

**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA “JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
FACULDADE DE ENGENHARIA
CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA**

LUCAS CARVALHO SOUZA

**NOVAS APLICAÇÕES DE CÉLULAS DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS A
CONVERSORES CC-CC**

Ilha Solteira

2021

LUCAS CARVALHO SOUZA

**NOVAS APLICAÇÕES DE CÉLULAS DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS A
CONVERSORES CC-CC**

Dissertação apresentada à Faculdade de
Engenharia de Ilha Solteira - UNESP como
parte dos requisitos para obtenção do título
de Mestre em Engenharia Elétrica.
Especialidade: Automação.

Prof. Dr. Falcondes José Mendes de Seixas
Orientador

Dr. Luis Armando de Oro Arenas
Coorientador

Ilha Solteira

2021

FICHA CATALOGRÁFICA

Desenvolvido pelo Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação

S729n Souza, Lucas Carvalho.
Novas aplicações de células de comutação de três estados a conversores CC-CC / Lucas Carvalho Souza. -- Ilha Solteira: [s.n.], 2021
152 f. : il.

Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Automação, 2021

Orientador: Falcondes José Mendes de Seixas

Coorientador: Luis Armando de Oro Arenas

Inclui bibliografia

1. Célula de comutação de três estados. 2. Conversor CC-CC. 3. *Boost* 3SSC-A. 4. *Buck* 3SSC-A. 5. *Buck-Boost* 3SSC-A. 6. Modelagem.


Raiane da Silva Santos

Supervisora Técnica de Seção
Seção Técnica de Referência, Atendimento ao usuário e Documentação
Diretoria Técnica de Biblioteca e Documentação
CRB/8 - 9999

CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

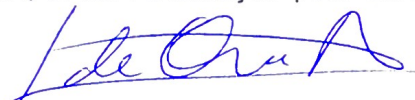
TÍTULO DA DISSERTAÇÃO: Novas aplicações de células de comutação de três estados a conversores CC-CC

AUTOR: LUCAS CARVALHO SOUZA

ORIENTADOR: FALCONDES JOSE MENDES DE SEIXAS

COORDENADOR: LUIS ARMANDO DE ORO ARENAS

Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de Mestre em ENGENHARIA ELÉTRICA, área: Automação pela Comissão Examinadora:



Dr. LUIS ARMANDO DE ORO ARENAS (Participação Virtual)
Departamento de Engenharia / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira - UNESP

Prof. Dr. GUILHERME DE AZEVEDO E MELO (Participação Virtual)
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira - UNESP

Prof. Dr. FERNANDO LESSA TOFOLI (Participação Virtual)
Departamento de Engenharia Elétrica / Universidade Federal de São João del-Rei - UFSJ

Ilha Solteira, 05 de fevereiro de 2021

*À Deus e à minha família, em especial à minha
mãe Andréa e à minha avó Selma, por todo o
amor incondicional dedicado e pelos valores e
ensinamentos a mim proporcionados.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus pelas oportunidades concedidas, em todos os aspectos da minha vida, o que possibilitou o contínuo aprendizado e o desenvolvimento deste trabalho.

À minha mãe Andréa Martins de Carvalho e à minha avó Selma Martins Arruda, pelo amor e carinho, pela confiança que sempre depositaram em mim, por todo apoio e estímulo para superar todas as dificuldades encontradas neste caminho.

Aos meus irmãos Paulo Ricardo Carvalho França e Paula Caroline Carvalho França, pela amizade, companheirismo e convivência.

Ao Prof. Dr. Falcondes José Mendes de Seixas por aceitar me orientar, pela confiança, incentivo e todo suporte oferecido.

Ao Dr. Luis Armando de Oro Arenas pela coorientação e amizade, pela confiança, conselhos, ensinamentos e estímulo. Somente com sua dedicação, orientação segura e competente, foi possível o contínuo desenvolvimento deste trabalho.

Ao Prof. Dr. Guilherme de Azevedo e Melo, pela amizade, pela participação nas bancas examinadoras, pelas sugestões e participações diretas que contribuíram no desenvolvimento deste trabalho.

Ao prof. Dr. Luciano de Souza da Costa e Silva, pela amizade, incentivo, confiança e contribuição para a realização deste trabalho.

Aos meus grandes amigos de Jataí e de Ilha Solteira, pelo companheirismo e força depositada em todos os momentos.

Ao Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás (IFG) por proporcionar as condições necessárias para a realização do mestrado.

À Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira (FEIS) que, por meio de toda a sua equipe de docentes e técnicos, me proporcionou o aprendizado técnico e científico adquirido durante o mestrado.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pelo apoio financeiro.

Agradecimento especial à Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo – FAPESP, pelo fomento e apoio financeiro dado ao projeto de pesquisa por meio do processo 2019/18020-4.

*“Todos esses que aí estão atravancando meu
caminho, eles passarão... eu passarinho!”*

Mário Quintana

RESUMO

O presente trabalho compreende o estudo detalhado dos conversores CC-CC não isolados *boost*, *buck* e *buck-boost*, incorporando a célula de comutação de três estados tipo A (3SSC-A). O estado da arte é abordado, evidenciando que estes conversores foram brevemente mencionados na literatura. Embora existam várias estruturas que utilizem a 3SSC, a maioria delas incorpora apenas a denominada célula tipo B, o que torna a célula do tipo A praticamente inexplorada, representando uma lacuna nessa linha de pesquisa. As principais vantagens dos conversores *boost* 3SSC-A, *buck* 3SSC-A e *buck-boost* 3SSC-A, em comparação com as topologias clássicas, incluem rendimento elevado, reduzida ondulação da corrente de saída e, função de transferência entre a tensão de saída e razão cíclica com característica de fase mínima, devido à ausência de zeros no semiplano direito. As estruturas também apresentam as vantagens inerentes à 3SSC, tais como, dimensões reduzidas dos elementos armazenadores de energia e divisão dos esforços de corrente entre os semicondutores. A abordagem teórica é detalhada por meio de análises qualitativas e quantitativas. Os modelos matemáticos que definem o comportamento dinâmico dos conversores são obtidos a partir da aplicação da técnica de modelagem a pequenos sinais. Dessa forma, aplicando técnicas clássicas de controle, incluindo como requisito um controlador mais simples, o projeto dos controladores é desenvolvido pelo método da resposta em frequência. A partir das considerações de projeto das topologias, a validação do desenvolvimento teórico é realizada pela implementação de protótipos e apresentação de resultados experimentais, obtendo rendimentos superiores a 91% para cada topologia estudada.

Palavras-chaves: Célula de Comutação de Três Estados. Conversor CC-CC. *Boost* 3SSC-A. *Buck* 3SSC-A. *Buck-Boost* 3SSC-A. Modelagem matemática.

ABSTRACT

The present work comprises the detailed study of the DC-DC non-isolated boost, buck and buck-boost converters, incorporating a Three-State Switching Cell type-A (3SSC-A). The state of the art is addressed, showing that these converters have been reported in the literature. Although there are several structures that use a 3SSC, most of them incorporate only the so-called type-B cell, which makes a type-A cell practically unexplored, representing a gap in this line of research. The main advantages of the converters boost 3SSC-A, buck 3SSC-A and buck-boost 3SSC-A, compared to classic topologies, include high efficiency, reduced ripple of the output current and, output-to-control transfer-function with minimum-phase characteristic due to the absence of the right-half-plane (RHP) zero. The structures also have the advantages inherent to the 3SSC, such as reduced dimensions of the energy storage elements and division of the current stress between the semiconductors. The theoretical approach is detailed through qualitative and quantitative analyzes. The mathematical models that define the dynamic behavior of the converters are obtained from the application of the small-signal modeling technique. Thus, applying classic control techniques, including as a requirement a simpler controller, the design of the controllers is developed by the frequency response method. From the design considerations of the topologies, the validation of the theoretical development is carried out by the implementation of prototypes and presentation of experimental results, obtaining efficiency greater than 91% for each topology studied.

Keywords: Three-State Switching Cell. DC-DC Converters. *Boost* 3SSC-A. *Buck* 3SSC-A. *Buck-Boost* 3SSC-A. Mathematical modeling.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1	- Conversor CC-CC <i>buck</i> .	27
Figura 2	- Conversor CC-CC <i>boost</i> .	27
Figura 3	- Conversor CC-CC <i>buck-boost</i> .	28
Figura 4	- Conversor CC-CC <i>Ćuk</i> .	28
Figura 5	- Conversor CC-CC SEPIC.	29
Figura 6	- Conversor CC-CC Zeta.	29
Figura 7	- Estrutura geral de um conversor CC-CC.	30
Figura 8	- Célula de comutação canônica.	30
Figura 9	- Célula de comutação básica.	31
Figura 10	- Representação da célula de dois estados.	32
Figura 11	- Conversores clássicos e suas estruturas com a delimitação das células de comutação.	33
Figura 12	- Conversor CC-CC isolado <i>Push-Pull</i> .	37
Figura 13	- Obtenção da célula de comutação de três estados a partir do conversor <i>Push-Pull</i> .	38
Figura 14	- Representação do funcionamento da célula de comutação de três estados.	39
Figura 15	- Obtenção dos conversores CC-CC clássicos não isolados com célula de comutação de três estados.	40
Figura 16	- Células de Três Estados.	41
Figura 17	- Conversor CC-CC <i>boost</i> 3SSC-A.	44
Figura 18	- Etapas de operação do conversor <i>boost</i> 3SSC-A em MCC: (a) Primeira etapa, (b) Segunda etapa, (c) Terceira etapa, (d) Quarta etapa.	46
Figura 19	- Principais formas de ondas teóricas para o conversor <i>boost</i> 3SSC-A operando em MCC.	48
Figura 20	- Ganho estático em função da razão cíclica para o conversor <i>boost</i> 3SSC-A operando em MCC.	49
Figura 21	- Forma de onda da corrente no capacitor de saída do conversor <i>boost</i> 3SSC-A.	50
Figura 22	- Terceira etapa de operação do conversor <i>boost</i> 3SSC-A em MCD.	55
Figura 23	- Principais formas de ondas teóricas para o conversor <i>boost</i> 3SSC-A operando em MCD.	56

Figura 24	- Relação entre o ganho estático e a razão cíclica para o conversor <i>boost</i> 3SSC-A operando em MCD.....	58
Figura 25	- Formas de ondas teóricas para o conversor <i>boost</i> 3SSC-A operando em MCCr.	58
Figura 26	- Relação entre a razão cíclica crítica e o parâmetro γ para os conversores <i>boost</i> 3SSC-A e <i>boost</i> clássico.	59
Figura 27	- Ondulação de corrente parametrizada no indutor L em função da razão cíclica D para o conversor <i>boost</i> 3SSC-A.	60
Figura 28	- Característica de saída do conversor <i>boost</i> 3SSC-A.....	61
Figura 29	- Circuito equivalente de CA de pequenos sinais do conversor <i>boost</i> 3SSC-A..	63
Figura 30	- Diagrama de blocos da malha de controle do conversor em modo tensão.	72
Figura 31	- Diagrama de blocos do protótipo do conversor <i>boost</i> 3SSC-A implementado.	72
Figura 32	- Resposta em frequência da FTMA para o conversor <i>boost</i> 3SSC-A.....	74
Figura 33	- Resposta em frequência da FTMAC para o conversor <i>boost</i> 3SSC-A.	75
Figura 34	- Bancada de testes com o protótipo do conversor <i>boost</i> 3SSC-A implementado em laboratório.	76
Figura 35	- Formas de onda dos sinais de comando dos transistores, corrente e tensão no transistor S1: V_{GS1} [20 V/div]; V_{GS2} [20 V/div]; i_{S1} [2 A/div]; v_{S1} [200 V/div] - (a) Simulação, (b) Experimental.	76
Figura 36	- Formas de onda de simulação dos esforços de tensão e corrente sobre os transistores: v_{S1} [200 V/div]; v_{S2} [200 V/div]; i_{S1} [5 A/div]; i_{S2} [5 A/div] - (a) Simulação, (b) Experimental.	77
Figura 37	- Formas de onda dos esforços de tensão e corrente sobre os semicondutores, e corrente no indutor: v_{D1} [200 V/div]; i_{D1} [2 A/div]; i_L [1 A/div]; i_{S1} [5 A/div] - (a) Simulação, (b) Experimental.	78
Figura 38	- Formas de onda da tensão de entrada, corrente de entrada, tensão de saída e corrente no indutor: v_o [200 V/div]; i_L [1 A/div]; v_{in} [50 V/div]; i_{in} [2 A/div] - (a) Simulação, (b) Experimental.	78
Figura 39	- Resposta dinâmica do conversor: i_L [1 A/div]; i_{D1} [2 A/div]; v_o [200 V/div] - (a) Simulação, (b) Experimental.	79
Figura 40	- Curva de rendimento do conversor <i>boost</i> 3SSC-A.....	79
Figura 41	- Imagem infravermelha do conversor <i>boost</i> 3SSC-A operando com carga nominal.	80
Figura 42	- Conversor CC-CC <i>buck</i> 3SSC-A.....	82

Figura 43	- Etapas de operação do conversor buck 3SSC-A em MCC: (a) Primeira etapa, (b) Segunda etapa, (c) Terceira etapa, (d) Quarta etapa.	83
Figura 44	- Principais formas de onda teóricas para o conversor <i>buck</i> 3SSC-A operando em MCC.....	84
Figura 45	- Ganho estático em função da razão cíclica para o conversor <i>buck</i> 3SSC-A operando em MCC.	87
Figura 46	- Forma de onda da corrente no capacitor de saída do conversor <i>buck</i> 3SSC-A.	88
Figura 47	- Terceira etapa de operação do conversor <i>buck</i> 3SSC-A em MCD.....	93
Figura 48	- Principais formas de onda teóricas para o conversor <i>buck</i> 3SSC-A operando em MCD.	94
Figura 49	- Relação entre o ganho estático e a razão cíclica para o conversor <i>buck</i> 3SSC-A operando em MCD.....	96
Figura 50	- Formas de onda teóricas para o conversor <i>buck</i> 3SSC-A operando em MCCr.	96
Figura 51	- Relação entre a razão cíclica crítica e o parâmetro γ para os conversores <i>buck</i> 3SSC-A e <i>buck</i> clássico.	97
Figura 52	- Ondulação de corrente parametrizada no indutor L em função da razão cíclica D para o conversor <i>buck</i> 3SSC-A.	98
Figura 53	- Característica de saída do conversor <i>buck</i> 3SSC-A.....	99
Figura 54	- Circuito equivalente de CA de pequenos sinais do conversor <i>buck</i> 3SSC-A.	101
Figura 55	- Resposta em frequência da FTMA para o conversor <i>buck</i> 3SSC-A.....	108
Figura 56	- Resposta em frequência da FTMAC para o conversor <i>buck</i> 3SSC-A.	109
Figura 57	- Bancada de testes com o protótipo do conversor buck 3SSC-A implementado em laboratório.	110
Figura 58	- Formas de onda dos sinais de comando dos transistores, corrente e tensão no transistor S1: V_{GS1} [20 V/div]; V_{GS2} [20 V/div]; i_{S1} [5 A/div]; v_{S1} [200 V/div] - (a) Simulação, (b) Experimental.	110
Figura 59	- Formas de onda de simulação dos esforços de tensão e corrente sobre os transistores: v_{S1} [200 V/div]; v_{S2} [200 V/div]; i_{S1} [5 A/div]; i_{S2} [5 A/div] - (a) Simulação, (b) Experimental.	111
Figura 60	- Formas de onda dos esforços de tensão e corrente sobre os semicondutores, e corrente no indutor: v_{D1} [200 V/div]; i_{D1} [5 A/div]; i_L [2 A/div]; i_{S1} [5 A/div] - (a) Simulação, (b) Experimental.	111

Figura 61	- Formas de onda da tensão de entrada, corrente de entrada, tensão de saída e corrente no indutor: v_o [100 V/div]; i_L [5 A/div]; v_{in} [100 V/div]; i_{in} [5 A/div] - (a) Simulação, (b) Experimental.	112
Figura 62	- Resposta dinâmica do conversor <i>buck</i> 3SSC-A: i_L [2 A/div]; i_o [5 A/div]; i_{D1} [5 A/div]; v_o [50 V/div] - (a) Simulação, (b) Experimental.	112
Figura 63	- Curva de rendimento do conversor <i>buck</i> 3SSC-A.	113
Figura 64	- Imagem infravermelha do conversor <i>buck</i> 3SSC-A operando com carga nominal.	113
Figura 65	- Conversor CC-CC <i>buck-boost</i> 3SSC-A.	115
Figura 66	- Etapas de operação do conversor <i>buck-boost</i> 3SSC-A em MCC: (a) Primeira etapa, (b) Segunda etapa, (c) Terceira etapa, (d) Quarta etapa.	116
Figura 67	- Principais formas de onda teóricas para o conversor <i>buck-boost</i> 3SSC-A operando em MCC.	118
Figura 68	- Ganho estático em função da razão cíclica para o conversor <i>buck-boost</i> 3SSC-A operando em MCC.	119
Figura 69	- Terceira etapa de operação do conversor <i>buck-boost</i> 3SSC-A em MCD.	124
Figura 70	- Principais formas de onda teóricas para o conversor <i>buck-boost</i> 3SSC-A operando em MCD.	125
Figura 71	- Relação entre o ganho estático e a razão cíclica para o conversor <i>buck-boost</i> 3SSC-A operando em MCD.	127
Figura 72	- Formas de onda teóricas para o conversor <i>buck-boost</i> 3SSC-A operando em MCCr	127
Figura 73	- Relação entre a razão cíclica crítica e o parâmetro γ para os conversores <i>buck-boost</i> 3SSC-A e <i>buck-boost</i> clássico.	129
Figura 74	- Ondulação de corrente parametrizada no indutor L em função da razão cíclica D para o conversor <i>buck-boost</i> 3SSC-A.	130
Figura 75	- Característica de saída do conversor <i>buck-boost</i> 3SSC-A.	130
Figura 76	- Circuito equivalente CA de pequenos sinais do conversor <i>buck-boost</i> 3SSC-A.	132
Figura 77	- Resposta em frequência da FTMA para o conversor <i>buck-boost</i> 3SSC-A.	140
Figura 78	- Resposta em frequência da FTMAC para o conversor <i>buck-boost</i> 3SSC-A. ..	141
Figura 79	- Bancada de testes com o protótipo do conversor <i>buck-boost</i> 3SSC-A implementado em laboratório.	141

Figura 80	- Formas de onda dos sinais de comando dos transistores, corrente e tensão no transistor S1: V_{GS1} [20 V/div]; V_{GS2} [20 V/div]; i_{S1} [10 A/div]; v_{S1} [200 V/div] - (a) Simulação, (b) Experimental.....	142
Figura 81	- Formas de onda de simulação dos esforços de tensão e corrente sobre os transistores: v_{S1} [200 V/div]; v_{S2} [200 V/div]; i_{S1} [10 A/div]; i_{S2} [10 A/div] - (a) Simulação, (b) Experimental.	142
Figura 82	- Formas de onda dos esforços de tensão e corrente sobre os semicondutores, e corrente no indutor: v_{D1} [200 V/div]; i_{D1} [5 A/div]; i_L [5 A/div]; i_{S1} [5 A/div] - (a) Simulação, (b) Experimental.	143
Figura 83	- Formas de onda da tensão de entrada, corrente de entrada, tensão de saída e corrente no indutor: v_o [100 V/div]; i_L [2 A/div]; v_{in} [100 V/div]; i_{in} [5 A/div] - (a) Simulação, (b) Experimental.	144
Figura 84	- Resposta dinâmica do conversor: i_L [1 A/div]; i_{D1} [2 A/div]; v_o [200 V/div] - (a) Simulação (b) Experimental.	144
Figura 85	- Curva de rendimento do conversor <i>buck-boost</i> 3SSC-A.....	145
Figura 86	- Imagem infravermelha do conversor <i>buck-boost</i> 3SSC-A operando com carga nominal.	145

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	- Estados dos semicondutores durante um período de comutação do conversor <i>boost</i> 3SSC-A operando em MCC.....	45
Tabela 2	- Estados dos semicondutores durante um período de comutação do conversor <i>boost</i> 3SSC-A operando em MCD.....	54
Tabela 3	- Especificações de projeto para o conversor <i>boost</i> 3SSC-A.	65
Tabela 4	- Parâmetros do material IP12.	66
Tabela 5	- Especificações técnicas do núcleo NEE-42/21/15-85-IP12R.	67
Tabela 6	- Especificações técnicas do condutor de cobre 26 AWG.....	68
Tabela 7	- Especificações técnicas do núcleo NEE-42/21/20-85-IP12R.	69
Tabela 8	- Especificações técnicas do condutor de cobre 25 AWG.....	70
Tabela 9	- Principais parâmetros dos componentes do circuito de potência do conversor <i>boost</i> 3SSC-A.....	71
Tabela 10	- Parâmetros do sistema de controle.	73
Tabela 11	- Estados dos semicondutores durante um período de comutação do conversor <i>buck</i> 3SSC-A operando em MCC.....	83
Tabela 12	- Estados dos semicondutores durante um período de comutação do conversor <i>buck</i> 3SSC-A operando em MCD.....	92
Tabela 13	- Especificações de projeto para o conversor <i>buck</i> 3SSC-A.	102
Tabela 14	- Principais parâmetros dos componentes do circuito de potência do conversor <i>buck</i> 3SSC-A.....	107
Tabela 15	- Estados dos semicondutores durante um período de comutação do conversor <i>buck-boost</i> 3SSC-A operando em MCC.....	116
Tabela 16	- Estados dos semicondutores durante um período de comutação do conversor <i>buck-boost</i> 3SSC-A operando em MCD.....	123
Tabela 17	- Especificações de projeto para o conversor <i>buck-boost</i> 3SSC-A.	133
Tabela 18	- Especificações técnicas do núcleo NEE-55/28/21-85-IP12R.	135
Tabela 19	- Principais parâmetros dos componentes do circuito de potência do conversor <i>buck-boost</i> 3SSC-A.....	139

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

A/D	Analógico/Digital
FPB	Filtro Passa Baixas
FTMA	Função de Transferência de Malha Aberta
FTMAC	Função de Transferência de Malha Aberta Compensada
MCC	Modo de Condução Contínua
MCD	Modo de Condução Descontínua
MCCr	Modo de Condução Crítico
NOM	<i>Non-Overlapping Mode</i>
OM	<i>Overlapping Mode</i>
PAS	Processamento Analógico de Sinal
PWM	<i>Pulse width Modulation</i>
μC	Microcontrolador
ZCS	<i>Zero Current Switching</i>
ZCT	<i>Zero Current Transition</i>
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i>
ZVT	<i>Zero Voltage Transition</i>
AWG	<i>American Wire Gauge</i>
3SSC	<i>Three-State Switching Cell</i>
3SSC-A	<i>Three-State Switching Cell type-A</i>
3SSC-B	<i>Three-State Switching Cell type-B</i>
2SSC	<i>Two-State Switching-Cell</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

$i_{in}(t)$	Corrente de entrada
$i_{S1}(t)$	Corrente no transistor S_1
$v_{S1}(t)$	Tensão sobre o transistor S_1
$i_{D1}(t)$	Corrente no diodo D_1
$v_{D1}(t)$	Tensão sobre o diodo D_1
$i_L(t)$	Corrente no indutor L
$i_o(t)$	Corrente na carga R_o
$i_{Co}(t)$	Corrente no capacitor C_o
F_s	Frequência de chaveamento
S	Transistor
D_1	Diodo 1
V_{in}	Tensão de entrada
V_o	Tensão de saída
L	Indutor
C	Capacitor
C_o	Capacitor de saída
T_1	Enrolamento primário
T_2	Enrolamento secundário
R_o	Carga equivalente de saída
T_s	Período de comutação
ΔI_L	Ondulação de corrente no indutor
ΔQ	Variação de carga no capacitor
ΔV_o	Ondulação de tensão no capacitor de saída
D	Razão cíclica
G_v	Ganho estático
I_{CM}	Corrente de pico no capacitor
I_o	Corrente média de carga
I_{Lrms}	Corrente eficaz no indutor
I_{SAVG}	Corrente média no transistor
I_{DAVG}	Corrente média no diodo
$V_{D(max)}$	Tensão reversa máxima no diodo
$V_{S(max)}$	Tensão máxima no transistor

I_{Trma}	Corrente eficaz nos enrolamentos do transformador
γ	Corrente de carga normalizada
D_{crit}	Razão cíclica crítica
L_{crit}	Indutância crítica
β	Ondulação de corrente parametrizada no indutor
$G_{vd}(s)$	Função de transferência entre tensão de saída e razão cíclica
I_{Lmax}	Corrente máxima no indutor
A_e	Área da perna central
A_w	Área da janela do carretel
l_e	Comprimento magnético
l_t	Comprimento médio de uma espira
V_n	Volume do ferrite
N	Número de espiras
l_g	Comprimento do entreferro
l_{gdis}	Entreferro distribuído
δ	Profundidade de penetração
S_{min}	Seção mínima
S_{max}	Seção máxima
n	Número de condutores associados
$G_s(s)$	Função de transferência do controlador de tensão

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	23
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	26
2.1	CONVERSORES CC-CC CLÁSSICOS E CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE DOIS ESTADOS	26
2.3	TÉCNICAS E MÉTODOS PARA ELEVAR O RENDIMENTO E DENSIDADE DE POTÊNCIA DOS CONVERSORES ELETRÔNICOS	33
2.4	CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS (3SSC)	37
2.5	APLICAÇÕES DA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS	42
2.6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	43
3	CONVERSOR CC-CC BOOST 3SSC-A.....	44
3.1	MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA	45
3.1.1	Análise qualitativa	45
3.1.2	Análise quantitativa.....	48
3.1.2.1	<i>Ganho estático</i>	<i>48</i>
3.1.2.2	<i>Indutor</i>	<i>49</i>
3.1.2.3	<i>Capacitor de saída</i>	<i>49</i>
3.1.2.4	<i>Esforços no conversor em modo de condução contínua.....</i>	<i>50</i>
3.1.2.4.1	<i>Esforços nos elementos armazenadores de energia</i>	<i>50</i>
3.1.2.4.2	<i>Esforços nos semicondutores</i>	<i>52</i>
3.1.2.4.3	<i>Esforços no autotransformador</i>	<i>53</i>
3.2	MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA.....	54
3.2.1	Análise qualitativa	54
3.2.2	Análise quantitativa.....	56
3.2.2.1	<i>Ganho estático</i>	<i>56</i>
3.3	MODO DE CONDUÇÃO CRÍTICA	58
3.3.1	Ganho estático.....	59
3.3.2	Indutância crítica e ondulação de corrente.....	60
3.3.3	Característica de Saída	60
3.4	MODELAGEM DO CONVERSOR CC-CC BOOST 3SSC-A EM MCC	61
3.4.1	Perturbação e linearização	62
3.4.2	Função de transferência entre tensão de saída e razão cíclica	64
3.5	PROTÓTIPO DO CONVERSOR BOOST 3SSC-A: PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA	65

3.5.1	Corrente média na saída	65
3.5.2	Resistência de carga	65
3.5.3	Razão cíclica	65
3.5.4	Dimensionamento e projeto do indutor	66
3.5.5	Dimensionamento e projeto do autotransformador	68
3.5.6	Dimensionamento do capacitor de saída	70
3.5.7	Diodos D_1 e D_2	70
3.5.8	Transistores S_1 e S_2	71
3.6	PROJETO DO ESTÁGIO DE CONTROLE DO CONVERSOR BOOST 3SSC-A	72
3.7	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS	75
3.8	CONSIDERAÇÕES FINAIS	80
4	CONVERSOR CC-CC BUCK 3SSC-A	82
4.1	MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA	82
4.1.1	Análise qualitativa	83
4.1.2	Análise quantitativa	86
4.1.2.1	Ganho estático	86
4.1.2.2	Indutor	87
4.1.2.3	Capacitor de saída	87
4.1.2.4	Esforços de tensão e corrente	89
4.1.2.4.1	Esforços nos elementos armazenadores de energia	89
4.1.2.4.2	Esforços nos semicondutores	89
4.1.2.4.3	Esforços no autotransformador	91
4.2	MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA	91
4.2.1	Análise qualitativa	91
4.2.2	Análise quantitativa	94
4.2.2.1	Ganho estático	94
4.3	MODO DE CONDUÇÃO CRÍTICA	96
4.3.1	Ganho estático	96
4.4.2	Indutância Crítica e ondulação de corrente	98
4.4.3	Característica de Saída	98
4.4	MODELAGEM DO CONVERSOR CC-CC BUCK 3SSC-A EM MCC	99
4.4.1	Perturbação e linearização	100
4.4.2	Função de transferência entre tensão de saída e razão cíclica	101
4.5	PROTÓTIPO DO CONVERSOR BUCK 3SSC-A: PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA	102

4.5.1	Corrente média na carga	102
4.5.2	Resistência de carga	102
4.5.3	Razão cíclica	102
4.5.4	Dimensionamento e projeto do indutor	103
4.5.5	Dimensionamento e projeto do autotransformador	105
4.5.6	Dimensionamento do capacitor de saída	106
4.5.7	Diodos D_1 e D_2	106
4.5.8	Transistores S_1 e S_2	106
4.6	PROJETO DO ESTÁGIO DE CONTROLE DO CONVERSOR BUCK 3SSC-A	107
4.7	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS	109
4.8	CONSIDERAÇÕES FINAIS	114
5	CONVERSOR CC-CC BUCK-BOOST 3SSC-A	115
5.1	MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA	115
5.1.1	Análise qualitativa	116
5.1.2	Análise quantitativa	119
5.1.2.1	Ganho estático	119
5.1.2.2	Indutor	119
5.1.2.3	Capacitor de saída	120
5.1.2.4	Esforços de tensão e corrente	120
5.1.2.4.1	Esforços nos elementos armazenadores de energia	120
5.1.2.4.2	Esforços nos semicondutores	121
5.1.2.4.3	Esforços no autotransformador	123
5.2	MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA	123
5.2.1	Análise qualitativa	123
5.2.2	Análise quantitativa	126
5.2.2.1	Ganho estático	126
5.3	MODO DE CONDUÇÃO CRÍTICA	127
5.3.1	Ganho estático	128
5.3.2	Indutância crítica e ondulação de corrente	129
5.3.3	Característica de Saída	130
5.4	MODELAGEM DO CONVERSOR CC-CC BUCK-BOOST 3SSC-A EM MCC	131
5.4.1	Perturbação e linearização	131
5.4.2	Função de transferência entre tensão de saída e razão cíclica	133
5.5	PROTÓTIPO DO CONVERSOR BUCK-BOOST 3SSC-A: PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA	133

5.5.1	Corrente média na saída	134
5.5.2	Resistência de carga	134
5.5.3	Razão cíclica	134
5.5.4	Dimensionamento e projeto do indutor	134
5.5.5	Dimensionamento e projeto do autotransformador	136
5.5.6	Dimensionamento do capacitor de saída	137
5.5.7	Diodos D_1 e D_2	138
5.5.8	Transistores S_1 e S_2	138
5.6	PROJETO DO ESTÁGIO DE CONTROLE DO CONVERSOR BUCK-BOOST 3SSC-A	139
5.7	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS	141
5.8	CONSIDERAÇÕES FINAIS	145
6	CONCLUSÃO	147
	REFERÊNCIAS	149

1 INTRODUÇÃO

O avanço da eletrônica de potência nas últimas décadas tem proporcionado o crescente desenvolvimento de conversores eletrônicos, permitindo notório aperfeiçoamento no controle do fluxo de potência e a consequente flexibilização do uso da energia elétrica. Nesse contexto, os conversores CC-CC desempenham um papel fundamental nas aplicações de conversão e condicionamento de energia que requerem peso e tamanho reduzido, tais como, veículos elétricos e híbridos, equipamentos aeronáuticos, sondas e satélites espaciais, sistemas de energia renovável, entre outras aplicações cotidianas (VARESI *et al.*, 2018; YARI; SHAHALAMI; MOJALLALI, 2019; ZOGOGIANNI; TATAKIS; POROBIC, 2019).

Para os próximos anos, é esperada a massificação da eletrificação do setor automotivo e a implantação de redes inteligentes, intensificando ainda mais a pesquisa e evolução tecnológica de sistemas embarcados e estacionários. Nesse cenário, no que se refere ao desenvolvimento de topologias de conversores CC-CC, há a tendência na procura por equipamentos com maior densidade de potência e, os avanços nesse aspecto são impulsionados principalmente pelos requisitos de maior rendimento e menor custo e volume (BIELA; BADSTUEBNER; KOLAR, 2009). Dessa forma, as pesquisas têm-se concentrado em encontrar maneiras de melhorar e superar as limitações na capacidade de processamento de energia dos conversores CC-CC clássicos. Dentre as inúmeras abordagens, pode-se citar as técnicas de comutação suave, que levam a um maior rendimento na conversão de energia, mas o custo e a complexidade aumentam devido aos múltiplos elementos da rede de tanques ressonantes, cujo desempenho pode sofrer alterações devido às variações paramétricas desses elementos ressonantes (OUTEIRO; BUJA; CZARKOWSKI, 2016). Os Conversores Multiníveis Modulares (MMC) também representam uma tecnologia emergente para aplicações de média e alta potência, porém, conforme o número de módulos e semicondutores aumenta, a estratégia de controle torna-se complexa (PRIYA; PONNAMBALAM; MURALIKUMAR, 2019).

As técnicas de entrelaçamento de conversores também representam uma solução para processar elevados níveis de potência, com capacidade de modularização. No entanto, deve-se levar em consideração o compartilhamento adequado de corrente entre a associação de múltiplas células, o que exige o uso de sofisticados esquemas de controle para manter o equilíbrio de corrente entre os semicondutores (KELLY, 2009). Semelhante ao entrelaçamento, a célula de comutação de três estados ou *Three-State Switching Cell* (3SSC) foi introduzida por

Bascopé e Barbi (2000), tornando-se uma solução interessante para aumentar a densidade de potência, com elevado rendimento e, sem a necessidade de estratégias especiais de controle.

Desde a proposição da 3SSC, uma variedade de topologias de conversores CC-CC, CA-CC e CC-CA foi apresentada na literatura, principalmente para aplicações em alta potência. Araújo e Bascopé (2010) propõem um conversor CC-CC elevador de tensão incorporando a 3SSC, com elevado rendimento, para aplicações de processamento de energia de células a combustível. Em Balestero *et al.* (2012) uma nova topologia de conversor CA-CC pré-regulador do fator de potência é proposta para aplicações de elevação de tensão. Já Balestero *et al.* (2013) propõem o conversor CC-CC *buck* não isolado, baseado na 3SSC, para aplicações que envolvem redução de tensão. Peraça, Batista e Marcelino (2010) apresentam um inversor de cinco níveis incorporando a 3SSC para aplicações CC-CA. Todas essas abordagens evidenciam as vantagens inerentes à incorporação da 3SSC, por exemplo, redução de peso e volume dos elementos armazenadores de energia, divisão dos esforços de corrente entre os semicondutores e, conseqüentemente, distribuição das perdas e a redução dos dissipadores de calor.

Destaca-se que, as principais aplicações encontradas recentemente na literatura analisaram e implementaram conversores estáticos incorporando somente a célula de três estados tipo B, ou 3SSC-B (TOFOLI; TAVARES; SALDANHA, 2019). Basicamente, isso deve estar associado ao fato dos conversores *buck*, *boost* e *buck-boost*, baseados na 3SSC-B, apresentarem ganho estático idêntico aos conversores clássicos não isolados em toda a faixa de razão cíclica quando estes operam em modo de condução contínua (MCC). Nesse contexto, ainda há muito o que se explorar nessa linha de pesquisa, principalmente levando-se em consideração que existem cinco variações da célula de comutação de três estados, as quais compõem um grupo de conversores CC-CC não isolados, em que a maioria dessas estruturas ainda não foi completamente estudada.

As topologias baseadas na célula de comutação de três estados tipo A, ou 3SSC-A, foram apenas introduzidas por Bascopé e Barbi (2000), sem maior aprofundamento. Portanto, considerando as vantagens apresentadas pela 3SSC em topologias já consolidadas, este trabalho propõe a análise completa dos conversores CC-CC *boost* 3SSC-A, *buck* 3SSC-A e *buck-boost* 3SSC-A. A metodologia consiste no estudo analítico e verificação de operação das estruturas por meio de resultados de simulação e experimentais.

De forma específica, este trabalho apresenta as seguintes contribuições:

- Análises qualitativa e quantitativa dos conversores propostos no modo de condução contínua, modo de condução descontínua (MCD) e crítico (MCCr);
- Desenvolvimento de uma metodologia de projeto dos elementos do estágio de potência de cada estrutura;
- Modelagem de pequenos sinais em modo de condução contínua e implementar os sistemas de controle em malha fechada;
- Construção de protótipos experimentais para validar as considerações teóricas e simulações.

Este trabalho está estruturado na forma de seis capítulos, os quais são descritos a seguir:

O Capítulo 2 apresenta uma revisão bibliográfica, introduzindo os conversores CC-CC, definindo a célula de comutação de dois estados. Descrevem-se algumas técnicas e métodos para elevar o rendimento e densidade de potência dos conversores, justificando a utilização da célula de três estados. Neste capítulo, também é apresentada a origem e características da célula de três estados, bem como sua aplicação em conversores já consolidados na literatura.

Os Capítulos 3, 4 e 5 dedicam-se ao estudo completo dos conversores *boost* 3SSC-A, *buck* 3SSC-A e *buck-boost* 3SSC-A, respectivamente, apresentando-se as análises quantitativa e qualitativa dos conversores em MCC, MCD e MCCr, bem como a dedução das expressões matemáticas que definem os roteiros de projeto dos estágios de potência. Também é detalhada a modelagem a pequenos sinais dos conversores e os procedimentos de projeto das topologias. Por fim, são apresentados os projetos dos controladores e os principais resultados obtidos por simulação e a partir do protótipo experimental.

Finalmente, no Capítulo 6, é apresentada a conclusão geral, discutindo-se os principais resultados e contribuições do desenvolvimento do trabalho, apresentando-se propostas para continuidade da pesquisa.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Este capítulo aborda uma breve revisão bibliográfica dos conversores clássicos CC-CC não isolados, descrevendo de modo sucinto suas estruturas e introduzindo o conceito da célula de comutação, bem como as limitações no que se refere ao processamento de potência.

As técnicas para elevar o rendimento e aumentar a densidade de potência dos conversores eletrônicos são apresentadas, discutindo a complexidade dos métodos, justificando o emprego da célula de comutação de três estados. Na sequência, a origem e as características da célula de três estados são apresentadas, bem como o seu princípio de operação e inserção nos conversores clássicos não isolados. Por fim, são apresentadas algumas topologias que aplicam a célula de comutação de três estados.

2.1 CONVERSORES CC-CC CLÁSSICOS E CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE DOIS ESTADOS

Os conversores CC-CC são circuitos eletrônicos que condicionam a energia elétrica de uma fonte para uma carga conectada à sua saída, sendo o principal requisito de tais equipamentos fornecer uma tensão ou corrente regulada de acordo com níveis desejados. Estes condicionadores de energia executam essa tarefa por meio de elementos de comutação ativos e passivos, associados a capacitores e indutores, operando em alta frequência, controlando a transferência de energia da entrada para a saída. Geralmente, o projeto desses sistemas compreende, entre outros requisitos, a escolha da melhor maneira de realizar a transferência de energia com perdas mínimas (RASHID, 2014).

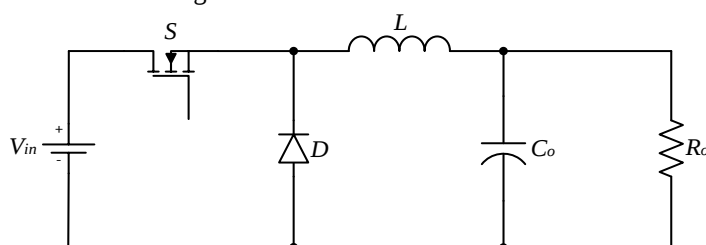
Basicamente, os conversores CC-CC podem ser divididos em duas categorias, dependendo do uso de isolamento galvânico ou não: conversores isolados e conversores não isolados, respectivamente. Ainda, conforme os sentidos dos fluxos de corrente e polaridade da tensão de saída, tais conversores também podem ser classificados quanto à operação em quadrantes, sendo cinco tipos: conversores de primeiro quadrante, conversores de segundo quadrante, conversores de primeiro e segundo quadrantes, conversores de terceiro e quarto quadrante e conversores de quatro quadrantes (RASHID, 2014; HART, 2012).

Esta abordagem limita-se aos conversores não isolados, de um quadrante, que permitem o fluxo de energia em apenas um sentido, ou seja, da fonte de alimentação até a carga. De acordo com a literatura, existem seis conversores CC-CC clássicos, os quais são delimitados

em duas subcategorias: conversores clássicos de segunda ordem *buck*, *boost* e *buck-boost*, e conversores clássicos de quarta ordem Ćuk, SEPIC e Zeta (BARBI; MARTINS, 2011).

O conversor *buck*, também chamado de abaixador, tem a característica de que a tensão média de saída é menor que a tensão de entrada e, conseqüentemente, a corrente média de saída é maior que a corrente média de entrada. Esta topologia possibilita uma variação contínua da tensão média na carga, de zero até o valor da tensão de alimentação, sendo geralmente empregada em fontes de alimentação reguladas e controle de velocidade de motores CC (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003). A Figura 1 apresenta o conversor *buck*, cujo circuito contém uma fonte de tensão contínua na entrada V_i , indutor L , capacitor de filtragem C_o , carga representada pela resistência R_o , transistor S , e diodo D .

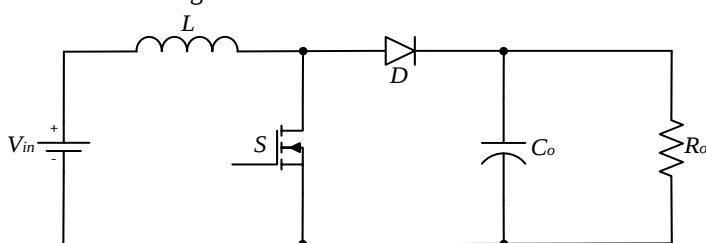
Figura 1 - Conversor CC-CC *buck*.



Fonte: Adaptado de (BARBI; MARTINS, 2011).

No conversor *boost*, também conhecido como elevador, a tensão média de saída é maior que a tensão média de entrada. Dessa forma, esta topologia possibilita a variação da tensão média de saída de um valor igual ou superior à tensão de entrada. Dentre as aplicações que utilizam o conversor *boost*, cita-se o seu emprego em veículos elétricos e híbridos e em sistemas de energia fotovoltaica (RASHID, 2001). A estrutura do conversor *boost* é apresentada na Figura 2.

Figura 2 - Conversor CC-CC *boost*.

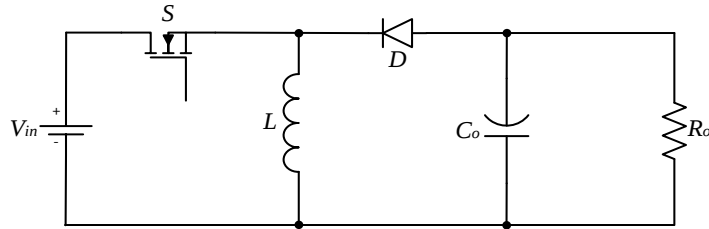


Fonte: Adaptado de (BARBI; MARTINS, 2011).

O conversor *buck-boost*, conhecido como abaixador-elevador, tem a característica de que a tensão média de saída pode ser maior, igual ou menor que a tensão de entrada. Dentre as suas principais aplicações, cita-se a utilização em fontes de alimentação CC reguladas, em que a tensão de saída deve ser mantida fixa independente das variações da tensão de entrada

(MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003). A estrutura *buck-boost*, conforme a Figura 3, é derivada da conexão em cascata dos conversores *buck* e *boost*.

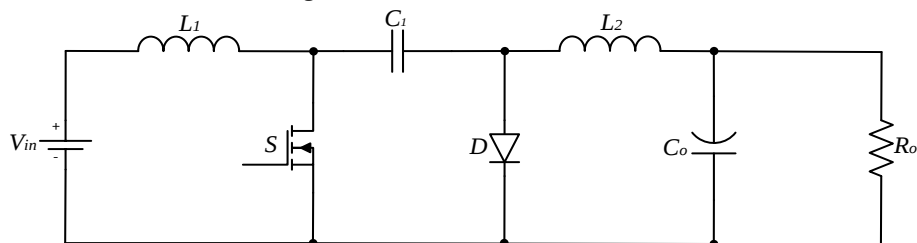
Figura 3 - Conversor CC-CC *buck-boost*.



Fonte: Adaptado de (BARBI; MARTINS, 2011).

No regulador *Ćuk* ou conversor de acumulação capacitiva, de forma semelhante ao *buck-boost*, a tensão média de saída pode ser maior ou menor que a tensão de entrada e, há uma inversão de polaridade na saída. A topologia *Ćuk*, apresentada na Figura 4, possui dois capacitores e dois indutores, diferenciando-se dos conversores apresentados anteriormente. Neste conversor, o capacitor C_1 atua como o principal meio de armazenamento e transferência da energia da entrada para a saída (HART, 2012). Uma característica interessante dessa topologia é o fato de ser alimentada em corrente e poder operar como fonte de corrente na saída, tendo possibilidade de ondulação nula de corrente se os indutores L_1 e L_2 estiverem acoplados.

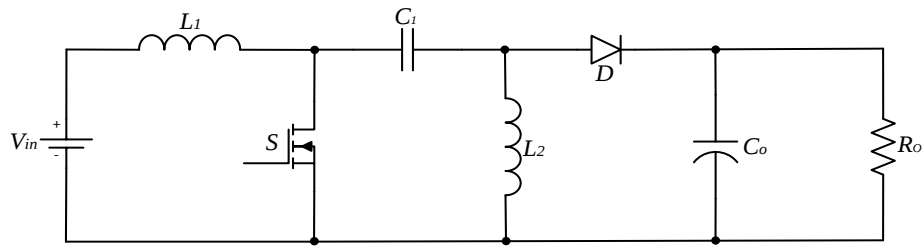
Figura 4 - Conversor CC-CC *Ćuk*.



Fonte: Adaptado de (BARBI; MARTINS, 2011).

O conversor SEPIC fornece uma tensão de saída regulada, menor, igual ou maior que a tensão de entrada. O SEPIC deriva da configuração dos conversores *boost* e *buck-boost*, possuindo uma tensão de saída com a mesma polaridade da tensão de entrada, usando um capacitor em série C_1 para acoplar a energia da entrada à saída (BARBI; MARTINS, 2011). Sua estrutura é mostrada na Figura 5, possuindo a mesma quantidade de elementos que o conversor *Ćuk*, diferenciando-se pela disposição dos componentes.

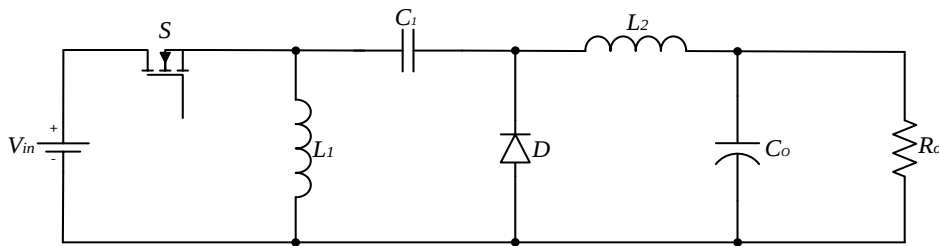
Figura 5 - Conversor CC-CC SEPIC.



Fonte: Adaptado de (BARBI; MARTINS, 2011).

O conversor Zeta, mostrado na Figura 6, também possui a característica abaixadora-elevadora de tensão, apresentando uma estrutura semelhante aos conversores SEPIC e Ćuk. Este conversor pode ser visto como um conversor *buck-boost* seguido de um conversor *buck*. Tal como no SEPIC, a transferência de energia se faz via capacitor.

Figura 6 - Conversor CC-CC Zeta.

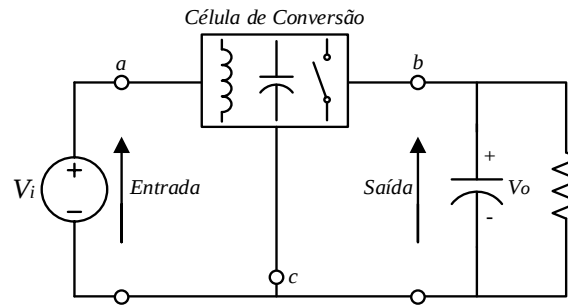


Fonte: Adaptado de (BARBI; MARTINS, 2011).

Os seis conversores clássicos não isolados possuem características comuns entre si, de modo que utilizam somente um transistor, empregando apenas um estágio de conversão, contando com indutores e capacitores para a transferência de energia. A partir dessa analogia, na busca de uma síntese dos conversores CC-CC, em Tymerski e Vorpérian (1988) definiu-se uma estrutura geral, apresentada na Figura 7, na qual um conversor pode ser representado em três partes principais: 1) fonte de tensão de entrada; 2) bloco de conversão ou célula de conversão, constituída por componentes idealmente não dissipativos, como chaves, indutores e capacitores; 3) fonte de tensão de saída sobre a carga, constituída pelo capacitor de filtragem em paralelo com a carga.

Dessa representação geral dos conversores CC-CC clássicos não isolados, destaca-se também a introdução do conceito de célula de conversão, a qual é definida como o circuito remanescente quando a fonte de entrada e a fonte de tensão de saída são removidos (TYMERSKI; VORPÉRIAN, 1988). De maneira alternativa, a célula de conversão pode ser entendida como uma combinação de elementos reativos e interruptores, sendo que o conjunto é visto como um dispositivo de três terminais, tal como pode ser observado na Figura 7.

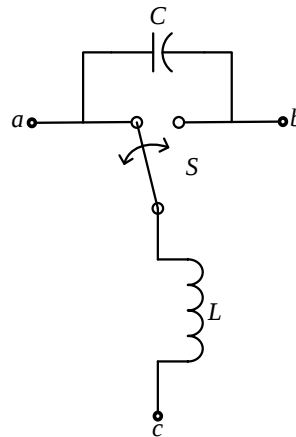
Figura 7 - Estrutura geral de um conversor CC-CC.



Fonte: Adaptado de (TYMERSKI; VORPÉRIAN, 1988).

Ainda na busca de alternativas para gerar e classificar as várias topologias de conversores CC-CC, foi aperfeiçoado por Guo, Morcos e Lucas (1993) o conceito de célula de comutação canônica, proposto inicialmente por Landsman (1979). Conforme a Figura 8, um indutor, um capacitor e um interruptor de acionamento duplo formam uma célula de comutação, sendo que a mesma contém três terminais (a , b e c), e cada um deles pode ser utilizado como entrada, saída, ou terminal comum. Seis combinações diferentes podem ser obtidas alterando a conexão dos três terminais.

Figura 8 - Célula de comutação canônica.

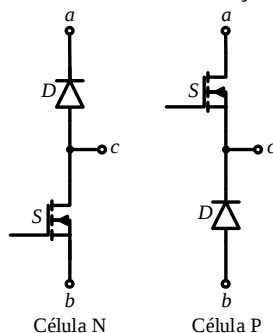


Fonte: Adaptado de (GUO; MORCOS; LUCAS, 1993).

Prosseguindo com o objetivo de definir um conceito básico a partir do qual todos os conversores CC-CC possam ser obtidos, muitos trabalhos se esforçaram, desde a definição de célula canônica, para unificar as características e relações entre as topologias clássicas existentes. O conceito mais simples é a célula de comutação básica, representada na Figura 9 (KHAN; TOLBERT; PENG, 2006). Esse conceito é similar à célula canônica, sendo que a chave de duas posições é representada por dois semicondutores que operam de maneira

complementar. Cada célula básica consiste apenas em um transistor associado a um diodo, formando uma conexão de três terminais: *a*-positivo, *b*-negativo e *c*-comum.

Figura 9 - Célula de comutação básica.



Fonte: Adaptado de (KHAN; TOLBERT; PENG, 2006).

De acordo com Khan, Tolbert e Peng (2006), na célula tipo P, o terminal comum deve ser conectado ao terminal negativo de uma fonte de corrente ou indutor. No caso da célula tipo N, este terminal deve ser conectado ao terminal positivo de uma fonte de corrente ou indutor. Logo, o terminal *c* sempre estará conectado a um ramo com característica de fonte de corrente. Os terminais *a* e *b* sempre estarão associados a um ramo com características de fonte de tensão.

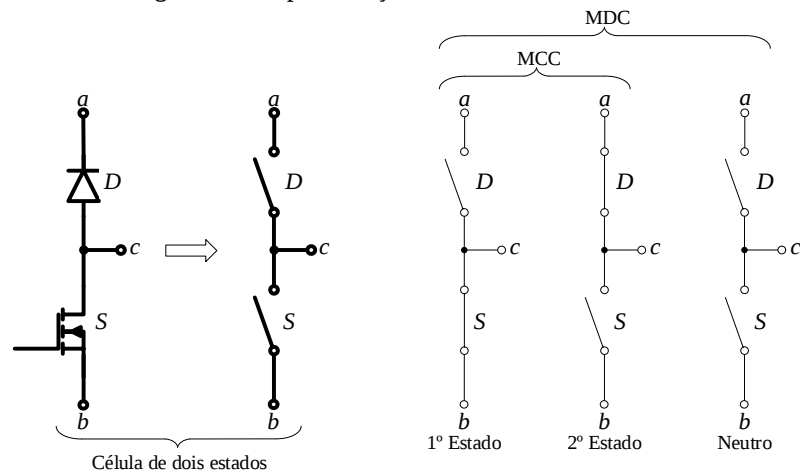
Com relação ao transistor, em uma célula tipo P, o mesmo é conectado entre os terminais *a* e *c*, enquanto que em uma célula N, este é conectado entre os terminais *b* e *c*. Desse modo, percebe-se que a célula tipo N é a inversão bilateral da célula tipo P e vice-versa.

O princípio de funcionamento da célula básica é baseado na operação complementar entre os dois interruptores, um ativo e outro passivo, tendo comportamento dependente do modo de operação do conversor CC-CC em que será aplicada. Em outros termos, caso o conversor opere em MCC, enquanto o transistor conduz, o diodo permanece em estado de bloqueio, tendo-se o primeiro estado de operação. Por outro lado, quando o transistor entra em bloqueio, o diodo conduz, ocorrendo o segundo estado. Caso o conversor opere em MCD, há um estado adicional, denominado neutro, no qual nenhum dos semicondutores conduz. Logo, a partir dessa característica de operação, a célula básica também pode ser definida como uma célula de comutação de dois estados (BASCOPÉ, 2001). A Figura 10 representa os estados e modos de operação da célula de dois estados ou *Two-State Switching Cell* (2SSC).

Cada um dos conversores clássicos pode ser expresso usando a célula de comutação básica e, obviamente, devidamente associados aos elementos indutivos e capacitivos que os compõem. A Figura 11 resume quatro conversores clássicos, podendo-se observar com detalhe na coluna 2, a reorganização de seus componentes de forma a delimitar a célula básica. O conversor *boost* clássico está inerentemente baseado na célula tipo N, enquanto que as demais

topologias possuem uma estrutura baseada em uma célula tipo P. No entanto, todos esses conversores também possuem uma representação de circuito espelhado, como mostrado na coluna 3. Logo, os conversores *buck* e *boost* clássicos podem ser representados usando uma célula do tipo P ou do tipo N, respectivamente. Vale ressaltar que, esse procedimento não é tão óbvio para os conversores *buck-boost* e *Ćuk*, sendo necessário maior esforço na realocação dos elementos para obter as devidas estruturas baseadas na célula tipo N (KHAN; TOLBERT; PENG, 2006).

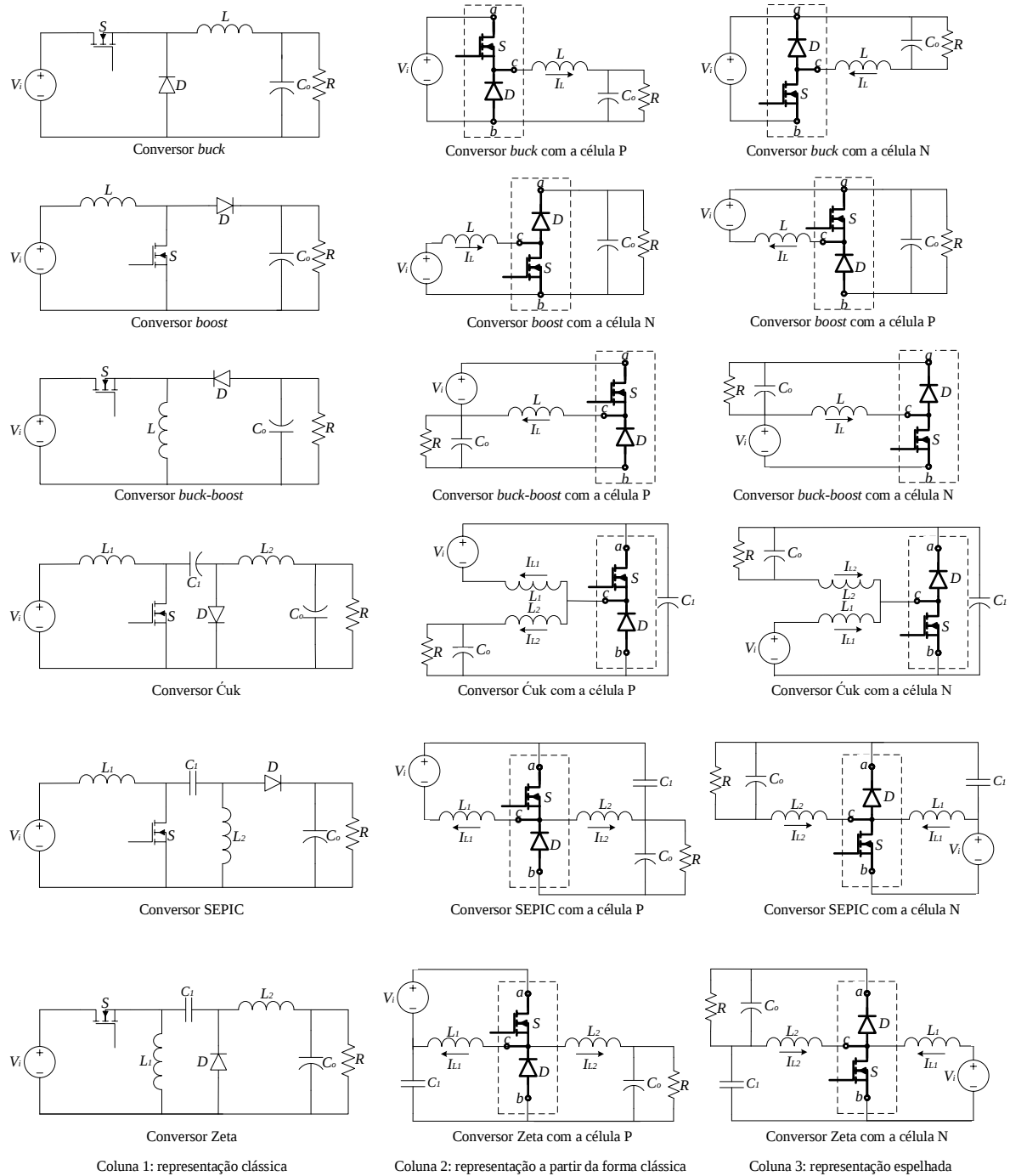
Figura 10 - Representação da célula de dois estados.



Fonte: Próprio autor.

Como pode ser observado na Figura 11, os conversores clássicos usam somente um transistor, incorporando apenas um estágio de conversão, utilizando indutores e capacitores para a transferência de energia. Devido à limitação de processamento de potência por um único transistor, a potência de saída desses conversores é limitada, geralmente na ordem de kilowatts (RASHID, 2014). Se uma potência maior for requerida, a magnitude da corrente fluindo nos semicondutores aumenta, ampliando suas perdas e ocasionando diminuição no rendimento do conversor. Portanto, para atender a necessidade de processamento de níveis mais elevados de potência, tornou-se necessário o emprego de novas estratégias, como a associação de semicondutores ou de conversores, técnicas de comutação não dissipativa, ou até mesmo a pesquisa de novos semicondutores que possam suportar o estresse ao que serão submetidos.

Figura 11 - Conversores clássicos e suas estruturas com a delimitação das células de comutação.



Fonte: Adaptado de (KHAN; TOLBERT; PENG, 2006).

2.3 TÉCNICAS E MÉTODOS PARA ELEVAR O RENDIMENTO E DENSIDADE DE POTÊNCIA DOS CONVERSORES ELETRÔNICOS

O contínuo desenvolvimento dos conversores eletrônicos de potência, para as mais diversas aplicações, é caracterizado pelos requisitos de menor volume, menor peso e menor custo de produção. Somado a essas exigências, também é esperado que esses conversores

tenham o maior rendimento possível no atendimento de uma ampla faixa de potência, visto que há restrições de natureza econômica e técnica quanto às perdas durante o processamento da energia elétrica.

Desde a década de 1970, a densidade de potência dos conversores eletrônicos praticamente dobra a cada dez anos. O que mais contribuiu durante essa trajetória foi o aumento da frequência de comutação dos conversores, crescente em um fator de 10 a cada década, devido ao contínuo avanço da tecnologia de dispositivos semicondutores de potência (KOLAR *et al.*, 2007). Com relação à densidade de potência, esta pode ser entendida como a razão entre a potência de saída e o volume total de um condicionador de energia. Logo, maiores frequências de chaveamento proporcionam a redução do tamanho dos elementos armazenadores de energia, resultando em um conversor com projeto mais compacto, o que implica aumento da densidade de potência.

Por outro lado, o aumento da frequência de chaveamento leva a uma elevação nas perdas por comutação dos semicondutores de potência, que pode ser traduzido em um aquecimento excessivo desses componentes, comprometendo sua vida útil e o rendimento dos conversores, resultando também dissipadores de calor com maior volume (SALAZAR; ZIOGAS; JOOS, 1992). De acordo com Takao *et al.* (2006), as perdas podem ser extrínsecas, relacionadas à interação do semicondutor com suas conexões externas, tendo-se, por exemplo, influência de indutâncias de trilhas e conexões. As perdas também podem ser definidas como intrínsecas, ou seja, relativas à estrutura ou aos parâmetros dos semicondutores de potência, como sua resistência interna e capacitâncias parasitas, sendo estas perdas um fator relevante na redução do rendimento dos conversores de energia.

Uma vez que há energia armazenada nas capacitâncias parasitas, ao elevar a frequência de chaveamento, um transistor não ideal comuta com sobreposição de tensão e corrente sobre si, em um dado intervalo de tempo, ocorrendo a denominada comutação dissipativa. A comutação dissipativa faz referência aos altos níveis de estresse a que são submetidos os semicondutores de potência no processo da comutação ou mudança de estado (CARAVEO *et al.*, 2010). Assim, naturalmente, um transistor não pode passar de um estado para o outro de modo instantâneo, tal elemento leva certo tempo finito para ligar e certo tempo finito para desligar, de acordo com sua característica (AHMED, 2000). Portanto, devido às elevadas perdas de comutação, as topologias que operam com comutação dissipativa dificultam a redução do volume dos componentes passivos como função do aumento da frequência de comutação.

Uma alternativa para melhorar o desempenho dos transistores, com possibilidade de operar em frequências mais elevadas, é o emprego de circuitos auxiliares conhecidos como *snubbers*, que são circuitos amortecedores, cuja finalidade é reduzir o esforço sobre os semicondutores de potência durante a comutação, através do controle da taxa de variação de tensão ou corrente (TODD, 2019). Tais circuitos podem ser classificados como passivos ou ativos. Os *snubbers* ativos incluem o uso de transistores associados a componentes passivos, podendo reduzir significativamente as perdas por comutação, mas necessitam de circuitos extras para controlar o transistor, resultando em circuitos mais complexos que não são apropriados para todas as aplicações, podendo haver consumo de energia adicional dos elementos ativos e de controle. Os *snubbers* passivos também podem reduzir efetivamente as perdas de chaveamento, e minimizar interferências eletromagnéticas (EMI), incorporando apenas elementos passivos como indutor, capacitor, resistor e diodo. Menor custo, bom desempenho e alta confiabilidade são os benefícios de um *snubber* passivo (AISWARIYA; DHANASEKARAN, 2015). No entanto, a interação entre o circuito e os componentes do *snubber* passivo, torna o projeto destes circuitos auxiliares complexo, requerendo aproximação empírica em algumas situações (LAURITZEN; SMITH, 1983) e, além disso, o rendimento de tais dispositivos não é satisfatório em todas as faixas de potência (LI; CHUNG, 2010). Adicionalmente, com o emprego dos *snubbers* ativos e passivos, a comutação suave não é garantida para uma ampla faixa de carga.

As técnicas que empregam circuitos de auxílio à comutação são denominadas técnicas de comutação suave. Quando a comutação ocorre na entrada em condução do transistor, a tensão sobre o mesmo é reduzida à zero, preliminarmente ao seu acionamento, tendo-se a denominada comutação sob tensão nula, ou *Zero Voltage Switching* (ZVS). Dependendo da disposição do circuito auxiliar, tem-se a técnica de transição sob tensão nula, ou *Zero Voltage Transition* (ZVT). Por outro lado, quando a comutação ocorre no bloqueio do semicondutor, a corrente sobre este é reduzida a zero previamente ao seu desligamento, ocorrendo a técnica denominada comutação sob corrente nula, ou *Zero Current Switching* (ZCS). Dependendo da configuração do circuito auxiliar, tem-se técnica de transição sob corrente nula, ou *Zero Current Transition* (ZCT) (BELTRAME, 2009).

Todas essas técnicas mencionadas têm por objetivo minimizar as perdas devido ao chaveamento, reduzindo a sobreposição de corrente e tensão em um transistor, tornando as comutações não dissipativas ou pouco dissipativas. Entretanto, as perdas na condução ainda permanecem, não solucionando por completo o problema da redução do volume dos

conversores de potência, tornando-se necessário o uso de técnicas para dividir os esforços de tensão e corrente nos componentes de um conversor, podendo possibilitar a operação em níveis de potência mais elevados (BASCOPE, 2001).

O processamento de elevados níveis de potência, juntamente com a divisão dos esforços de tensão e corrente em componentes, pode ser obtido adotando algumas soluções apresentadas na literatura, dentre as quais pode-se citar: realizar a conexão série/paralelo dos componentes semicondutores ou dos próprios conversores, dependendo das características da carga que se deseja alimentar. A associação série de componentes é recomendada para aplicações de alta tensão, sendo conectados em série dois ou mais semicondutores com a finalidade de dividir a tensão a que serão submetidos no bloqueio. Se em determinada aplicação a corrente for o fator limitante para operação, então dois ou mais semicondutores podem ser conectados em paralelo, com o objetivo de dividir os esforços de corrente entre os mesmos. Estes procedimentos requerem, em geral, um projeto cuidadoso e preciso para determinados componentes. Alguns problemas comuns são: dificuldade de sincronismo na entrada em condução e bloqueio, instabilidade térmica, variações bruscas de tensão ou corrente nos dispositivos, entre outros fatores (BRAGA; BARBI, 1999; MEYNARD; FOCH, 1992).

De maneira análoga à que impulsiona a associação de semicondutores de potência, há a combinação de conversores em série e em paralelo. Essa técnica tem como ideia principal dividir a tensão ou corrente total de um conversor entre um determinado número de conversores menores. Essa solução pode ser dividida em dois grupos, conversores multiníveis e conversores modulares (PAGLIOSA, 2018). A associação de conversores CC-CC em paralelo permite a divisão dos esforços de corrente entre os semicondutores principais da estrutura, podendo-se citar como exemplo a topologia denominada *interleaving*. Os conversores também podem ser combinados em série, podendo-se citar as topologias duplo *boost* e dublo *buck*, que permitem a redução das perdas de condução e redução do volume de seus indutores, minimizando também os esforços de tensão e corrente nos semicondutores (BRAGA; BARBI, 1999).

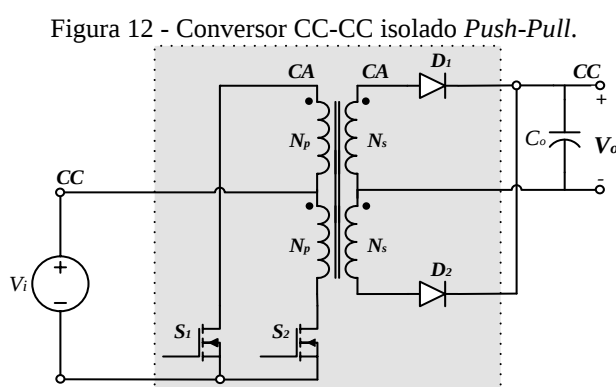
Por outro lado, à medida que se eleva a potência de trabalho das topologias multiníveis, aumenta-se consideravelmente o número de dispositivos eletrônicos e elementos complementares de armazenamento de energia no circuito. Isso implica que a dinâmica de cada conversor deve ser levada em consideração, sendo necessário que as estratégias de controle contemplem as restrições correspondentes à associação de conversores. Além disso, ao passo que o número de semicondutores aumenta, surgem mais combinações de chaveamento, elevando-se a complexidade de controle dos múltiplos conversores, sendo necessários

algoritmos de controle mais sofisticados para garantir a operação coordenada dos multiníveis e seus diferentes estados de comutação (VERNE; GONZÁLEZ; VALLA, 2014; ZHANG; PENG; QIAN, 2004).

Visando alternativas para o aumento da densidade de potência dos conversores estáticos, em consonância com o requisito de elevado rendimento no processamento de energia elétrica, foi proposto em Bascopé (2000) a célula de comutação de três estados. Tal proposição é uma alternativa à redução das dimensões dos elementos reativos, fazendo-os operar com o dobro da frequência de comutação dos transistores. Além disso, há redução dos esforços de corrente nos semicondutores. Esta nova célula de comutação originou novas topologias de conversores baseadas nos conversores clássicos *buck*, *boost*, *buck-boost*, *Ćuk*, *SEPIC* e *Zeta*, com capacidade de processar elevados níveis de potência devido ao compartilhamento de corrente entre os semicondutores, sem a necessidade de estratégias de controle especiais (BALESTERO *et al.*, 2013).

2.4 CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS (3SSC)

A 3SSC tem origem a partir do circuito do conversor CC-CC isolado *push-pull* ou transformador CC paralelo, apresentado na Figura 12, o qual é constituído por dois transistores S_1 e S_2 , dois diodos D_1 e D_2 , e um transformador com ponto médio ou *tap* central. Este circuito realiza uma conversão CC-CA-CC, tendo-se na entrada uma tensão contínua, um estágio intermediário de tensão alternada e uma saída em tensão contínua (BASCOPE, 2001).

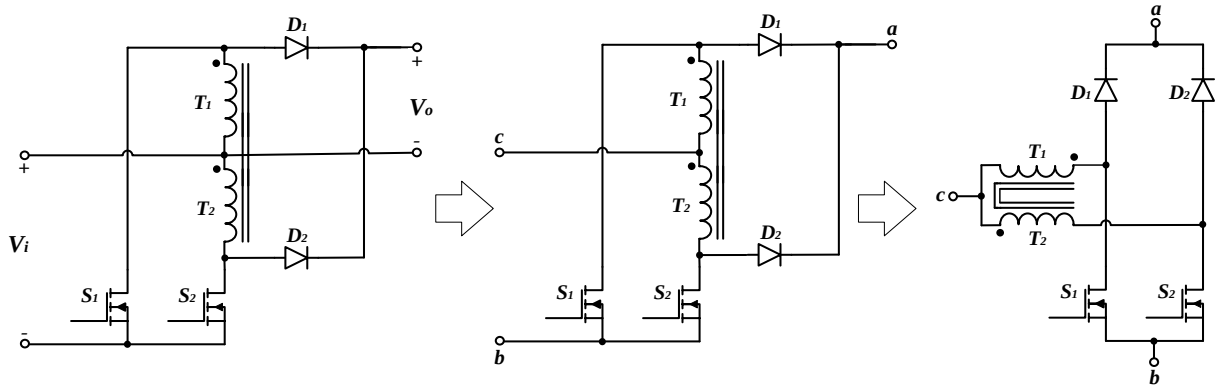


Fonte: Adaptado de (BASCOPE, 2001).

Considerando que o transformador com *tap* central é ideal, com relação unitária de espiras, os enrolamentos primário e secundário podem ser substituídos pelas indutâncias de magnetização do núcleo, devidamente acopladas, obtendo-se então um autotransformador. Com isso, tem-se a célula de comutação de três estados, representada na Figura 13, sendo um

conjunto formado pelos componentes dentro dos pontos limitados pelas letras *a*, *b* e *c*, compreendendo um autotransformador de alta frequência com relação unitária de espiras, dois transistores, S_1 e S_2 , e dois diodos, D_1 e D_2 .

Figura 13 - Obtenção da célula de comutação de três estados a partir do conversor *Push-Pull*.



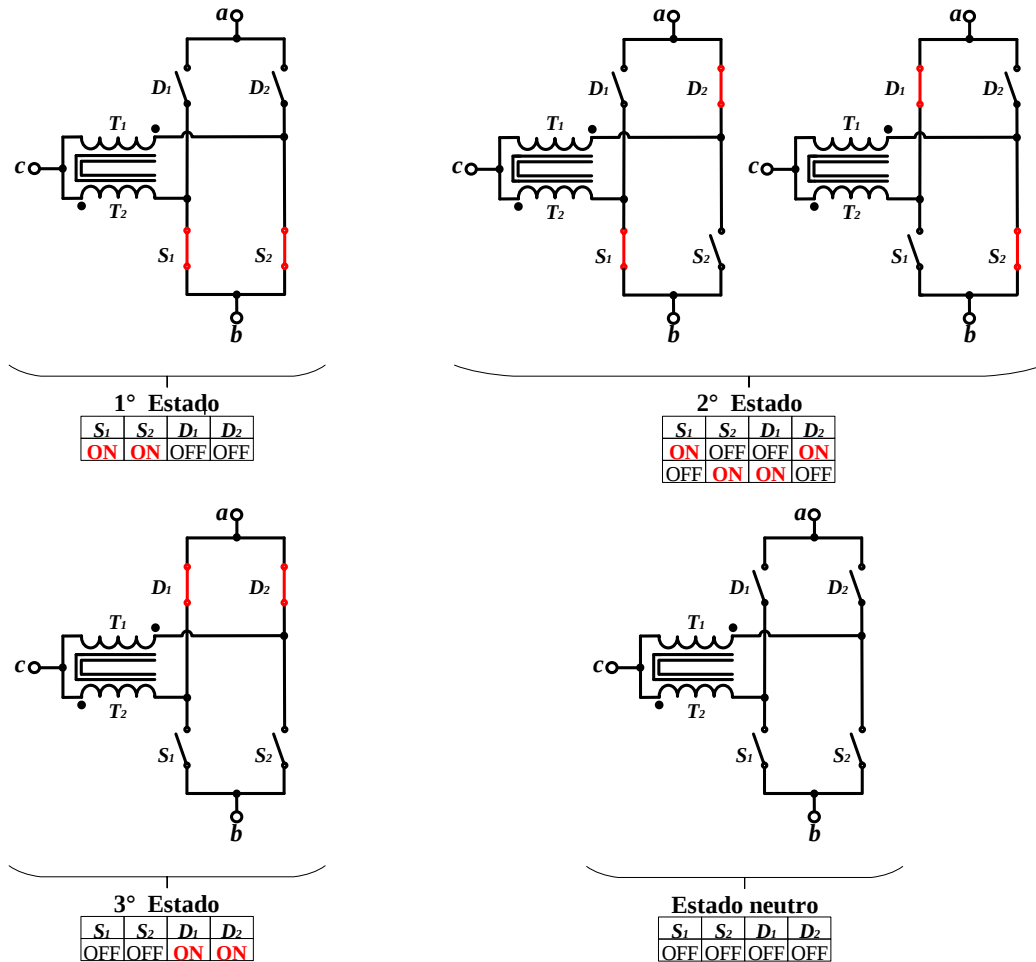
Fonte: Adaptado de (BASCOPE, 2001).

Analisando a Figura 13, percebe-se que a 3SSC é formada basicamente por duas células de comutação de dois estados em conjunto com o autotransformador. Para proporcionar o entendimento da célula, na Figura 14 é apresentado um modelo funcional de seus estados de comutação. Seu funcionamento baseia-se em dois modos de operação, sendo que o primeiro, denominado modo principal de operação, caracteriza-se pela mudança direta entre o primeiro estado, segundo estado, e terceiro estado, dessa forma não há transição para o estado neutro. O segundo modo de operação, dito secundário, é definido pela mudança indireta entre um estado e outro, transitando por um estado intermediário neutro. O modo principal corresponde à operação no MCC, enquanto que o modo secundário representa a operação no MCD (BASCOPE, 2001).

Considerando que um sinal de comando PWM será aplicado para o controle dos transistores S_1 e S_2 , a célula de comutação de três estados pode operar com razão cíclica D variando de zero à unidade. Para um valor de razão cíclica menor que 0,5, os comandos dos transistores não estão sobrepostos, operando assim em *Non-Overlapping Mode* (NOM). Caso a razão cíclica seja maior que 0,5, os comandos dos transistores estarão sobrepostos, ou seja, em *Overlapping Mode* (OM). Logo, ainda em consonância com a Figura 14, no primeiro estado de comutação da célula, os dois transistores estão em condução, enquanto que os diodos permanecem em bloqueio. No segundo estado, o funcionamento dos pares de semicondutores $S_1 - D_2$ e $S_2 - D_1$ é complementar, ou seja, enquanto S_1 e D_2 conduzem, S_2 e D_1 estão bloqueados, e vice-versa, garantindo o balanceamento do sistema. No terceiro estado, os dois transistores

estão bloqueados, enquanto que os diodos estão em condução. No estado neutro todos os transistores e diodos estão em bloqueio.

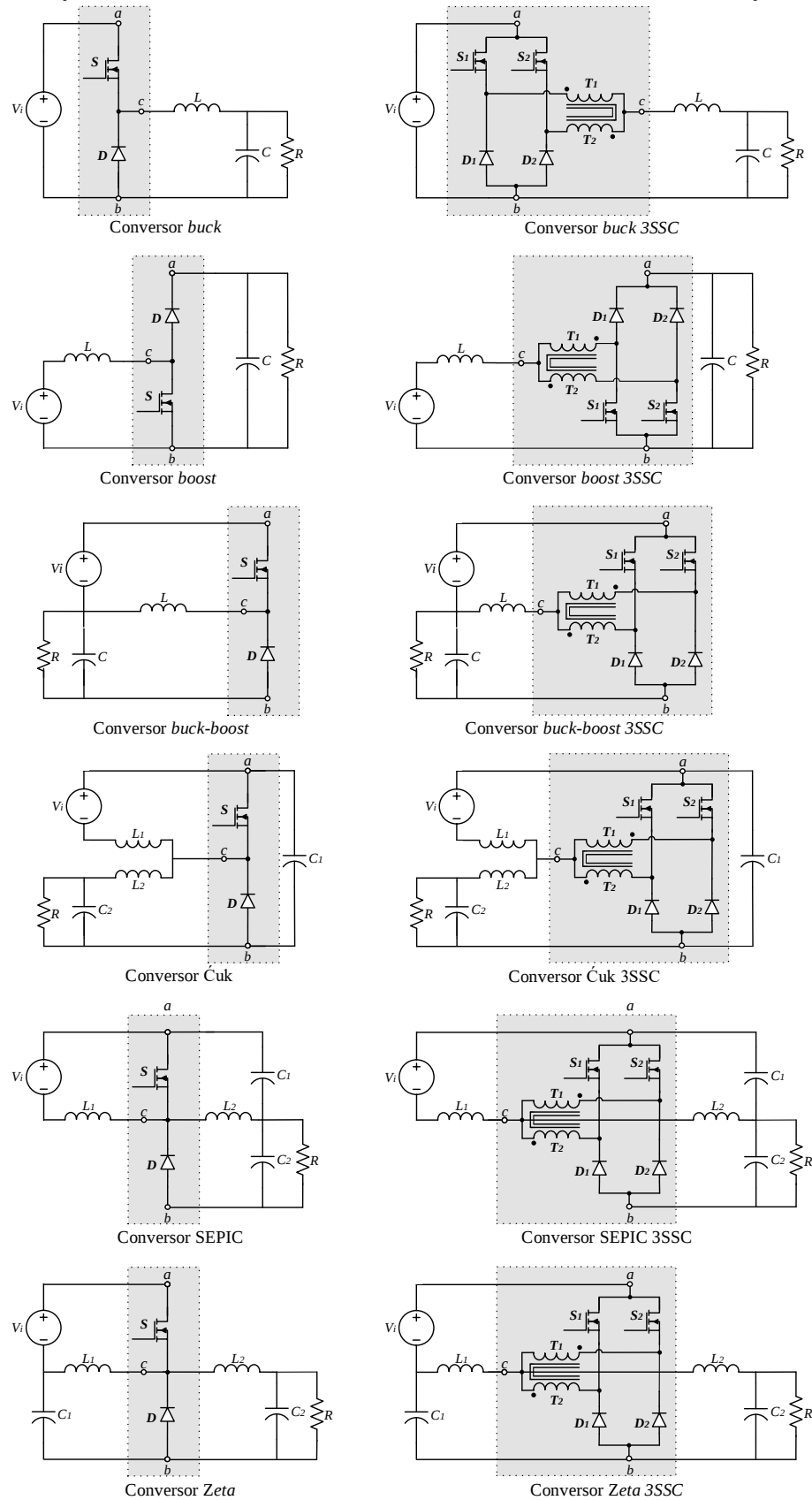
Figura 14 - Representação do funcionamento da célula de comutação de três estados.



Fonte: Adaptado de (BASCOPE, 2001).

Realizando a substituição da 2SSC pela 3SSC nos seis conversores CC-CC clássicos não isolados, obtêm-se as topologias de conversores de três estados, conforme representado na Figura 15. Tais conversores foram obtidos obedecendo-se a definição dos terminais a , b e c , em que entre a e b deve ser conectado um ramo com característica de fonte de tensão, e em c deve ser conectado um ramo com característica de fonte de corrente. É importante enfatizar que, como o funcionamento dos pares de interruptores é complementar, a célula de comutação de três estados também tem sua versão bilateral, tal como a célula de dois estados, sem prejuízos quanto ao seu funcionamento.

Figura 15 - Obtenção dos conversores CC-CC clássicos não isolados com célula de comutação de três estados.



a) Conversores CC-CC não isolados com célula de comutação de dois estados

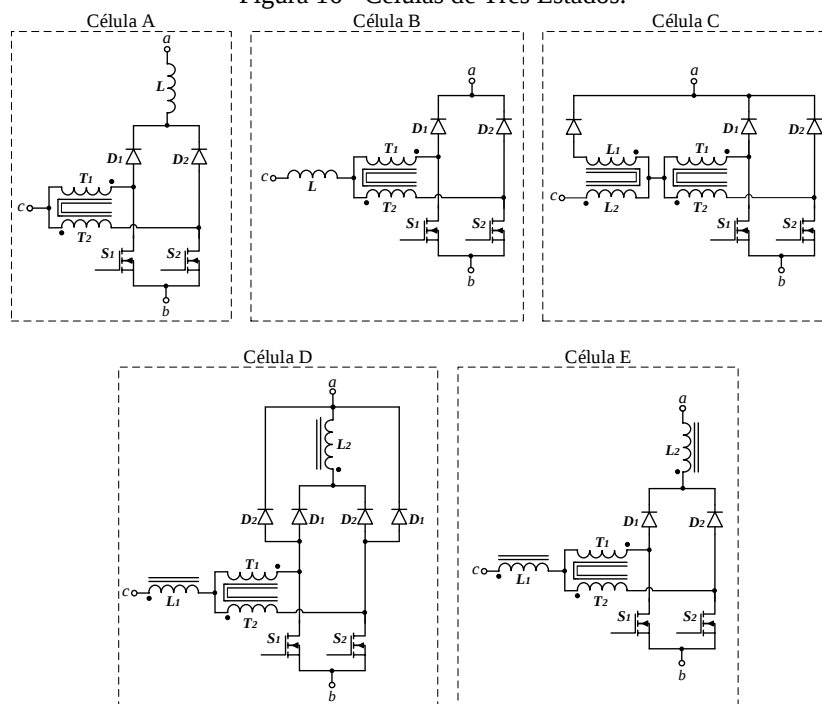
b) Conversores CC-CC não isolados com célula de comutação de três estados

Fonte: Adaptado de (BASCOPE, 2001).

Em Bascopé (2001), são propostas cinco células de comutação de três estados, resultando nas células A, B, C, D e E, conforme representado na Figura 16. As células são oriundas dos conversores clássicos isolados conhecidos na literatura, como o conversor *push-pull* alimentado em tensão, conversor *push-pull* alimentado em corrente, conversor de *Weinberg*, conversor de *Weinberg* modificado, e o conversor *flyback-push-pull* alimentado em corrente, respectivamente. Dessa forma, ressalta-se que a célula estudada na Figura 14 é a topologia comum que aparece em todas as células derivadas dos conversores clássicos isolados, representando uma maneira mais simples e genérica para o entendimento das demais células.

Cada uma das cinco variantes da célula de comutação de três estados pode ser integrada aos seis conversores CC-CC clássicos não isolados, substituindo a célula de dois estados, gerando assim as cinco famílias de conversores CC-CC não isolados de três estados apresentadas em Bascopé (2001). Todos os conversores de três estados, em comparação com as topologias clássicas, têm capacidade de processar níveis de potência mais elevados, devido à divisão dos esforços de corrente entre os semicondutores.

Figura 16 - Células de Três Estados.



Fonte: Adaptado de (BASCOPE, 2001).

É importante ressaltar que a divisão adequada de corrente entre os ramos da célula de três estados é obtida naturalmente pela construção do autotransformador com relação unitária de espiras, em que ambos os enrolamentos acoplados magneticamente têm a mesma impedância, fazendo com que a amplitude das correntes seja igual em seus enrolamentos. Logo,

a energia processada pelo ramo formado por S_1 e D_2 é a mesma da processada pelo ramo de S_2 e D_1 . Desse modo, a corrente de saída é dividida entre estes dois ramos, enquanto que na célula de dois estados todo o processo de conversão de energia se dá por intermédio de um único ramo, formado por um transistor e um diodo. Portanto, considerando um mesmo ponto de operação, os esforços de corrente e as perdas por dissipação de potência são distribuídos nos semicondutores da célula de três estados, o que não ocorre na célula de dois estados, permitindo assim o uso de componentes com menor capacidade de condução de corrente e oferecendo maior flexibilidade no projeto de conversores. Essas características tornam atrativas a aplicação da célula de três estados em estruturas que tenham que processar elevadas potências, principalmente em aplicações que envolvam níveis altos de corrente.

2.5 APLICAÇÕES DA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS

No âmbito dos conversores utilizando a célula de comutação de três estados, foram apresentadas várias propostas na literatura. Bascopé e Barbi (2000), Balestero (2013) e Feretti (2017), apresentam os conversores *boost*, *buck* e *buck-boost*, respectivamente, todos baseados na 3SSC-B. Essas estruturas possuem as seguintes vantagens: região de operação em MCC maior que nos conversores clássicos, menor esforço de corrente nos semicondutores e, redução de peso e volume dos elementos reativos devido à operação em frequência correspondente ao dobro da frequência de comutação dos transistores.

Bascopé *et al.* (2008a) propõe um novo retificador dobrador de corrente incorporando a 3SSC-B, para aplicações que requerem redução de tensão. Tal topologia foi desenvolvida como uma alternativa para substituir as estruturas de retificadores operando apenas com diodos retificadores ou com transistores sincronizados. A proposta tem como vantagem a menor ondulação de corrente nos componentes do conversor, com redução das perdas em condução, além disso, a corrente no enrolamento secundário do transformador atinge somente metade da corrente média de saída.

Um novo conversor *boost* CC-CC isolado baseado na 3SSC-B foi proposto em Bascopé *et al.* (2008b). Tal estrutura emprega apenas dois enrolamentos no transformador de isolamento, utilizando um capacitor de desacoplamento CC, conectado em série com o enrolamento primário para evitar a saturação do transformador. Das vantagens advindas dessa topologia incorporando a 3SSC-B, tem-se que o esforço de tensão nos transistores é minimizado, permitindo o uso de semicondutores com menor tensão de bloqueio, o que eleva o rendimento geral do conversor.

Alcazar *et al.* (2013) propõe um conversor CC-CC baseado na 3SSC-B para aplicações que requerem elevado ganho de tensão. De acordo com a proposta, o ganho de tensão pode ser elevado pela adição de estágios multiplicadores de tensão, por intermédio de capacitores e diodos associados à 3SSC. Uma das principais vantagens da topologia está na redução das perdas por condução nos semicondutores, além dos benefícios inerentes à aplicação da 3SSC.

O conversor *boost* CC-CC não isolado, incorporando a 3SSC-B, com tensão de saída regulada e ampla faixa de conversão, foi proposto em Bascopé *et al.* (2018). Dentre as vantagens advindas da topologia, pode-se citar que, a corrente de entrada é contínua, tornando-se uma escolha apropriada para o uso de bancos de baterias como fonte de tensão de entrada. A estrutura tem capacidade de operar em alta potência e altos níveis de corrente, mantendo o compartilhamento de corrente entre os semicondutores, sem a necessidade de esquemas especiais de controle, proporcionando também a redução de peso e volume dos elementos armazenadores de energia.

2.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

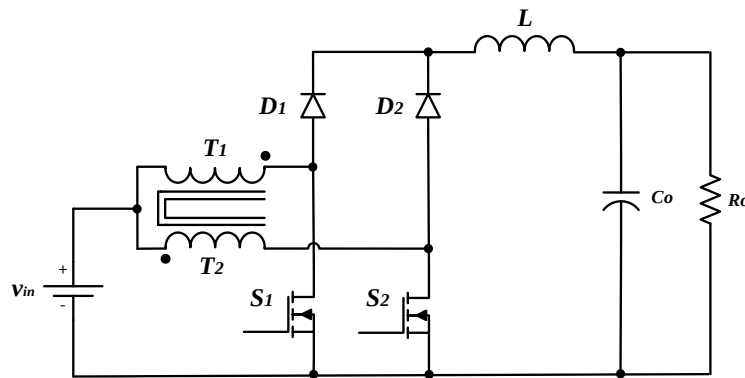
As propostas mencionadas demonstram que o uso da célula de comutação de três estados tem-se mostrado muito atrativo em diversas aplicações, principalmente pelas vantagens intrínsecas à sua incorporação como, redução de peso e volume dos elementos armazenadores de energia, a divisão dos esforços de corrente entre os semicondutores e, consequentemente, distribuição das perdas, proporcionando a redução do volume dos elementos de dissipação térmica. Destaca-se que, todas as propostas citadas, bem como outras aplicações da 3SSC encontradas na literatura, utilizam a 3SSC-B. Isso está associado ao fato dos conversores *boost*, *buck* e *buck-boost*, que incorporam a 3SSC-B, apresentarem ganho estático idêntico aos conversores clássicos, em toda a faixa de razão cíclica, quando estes operam em MCC. Nesse contexto, ainda há muito o que se explorar nessa linha de pesquisa, principalmente levando em consideração que existem cinco variações da 3SSC, sendo que a maioria dessas estruturas ainda não foi completamente estudada na literatura. Logo, justifica-se o estudo das topologias de conversores que incorporam a 3SSC-A, que foram apenas introduzidas por Bascopé e Barbi (2000), sem maior aprofundamento. Assim, será apresentado em detalhes nos capítulos seguintes a análise completa dos conversores CC-CC *boost* 3SSC-A, *buck* 3SSC-A e *buck-boost* 3SSC-A.

3 CONVERSOR CC-CC BOOST 3SSC-A

Este capítulo tem como objetivo o estudo do conversor *boost* não isolado incorporando a célula de comutação de três estados tipo A. A partir dessa topologia, é possível desenvolver uma análise qualitativa, descrevendo-se os circuitos equivalentes que representam cada etapa de funcionamento do conversor e suas respectivas formas de onda teóricas, das quais obtém-se as expressões matemáticas para definição do roteiro de projeto.

Na Figura 17 é apresentado o conversor CC-CC *boost* 3SSC-A. A célula tipo A tem sua origem a partir do conversor clássico isolado *push-pull*, alimentado em tensão. Diferentemente das topologias *boost* tradicionais alimentadas em corrente, com a aplicação da célula tipo A tem-se um conversor *boost* alimentado em tensão, podendo este ser um aspecto interessante do ponto de vista de controle e resposta dinâmica, como será apresentado na sequência. Observando a Figura 17, o conversor é composto de um autotransformador formado por dois enrolamentos com relação unitária de espiras, T_1 e T_2 , dois transistores, S_1 e S_2 , dois diodos, D_1 e D_2 , um indutor L , e um capacitor de saída C_o . O conversor é alimentado por uma fonte de tensão CC v_{in} , e na saída está conectada a carga equivalente R_o .

Figura 17 - Conversor CC-CC *boost* 3SSC-A.



Fonte: Adaptado de (BASCOPE, 2001).

Conforme a revisão das topologias de conversores estáticos que empregam a 3SSC, apresentada na seção 2.5, verifica-se que a maioria dessas estruturas opera tanto no modo de não sobreposição dos pulsos de comando, $D < 0,5$, quanto no modo de sobreposição, $D > 0,5$. No caso do conversor *boost* 3SSC-A, devido à sua característica estrutural, a razão cíclica deve ser mantida menor que 0,5 para cada transistor, de modo a impedir a possibilidade de condução simultânea dos transistores e a consequente destruição da estrutura. Essa característica limita a faixa de operação do conversor, tornando também uma restrição para ganho elevado de tensão.

No entanto, mesmo com tal limitação, o conversor apresenta as vantagens inerentes à aplicação da célula de três estados e algumas características de controle interessantes.

Para a descrição dos modos de operação, considera-se que o conversor opera em regime permanente, com frequência de chaveamento fixa e com os pulsos de comando dos transistores defasados em 180° . Todos os componentes são considerados ideais e a relação de espiras do transformador é unitária.

3.1 MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

Neste modo de operação a corrente do indutor não se anula. Como já mencionado, a razão cíclica é menor que 0,5, caracterizando a operação em modo de não sobreposição dos pulsos, condição inerente ao funcionamento da estrutura em análise.

3.1.1 Análise qualitativa

Durante um período de comutação T_s , a estrutura apresenta quatro intervalos de operação. A Tabela 1 apresenta os estados dos transistores e diodos para cada etapa, sendo que ON indica que o semicondutor está em condução e OFF indica o bloqueio.

Tabela 1 - Estados dos semicondutores durante um período de comutação do conversor *boost* 3SSC-A operando em MCC.

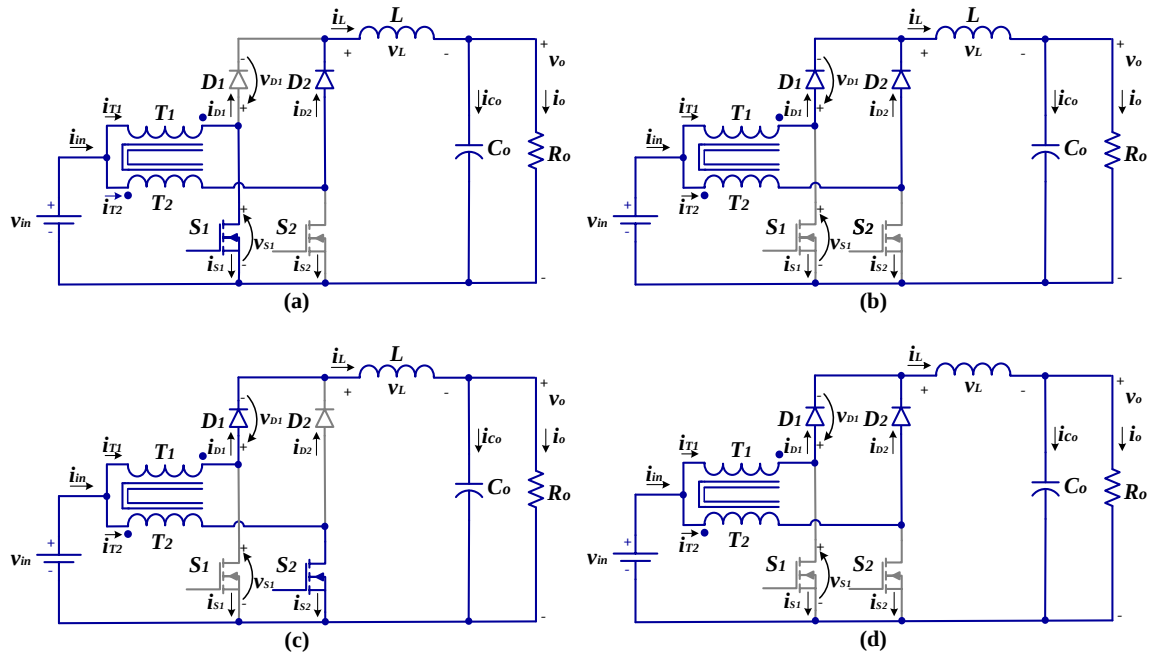
Semicondutor	$t_0 < t < t_1$	$t_1 < t < t_2$	$t_2 < t < t_3$	$t_3 < t < T_s$
S_1	ON	OFF	OFF	OFF
S_2	OFF	OFF	ON	OFF
D_1	OFF	ON	ON	ON
D_2	ON	ON	OFF	ON

Fonte: Próprio autor.

As etapas de operação são representadas pelos circuitos equivalentes da Figura 18, em que cada uma das variáveis é definida da seguinte forma:

- $i_{in}(t)$ – corrente instantânea de entrada;
- $i_{S1}(t)$ – corrente instantânea no transistor S_1 ;
- $v_{S1}(t)$ – tensão instantânea sobre o transistor S_1 .
- $i_{D1}(t)$ – corrente instantânea no diodo D_1 ;
- $v_{D1}(t)$ – tensão instantânea sobre o diodo D_1 .
- $i_L(t)$ – corrente instantânea no indutor L ;
- $i_o(t)$ – corrente instantânea na carga R_o ;
- $i_{Co}(t)$ – corrente instantânea no capacitor C_o ;

Figura 18 - Etapas de operação do conversor *boost* 3SSC-A em MCC: (a) Primeira etapa, (b) Segunda etapa, (c) Terceira etapa, (d) Quarta etapa.



Fonte: Próprio autor.

As principais formas de onda teóricas são expressas na Figura 19, em que V_{GS1} e V_{GS2} são os sinais de comando aplicados aos transistores S_1 e S_2 , respectivamente. A partir das Figuras 18 e 19, pode-se analisar cada etapa de operação do conversor:

- Primeira etapa [$t_0 < t < t_1$]: Inicialmente, conforme apresentado na Figura 18a, no instante t_0 , o transistor S_1 entra em condução, enquanto S_2 encontra-se bloqueado. O diodo D_2 entra em condução, enquanto D_1 está polarizado reversamente. Como a relação de espiras dos enrolamentos do autotransformador é unitária, a corrente $i_{in}(t)$ é dividida igualmente entre esses enrolamentos. Metade da corrente $i_{in}(t)$ flui através de T_2 e do diodo D_2 e outra metade circula através de T_1 e do transistor S_1 . Dessa forma, a corrente $i_L(t)$ cresce linearmente e o indutor L armazena energia. Considerando que os enrolamentos do autotransformador têm a mesma impedância, as tensões sobre T_1 e T_2 têm amplitudes iguais à tensão v_{in} . A tensão $v_L(t)$, a corrente $i_{in}(t)$, bem como a corrente $i_{Co}(t)$ durante esta etapa, são expressas pelas equações (1), (2) e (3), respectivamente.

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = 2v_{in}(t) - v_o(t) \quad (1)$$

$$i_{in}(t) = 2i_L(t) \quad (2)$$

$$i_{Co}(t) = C_o \frac{dv_o(t)}{dt} = i_L(t) - i_o(t) \quad (3)$$

- Segunda etapa [$t_1 < t < t_2$]: Nesta etapa, conforme expresso na Figura 18b, o transistor S_1 é bloqueado, e S_2 ainda permanece em bloqueio. O diodo D_1 é diretamente polarizado e D_2 permanece conduzindo. Com os diodos em condução, os terminais do autotransformador são curto-circuitados, mantendo um caminho para a circulação de corrente no indutor. A tensão sobre o indutor L tem polaridade invertida para manter o fluxo magnético e a corrente $i_L(t)$ decresce linearmente, transferindo a energia armazenada e a energia de v_{in} para a carga. A tensão $v_L(t)$, a corrente $i_{in}(t)$, bem como a corrente $i_{Co}(t)$ durante esta etapa, são expressas pelas equações (4), (5) e (6), respectivamente.

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = v_{in}(t) - v_o(t) \quad (4)$$

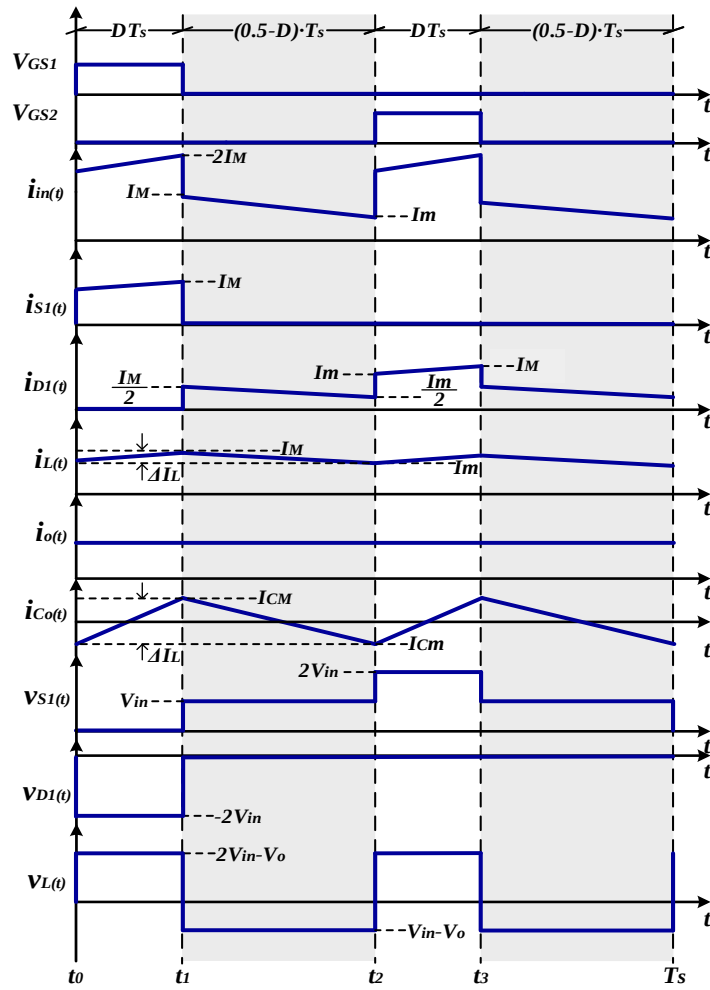
$$i_{in}(t) = i_L(t) \quad (5)$$

$$i_{Co}(t) = C_o \frac{dv_o(t)}{dt} = i_L(t) - i_o(t) \quad (6)$$

- Terceira etapa [$t_2 < t < t_3$]: devido à simetria do circuito, esta etapa é similar à primeira, mas neste intervalo o transistor S_1 e o diodo D_2 estão em bloqueio, enquanto S_2 e D_1 conduzem, conforme a Figura 18c.
- Quarta etapa [$t_3 < t < T_s$]: essa etapa é idêntica à segunda etapa, em que a corrente através do indutor L flui pelos diodos D_1 , D_2 e enrolamentos do autotransformador.

De acordo com as formas de onda teóricas apresentadas na Figura 19, a corrente no indutor não se anula em nenhum instante de tempo, o que caracteriza o modo de condução contínua. Nota-se que a ondulação da corrente de entrada do conversor é maior que a ondulação de corrente no indutor L . Os semicondutores são submetidos ao dobro da tensão de entrada.

Figura 19 - Principais formas de ondas teóricas para o conversor *boost* 3SSC-A operando em MCC.



Fonte: Próprio autor.

3.1.2 Análise quantitativa

De acordo com a análise das etapas de operação, é possível obter as equações que permitem o cálculo dos componentes do estágio de potência do conversor.

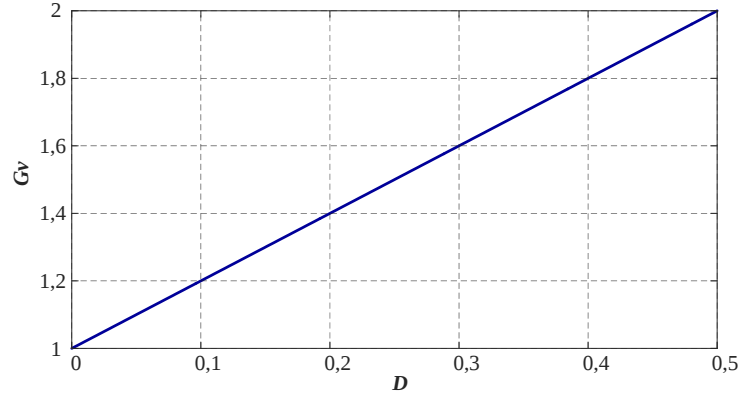
3.1.2.1 Ganho estático

A relação da tensão de entrada e da tensão de saída, denominada como ganho estático, é obtida por meio das equações diferenciais (1) e (4), considerando que a tensão média através do indutor deve ser igual a zero em um período de comutação. A partir dessa premissa, tem-se a expressão (7).

$$G_v = \frac{V_o}{V_{in}} = 1 + 2D \quad (7)$$

Na Figura 20 é apresentada a variação do ganho estático em função da razão cíclica. Observando o gráfico, nota-se que o ganho estático do conversor em função da razão cíclica é linear. Além disso, verifica-se que o ganho máximo de tensão da topologia em MCC é restrito ao dobro da tensão de entrada, pois se $D \geq 0,5$, os transistores S_1 e S_2 conduzem simultaneamente, v_{T1} e v_{T2} se anulam, curto-circuitando a fonte v_{in} .

Figura 20 - Ganho estático em função da razão cíclica para o conversor *boost* 3SSC-A operando em MCC.



Fonte: Próprio autor.

3.1.2.2 Indutor

A variação da corrente no indutor é, em módulo, igual na primeira e segunda etapas. Logo, a partir da análise da corrente $i_L(t)$ e usando as expressões (1), (4) e (7), a ondulação da corrente através do indutor L é dada em (8).

$$\Delta I_L = \frac{(1-2D)DV_oT_s}{(1+2D)L} \quad (8)$$

O valor da indutância pode ser determinado por (9).

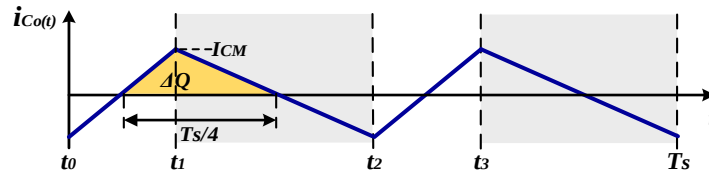
$$L = \frac{(1-2D)DV_oT_s}{(1+2D)\Delta I_L} \quad (9)$$

3.1.2.3 Capacitor de saída

Para determinar a equação que permite o cálculo do capacitor, considera-se a quantidade de carga armazenada nesse elemento. De acordo com a Figura 21, a variação de carga ΔQ é a área do triângulo acima do eixo do tempo. Logo, a variação de carga é dada pela expressão (10).

$$\Delta Q = \frac{I_{CM}(T_s / 4)}{2} \quad (10)$$

Figura 21 - Forma de onda da corrente no capacitor de saída do conversor *boost* 3SSC-A.



Fonte: Próprio autor.

A corrente de pico I_{CM} no capacitor corresponde à metade da variação de corrente no indutor, definida pela equação (11).

$$I_{CM} = \frac{\Delta I_L}{2} \quad (11)$$

Substituindo (11) em (10), obtém-se a expressão (12).

$$\Delta Q = \frac{T_s \Delta I_L}{16} \quad (12)$$

De forma genérica, a capacitância pode ser determinada pela equação (13).

$$C_o = \frac{\Delta Q}{\Delta V_o} \quad (13)$$

Combinando as equações (12), (13) e (8), obtém-se a expressão (14) para o cálculo da capacitância mínima necessária para obter a ondulação de tensão desejada.

$$C_o \geq \frac{1}{16} \frac{(1-2D)DV_{in}T_s^2}{L\Delta V_o} \quad (14)$$

3.1.2.4 Esforços no conversor em modo de condução contínua

Para o projeto adequado de um conversor eletrônico de potência, deve-se determinar os esforços de tensão e corrente a que serão submetidos seus componentes. Para tanto, a partir da Figura 19, apresenta-se o equacionamento e obtenção das principais expressões necessárias para o dimensionamento dos elementos do estágio de potência.

3.1.2.4.1 Esforços nos elementos armazenadores de energia

Considerando a Figura 19, a corrente instantânea que flui através do capacitor C_o pode ser definida pela expressão (15).

$$i_{Co}(t) = \begin{cases} \frac{2I_{CM}}{DT_s}t - I_{CM} & t_0 \leq t \leq t_1 \\ \frac{-2I_{CM}}{\frac{T_s}{2} - DT_s}t + \frac{I_{CM}\left(\frac{T_s}{2} + DT_s\right)}{\frac{T_s}{2} - DT_s} & t_1 \leq t \leq t_2 \\ \frac{2I_{CM}}{DT_s}t - I_{CM}\left(\frac{1+D}{D}\right) & t_2 \leq t \leq t_3 \\ \frac{-2I_{CM}}{\frac{T_s}{2} - DT_s}t + \frac{I_{CM}\left(\frac{3T_s}{2} + DT_s\right)}{\frac{T_s}{2} - DT_s} & t_3 \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (15)$$

O parâmetro I_{CM} , corresponde à metade da variação de corrente no indutor, definida pela equação (16).

$$I_{CM} = \frac{\Delta I_L}{2} \quad (16)$$

A corrente média na carga é dada pela expressão (17).

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} \quad (17)$$

A corrente instantânea através do indutor L é definida pela expressão (18), sendo a soma da corrente média na carga e da corrente instantânea no capacitor em cada etapa de operação.

$$i_L(t) = \begin{cases} I_o + \frac{2I_{CM}}{DT_s}t - I_{CM} & t_0 \leq t \leq t_1 \\ I_o - \frac{2I_{CM}}{\frac{T_s}{2} - DT_s}t + \frac{I_{CM}\left(\frac{T_s}{2} + DT_s\right)}{\frac{T_s}{2} - DT_s} & t_1 \leq t \leq t_2 \\ I_o + \frac{2I_{CM}}{DT_s}t - I_{CM}\left(\frac{1+D}{D}\right) & t_2 \leq t \leq t_3 \\ I_o - \frac{2I_{CM}}{\frac{T_s}{2} - DT_s}t + \frac{I_{CM}\left(\frac{3T_s}{2} + DT_s\right)}{\frac{T_s}{2} - DT_s} & t_3 \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (18)$$

A corrente eficaz que circula através do indutor pode ser calculada a partir da equação (14) aplicando a definição de valor eficaz, obtendo-se a expressão (19).

$$I_{Lrms} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{DT_s} \left[I_o + \frac{2I_{CM}}{DT_s} t - I_{CM} \right]^2 dt + \frac{2}{T_s} \int_{DT_s}^{\frac{T_s}{2}} \left[I_o + \frac{-2I_{CM}}{\frac{T_s}{2} - DT_s} t + \frac{I_{CM} \left(\frac{T_s}{2} + DT_s \right)}{\frac{T_s}{2} - DT_s} \right]^2 dt}$$

$$I_{Lrms} = \sqrt{I_o^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12}} \quad (19)$$

3.1.2.4.2 Esforços nos semicondutores

A corrente instantânea através do transistor S_1 é definida pela expressão (20).

$$i_{S1}(t) = \begin{cases} I_o + \frac{2I_{CM}}{DT_s} t - I_{CM} & t_o \leq t \leq t_1 \\ 0 & t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & t_2 \leq t \leq t_3 \\ 0 & t_3 \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (20)$$

Considerando a equação (20), a corrente média em cada transistor é definida em (21).

$$I_{S_{AVG}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} \left(I_o + \frac{2I_{CM}}{DT_s} t - I_{CM} \right) dt} = DI_o \quad (21)$$

Conforme apresentado na Figura 19, a máxima tensão a que os transistores são submetidos é dada pela equação (22).

$$V_{S(\max)} = 2V_{in} \quad (22)$$

A corrente instantânea através do diodo D_1 é definida pela expressão (23).

$$i_{D1}(t) = \begin{cases} 0 & t_o \leq t \leq t_1 \\ \frac{I_o}{2} - \frac{I_{CM}}{\left(\frac{T_s}{2} - DT_s \right)} t + \frac{I_{CM} \left(\frac{T_s}{2} + DT_s \right)}{2 \left(\frac{T_s}{2} - DT_s \right)} & t_1 \leq t \leq t_2 \\ I_o + \frac{2I_{CM}}{DT_s} t - I_{CM} \left(\frac{1+D}{D} \right) & t_2 \leq t \leq t_3 \\ \frac{I_o}{2} - \frac{I_{CM}}{\left(\frac{T_s}{2} - DT_s \right)} t + \frac{I_{CM} \left(\frac{3T_s}{2} + DT_s \right)}{2 \left(\frac{T_s}{2} - DT_s \right)} & t_3 \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (23)$$

A partir da equação (23), a corrente média em cada diodo pode ser calculada de acordo com a expressão (24).

$$I_{D_{AVG}} = \frac{2}{T_s} \int_{DT_s}^{\frac{T_s}{2}} \left[\frac{I_o}{2} - \frac{I_{CM}}{\left(\frac{T_s}{2} - DT_s\right)} t + \frac{I_{CM} \left(\frac{T_s}{2} + DT_s\right)}{2 \left(\frac{T_s}{2} - DT_s\right)} \right] dt + \frac{1}{T_s} \int_{\frac{T_s}{2}}^{DT_s} \left[I_o + \frac{2I_{CM}}{DT_s} t - I_{CM} \left(\frac{1+D}{D}\right) \right] dt$$

$$I_{D_{AVG}} = \frac{I_o}{2} \quad (24)$$

Aplicando a definição de valor eficaz, a corrente eficaz nos diodos é definida pela equação (25).

$$I_{Drms} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_{DT_s}^{\frac{T_s}{2}} \left[\frac{I_o}{2} - \frac{I_{CM}}{\left(\frac{T_s}{2} - DT_s\right)} t + \frac{I_{CM} \left(\frac{T_s}{2} + DT_s\right)}{2 \left(\frac{T_s}{2} - DT_s\right)} \right]^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{\frac{T_s}{2}}^{DT_s} \left[I_o + \frac{2I_{CM}}{DT_s} t - I_{CM} \left(\frac{1+D}{D}\right) \right]^2 dt}$$

$$I_{Drms} = \sqrt{\frac{1}{12} (1+2D) \left(\frac{\Delta I_L^2}{4} + 3I_o^2 \right)} \quad (25)$$

A tensão de pico reversa a que são submetidos os diodos é dada pela expressão (26).

$$V_{D(max)} = -2V_{in} \quad (26)$$

3.1.2.4.3 Esforços no autotransformador

A corrente através do enrolamento T_1 do autotransformador corresponde à soma da corrente que flui pelo transistor S_1 mais a corrente que circula através do diodo D_1 . Logo, a corrente eficaz que circula através dos enrolamentos do transformador é dada pela equação (27).

$$I_{Trms} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{DT_s} \left[I_o + \frac{2I_{CM}}{DT_s} t - I_{CM} \right]^2 dt + \frac{2}{T_s} \int_{DT_s}^{\frac{T_s}{2}} \left[\frac{I_o}{2} - \frac{I_{CM}}{\left(\frac{T_s}{2} - DT_s\right)} t + \frac{I_{CM} \left(\frac{T_s}{2} + DT_s\right)}{2 \left(\frac{T_s}{2} - DT_s\right)} \right]^2 dt}$$

$$I_{Trms} = \sqrt{\frac{1}{12} (1+6D) \left(\frac{\Delta I_L^2}{4} + 3I_o^2 \right)} \quad (27)$$

3.2 MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

Neste modo de operação a corrente no indutor torna-se nula durante um determinado intervalo de tempo. A razão cíclica é menor que 0,5, caracterizando a não sobreposição dos sinais de comando aplicados aos transistores.

3.2.1 Análise qualitativa

O período de comutação pode ser dividido em seis etapas de operação. A Tabela 2 apresenta os estados dos transistores e diodos durante estas etapas, sendo que ON indica que o semicondutor está em condução e OFF indica o bloqueio.

Tabela 2 - Estados dos semicondutores durante um período de comutação do conversor *boost* 3SSC-A operando em MCD.

Semicondutor	$t_0 < t < t_1$	$t_1 < t < t_2$	$t_2 < t < t_3$	$t_3 < t < t_4$	$t_4 < t < t_5$	$t_5 < t < Ts$
S_1	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
S_2	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF
D_1	OFF	ON	OFF	ON	ON	OFF
D_2	ON	ON	OFF	OFF	ON	OFF

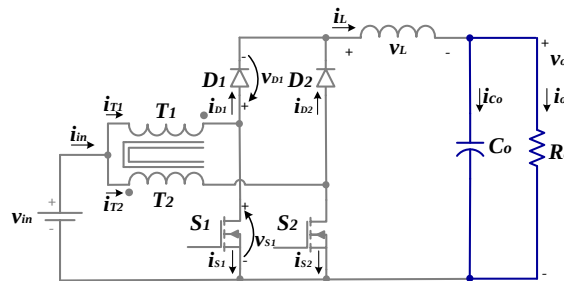
Fonte: Próprio autor.

- Primeira etapa [$t_0 < t < t_1$]: A primeira etapa de operação do conversor em MCD é similar à primeira etapa do conversor operando em MCC. O diodo D_2 entra em condução, enquanto D_1 está polarizado reversamente. Como a relação de espiras dos enrolamentos do autotransformador é unitária, a corrente $i_{in}(t)$ é dividida igualmente entre esses enrolamentos. Metade da corrente $i_{in}(t)$ flui através de T_2 e do diodo D_2 e outra metade circula através de T_1 e do transistor S_1 . Dessa forma, a corrente $i_L(t)$ cresce linearmente e o indutor L armazena energia. Considerando que os enrolamentos do autotransformador têm a mesma impedância, as tensões sobre T_1 e T_2 tem módulo igual a tensão v_{in} . A tensão $v_L(t)$, a corrente $i_{in}(t)$, bem como a corrente $i_{Co}(t)$ durante esta etapa, são expressas pelas equações (1), (2) e (3), respectivamente, tal como na primeira etapa de operação em MCC.
- Segunda etapa [$t_1 < t < t_2$]: A segunda etapa de operação do conversor em MCD é similar à segunda etapa de operação em MCC. Nesta etapa, conforme expresso na Figura 18b, o transistor S_1 é bloqueado, e S_2 ainda permanece em bloqueio. O diodo D_1 é diretamente polarizado e D_2 permanece conduzindo. Com os diodos em condução, os terminais do autotransformador são curto-circuitados, mantendo um caminho para a

circulação de corrente no indutor. A tensão sobre o indutor L tem polaridade invertida para manter o fluxo magnético e a corrente $i_L(t)$ decresce linearmente, transferindo a energia armazenada e a energia de v_{in} para a carga. A tensão $v_L(t)$, a corrente $i_{in}(t)$, bem como a corrente $i_{Co}(t)$ durante esta etapa, são expressas pelas equações (4), (5) e (6), respectivamente, tal como na segunda etapa de operação em MCC.

- Terceira etapa [$t_2 < t < t_3$]: Nesta etapa, a corrente no indutor torna-se nula, os transistores permanecem desligados e os diodos estão em bloqueio. Dessa forma, não há transferência de potência da fonte de entrada para a carga. A energia fornecida para a carga é proveniente do capacitor de saída C_o , conforme apresentado na Figura 22.

Figura 22 - Terceira etapa de operação do conversor *boost* 3SSC-A em MCD.



Fonte: Próprio autor.

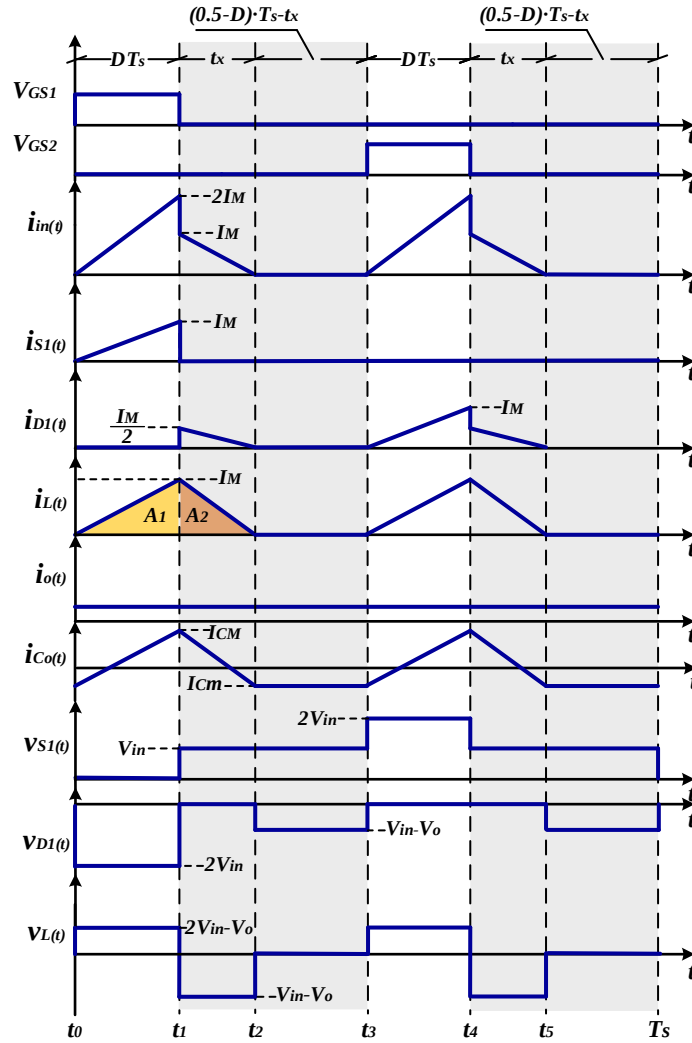
Analisando o circuito da Figura 22, obtém-se a expressão (28).

$$i_{Co}(t) = i_o(t) \quad (28)$$

- Quarta etapa [$t_3 < t < t_4$]: Esta etapa de operação é similar à terceira etapa do MCC mostrada na Figura 3.2c.
- Quinta etapa [$t_4 < t < t_5$]: Esta etapa de operação é análoga à quarta etapa do MCC mostrada na Figura 3.2d.
- Sexta etapa [$t_5 < t < T_s$]: Esta etapa de operação é similar à terceira etapa do MCD.

As principais formas de onda teóricas para o conversor *boost* 3SSC-A operando em MCD são expressas na Figura 23. Observa-se que os sinais de comando aplicados aos transistores S_1 e S_2 não se sobrepõem. Também é possível verificar que a corrente no indutor é nula durante a terceira e sexta etapas de operação, caracterizando o MCD. Os semicondutores são submetidos a uma tensão máxima equivalente ao dobro da tensão de entrada.

Figura 23 - Principais formas de ondas teóricas para o conversor *boost* 3SSC-A operando em MCD.



Fonte: Próprio autor.

3.2.2 Análise quantitativa

De acordo com a análise das etapas de operação, é possível obter as equações que caracterizam o comportamento do conversor *boost* 3SSC-A em MCD.

3.2.2.1 Ganho estático

O ganho estático é determinado a partir da corrente média através do indutor I_{Lmed} , numericamente igual à corrente de carga I_o . Considera-se a forma de onda de $i_L(t)$ apresentada na Figura 23 e aplica-se a definição de valor médio. Para isso, define-se a área A_1 formada pelo triângulo de base t_1-t_0 e altura I_M , e a área A_2 formada pelo triângulo de base t_2-t_1 e altura I_M . Dessa forma, obtém-se a expressão (29).

$$\begin{aligned}
I_{Lmed} = I_o &= \frac{1}{T_s/2} \int_0^{T_s/2} i_L(t) dt = \frac{2}{T_s} (A_1 + A_2) \\
&= \frac{2}{T_s} \left(\frac{DT_s I_M}{2} + \frac{t_x I_M}{2} \right) = I_M \left(D + \frac{t_x}{T_s} \right)
\end{aligned} \tag{29}$$

A corrente máxima I_M no indutor é obtida a partir da variação da corrente durante a primeira etapa de operação, em que $\Delta t_I = t_I - t_0 = DT_s$, expressa por (30).

$$I_M = \frac{(2V_{in} - V_o)DT_s}{L} \tag{30}$$

O intervalo t_x é calculado a partir variação da corrente no indutor na segunda etapa de operação, obtendo-se a equação (31).

$$t_x = \frac{(2V_{in} - V_o)DT_s}{V_o - V_{in}} \tag{31}$$

Substituindo (30) e (31) em (29), encontra-se a equação para calcular o valor médio da corrente de saída, dada em (32).

$$I_o = \frac{V_{in}(2V_{in} - V_o)D^2 T_s}{L(V_o - V_{in})} \tag{32}$$

Parametrizando a expressão (32), obtém-se a expressão (33).

$$\gamma = \frac{LI_o}{V_{in}T_s} = \frac{(2V_{in} - V_o)}{(V_o - V_{in})} D^2 = \frac{(2 - G_v)}{(G_v - 1)} D^2 \tag{33}$$

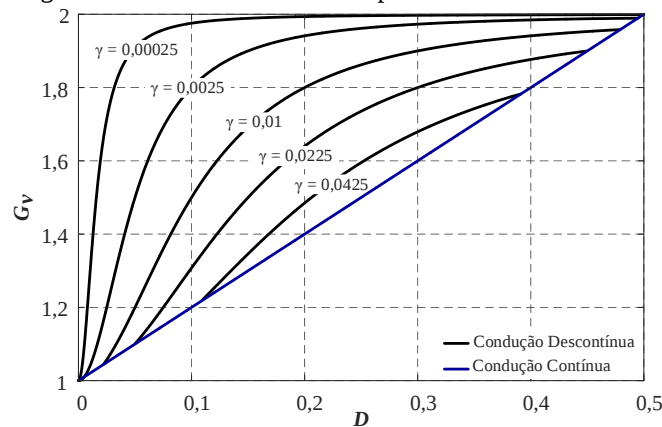
O parâmetro γ , expresso em (33), caracteriza a corrente de carga normalizada. Tal parâmetro representa as principais características de operação e fluxo de carga do conversor.

Isolando o ganho estático em (33), pode-se representa-lo conforme a equação (34).

$$G_v = \frac{2D^2 + \gamma}{D^2 + \gamma} \tag{34}$$

Como pode ser verificado em (34), o ganho estático do conversor operando em MCD não depende apenas da razão cíclica, mas também de outros parâmetros relativos à sua operação, como frequência de chaveamento, indutância e corrente de carga. A Figura 24 apresenta a característica estática do conversor *boost* 3SSC-A em MCD para diferentes valores de γ . Observa-se que a relação entre o ganho de tensão e a razão cíclica é não linear, o que implica na mudança do ganho do conversor, dependendo da corrente de carga.

Figura 24 - Relação entre o ganho estático e a razão cíclica para o conversor *boost* 3SSC-A operando em MCD.

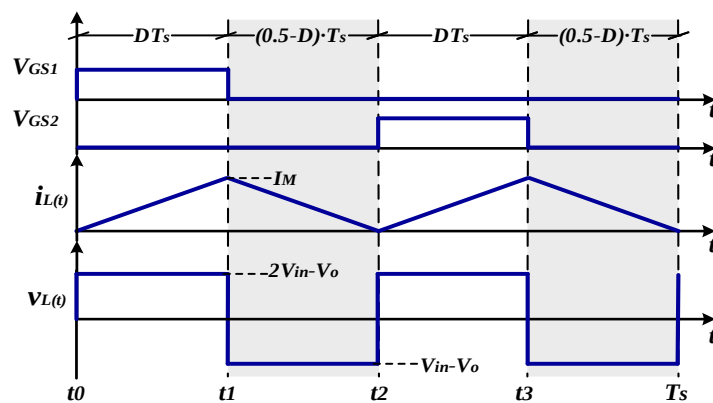


Fonte: Próprio autor.

3.3 MODO DE CONDUÇÃO CRÍTICA

O limiar entres os modos de condução contínua e descontínua é denominado modo de condução crítica (MCCr). Neste modo, mantendo a defasagem de 180 graus entre os pulsos de comando, cada transistor entra em condução no exato momento em que a corrente no indutor se torna nula, fazendo com que a corrente volte a crescer linearmente. As formas de onda da corrente e tensão no indutor L são apresentadas na Figura 25.

Figura 25 - Formas de ondas teóricas para o conversor *boost* 3SSC-A operando em MCCr.



Fonte: Próprio autor.

Conforme apresentado na Figura 25, a corrente no indutor torna-se nula a cada meio período, logo a corrente mínima I_m é igual a zero e a ondulação de corrente ΔI_L no indutor é igual à sua corrente máxima I_M . A primeira e segunda etapas de operação no MCCr são equivalentes à primeira e segunda etapas de operação em MCD, respectivamente.

3.3.1 Ganho estático

O ganho estático crítico G_{vcrit} pode ser obtido a partir da razão cíclica crítica D_{crit} . No ponto crítico, os ganhos estáticos calculados em MCC e MCD são iguais, portanto, a razão cíclica crítica é determinada pela igualdade entre as equações (7) e (34), obtendo-se a expressão (35).

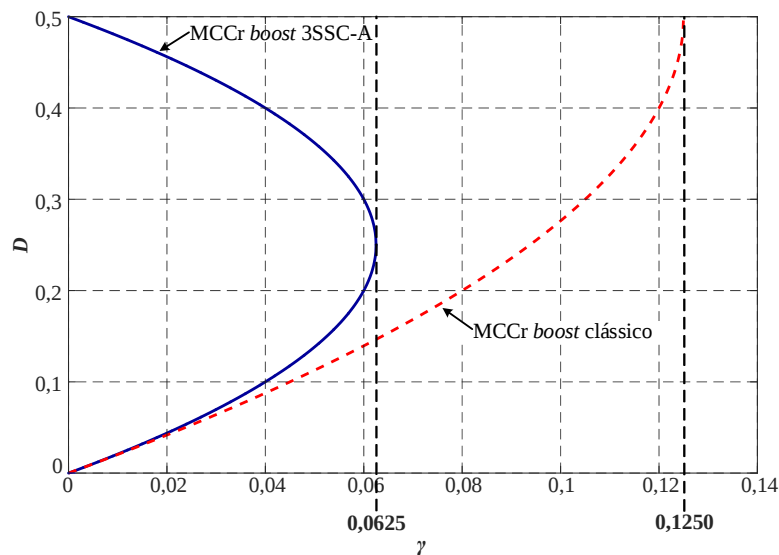
$$\begin{aligned} 1 + 2D_{crit} &= \frac{2D_{crit}^2 + \gamma}{D_{crit}^2 + \gamma} \\ D_{crit}^2 - \frac{1}{2}D_{crit} + \gamma &= 0 \\ D_{crit} &= \frac{1}{4} \pm \sqrt{\frac{1}{16} - \gamma} \end{aligned} \quad (35)$$

Para determinar o ganho estático no MCCr, substitui-se a expressão (35) na equação do ganho estático do conversor em MCC dada em (7). Dessa forma, obtém-se a expressão (36).

$$G_{vcrit} = 1 + 2D_{crit} = 1 + \left[\frac{1}{2} \pm 2\sqrt{\frac{1}{16} - \gamma} \right] \quad (36)$$

A relação entre o parâmetro γ e a razão cíclica crítica é apresentada no gráfico da Figura 26. Para diferentes valores de γ , se D for maior que D_{crit} , o conversor operará em MCC, caso contrário a operação se dará em MCD. Observa-se que, a razão cíclica crítica máxima no conversor *boost* 3SSC-A ocorre quando $D=0,25$, em que $\gamma=0,0625$. Em contraste, a razão cíclica crítica máxima no conversor *boost* clássico ocorre quando $D=0,5$ e $\gamma=0,125$. Portanto, a área de operação no MCC é maior para o conversor *boost* 3SSC-A na faixa de razão cíclica limitada em $D < 0,5$.

Figura 26 - Relação entre a razão cíclica crítica e o parâmetro γ para os conversores *boost* 3SSC-A e *boost* clássico.



Fonte: Próprio autor.

3.3.2 Indutância crítica e ondulação de corrente

A indutância crítica corresponde ao valor limiar de indutância entre os modos de condução contínua e descontínua. A partir da Figura 26, o valor limiar de γ é 0,0625. Dessa forma, a indutância crítica L_{crit} pode ser determinada substituindo esse valor na expressão (33), obtendo-se assim, a equação (37).

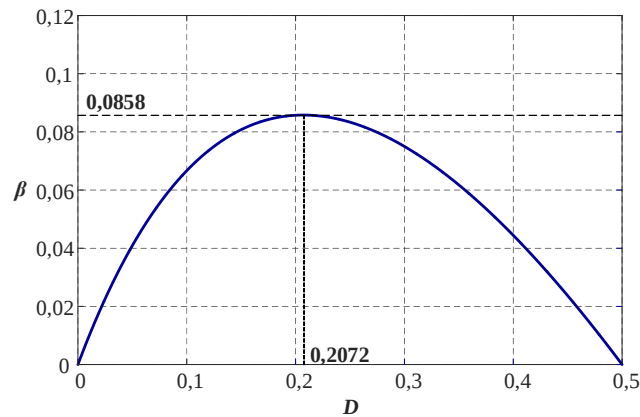
$$L_{crit} = \frac{V_{in} T_s}{16 I_o} \quad (37)$$

Com o objetivo de observar a máxima ondulação de corrente ΔI_L no indutor, a expressão (8) é parametrizada, como apresentado na equação (38).

$$\beta = \frac{L \Delta I_L}{V_o T_s} = \frac{(1-2D)D}{(1+2D)} \quad (38)$$

A partir de (38), é obtido o valor da razão cíclica que acarreta na máxima ondulação de corrente no indutor L , sendo este valor $D=0,2072$ quando $\beta=0,08579$, conforme apresentado na Figura 27.

Figura 27 - Ondulação de corrente parametrizada no indutor L em função da razão cíclica D para o conversor *boost* 3SSC-A.

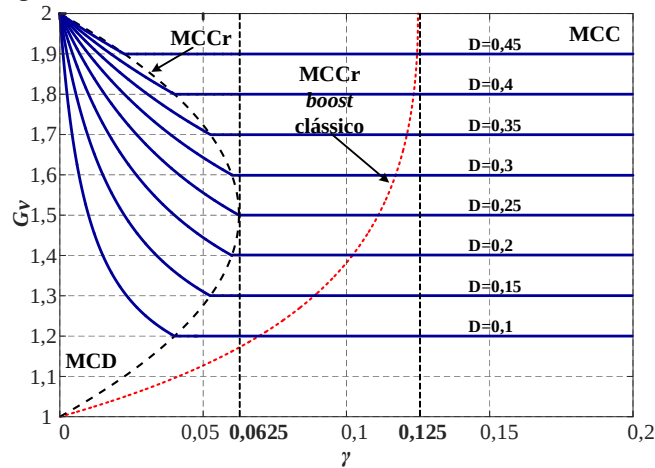


Fonte: Próprio autor.

3.3.3 Característica de Saída

Por meio das análises de funcionamento do conversor para os diferentes modos de operação, pode-se determinar a característica de saída do conversor *boost* 3SSC-A, conforme apresentado na Figura 28.

Figura 28 - Característica de saída do conversor *boost* 3SSC-A.



Fonte: Próprio autor

Na Figura 28, a região correspondente ao MCD do conversor *boost* 3SSC-A é delimitada pela curva tracejada que define o comportamento em MCCr, para valores de γ inferiores a 0,0625. Por meio dessas curvas, verifica-se que quando o conversor opera em MCD o ganho estático depende da corrente de saída. O valor máximo do ganho estático crítico do conversor *boost* 3SSC-A ocorre em $\gamma=0,0625$ para $D=0,25$. No caso do conversor *boost* clássico, o valor máximo do ganho estático crítico ocorre em $\gamma=0,125$ para $D=0,5$. Portanto, a área de operação no MCC do conversor *boost* 3SSC-A é maior que a do conversor *boost* clássico, sendo essa uma vantagem sobre a topologia clássica em caso de carga leve. Portanto, o conversor *boost* 3SSC-A pode, sob mesma condição de projeto, operar com corrente de carga menor em uma faixa maior que o conversor *boost* clássico, sem que haja transição para o MCD.

3.4 MODELAGEM DO CONVERSOR CC-CC BOOST 3SSC-A EM MCC

Para o projeto e implementação de técnicas de controle linear em um conversor, é necessário obter as funções de transferência que representam seu comportamento dinâmico. Para isso, será realizada a modelagem a pequenos sinais do conversor *boost* 3SSC-A, utilizando o método proposto por Erickson e Maksimovic (2001). Para simplificar a aplicação dessa metodologia, considera-se que o conversor opera sob condições ideais, sem perdas resistivas em seus elementos e sem a presença de indutâncias e capacitâncias parasitas.

Sob condição de estado estacionário, as etapas de operação do conversor *boost* 3SSC-A foram apresentadas na seção 3.1. Analisando as principais formas de onda do conversor, representadas na Figura 19, obtém-se o valor médio quase instantâneo, em um período de

comutação, da tensão no indutor, da corrente de entrada e, corrente no capacitor de saída, definidos pelas equações (39), (40) e (41), respectivamente.

$$L \frac{d\langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_L(t) \rangle_{T_s} = 2[(2\langle v_{in}(t) \rangle_{T_s} - \langle v_o(t) \rangle_{T_s})d(t) + (\langle v_{in}(t) \rangle_{T_s} - \langle v_o(t) \rangle_{T_s})d'(t)] \quad (39)$$

$$\langle i_{in}(t) \rangle_{T_s} = \langle i_L(t) \rangle_{T_s} d(t) \quad (40)$$

$$C_o \frac{d\langle v_o(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle i_{Co}(t) \rangle_{T_s} = 2[(\langle i_L(t) \rangle_{T_s} - \langle i_o(t) \rangle_{T_s})d(t) + (\langle i_L(t) \rangle_{T_s} - \langle i_o(t) \rangle_{T_s})d'(t)] \quad (41)$$

As equações (39) à (41) representam o comportamento não linear e variante no tempo do conversor *boost* 3SSC-A. Dessa forma, é necessário a aplicação de aproximações para linearizar o circuito em torno de um ponto de operação e, assim, obter a função de transferência do conversor.

3.4.1 Perturbação e linearização

As equações (39), (40) e (41), são não lineares, pois envolvem a multiplicação de grandezas variantes no tempo. Dessa forma, as técnicas para análise de circuitos, tais como a transformada de Laplace, entre outros métodos no domínio da frequência, não são usuais em sistemas não lineares. Assim, as equações devem ser linearizadas para a obtenção do modelo CA de pequenos sinais do conversor *boost* 3SSC-A.

Dessa forma, para realizar a modelagem, assume-se que os valores médios quase instantâneos, da tensão no indutor (39), da corrente de entrada (40), e da corrente no capacitor (41), mais a razão cíclica, são uma combinação dos valores CC no ponto de operação a ser linearizado, mais uma pequena parcela CA, como apresentado nas equações (42) à (53).

$$\frac{d\langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{dI_L}{dt} + \frac{d\tilde{i}_L(t)}{dt} \quad (42)$$

$$\langle v_L(t) \rangle_{T_s} = V_L + \tilde{v}_L(t) \quad (43)$$

$$\langle i_{in}(t) \rangle_{T_s} = I_{in} + \tilde{i}_{in}(t) \quad (44)$$

$$\langle i_{Co}(t) \rangle_{T_s} = I_{Co} + \tilde{i}_{Co}(t) \quad (45)$$

$$\langle v_{in}(t) \rangle_{T_s} = V_{in} + \tilde{v}_{in}(t) \quad (46)$$

$$\langle v_o(t) \rangle_{T_s} = V_o + \tilde{v}_o(t) \quad (47)$$

$$\langle i_L(t) \rangle_{T_s} = I_L + \tilde{i}_L(t) \quad (48)$$

$$\langle i_o(t) \rangle_{T_s} = I_o + \tilde{i}_o(t) \quad (49)$$

$$d(t) = D + \tilde{d}(t) \quad (50)$$

$$d'(t) = D' + \tilde{d}'(t) \quad (51)$$

Sendo que X é a variável em regime permanente e $\tilde{x}(t)$ é a perturbação da variável X .

Assumindo-se que a parcela CA é muito menor que a parcela CC, pode-se linearizar as equações (39), (40) e (41). Logo, substituindo de maneira apropriada (42) à (51) nas equações (39) à (41) e, desconsiderando os termos constantes e de segunda ordem que contém o produto de parcelas CA, obtém-se as equações linearizadas que descrevem as variações de pequenos sinais na tensão do indutor (52), corrente de entrada (53) e corrente do capacitor (54).

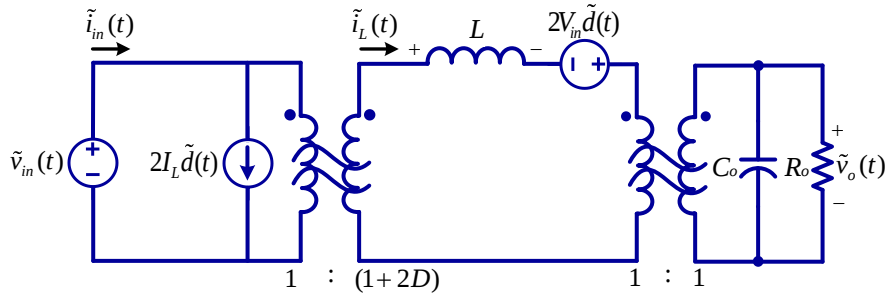
$$L \frac{d\tilde{i}_L(t)}{dt} = 2V_{in}\tilde{d}(t) + \tilde{v}_{in}(t)(1+2D) - \tilde{v}_o(t) \quad (52)$$

$$\tilde{i}_{in}(t) = 2I_L\tilde{d}(t) + \tilde{i}_L(t)(1+2D) \quad (53)$$

$$C_o \frac{d\tilde{v}_o(t)}{dt} = \tilde{i}_L(t) - \frac{\tilde{v}_o(t)}{R_o} \quad (54)$$

Realizada a linearização, obtém-se o modelo equivalente CA de pequenos sinais do conversor *boost* 3SSC-A, conforme representado na Figura 29.

Figura 29 - Circuito equivalente de CA de pequenos sinais do conversor *boost* 3SSC-A.



Fonte: Próprio autor.

A expressão (52) resulta da lei de *Kirchhoff*, sendo o modelo de pequenos sinais da corrente no indutor. A equação (53) representa o modelo de pequenos sinais da corrente de entrada do conversor. Assim, a expressão (54) descreve o modelo de pequenos sinais da corrente que chega ao nó conectado ao capacitor. Nessas equações, os termos multiplicados pela variação em pequenos sinais da razão cíclica são considerados como fontes controladas, visto que a razão cíclica é uma entrada de controle. Os termos dependentes da variação em pequenos sinais de $\tilde{v}_{in}(t)$ e $\tilde{i}_L(t)$ são incorporados a transformadores ideais com relação de espiras dada em função de D .

O circuito equivalente da Figura 29 pode agora ser resolvido utilizando técnicas convencionais de análise de circuitos lineares para encontrar as funções de transferência do conversor.

3.4.2 Função de transferência entre tensão de saída e razão cíclica

Uma vez obtido o circuito equivalente CA de pequenos sinais do conversor *boost* 3SSC-A, pode-se solucionar o circuito de forma a obter a função de transferência $G_{vd}(s)$ que relaciona a tensão de saída à razão cíclica. Para isso, as equações do modelo da Figura 29 são transformadas do domínio do tempo para o domínio da frequência aplicando a transformada de Laplace. Logo, resolvendo o modelo do circuito equivalente isolando $\tilde{v}_o(s)$ e $\tilde{d}(s)$, a função de transferência $G_{vd}(s)$ é obtida definindo as variações da tensão de entrada para zero, sendo representada na equação (55).

$$G_{vd}(s) = \frac{2V_{in}}{s^2 C_o L + s \frac{L}{R_o} + 1} \quad (55)$$

Analizando a função de transferência $G_{vd}(s)$, verifica-se que o conversor *boost* 3SSC-A se comporta como um sistema de fase mínima devido à ausência de polos ou zeros no semiplano direito. A existência de zeros no semiplano direito em funções de transferência $G_{vd}(s)$, a exemplo do que ocorre no conversor *boost* clássico, implica em limitação da banda passante do sistema, dificultando o projeto do controlador com uma banda passante elevada e que garanta uma margem de fase adequada (OGATA, 2010). Portanto, o procedimento de projeto de controlador torna-se simplificado para o conversor *boost* 3SSC-A, devido à eliminação dos problemas associados aos zeros no semiplano direito. Logo, é possível obter resposta dinâmica satisfatória sem a necessidade de implementação de malhas de controle adicionais.

Ressalta-se que a função de transferência $G_{vd}(s)$ da topologia *boost* 3SSC-A é semelhante à do conversor *buck* clássico, quando estes operam em MCC. Em contraste, a função de transferência do conversor *boost* 3SSC-A difere-se da função de transferência do conversor *boost* 3SSC-B, que possui características semelhantes ao conversor *boost* clássico (CESAR; BASCOPÉ; LAFUENTE, 2010).

3.5 PROTÓTIPO DO CONVERSOR BOOST 3SSC-A: PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA

De acordo com o estudo do estágio de potência do conversor *boost* 3SSC-A, nesta seção é apresentada uma metodologia e exemplo de projeto para a implementação em laboratório do protótipo experimental. A partir de um ponto de operação definido, obtém-se os cálculos dos valores dos componentes, bem como os esforços de tensão e corrente a que são submetidos. A prototipagem tem como finalidade a comprovação das análises teóricas apresentadas, sem compromisso de otimizar os parâmetros físicos. Para validação do modelo, as características dos comportamentos simulados e experimentais são apresentadas em detalhes.

A partir dos dados da Tabela 3, são efetuados os cálculos preliminares de alguns parâmetros do conversor *boost* 3SSC-A, os quais são de utilidade para o dimensionamento dos componentes.

Tabela 3 - Especificações de projeto para o conversor *boost* 3SSC-A.

Parâmetro	Descrição	Valor
V_{in}	Tensão de entrada	180 V
V_o	Tensão de saída	300 V
P_o	Potência de saída	600 W
F_s	Frequência de comutação	50 kHz
ΔI_L	Ondulação de corrente no indutor	15% de I_o
ΔV_o	Ondulação da tensão de saída	0,7% de V_o

Fonte: Próprio autor.

3.5.1 Corrente média na saída

A corrente média na saída do conversor é determinada pela expressão (56).

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{600}{300} = 2 \text{ A} \quad (56)$$

3.5.2 Resistência de carga

A resistência associada à carga para a potência nominal é dada pela equação (57).

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} = \frac{300^2}{600} = 150 \text{ } \Omega \quad (57)$$

3.5.3 Razão cíclica

A razão cíclica para manter o ganho estático desejado pode ser calculada a partir da expressão (58).

$$D = \frac{(V_o / V_{in}) - 1}{2} = \frac{(300 / 180) - 1}{2} = 0,33 \quad (58)$$

3.5.4 Dimensionamento e projeto do indutor

Para o projeto físico do indutor, tomou-se como referência a técnica proposta em Barbi (2001). O valor da indutância do indutor L pode ser determinado a partir da equação (9), considerando a ondulação de corrente desejada especificada na Tabela 3. Portanto, o valor da indutância é dado como segue:

$$L = \frac{(1-2D)DV_oT_s}{(1+2D)\Delta I_L} = \frac{(1-2 \cdot 0,33) \cdot 0,33 \cdot 300 \cdot (1/50 \cdot 10^3)}{(1+2 \cdot 0,33) \cdot 0,15 \cdot 2} = 1,33 \text{ mH} \quad (59)$$

A corrente eficaz que circula através do indutor é obtida a partir da expressão (60).

$$I_{Lrms} = \sqrt{I_o^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12}} = \sqrt{2^2 + \frac{(0,15 \cdot 2)^2}{12}} = 2,002 \text{ A} \quad (60)$$

Para o dimensionamento do indutor, é necessário determinar a máxima corrente instantânea através de seus enrolamentos, para garantir que o núcleo não sature nesta condição. Assim, a máxima corrente no indutor pode ser calculada pela equação (61), considerando a ondulação de corrente definida na Tabela 3.

$$I_{Lmax} = I_o + \frac{\Delta I_L}{2} = 2 + \frac{0,3 \cdot 2}{2} = 2,15 \text{ A} \quad (61)$$

Neste projeto, é escolhido o núcleo de ferrite do tipo E, de material IP12, fabricado pela Thornton. Os parâmetros empregados na construção do indutor são dados na Tabela 4.

Tabela 4 - Parâmetros do material IP12.

Parâmetro	Descrição	Valor
J_{max}	Máxima densidade de corrente no condutor	450 A/cm ²
B_{max}	Máxima densidade de fluxo magnético	0,3 T
K_w	Fator de utilização da área do enrolamento	0,7

Fonte: Próprio autor.

Com o valor da indutância L , correntes de pico I_{Lmax} e eficaz I_{Lrms} , bem como os parâmetros do tipo de material a ser empregado, pode-se escolher as dimensões do núcleo utilizando o critério do produto das áreas, conforme apresentado na equação (62).

$$A_e A_w = \frac{LI_{Lmax}^2 10^4}{K_w B_{max} J_{max}} = \frac{1,33 \cdot 10^{-3} \cdot 2,3^2 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 0,3 \cdot 450} = 0,6522 \text{ cm}^4 \quad (62)$$

Logo, segundo esse critério, um dos núcleos apropriados é o NEE-42/21/15-85-IP12R da Thornton, o qual apresenta as características expressas na Tabela 5.

Tabela 5 - Especificações técnicas do núcleo NEE-42/21/15-85-IP12R.

Parâmetro	Descrição	Valor
$A_e A_w$	Produto de áreas	2,84 cm ⁴
A_e	Área da perna central	1,81 cm ²
A_w	Área da janela do carretel	1,57 cm ²
l_e	Comprimento magnético	9,7 cm
l_t	Comprimento médio de uma espira	5,54 cm
V_n	Volume do ferrite	17,6 cm ³

Fonte: Próprio autor.

Escolhido o núcleo, pode-se verificar a possibilidade de construção do indutor, para isso é necessário calcular o número de espiras, bem como a bitola do condutor. O número de espiras é calculado a partir da equação (63).

$$N = \frac{LI_{L\max} 10^4}{B_{\max} A_e} = \frac{1,33 \cdot 10^{-3} \cdot 2,3 \cdot 10^4}{0,3 \cdot 1,81} \approx 53 \text{ espiras} \quad (63)$$

O entreferro necessário para o indutor pode ser calculado mediante a expressão (64).

$$l_g = \frac{N^2 \mu_o A_e}{L} = \frac{57^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,87}{1,33 \cdot 10^{-3}} = 0,048 \text{ cm} \quad (64)$$

O entreferro distribuído em cada perna do núcleo é dado pela equação (65).

$$l_{gdist} = \frac{l_g}{2} = \frac{0,06}{2} = 0,024 \text{ cm} \quad (65)$$

Para o cálculo da bitola do condutor, deve-se considerar a utilização do condutor em alta frequência, levando em conta o efeito pelicular. Esse efeito causa redução na área efetiva do condutor. Dessa forma, a seção do condutor é limitada pela frequência de comutação, sendo o valor da profundidade de penetração obtido por meio da expressão (66).

$$\delta = \frac{7,5}{\sqrt{2F_s}} = \frac{7,5}{\sqrt{2 \cdot 50 \cdot 10^3}} = 0,024 \text{ cm} \quad (66)$$

Assim, a seção máxima devido ao efeito pelicular é dada pela equação (67).

$$S_{\max} = \delta^2 \pi = 0,024^2 \cdot \pi = 0,76714 \text{ cm}^2 \approx 0,177 \text{ mm}^2 \quad (67)$$

A seção mínima do condutor para a densidade de corrente projetada é expressa em (68).

$$S_{\min} = \frac{I_{Lrms}}{J_{\max}} = \frac{2,002}{450} = 0,00445 \text{ cm}^2 = 0,445 \text{ mm}^2 \quad (68)$$

Em função desses parâmetros, escolheu-se o condutor de cobre isolado 26 AWG com as características apresentadas na Tabela 6.

Tabela 6 - Especificações técnicas do condutor de cobre 26 AWG.

Parâmetro	Descrição	Valor
S_{cu}	Seção do condutor sem isolamento	0,1282 mm ²
S_{cuisol}	Seção do condutor com isolamento	0,1676 mm ²
ρ_{cu}	Resistência do cobre por m a 100°C	0,054 Ω/m

Fonte: Próprio autor.

O número de condutores associados em paralelo é calculado pela expressão (69).

$$n = \frac{S_{\min}}{S_{cu}} = \frac{0,445}{0,1676} = 3,47 \Rightarrow n = 4 \quad (69)$$

A possibilidade de construção do indutor é definida pela relação entre a área total necessária para o condutor e a área da janela do núcleo, esta relação deve ser menor que à unidade. Logo, a área ocupada pelo condutor pode ser calculada por meio da expressão (70).

$$A_{w\min} = \frac{NS_{cuisol}n}{K_w} 10^{-2} = \frac{53 \cdot 0,1676 \cdot 4}{0,7} 10^{-2} = 0,51 \text{ cm}^2 \quad (70)$$

Conforme a Tabela 5, verifica-se que a área disponibilizada pelo núcleo é maior que a área requerida pelo condutor, ou seja, $A_w > A_{w\min}$. Portanto, pode ser realizada a construção do indutor.

3.5.5 Dimensionamento e projeto do autotransformador

O projeto do autotransformador é realizado conforme metodologia apresentada em Bascopé (2001). As equações para o dimensionamento são praticamente as mesmas utilizadas no projeto do indutor. Porém, como trata-se de um autotransformador, não há necessidade da utilização de entreferro, visto que idealmente em um transformador não há armazenamento de energia.

A corrente eficaz que circula através dos enrolamentos do autotransformador é obtida a partir da expressão (27), sendo seu valor calculado em (71).

$$I_{Trms} = \sqrt{\frac{1}{12}(1+6D)\left(\frac{\Delta I_L^2}{4} + 3I_o^2\right)} = \sqrt{\frac{1}{12}(1+6 \cdot 0,33)\left(\frac{(0,15 \cdot 2)^2}{4} + 3 \cdot 2^2\right)} = 1,74 \text{ A} \quad (71)$$

Para a escolha do núcleo, é necessário obter o produto das áreas, o qual pode ser calculado pela equação (3.72).

$$A_e A_w = \frac{P_o / 2}{0,168 J_{\max} B(2F_s) \eta} 10^4 = \frac{600 / 2}{0,168 \cdot 450 \cdot 0,3 \cdot (2 \cdot 50 \cdot 10^3) \cdot 0,7} 10^4 = 3,24 \text{ cm}^4 \quad (72)$$

O núcleo de ferrite selecionado foi o NEE-42/21/20-85-IP12R da Thornton, cujas características são expressas na Tabela 7.

Tabela 7 - Especificações técnicas do núcleo NEE-42/21/20-85-IP12R.

Parâmetro	Descrição	Valor
$A_e A_w$	Produto de áreas	3,77 cm ⁴
A_e	Área da perna central	2,4 cm ²
A_w	Área da janela do carretel	1,57 cm ²
l_e	Comprimento magnético	9,7 cm
l_t	Comprimento médio de uma espira	6,5 cm
V_n	Volume do ferrite	23,3 cm ³

Fonte: Próprio autor.

Considerando que o autotransformador tem relação unitária de espiras, o número de espiras dos dois enrolamentos é calculado por meio da expressão (73).

$$N = \frac{V_{in} D}{A_e B_{\max} F_s} 10^4 = \frac{180 \cdot 0,333}{2,4 \cdot 0,175 \cdot 50 \cdot 10^3} 10^4 \approx 29 \text{ espiras} \quad (73)$$

A seção do condutor é definida considerando o efeito pelicular, sendo calculada pela equação (74).

$$\delta = \frac{7,5}{\sqrt{2F_s}} = \frac{7,5}{\sqrt{2 \cdot 50 \cdot 10^3}} = 0,024 \text{ cm} \quad (74)$$

A seção máxima devido ao efeito pelicular é dada pela equação (75).

$$S_{\max} = \delta^2 \pi = 0,024^2 \cdot \pi = 0,00188 \text{ cm}^2 \approx 0,188 \text{ mm}^2 \quad (75)$$

A seção mínima do condutor para a densidade de corrente projetada é expressa em (76).

$$S_{\min} = \frac{I_{Trms}}{J_{\max}} = \frac{1,74}{450} = 0,0039 \text{ cm}^2 = 0,39 \text{ mm}^2 \quad (76)$$

Em função desses parâmetros, escolheu-se o condutor de cobre isolado 25 AWG, com as características apresentadas na Tabela 8.

Tabela 8 - Especificações técnicas do condutor de cobre 25 AWG.

Parâmetro	Descrição	Valor
S_{cu}	Seção do condutor sem isolamento	0,16 mm ²
S_{cuisol}	Seção do condutor com isolamento	0,21 mm ²
ρ_{cu}	Resistência do cobre por m a 100°C	0,054 Ω/m

Fonte: Próprio autor.

O número de condutores associados em paralelo é calculado pela expressão (77).

$$n = \frac{S_{\min}}{S_{cu}} = \frac{0,39}{0,16} = 2,41 \Rightarrow n = 3 \quad (77)$$

A possibilidade de construção do transformador pode ser verificada por meio da expressão (78).

$$A_{w\min} = 2 \frac{NS_{cuisol}n}{K_w} 10^{-2} = 2 \frac{29 \cdot 0,0021 \cdot 3}{0,7} 10^{-2} = 0,4 \text{ cm}^2 \quad (78)$$

Conforme a Tabela 7, verifica-se que a área disponibilizada pelo núcleo é maior que a área requerida pelo condutor, ou seja, $A_w > A_{w\min}$. Portanto, pode ser realizada a construção do autotransformador.

3.5.6 Dimensionamento do capacitor de saída

Conforme a equação (14), a capacitância mínima pode ser obtida em função da máxima ondulação da tensão de saída desejada. De acordo com a ondulação expressa na Tabela 3, a capacitância mínima é determinada em (79).

$$C_o \geq \frac{1}{16} \frac{(1-2D)DV_{in}T_s^2}{L\Delta V_o} \geq \frac{1}{16} \frac{(1-2 \cdot 0,33) \cdot 0,33 \cdot 180 \cdot (1/50 \cdot 10^3)^2}{1,33 \cdot 10^{-3} \cdot 0,007 \cdot 300} \geq 178 \text{ } \mu\text{F} \quad (79)$$

A máxima tensão sobre o capacitor é determinada por meio da expressão (80).

$$V_C = V_o = 300 \text{ V} \quad (80)$$

Em função dos parâmetros calculados, é escolhido um capacitor de 180 μF/630 V.

3.5.7 Diodos D_1 e D_2

A tensão reversa máxima sobre os diodos é obtida a partir da aplicação da expressão (81) definida na seção 3.1.2.4.

$$V_{D(\max)} = -2V_{in} = -2 \cdot 180 = -360 \text{ V} \quad (81)$$

A corrente máxima instantânea que circula pelos diodos é igual à corrente máxima que circula pelo indutor, conforme a equação (82).

$$I_{D\max} = I_{L\max} = 2,15 \text{ A} \quad (82)$$

A corrente média que circula através dos diodos é obtida a partir da expressão (83).

$$I_{D\text{AVG}} = \frac{I_o}{2} = \frac{2}{2} = 1 \text{ A} \quad (83)$$

Em função dos parâmetros calculados, escolheu-se o diodo ultra rápido de carbeto de silício C3D10060A.

3.5.8 Transistores S_1 e S_2

A máxima tensão sobre os transistores é obtida a partir da equação (84).

$$V_{S(\max)} = 2V_{in} = 2 \cdot 180 = 360 \text{ V} \quad (84)$$

A corrente média que flui através dos transistores é obtida a partir da expressão (85).

$$I_{S\text{AVG}} = DI_o = 0,33 \cdot 2 = 0,66 \text{ A} \quad (85)$$

A corrente máxima instantânea que circula pelos transistores é igual à corrente máxima que circula pelo indutor, conforme a equação (86).

$$I_{S\max} = I_{L\max} = 2,3 \text{ A} \quad (86)$$

Em função dos parâmetros calculados, escolheu-se o transistor IGBT FGH20N60SFD.

A Tabela 9 expressa os principais parâmetros dos componentes escolhidos para compor o circuito de potência do conversor *boost* 3SSC-A.

Tabela 9 - Principais parâmetros dos componentes do circuito de potência do conversor *boost* 3SSC-A.

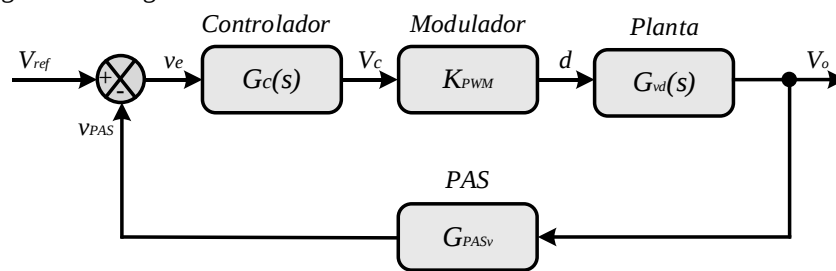
Componente	Modelo Comercial	Especificação
Indutor L	NEE-42/21/15-85-IP12R Thornton®	1,33mH, 53 espiras - 4xAWG26
Capacitor C_o	Capacitor de filme de poliéster metalizado EPCOS®	180 nF/630 V
Autotransformador T	NEE-42/21/20-85-IP12R Thornton®	$N_p/N_s=1$, 29 espiras - 3xAWG25
Transistores S_1-S_2	IGBT FGH20N60SFD FAIRCHILD®	$V_{CES}=600 \text{ V}$, $I_c=20 \text{ A}$
Diodos D_1-D_2	C3D10060A CREE®	$V_R=600 \text{ V}$, $I_F=30 \text{ A}$, $V_F=1,5 \text{ V}$

Fonte: Próprio autor.

3.6 PROJETO DO ESTÁGIO DE CONTROLE DO CONVERSOR BOOST 3SSC-A

Com a obtenção dos parâmetros do estágio de potência e a partir da modelagem matemática apresentada na seção 3.4, pode-se realizar o projeto do sistema de controle do conversor *boost* 3SSC-A. Dessa forma, utilizando as técnicas clássicas de controle, é implementado o controle em modo tensão, que consiste em uma única malha de controle realimentada pela tensão de saída do conversor, conforme representado no diagrama de blocos da Figura 30.

Figura 30 - Diagrama de blocos da malha de controle do conversor em modo tensão.

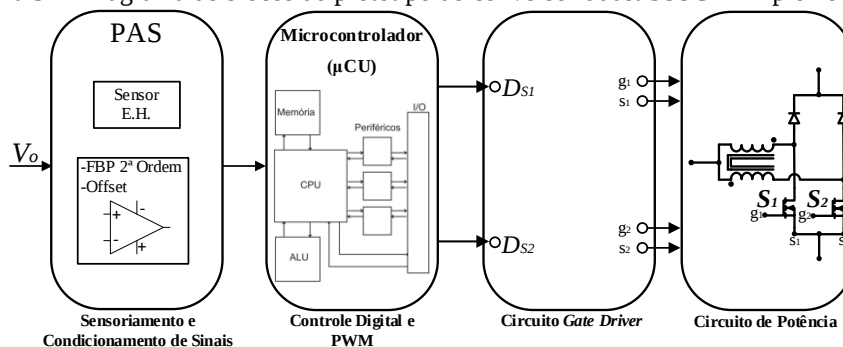


Fonte: Próprio autor.

No controle de tensão, o erro de tensão v_e , resultante da diferença entre o sinal de referência de tensão V_{ref} e o sinal de realimentação v_{PAS} , é utilizado como entrada para o controlador de tensão $G_c(s)$, que gera o sinal de controle V_c , o qual é comparado com a portadora para gerar o sinal PWM. Logo, a razão cíclica d é constantemente alterada de modo a compensar a variação da tensão de saída provocada pelos distúrbios na alimentação ou pelas variações na carga.

A operação em malha fechada será realizada por intermédio de um sistema microcontrolado, apresentado em detalhes na Figura 31, o qual é composto basicamente por quatro estágios: placa de Processamento Analógico de Sinal (PAS), controle digital, circuito de *gate drive* e estágio de potência.

Figura 31 - Diagrama de blocos do protótipo do conversor *boost* 3SSC-A implementado.



Fonte: Próprio autor.

O sinal analógico de tensão sensorado é previamente filtrado e condicionado ao fundo de escala da entrada do canal de conversão Analógico/Digital (A/D) do microcontrolador. O processo para o condicionamento deste sinal analógico passa por um sensor de tensão de efeito *hall* e por amplificadores operacionais. Este tratamento analógico tem as funções de filtragem *anti-aliasing* e de adequação do nível do sinal sensorado para a faixa de leitura do canal de conversão A/D do microcontrolador, tipicamente de 0 a 3,3 V para microcontroladores da *Texas Instruments*. O controle digital é realizado pelo microcontrolador *TMS320C28379D*, que recebe o sinal de tensão condicionado e o processa para gerar um sinal de controle. O circuito *gate driver* realiza a interface entre o controle digital e o circuito de potência, condicionando e isolando os pulsos lógicos enviados pelo microcontrolador para o comando dos transistores.

A Tabela 10 apresenta os dados gerais da placa de PAS de tensão, bem como as características do Filtro Passa Baixas (FPB) implementado para filtragem e limitação da largura e banda.

Tabela 10 - Parâmetros do sistema de controle.

Sistema	Parâmetro	Descrição	Valor
PAS	$V_{c\ off}$	Offset sinal de tensão	0 V
	G_{PASv}	Ganho da placa de PAS de tensão	$8,33 \cdot 10^{-3}$ V/V
	$V_{c\ max}$	Tensão de fundo de escala (pico)	300 V
A/D	f_s	Frequência de amostragem	50 kHz
	T_s	Período de amostragem	20 μ s
	$G_{A/D}$	Ganho do conversor A/D	4095/3,3
FPB	Q_{FPB}	Fator de qualidade	$1/\sqrt{2}$
	n	Ordem do filtro	2^a
	f_c	Frequência de corte	10 kHz
	k	Ganho na banda passante	1
	ω_0	Frequência angular de corte do FPB	$62,8 \cdot 10^3$ rad/s

Fonte: Próprio autor.

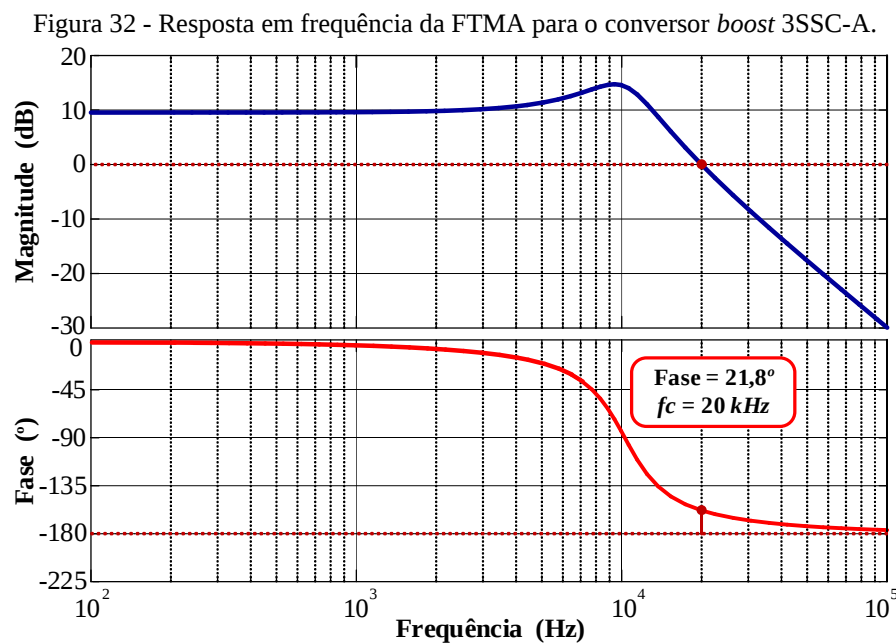
Como o interesse é controlar a tensão de saída a partir da variação da razão cíclica, utiliza-se a função de transferência $G_{vd}(s)$, apresentada na equação (55). Tal função pode ser reescrita em função dos parâmetros do circuito de potência calculados, descrita na expressão (87), e apresentados na Tabela 9.

$$G_{vd(s)} = \frac{360}{2,4 \cdot 10^{-10} s^2 + 8,9 \cdot 10^{-6} s + 1} \quad (87)$$

Tendo-se todos os ganhos do sistema, conforme apresentado na Tabela 10, bem como a função de transferência $G_{vd(s)}$ do conversor, obtém-se a Função de Transferência em Malha Aberta (FTMA), a qual é determinada pela expressão (88).

$$FTMA(s) = K_{PWM} G_{PASV} G_{vd}(s) = \frac{3}{2,4 \cdot 10^{-10} s^2 + 8,9 \cdot 10^{-6} s + 1} \quad (88)$$

O diagrama de bode correspondente à FTMA sem compensação é apresentado na Figura 32.



Fonte: Próprio autor.

Conforme pode ser observado na Figura 32, a FTMA apresenta fase em 0° para baixas frequências e -180° para as altas frequências, tendo-se variação de fase entre os limites supracitados, em torno da frequência de ressonância do denominador da função. Observa-se que o sistema em malha aberta apresenta comportamento estável, pois a margem de fase é positiva, estando em $21,8^\circ$. A margem de fase do sistema em malha aberta é pequena, o que resulta em uma resposta oscilatória com pouco amortecimento.

Em conjunto com o requisito de manter a estabilidade, um bom projeto de compensador de tensão deve assegurar que a resposta em frequência do sistema tenha ganho elevado em baixas frequências, de modo a garantir erro nulo em regime permanente e rejeição dos efeitos provocados pelas variações de carga. Um projeto de compensador adequado também deve garantir uma margem de fase maior, o que resulta em uma resposta oscilatória com maior

amortecimento. Conforme parâmetros clássicos de projeto, a frequência de cruzamento f_c em malha fechada deve ser ajustada até no máximo cerca de 1/4 da frequência de chaveamento.

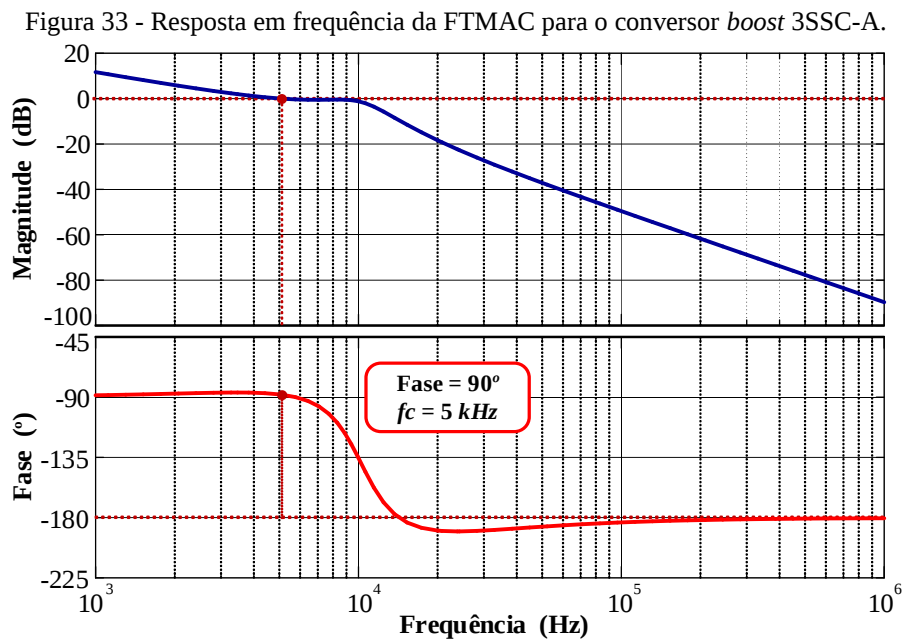
Nesse contexto, dada a característica da FTMA, para o projeto do compensador escolheu-se o controlador clássico proporcional integral (PI). O controlador foi ajustado para garantir ao sistema uma margem de fase entre 45° e 90° e frequência de cruzamento entre 1/4 e 1/10 da frequência de chaveamento. O controlador PI projetado é apresentado na equação (89).

$$G_{PI}(s) = \frac{0,1033s + 7944}{s} \quad (89)$$

Com a obtenção da função de transferência do controlador, pode-se determinar a Função de Transferência em Malha Aberta Compensada (FTMAC), a qual é descrita pela equação (90).

$$FTMAC(s) = G_{PI}(s)K_{PWM}G_{PASV}G_{vd}(s) \quad (90)$$

A Figura 33 apresenta a resposta em frequência da FTMAC, podendo ser verificado que o sistema tem margem de fase de 90° e frequência de cruzamento em 5 kHz, estando em conformidade com os padrões de projeto.



Fonte: Próprio autor.

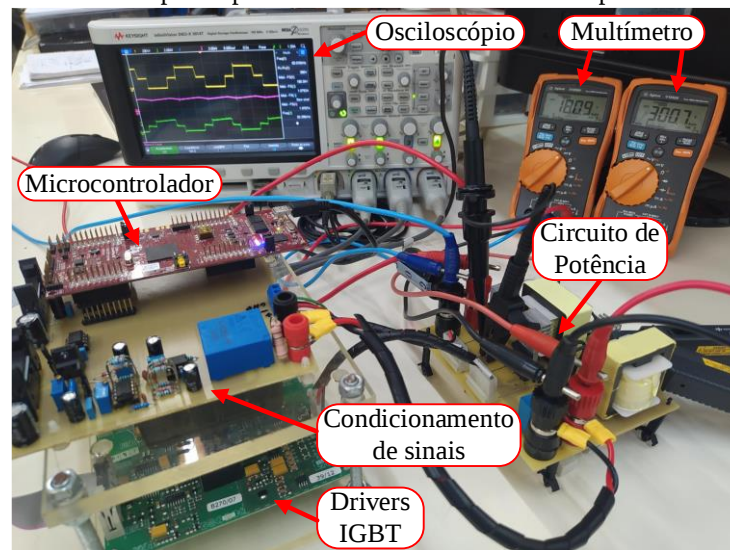
3.7 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

A simulação do conversor *boost* 3SSC-A foi realizada através do *software* MATLAB/SIMULINK®, utilizando-se o método contínuo de solução numérica *ode23tb*. A malha de realimentação foi configurada de forma que o sinal de tensão do barramento de saída é discretizado pelo bloco de transição ZOH (*Zero Order Hold*), a fim de se emular o

processamento discreto das funções de controle no domínio z e, com a frequência de amostragem equivalente à configurada no microcontrolador. Para a análise e obtenção das formas de onda experimentais da operação do protótipo em malha fechada, realizou-se aquisições de capturas de telas via osciloscópio.

A visão geral da bancada de testes implementada para realização dos ensaios é apresentada na Figura 34, com destaque para o circuito de potência do conversor *boost* 3SSC-A, microcontrolador (μ CU) aplicado para o controle digital do sistema, circuito de *gate driver* e os equipamentos para aquisição de sinais e medidas elétricas.

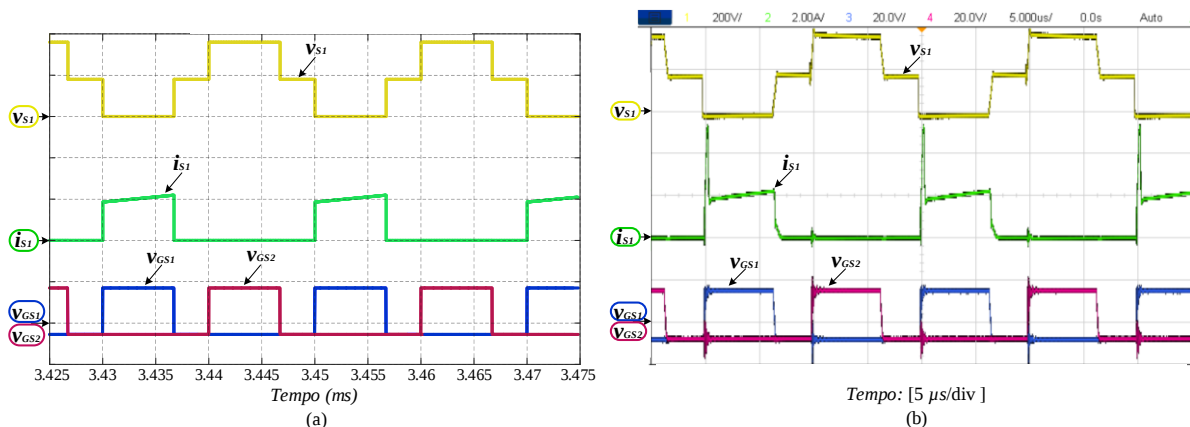
Figura 34 - Bancada de testes com o protótipo do conversor *boost* 3SSC-A implementado em laboratório.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 35 são apresentados os sinais de controle dos transistores S_1 e S_2 , a corrente i_{S1} e a tensão v_{S1} . Os pulsos de gatilho nos transistores demonstram que o conversor opera sem sobreposição dos sinais de comando, com $D=0,33$. A tensão v_{S1} máxima é de aproximadamente 360 V. A corrente i_{S1} cresce linearmente até aproximadamente 2,2 A.

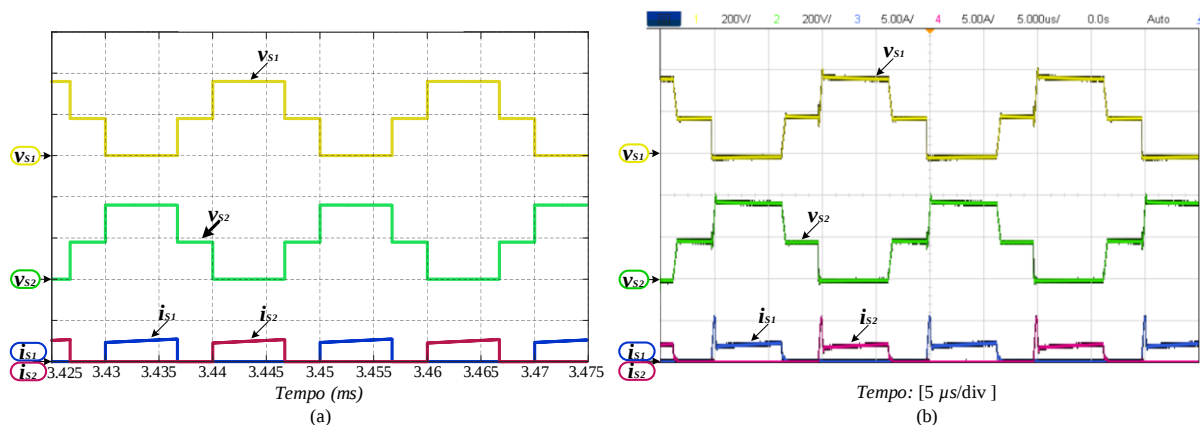
Figura 35 - Formas de onda dos sinais de comando dos transistores, corrente e tensão no transistor S_1 : V_{GS1} [20 V/div]; V_{GS2} [20 V/div]; i_{S1} [2 A/div]; v_{S1} [200 V/div] - (a) Simulação, (b) Experimental.



Fonte: Próprio autor.

As formas de onda referentes aos esforços de tensão e corrente nos transistores S_1 e S_2 , são apresentadas na Figura 36. Observa-se que os transistores não permanecem em condução simultaneamente, sendo evidente o atraso de 180° entre os sinais de comando. A indutância de dispersão dos enrolamentos do autotransformador provoca os picos de corrente observados nas correntes i_{S1} e i_{S2} , porém, isso não influencia de forma considerável no princípio de funcionamento do conversor.

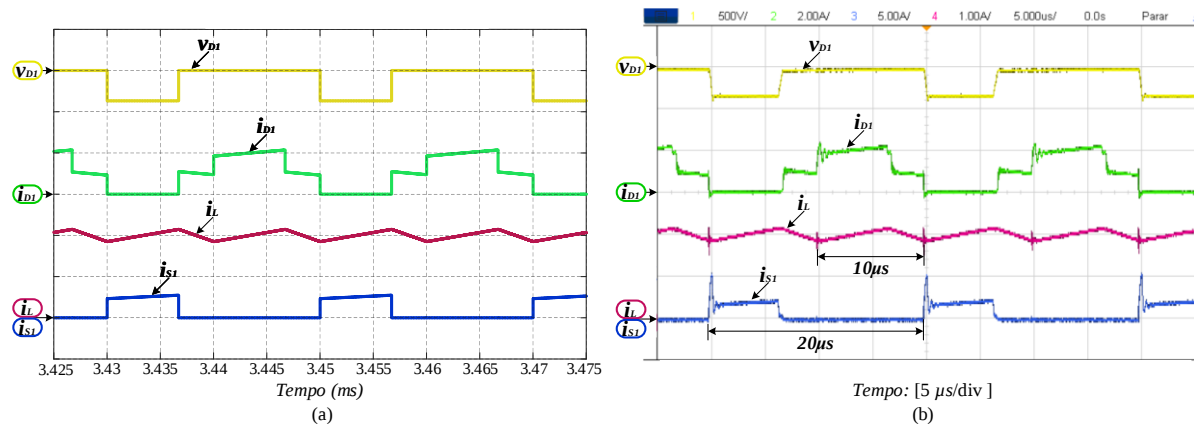
Figura 36 - Formas de onda de simulação dos esforços de tensão e corrente sobre os transistores: v_{S1} [200 V/div]; v_{S2} [200 V/div]; i_{S1} [5 A/div]; i_{S2} [5 A/div] - (a) Simulação, (b) Experimental.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 37, a tensão v_{D1} , a corrente i_L e as correntes i_{D1} e i_{S1} são apresentadas. A tensão reversa máxima nos diodos é o dobro da tensão V_{in} , que equivale aproximadamente a -360 V, conforme à análise teórica. Observando as correntes i_{S1} e i_{D1} , pode-se verificar que o transistor S_1 e o diodo D_1 não operam simultaneamente, evidenciando o funcionamento complementar entre esses semicondutores. Além disso, pode-se observar, pelo comportamento da corrente i_L , que o conversor opera em MCC, com frequência de ondulação ΔI_L equivalente a 100 kHz, correspondendo ao dobro da frequência de chaveamento, com valor médio de 2 A. Adicionalmente, pode-se observar que os diodos D_1 e D_2 conduzem simultaneamente quando a corrente i_L decresce linearmente, ou seja, no momento em que os transistores S_1 e S_2 são desligados. Nesse instante, a corrente através de cada diodo equivale à metade da corrente i_L , com valor médio de 1 A, portanto, verifica-se a divisão dos esforços de corrente entre estes semicondutores.

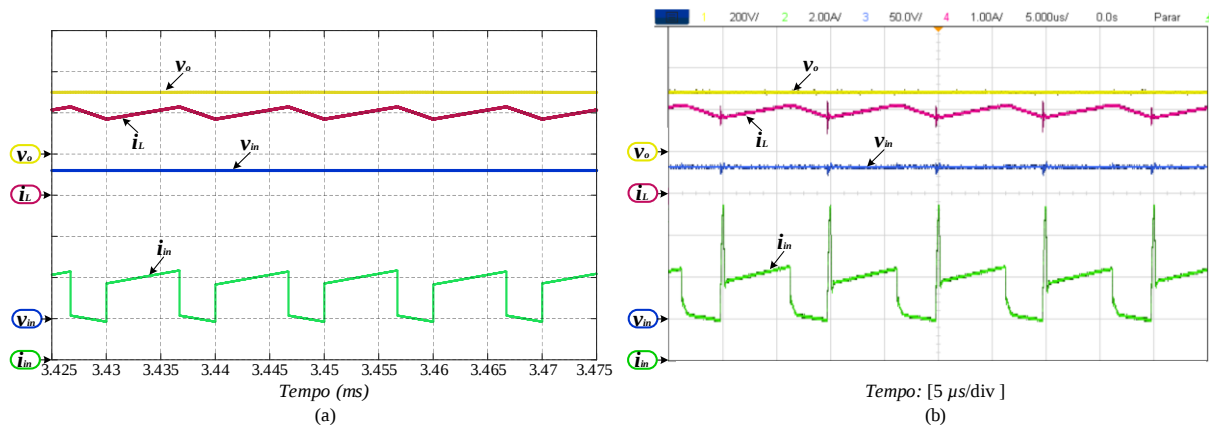
Figura 37 - Formas de onda dos esforços de tensão e corrente sobre os semicondutores, e corrente no indutor: v_{D1} [200 V/div]; i_{D1} [2 A/div]; i_L [1 A/div]; i_{S1} [5 A/div] - (a) Simulação, (b) Experimental.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 38 são apresentadas as formas de onda da tensão V_{in} , tensão V_o , corrente i_L e a corrente de entrada i_{in} . Esses resultados demonstram a característica do conversor operando como elevador de tensão, com V_o em 300 V, correspondendo ao ganho requerido. Verifica-se que a corrente i_{in} apresenta maior ondulação do que a corrente i_L do indutor e, seu formato evidencia a característica de fonte de tensão na entrada deste conversor, diferenciando-se do conversor *boost* clássico e da topologia *boost* 3SSC-B, que apresentam característica de fonte de corrente na entrada.

Figura 38 - Formas de onda da tensão de entrada, corrente de entrada, tensão de saída e corrente no indutor: v_o [200 V/div]; i_L [1 A/div]; v_{in} [50 V/div]; i_{in} [2 A/div] - (a) Simulação, (b) Experimental.

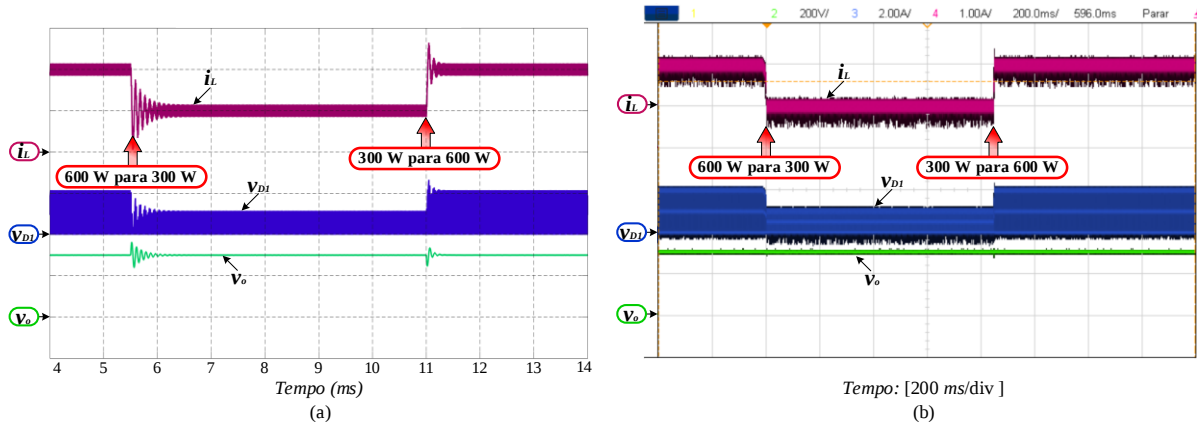


Fonte: Próprio autor.

Para verificar a ação de controle de tensão, o conversor foi colocado em operação sob condições nominais de tensão e potência, sendo aplicado o degrau de carga. As respostas dinâmicas de V_o , i_L e i_{D1} , durante a variação de carga, são mostradas na Figura 39. Inicialmente, em $t = 400 \text{ ms}$ a carga diminui de 600 W para 300 W, e então, em $t = 1460 \text{ ms}$, a carga é aumentada de 300 W para 600 W. Devido ao controlador PI simples adotado, o resultado de simulação na Figura 39 apresenta resposta oscilatória no instante do degrau de carga. Dessa

forma, visando a melhora dos parâmetros de desempenho do controlador, poderia-se implementar outro tipo de compensador para melhorar a resposta dinâmica. Devido à presença das não idealidades dos componentes do conversor, tais como resistências série equivalentes, os resultados experimentais não apresentam a mesma característica oscilatória que a simulação durante a variação de carga.

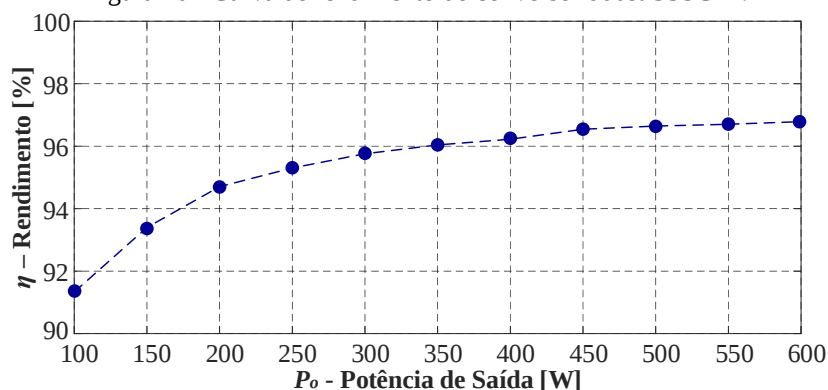
Figura 39 - Resposta dinâmica do conversor: i_L [1 A/div]; i_{D1} [2 A/div]; v_o [200 V/div] - (a) Simulação, (b) Experimental.



Fonte: Próprio autor.

O rendimento do protótipo experimental foi avaliado em uma faixa de carga de 100 W a 600 W, conforme mostrado na Figura 40. Verifica-se que o desempenho do protótipo é superior a 91% em toda a faixa de potência definida, destacando, em carga nominal, rendimento de aproximadamente 96,8%.

Figura 40 - Curva de rendimento do conversor *boost* 3SSC-A.



Fonte: Próprio autor.

Em condição de potência nominal, avaliou-se a distribuição térmica no conversor por meio de uma câmera termográfica, conforme apresentado na Figura 41. Em consequência da divisão de corrente entre os semicondutores, devido a característica de funcionamento da

3SSC, na Figura 41 fica evidente a distribuição das perdas térmicas entre os componentes. Em carga nominal a temperatura máxima nos componentes do protótipo é inferior a 45 °C.

Figura 41 - Imagem infravermelha do conversor *boost* 3SSC-A operando com carga nominal.



Fonte: Próprio autor.

3.8 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram realizados estudos detalhados da operação em regime permanente do conversor *boost* 3SSC-A. As análises qualitativas foram desenvolvidas para os modos de condução contínua, descontínua e crítica, considerando que a estrutura opera somente com $D < 0,5$. A modelagem a pequenos sinais e o roteiro de projeto, considerando a operação da topologia em MCC, também foram apresentados, o que possibilitou o projeto do controlador de tensão e, consequentemente, a implementação do protótipo experimental.

A incorporação da 3SSC-A ao conversor *boost* 3SSC-A resultou em características vantajosas em relação ao conversor *boost* clássico, oferecendo baixa ondulação na corrente do capacitor de saída, o que proporciona redução nas perdas devido à resistência série do capacitor e, consequentemente, aumenta a vida útil desse elemento. Além disso, a região de operação em MCC para a topologia *boost* 3SSC-A é maior que a área de operação da estrutura *boost* clássica na faixa de razão cíclica limitada em $D < 0,5$, caracterizando uma vantagem do conversor *boost* 3SSC-A, principalmente em caso de carga leve, em que a transição do MCC para o MCD geralmente é evitada.

Com o estudo da dinâmica do conversor, verificou-se que, ao contrário das topologias *boost* clássica e *boost* 3SSC-B, a função de transferência $G_{vd}(s)$ do conversor *boost* 3SSC-A tem característica de fase mínima, o que simplifica o projeto do controlador de tensão. Além disso, destaca-se que, o conversor *boost* 3SSC-A representa mais uma estrutura na literatura

que se soma aos esforços em desenvolver topologias elevadoras de tensão que apresentem melhor desempenho dinâmico com apenas uma malha de realimentação.

Conforme os resultados experimentais, o conversor *boost* 3SSC-A apresenta todas as vantagens inerentes ao uso da 3SSC, como tamanho e peso reduzido dos elementos armazenadores de energia, divisão dos esforços de corrente entre os semicondutores e, conseqüentemente, distribuição das perdas térmicas, proporcionando redução do volume dos dissipadores de calor. Adicionalmente, a estrutura *boost* 3SSC-A também apresenta rendimento elevado, conforme demonstrado pela curva de rendimento experimental.

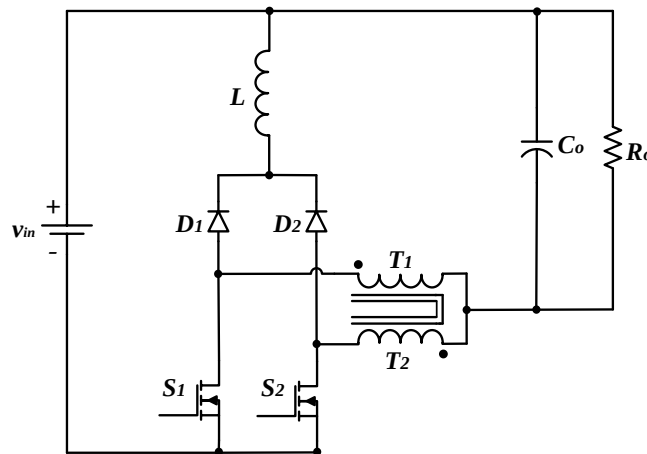
Apesar da limitação do ganho estático, o conversor *boost* 3SSC-A pode ser utilizado em aplicações que requerem uma resposta dinâmica rápida, com menor complexidade e custo. Além disso, a estrutura pode ser aplicada a sistemas que alimentam cargas críticas sensíveis a distúrbios de subtensões e que requerem baixa ondulação de corrente.

4 CONVERSOR CC-CC BUCK 3SSC-A

Este capítulo tem como objetivo o estudo do conversor *buck* não isolado incorporando a célula de comutação de três estados tipo A. Tal como apresentado para o conversor *boost* 3SSC-A, é desenvolvida a análise qualitativa em termos das etapas de operação, descrevendo os circuitos equivalentes e características de funcionamento da topologia *buck* 3SSC-A nos modos de condução contínua, descontinua e crítica. Descreve-se também a análise quantitativa, para obter as equações para o projeto e dimensionamento físico da estrutura.

Na Figura 42 é apresentado o conversor CC-CC *buck* 3SSC-A. O conversor é composto de um autotransformador formado por dois enrolamentos com relação unitária de espiras, T_1 e T_2 , dois transistores, S_1 e S_2 , dois diodos, D_1 e D_2 , um indutor L , e um capacitor de saída C_o . O conversor é alimentado por uma fonte de tensão CC v_{in} e na saída está conectada a carga equivalente R_o .

Figura 42 - Conversor CC-CC *buck* 3SSC-A.



Fonte: Adaptado de (BASCOPE, 2001).

Da mesma forma que o conversor *boost* 3SSC-A, o conversor *buck* 3SSC-A também não opera com razão cíclica igual ou maior de que 0,5. Para a descrição dos modos de operação, considera-se que a estrutura opera em regime permanente, com frequência de chaveamento fixa e com os pulsos de comando dos transistores defasados em 180° . Todos os componentes são considerados ideais e a relação de espiras do transformador é unitária.

4.1 MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

Neste modo de operação a corrente no indutor não se anula ao longo do período de comutação, caracterizando assim o MCC.

4.1.1 Análise qualitativa

Durante um período de comutação T_s , a estrutura apresenta quatro intervalos de operação. A Tabela 11 apresenta os estados dos transistores e diodos para cada etapa, sendo que ON indica que o semicondutor está em condução e OFF indica o bloqueio.

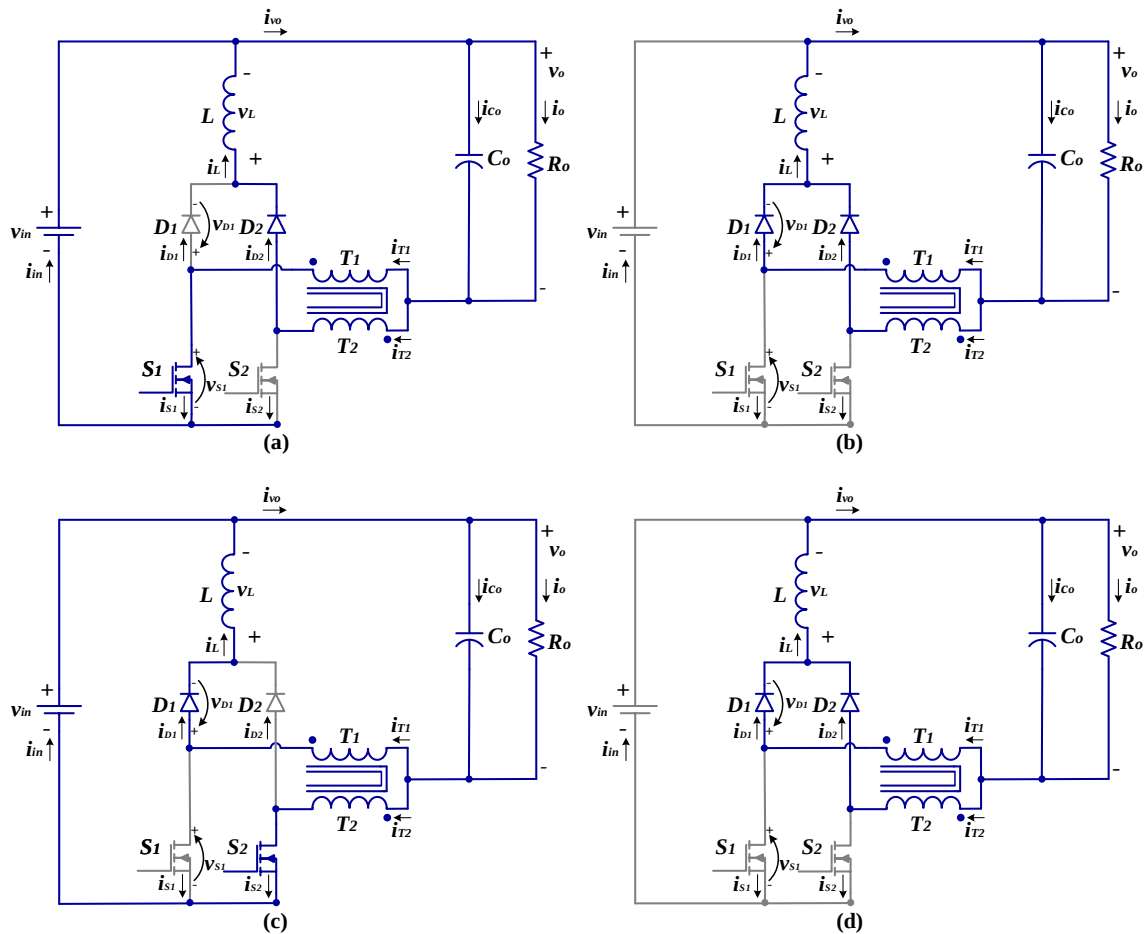
Tabela 11 - Estados dos semicondutores durante um período de comutação do conversor *buck* 3SSC-A operando em MCC.

Semicondutor	$t_0 < t < t_1$	$t_1 < t < t_2$	$t_2 < t < t_3$	$t_3 < t < T_s$
S_1	ON	OFF	OFF	OFF
S_2	OFF	OFF	ON	OFF
D_1	OFF	ON	ON	ON
D_2	ON	ON	OFF	ON

Fonte: Próprio autor.

As etapas de operação do conversor *buck* 3SSC-A em MCC são representadas pelos circuitos equivalentes da Figura 43.

Figura 43 - Etapas de operação do conversor *buck* 3SSC-A em MCC: (a) Primeira etapa, (b) Segunda etapa, (c) Terceira etapa, (d) Quarta etapa.



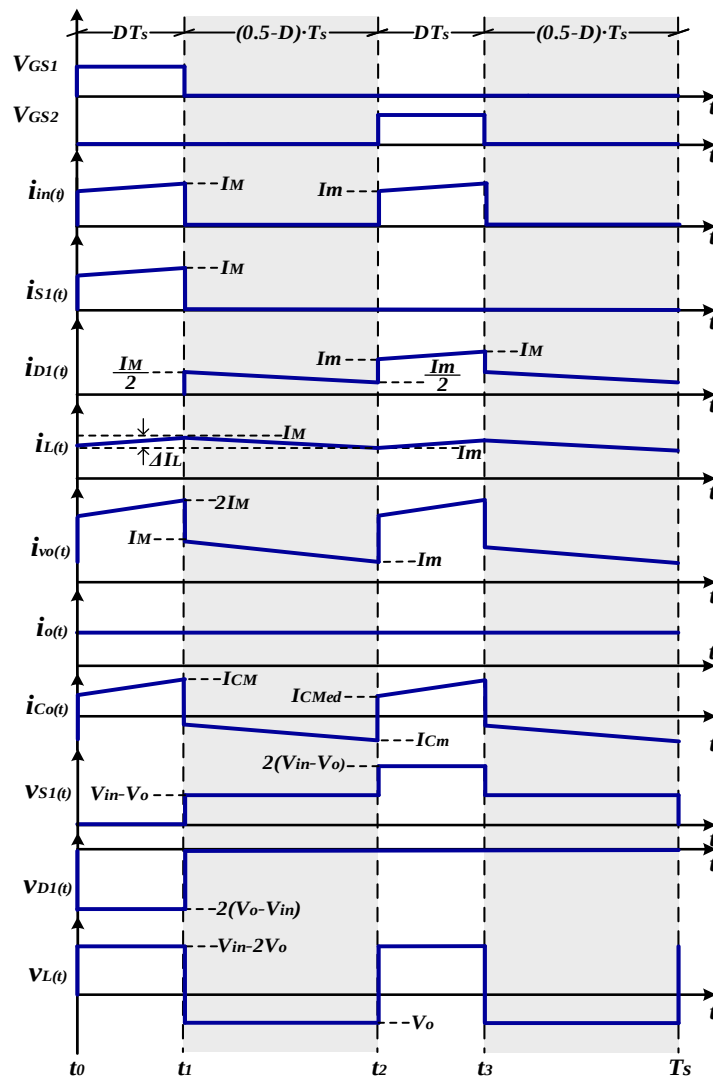
Fonte: Próprio autor.

Cada uma das variáveis dos circuitos da Figura 43 são definidas da seguinte forma:

- $i_{in}(t)$ – corrente instantânea de entrada;
- $i_{S1}(t)$ – corrente instantânea no transistor S_1 ;
- $v_{S1}(t)$ – tensão instantânea sobre o transistor S_1 .
- $i_{D1}(t)$ – corrente instantânea no diodo D_1 ;
- $v_{D1}(t)$ – tensão instantânea sobre o diodo D_1 .
- $i_L(t)$ – corrente instantânea no indutor L ;
- $i_o(t)$ – corrente instantânea na carga R_o ;
- $i_{Co}(t)$ – corrente instantânea no capacitor C_o ;

As principais formas de onda teóricas são expressas na Figura 44, em que V_{GS1} e V_{GS2} são os sinais de comando aplicados aos transistores S_1 e S_2 , respectivamente.

Figura 44 - Principais formas de onda teóricas para o conversor *buck* 3SSC-A operando em MCC.



Fonte: Próprio autor.

A partir das Figuras 43 e 44, pode-se analisar cada etapa de operação do conversor:

- Primeira etapa [$t_0 < t < t_1$]: Inicialmente, conforme apresentado na Figura 43a, no instante t_0 , o transistor S_1 entra em condução, enquanto S_2 encontra-se bloqueado. O diodo D_2 entra em condução, enquanto D_1 está polarizado reversamente. A corrente $i_L(t)$ cresce linearmente e o indutor L armazena energia. Como a relação de espiras dos enrolamentos do autotransformador é unitária, a corrente $i_{vo}(t)$ é dividida igualmente entre esses enrolamentos. Metade da corrente $i_{vo}(t)$ flui através de T_2 e do diodo D_2 e outra metade circula através de T_1 e do transistor S_1 . Neste instante, as correntes $i_L(t)$ e $i_{in}(t)$ correspondem à metade da corrente $i_{vo}(t)$. Considerando que os enrolamentos do autotransformador têm a mesma impedância, as tensões sobre T_1 e T_2 têm amplitude iguais à tensão v_{in} subtraída da tensão v_o . A tensão $v_L(t)$, a corrente $i_{in}(t)$, bem como a corrente $i_{Co}(t)$ durante esta etapa, são expressas pelas equações (91), (92) e (93), respectivamente.

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = v_{in}(t) - 2v_o(t) \quad (91)$$

$$i_{in}(t) = i_L(t) \quad (92)$$

$$i_{Co}(t) = C_o \frac{dv_o(t)}{dt} = 2i_L(t) - i_o(t) \quad (93)$$

- Segunda etapa [$t_1 < t < t_2$]: Nesta etapa, conforme expresso na Figura 43b, o transistor S_1 é bloqueado, e S_2 ainda permanece em bloqueio. O diodo D_1 é diretamente polarizado e D_2 permanece conduzindo. Com os diodos em condução, os terminais do autotransformador são curto-circuitados, mantendo um caminho para a circulação de corrente no indutor. A tensão sobre o indutor L tem polaridade invertida para manter o fluxo magnético e a corrente $i_L(t)$ decresce linearmente, transferindo a energia armazenada na primeira etapa para a carga. Neste instante, a corrente $i_L(t)$ é igual a corrente $i_{vo}(t)$. A tensão $v_L(t)$, a corrente $i_{in}(t)$, bem como a corrente $i_{Co}(t)$ durante esta etapa, são expressas pelas equações (94), (95) e (96), respectivamente.

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = -v_o(t) \quad (94)$$

$$i_{in}(t) = 0 \quad (95)$$

$$i_{Co}(t) = C_o \frac{dv_o(t)}{dt} = i_L(t) - i_o(t) \quad (96)$$

- Terceira etapa [$t_2 < t < t_3$]: devido à simetria do circuito, esta etapa é similar à primeira, mas neste intervalo o transistor S_1 e o diodo D_2 estão em bloqueio, enquanto S_2 e D_1 conduzem, conforme a Figura 43c.
- Quarta etapa [$t_3 < t < T_s$]: essa etapa é idêntica à segunda etapa, em que a corrente através do indutor L flui pelos diodos D_1 , D_2 e enrolamentos do autotransformador.

De acordo com as formas de onda teóricas apresentadas na Figura 44, a corrente no indutor não se anula em nenhum instante de tempo, caracterizando, assim, o MCC. Similarmente ao conversor *buck* clássico, a corrente de entrada do conversor *buck* 3SSC-A é pulsada, resultando em ondulação maior que a apresentada na corrente $i_L(t)$. Os semicondutores são submetidos à tensão máxima equivalente ao dobro da diferença das tensões de entrada e saída do conversor.

4.1.2 Análise quantitativa

De acordo com a análise das etapas de operação, é possível obter as equações que permitem o cálculo dos componentes do estágio de potência do conversor.

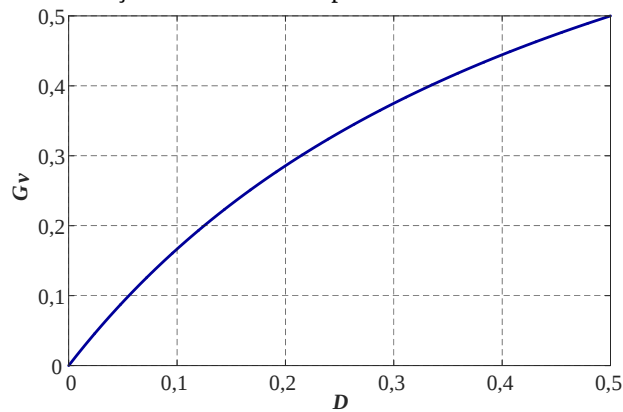
4.1.2.1 Ganho estático

O ganho estático é obtido por meio das equações diferenciais (91) e (94), considerando que a tensão média através do indutor deve ser igual a zero em um período de comutação. A partir dessa premissa, tem-se a expressão (97).

$$G_v = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2D}{1+2D} \quad (97)$$

Na Figura 45 é apresentada a variação do ganho estático em função da razão cíclica. Neste gráfico, nota-se que o ganho estático do conversor em função da razão cíclica é não linear, diferentemente dos conversores *buck* clássico e *buck* 3SSC-B, que apresentam ganho estático linear. Adicionalmente, verifica-se que o ganho máximo de tensão da topologia em MCC é 0,5, para $D \leq 0,5$, tal como apresentado pelas topologias *buck* supracitadas, nessa faixa de operação.

Figura 45 - Ganho estático em função da razão cíclica para o conversor *buck* 3SSC-A operando em MCC.



Fonte: Próprio autor.

4.1.2.2 Indutor

A variação da corrente no indutor é, em módulo, igual na primeira e segunda etapas. Logo, a partir da análise da corrente $i_L(t)$ e usando as expressões (91), (94) e (97), a ondulação da corrente através do indutor L é dada em (98).

$$\Delta I_L = \frac{(1-2D)V_o T_s}{2L} \quad (98)$$

Isolando L na equação (98), o valor da indutância é determinado por (99).

$$L = \frac{(1-2D)V_o T_s}{2\Delta I_L} \quad (99)$$

A corrente média no indutor é dada pela expressão (100).

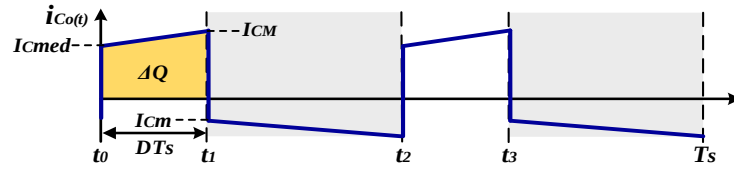
$$I_L = \frac{I_o}{1+2D} \quad (100)$$

4.1.2.3 Capacitor de saída

Para determinar a equação que permite o cálculo do capacitor, considera-se a quantidade de carga armazenada nesse elemento. De acordo com a Figura 46, a variação de carga ΔQ é a área do trapézio acima do eixo do tempo. Logo, a variação de carga é dada pela expressão (101).

$$\Delta Q = \frac{(I_{CM} + I_{Cmed})DT_s}{2} \quad (101)$$

Figura 46 - Forma de onda da corrente no capacitor de saída do conversor *buck* 3SSC-A.



Fonte: Próprio autor.

Dada a representação gráfica da corrente no capacitor na Figura 46 e, com o auxílio da Figura 46, define-se as correntes I_{CM} e I_{Cmed} em função da ondulação de corrente e da corrente média de carga. Assim, têm-se que:

$$I_{CM} = 2I_M - I_o \quad (102)$$

$$I_{Cmed} = 2I_m - I_o \quad (103)$$

Sendo que:

$$I_M = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (104)$$

$$I_m = I_L - \frac{\Delta I_L}{2} \quad (105)$$

Substituindo (104), (105) e (100) em (102) e (103), pode-se escrever I_{CM} e I_{Cm} em função da ondulação de corrente e da corrente média no indutor, tal como apresentado em (106) e (107).

$$I_{CM} = \Delta I_L + I_o \left(\frac{1-2D}{1+2D} \right) \quad (106)$$

$$I_{Cm} = -\Delta I_L + I_o \left(\frac{1-2D}{1+2D} \right) \quad (107)$$

Substituindo (106) e (107) em (101), obtém-se a expressão (108).

$$\Delta Q = I_o \left(\frac{1-2D}{1+2D} \right) DT_s \quad (108)$$

De forma genérica, a capacitância pode ser determinada pela equação (109).

$$C_o = \frac{\Delta Q}{\Delta V_o} \quad (109)$$

Substituindo a equação (108) em (109), obtém-se a expressão (110) para o cálculo da capacitância mínima necessária para obter a ondulação de tensão desejada na saída do conversor.

$$C_o \geq \left(\frac{1-2D}{1+2D} \right) \frac{DI_o T_s}{\Delta V_o} \quad (110)$$

4.1.2.4 Esforços de tensão e corrente

Considerando a Figura 4.3, apresenta-se o equacionamento e obtenção das principais expressões necessárias para o dimensionamento dos elementos do estágio de potência.

4.1.2.4.1 Esforços nos elementos armazenadores de energia

A corrente instantânea através do indutor é a soma de sua componente média mais a ondulação. A componente média é dada pela equação (100), logo, a corrente instantânea através do indutor L é definida pela expressão (111) em cada etapa de operação.

$$i_L(t) = \begin{cases} \frac{I_o}{(1+2D)} + \frac{\Delta I_L}{DT_s} t - \frac{\Delta I_L}{2} & t_o \leq t \leq t_1 \\ \frac{I_o}{(1+2D)} - \frac{\Delta I_L}{\frac{T_s}{2} - DT_s} t + \frac{\frac{\Delta I_L}{2} \left(\frac{T_s}{2} + DT_s \right)}{\frac{T_s}{2} - DT_s} & t_1 \leq t \leq t_2 \\ \frac{I_o}{(1+2D)} + \frac{\Delta I_L}{DT_s} t - \frac{\Delta I_L}{2} \left(\frac{1+D}{D} \right) & t_2 \leq t \leq t_3 \\ \frac{I_o}{(1+2D)} - \frac{\Delta I_L}{\frac{T_s}{2} - DT_s} t + \frac{\frac{\Delta I_L}{2} \left(\frac{3T_s}{2} + DT_s \right)}{\frac{T_s}{2} - DT_s} & t_3 \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (111)$$

A corrente eficaz através do indutor pode ser calculada a partir da equação (111) aplicando a definição de valor eficaz, obtendo-se a expressão (112).

$$I_{Lrms} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{DT_s} \left[\frac{I_o}{(1+2D)} + \frac{\Delta I_L}{DT_s} t - \frac{\Delta I_L}{2} \right]^2 dt + \frac{2}{T_s} \int_{DT_s}^{\frac{T_s}{2}} \left[\frac{I_o}{(1+2D)} - \frac{\Delta I_L}{\frac{T_s}{2} - DT_s} t + \frac{\frac{\Delta I_L}{2} \left(\frac{T_s}{2} + DT_s \right)}{\frac{T_s}{2} - DT_s} \right]^2 dt} \\ I_{Lrms} = \sqrt{\left(\frac{I_o}{1+2D} \right)^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12}} \quad (112)$$

4.1.2.4.2 Esforços nos semicondutores

A corrente instantânea através do transistor S_I é definida pela expressão (113).

$$i_s(t) = \begin{cases} \frac{I_o}{(1+2D)} + \frac{\Delta I_L}{DT_s} t - \frac{\Delta I_L}{2} & t_o \leq t \leq t_1 \\ 0 & t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & t_2 \leq t \leq t_3 \\ 0 & t_3 \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (113)$$

Considerando a equação (4.23), a corrente média em cada transistor é definida em (4.24).

$$I_{S_{AVG}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} \left(\frac{I_o}{(1+2D)} + \frac{\Delta I_L}{DT_s} t - \frac{\Delta I_L}{2} \right) dt} = \frac{DI_o}{1+2D} \quad (114)$$

Conforme apresentado na Figura 4.3, a máxima tensão a que os transistores são submetidos é dada pela equação (115).

$$V_{S(\max)} = 2(V_{in} - V_o) \quad (115)$$

A corrente instantânea através do diodo D_1 é definida pela expressão (116).

$$i_D(t) = \begin{cases} 0 & t_o \leq t \leq t_1 \\ \frac{I_o}{2(1+2D)} - \frac{\Delta I_L}{2\left(\frac{T_s}{2} - DT_s\right)} t + \frac{\frac{\Delta I_L}{2}\left(\frac{T_s}{2} + DT_s\right)}{2\left(\frac{T_s}{2} - DT_s\right)} & t_1 \leq t \leq t_2 \\ \frac{I_o}{2(1+2D)} + \frac{\Delta I_L}{DT_s} t - \frac{\Delta I_L}{2} \left(\frac{1+D}{D} \right) & t_2 \leq t \leq t_3 \\ \frac{I_o}{2(1+2D)} - \frac{\Delta I_L}{2\left(\frac{T_s}{2} - DT_s\right)} t + \frac{\frac{\Delta I_L}{2}\left(\frac{3T_s}{2} + DT_s\right)}{2\left(\frac{T_s}{2} - DT_s\right)} & t_3 \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (116)$$

A partir da equação (116), a corrente média em cada diodo pode ser calculada de acordo com a expressão (117).

$$I_{D_{AVG}} = \frac{2}{T_s} \int_{DT_s}^{\frac{T_s}{2}} \left[\frac{I_o}{2(1+2D)} - \frac{\Delta I_L}{2\left(\frac{T_s}{2} - DT_s\right)} t + \frac{\frac{\Delta I_L}{2}\left(\frac{T_s}{2} + DT_s\right)}{2\left(\frac{T_s}{2} - DT_s\right)} \right] dt + \frac{1}{T_s} \int_{\frac{T_s}{2}}^{DT_s} \left[\frac{I_o}{2(1+2D)} + \frac{\Delta I_L}{DT_s} t - \frac{\Delta I_L}{2} \left(\frac{1+D}{D} \right) \right] dt$$

$$I_{D_{AVG}} = \frac{I_o}{2(1+2D)} \quad (117)$$

Aplicando a definição de valor eficaz, a corrente eficaz nos diodos é definida pela equação (118).

$$I_{Drms} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_{DT_s}^{\frac{T_s}{2}} \left[\frac{I_o}{2(1+2D)} - \frac{\Delta I_L}{2} t + \frac{\frac{\Delta I_L}{2} \left(\frac{T_s}{2} + DT_s \right)}{2 \left(\frac{T_s}{2} - DT_s \right)} \right]^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{\frac{T_s}{2}}^{DT_s} \left[\frac{I_o}{2(1+2D)} + \frac{\Delta I_L}{2} t - \frac{\Delta I_L}{2} \left(\frac{1+D}{D} \right) \right]^2 dt}$$

$$I_{Drms} = \sqrt{\frac{1}{12} (1+2D) \left(\frac{\Delta I_L^2}{4} + 3 \left(\frac{I_o}{1+2D} \right)^2 \right)} \quad (118)$$

A tensão de pico reversa a que são submetidos os diodos é dada pela expressão (119).

$$V_{D(max)} = 2(V_o - V_{in}) \quad (119)$$

4.1.2.4.3 Esforços no autotransformador

A corrente através do enrolamento T_1 do autotransformador corresponde à soma da corrente que flui pelo transistor S_1 mais a corrente que circula através do diodo D_1 . Logo, a corrente eficaz que circula através dos enrolamentos do transformador é dada pela equação (120).

$$I_{Trms} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{DT_s} \left[\frac{I_o}{(1+2D)} + \frac{\Delta I_L}{DT_s} t - \frac{\Delta I_L}{2} \right]^2 dt + \frac{2}{T_s} \int_{DT_s}^{\frac{T_s}{2}} \left[\frac{I_o}{2(1+2D)} - \frac{\Delta I_L}{2 \left(\frac{T_s}{2} - DT_s \right)} t + \frac{\frac{\Delta I_L}{2} \left(\frac{T_s}{2} + DT_s \right)}{2 \left(\frac{T_s}{2} - DT_s \right)} \right]^2 dt}$$

$$I_{Trms} = \sqrt{\frac{1}{12} (1+6D) \left(\frac{\Delta I_L^2}{4} + 3 \left(\frac{I_o}{1+2D} \right)^2 \right)} \quad (120)$$

4.2 MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

Neste modo de operação a corrente no indutor torna-se nula durante um determinado intervalo de tempo. A razão cíclica é menor que 0,5, caracterizando a não sobreposição dos sinais de comando aplicados aos transistores.

4.2.1 Análise qualitativa

O período de comutação é dividido em seis etapas de operação. A Tabela 12 apresenta os estados dos transistores e diodos durante estas etapas, sendo que ON indica que o semicondutor está em condução e OFF indica o bloqueio.

Tabela 12 - Estados dos semicondutores durante um período de comutação do conversor *buck* 3SSC-A operando em MCD.

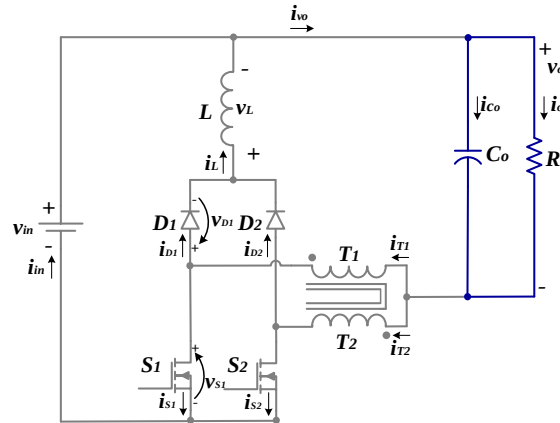
Semicondutor	$t_0 < t < t_1$	$t_1 < t < t_2$	$t_2 < t < t_3$	$t_3 < t < t_4$	$t_4 < t < t_5$	$t_5 < t < T_s$
S_1	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
S_2	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF
D_1	OFF	ON	OFF	ON	ON	OFF
D_2	ON	ON	OFF	OFF	ON	OFF

Fonte: Próprio autor.

- Primeira etapa [$t_0 < t < t_1$]: A primeira etapa de operação do conversor em MCD é similar à primeira etapa do conversor operando em MCC, em que o transistor S_1 entra em condução, enquanto S_2 encontra-se bloqueado. O diodo D_2 entra em condução, enquanto D_1 está polarizado reversamente. A corrente $i_L(t)$ cresce linearmente e o indutor L armazena energia. Como a relação de espiras dos enrolamentos do autotransformador é unitária, a corrente $i_{vo}(t)$ é dividida igualmente entre esses enrolamentos. Metade da corrente $i_{vo}(t)$ flui através de T_2 e do diodo D_2 e outra metade circula através de T_1 e do transistor S_1 . Neste instante, as correntes $i_L(t)$ e $i_{in}(t)$ correspondem à metade da corrente $i_{vo}(t)$. Considerando que os enrolamentos do autotransformador têm a mesma impedância, as tensões sobre T_1 e T_2 têm amplitude iguais à tensão v_{in} subtraída da tensão v_o . A tensão $v_L(t)$, a corrente $i_{in}(t)$, bem como a corrente $i_{Co}(t)$ durante esta etapa, são expressas pelas equações (91), (92) e (93), respectivamente, tal como na primeira etapa de operação em MCC.
- Segunda etapa [$t_1 < t < t_2$]: A segunda etapa de operação do conversor em MCD é similar à segunda etapa de operação em MCC, em que o transistor S_1 é bloqueado, e S_2 ainda permanece em bloqueio. O diodo D_1 é diretamente polarizado e D_2 permanece conduzindo. Com os diodos em condução, os terminais do autotransformador são curto-circuitados, mantendo um caminho para a circulação de corrente no indutor. A tensão sobre o indutor L tem polaridade invertida para manter o fluxo magnético e a corrente $i_L(t)$ decresce linearmente, transferindo a energia armazenada na primeira etapa para a carga. Neste instante, a corrente $i_L(t)$ é igual a corrente $i_{vo}(t)$. A tensão $v_L(t)$, a corrente $i_{in}(t)$, bem como a corrente $i_{Co}(t)$ durante esta etapa, são expressas pelas equações (94), (95) e (96), respectivamente, tal como na segunda etapa de operação em MCC.
- Terceira etapa [$t_2 < t < t_3$]: Nesta etapa, a corrente no indutor torna-se nula, os transistores permanecem desligados e os diodos estão em bloqueio. Dessa forma, não

há transferência de potência da fonte de entrada para a carga. A energia fornecida para a carga é proveniente do capacitor de saída C_o , conforme apresentado na Figura 47.

Figura 47 - Terceira etapa de operação do conversor *buck* 3SSC-A em MCD.



Fonte: Próprio autor.

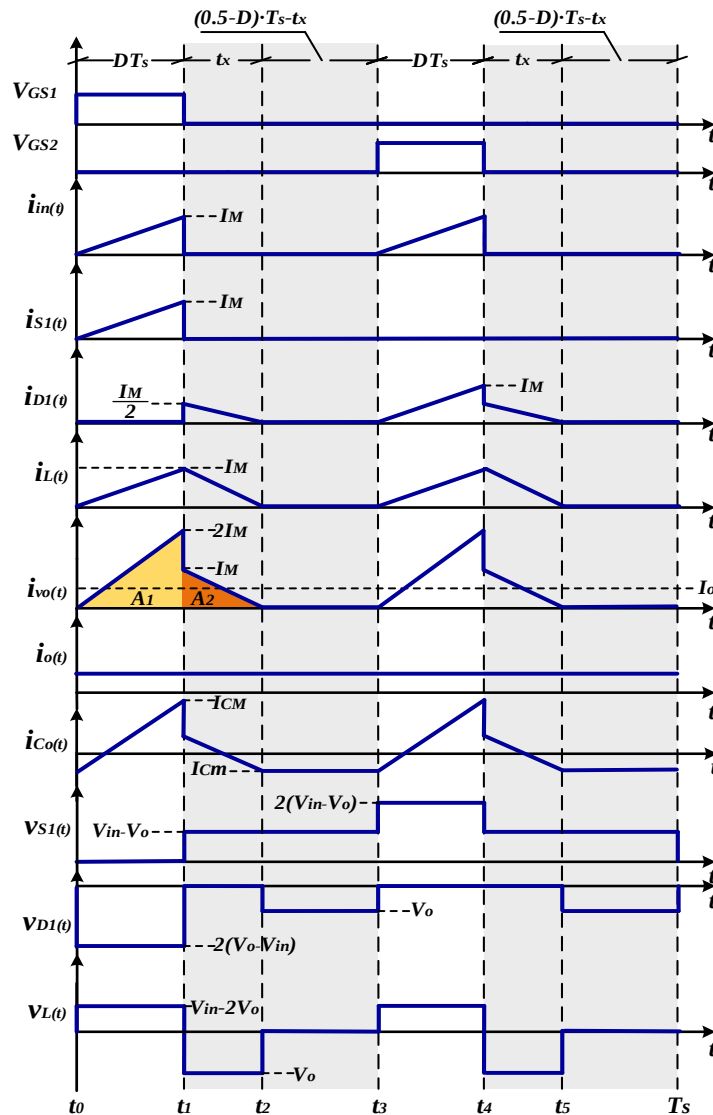
Analisando o circuito da Figura 47, obtém-se a expressão (121).

$$i_{C_o}(t) = i_o(t) \quad (121)$$

- Quarta etapa [$t_3 < t < t_4$]: Esta etapa de operação é similar à terceira etapa do MCC mostrada na Figura 43c.
- Quinta etapa [$t_4 < t < t_5$]: Esta etapa de operação é similar à quarta etapa do MCC mostrada na Figura 4.2d.
- Sexta etapa [$t_5 < t < T_s$]: Esta etapa de operação é similar à terceira etapa do MCD.

As principais formas de onda teóricas para o conversor *buck* 3SSC-A operando em MCD são expressas na Figura 48. Observa-se que os sinais de comando aplicados aos transistores S_1 e S_2 não se sobrepõem. Também é possível verificar que a corrente no indutor é nula durante a terceira e sexta etapas de operação, caracterizando o MCD. Da mesma forma que no MCC, na operação em MCD os semicondutores são submetidos à tensão máxima equivalente ao dobro da diferença das tensões de entrada e saída do conversor.

Figura 48 - Principais formas de onda teóricas para o conversor *buck* 3SSC-A operando em MCD.



Fonte: Próprio autor.

4.2.2 Análise quantitativa

De acordo com a análise das etapas de operação, é possível obter as equações que caracterizam o comportamento do conversor *buck* 3SSC-A em MCD.

4.2.2.1 Ganho estático

O ganho estático é determinado a partir da corrente média I_{vo} , que é numericamente igual à corrente média de carga I_o . Considera-se a forma de onda de $i_{vo}(t)$ apresentada na Figura 48 e aplica-se a definição de valor médio. Para isso, define-se a área A_1 formada pelo triângulo de base t_1-t_0 e altura $2I_M$, e a área A_2 formada pelo triângulo de base t_2-t_1 e altura I_M . Dessa forma, obtém-se a expressão (122).

$$\begin{aligned}
I_{vo} = I_o &= \frac{1}{T_s/2} \int_0^{T_s/2} i_L(t) dt = \frac{2}{T_s} (A_1 + A_2) \\
&= \frac{2}{T_s} \left(DT_s I_M + \frac{t_x I_M}{2} \right) = I_M \left(2D + \frac{t_x}{T_s} \right)
\end{aligned} \tag{122}$$

A corrente máxima I_M no indutor é obtida a partir da sua variação durante a primeira etapa de operação, em que $\Delta t_1 = t_1 - t_0 = DT_s$. Dessa forma, I_M é expresso por (123).

$$I_M = \frac{(V_{in} - 2V_o)DT_s}{L} \tag{123}$$

O intervalo t_x é calculado a partir variação da corrente no indutor na segunda etapa de operação, obtendo-se a equação (124).

$$t_x = \frac{(V_{in} - 2V_o)DT_s}{V_o} \tag{124}$$

Substituindo (123) e (124) em (122), encontra-se a equação para calcular o valor médio da corrente de saída, dada em (125).

$$I_o = \frac{V_{in}(V_{in} - 2V_o)D^2 T_s}{LV_o} \tag{125}$$

Parametrizando a expressão (125), obtém-se a expressão (126).

$$\gamma = \frac{LI_o}{V_{in}T_s} = \frac{(V_{in} - 2V_o)}{V_o} D^2 = \frac{(1 - 2G_v)}{G_v} D^2 \tag{126}$$

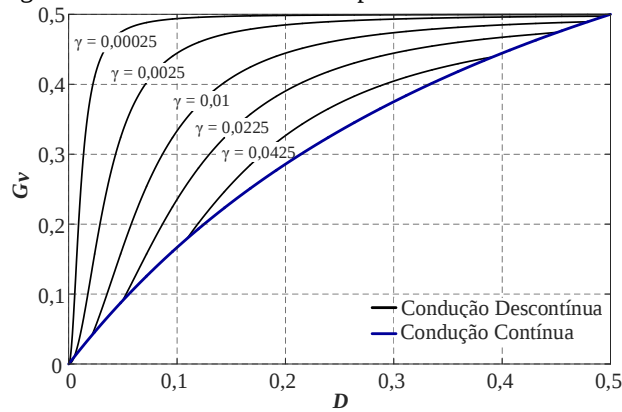
O parâmetro γ , expresso em (4.36), caracteriza a corrente de carga normalizada. Tal parâmetro representa as principais características de operação e fluxo de carga do conversor.

Isolando o ganho estático em (126), pode-se representa-lo conforme a equação (127).

$$G_v = \frac{D^2}{\gamma + 2D^2} \tag{127}$$

Como pode ser verificado em (127), o ganho estático do conversor operando em MCD não depende apenas da razão cíclica, mas também de outros parâmetros relativos à sua operação, como frequência de chaveamento, indutância e corrente de carga. A característica estática do conversor *buck* 3SSC-A em MCD para diferentes valores de γ é apresentada na Figura 49. Observa-se que a relação entre o ganho de tensão e a razão cíclica é não linear, o que implica na alteração do ganho do conversor, dependendo da carga conectada à sua saída. No caso em que γ é muito pequeno, a estrutura praticamente atinge o ganho máximo com razão cíclica pequena.

Figura 49 - Relação entre o ganho estático e a razão cíclica para o conversor *buck* 3SSC-A operando em MCD.

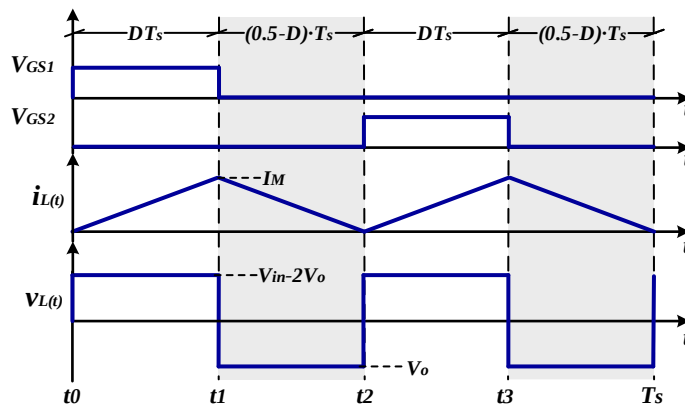


Fonte: Próprio autor.

4.3 MODO DE CONDUÇÃO CRÍTICA

As principais formas de onda teóricas do conversor *buck* 3SSC-A operando em MCCr são apresentadas na Figura 50.

Figura 50 - Formas de onda teóricas para o conversor *buck* 3SSC-A operando em MCCr.



Fonte: Próprio autor.

Conforme apresentado na Figura 50, a corrente no indutor torna-se nula a cada meio período, logo a corrente mínima I_m é igual a zero e a ondulação de corrente ΔI_L no indutor é igual à sua corrente máxima I_M . A primeira e segunda etapas de operação no MCCr são equivalentes à primeira e segunda etapas de operação em MCD, respectivamente.

4.3.1 Ganho estático

O ganho estático crítico G_{vcrit} pode ser obtido a partir da razão cíclica crítica D_{crit} . No ponto crítico, os ganhos estáticos calculados em MCC e MCD são iguais, portanto, a razão cíclica crítica é determinada pela igualdade entre as equações (97) e (127), obtendo-se a expressão (128).

$$\frac{2D_{crit}}{1+2D_{crit}} = \frac{D_{crit}^2}{\gamma + 2D_{crit}^2}$$

$$D_{crit}^2 - \frac{1}{2}D_{crit} + \gamma = 0$$

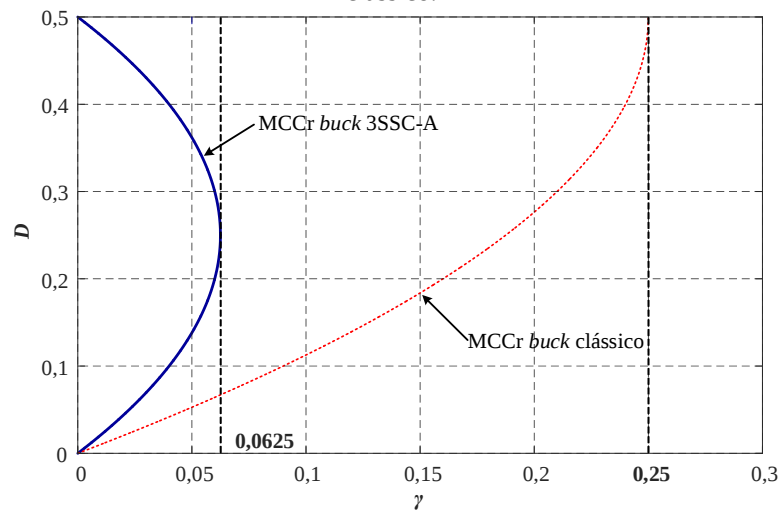
$$D_{crit} = \frac{1}{4} \pm \sqrt{\frac{1}{16} - \gamma} \quad (128)$$

Para determinar o ganho estático no MCCr, substitui-se a expressão (128) na equação do ganho estático do conversor em MCC dada em (97). Dessa forma, obtém-se a expressão (129).

$$G_{vcrit} = \frac{2D_{crit}}{1+2D_{crit}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\left(\frac{1}{2} \pm 2\sqrt{\frac{1}{16} - \gamma}\right)}} \quad (129)$$

Na Figura 51 é apresentada a relação entre o parâmetro γ e a razão cíclica crítica. Para diferentes valores de γ , se D for maior que D_{crit} , o conversor operará em MCC, caso contrário a operação se dará em MCD. Observa-se que, a razão cíclica crítica máxima no conversor *buck* 3SCC-A ocorre quando $D=0,25$, em que $\gamma=0,0625$. Em contraste, a razão cíclica crítica máxima no conversor *buck* clássico ocorre quando $D=0,5$ e $\gamma=0,25$. Portanto, a área de operação no MCC é maior para o conversor *buck* 3SCC-A na faixa de razão cíclica limitada em $D < 0,5$.

Figura 51 - Relação entre a razão cíclica crítica e o parâmetro γ para os conversores *buck* 3SCC-A e *buck* clássico.



Fonte: Próprio autor.

4.4.2 Indutância Crítica e ondulação de corrente

A indutância crítica corresponde ao valor limiar de indutância entre os modos de condução contínua e descontínua. A partir da Figura 51, o valor limiar de γ é 0,0625. Dessa forma, a indutância crítica L_{crit} pode ser determinada substituindo esse valor na expressão (126), obtendo-se assim, a equação (130).

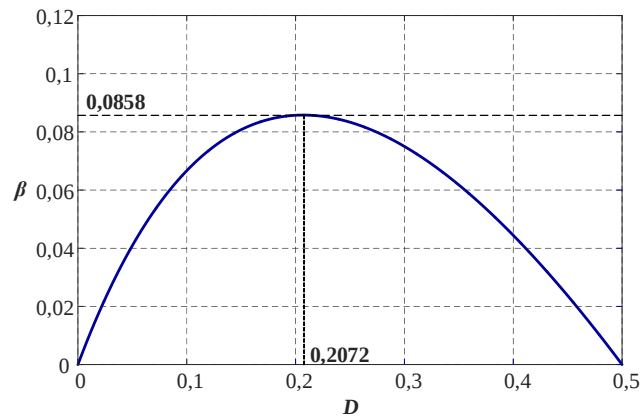
$$L_{crit} = \frac{V_{in} T_S}{16I_o} \quad (130)$$

Com o objetivo de observar a máxima ondulação de corrente ΔI_L no indutor, a expressão (98) é parametrizada, como apresentado na equação (131).

$$\beta = \frac{L \Delta I_L}{V_{in} T_S} = \frac{(1-2D)D}{(1+2D)} \quad (131)$$

A partir de (131), é obtido o valor da razão cíclica que acarreta na máxima ondulação de corrente no indutor L , sendo este valor $D=0,2072$ quando $\beta=0,0858$, conforme apresentado na Figura 52.

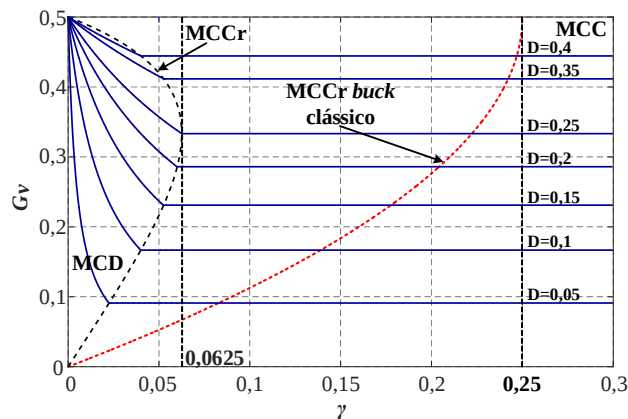
Figura 52 - Ondulação de corrente parametrizada no indutor L em função da razão cíclica D para o conversor *buck* 3SSC-A.



Fonte: Próprio autor.

4.4.3 Característica de Saída

Por meio das análises de funcionamento do conversor para os diferentes modos de operação, pode-se determinar a característica de saída do conversor *buck* 3SSC-A, conforme apresentado na Figura 53.

Figura 53 - Característica de saída do conversor *buck* 3SSC-A.

Fonte: Próprio autor.

Na Figura 53, a região correspondente ao MCD do conversor *buck* 3SSC-A é delimitada pela curva tracejada que define o comportamento em MCCr, para valores de γ inferiores a 0,0625. Observando o gráfico, verifica-se que quando o conversor opera em MCD o ganho estático é dependente da corrente de saída. O valor máximo do ganho estático crítico do conversor *buck* 3SSC-A ocorre em $\gamma=0,0625$ para $D=0,25$. No caso do conversor *buck* clássico, o valor máximo do ganho estático crítico ocorre em $\gamma=0,25$ para $D=0,5$. Portanto, a área de operação no MCC do conversor *buck* 3SSC-A é maior que a do conversor *buck* clássico, sendo essa uma vantagem sobre a topologia clássica em caso de carga leve. Assim, o conversor *buck* 3SSC-A pode, sob mesma condição de projeto, operar com corrente de carga menor em uma faixa maior que o conversor *buck* clássico, sem que haja transição para o MCD. No entanto, devido à sua característica estrutural, o conversor *buck* 3SSC-A tem ganho máximo limitado à metade da tensão de entrada, sendo esta uma desvantagem da topologia em relação aos conversores *buck* clássico e *buck* 3SSC-B, que tem ganho máximo igual à unidade.

4.4 MODELAGEM DO CONVERSOR CC-CC BUCK 3SSC-A EM MCC

Para a obtenção da função de transferência do conversor *buck* 3SSC-A, será feita a modelagem em pequenos sinais, tal como realizado para o conversor *boost* 3SSC-A. Portanto, serão adotadas as mesmas simplificações para a análise do circuito, considerando que o conversor opera sob condições ideais.

Sob condição de estado estacionário, as etapas de operação do conversor *buck* 3SSC-A foram apresentadas na seção 4.1. Analisando as principais formas de onda do conversor, representadas na Figura 44, obtém-se o valor médio quase instantâneo, em um período de

comutação, da tensão no indutor, da corrente de entrada e corrente no capacitor de saída, definidos pelas equações (132), (133) e (134), respectivamente.

$$L \frac{d\langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_L(t) \rangle_{T_s} = 2[(\langle v_{in}(t) \rangle_{T_s} - 2\langle v_o(t) \rangle_{T_s})d(t) - \langle v_o(t) \rangle_{T_s} d'(t)] \quad (132)$$

$$\langle i_{in}(t) \rangle_{T_s} = \langle i_L(t) \rangle_{T_s} d(t) \quad (133)$$

$$C_o \frac{d\langle v_o(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle i_{Co}(t) \rangle_{T_s} = 2[(2\langle i_L(t) \rangle_{T_s} - \langle i_o(t) \rangle_{T_s})d(t) + (\langle i_L(t) \rangle_{T_s} - \langle i_o(t) \rangle_{T_s})d'(t)] \quad (134)$$

4.4.1 Perturbação e linearização

A mesma técnica apresentada na seção 3.4 será utilizada para linearizar as equações (132) à (134). Logo, para realizar a modelagem será assumido que os valores médios quase instantâneos, da tensão no indutor (132), da corrente de entrada (133), e da corrente no capacitor (134), mais a razão cíclica, são uma combinação dos valores CC no ponto de operação a ser linearizado, mais uma pequena parcela CA, como apresentado nas equações (135) à (144).

$$\frac{d\langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{dI_L}{dt} + \frac{d\tilde{i}_L(t)}{dt} \quad (135)$$

$$\langle v_L(t) \rangle_{T_s} = V_L + \tilde{v}_L(t) \quad (136)$$

$$\langle i_{in}(t) \rangle_{T_s} = I_{in} + \tilde{i}_{in}(t) \quad (137)$$

$$\langle i_{Co}(t) \rangle_{T_s} = I_{Co} + \tilde{i}_{Co}(t) \quad (138)$$

$$\langle v_{in}(t) \rangle_{T_s} = V_{in} + \tilde{v}_{in}(t) \quad (139)$$

$$\langle v_o(t) \rangle_{T_s} = V_o + \tilde{v}_o(t) \quad (140)$$

$$\langle i_L(t) \rangle_{T_s} = I_L + \tilde{i}_L(t) \quad (141)$$

$$\langle i_o(t) \rangle_{T_s} = I_o + \tilde{i}_o(t) \quad (142)$$

$$d(t) = D + \tilde{d}(t) \quad (143)$$

$$d'(t) = D' + \tilde{d}'(t) \quad (144)$$

Sendo que X é a variável em regime permanente e $\tilde{x}(t)$ é a perturbação da variável X .

Assumindo-se que a parcela CA é muito menor que a parcela CC, pode-se linearizar as equações (132), (133) e (144). Logo, substituindo de maneira apropriada (135) à (144) nas equações (132) à (144) e, desconsiderando os termos constantes e de segunda ordem que contém o produto de parcelas CA, obtém-se as equações linearizadas que descrevem as

variações de pequenos sinais na tensão do indutor (145), corrente de entrada (146) e corrente do capacitor (147).

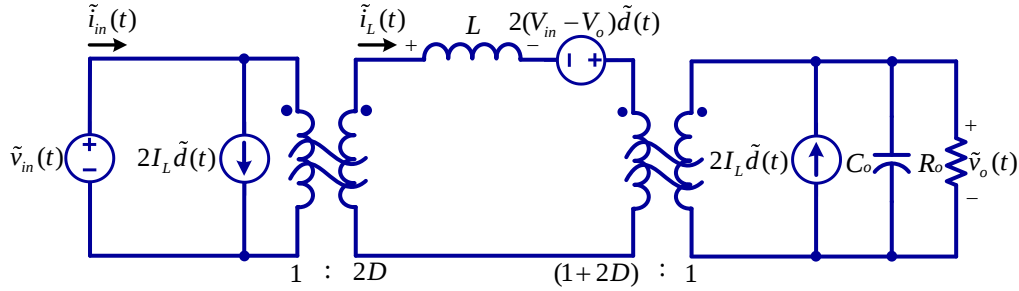
$$L \frac{d\tilde{i}_L(t)}{dt} = 2(V_{in} - V_o)\tilde{d}(t) + 2\tilde{v}_{in}(t)D - \tilde{v}_o(t)(1+2D) \quad (145)$$

$$\tilde{i}_{in}(t) = 2I_L\tilde{d}(t) + 2\tilde{i}_L(t)D \quad (146)$$

$$C_o \frac{d\tilde{v}_o(t)}{dt} = \tilde{i}_L(t)(1+2D) - \frac{\tilde{v}_o(t)}{R_o} \quad (147)$$

Realizada a linearização, obtém-se o modelo equivalente CA de pequenos sinais do conversor *buck* 3SSC-A, conforme representado na Figura 54, que agora pode ser solucionado utilizando técnicas convencionais de análise de circuitos lineares.

Figura 54 - Circuito equivalente de CA de pequenos sinais do conversor *buck* 3SSC-A.



Fonte: Próprio autor.

4.4.2 Função de transferência entre tensão de saída e razão cíclica

Uma vez obtido o circuito equivalente CA de pequenos sinais do conversor *buck* 3SSC-A, pode-se então solucionar o circuito de forma a obter a função de transferência $G_{vd}(s)$. Logo, resolvendo o modelo do circuito equivalente isolando $\tilde{v}_o(s)$ para $\tilde{d}(s)$, a função de transferência $G_{vd}(s)$ é obtida definindo as variações da tensão de entrada para zero, sendo representada na equação (148).

$$G_{vd}(s) = \frac{V_o}{(1+2D)D} \cdot \frac{1 + s \frac{2DL}{(1+2D)^2 R_o}}{s^2 \frac{C_o L}{(1+2D)^2} + s \frac{L}{(1+2D)^2 R_o} + 1} \quad (148)$$

A função de transferência $G_{vd}(s)$ do conversor *buck* 3SSC-A possui dois polos e um zero, todos no semiplano esquerdo, caracterizando um sistema de fase mínima. Diferentemente das funções de transferência $G_{vd}(s)$ dos conversores *buck* clássico e *buck* 3SSC-B, a presença do zero na função de transferência $G_{vd}(s)$ do conversor *buck* 3SSC-A promove um avanço de

fase, tornando naturalmente a resposta do sistema menos oscilatória, com menor *overshoot* durante um degrau. A ausência de zeros no semiplano direito permite que o projeto de controlador para o conversor *buck* 3SSC-A também seja simplificado, possibilitando a obtenção de uma resposta dinâmica satisfatória sem a necessidade de implementação de malha de controle adicional.

4.5 PROTÓTIPO DO CONVERSOR BUCK 3SSC-A: PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA

Utilizando a mesma metodologia de projeto apresentada para o conversor *boost* 3SSC-A, nesta seção é apresentado o dimensionamento dos principais componentes do conversor *buck* 3SSC-A. De acordo com os dados da Tabela 13, são efetuados os cálculos preliminares de alguns parâmetros do conversor.

Tabela 13 - Especificações de projeto para o conversor *buck* 3SSC-A.

Parâmetro	Descrição	Valor
V_{in}	Tensão de entrada	180 V
V_o	Tensão de saída	48 V
P_o	Potência de saída	300 W
F_S	Frequência de comutação	50 kHz
ΔI_L	Ondulação de corrente no indutor	15% de I_L
ΔV_o	Ondulação da tensão de saída	6,5% de V_o

Fonte: Próprio autor.

4.5.1 Corrente média na carga

A corrente média na saída do conversor é determinada pela expressão (149).

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{300}{48} = 6,25 \text{ A} \quad (149)$$

4.5.2 Resistência de carga

A resistência associada à carga para a potência nominal é dada pela equação (150).

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} = \frac{48^2}{300} = 7,68 \text{ } \Omega \quad (150)$$

4.5.3 Razão cíclica

A razão cíclica para obter o ganho estático desejado é calculada a partir da expressão (151).

$$D = \frac{V_o}{2(V_{in} - V_o)} = \frac{48}{2(180 - 48)} = 0,1818 \quad (151)$$

4.5.4 Dimensionamento e projeto do indutor

A corrente média no indutor é determinada pela expressão (152).

$$I_L = \frac{I_o}{1 + 2D} = \frac{6,25}{1 + 2 \cdot 0,1818} = 4,58 \text{ A} \quad (152)$$

O valor da indutância do indutor L é determinado a partir da equação (99), considerando a ondulação de corrente especificada na Tabela 13. Portanto, o valor da indutância é dado como se segue:

$$L = \frac{(1 - 2D)V_o T_s}{2\Delta I_L} = \frac{(1 - 2 \cdot 0,1818) \cdot 48 \cdot (1/50 \cdot 10^3)}{2 \cdot 0,15 \cdot 4,58} = 444,3 \text{ } \mu\text{H} \quad (153)$$

A corrente eficaz através do indutor é obtida a partir da expressão (154).

$$I_{Lrms} = \sqrt{\left(\frac{I_o}{1 + 2D}\right)^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12}} = \sqrt{\left(\frac{6,25}{1 + 2 \cdot 0,1818}\right)^2 + \frac{(0,15 \cdot 4,58)^2}{12}} = 4,59 \text{ A} \quad (154)$$

A máxima corrente no indutor é calculada por meio da equação (155), considerando a ondulação de corrente definida na Tabela 4.

$$I_{Lmax} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} = 4,58 + \frac{0,15 \cdot 4,58}{2} = 4,93 \text{ A} \quad (155)$$

Tal como no dimensionamento do conversor *boost* 3SSC-A, no projeto do indutor da topologia *buck* 3SSC-A também é escolhido o núcleo de ferrite do tipo E, de material IP12, fabricado pela Thornton. Os parâmetros desse material são apresentados na Tabela 4, na seção 3.5.4.

Tendo-se o valor da indutância L , as correntes de pico I_{Lmax} e eficaz I_{Lrms} , bem como os parâmetros do tipo de material IP12, pode-se escolher as dimensões do núcleo através do critério do produto das áreas, conforme a equação (156).

$$A_e A_w = \frac{L I_{Lmax}^2 10^4}{K_w B_{max} J_{max}} = \frac{444,3 \cdot 10^{-6} \cdot 4,93^2 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 0,3 \cdot 450} = 1,1414 \text{ cm}^4 \quad (156)$$

Logo, segundo esse critério, um dos núcleos apropriados é o NEE-42/21/15-85-IP12R da Thornton, o qual apresenta as características expressas na Tabela 5, na seção 3.5.4.

Escolhido o núcleo, pode-se verificar a possibilidade de construção do indutor, para isso é necessário calcular o número de espiras, bem como a bitola do condutor. O número de espiras pode ser calculado através da equação (157).

$$N = \frac{LI_{L\max} 10^4}{B_{\max} A_e} = \frac{444,3 \cdot 10^{-6} \cdot 4,93 \cdot 10^4}{0,3 \cdot 1,81} \approx 41 \text{ espiras} \quad (157)$$

O entreferro necessário para o indutor pode ser calculado mediante a expressão (158).

$$l_g = \frac{N^2 \mu_o A_e}{L} = \frac{41^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,81}{444,3 \cdot 10^{-3}} = 0,09 \text{ cm} \quad (158)$$

O entreferro distribuído em cada perna do núcleo é dado pela equação (159).

$$l_{g\text{dist}} = \frac{l_g}{2} = \frac{0,09}{2} = 0,045 \text{ cm} \quad (159)$$

O valor da profundidade de penetração no condutor é obtido por meio da expressão (160).

$$\delta = \frac{7,5}{\sqrt{2F_s}} = \frac{7,5}{\sqrt{2 \cdot 50 \cdot 10^3}} = 0,024 \text{ cm} \quad (160)$$

Dessa forma, a seção máxima devido ao efeito pelicular é dada pela equação (4.71).

$$S_{\max} = \delta^2 \cdot \pi = 0,024^2 \cdot \pi = 0,76714 \text{ cm}^2 \approx 0,177 \text{ mm}^2 \quad (161)$$

A seção mínima do condutor para a densidade de corrente projetada é expressa em (162).

$$S_{\min} = \frac{I_{Lrms}}{J_{\max}} = \frac{4,59}{450} = 0,0102 \text{ cm}^2 = 1,02 \text{ mm}^2 \quad (162)$$

Em função desses parâmetros, escolheu-se o condutor de cobre isolado 25 AWG, com as características apresentadas na Tabela 8 da seção 3.5.5.

O número de condutores associados em paralelo é calculado pela expressão (163).

$$n = \frac{S_{\min}}{S_{cu}} = \frac{1,02}{0,16} = 6,37 \Rightarrow n = 7 \quad (163)$$

A área ocupada pelo condutor é calculada por meio da expressão (164).

$$A_{w\min} = \frac{NS_{cu\text{isol}} n}{K_w} 10^{-2} = \frac{41 \cdot 0,21 \cdot 7}{0,7} 10^{-2} = 0,86 \text{ cm}^2 \quad (164)$$

Conforme a Tabela 3.5, verifica-se que a área disponibilizada pelo núcleo é maior que a área requerida pelo condutor, ou seja, $A_w > A_{w\min}$. Portanto, pode ser realizada a construção do indutor.

4.5.5 Dimensionamento e projeto do autotransformador

A corrente eficaz através dos enrolamentos do autotransformador é obtida a partir da expressão (120), sendo seu valor calculado em (165).

$$I_{Tms} = \sqrt{\frac{1}{12}(1+6D)\left(\frac{\Delta I_L^2}{4} + 3\left(\frac{I_o}{1+2 \cdot D}\right)^2\right)} = \sqrt{\frac{1}{12}(1+6 \cdot 0,1818)\left(\frac{(0,15 \cdot 4,58)^2}{4} + 3\left(\frac{6,25}{1+2 \cdot 0,1818}\right)^2\right)} = 3,32 \text{ A} \quad (165)$$

Para a escolha do núcleo, é necessário obter o produto das áreas, o qual pode ser calculado através da equação (166).

$$A_e A_w = \frac{P_o / 2}{0,168 J_{\max} B(2F_s) \eta} 10^4 = \frac{300 / 2}{0,168 \cdot 450 \cdot 0,15 \cdot (2 \cdot 50 \cdot 10^3) \cdot 0,7} 10^4 = 3,77 \text{ cm}^4 \quad (166)$$

O núcleo de ferrite selecionado foi o NEE-42/21/20-85-IP12R da Thornton, cujas características são expressas na Tabela 7 na seção 3.5.5.

Considerando que o autotransformador tem relação unitária de espiras, o número de espiras dos dois enrolamentos é calculado através da expressão (167).

$$N = \frac{V_{in} D}{A_e B_{\max} F_s} 10^4 = \frac{180 \cdot 0,1818}{2,4 \cdot 0,15 \cdot 50 \cdot 10^3} 10^4 \approx 19 \text{ espiras} \quad (167)$$

A seção do condutor é definida considerando o efeito pelicular, sendo o valor da profundidade de penetração obtido por meio da expressão (168).

$$\delta = \frac{7,5}{\sqrt{2F_s}} = \frac{7,5}{\sqrt{2 \cdot 50 \cdot 10^3}} = 0,024 \text{ cm} \quad (168)$$

A seção máxima devido ao efeito pelicular é dada pela equação (169).

$$S_{\max} = \delta^2 \pi = 0,024^2 \cdot \pi = 0,76714 \text{ cm}^2 \approx 0,177 \text{ mm}^2 \quad (169)$$

A seção mínima do condutor para a densidade de corrente projetada é expressa em (170).

$$S_{\min} = \frac{I_{Tms}}{J_{\max}} = \frac{3,32}{450} = 0,0074 \text{ cm}^2 = 0,74 \text{ mm}^2 \quad (170)$$

Em função desses parâmetros, escolheu-se o condutor de cobre isolado 26 AWG com as características apresentadas na Tabela 6 da seção 3.5.4.

O número de condutores associados em paralelo é calculado pela expressão (171).

$$n = \frac{S_{\min}}{S_{cu}} = \frac{1,02}{0,13} = 5,75 \Rightarrow n = 6 \quad (171)$$

A possibilidade de construção do transformador pode ser verificada por meio da expressão (172).

$$A_{wmin} = 2 \frac{NS_{cuiisol} n}{K_w} 10^{-2} = 2 \frac{19 \cdot 0,1676 \cdot 6}{0,7} 10^{-2} = 0,72 \text{ cm}^2 \quad (172)$$

Conforme a Tabela 7, verifica-se que a área disponibilizada pelo núcleo é maior que a área requerida pelo condutor, ou seja, $A_w > A_{wmin}$. Portanto, pode ser realizada a construção do autotransformador.

4.5.6 Dimensionamento do capacitor de saída

Conforme a equação (110), a capacitância mínima pode ser obtida em função da máxima ondulação da tensão de saída desejada. De acordo com a ondulação expressa na Tabela 13, a capacitância mínima é determinada em (173).

$$C_o \geq \left(\frac{1-2D}{1+2D} \right) \frac{DI_o T_s}{\Delta V_o} \geq \left(\frac{1-2 \cdot 0,1818}{1+2 \cdot 0,1818} \right) \frac{0,1818 \cdot 6,25 \cdot (1/50 \cdot 10^3)}{0,065 \cdot 48} \geq 3,4 \mu\text{F} \quad (173)$$

A máxima tensão sobre o capacitor é determinada pela expressão (174).

$$V_C = V_o = 48 \text{ V} \quad (174)$$

Em função dos parâmetros calculados, é escolhido um capacitor de 4,7 $\mu\text{F}/630 \text{ V}$.

4.5.7 Diodos D_1 e D_2

A tensão reversa máxima sobre os diodos é obtida a partir da aplicação da expressão (175) definida na seção 4.1.2.4.

$$V_{D(max)} = 2(V_o - V_{in}) = 2(48 - 180) = -264 \text{ V} \quad (175)$$

A corrente máxima instantânea que circula pelos diodos é igual à corrente máxima que circula pelo indutor, conforme a equação (176).

$$I_{Dmax} = I_{Lmax} = 4,93 \text{ A} \quad (176)$$

A corrente média que circula através dos diodos é obtida a partir da expressão (177).

$$I_{D_{AVG}} = \frac{I_o}{2(1+2D)} = \frac{6,25}{2(1+2 \cdot 0,1818)} = 2,29 \text{ A} \quad (177)$$

Em função dos parâmetros calculados, escolheu-se o diodo ultra rápido de carbeto de silício C3D10060A.

4.5.8 Transistores S_1 e S_2

A máxima tensão sobre os transistores é obtida a partir da equação (178).

$$V_{S(\max)} = 2(V_{in} - V_o) = 2(180 - 48) = 264 \text{ V} \quad (178)$$

A corrente média que flui através dos transistores é obtida a partir da expressão (179).

$$I_{S_{AVG}} = \frac{I_o D}{(1 + 2D)} = \frac{6,25 \cdot 0,1818}{(1 + 2 \cdot 0,1818)} = 0,83 \text{ A} \quad (179)$$

A corrente máxima instantânea que circula pelos transistores é igual à corrente máxima que circula pelo indutor, conforme a equação (180).

$$I_{S_{\max}} = I_{L_{\max}} = 4,93 \text{ A} \quad (180)$$

Em função dos parâmetros calculados, escolheu-se o transistor IGBT FGH20N60SFD.

A Tabela 14 expressa os principais parâmetros dos componentes escolhidos para compor o circuito de potência do conversor.

Tabela 14 - Principais parâmetros dos componentes do circuito de potência do conversor *buck* 3SSC-A.

Componente	Modelo Comercial	Especificação
Indutor L	NEE-42/21/15-85-IP12R Thornton®	444,3 μ H, 41 espiras - 7xAWG25
Capacitor C_o	Capacitor de filme de poliéster metalizado EPCOS®	4,7 μ F/630 V
Autotransformador T	NEE-42/21/20-85-IP12R Thornton®	$N_p/N_s=1$, 19 espiras - 6xAWG26
Transistores S_1-S_2	IGBT FGH20N60SFD FAIRCHILD®	$V_{CES}=600 \text{ V}$, $I_c=20 \text{ A}$
Diodos D_1-D_2	C3D10060A CREE®	$V_R=600 \text{ V}$, $I_F=30$, $V_F=1,5 \text{ V}$

Fonte: Próprio autor.

4.6 PROJETO DO ESTÁGIO DE CONTROLE DO CONVERSOR BUCK 3SSC-A

Para o projeto do controlador de tensão para o conversor *buck* 3SSC-A, considera-se a mesma estrutura de realimentação e procedimento de projeto descrito anteriormente para o conversor *boost* 3SSC-A. Também adota-se os parâmetros da PCS apresentados na Tabela 10, exceto que o ganho de tensão da PCS é dado por $G_{PCSv}=5,21 \cdot 10^{-2} \text{ V/V}$.

Dessa forma, a função de transferência $G_{vd}(s)$ do conversor *buck* 3SSC-A é reescrita em função dos parâmetros do circuito de potência calculados e expressos na Tabela 14, sendo representada em (181).

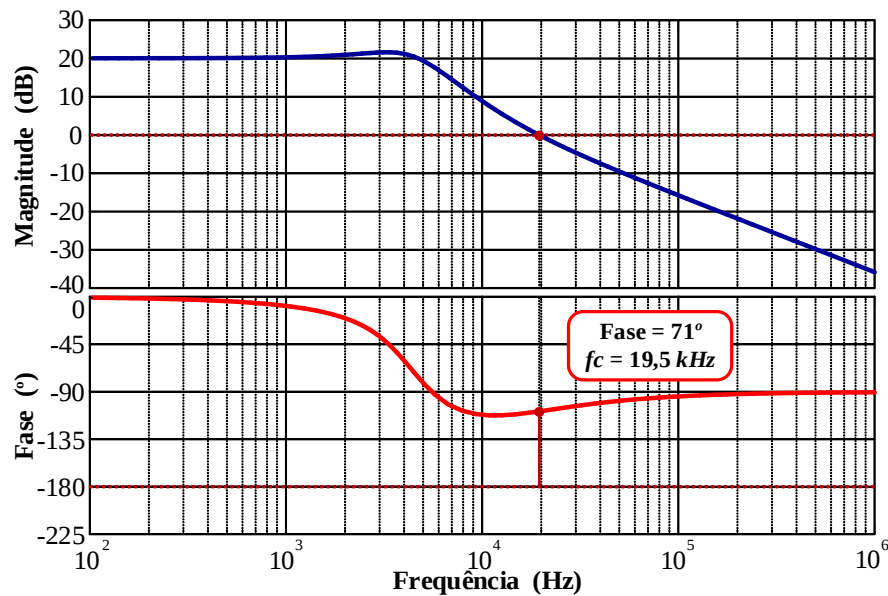
$$G_{vd(s)} = \frac{2,5 \cdot 10^{-3} s + 193,6}{1,3 \cdot 10^{-9} s^2 + 3,6 \cdot 10^{-5} s + 1} \quad (181)$$

Tendo-se todos os ganhos do sistema, conforme apresentado na Tabela 10, bem como a função de transferência do conversor, obtém-se FTMA, a qual é determinada pela expressão (182).

$$FTMA(s) = K_{PWM} G_{PASV} G_{vd}(s) = \frac{1,3 \cdot 10^{-4} s + 10,1}{1,3 \cdot 10^{-9} s^2 + 3,6 \cdot 10^{-5} s + 1} \quad (182)$$

O diagrama de bode correspondente à FTMA sem compensação é apresentado na Figura 55.

Figura 55 - Resposta em frequência da FTMA para o conversor *buck* 3SSC-A.



Fonte: Próprio autor.

Conforme pode ser observado na Figura 55, a FTMA apresenta fase em 0° para baixas frequências e -180° para as altas frequências, tendo-se variação de fase entre os limites supracitados, em torno da frequência de ressonância do denominador da função. Observa-se que o sistema em malha aberta apresenta comportamento estável, pois a margem de fase é positiva, estando em 71° . Além disso, verifica-se o avanço de fase após frequência de ressonância dos polos, ocasionado pela presença do zero no semiplano esquerdo na função de transferência $G_{vd}(s)$ do conversor *buck* 3SSC-A.

Devido a característica da FTMA, adotou-se o controlador clássico proporcional integral (PI) para a regulação da tensão de saída do conversor. Aplicando-se os critérios convencionais de margem de fase e estabilidade, o controlador foi ajustado para garantir ao sistema uma margem de fase entre 45° e 90° , e frequência de cruzamento entre $1/4$ e $1/10$ da frequência de chaveamento. Dessa forma, o controlador PI projetado é apresentado na equação (183).

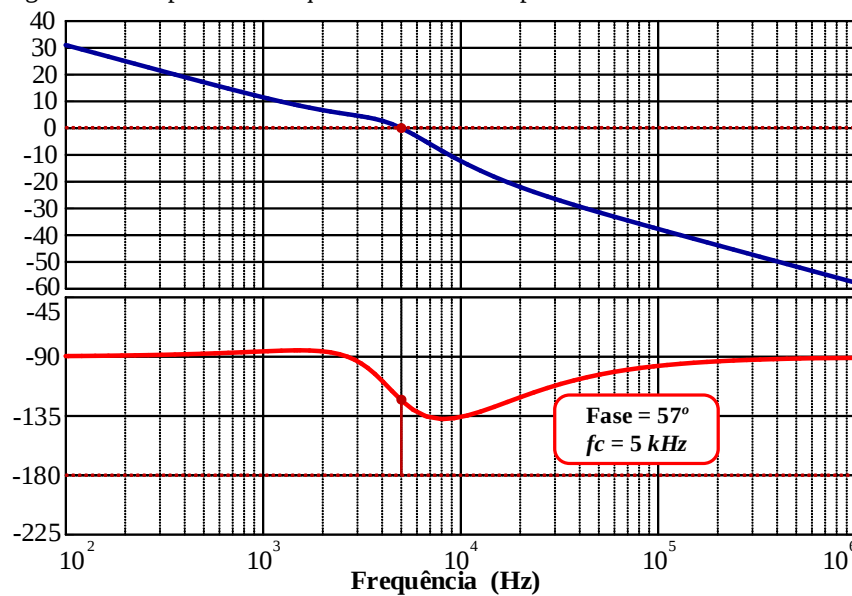
$$G_{PI}(s) = \frac{0.1033s + 7944}{s} \quad (183)$$

Com a obtenção da função de transferência do controlador, pode-se determinar FTMAC, a qual é descrita pela da equação (184).

$$FTMAC(s) = G_{PI}(s)K_{PWM}G_{PASv}G_{vd}(s) \quad (184)$$

A Figura 56 apresenta a resposta em frequência da FTMAC, podendo ser verificado que o sistema tem margem de fase de 57° e frequência de cruzamento em 5 kHz, estando em conformidade com os padrões de projeto.

Figura 56 - Resposta em frequência da FTMAC para o conversor *buck* 3SSC-A.



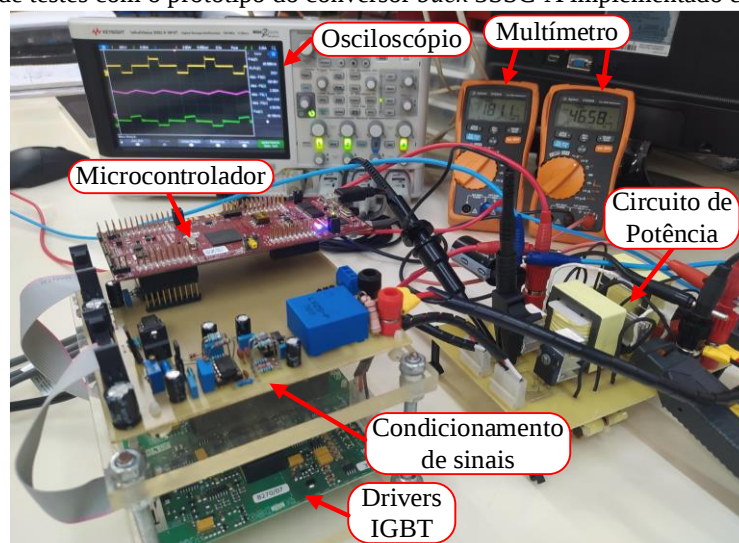
Fonte: Próprio autor.

4.7 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

Similarmente à análise realizada para o conversor *boost* 3SSC-A, avaliou-se o desempenho da topologia *buck* 3SSC-A por meio de implementação via simulação e experimental.

A visão geral da bancada de testes implementada para realização dos ensaios é apresentada na Figura 57, com destaque para o circuito de potência do conversor *buck* 3SSC-A, microcontrolador (μ CU) aplicado para o controle digital do sistema, circuito de *gate driver* e os equipamentos para aquisição de sinais e medidas elétricas.

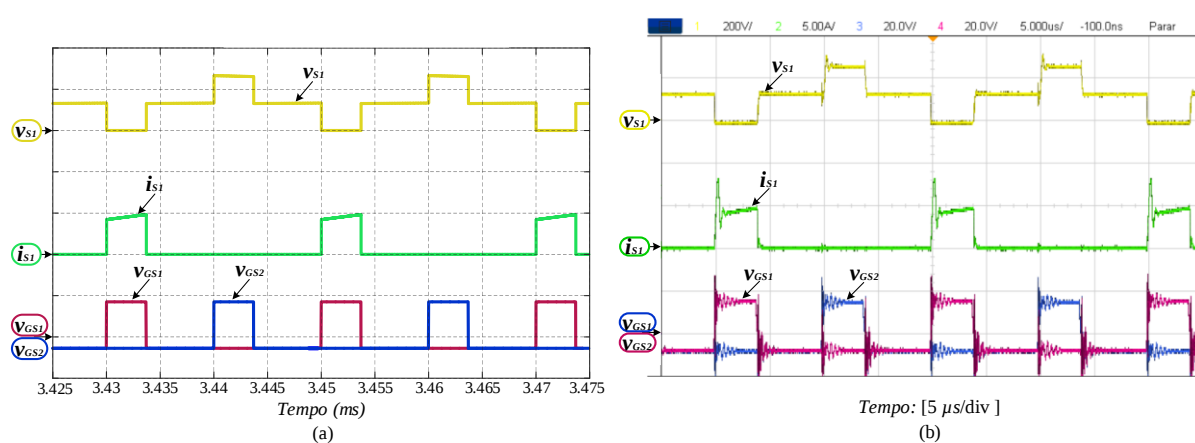
Figura 57 - Bancada de testes com o protótipo do conversor *buck* 3SSC-A implementado em laboratório.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 58 são apresentados os sinais de controle dos transistores S_1 e S_2 , a corrente i_{S1} e a tensão v_{S1} . Os pulsos de gatilho nos transistores mostram que o conversor opera sem sobreposição dos sinais de comando, com $D=0,18$. A tensão v_{S1} máxima é de aproximadamente 264 V. A corrente i_{S1} cresce linearmente até aproximadamente 5 A.

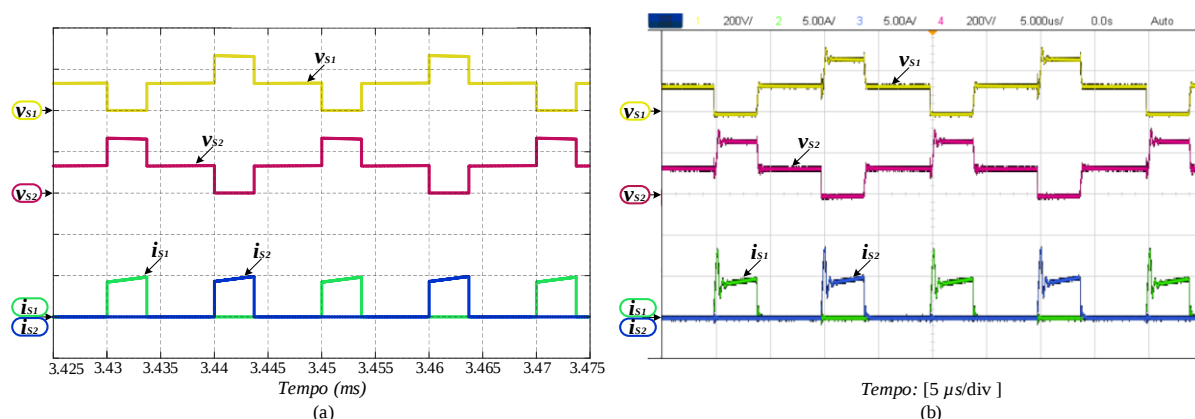
Figura 58 - Formas de onda dos sinais de comando dos transistores, corrente e tensão no transistor S_1 : V_{GS1} [20 V/div]; V_{GS2} [20 V/div]; i_{S1} [5 A/div]; v_{S1} [200 V/div] - (a) Simulação, (b) Experimental.



Fonte: Próprio autor.

As formas de onda referentes aos esforços de tensão e corrente nos transistores S_1 e S_2 , são apresentadas na Figura 59. Observa-se que os transistores não permanecem em condução simultaneamente, sendo evidente o atraso de 180° entre os sinais de comando. Da mesma forma que ocorre na topologia *boost* 3SSC-A, a indutância de dispersão dos enrolamentos do autotransformador provoca os picos de corrente observados nas correntes i_{S1} e i_{S2} do conversor *buck* 3SSC-A, porém, isso não influencia de forma considerável no princípio de funcionamento da estrutura.

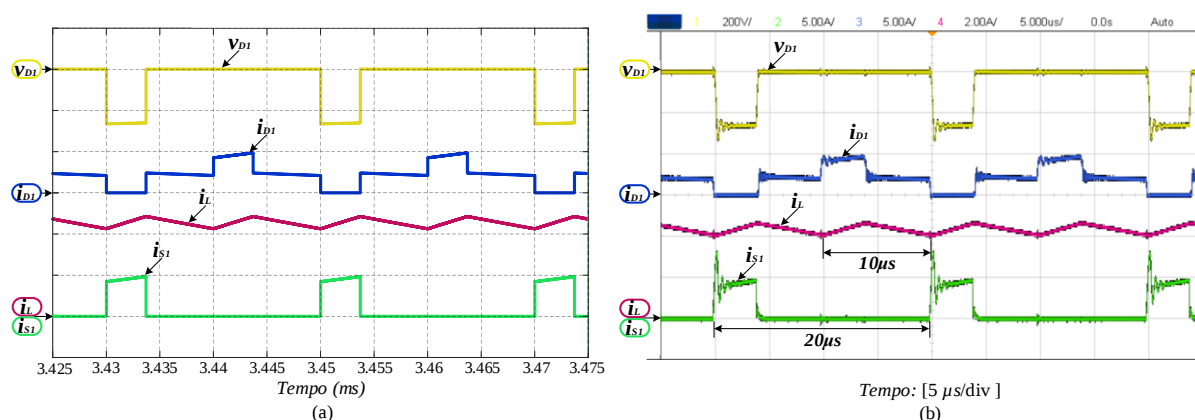
Figura 59 - Formas de onda de simulação dos esforços de tensão e corrente sobre os transistores: v_{S1} [200 V/div]; v_{S2} [200 V/div]; i_{S1} [5 A/div]; i_{S2} [5 A/div] - (a) Simulação, (b) Experimental.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 60, a tensão v_{D1} , a corrente i_L e as correntes i_{D1} e i_{S1} são apresentadas. A tensão reversa máxima nos diodos é de aproximadamente -264 V, conforme à análise teórica. Observando as correntes i_{S1} e i_{D1} , pode-se verificar que o transistor S_1 e o diodo D_1 não operam simultaneamente, evidenciando o funcionamento complementar entre esses semicondutores. Além disso, pode-se observar, pelo comportamento da corrente i_L , que o conversor opera em MCC, com frequência de ondulação Δi_L equivalente a 100 kHz, correspondendo ao dobro da frequência de chaveamento, com valor médio de 4,6 A. Adicionalmente, pode-se observar que os diodos D_1 e D_2 conduzem simultaneamente quando a corrente i_L decresce linearmente, ou seja, no momento em que os transistores S_1 e S_2 são desligados. Nesse instante, a corrente através de cada diodo equivale à metade da corrente i_L , com valor médio de 2,3 A, logo, verifica-se a divisão dos esforços de corrente entre estes semicondutores.

Figura 60 - Formas de onda dos esforços de tensão e corrente sobre os semicondutores, e corrente no indutor: v_{D1} [200 V/div]; i_{D1} [5 A/div]; i_L [2 A/div]; i_{S1} [5 A/div] - (a) Simulação, (b) Experimental.

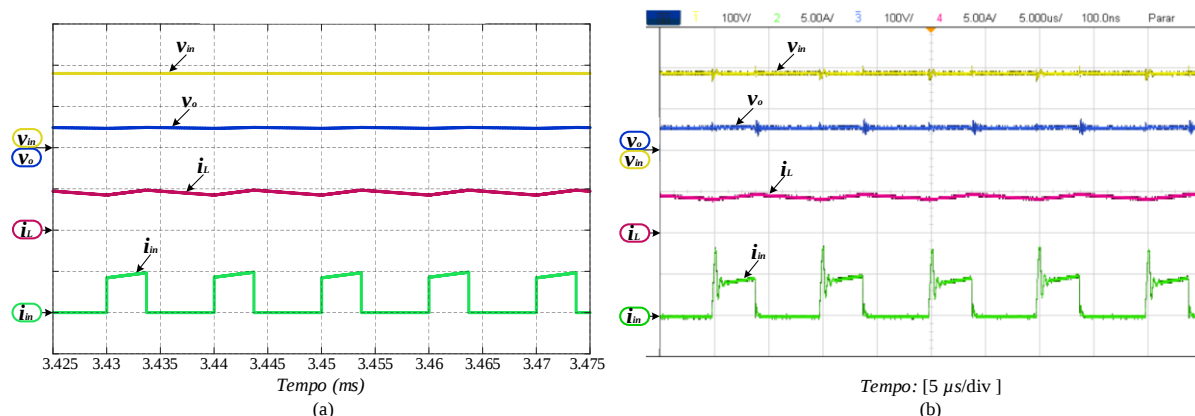


Fonte: Próprio autor.

Na Figura 61 são apresentadas as formas de onda da tensão V_{in} , tensão V_o , corrente i_L e a corrente de entrada i_{in} . Esses resultados demonstram a característica do conversor operando como abaixador de tensão, com V_o em 48 V, o que está em conformidade com o ganho

requerido. Similarmente ao conversor *buck* clássico, a corrente i_{in} do conversor *buck* 3SSC-A é pulsada, resultando em ondulação maior que a apresentada na corrente i_L . Complementarmente, verifica-se por meio da Figura 61, que ambas as correntes i_L e i_{in} , assim como a tensão v_o , apresentam ondulação equivalente ao dobro da frequência de comutação dos transistores, característica associada à operação da célula de comutação três estados, o que possibilita a redução de peso e volume dos elementos armazenadores de energia dessa estrutura.

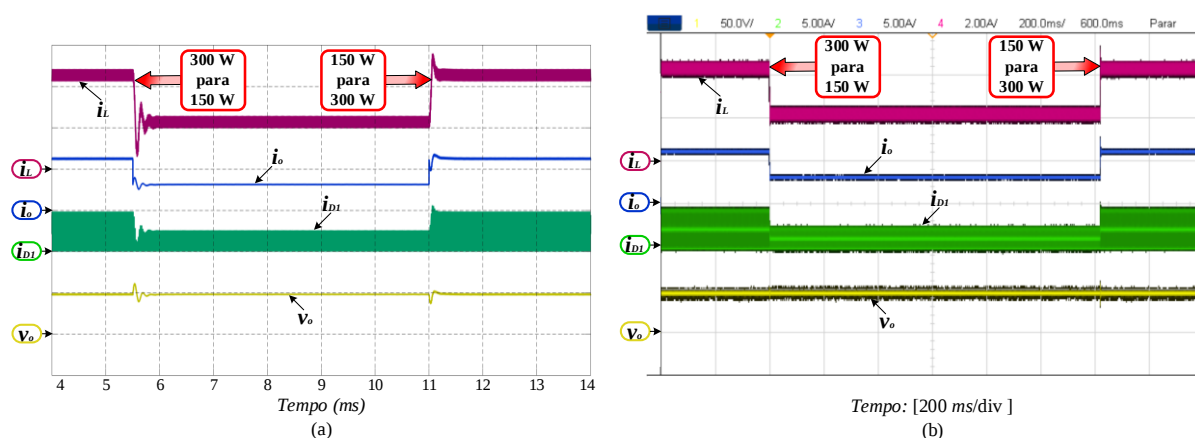
Figura 61 - Formas de onda da tensão de entrada, corrente de entrada, tensão de saída e corrente no indutor: v_o [100 V/div]; i_L [5 A/div]; v_{in} [100 V/div]; i_{in} [5 A/div] - (a) Simulação, (b) Experimental.



Fonte: Próprio autor.

Para verificar a ação de controle de tensão, o conversor foi colocado em operação sob condições nominais de tensão e potência, sendo aplicado o degrau de carga. As respostas dinâmicas de V_o , i_L e i_{D1} , durante a variação de carga, são mostradas na Figura 62. Inicialmente, em $t = 400 \text{ ms}$ a carga diminui de 300 W para 150 W, e então, em $t = 1640 \text{ ms}$, a carga é aumentada de 150 W para 300 W.

Figura 62 - Resposta dinâmica do conversor *buck* 3SSC-A: i_L [2 A/div]; i_o [5 A/div]; i_{D1} [5 A/div]; v_o [50 V/div] - (a) Simulação, (b) Experimental.



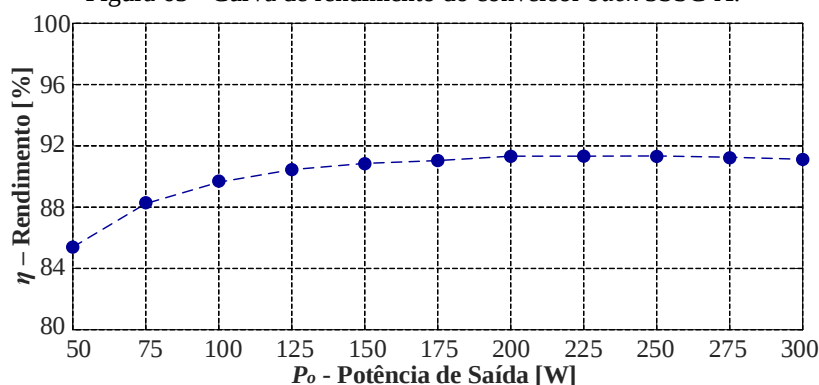
Fonte: Próprio autor.

Tal como observado no conversor *boost* 3SSC-A, devido ao controlador PI simples adotado, o resultado de simulação na Figura 62 apresentou resposta oscilatória no instante do

degrau de carga. Adicionalmente, devido à presença das não idealidades dos componentes do conversor, os resultados experimentais não apresentam a mesma característica oscilatória que a simulação durante a variação de carga.

Seguindo o mesmo procedimento realizado pelo conversor *boost* 3SSC-A, o rendimento do protótipo experimental da topologia *buck* 3SSC-A foi avaliado em uma faixa de carga de 50 W a 300 W, conforme mostrado na Figura 63. Verifica-se que o rendimento do protótipo é superior a 85% em toda a faixa de potência definida, destacando, em carga nominal, rendimento de aproximadamente 91%.

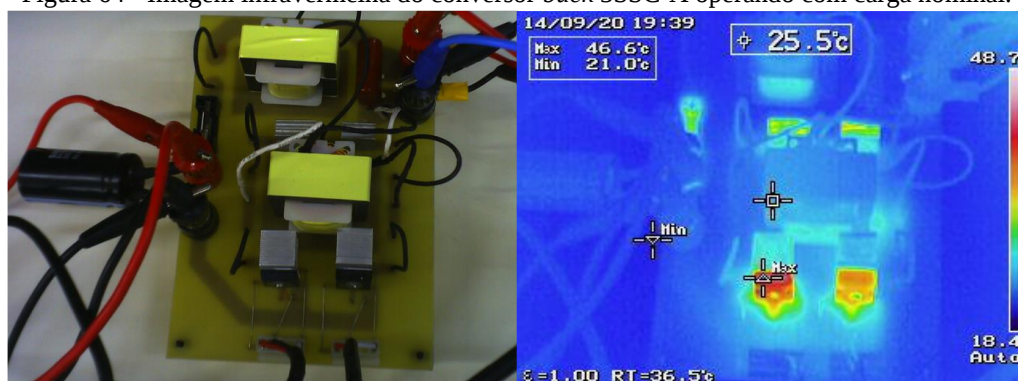
Figura 63 - Curva de rendimento do conversor *buck* 3SSC-A.



Fonte: Próprio autor.

Em condição de potência nominal, avaliou-se a distribuição térmica no conversor por meio de uma câmera termográfica, conforme apresentado na Figura 64. Em consequência da divisão de corrente entre os semicondutores, devido à característica de funcionamento da 3SSC, na Figura 64 fica evidente a distribuição das perdas térmicas entre os componentes. Em carga nominal a temperatura máxima nos componentes do protótipo é inferior a 47 °C.

Figura 64 - Imagem infravermelha do conversor *buck* 3SSC-A operando com carga nominal.



Fonte: Próprio autor.

4.8 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, foram realizadas as análises qualitativa e quantitativa do conversor *buck* 3SSC-A, considerando que a estrutura opera somente com $D < 0,5$. Utilizando a mesma metodologia aplicada para o conversor *boost* 3SSC-A, também foram apresentadas a modelagem da topologia *buck* 3SSC-A operando em MCC, o procedimento para o projeto do regulador de tensão e, os resultados coletados do protótipo implementado em laboratório.

O ganho estático em MCC para o conversor *buck* 3SSC-A tem característica não linear e, além disso, é limitado à metade da tensão de entrada, diferindo-se do ganho da estrutura *buck* clássica. No entanto, considerando o funcionamento com $D < 0,5$, a área de operação em MCC é maior para a topologia *buck* 3SSC-A na faixa de razão cíclica limitada em $D < 0,5$, o que representa uma vantagem em aplicações nas quais o ganho de tensão não deve ser influenciado pela variação de carga.

Por meio do estudo da dinâmica do conversor, verificou-se que, a função de transferência $G_{vd}(s)$ dessa topologia possui dois polos e um zero, todos no semiplano esquerdo, o que caracteriza um sistema de fase mínima. Portanto, da mesma forma que à proporcionada pelo conversor *buck* clássico, o projeto de controlador para a topologia *buck* 3SSC-A é simples.

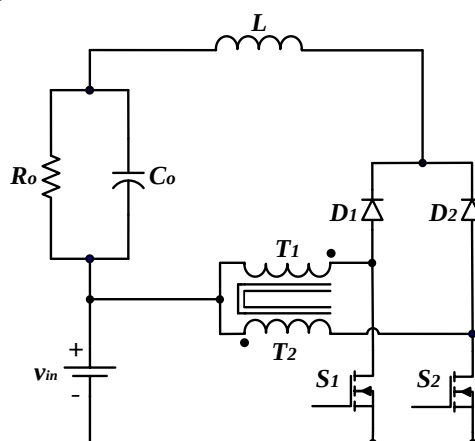
Os resultados experimentais demonstram que o conversor *buck* 3SSC-A possui rendimento elevado, principalmente devido à distribuição dos esforços de corrente entre os semicondutores, o que possibilita a utilização do conversor em aplicações que necessitem de tensão reduzida e potências mais elevadas.

5 CONVERSOR CC-CC BUCK-BOOST 3SSC-A

Este capítulo tem como objetivo o estudo do conversor *buck-boost* não isolado incorporando a célula de comutação de três estados tipo A. Tal como apresentado para os conversores *boost* 3SSC-A e *buck* 3SSC-A, é desenvolvida a análise qualitativa em termos das etapas de operação, descrevendo os circuitos equivalentes e características de funcionamento da topologia *buck-boost* 3SSC-A nos modos de condução contínua, descontínua e crítica. Descreve-se também a análise quantitativa, para obter as equações de projeto e dimensionamento físico da estrutura.

Na Figura 65 é apresentado o conversor CC-CC *buck-boost* 3SSC-A. O conversor é composto de um autotransformador formado por dois enrolamentos com relação unitária de espiras, T_1 e T_2 , dois transistores, S_1 e S_2 , dois diodos, D_1 e D_2 , um indutor L , e um capacitor de saída C_o . O conversor é alimentado por uma fonte de tensão CC v_{in} e na saída está conectada a carga equivalente R_o .

Figura 65 - Conversor CC-CC *buck-boost* 3SSC-A.



Fonte: Adaptado de (BASCOPÉ, 2001).

De maneira análoga aos conversores *boost* 3SSC-A e *buck* 3SSC-A, a topologia *buck-boost* 3SSC-A não opera com razão cíclica igual ou maior de que 0,5, pois, caso os transistores conduzam simultaneamente, a estrutura é danificada. Para a descrição dos modos de operação, considera-se que o conversor opera em regime permanente, com frequência de chaveamento fixa e com os pulsos de comando dos transistores defasados em 180°. Todos os componentes são considerados ideais e a relação de espiras do transformador é unitária.

5.1 MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

Neste modo de operação, a corrente no indutor não se anula ao longo do período de comutação, caracterizando assim o MCC.

5.1.1 Análise qualitativa

Durante um período de comutação T_s , a estrutura apresenta quatro intervalos de operação. A Tabela 15 apresenta os estados dos transistores e diodos para cada etapa, sendo que ON indica que o semicondutor está em condução e OFF indica o bloqueio.

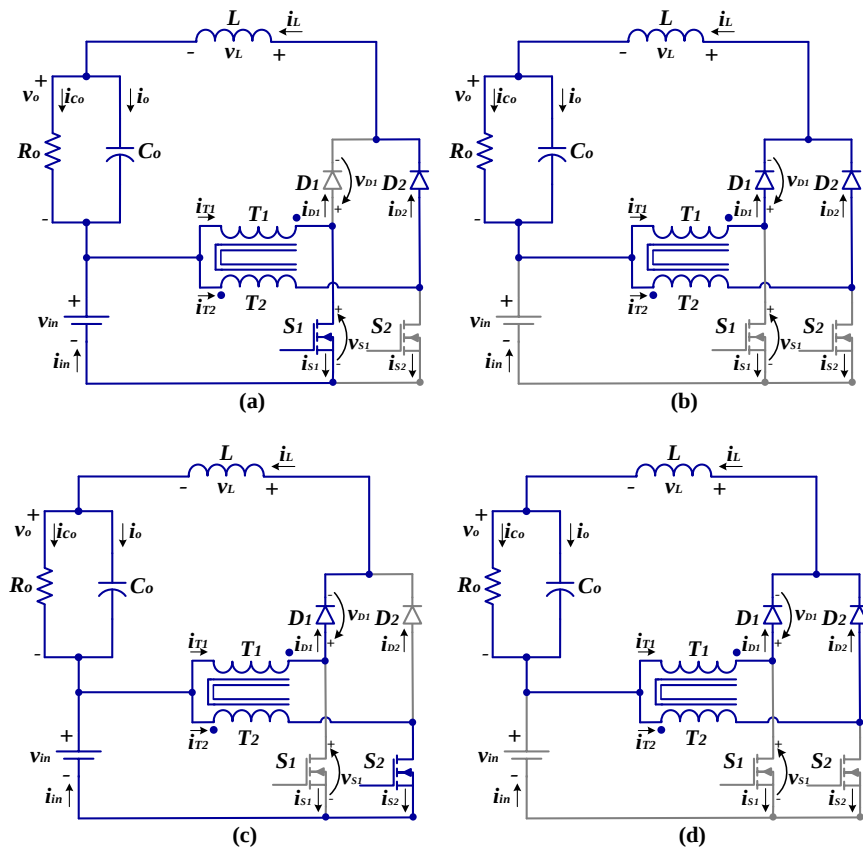
Tabela 15 - Estados dos semicondutores durante um período de comutação do conversor *buck-boost* 3SSC-A operando em MCC.

Semicondutor	$t_0 < t < t_1$	$t_1 < t < t_2$	$t_2 < t < t_3$	$t_3 < t < T_s$
S_1	ON	OFF	OFF	OFF
S_2	OFF	OFF	ON	OFF
D_1	OFF	ON	ON	ON
D_2	ON	ON	OFF	ON

Fonte: Próprio autor.

As etapas de operação do conversor *buck-boost* 3SSC-A são representadas pelos circuitos equivalentes da Figura 66.

Figura 66 - Etapas de operação do conversor *buck-boost* 3SSC-A em MCC: (a) Primeira etapa, (b) Segunda etapa, (c) Terceira etapa, (d) Quarta etapa.



Fonte: Próprio autor.

Cada uma das variáveis dos circuitos da Figura 66 são definidas da seguinte forma:

- $i_{in}(t)$ – corrente instantânea de entrada;

- $i_{S1}(t)$ – corrente instantânea no transistor S_1 ;
- $v_{S1}(t)$ – tensão instantânea sobre o transistor S_1 .
- $i_{D1}(t)$ – corrente instantânea no diodo D_1 ;
- $v_{D1}(t)$ – tensão instantânea sobre o diodo D_1 .
- $i_L(t)$ – corrente instantânea no indutor L ;
- $i_o(t)$ – corrente instantânea na carga R_o ;
- $i_{Co}(t)$ – corrente instantânea no capacitor C_o ;

As principais formas de onda teóricas são expressas na Figura 67, em que V_{GS1} e V_{GS2} são os sinais de comando aplicados aos transistores S_1 e S_2 , respectivamente. A partir das Figuras 66 e 67, pode-se analisar cada etapa de operação do conversor:

- Primeira etapa [$t_0 < t < t_1$]: Conforme apresentado na Figura 66a, no instante t_0 o transistor S_1 entra em condução, enquanto S_2 encontra-se bloqueado. O diodo D_2 entra em condução, enquanto D_1 está polarizado reversamente. Neste instante, a corrente $i_L(t)$ cresce linearmente e o indutor L armazena energia. Como a relação de espiras do autotransformador é unitária, isso implica no balanço adequado das correntes e tensões em seus enrolamentos. As tensões sobre T_1 e T_2 têm amplitudes iguais à tensão v_{in} . A tensão $v_L(t)$, a corrente $i_{in}(t)$, bem como a corrente $i_{Co}(t)$ durante esta etapa, são expressas pelas equações (185), (186) e (187), respectivamente.

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = v_{in}(t) - v_o(t) \quad (185)$$

$$i_{in}(t) = i_L(t) \quad (186)$$

$$i_{Co}(t) = C_o \frac{dv_o(t)}{dt} = i_L(t) - i_o(t) \quad (187)$$

- Segunda etapa [$t_1 < t < t_2$]: Nesta etapa, conforme expresso na Figura 66b, o transistor S_1 é bloqueado, e S_2 ainda permanece em bloqueio. O diodo D_1 é diretamente polarizado e D_2 permanece conduzindo. Com os diodos em condução, os terminais do autotransformador são curto-circuitados, mantendo um caminho para a circulação de corrente no indutor. Assim, a corrente $i_L(t)$ diminui linearmente, consequentemente, a polaridade de $v_L(t)$ é invertida, e a energia armazenada é transferida para a carga. A tensão $v_L(t)$, a corrente $i_{in}(t)$, bem como a corrente $i_{Co}(t)$ durante esta etapa, são expressas pelas equações (188), (189) e (190), respectivamente.

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = -v_o(t) \quad (188)$$

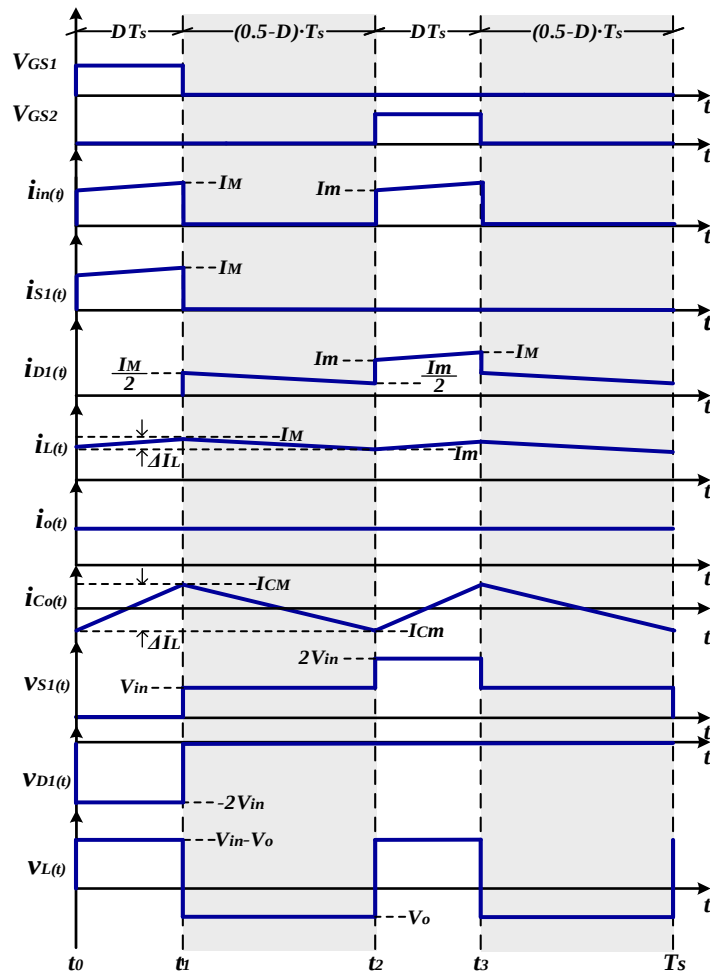
$$i_{in}(t) = 0 \quad (189)$$

$$i_{Co}(t) = C_o \frac{dv_o(t)}{dt} = i_L(t) - i_o(t) \quad (190)$$

- Terceira etapa [$t_2 < t < t_3$]: devido à simetria do circuito, esta etapa é similar à primeira, mas neste intervalo o transistor S_1 e o diodo D_2 estão em bloqueio, enquanto S_2 e D_1 conduzem, conforme a Figura 66c.
- Quarta etapa [$t_3 < t < T_s$]: essa etapa é idêntica à segunda etapa, em que a corrente através do indutor L flui pelos diodos D_1 , D_2 e enrolamentos do autotransformador.

Conforme as formas de onda teóricas apresentadas na Figura 67, a corrente no indutor não se anula em nenhum instante de tempo, caracterizando, assim, o MCC. De maneira análoga ao conversor *buck-boost* clássico, a corrente de entrada do conversor *buck-boost* 3SSC-A é pulsada, resultando em ondulação maior que a apresentada na corrente $i_L(t)$. Os semicondutores são submetidos ao dobro da tensão de entrada.

Figura 67 - Principais formas de onda teóricas para o conversor *buck-boost* 3SSC-A operando em MCC.



Fonte: Próprio autor.

5.1.2 Análise quantitativa

Conforme a análise das etapas de operação, é possível obter as equações que permitem o cálculo dos componentes do estágio de potência do conversor.

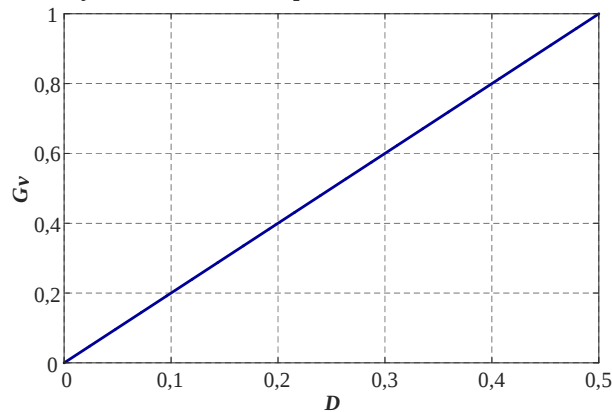
5.1.2.1 Ganho estático

O ganho estático é obtido por meio das equações diferenciais (185) e (188), considerando que a tensão média através do indutor deve ser igual a zero em um período de comutação. A partir dessa premissa, tem-se a expressão (191).

$$G_v = \frac{V_o}{V_{in}} = 2D \quad (191)$$

Na Figura 68 é apresentada a variação do ganho estático em função da razão cíclica. Observando o gráfico, nota-se que o ganho estático do conversor em função da razão cíclica é linear, diferentemente dos conversores *buck-boost* clássico e *buck-boost* 3SSC-B, que apresentam ganho estático não linear. Adicionalmente, verifica-se que o ganho de tensão máximo da topologia *buck-boost* 3SSC-A em MCC é unitário, para $D \leq 0,5$, tal como apresentado pelas outras estruturas supracitadas.

Figura 68 - Ganho estático em função da razão cíclica para o conversor *buck-boost* 3SSC-A operando em MCC.



Fonte: Próprio autor.

5.1.2.2 Indutor

A variação da corrente no indutor é, em módulo, igual na primeira e segunda etapas. Logo, a partir da análise da corrente $i_L(t)$ e usando as expressões (185), (188) e (191), a ondulação da corrente através do indutor L é dada em (192).

$$\Delta I_L = \frac{(1-2D)V_o T_s}{2L} \quad (192)$$

O valor da indutância pode ser determinado por (193).

$$L = \frac{(1-2D)V_o T_s}{2\Delta I_L} \quad (193)$$

5.1.2.3 Capacitor de saída

O valor do capacitor de saída é obtido a partir da variação de carga durante um período de chaveamento, aplicando o mesmo método demonstrado na seção 3.2.2.3. Logo, o valor da capacitância é dado pela expressão (194), em que ΔV_o é a ondulação de tensão desejada.

$$C_o \geq \frac{1}{32} \frac{(1-2D)V_o T_s^2}{\Delta V_o L} \quad (194)$$

5.1.2.4 Esforços de tensão e corrente

Considerando a Figura 67, apresenta-se o equacionamento e obtenção das principais expressões necessárias para o dimensionamento dos elementos do estágio de potência do conversor *buck-boost* 3SSC-A.

5.1.2.4.1 Esforços nos elementos armazenadores de energia

A corrente instantânea que flui através do capacitor C_o pode ser definida pela expressão (195).

$$i_{C_o}(t) = \begin{cases} \frac{2I_{CM}}{DT_s}t - I_{CM} & t_o \leq t \leq t_1 \\ \frac{-2I_{CM}}{\frac{T_s}{2} - DT_s}t + \frac{I_{CM}\left(\frac{T_s}{2} + DT_s\right)}{\frac{T_s}{2} - DT_s} & t_1 \leq t \leq t_2 \\ \frac{2I_{CM}}{DT_s}t - I_{CM}\left(\frac{1+D}{D}\right) & t_2 \leq t \leq t_3 \\ \frac{-2I_{CM}}{\frac{T_s}{2} - DT_s}t + \frac{I_{CM}\left(\frac{3T_s}{2} + DT_s\right)}{\frac{T_s}{2} - DT_s} & t_3 \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (195)$$

O parâmetro I_{CM} , corresponde à metade da variação de corrente no indutor, definida pela equação (196).

$$I_{CM} = \frac{\Delta I_L}{2} \quad (196)$$

A corrente média na carga é dada pela expressão (197).

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} \quad (197)$$

A corrente instantânea através do indutor L é definida pela expressão (198), sendo a soma da corrente média de carga e da corrente instantânea no capacitor em cada etapa de operação.

$$i_L(t) = \begin{cases} I_o + \frac{2I_{CM}}{DT_s}t - I_{CM} & t_o \leq t \leq t_1 \\ I_o - \frac{2I_{CM}}{\frac{T_s}{2} - DT_s}t + \frac{I_{CM}\left(\frac{T_s}{2} + DT_s\right)}{\frac{T_s}{2} - DT_s} & t_1 \leq t \leq t_2 \\ I_o + \frac{2I_{CM}}{DT_s}t - I_{CM}\left(\frac{1+D}{D}\right) & t_2 \leq t \leq t_3 \\ I_o - \frac{2I_{CM}}{\frac{T_s}{2} - DT_s}t + \frac{I_{CM}\left(\frac{3T_s}{2} + DT_s\right)}{\frac{T_s}{2} - DT_s} & t_3 \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (198)$$

A corrente eficaz que circula através do indutor pode ser calculada a partir da equação (198) aplicando a definição de valor eficaz, obtendo-se a expressão (199).

$$I_{Lrms} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{DT_s} \left[I_o + \frac{2I_{CM}}{DT_s}t - I_{CM} \right]^2 dt + \frac{2}{T_s} \int_{\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2} + DT_s} \left[I_o + \frac{-2I_{CM}}{\frac{T_s}{2} - DT_s}t + \frac{I_{CM}\left(\frac{T_s}{2} + DT_s\right)}{\frac{T_s}{2} - DT_s} \right]^2 dt} \quad (199)$$

$$I_{Lrms} = \sqrt{I_o^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12}}$$

5.1.2.4.2 Esforços nos semicondutores

A corrente instantânea através do transistor S_1 é definida pela expressão (200).

$$i_s(t) = \begin{cases} I_o + \frac{2I_{CM}}{DT_s}t - I_{CM} & t_o \leq t \leq t_1 \\ 0 & t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & t_2 \leq t \leq t_3 \\ 0 & t_3 \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (200)$$

Considerando a equação (200), a corrente média em cada transistor é definida em (201).

$$I_{S_{AVG}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} \left(I_o + \frac{2I_{CM}}{DT_s} t - I_{CM} \right) dt} = DI_o \quad (201)$$

Conforme apresentado na Figura 67, a máxima tensão a que os transistores são submetidos é dada pela equação (202).

$$V_{S(\max)} = 2V_{in} \quad (202)$$

A corrente instantânea através do diodo D_1 é definida pela expressão (203).

$$i_D(t) = \begin{cases} 0 & t_o \leq t \leq t_1 \\ \frac{I_o}{2} - \frac{I_{CM}}{\left(\frac{T_s}{2} - DT_s\right)} t + \frac{I_{CM} \left(\frac{T_s}{2} + DT_s\right)}{2 \left(\frac{T_s}{2} - DT_s\right)} & t_1 \leq t \leq t_2 \\ I_o + \frac{2I_{CM}}{DT_s} t - I_{CM} \left(\frac{1+D}{D}\right) & t_2 \leq t \leq t_3 \\ \frac{I_o}{2} - \frac{I_{CM}}{\left(\frac{T_s}{2} - DT_s\right)} t + \frac{I_{CM} \left(\frac{3T_s}{2} + DT_s\right)}{2 \left(\frac{T_s}{2} - DT_s\right)} & t_3 \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (203)$$

A partir da equação (203), a corrente média em cada diodo pode ser calculada de acordo com a expressão (204).

$$I_{D_{AVG}} = \frac{2}{T_s} \int_{DT_s}^{\frac{T_s}{2}} \left[\frac{I_o}{2} - \frac{I_{CM}}{\left(\frac{T_s}{2} - DT_s\right)} t + \frac{I_{CM} \left(\frac{T_s}{2} + DT_s\right)}{2 \left(\frac{T_s}{2} - DT_s\right)} \right] dt + \frac{1}{T_s} \int_{\frac{T_s}{2}}^{DT_s} \left[I_o + \frac{2I_{CM}}{DT_s} t - I_{CM} \left(\frac{1+D}{D}\right) \right] dt$$

$$I_{D_{AVG}} = \frac{I_o}{2} \quad (204)$$

Aplicando a definição de valor eficaz, a corrente eficaz nos diodos é definida pela equação (205).

$$I_{Drms} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_{DT_s}^{\frac{T_s}{2}} \left[\frac{I_o}{2} - \frac{I_{CM}}{\left(\frac{T_s}{2} - DT_s\right)} t + \frac{I_{CM} \left(\frac{T_s}{2} + DT_s\right)}{2 \left(\frac{T_s}{2} - DT_s\right)} \right]^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{\frac{T_s}{2}}^{DT_s} \left[I_o + \frac{2I_{CM}}{DT_s} t - I_{CM} \left(\frac{1+D}{D}\right) \right]^2 dt}$$

$$I_{Drms} = \sqrt{\frac{1}{12} (1+2D) \left(\frac{\Delta I_L^2}{4} + 3I_o^2 \right)} \quad (205)$$

A tensão de pico reversa a que são submetidos os diodos é dada pela expressão (206).

$$V_{D(\max)} = -2V_{in} \quad (206)$$

5.1.2.4.3 Esforços no autotransformador

A corrente através do enrolamento T_1 do autotransformador corresponde à soma da corrente que flui pelo transistor S_1 mais a corrente que circula através do diodo D_1 . Logo, a corrente eficaz que circula através dos enrolamentos do transformador é dada pela equação (207).

$$I_{Trms} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{DT_s} \left[I_o + \frac{2I_{CM}}{DT_s} t - I_{CM} \right]^2 dt + \frac{2}{T_s} \int_{DT_s}^{\frac{T_s}{2}} \left[\frac{I_o}{2} - \frac{I_{CM}}{\left(\frac{T_s}{2} - DT_s \right)} t + \frac{I_{CM} \left(\frac{T_s}{2} + DT_s \right)}{2 \left(\frac{T_s}{2} - DT_s \right)} \right]^2 dt}$$

$$I_{Trms} = \sqrt{\frac{1}{12} (1 + 6D) \left(\frac{\Delta I_L^2}{4} + 3I_o^2 \right)} \quad (207)$$

5.2 MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

Neste modo de operação a corrente no indutor torna-se nula durante um determinado intervalo de tempo. A razão cíclica é menor que 0,5, caracterizando a não sobreposição dos sinais de comando aplicados aos transistores.

5.2.1 Análise qualitativa

O período de comutação pode ser dividido em seis etapas de operação. A Tabela 16 apresenta os estados dos transistores e diodos durante estas etapas, sendo que ON indica que o semicondutor está em condução e OFF indica o bloqueio.

Tabela 16 - Estados dos semicondutores durante um período de comutação do conversor *buck-boost* 3SSC-A operando em MCD.

Semicondutor	$t_0 < t < t_1$	$t_1 < t < t_2$	$t_2 < t < t_3$	$t_3 < t < t_4$	$t_4 < t < t_5$	$t_5 < t < T_s$
S_1	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
S_2	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF
D_1	OFF	ON	OFF	ON	ON	OFF
D_2	ON	ON	OFF	OFF	ON	OFF

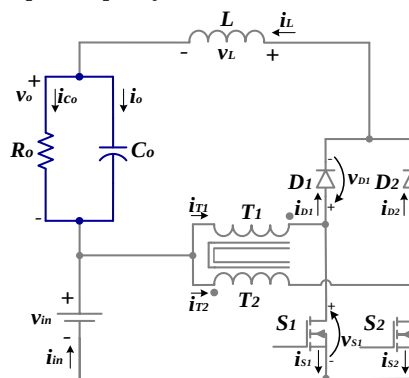
Fonte: Próprio autor.

- Primeira etapa [$t_0 < t < t_1$]: A primeira etapa de operação do conversor em MCD é similar à primeira etapa em MCC, conforme apresentado na Figura 66a. No instante t_0

o transistor S_1 entra em condução, enquanto S_2 encontra-se bloqueado. O diodo D_2 entra em condução, enquanto D_1 está polarizado reversamente. Neste instante, a corrente $i_L(t)$ cresce linearmente e o indutor L armazena energia. Como a relação de espiras do autotransformador é unitária, isso implica no balanço adequado das correntes e tensões em seus enrolamentos. As tensões sobre T_1 e T_2 têm amplitudes iguais à tensão v_{in} . A tensão $v_L(t)$, a corrente $i_{in}(t)$, bem como a corrente $i_{Co}(t)$ durante esta etapa, são expressas pelas equações (185), (186) e (187), respectivamente, tal como na primeira etapa de operação em MCC.

- Segunda etapa [$t_1 < t < t_2$]: A segunda etapa de operação do conversor em MCD é similar à segunda etapa de operação em MCC. Conforme expresso na Figura 66b, o transistor S_1 é bloqueado, e S_2 ainda permanece em bloqueio. O diodo D_1 é diretamente polarizado e D_2 permanece conduzindo. Com os diodos em condução, os terminais do autotransformador são curto-circuitados, mantendo um caminho para a circulação de corrente no indutor. Assim, a corrente $i_L(t)$ diminui linearmente, consequentemente, a polaridade de $v_L(t)$ é invertida, e a energia armazenada é transferida para a carga. A tensão $v_L(t)$, a corrente $i_{in}(t)$, bem como a corrente $i_{Co}(t)$ durante esta etapa, são expressas pelas equações (188), (189) e (190), respectivamente, tal como na segunda etapa de operação em MCC.
- Terceira etapa [$t_2 < t < t_3$]: Nesta etapa, a corrente no indutor torna-se nula, os transistores permanecem desligados e os diodos estão em bloqueio. Dessa forma, não há transferência de potência da fonte de entrada para a carga. A energia fornecida para a carga é proveniente do capacitor de saída C_o , conforme apresentado na Figura 69.

Figura 69 - Terceira etapa de operação do conversor *buck-boost* 3SSC-A em MCD.



Fonte: Próprio autor.

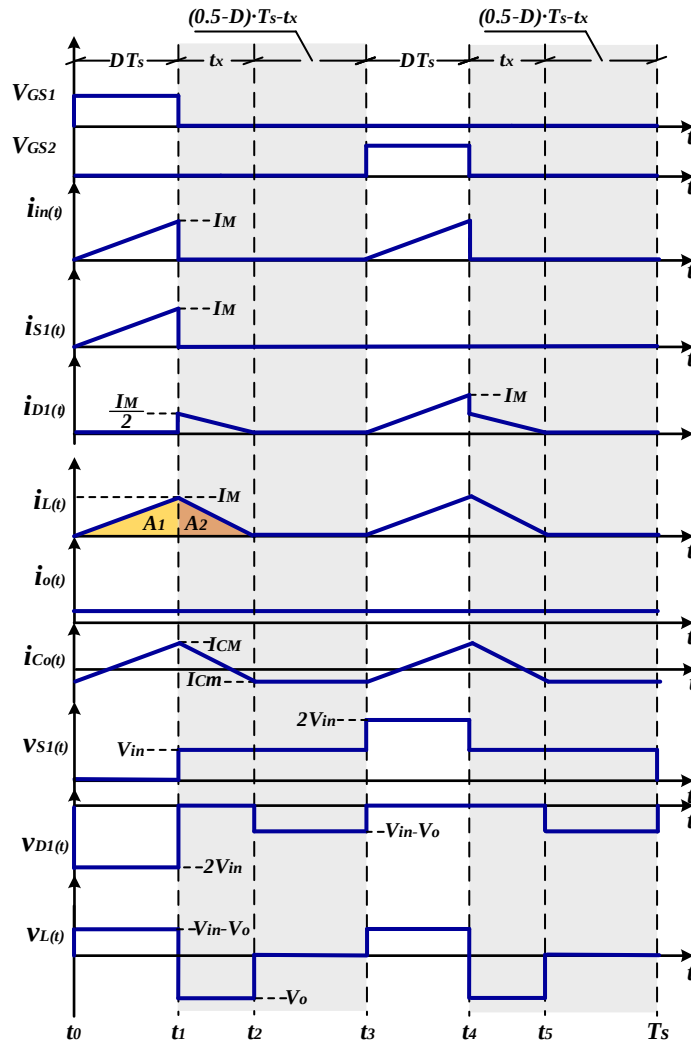
Analisando o circuito da Figura 69, obtém-se a expressão (208).

$$i_{Co}(t) = i_o(t) \quad (208)$$

- Quarta etapa [$t_3 < t < t_4$]: Esta etapa de operação é similar à terceira etapa do MCC mostrada na Figura 66c.
- Quinta etapa [$t_4 < t < t_5$]: Esta etapa de operação é similar à quarta etapa do MCC mostrada na Figura 66d.
- Sexta etapa [$t_5 < t < T_s$]: Esta etapa de operação é similar à terceira etapa do MCD.

As principais formas de onda teóricas para o conversor *buck-boost* 3SSC-A operando em MCD são expressas na Figura 70. Observa-se que os sinais de comando aplicados aos transistores S_1 e S_2 não se sobrepõem. Também é possível verificar que a corrente no indutor é nula durante a terceira e sexta etapas de operação, caracterizando o MCD. Tal como em MCC, os semicondutores são submetidos a uma tensão máxima equivalente ao dobro da tensão de entrada do conversor.

Figura 70 - Principais formas de onda teóricas para o conversor *buck-boost* 3SSC-A operando em MCD.



Fonte: Próprio autor.

5.2.2 Análise quantitativa

De acordo com a análise das etapas de operação, é possível obter as equações que caracterizam o comportamento do conversor *buck-boost* 3SSC-A em MCD.

5.2.2.1 Ganho estático

O ganho estático é determinado a partir da corrente média através do indutor I_{Lmed} , numericamente igual à corrente de carga I_o . Considera-se a forma de onda de $i_L(t)$ apresentada na Figura 70 e aplica-se a definição de valor médio. Para isso, define-se a área A_1 formada pelo triângulo de base t_1-t_0 e altura I_M , e a área A_2 formada pelo triângulo de base t_2-t_1 e altura I_M . Dessa forma, obtém-se a expressão (209).

$$\begin{aligned} I_{Lmed} = I_o &= \frac{1}{T_s/2} \int_0^{T_s/2} i_L(t) dt = \frac{2}{T_s} (A_1 + A_2) \\ &= \frac{2}{T_s} \left(\frac{DT_s I_M}{2} + \frac{t_x I_M}{2} \right) = I_M \left(D + \frac{t_x}{T_s} \right) \end{aligned} \quad (209)$$

A corrente máxima I_M no indutor é obtida a partir da variação da corrente durante a primeira etapa de operação, em que $\Delta t_1 = t_1 - t_0 = DT_s$, expressa por (210).

$$I_M = \frac{(V_{in} - V_o)DT_s}{L} \quad (210)$$

O intervalo t_x é calculado a partir variação da corrente no indutor na segunda etapa de operação, obtendo-se a equação (211).

$$t_x = \frac{(V_{in} - V_o)DT_s}{V_o} \quad (211)$$

Substituindo (210) e (211) em (209), encontra-se a equação para calcular o valor médio da corrente de saída, dada em (212).

$$I_o = \frac{V_{in}(V_{in} - V_o)D^2 T_s}{LV_o} \quad (212)$$

Parametrizando a expressão (212), obtém-se a expressão (213).

$$\gamma = \frac{LI_o}{V_{in}T_s} = \frac{(V_{in} - V_o)}{V_o} D^2 = \frac{(1 - G_v)}{G_v} D^2 \quad (213)$$

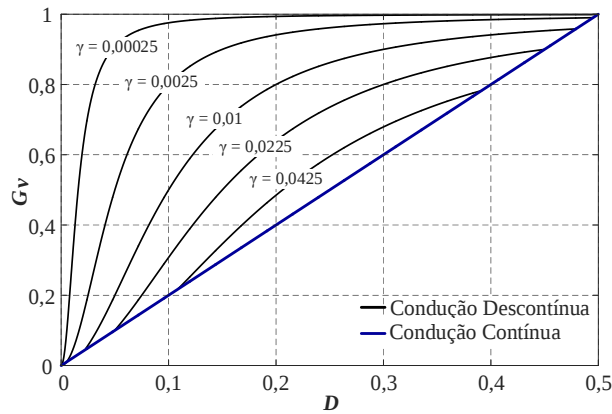
O parâmetro γ , expresso em (213), caracteriza a corrente de carga normalizada. Tal parâmetro representa as principais características de operação e fluxo de carga do conversor.

Isolando o ganho estático em (213), pode-se representa-lo conforme a equação (214).

$$G_v = \frac{D^2}{\gamma + D^2} \quad (214)$$

Avaliando a equação (214), o ganho estático do conversor operando em MCD não depende apenas da razão cíclica, mas também da frequência de chaveamento, da indutância, e da corrente de carga. A característica estática do conversor *buck-boost* 3SSC-A em MCD para diferentes valores de γ é apresentada na Figura 71. Observa-se que a relação entre o ganho de tensão e a razão cíclica é não linear, o que implica na alteração do ganho do conversor dependendo da carga conectada à sua saída. Em caso de carga leve, por exemplo, a estrutura praticamente atinge o ganho máximo com razão cíclica pequena.

Figura 71 - Relação entre o ganho estático e a razão cíclica para o conversor *buck-boost* 3SSC-A operando em MCD.

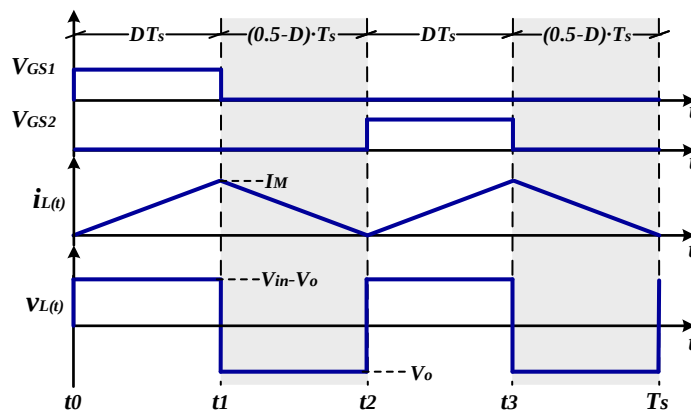


Fonte: Próprio autor.

5.3 MODO DE CONDUÇÃO CRÍTICA

As principais formas de onda teóricas do conversor *buck-boost* 3SSC-A operando em MCCr são apresentadas na Figura 72.

Figura 72 - Formas de onda teóricas para o conversor *buck-boost* 3SSC-A operando em MCCr



Fonte: Próprio autor.

De acordo com a Figura 72, a corrente no indutor torna-se nula a cada meio período, logo, a corrente mínima I_m é igual a zero e a ondulação de corrente ΔI_L no indutor é igual à sua corrente máxima I_M . A primeira e segunda etapas de operação no MCCr são equivalentes à primeira e segunda etapas de operação em MCD, respectivamente.

5.3.1 Ganho estático

O ganho estático crítico G_{vcrit} pode ser obtido a partir da razão cíclica crítica D_{crit} . No ponto crítico, os ganhos estáticos calculados em MCC e MCD são iguais, portanto, a razão cíclica crítica é determinada pela igualdade entre as equações (191) e (214), obtendo-se a expressão (215).

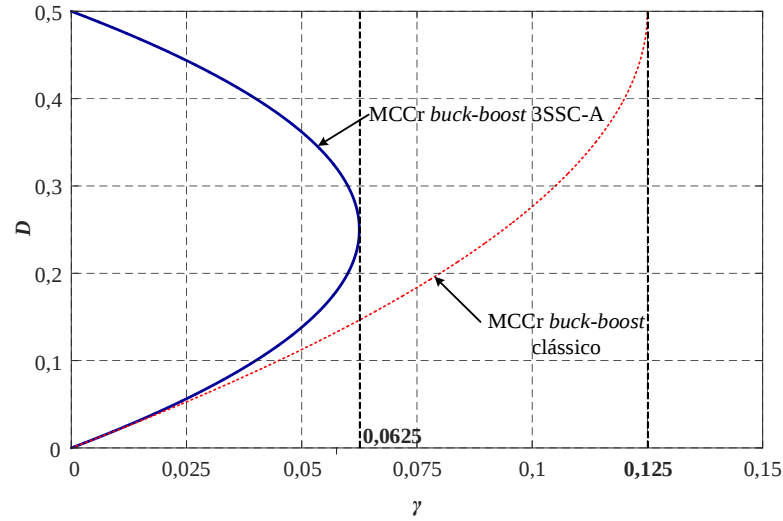
$$\begin{aligned} 2D_{crit} &= \frac{D_{crit}^2}{\gamma + D_{crit}^2} \\ D_{crit}^2 - \frac{1}{2}D_{crit} + \gamma &= 0 \\ D_{crit} &= \frac{1}{4} \pm \sqrt{\frac{1}{16} - \gamma} \end{aligned} \quad (215)$$

Para determinar o ganho estático no MCCr, substitui-se a expressão (215) na equação do ganho estático do conversor em MCC dada em (191). Dessa forma, obtém-se a expressão (216).

$$G_{vcrit} = 2D_{crit} = \frac{1}{2} \pm 2\sqrt{\frac{1}{16} - \gamma} \quad (216)$$

A relação entre o parâmetro γ e a razão cíclica crítica é apresentada no gráfico da Figura 73. Para diferentes valores de γ , se D for maior que D_{crit} , o conversor operará em MCC, caso contrário a operação se dará em MCD. Observa-se que, a razão cíclica crítica máxima no conversor *buck-boost* 3SCC-A ocorre quando $D=0,25$, em que $\gamma=0,0625$. Em contraste, a razão cíclica crítica máxima no conversor *buck-boost* clássico ocorre quando $D=0,5$ e $\gamma=0,125$. Portanto, a área de operação no MCC é maior para o conversor *buck-boost* 3SCC-A na faixa de razão cíclica limitada em $D < 0,5$.

Figura 73 - Relação entre a razão cíclica crítica e o parâmetro γ para os conversores *buck-boost* 3SSC-A e *buck-boost* clássico.



Fonte: Próprio autor.

5.3.2 Indutância crítica e ondulação de corrente

A indutância crítica corresponde ao valor limiar de indutância entre os modos de condução contínua e descontínua. A partir da Figura 73, o valor limiar de γ é 0,0625. Dessa forma, a indutância crítica L_{crit} pode ser determinada substituindo esse valor na expressão (213), obtendo-se assim, a equação (217).

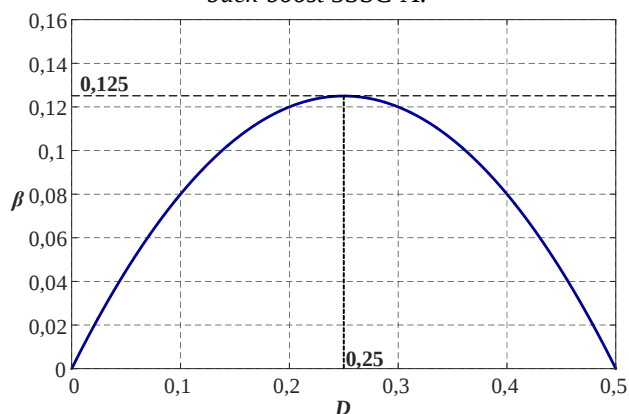
$$L_{crit} = \frac{V_{in} T_S}{16I_o} \quad (217)$$

Com o objetivo de observar a máxima ondulação de corrente ΔI_L no indutor, a expressão (193) é parametrizada, como apresentado na equação (218).

$$\beta = \frac{L \Delta I_L}{V_{in} T_S} = (1 - 2D)D \quad (218)$$

A partir de (218), é obtido o valor da razão cíclica que acarreta na máxima ondulação de corrente no indutor L , sendo este valor $D=0,25$ quando $\beta=0,125$, conforme apresentado na Figura 74.

Figura 74 - Ondulação de corrente parametrizada no indutor L em função da razão cíclica D para o conversor *buck-boost* 3SSC-A.

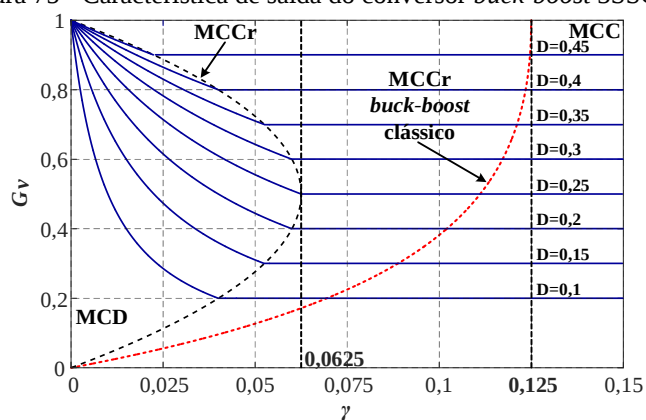


Fonte: Próprio autor.

5.3.3 Característica de Saída

Por meio das análises de funcionamento do conversor para os diferentes modos de operação, pode-se determinar a característica de saída do conversor *buck-boost* 3SSC-A, conforme apresentado na Figura 75.

Figura 75 - Característica de saída do conversor *buck-boost* 3SSC-A.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 75, a região correspondente ao MCD do conversor *buck-boost* 3SSC-A é delimitada pela curva tracejada que define o comportamento em MCCr, para valores de γ inferiores a 0,0625. Avaliando as curvas, verifica-se que quando o conversor opera em MCD o ganho estático depende da corrente de saída. O valor máximo do ganho estático crítico do conversor *buck-boost* 3SSC-A dá-se em $\gamma=0,0625$ para $D=0,25$. No caso do conversor *buck-boost* clássico, o valor máximo do ganho estático crítico ocorre em $\gamma=0,125$ para $D=0,5$. Dessa forma, a área de operação no MCC do conversor *buck-boost* 3SSC-A é maior que a do conversor *buck-boost* clássico, sendo essa uma vantagem sobre a topologia clássica em caso de carga leve. Assim, o conversor *buck-boost* 3SSC-A pode, sob mesma condição de projeto, operar com

corrente de carga menor em uma faixa maior que o conversor *buck-boost* clássico, sem que haja transição para o MCD. No entanto, devido à sua característica estrutural, o conversor *buck-boost* 3SSC-A não opera como elevador de tensão, sendo esta a principal desvantagem da topologia frente aos conversores *buck-boost* clássico e *buck-boost* 3SSC-B.

5.4 MODELAGEM DO CONVERSOR CC-CC BUCK-BOOST 3SSC-A EM MCC

Para a obtenção da função de transferência do conversor *buck-boost* 3SSC-A, será feita a modelagem em pequenos sinais, tal como realizada para os conversores *boost* 3SSC-A e *buck* 3SSC-A. Portanto, serão adotadas as mesmas simplificações para a análise do circuito, considerando que o conversor opera sob condições ideais.

Sob condição de estado estacionário, as etapas de operação do conversor *buck-boost* 3SSC-A foram apresentadas na seção 5.1. Analisando as principais formas de onda do conversor, representadas na Figura 67, obtém-se o valor médio quase instantâneo, em um período de comutação, da tensão no indutor, da corrente de entrada e corrente no capacitor de saída, definidos pelas equações (219), (220) e (221), respectivamente.

$$L \frac{d\langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_L(t) \rangle_{T_s} = 2[(\langle v_{in}(t) \rangle_{T_s} - \langle v_o(t) \rangle_{T_s})d(t) - \langle v_o(t) \rangle_{T_s} d'(t)] \quad (219)$$

$$\langle i_{in}(t) \rangle_{T_s} = \langle i_L(t) \rangle_{T_s} d(t) \quad (220)$$

$$C_o \frac{d\langle v_o(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle i_{Co}(t) \rangle_{T_s} = 2[(\langle i_L(t) \rangle_{T_s} - \langle i_o(t) \rangle_{T_s})d(t) + (\langle i_L(t) \rangle_{T_s} - \langle i_o(t) \rangle_{T_s})d'(t)] \quad (221)$$

5.4.1 Perturbação e linearização

A mesma técnica apresentada na seção 3.4 será utilizada para linearizar as equações (219) à (221). Logo, para realizar a modelagem será assumido que os valores médios quase instantâneos, da tensão no indutor (219), da corrente de entrada (220), e da corrente no capacitor (221), mais a razão cíclica, são uma combinação dos valores CC no ponto de operação a ser linearizado, mais uma pequena parcela CA, como apresentado nas equações (222) à (231).

$$\frac{d\langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{dI_L}{dt} + \frac{d\tilde{i}_L(t)}{dt} \quad (222)$$

$$\langle v_L(t) \rangle_{T_s} = V_L + \tilde{v}_L(t) \quad (223)$$

$$\langle i_{in}(t) \rangle_{T_s} = I_{in} + \tilde{i}_{in}(t) \quad (224)$$

$$\langle i_{Co}(t) \rangle_{T_s} = I_{Co} + \tilde{i}_{Co}(t) \quad (225)$$

$$\langle v_{in}(t) \rangle_{T_s} = V_{in} + \tilde{v}_{in}(t) \quad (226)$$

$$\langle v_o(t) \rangle_{T_s} = V_o + \tilde{v}_o(t) \quad (227)$$

$$\langle i_L(t) \rangle_{T_s} = I_L + \tilde{i}_L(t) \quad (228)$$

$$\langle i_o(t) \rangle_{T_s} = I_o + \tilde{i}_o(t) \quad (229)$$

$$d(t) = D + \tilde{d}(t) \quad (230)$$

$$d'(t) = D' + \tilde{d}'(t) \quad (231)$$

Sendo que X é a variável em regime permanente e $\tilde{x}(t)$ é a perturbação da variável X .

Assumindo-se que a parcela CA é muito menor que a parcela CC, pode-se linearizar as equações (219), (220) e (221). Logo, substituindo de maneira apropriada (222) à (231) nas equações (219) à (221) e, desconsiderando os termos constantes e de segunda ordem que contém o produto de parcelas CA, obtém-se as equações linearizadas que descrevem as variações de pequenos sinais na tensão do indutor (232), na corrente de entrada (233) e na corrente do capacitor (234).

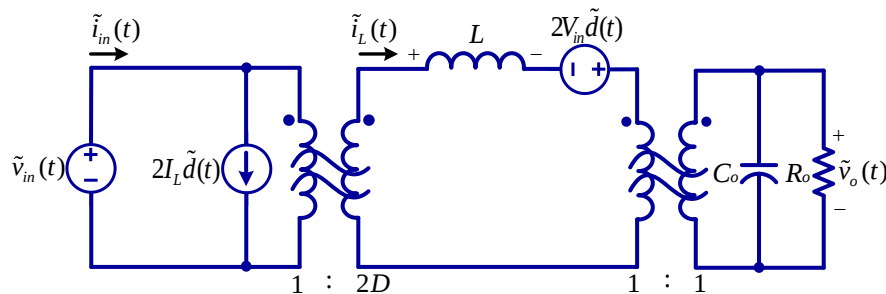
$$L \frac{d\tilde{i}_L(t)}{dt} = 2V_{in}\tilde{d}(t) + 2\tilde{v}_{in}(t)D - \tilde{v}_o(t) \quad (232)$$

$$\tilde{i}_{in}(t) = 2I_L\tilde{d}(t) + 2\tilde{i}_L(t)D \quad (233)$$

$$C_o \frac{d\tilde{v}_o(t)}{dt} = \tilde{i}_L(t) - \frac{\tilde{v}_o(t)}{R_o} \quad (234)$$

Realizada a linearização, obtém-se o modelo equivalente CA de pequenos sinais do conversor *buck-boost* 3SSC-A, conforme representado na Figura 76, que agora pode ser solucionado utilizando técnicas convencionais de análise de circuitos lineares.

Figura 76 - Circuito equivalente CA de pequenos sinais do conversor *buck-boost* 3SSC-A.



Fonte: Próprio autor.

5.4.2 Função de transferência entre tensão de saída e razão cíclica

Com a obtenção do circuito equivalente CA de pequenos sinais do conversor *buck-boost* 3SSC-A, pode-se solucionar o circuito de forma a obter a função de transferência $G_{vd}(s)$. Logo, resolvendo o modelo do circuito equivalente isolando $\tilde{v}_o(s)$ para $\tilde{d}(s)$, a função de transferência $G_{vd}(s)$ é obtida definindo as variações da tensão de entrada para zero, sendo representada na equação (235).

$$G_{vd}(s) = \frac{2V_{in}}{s^2 C_o L + s \frac{L}{R_o} + 1} \quad (235)$$

A função de transferência $G_{vd}(s)$ do conversor *buck-boost* 3SSC-A é idêntica à da topologia *boost* 3SSC-A, conseqüentemente, este conversor também tem a característica de sistema de fase mínima, devido à ausência de zeros no semiplano direito. Assim, o projeto de controlador para o conversor *buck-boost* 3SSC também torna-se simplificado, possibilitando a obtenção de uma resposta dinâmica satisfatória, sem a necessidade de implementação de malha de controle adicional.

5.5 PROTÓTIPO DO CONVERSOR BUCK-BOOST 3SSC-A: PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA

Utilizando a mesma metodologia de projeto apresentada para os conversores *boost* 3SSC-A e *buck* 3SSC-A, nesta seção é apresentado o dimensionamento dos principais componentes do conversor *buck-boost* 3SSC-A. De acordo com os dados da Tabela 17, são efetuados os cálculos preliminares de alguns parâmetros do conversor *buck-boost* 3SSC-A.

Tabela 17 - Especificações de projeto para o conversor *buck-boost* 3SSC-A.

Parâmetro	Descrição	Valor
V_{in}	Tensão de entrada	180 V
V_o	Tensão de saída	96 V
P_o	Potência de saída	600 W
F_s	Frequência de comutação	50 kHz
ΔI_L	Ondulação de corrente no indutor	15% de I_o
ΔV_o	Ondulação da tensão de saída	0,55% de V_o

Fonte: Próprio autor.

5.5.1 Corrente média na saída

A corrente média na saída do conversor é determinada pela expressão (236).

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{600}{96} = 6,25 \text{ A} \quad (236)$$

5.5.2 Resistência de carga

A resistência associada à carga para a potência nominal é dada pela equação (237).

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} = \frac{96^2}{600} = 15,36 \text{ } \Omega \quad (237)$$

5.5.3 Razão cíclica

A razão cíclica para manter o ganho estático desejado pode ser calculada a partir da expressão (238).

$$D = \frac{V_o}{2V_{in}} = \frac{96}{2 \cdot 180} = 0,2667 \quad (238)$$

5.5.4 Dimensionamento e projeto do indutor

O valor da indutância do indutor L é determinado a partir da equação (193), considerando a ondulação de corrente especificada na Tabela 17. Portanto, o valor da indutância é dado como se segue:

$$L = \frac{(1-2D)V_o T_s}{2\Delta I_L} = \frac{(1-2 \cdot 0,2667) \cdot 96 \cdot (1/50 \cdot 10^3)}{2 \cdot 0,15 \cdot 6,25} = 477,87 \text{ } \mu\text{H} \quad (239)$$

A corrente eficaz através do indutor é obtida a partir da expressão (240).

$$I_{Lrms} = \sqrt{I_o^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12}} = \sqrt{6,25^2 + \frac{(0,15 \cdot 6,25)^2}{12}} = 6,256 \text{ A} \quad (240)$$

A máxima corrente no indutor é calculada por meio da equação (241), considerando a ondulação de corrente definida na Tabela 17.

$$I_{Lmax} = I_o + \frac{\Delta I_L}{2} = 6,25 + \frac{0,15 \cdot 6,25}{2} = 6,719 \text{ A} \quad (241)$$

Tal como no dimensionamento dos conversores boost 3SSC-A e buck 3SSC-A, no projeto do indutor da topologia buck-boost 3SSC-A também é escolhido o núcleo de ferrite do

tipo E, de material IP12, fabricado pela Thornton. Os parâmetros desse material são apresentados na Tabela 4, na seção 3.5.4.

Tendo-se o valor da indutância L , as correntes de pico I_{Lmax} e eficaz I_{Lrms} , bem como os parâmetros do tipo de material a ser empregado, pode-se escolher as dimensões do núcleo através do critério do produto das áreas, conforme a equação (242).

$$A_e A_w = \frac{L I_{Lmax}^2 10^4}{K_w B_{max} J_{max}} = \frac{477,87 \cdot 10^{-6} \cdot 6,719^2 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 0,3 \cdot 450} = 2,2827 \text{ cm}^4 \quad (242)$$

Logo, segundo esse critério, um dos núcleos apropriados é o NEE-55/28/21-85-IP12R da Thornton, o qual apresenta as características expressas na Tabela 18.

Tabela 18 - Especificações técnicas do núcleo NEE-55/28/21-85-IP12R.

Parâmetro	Descrição	Valor
$A_e A_w$	Produto de áreas	8,85 cm ⁴
A_e	Área da perna central	3,54 cm ²
A_w	Área da janela do carretel	2,50 cm ²
l_e	Comprimento magnético	12,0 cm
l_t	Comprimento médio de uma espira	7,64 cm
V_n	Volume do ferrite	42,5 cm ³

Fonte: Próprio autor

Escolhido o núcleo, pode-se verificar a possibilidade de construção do indutor, para isso é necessário calcular o número de espiras, bem como a bitola do condutor. O número de espiras é calculado por meio da equação (243).

$$N = \frac{L I_{Lmax} 10^4}{B_{max} A_e} = \frac{477,87 \cdot 10^{-6} \cdot 6,719 \cdot 10^4}{0,3 \cdot 3,54} \approx 31 \text{ espiras} \quad (243)$$

O entreferro necessário para o indutor pode ser calculado mediante a expressão (244).

$$l_g = \frac{N^2 \mu_o A_e}{L} = \frac{57^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,87}{1,33 \cdot 10^{-3}} = 0,09 \text{ cm} \quad (244)$$

O entreferro distribuído em cada perna do núcleo é dado pela equação (245).

$$l_{gdist} = \frac{l_g}{2} = \frac{0,09}{2} = 0,045 \text{ cm} \quad (245)$$

O valor da profundidade de penetração no condutor é obtido por meio da expressão (246).

$$\delta = \frac{7,5}{\sqrt{2F_s}} = \frac{7,5}{\sqrt{2 \cdot 50 \cdot 10^3}} = 0,024 \text{ cm} \quad (246)$$

Dessa forma, a seção máxima devido ao efeito pelicular é dada pela equação (247).

$$S_{\max} = \delta^2 \pi = 0,024^2 \cdot \pi = 0,76714 \text{ cm}^2 \approx 0,177 \text{ mm}^2 \quad (247)$$

A seção mínima do condutor para a densidade de corrente projetada é expressa em (248).

$$S_{\min} = \frac{I_{Lrms}}{J_{\max}} = \frac{6,256}{450} = 0,01302 \text{ cm}^2 = 1,3902 \text{ mm}^2 \quad (248)$$

Em função desses parâmetros, escolheu-se o condutor de cobre isolado 26 AWG, com as características apresentadas na Tabela 6 da seção 3.5.4.

O número de condutores associados em paralelo é calculado pela expressão (249).

$$n = \frac{S_{\min}}{S_{cu}} = \frac{1,3902}{0,1282} = 10,84 \Rightarrow n = 11 \quad (249)$$

A área ocupada pelo condutor é calculada por meio da expressão (250).

$$A_{wmin} = \frac{NS_{cuisol}n}{K_w} 10^{-2} = \frac{31 \cdot 0,1676 \cdot 11}{0,7} \cdot 10^{-2} = 0,82 \text{ cm}^2 \quad (250)$$

Conforme a Tabela 18, verifica-se que a área disponibilizada pelo núcleo é maior que a área requerida pelo condutor, ou seja, $A_w > A_{wmin}$. Portanto, pode ser realizada a construção do indutor.

5.5.5 Dimensionamento e projeto do autotransformador

A corrente eficaz através dos enrolamentos do autotransformador é obtida a partir da expressão (207), sendo seu valor calculado em (251).

$$I_{Trms} = \sqrt{\frac{1}{12}(1+6D)\left(\frac{\Delta I_L^2}{4} + 3I_o^2\right)} = \sqrt{\frac{1}{12}(1+6 \cdot 0,2667)\left(\frac{(0,15 \cdot 6,25)^2}{4} + 3 \cdot 6,25^2\right)} = 5,04 \text{ A} \quad (251)$$

Para a escolha do núcleo, é necessário obter o produto das áreas, o qual é calculado por meio da equação (252).

$$A_e A_w = \frac{P_o / 2}{0,168 J_{\max} B(2F_s) \eta} 10^4 = \frac{600 / 2}{0,168 \cdot 450 \cdot 0,15 \cdot (2 \cdot 50 \cdot 10^3) \cdot 0,7} \cdot 10^4 = 3,78 \text{ cm}^4 \quad (252)$$

O núcleo de ferrite selecionado foi o NEE-55/28/21-85-IP12R da Thornton, cujas características são expressas na Tabela 18.

Considerando que o autotransformador tem relação unitária de espiras, o número de espiras dos dois enrolamentos é calculado na expressão (253).

$$N = \frac{V_{in} D}{A_e B_{max} F_s} 10^4 = \frac{180 \cdot 0,2667}{3,54 \cdot 0,15 \cdot 50 \cdot 10^3} 10^4 \approx 19 \text{ espiras} \quad (253)$$

A seção do condutor é definida considerando o efeito pelicular, sendo o valor da profundidade de penetração obtido por meio da equação (254).

$$\delta = \frac{7,5}{\sqrt{2F_s}} = \frac{7,5}{\sqrt{2 \cdot 50 \cdot 10^3}} = 0,024 \text{ cm} \quad (254)$$

A seção máxima devido ao efeito pelicular é dada pela equação (255).

$$S_{max} = \delta^2 \cdot \pi = 0,024^2 \cdot \pi = 0,0181 \text{ cm}^2 \approx 0,181 \text{ mm}^2 \quad (255)$$

A seção mínima do condutor para a densidade de corrente projetada é expressa em (256).

$$S_{min} = \frac{I_{Trms}}{J_{max}} = \frac{5,04}{450} = 0,0112 \text{ cm}^2 = 1,12 \text{ mm}^2 \quad (256)$$

Em função desses parâmetros, escolheu-se o condutor de cobre isolado 26 AWG com as características apresentadas na Tabela 6 da seção 3.5.4.

O número de condutores associados em paralelo é calculado pela expressão (257).

$$n = \frac{S_{min}}{S_{cu}} = \frac{1,12}{0,1282} = 8,74 \Rightarrow n = 9 \quad (257)$$

A possibilidade de construção do transformador pode ser verificada pela expressão (258).

$$A_{wmin} = 2 \frac{NS_{cuiisol}}{K_w} 10^{-2} = 2 \cdot \frac{19 \cdot 0,1676 \cdot 9}{0,7} \cdot 10^{-2} = 0,82 \text{ cm}^2 \quad (258)$$

Conforme a Tabela 18, verifica-se que a área disponibilizada pelo núcleo é maior que a área requerida pelo condutor, ou seja, $A_w > A_{wmin}$. Portanto, pode ser realizada a construção do autotransformador.

5.5.6 Dimensionamento do capacitor de saída

Conforme a equação (194), a capacitância mínima pode ser obtida em função da máxima ondulação da tensão de saída desejada. De acordo com a ondulação expressa na Tabela 17, a capacitância mínima é determinada em (259).

$$C_o \geq \frac{1}{32} \frac{(1-2D)V_o T_s^2}{\Delta V_o L} \geq \frac{1}{32} \frac{(1-2 \cdot 0,2667) \cdot 96 \cdot (1/50 \cdot 10^3)}{0,055 \cdot 96 \cdot 477,87 \cdot 10^{-6}} \geq 2,2 \mu\text{F} \quad (259)$$

A máxima tensão sobre o capacitor é determinada pela expressão (260).

$$V_C = V_o = 96 \text{ V} \quad (260)$$

Em função dos parâmetros calculados, é escolhido um capacitor de 2,2 μF /630 V

5.5.7 Diodos D_1 e D_2

A tensão reversa máxima sobre os diodos é obtida a partir da aplicação da expressão (261) definida na seção 5.1.2.4.

$$V_{D(\max)} = 2V_{in} = -2 \cdot 180 = -360 \text{ V} \quad (261)$$

A corrente máxima instantânea que circula pelos diodos é igual à corrente máxima que circula pelo indutor, conforme a equação (262).

$$I_{D\max} = I_{L\max} = 6,72 \text{ A} \quad (262)$$

A corrente média que circula através dos diodos é obtida a partir da expressão (5.79).

$$I_{D\text{AVG}} = \frac{I_o}{2} = \frac{6,25}{2} = 3,13 \text{ A} \quad (263)$$

Em função dos parâmetros calculados, escolheu-se o diodo ultra rápido de carbeto de silício C3D10060A.

5.5.8 Transistores S_1 e S_2

A máxima tensão sobre os transistores é obtida a partir da equação (264).

$$V_{S(\max)} = 2V_{in} = 2 \cdot 180 = 360 \text{ V} \quad (264)$$

A corrente média que flui através dos transistores é obtida a partir da expressão (265).

$$I_{S\text{AVG}} = DI_o = 0,2667 \cdot 2 = 1,67 \text{ A} \quad (265)$$

A corrente máxima instantânea que circula pelos transistores é igual à corrente máxima que circula pelo indutor, conforme a equação (266).

$$I_{S\max} = I_{L\max} = 6,72 \text{ A} \quad (266)$$

Em função dos parâmetros calculados, escolheu-se o transistor IGBT FGH20N60SFD.

A Tabela 19 expressa os principais parâmetros dos componentes escolhidos para compor o circuito de potência do conversor.

Tabela 19 - Principais parâmetros dos componentes do circuito de potência do conversor *buck-boost* 3SSC-A.

Componente	Modelo Comercial	Especificação
Indutor L	NEE-55/28/21-85-IP12R Thornton®	477,87 μ H, 31 espiras - 11xAWG26
Capacitor C_o	Capacitor de filme de poliéster metalizado EPCOS®	2,2 μ F/630 V
Autotransformador T	NEE-55/28/21-85-IP12R Thornton®	$N_p/N_s=1$, 19 espiras - 9xAWG26
Transistores S_1-S_2	IGBT FGH20N60SFD FAIRCHILD®	$V_{CES}=600$ V, $I_c=20$ A
Diodos D_1-D_2	C3D10060A CREE®	$V_R=600$ V, $I_F=30$ A, $V_F=1,5$ V

Fonte: Próprio autor.

5.6 PROJETO DO ESTÁGIO DE CONTROLE DO CONVERSOR BUCK-BOOST 3SSC-A

Para o projeto do controlador de tensão para o conversor *buck-boost* 3SSC-A, considera-se a mesma estrutura de realimentação e procedimento de projeto descrito anteriormente para os conversores *boost* 3SSC-A e *buck* 3SSC-A. Também adota-se os parâmetros da PCS apresentados na Tabela 10, exceto que o ganho de tensão da PCS é dado por $G_{PCSV}=2,6 \cdot 10^{-2}$ V/V.

Desta forma, a função de transferência do conversor $G_{vd}(s)$ do conversor *buck-boost* 3SSC-A pode ser reescrita em função dos parâmetros do circuito de potência calculados e expressos na Tabela 19, sendo representada em (267).

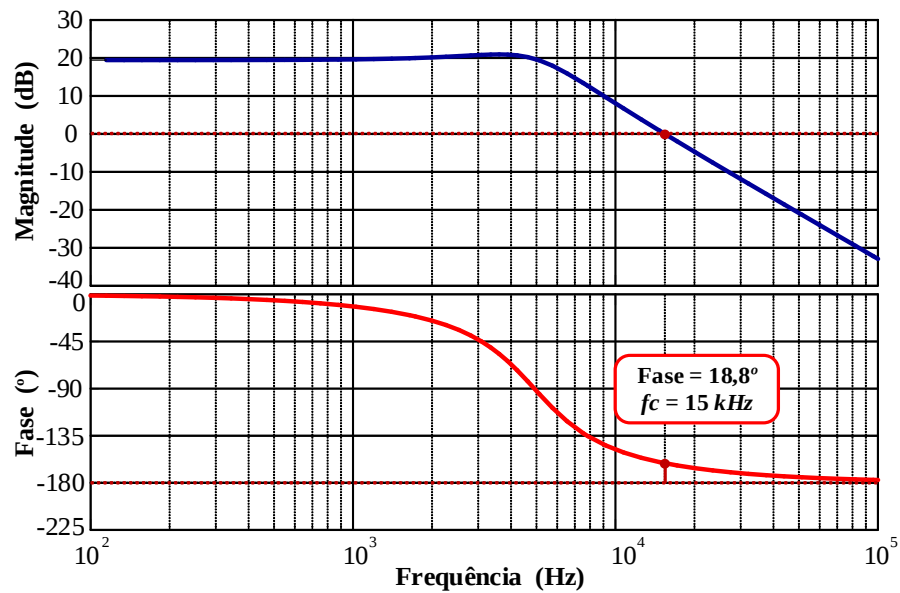
$$G_{vd(s)} = \frac{360}{1,05 \cdot 10^{-9} s^2 + 3,1 \cdot 10^{-5} s + 1} \quad (267)$$

Tendo-se todos os ganhos do sistema, conforme apresentado na Tabela 3.10, bem como a função de transferência do conversor, obtém-se FTMA, a qual é determinada pela expressão (268).

$$FTMA(s) = K_{PWM} G_{PASv} G_{vd}(s) = \frac{9,375}{1,05 \cdot 10^{-9} s^2 + 3,1 \cdot 10^{-5} s + 1} \quad (268)$$

O diagrama de bode correspondente à FTMA sem compensação é apresentado na Figura 77.

Figura 77 - Resposta em frequência da FTMA para o conversor *buck-boost* 3SSC-A.



Fonte: Próprio autor.

Conforme pode ser observado na Figura 77, a FTMA apresenta fase em 0° para baixas frequências e -180° para as altas frequências, tendo-se variação de fase entre os limites supracitados, em torno da frequência de ressonância do denominador da função. Observa-se que o sistema em malha aberta apresenta comportamento estável, pois a margem de fase é positiva, estando em $18,8^\circ$. A margem de fase do sistema em malha aberta é pequena, o que resulta em uma resposta oscilatória com pouco amortecimento.

Devido à característica da FTMA, adotou-se o controlador PI para a regulação da tensão de saída do conversor. Aplicando-se os critérios convencionais de margem de fase e estabilidade, o controlador foi ajustado para garantir ao sistema uma margem de fase entre 45° e 90° , e frequência de cruzamento entre $1/4$ e $1/10$ da frequência de chaveamento. Dessa forma, o controlador PI projetado é apresentado na equação (269).

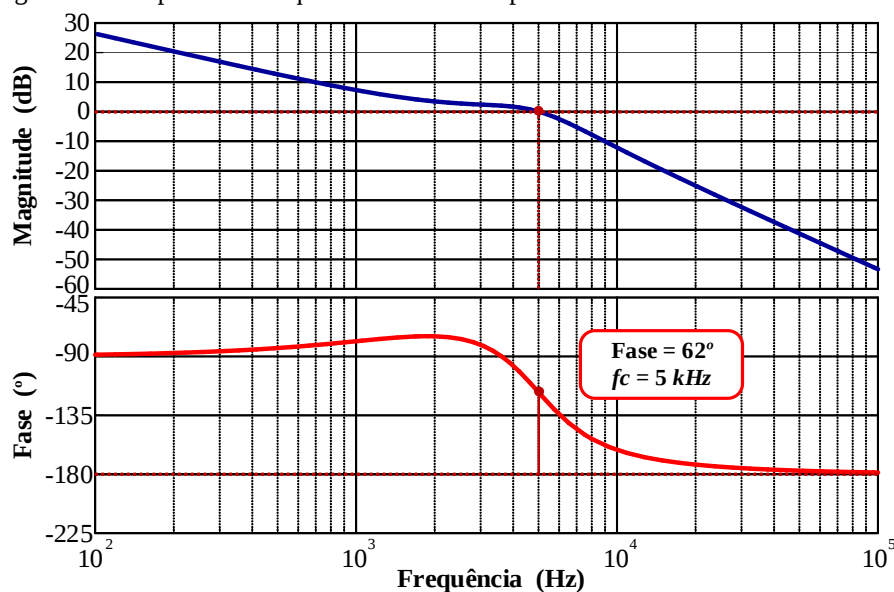
$$G_{PI}(s) = \frac{0,0951s + 1399}{s} \quad (269)$$

Com a obtenção da função de transferência do controlador, pode-se determinar a FTMAC, a qual é descrita pela da equação (270).

$$FTMAC(s) = G_{PI}(s)K_{PWM}G_{PASv}G_{vd}(s) \quad (270)$$

A Figura 78 apresenta a resposta em frequência da FTMAC, podendo ser verificado que o sistema tem margem de fase de 62° e frequência de cruzamento em 5 kHz, estando em conformidade com os padrões de projeto.

Figura 78 - Resposta em frequência da FTMAC para o conversor *buck-boost* 3SSC-A.



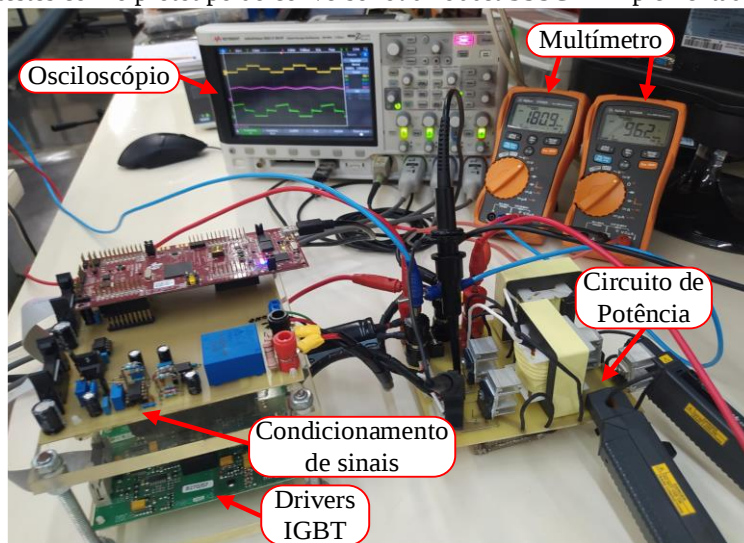
Fonte: Próprio autor.

5.7 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

Similarmente à análise realizada para os conversores *boost* 3SSC-A e *buck* 3SSC-A, avaliou-se o desempenho da topologia *buck-boost* 3SSC-A por meio de implementação via simulação e experimentalmente.

A visão geral da bancada de testes implementada para realização dos ensaios é apresentada na Figura 79, com destaque para o circuito de potência do conversor *buck-boost* 3SSC-A, microcontrolador (μ CU) aplicado para o controle digital do sistema, circuito de *gate driver* e os equipamentos para aquisição de sinais e medidas elétricas.

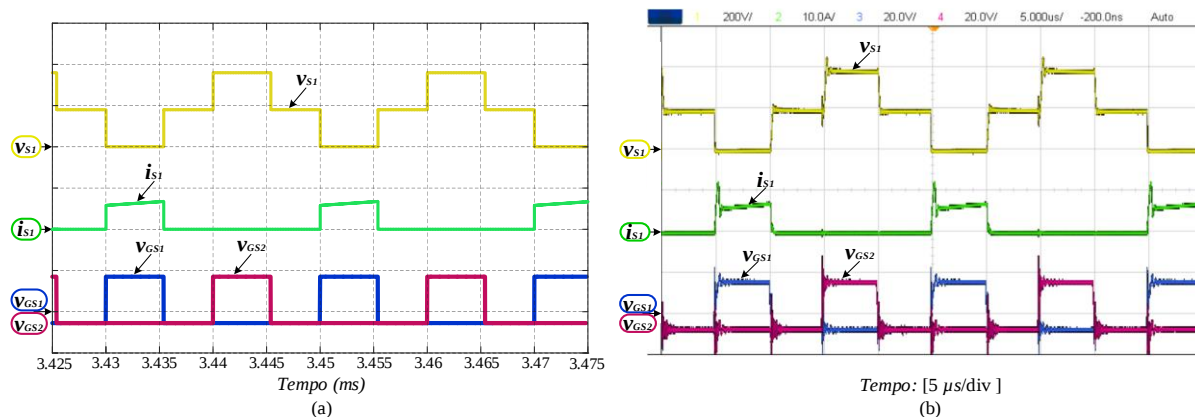
Figura 79 - Bancada de testes com o protótipo do conversor *buck-boost* 3SSC-A implementado em laboratório.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 80 são apresentados os sinais de controle dos transistores S_1 e S_2 , a corrente i_{S1} e a tensão v_{S1} . Os pulsos de gatilho nos transistores mostram que o conversor opera sem sobreposição dos sinais de comando, com $D=0,27$. A tensão v_{S1} máxima é de aproximadamente 360 V. A corrente i_{S1} cresce linearmente até aproximadamente 6,7 A.

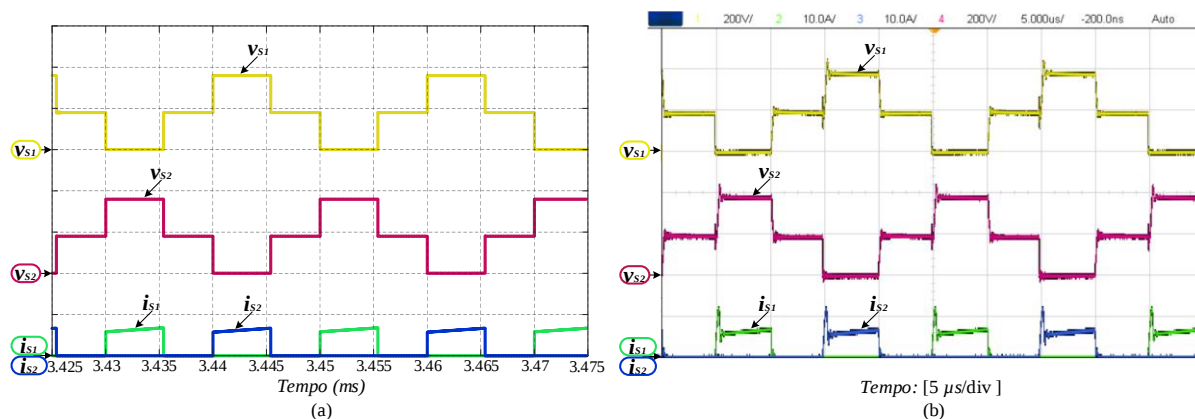
Figura 80 - Formas de onda dos sinais de comando dos transistores, corrente e tensão no transistor S_1 : V_{GS1} [20 V/div]; V_{GS2} [20 V/div]; i_{S1} [10 A/div]; v_{S1} [200 V/div] - (a) Simulação, (b) Experimental.



Fonte: Próprio autor.

As formas de onda referentes aos esforços de tensão e corrente nos transistores S_1 e S_2 , são apresentadas na Figura 81. Observa-se que os transistores não permanecem em condução simultaneamente, sendo evidente o atraso de 180° entre os sinais de comando. Da mesma forma que ocorre nas topologias *boost* 3SSC-A e *buck* 3SSC-A, a indutância de dispersão dos enrolamentos do autotransformador provoca os picos de corrente observados nas correntes i_{S1} e i_{S2} do conversor *buck-boost* 3SSC-A, porém, isso não influencia de forma considerável no princípio de funcionamento da estrutura.

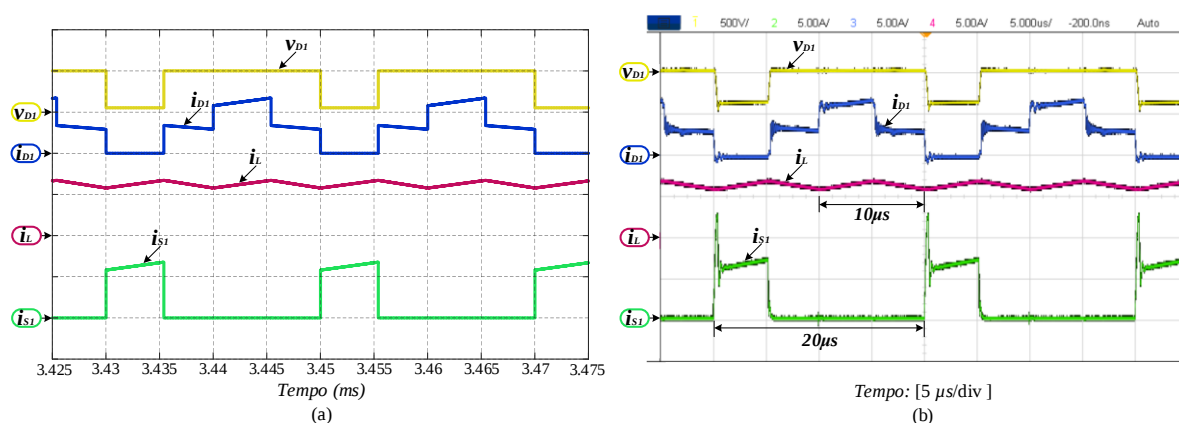
Figura 81 - Formas de onda de simulação dos esforços de tensão e corrente sobre os transistores: v_{S1} [200 V/div]; v_{S2} [200 V/div]; i_{S1} [10 A/div]; i_{S2} [10 A/div] - (a) Simulação, (b) Experimental.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 82, a tensão v_{D1} , a corrente i_L e as correntes i_{D1} e i_{S1} são apresentadas. A tensão reversa máxima nos diodos é o dobro da tensão V_{in} , que equivale aproximadamente a -360 V, conforme à análise teórica. Observando as correntes i_{S1} e i_{D1} , pode-se verificar que o transistor S_1 e o diodo D_1 não operam simultaneamente, evidenciando o funcionamento complementar entre esses semicondutores. Além disso, pode-se observar, pelo comportamento da corrente i_L , que o conversor opera em CCM, com ondulação ΔI_L equivalente a 100 kHz, correspondendo ao dobro da frequência de chaveamento, com valor médio de 6,25 A. Adicionalmente, pode-se observar que os diodos D_1 e D_2 conduzem simultaneamente quando a corrente i_L decresce linearmente, ou seja, no momento em os transistores S_1 e S_2 são desligados. Nesse instante, a corrente através de cada diodo equivale à metade da corrente i_L , com valor médio de 3,1 A, portanto, verifica-se a divisão dos esforços de corrente entre estes semicondutores.

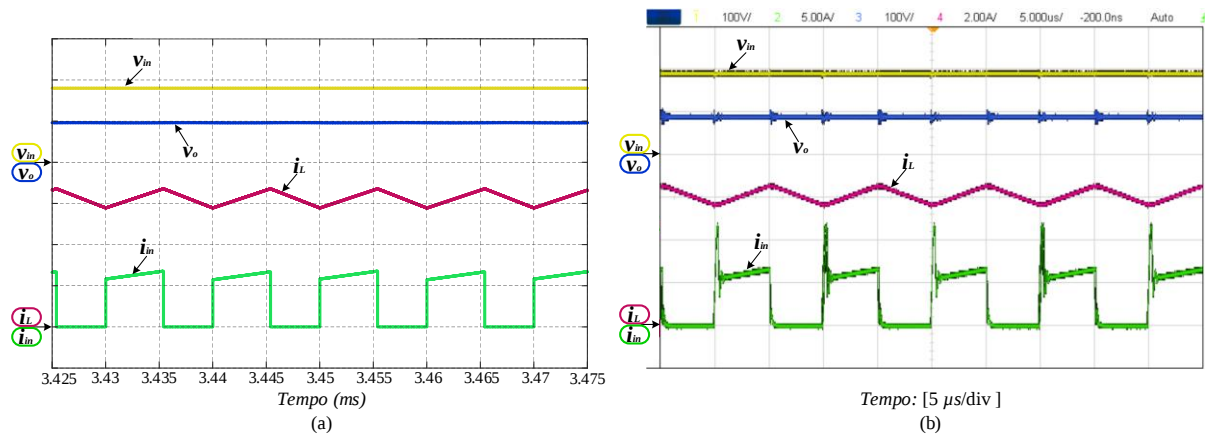
Figura 82 - Formas de onda dos esforços de tensão e corrente sobre os semicondutores, e corrente no indutor: v_{D1} [200 V/div]; i_{D1} [5 A/div]; i_L [5 A/div]; i_{S1} [5 A/div] - (a) Simulação, (b) Experimental.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 83 são apresentadas as formas de onda da tensão V_{in} , tensão V_o , corrente i_L e a corrente de entrada i_{in} . Esses resultados demonstram a característica do conversor operando como abaixador de tensão, com V_o em 96 V, o que está em conformidade com o ganho requerido. Analogamente ao conversor *buck-boost* clássico, a corrente i_{in} do conversor *buck-boost* 3SSC-A é pulsada, resultando em ondulação maior que a apresentada na corrente i_L . Complementarmente, verifica-se por meio da Figura 83, que ambas as correntes i_L e i_{in} , assim como a tensão v_o , apresentam ondulação equivalente ao dobro da frequência de comutação dos transistores, característica associada à incorporação da célula de comutação três estados, possibilitando a redução de peso e volume dos elementos armazenadores de energia.

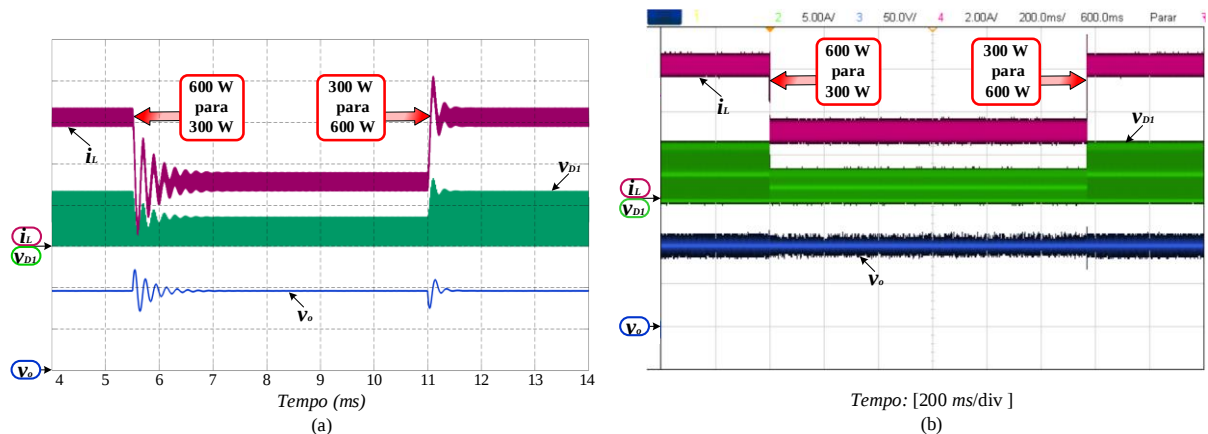
Figura 83 - Formas de onda da tensão de entrada, corrente de entrada, tensão de saída e corrente no indutor: v_o [100 V/div]; i_L [2 A/div]; v_{in} [100 V/div]; i_{in} [5 A/div] - (a) Simulação, (b) Experimental.



Fonte: Próprio autor.

Para verificar a ação de controle de tensão, o conversor foi colocado em operação sob condições nominais de tensão e potência, sendo aplicado o degrau de carga. As respostas dinâmicas de V_o , i_L e i_{D1} , durante a variação de carga, são mostradas na Figura 84.

Figura 84 - Resposta dinâmica do conversor: i_L [1 A/div]; i_{D1} [2 A/div]; v_o [200 V/div] - (a) Simulação (b) Experimental.



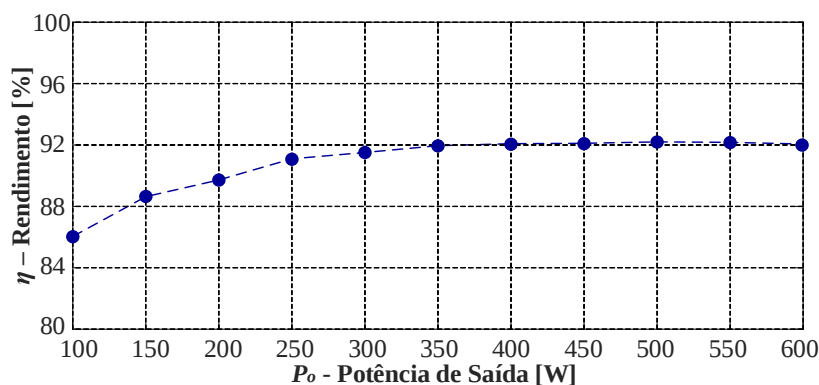
Fonte: Próprio autor.

Observando a Figura 84, em $t = 400 \text{ ms}$ a carga diminui de 600 W para 300 W, e então, em $t = 1560 \text{ ms}$, a carga é aumentada de 300 W para 600 W. Tal como observado nos conversores *boost* 3SSC-A e *buck* 3SSC-A, devido ao controlador PI simples adotado, o resultado de simulação na Figura 84 apresentou resposta oscilatória no instante do degrau de carga. Devido à presença das não idealidades dos componentes do conversor, os resultados experimentais não apresentam a mesma característica oscilatória que a simulação durante a variação de carga.

O rendimento do protótipo experimental foi avaliado em uma faixa de carga de 100 W a 600 W, conforme mostrado na Figura 85. Verifica-se que o desempenho do protótipo é

superior a 86% em toda a faixa de potência definida, destacando, em carga nominal, rendimento de aproximadamente 92%.

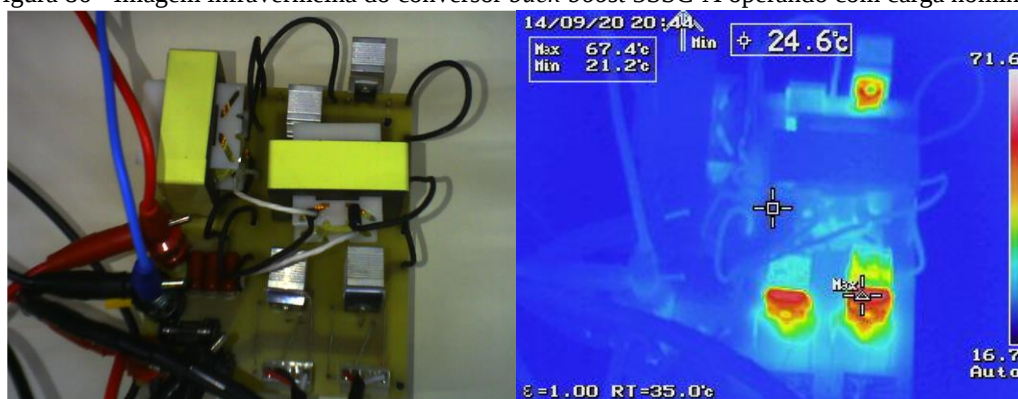
Figura 85 - Curva de rendimento do conversor *buck-boost* 3SSC-A.



Fonte: Próprio autor.

Em condição de potência nominal, avaliou-se a distribuição térmica no conversor por meio de uma câmera termográfica, conforme apresentado na Figura 86. Em consequência da divisão de corrente entre os semicondutores, devido a característica de funcionamento da 3SSC, na Figura 86 fica evidente a distribuição das perdas térmicas entre os componentes. Em carga nominal a temperatura máxima nos componentes do protótipo é inferior a 68 °C.

Figura 86 - Imagem infravermelha do conversor *buck-boost* 3SSC-A operando com carga nominal.



Fonte: Próprio autor.

5.8 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo abordou o estudo completo da topologia *buck-boost* 3SSC-A, com análises qualitativas em todos os modos de operação, modelagem a pequenos sinais em MCC, procedimento de projeto do circuito de potência e do controlador de tensão, e resultados experimentais.

Por meio da análise da característica estática, constata-se que a estrutura *buck-boost* 3SSC-A é capaz de operar somente como abaixadora de tensão, o que está associado ao limite

de faixa de variação da razão cíclica, em que o conversor pode operar somente com $D < 0,5$. No entanto, mesmo com essa limitação, o conversor *buck-boost* 3SSC-A apresenta a vantagem de possuir ganho linear em MCC, diferentemente das topologias *buck-boost* clássica e *buck-boost* 3SSC-B, que apresentam ganho estático não linear nessa faixa de operação. Adicionalmente, considerando o funcionamento com $D < 0,5$, a área de operação em MCC é maior para a topologia *buck-boost* 3SSC-A quando comparada com a estrutura clássica na faixa de razão cíclica limitada em $D < 0,5$, representando uma vantagem em aplicações nas quais o ganho de tensão não deve ser influenciado pela variação da corrente de carga.

De acordo com a análise da dinâmica do conversor *buck-boost* 3SSC-A, verifica-se que sua função de transferência $G_{vd}(s)$ é idêntica à da topologia *boost* 3SSC-A. Consequentemente, em contraste com as estruturas *buck-boost* clássica e *buck-boost* 3SSC-B, este conversor também tem a característica de sistema de fase mínima, devido à ausência de zeros no semiplano direito. Assim, o projeto de controlador para a estrutura *buck-boost* 3SSC-A torna-se simplificado, possibilitando a obtenção de uma resposta dinâmica satisfatória, sem a necessidade de implementação de malha de controle adicional.

Os resultados experimentais demonstram que o conversor *buck-boost* 3SSC-A possui rendimento elevado, principalmente devido à distribuição dos esforços de corrente entre os semicondutores, o que possibilita a utilização do conversor em aplicações que necessitem de tensão reduzida e potências mais elevadas. Além disso, outra vantagem importante dessa topologia é a baixa ondulação na corrente do capacitor de saída, o que implica em redução nas perdas devido à resistência série do capacitor e, consequentemente, aumenta a vida útil desse componente.

6 CONCLUSÃO

Esta dissertação apresentou o estudo detalhado dos conversores CC-CC, *boost* 3SSC-A, *buck* 3SSC-A e *buck-boost* 3SSC-A, preenchendo uma lacuna na literatura quanto à análise dessas topologias que incorporam a célula tipo A. Ressalta-se que, a maioria das estruturas baseadas na 3SSC empregam a célula do tipo B. Logo, obteve-se como contribuição a avaliação completa, qualitativa e quantitativa dos três conversores baseados na 3SSC-A, a apresentação de uma metodologia de projeto físico dos componentes dos circuitos de potência, modelagem e projeto de controle e, por fim, resultados de simulação e validações experimentais do controle em malha fechada.

De acordo com as análises teóricas e validações experimentais apresentadas, verificou-se as principais vantagens dos conversores estudados frente às topologias já consolidadas, podendo-se citar, a redução dos esforços de corrente entre os semicondutores, o que oferece a distribuição das perdas entre esses componentes, proporcionando a melhoria no rendimento e a redução do tamanho dos dissipadores de calor. Os elementos armazenadores de energia desses conversores operam com o dobro da frequência de comutação, o que permite a redução de peso e volume das estruturas e, conseqüentemente, o aumento da densidade de potência. Além disso, o decréscimo do volume dos componentes, aliado à divisão dos esforços na operação dos semicondutores, viabiliza o emprego de componentes comercialmente mais usuais e contribui para a redução do custo total das estruturas.

Por meio dos modelos dinâmicos dos conversores, obtidos a partir da modelagem a pequenos sinais, demonstrou-se que as funções de transferência entre a tensão de saída e razão cíclica apresentam característica de fase mínima, permitindo maior simplicidade no projeto de controle, sem a necessidade de malhas de controle adicionais. Adicionalmente, os resultados experimentais demonstram que o controle dos conversores responde adequadamente às perturbações na referência de tensão e às variações de carga, oferecendo resposta transitória rápida.

Apesar da limitação na faixa de operação, em função da razão cíclica, os conversores *boost* 3SSC-A, *buck* 3SSC-A e *buck-boost* 3SSC-A podem ser utilizados principalmente em aplicações que requerem rápida resposta dinâmica, com menor complexidade e baixo custo. Além disso, pode-se explorar o uso dessas estruturas que incorporam a 3SSC-A em aplicações de condicionamento de energia que requerem alto desempenho e alta densidade de potência. Destaca-se que, a principal desvantagem dos conversores que incorporam a 3SSC frente às

estruturas clássicas é o maior número de componentes e complexidade, logo, as estruturas estudadas não são competitivas em níveis de potência reduzidos.

Para a continuidade do desenvolvimento da pesquisa, são propostas as seguintes sugestões para trabalhos futuros:

- Inserir o efeito das resistências de perdas para tornar os modelos matemáticos dinâmicos mais reais;
- Aprimorar o projeto dos controladores para que permitam obter um comportamento menos oscilatório nas transições das variações de carga, podendo ser controladores do tipo PID e/ou PI com avanço e atraso de fase.
- Caracterização das perdas e otimização do projeto dos componentes e dissipadores de calor;
- Averiguar a possibilidade de as topologias atuarem de maneira bidirecional;
- Verificar a incorporação da 3SSC-A nos conversores clássicos de quarta ordem e em estruturas que permitam isolamento entre entrada e saída;
- Avaliar a inserção de células elevadoras de tensão no conversor *boost* 3SSC-A, visando o aumento do ganho estático da topologia.
- Verificar a possibilidade de aplicação da 3SSC-A em conversores trifásicos;
- Investigar técnicas de comutação suave e *snubbers* regenerativos para o aumento do rendimento.

REFERÊNCIAS

- AHMED, A. **Eletrônica de potência**. São Paulo: Prentice Hall, 2000.
- AISWARIYA, S.; DHANASEKARAN, R. Efficiency analysis of a new passive snubber for battery charging applications. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS AND SIGNAL PROCESSING- ICCSP, 2015, Melmaruvathur **Anais...** Melmaruvathur: IEEE, 2015. p. 0702-0707.
- ALCAZAR, Y. J. A.; OLIVEIRA, D. S.; TOFOLI, F. L.; BASCOPÉ, R. T. DC–DC Nonisolated boost converter based on the three-state switching cell and voltage multiplier cells. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v. 60, n.10, p. 4438–4449, 2013.
- ARAÚJO, S. V.; BASCOPÉ, R. P. T.; BASCOPÉ, G. V. T. Highly Efficient High Step-Up Converter for Fuel-Cell Power Processing Based on Three-State Commutation Cell. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v. 57, n. 6, p. 1987-1997, Jun. 2010.
- BALESTERO, J. P. R.; TOFOLI, F. L.; FERNANDES, R. C.; BASCOPE, G. V. T.; SEIXAS, F. J. M. Power Factor correction boost converter based on the three-state switching cell. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v. 59, n. 3, p. 1565-1577, mar. 2012.
- BALESTERO, J. P. R.; TOFOLI, F. L.; BASCOPE, G. V. T.; SEIXAS, F. J. M. A DC–DC Converter Based on the three-state switching cell for high current and voltage step-down application. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v. 28, n. 1, p. 398–407, jan. 2013.
- BARBI, I.; MARTINS, D.C. **Eletrônica de potência: conversores CC-CC básicos não isolados**. Florianópolis: Edição dos autores, 2011.
- BASCOPÉ, G. V. T.; BARBI, I. Generation of a family of non-isolated DC-DC PWM converters using new three-state switching cells. **IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference**, Galway, v. 2, p. 858-863, 2000.
- BASCOPÉ, G. V. T. **Nova família de conversores CC-CC PWM não isolados utilizando células de comutação de três estados**. 2001. 305 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2001.
- BASCOPÉ, R. P. T.; BASCOPÉ, G. V. T.; BRANCO, C. G. C.; OLIVEIRA, D. S.; ANTUNES, F. L. M. A new current-doubler rectifier based on three-state switching cell of buck derived DC-DC converters. **IEEE Power Electronics Specialists Conference**, Rhodes, p. 2492-2497, 2008a.
- BASCOPÉ, R. P. T.; BASCOPÉ, G. V. T.; SOUZA, F. A. A.; BRANCO, C. G. C.; CRUZ, C. M. T.; BARRETO, L. H. C. A New isolated DC-DC boost converter using three-state switching cell. **IEEE Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition**, Austin, p. 607-613, 2008b.
- BASCOPÉ, R. P. T.; TOFOLI, F. L.; BRANCO, C. G. C.; CRUZ, C. M. T. Three-state switching cell (3SSC)-based non-isolated DC-DC boost-type converter with balanced output voltage and wide voltage conversion range. **IET Power Electronics**, Piscataway, v. 11, n. 7, p. 1217-1223, 2018.

BRAGA, H. A. C.; BARBI, I. Conversores estáticos multiníveis – uma revisão. **20 SBA Controle e Automação**, v. 11 n. 1, jan. 1999.

BELTRAME, R. C. **Metodologia de síntese de topologias ZVT simplificadas aplicadas a pólos PWM bidirecionais**. 2009. 181 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2009.

BIELA, J.; BADSTUEBNER, U.; KOLAR, J. W. Impact of power density maximization on efficiency of DC–DC converter systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v. 24, n. 1, p. 288-300, Jan. 2009.

CARAVEO, A. G.; SOTO, Á., GONZÁLES, R.; SÁNCHEZ, P. B. Brief review on snubber circuits. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRONICS COMMUNICATIONS AND COMPUTERS- CONIELECOMP, 2010, Cholula. **Anais...** Puebla: IEEE, 2010. P 271-275.

CESAR, E. L.; BASCOPE, R. P. T.; LAFUENTE, C. O. Modelagem de um conversor boost de três estados. **Congresso Brasileiro de Automática**, Bonito, p. 3073-3080, 2010.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of power electronics**. 2. ed. Norwell: Springer Editora, 2001.

FERETTI, P. H. **Conversor buck-boost utilizando célula de comutação de três estados**. 2017. 96 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Faculdade de Engenharia Elétrica Universidade Federal de São João Del-Rei, São João Del-Rei, 2017.

GUO, Y.; MORCOS M. M.; LUCAS, M. S. P. On the canonical switching cell for DC-DC converters. **North American Power Symposium Proceedings**, Washington, 672-681, out. 1993.

HART, D. W. **Eletrônica de potência: análise e projetos de circuitos**. Artmed: Mcgraw Hill, 2012.

KELLY, A. Current share in multiphase Dc–Dc converters using digital filtering techniques. **IEEE Transactions on Power Electronic**, v. 24, n. 1, p. 212–220, 2009.

KHAN, F. H.; TOLBERT, L. M.; PENG, F. Z. Deriving new topologies of DC-DC converters featuring basic switching cells. **IEEE Workshops on Computers in Power Electronics**, Troy, p. 328-332, 2006.

KOLAR, J. W.; DROFENIK, U.; BIELA, J.; HELDWIEN, M.L.; ERTL, H.; FRIEDLI, T.; ROUND, S. D. PWM Converter power density barriers. **IEEE Power Conversion Conference**, Nagoya, p. 9-29, 2007.

LANDSMAN; E. E. A unifying derivation of switching dc-dc converter topologies. **IEEE Power Electronics Specialists Conference**, San Diego, p. 239-243, 1979.

LAURITZEN, P. O.; SMITH, H. A. A Nondissipative snubber effective over a wide range of operating conditions. **IEEE Power Electronics Specialists Conference**, Albuquerque, p. 345-354, 1983.

LI, R. T. H.; CHUNG, H. S. H. A passive lossless snubber cell with minimum stress and wide soft-switching range. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v. 25, n. 25, p. 1725-1738, Jul. 2010.

MEYNARD, T. A.; FOCH, H. Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters. **POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE- PESC**, 23., 1992, Toledo. **Anais...** Toledo: IEEE, 1992. p. 397-403.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power electronics: converters, applications, end design**. 3. ed. New Jersey: John Wiley & Sons, 2003.

OGATA, Katsuhiko. **Engenharia de controle moderno**. 4. ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2010.

OUTEIRO, M. T.; BUJA, G.; CZARKOWSKI, D. Resonant power converters: an overview with multiple elements in the resonant tank network. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, Piscataway, v. 10, n. 2, p. 21–45, 2016.

PAGLIOSA, M. A. **Conexão série de conversores modulares: metodologia para análise de auto-equilíbrio das tensões e estudo do conversor flyback e duas chaves**. 2018. 201 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia Elétrica Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2018.

PERAÇA, M. T.; BATISTA, F. A. B.; MARCELINO, L. M. Inversor de cinco níveis baseado na célula de comutação de três estados. In: **INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRY APPLICATIONS – INDUSCON**, 9., 2010, São Paulo. **Anais...** São Paulo: IEEE/IAS, 2010. p. 1-6.

PRIYA, M.; PONNAMBALAM, P.; MURALIKUMAR, K. Modular-multilevel converter topologies and applications – A review. **IET Power Electronics**, Piscataway, v. 12, n. 2, p. 170–183, 2019.

RASHID, M. H. **Power electronics handbook**. Canada: Academic Press, 2001.

RASHID, M. H. **Eletrônica de potência**. 4 ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2014.

SALAZAR, L. D.; ZIOGAS, P. D.; JOOS, G. On the minimization of switching losses in dc-dc boost converters. In: **APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION- APEC**, 7., 1992, Boston. **Anais...** Boston, 1992. p. 703-708.

TAKAO, K.; IROKAWA, H.; HAYASHI, Y.; OHASHI, H. Overall circuit loss design method for integrated power converter. In: **INTERNATIONAL CONFERENCE ON INTEGRATED POWER SYSTEMS**, 4., 2006, Naples. **Anais...** Naples: IEEE, 2006.

TODD, P. C. **Snubber circuits: theory, design an application**. Lugar de Publicação: Dallas, 2000. Disponível em: <https://u.dianyan.com/bbs/u/25/1106105038.pdf>. Acesso em: 3 maio 2019.

TOFOLI, F. L.; TAVARES, D. A.; SALDANHA, J. I. A. Survey on topologies based on the three-state and multi-state switching cells. **IET Power Electronics**, Piscataway, v. 12, n. 5, p. 967–982, 2019.

TYMERSKI, R.; VORPÉRIAN, V. Generation and classification of PWM DC-to-DC converters. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, Piscataway, v. 24, n. 6, p. 743-754, 1988.

VARESI, K.; HOSSEINI, S. H.; SABAHI M.; BABAE, E. Modular non-isolated multi-input high step-Up Dc–Dc converter with reduced normalised voltage stress and component count. **IET Power Electronics**, Piscataway, v. 11, n. 6, p. 1092–1100, 2018.

VERNE, S.; GONZALEZ, S.; VALLA, M. I. Induction motor driven by a CAMC using predictive control. **IEEE Latin America Transactions**, Piscataway, v. 12, n. 5, p. 883-888, agost. 2014.

YARI, K.; SHAHALAMI, S. H.; MOJALLALI, H. High Step-Up Isolated Dc–Dc converter with single input and double output and soft-switching performance for renewable energy applications. **IET Power Electronics**, Piscataway, v. 12, n. 11, p. 2942–2952, 2019.

ZHANG, F.; PENG, F. Z.; QIAN, Z. Study of the multilevel converters in DC-DC applications. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 35., 2004, Aachen. **Anais...** Piscataway: IEEE, 2004. p. 1702.-1706.

ZOGOGIANNI, C. G.; TATAKIS, E. C.; POROBIC, V. Investigation of a non-isolated reduced redundant power processing DC/DC converter for high-power high step-up applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v. 34, n. 6, p. 5229-5242, 2019.