conectados à montante – entre o conversor Boost e o secundário do indutor acoplado – e à jusante – entre o secundário do indutor acoplado e o filtro de saída. Além disso, conforme a Figura 2.10 (a) e (b), tanto à montante quanto à jusante, existem duas possibilidades de conexão do secundário do indutor acoplado:

- Ponto conectado em 1 e não-ponto em 2;
- Ponto conectado em 2 e não-ponto em 1;
- Ponto conectado em 3 e não-ponto em 4;
- Ponto conectado em 4 e não-ponto em 3.

Figura 2.10 – MTCWs para conexão (a) à montante, (b) à jusante e (c) possíveis conexões do enrolamento secundário do indutor acoplado nos MTCWs.



Fonte: Próprio autor.

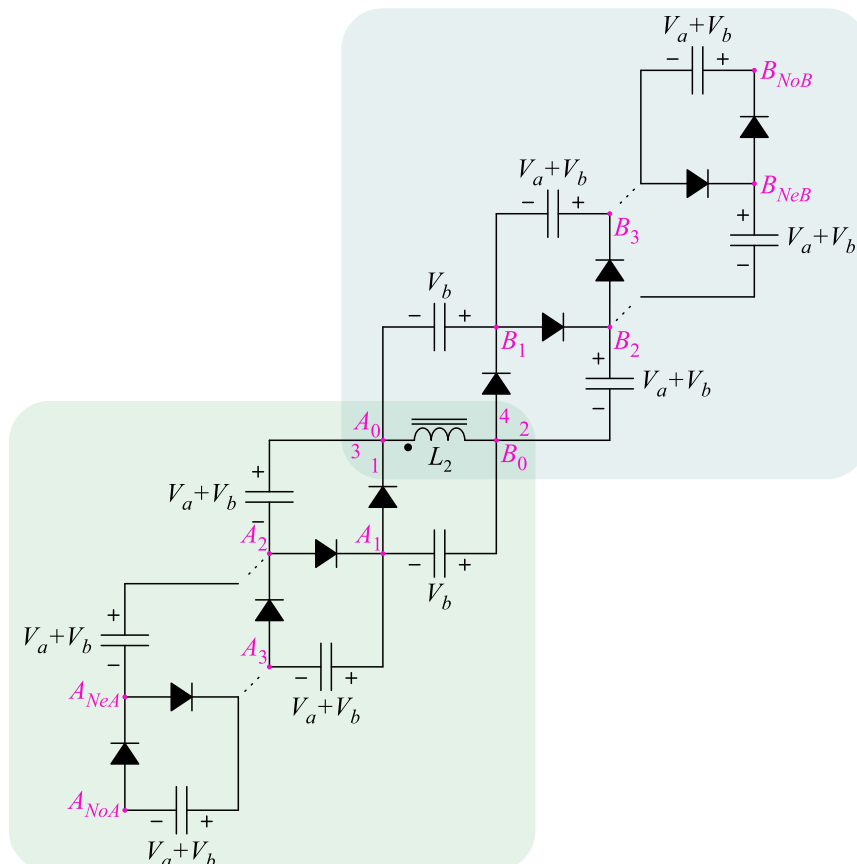


Realizando a combinação dessas possibilidades de conexões, quatro casos genéricos distintos de células de ganho utilizando o multiplicador de tensão de *Cockcroft-Walton* são obtidos e sintetizados na Figura 2.10 (c).

### 2.3.1.1 Caso I

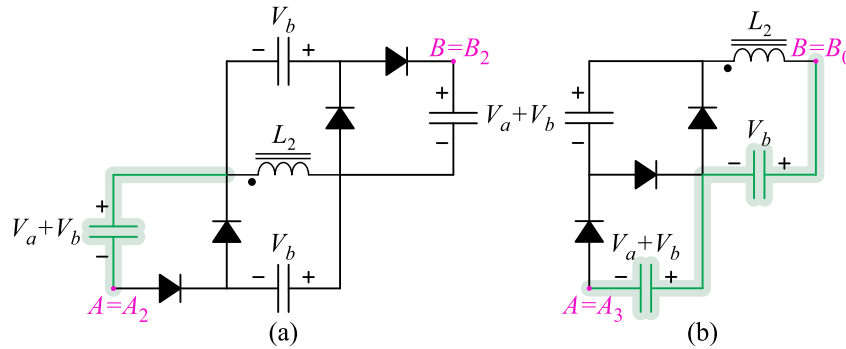
A Figura 2.11 ilustra a célula de ganho genérica para o caso I, na qual o ponto do enrolamento secundário é conectado em 1 e 3, enquanto o não-ponto é conectado em 2 e 4. Os subíndices de  $A$  e  $B$ , simbolizados por  $NA$  e  $NB$  ( $A_{NA}$  e  $B_{NB}$ ), correspondem ao número de pares capacitor-diodo que são utilizados, respectivamente, à montante e à jusante; de modo que os pontos  $A_{NA}$  e  $B_{NB}$  deverão ser conectados aos pontos  $A$  e  $B$  da Figura 2.4. Por exemplo, caso seja considerado  $NA = 2$  e  $NB = 2$ , tem-se que os pontos  $A$  e  $B$  da Figura 2.4 são conectados, respectivamente, aos pontos  $A_2$  e  $B_2$  da Figura 2.11. Essa configuração gera a célula de ganho da Figura 2.12 (a), empregada no conversor ilustrado na Figura 2.3 (c). Outro exemplo pode ser verificado na Figura 2.12 (b), com  $NA = 3$  e  $NB = 0$ .

Figura 2.11 – Célula de ganho genérica com MTCW para o caso I.



Fonte: Próprio autor.

Figura 2.12 – (a) célula de polaridade positiva e (b) célula de polaridade negativa.



Fonte: Próprio autor.

Os valores genéricos dos índices  $a$  e  $b$  para células de ganho do caso I são apresentados na Tabela 2.2, em que  $NpA$  e  $NpB$  são números pares e  $NiA$  e  $NiB$ , números ímpares. O índice  $p$  refere-se ao conceito de polaridade, que é correlacionado com a condução do diodo de saída  $D_o$ : se a condução ocorre durante o período  $DT_s$ , a célula de ganho é dita de polaridade negativa; enquanto se a condução acontece durante o período  $(1 - D)T_s$ , é denotada de célula de ganho de polaridade positiva.

Uma maneira simples de verificar a polaridade de uma célula de ganho, sem a necessidade de observar suas etapas de operação, se dá por meio da análise do caminho percorrido, apenas através de capacitores, entre o ponto  $A$  e o indutor acoplado: caso tal caminho atinja o ponto  $A_0$  (ponto do enrolamento secundário), tem-se que a célula de ganho é de polaridade positiva; em contrapartida, caso o caminho atinja o ponto  $B_0$  (não-ponto do enrolamento secundário) a polaridade é negativa. Assim, verifica-se, por exemplo, que a célula de ganho da Figura 2.12 (a) corresponde a uma célula de polaridade positiva, enquanto a célula de ganho da Figura 2.12 (b) possui polaridade negativa.

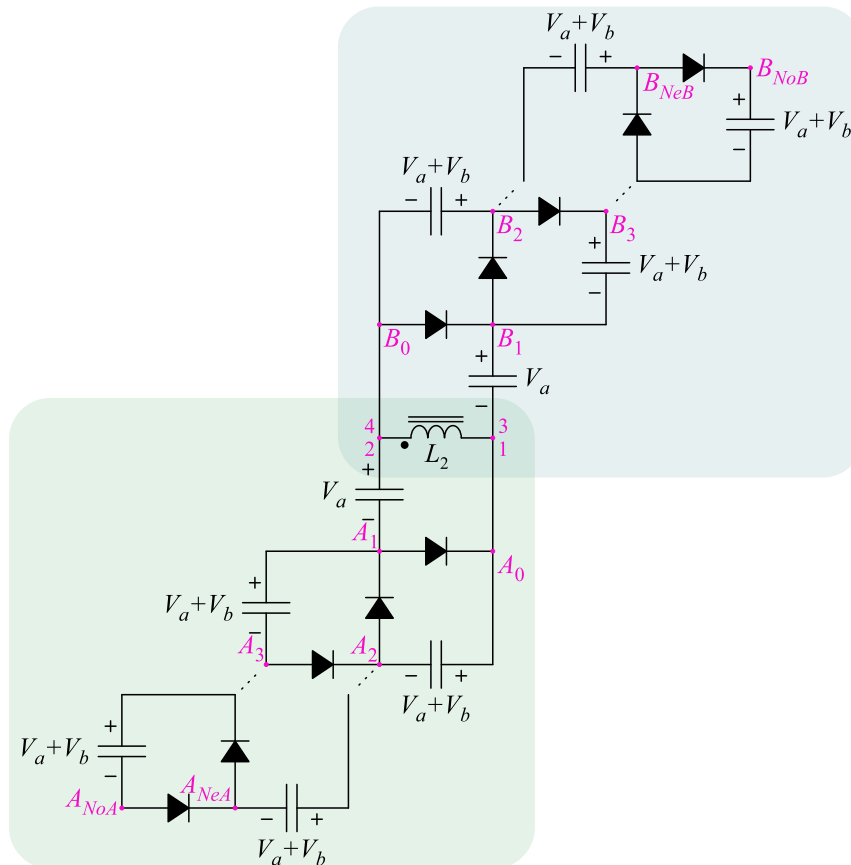
Tabela 2.2 – Índices  $a$  e  $b$  para combinações genéricas no caso I.

$A$	$B$	$a$	$b$	$p$
$A_{NpA}$	$B_{NpB}$	$\frac{NpA + NpB}{2}$	$\frac{NpA + NpB + 2}{2}$	1
$A_{NpA}$	$B_{NiB}$	$\frac{NpA + NiB - 1}{2}$	$\frac{NpA + NiB + 1}{2}$	1
$A_{NiA}$	$B_{NpB}$	$\frac{NiA + NpB - 1}{2}$	$\frac{NiA + NpB + 1}{2}$	-1
$A_{NiA}$	$B_{NiB}$	$\frac{NiA + NiB}{2}$	$\frac{NiA + NiB + 2}{2}$	-1

2.3.1.2 Caso II

A Figura 2.13 ilustra a célula de ganho genérica para o caso II, na qual o ponto do enrolamento secundário é conectado em 2 e 4, enquanto o não-ponto é conectado em 1 e 3. Os valores genéricos dos índices  $a$ ,  $b$  e  $p$  para células de ganho do caso II são apresentados na Tabela 2.3.

Figura 2.13 – Célula de ganho genérica com MTCW para o caso II.



Fonte: Próprio autor.

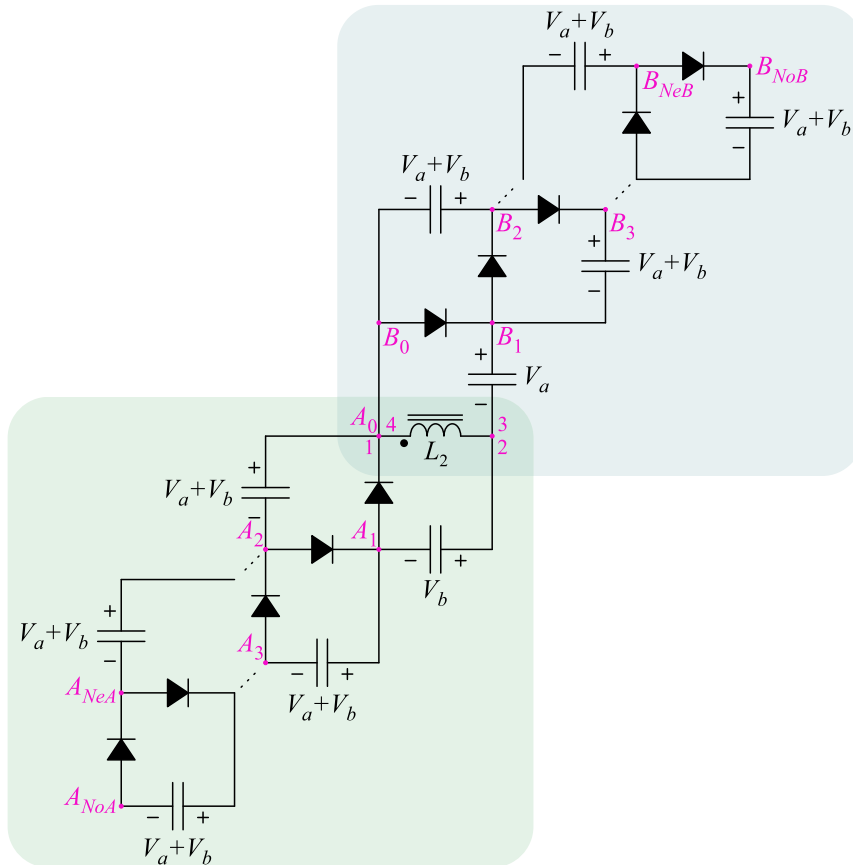
Tabela 2.3 – Índices  $a$  e  $b$  para combinações genéricas no caso II.

$A$	$B$	$a$	$b$	$p$
$A_{NpA}$	$B_{NpB}$	$\frac{NpA + NpB + 2}{2}$	$\frac{NpA + NpB}{2}$	-1
$A_{NpA}$	$B_{NiB}$	$\frac{NpA + NiB + 1}{2}$	$\frac{NpA + NiB - 1}{2}$	-1
$A_{NiA}$	$B_{NpB}$	$\frac{NiA + NpB + 1}{2}$	$\frac{NiA + NpB - 1}{2}$	1
$A_{NiA}$	$B_{NiB}$	$\frac{NiA + NiB + 2}{2}$	$\frac{NiA + NiB}{2}$	1

2.3.1.3 Caso III

A Figura 2.14 ilustra a célula de ganho genérica para o caso III, na qual o ponto do enrolamento secundário é conectado em 1 e 4, enquanto o não-ponto é conectado em 2 e 3. Os valores genéricos dos índices  $a$ ,  $b$  e  $p$  para células de ganho do caso III são apresentados na Tabela 2.4.

Figura 2.14 – Célula de ganho genérica com MTCW para o caso III.



Fonte: Próprio autor.

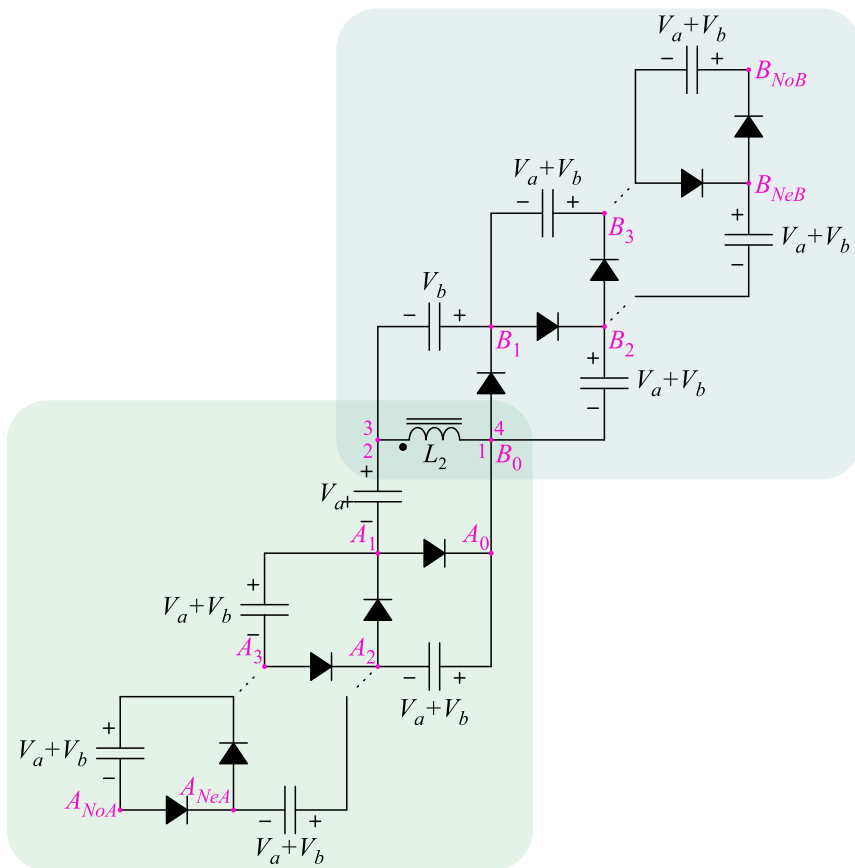
Tabela 2.4 – Índices  $a$  e  $b$  para combinações genéricas no caso III.

$A$	$B$	$a$	$b$	$p$
$A_{NpA}$	$B_{NpB}$	$\frac{NpA + NpB}{2}$	$\frac{NpA + NpB}{2}$	1
$A_{NpA}$	$B_{NiB}$	$\frac{NpA + NiB + 1}{2}$	$\frac{NpA + NiB + 1}{2}$	1
$A_{NiA}$	$B_{NpB}$	$\frac{NiA + NpB + 1}{2}$	$\frac{NiA + NpB + 1}{2}$	-1
$A_{NiA}$	$B_{NiB}$	$\frac{NiA + NiB}{2}$	$\frac{NiA + NiB}{2}$	-1

2.3.1.4 Caso IV

A Figura 2.15 ilustra a célula de ganho genérica para o caso IV, na qual o ponto do enrolamento secundário é conectado em 2 e 3, enquanto o não-ponto é conectado em 1 e 4. Os valores genéricos dos índices  $a$ ,  $b$  e  $p$  para células de ganho do caso IV são apresentados na Tabela 2.5.

Figura 2.15 – Célula de ganho genérica com MTCW para o caso IV.



Fonte: Próprio autor.

Tabela 2.5 – Índices  $a$  e  $b$  para combinações genéricas no caso IV.

$A$	$B$	$a$	$b$	$p$
$A_{NpA}$	$B_{NpB}$	$\frac{NpA + NpB}{2}$	$\frac{NpA + NpB}{2}$	-1
$A_{NpA}$	$B_{NiB}$	$\frac{NpA + NiB + 1}{2}$	$\frac{NpA + NiB + 1}{2}$	-1
$A_{NiA}$	$B_{NpB}$	$\frac{NiA + NpB + 1}{2}$	$\frac{NiA + NpB + 1}{2}$	1
$A_{NiA}$	$B_{NiB}$	$\frac{NiA + NiB}{2}$	$\frac{NiA + NiB}{2}$	1

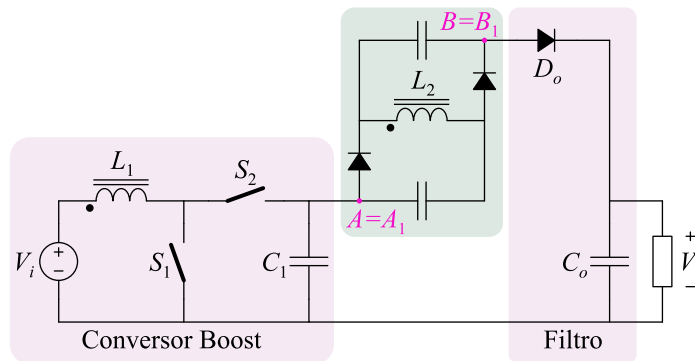
### 2.3.2 Exemplo de Célula de Ganho

A fim de esclarecer o conceito de célula de ganho, nesta seção serão apresentados alguns exemplos de célula de ganho.

#### 2.3.2.1 Exemplo I

O conversor Boost com uma célula do caso I com  $NA = 1$  e  $NB = 1$  é ilustrado na Figura 2.16. Note que os pontos  $A_1$  e  $B_1$  da Figura 2.16 são conectados aos pontos  $A$  e  $B$  da Figura 2.4, respectivamente.

Figura 2.16 – Conversor Boost com célula de ganho I- $A_1B_1$ .



Fonte: Próprio autor.

Mediante a Tabela 2.2 constata-se que, para este caso, a última linha deve ser considerada, uma vez que  $NA$  e  $NB$  são números ímpares. Isso significa que os índices são:

$$a = \frac{NiA + NiB}{2} = 1, \quad (2.18)$$

$$b = \frac{NiA + NiB + 2}{2} = 2. \quad (2.19)$$

Logo, de acordo com (2.15), a tensão da célula de ganho é:

$$V_{cg} = V_a + 2V_b = \frac{n + nD}{1 - D} V_i, \quad (2.20)$$

enquanto a tensão de saída do conversor será:

$$V_o = \frac{1 + n + nD}{1 - D} V_i. \quad (2.21)$$

#### 2.3.2.2 Exemplo II

Supondo que se deseja projetar um conversor com o seguinte ganho estático:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1 + 2n - nD}{1 - D}. \quad (2.22)$$

Nessa situação, de acordo com (2.17), os índices da célula de ganho devem ser:

$$a = 2, \quad (2.23)$$

$$b = 1. \quad (2.24)$$

Analisando as tabelas genéricas para cada caso, verifica-se que, independente de  $NA$  e  $NB$ , para o caso I (Tabela 2.2) o resultado é sempre  $b = a + 1$ , enquanto os casos III e IV (Tabela 2.4 e Tabela 2.5) sempre resultam em  $a = b$ . Em compensação, para o caso II (Tabela 2.3) é possível obter  $a = b + 1$ .

Tomando-se então as células de ganho do caso II, observa-se que diferentes valores para  $NA$  e  $NB$  podem resultar em  $a = 2$  e  $b = 1$ :

$$NA = 0 \text{ e } NB = 2, \quad (2.25)$$

$$NA = 0 \text{ e } NB = 3, \quad (2.26)$$

$$NA = 1 \text{ e } NB = 1, \quad (2.27)$$

$$NA = 1 \text{ e } NB = 2, \quad (2.28)$$

$$NA = 2 \text{ e } NB = 0, \quad (2.29)$$

$$NA = 2 \text{ e } NB = 1, \quad (2.30)$$

$$NA = 3 \text{ e } NB = 0. \quad (2.31)$$

Portanto, conclui-se que não há uma configuração única que resulte no ganho estático desejado. Contudo, é importante notar que algumas dessas configurações exigem um par capacitor-diodo a mais do que outras, aumentando desnecessariamente custo, volume e perdas. Basicamente, para o caso II, o número ótimo de pares capacitor-diodo é obtido quando  $NA$  e  $NB$  possuem a mesma paridade. A mesma conclusão é válida para células de ganho do caso I. Já para os casos III e IV,  $NA$  e  $NB$  devem possuir paridades diferentes.

### 2.3.2.3 Exemplo III

Deseja-se projetar um conversor Boost com célula de ganho que possa produzir o maior ganho estático possível para  $n = 3$ , mas que deve conter no máximo dois pares capacitor-diodo, ou seja,  $NA + NB \leq 2$ .

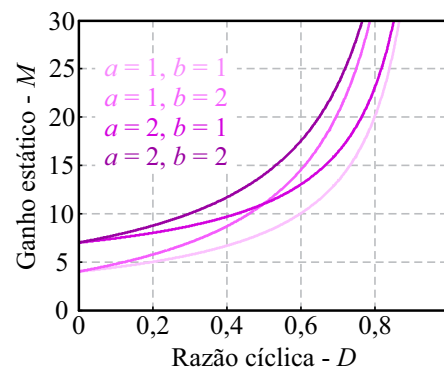
Respeitando as condições de paridade discutidas no Exemplo II, pode-se observar que  $a + b = NA + NB + 1$ . Caso contrário,  $a + b = NA + NB$ , e o número de pares capacitor-diodo não é ótimo. Uma vez que o número máximo de pares capacitor-diodo é par,  $NA$  e  $NB$  deverão possuir a mesma paridade, favorecendo as células de ganho dos casos I e II. Às células de ganho III e IV caberá a utilização de  $NA + NB = 1$ , visto que um par capacitor a mais não influenciará no ganho estático do conversor. Isto posto, a Tabela 2.6 mostra os maiores índices  $a$  e  $b$  obtidos para os casos I, II, III e IV de modo que  $NA + NB \leq 2$ .

A Figura 2.17 ilustra o ganho estático do conversor Boost com célula de ganho levando-se em conta os índices da Tabela 2.6 e  $n = 3$ . Nota-se que, de fato, por utilizar um par capacitor-diodo a menos, as células dos casos III e IV possuem o menor ganho estático. Em contrapartida, as células dos casos I e II possuem ganhos maiores pelo fato de  $NA + NB = 2$ . Mediante a Figura 2.17, observa-se também que a célula de ganho do caso I possui maiores ganhos para  $D > 0,5$ , enquanto a célula do caso II apresenta ganhos maiores para  $D < 0,5$ .

Tabela 2.6 – Valores máximos para os índices  $a$  e  $b$  com  $NA + NB \leq 2$

Caso	$NA+NB$	$a$	$b$
I	2	1	2
II	2	2	1
III	1	1	1
IV	1	1	1

Figura 2.17 – Ganho estático do conversor Boost com célula de ganho de diferentes casos.



Fonte: Próprio autor.

## 2.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentado o conceito de célula de ganho, o qual consiste na integração das técnicas de acoplamento de indutores e multiplicadores de tensão em um único circuito elétrico. Para tanto, discutiu-se como essas células de ganho possibilitam elevar o ganho estático do conversor Boost clássico e foi apresentada uma metodologia para criação das células de ganho de maneira genérica mediante diferentes conexões entre as células multiplicadoras de tensão de *Cockcroft-Walton* e indutores acoplados. Embora as células de ganho tenham sido utilizadas para gerar conversores de alto ganho a partir do conversor Boost, de acordo com o seu funcionamento, nada impede a possibilidade do seu emprego em outros conversores cc-cc clássicos para gerar novos conversores de alto ganho e características distintas. Tal possibilidade será analisada no próximo capítulo.



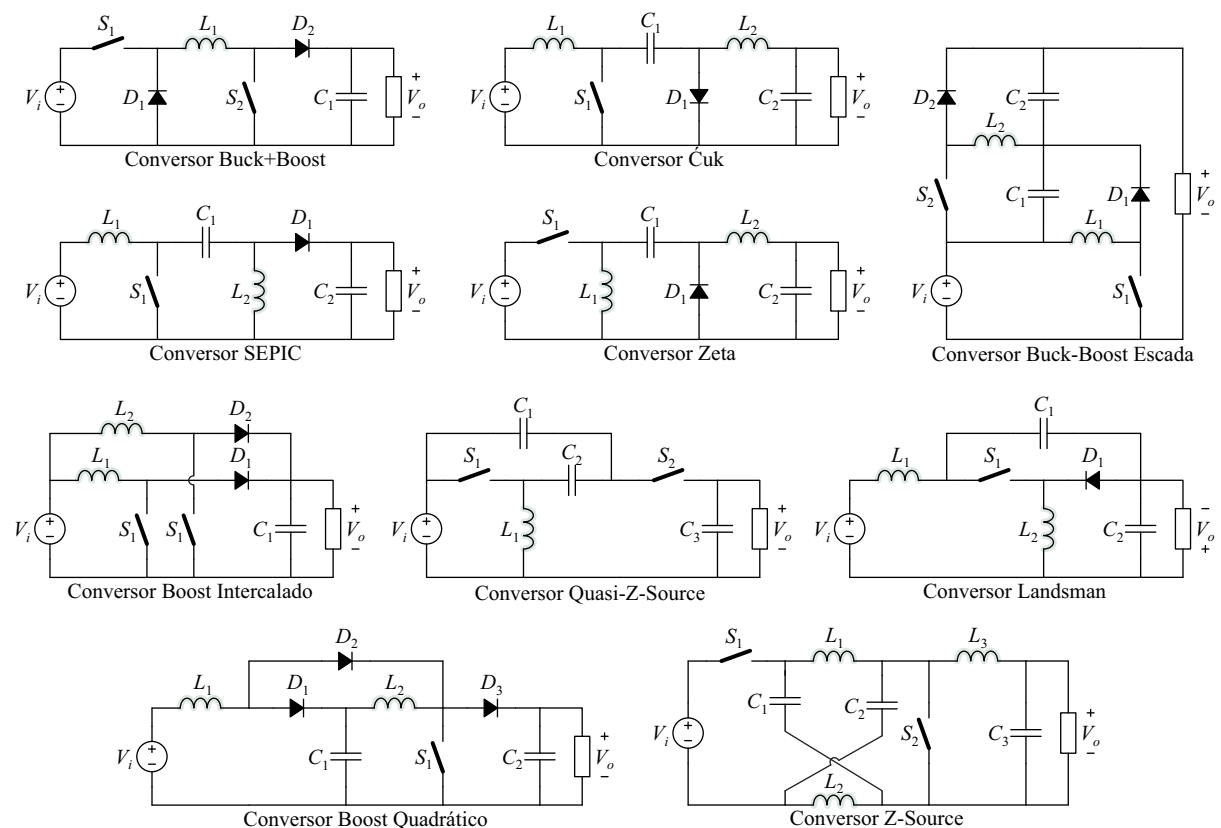
### 3 CÉLULA DE GANHO EM CONVERSORES BÁSICOS

Apesar de o conceito de célula de ganho ter sido inicialmente proposto para classificar diversos conversores de alto ganho baseados no conversor Boost com indutor acoplado e multiplicadores de tensão como um único conversor generalizado, neste trabalho propõe-se a sua aplicação em qualquer outro conversor cc-cc existente.

#### 3.1 METODOLOGIA PROPOSTA

A metodologia proposta nesta tese é bastante simples e pode ser aplicada a qualquer conversor cc-cc conhecido que contenha ao menos um indutor em sua estrutura, tais como as topologias de conversores cc-cc exemplificadas na Figura 3.1.

Figura 3.1 – Conversores cc-cc propostos na literatura que possuem ao menos um indutor.

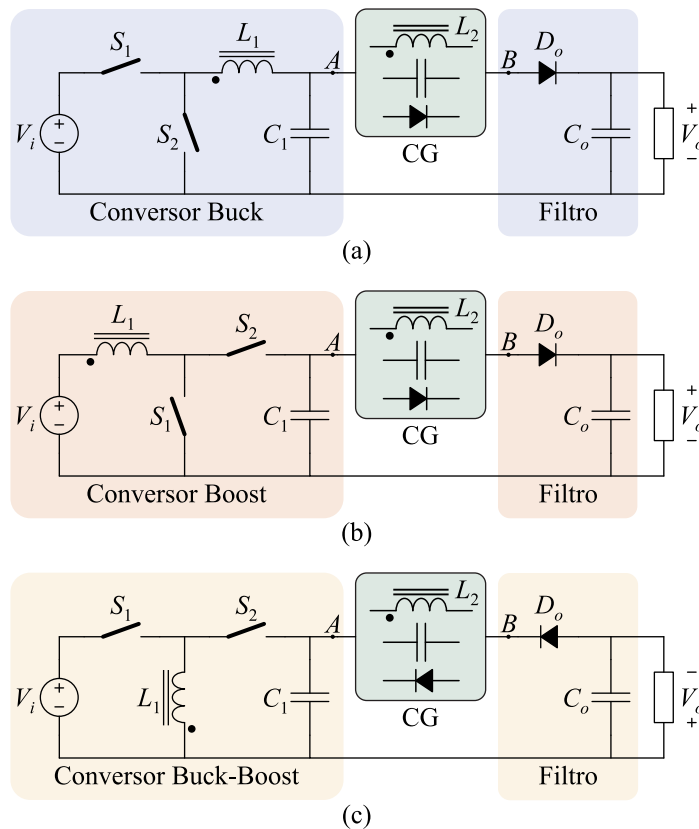


Fonte: Próprio autor.

Para tanto, basta substituir um dos indutores por um indutor acoplado e interligar células multiplicadoras de tensão em seu enrolamento secundário, a fim de aumentar ainda mais o ganho estático do conversor independentemente da relação de transformação. Além disso, um filtro de saída também deve ser utilizado para manter a característica cc de saída.

Embora a metodologia proposta possa ser implementada em muitos outros conversores cc-cc, esta tese de doutorado se limitará às topologias clássicas. Nesse âmbito, a Figura 3.2 ilustra a utilização das células de ganho nos conversores cc-cc básicos não isolados tipo: Buck, Boost e Buck-Boost. Tal modificação os transforma em novos conversores com características particulares e distintas das originais.

Figura 3.2 – Conversores (a) Buck, (b) Boost e (c) Buck-Boost com célula de ganho.

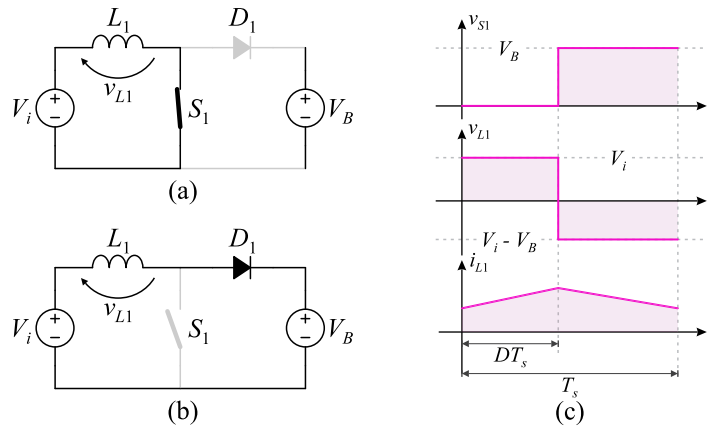


Fonte: Próprio autor.

A mesma análise realizada no capítulo 2 para o conversor Boost com célula de ganho pode ser estendida para os demais conversores da Figura 3.2. Similarmente ao conversor Boost (Figura 3.3), os conversores Buck e Buck-Boost possuem duas etapas de operação, conforme retratam a Figura 3.4 e a Figura 3.5. Na primeira etapa, os interruptores  $S_1$  encontram-se em condução e os diodos  $D_1$  estão bloqueados, fazendo com que as tensões aplicadas aos respectivos indutores  $L_1$  sejam iguais a  $V_i - V_B$ , para o Buck, e  $V_i$ , para o Buck-

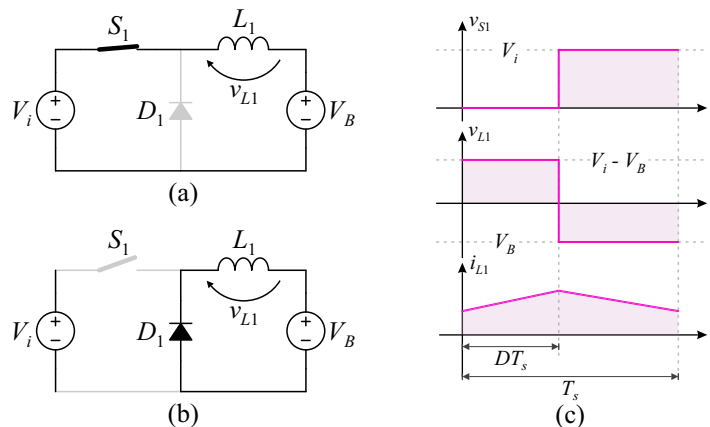
Boost. Em contrapartida, na segunda etapa, os interruptores  $S_1$  são comandados a bloquear e os diodos  $D_1$  entram em condução, assim, as tensões sobre os respectivos indutores  $L_1$  tornam-se iguais a  $-V_B$ , tanto para o Buck quanto para o Buck-Boost.

Figura 3.3 – Etapas de operação do conversor Boost.



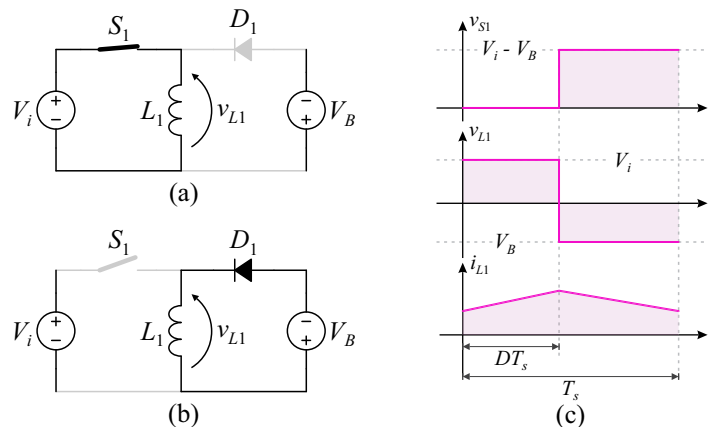
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.4 – Etapas de operação do conversor Buck.



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.5 – Etapas de operação do conversor Buck-Boost.



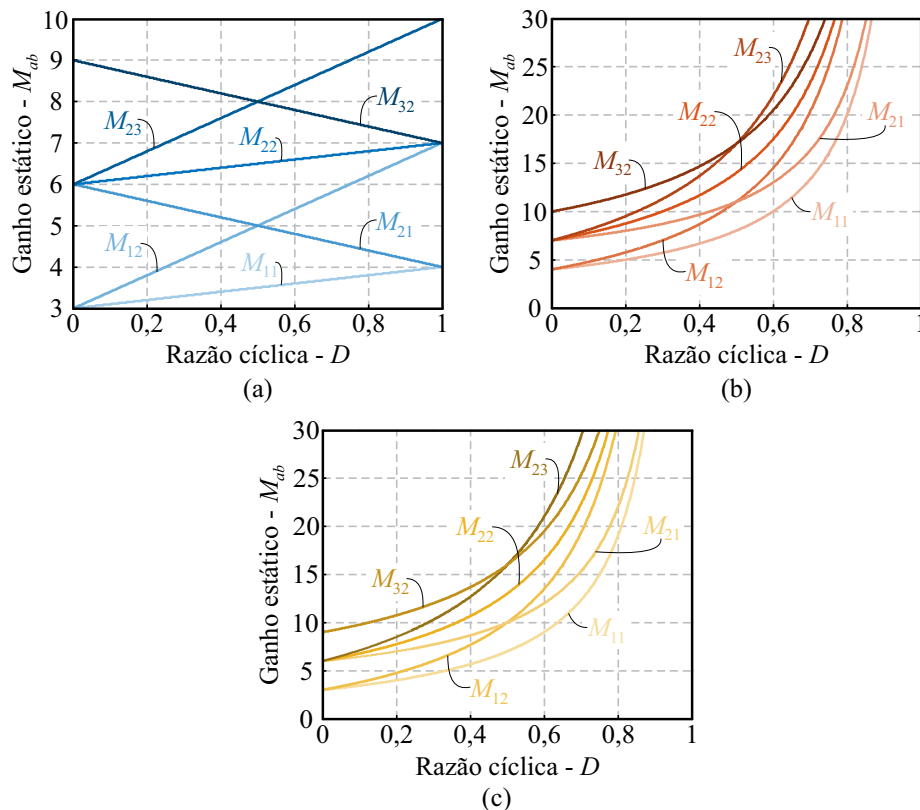
Fonte: Próprio autor.

Devido ao acoplamento magnético existente entre os indutores  $L_1$  dos conversores básicos e os indutores  $L_2$  de suas respectivas células de ganho, as tensões  $v_{L1}$  serão amplificadas pela relação de transformação  $n$ , conforme previamente definido em (2.3), obtendo-se as tensões  $V_a$  e  $V_b$  descritas na Tabela 3.1 para cada um dos conversores básicos. Visto que a tensão fornecida por qualquer célula de ganho pode ser representada por (2.15), pode-se finalmente chegar às expressões literais de ganho estático dos conversores básicos com célula de ganho. Tais expressões são apresentadas na Tabela 3.1, enquanto a Figura 3.6 ilustra as curvas de ganho estático desses conversores em função da razão cíclica considerando diferentes células de ganho e relação de transformação  $n = 3$ .

Tabela 3.1 – Ganho estático de alguns conversores com células de ganho.

Conversor	$V_a$	$V_b$	$M_{ab}$
<i>Buck</i>	$n(1-D)V_i$	$nDV_i$	$D + an - (a-b)nD$
<i>Boost</i>	$nV_i$	$\frac{nD}{1-D}V_i$	$\frac{1 + an - (a-b)nD}{1-D}$
<i>Buck-Boost</i>	$nV_i$	$\frac{nD}{1-D}V_i$	$\frac{D + an - (a-b)nD}{1-D}$

Figura 3.6 – Ganhos estáticos com células de ganho inseridas nos conversores (a) Buck, (b) Boost e (c) Buck-Boost para  $n = 3$ .

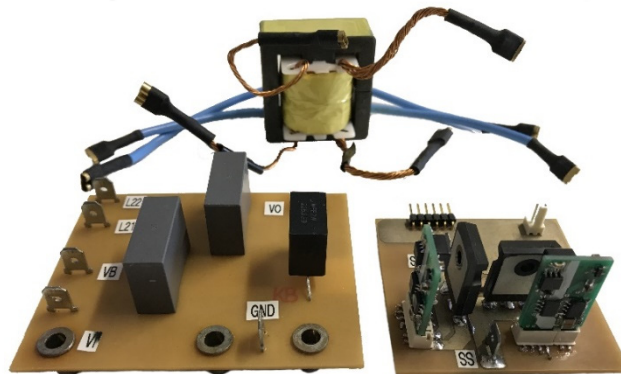


Fonte: Próprio autor.

### 3.2 EXPERIMENTAÇÃO PRÁTICA

Um protótipo genérico de 150 W, ilustrado na Figura 3.7 e capaz de operar como cada um dos três conversores básicos com diferentes células de ganho, foi desenvolvido para verificação das curvas de ganho estático. Como o protótipo deve permitir a operação de conversores distintos com diferentes células de ganho e para uma ampla faixa de razão cíclica, foi necessário considerar os piores esforços de corrente e de tensão que possam surgir, prejudicando o desempenho e o rendimento do conversor; logo, tais resultados não serão apresentados nesse momento. Os componentes do estágio de potência usados neste protótipo são listados na Tabela 3.2.

Figura 3.7 – Protótipo configurável.



Fonte: Próprio autor.

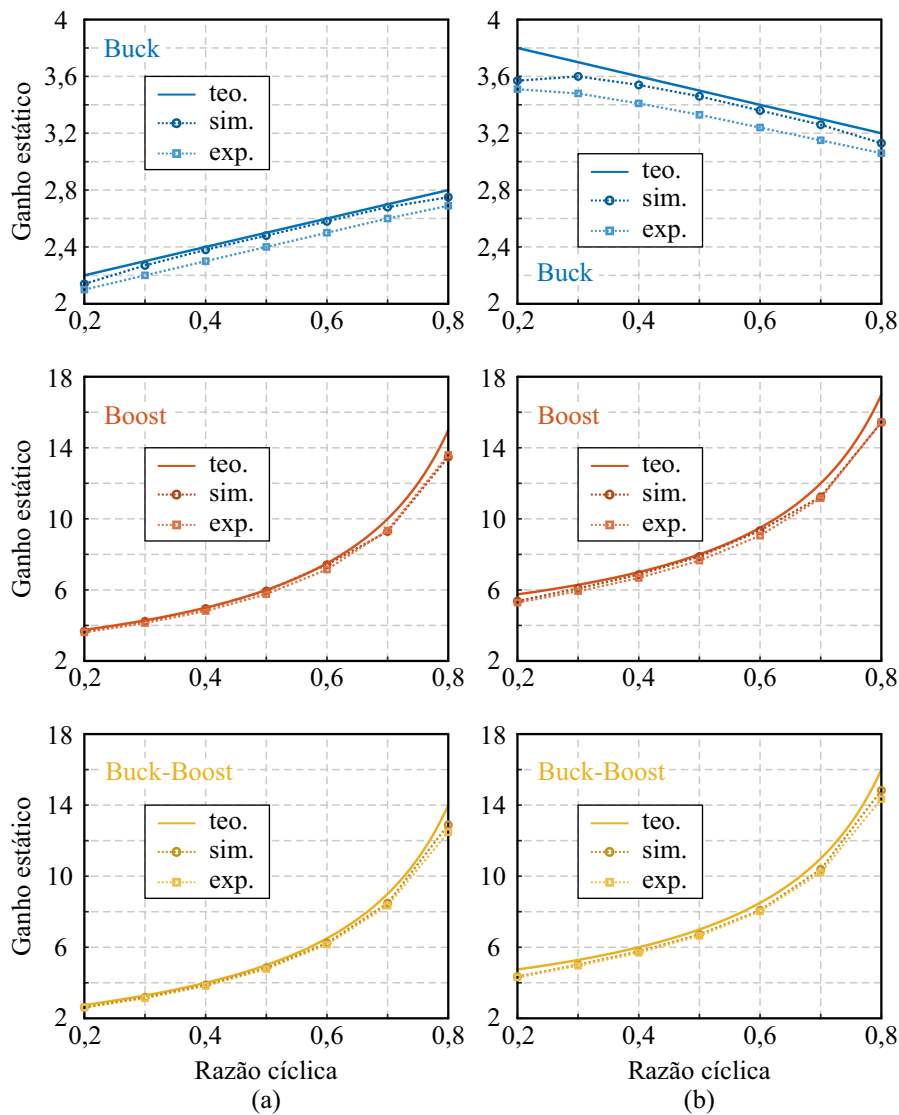
Tabela 3.2 – Componentes do estágio de potência.

Interruptores	IRFP4768
Diodos	C3D06060G
$n$	2
Núcleo	E42/21/20 – IP12R
Primário	9E 14xAWG25
Secundário	18E 6xAWG25
$L_m / L_k$	38 $\mu$ H / 650 nH
$C_b$	22 $\mu$ F / 100 V cerâmico
$C_g$	1 $\mu$ F / 600 V filme
$C_o$	5 $\mu$ F / 500 V filme

A Figura 3.8 mostra os resultados de ganho estático teórico, simulado e experimental para os conversores básicos com as células de ganho (a) III- $A_0B_1$  e (b) II- $A_0B_2$  obtidos para uma tensão de entrada de 20 V e uma carga resistiva fixa de 1 k $\Omega$ . É possível observar que os resultados de ganho estático simulado e experimental estão de acordo com as equações teóricas, exceto pelo efeito de perda de razão cíclica causado pela indutância de dispersão,

que é mais bem observado nos resultados do conversor baseado na topologia Buck devido à escala aplicada. Deve-se ressaltar que como em qualquer conversor de alto ganho com indutor acoplado, a perda de razão cíclica piora com o aumento da indutância de dispersão, da frequência de comutação, da potência e da relação de transformação, sendo ainda pior com valores extremos de razão cíclica.

Figura 3.8 – Ganho estático dos três conversores básico com as células de ganho: (a) III- $A_0B_1$  e (b) II- $A_0B_2$ .



Fonte: Próprio autor.

### 3.3 ANÁLISE COMPARATIVA

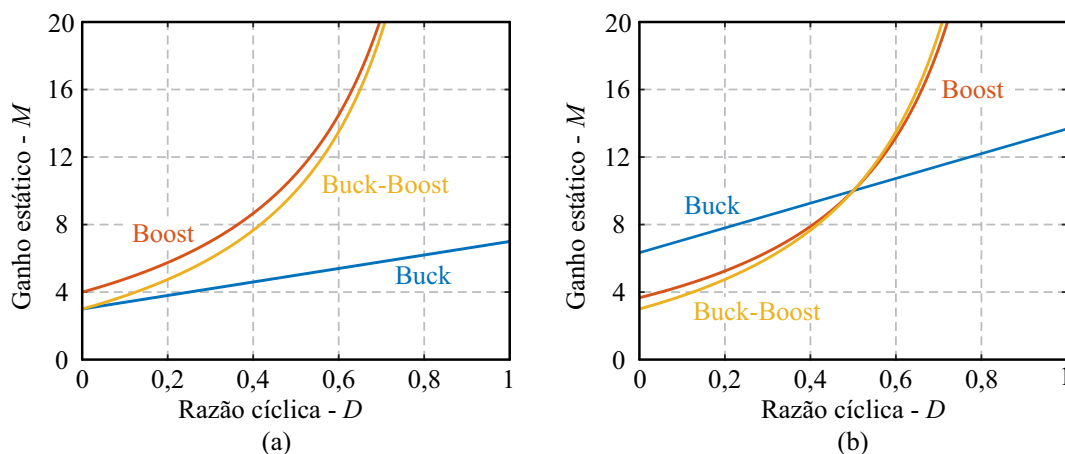
As topologias propostas baseadas nos conversores básicos com célula de ganho podem ser comparadas por meio de diferentes figuras de mérito a fim de verificar qual o conversor mais indicado para determinada aplicação. Nesta seção os conversores serão

analisados quanto a ganho estático, volume do indutor acoplado, esforços de tensão e fator de estresse dos dispositivos semicondutores, bem como, regulação de potência.

### 3.3.1 Ganho Estático

A Figura 3.9 ilustra as curvas de ganho estático dos conversores básicos com célula de ganho ( $a = 1$  e  $b = 2$ ) em função da razão cíclica com (a)  $n = 3$  e (b)  $n$  ajustado para  $M = 10$  em  $D = 0,5$ . Conforme pode ser observado, o conversor Buck com célula de ganho apresenta uma menor capacidade de ganho de tensão, haja vista ser baseado em uma estrutura originalmente abaixadora. Em contrapartida, os conversores baseados nas topologias Boost e Buck-Boost apresentam características de ganho bastante similares; apesar de o ganho estático do conversor Boost com célula de ganho ser ligeiramente superior.

Figura 3.9 – Ganho estático dos conversores Buck, Boost e Buck-Boost com célula de ganho ( $a = 1$  e  $b = 2$ ) em função da razão cíclica e com (a)  $n = 3$  e (b)  $n$  ajustado para  $M = 10$  em  $D = 0,5$ .



Fonte: Próprio autor.

### 3.3.2 Volume do Indutor Acoplado

Em conversores cc-cc de alto ganho que utilizam indutor acoplado e multiplicadores de tensão, o componente magnético é um fator dominante de volume do conversor. O núcleo magnético do indutor acoplado costuma ser inicialmente escolhido com base no produto  $A_e W_a$ , o qual é proporcional à energia armazenada em seu núcleo magnético (74, 75):

$$A_e W_a \propto \frac{1}{2} L_m I_{Lm} (I_{Lm} + \Delta I_{Lm}), \quad (3.1)$$

em que  $A_e$  é área da seção transversal do núcleo,  $W_a$  é a área da janela do núcleo,  $I_{Lm}$  é o valor médio da corrente magnetizante e  $\Delta I_{Lm}$  é a ondulação da corrente magnetizante. Embora se tratar de estimativa inicial, normalmente, quanto maior o produto  $A_e W_a$ , maior o núcleo.

De acordo com a Figura 2.5, o valor médio da corrente magnetizante em qualquer indutor acoplado é dado por:

$$I_{Lm} = I_1 + nI_2. \quad (3.2)$$

Assim, analisando o valor médio das correntes em cada enrolamento, pode-se obter o valor médio da corrente magnetizante em cada um dos conversores, conforme retrata a Tabela 3.3. Além disso, as ondulações das correntes magnetizantes são apresentadas na Tabela 3.4.

Tabela 3.3 – Valores médios das correntes nos indutores acoplados.

Conversor	$I_1$	$I_2$	$I_{Lm}$
<i>Buck</i>	$I_o$	$-(a-b)I_o$	$[1-(a-b)n]I_o$
<i>Boost</i>	$M I_o$	$-(a-b)I_o$	$[M-(a-b)n]I_o$
<i>Buck-Boost</i>	$(M+1)I_o$	$-(a-b)I_o$	$[M+1-(a-b)n]I_o$

Tabela 3.4 – Ondulação das correntes magnetizantes.

Conversor	$\Delta I_{Lm}$
<i>Buck</i>	$\frac{D(1-D)V_i}{2L_m f_s}$
<i>Boost</i>	$\frac{DV_i}{2L_m f_s}$
<i>Buck-Boost</i>	$\frac{DV_i}{2L_m f_s}$

Verifica-se por meio de (3.1) que, para um mesmo valor de indutância magnetizante, a energia armazenada no núcleo magnético será dependente do valor médio da corrente magnetizante e de sua ondulação. Com o intuito de comparar o volume do indutor acoplado presente nos três conversores básicos com célula de ganho, uma análise gráfica pode ser realizada. Para tanto, a Figura 3.10 (a) mostra o valor médio normalizado da corrente magnetizante

$$\overline{I_{Lm}} = \left| \frac{I_{Lm}}{I_o} \right|, \quad (3.3)$$

em função do ganho estático  $M$  para os três conversores básicos com célula de ganho ( $a = 1$  e  $b = 2$ ) e relações de transformação ajustadas de modo que todos os conversores forneçam o



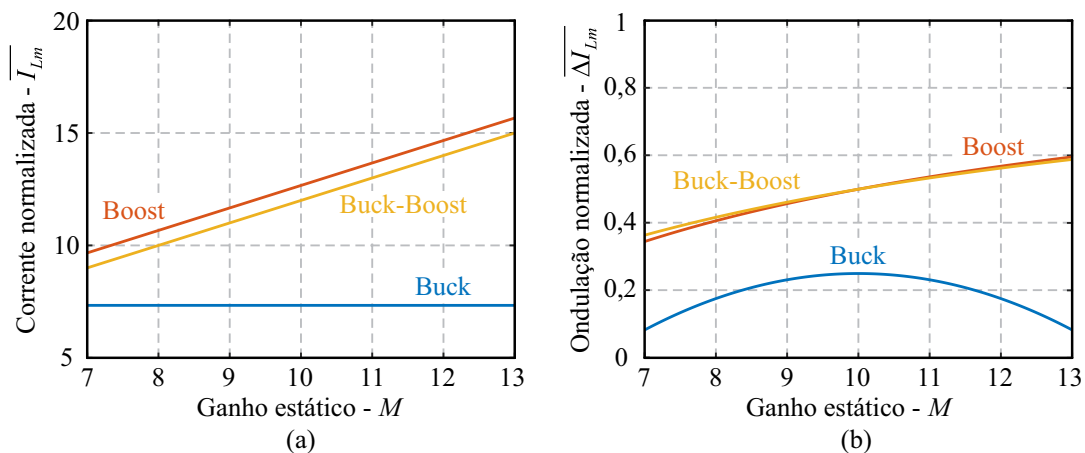
mesmo ganho estático ( $M = 10$ ) a 50% de razão cíclica. Por meio da Figura 3.10 (a) é possível observar que, para uma determinada faixa de ganho, o conversor baseado no Boost apresenta o maior valor médio de corrente magnetizante dentre as estruturas consideradas. Por outro lado, o conversor Buck com célula de ganho dispõe de um valor médio de corrente magnetizante consideravelmente inferior que os outros dois conversores.

Por sua vez, a Figura 3.10 (b) ilustra a ondulação normalizada da corrente magnetizante

$$\overline{\Delta I_{L_m}} = \frac{2L_m f_s \Delta I_{L_m}}{V_i}, \quad (3.4)$$

em função do ganho estático  $M$  para os três tipos de conversores, demonstrando que a ondulação será menor para o conversor Buck em comparação com os conversores Boost e Buck-Boost. Mesmo que sejam considerados diferentes valores de razão cíclica, pode-se notar, mediante as equações da Tabela 3.4, que os conversores baseados nas topologias Boost e Buck-Boost poderão ter uma ondulação menor apenas para  $D < 0,25$ ; intervalo de variação de razão cíclica insuficiente para lidar com uma razoável faixa operacional de ganho estático.

Figura 3.10 – (a) Corrente magnetizante normalizada e (b) ondulação normalizada da corrente magnetizante para os conversores básicos com célula de ganho ( $a = 1$  e  $b = 2$ ) em função do ganho estático e com  $n$  ajustado para  $M = 10$  em  $D = 0,5$ .

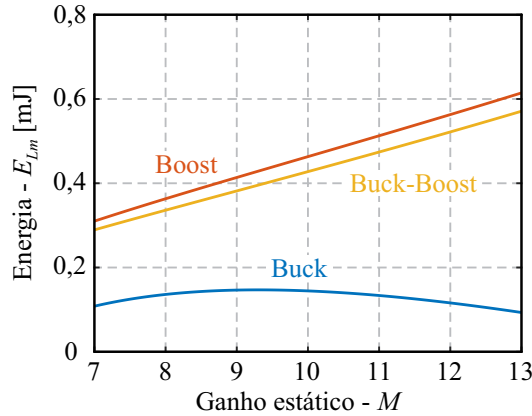


Fonte: Próprio autor.

Assim, por intermédio de (3.1) e das análises realizadas, pode-se dizer que um conversor baseado na topologia Buck apresentará menor energia armazenada no indutor acoplado quando comparado com os conversores baseados nas topologias Boost e Buck-Boost. Para ilustrar essa condição, a Figura 3.11 mostra a energia armazenada nos indutores acoplados para os três conversores básicos com célula de ganho ( $a = 1$  e  $b = 2$ ) e  $L_m = 20 \mu\text{H}$ ,  $P_o = 150 \text{ W}$ ,  $V_o = 400 \text{ V}$  e  $f_s = 100 \text{ kHz}$ . Comprova-se que a energia armazenada é menor para

as topologias baseadas no conversor Buck, enquanto as pautadas na estrutura Buck-Boost apresentam uma leve vantagem sobre as baseadas no conversor Boost.

Figura 3.11 – Energia armazenada no indutor acoplado dos conversores básicos com célula de ganho ( $a = 1$  e  $b = 2$ ) em função do ganho estático considerando  $L_m = 20 \mu\text{H}$ ,  $P_o = 150 \text{ W}$ ,  $V_o = 400 \text{ V}$ ,  $f_s = 100 \text{ kHz}$ .



Fonte: Próprio autor.

### 3.3.3 Esforços de Tensão

Os valores das tensões de pico nos dispositivos semicondutores de potência dos conversores de alto ganho baseados nas estruturas básicas são mostrados na Tabela 3.5. Devido à dependência da razão cíclica e da relação de transformação nos esforços de tensão, a análise comparativa deve levar em consideração o fato de os conversores fornecerem ganhos estáticos desiguais para os mesmos valores de relação de transformação e diferentes faixas de operação de razão cíclica, conforme previamente discutido na seção 3.3.1.

Tabela 3.5 – Valor de pico da tensão nos dispositivos semicondutores.

Conversor	$\hat{V}_S$	$\hat{V}_D$
<i>Buck</i>	$V_i$	$nV_i$
<i>Boost</i>	$\frac{V_i}{(1-D)}$	$\frac{nV_i}{(1-D)}$
<i>Buck-Boost</i>	$\frac{V_i}{(1-D)}$	$\frac{nV_i}{(1-D)}$

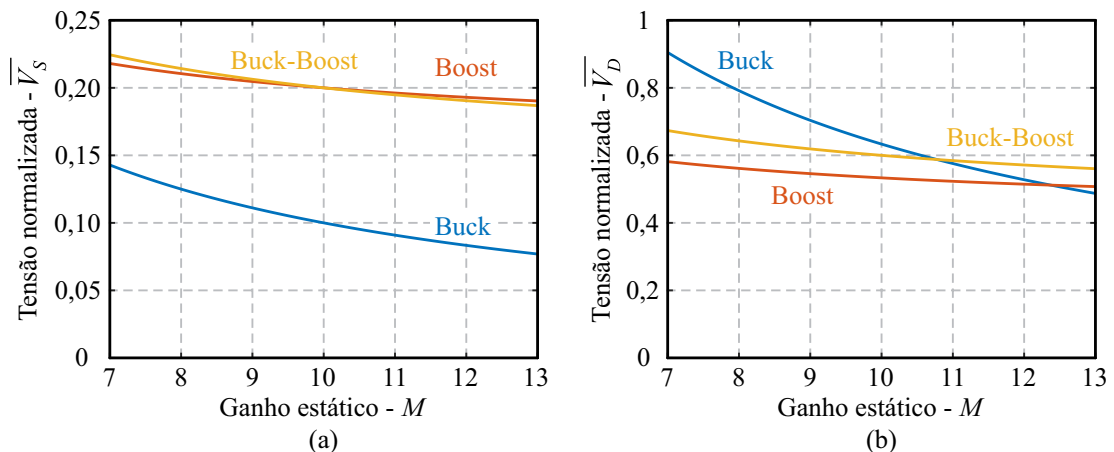
Assim, para uma comparação mais justa, na Figura 3.12 são ilustrados os esforços de tensão normalizados

$$\overline{V}_{S,D} = \frac{\hat{V}_{S,D}}{V_o}, \quad (3.5)$$

em função do ganho estático  $M$  para os conversores básicos com célula de ganho ( $a = 1$  e  $b = 2$ ), considerando novamente que a relação de transformação é ajustada para que todos os conversores forneçam o mesmo ganho estático ( $M = 10$ ) a 50% de razão cíclica.

Por meio da Figura 3.12 (a), nota-se que o conversor baseado no Buck proporciona o menor esforço de tensão sobre os interruptores ativos em relação aos baseados nas topologias Boost e Buck-Boost, os quais apresentam resultados similares. De fato, como pode ser visto na Tabela 3.5, esse resultado sempre será verdadeiro, visto que  $(1 - D) \leq 1$ . Em contraste, por meio da Figura 3.12 (b), pode-se observar que, para o intervalo de ganho estático considerado, o conversor baseado no Buck apresenta maior esforço de tensão nos diodos em comparação aos demais, de modo que o baseado no Boost leva vantagem sobre o Buck-Boost. Isso é resultado da maior capacidade de ganho estático do conversor Boost, que necessita de um menor valor de relação de transformação para alcançar os mesmos valores de ganho.

Figura 3.12 – Esforços de tensão normalizados em função do ganho estático para os conversores básicos com célula de ganho ( $a = 1$  e  $b = 2$ ) com  $n$  ajustado para  $M = 10$  em  $D = 0,5$ : (a) interruptores e (b) diodos.



Fonte: Próprio autor.

### 3.3.4 Fator de Estresse dos Dispositivos Semicondutores

O fator de estresse dos dispositivos semicondutores (*Semiconductor Component Stress Factor*) pode ser estimado por (76, 77):

$$SCSF = \frac{\sum_{i=1}^{NM} V_{pk,i}^2 I_{rms,i}^2 + \sum_{j=1}^{ND} V_{pk,j}^2 I_{avg,j}^2}{P_o^2}, \quad (3.6)$$

em que  $NM$  é o número de interruptores ativos,  $ND$  é o número de diodos,  $V_{pk}$  é a tensão de pico,  $I_{rms}$  é o valor eficaz da corrente e  $I_{avg}$  é o valor médio da corrente em cada um dos dispositivos. Os valores das tensões de pico foram previamente relatados na Tabela 3.5, o

valor médio da corrente em qualquer diodo é igual ao valor médio  $I_o$  da corrente de saída e os valores eficazes das correntes nos interruptores foram estimados por:

$$I_{rms} \approx \frac{I_{avg}}{\sqrt{t_{on}/T_s}}, \quad (3.7)$$

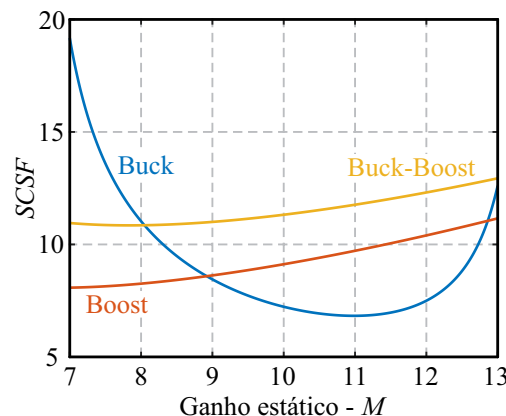
de modo que os respectivos valores médios são apresentados na Tabela 3.6,  $t_{on}$  representa o intervalo de tempo em que o dispositivo permanece em condução e  $T_s$  é o período de comutação.

Tabela 3.6 – Valores médios das correntes nos dispositivos semicondutores.

Conversor	$I_{S1}$	$I_{S2}$	$I_D$
Buck	$MI_o$	$(M-1)I_o$	$I_o$
Boost	$(M-1)I_o$	$I_o$	$I_o$
Buck-Boost	$MI_o$	$I_o$	$I_o$

A Figura 3.13 ilustra os valores de  $SCSF$  obtidos para os conversores básicos com célula de ganho ( $a = 1$  e  $b = 2$ ); novamente com  $n$  ajustado de modo que  $M = 10$  em  $D = 0,5$ . Verifica-se que, de modo geral, o conversor baseado no Boost apresenta a menor  $SCFS$  por uma faixa mais ampla de ganho estático; embora o conversor baseado no Buck revele melhores resultados que o baseado no Boost para boa parte da faixa de ganho. As regiões em que o conversor baseado no Buck apresenta os piores resultados são oriundas da operação deste conversor com valores extremos de razão cíclica, implicando elevados valores eficazes de corrente nos interruptores ativos, enquanto os demais conversores operam com valores centrais de razão cíclica.

Figura 3.13 –  $SCSF$  em função do ganho estático para os conversores básicos com célula de ganho ( $a = 1$  e  $b = 2$ ) com  $n$  ajustado para  $M = 10$  em  $D = 0,5$  ( $NM = 2$ ,  $ND = a + b$ ).



Fonte: Próprio autor.

### 3.3.5 Frequência de Comutação x Perdas

Com o objetivo de projetar conversores com elevada densidade de potência, a frequência de comutação de conversores estáticos vem aumentando cada vez mais, especialmente com o advento dos dispositivos semicondutores de superjunção (por exemplo, GaN e SiC). Dessa forma, é interessante entender como a frequência de comutação afeta o desempenho dos conversores básicos com célula de ganho.

A perda de comutação em MOSFETs pode ser calculada mediante:

$$P_{sw} = \sum_{i=1}^{NM} \frac{1}{2} V_{pk,i} I_{pk,i} \frac{2Q_{sw}}{I_g} f_s, \quad (3.8)$$

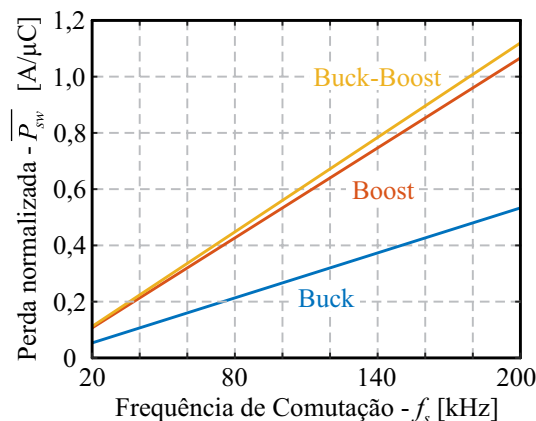
em que  $I_{pk}$  é a corrente de pico no instante da comutação,  $I_g$  é a corrente de *gate* e  $Q_{sw}$  é a carga para comutação do *gate* fornecida em datasheet (os tempos de comutação são estimados por  $Q_{sw}/I_g$ ).

A Figura 3.14 ilustra a perda de comutação normalizada

$$\overline{P}_{sw} = \frac{I_g P_{sw}}{Q_{sw} P_o} \quad (3.9)$$

em função da frequência de comutação  $f_s$  para os diferentes conversores básicos com célula de ganho ( $a = 1$  e  $b = 2$ ),  $M = 10$  em  $D = 0,5$ , e mesma ondulação de corrente magnetizante  $\Delta I_{Lm} = 5$  A. Nota-se que, embora apresentem relação linear semelhante entre as perdas e a frequência de comutação, o conversor baseado na topologia Buck apresenta um aumento de perdas mais cadenciado (menor coeficiente linear). Isso se deve, especialmente, ao seu menor esforço de tensão.

Figura 3.14 – Perda de comutação normalizada em função da frequência de comutação para os conversores básicos com célula de ganho ( $a = 1$  e  $b = 2$ ) com  $n$  ajustado para  $M = 10$  em  $D = 0,5$  e com  $\Delta I_{Lm} = 5$  A.



Fonte: Próprio autor.

### 3.3.6 Regulação de Potência

Conversores de ganho elevado podem apresentar problemas de regulação de potência, visto que uma pequena alteração de razão cíclica pode acarretar uma grande variação no ganho estático e, por conseguinte, na potência entregue à carga.

A relação entre a potência de saída  $P_o$  e o ganho estático  $M$ , que é dependente da razão cíclica  $D$ , pode ser escrita por:

$$P_o = \frac{M^2 V_i^2}{R_o}. \quad (3.10)$$

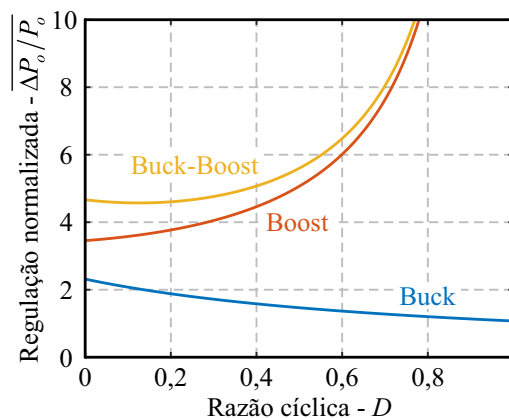
Realizando a derivada de  $P_o$  em relação a  $D$ , é possível obter a regulação da potência  $\Delta P_o/P_o$  em função da variação de razão cíclica  $\Delta D$ , cujos resultados são apresentados na Tabela 3.7.

A Figura 3.15 apresenta a regulação de potência normalizada

$$\frac{\Delta P_o/P_o}{\Delta D} = \frac{\Delta P_o/P_o}{\Delta D}, \quad (3.11)$$

em função da razão cíclica  $D$  para os diferentes conversores básicos com célula de ganho ( $a = 1$  e  $b = 2$ ). Verifica-se que o conversor baseado na topologia Buck apresenta a melhor regulação de potência entre os conversores básicos com célula de ganho. O resultado apresentado está diretamente relacionado com o fato de o conversor Buck operar com uma curva de ganho estático de leve inclinação, enquanto nos conversores Boost e Buck-Boost o ganho estático aumenta de forma bastante acentuada; especialmente para valores elevados de razão cíclica.

Figura 3.15 – Regulação de potência normalizada em função da razão cíclica para os conversores básicos com célula de ganho ( $a = 1$  e  $b = 2$ ) com  $n$  ajustado para  $M = 10$  em  $D = 0,5$ .



Fonte: Próprio autor.

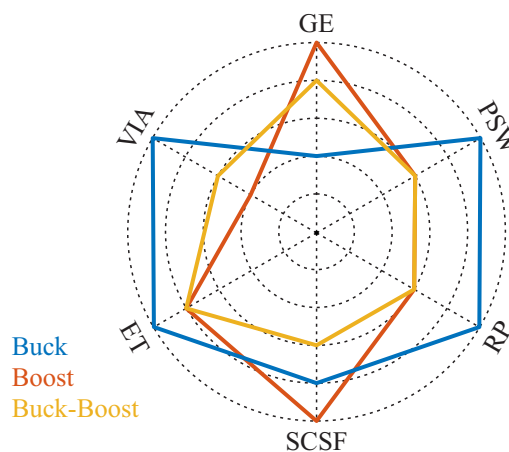
Tabela 3.7 – Regulação de potência.

Conversor	$\Delta P_o/P_o$
<i>Buck</i>	$\frac{2[1-(a-b)n]}{M} \Delta D$
<i>Boost</i>	$\frac{2(1+bn)}{M(1-D)^2} \Delta D$
<i>Buck-Boost</i>	$\frac{2(1+bn)}{M(1-D)^2} \Delta D$

### 3.3.7 Resumo

A Figura 3.16 apresenta um resumo da análise comparativa realizada nesta seção por meio de um gráfico de radar com as figuras de mérito consideradas: ganho estático (GE), volume do indutor acoplado (VIA), esforços de tensão (ET), fator de estresse dos dispositivos semicondutores (SCSF), perda de comutação (PSW) e regulação da potência de saída (RP). Cada figura de mérito foi avaliada de 0 a 5, de modo que as melhores avaliações foram atribuídas ao maior GE e aos menores VIA, ET, SCSF, PSW e RP.

Figura 3.16 – Gráfico de radar comparando os conversores básicos com célula de ganho mediante: ganho estático (GE), volume do indutor acoplado (VIA), esforços de tensão nos dispositivos semicondutores (ET), fator de estresse dos dispositivos semicondutores (SCSF), perda de comutação (PSW) e regulação de potência (RP).



Fonte: Próprio autor.

Tal ilustração pode ajudar na escolha do conversor mais adequado para uma aplicação específica. Por exemplo, quanto maior o ganho de tensão necessário, menos interessante se torna o uso de conversores com baixa capacidade de provimento de ganho, uma vez que é necessário aumentar a relação de transformação do indutor acoplado. Se for desejada alta densidade de potência, conversores com menor volume de indutor acoplado

devem ser a melhor escolha. Além disso, esforços de tensão reduzidos abrem a possibilidade de uso de dispositivos com características elétricas superiores, levando a melhores resultados de rendimento. Um valor mais baixo de SCSF indica a oportunidade de se empregar uma área menor de silício para os dispositivos semicondutores, levando a menores custos ou perdas de energia. Finalmente, a regulação de potência pode ser importante para a implementação de estratégias de controle em microcontroladores de baixa resolução e baixo custo.

### 3.4 CONCLUSÃO

Este capítulo foi destinado à aplicação do conceito de célula de ganho aos três conversores cc-cc básicos (Buck, Boost e Buck-Boost), demonstrando a possibilidade de cada um deles se tornar conversores de alto ganho de tensão. A fim de verificar experimentalmente a característica de elevado ganho estático dos conversores propostos, foi desenvolvido um protótipo configurável capaz de operar com diferentes células de ganho para cada um dos referidos conversores básicos. Após a constatação da validade da metodologia proposta para geração de novos conversores estáticos de alto ganho, foi realizada uma comparação dos conversores gerados a fim de demonstrar as vantagens e desvantagens de cada topologia e, assim, justificar a importância de sua concepção e possibilidade de emprego em diferentes aplicações. Embora a capacidade de ganho estático dos conversores tenha sido avaliada e algumas de suas características tenham sido comparadas, a operação desses conversores em regime permanente não foi discutida, sendo, portanto, o assunto do próximo capítulo.



## 4 MODO DE OPERAÇÃO QUASE-RESSONANTE

Até o momento, apenas a metodologia proposta para gerar conversores de alto ganho a partir de conversores básicos com célula de ganho e uma breve comparação entre tais conversores foram discutidas, de modo que a operação dos conversores ainda não tenha sido analisada em detalhes. Desta forma, este capítulo abordará o princípio de funcionamento de cada um dos conversores básicos com célula de ganho considerando o modo de operação quase-ressonante. O modo de operação escolhido possibilita a compactação do conversor sem afetar o alto rendimento, além de consistir no modo mais generalizado; outros modos de operação podem ser considerados seus casos particulares. Nesse capítulo, a fim de não tornar a análise repetitiva, diferentes células de ganho com dois pares capacitor-diodo serão empregadas em cada conversor básico.

### 4.1 OPERAÇÃO QUASE-RESSONANTE E COMUTAÇÃO SUAVE

Conversores que operam em modo quase-ressonante combinam as vantagens dos conversores ressonantes e dos conversores convencionais com modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation* - PWM) (78). Diferentemente dos conversores ressonantes, esses conversores empregam a ressonância de forma controlada, em apenas algumas das etapas de operação. Fora isso, se comportam como conversores PWM convencionais. A maioria dos conversores quase-ressonantes propostos na literatura operam com frequência variável (78-79), contudo, para os conversores básicos com célula de ganho propõe-se a operação com frequência de comutação constante, haja vista tornar mais simples tanto o dimensionamento dos elementos passivos do circuito quanto a estratégia de controle (80-81).

Graças ao modo de operação quase-ressonante, todos os diodos presentes nas estruturas propostas são capazes de conduzir e bloquear sob corrente nula (*Zero Current Switching* - ZCS), mitigando os seus problemas de recuperação reversa, característica que reduz as perdas de comutação nos interruptores. Ademais, a técnica ZCS evita que os capacitores da célula de ganho, quando colocados em paralelo, apresentem picos elevados de corrente, uma vez que as comutações dos diodos da célula de ganho ocorrem sob corrente

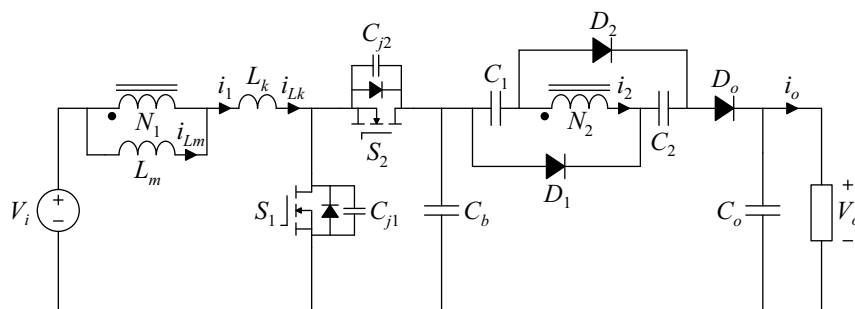
nula e, com isso, não há curto-circuito. Por outro lado, ao estruturar os conversores básicos com interruptores ativos bidirecionais em corrente (retificação síncrona), projetá-los com ondulação de corrente magnetizante elevada, a fim de obter valores instantâneos negativos de corrente, e implementar tempos mortos adequados, tais interruptores ativos podem ser comandados a conduzir sob tensão nula (*Zero Voltage Switching - ZVS*) (82), reduzindo as perdas de comutação e os ruídos de EMI. Devido ao baixo valor de indutância magnetizante, o referido modo de operação também possibilita o projeto de indutores acoplados de volume reduzido e baixo perfil.

A operação quase-ressonante necessita de uma indutância e uma capacitância ressonantes no caminho da corrente de carga do conversor, dando forma a um circuito ressonante em determinados intervalos de operação. Para tanto, a indutância de dispersão do indutor acoplado pode ser adotada como sendo a indutância deste circuito ressonante, enquanto que os capacitores da célula de ganho, ou o capacitor de saída dos conversores cc-cc básicos, dependendo do conversor básico, devem ser projetados para permitir que suas tensões variem de forma ressonante. A seguir será descrito o princípio de cada uma dos conversores básicos com diferentes células de ganho operando em modo quase-ressonante.

## 4.2 CONVERTOR BOOST

O modelo comutado do conversor Boost com célula de ganho II- $A_1B_1$  é ilustrado na Figura 4.1. Para que o conversor opere em modo de operação quase-ressonante, pressupõe-se que ambos os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  são MOSFETs com diodo de corpo e capacitor parasita de junção, que todos os demais componentes sejam ideais e que as capacitâncias dos capacitores do conversor cc-cc básico e de saída sejam suficientemente grandes de modo que suas tensões possam ser consideradas constantes. Em contrapartida, considera-se que os capacitores da célula de ganho  $C_1$  e  $C_2$  formam o circuito ressonante com o indutor de dispersão  $L_k$ .

Figura 4.1 – Modelo comutado do conversor Boost com célula de ganho II- $A_1B_1$ .



Fonte: Próprio autor.

### 4.2.1 Princípio de Operação

Mediante as considerações supracitadas, o conversor mostrado na Figura 4.1 apresenta oito etapas de operação. A descrição de cada uma dessas etapas é discutida a seguir e ilustrada na Figura 4.2 e na Figura 4.3, enquanto as principais formas de onda são demonstradas na Figura 4.4.

#### 4.2.1.1 Etapa 1 ( $t_0 < t < t_1$ ):

Em  $t = t_0$ , os interruptores encontram-se bloqueados. Assim sendo, a corrente magnetizante  $i_{Lm}$  começa a descarregar o capacitor  $C_{j1}$  e a carregar o capacitor  $C_{j2}$ , conforme mostrado na Figura 4.2 (a). Esta etapa chega ao fim quando o diodo de corpo do interruptor  $S_1$  se torna diretamente polarizado.

#### 4.2.1.2 Etapa 2 ( $t_1 < t < t_2$ ):

Com a condução do diodo de corpo de  $S_1$ , a corrente  $i_1$  do enrolamento primário do indutor acoplado passa a fluir por ele, proporcionando ao interruptor  $S_1$  uma condição para comutação sob tensão nula (ZVS). Uma vez que a tensão no indutor magnetizante  $L_m$  é agora igual a  $V_i$ , a corrente magnetizante  $i_{Lm}$  cresce linearmente e os diodos  $D_1$  e  $D_2$  da célula de ganho são diretamente polarizados. Além disso, os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  são carregados pelo enrolamento secundário do indutor acoplado de maneira ressonante, enquanto o capacitor de saída  $C_o$  mantém a carga  $R_o$ . Esta etapa é ilustrada na Figura 4.2 (b) e termina quando o interruptor  $S_1$  é comandado a conduzir.

#### 4.2.1.3 Etapa 3 ( $t_2 < t < t_3$ ):

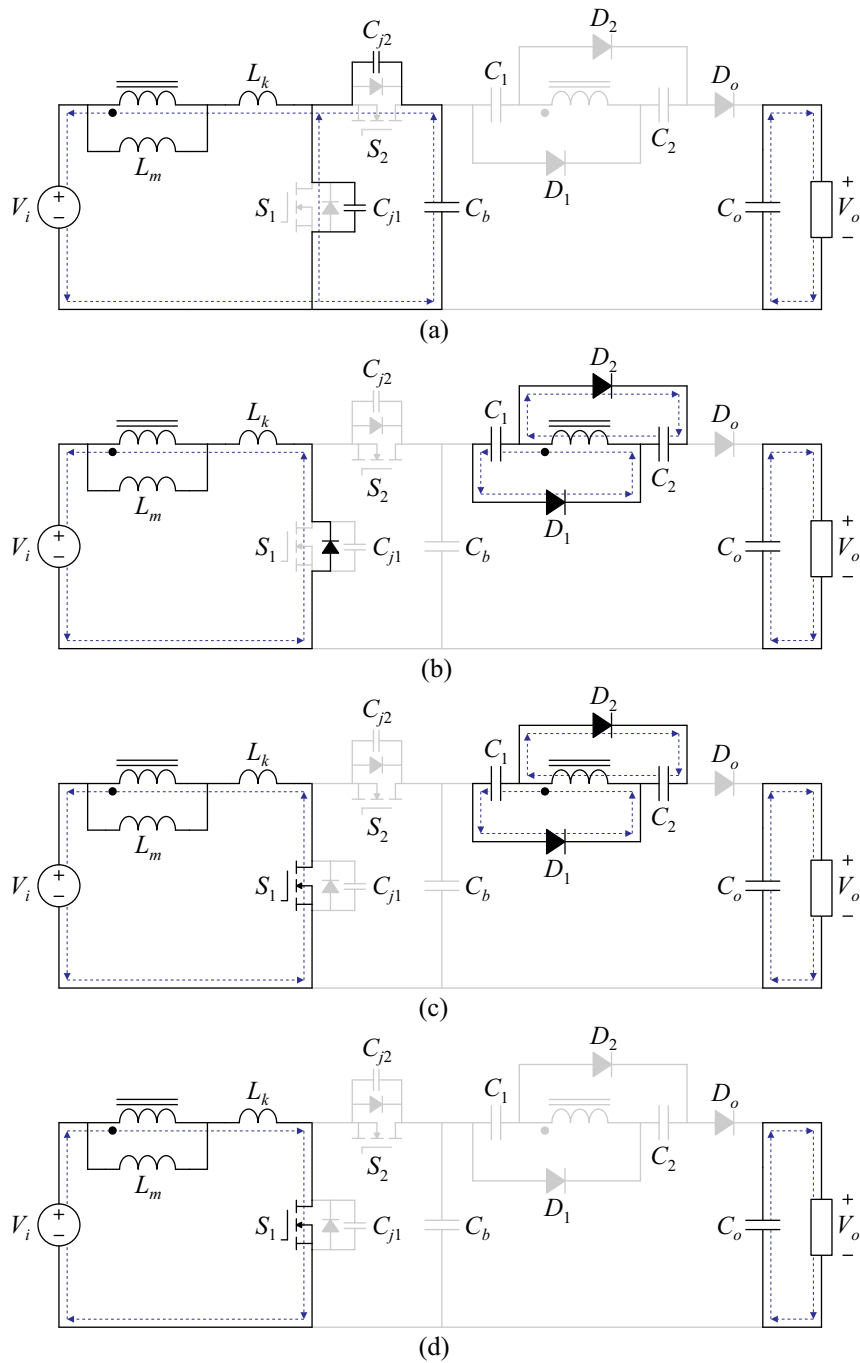
Em  $t = t_2$ , o interruptor  $S_1$  entra em condução sob ZVS. A corrente magnetizante  $i_{Lm}$  ainda cresce linearmente e os diodos  $D_1$  e  $D_2$  permanecem em condução, conforme demonstra a Figura 4.2 (c). Ademais, a carga  $R_o$  continua sendo mantida pelo capacitor de saída  $C_o$ , enquanto o enrolamento secundário do indutor acoplado segue carregando os capacitores  $C_1$  e  $C_2$ . Esta etapa termina quando a corrente  $i_2$  do enrolamento secundário do indutor acoplado ressona novamente a zero.

As equações de estado do circuito ressonante em operação nas Etapas 2 e 3 podem ser descritas por:

$$nL_k \frac{di_{Lk}}{dt} = nV_i - v_{C1}, \quad (4.1)$$

$$nC_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{i_{Lk} - i_{Lm}}{2}. \quad (4.2)$$

Figura 4.2 – Etapas de operação: (a) Etapa 1, (b) Etapa 2, (c) Etapa 3 e (d) Etapa 4.



Fonte: Próprio autor.

Assim, a partir de (4.1) e (4.2), pode-se obter:

$$v_{C1} = v_{C2} \approx nV_i - (nV_i - v_{C1}(t_1)) \cos(\omega_{01}(t - t_1)), \quad (4.3)$$

$$i_{C1} = i_{C2} \approx \frac{1}{Z_{01}} (nV_i - v_{C1}(t_1)) \sin(\omega_{01}(t - t_1)), \quad (4.4)$$

em que  $C_1 = C_2$  e a impedância  $Z_{02}$  e frequência angular  $\omega_{02}$  de ressonância são:

$$Z_{01} = \frac{2n}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{L_k}{C_1}}, \quad (4.5)$$

$$\omega_{01} = \frac{\sqrt{2}}{2n} \frac{1}{\sqrt{L_k C_1}}. \quad (4.6)$$

#### 4.2.1.4 Etapa 4 ( $t_3 < t < t_4$ ):

Quando a corrente  $i_2$  ressona de volta a zero, os diodos  $D_1$  e  $D_2$  bloqueiam sob corrente nula (ZCS), enquanto a carga  $R_o$  é sustentada pelo capacitor  $C_o$ , conforme ilustrado na Figura 4.2 (d). Esta etapa se encerra quando o interruptor  $S_1$  é comandado a bloquear.

Nesta etapa a corrente magnetizante continua sendo carregada linearmente por  $V_i$ , de modo que a corrente  $i_{Lm}$  pode ser expressa por:

$$i_{Lm} = i_{Lm}(t_1) + \frac{V_i}{L_m}(t - t_1). \quad (4.7)$$

#### 4.2.1.5 Etapa 5 ( $t_4 < t < t_5$ ):

No instante  $t = t_4$  o interruptor  $S_1$  é bloqueado. Dessa forma, a corrente magnetizante  $i_{Lm}$  começa a descarregar o capacitor  $C_{j2}$  e a carregar o capacitor  $C_{j1}$ , conforme retrata a Figura 4.3 (a). Esta etapa chega ao fim quando o diodo de corpo do interruptor  $S_2$  é diretamente polarizado.

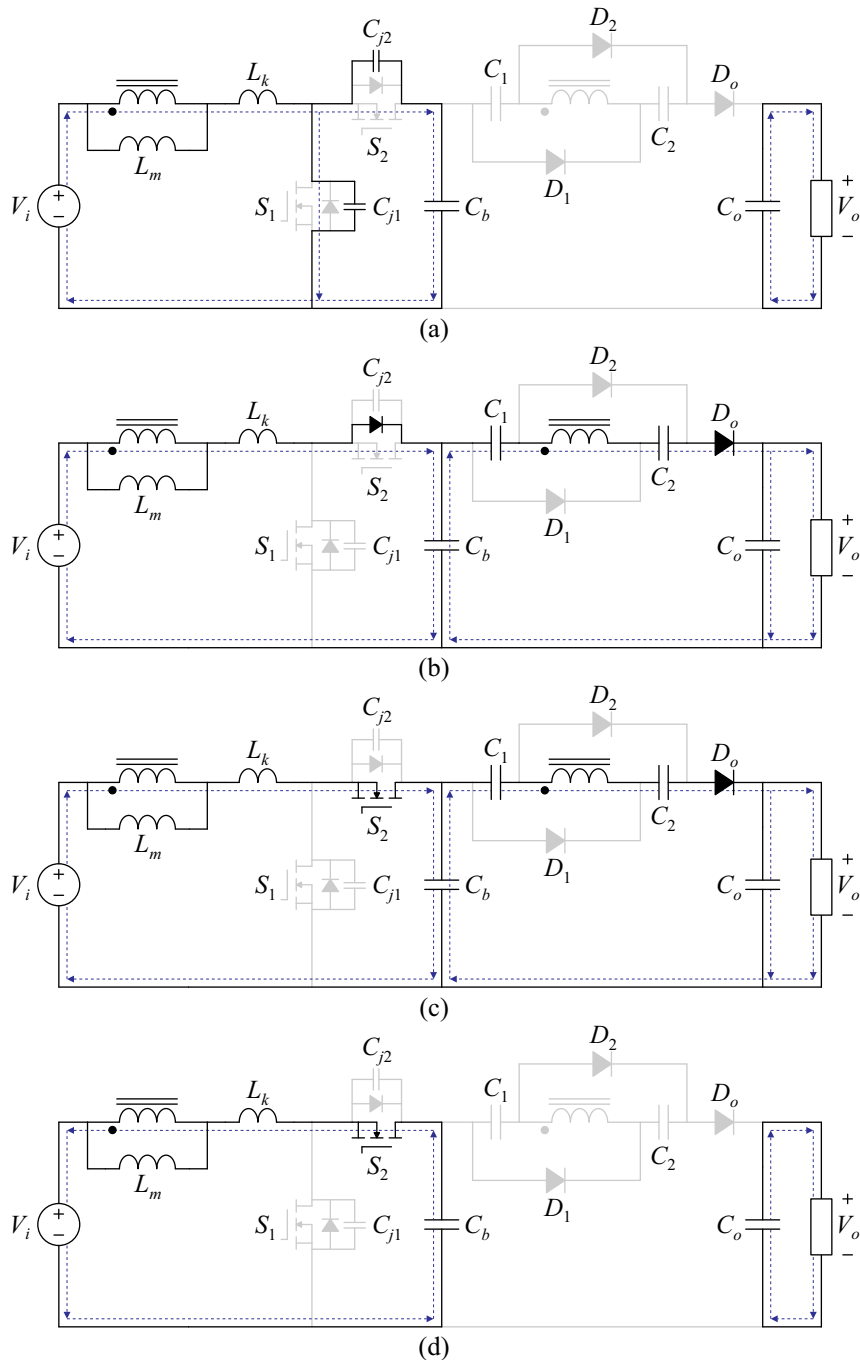
#### 4.2.1.6 Etapa 6 ( $t_5 < t < t_6$ ):

Com a condução do diodo de corpo de  $S_2$ , a corrente  $i_1$  do enrolamento primário do indutor acoplado passa a fluir por ele, proporcionando ao interruptor  $S_2$  uma condição ZVS. Visto que a tensão sobre o indutor magnetizante  $L_m$  é agora  $(V_i - V_{Cb})$ , a corrente  $i_{Lm}$  decresce linearmente e o diodo  $D_o$  é diretamente polarizado. Além do mais, os capacitores  $C_b$ ,  $C_1$  e  $C_2$  e o enrolamento secundário do indutor acoplado fornecem energia ao capacitor  $C_o$  e à carga  $R_o$  de maneira ressonante. Esta etapa é apresentada na Figura 4.3 (b) e termina quando o interruptor  $S_2$  é comandado a conduzir.

#### 4.2.1.7 Etapa 7 ( $t_6 < t < t_7$ ):

Em  $t = t_6$ , o interruptor  $S_2$  entra em condução sob ZVS. A corrente magnetizante  $i_{Lm}$  ainda decresce linearmente e o diodo  $D_o$  permanece em condução, como ilustrado na Figura 4.3 (c). Além disso, o capacitor de saída  $C_o$  e a carga  $R_o$  continuam sendo carregados pelos capacitores  $C_b$ ,  $C_1$  e  $C_2$  e pelo enrolamento secundário do indutor acoplado. Esta etapa é concluída quando a corrente  $i_2$  do enrolamento secundário do indutor acoplado ressona de volta a zero.

Figura 4.3 – Etapas de operação: (a) Etapa 5, (b) Etapa 6, (c) Etapa 7 e (d) Etapa 8.



Fonte: Próprio autor.

As equações de estado do circuito ressonante em operação nas Etapas 6 e 7 podem ser descritas por:

$$nL_k \frac{di_{Lk}}{dt} = nV_i - (n+1)V_{Cb} - 2v_{C1} + V_o, \quad (4.8)$$

$$nC_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_{Lk} - i_{Lm}. \quad (4.9)$$

Assim, a partir de (4.8) e (4.9), pode-se obter:

$$v_{C1} = v_{C2} \approx \frac{nV_i - (n+1)V_{Cb} + V_o}{2} - \left( \frac{nV_i - (n+1)V_{Cb} + V_o}{2} - v_{C1}(t_5) \right) \cos(\omega_{02}(t-t_5)), \quad (4.10)$$

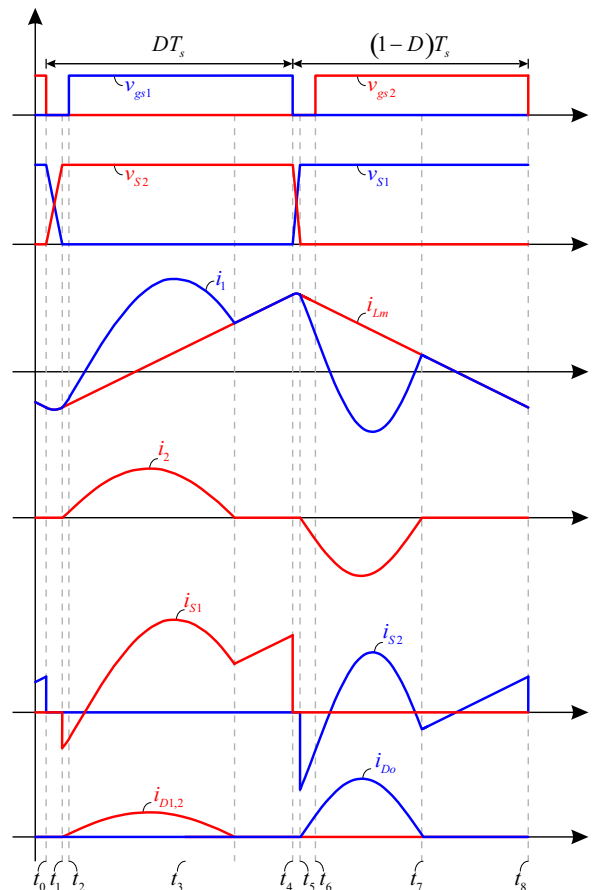
$$i_{C1} = i_{C2} \approx \frac{1}{Z_{02}} \left( \frac{nV_i - (n+1)V_{Cb} + V_o}{2} - v_{C1}(t_5) \right) \text{sen}(\omega_{02}(t-t_5)), \quad (4.11)$$

em que  $C_1 = C_2$  e a impedância  $Z_{02}$  e frequência angular  $\omega_{02}$  de ressonância são dadas por:

$$Z_{02} = \frac{n}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{L_k}{C_1}}, \quad (4.12)$$

$$\omega_{02} = \frac{\sqrt{2}}{n} \frac{1}{\sqrt{L_k C_1}}. \quad (4.13)$$

Figura 4.4 – Principais formas de onda do conversor Boost II- $A_1B_1$ .



Fonte: Próprio autor.

#### 4.2.1.8 Etapa 8 ( $t_7 < t < t_8$ ):

Quando a corrente  $i_2$  ressona de volta a zero, o diodo  $D_o$  é bloqueado sob ZCS. O capacitor  $C_b$  continua a carregar linearmente o indutor magnetizante  $L_m$ , enquanto a carga  $R_o$  é mantida pelo capacitor  $C_o$ . Esta etapa é ilustrada na Figura 4.3 (d) e chega ao fim quando  $S_2$  é comandado a bloquear.

Nesta etapa a corrente magnetizante continua sendo descarregada linearmente por  $(V_i - V_{Cb})$ , de modo que a corrente  $i_{Lm}$  pode ser expressa por:

$$i_{Lm} = i_{Lm}(t_5) + \frac{V_i - V_{Cb}}{L_m}(t - t_5). \quad (4.14)$$

#### 4.2.2 Equações em Regime permanente

Considerando que os intervalos de tempo para carregar e descarregar os capacitores  $C_{j1}$  e  $C_{j2}$  são insignificantes, as Etapas 1 e 4 podem ser desconsideradas, por conseguinte:

$$DT_s \approx t_4 - t_1, \quad (4.15)$$

$$(1-D)T_s \approx t_8 - t_5. \quad (4.16)$$

Aplicando o balanço volt-segundo nos enrolamentos do indutor acoplado, as seguintes equações são obtidas:

$$\langle v_{Lm} + v_{Lk} \rangle = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{DT_s} (V_i) t + \int_{DT_s}^{T_s} (V_i - V_{Cb}) dt \right] = 0, \quad (4.17)$$

$$\langle nv_{Lm} \rangle = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{DT_s} (V_{C1}) dt + \int_{DT_s}^{T_s} (V_{Cb} + V_{C1} + V_{C2} - V_o) dt \right] = 0. \quad (4.18)$$

Ademais, mediante as Etapas 2 e 3, é sabido que

$$V_{C1} = V_{C2} = nV_i. \quad (4.19)$$

Portanto, a partir de (4.17)–(4.19), pode-se obter o valor médio da tensão sobre o capacitor  $C_b$  e o ganho estático  $M$  do conversor proposto:

$$V_{Cb} = \frac{V_i}{1-D}, \quad (4.20)$$

$$V_{C1} = V_{C2} = nV_i. \quad (4.21)$$

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1+2n-nD}{1-D}, \quad (4.22)$$

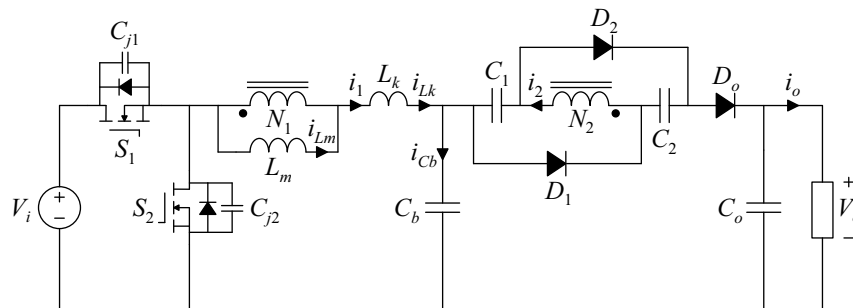
Conforme esperado, o ganho estático de (4.22) é igual ao ganho estático genérico do conversor Boost com célula de ganho com  $a = 2$  e  $b = 1$ , previamente apresentado na Tabela 3.1. Ademais, cabe ressaltar que os valores máximos de tensão nos interruptores e diodos já foram apresentados na Tabela 3.5, enquanto que os valores médios de corrente são listados na Tabela 3.3 e na Tabela 3.6. Os valores eficazes de corrente podem ser obtidos por meio de simulação, visto que equações simplificadas levam a resultados bastantes imprecisos.



### 4.3 CONVERSOR BUCK

O modelo comutado do conversor Buck com célula de ganho  $I-A_1B_1$  é ilustrado na Figura 4.5. Para que um conversor opere em modo de operação quase-ressonante, pressupõe-se que ambos os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  são MOSFETs com diodo de corpo e capacitor parasita de junção, que todos os demais componentes sejam ideais e que as capacitâncias dos capacitores das células de ganho e de saída sejam suficientemente grandes de modo que suas tensões possam ser consideradas constantes. Em contrapartida, considera-se que o capacitor  $C_b$  do conversor básico forma o circuito ressonante com o indutor de dispersão  $L_k$ .

Figura 4.5 – Modelo comutado do conversor Buck com célula de ganho  $I-A_1B_1$ .



Fonte: Próprio autor.

#### 4.3.1 Princípio de Operação

Por meio das considerações supracitadas, o conversor mostrado na Figura 4.5 também apresenta oito etapas de operação. A descrição de cada uma das etapas de operação é discutida a seguir e ilustradas na Figura 4.6 e na Figura 4.7, enquanto as principais formas de onda são demonstradas na Figura 4.8.

##### 4.3.1.1 Etapa 1 ( $t_0 < t < t_1$ ):

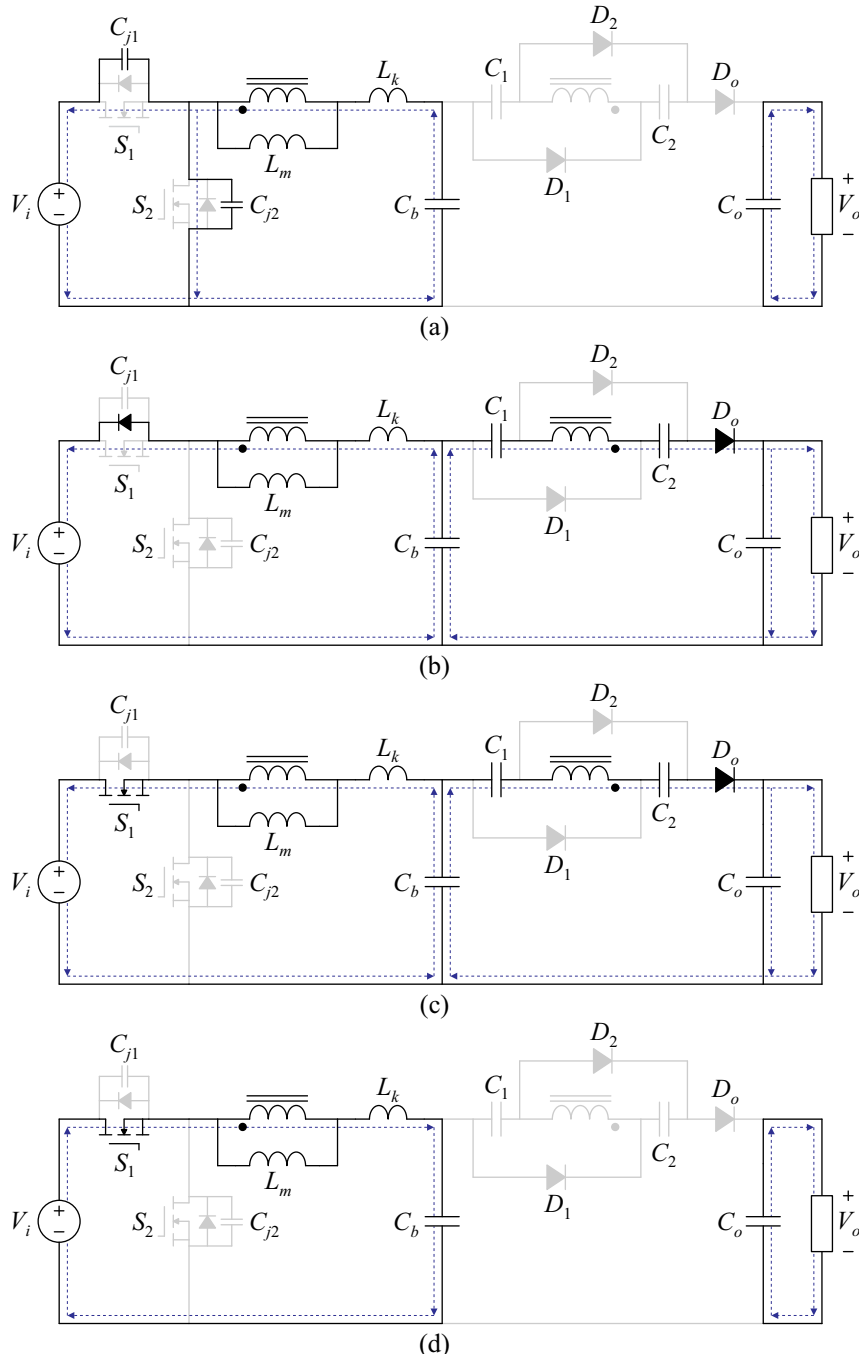
Em  $t = t_0$ , os interruptores encontram-se bloqueados. Assim sendo, a corrente magnetizante  $i_{Lm}$  começa a descarregar o capacitor  $C_{j1}$  e a carregar o capacitor  $C_{j2}$ , conforme mostrado na Figura 4.6 (a). Esta etapa chega ao fim quando o diodo de corpo do interruptor  $S_1$  é diretamente polarizado.

##### 4.3.1.2 Etapa 2 ( $t_1 < t < t_2$ ):

Com a condução do diodo de corpo de  $S_1$ , a corrente  $i_1$  do enrolamento primário do indutor acoplado passa a fluir por ele, proporcionando ao interruptor  $S_1$  uma condição para comutação sob tensão nula (ZVS). Uma vez que a tensão no indutor magnetizante  $L_m$  é agora  $V_i - V_b$ , a corrente magnetizante  $i_{Lm}$  cresce linearmente e o diodo  $D_o$  é diretamente polarizado.

Ademais, os capacitores  $C_b$ ,  $C_1$  e  $C_2$  e o enrolamento secundário do indutor acoplado fornecem energia ao capacitor  $C_o$  e à carga  $R_o$  de maneira ressonante. Esta etapa é ilustrada na Figura 4.6 (b) e termina quando o interruptor  $S_1$  é comandado a conduzir.

Figura 4.6 – Etapas de operação: (a) Etapa 1, (b) Etapa 2, (c) Etapa 3 e (d) Etapa 4.



Fonte: Próprio autor.

#### 4.3.1.3 Etapa 3 ( $t_2 < t < t_3$ ):

Em  $t = t_2$ , o interruptor  $S_1$  entra em condução sob ZVS. A corrente magnetizante  $i_{Lm}$  ainda cresce linearmente e o diodo  $D_o$  permanece em condução, conforme demonstra a Figura

4.6 (c). Além do mais, o capacitor de saída  $C_o$  e a carga  $R_o$  continuam sendo carregados pelos capacitores  $C_b$ ,  $C_1$  e  $C_2$  e pelo enrolamento secundário do indutor acoplado. Esta etapa termina quando a corrente  $i_2$  do enrolamento secundário ressona novamente a zero.

As equações de estado do circuito ressonante em operação nas Etapas 2 e 3 podem ser descritas por:

$$nL_k \frac{di_{Lk}}{dt} = nV_i + 2V_{C1} - V_o - (n-1)v_{Cb}, \quad (4.23)$$

$$nC_b \frac{dv_{Cb}}{dt} = (n-1)i_{Lk} + i_{Lm}. \quad (4.24)$$

Assim, a partir de (4.23) e (4.24), pode-se obter:

$$v_{Cb} \approx \frac{nV_i + 2V_{C1} - V_o}{n-1} - \left( \frac{nV_i + 2V_{C1} - V_o}{n-1} - v_{Cb}(t_1) \right) \cos(\omega_{01}(t-t_1)) + Z_{01} i_{Lk}(t_1) \sin(\omega_{01}(t-t_1)), \quad (4.25)$$

$$i_{Cb} \approx \frac{1}{Z_{01}} \left( \frac{nV_i + 2V_{C1} - V_o}{n-1} - v_{Cb}(t_1) \right) \sin(\omega_{01}(t-t_1)) + i_{Lk}(t_1) \cos(\omega_{01}(t-t_1)), \quad (4.26)$$

em que a impedância  $Z_{01}$  e a frequência angular  $\omega_{01}$  de ressonância são dadas por:

$$Z_{01} = \frac{n}{n-1} \sqrt{\frac{L_k}{C_b}}, \quad (4.27)$$

$$\omega_{01} = \frac{n-1}{n} \frac{1}{\sqrt{L_k C_b}}. \quad (4.28)$$

#### 4.3.1.4 Etapa 4 ( $t_3 < t < t_4$ ):

Quando a corrente  $i_2$  ressona de volta a zero, o diodo  $D_o$  é bloqueado sob corrente nula (ZCS), enquanto a carga  $R_o$  é sustentada pelo capacitor  $C_o$ , conforme ilustrado na Figura 4.6 (d). Esta etapa se encerra quando o interruptor  $S_1$  é comandado a bloquear.

Nesta etapa a corrente magnetizante continua sendo carregada linearmente por  $V_i$ , de modo que a corrente  $i_{Lm}$  pode ser expressa por:

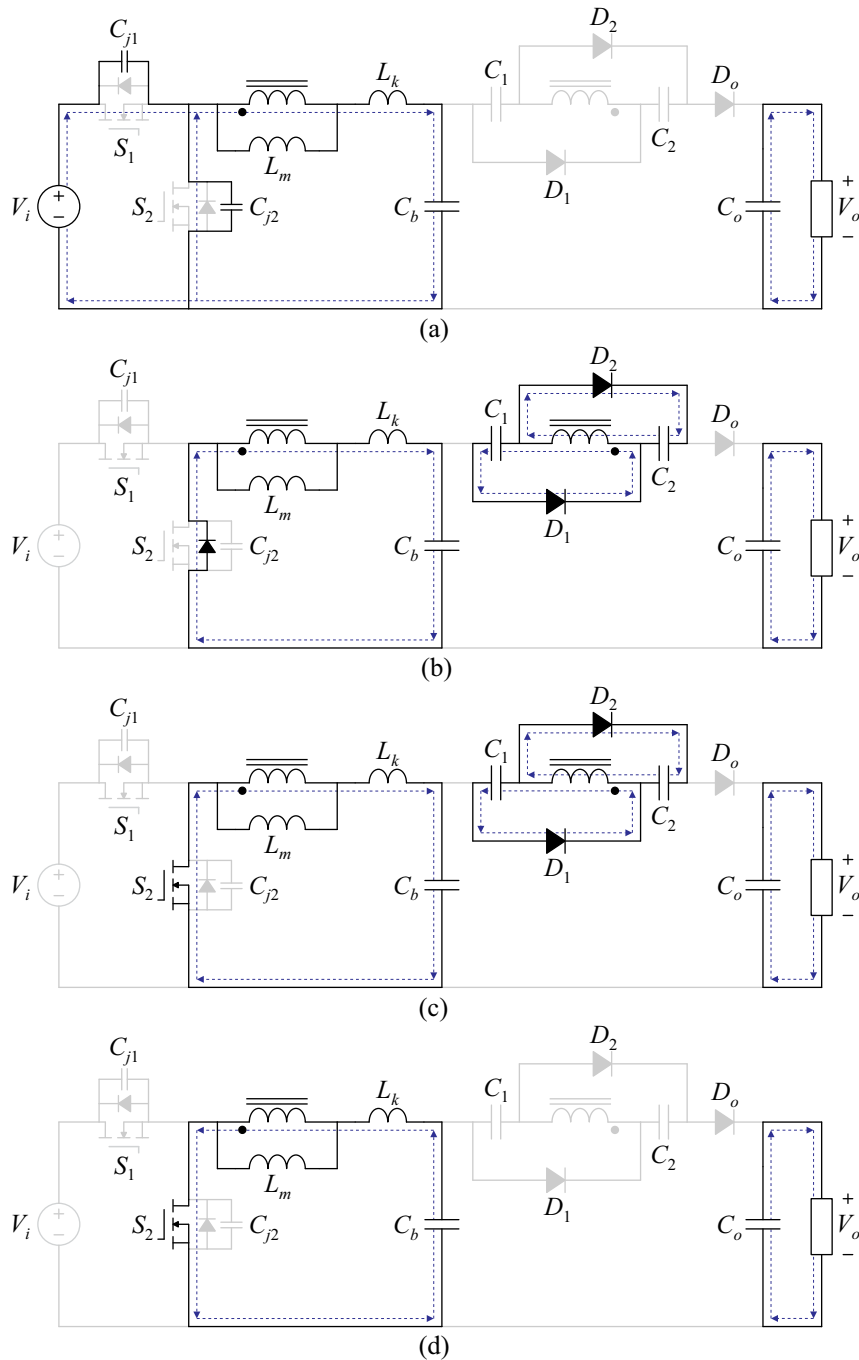
$$i_{Lm} = i_{Lm}(t_1) + \frac{V_i - V_b}{L_m} (t - t_1). \quad (4.29)$$

#### 4.3.1.5 Etapa 5 ( $t_4 < t < t_5$ ):

No instante  $t = t_4$  o interruptor  $S_1$  é bloqueado. Dessa forma, a corrente magnetizante  $i_{Lm}$  começa a descarregar o capacitor  $C_{j2}$  e a carregar o capacitor  $C_{j1}$ , conforme retrata a Figura 4.7 (a). Esta etapa chega ao fim quando o diodo de corpo do interruptor  $S_2$  é

diretamente polarizado.

Figura 4.7 – Etapas de operação: (a) Etapa 5, (b) Etapa 6, (c) Etapa 7 e (d) Etapa 8.



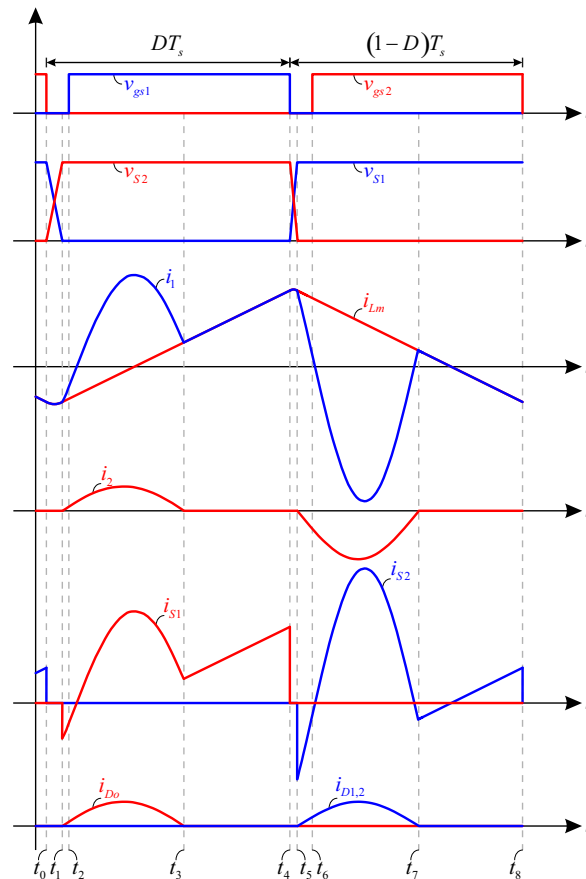
Fonte: Próprio autor.

#### 4.3.1.6 Etapa 6 ( $t_5 < t < t_6$ ):

Com a condução do diodo de corpo de  $S_2$ , a corrente  $i_1$  do enrolamento primário do indutor acoplado passa a fluir por ele, proporcionando ao interruptor  $S_2$  uma condição ZVS. Visto que a tensão sobre o indutor magnetizante  $L_m$  é agora  $(-V_{Cb})$ , a corrente  $i_{Lm}$  decresce linearmente e os diodos  $D_1$  e  $D_2$  são diretamente polarizados. Além disso, os capacitores  $C_1$  e

$C_2$  são carregados pelo enrolamento secundário do indutor acoplado de maneira ressonante, enquanto o capacitor de saída  $C_o$  mantém a carga  $R_o$ . Esta etapa é apresentada na Figura 4.7 (b) e termina quando o interruptor  $S_2$  é comandado a conduzir.

Figura 4.8 – Principais formas de onda do conversor Buck I- $A_1B_1$ .



Fonte: Próprio autor.

4.3.1.7 Etapa 7 ( $t_6 < t < t_7$ ):

Em  $t = t_6$ , o interruptor  $S_2$  entra em condução sob ZVS. A corrente magnetizante  $i_{Lm}$  ainda decresce linearmente e os diodos  $D_1$  e  $D_2$  permanecem em condução, como ilustrado na Figura 4.7 (c). Ademais, a carga  $R_o$  continua sendo mantida pelo capacitor de saída  $C_o$ , enquanto o enrolamento secundário do indutor acoplado continua a carregar os capacitores  $C_1$  e  $C_2$ . Esta etapa é concluída quando a corrente  $i_2$  do enrolamento secundário do indutor acoplado ressona de volta a zero.

As equações de estado do circuito ressonante em operação nas Etapas 6 e 7 podem ser descritas por:

$$L_k \frac{di_{Lk}}{dt} = \frac{V_{C1}}{n} - v_{Cb}, \tag{4.30}$$

$$C_b \frac{dv_{Cb}}{dt} = i_{Lk}. \quad (4.31)$$

A partir de (4.30) e (4.31), pode-se obter:

$$v_{Cb} \approx \frac{V_{C1}}{n} - \left( \frac{V_{C1}}{n} - v_{Cb}(t_5) \right) \cos(\omega_{02}(t-t_5)) + Z_{02} i_{Lk}(t_5) \sin(\omega_{02}(t-t_5)), \quad (4.32)$$

$$i_{Cb} \approx \frac{1}{Z_{02}} \left( \frac{V_{C1}}{n} - v_{Cb}(t_5) \right) \sin(\omega_{02}(t-t_5)) + i_{Lk}(t_5) \cos(\omega_{02}(t-t_5)), \quad (4.33)$$

em que a impedância  $Z_{02}$  e a frequência angular  $\omega_{02}$  de ressonância são:

$$Z_{02} = \sqrt{\frac{L_k}{C_b}}, \quad (4.34)$$

$$\omega_{02} = \frac{1}{\sqrt{L_k C_b}}. \quad (4.35)$$

#### 4.3.1.8 Etapa 8 ( $t_7 < t < t_8$ ):

Quando a corrente  $i_2$  ressona de volta a zero, os diodos  $D_1$  e  $D_2$  bloqueiam sob ZCS. O capacitor  $C_b$  continua a carregar linearmente o indutor magnetizante  $L_m$ , enquanto a carga  $R_o$  é mantida pelo capacitor  $C_o$ . Esta etapa é ilustrada na Figura 4.7 (b) e chega ao fim quando  $S_2$  é comandado a bloquear.

Nesta etapa a corrente magnetizante continua sendo descarregada linearmente por  $(-V_{Cb})$ , de modo que a corrente  $i_{Lm}$  pode ser expressa por:

$$i_{Lm} = i_{Lm}(t_5) - \frac{V_{Cb}}{L_m}(t-t_5). \quad (4.36)$$

### 4.3.2 Equações em Regime permanente

Considerando que os intervalos de tempo para carregar e descarregar os capacitores  $C_{j1}$  e  $C_{j2}$  são insignificantes, as Etapas 1 e 4 novamente podem ser desconsideradas, conforme (4.15) e (4.16).

Aplicando o balanço volt-segundo nos enrolamentos do indutor acoplado, as seguintes equações são obtidas:

$$\langle v_{Lm} + v_{Lk} \rangle = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{DT_s} (V_i - V_{Cb}) dt + \int_{DT_s}^{T_s} (-V_{Cb}) dt \right] = 0, \quad (4.37)$$

$$\langle nv_{Lm} \rangle = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{DT_s} (V_o - V_{Cb} - V_{C1} - V_{C2}) dt + \int_{DT_s}^{T_s} (-V_{C1}) dt \right] = 0. \quad (4.38)$$

Além disso, mediante as Etapas 6 e 7, é sabido que

$$V_{C1} = V_{C2} = nV_{Cb}. \quad (4.39)$$

Portanto, a partir de (4.37)–(4.39), pode-se obter os valores médios das tensões sobre os capacitores  $C_b$ ,  $C_1$  e  $C_2$  e o ganho estático  $M$  do conversor proposto:

$$V_{Cb} = DV_i, \quad (4.40)$$

$$V_{C1} = V_{C2} = nDV_i, \quad (4.41)$$

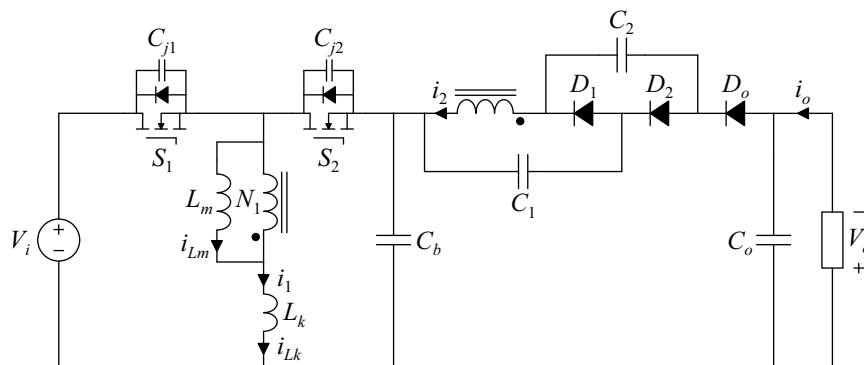
$$M = \frac{V_o}{V_i} = D + nD + n. \quad (4.42)$$

Conforme esperado, o ganho estático de (4.42) é igual ao ganho estático genérico do conversor Buck com célula de ganho com  $a = 1$  e  $b = 2$ , previamente apresentado na Tabela 3.1. Ademais, cabe ressaltar que os valores máximos de tensão nos interruptores e diodos já foram apresentados na Tabela 3.5, enquanto que os valores médios de corrente são listados na Tabela 3.3 e na Tabela 3.6.

#### 4.4 CONVERSOR BUCK-BOOST

Por fim, o modelo comutado do conversor Buck-Boost com célula de ganho II- $A_0B_2$  é ilustrado na Figura 4.9. Para que o conversor opere em modo de operação quase-ressonante, pressupõe-se que ambos os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  são MOSFETs com diodo de corpo e capacitor parasita de junção, que todos os demais componentes sejam ideais e que as capacitâncias dos capacitores do conversor cc-cc básico e de saída sejam suficientemente grandes de modo que suas tensões possam ser consideradas constantes. Em contrapartida, considera-se que os capacitores da célula de ganho  $C_1$  e  $C_2$  formam o circuito ressonante com o indutor de dispersão  $L_k$ .

Figura 4.9 – Modelo comutado do conversor Buck-Boost com célula de ganho II- $A_0B_2$ .



Fonte: Próprio autor.

#### 4.4.1 Princípio de Operação

Por meio das considerações supracitadas, o conversor mostrado na Figura 4.9 também apresenta oito etapas de operação. A descrição de cada uma das etapas de operação são apresentadas abaixo e ilustradas na Figura 4.10 e na Figura 4.11, enquanto as principais formas de onda são demonstradas na Figura 4.12.

##### 4.4.1.1 Etapa 1 ( $t_0 < t < t_1$ ):

Em  $t = t_0$ , os interruptores encontram-se bloqueados. Assim sendo, a corrente magnetizante  $i_{Lm}$  começa a descarregar o capacitor  $C_{j1}$  e a carregar o capacitor  $C_{j2}$ , conforme mostrado na Figura 4.10 (a). Esta etapa chega ao fim quando o diodo de corpo do interruptor  $S_1$  é diretamente polarizado.

##### 4.4.1.2 Etapa 2 ( $t_1 < t < t_2$ ):

Com a condução do diodo de corpo de  $S_1$ , a corrente  $i_1$  do enrolamento primário do indutor acoplado passa a fluir por ele, proporcionando ao interruptor  $S_1$  uma condição para comutação sob tensão nula (ZVS). Uma vez que a tensão no indutor magnetizante  $L_m$  é agora igual a  $V_i$ , a corrente magnetizante  $i_{Lm}$  cresce linearmente e os diodos  $D_o$  e  $D_1$  são diretamente polarizados. Ademais, os capacitores  $C_b$  e  $C_2$  e o enrolamento secundário do indutor acoplado fornecem energia ao capacitor  $C_o$  e à carga  $R_o$  de maneira ressonante, enquanto o capacitor  $C_1$  é carregado pelo enrolamento secundário do indutor acoplado. Esta etapa é ilustrada na Figura 4.10 (b) e termina quando o interruptor  $S_1$  é comandado a conduzir.

##### 4.4.1.3 Etapa 3 ( $t_2 < t < t_3$ ):

Em  $t = t_2$ , o interruptor  $S_1$  entra em condução sob ZVS. A corrente magnetizante  $i_{Lm}$  ainda cresce linearmente e os diodos  $D_1$  e  $D_o$  permanecem em condução, conforme demonstra a Figura 4.10 (c). Além do mais, o capacitor de saída  $C_o$  e a carga  $R_o$  continuam sendo carregados pelos capacitores  $C_b$  e  $C_2$  e pelo enrolamento secundário do indutor acoplado, enquanto o capacitor  $C_1$  é carregado pelo enrolamento secundário. Esta etapa termina quando a corrente  $i_2$  do enrolamento secundário do indutor acoplado ressona novamente a zero.

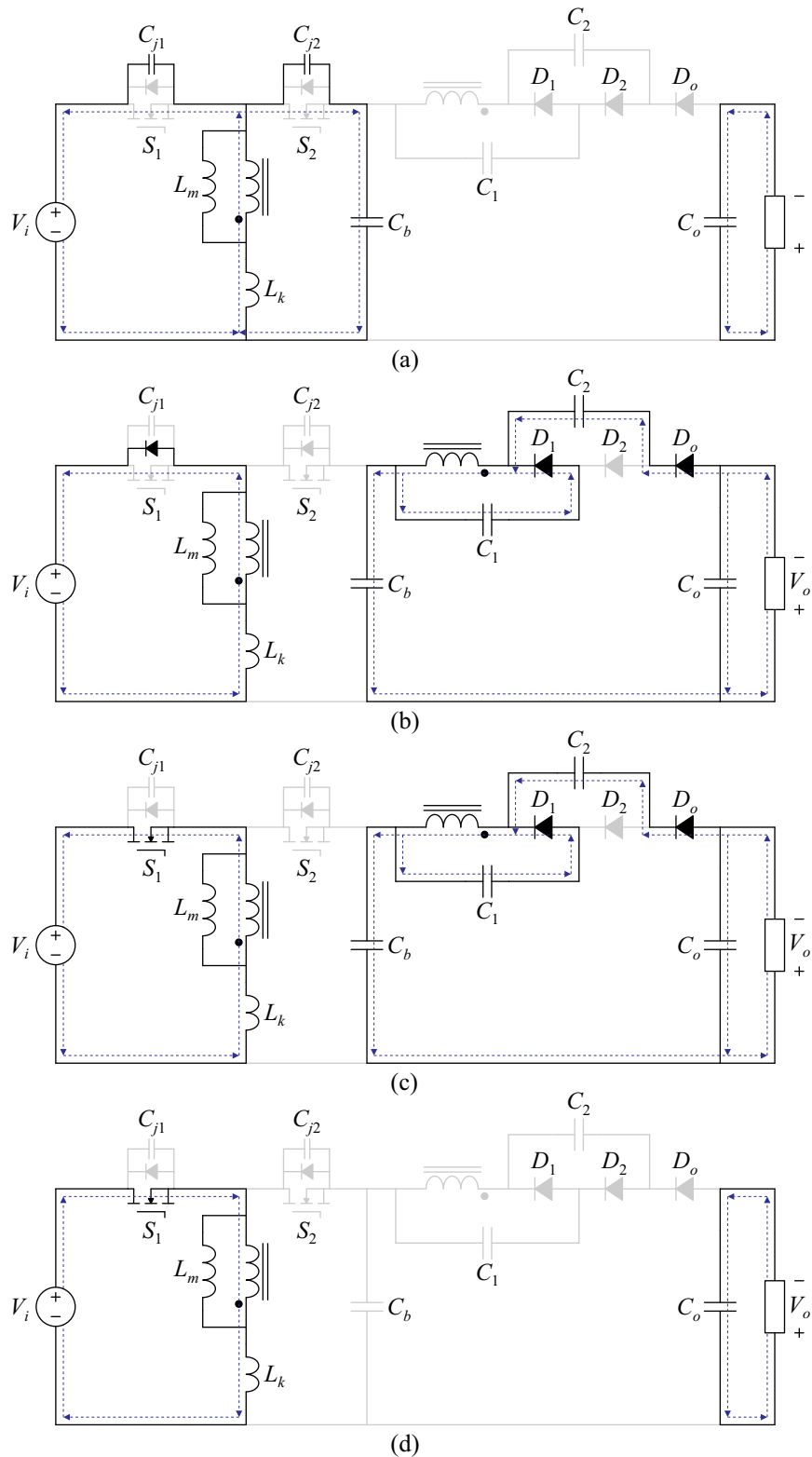
As equações de estado do circuito ressonante em operação nas Etapas 2 e 3 podem ser descritas por:

$$nL_k \frac{di_{Lk}}{dt} = nV_i - v_{C1}, \quad (4.43)$$

$$nC_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{i_{Lm} - i_{Lk}}{2}. \quad (4.44)$$



Figura 4.10 – Etapas de operação: (a) Etapa 1, (b) Etapa 2, (c) Etapa 3 e (d) Etapa 4.



Fonte: Próprio autor.

Assim, a partir de (4.1) e (4.2), pode-se obter:

$$i_{C1} = -i_{C2} \approx \frac{1}{Z_{01}} (nV_i - v_{C1}(t_5)) \text{sen}(\omega_{01}(t - t_1)), \quad (4.45)$$

$$v_{C1} \approx nV_i - (nV_i - v_{C1}(t_1)) \cos(\omega_{01}(t - t_1)), \quad (4.46)$$

em que  $C_1 = C_2$  e a impedância  $Z_{02}$  e frequência angular  $\omega_{02}$  de ressonância são:

$$Z_{01} = \frac{2n}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{L_k}{C_1}}, \quad (4.47)$$

$$\omega_{01} = \frac{\sqrt{2}}{2n} \frac{1}{\sqrt{L_k C_1}}. \quad (4.48)$$

#### 4.4.1.4 Etapa 4 ( $t_3 < t < t_4$ ):

Quando a corrente  $i_2$  ressona de volta a zero, os diodos  $D_1$  e  $D_o$  são bloqueados sob corrente nula (ZCS), enquanto a carga  $R_o$  é sustentada pelo capacitor  $C_o$ , conforme ilustrado na Figura 4.10 (d). Esta etapa se encerra quando o interruptor  $S_1$  é comandado a bloquear.

Nesta etapa a corrente magnetizante continua sendo carregada linearmente por  $V_i$ , de modo que a corrente  $i_{Lm}$  pode ser expressa por:

$$i_{Lm} = i_{Lm}(t_1) + \frac{V_i}{L_m}(t - t_1). \quad (4.49)$$

#### 4.4.1.5 Etapa 5 ( $t_4 < t < t_5$ ):

No instante  $t = t_4$  o interruptor  $S_1$  é bloqueado. Dessa forma, a corrente magnetizante  $i_{Lm}$  começa a descarregar o capacitor  $C_{j2}$  e a carregar o capacitor  $C_{j1}$ , conforme retrata a Figura 4.11 (a). Esta etapa chega ao fim quando o diodo de corpo do interruptor  $S_2$  é diretamente polarizado.

#### 4.4.1.6 Etapa 6 ( $t_5 < t < t_6$ ):

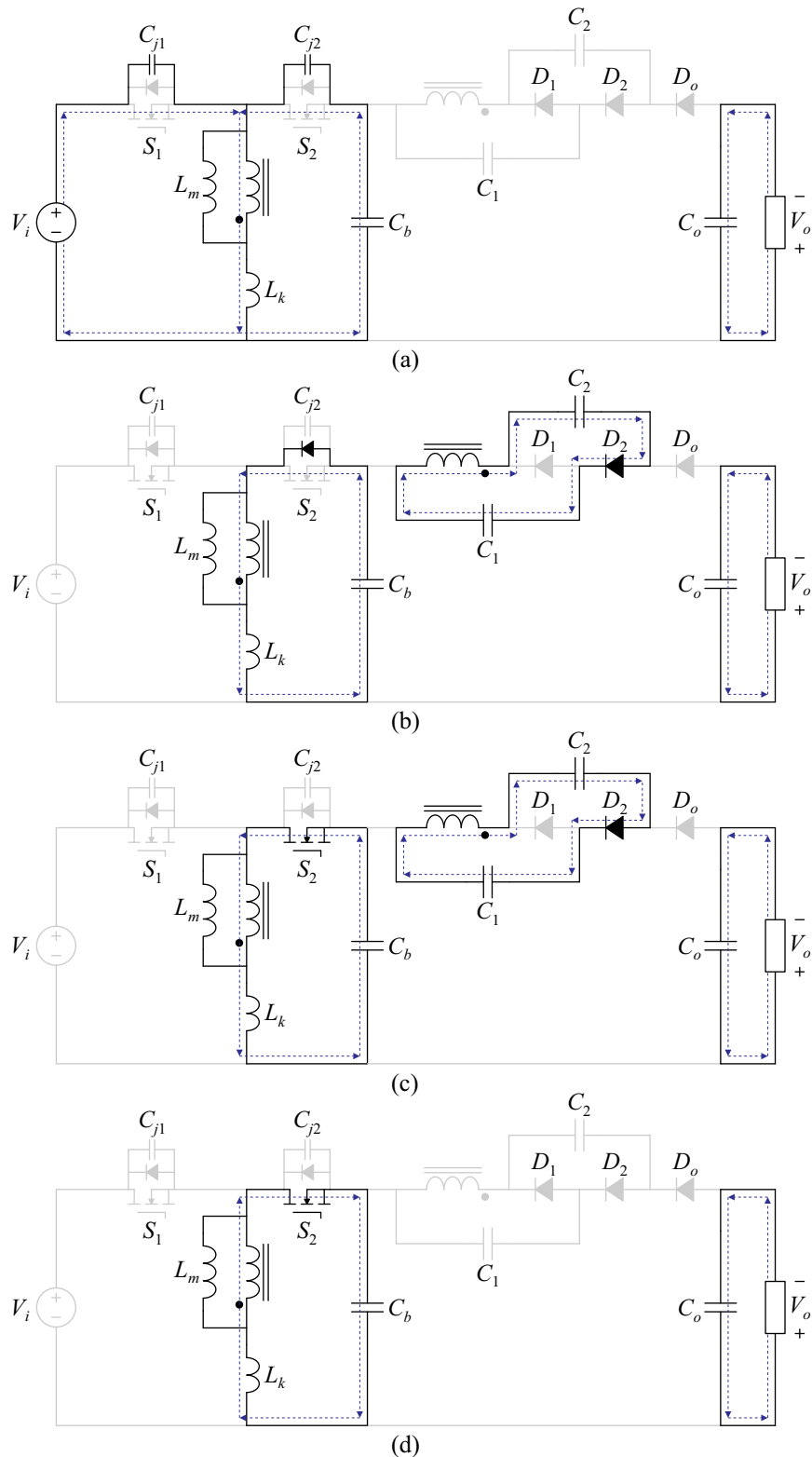
Com a condução do diodo de corpo de  $S_2$ , a corrente  $i_1$  do enrolamento primário do indutor acoplado passa a fluir por ele, proporcionando ao interruptor  $S_2$  uma condição ZVS. Visto que a tensão sobre o indutor magnetizante  $L_m$  é agora  $(-V_{Cb})$ , a corrente  $i_{Lm}$  decresce linearmente e o diodo  $D_2$  é diretamente polarizado. Além disso, o capacitor  $C_2$  é carregado pelo enrolamento secundário do indutor acoplado e pelo capacitor  $C_1$  de maneira ressonante, enquanto o capacitor de saída  $C_o$  mantém a carga  $R_o$ . Esta etapa é apresentada na Figura 4.11 (b) e termina quando o interruptor  $S_2$  é comandado a conduzir.

#### 4.4.1.7 Etapa 7 ( $t_6 < t < t_7$ ):

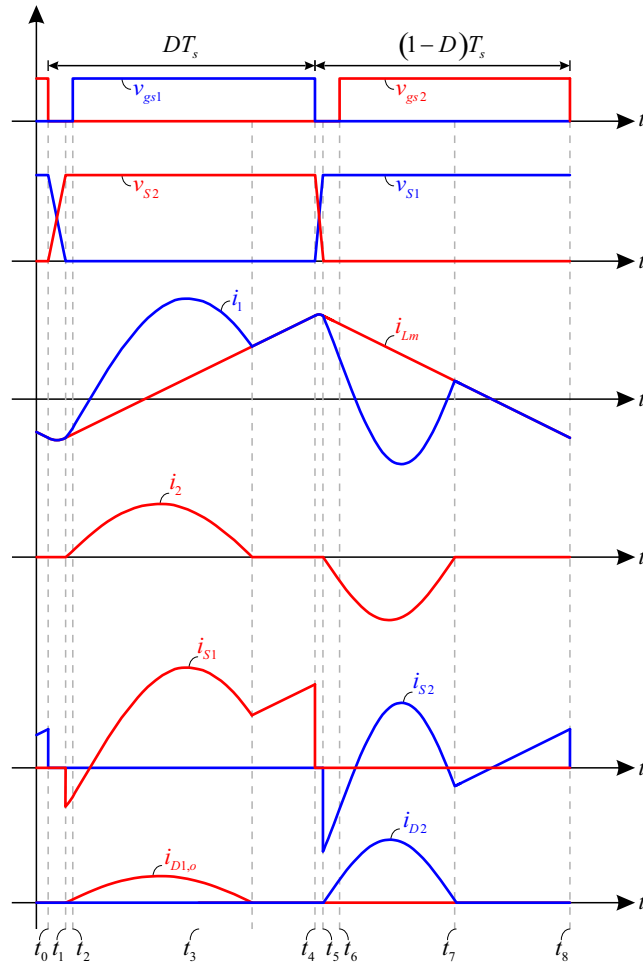
Em  $t = t_6$ , o interruptor  $S_2$  entra em condução sob ZVS. A corrente magnetizante  $i_{Lm}$  ainda decresce linearmente e o diodo  $D_2$  permanece em condução, como ilustrado na Figura 4.11 (c). Ademais, a carga  $R_o$  continua sendo mantida pelo capacitor de saída  $C_o$ ,

enquanto o enrolamento secundário do indutor acoplado e o capacitor  $C_1$  continuam a carregar o capacitor  $C_2$ . Esta etapa é concluída quando a corrente  $i_2$  do enrolamento secundário do indutor acoplado ressona de volta a zero.

Figura 4.11 – Etapas de operação: (a) Etapa 5, (b) Etapa 6, (c) Etapa 7 e (d) Etapa 8.



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.12 – Principais formas de onda do conversor Buck-Boost II- $A_0B_2$ .

Fonte: Próprio autor.

As equações de estado do circuito ressonante em operação nas Etapas 6 e 7 podem ser descritas por:

$$nL_k \frac{di_{Lk}}{dt} = nV_{Cb} + (v_{C1} - v_{C2}), \quad (4.50)$$

$$n \frac{C_1}{2} \frac{d(v_{C1} + v_{C2})}{dt} = i_{Lm} - i_{Lk}. \quad (4.51)$$

Assim, a partir de (4.8) e (4.9), pode-se obter:

$$v_{C1} - v_{C2} \approx -\frac{nV_{Cb}}{2} - \left( -\frac{nV_{Cb}}{2} - v_{C1}(t_5) + v_{C2}(t_5) \right) \cos(\omega_{02}(t - t_5)), \quad (4.52)$$

$$i_{C1} = -i_{C2} \approx \frac{1}{Z_{02}} \left( -\frac{nV_{Cb}}{2} - v_{C1}(t_5) + v_{C2}(t_5) \right) \text{sen}(\omega_{02}(t - t_5)), \quad (4.53)$$

em que  $C_1 = C_2$  e a impedância  $Z_{02}$  e frequência angular  $\omega_{02}$  de ressonância são dadas por:

$$Z_{02} = \frac{n}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{L_k}{C_1}}, \quad (4.54)$$

$$\omega_{02} = \frac{\sqrt{2}}{n} \frac{1}{\sqrt{L_k C_1}}. \quad (4.55)$$

#### 4.4.1.8 Etapa 8 ( $t_7 < t < t_8$ ):

Quando a corrente  $i_2$  ressona de volta a zero, o diodo  $D_2$  bloqueia sob ZCS. O capacitor  $C_b$  continua a carregar linearmente o indutor magnetizante  $L_m$ , enquanto a carga  $R_o$  é mantida pelo capacitor  $C_o$ . Esta etapa é ilustrada na Figura 4.11 (b) e chega ao fim quando  $S_2$  é comandado a bloquear.

Nesta etapa a corrente magnetizante continua sendo descarregada linearmente por  $(-V_{Cb})$ , de modo que a corrente  $i_{Lm}$  pode ser expressa por:

$$i_{Lm} = i_{Lm}(t_5) - \frac{V_{Cb}}{L_m}(t - t_5). \quad (4.56)$$

#### 4.4.2 Equações em Regime permanente

Considerando que os intervalos de tempo para carregar e descarregar os capacitores  $C_{j1}$  e  $C_{j2}$  são insignificantes, mais uma vez as Etapas 1 e 4 podem ser desconsideradas, tal como (4.15) e (4.16). Aplicando o balanço volt-segundo nos enrolamentos do indutor acoplado, as seguintes equações são obtidas:

$$\langle v_{Lm} + v_{Lk} \rangle = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{DT_s} (V_i) dt + \int_{DT_s}^{T_s} (-V_{Cb}) dt \right] = 0, \quad (4.57)$$

$$\langle n v_{Lm} \rangle = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{DT_s} (V_{C1}) dt + \int_{DT_s}^{T_s} (V_{C1} - V_{C2}) dt \right] = 0. \quad (4.58)$$

Ainda, por meio das Etapas 2 e 3, é sabido que

$$V_{C1} = V_o - V_{Cb} - V_{C2} = nV_i. \quad (4.59)$$

Portanto, a partir de (4.57)–(4.59), pode-se obter os valores médios das tensões sobre os capacitores  $C_b$ ,  $C_1$  e  $C_2$  e o ganho estático  $M$  do conversor proposto:

$$V_{Cb} = \frac{DV_i}{1-D}, \quad (4.60)$$

$$V_{C1} = nV_i, \quad (4.61)$$

$$V_{C2} = \frac{nV_i}{1-D}, \quad (4.62)$$

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{D + 2n - nD}{1 - D}. \quad (4.63)$$

Conforme esperado, o ganho estático de (4.63) é igual ao ganho estático genérico do conversor Boost com célula de ganho com  $a = 2$  e  $b = 1$ , previamente apresentado na Tabela 3.1. Ademais, cabe ressaltar que os valores máximos de tensão nos interruptores e diodos já foram apresentados na Tabela 3.5, enquanto que os valores médios de corrente são listados na Tabela 3.3 e na Tabela 3.6.

## 4.5 CONSIDERAÇÕES DE PROJETO

Conhecido o princípio de funcionamento dos conversores Boost II- $A_1B_1$ , Buck I- $A_1B_1$  e Buck-Boost II- $A_0B_2$ , essa seção tem por objetivo discutir as principais diretrizes de projeto que devem ser levadas em consideração para o adequado projeto e dimensionamento desses conversores em modo de operação quase-ressonante. Todavia, cabe ressaltar que essas considerações de projeto podem ser aplicadas aos conversores básicos com qualquer célula de ganho proposta.

### 4.5.1 Condições para Comutação Suave

Com o objetivo de alcançar características ZVS na entrada em condução dos interruptores e ZCS na entrada em condução e no bloqueio dos diodos, algumas condições devem ser satisfeitas:

#### 4.5.1.1 ZVS na entrada em condução de $S_1$ :

A energia armazenada no indutor magnetizante deve ser suficiente para realizar, respectivamente, a carga e a descarga dos capacitores  $C_{j2}$  e  $C_{j1}$ :

$$\frac{1}{2} L_m i_{Lm}(t_0)^2 \geq \frac{1}{2} C_{j1,2} \hat{V}_S^2. \quad (4.64)$$

O tempo morto requerido para que tal processo de carga e descarga seja completado é dado por:

$$\Delta t_{S2-S1} = t_2 - t_0 \geq \frac{2C_{j1}\hat{V}_S}{|i_{Lm}(t_0)|} = \frac{2C_{j1}\hat{V}_S}{|I_{Lm} - \Delta I_{Lm}|}. \quad (4.65)$$

#### 4.5.1.2 ZVS na entrada em condução de $S_2$ :

A energia armazenada no indutor magnetizante deve ser suficiente para realizar, respectivamente, a carga e a descarga dos capacitores  $C_{j1}$  e  $C_{j2}$ :

$$\frac{1}{2}L_m i_{L_m}(t_4)^2 \geq \frac{1}{2}C_{j1,2} \hat{V}_S^2. \quad (4.66)$$

Além disso, o valor instantâneo da corrente magnetizante em  $t_4$  deve ser negativo para propiciar carga e descarga adequadas dos capacitores. Logo, deve-se projetar  $L_m$  para que:

$$I_{L_m} < \Delta I_{L_m}. \quad (4.67)$$

O tempo morto requerido para que tal processo de carga e descarga seja completado é dado por:

$$\Delta t_{S1-S2} = t_6 - t_4 \geq \frac{2C_{j2} \hat{V}_S}{|i_{L_m}(t_4)|} = \frac{2C_{j2} \hat{V}_S}{|I_{L_m} + \Delta I_{L_m}|}. \quad (4.68)$$

#### 4.5.1.3 ZCS no bloqueio de $D_1$ , $D_2$ e $D_0$ :

Para a obtenção de ZCS no bloqueio dos diodos, a corrente  $i_2$  deve ressonar a zero antes de  $S_1$  ou  $S_2$  entrar em condução, portanto deve-se projetar o capacitor ressonante ( $C_b$  ou  $C_1$  e  $C_2$ ) para garantir que:

$$\frac{\pi}{\omega_{01}} \leq DT_s, \quad (4.69)$$

$$\frac{\pi}{\omega_{02}} \leq (1-D)T_s. \quad (4.70)$$

### 4.5.2 Orientações para o Projeto

As principais considerações de projeto relativas aos conversores básicos com célula de ganho podem ser resumidas da seguinte forma:

- Relação de transformação  $n$ : o valor da relação de transformação do indutor acoplado é determinado para atender ganho estático necessário [ver Tabela 3.1] e possibilitar o uso de dispositivos semicondutores de baixa tensão [ver Tabela 3.5].
- Indutância magnetizante  $L_m$ : a escolha desse valor de indutância está diretamente relacionada com as condições ZVS dos interruptores [ver (4.64)–(4.68)]. Ademais, tal indutância também define a ondulação da corrente magnetizante [ver Tabela 3.4], a qual não deve ser muito grande a fim de evitar perdas elevadas no núcleo.
- Indutância de dispersão  $L_k$ : o indutor acoplado deve ser construído de maneira que a indutância de dispersão seja pequena, visto que resulta em perda de razão cíclica, afetando o ganho estático ideal obtido na Tabela 3.1. Por outro lado, é importante que o seu valor não seja excessivamente pequeno a ponto de resultar em uma elevada capacitância  $C_b$  para atender as condições de comutação suave nos diodos.

- Capacitância ressonante  $C_b$  ou  $C_1$  e  $C_2$ : este parâmetro é escolhido para satisfazer as condições ZCS dos diodos [ver (4.69) e (4.70)]. Entretanto, deve-se ter cuidado para evitar que as frequências de ressonância se tornem muito altas em comparação com a frequência de comutação, pois resultará em elevados valores eficazes de corrente por todo o conversor. Ocasionalmente, pode ser interessante perder a característica de comutação suave em alguns pontos de operação (valores extremos de razão cíclica).
- Demais capacitâncias: essas capacitâncias devem ser selecionadas de modo que as tensões nos capacitores possam ser consideradas constantes (ondulação insignificante). Se essa condição não for cumprida, esses capacitores também irão influenciar na operação quase-ressonante do conversor proposto.

#### 4.6 EXPERIMENTAÇÃO PRÁTICA

Os conversores Boost II- $A_1B_1$ , Buck I- $A_1B_1$  e Buck-Boost II- $A_0B_2$  foram projetados para as especificações apresentadas na Tabela 4.1 e com o objetivo de operar em modo quase-ressonante, seguindo as considerações de projeto descritas na seção anterior.

Tabela 4.1 – Especificações.

Tensão de entrada	$V_i$	35-45 V
Tensão de saída	$V_o$	400 V
Potência de saída	$P_o$	150 W
Frequência de comutação	$f_s$	100 kHz
Ondulação da tensão de saída	$\Delta V_o$	0,5%

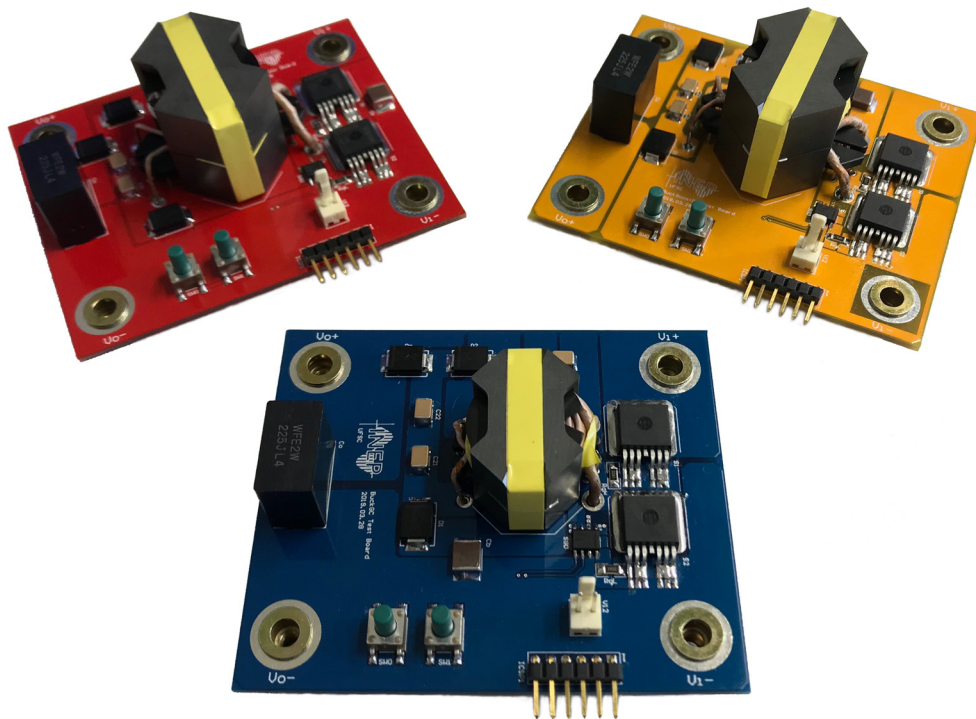
A fim de garantir a excursão por toda a faixa de ganho, as relações de transformação dos indutores acoplados foram escolhidas para que todos os conversores tenham o mesmo ganho estático ( $M = 10$ ) a 50% de razão cíclica. Foram selecionados os mesmos componentes do estágio de potência para todos os conversores, conforme ilustra a Tabela 4.2, exceto pelo núcleo do indutor acoplado, uma vez que a menor energia armazenada no indutor acoplado do conversor Buck I- $A_1B_1$  resultou na escolha de um núcleo menor. Embora MOSFETs de menor tensão possam ser selecionados para o conversor Buck I- $A_1B_1$  e diodos de tensão mais baixa possam ser selecionados para os conversores Boost II- $A_1B_1$  e Buck-Boost II- $A_0B_2$ , os dispositivos semicondutores são os mesmos para todos os conversores. A Figura 4.13 mostra os protótipos dos conversores cc-cc básicos com as respectivas células de ganho. Ressalta-se que um exemplo de projeto mais detalhado de um conversor básico com célula de ganho será discutido no capítulo 6, incluindo informações mais precisas e cálculos numéricos.



Tabela 4.2 – Componentes do estágio de potência.

Componentes	Buck	Boost	Buck-Boost
$S_1, S_2$		IPB039N10N3	
$D_1, D_2, D_o$		ES3G	
$n$	19/3	8/3	3
Núcleo	RM10 – N97	RM12 – N97	RM12 – N97
Primário	4E 150xAWG38	7E 150xAWG38	6E 150xAWG38
Secundário	25E 80xAWG41	25E 80xAWG41	18E 80xAWG41
$L_m / L_k$	19,3 $\mu$ H / 275 nH	19,8 $\mu$ H / 430 nH	19,7 $\mu$ H / 375 nH
$C_b$	10 $\mu$ F / 100 V cerâmico		
$C_1, C_2$	2(-) x 1 $\mu$ F / 100 V cerâmico		
$C_o$	2,2 $\mu$ F / 450 V filme		

Figura 4.13 – Fotografia dos protótipos: (a) Boost, (b) Buck-Boost e (c) Buck. (85 mm x 70 mm)



Fonte: Próprio autor.

A Figura 4.14 apresenta a tensão de entrada, a tensão de saída, a tensão no interruptor  $S_1$  e a corrente  $i_l$  no enrolamento primário do indutor acoplado para o conversor Boost II- $A_1B_1$  com tensão de entrada de (a) 35 V, (b) 40 V e (c) 45 V. As mesmas formas de onda são mostradas na Figura 4.15 e na Figura 4.16 para os conversores Buck I- $A_1B_1$  e Buck-Boost II- $A_0B_2$ , respectivamente.

Mediante tais resultados, pode-se observar que o conversor Buck I- $A_1B_1$  necessita de uma variação maior de razão cíclica para transitar por toda a faixa de tensão de entrada, visto que apresenta uma curva de ganho estático mais suave. Em contrapartida, é perceptível que o conversor Buck I- $A_1B_1$  possui o menor esforço de tensão nos interruptores quando comparado com os demais conversores.

Por meio dos resultados da forma de onda da corrente do enrolamento primário, é possível verificar que os conversores Boost II- $A_1B_1$  e Buck-Boost II- $A_0B_2$  apresentam maior ondulação de corrente magnetizante ao comparar as correntes de magnetização máxima e mínima que são obtidas no início de cada modo ressonante. Por outro lado, o conversor Buck I- $A_1B_1$  revelou correntes mais altas nas etapas ressonantes, o que significa que ele pode apresentar melhores resultados para ganhos de tensão menores e níveis de potência mais baixos, em que as perdas de condução podem não ser predominantes. Cabe ressaltar que as escalas foram escolhidas para facilitar a análise comparativa, mesmo não sendo as mais indicadas em alguns casos. Além disso, a corrente do enrolamento primário foi mensurada com um transdutor de Rogowski, não apresentando portanto valor médio.

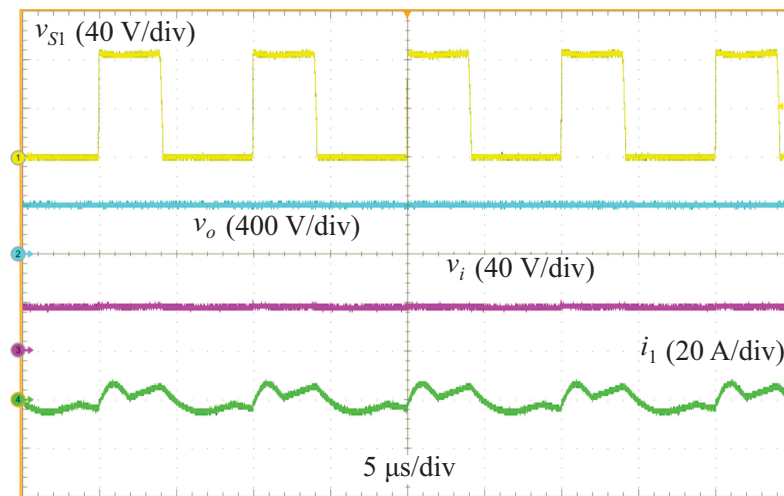
O rendimento dos conversores básicos com célula de ganho foram medidos pelo analisador de potência WT500. A Figura 4.17 (a), (b) e (c) representa as curvas de rendimento dos conversores para toda a faixa de tensão de entrada e sob diferentes níveis de potência de saída. Além disso, os rendimentos ponderados propostos pela Comissão de Energia da Califórnia (CEC), dado por:

$$\eta_{CEC} = 0,04\eta_{10\%} + 0,05\eta_{20\%} + 0,12\eta_{30\%} + 0,21\eta_{50\%} + 0,53\eta_{75\%} + 0,05\eta_{100\%}, \quad (4.71)$$

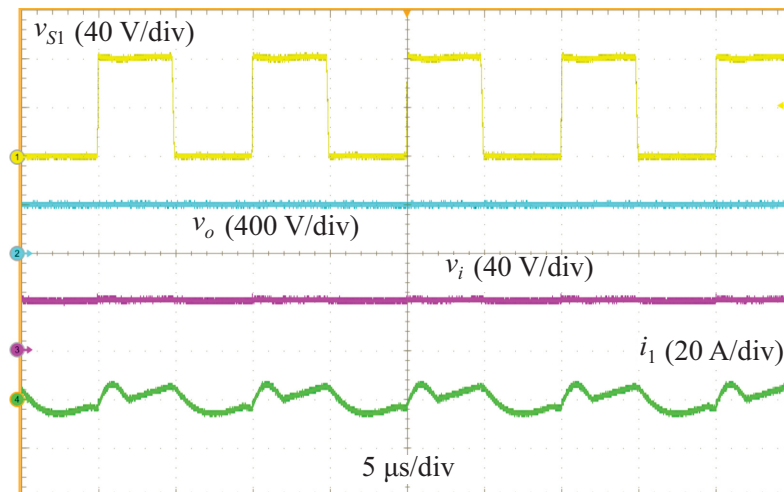
foram calculados para cada valor de tensão de entrada da Figura 4.17 (a), (b) e (c), como pode ser visto nas curvas da Figura 4.17 (d).

Verifica-se que o conversor Boost II- $A_1B_1$  apresentou rendimentos melhores, atingindo o pico de 97,8%. No entanto, devido às maiores perdas no núcleo, sua eficiência cai substancialmente com cargas leves (< 90%). O conversor Buck I- $A_1B_1$  exibiu uma curva de rendimento mais plana, apesar de ter atingido eficiência máxima em torno de 97%. Por outro lado, o conversor Buck-Boost II- $A_0B_2$  apresentou os piores resultados de rendimento, com valor máximo semelhante ao do Buck I- $A_1B_1$  e a mesma redução de rendimento em baixa carga do conversor Boost II- $A_1B_1$ . Além do mais, nenhum conversor demonstrou variação importante do rendimento em função do valor da tensão de entrada, de modo que os rendimentos CEC ponderados médios foram de 97,0%, 96,7% e 96,1%, respectivamente, para os conversores Boost II- $A_1B_1$ , Buck I- $A_1B_1$  e Buck-Boost II- $A_0B_2$ .

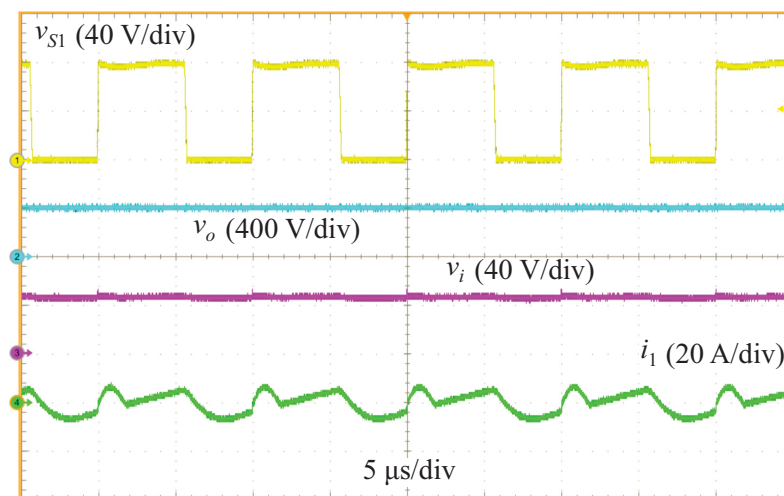
Figura 4.14 – Formas de onda experimentais do conversor Boost II- $A_1B_1$  em plena carga para toda a faixa de tensão de entrada: (a) 35 V, (b) 40 V e (c) 45 V.



(a)



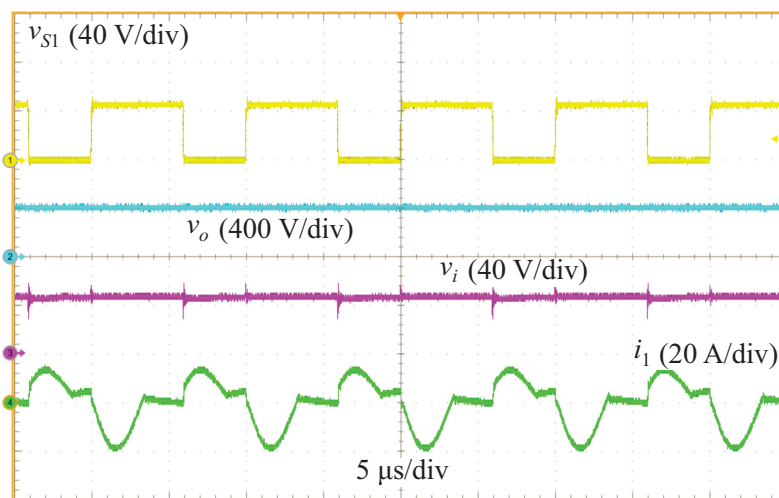
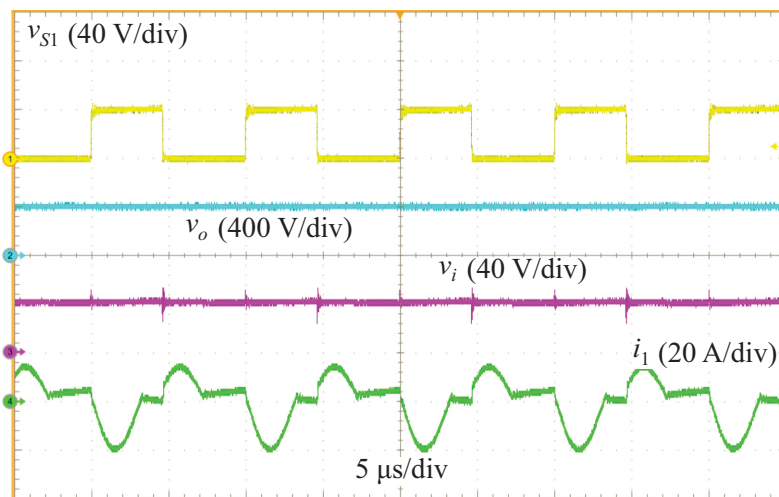
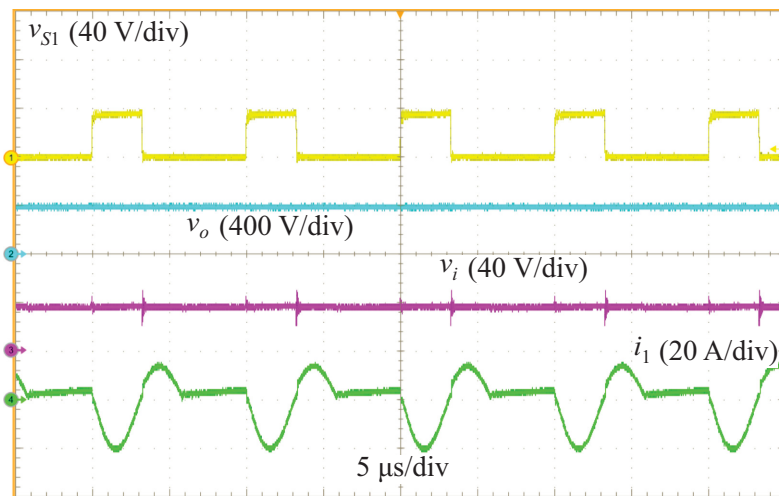
(b)



(c)

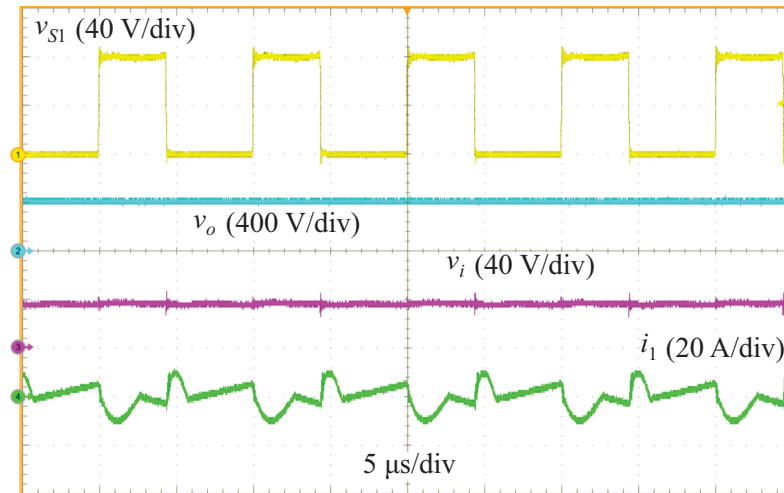
Fonte: Próprio autor.

Figura 4.15 – Formas de onda experimentais do conversor Buck  $I-A_1B_1$  em plena carga para toda a faixa de tensão de entrada: (a) 35 V, (b) 40 V e (c) 45 V.

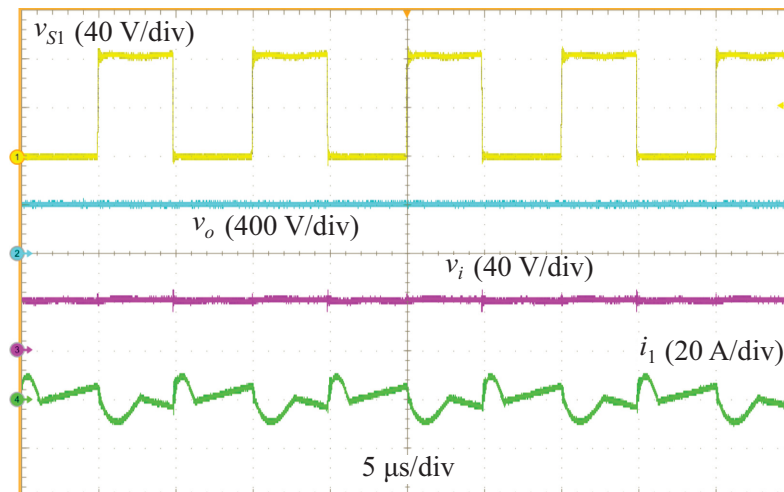


Fonte: Próprio autor.

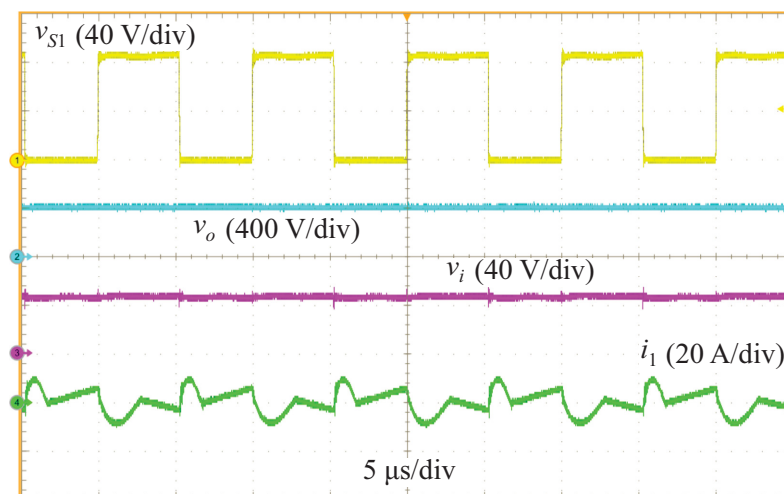
Figura 4.16 – Formas de onda experimentais do conversor Buck-Boost II- $A_0B_2$  em plena carga para toda a faixa de tensão de entrada: (a) 35 V, (b) 40 V e (c) 45 V.



(a)



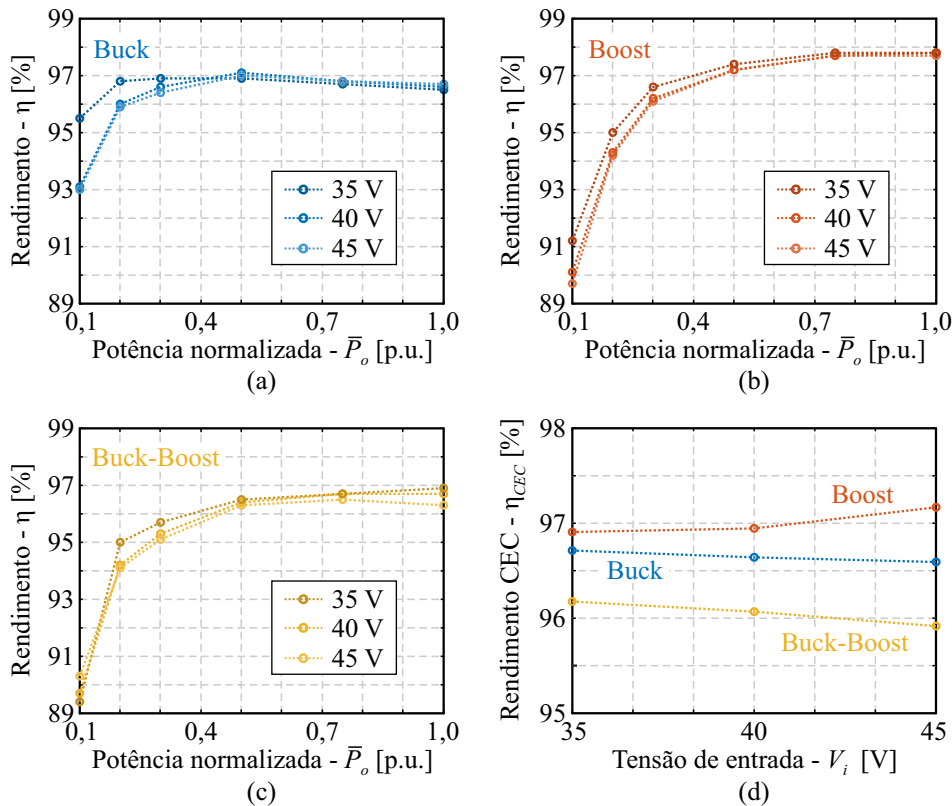
(b)



(c)

Fonte: Próprio autor.

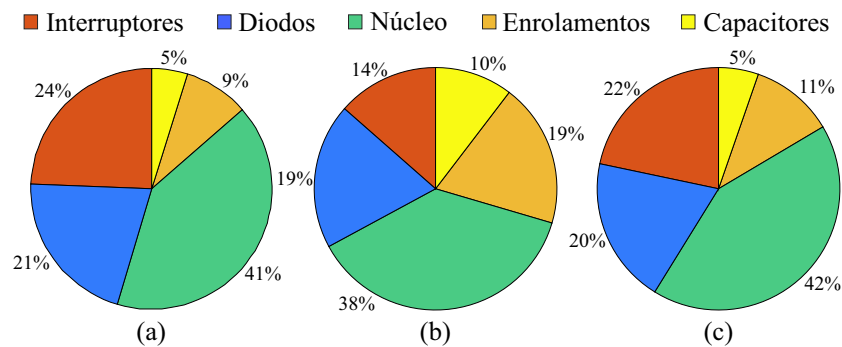
Figura 4.17 – Curvas experimentais de rendimento em função da potência de saída com diferentes valores de tensão de entrada para: (a) Buck I- $A_1B_1$ , (b) Boost II- $A_1B_1$  e (c) Buck-Boost II- $A_0B_2$ . (d) Curva de rendimento ponderado CEC em função da tensão de entrada.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 4.18 mostra a distribuição de perda de potência nos conversores em carga nominal e com  $V_i = 40$  V. Os cálculos foram realizados levando em consideração as perdas de comutação e condução nos interruptores ( $S_1$  e  $S_2$ ), as perdas de condução nos diodos ( $D_1$ ,  $D_2$  e  $D_o$ ), as perdas nos enrolamentos e no núcleo do indutor acoplado e as perdas de condução nos capacitores ( $C_b$ ,  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_o$ ). O modelo de perdas considerado pode ser consultado no Apêndice A. As perdas totais nos conversores Boost II- $A_1B_1$ , Buck I- $A_1B_1$  e Buck-Boost II- $A_0B_2$  foram de respectivamente 4,13 W, 4,71 W e 4,89 W. Em todos os conversores, as perdas no núcleo foram dominantes; isso é resultado da elevada ondulação de corrente magnetizante. Além disso, as perdas nos interruptores se mostraram menores no conversor Buck I- $A_1B_1$ , mas as perdas nos enrolamento são muito menores nos conversores Boost II- $A_1B_1$  e Buck-Boost II- $A_0B_2$ . Outrossim, é notável que as perdas nos diodos e nos capacitores representam uma porcentagem importante das perdas totais, ilustrando novamente por que o aumento das células multiplicadoras de tensão tende a reduzir o rendimento desses conversores.

Figura 4.18 – Distribuição de perdas em plena carga nos conversores:  
 (a) Boost II- $A_1B_1$ , (b) Buck I- $A_1B_1$  e (c) Buck-Boost II- $A_0B_2$ .



Fonte: Próprio autor.

É importante ressaltar que o ensaio de rendimento e a análise de perdas apenas demonstram que todos os conversores básicos com célula de ganho, operando em modo quase-ressonante, tendem a apresentar rendimentos elevados. Contudo, não necessariamente conversores baseados na estrutura Boost terão melhores rendimentos que os baseados nos conversores Buck ou Buck-Boost em qualquer situação, de forma independente dos pontos de operação ou aplicação.

Por exemplo, no caso dos conversores Boost, Buck e Buck-Boost convencionais os melhores desempenhos costumam ser observados para ganhos unitários, ou seja, respectivamente quando  $D \rightarrow 0$ ,  $D \rightarrow 1$  e  $D = 0,5$ . Apesar de essa característica não ser obrigatoriamente mantida, ela indica que os conversores projetados podem estar operando fora de seus pontos ótimos, haja vista que, aproximadamente, o conversor Buck I- $A_1B_1$  operou com  $0,35 < D < 0,7$  e os conversores Boost II- $A_1B_1$  e Buck-Boost II- $A_0B_2$  operam com  $0,4 < D < 0,6$ . Essas faixas de operação foram observadas em decorrência da relação de transformação ter sido dimensionada para que todos conversores provesses ganho  $M = 10$  para  $D = 0,5$ . Ademais, ainda que em menor grau devido ao mesmo número de pares capacitor-diodo, o fato de as células de ganho empregadas serem diferentes também pode ter influência sobre os rendimentos obtidos.

Isto posto, uma vez que há muitos graus de liberdade que podem alterar os seus rendimentos, como relação de transformação e célula de ganho, além de frequência de comutação e diferentes componentes e materiais elétricos, tais conversores deveriam ser otimizados para que os seus rendimentos pudessem ser comparados. Embora esse trabalho não abordará projetos otimizados dos conversores básicos com célula de ganho, um exemplo de projeto otimizado pode ser encontrado em (70).

## 4.7 CONCLUSÃO

Este capítulo discutiu a operação quase-ressonante dos conversores básicos com célula de ganho. Tal modo de operação possibilita o projeto dos referidos conversores com alto rendimento e elevada densidade de potência. As etapas de operação e formas de onda dos conversores Boost com célula de ganho II- $A_1B_1$ , Buck I- $A_1B_1$  e Buck-Boost II- $A_0B_2$  foram descritas em detalhes. Ademais, foram discutidas as principais considerações de projeto, incluindo as condições necessária para operação com comutação suave. A fim de avaliar a operação desses conversores experimentalmente, três protótipos de 150 W, com tensão de entrada de 35-45 V e tensão de saída de 400 V, foram construídos e testados em malha aberta. Em suma, os três conversores básicos com célula de ganho apresentaram excelente desempenho e alto rendimento em regime permanente (rendimentos ponderados CEC superiores a 96%). A operação em malha fechada dos conversores básicos com célula de ganho não foi avaliada, visto que os seus comportamentos dinâmicos ainda não foram analisados, mas serão abordados no próximo capítulo.



## **5 MODELAGEM E ANÁLISE DINÂMICA**

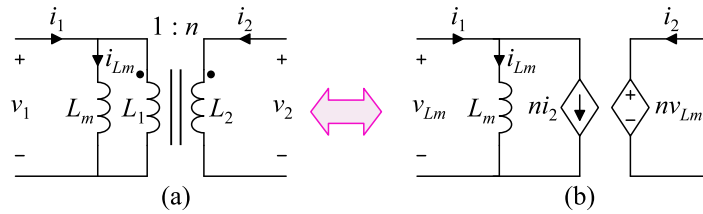
Embora muitos conversores de alto ganho com indutores acoplados e multiplicadores de tensão tenham sido propostos na literatura, a modelagem dinâmica desses conversores é raramente abordada. Assim sendo, este capítulo tem por objetivo levantar de forma generalizada e simplificada os modelos de pequenos sinais orientados ao controle dos conversores básicos com célula de ganho.

### **5.1 MODELAGEM DE CONVERSORES COM INDUTOR ACOPLADO**

Até o momento poucos trabalhos envolvendo a modelagem de conversores de alto ganho com indutores acoplados foram propostos na literatura (83-86). As metodologias de modelagem desses conversores tipicamente recaem em modelos médios por espaço de estado (83-85) ou por circuito médio equivalente (86). Devido à complexidade envolvida, muitas simplificações costumam ser consideradas. Em (83) e (86) a indutância de dispersão do indutor acoplado é ignorada. Apesar de (84) considerar a indutância de dispersão como um dos estados, simplificações em suas etapas de operação mascaram o seu real efeito dinâmico. Em contrapartida, em (85), todas as etapas de operação e intervalos de tempo envolvidos são levados em conta durante a modelagem, resultando em um modelo bastante preciso. Todavia, as funções de transferência só podem ser obtidas por meio de métodos numéricos.

Nesta tese várias simplificações serão consideradas a fim de se obter modelos simples, porém relativamente precisos, dos conversores básicos com indutor acoplado e multiplicadores de tensão. Em resumo, serão desconsiderados os efeitos do tempo morto e da indutância de dispersão, o transformador ideal será substituído por fontes controladas de corrente e de tensão (87), conforme representa a Figura 5.1, e será considerado que as frequências de ressonância são menores ou iguais à frequência de comutação (operação não quase-ressonante). Tais simplificações farão com que cada conversor apresente apenas duas etapas de operação, facilitando a obtenção dos referidos modelos. Posteriormente, a fim de contemplar os efeitos dinâmicos inseridos pela indutância de dispersão, modificações no circuito médio equivalente serão incluídas para ajustes dos modelos.

Figura 5.1 – Circuito elétrico equivalente do transformador ideal (77).

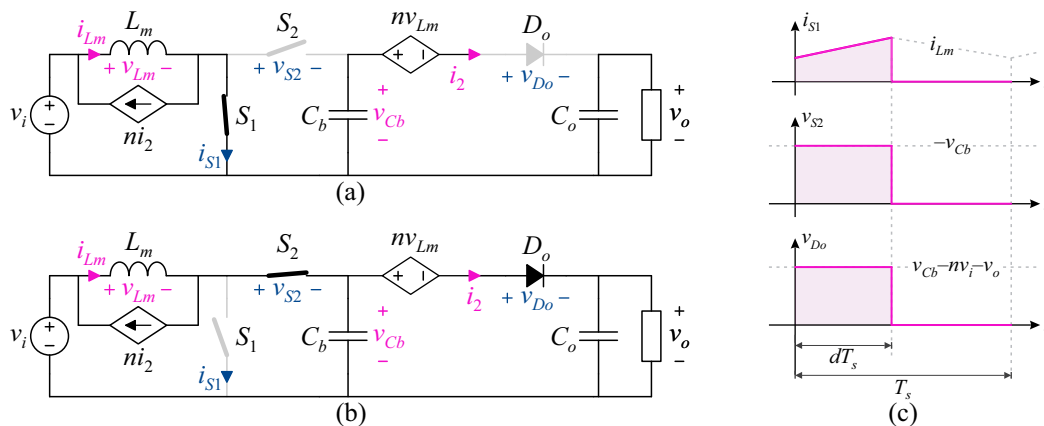


Fonte: Próprio autor.

## 5.2 CONVERSOR BOOST

Levando-se em conta as simplificações descritas na seção 5.1, o conversor Boost com célula de ganho apresenta duas etapas de operação, conforme ilustrado na Figura 5.2 para a célula de ganho I- $A_0B_0$ , a qual não possui células multiplicadoras de tensão, apenas o indutor acoplado. Por conter a célula de ganho mais simples, este conversor será analisado primeiramente, para então estender a análise para conversores com as demais células de ganho. Em suma, para a obtenção dos modelos dinâmicos dos conversores, é gerado inicialmente o seu modelo médio de grandes sinais a partir das etapas de operação. Em seguida, o modelo médio de grandes sinais é linearizado para obtenção do modelo de pequenos sinais, da qual, finalmente, podem-se obter as funções de transferência desejadas.

Figura 5.2 – Etapas de operação do conversor Boost I- $A_0B_0$ .



Fonte: Próprio autor.

### 5.2.1 Modelo Médio de Grandes Sinais

Comumente, o período de comutação é significativamente menor que as constantes de tempo do conversor, sendo assim, pode-se aproximar grandezas instantâneas por seus valores médios calculados a cada período de comutação (valor médio quase-instantâneo), sem que haja perda de informação relacionada à dinâmica que se deseja controlar. Do ponto de vista dos conversores, essa aproximação significa substituir interruptores e diodos por fontes

dependentes de tensão ou de corrente, resultando no chamado modelo médio de grandes sinais. Destarte, analisando as etapas de operação elucidadas na Figura 5.2, chega-se à conclusão de que:

$$i_{S1} = \begin{cases} i_{Lm} & \text{para } 0 \leq t \leq dT_s \\ 0 & \text{para } dT_s \leq t \leq T_s \end{cases}, \quad (5.1)$$

$$v_{S2} = \begin{cases} -v_{Cb} & \text{para } 0 \leq t \leq dT_s \\ 0 & \text{para } dT_s \leq t \leq T_s \end{cases}, \quad (5.2)$$

$$v_{Do} = \begin{cases} v_{Cb} - nv_i - v_o & \text{para } 0 \leq t \leq dT_s \\ 0 & \text{para } dT_s \leq t \leq T_s \end{cases}. \quad (5.3)$$

Por intermédio de (5.1)-(5.3), pode-se definir o valor médio quase-instantâneo das tensões em  $D_o$  e  $S_2$  e da corrente em  $S_1$  durante um período de comutação:

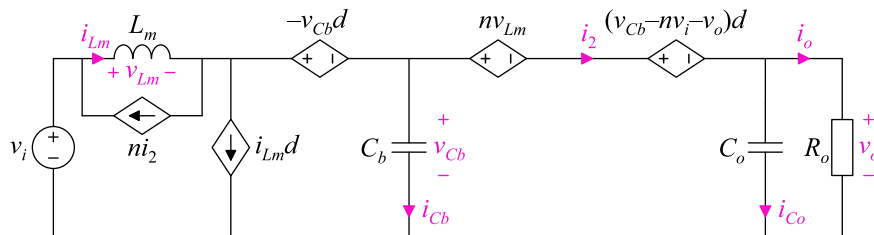
$$\langle i_{S1} \rangle = i_{Lm} d, \quad (5.4)$$

$$\langle v_{S2} \rangle = -v_{Cb} d, \quad (5.5)$$

$$\langle v_{Do} \rangle = (v_{Cb} - nv_i - v_o) d. \quad (5.6)$$

Finalmente, mediante (5.4)-(5.6), é possível obter o modelo médio de grandes sinais ao substituir o interruptor  $S_2$  e o diodo  $D_o$  de saída por fontes de tensão controlada e o interruptor  $S_1$  por uma fonte de corrente controlada. Tal modelo é apresentado na Figura 5.3.

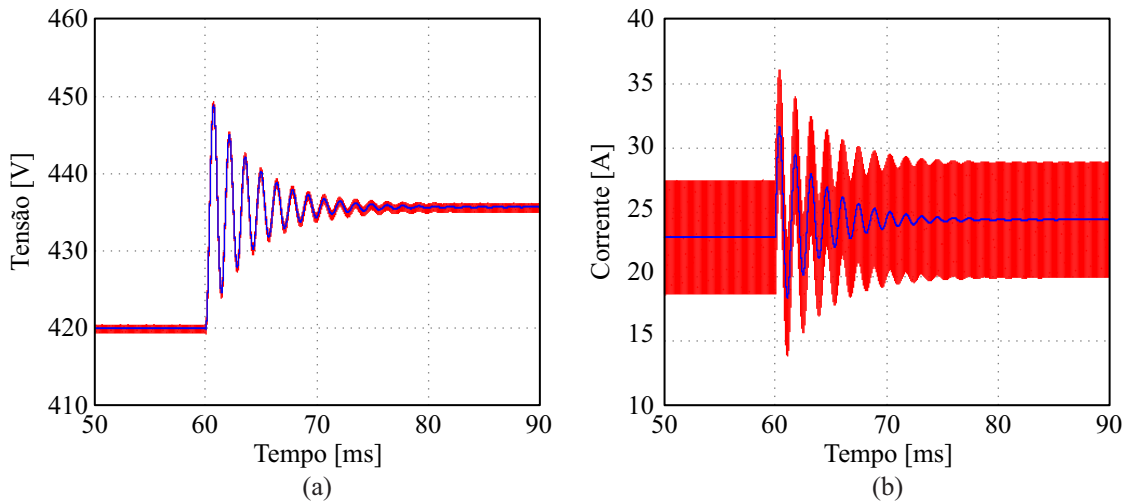
Figura 5.3 – Modelo médio de grandes sinais do conversor Boost I- $A_0B_0$ .



Fonte: Próprio autor.

Para validar o modelo de grandes sinais foi realizada uma simulação no *software* PSIM, cujo resultado é ilustrado na Figura 5.4. Nesta simulação, foi aplicado um incremento na razão cíclica (2% do seu ponto de operação) em 60 milissegundos para comprovar o comportamento estático e dinâmico do modelo. A sobreposição dos resultados obtidos comprovam a validade do modelo médio de grandes sinais. Para esse e os demais resultados obtidos por simulação neste capítulo foram considerados: passo de cálculo = 50 ns,  $V_i = 35$  V,  $f_s = 100$  kHz,  $D = 0,5$ ,  $n = 10$ ,  $C_b = 5$   $\mu$ F,  $C_o = 5$   $\mu$ F,  $C_g = 10$   $\mu$ F,  $L_m = 20$   $\mu$ H,  $R_o = 400$   $\Omega$ .

Figura 5.4 – Resultados de simulação: (a) tensão de saída e (b) corrente na indutância magnetizante do conversor Boost com célula de ganho  $I-A_0B_0$ .



Fonte: Próprio autor.

### 5.2.2 Modelo Médio de Pequenos Sinais

A modelagem orientada ao controle clássico tem como objetivo a obtenção de funções de transferência por meio da utilização da transformada de Laplace, aplicável apenas a sistemas lineares e invariantes no tempo. Em virtude, contudo, de os modelos de grandes sinais manterem o comportamento não linear típico de conversores estáticos, recorre-se à linearização.

Uma primeira opção consiste na expansão das funções não lineares que descrevem os conversores por meio da série de Taylor, tomando-se, posteriormente, apenas os termos lineares. Alternativamente, pode-se considerar que o conversor tem comportamento linear nos entornos de um ponto de operação  $X$  (parcela cc), desde que as perturbações  $\hat{x}$  (parcela ca) em torno deste ponto sejam suficientemente pequenas (76). Pode-se, então, expressar todas as variáveis do sistema pela soma das duas parcelas: a primeira cc, que descreve o ponto de operação; a segunda ca, que por sua vez representa a pequena perturbação, isto é:

$$\langle x \rangle = X + \hat{x}. \quad (5.7)$$

Assim, aplicando a linearização descrita, (5.4)-(5.6) podem ser rescritas:

$$I_{S1} + \hat{i}_{S1} = (I_{Lm} + \hat{i}_{Lm})(D + \hat{d}), \quad (5.8)$$

$$V_{S2} + \hat{v}_{S2} = -(V_{Cb} + \hat{v}_{Cb})(D + \hat{d}), \quad (5.9)$$

$$V_{Do} + \hat{v}_{Do} = [(V_{Cb} + \hat{v}_{Cb}) - n(V_i + \hat{v}_i) - (V_o + \hat{v}_o)](D + \hat{d}). \quad (5.10)$$

As equações (5.8)-(5.10) permanecem não lineares devido aos termos de segunda ordem, representados pelo produto de perturbações. Entretanto, supondo que tais perturbações são suficientemente pequenas, pode-se concluir que os termos de segunda ordem serão relativamente menores do que os demais e, portanto, podem ser negligenciados sem que haja perda de generalidade. Por sua vez, o desacoplamento entre os termos cc e ca promovido pela linearização permite representar o conversor por meio de seu modelo médio de pequenos sinais, que considera apenas os termos ca.

Assim, para a obtenção do modelo de pequenos sinais desprezam-se as componentes cc e as componentes ca de segunda ordem de (5.8)-(5.10):

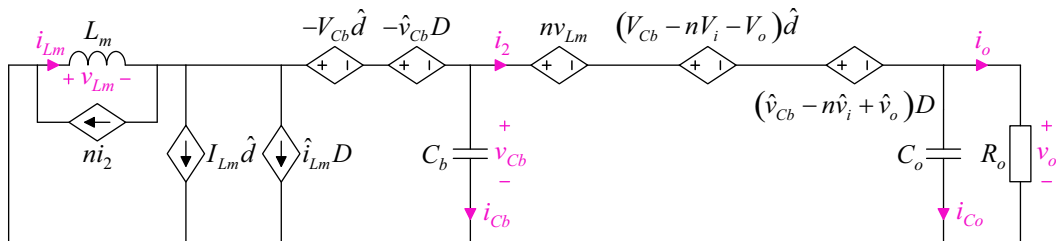
$$\hat{i}_{S1} = I_{Lm} \hat{d} + \hat{i}_{Lm} D, \quad (5.11)$$

$$\hat{v}_{S2} = -(V_{Cb} \hat{d} + \hat{v}_{Cb} D), \quad (5.12)$$

$$\hat{v}_{Do} = (V_{Cb} - nV_i - V_o) \hat{d} + (\hat{v}_{Cb} - n\hat{v}_i + \hat{v}_o) D. \quad (5.13)$$

A Figura 5.5 destaca o modelo médio de pequenos sinais para o conversor Boost com célula de ganho I-A0B0, cujo comportamento é válido apenas para pequenas perturbações em torno do ponto de operação.

Figura 5.5 – Modelo médio de pequenos sinais do conversor Boost I-A0B0.



Fonte: Próprio autor.

### 5.2.3 Funções de Transferência

Matematicamente, os modelos médios de pequenos sinais são normalmente descritos por funções de transferência. Para obtenção de qualquer função de transferência, o modelo de pequenos sinais pode ser solucionado utilizando técnicas convencionais de análise de circuitos lineares. Desta forma, aplicando a transformada de Laplace em (5.11)-(5.13), têm-se:

$$\hat{i}_{S1}(s) = I_{Lm} \hat{d}(s) + \hat{i}_{Lm}(s) D, \quad (5.14)$$

$$\hat{v}_{S2}(s) = -(V_{Cb} \hat{d}(s) + \hat{v}_{Cb}(s) D), \quad (5.15)$$

$$\hat{v}_{Do}(s) = (V_{Cb} - nV_i - V_o) \hat{d}(s) + (\hat{v}_{Cb}(s) - n\hat{v}_i(s) + \hat{v}_o(s)) D. \quad (5.16)$$

Ainda, de posse das relações volt-ampère dos elementos armazenadores:

$$\hat{v}_{L_m}(s) = sL_m \hat{i}_{L_m}(s)D, \quad (5.17)$$

$$\hat{i}_{C_b}(s) = sC_b \hat{v}_{C_b}(s), \quad (5.18)$$

$$\hat{i}_{C_o}(s) = sC_o \hat{v}_{C_o}(s), \quad (5.19)$$

e mediante a análise de circuitos do modelo médio de pequenos sinais da Figura 5.5, pode-se chegar as seguintes expressões:

$$I_{L_m}d(s) - \frac{v_{L_m}(s)(1-D)}{sL_m} + sC_b v_{C_b}(s) + \frac{(n+1)(1+sR_oC_o)v_{C_o}(s)}{R_o}, \quad (5.20)$$

$$v_{L_m}(s) - V_{C_b}d(s) + (1-D)v_{C_b}(s) = 0, \quad (5.21)$$

$$-(1-D)v_{C_b}(s) + nv_{L_m}(s) + (V_{C_b} - nV_i - V_o)d(s) + (1-D)v_o(s) = 0. \quad (5.22)$$

Por fim, supondo que se deseje obter a função de transferência que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica, a partir da solução do sistema de equações dado por (5.20)-(5.22) chega-se a:

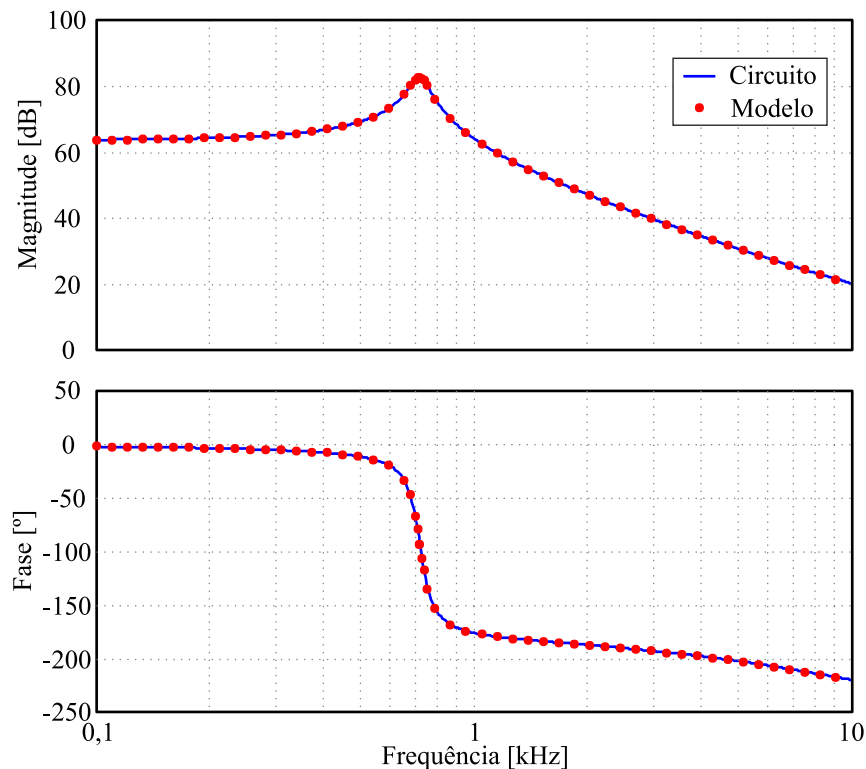
$$\frac{v_o(s)}{d(s)} = -\frac{R_o}{(1-D)} \frac{sL_m(1+n)^2 I_o - (1-D)(1+n)V_i}{R_o L_m [C_b + (1+n)^2 C_o] s^2 + sL_m(1+n)^2 + (1-D)^2 R_o}. \quad (5.23)$$

A Figura 5.6 apresenta a resposta em frequência da função de transferência (5.23) e a resposta em frequência do modelo comutado do conversor Boost I-A<sub>0</sub>B<sub>0</sub>, ambas obtidas por simulação mediante o uso do bloco *AC Sweep*, presente no *software* PSIM. Verifica-se que ambas as respostas em frequência são idênticas, validando a modelagem dinâmica realizada.

Por meio de (5.23) percebe-se que, embora o conversor Boost I-A<sub>0</sub>B<sub>0</sub> possua três elementos armazenadores de energia ( $L_m$ ,  $C_b$  e  $C_o$ ), a sua dinâmica pode ser representada por uma função de transferência de segunda ordem, assim como o conversor Boost. Ainda, nota-se que, semelhantemente ao conversor Boost clássico, a função de transferência que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica apresenta um zero no semi-plano direito, consistindo em um sistema de fase não mínima. O projeto de controle para esse tipo de sistema costuma ser mais difícil, uma vez que o aumento de ganho de compensadores convencionais, faz com que, em malha fechada, os polos sejam atraídos pelo zero do semi-plano direito.

Todas essas semelhanças observadas entre o conversor Boost com célula de ganho I-A<sub>0</sub>B<sub>0</sub> e a sua versão clássica indicam que as funções de transferência dos conversores propostos tendem a seguir o mesmo comportamento dinâmico dos conversores básicos nos quais foram baseados.

Figura 5.6 – Diagramas de Bode da função de transferência que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica do conversor Boost com célula de ganho I- $A_0B_0$ .



Fonte: Próprio autor.

### 5.2.4 Efeito da Indutância de Dispersão

Até o momento o efeito da indutância de dispersão foi desprezado no levantamento do modelo dinâmico do conversor Boost com célula de ganho. Ao se considerar a indutância de dispersão na simulação realizada na Figura 5.6, verifica-se a sua influência predominante no amortecimento do modelo, tal como elucidada a Figura 5.7 para diferentes valores de indutância de dispersão. Por se tratar de um efeito similar às resistências parasitas dos componentes que geram perdas ôhmicas em um conversor estático básico, propõe-se neste trabalho a emulação do efeito da indutância de dispersão por meio de resistências.

#### 5.2.4.1 Modelo Proposto

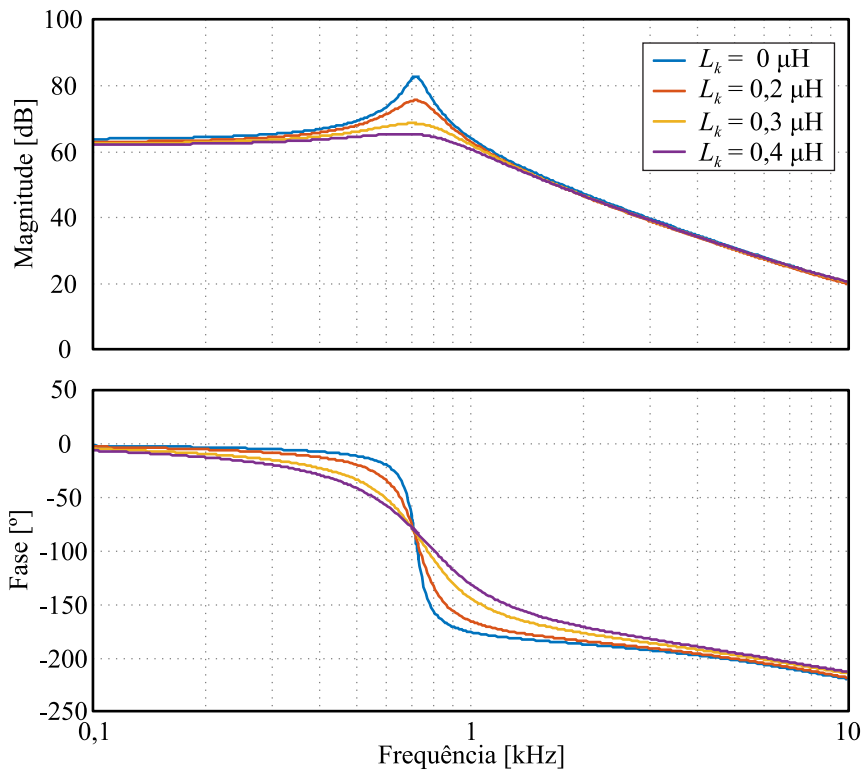
Para efeito de modelagem, optou-se por modelar o efeito da indutância de dispersão do indutor acoplado por meio da inserção das resistências  $R_1$  e  $R_2$  no modelo de grandes sinais obtido na Figura 5.3, fato que culmina no modelo da Figura 5.8. Repetindo-se o mesmo procedimento anterior, encontra-se o seguinte modelo de pequenos sinais para controle da tensão de saída:

$$\frac{v_o(s)}{d(s)} = G_0 \frac{\beta_1 s + \beta_0}{\alpha_3 s^3 + \alpha_2 s^2 + \alpha_1 s + \alpha_0}, \quad (5.24)$$

em que:

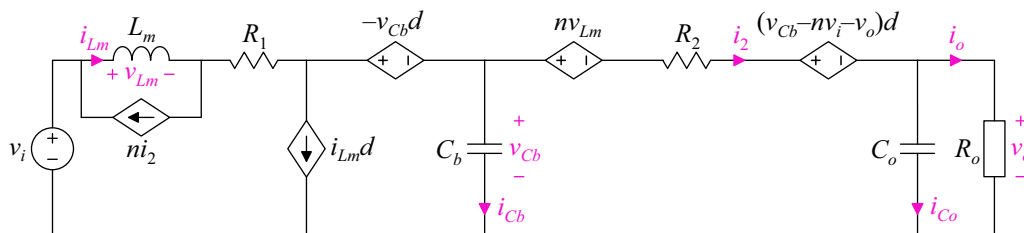
$$\begin{aligned}
 \alpha_3 &= L_m C_b C_o R_o (R_1 n^2 + R_2) \\
 \alpha_2 &= L_m R_o \left[ C_b + (1+n)^2 C_o \right] (1-D) + L_m C_b (R_1 n^2 + R_2) + C_b C_o R_o R_1 R_2 \\
 \alpha_1 &= L_m (1+n)^2 (1-D) + C_b R_1 \left[ (1-D) R_o + R_2 \right] + C_o R_o \left[ (1-D)^2 R_2 + (1-D) R_1 (1+nD) \right] \\
 \alpha_0 &= (1-D)^3 R_o + (1-D)^2 R_2 + (1-D) R_1 (1+nD) \tag{5.25} \\
 \beta_1 &= L_m (1+n)^2 I_o - \frac{C_b R_1 n V_i}{1-D} \\
 \beta_0 &= -(1+n)(1-D) V_i + (1+n) I_o R_1 \\
 G_0 &= -R_o
 \end{aligned}$$

Figura 5.7 – Diagramas de Bode da função de transferência  $v_o(s)/d(s)$  obtidos por simulação para diferentes valores de indutância de dispersão  $L_k$ .



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.8 – Modelo médio de grandes sinais do conversor Boost I-A0B0 considerando as resistências parasitas  $R_1$  e  $R_2$ .



Fonte: Próprio autor.



### 5.2.4.2 Determinação das Resistências $R_1$ e $R_2$

Conforme demonstrado nos resultados experimentais da Figura 3.8, a indutância de dispersão pode ocasionar perda de razão cíclica. De acordo com a análise simplificativa realizada no Apêndice B, a perda de razão cíclica de um conversor Boost modifica a equação de ganho estático de acordo com:

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{1 + an - (a - b)nD}{1 - D}}{1 + \frac{2L_k f_s}{R_o} \left[ \left( \frac{an}{D} \right)^2 + \left( \frac{bn}{1 - D} \right)^2 \right]}. \quad (5.26)$$

Similarmente, considerando as resistências  $R_1$  e  $R_2$ , conforme demonstrado no Apêndice C, o ganho estático genérico do conversor Boost com célula de ganho pode ser matematicamente descrito por:

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{1 + an - (a - b)nD}{1 - D}}{1 + \frac{R_1}{R_o} \left[ \frac{1 + an - (a - b)nD}{(1 - D)^2} \right] + \frac{R_2}{R_o} \left[ \frac{-p(a - b)}{(p + 1)/2 - pD} \right]}. \quad (5.27)$$

Assim sendo, devido à similaridade das expressões, pode-se igualar (5.26) a (5.27), obtendo-se:

$$R_1 \left[ \frac{1 + an - (a - b)nD}{(1 - D)^2} \right] + R_2 \left[ \frac{-p(a - b)}{(p + 1)/2 - pD} \right] = 2L_k f_s \left[ \left( \frac{an}{D} \right)^2 + \left( \frac{bn}{1 - D} \right)^2 \right]. \quad (5.28)$$

Visto que (5.28) trata-se de apenas uma equação e contém duas incógnitas ( $R_1$  e  $R_2$ ) a se determinar, duas suposições foram consideradas:

- *Suposição 1:*  $R_2 = 0$

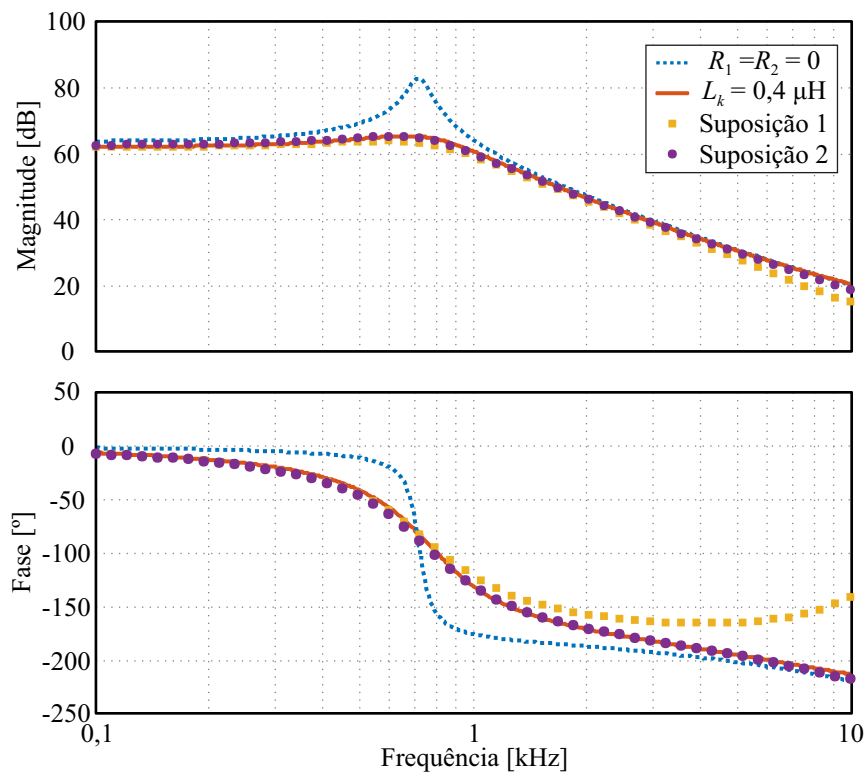
$$R_1 = \frac{2L_k f_s \left[ \left( \frac{an}{D} \right)^2 + \left( \frac{bn}{1 - D} \right)^2 \right]}{\left[ \frac{1 + an - (a - b)nD}{(1 - D)^2} \right]}. \quad (5.29)$$

- *Suposição 2:*  $R_2 = n^2 R_1$

$$R_1 = \frac{2L_k f_s \left[ \left( \frac{an}{D} \right)^2 + \left( \frac{bn}{1 - D} \right)^2 \right]}{\left[ \frac{1 + an - (a - b)nD}{(1 - D)^2} \right] + n^2 \left[ \frac{-p(a - b)}{(p + 1)/2 - pD} \right]}. \quad (5.30)$$

A Figura 5.9 ilustra os diagramas de Bode do modelo anterior, desconsiderando a indutância de dispersão, da simulação do modelo comutado com  $L_k = 0,2 \mu\text{H}$ , e dos modelos considerando as resistências  $R_1$  e  $R_2$ . Verifica-se que o modelo com duas resistências (Suposição 2) melhor representa o efeito da indutância de dispersão quando comparado ao modelo que despreza a resistência  $R_2$  (Suposição 1). Basicamente, o modelo concentrado em apenas uma resistência move o zero para o semi-plano esquerdo, gerando uma alteração considerável na fase do sistema, enquanto o modelo com duas resistências mantém o posicionamento original do zero, no semi-plano direito. Além disso, ambos os modelos adicionam um polo extra em altas frequências, que pouco afeta a dinâmica do sistema.

Figura 5.9 – Diagramas de Bode da função de transferência  $v_o(s)/d(s)$  do conversor Boost I- $A_0B_0$  considerando o modelo com resistências.



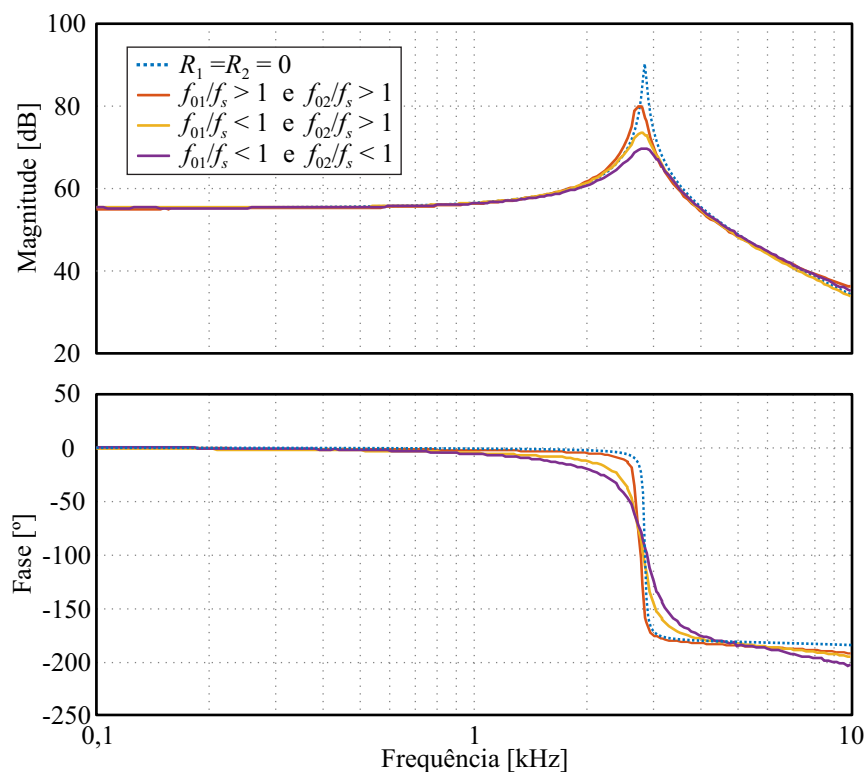
Fonte: Próprio autor.

### 5.2.5 Efeito da Operação Quase-Ressonante

Conforme comentado na seção 5.1, a modelagem dinâmica realizada considerou que as frequências de ressonância são menores ou iguais à frequência de comutação, implicando operação não quase-ressonante. Visto que nesse trabalho propõe-se o projeto dos conversores básicos com célula de ganho para operação quase-ressonante, a fim de obter protótipos com maior densidade de potência mantendo o alto rendimento, é importante que o efeito da operação quase-ressonante nos modelos obtidos seja avaliado.

A Figura 5.10 mostra os diagramas de Bode das funções de transferência para diferentes modos de operação. As variáveis  $f_{01}$  e  $f_{02}$  representam as frequências de ressonância referentes a primeira etapa ressonante, que ocorre durante o intervalo  $DT_s$ , e a segunda etapa ressonante, existente no intervalo  $(1-D)T_s$ , respectivamente. Verifica-se que quando ambas as frequências  $f_{01}$  e  $f_{02}$  são menores que a frequência de comutação  $f_s$  ( $f_{01}/f_s < 1$  e  $f_{02}/f_s < 1$ ), a função de transferência é bastante amortecida. Todavia, conforme as frequências de ressonância são aumentadas ( $f_{01}/f_s > 1$  e  $f_{02}/f_s > 1$ ), mais a função de transferência se aproxima do modelo sem amortecimento por resistências não dissipativas, indicando que o modelo original pode ser aplicado para conversores em operação quase-ressonante.

Figura 5.10 – Diagramas de Bode da função de transferência  $v_o(s)/d(s)$  do conversor Boost II- $A_1B_1$  para diferentes modos de operação.



Fonte: Próprio autor.

### 5.2.6 Demais Células de Ganho

Para contemplar outras células de ganho, uma análise similar pode ser conduzida. Todavia, o modelo médio de grandes sinais não pode mais ser validado, pois devido à presença das células multiplicadoras de tensão, a corrente no enrolamento secundário não é mais nula em uma das etapas de operação, fazendo com que o valor médio quase-instantâneo da corrente no interruptor  $S_1$  deixe de ser determinado por (5.4) e passe a ser expresso por:

$$\langle i_{s1} \rangle = (i_{Lm} - ni_2) d. \quad (5.31)$$

Desse modo, uma vez que o valor médio de  $i_2$  difere significativamente de seu valor instantâneo no intervalo de tempo  $dT_s$ , a dinâmica do modelo médio de grandes sinais não será mais idêntica ao do modelo comutado. No entanto, embora o modelo médio de grandes sinais não possa ser validado, é possível considerá-lo como artifício matemático para a obtenção dos modelos médio de pequenos sinais e funções de transferência, tratando-se apenas de mais uma das simplificações consideradas.

Assim sendo, a aplicação da mesma metodologia utilizada para se obter a função de transferência que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica do conversor Boost I-A<sub>0</sub>B<sub>0</sub>, resulta em expressões que podem ser genericamente resumidas por:

$$\frac{v_o(s)}{d(s)} = \frac{R_o}{(1-D)} \frac{sL_m(1+bn)^2 I_o - (1-D)(1+bn)V_i}{s^2 R_o L_m \left[ C_b + (1+n)^2 C_o + \frac{(1-p)}{2} (bn)^2 C_g \right] + sL_m(1+bn)^2 + (1-D)^2 R_o}. \quad (5.32)$$

A Figura 5.11 apresenta as respostas em frequência da função de transferência (5.32) para o conversor Boost com diferentes células de ganho obtidas por simulação mediante o uso do bloco *AC Sweep*, presente no *software* PSIM. Verifica-se que as respostas em frequência não são mais idênticas, mas ainda são bastantes similares ao do modelo comutado.

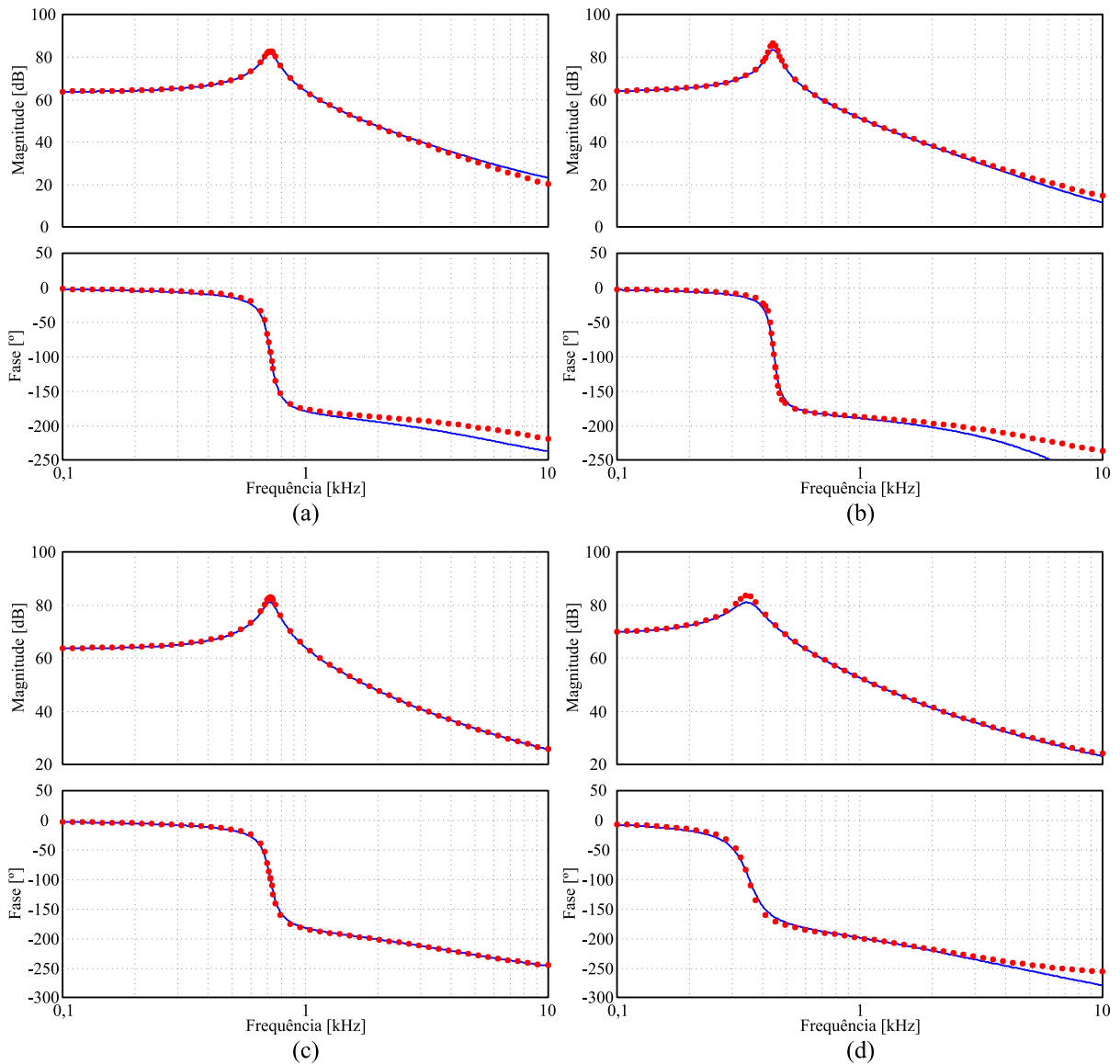
### 5.3 CONVERSOR BUCK

Levando-se em conta as mesmas simplificações descritas na seção 5.1 para o conversor Boost com células de ganho, o conversor Buck com célula de ganho também apresenta duas etapas de operação, podendo portanto ser analisado da mesma forma que a para o conversor Boost. Assim, para a obtenção dos modelos dinâmicos dos conversores, é gerado inicialmente o seu modelo médio de grandes sinais a partir das etapas de operação. Em seguida, o modelo médio de grandes sinais é linearizado para obtenção do modelo de pequenos sinais, da qual, finalmente, pode-se obter as funções de transferência desejadas.

Por exemplo, a função de transferência que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica para o conversor Buck com célula de ganho I-A<sub>0</sub>B<sub>0</sub> pode ser expressa por:

$$\frac{v_o(s)}{d(s)} = -\frac{R_o}{(1-D)} \frac{(1-D)(1+n)V_i}{R_o L_m \left[ C_b + (1+n)^2 C_o \right] s^2 + sL_m(1+n)^2 + R_o}. \quad (5.33)$$

Figura 5.11 – Diagramas de Bode da função de transferência  $v_o(s)/d(s)$  do conversor Boost com as célula de ganho: (a) III- $A_0B_1$ , (b) IV- $A_1B_0$ , (c) II- $A_1B_1$  e (d) I- $A_1B_1$ .



Fonte: Próprio autor.

Aplicando-se a mesma metodologia para o conversor Buck com as demais células de ganho, pode-se chegar à seguinte expressão genérica:

$$\frac{v_o(s)}{d(s)} = -\frac{R_o}{(1-D)} \frac{-(1-D)(1+bn)V_i}{s^2 R_o L_m \left[ C_b + (1+n)^2 C_o + \frac{(1-p)}{2} (bn)^2 C_g \right] + s L_m (1+bn)^2 + R_o}. \quad (5.34)$$

Ademais, assim como para o Boost, o efeito da indutância de dispersão nos conversores Buck com célula de ganho pode ser modelado por resistências, resultando em:

$$\frac{v_o(s)}{d(s)} = G_0 \frac{\beta_1 s + \beta_0}{\alpha_3 s^3 + \alpha_2 s^2 + \alpha_1 s + \alpha_0}, \quad (5.35)$$

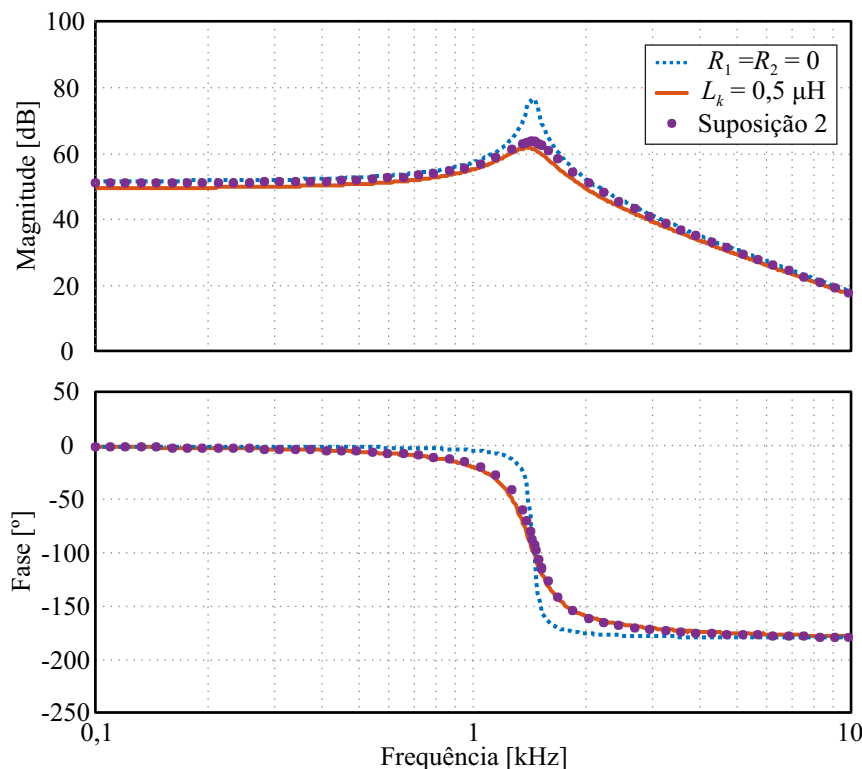
em que:

$$\begin{aligned}
 \alpha_3 &= L_m C_b C_o R_o (R_1 n^2 + R_2) \\
 \alpha_2 &= L_m R_o [C_b + (1+n)^2 C_o] (1-D) + L_m C_b (R_1 n^2 + R_2) + C_b C_o R_o R_1 R_2 \\
 \alpha_1 &= L_m (1+n)^2 (1-D) + C_b R_1 [(1-D) R_o + R_2] + C_o R_o [R_2 + R_1 (1-D-nD)] \\
 \alpha_0 &= (1-D) R_o + R_2 + R_1 (1-D-nD) \\
 \beta_1 &= -C_b R_1 n V_i \\
 \beta_0 &= -(1+n)(1-D) V_i \\
 G_0 &= -R_o
 \end{aligned}
 \quad , \quad (5.36)$$

de modo que as resistências  $R_1$  e  $R_2$  podem ser obtidas considerando as mesmas suposições consideradas na seção 5.2.4, porém usando as equações referentes ao conversor Buck disponibilizadas nos Apêndices B e C.

A Figura 5.12 ilustra os diagramas de Bode do modelo idealizado de (5.33), desconsiderando a indutância de dispersão, da simulação do modelo comutado com  $L_k = 0,5 \mu\text{H}$ , e do modelo considerando  $R_1$  e  $R_2$  (Suposição 2). Nota-se que, assim como para o conversor Boost com célula de ganho, os modelos referentes ao conversor Buck I- $A_0B_0$  representam adequadamente o seu comportamento estático-dinâmico.

Figura 5.12 – Diagramas de Bode da função de transferência que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica do conversor Buck com célula de ganho I- $A_0B_0$ .



Fonte: Próprio autor.

#### 5.4 CONVERSOR BUCK-BOOST

Por fim, a metodologia empregada para a obtenção da modelagem dinâmica dos conversores Boost e Buck com célula de ganho também pode ser estendida ao conversor Buck-Boost com célula de ganho. No caso do conversor Buck-Boost a análise indica que as mesmas equações que representam o conversor Boost podem ser utilizadas, ou seja:

- *Função de transferência do conversor Buck-Boost I-A<sub>0</sub>B<sub>0</sub>:*

$$\frac{v_o(s)}{d(s)} = -\frac{R_o}{(1-D)} \frac{sL_m(1+n)^2 I_o - (1-D)(1+n)V_i}{R_o L_m \left[ C_b + (1+n)^2 C_o \right] s^2 + sL_m(1+n)^2 + (1-D)^2 R_o}, \quad (5.37)$$

- *Função de transferência para os conversores Buck-Boost com célula de ganho:*

$$\frac{v_o(s)}{d(s)} = -\frac{R_o}{(1-D)} \frac{sL_m(1+bn)^2 I_o - (1-D)(1+bn)V_i}{s^2 R_o L_m \left[ C_b + (1+n)^2 C_o + \frac{(1-p)}{2} (bn)^2 C_g \right] + sL_m(1+bn)^2 + (1-D)^2 R_o}, \quad (5.38)$$

- *Função de transferência do conversor Buck-Boost I-A<sub>0</sub>B<sub>0</sub> incluindo R<sub>1</sub> e R<sub>2</sub>:*

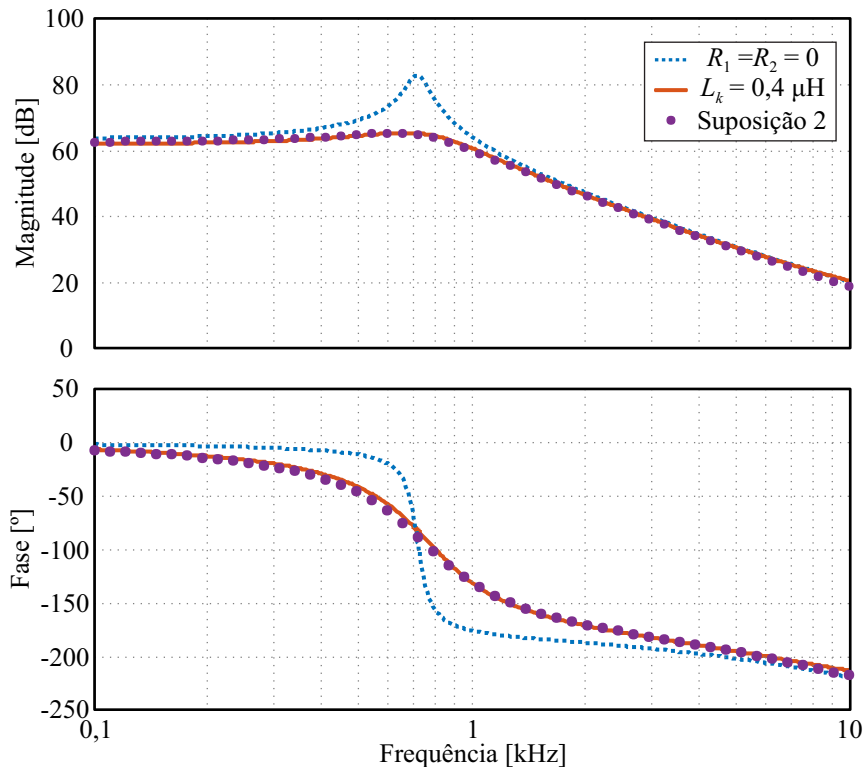
$$\frac{v_o(s)}{d(s)} = G_0 \frac{\beta_1 s + \beta_0}{\alpha_3 s^3 + \alpha_2 s^2 + \alpha_1 s + \alpha_0}, \quad (5.39)$$

em que:

$$\begin{aligned} \alpha_3 &= L_m C_b C_o R_o (R_1 n^2 + R_2) \\ \alpha_2 &= L_m R_o \left[ C_b + (1+n)^2 C_o \right] (1-D) + L_m C_b (R_1 n^2 + R_2) + C_b C_o R_o R_1 R_2 \\ \alpha_1 &= L_m (1+n)^2 (1-D) + C_b R_1 \left[ (1-D) R_o + R_2 \right] + C_o R_o \left[ (1-D)^2 R_2 + (1-D) R_1 (1+nD) \right] \\ \alpha_0 &= (1-D)^3 R_o + (1-D)^2 R_2 + (1-D) R_1 (1+nD) \\ \beta_1 &= L_m (1+n)^2 I_o - \frac{C_b R_1 n V_i}{1-D} \\ \beta_0 &= -(1+n)(1-D)V_i + (1+n)I_o R_1 \\ G_0 &= -R_o \end{aligned} \quad (5.40)$$

A Figura 5.13 ilustra os diagramas de Bode do modelo idealizado de (5.37), desconsiderando a indutância de dispersão, da simulação do modelo comutado com  $L_k = 0,2 \mu\text{H}$ , e do modelo considerando  $R_1$  e  $R_2$  (Suposição 2). Nota-se que, assim como para os conversores Buck e Boost com célula de ganho, os modelos referentes ao conversor Buck-Boost I-A<sub>0</sub>B<sub>0</sub> representam adequadamente o seu comportamento estático-dinâmico.

Figura 5.13 – Diagramas de Bode da função de transferência que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica do conversor Buck-Boost com célula de ganho I- $A_0B_0$ .



Fonte: Próprio autor.

## 5.5 CONCLUSÃO

Este capítulo teve por objetivo obter de forma generalizada e simplificada os modelos de pequenos sinais orientados ao controle dos conversores básicos com célula de ganho. Em suma, verificou-se que os modelos dinâmicos de tais conversores podem ser aproximados por funções de transferência de segunda ordem. As funções de transferência simplificadas, que relacionam a tensão de saída com a razão cíclica, obtidas para os conversores Boost e Buck-Boost revelaram a existência de um zero no semi-plano direito, enquanto as obtidas para o conversor Buck não apresentaram zero algum. Tal resultado indica que as funções de transferência dos conversores propostos tendem a seguir o mesmo comportamento dinâmico dos conversores básicos nos quais foram baseados. Ademais, ressalta-se que apesar de que apenas as funções de transferência da tensão de saída em função da razão cíclica tenham sido obtidas, o mesmo procedimento utilizado pode ser realizado para a obtenção de funções de transferência orientadas a outras variáveis de controle, tal como será realizado no próximo capítulo para o estudo de caso envolvendo uma aplicação específica.



## 6 ESTUDO DE CASO

A fim de empregar os conceitos desenvolvidos nesse trabalho referentes aos conversores básicos com célula de ganho, este capítulo tem por objetivo apresentar um estudo de caso da aplicação desses conversores a sistemas fotovoltaicos integrados a edifícios, na qual serão discutidas a escolha do conversor, a estratégia de controle utilizada, o projeto do conversor e os principais resultados experimentais.

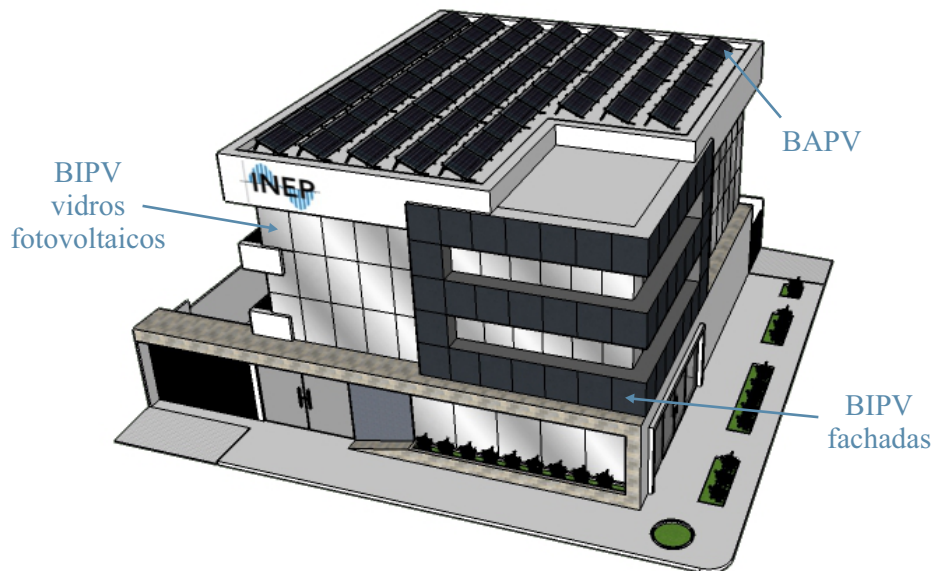
### 6.1 SISTEMAS FOTOVOLTAICOS EM EDIFÍCIOS

Atualmente cerca de 40% da demanda global de energia é consumida por edifícios residenciais e comerciais (88). Devido a essa elevada participação no consumo, o setor da construção é um dos principais alvos das políticas globais que objetivam suavizar as alterações climáticas (89). Essas políticas traduzem-se em regulamentos e leis sobre o desempenho energético de edifícios (novos e reformados), na qual um melhor desempenho pode ser obtido mediante medidas de eficiência energética e implementação de energias renováveis. À medida que esses regulamentos se tornam mais ambiciosos na busca por edifícios com necessidade quase nula de energia (*Nearly Zero Energy Buildings* – NZEB) (89), a aplicação fotovoltaica em edifícios vem se expandindo e inclusive se tornando cada vez mais parte do conceito arquitetônico.

De maneira geral, o emprego de energia solar fotovoltaica em edifícios pode ser dividido em duas principais categorias: sistemas fotovoltaicos aplicados a edifícios (*Building Attached/Applied/Added Photovoltaic* - BAPV) e sistemas fotovoltaicos integrados a edifícios (*Building Integrated Photovoltaic* - BIPV); ambos representativamente ilustrados na Figura 6.1. O primeiro refere-se à maioria dos sistemas existentes atualmente, em que os módulos fotovoltaicos são instalados após a conclusão da construção. Por outro lado, no segundo, os módulos fotovoltaicos são utilizados para substituir os materiais de construção convencionais em partes do envelope do edifício, como telhados, claraboias ou fachadas. Uma vantagem de sistemas BIPV em relação aos sistemas BAPV é o fato de o custo inicial poder ser compensado por meio da redução dos gastos com materiais de construção e mão-de-obra

que normalmente seriam usados para construir parte do edifício que os materiais BIPV substituem. Essa vantagem, em conjunto com uma melhor aparência estética, faz do BIPV um dos segmentos de maior potencial de crescimento da indústria fotovoltaica (90-93).

Figura 6.1 – Exemplo de edifício com sistemas BIPV e BAPV.



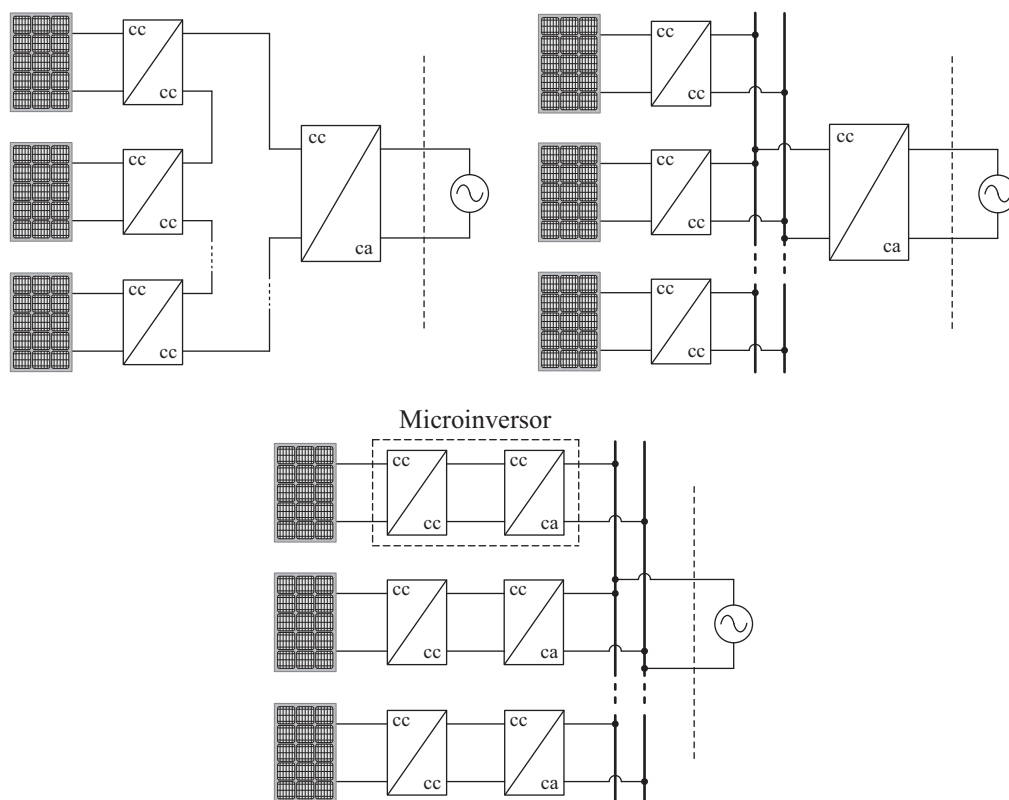
Fonte: Próprio autor.

Em qualquer gerador fotovoltaico, a quantidade de radiação solar incidente em sua superfície depende da orientação e do ângulo de inclinação no qual se encontra. O ângulo ideal de inclinação varia de acordo com a latitude do local de instalação; quanto mais distante da linha do Equador, mais inclinado é esse ângulo. No caso de sistemas BIPV, que são organizados de acordo com critérios arquitetônicos, o posicionamento ideal dos geradores raramente é possível. Entretanto, um rendimento energético aceitável ainda pode ser alcançado mesmo com alinhamentos aquém do ideal, desde que as características dos geradores fotovoltaicos possibilitem um bom funcionamento em situações em que há uma proporção significativa de radiação difusa devido à reflexão e à dispersão da luz solar. Alguns módulos fotovoltaicos de filme fino possuem essas propriedades e apresentam regularmente maior rendimento, nessas condições, em comparação com os módulos de silício cristalinos, que preferem radiação solar diretamente incidente e de alta energia (94). Ademais, a maioria dos módulos de filme fino também possui menor coeficiente de temperatura de máxima potência que módulos de silício cristalino (94), o que implica menor perda de rendimento em temperaturas de operação mais elevadas; algo comum em sistemas BIPV em virtude da restrição de ventilação natural imposta pelo edifício. Graças a essas características e outros

atributos, como baixo custo, flexibilidade, facilidade de integração e melhor aparência estética, os módulos de filme fino têm sido amplamente utilizados em sistemas BIPV (88), (90-93). De acordo com (88), 8% dos módulos BIPV para telhados e 44% dos módulos BIPV para fachadas utilizam alguma tecnologia de filme fino, o que consiste em uma importante participação de mercado, considerando que essa tecnologia representou cerca de 5% (ou 4,5 GW<sub>p</sub>) da produção anual de módulos fotovoltaicos em 2017 (95).

Além do problema de posicionamento fora do ideal, os módulos fotovoltaicos de sistemas BIPV são constantemente submetidos a diferentes níveis de radiação devido a sombreamentos parciais e orientações divergentes entre si (96), reduzindo significativamente a energia produzida por esses tipos de sistemas se inversores *strings* forem utilizados. Uma solução para essa perda energética é o uso de conversores integrados aos módulos (*Module-Integrated Converters* - MICs) (96-98), visto que o rastreamento do ponto de máxima potência (*Maximum Power Point Tracking* - MPPT) pode ser realizado de maneira distribuída. Dentre as três arquiteturas tradicionais de MICs (97), ilustradas na Figura 6.2, o microinversor (ou módulo ca) é o único que possui importante participação no mercado fotovoltaico (95).

Figura 6.2 – Arquiteturas tradicionais de MICs.



Fonte: Próprio autor.

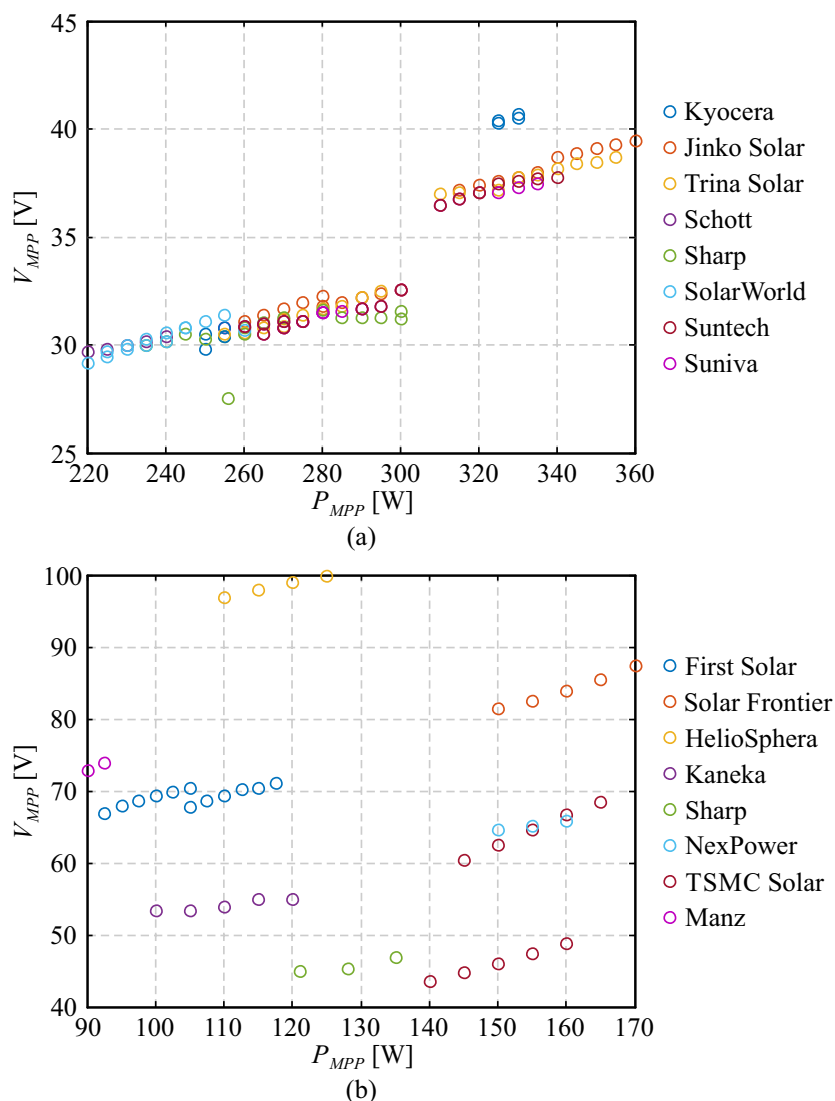
Todavia, microinversores comerciais são projetados para atender às especificações de módulos de silício cristalino e não podem ser usados em módulos de filme fino. Para demonstrar esta restrição, na Tabela 6.1 é apresentada a faixa de tensão e potência de operação dos principais microinversores comerciais, enquanto na Figura 6.3 é apresentado um resumo de módulos fotovoltaicos comerciais de (a) silício cristalino e (b) filme fino de diferentes fabricantes e tecnologias.

Tabela 6.1 – Microinversores comerciais.

<b>Fabricante</b>	<b>Modelo</b>	<b>Operação como MPPT</b>	<b>Potência Nominal</b>
SMA	Sunny Boy 240	23-39 V	230 W
ABB	MICRO 0.25	25-60 V	250 W
	MICRO 0.3	30-60 V	300 W
	MICRO 0.3 HV	30-75 V	300 W
Enphase	M215	27-39 V	215 W
	M250-60	27-39 V	250 W
	M250-72	27-48 V	250 W
	S230	27-39 V	230 W
	S270	27-48 V	270 W
Siemens	SMII215R60	27-39 V	225 W
	SMII250R60	27-39 V	250 W
INVOLAR	MAC250	24-40 V	250 W
ReneSola	Replus-250	22-45 V	225 W
iEnergy	GT260	30-50 V	240 W
Solar Panels Plus	MI-250-240A	22-55 V	220 W
Remon Solar	RM-WVC-260HF	22-50 V	260 W
	RM-WVC-295HF	22-50 V	260 W
Darfon	Micro Inverter	30-50 V	240 W

Conforme mostrado na Figura 6.3 (b), as tensões no ponto de máxima potência (*Maximum Power Point* - MPP) dos módulos de filme fino variam de 40 a 100 V, enquanto os microinversores comerciais geralmente operam como MPPT para tensões entre 20 e 50 V (salvo os da ABB); exatamente a faixa de operação da maioria dos módulos de silício cristalino, conforme elucidada a Figura 6.3 (a). Além disso, é possível observar, por meio da Figura 6.3, que os módulos de filme fino normalmente possuem potências menores do que os de silício cristalino, o que tornaria os microinversores comerciais sobredimensionados.

Figura 6.3 – Potência e tensão no MPP de módulos de (a) silício cristalino (com 60 e 72 células) e (b) filme fino nas condições padrão de teste extraídos das folhas de dados dos fabricantes.



Fonte: Próprio autor.

Essa incompatibilidade de especificações abre portas para a exploração de um novo nicho de mercado: microinversores fotovoltaicos voltados ao processamento de energia de módulos de filme fino. Destarte, seguindo a tendência da nova geração de inversores fotovoltaicos, tais microinversores devem apresentar alto rendimento, elevada densidade de potência e vida útil estendida (90). As características de alto rendimento e elevada densidade de potência estão diretamente relacionadas ao desenvolvimento de novas estruturas de conversores estáticos e ao emprego de técnicas de comutação suave. Por sua vez, o aumento da vida útil de inversores é outro importante atributo, haja vista serem responsáveis pela maioria das falhas em sistemas fotovoltaicos, normalmente ocasionadas por desgaste de componentes e proteção inadequada (99). Comumente, capacitores eletrolíticos e dispositivos

semicondutores, nesta ordem, consistem nos componentes mais vulneráveis (99-101), sendo, portanto, os mais críticos na busca por maior confiabilidade.

De maneira geral, microinversores fotovoltaicos costumam utilizar arquitetura monofásica e adotar configuração em estágio único ou dois estágios. Entretanto, a fim de evitar o uso de capacitores eletrolíticos como elementos armazenadores para desacoplamento de potência e aumentar a confiabilidade do microinversor, a solução em dois estágios tem se mostrado a melhor alternativa (102). Nessa configuração, normalmente emprega-se um conversor cc-cc com ganho elevado para adaptar a tensão do módulo fotovoltaico ao patamar do barramento cc (380~400 V), requerido pelo conversor cc-ca para a conexão com a rede elétrica de baixa tensão (208~240 V). Logo, propõe-se como estudo de caso o projeto de tal conversor cc-cc, cujas especificações podem ser resumidas conforme a Tabela 6.2, atendo as características terminais de módulos de filme fino.

Tabela 6.2 – Especificações para o projeto do estágio cc-cc do microinversor fotovoltaico para módulos de filme fino.

Potência máxima	$P_{PV}$	150 W
Faixa de tensão de entrada	$V_{PV}$	55-85 V
Corrente de entrada máxima	$I_{PV,max}$	2,8 A
Tensão de barramento	$V_{bus}$	400 V

## 6.2 ESCOLHA DO CONVERSOR

Na aplicação sugerida deseja-se um conversor cc-cc que seja capaz de adequar as tensões dos módulos de filme fino (55~85 V) à tensão de barramento cc (400 V) do estágio cc-ca. Por não se tratar de ganhos muito elevados (4,5~7,5), todos os conversores básicos com célula de ganho possuem a capacidade de proporcionar os ganhos exigidos com número reduzido de células multiplicadoras de tensão e baixa relação de transformação; inclusive conversores baseados na topologia Buck.

O fator de estresse dos semicondutores e a regulação de potência, nesse caso, também não são determinantes para a escolha do conversor. Um menor valor de  $SCSF$  indica a possibilidade do uso de uma menor área de silício para os dispositivos semicondutores, acarretando menores custos. Todavia, na busca por melhores rendimentos, dispositivos com maiores capacidades de corrente serão, de qualquer forma, escolhidos por apresentarem as menores resistências de condução e tempos de comutação. Já a regulação de potência poderia ser importante para a implementação do algoritmo de MPPT. Entretanto, para alcançar alta

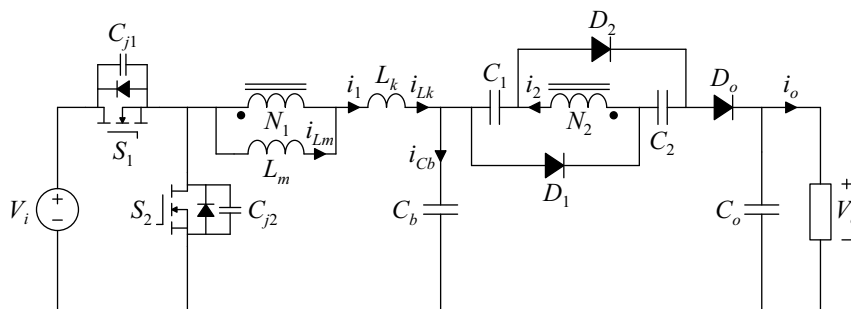
densidade de potência, pretende-se operar o conversor com elevada frequência de comutação, o que exigira, de qualquer maneira, microcontroladores de alta resolução.

Em contrapartida, o tamanho do indutor acoplado e os esforços de tensão nos dispositivos semicondutores são de grande importância na escolha do conversor para a aplicação proposta. Visto que a alta densidade de potência é umas das características desejadas pela nova geração de inversores fotovoltaicos, os conversores baseados na topologia Buck com célula de ganho são os preferidos para compor o estágio cc-cc, haja vista possibilitarem a concepção de indutores acoplados de volume consideravelmente menor que os demais (Boost e Buck-Boost). Ainda, caso fossem utilizados dispositivos de superjunção, como GaN, o que não será o caso, as perdas de comutação dos conversores baseados no Buck também cresceriam menos com o aumento da frequência, constituindo mais uma vantagem na busca por alto rendimento e elevada densidade de potência.

Adicionalmente, os conversores baseados no Buck apresentam menores esforços de tensão sobre os interruptores ativos, que, especialmente para esta aplicação, consiste em uma grande vantagem, pois permite o uso de MOSFETs de baixa tensão ( $\leq 100$  V), os quais possuem melhores características elétricas. Por fim, apesar de os conversores baseados no Buck apresentarem maiores esforços de tensão nos diodos, os três tipos de conversores precisarão de diodos com tensão de ruptura superior a 200 V (uma classe de tensão dominada por dispositivos de 300 e 400 V que atualmente apresentam quedas de tensão muito semelhantes), não constituindo, portanto, algo determinante para a escolha do conversor.

Logo, conclui-se que os conversores baseados na topologia Buck são mais indicados para a aplicação proposta. Assim, considerando os níveis de ganho estático exigidos, optou-se por adotar o conversor Buck com célula de ganho I- $A_1B_1$  ( $a = 1$  e  $b = 2$ ). Tal conversor já foi analisado na seção 4.3, mas o seu modelo comutado é reilustrado na Figura 6.4 por comodidade.

Figura 6.4 – Modelo comutado do conversor Buck I- $A_1B_1$  ( $a = 1$  e  $b = 2$ ).



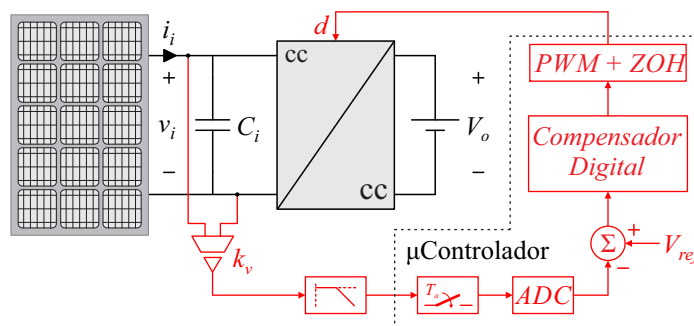
Fonte: Próprio autor.

### 6.3 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

Em microinversores fotovoltaicos de dois estágios, embora existam duas estratégias possíveis (103), usualmente, o controle do barramento cc e da corrente injetada na rede elétrica é de responsabilidade do conversor cc-ca, enquanto o conversor cc-cc tem por finalidade realizar o rastreamento do ponto de máxima potência do módulo.

Em geral, os métodos de MPPT são desenvolvidos para encontrar a tensão de referência adequada para colocar o módulo fotovoltaico em seu ponto de máxima potência, de acordo com a curva P-V de geração. Pelo fato de o barramento cc ser controlado pelo conversor cc-ca, do ponto de vista do conversor cc-cc, pode-se considerá-lo como uma simples fonte de tensão constante para fins de projeto de controle. Assim, o esquema de controle de um conversor cc-cc de alto ganho para a referida aplicação pode ser representado pela Figura 6.5.

Figura 6.5 – Estratégia de controle.



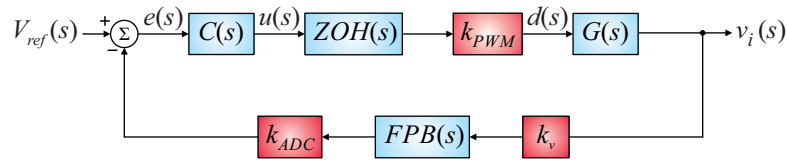
Fonte: Próprio autor.

Neste trabalho, optou-se por utilizar como sensor de tensão um divisor resistivo com ganho  $1/26$ . O filtro passa-baixas (FPB) consiste em um filtro *Sallen-Key* de segunda ordem com frequência de corte em 1 kHz e fator de qualidade igual a 0,5. No caso do microcontrolador, empregou-se um dsPIC33EP64MC502 operando com frequência de *clock* máxima de 146,8 MHz, com *ADC* (*analog-to-digital converter*) interno de 10 bits e frequência de amostragem de 10 kHz.

Partindo do esquema apresentado na Figura 6.5, é possível migrar para a representação por diagrama de blocos equivalente contínuo ilustrada na Figura 6.6. A resposta em frequência da função de transferência  $G(s)$ , que relaciona a tensão de entrada com a razão cíclica, é apresentada a seguir. As funções de transferência dos demais blocos da Figura 6.6 podem ser encontradas no Apêndice D.



Figura 6.6 - Diagrama de blocos equivalente contínuo para controle digital da tensão de entrada.

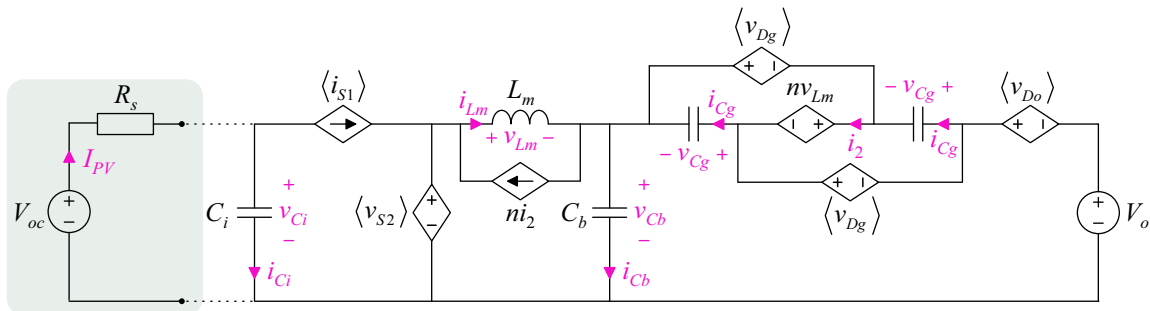


Fonte: Próprio autor.

### 6.3.1 Modelagem Dinâmica

O procedimento utilizado para obtenção da função de transferência  $G(s)$ , que relaciona a tensão de entrada com a razão cíclica, é similar ao realizado no capítulo 5. Conhecendo as etapas de operação do conversor Buck  $I-A_1B_1$ , pode-se definir o valor médio quase-instantâneo das tensões em  $D_{cg}$ ,  $D_o$  e  $S_2$  e da corrente em  $S_1$  durante um período de comutação. Mediante tais valores, é possível obter o modelo médio de grandes sinais ilustrado na Figura 6.7 ao substituir os interruptores e diodos por suas respectivas fontes de tensão ou corrente controlada. Nota-se que, diferentemente do procedimento realizado no capítulo 5, a saída do modelo médio de grandes sinais está conectada a uma fonte de tensão fixa, representando o barramento cc, enquanto a entrada consiste em um módulo fotovoltaico.

Figura 6.7 – Modelo médio de grandes sinais do conversor Buck  $I-A_1B_1$ .



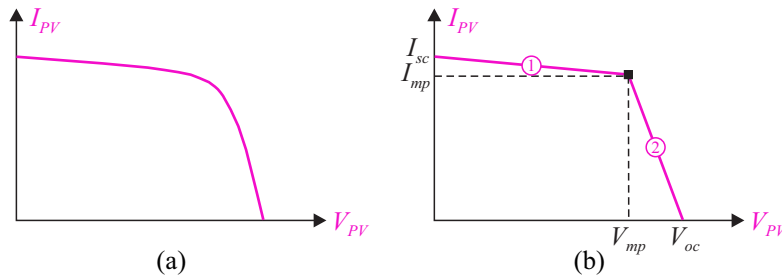
Fonte: Próprio autor.

A curva característica I-V típica de um módulo fotovoltaico é apresentada na Figura 6.8 (a). Tal curva é comumente aproximada por dois segmentos de retas conforme ilustra a Figura 6.8 (b). Cada um desses segmentos pode ser representado por um circuito elétrico equivalente. Como normalmente um módulo fotovoltaico, fora de operação, encontra-se em circuito aberto até encontrar o seu ponto de máxima potência quando o rastreamento é acionado, optou-se por utilizar o circuito equivalente referente ao segmento de reta 2, o qual está destacado na Figura 6.7, de modo que a resistência série  $R_s$  pode ser obtida a partir dos parâmetros típicos de um módulo fotovoltaico de filme fino:

$$R_s = \frac{V_{oc} - V_{mp}}{I_{mp}}, \quad (6.1)$$

em que  $V_{oc}$  é a tensão de circuito aberto e  $V_{mp}$  e  $I_{mp}$  são, na devida ordem, a tensão e a corrente de máxima potência.

Figura 6.8 – (a) Curva característica I-V de um módulo fotovoltaico e (b) aproximação da curva I-V por segmentos de retas.



Fonte: Próprio autor.

De posse do modelo médio de grandes sinais, pode-se linearizá-lo para obtenção do modelo de pequenos sinais, da qual pode-se extrair a seguinte função de transferência:

$$\frac{v_i(s)}{d(s)} = \frac{R_s}{D + nD + n} \frac{sL_m (1+n)^2 I_{PV} - D(1+n)V_o}{R_s L_m \left[ C_i + D(n+1)C_b + (2n)^2 C_g \right] s^2 + sL_m (1+n)^2 + (D + nD + n)DR_s} \quad (6.2)$$

A Figura 6.9 compara a função de transferência (6.2) com o resultado obtido por simulação. Nota-se que, embora não sejam idênticas, a função de transferência simplificada é bastante similar, atendendo os requisitos necessários para um controle adequado do conversor. Ademais, devido a operação quase-ressonante não foi necessário incluir o amortecimento referente a indutância de dispersão. Os parâmetros utilizados nesta simulação estão listados na Tabela 6.4.

### 6.3.2 Projeto do Controlador

Para o projeto do compensador  $C(s)$  utilizou-se o método de resposta em frequência, cuja análise inicia-se com a determinação da função de transferência de laço aberto não compensado  $FTLA_{NC}(s)$ , obtida a partir da Figura 6.6 e expressa por:

$$FTLA_{NC}(s) = k_v \cdot FPB(s) \cdot k_{ADC} \cdot ZOH(s) \cdot k_{PWM} \cdot G(s). \quad (6.3)$$

Mediante (6.3), detalhada no Apêndice D, verifica-se que a  $FTLA_{NC}(s)$  não apresenta polos na origem, portanto, para que seja obtido erro nulo à entrada em degrau, a estrutura do

compensador deve realizar a integração do sinal de erro. Dessa forma, optou-se pelo uso de um compensador proporcional-integral (PI), descrito por:

$$C(s) = \frac{k_c (s + \omega_z)}{s}. \tag{6.4}$$

A definição da estrutura do compensador permite encontrar a função de transferência de laço aberto compensado:

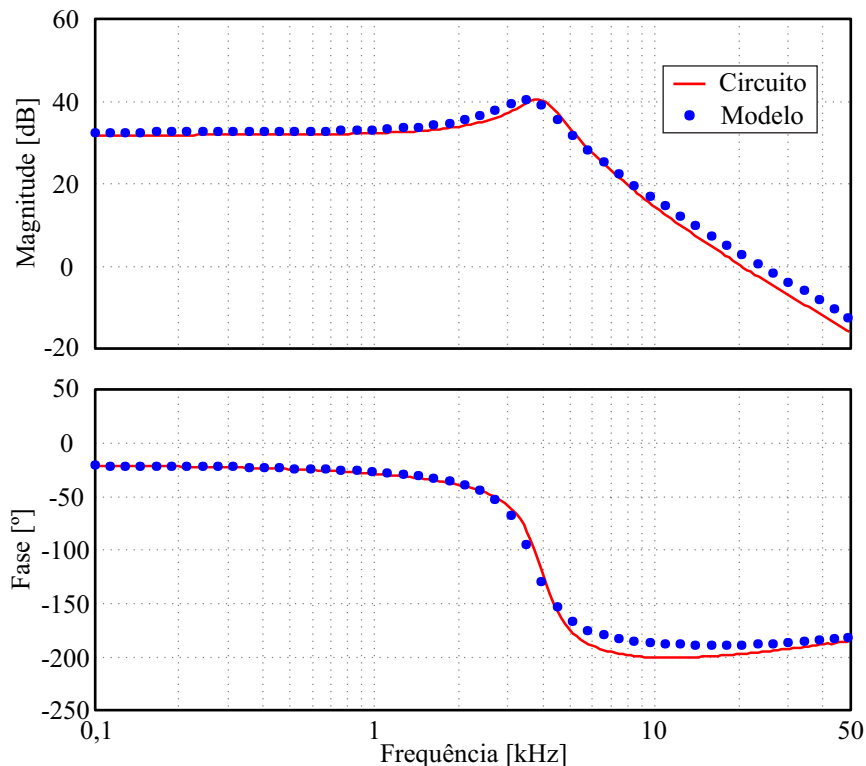
$$FTLA_C(s) = C(s) \cdot FTLA_{NC}(s). \tag{6.5}$$

Assim, utilizando-se a condição de pertinência de módulo e o conceito de margem de fase, em regime permanente senoidal ( $s = j\omega$ ), expressos por (6.6) e (6.7), na devida ordem, encontram-se (6.8) e (6.9), que possibilitam calcular, respectivamente, o ganho  $k_c$  e a frequência  $\omega_z$ .

$$\left| FTLA_C(\omega) \right|_{\omega=\omega_c} = 1 \tag{6.6}$$

$$M_\phi = 180^\circ + \angle FTLA_C(\omega) \Big|_{\omega=\omega_c} \tag{6.7}$$

Figura 6.9 – Diagramas de Bode da função de transferência  $v_i(s)/d(s)$  do conversor Buck I- $A_1B_1$ .



Fonte: Próprio autor.

$$k_c = \frac{\omega_c}{|FTLA_{NC}(\omega_c)|\sqrt{\omega_c^2 + \omega_z^2}} \quad (6.8)$$

$$\omega_z = \frac{\omega_c}{\tan(M_\phi - 90^\circ - \angle FTLA_{NC}(\omega_c))} \quad (6.9)$$

A determinação dos parâmetros do compensador foi realizada alocando-se a margem de fase em  $M_\phi = 60^\circ$  e a frequência de cruzamento em  $\omega_c = 12,57$  krad/s (2 kHz), assim, de acordo com os procedimentos detalhados no Apêndice D, obtiveram-se  $k_c = 3,607$  e  $\omega_z = 26,74$  krad/s. A equação recursiva, para implementação digital do compensador, foi obtida aplicando-se a Transformação Bilinear, expressa por (6.10), cuja substituição em (6.4) resulta em (6.11), sendo  $T_a$  o período de amostragem,  $u$  o sinal de controle (saída do compensador) e  $e$  o sinal de erro (entrada do compensador), tal como evidencia a Figura 6.6.

$$s = \frac{2}{T_a} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \quad (6.10)$$

$$u(k) = u(k-1) + k_c \left[ \left( \frac{\omega_z T_a}{2} - 1 \right) e(k) - \left( \frac{\omega_z T_a}{2} + 1 \right) e(k-1) \right] \quad (6.11)$$

Maiores detalhes referentes ao projeto do compensador, incluindo a planilha com cálculos numéricos, podem ser encontrados no Apêndice D.

## 6.4 EXPERIMENTAÇÃO PRÁTICA

Com o intuito de verificar a análise realizada para o conversor proposto, o protótipo da Figura 6.10 foi construído e testado. As especificações de projeto do conversor Buck com célula de ganho  $I-A_1B_1$  foram escolhidas para atender aos requisitos de operação do microinversor, definidos na seção 6.1, conforme resume a Tabela 6.3. Por meio dessas especificações e das considerações de projeto descritas na seção 4.5 foi possível determinar os componentes do estágio de potência listados na Tabela 6.4; onde  $L_f$  e  $C_f$  constituem um filtro LC de entrada – essencial para a aplicação.

Tabela 6.3 – Especificações do protótipo.

Tensão de entrada	$V_i$	55 - 85 V
Tensão de saída	$V_o$	400 V
Potência máxima de saída	$P_o$	150 W
Frequência de comutação	$f_s$	100 kHz
Ondulação da corrente de entrada	$\Delta I_i$	1%

Tabela 6.4 – Componentes do estágio de potência.

$S_1, S_2$	IPB039N10N3
$D_1, D_2, D_o$	ES3G
$n$	3,8
Núcleo	RM10 – N87
Primário	8E 150xAWG38
Secundário	30E 80xAWG41
$L_m / L_k$	20 $\mu$ H / 150 nH
$L_f$	SRU1048-100Y
$C_f$	4(//) x 22 $\mu$ H / 100 V cerâmico
$C_b$	3(//) x 1 $\mu$ H / 100 V cerâmico
$C_1, C_2$	2(-) x 22 $\mu$ H / 100 V cerâmico
$C_o$	5 $\mu$ F / 500 V filme

Figura 6.10 – Fotografia do protótipo. (71 mm / 94 mm / 20 mm)



Fonte: Próprio autor.

Por exemplo, para atender às especificações de tensão de entrada e saída, foi escolhida uma relação de transformação  $n$  de 3,8, o que implica que  $3,8 \leq M \leq 8,6$ , visto que  $n \leq M \leq (2n+1)$  para o conversor Buck com célula de ganho  $I-A_1B_1$  quando  $0 \leq D \leq 1$ . Logo, uma vez que a tensão de saída deve ser igual a 400 V, verifica-se que  $46,5 \text{ V} \leq V_i \leq 105,3 \text{ V}$ , a qual consiste em uma faixa de operação suficiente para operação do conversor nas especificações da Tabela 6.3.

Devido ao fato de a máxima tensão de entrada especificada ser de 85 V, os valores máximos de tensão nos dispositivos semicondutores serão:

$$\hat{V}_S = V_i = 85 \text{ V}, \quad (6.12)$$

$$\hat{V}_D = nV_i = 323 \text{ V}. \quad (6.13)$$

As capacitâncias de  $C_1$  e  $C_2$  foram selecionadas para produzir ondulações de pico de tensão menores que 0,2% para  $V_i = 65$  V e  $D = 0,5$ . Já a capacitância de  $C_o$  foi escolhida para garantir uma ondulação de pico de tensão menor que 0,1%. Tais valores de capacitâncias podem ser obtidos por intermédio das seguintes expressões:

$$C_{1,2} \geq \frac{I_o}{2f_s \Delta V_{C_{1,2}}} \approx 7,6 \mu\text{F}, \quad (6.14)$$

$$C_o \geq \frac{I_o}{2f_s \Delta V_o} \left( 1 - \frac{\pi}{T_s} \sqrt{L_k C_b} \right) \approx 3,7 \mu\text{F}. \quad (6.15)$$

Conforme descrito nas considerações de projeto da seção 4.5, as escolhas da indutância magnetizante  $L_m$  e da capacitância  $C_b$  são diretamente relacionadas com as condições de comutação suave. No caso da indutância magnetizante  $L_m$ , a ondulação de corrente deve ser maior que o seu valor médio, conforme descrito por (4.67) e (4.35). Portanto, para o conversor Buck com célula de ganho I-A<sub>1</sub>B<sub>1</sub> pode chegar a:

$$L_m < \frac{D(1-D)V_i}{2(1+n)f_s I_o}. \quad (6.16)$$

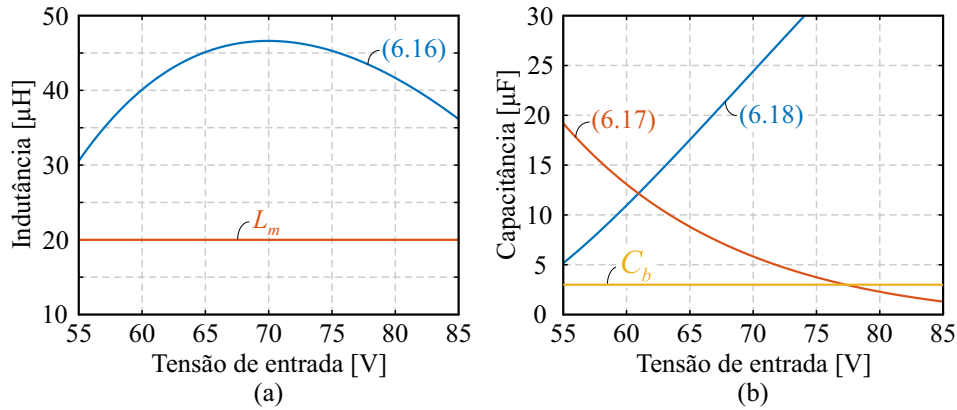
A capacitância  $C_b$  é projetada para satisfazer as condições ZCS dos diodos e garantir que o conversor opere adequadamente no modo quase-ressonante. Assim, substituindo as frequências de ressonância obtidas em (4.28) e (4.35), para o conversor Buck I-A<sub>1</sub>B<sub>1</sub>, em (4.69) e (4.70), obtém-se (6.17) para o diodo  $D_o$  e (6.18) para os diodos  $D_1$  e  $D_2$ .

$$C_b < \frac{1}{L_k} \left[ \frac{(n+1)DT_s}{n\pi} \right]^2, \quad (6.17)$$

$$C_b < \frac{1}{L_k} \left[ \frac{(1-D)T_s}{\pi} \right]^2. \quad (6.18)$$

A Figura 6.11 (a) apresenta o valor mínimo da indutância magnetizante definida por (6.16) em comparação com o valor adotado ( $L_m = 20$   $\mu\text{H}$ ). Em contrapartida, a Figura 6.11 (b) demonstra os valores de capacitância necessários para a obtenção de bloqueio ZCS nos diodos, tal como definido em (6.17) e (6.18). O valor mínimo de capacitância para garantir o bloqueio ZCS de  $D_o$  com  $V_i = 85$  V é 1,3  $\mu\text{F}$ , todavia, a escolha desse valor resultaria em altas frequências de ressonância e, conseqüentemente, em correntes de elevado valor eficaz por todo o conversor. O valor de  $C_b$  foi então estabelecido em 3  $\mu\text{F}$  e o bloqueio ZCS do diodo  $D_o$  não será praticável para tensões de entrada superiores a 77 V, enquanto o bloqueio ZCS dos diodos  $D_1$  e  $D_2$  será possível para toda a faixa de tensão de entrada especificada.

Figura 6.11 – (a) Indutância magnetizante  $L_m$  dada por (6.16) e (b) capacitância  $C_b$  dada por (6.17) e (6.18) considerando toda a faixa de tensão de entrada.



Fonte: Próprio autor.

Para garantir ZVS nos interruptores deve-se ainda verificar a existência de energia suficiente para carga e descarga dos capacitores parasitas de junção, bem como um tempo morto adequado para tal procedimento. No caso do conversor Buck I- $A_1B_1$ , a energia armazena no indutor magnetizante nos instantes  $t_0$  e  $t_4$  e a energia necessária para carregar os capacitores de junção podem ser

$$E_{L_m}(t_0) = \frac{1}{2} L_m (I_{L_m} - \Delta I_{L_m})^2, \quad (6.19)$$

$$E_{L_m}(t_4) = \frac{1}{2} L_m (I_{L_m} + \Delta I_{L_m})^2, \quad (6.20)$$

$$E_{C_j} = \frac{1}{2} C_{j1,2} V_i^2. \quad (6.21)$$

Por sua vez, considerando o conversor Buck I- $A_1B_1$ , as expressões para os tempos mortos apresentadas em (4.65) e (4.68) podem ser escritas da seguinte forma:

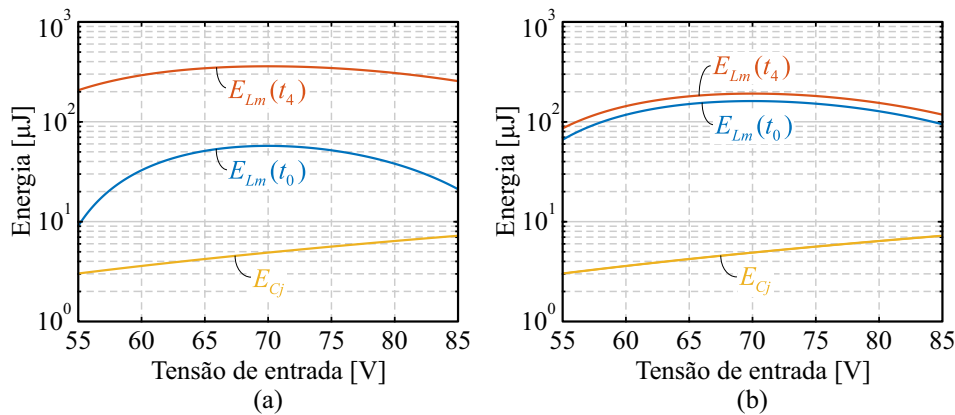
$$\Delta t_{S2-S1} \geq \left| \frac{4C_{j1,2} V_i L_m f_s}{2L_m f_s (1+n) I_o - D(1-D) V_i} \right|, \quad (6.22)$$

$$\Delta t_{S1-S2} \geq \left| \frac{4C_{j1,2} V_i L_m f_s}{2L_m f_s (1+n) I_o + D(1-D) V_i} \right|. \quad (6.23)$$

Na Figura 6.12 (a) e (b) é demonstrado, em plena e baixa carga, as energias no indutor magnetizante e as energias nos capacitores de junção (considerando  $C_{j1,2} = 2000$  pF), conforme (6.19)–(6.21). A a Figura 6.13 (a) e (b) ilustra, em plena e baixa carga, os tempos mortos necessários para uma comutação adequada dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , calculados por (6.22) e (6.23), e os tempos mortos implementados ( $\Delta t_{S1-S2} = 150$  ns e  $\Delta t_{S1-S2} = 300$  ns).

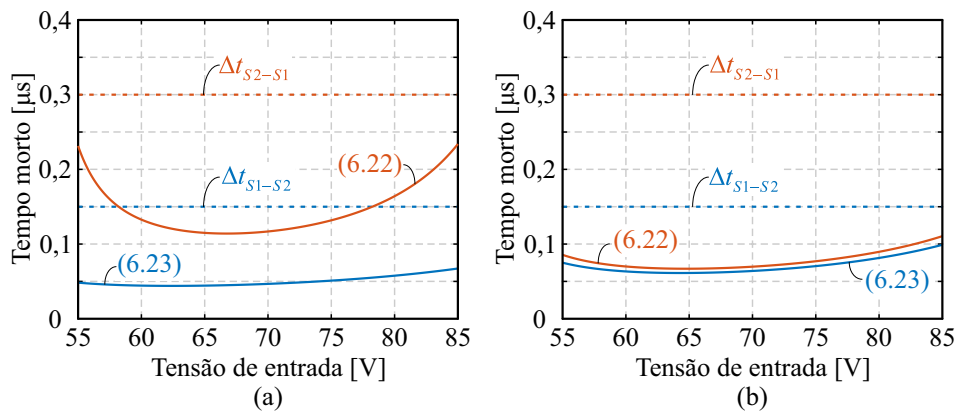
Conforme se pode notar na Figura 6.12 e na Figura 6.13, todas as condições necessária são satisfeitas, garantindo que ambos os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  apresentarão entrada em condução do tipo ZVS para todas as faixas de tensão e potência consideradas.

Figura 6.12 – Energias descritas em (6.19), (6.20) e (6.21) em (a) plena carga (100%) e (b) baixa carga (10%) considerando toda a faixa de tensão de entrada.



Fonte: Próprio autor.

Figura 6.13 – Tempos mortos requeridos por (6.22) e (6.23) em (a) plena carga (100%) e (b) baixa carga (10%) considerando toda a faixa de tensão de entrada.



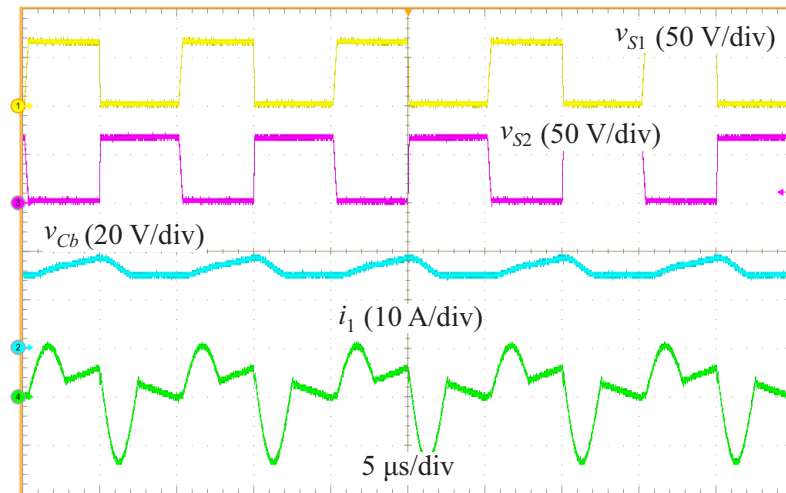
Fonte: Próprio autor.

#### 6.4.1 Formas de Onda

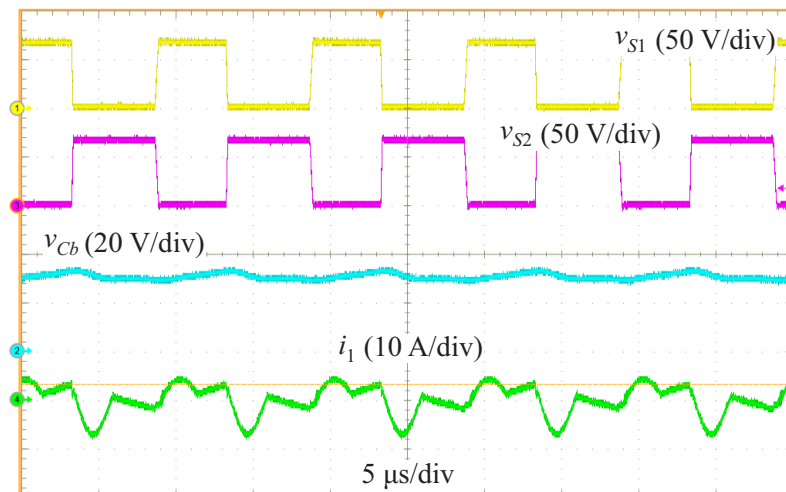
A Figura 6.14 apresenta as tensões sobre os interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , a tensão no capacitor  $C_b$  e a corrente  $i_1$  no enrolamento primário do indutor acoplado, com tensão de entrada de 65 V e em (a) plena, (b) meia e (c) baixa carga, ilustrando a operação do conversor em diferentes níveis de potência. Por sua vez, a Figura 6.15 mostra a tensão de entrada  $v_i$ , a tensão de saída  $v_o$ , a tensão sobre o interruptor  $S_2$  e a corrente  $i_1$  no enrolamento primário para diferentes valores de tensão de entrada, a fim de demonstrar a operação do conversor proposto para toda a faixa de tensão de entrada considerada em projeto.



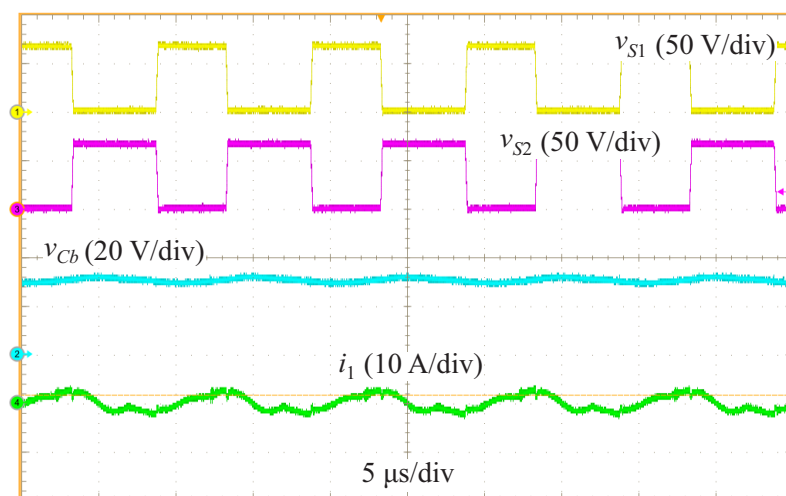
Figura 6.14 – Formas de onda experimentais com tensão de entrada de 65 V em (a) plena (100%), (b) meia (50%) e (c) baixa (10%) carga.



(a)



(b)



(c)

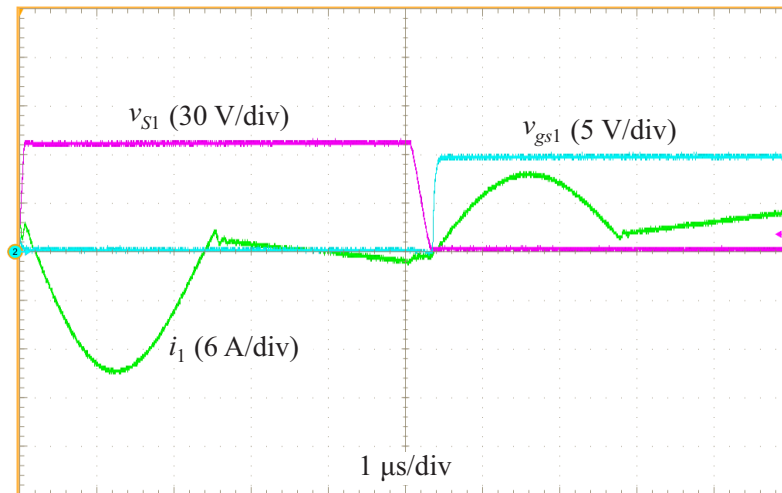
Fonte: Próprio autor.

Figura 6.15 – Formas de onda experimentais em plena carga para toda faixa de tensão de entrada: (a) 55 V, (b) 65 V, (c) 75 V e (d) 85 V.

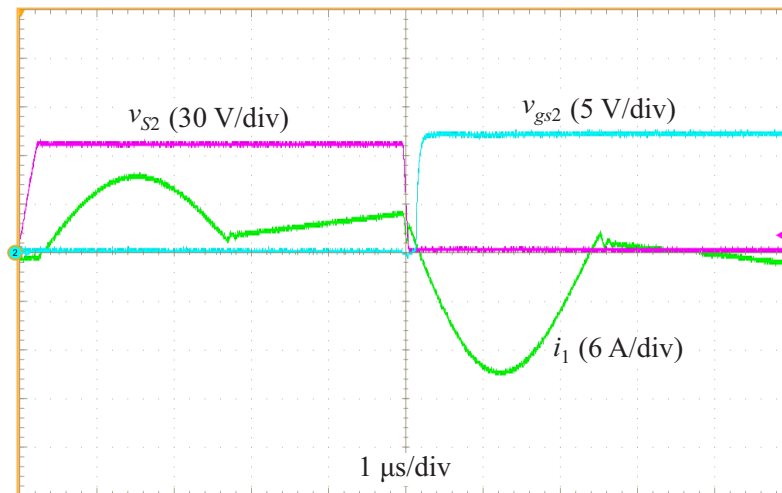


Fonte: Próprio autor.

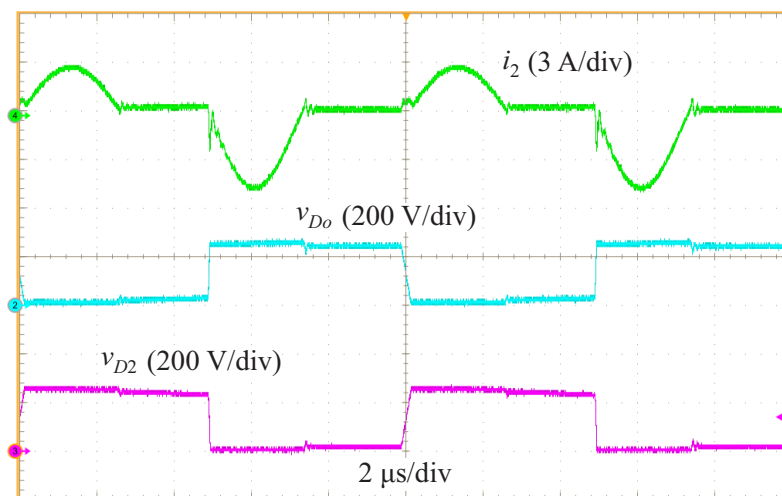
Figura 6.16 – Formas de onda experimentais que indicam (a) ZVS na ativação de  $S_1$ , (b) ZVS na ativação de  $S_2$ , e (c) ZCS no bloqueio de  $D_1$ ,  $D_2$ , e  $D_o$ .



(a)



(b)



(c)

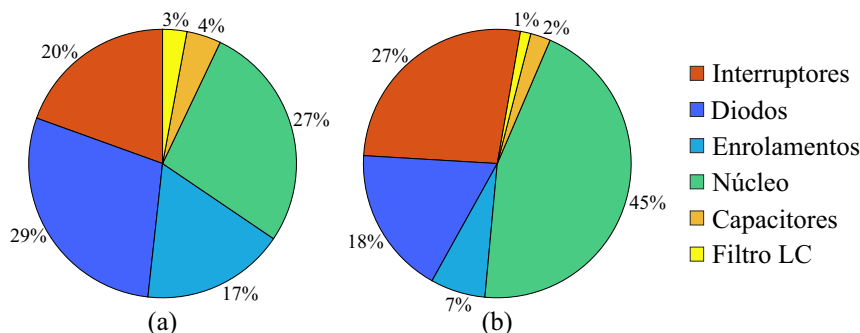
Fonte: Próprio autor.

As características de comutação suave do conversor Buck  $I-A_1B_1$  são apresentadas experimentalmente na Figura 6.16. A Figura 6.16 (a) e a Figura 6.16 (b) destacam, respectivamente, as tensões *gate-source*  $v_{gs1}$  e  $v_{gs2}$ , as tensões *drain-source* nos interruptores ativos  $S_1$  e  $S_2$ , bem como a corrente  $i_1$  no enrolamento primário. Nessas figuras pode-se notar que os interruptores entram em condução apenas depois que suas tensões *drain-source* caem a zero, provando a comutação suave do tipo ZVS na entrada em condução dos interruptores. Além do mais, a Figura 6.16 (c) mostra a corrente  $i_2$  no enrolamento secundário e as tensões nos diodos  $D_2$  (o mesmo que  $D_1$ ) e  $D_o$ . Mediante tais formas de onda é possível observar a comutação suave do tipo ZCS no bloqueio dos diodos, uma vez que suas correntes podem ser derivadas de  $i_2$ , conforme analisado na Figura 4.8. Vale ressaltar que as medições das correntes nos enrolamentos do indutor acoplado foram feitas por um transdutor de corrente de Rogowski, não apresentando, portanto, valor médio.

#### 6.4.2 Análise de Perdas

As perdas de potência do conversor projetado foram estimadas considerando as perdas de comutação e condução dos interruptores ( $S_1$  e  $S_2$ ), as perdas de condução dos diodos ( $D_1$ ,  $D_2$  e  $D_o$ ), as perdas de condução dos capacitores ( $C_b$ ,  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_o$ ), as perdas no núcleo e nos enrolamentos do indutor acoplado e as perdas de condução do filtro LC de entrada, conforme o modelo de perdas apresentado no Apêndice A. A Figura 6.17 ilustra as perdas calculadas em (a) plena e (b) meia carga e com  $V_i = 65$  V. As perdas totais foram respectivamente 3,8 W e 2,3 W, resultando em rendimentos de 97,5% e 96,9%. Conforme pode se notar na Figura 6.17, as perdas no núcleo começam a se tornar dominante à medida que a potência de saída reduz e, uma vez que ela é basicamente constante em toda a faixa de potência, é esperado que o rendimento caia ainda mais em baixa carga.

Figura 6.17 – Distribuição de perdas com  $V_i = 65$  V em (a) plena carga (100%) e (b) meia carga (50%).



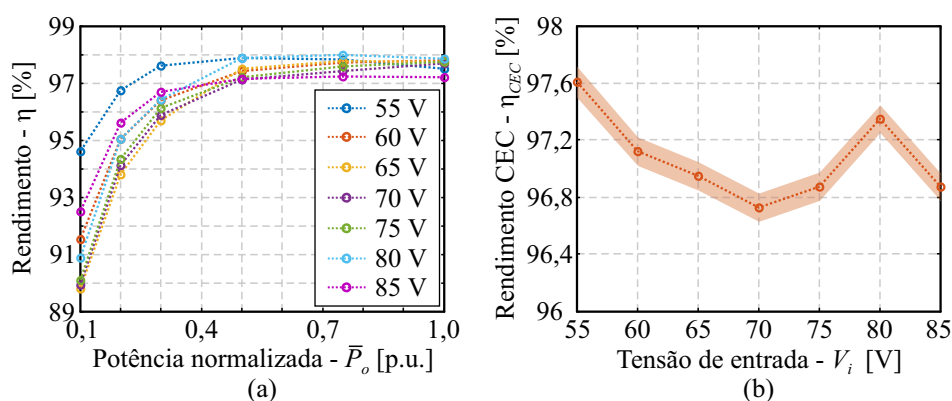
Fonte: Próprio autor.

### 6.4.3 Ensaio de Rendimento

O rendimento do protótipo foi medido pelo analisador de potência WT1800. A Figura 6.18 (a) apresenta as curvas de rendimento do protótipo para toda faixa de tensão de entrada e sob diferentes níveis de potência de saída. Além disso, o rendimento ponderado (4.71) estabelecido pela CEC foi calculado para cada valor de tensão de entrada da Figura 6.18 (a), como pode ser visto na curva da Figura 6.18 (b). Verifica-se que o conversor proposto é capaz de fornecer altos níveis de rendimento, uma vez que o pico de rendimento medido foi de 98,0%, enquanto os rendimentos ponderados CEC foram superiores a 96,7%.

Ainda, por meio da Figura 6.18, pode-se notar que os piores resultados de rendimento foram obtidos para valores intermediários de tensão de entrada. Isso se deve ao fato de a ondulação ser maior para os valores centrais de razão cíclica e, assim, as perdas do núcleo também são maiores nesses pontos de operação; esse resultado é mais notável em baixa potência, onde as perdas do núcleo são dominantes. Em relação aos resultados de rendimento para a tensão de entrada de 85 V, os valores mais baixos ocorrem porque algumas condições de comutação suave não foram atendidas, associado ao fato de que maiores valores eficazes de corrente são obtidos nesses pontos de operação.

Figura 6.18 – (a) Curvas de rendimento experimental em função da potência da saída com diferentes valores de tensão de entrada, e (b) curva de rendimento CEC ponderado (4.71) em função da tensão de entrada.



Fonte: Próprio autor.

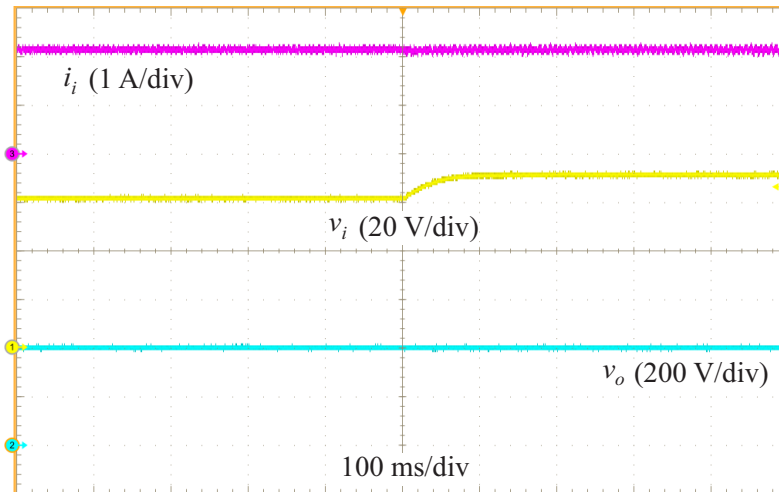
### 6.4.4 Ensaio em Malha Fechada

A fim de avaliar a estratégia de controle utilizada foi realizado o ensaio apresentado na Figura 6.19. A Figura 6.19 (a) mostra um degrau na referência de tensão de 60 V para 70 V, enquanto a Figura 6.19 (b) demonstra o degrau inverso. Em ambos os casos o tempo de acomodação foi inferior a 100 ms, ficando provada a capacidade da malha de controle em fazer o conversor seguir a referência variável de tensão de entrada, a qual pode ser gerada por

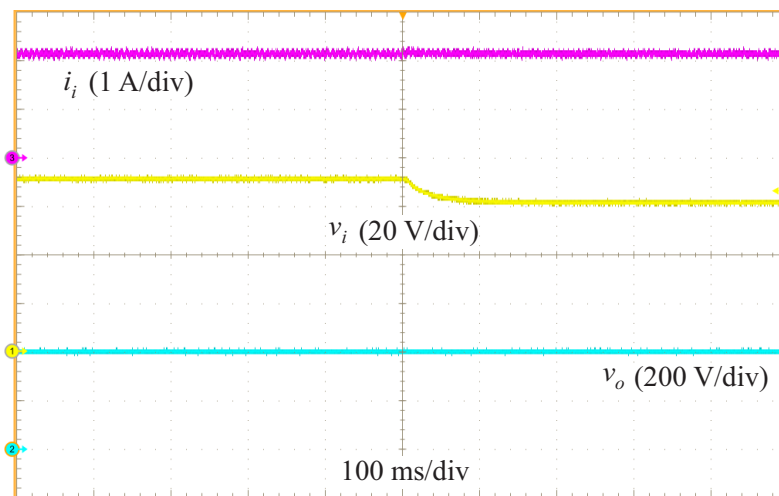
qualquer algoritmo de rastreamento de máxima potência. Ressalta-se que nos experimentos a tensão de saída e a corrente de entrada foram fixadas, respectivamente, em 400 V e 2 A.

Figura 6.19 – Formas de onda experimentais do conversor em malha fechada:

(a)  $V_{ref} = 60 \text{ V} \rightarrow 70 \text{ V}$  e (b)  $V_{ref} = 70 \text{ V} \rightarrow 60 \text{ V}$ .



(a)



(b)

Fonte: Próprio autor.

## 6.5 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou um estudo de caso da aplicação dos conversores de alto ganho a sistemas fotovoltaicos integrados a edifícios. Considerando a aplicação em voga e a comparação realizada no capítulo 3, concluiu-se que o conversor Buck com célula de ganho  $I-A_1B_1$  consiste na configuração mais adequada para a utilização como estágio cc-cc do microinversor para módulos de filme fino. Devido à estratégia de controle adotada foi necessário realizar a modelagem dinâmica orientada ao controle da tensão de entrada do

conversor Buck  $I-A_1B_1$ , a qual possibilita colocar o módulo fotovoltaico no ponto de operação de máxima potência. Um protótipo foi então construído para avaliar, na prática, a sua operação tanto em malha aberta quanto em malha fechada. O seu projeto foi descrito em detalhes, incluindo a seleção dos componentes para a operação com comutação suave em toda a faixa de potência e tensão de entrada. Em suma, o conversor Buck  $I-A_1B_1$  apresentou excelente operação, características de comutação suave e rendimentos ponderados da ordem de 97%, demonstrando ser um conversor adequado para assumir o estágio cc-cc do microinversor para a aplicação em sistemas fotovoltaicos integrados a edifícios.





## 7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho destinou-se ao estudo de conversores cc-cc não isolados de alto ganho. Tal estudo foi motivado pelo grande interesse por esse tópico de pesquisa nos últimos anos, o qual vem sendo impulsionado, sobretudo, pelo desenvolvimento do processamento eletrônico da energia proveniente de fontes renováveis e pela busca por uma melhor eficiência energética em diversas outras aplicações.

No capítulo 1, durante o estudo das técnicas de elevação de tensão presentes na literatura e aplicadas a conversores cc-cc clássicos (Buck, Boost, Buck-Boost, Ćuk, SEPIC e Zeta), verificou-se que as mais recorrentes são: o cascadeamento de conversores, ou o uso de multiplicadores de tensão (ou de capacitores chaveados), de indutores chaveados e de acoplamento de indutores, bem como a combinação dessas técnicas. Todavia, notou-se também que a maioria dos trabalhos sobre conversores cc-cc de alto ganho concentra-se apenas na proposta de novas topologias e em compará-las com conversores publicados anteriormente, mas não descreve a metodologia aplicada para derivá-las.

Embora existam alguns trabalhos importantes na literatura que revisem e classifiquem exaustivamente os mais diversos conversores existentes, apenas alguns trabalhos introduzem métodos para derivar novas topologias ou uma metodologia generalizada que exemplifica como o alto ganho dos conversores cc-cc anteriormente publicados na literatura foram derivados. Diante desse cenário, a presente tese de doutorado teve por objetivo propor uma metodologia para a geração de conversores cc-cc de alto ganho baseados em conversores cc-cc clássicos.

A metodologia proposta se fundamentou na aplicação do conceito de célula de ganho, apresentado no capítulo 2, no qual células multiplicadoras de tensão e indutores acoplados são interconectados de maneiras distintas. Basicamente, tais células são geradas a partir da conexão dos multiplicadores de tensão à montante – entre o conversor Boost e o secundário do indutor acoplado – e/ou à jusante – entre o secundário do indutor acoplado e o filtro de saída. Para demonstração da metodologia, foram utilizados os multiplicadores de tensão de *Cockcroft-Walton* em diferentes configurações, gerando quatro casos distintos de

células de ganho genéricas. Entretanto, independentemente do caso, verificou-se que a mesma equação de ganho estático pode ser utilizada, caso sejam conhecidos índices tabelados próprios para cada tipo de célula de ganho, os quais dependem apenas do número de pares capacitor-diodo à montante e à jusante.

Apesar de as células de ganho terem sido utilizadas para gerar conversores de alto ganho a partir do conversor Boost, de acordo com o seu funcionamento, nada impede a possibilidade do seu emprego em outros conversores cc-cc clássicos para gerar novos conversores de alto ganho e características distintas. A fim de avaliar essa questão, no capítulo 3 as células de ganho foram aplicadas aos três conversores básicos (Buck, Boost e Buck-Boost), demonstrando a possibilidade de cada um deles se tornar conversores com alto ganho de tensão. Com o objetivo de verificar experimentalmente a característica de elevado ganho estático dos conversores propostos, foi desenvolvido um protótipo configurável capaz de operar com diferentes células de ganho para cada um dos referidos conversores básicos.

Após a constatação da validade da metodologia proposta para geração de novos conversores estáticos de alto ganho, foi realizada uma comparação entre os conversores básicos com célula de ganho para demonstrar as vantagens e desvantagens de cada topologia e, assim, justificar a importância de sua concepção e possibilidade de emprego em diferentes aplicações. Os conversores foram comparados quanto a ganho estático, volume do indutor acoplado, esforços de tensão, fator de estresse dos dispositivos semicondutores, efeito do aumento da frequência de comutação sobre as perdas, e regulação de potência.

No capítulo 4, por sua vez, foi abordado o princípio de funcionamento de cada um dos conversores básicos com célula de ganho considerando o modo de operação quase-ressonante. Tal modo de operação possibilita a compactação do conversor sem afetar o alto rendimento. As etapas de operação e formas de onda dos conversores Boost, Buck e Buck-Boost, cada um com uma célula de ganho diferente contendo dois pares capacitor-diodo, foram descritas em detalhes. Além disso, foram discutidas as principais considerações de projeto e as condições necessárias para obtenção de comutação suave nos dispositivos semicondutores.

A fim de avaliar a operação desses conversores experimentalmente, três protótipos de 150 W, referentes a cada um dos conversores básicos com célula de ganho, com tensão de entrada de 35-45 V e tensão de saída de 400 V, foram construídos e testados. De maneira geral, os três conversores apresentaram excelente desempenho e alto rendimento em regime permanente, não demonstrando variação importante de rendimento em função do valor da tensão de entrada. Os rendimentos CEC médios foram de 97,0%, 96,7%, 96,1%, nessa ordem,

para os conversores Boost, Buck e Buck-Boost com suas respectivas células de ganho.

O capítulo 5 foi dedicado à obtenção de forma generalizada e simplificada dos modelos médios de pequenos sinais orientados ao controle dos conversores básicos com célula de ganho. Em suma, verificou-se que os modelos dinâmicos de tais conversores podem ser aproximados por funções de transferência de segunda ordem. As funções de transferência simplificadas, que relacionam a tensão de saída com a razão cíclica, obtidas para os conversores Boost e Buck-Boost revelaram a existência de um zero no semi-plano direito, enquanto as obtidas para o conversor Buck não apresentaram zero algum. Tal resultado indica que as funções de transferência dos conversores propostos tendem a seguir o mesmo comportamento dinâmico dos conversores básicos nos quais foram baseados.

Observou-se ainda que a indutância de dispersão do indutor acoplado influencia diretamente no amortecimento do modelo médio de pequenos sinais, fato que permite modelar tal efeito por meio de resistências não dissipativas, tal como foi proposto nesse trabalho. Entretanto, verificou-se, também, que no caso de operação quase-ressonante, essa influência da indutância de dispersão no amortecimento do modelo de pequenos sinais é ínfima, podendo ser desprezada.

Com o objetivo de empregar todos os conceitos discutidos nos capítulos anteriores, o capítulo 6 apresentou um estudo de caso da aplicação dos conversores de alto ganho, desenvolvidos nesse trabalho, a microinversores de dois estágios para sistemas fotovoltaicos integrados a edifícios compostos por módulos de filme fino, os quais tipicamente fornecem potências inferiores a 150 W e apresentam tensões por volta de 55-85 V entre seus terminais. A fim de atender aos requisitos sugeridos para a nova geração de inversores fotovoltaicos, os quais devem apresentar alto rendimento, elevada densidade de potência e vida útil estendida, e considerando a análise comparativa apresentada no capítulo 3, chegou-se à conclusão que o conversor Buck com célula de ganho  $I-A_1B_1$  era o mais adequado para a aplicação. Em especial, tal conversor possui esforços de tensão reduzidos, ideais para as tensões mais elevadas dos módulos de filme fino, permitindo a utilização interruptores de baixa tensão, além de possibilitar o projeto de dispositivos magnéticos de volume reduzido, resultando em conversores mais compactos e de baixo perfil.

Uma vez que, em microinversores fotovoltaicos de dois estágios, normalmente o conversor cc-cc tem por finalidade realizar o rastreamento do ponto de máxima potência do módulo a partir do controle em malha fechada da tensão de entrada, as funções de transferência obtidas no capítulo 5 para o conversor Buck não puderam ser empregadas. No entanto, procedimento similar ao realizado anteriormente pôde ser utilizado, resultando em

uma função de transferência simplificada, porém relativamente precisa e adequada para o dimensionamento do compensador de tensão.

Para verificar a operação do conversor Buck  $I-A_1B_1$ , um protótipo de 150 W, com tensão de entrada de 55-85 V e tensão de saída de 400 V, foi construído e testado. Resultados experimentais validaram a operação em modo quase-ressonante, com comutação suave na entrada em condução dos interruptores e no bloqueio dos diodos, e demonstraram a elevada eficiência do conversor. A eficiência máxima medida foi de 98,0% e a eficiência média ponderada CEC foi de 97,1%. Além disso, o conversor também foi avaliado em malha fechada, controlando a tensão de entrada. Tal ensaio confirmou o correto dimensionamento da malha de controle e demonstrou ótimo comportamento dinâmico. De maneira geral, os resultados experimentais apresentados comprovaram o excelente desempenho do conversor Buck  $I-A_1B_1$  para a aplicação em questão, complementando e validando todo o estudo desenvolvido nesta tese de doutorado.

Por fim, conclui-se que a metodologia generalizada proposta, que consiste na inserção de células multiplicadoras de tensão e indutores acoplados em topologias básicas, é uma simples e poderosa ferramenta na geração de conversores cc-cc de alto ganho, alto rendimento e elevada densidade de potência. Ainda, cabe ressaltar que este trabalho resultou em algumas publicações em periódicos nacionais e internacionais, os quais estão listados no Apêndice E.

Como propostas de continuidade do trabalho, destacam-se:

- Aplicar a metodologia a outros conversores cc-cc;
- Realizar projetos otimizados dos conversores com célula de ganho;
- Generalizar o modo de operação quase-ressonante;
- Analisar a viabilidade do uso de dispositivos semicondutores de superjunção;
- Aprofundar a modelagem dinâmica;
- Implementar um microinversor para módulos de filme fino.

## REFERÊNCIAS

- 1 FOROUZESH, M.; SIWAKOTI, Y. P.; GORJI, S. A.; BLAABJERG, F.; LEHMAN, B. Step-up dc-dc converters: a comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 32, n. 12, p. 9143-9178, dez. 2017.
- 2 LIU, H.; HU, H.; WU, H.; XING, Y.; BATARSEH, I. Overview of high-step-up coupled-inductor boost converters. **IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.**, v. 4, n. 2, p. 689-704, jun. 2016.
- 3 MENESES, D.; BLAABJERG, F.; GARCIA, O.; COBOS, J. A. Review and comparison of step-up transformerless topologies for photovoltaic ac-module application. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 28, n. 6, p. 2649-2663, jun. 2013.
- 4 LI, W.; HE, X. Review of nonisolated high-step-up dc/dc converters in photovoltaic grid-connected applications. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, v. 58, n. 4, p. 1239-1250, abr. 2011.
- 5 MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power Electronics: Converters**. 2. ed. New York: John Wiley & Sons, 1995.
- 6 ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. 2. ed. New York: Kluwer Academic Publishers, 2001.
- 7 MATSUO, H.; HARADA, K. The cascade connection of switching regulators. **IEEE Trans. Ind. App.**, v. IA-12, n. 2, p. 192-198, mar. 1976.
- 8 MAKSIMOVIC, D.; CUK, S. Switching converters with wide dc conversion range. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 6, n. 1, p. 151-157, jan. 1991.
- 9 LEYVA-RAMOS, J.; ORTIZ-LOPEZ, M. G.; DIAZ-SALDIERNA, L. H.; MORALES-SALDANA, J. A. Switching regulator using a quadratic boost converter for wide dc conversion ratios. **IET Power Electron.**, v. 2, n. 5, p. 605-613, 2009.
- 10 MORALES-SALDANA, J. A.; GUTIERREZ, E. E. C.; LEYVA-RAMOS, J. Modeling of switch-mode dc-dc cascade converters. **IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.**, v. 38, n. 1, p. 295-299, jan. 2002.
- 11 ORTIZ-LOPEZ, M. G.; LEYVA-RAMOS, J.; CARBAJAL-GUTIERREZ, E. E.; MORALES-SALDANA, J. A. Modelling and analysis of switch-mode cascade converters with a single active switch. **IET Power Electron.**, v. 1, n. 4, p. 478-487, 2008.
- 12 NOVAES, Y. R.; RUFER, A.; BARBI, I. A new quadratic, three level, dc/dc converter suitable for fuel cell applications. *In: POWER CONVERTERS. CONF.*, 2007, Nagoya. **Annals [...]**. [S. l.: s. n.], 2007, p. 601-607.
- 13 PRUDENTE, M.; PFISCHER, L. L.; EMMENDOERFER, G.; ROMANELI, E. F.; GULES, R. Voltage multiplier cells applied to non-isolated dc-dc converters. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 23, n. 2, p. 871-887, mar. 2008.

- 14 ISMAIL, E. H.; AL-SAFFAR, M. A.; SABZALI, A. J.; FARDOUN, A. A. A family of single-switch PWM converters with high step-up conversion ratio. **IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers**, v. 55, n. 4, p. 1159–1171, maio 2008.
- 15 ROSAS-CARO, J. C.; RAMIREZ, J. M.; PENG, F. Z.; VALDERRABANO, A. A dc-dc multilevel boost converter. **IET Power Electron.**, v. 3, n. 1, p. 129–137, jan. 2010.
- 16 VECCHIA, M. D.; SALVADOR, M. A.; LAZZARIN, T. B. Hybrid nonisolated dc-dc converters derived from a passive switched-capacitor cell. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 33, n. 4, p. 3157–3168, abr. 2018.
- 17 AXELROD, B.; BERKOVICH, Y.; IOINOVICI, A. Switched-capacitor/switched-inductor structures for getting transformerless hybrid dc-dc PWM converters. **IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers**, v. 55, n. 2, p. 687–696, mar. 2008.
- 18 YANG, L. S.; LIANG, T. J.; CHEN, J. F. Transformerless dc-dc converters with high step-up voltage gain. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, v. 56, n. 8, p. 3144–3152, ago. 2009.
- 19 SALVADOR, M. A.; LAZZARIN, T. B.; COELHO, R. F. High step-up dc-dc converter with active switched-inductor and passive switched-capacitor networks. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, v. 65, n. 7, p. 5644–5654, jul. 2018.
- 20 TANG, Y.; WANG, T. Study of an improved dual-switch converter with passive lossless clamping. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, v. 62, n. 2, p. 972–981, fev. 2015.
- 21 MORAIS, J. C. S.; MORAIS, J. L. S.; GULES, R. Photovoltaic ac module based on a Cuk converter with a switched-inductor structure. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, v. 66, n. 5, mai. 2019.
- 22 TANG, Y.; FU, D.; WANG, T.; XU, Z. Hybrid switched-inductor converters for high step-up conversion. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, v. 62, n. 3, p. 1480–1490, mar. 2015.
- 23 TANG, Y.; WANG, T.; FU, D. Multicell switched-inductor/switched-capacitor combined active-network converters. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 30, n. 4, p. 2063–2072, abr. 2015.
- 24 ZHAO, Q.; TAO, F.; HU, Y.; LEE, F. C. Active-clamp dc/dc converters using magnetic switches. *In: IEEE APEC*, 16., 2001, Anaheim. **Annals [...]**. [S. l.: s. n.], 2001, p. 946-952.
- 25 ZHAO, Q.; LEE, F. C. High-efficiency, high step-up dc-dc converters. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 18, n. 1, p. 65,73, jan 2003.
- 26 TSENG, K. C.; LIANG, T. J. Novel high-efficiency step-up converter. **IEE Proc. Electric Power App.**, v. 151, n. 2, p. 182-190, mar 2004.
- 27 VAN DE SYPE, D. M.; GUSSEME, K.; RENDERS, B.; VAN DEN BOSSCHE, A. P.; MELKEBEEK, J. A. A single switch boost converter with a high conversion ratio. *In: IEEE APEC*, 20., 2005, Austin. **Annals [...]**. [S. l.: s. n.], 2005. p. 1581-1587.
- 28 CHEN, S.-M.; LIANG, T.-J.; YANG, L.-S.; CHEN, J.-F. A cascaded high step-up dc–dc converter with single switch for microsource applications. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 26, n. 4, p. 1146-1153, abr. 2011.

- 29 LIN, M.-S.; YANG, L.-S.; LIANG, T.-J. Study and implementation of a single switch cascading high step-up dc-dc converter. *In: ICPE - ECCE ASIA, 8., 2011, Jeju. Annals [...]. [S. l.: s. n.], 2011. p. 2565-2572.*
- 30 BAEK, J.-W.; RYOO, M.-H.; KIM, T.-J.; YOO, D.-W.; KIM, J.-S. "High boost converter using voltage multiplier. *In: IEEE IECON, 31., 2005, Raleigh. Annals [...]. [S. l.: s. n.], 2006, p. 567-572.*
- 31 ZHAO, Y.; LI, W.; DENG, Y.; HE, X. N.; LAMBERT, S.; PICKERT, V. High step-up boost converter with coupled inductor and switched capacitor. *In: IET PEMD, 5., 2010, Brighton. Annals [...]. [S. l.: s. n.], 2010, [6] p.*
- 32 HSIEH, Y.-P.; CHEN, J.-F.; LIANG, T.-J.; YANG, L.-S. A novel high step-up dc-dc converter for a microgrid system. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 26, n. 4, p. 1127-1136, abr. 2011.
- 33 HSIEH, Y.-P.; CHEN, J.-F.; LIANG, T.-J.; YANG, L.-S. Novel high step-up dc-dc converter with coupled-inductor and switched-capacitor techniques for a sustainable energy system. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 26, n. 12, p. 3481-3490, dez. 2011.
- 34 LIANG, T.-J.; CHEN, S.-M.; YANG, L.-S.; CHEN, J.-F.; IOINOVICI, A. Ultra-large gain step-up switched-capacitor dc-dc converter with coupled inductor for alternative sources of energy. **IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers**, v. 59, n. 4, p. 864-874, abr. 2012.
- 35 HSIEH, Y.-P.; CHEN, J.-F.; LIANG, T.-J.; YANG, L.-S. Novel high step-up dc-dc converter with coupled-inductor and switched-capacitor techniques. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, v. 59, n. 2, p. 998-1007, fev. 2012.
- 36 HSIEH, Y.-P.; CHEN, J.-F.; LIANG, T.-J.; YANG, L.-S. Novel high step-up dc-dc converter for distributed generation system. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, v. 60, n. 4, p. 1473-1482, abr. 2013.
- 37 BERKOVICH, Y.; AXELROD, B. High step-up dc-dc converter based on the switched-coupled-inductor boost converter and diode-capacitor multiplier. *In: IET PEMD, 6., 2012, Bristol. Annals [...]. [S. l.: s. n.], 2012, [5] p.*
- 38 WAI, R.-J.; DUAN, R.-Y. High step-up converter with coupled-inductor. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 20, n. 5, p. 1025-1035, set. 2005.
- 39 GU, B.; DOMINIC, J.; LAI, J.-S.; ZHAO, Z.; LIU, C. High boost ratio hybrid transformer dc-dc converter for photovoltaic module applications. *In: IEEE APEC, 27., 2012, Orlando. Annals [...]. [S. l.: s. n.], 2012, p. 598-606.*
- 40 GU, B.; DOMINIC, J.; CHEN, B.; ZHANG, L.; LAI, J.-S. Hybrid transformer ZVS/ZCS dc-dc converter with optimized magnetics and improved power devices utilization for photovoltaic module applications. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 30, n. 4, p. 2127-2136, abr. 2015.
- 41 GULES, R.; SANTOS, W. M.; REIS, F. A.; ROMANELI, E. F. R.; BADIN, A. A. A modified SEPIC converter with high static gain for renewable applications. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 29, n. 11, p. 5860-5871, nov. 2014.

- 42 DENG, Y.; RONG, Q.; LI, W.; ZHAO, Y.; SHI, J.; HE, X. Single-switch high step-up converters with built-in transformer voltage multiplier cell. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 27, n. 8, p. 3557-3567, ago. 2012.
- 43 YEY, C.-H.; HSIEH, Y.-P.; CHEN, J.-F. A novel high step-up dc-dc converter with zero DC bias current coupled-inductor for microgrid system. *In: IEEE IFEEEC*, p. 388-394, nov. 2013.
- 44 LAIRD, I.; LU, D. D.-C. High step-up dc/dc topology and mppt algorithm for use with a thermoelectric generator. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 28, n. 7, p. 3147-3157, jul. 2013.
- 45 TSENG, K.-C.; HUANG, C.-C. Ultra high step-up converters with reduced diode stresses sharing. *In: IEEE ISNE, 2013, Kaohsiung. Annals [...]. [S. l.: s. n.]*, 2013, p. 513-516.
- 46 WAI, R.-J.; LIN, C.-Y.; DUAN, R.-Y.; Chang, Y.-R. High-efficiency dc-dc converter with high voltage gain and reduced switch stress. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, v. 54, n. 1, p. 354-364, fev. 2007.
- 47 CHANGCHIEN, S.-K.; LIANG, T.-J.; CHEN, J.-F.; YANG, L.-S. Novel high step-up dc-dc converter for fuel cell energy conversion system. **IEEE Trans on Ind. Electron.**, v. 57, n. 6, p. 2007-2017, jun. 2010.
- 48 CHANGCHIEN, S.-K.; LIANG, T.-J.; CHEN, J.-F.; YANG, L.-S. Novel high step-up dc-dc converter for fuel cell energy conversion system. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 57, n. 6, p. 2007-2017, jun. 2010.
- 49 PARK, K.-B.; MOON, G.-W.; YOUN, M.-J. High step-up boost converter integrated with a transformer-assisted auxiliary circuit employing quasi-resonant operation. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 27, n. 4, p. 1974-1984, abr. 2012.
- 50 TSENG, K.-C.; TSAI, M.-H.; CHAN, C.-Y. Design of high step-up conversion circuit for fuel cell power supply system. *In: IEEE ISNE, 2013, Kaohsiung. Annals [...]. [S. l.: s. n.]*, 2013, p. 506-509.
- 51 SATHYAN, S.; SURYAWANSHI, H. M.; SINGH, B.; BALLAL, M. S.; SHITOLE, A. B. Soft-switching dc-dc converter for distributed energy sources with high step-up voltage capability. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, v. 62, n. 11, p. 7039-7050, nov. 2015.
- 52 SATHYAN, S.; SURYAWANSHI, H. M.; SINGH, B.; CHAKRABORTY, C.; VERMA, V.; BALLAL, M. S. ZVS-ZCS high voltage gain integrated boost converter for dc microgrid. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, v. 63, n. 11, p. 6898-6908, nov. 2016.
- 53 MORADPOUR, R.; ARDI, H.; TAVAKOLI, A. Design and implementation of a new SEPIC-based high step-up dc/dc converter for renewable energy applications. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, v. 65, n. 2, p. 1290-1297, fev. 2018.
- 54 ARDI, H.; AJAMI, A. Study on a high voltage gain SEPIC-based dc-dc converter with continuous input current for sustainable energy applications. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 33, n. 12, p. 10403-10409, dez. 2018.



- 55 HASANPOUR, S.; BAGHRAMIAN, A.; MOJALLALI, H. A modified SEPIC-based high step-up dc-dc converter with quasi-resonant operation for renewable energy applications. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, v. 66, n. 5, p. 3539-3549, jul. 2018.
- 56 CHEN, S.-M.; LIANG, T.-J.; YANG, L.-S.; CHEN, J.-F.; JUANG, K.-C. A quadratic high step-up dc-dc converter with voltage multiplier. *In: IEEE IEMDC, 2011, Niagara Falls. Annals [...]. [S. l.: s. n.], 2011, p. 1025-1029.*
- 57 HU, X.; GONG, C. A high voltage gain dc-dc converter integrating coupled-inductor and diode-capacitor techniques. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 29, n. 2, p. 789-800, fev. 2014.
- 58 TANG, Y.; FU, D.; WANG, T.; XU, Z. Analysis of active-network converter with coupled inductors. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 30, n. 9, p. 4874-4882, set. 2015.
- 59 LIU, H.; LI, F. A novel high step-up converter with a quasi active switched-inductor structure for renewable energy systems. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 31, n. 7, p. 5030-5039, jul. 2015.
- 60 LIU, H. C.; LI, F. Novel high step-up dc-dc converter with an active coupled-inductor network for a sustainable energy system. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 30, n. 12, p. 6476-6482, dez. 2015.
- 61 BERKOVICH, Y.; AXELROD, B. Switched-coupled inductor cell for dc-dc converters with very high conversion ratio. **IET Power Electron.**, v. 4, n. 3, p. 309-315, mar. 2011.
- 62 AXELROD, B.; BERKOVICH, Y.; TAPUCHI, S.; IOINOVICI, A. Steep conversion ration Cuk, Zeta, and Sepic converters based on a switched coupled-inductor cell. *In: IEEE PESC, 39., 2008, Rhodes. Annals [...]. [S. l.: s. n.], 2008, p. 3009-3014.*
- 63 AMBAGAHAWATHTHA, T. S.; NAYANASIRI, D. R.; JAYASINGHE, S. G. D. Family of boost converters based on switched coupled inductor and voltage lifter cell. *In: IEEE ICPE, 8., 2018, Colombo. Annals [...]. [S. l.: s. n.], 2019, p. 252-257.*
- 64 AXELROD, B.; BERKOVICH, Y.; IOINOVICI, A. Hybrid switched-capacitor Cuk/Zeta/SEPIC converters in step-up mode. *In: IEEE ISCAS, 2005, Kobe. Annals [...]. [S. l.: s. n.], 2005, p. 1310-1313.*
- 65 LUO, F. L. Six self-lift DC-DC converters, voltage lift technique. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, v. 48, n. 6, p. 1268-1272, dez. 2001.
- 66 LUO, F. L. YE, H. Positive output super-lift converters. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 18, n. 1, p. 105-113, jan. 2003.
- 67 CHEN, M.; LI, K.; IOINOVICI, A. Generation of a family of very high dc gain power electronics circuits based on switched-capacitor-inductor cells starting from a simple graph. **IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers**, v. 63, n. 12, p. 2381-2392, dez. 2016.
- 68 ANDRADE, A. M. S. S.; MATTOS, E.; SCHUCH, L.; HEY, H. L.; MARTINS, M. L. S. Synthesis and comparative analysis of very high step-up dc-dc converters adopting coupled-inductor and voltage multiplier cells. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 33, n. 7, p. 5880-5897, jul. 2018.

- 69 SCHMITZ, L.; MARTINS, D. C.; COELHO, R. F. Generalized high step-up dc-dc boost-based converter with gain cell. **IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers**, v. 64, n. 2, p. 480-493, fev. 2017.
- 70 SCHMITZ, Lenon. **Conversores cc-cc não isolados de alto ganho e alto rendimento destinados a aplicações fotovoltaicas e baseados no conversor Boost com células de ganho**. 2015. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2015.
- 71 WITULSKI, A. F. Introduction to modeling of transformers and coupled inductors. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 10, n. 3, p. 349-357, maio 1995.
- 72 COCKCROFT, J. D.; WALTON, E. T. S. Experiments with high velocity positive ions–(I) Further developments in the method of obtaining high-velocity positive ions. **Proc. Royal Soc. A.**, v. 136, n. 830., p. 619-630, fev. 1932.
- 73 DICKSON, J. F. On-chip high-voltage generation in MNOS integrated circuits using an improved voltage multiplier technique. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, v. 11, n. 3, p. 374-378, jun 1976.
- 74 HURLEY, W. G.; WÖLFLE, W. H. **Transformers and Inductors for Power Electronics**, 1. ed. Chichester: John Wiley & Sons Ltd., 2013.
- 75 KAZIMIERCZUK, M. K. **High-frequency magnetic components**, 2. ed. Chichester: John Wiley & Sons Ltd., 2014.
- 76 WITTENBREDER, E. Topology selection by numbers – part one. **Power Electron. Technol.**, p. 32-36, mar. 2006.
- 77 CARSTEN, B. Converter component load factors: a performance limitation of various topologies. *In: PCI, 1988, Munich. Annals [...]. [S. l.: s. n.]*, 1988, p. 31-48.
- 78 LIU, K.-H.; ORUGANTI, R.; LEE, F. C. Y. Quase-resonant converters – topologies and characteristics. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. PE-2, n. 1, p. 62-71, jan. 1987.
- 79 KWON, J.-M.; CHOI, W.-Y.; KWON, B.-H. Single-switch quasi-resonant converter. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, v. 56, n. 4, p. 1158-1163, abr. 1990
- 80 BARBI, I.; BOLACELL, J. C. O.; MARTINS, D. C.; LIBANO, F. B. Buck quase-resonant converter operating at constant frequency: analysis, design, and experimentation. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 5, n. 3, p. 279-283, jul. 1990
- 81 MAKSIMOVIĆ, D.; ČUK, S. Constant-frequency control of quasi-resonant converters. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 6, n. 1, p. 141-150, jan. 1991.
- 82 VORPÉRIAN, V. Quase-square-wave converters: topologies and analysis. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 3, n. 2, p. 183-191, abr. 1991.
- 83 DWARI, S.; JAYAWANT, S.; BEECHNER, T.; MILLER, S. K.; MATHEW, A.; CHEN, M.; RIEHL, J.; SUN, J. Dynamics characterization of coupled-inductor boost dc-dc converters. *In: IEEE COMPEL, 2006, Troy. Annals [...]. [S. l.: s. n.]*, 2007, p. 264-269.

- 84 DAS, M.; AGARWAL, V. Generalized small signal modelling of coupled-inductor-based high-gain high-efficiency dc-dc converters. **IEEE Trans. Ind. App.**, v. 53, n. 3, p. 2257-2270, maio 2017.
- 85 D'AMICO, M. B.; GONZÁLEZ, S. A. Modelling and dynamical analysis of a dc-dc converter with coupled inductors. **Electrical Engineering**, v. 101, n. 1, p. 67-80, abr. 2019.
- 86 BROCKVELD JUNIOR, Sérgio L. **Conversor cc-cc boost-flyback com divisão de esforços de corrente no estágio de entrada**. 2017. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2017.
- 87 ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. A multiple-winding magnetics model having directly measurable parameters. *In: IEEE PESC, 29., 1998, Fukuoka. Annals [...]. [S. l.: s. n.]*, 2002, p. 1472-1478.
- 88 SUPSI – SEAC. **Building integrated photovoltaics report**. 2017. Disponível em: [https://www.solaxess.ch/wp-content/uploads/2018/04/Report-2017\\_SUPSI\\_SEAC\\_BIPV.pdf](https://www.solaxess.ch/wp-content/uploads/2018/04/Report-2017_SUPSI_SEAC_BIPV.pdf). Acesso em: 17 nov. 2018.
- 89 UNIÃO EUROPEIA. [Jornal Oficial da União Europeia]. **Directiva 2010/31/UE do Parlamento Europeu e do Conselho: de 19 de maio de 2010 relativa ao desempenho energético dos edifícios (reformulação)**. p. 13-35. 18 jun. 2010.
- 90 IKKURTI, H. P.; SAHA, S. A comprehensive techno-economic review of microinverters for building integrated photovoltaics (BIPV). **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, n. 47, p. 997-1006, 2015.
- 91 IKKURTI, H. P.; SAHA, S. A review of research and developments of building-integrated photovoltaic/thermal (BIPV/T) systems. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, n. 66, p. 886-912, 2016.
- 92 TRIPATHY, M.; SADHU, P. K.; PANDA, S. K. “A critical review on building integrated photovoltaic products and their applications”, **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, n. 61, p. 451-465, 2016.
- 93 BIYIK E.; *et al* A key review of building integrated photovoltaic (BIPV) systems”, **Engineering Science and Technology, an International Journal**, n. 20, p. 833-858, 2017.
- 94 RÜTHER, R.; KLEISS, G. Advantages of thin-film solar modules in façade, sound barrier and roof-mounted PV systems. *In: EUROSUN, 2006, Freiburg. Annals [...]. [S. l.: s. n.]*, 1996, p. 862-867.
- 95 FRAUNHOFER ISE. **Photovoltaics report**. 2018. Disponível em: <https://www.ise.fraunhofer.de/content/dam/ise/de/documents/publications/studies/Photovoltaics-Report.pdf>. Acesso em: 20 nov. 2018.
- 96 KASPER, M.; BORTIS, D.; KOLAR, J. W. Classification and comparative evaluation of PV panel-integrated dc-dc converter concepts. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 29, n. 5, p. 2511-2526, maio 2014.

- 97 ZHOU, H.; ZHAO, J.; HAN, Y. PV balancers: concept, architectures, and realization. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 30, n. 7, p. 3479-3487, jul. 2015.
- 98 HARB, S.; KEDIA, M.; ZHANG, H.; BALOG, R. S. Microinverter and string inverter grid-connected photovoltaic system – a comprehensive study. *In: IEEE PVSC*, 39., 2013, Tampa. **Annals [...]**. [S. l.: s. n.], 2014, p. 2885-2890.
- 99 KOUTROULIS, E.; BLAABJERG, F. Design optimization of transformerless grid-connected PV inverters including reliability. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 28, n. 1, p. 325-335, jan. 2013.
- 100 YANG, S.; XIANG, D.; BRYANT, A.; MAWBY, P.; RAN, L.; TAVNER, P. Condition monitoring for device reliability in power electronics converters: a review. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 25, n. 11, p. 2734-2752, nov. 2010.
- 101 RISTOW, A.; BEGOVIC, M.; PREGELJ, A.; ROHATGI, A. Development of a methodology for improving photovoltaic inverter reliability. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, v. 55, n. 7, p. 2581-2592, abr. 2008.
- 102 HU, A.; HARB, S.; KUTKUT, N.; BATARSEH, I.; SHEN, Z. J. A review of power decoupling techniques for microinverters with three different decoupling capacitor locations in PV systems. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 28, n. 6, p. 2711-2726, jun. 2013.
- 103 WANG, Y.; YU, X. Comparison study of MPPT control strategies for double-stage PV grid-connected inverter. *In: IEEE IECON*, 39., 2013, Vienna. **Annals [...]**. [S. l.: s. n.], 2014, p. 1561-1565.
- 104 XIONG, Y.; SUN, S.; JIA, H.; SHEA, P.; Shen, Z. J. New physical insights on power mosfet switching losses. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 24, n. 2, p. 525-531, fev. 2009.
- 105 DAUHAJRE, Abraham A. **Modelling and estimation of leakage phenomena in magnetic circuits**. 1986. Tede (Doutorado em Engenharia Elétrica) – California Institute of Technology, Pasadena, 1986.
- 106 STEINMETZ, C. P. On the Law of Hysteresis. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, v. IX, p. 1-64, 1892.
- 107 BOSSCHE, A. V.; VALCHEV, V. C. **Inductors and Transformers for Power Electronics**, 1. ed. Boca Raton: Taylor & Francis Group, 2005.
- 108 REINERT, J.; BROCKMEYER, A.; DE DONCKER, R. W. A. A. Calculation of losses in ferro- and ferrimagnetic materials based on the modified Steinmetz equation. **IEEE Trans. Ind. App.**, v. 37, n. 4, p. 1055-1061, jul. 2001.
- 109 LI, J.; ABDALLAH, T.; SULLIVAN, C. R. Improved calculation of core loss with nonsinusoidal waveforms. *In: IEEE IAS*, 36., 2001, Chicago. **Annals [...]**. [S. l.: s. n.], 2002, p. 2203-2210.
- 110 VENKATACHALAM, K.; SULLIVAN, C. R.; ABDALLAH, T.; TACCA, H. Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters. *In: IEEE COMPEL*, 2002, Mayaguez. **Annals [...]**. [S. l.: s. n.], 2003, p. 36-41.

- 111 BOSSCHE, A. V.; VALCHEV, V. C.; GEORGIEV, G. B. Measurement and loss model of ferrites with non-sinusoidal waveforms. *In: IEEE PESC, 35., 2004, Aachen. Annals [...]. [S. l.: s. n.], 2004, p. 4814-4818.*
- 112 NAN, X.; SULLIVAN, C. R. An improved calculation of proximity-effect loss in high-frequency windings of round conductors. *In: IEEE PESC, 34., 2003, Acapulco. Annals [...]. [S. l.: s. n.], 2003. p. 853-860.*
- 113 SULLIVAN, R. C. Optimal choice for number of strands in a litz-wire transformer winding. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 14, n. 2, p. 283-291, mar. 1999.
- 114 REATTI, A.; KAZIMIERCZUK, M. K. Comparison of various methods for calculating the ac resistance of inductors. **IEEE Trans. Magnetics**, v. 38, n. 3, p. 1512-1518, maio 2002.
- 115 DOWELL, P. L. Effects of eddy currents in transformer windings. **Proceedings of the Institution of Electrical Engineers**, v. 113, n. 8, p. 1387-1394, ago. 1966.
- 116 FERREIRA, J. A. Improved analytical modeling of conductive losses in magnetic components. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 9, n. 1, p. 127-131, jan. 1994.
- 117 MUHLETHALER, J.; KOLAR, J. W.; ECKLEBE, A. Loss modeling of inductive components employed in power electronic systems. *In: ICPE – ECCE ASIA, 8., 2011, Jeju. Annals [...]. [S. l.: s. n.], 2011, p. 945-952.*
- 118 LOPERA, J. M.; PRIETO, M. J.; DÍAS, J.; GARCÍA, J. A mathematical expression to determine copper losses in switching-mode power supplies transformes including geometry and frequency effects. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 30, n. 4, p. 2219-2231, abr. 2015.



## APÊNDICE A – MODELO DE PERDAS

O modelo de perdas empregado contempla as perdas nos interruptores, nos diodos, no indutor acoplado e nos capacitores. As perdas suplementares não são consideradas.

### A.1 PERDAS NOS MOSFETS

As perdas nos interruptores podem ser separadas em perdas de condução  $P_{cond}$  e perdas de comutação  $P_{com}$ :

$$P_S = P_{cond} + P_{com}. \quad (A.1)$$

#### A.1.1 Perdas de condução

Considerando o emprego de um MOSFET, as perdas de condução são dadas por (A.2), de tal forma que  $r_{ds}$  corresponde à resistência entre os terminais *drain* e *source* do interruptor em condução.

$$P_{cond} = I_{S1ef}^2 r_{ds} \quad (A.2)$$

#### A.1.2 Perdas de comutação

A equação comumente utilizada e aceita na literatura para estimar as perdas de comutação em MOSFETs é dada por (A.3), em que  $t_{on}$  e  $t_{off}$  são, respectivamente, os tempos de comutação para entrada em condução e bloqueio, e  $C_{oss}$  é a capacitância de saída.

$$P_{com} = \frac{1}{2} I_{S1p} V_{S1p} (t_{on} + t_{off}) f_s + \frac{1}{2} C_{oss} V_{S1p}^2 f_s \quad (A.3)$$

No entanto, em recentes estudos (104), foi constatado que o termo referente às perdas ocasionadas por  $C_{oss}$  é redundante e errôneo. Além disso, conforme anteriormente relatado, todos os interruptores  $S_1$  dos conversores estudados apresentam comutação suave do tipo ZVS na entrada em condução. Logo, a expressão (A.3) pode ser reduzida a:

$$P_{com} = \frac{1}{2} I_{S1p} V_{S1p} t_{off} f_s. \quad (A.4)$$

O tempo  $t_{off}$  é obtido mediante (A.5) e (A.6).

$$t_{off} = \frac{Q_{sw}}{I_g} \quad (A.5)$$

$$I_g = \frac{V_{gs} - V_P}{R_g} \quad (\text{A.6})$$

De modo que:

- $Q_{sw}$  – Carga para comutação do *gate*;
- $I_g$  – Corrente de *gate*;
- $V_{gs}$  – Tensão entre o *gate* e o *source*;
- $V_P$  – Tensão de *Plateau* do *gate*;
- $R_g$  – Resistor de *gate*.

## A.2 PERDAS NOS DIODOS

As perdas nos diodos serão resumidas em perdas de condução, haja vista que os diodos são bloqueados com ZCS, não existindo problema com recuperação reversa. Assim, tem-se:

$$P_D = I_{Def}^2 r_T + I_D V_T \cdot \quad (\text{A.7})$$

## A.3 PERDAS NO INDUTOR ACOPLADO

Para o caso de magnéticos, as perdas são divididas em perdas no núcleo  $P_{fe}$  e perdas no cobre  $P_{cu}$ :

$$P_M = P_{fe} + P_{cu} \cdot \quad (\text{A.8})$$

Diferentemente dos demais componentes, o indutor acoplado precisa ser projetado e desenvolvido em laboratório, portanto, é interessante que seu projeto seja descrito antes da estimativa de suas perdas.

### A.1.1 Projeto do indutor acoplado

Para o projeto do indutor acoplado é importante o conhecimento das especificações do condutor e do núcleo presentes, respectivamente, na Tabela A.1 e na Tabela A.2.

Tabela A.1 – Especificações do condutor.

$S_{cu}$	Área da secção transversal do fio de cobre
$S_f$	Área da secção transversal do fio de cobre com isolamento
$d_{cu}$	Diâmetro do fio de cobre
$d_f$	Diâmetro do fio de cobre com isolamento
$\alpha_{20}$	Coefficiente de temperatura do cobre a 20 °C
$\rho_{20}$	Resistividade do cobre a 20 °C



Inicialmente, calcula-se o número de espiras  $N_1$  e  $N_2$  dos enrolamentos primário e secundário de acordo com (A.9) e (A.10), de modo que a densidade de fluxo máxima  $B_{máx}$  não ultrapasse  $B_{sat}$ .

$$N_1 = \left\lceil \frac{L_m I_M}{A_e B_{máx}} \right\rceil \quad (\text{A.9})$$

$$N_2 = \lceil n N_1 \rceil \quad (\text{A.10})$$

Tabela A.2 – Especificações do núcleo.

$A_e$	Área efetiva da secção transversal
$A_w$	Área da janela do núcleo
$l_e$	Comprimento efetivo do percurso magnético
$l_t$	Comprimento médio de uma espira
$V_e$	Volume efetivo do núcleo
$\mu_n$	Permeabilidade relativa do núcleo
$B_{sat}$	Densidade de fluxo de saturação

De acordo com (74), uma boa distribuição da corrente para redução das perdas consiste na utilização da mesma densidade de corrente  $J_o$  para ambos os enrolamentos. Partindo dessa premissa, desenvolveu-se (A.11), em que  $k_u$  é o fator de ocupação da área da janela do núcleo. Caso (A.12) seja desrespeitada, o projeto é descartado.

$$J_o = \frac{S_f (N_1 I_{1ef} + N_2 I_{2ef})}{S_{cu} k_u A_w} \quad (\text{A.11})$$

$$J_{mín} \leq J_o \leq J_{máx} \quad (\text{A.12})$$

No próximo passo determina-se o número de condutores a serem associados em paralelo para cada enrolamento ( $e$ ):

$$n_{(e)} = \left\lceil \frac{I_{(e)ef}}{J_o S_{cu}} \right\rceil. \quad (\text{A.13})$$

Por fim, pode-se calcular outras informações úteis para a confecção do indutor acoplado, como, por exemplo, espessura do entreferro, comprimento dos chicotes e estimativa da indutância de dispersão com e sem *interleaving*, conforme o método apresentado em (105).

### A.1.2 Perdas no núcleo

Os métodos usualmente empregados na estimação de perdas no núcleo são baseados em fórmulas empíricas, cuja principal vantagem é o fato de utilizarem parâmetros fornecidos pelos fabricantes, não havendo, assim, a necessidade de serem realizados experimentos extras.

A equação empírica mais conhecida é a de *Steinmetz* (A.14) (106), onde  $P_v$  é o valor médio das perdas por unidade de volume;  $B_p$  é o valor de pico da indução magnética (ou densidade de fluxo magnético);  $f$  é a frequência de uma excitação senoidal;  $k$ ,  $\alpha$  e  $\beta$  são parâmetros empíricos dependentes da frequência, da indução magnética, da temperatura e do material. Tais parâmetros, caso não sejam fornecidos pelo fabricante, podem ser obtidos mediante interpolação logarítmica do gráfico  $P_v$  por  $f$  e  $B_p$  para uma dada temperatura (107).

$$P_v = kf^\alpha B_p^\beta \quad (\text{A.14})$$

No entanto, os parâmetros empíricos e os dados fornecidos pelos fabricantes de materiais magnéticos são válidos apenas para excitação senoidal, fato que impede a obtenção de bons resultados em eletrônica de potência, haja vista que normalmente os materiais magnéticos são expostos a formas de onda não senoidais.

Visando resolver esse problema, diversos trabalhos propõem modificações na equação (A.14) a fim de atender formas de onda não senoidais. Os mais conhecidos são o *MSE* (*Modified Steinmetz Equation*) (108), o *GSE* (*Generalized Steinmetz Equation*) (109) e o *iGSE* (*improved GSE*) (110) – desenvolvido também de maneira independente por (111) e denominado *NSE* (*Natural Steinmetz Equation*).

Neste trabalho optou-se por utilizar o método *NSE* (ou *iGSE*), uma vez que, dentre os citados, é o que apresenta melhores resultados. Ademais, em (111) é apresentada a equação (A.15) para o cálculo de perdas no núcleo com tensão quadrada e razão cíclica  $D$ , em que  $\Delta B$  é o valor pico a pico da indução magnética.

$$P_{fe} = k_N (2f_s)^\alpha (\Delta B)^\beta \left[ D^{1-\alpha} + (1-D)^{1-\alpha} \right] V_e \quad (\text{A.15})$$

A constante  $k_N$  pode ser obtida a partir do gráfico da Figura A.1 (111), enquanto que  $\Delta B$  pode ser determinado mediante a lei de *Faraday*, resultando em:

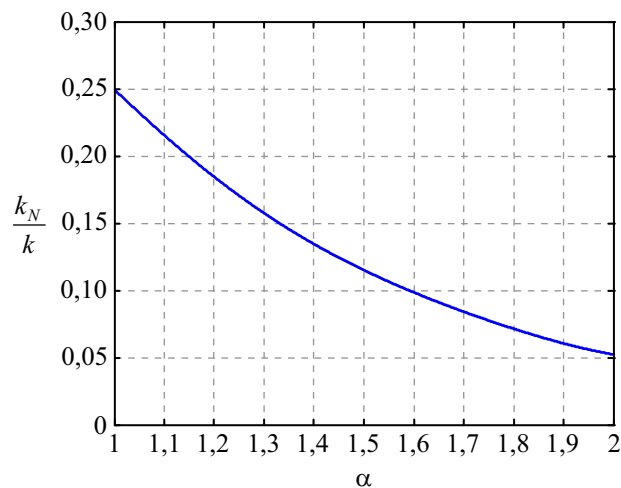
$$\Delta B = 2B_p = \frac{V_i DT_s}{N_1 A_e} \quad (\text{A.16})$$

#### 7.1.1.1 Perdas nos enrolamentos

A estimação de perdas nos enrolamentos de componentes magnéticos torna-se uma difícil tarefa quando estes operam em alta frequência. Tal dificuldade deve-se à distribuição

não uniforme das correntes nos condutores, ocasionada pelo efeito pelicular (*skin effect*) e pelo efeito de proximidade (*proximity effect*). Esses efeitos podem aumentar significativamente a resistência ca ( $R_{ca}$ ) dos condutores quando comparada à resistência cc ( $R_{cc}$ ), fazendo com que as perdas nos enrolamentos piorem gradativamente com o aumento da frequência.

Figura A.1 – Razão entre as constantes  $k_N$  e  $k$  em função de  $\alpha$ .



Fonte: Próprio autor.

Ambos os efeitos são resultados diretos da lei de *Faraday*, em que correntes parasitas (*eddy currents*) são induzidas no condutor com o intuito de se oporem ao fluxo criado pelas componentes alternadas das correntes nos enrolamentos (74). Resumidamente, quando uma corrente ca flui em um condutor, a densidade de corrente tende a decrescer da superfície para o centro do condutor, caracterizando o efeito pelicular. O efeito de proximidade é similar, porém é causado pela corrente ca que flui em um condutor próximo. Essa corrente causa um campo variante no tempo e induz uma corrente circular no condutor (112).

As perdas referentes ao efeito pelicular e ao efeito de proximidade podem ser reduzidas por meio da utilização de fios *Litz* (113). Esse tipo de condutor consiste em múltiplos fios de cobre isolados individualmente e torcidos ou entrelaçados. Algumas vezes, o termo “fio *Litz*” é reservado a condutores desenvolvidos de acordo com um padrão cuidadosamente prescrito (113). No entanto, neste trabalho, os fios *Litz* utilizados são construídos com fios de cobre AWG (*American Wire Gauge*) simplesmente torcidos, não atendendo a nenhum padrão específico.

Muitos métodos para o cálculo analítico de perdas nos enrolamentos em alta frequência foram propostos na literatura no século passado (114), sendo os mais conhecidos os chamados método de *Dowell* (115) e método de *Ferreira* (116). Há ainda métodos mais

recentes, como os discutidos em (117) e (118). Neste trabalho optou-se por utilizar as equações apresentadas em (117) por proporcionar uma análise detalhada do cálculo de perdas em enrolamentos com fio *Litz*.

Assim sendo, a expressão da perda no cobre para cada enrolamento é definida em (A.17), onde  $m$  é a ordem da componente harmônica da corrente  $i_{(e)}$ .

$$P_{cu(e)} = R_{cc(e)} I_{(e)}^2 + \sum_{m=1}^{\infty} R_{ca(e),m} I_{(e),m}^2, \quad (\text{A.17})$$

As resistências  $R_{cc}$  e  $R_{ca}$  podem ser obtidas, respectivamente, mediante (A.18) e (A.19), em que  $n_{cam(e)}$  é número de camadas e  $d_{L(e)}$  é o diâmetro do fio de *Litz* para cada enrolamento, enquanto que  $T_{máx}$  corresponde à temperatura máxima no cobre.

$$R_{cc(e)} = \frac{N_{(e)} \rho_{20} [1 + \alpha_{20} (T_{máx} - 20)] l_t}{n_{(e)}} \quad (\text{A.18})$$

$$R_{ca(e),m} = R_{cc(e)} \left[ F_{R,m} + G_{R,m} \left( k_F \frac{4n_{cam(e)}^2 - 1}{12d_f^2} + \frac{n_{(e)}^2}{2\pi^2 d_{L(e)}^2} \right) \right] \quad (\text{A.19})$$

De modo que<sup>1</sup>:

$$F_{R,m} = \frac{\xi_m}{4\sqrt{2}} \left( \frac{\text{ber}_0(\xi_m) \text{bei}_1(\xi_m) - \text{ber}_0(\xi_m) \text{ber}_1(\xi_m) + \dots}{\text{ber}_1(\xi_m)^2 + \text{bei}_1(\xi_m)^2} - \frac{\text{bei}_0(\xi_m) \text{ber}_1(\xi_m) + \text{bei}_0(\xi_m) \text{bei}_1(\xi_m)}{\text{ber}_1(\xi_m)^2 + \text{bei}_1(\xi_m)^2} \right), \quad (\text{A.20})$$

$$G_{R,m} = \frac{\xi_m \pi^2 d_{cu}^2}{2\sqrt{2}} \left( \frac{\text{ber}_2(\xi_m) \text{ber}_1(\xi_m) + \text{ber}_2(\xi_m) \text{bei}_1(\xi_m) + \dots}{\text{ber}_0(\xi_m)^2 + \text{bei}_0(\xi_m)^2} + \frac{\text{bei}_2(\xi_m) \text{bei}_1(\xi_m) - \text{bei}_2(\xi_m) \text{ber}_1(\xi_m)}{\text{ber}_0(\xi_m)^2 + \text{bei}_0(\xi_m)^2} \right), \quad (\text{A.21})$$

e  $\xi_m$  é a relação entre o diâmetro do condutor  $d_{cu}$  e a profundidade de penetração  $\delta_m$  para cada harmônico (A.22) definida por (A.23).

$$\delta_m = \frac{1}{\sqrt{\pi(mf_s)\mu_0\sigma}} = \frac{\delta}{\sqrt{m}} \quad (\text{A.22})$$

$$\xi_m = \frac{d_{cu}}{\delta_m \sqrt{2}} \quad (\text{A.23})$$

O fator de correção de campo  $k_F$  é proposto por (107) a fim de que as perdas ocasionadas por espraiamento (*fringing*) das linhas de campo magnético no entreferro sejam consideradas:

<sup>1</sup>  $\text{ber}_\nu$  e  $\text{bei}_\nu$  são respectivamente as partes real e imaginária da função de *Bessel* de ordem  $\nu$  na forma de *Kelvin*.

$$k_F = \frac{3,44(0,505 - \kappa)^2 + 0,688}{\kappa}. \quad (\text{A.24})$$

O parâmetro  $\kappa$  é a taxa de distância característica definida como:

$$\kappa = k_s \frac{3l_{eg} + h}{3b_F}. \quad (\text{A.25})$$

De modo que:

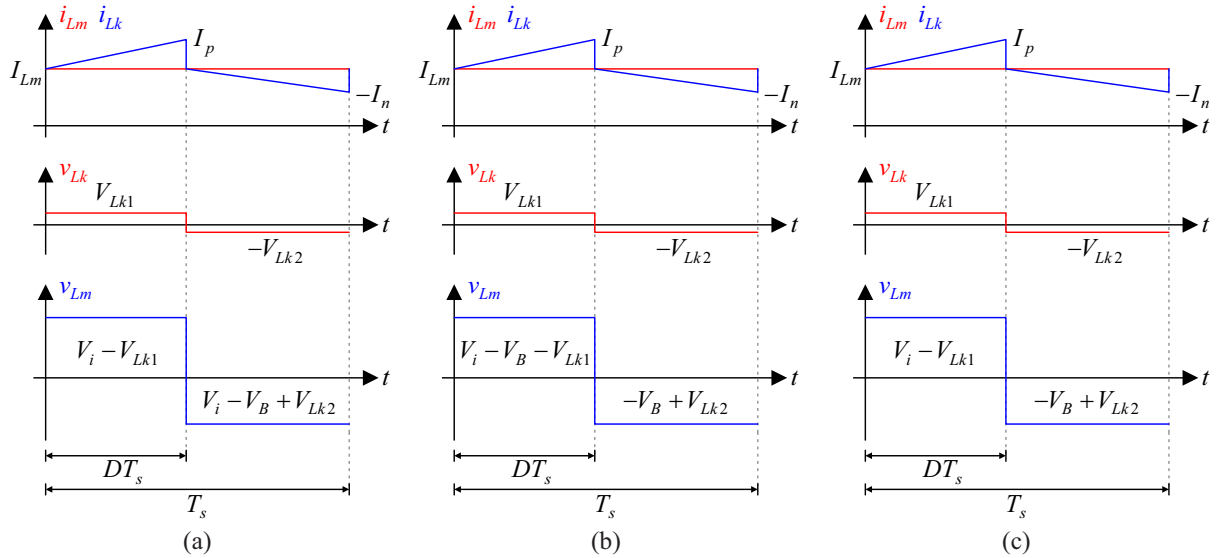
- $l_{eg}$  – Distância entre o enrolamento e o entreferro;
- $h$  – Espessura dos enrolamentos;
- $b_F$  – Largura da janela do núcleo;
- $k_s$  – Fator de simetria (igual a 2).



## APÊNDICE B – EFEITO DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO

Na análise realizada no capítulo 3 a influência do indutor de dispersão no ganho estático dos conversores básicos com célula de ganho foi desprezada. Para avaliar tal influência serão consideradas as aproximações ilustradas na Figura B.1 para cada um dos conversores básicos, visto que análises mais rigorosas se tornam impraticáveis. Basicamente, desprezaram-se as etapas transitórias, conforme vinha sendo adotado em outras análises, e considerou-se que a corrente no indutor magnetizante  $L_m$  é desprovida de ondulação.

Figura B.1 – Formas de onda aproximadas para os conversores básicos:  
(a) Boost, (b) Buck e (c) Buck-Boost.



Fonte: Próprio autor.

### B.1 Conversor Boost

Como a ondulação de corrente no indutor  $L_m$  é nula, tem-se que:

$$I_{Lm} = [M - (a - b)n] I_o = \frac{(1 + bn)}{1 - D} I_o. \quad (\text{B.1})$$

A partir das correntes nos interruptores, sabe-se que:

$$I_{S1} = \frac{(I_p + I_{Lm})}{2} D = (M - 1) I_o, \quad (\text{B.2})$$

$$I_{S2} = \frac{(-I_n + I_{Lm})}{2} (1 - D) = I_o. \quad (\text{B.3})$$

Assim, encontra-se:

$$I_p = \frac{2(M-1)I_o}{D} - I_{Lm}, \quad (\text{B.4})$$

$$I_n = I_{Lm} - \frac{2I_o}{1-D}, \quad (\text{B.5})$$

De posse das correntes no indutor de dispersão, pode-se, a partir de sua relação volt-ampère, encontrar:

$$V_{Lk1} = L_k \frac{(I_p - I_{Lm})}{DT_s}, \quad (\text{B.6})$$

$$V_{Lk2} = L_k \frac{(I_n + I_{Lm})}{(1-D)T_s}. \quad (\text{B.7})$$

Substituindo (B.1), (B.3) e (B.4) em (B.6) e (B.7), pode-se escrever:

$$V_{Lk1} = \frac{2anL_k I_o}{D^2 T_s}, \quad (\text{B.8})$$

$$V_{Lk2} = \frac{2bnL_k I_o}{(1-D)^2 T_s}. \quad (\text{B.9})$$

A tensão de saída dos conversores básicos com célula de ganho é dada por:

$$V_o = V_B + aV_a + bV_b, \quad (\text{B.10})$$

em que para o conversor Boost:

$$V_B = \frac{V_i}{1-D}, \quad (\text{B.11})$$

$$V_a = n(V_i - V_{Lk1}), \quad (\text{B.12})$$

$$V_b = n(V_B - V_i - V_{Lk2}), \quad (\text{B.13})$$

Substituindo (B.8), (B.9), (B.11), (B.12) e (B.13) em (B.10), pode-se escrever:

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1+an-(a-b)nD}{1-D} - \frac{2L_k I_o}{V_i T_s} \left[ \left( \frac{an}{D} \right)^2 + \left( \frac{bn}{1-D} \right)^2 \right], \quad (\text{B.14})$$

ou:

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1+an-(a-b)nD}{1-D} \frac{1}{1 + \frac{2L_k f_s}{R_o} \left[ \left( \frac{an}{D} \right)^2 + \left( \frac{bn}{1-D} \right)^2 \right]}, \quad (\text{B.15})$$



## B.2 Conversor Buck

Como a ondulação de corrente no indutor  $L_m$  é nula, tem-se que:

$$I_{Lm} = [1 - (a - b)n] I_o. \quad (\text{B.16})$$

A partir das correntes nos interruptores, sabe-se que:

$$I_{S1} = \frac{(I_p + I_{Lm})}{2} D = M I_o, \quad (\text{B.17})$$

$$I_{S2} = \frac{(-I_n + I_{Lm})}{2} (1 - D) = (M - 1) I_o. \quad (\text{B.18})$$

Assim, encontra-se:

$$I_p = \frac{2M I_o}{D} - I_{Lm}, \quad (\text{B.19})$$

$$I_n = I_{Lm} - \frac{2(M - 1) I_o}{1 - D}, \quad (\text{B.20})$$

De posse das correntes no indutor de dispersão, pode-se, a partir de sua relação volt-ampère, encontrar:

$$V_{Lk1} = L_k \frac{(I_p - I_{Lm})}{D T_s}, \quad (\text{B.21})$$

$$V_{Lk2} = L_k \frac{(I_n + I_{Lm})}{(1 - D) T_s}. \quad (\text{B.22})$$

Substituindo (B.16), (B.19) e (B.20) em (B.21) e (B.22), pode-se escrever:

$$V_{Lk1} = \frac{2anL_k I_o}{D^2 T_s}, \quad (\text{B.23})$$

$$V_{Lk2} = \frac{2bnL_k I_o}{(1 - D)^2 T_s}. \quad (\text{B.24})$$

A tensão de saída dos conversores básicos com célula de ganho é dada por:

$$V_o = V_B + aV_a + bV_b, \quad (\text{B.25})$$

em que para o conversor Buck:

$$V_B = D V_i, \quad (\text{B.26})$$

$$V_a = n(V_i - V_B - V_{Lk1}), \quad (\text{B.27})$$

$$V_b = n(V_B - V_{Lk2}). \quad (\text{B.28})$$

Substituindo (B.23), (B.24), (B.26), (B.27) e (B.28) em (B.25), pode-se escrever:

$$M = \frac{V_o}{V_i} = D + an - (a-b)nD - \frac{2L_k I_o}{V_i T_s} \left[ \left( \frac{an}{D} \right)^2 + \left( \frac{bn}{1-D} \right)^2 \right], \quad (\text{B.29})$$

ou:

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{D + an - (a-b)nD}{1 + \frac{2L_k f_s}{R_o} \left[ \left( \frac{an}{D} \right)^2 + \left( \frac{bn}{1-D} \right)^2 \right]}, \quad (\text{B.30})$$

### B.3 Conversor Buck-Boost

Como a ondulação de corrente no indutor  $L_m$  é nula, tem-se que:

$$I_{Lm} = [M + 1 - (a-b)n] I_o = \frac{(1+bn)}{1-D} I_o. \quad (\text{B.31})$$

A partir das correntes nos interruptores, sabe-se que:

$$I_{S1} = \frac{(I_p + I_{Lm})}{2} D = M I_o, \quad (\text{B.32})$$

$$I_{S2} = \frac{(-I_n + I_{Lm})}{2} (1-D) = I_o. \quad (\text{B.33})$$

Assim, encontra-se:

$$I_p = \frac{2M I_o}{D} - I_{Lm}, \quad (\text{B.34})$$

$$I_n = I_{Lm} - \frac{2I_o}{1-D}. \quad (\text{B.35})$$

De posse das correntes no indutor de dispersão, pode-se, a partir de sua relação volt-ampère, encontrar:

$$V_{Lk1} = L_k \frac{(I_p - I_{Lm})}{DT_s}, \quad (\text{B.36})$$

$$V_{Lk2} = L_k \frac{(I_n + I_{Lm})}{(1-D)T_s} \quad (\text{B.37})$$

Substituindo (B.31), (A.34) e (A.35) em (B.36) e (B.37), pode-se escrever:

$$V_{Lk1} = \frac{2anL_k I_o}{D^2 T_s}, \quad (\text{B.38})$$

$$V_{Lk2} = \frac{2bnL_k I_o}{(1-D)^2 T_s}, \quad (\text{B.39})$$

A tensão de saída dos conversores básicos com célula de ganho é dada por:

$$V_o = V_B + aV_a + bV_b, \quad (\text{B.40})$$

em que para o conversor Buck-Boost:

$$V_B = \frac{DV_i}{1-D}, \quad (\text{B.41})$$

$$V_a = n(V_i - V_{Lk1}), \quad (\text{B.42})$$

$$V_b = n(V_B - V_{Lk2}), \quad (\text{B.43})$$

Substituindo (B.38), (B.39), (B.41), (B.42) e (B.43) em (B.40), pode-se escrever:

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{D + an - (a-b)nD}{1-D} - \frac{2L_k I_o}{V_i T_s} \left[ \left( \frac{an}{D} \right)^2 + \left( \frac{bn}{1-D} \right)^2 \right], \quad (\text{B.44})$$

ou:

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{D + an - (a-b)nD}{1-D}}{1 + \frac{2L_k f_s}{R_o} \left[ \left( \frac{an}{D} \right)^2 + \left( \frac{bn}{1-D} \right)^2 \right]}, \quad (\text{B.45})$$



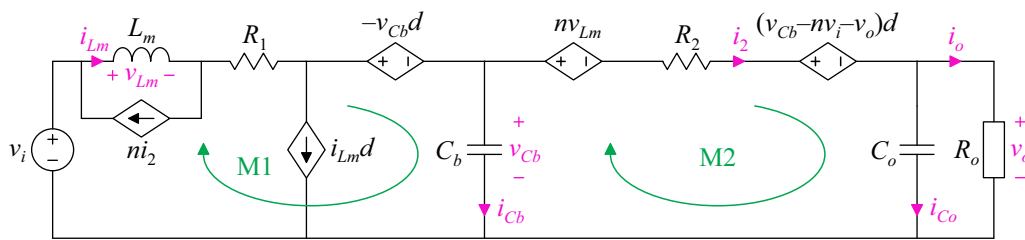
## APÊNDICE C – GANHO ESTÁTICO COM PERDAS

Neste apêndice serão levantadas as expressões de ganho estático dos conversores básicos com células de ganho considerando as resistências dos enrolamentos primário e secundário do indutor acoplado.

### C.1 Conversor Boost

A Figura C.1 apresenta o modelo médio de grandes sinais do conversor Boost com célula de ganho I-A<sub>0</sub>B<sub>0</sub> considerando as resistências  $R_1$  e  $R_2$  nos enrolamentos do indutor acoplado.

Figura C.1 – Modelo médio de grandes sinais do conversor Boost I-A<sub>0</sub>B<sub>0</sub> considerando as resistências parasitas  $R_1$  e  $R_2$ .



Fonte: Próprio autor.

Analisando a malha M1 chega-se a conclusão que:

$$V_{Cb} = \frac{V_i - I_1 R_1}{1 - D}. \quad (C.1)$$

Em seguida, a partir da malha M2, nota-se que:

$$V_o = V_{Cb} - I_2 R_2 - n V_{Lm} - D(V_{Cb} - n V_i - V_o). \quad (C.2)$$

Ademais, sabe-se que:

$$V_{Lm} = 0, \quad (C.3)$$

$$I_1 = M \frac{V_o}{R_o}, \quad (C.4)$$

$$I_2 = \frac{V_o}{R_o}. \quad (C.5)$$

Assim, substituindo (C.1), (C.3), (C.4) e (C.5) em (C.2), pode-se escrever:

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{1+nD}{1-D}}{1 + \frac{R_1}{R_o} \left[ \frac{1+nD}{(1-D)^2} \right] + \frac{R_2}{R_o} \left[ \frac{1}{(1-D)} \right]}. \quad (C.6)$$

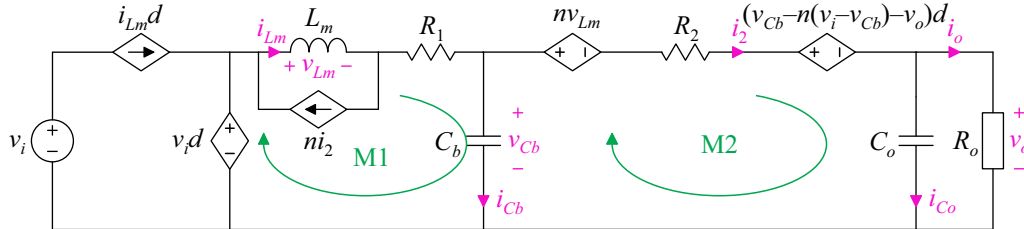
Estendendo a mesma análise para os conversores Boost com as demais células de ganho pode-se concluir que o ganho estático genérico com perdas pode ser expresso por:

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{1+an-(a-b)nD}{1-D}}{1 + \frac{R_1}{R_o} \left[ \frac{1+an-(a-b)nD}{(1-D)^2} \right] + \frac{R_2}{R_o} \left[ \frac{-p(a-b)}{(p+1)/2-pD} \right]}. \quad (C.7)$$

## C.2 Conversor Buck

A Figura C.2 apresenta o modelo médio de grandes sinais do conversor Buck com célula de ganho I-A0B0 considerando as resistências  $R_1$  e  $R_2$  nos enrolamentos do indutor acoplado.

Figura C.2 – Modelo médio de grandes sinais do conversor Buck I-A0B0 considerando as resistências parasitas  $R_1$  e  $R_2$ .



Fonte: Próprio autor.

Analisando a malha M1 chega-se a conclusão que:

$$V_{Cb} = DV_i - I_1 R_1. \quad (C.8)$$

Em seguida, a partir da malha M2, nota-se que:

$$V_o = V_{Cb} - I_2 R_2 - nV_{Lm} - D(V_{Cb} - n(V_i - V_{Cb}) - V_o). \quad (C.9)$$

Ademais, sabe-se que:

$$V_{Lm} = 0, \quad (C.10)$$

$$I_1 = I_2 = \frac{V_o}{R_o}. \quad (C.11)$$

Assim, substituindo (C.8), (C.10) e (C.11) em (C.9), pode-se escrever:

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{D+nD}{1 + \frac{R_1}{R_o} \left[ \frac{1-D-nD}{(1-D)} \right] + \frac{R_2}{R_o} \left[ \frac{1}{(1-D)} \right]}. \quad (C.12)$$

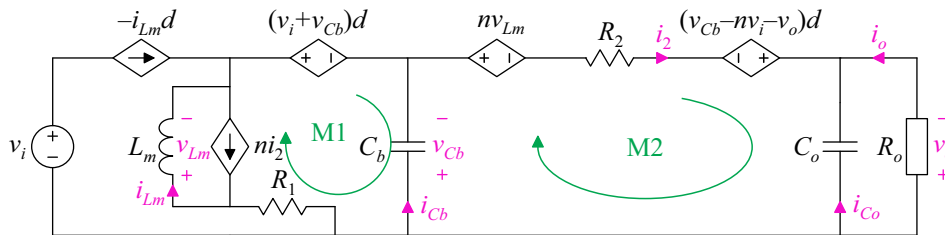
Estendendo a mesma análise para os conversores Buck com as demais células de ganho pode-se concluir que o ganho estático genérico com perdas pode ser expresso por:

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{D+an-(a-b)nD}{1 + \frac{R_1}{R_o} \left[ \frac{1-[D+an-(a-b)nD]}{(1-D)} \right] + \frac{R_2}{R_o} \left[ \frac{-p(a-b)}{(p+1)/2-pD} \right]}. \quad (B.13)$$

### C.3 Conversor Buck-Boost

A Figura C.3 apresenta o modelo médio de grandes sinais do conversor Buck-Boost com célula de ganho I- $A_0B_0$  considerando as resistências  $R_1$  e  $R_2$  nos enrolamentos do indutor acoplado.

Figura C.3 – Modelo médio de grandes sinais do conversor Buck-Boost I- $A_0B_0$  considerando as resistências parasitas  $R_1$  e  $R_2$ .



Fonte: Próprio autor.

Analisando a malha M1 chega-se a conclusão que:

$$V_{Cb} = \frac{DV_i + I_1R_1}{1-D}. \quad (C.14)$$

Em seguida, a partir da malha M2, nota-se que:

$$V_o = V_{Cb} + I_2R_2 + nV_{Lm} - D(V_{Cb} - nV_i - V_o). \quad (C.15)$$

Ademais, sabe-se que:

$$V_{Lm} = 0, \quad (C.16)$$

$$I_1 = -\frac{V_o}{R_o}, \quad (C.17)$$

$$I_2 = -(M+1)\frac{V_o}{R_o}. \quad (C.18)$$

Assim, substituindo (C.14), (C.16), (C.17) e (C.18) em (C.15), pode-se escrever:

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{D+nD}{1 + \frac{R_1}{R_o} \left[ \frac{1+nD}{(1-D)^2} \right] + \frac{R_2}{R_o} \left[ \frac{1}{(1-D)} \right]}. \quad (\text{C.19})$$

Estendendo a mesma análise para os conversores Buck-Boost com as demais células de ganho pode-se concluir que o ganho estático genérico com perdas pode ser expresso por:

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{D+an-(a-b)nD}{1 + \frac{R_1}{R_o} \left[ \frac{1+an-(a-b)nD}{(1-D)^2} \right] + \frac{R_2}{R_o} \left[ \frac{-p(a-b)}{(p+1)/2-pD} \right]}. \quad (\text{C.20})$$



## APÊNDICE D – PROJETO DO COMPENSADOR

$$\begin{aligned}
 \text{Frequência de comutação:} \quad f_s &:= 100 \cdot 10^3 & \omega &:= 1,5 \cdot 10^6 \\
 \text{Frequência de clock:} \quad f_{clock} &:= 146,8 \cdot 10^6 & j &:= \sqrt{-1} \\
 \text{Frequência de amostragem:} \quad f_a &:= 10 \cdot 10^3 & T_a &:= \frac{1}{f_a}
 \end{aligned}$$

Planta para controle da tensão no módulo

$$\begin{aligned}
 n &:= 3,8 & C_i &:= 80 \times 10^{-6} & C_g &:= 5 \cdot 10^{-6} & V_o &:= 400 & I_{PV} &:= 2,4 \\
 L_m &:= 20 \cdot 10^{-6} & C_b &:= 3 \cdot 10^{-6} & D &:= 0,6 & R_s &:= 6,5 \\
 G_0 &:= \frac{-R_s}{D + n \cdot D + n} & \beta_0 &:= D \cdot (1 + n) \cdot V_o & \beta_1 &:= L_m \cdot (1 + n)^2 \cdot I_{PV} & \alpha_1 &:= (1 + n)^2 \cdot L_m
 \end{aligned}$$

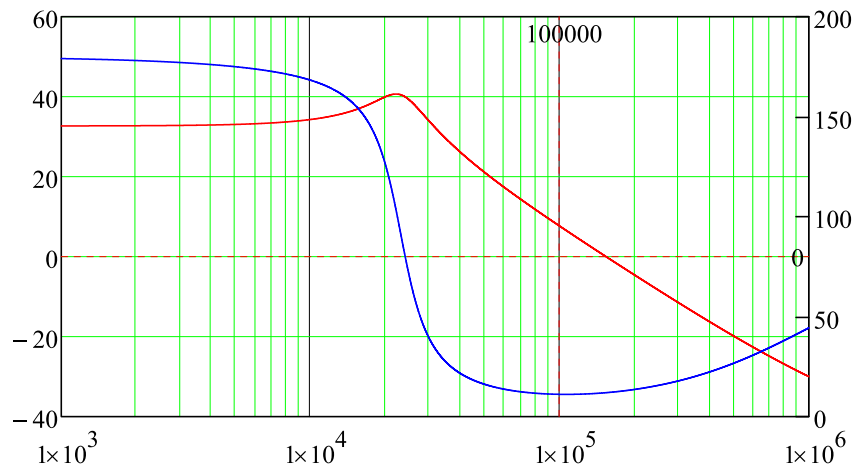
$$\alpha_0 := (D + D \cdot n + n) \cdot D \cdot R_s \quad \alpha_2 := R_s \cdot L_m \cdot [C_i + D \cdot (n + 1) \cdot C_b + (2 \cdot n)^2 \cdot C_g]$$

$$G(\omega) := G_0 \cdot \frac{(j \cdot \omega) \cdot \beta_1 + \beta_0}{(j \cdot \omega)^2 \cdot \alpha_2 + (j \cdot \omega) \cdot \alpha_1 + \alpha_0}$$

$$G_{mod}(\omega) := 20 \cdot \log(|G(\omega)|)$$

$$G_{fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G(\omega))$$

Figura D.1 -  $G_{mod}$  em vermelho e  $G_{fase}$  em azul.



Fonte: Próprio autor.

### Ganho do sensor de tensão

$$k_v := \frac{1}{29}$$

### FT do FPB

$$\omega_{cf} := 2 \cdot \pi \cdot 1000 = 6.283 \times 10^3$$

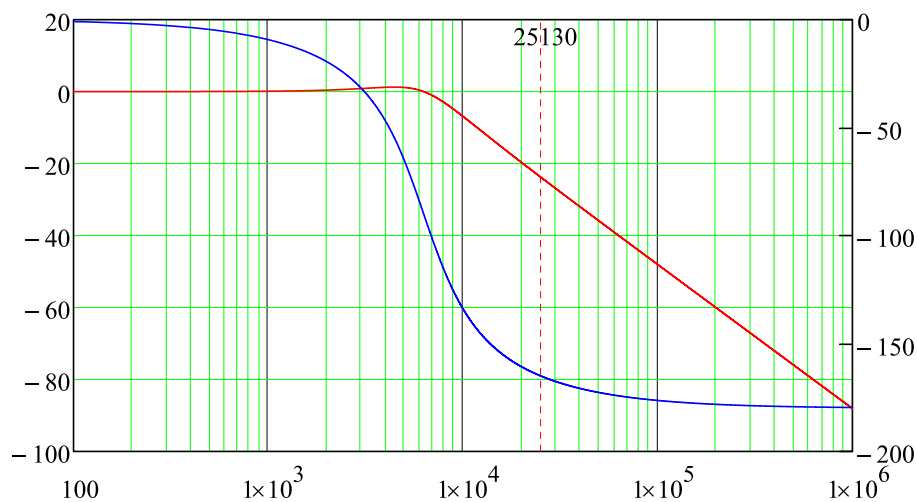
$$Q := 1$$

$$FPB(\omega) := \frac{\omega_{cf}^2}{(j \cdot \omega)^2 + \frac{\omega_{cf}}{Q} \cdot j \cdot \omega + \omega_{cf}^2}$$

$$FPB_{mod}(\omega) := 20 \cdot \log(|FPB(\omega)|)$$

$$FPB_{fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FPB(\omega))$$

Figura D.2 -  $FPB_{mod}$  em vermelho e  $FPB_{fase}$  em azul.



Fonte: Próprio autor.

### Ganho do ADC:

$$k_{ADC} := \frac{2^{10} - 1}{3.3} = 310$$

### FT do ZOH

$$ZOH(\omega) := e^{-j \cdot \omega T_a}$$

### Ganho do PWM

$$V_{pk} := \frac{f_{clock}}{f_s} = 1.468 \times 10^3$$

$$k_{PWM} := \frac{1}{V_{pk}} = 6.812 \times 10^{-4}$$

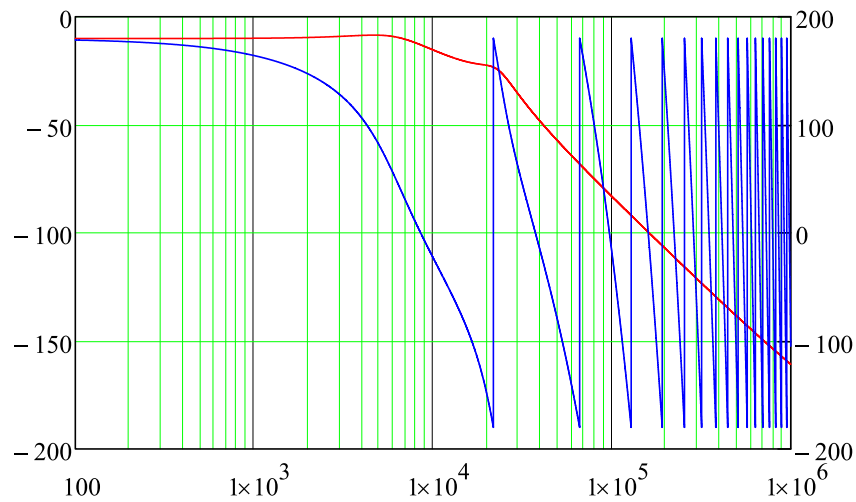
FT de laço aberto não-compensado

$$FTLA_{NC}(\omega) := k_v \cdot FPB(\omega) \cdot k_{ADC} \cdot ZOH(\omega) \cdot k_{PWM} \cdot G(\omega)$$

$$FTLA_{NC\_mod}(\omega) := 20 \cdot \log(|FTLA_{NC}(\omega)|)$$

$$FTLA_{NC\_fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_{NC}(\omega))$$

Figura D.3 -  $FTLA_{NC\_mod}$  em vermelho e  $FTLA_{NC\_fase}$  em azul.



Fonte: Próprio autor.

Projeto do compensador PI

$$\omega_{c\_comp} := 2 \cdot \pi \cdot \frac{f_s}{50} = 1.257 \times 10^4 \quad M_\phi := 60 \cdot \frac{\pi}{180} = 1.047$$

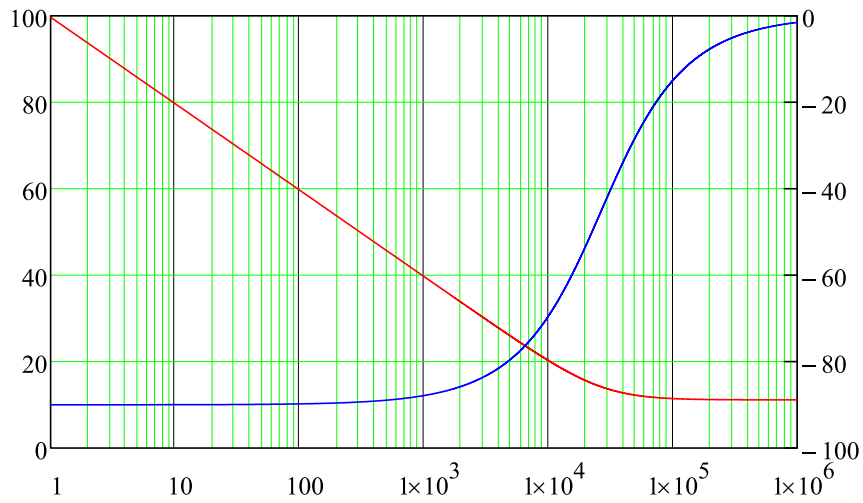
$$\omega_z := \frac{\omega_{c\_comp}}{\tan\left(M_\phi - \frac{\pi}{2} - \arg(FTLA_{NC}(\omega_{c\_comp}))\right)} = 2.674 \times 10^4 \quad \frac{1}{\omega_z} = 3.74 \times 10^{-5}$$

$$k_c := \frac{\omega_{c\_comp}}{|FTLA_{NC}(\omega_{c\_comp})| \cdot \sqrt{(\omega_{c\_comp})^2 + \omega_z^2}} = 3.607$$

$$C(\omega) := k_c \cdot \frac{(j \cdot \omega + \omega_z)}{j \cdot \omega} \quad k_c \cdot \left(\frac{\omega_z \cdot T_a}{2} - 1\right) = 1.215$$

$$C_{mod}(\omega) := 20 \cdot \log(|C(\omega)|)$$

$$C_{fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(C(\omega)) \quad k_c \cdot \left(\frac{\omega_z \cdot T_a}{2} + 1\right) = 8.429$$

Figura D.4 -  $C_{mod}$  em vermelho e  $C_{fase}$  em azul.

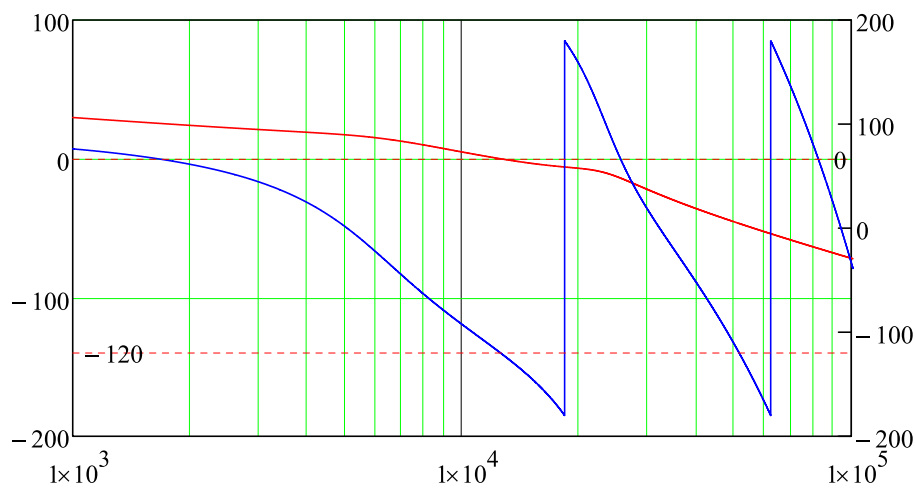
Fonte: Próprio autor.

### FT de laço aberto compensado

$$FTLA_C(\omega) := C(\omega) \cdot FTLA_{NC}(\omega)$$

$$FTLA_{C\_mod}(\omega) := 20 \cdot \log(|FTLA_C(\omega)|)$$

$$FTLA_{C\_fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_C(\omega))$$

Figura D.5 -  $FTLA_{C\_mod}$  em vermelho e  $FTLA_{C\_fase}$  em azul.

Fonte: Próprio autor.

## APÊNDICE E – LISTA DE ARTIGOS PUBLICADOS

- 1 SCHMITZ, L.; MARTINS, D. C.; COELHO, R. F. Comprehensive conception of high step-up dc-dc converters with coupled inductor and voltage multiplier techniques. **IEEE Trans. Circuit. Syst. I: Reg. Papers**, [2020?]. No prelo.
- 2 SCHMITZ, L.; CACAU, R. G. A.; HORN, T. P.; MARTINS, D. C.; COELHO, R. F. High step-up non-isolated ZVS-ZCS dc-dc Cúk based converter. **IET Power Electron.**, [2020?]. No prelo.
- 3 SCHMITZ, L.; MARTINS, D. C.; COELHO, R. F. High step-up non-isolated ZVS/ZCS dc-dc converter for photovoltaic thin-film applications. **IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.**, v. 7, n. 1, p. 565-575, mar. 2019.
- 4 SCHMITZ, L.; PEREIRA, A. I.; CACAU, R. G. A.; MARTINS, D. C.; COELHO, R. F. Conversor cc-cc de alto ganho baseado no conversor Cuk com indutor acoplado e multiplicadores de tensão. **Eletrônica de Potência**, v. 24, n. 3, p. 267-276, set. 2019.
- 5 SCHMITZ, L.; HORN, T. P.; MARTINS, D. C.; COELHO, R. F. Conversor cc-cc de alto ganho voltado para aplicações fotovoltaicas com módulos de filme fino. **Eletrônica de Potência**, v. 23, n. 3, p. 339-348, jul. 2018.
- 6 SCHMITZ, L.; MARTINS, D. C.; COELHO, R. F. Generalized high step-up dc-dc boost-based converter with gain cell. **IEEE Trans. Circuit. Syst. I: Reg. Papers**, v. 64, n. 2, p. 480-493, fev. 2017.