



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CAMPUS FLORIANÓPOLIS, CENTRO DE TECNOLÓGICO
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Felipe Carlos dos Santos

**Conversor Buck-Boost Híbrido com Processamento Parcial de
Energia**

Florianópolis

2021

Felipe Carlos dos Santos

Conversor Buck-Boost Híbrido com Processamento Parcial de Energia

Trabalho de Conclusão de Curso do Curso de Graduação em engenharia elétrica do Campus Florianópolis, Centro de Tecnológico da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do título de bacharel em engenharia elétrica.

Orientador: Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.

Coorientador: Maurício Dalla Vecchia, Dr.

Florianópolis

2021

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

Santos, Felipe Carlos Dos
Conversor Buck-Boost Híbrido com Processamento Parcial
de Energia / Felipe Carlos Dos Santos ; orientador,
Telles Brunelli Lazzarin, coorientador, Mauricio Dalla
Vecchia, 2022.
121 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) -
Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico,
Graduação em Engenharia de Produção Elétrica, Florianópolis,
2022.

Inclui referências.

1. Engenharia de Produção Elétrica. 2. Capacitor
chaveado. 3. Conversor CC-CC. 4. Processamento parcial de
potência. 5. Fontes renováveis. I. Lazzarin, Telles
Brunelli. II. Vecchia, Mauricio Dalla. III. Universidade
Federal de Santa Catarina. Graduação em Engenharia de
Produção Elétrica. IV. Título.

Felipe Carlos dos Santos

Conversor Buck-Boost Híbrido com Processamento Parcial de Energia

Este Trabalho Conclusão de Curso foi julgado adequado para obtenção do Título de “Bacharel em Engenharia Elétrica” e aceito, em sua forma final, pelo Curso de Graduação em Engenharia Elétrica.

Florianópolis, 22 de fevereiro de 2022.



Documento assinado digitalmente
Jean Viane Leite
Data: 09/03/2022 10:19:40-0300
CPF: 003.474.909-80
Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

Prof. Jean Viane Leite, Dr.
Coordenador do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



Documento assinado digitalmente
Telles Brunelli Lazzarin
Data: 24/02/2022 15:04:46-0300
CPF: 023.400.719-25
Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.
Orientador
Universidade Federal de Santa Catarina



Documento assinado digitalmente
DENIZAR CRUZ MARTINS
Data: 25/02/2022 09:22:27-0300
CPF: 224.016.609-68
Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina



Documento assinado digitalmente
Anderson Jose Balbino
Data: 02/03/2022 09:18:30-0300
CPF: 029.814.350-00
Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

Eng. Anderson José Balbino, Me.
Universidade Federal de Santa Catarina

Este trabalho é dedicado aos meus pais e a todos aqueles que me apoiaram durante meu percurso.

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais, Júnior e Angélica que me apoiaram em toda minha jornada, do melhor jeito que conseguiram. Que me deram todas as oportunidades e todo suporte. Que me ensinaram paciência nos momentos de inquietude, que dividiram comigo as preocupações dos momentos difíceis e que me incentivaram nos momentos prósperos. À vocês, guardo meus mais sinceros sentimentos.

Aos meus familiares próximos, minha irmã Júlia por fazer parte dos meus dias nas horas de descontração, rindo das minhas piadas e demonstrando sensibilidade nos momentos que precisei. Meu avô Luiz, por me ensinar a nunca perder o bom humor e minha avó Marlene, que cuidou de mim por grande parte da minha vida e continua a fazê-lo como pode. A vocês só posso agradecer por serem quem são, do jeito que são.

A minha namorada Nicolle, que me ajudou na correção deste trabalho, obrigado por isso e por ouvir meus relatos mesmo não fazendo ideia do que é um Buck-Boost. Obrigado por ouvir todas as minhas preocupações e por toda paciência. Por ser quem na segurança de um abraço, me faz acreditar que de uma forma ou de outra as coisas vão dar certo. Por me fazer rir quando eu precisei e por ser minha companhia diária.

A meus professores, que desde os primeiros anos de escola serviram-me de modelo, até os que na faculdade me ensinaram os caminhos da engenharia. Um obrigado especial ao professor Denizar Martins que teve a sensibilidade de ultrapassar sua posição de professor e me aconselhar quando já não acreditava que conseguiria e ao professor Telles Lazzarin por me receber em sua equipe e me guiar em todo processo deste trabalho. Obrigado por me mostrarem que é possível.

Aos amigos que encontrei ao longo do caminho e que dividiram comigo esses anos de aprendizado, dificuldades, risadas e almoços acalorados. Foi um prazer compartilhar experiências com vocês.

A nação brasileira, por proporcionar educação e especialização públicas de qualidade, capazes de transformar vidas.

*“A nossa maior glória
não reside no fato de nunca cairmos,
mas sim em levantarmo-nos sempre depois de cada queda.
(Oliver Goldsmith, 1762)*

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo de uma nova topologia de conversor CC-CC, a qual integra o conceito de processamento parcial de potência com a utilização de capacitores chaveados, resultando em um conversor híbrido. A característica elevadora de tensão da topologia com altos valores de ganho estático, devido a célula SC, em união com maior eficiência em virtude do processamento parcial, favorecem a utilização do conversor em sistemas renováveis de energia como fotovoltaica. Inicialmente realiza-se o estudo da topologia Buck-Boost com processamento parcial em modo de condução contínua, seguido pela análise da adição de uma célula SC com a devida investigação teórica, ambos utilizando a metodologia de espaço de estados para o estudo do funcionamento e, posteriormente, aquisição das plantas de tensão para o controle. É feito também, ao longo do trabalho, a análise de potência não-ativa e do processamento parcial nos conversores e na generalização para n células de capacitores chaveados. Por fim, para efeitos comparativos, é realizado o projeto testado por simulação de ambas topologias com tensão entrada de 55V e 1 kW de potência nominal, bem como um estudo de esforços. Foram consideradas, para fins de simulação, as não idealidades presentes nos componentes reais aos quais baseou-se a análise.

Palavras-chave: Capacitor chaveado. Conversor CC-CC. Processamento parcial de potência. Fontes renováveis.

ABSTRACT

This work presents the study of a new topology of DC-DC converter, which integrates the concept of partial power processing with the use of switched capacitors, resulting in a hybrid converter. The step-up characteristic of the topology with high static gain values, due to the SC cell, combined with greater efficiency due to partial processing, supports the use of the converter in renewable energy systems such as photovoltaics systems. Initially, the study of the Buck-Boost topology with partial processing in continuous conduction mode is carried out, followed by the analysis of the addition of an SC cell with the appropriated theoretical investigation, both using the state space methodology to study the operation and, later, acquisition of transfer functions for designing the control system. Throughout the work, the analysis of non-active power and partial processing for the converters and the generalization for n switched capacitor cells. Finally, for comparative purposes the simulated design of both topologies with input voltage of 55V and rated power of 1 kW of nominal power is carried out, and efforts studys as well. For simulation purposes, the non-idealities present in the real components on which the analysis was based were considered.

Keywords: Swithing Capacitors. Converter DC-DC. Partial-Power Processing. Renewable sources.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Crescimento de fontes de energia globalmente - Entre 2017 e 2040 por milhares de TWh	20
Figura 1.2 – Sistema de geração de dois estágios conectado a rede.	21
Figura 1.3 – Representação do conceito de processamento parcial de energia.	22
Figura 1.4 – (a) Ligação Entrada Paralelo Saída Série - Entrada Paralelo Saída Série (EPSS); (b) Ligação Entrada Série Saída Paralelo - Entrada Série Saída Paralelo (ESSP).	22
Figura 1.5 – Conversor S-PPC com ligação EPSS.	23
Figura 1.6 – Conversor S-PPC com ligação ESSP.	24
Figura 1.7 – Célula <i>Ladder</i>	25
Figura 1.8 – Modos de operação dos capacitores chaveados: (a) Carga completa; (b) Carga parcial; (c) Carga nula.	26
Figura 2.1 – Conversores Buck (a), Boost(b) e Buck-Boost(c) clássicos	29
Figura 2.2 – Conversor Buck-Boost ligado EPSS	30
Figura 2.3 – Esquemático do conversor Buck-Boost S-PPC.	30
Figura 2.4 – Primeira etapa de operação do conversor Buck-Boost S-PPC.	31
Figura 2.5 – Segunda etapa de operação do conversor Buck-Boost S-PPC.	32
Figura 2.6 – Principais formas de onda da topologia Buck-Boost S-PPC.	33
Figura 2.7 – Ganho ideal do conversor Buck-Boost S-PPC.	36
Figura 2.8 – Comparação entre $P_{C,out}$ e P_{out} normalizado pela potência de saída total.	38
Figura 2.9 – Formas de onda no indutor.(a) Corrente; (b) Energia armazenada.	40
Figura 2.10–Representação gráfica das potências não-ativas no conversor Buck-Boost <i>Series-Connected Partial-Power Converters</i> (S-PPC) em função do parâmetro k	42
Figura 2.11–Representação da ligação feita para validar a planta de tensão $G_{V_o}(s)$	44
Figura 2.12–Diagrama de bode não controlado de $G_{V_o}(s)$	45
Figura 3.1 – Topologia Buck-Boost S-PPC com capacitores chaveados.	46
Figura 3.2 – Primeira etapa de operação da topologia Buck-Boost S-PPC com <i>Swithing Capacitors</i> (SC).	48
Figura 3.3 – Segunda etapa de operação da topologia Buck-Boost S-PPC com SC.	49
Figura 3.4 – Principais formas de onda da topologia Buck-Boost S-PPC com SC.	50
Figura 3.5 – Comparação de ganhos entre a topologia Buck-Boost SPP-C com e sem capacitores chaveados.	52
Figura 3.6 – Comparação entre $P_{C,out}$ e P_{out} dos conversores com e sem a célula SC, normalizado pela potência de saída total.	54
Figura 3.7 – Representação gráfica das potências não-ativas no conversor Buck-Boost S-PPC com célula SC em função do parâmetro k	57

Figura 3.8 – Comparação da potência não-ativa total calculado para os conversores de estudo pelo parâmetro k	58
Figura 3.9 – Comparação da potência não-ativa total calculado para diversos conversores, em função de k	59
Figura 3.10–Topologia generalizada para n células.	59
Figura 3.11–Comparação do processamento parcial para n células no mesmo ponto de operação.	60
Figura 3.12–Comparação entre os ganhos teóricos para n células.	61
Figura 3.13–Representação da ligação feita para validar a planta de tensão $G_V(s)$	63
Figura 3.14–Diagrama de bode não controlado de $G_V(s)$	64
Figura 4.1 – Diagrama de blocos do controle clássico representando o projeto.	71
Figura 4.2 – Comparação entre os diagramas de bode dos conversores controlados.	72
Figura 4.3 – Respostas ao degrau de meia carga nas topologias controladas.	73
Figura 4.4 – Sinais de tensão do conversor Buck-Boost S-PPC.	74
Figura 4.5 – Sinais de corrente do conversor Buck-Boost S-PPC.	75
Figura 4.6 – Comparação entre o valor de N_{in} calculado e simulado para o conversor Buck-Boost S-PPC.	76
Figura 4.7 – Comportamento do erro entre resultados teóricos e simulados de N_{in} para o conversor Buck-Boost S-PPC.	77
Figura 4.8 – Comparação entre ganhos considerando ou não as não-idealidades conversor Buck-Boost S-PPC.	78
Figura 4.9 – Sinais de tensão do conversor Buck-Boost S-PPC com célula SC.	79
Figura 4.10–Sinais de corrente do conversor Buck-Boost S-PPC com célula SC.	80
Figura 4.11–Comparação entre o valor de N_{in} calculado e simulado para o conversor Buck-Boost S-PPC com SC.	81
Figura 4.12–Comparação entre os erros dos resultados teóricos e simulados de N_{in} para os conversores de estudo.	81
Figura 4.13–Comportamento de N_{in} simulado e calculado para o conversor Buck-Boost S-PPC + SC na transição entre modos de cargas ($d=0,5$).	82
Figura 4.14–Comparação entre ganhos considerando ou não as não-idealidades conversor Buck-Boost S-PPC com capacitores chaveados.	83
Figura 4.15–Comparação de ganhos não-ideais entre os conversores de estudo.	84
Figura 4.16–Comparação de rendimento entre o conversor Buck-Boost clássico, Buck-Boost S-PPC e Buck-Boost S-PPC + SC.	85
Figura 4.17–Comparação entre os esforços de tensão nos diodos em cada conversor de estudo.	86
Figura 4.18–Comparação entre os esforços de corrente nos diodos em cada conversor de estudo.	87

Figura 4.19—Comparação entre os esforços de tensão nos MOSFET's em cada conversor de estudo.	88
Figura 4.20—Comparação entre os esforços de corrente nos MOSFET's em cada conversor de estudo.	88
Figura 4.21—Comparação entre os esforços de tensão nos capacitores em cada conversor de estudo.	89
Figura 4.22—Comparação entre os esforços de corrente nos capacitores em cada conversor de estudo.	89
Figura 4.23—Comparação entre algumas figuras de mérito obtidas através das simulações apresentadas ao longo deste capítulo.	91

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Intervalos dos modos de operação dos capacitores chaveados - (VECHIA <i>et al.</i> , 2016)	26
Tabela 2.1 – Comparação entre as principais equações do conversor apresentado e das topologias Buck-Boost e Boost clássicas.	37
Tabela 2.2 – Coeficientes da função de transferência.	43
Tabela 3.1 – Comparação de potências não-ativas.	62
Tabela 4.1 – Definição dos parâmetros de Projeto	65
Tabela 4.2 – Razões cíclicas para cada topologia	66
Tabela 4.3 – Definição dos parâmetros de Projeto	66
Tabela 4.4 – comparação entre as dimensões dos núcleos dos indutores projetados.	67
Tabela 4.5 – Definição dos parâmetros de Projeto.	67
Tabela 4.6 – Esforços de dos semicondutores para o Conversor Buck-Boost S-PPC.	68
Tabela 4.7 – Características do interruptor escolhido.	68
Tabela 4.8 – Características do diodo escolhido.	68
Tabela 4.9 – Esforços de dos semicondutores para o Conversor Buck-Boost S-PPC com SC.	69
Tabela 4.10–Características do interruptor escolhido.	69
Tabela 4.11–Características dos diodos escolhidos.	69
Tabela 4.12–Características do capacitor escolhido.	70
Tabela 4.13–Características dos capacitores escolhidos.	70
Tabela 4.14–Requisitos de projeto atendidos da topologia Buck-Boost S-PPC.	74
Tabela 4.15–Requisitos de projeto atendidos da topologia Buck-Boost S-PPC com célula SC.	79
Tabela 4.16–Razões entre as resistências parasitas consideradas e a resistência de carga nominal.	84
Tabela 4.17–Esforços no conversor Buck-Boost S-PPC utilizando o Buck-Boost clássico como base.	86
Tabela 4.18–Esforços no conversor Buck-Boost S-PPC + SC utilizando o Buck-Boost clássico como base.	86
Tabela 5.1 – Comparação de preços entre topologias	93

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AC	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CC-CA	Corrente Contínua - Corrente Alternada
CC-CC	Corrente Contínua - Corrente Contínua
CCo	Carga Completa
CN	Carga Nula
CP	Carga Parcial
EPSS	Entrada Paralelo Saída Série
ESSP	Entrada Série Saída Paralelo
GD	Geração Distribuída
MCC	Modo de Condução Contínua
NASA	<i>National Aeronautics and Space Administration</i>
PAPP	<i>Partial Active Power Processing</i>
PC	Carga Parcial
PI	Proporcional Integral
PPP	<i>Partial-Power Processing</i>
SC	<i>Switching Capacitors</i>
S-PPC	<i>Series-Connected Partial-Power Converters</i>
TCC	Trabalho de Conclusão de Curso

LISTA DE SÍMBOLOS

η_{global}	Eficiência Global
P_{out}	Potência de Saída
P_{in}	Potência de Entrada
η_{conv}	Eficiência do regulador
$P_{C,out}$	Potência Ativa na saída do Regulador Série
$P_{C,in}$	Potência Ativa na entrada do Regulador Série
V_o	Tensão de Saída
V_{cc}	Tensão de Entrada
V_C	Tensão de saída do Regulador Série
I_o	Corrente de Saída
k	Inverso do Ganho Estático
I_{in}	Corrente de Entrada
$I_{C,in}$	Corrente de Entrada no Regulador
f_s	Frequência de Chaveamento
τ	Constante de Tempo
C	Capacitor
r_c	Resistência Série do Capacitor
R_{ON}	Resistência de Condução do MOSFET
L	Indutor
v_C	Tensão no Capacitor C
R_o	Resistência da Carga
i_l	Corrente no Indutor
i_c	Corrente no Capacitor
A'	Matriz de Estados Ponderada em d
B'	Matriz de Entradas Ponderada em d
E'	Matriz de Saídas Ponderada em d
F'	Matriz de Alimentação Ponderada em d
A''	Matriz de Estados Ponderada em (1-d)
B''	Matriz de Entradas Ponderada em (1-d)
E''	Matriz de Saídas Ponderada em (1-d)
F''	Matriz de Alimentação Ponderada em (1-d)
d	Razão Cíclica
Δi_l	Varição de Corrente no Indutor
T_s	Período de Acionamento
$\Delta v_o\%$	Varição de Tensão deno Capacitor
$\Delta i_l\%$	Varição Percentual da Corrente
$\Delta v_c\%$	Varição Percentual da Tensão de Saída
E_L	Energia Armazenada no Indutor

E_C	Energia Armazenada no Capacitor
i_{Lmax}	Corrente Máxima no indutor
i_{Lmin}	Corrente Mínima no indutor
ΔE_L	Varição de Energia Armazenada no Indutor
ΔE_C	Varição de Energia Armazenada no Capacitor
N_L	Potência Não-ativa no Indutor
N_C	Potência Não-ativa no Capacitor
ΔE_{Cin}	Varição de Energia Armazenada na entrada
N_{in}	Potência Não-ativa na Entrada
N_{total}	Potência não-ativa Total
G_{V_o}	Função de Transferência Relacionada a Tensão de Saída
S	Chave
D	Diodo
n	Número de células genérico
J_{max}	Densidade de Corrente
B_{max}	Densidade de Fluxo Magnético
K_u	Fator de Utilização
N_{esp}	Número de Espiras
Δ	Profundidade de penetração
A_{cond}	Área de Cobre
l_{gap}	Entreferro
N_{para}	Número de Condutores em Paralelo
$R_{L,eq}$	Resistência Equivalente do Indutor
$Exec$	Fator de execução do Indutor
V_{DS}	Tensão <i>Drain-Source</i>
I_D	Corrente do Interruptor
V_{RRM}	Tensão de Operação do Diodo
I_F	Corrente Máxima no sentido direto do Diodo
V_F	Tensão Máxima no sentido direto do Diodo
r_b	Resistência de condução do Diodo

SUMÁRIO

1	Introdução e Revisão bibliográfica	19
1.1	INTRODUÇÃO E CONTEXTUALIZAÇÃO	19
1.2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	21
	1.2.1 O Processamento Parcial	21
	1.2.1.1 Conexão EPSS	23
	1.2.1.2 Conexão ESSP	24
	1.2.2 Capacitores Chaveados	24
1.3	ESTRUTURA DO TRABALHO	26
	1.3.1 Objetivos Gerais	27
	1.3.2 Objetivos Específicos	27
1.4	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	27
2	Conversor Buck-Boost S-PPC	29
2.1	ETAPAS DE OPERAÇÃO	30
	2.1.1 Primeira Etapa de Operação	31
	2.1.2 Segunda Etapa de Operação	31
2.2	ANÁLISE POR ESPAÇO DE ESTADOS DA TOPOLOGIA BUCK-BOOST S-PPC NO MCC	33
2.3	O PROCESSAMENTO PARCIAL DE ENERGIA NA TOPOLOGIA BUCK-BOOST E S-PPC	37
	2.3.1 Potência Não-ativa no Conversor	38
	2.3.1.1 Cálculo da energia armazenada nos elementos acumuladores	39
	2.3.1.2 Potência não-ativa no indutor:	41
	2.3.1.3 Potência não-ativa na entrada:	41
	2.3.1.4 Potência não-ativa no capacitor de saída:	41
2.4	MODELAGEM ORIENTADA AO CONTROLE	43
2.5	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	45
3	Conversor Buck-Boost S-PPC com célula a capacitores chaveados	46
3.1	ETAPAS DE OPERAÇÃO	47
	3.1.1 Primeira Etapa de Operação	47
	3.1.2 Segunda Etapa de Operação	48
3.2	ANÁLISE POR ESPAÇO DE ESTADOS DA TOPOLOGIA BUCK-BOOST S-PPC SC NO MCC	50
3.3	O PROCESSAMENTO PARCIAL DE ENERGIA NA TOPOLOGIA BUCK-BOOST S-PPC COM SC	54
	3.3.1 Potência Não-ativa no Conversor	55
	3.3.1.1 Potência não-ativa no indutor L:	55
	3.3.1.2 Potência não-ativa na entrada:	55

3.3.1.3	Potência não-ativa no capacitor C_3 :	56
3.3.1.4	Potência não-ativa no capacitor C_2 :	56
3.3.1.5	Potência não-ativa no capacitor C_1 :	56
3.4	GENERALIZAÇÃO PARA N CÉLULAS DE CAPACITORES CHAVEADOS	59
3.4.1	Potência não-ativa para n células.	61
3.4.1.1	Potência não-ativa no indutor:	61
3.4.1.2	Potência não-ativa na entrada:	61
3.4.1.3	Potência não-ativa nos capacitores:	62
3.5	CONTROLE	63
3.6	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	64
4	Projeto e resultados simulados dos conversores	65
4.1	PROJETO E DIMENSIONAMENTO	65
4.1.1	Indutor	66
4.1.1.1	Conversor Buck-Boost S-PPC	66
4.1.1.2	Conversor Buck-Boost S-PPC com SC	66
4.1.2	Semicondutores	68
4.1.2.1	Conversor Buck-Boost S-PPC	68
4.1.2.2	Conversor Buck-Boost S-PPC com SC	68
4.1.3	Capacitores	69
4.1.3.1	Conversor Buck-Boost S-PPC	69
4.1.3.2	Conversor Buck-Boost S-PPC com SC	70
4.1.4	Projeto do Sistema de Controle	71
4.2	RESULTADOS SIMULADOS	73
4.2.1	Resultados Simulados da Topologia Buck-Boost S-PPC	73
4.2.1.1	Resultados simulados para potência não-ativa	75
4.2.1.2	Ganho real da topologia	77
4.2.2	Resultados Simulados da Topologia Buck-Boost S-PPC com SC	78
4.2.2.1	Resultados simulados para potência não-ativa	80
4.2.2.2	Ganho real da topologia	82
4.2.3	Comparação de eficiência e esforços entre as topologias	84
4.2.3.1	Esforços para diferentes pontos de operação	86
4.3	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	90
5	Conclusões e Propostas Futuras	92
5.1	CONCLUSÕES	92
5.2	PROPOSTAS FUTURAS	94
	REFERÊNCIAS	95
	APÊNDICE A Representação de Estados da topologia Buck-boost S-PPC com SC	97

A.1 $G_V(s)$ TOPOLOGIA BUCK-BOOST S-PPC:	99
APÊNDICE B Planilhas de projeto dos conversores de estudo	106

1 INTRODUÇÃO E REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

1.1 Introdução e Contextualização

Este capítulo apresentará uma introdução ao tema trabalhado, passando pela contextualização histórica em que o projeto se insere, seguindo com o que se tem na literatura nas áreas que perpassam o escopo deste Trabalho de Conclusão de Curso (TCC). Por fim, serão abordados a organização e objetivos propostos, visando situar e preparar o leitor para o desenvolvimento do trabalho.

No século XX, a sociedade experimentou um grande crescimento da demanda de energia global, em que segundo (SMIL, 2000) o fornecimento anual *per capita* foi de 3,88 mW/h GJ em 1900 para 16,66 mW/h GJ em 2000. Esse crescimento está fortemente ligado a exploração de combustíveis fósseis, gerando impactos diretos e indiretos ao meio ambiente. A *National Aeronautics and Space Administration* (NASA) estima que a temperatura média do globo já tenha aumentado 1.18 °C desde 1880, sendo que dezenove dos anos com maiores médias de temperatura ocorreram após o início do século XXI (NASA, 2021).

Tendo em vista a aceleração das mudanças climáticas nos últimos anos, líderes de mais de 190 países comprometeram-se com diretivas para limitar o aumento da temperatura global em 1.5 °C (UN, 2015). Entre elas está a estimulação tecnológica de alternativas mais sustentáveis para a geração de energia.

Em (MOBIL, 2019) é apresentado uma projeção da geração de energia para 2040, em que afirma-se que a demanda de eletricidade será o setor com maior e mais rápido crescimento entre os setores de energia. Espera-se, então, que fontes renováveis e nuclear contribuirão mais de 40% no incremento necessário de energia para alcançar a demanda.

Na Figura 1.1, está apresentada a expectativa de crescimento de fontes renováveis para os próximos 18 anos. Nela constata-se que a energia eólica e solar tendem a apresentar o maior crescimento entre as fontes de energia, fato que está diretamente ligado às políticas de incentivo à matrizes renováveis. Em 2040, é esperado que a energia eólica e solar representem 25% ou mais da eletricidade gerada na Europa e nos Estados Unidos.

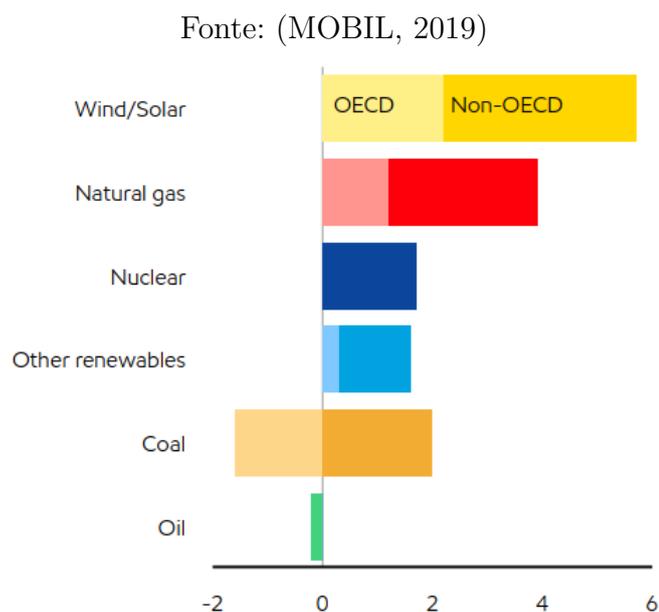


Figura 1.1 – Crescimento de fontes de energia globalmente - Entre 2017 e 2040 por milhares de TWh

Seguindo as tendências mundiais, a demanda de eletricidade no Brasil enfrentou um aumento de 150% desde o início da década de 90. Da mesma forma, a produção de energia eólica e solar cresceram mais de 2000% nos últimos 15 anos no país (IEA, 2021). Desde 2012, quando entrou em vigor a normativa nº 482/2012 (ANEEL, 2012), o consumidor brasileiro pôde gerar sua própria energia elétrica a partir de fontes renováveis ou cogeração qualificada, prática denominada de Geração Distribuída (GD), possibilitando inclusive a revenda do excedente à rede local.

A GD, vem sendo estudada desde o final da década de 90 (O’SULLIVAN, 1999),(BARKER; DE MELLO, 2000), porém foi nos últimos anos que ela vem se popularizando para o consumidor comum, sendo que a geração fotovoltaica e eólica representam a maior fatia deste mercado (FACCHINELLO *et al.*, 2017). Essas fontes podem ser conectadas a rede elétrica por meio de um único ou múltiplos estágios (ANDRADE *et al.*, 2018).

O trabalho de processamento de energia gerada pelas fontes para adequá-las ao padrão que possa ser utilizado pelo consumidor é feito pela eletrônica de potência. Essa é a área da engenharia elétrica que utiliza circuitos a semicondutores de potência na conversão e controle da energia elétrica (AHMED, 2008), visando a eficiência e confiabilidade, mantendo o circuito compacto.

A Figura 1.2 representa um sistema de Geração Distribuída de dois estágios comumente utilizado. Este é composto pela matriz geradora, um estágio de conversão Corrente Contínua - Corrente Contínua (CC-CC) e um conversor Corrente Contínua - Corrente Alternada (CC-CA), conhecido normalmente como inversor.

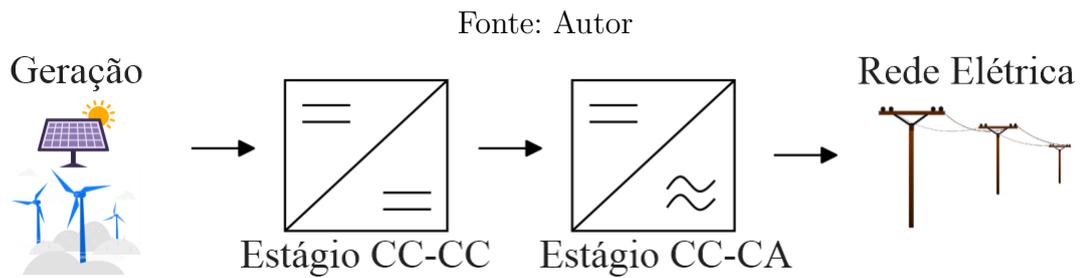


Figura 1.2 – Sistema de geração de dois estágios conectado a rede.

No estágio CC-CC intermediário, normalmente se faz necessária a utilização de conversores com ganhos elevados de tensão, visto que em muitos geradores a tensão de saída é relativamente baixa se comparada com o valor desejado do próximo estágio. Este TCC estudará a integração de técnicas presentes na literatura em uma nova topologia de conversor CC-CC. Tais técnicas serão apresentadas da seção 1.2.

1.2 Revisão bibliográfica

1.2.1 O Processamento Parcial

O conceito de processamento parcial de energia *Partial-Power Processing* (PPP) foi inicialmente apresentado em (ENSLIN; SNYMAN, 1991) através de um circuito de carga e descarga de baterias de um sistema fotovoltaico. A seguir foi aplicado por (BUTTON, 1996) em sistemas de alimentação empregados à naves da NASA. A técnica consiste em conectar um conversor de tal forma que apenas parte da potência entregue à carga seja processada pelo circuito, fazendo com que outra parte da energia flua diretamente entre a fonte e a carga, como representado no esquema da Figura 1.3.

O principal motivo para o emprego desta técnica é a redução do fluxo de potência atravessando o conversor, reduzindo assim também as perdas do sistema, uma vez que a parcela de energia que flui diretamente da fonte para carga tem eficiência próxima a unidade (BALBINO, 2020). Tal característica faz com que os conversores a processamento parcial tenham alta densidade de potência, acarretando em circuitos com menor volume.

A implementação do conversor pode ser feita de dois modos: regulação paralela ou regulação série. A regulação paralela é aquela em que os conversores são utilizados para drenar as correntes das fontes de tensão e, para isso, são conectados em paralelo com cada fonte de tensão. Já para a regulação série, os conversores são ligados em série com as fontes de tensão e, segundo (ZIENTARSKI *et al.*, 2017), podem ser utilizados para permitir a regulação da potência drenada de cada fonte. Neste trabalho será dado ênfase aos conversores ligados em série, conhecidos como *Series-Connected Partial-Power Converters* (S-PPC).

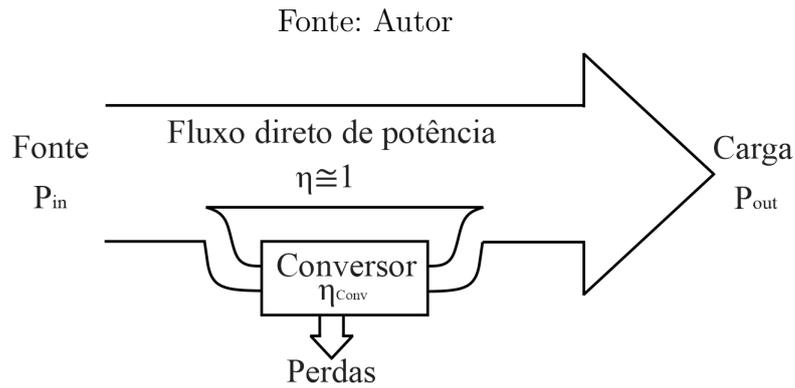


Figura 1.3 – Representação do conceito de processamento parcial de energia.

A eficiência global do sistema ($\eta_{global} = \frac{P_{out}}{P_{in}}$), pode ser escrita em função da eficiência do regulador série ($\eta_{conv} = \frac{P_{C,out}}{P_{C,in}}$) apenas isolando os termos, como apresentado na equação (1.2.1) (KASPER; BORTIS; KOLAR, 2013).

$$\eta_{global} = 1 - \frac{P_{C,out}}{P_{out}(1 - \eta_{conv})} \tag{1.2.1}$$

Segundo (ZIENTARSKI *et al.*, 2017), os conversores S-PPC podem ser divididos em dois subgrupos de acordo com o tipo de ligação entre a fonte e carga que eles realizam. Ambos são representados como a conexão de um conversor real e outro imaginário, dizendo respeito a ligação direta entre fonte e carga. Essa conexão entre supostos dois conversores pode ser feita de duas maneiras: Entrada Paralelo Saída Série (EPSS - 1.4 (a)) e Entrada Série Saída Paralelo (ESSP - 1.4 (b)).

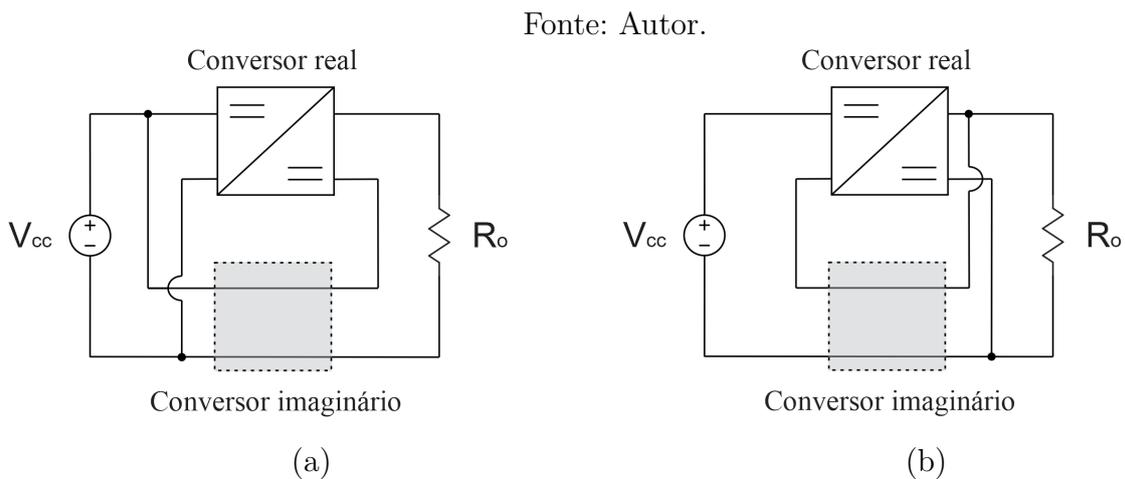


Figura 1.4 – (a) Ligação Entrada Paralelo Saída Série - EPSS; (b) Ligação Entrada Série Saída Paralelo - ESSP.

1.2.1.1 Conexão EPSS

As topologias S-PPC com conexão EPSS, apresentada na Figura 1.5, possuem a tensão de saída V_o igual a soma da fonte de entrada (V_{cc}) com a tensão de saída do regulador série (V_C), como apresentado na equação (1.2.2).

$$V_o = V_{cc} + V_C \quad (1.2.2)$$

Ignorando as ondulações de tensão na fonte e considerando que a potência ativa no regulador série ($P_{C,out}$) é dada pelo produto da tensão de saída e da corrente de saída (I_o) e que a potência ativa total do conversor é dado por $V_o I_o$, a fração de potência ativa que é processada pelo conversor é escrita como:

$$\frac{P_{C,out}}{P_{out}} = \frac{V_C I_o}{V_o I_o} = \frac{V_o - V_{cc}}{V_o} = 1 - \frac{V_{cc}}{V_o} = 1 - k \quad (1.2.3)$$

Em que k é o inverso do ganho estático.

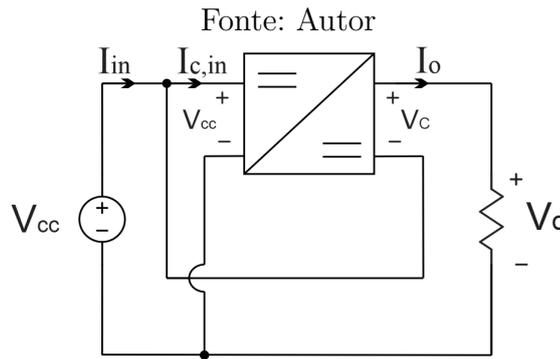


Figura 1.5 – Conversor S-PPC com ligação EPSS.

A corrente de entrada do circuito (I_{in}) pode ser escrita em função das correntes de entrada do conversor ($I_{C,in}$) e da corrente de saída do circuito (I_o), da maneira representada em (1.2.4).

$$I_{in} = I_{C,in} + I_o \quad (1.2.4)$$

O circuito da Figura 1.5 opera como elevador de tensão se V_C é positivo, com potência ativa positiva e proporcional a essa tensão. Porém, caso a conexão S-PPC permita, o circuito pode funcionar como abaixador de tensão, invertendo a polaridade da tensão de saída ($V_C < 0$) e o sentido de entrada da corrente $I_{C,in}$ (ZIENTARSKI *et al.*, 2017). Devido a essa característica de circuito elevador de tensão, de acordo ao aspecto representado pela equação (1.2.2). Esta conexão será explorada neste trabalho.

1.2.1.2 Conexão ESSP

A configuração entrada série saída paralelo, mostrada na Figura 1.6, atua naturalmente como um abaixador de tensão, em que o regulador é alimentado por uma tensão proporcional à diferença entre a tensão de entrada e saída.

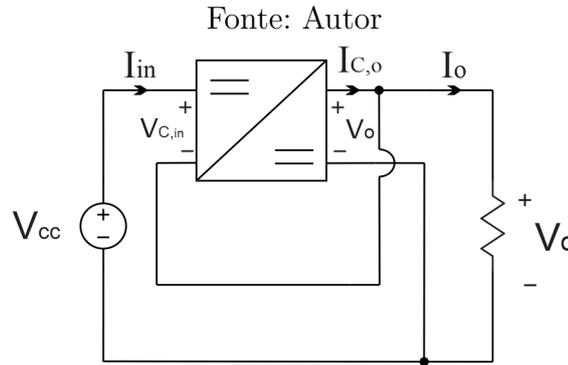


Figura 1.6 – Conversor S-PPC com ligação ESSP.

Para esta conexão, a parcela de potência ativa processada pelo regulador em relação a potência ativa de saída do sistema pode ser expressa em (1.2.5) (BALBINO, 2020).

$$\frac{P_{C,out}}{P_{out}} = \frac{V_C I_{C,o}}{V_o I_o} = \frac{I_o - I_{in}}{I_o} = 1 - \frac{I_{in}}{I_o} = 1 - \frac{1}{k} \quad (1.2.5)$$

1.2.2 Capacitores Chaveados

A técnica de capacitores chaveados (*Switching Capacitors* - SC) conta com publicações desde a década de 90 (MAKOWSKI; MAKSIMOVIC, 1995), consolidando-se no campo da eletrônica de potência ao longo dos anos. Podendo ser aplicada de mais de uma maneira, este trabalho explorará a célula *Ladder*, representada na Figura 1.7.

Como o apresentado em (BARBI, 2019), pode-se obter um conversor do tipo buck, boost ou buck-boost a partir da configuração *Ladder*, apenas variando a posição das ligações. Por exemplo, conectando uma fonte entre *c* e *b*, e a carga entre *c* e *a*, é obtida uma topologia elevadora de tensão, do tipo boost.

Entretanto, entende-se como conversores a capacitores chaveados somente as topologias que contam unicamente com capacitores e interruptores, porém a combinação desse método com conversores usuais origina a classe dos conversores híbridos. A adição da célula SC à uma topologia existente é usualmente utilizada para promover a multiplicação do ganho estático do conversor por um fator que varia com o número de células *n*. Tal característica, gerará distribuição de esforços entre os semicondutores, obtendo-se menores esforços individuais no estágio de potência do conversor (VECCHIA *et al.*, 2016).

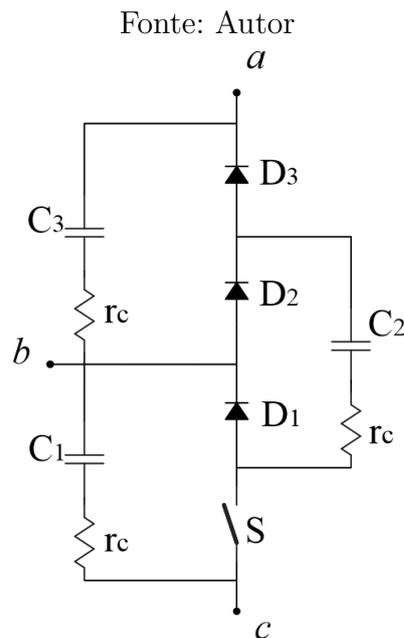


Figura 1.7 – Célula *Ladder*.

De acordo com (BEN-YAAKOV, 2011), existem três possíveis modos de operação para célula SC: carga completa, carga parcial e carga nula ou sem carga. No primeiro modo, Carga Completa (CCo) (1.8 (a)), as correntes dos capacitores atingem elevados valores de pico, o que acarreta maiores perdas por condução, ou seja, deve-se evitar operar neste modo. Em Carga Parcial (CP) (1.8 (b)), embora as correntes nos capacitores ainda tenham comportamento fortemente exponencial, o valor de pico já será bem menor do que aquele encontrado no modo de carga completa. Por último, o modo de Carga Nula (CN) ou sem carga (1.8 (c)), é aquele em que não existirão picos de corrente nos capacitores.

Idealmente, a operação no modo de carga nula seria superior aos demais, porém seriam necessários altos valores de capacitância, o que aumentaria o custo e volume do conversor, ou de resistências série r_c , que acarretaria maiores perdas. Portanto, é consenso que deve-se atuar no modo de carga parcial dado o melhor custo benefício entre volume, preços e eficiência dentre as possibilidades (SILVA *et al.*, 2018).

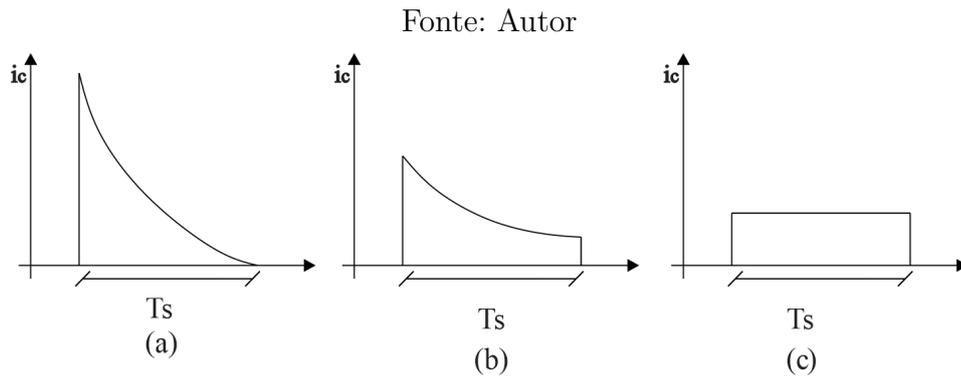


Figura 1.8 – Modos de operação dos capacitores chaveados: (a) Carga completa; (b) Carga parcial; (c) Carga nula.

Modo	intervalo de operação
Carga Completa - CCo	$f_s\tau < 0.1$
Carga Parcial - CP	$0.1 \leq f_s\tau < 1.44$
Carga Nula - CN	$f_s\tau \geq 1.44$

Tabela 1.1 – Intervalos dos modos de operação dos capacitores chaveados - (VECCHIA *et al.*, 2016)

A tabela (1.1) mostra os intervalos de operação dos modos de carga, em função do produto $f_s\tau$, em que τ é a constante de tempo da célula SC, definido na equação (1.2.6). Sendo rc a resistência parasita do capacitor, que não é possível controlar, R_{ON} a resistência de condução do interruptor e C o valor de capacitância, uma vez que escolhe-se $C = C_1 = C_2 = C_3$.

$$\tau = (rc + R_{ON})C \quad (1.2.6)$$

Ou seja, além do critério de máxima ondulação de corrente normalmente utilizado para dimensionamento dos capacitores, é preciso também levar em conta a expressão (1.2.7), e escolher um componente que tenha valores de rc e C que possibilitem a atuação da célula em modo de carga parcial.

$$C \leq \frac{0.1}{(rc + R_{ON})f_s} \quad (1.2.7)$$

1.3 Estrutura do Trabalho

Este trabalho inicialmente fará a análise do conversor Buck-Boost utilizando o processamento parcial de potência introduzido na subseção 1.2.1 com objetivo de validar as técnicas empregadas e servir de base para comparação com o conversor principal deste TCC. No capítulo 3, será apresentado então a integração da célula *Ladder* apresentada

em 1.2.2 ao conversor do capítulo 2, obtendo as principais expressões que descrevem o comportamento da topologia de estudo.

No capítulo 4 será realizado o dimensionamento, escolha de componentes disponíveis no mercado, projeto do controlador e simulação de ambos conversores, utilizando as ferramentas PSIM e Matlab, com intuito de descrever realisticamente o comportamento das topologias. Será feito também uma comparação de desempenho e das principais características encontradas. Em seguida, no capítulo 4, serão discutidos os resultados e apresentada a comparação final entre as topologias e suas peculiaridades. Por fim, serão apresentadas as propostas de melhoramento deste TCC e sugestões para futuros trabalhos.

1.3.1 Objetivos Gerais

Este TCC tem como objetivo o estudo processamento parcial de potência aplicado em conversores híbridos a capacitores chaveados, para aplicações CC-CC. Verificando também, a validade dos resultados e técnicas apresentados anteriormente na literatura para topologias híbridas, através da análise de um conversor Buck-Boost.

1.3.2 Objetivos Específicos

- Analisar as etapas de operação de cada conversor estudado.
- Obtenção da representação de estados de cada conversor, durante o Modo de Condução Contínua (MCC).
- Estudar o Processamento parcial aplicado às topologias de interesse.
- Obter as plantas de controle através da manipulação das matrizes de estado.
- Validar via simulação os resultados teóricos e projetar os conversores de forma fiel à realidade.
- Avaliar a viabilidade e desempenho do conversor híbrido.

1.4 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo inicial foi apresentado uma contextualização histórica do uso e produção de energia, bem como as discussões das previsões para o futuro no que diz respeito as demandas e tendências do mercado energético. Conclui-se que, matrizes renováveis - principalmente a eólica e solar - estão propensas à expansão nos próximos anos, com aumento da demanda e utilização mais ampla da geração distribuída.

Portanto, a pesquisa em eletrônica de potência aplicada a fontes renováveis, especialmente em novos métodos e topologias, se justifica. Após introduzida a motivação, foi

abordado na revisão bibliográfica o que a literatura apresentou nos últimos anos em relação as técnicas que serão aplicadas para elaboração do conversor principal deste trabalho, Buck-Boost híbrido a capacitores chaveados com processamento parcial de potência.

Por fim, apresentou-se a organização do trabalho, resumindo brevemente o conteúdo de cada capítulo, bem como os principais objetivos que esperam-se alcançar com este TCC.

2 CONVERSOR BUCK-BOOST S-PPC

Em meio aos circuitos que não possuem isolamento galvânico entre entrada e saída estão os conversores mais tradicionais e difundidos da eletrônica de potência, representados nas Figuras 2.1(a), 2.1(b) e 2.1(c). Começando com a topologia Buck, abaixadora de tensão, com apenas dois interruptores e dois elementos armazenadores de energia em sua versão clássica, seguida por seu dual, Boost, que realiza a elevação de tensão, com as mesmas quantidades de interruptores e componentes armazenadores que a anterior. Por último o conversor de interesse deste capítulo, o Buck-Boost, podendo realizar tanto a elevação quanto o rebaixamento de tensão com mesmo número de componentes.

Fonte: Autor.

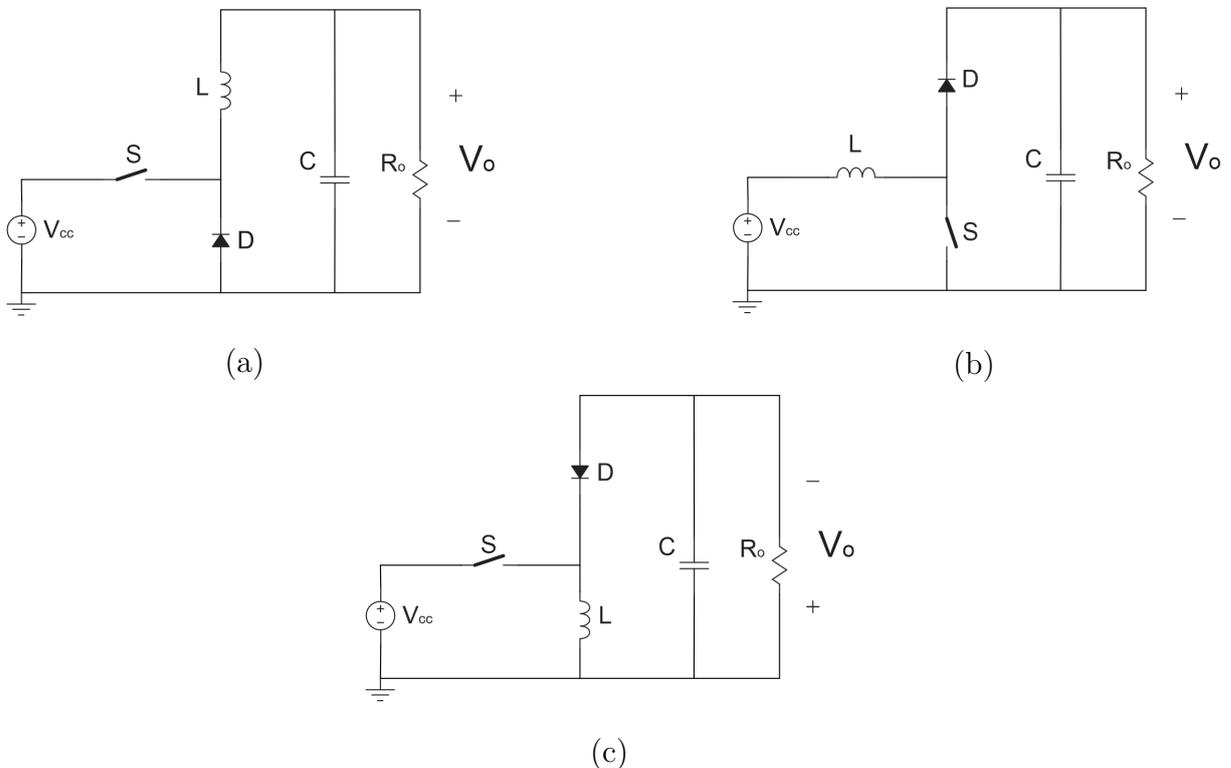


Figura 2.1 – Conversores Buck (a), Boost(b) e Buck-Boost(c) clássicos

Partindo do que foi apresentado na seção 1.2.1, sobre o processamento parcial, e o estudo de caso feito em (ZIENTARSKI *et al.*, 2015), inicia-se a análise desse método de processamento de energia com o Buck-Boost, um dos conversores mais tradicionais da literatura, mas que ainda possui grande valor teórico. Este capítulo é dedicado a analisar figuras de mérito do Buck-Boost em S-PPC, bem como servir de introdução e comparação para o conversor principal desse TCC.

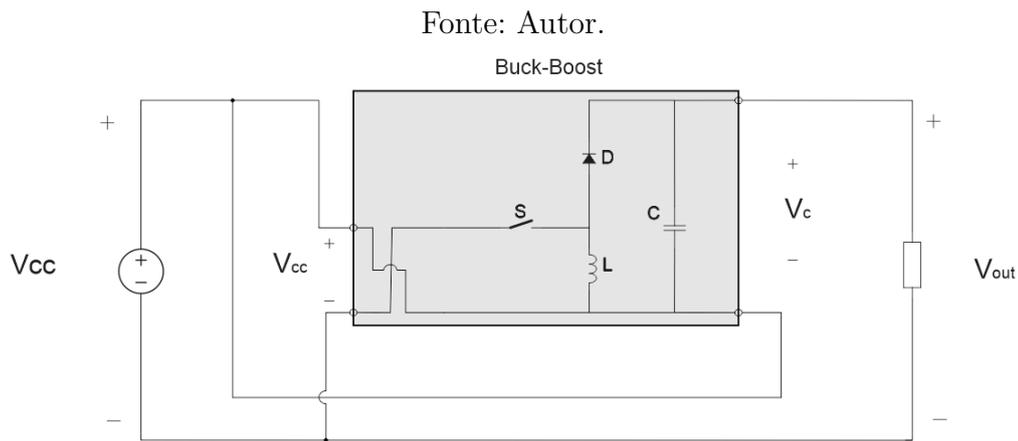


Figura 2.2 – Conversor Buck-Boost ligado EPSS

2.1 Etapas de Operação

O conversor apresentado na Figura 2.2 é obtido submetendo o conversor Buck-Boost clássico ao processamento parcial de potência por meio de uma ligação EPSS, rearranjando-se o circuito da Figura 2.1(c) para obter-se a polaridade desejada. Com as tensões de entrada e do capacitor somadas chega-se ao esquemático apresentado na Figura 2.3.

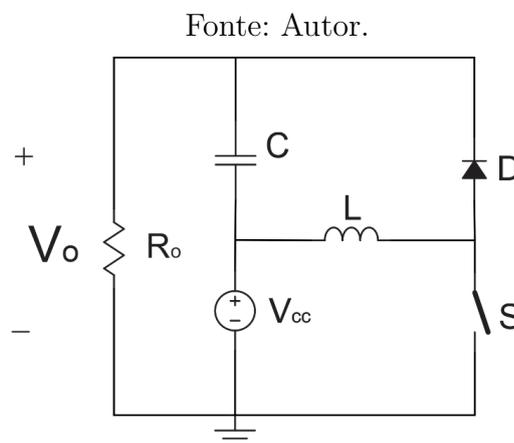


Figura 2.3 – Esquemático do conversor Buck-Boost S-PPC.

Supondo a idealidade desse conversor, em MCC, essa topologia apresenta dois estados distintos, correspondentes às etapas de operação do conversor. Onde d é a razão cíclica da chave controlada, as Figuras 2.4 e 2.5 representam respectivamente ao primeiro e segundo estado topológico que serão descritos nas seguintes sessões.

2.1.1 Primeira Etapa de Operação

Na primeira etapa de operação a chave S entra em condução com a mudança de nível lógico baixo para alto do sinal de comando, fazendo com que o diodo D polarize-se reversalmente e encontre-se bloqueado. Nesta configuração o indutor encontra-se em paralelo com a fonte de Corrente Contínua (CC) de entrada e a tensão aplicada em seus terminais é positiva, ou seja, existe acúmulo de energia neste componente, que é verificado pela derivada positiva da corrente I_l . Por sua vez, o capacitor C descarrega fornecendo energia para a carga. Esse comportamento é verificado através do equacionamento (2.1.1) e (2.1.2).

$$L \frac{dI_l}{dt} = V_{cc} \quad (2.1.1)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = -I_o \quad (2.1.2)$$

$$I_o = \frac{V_{cc} + v_C}{R_o} \quad (2.1.3)$$

$$I_{in} = i_l - i_c = i_l - \frac{V_{cc} + v_C}{R_o} \quad (2.1.4)$$

$$V_o = V_{cc} + v_C \quad (2.1.5)$$

Fonte: Autor.

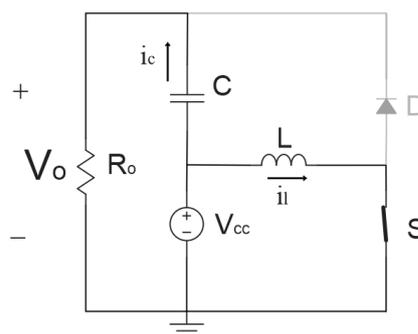


Figura 2.4 – Primeira etapa de operação do conversor Buck-Boost S-PPC.

2.1.2 Segunda Etapa de Operação

Já o segundo estado topológico inicia com a mudança do sinal de controle da chave S de nível lógico alto para baixo, fazendo com que ela entre em bloqueio. Instantaneamente o princípio de inércia de corrente no indutor faz com que o diodo seja forçado a conduzir para que haja caminho livre para I_l , resultando, portanto, na configuração vista na

Figura2.5. Nessa nova configuração existe uma malha formada pelo indutor, capacitor e diodo, que possibilita o fluxo de energia entre os elementos armazenadores, fazendo com que o capacitor C se carregue a partir da corrente fornecida pelo indutor L. A seguir estão as equações que demonstram esse comportamento:

$$L \frac{dI_l}{dt} = -v_C \quad (2.1.6)$$

$$\begin{aligned} C \frac{dv_C}{dt} &= i_l - I_o \\ C \frac{dv_C}{dt} &= i_l - \frac{v_C + V_{cc}}{R_o} \end{aligned} \quad (2.1.7)$$

$$I_{in} = I_o = \frac{V_{cc} + v_C}{R_o} \quad (2.1.8)$$

$$V_o = V_{cc} + v_C \quad (2.1.9)$$

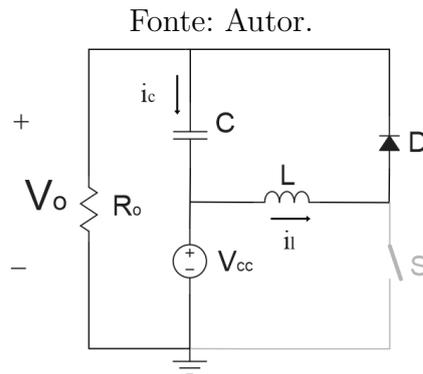


Figura 2.5 – Segunda etapa de operação do conversor Buck-Boost S-PPC.

As principais formas de onda da operação deste conversor são representadas pela Figura2.6.

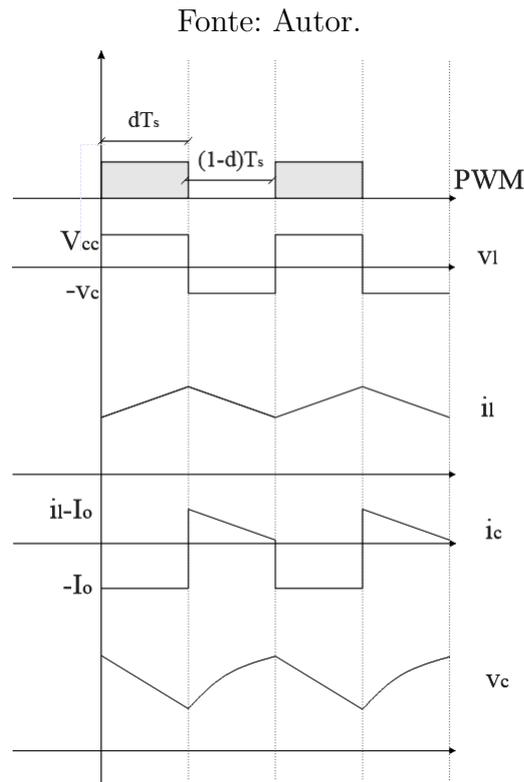


Figura 2.6 – Principais formas de onda da topologia Buck-Boost S-PPC.

2.2 Análise por Espaço de Estados da Topologia Buck-Boost S-PPC no MCC

Nesta seção será proposto um modelo para valores médios em regime permanente do conversor, por meio da análise por variáveis de estado seguindo a metodologia proposta em (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007). Primeiramente encontra-se as matrizes equivalentes de cada configuração que o circuito assume, então, realiza-se a soma ponderada pela razão cíclica de cada estado topológico.

A partir das equações (2.1.1) e (2.1.2) pode-se desprender as seguintes matrizes de estados e de entradas da primeira etapa, que nesse trabalho serão representadas com aspas simples.

$$A' = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C R_o} \end{pmatrix} \quad (2.2.1)$$

$$B' = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C R_o} \end{pmatrix} \quad (2.2.2)$$

Agora, a partir das equações (2.1.4) e (2.1.5), são encontradas as matrizes de saída e alimentação da primeira etapa, correspondendo a corrente de entrada e tensão de saída.

$$E' = \begin{pmatrix} 1 & \frac{1}{R_o} \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (2.2.3) \quad F' = \begin{pmatrix} \frac{1}{R_o} \\ 1 \end{pmatrix} \quad (2.2.4)$$

Seguindo a análise, o mesmo será feito para para segunda etapa de operação, com as equações (2.1.6), (2.1.7) para as matrizes A", B"e (2.1.8), (2.1.9) correspondentes as matrizes E"e F".

$$A'' = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C R_o} \end{pmatrix} \quad (2.2.5) \quad B'' = \begin{pmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C R_o} \end{pmatrix} \quad (2.2.6)$$

$$E'' = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{R_o} \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (2.2.7) \quad F'' = \begin{pmatrix} \frac{1}{R_o} \\ 1 \end{pmatrix} \quad (2.2.8)$$

De posse das matrizes parciais, pondera-se pela razão cíclica referente.

$$A = A'd + A''(1 - d) \quad (2.2.9)$$

$$B = B'd + B''(1 - d) \quad (2.2.10)$$

$$E = E'd + E''(1 - d) \quad (2.2.11)$$

$$F = F'd + F''(1 - d) \quad (2.2.12)$$

obtém-se então:

$$A = \begin{pmatrix} 0 & \frac{d-1}{L} \\ -\frac{d-1}{C} & \frac{d-1}{C R_o} - \frac{d}{C R_o} \end{pmatrix} \quad (2.2.13) \quad B = \begin{pmatrix} \frac{d}{L} \\ \frac{d-1}{C R_o} - \frac{d}{C R_o} \end{pmatrix} \quad (2.2.14)$$

$$E = \begin{pmatrix} d & \frac{d}{R_o} - \frac{d-1}{R_o} \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (2.2.15)$$

$$F = \begin{pmatrix} \frac{d}{R_o} - \frac{d-1}{R_o} \\ 1 \end{pmatrix} \quad (2.2.16)$$

Resolvendo o sistema a seguir para regime permanente do conversor, onde as derivadas \dot{X} serão zero. Obtém-se deste modo os vetores X e Y .

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + Bu \\ y = Ex + Fu \end{cases} \quad (2.2.17)$$

$$X = \begin{pmatrix} I_l \\ v_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{V_{in} d}{R_o (d-1)^2} - \frac{C V_{in} \left(\frac{d}{C R_o} - \frac{d-1}{C R_o} \right)}{d-1} \\ \frac{V_{in} d}{1-d} \end{pmatrix} \quad (2.2.18)$$

$$y = \begin{pmatrix} I_{in} \\ V_o \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} I_{in} \\ V_o \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -V_{in} \left(\frac{d-1}{R_o} - \frac{d}{R_o} + \frac{d \left(\frac{L \left(\frac{d}{R_o} - \frac{d-1}{R_o} \right)}{d-1} - \frac{L d}{R_o (d-1)^2} \right)}{L} + \frac{C d \left(\frac{d}{C R_o} - \frac{d-1}{C R_o} \right)}{d-1} \right) \\ V_{in} \left(\frac{1}{1-d} \right) \end{pmatrix} \quad (2.2.19)$$

A partir dos resultados obtidos é verificado que o ganho de tensão no capacitor é exatamente o ganho da topologia Buck-Boost usual, presente na literatura, porém a tensão de saída total do conversor é a soma da entrada com o valor v_C , o que resulta em (2.2.20), transformando o conversor em um elevador de tensão com ganho equivalente a um boost tradicional.

Isto pode ser comprovado na Figura 2.7, onde observa-se o comportamento exponencial do ganho em relação à razão cíclica, sendo assim o ganho ideal do conversor tenderá a infinito quando d tende a 1, exatamente como o conversor boost clássico.

$$V_{out} = V_{cc} \frac{1}{(1-d)} \quad (2.2.20)$$

Fonte: Autor.

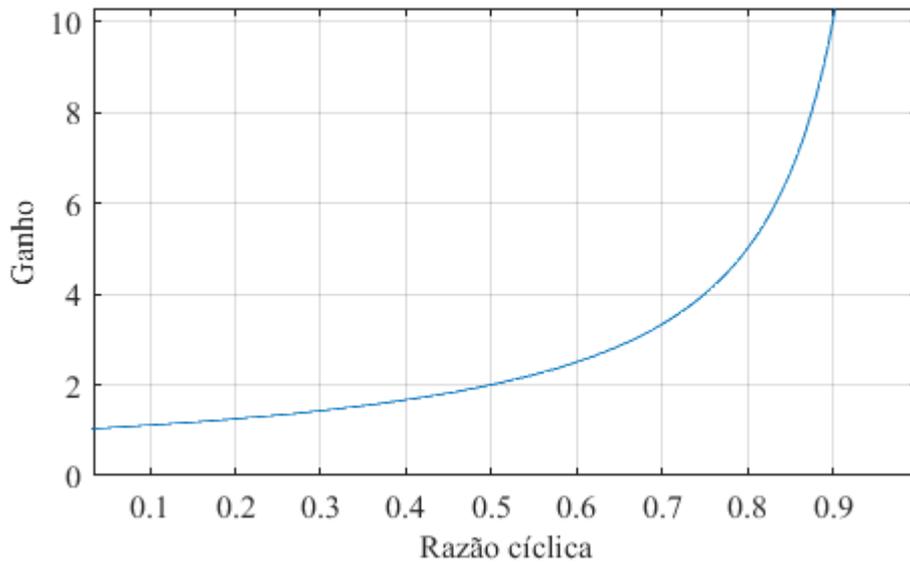


Figura 2.7 – Ganho ideal do conversor Buck-Boost S-PPC.

Para dar seguimento no estudo do conversor é preciso analisar as variações de corrente no indutor e tensão no capacitor. A primeira é retirada da integração da equação (2.1.1) pela primeira etapa de operação, o que resulta em:

$$\Delta i_l = \frac{V_{cc} d T_s}{L} \quad (2.2.21)$$

Analogamente integrando-se a equação (2.1.2) pela primeira etapa e substituindo o valor de v_C encontrado pelo espaços de estados, obtém-se:

$$\Delta v_{o\%} = \frac{I_o d T_s}{C} \quad (2.2.22)$$

Por meio dessas equações são retiradas as expressões para os valores de indutância e capacitância de projeto, a partir da definição de máxima ondulação, que é entendido como sendo a razão das ondulações pelos valores médios das grandezas em questão. Substituindo então na equação (2.2.21) que $\Delta i_l = \bar{I}_l \Delta i_{l\%}$ e $\bar{I}_l = I_{in}$, encontra-se a expressão para indutância L.

$$L = \frac{V_{cc}^2 d T_s}{P_{out} \Delta i_{l\%}} \quad (2.2.23)$$

Seguindo a mesma metodologia usada para o capacitor, é definido a máxima ondulação de tensão na saída, $\Delta v_{o\%}$. Substituindo então na equação (2.1.2) os resultados (2.1.3), $I_o = P_{out}/V_o$, (2.2.20) e trabalhando realizando as devidas manipulações, obtém-se por fim:

$$C = \frac{P_{out} T_s d (1 - d)^2}{V_{cc}^2 \Delta v_{o\%}} \quad (2.2.24)$$

De posse das equações que descrevem a topologia de estudo, a tabela 2.1 compara os resultados obtidos com aqueles encontrados nos conversores clássicos elevadores de tensão. Com isto, é possível concluir que o processamento parcial integrado ao conversor Buck-Boost resultará em um circuito que é descrito pelas mesmas equações que regem a topologia Boost clássica. Entretanto, como o conversor de estudo é derivado da topologia Buck-Boost e já foi citado em (ZIENTARSKI *et al.*, 2017) e (BALBINO, 2020) com o nome de Buck-Boost S-PPC, este trabalho continuará a se referir ao circuito em questão por esta terminologia.

Grandezas	Buck-Boost S-PPC	Buck-Boost clássico	Boost clássico
Ganho	$V_{cc} \frac{1}{(1-d)}$	$V_{cc} \frac{d}{(1-d)}$	$V_{cc} \frac{1}{(1-d)}$
Δi_l	$\frac{V_{cc} d T_s}{V_{cc} d T_s}$	$\frac{V_{cc} d T_s}{V_{cc} d T_s}$	$\frac{V_{cc} d T_s}{V_{cc} d T_s}$
L	$\frac{V_{cc}^2 d T_s}{V_{cc}^2 d T_s}$	$\frac{V_{cc}^2 (d-d^2) T_s}{V_{cc}^2 (d-d^2) T_s}$	$\frac{V_{cc}^2 d T_s}{V_{cc}^2 d T_s}$
C	$\frac{P_{out} \Delta i_l \%$ $P_{out} T_s d (1-d)^2}{V_{cc}^2 \Delta v_o \%$	$\frac{P_{out} \Delta i_l \%$ $P_{out} T_s (1-d)^2}{V_{cc}^2 \Delta v_o \%$	$\frac{P_{out} \Delta i_l \%$ $P_{out} T_s d (1-d)^2}{V_{cc}^2 \Delta v_o \%$
V_S	V_o	$V_o + V_{cc}$	V_o
V_D	V_o	$V_o + V_{cc}$	V_o

Tabela 2.1 – Comparação entre as principais equações do conversor apresentado e das topologias Buck-Boost e Boost clássicas.

2.3 O Processamento parcial de Energia na Topologia Buck-Boost e S-PPC

A sessão 1.2.1 e a equação (1.2.3), apresentaram conceitos iniciais do processamento parcial de energia e baseado nos estudos desta seção, tem-se a fração de potência ativa processada em função da razão cíclica para topologia proposta.

$$\frac{P_{C,out}}{P_{out}} = \frac{v_C I_{out}}{V_{out} I_{out}} = \frac{V_o - V_{cc}}{V_o} = 1 - \frac{V_{cc}}{V_o} = 1 - (1 - d) = d \quad (2.3.1)$$

A Figura 2.8 ilustra este resultado identificando uma relação linear entre $P_{C,out}$ e a tensão de saída para um mesmo parâmetro de potência. Quando k é unitário, ou seja V_o é apenas a tensão da fonte, não existirá potência circulando pelo conversor, mas à medida que V_o aumenta, a potência fluirá através do conversor aumenta e, no limite, toda a potência do sistema é processada pelo conversor.

Fonte: Autor.

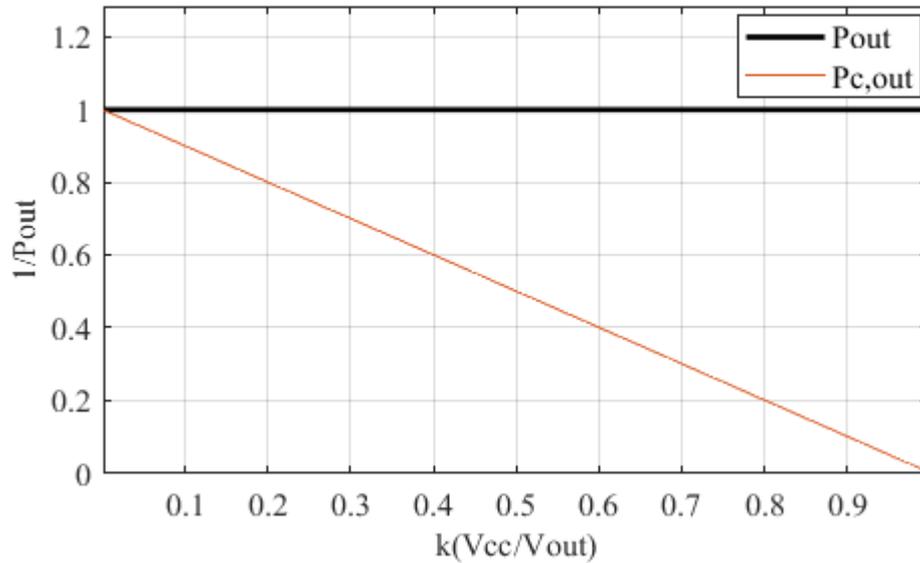


Figura 2.8 – Comparação entre $P_{C,out}$ e P_{out} normalizado pela potência de saída total.

A partir desse resultado introduz-se um novo conceito dentro dos conversores com processamento parcial, chamado de *Partial Active Power Processing* (PAPP), ou processamento parcial de potência ativa, que serão aqueles conversores S-PPC que processam uma parcela menor de potência ativa do que a total circulando no sistema. (ZIENTARSKI *et al.*, 2017)

2.3.1 Potência Não-ativa no Conversor

Segundo o teorema de Tellegen, (TELLEGEN, 1952) que a soma da energia absorvida por componentes de um circuito elétrico é zero. Sendo assim, quando um componente absorve energia outro a forneceu. Neste sentido, há um fluxo de potência em conversores estáticos, que é entregue à saída através do chaveamento dos semicondutores e armazenamento em elementos capacitivos ou indutivos.

O processo de comutação faz aparecer uma quantidade de energia que circula internamente no conversor que não é entregue à saída. Essa é a potência não-ativa de um sistema, entendida como a dualidade da potência ativa, que é aquela que circula no circuito sendo absorvida na entrada e entregue à carga. O conceito de potência não-ativa indicado por N e medida em VAR é novo e seria entendido como a energia que circula em um circuito mas não pode ser convertida em trabalho, tal qual a energia reativa Q . Porém, segundo a norma Std-1459 (IEEE, 2010) a potência reativa Q deve ser utilizada somente para se referir ao componente de potência não-ativa na frequência fundamental em sistemas de corrente alternada, ou seja, N é uma generalização de Q .

Assim, o conceito de potência não-ativa é uma excelente figura de mérito a ser analisada na comparação de topologias. Em (ZIENTARSKI *et al.*, 2017), o autor supõe que

os filtros de uma topologia não são capazes de eliminar totalmente a parcela não-ativa da potência, pois há também uma dependência das características topológicas do conversor. Quanto menos energia estiver sendo processada internamente pelos filtros, mais energia estará presente na entrada e saída do conversor, ou seja, para uma comparação justa deve-se avaliar além das potências não-ativas dos filtros, também os valores que circulam na entrada e saída.

Em (ZIENTARSKI *et al.*, 2017) o autor propõe uma metodologia para o cálculo da potência não-ativa que servirá de base para este trabalho e será apresentada a seguir.

2.3.1.1 Cálculo da energia armazenada nos elementos acumuladores

Ao considerar os elementos armazenadores de energia, capacitores e indutores, presentes de forma pontual no conversor, e não considerar componentes com características parasitas, pode-se calcular a energia armazenada em indutores e capacitores como sendo:

$$E_L(t) = \frac{Li_l(t)^2}{2} \quad (2.3.2)$$

$$E_C(t) = \frac{Cv_C(t)^2}{2} \quad (2.3.3)$$

Sendo que E_L é a energia acumulada no indutor e E_C a energia acumulada no capacitor. Em regime permanente a energia ativa nestes elementos (E_{Lp} e E_{Cp}) será nula. Porém, existe uma variação de energia nesses elementos em cada etapa de operação, sendo sua média zero. Pode-se então chamá-la de energia não-ativa, sendo que a sua variação acontece duas vezes a cada período de operação - na carga e descarga dos elementos. Em regime permanente estes valores são iguais, logo, ΔE pode ser calculado pela integral do módulo da potência instantânea nestes elementos.

$$\Delta E_L(t) = \int_0^{dT_s} |v_L(t)i_l(t)| dt = \int_{dT_s}^{T_s} |v_L(t)i_l(t)| dt \quad (2.3.4)$$

$$\Delta E_C(t) = \int_0^{dT_s} |v_C(t)i_C(t)| dt = \int_{dT_s}^{T_s} |v_C(t)i_C(t)| dt \quad (2.3.5)$$

Sendo assim a variação de energia em um período de comutação é dada por:

$$\Delta E_L(t) = \frac{1}{2} \int_0^{T_s} |v_L(t)i_l(t)| dt \quad (2.3.6)$$

$$\Delta E_C(t) = \frac{1}{2} \int_0^{T_s} |v_C(t)i_c(t)| dt \quad (2.3.7)$$

Em um conversor operando no MCC e considerando a aproximação de pequenas ondulações da tensão do capacitor (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007), a corrente no

indutor assume formato triangular como vista na Figura (2.9a) e a ondulação de corrente (Δi_L) e corrente média (\bar{i}_L) podem ser definidas como:

$$\Delta i_L = i_{Lmax} - i_{Lmin} \quad (2.3.8)$$

$$\bar{i}_L = \frac{i_{Lmax} + i_{Lmin}}{2} \quad (2.3.9)$$

Agora, a energia média do indutor (E_L) - que é a quantidade média de energia presente em um período T_s - e a variação de energia (ΔE_L) no mesmo intervalo, visto em 2.9b podem ser escritas como:

$$\Delta E_L = E_{Lmax} - E_{Lmin} \quad (2.3.10)$$

$$\bar{E}_L = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} E_L(t) dt = \frac{L}{2T_s} \int_0^{T_s} i_L(t)^2 dt \quad (2.3.11)$$

Fonte: Autor.

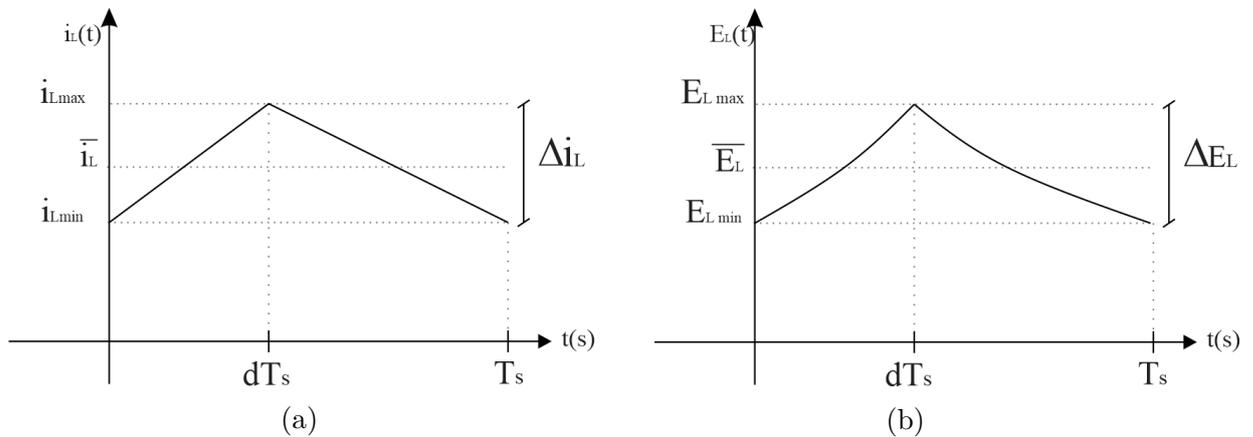


Figura 2.9 – Formas de onda no indutor.(a) Corrente; (b) Energia armazenada.

Substituí-se então (2.3.2), (2.3.8), (2.3.9) em (2.3.10) e obtém-se:

$$\Delta E_L = L \bar{i}_L \Delta I_L \quad (2.3.12)$$

Realiza-se então o mesmo processo para o capacitor e tem-se:

$$\Delta E_C = C \bar{v}_C \Delta v_C \quad (2.3.13)$$

A energia não-ativa processada pelos componentes indutivos e capacitivos é a soma da carga e descarga dos elementos, deste modo, as expressões para as potências não-ativas serão:

$$N_L = \frac{2\Delta E_L}{T_s} \quad (2.3.14)$$

$$N_C = \frac{2\Delta E_C}{T_s} \quad (2.3.15)$$

Agora, aplicando essa metodologia ao conversor de estudo, consegue-se analisar as quantidades de potência não-ativa na topologia.

2.3.1.2 Potência não-ativa no indutor:

Sendo a equação para ondulação de corrente no indutor apresentada em (2.2.21) e substituindo-a em (2.3.12) obtém-se:

$$\Delta E_L = L\bar{I}_l \frac{V_{cc}dT_s}{L} = \bar{I}_l V_{cc}dT_s \quad (2.3.16)$$

Considerando para o circuito que $\bar{I}_l = I_{in}$ e $I_{in}V_{cc} = P_{in}$.

$$\Delta E_L = P_{in}dT_s \quad (2.3.17)$$

$$N_L = \frac{2\Delta E_L}{T_s} = 2P_{in}d \quad (2.3.18)$$

2.3.1.3 Potência não-ativa na entrada:

Existem descontinuidades de corrente na entrada do conversor que representarão a potência não-ativa. Para calcular esta grandeza será considerado um capacitor fictício de entrada filtrando toda esta potência. Considerando a segunda etapa de operação do circuito:

$$\Delta E_{C_{in}} = \int_{DT_s}^{T_s} |V_{cc}I_{C_{in}}| dt \quad (2.3.19)$$

Sendo $V_{cc}I_{C_{in}} = P_C$, $d = P_c/P_{out}$, $P_{out} = P_{in}$ e $P_C = P_{in}d$.

$$\begin{aligned} \Delta E_{C_{in}} &= P_C(1-d)T_s \\ \Delta E_{C_{in}} &= P_{in}d(1-d)T_s \\ \Delta E_{C_{in}} &= P_{in}(d-d^2)T_s \end{aligned} \quad (2.3.20)$$

$$N_{in} = \frac{2\Delta E_{C_{in}}}{T_s} = 2P_{in}(d-d^2) \quad (2.3.21)$$

2.3.1.4 Potência não-ativa no capacitor de saída:

Substituindo a equação para ondulação de tensão no capacitor (2.2.22) em (2.3.13):
Então:

$$\Delta E_C = C\bar{v}_c\Delta v_c = \bar{v}_c I_o dT_s \quad (2.3.22)$$

Sendo que $P_{out} = P_{in}$, $I_o = I_{in}(1 - D)$ e $\bar{v}_c = V_o - V_{cc}$.

$$\begin{aligned}
 \Delta E_C &= (V_o - V_{cc})I_o dT_s \\
 \Delta E_C &= P_{out}dT_s - P_{in}(1 - d)dT_s \\
 \Delta E_C &= P_{in}dT_s(1 - (1 - d)) \\
 \Delta E_C &= P_{in}d^2T_s
 \end{aligned} \tag{2.3.23}$$

$$N_C = \frac{2\Delta E_C}{T_s} = 2P_{in}d^2 \tag{2.3.24}$$

De mão destes resultados basta soma-los (2.3.24),(2.3.21) e (2.3.18) para obter a potência não-ativa total do no conversor Buck-Boost S-PPC:

$$N_{total} = P_{in}(2d^2 + 2(d - d^2) + 2d) = P_{in}(4d) \tag{2.3.25}$$

Estes resultados estão apresentados de forma gráfica na Figura 2.10, em relação ao parâmetro k , inverso do ganho do conversor, para realizar melhores comparações entre topologias com diferentes comportamentos de ganho ao longo da razão cíclica. Nota-se que os valores de potência não-ativa são mínimos para menores ganhos, região onde mais potência fluirá diretamente entre entrada e saída, bem como a igualdade $N_{in} = N_L - N_C$ é válida para todo valor de k .

Fonte: Autor.

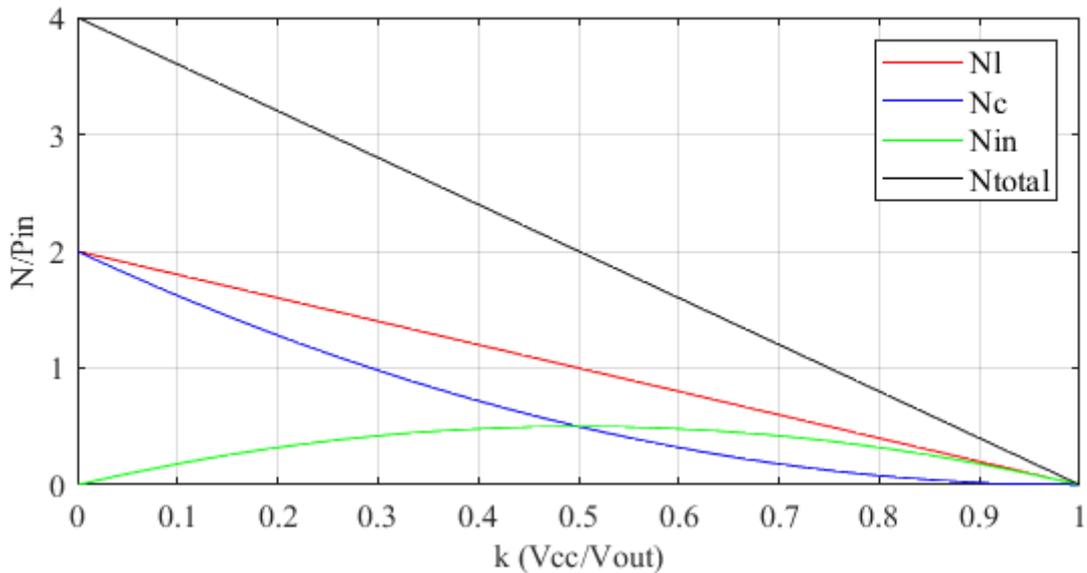


Figura 2.10 – Representação gráfica das potências não-ativas no conversor Buck-Boost S-PPC em função do parâmetro k .

2.4 Modelagem orientada ao controle

Nesta seção será apresentado a modelagem orientada ao controle da topologia de estudo deste capítulo. Primeiramente, obtém-se a planta de tensão da topologia através das matrizes de estado, utilizando conceitos de linearização das variáveis de estado em relação à razão cíclica. Usando a teoria de pequenos sinais expressa em (2.4.1) e os resultados obtidos em (2.2.9), (2.2.10) e (2.2.17) é encontrada a equação (2.4.2).

$$\begin{cases} X = X_o + \tilde{x} \\ d = d_o + \tilde{d} \end{cases} \quad (2.4.1)$$

$$\frac{\tilde{x}}{\tilde{d}} = (sI - A)^{-1}[(A' - A'')X_o + (B' - B'')u] \quad (2.4.2)$$

Substituindo então os resultados encontrados em (2.2.1),(2.2.2) provenientes da primeira etapa de operação, (2.2.5),(2.2.6) da segunda etapa de operação, a matriz ponderada A dada em (2.2.13) e a matriz dos valores médio dos estados X_o na equação encontrada em (2.4.2). Isto gera uma função de transferência linearizada com saída \tilde{x} e entrada \tilde{d} , a qual possuirá a ordem do sistema, sendo nesse caso 2. A seguir, esta representado na tabela 2.2 os coeficientes simbólicos da função de transferência $G_{V_o}(s)$.

$$G_{V_o}(s) = \frac{\tilde{x}}{\tilde{d}} = \frac{\alpha s + \beta}{\gamma s^2 + \delta s + \epsilon} \quad (2.4.3)$$

Coeficiente	Representação simbólica
α	$CLRo \left(\frac{C V_{in} \left(\frac{d}{C Ro} - \frac{d-1}{C Ro} \right) - \frac{V_{in} d}{Ro (d-1)^2}}{C} - \frac{2 V_{in}}{C Ro} \right)$
β	$L Ro \left(\frac{V_{in}}{L} - \frac{V_{in} d}{L (d-1)} \right) (d-1)$
γ	$CLRo$
δ	L
ϵ	$Ro d^2 - 2Ro d + Ro$

Tabela 2.2 – Coeficientes da função de transferência.

Para realizar a confirmação da validade da planta encontrada, será simulado o circuito com os mesmos valores que serão apresentados mais tarde no capítulo 4 para um exemplo de projeto. Deste modo, substitui-se os parâmetros do circuito nas equações da tabela 2.2 obtendo-se a seguinte função de transferência:

$$G_{V_o}(s) = \frac{-0.224s + 2684}{2.43 \cdot 10^{-7}s^2 + 2.26 \cdot 10^{-4}s + 3.05} \quad (2.4.4)$$

Simulou-se o circuito indicado na Figura 2.11, considerando um degrau de 2% da razão cíclica nominal do circuito. Observado as formas de ondas obtidas, também na

Figura 2.11, nota-se que a planta comporta-se de maneira muito parecida com o conversor, confirmando assim a validade do modelo numérico e do método utilizado.

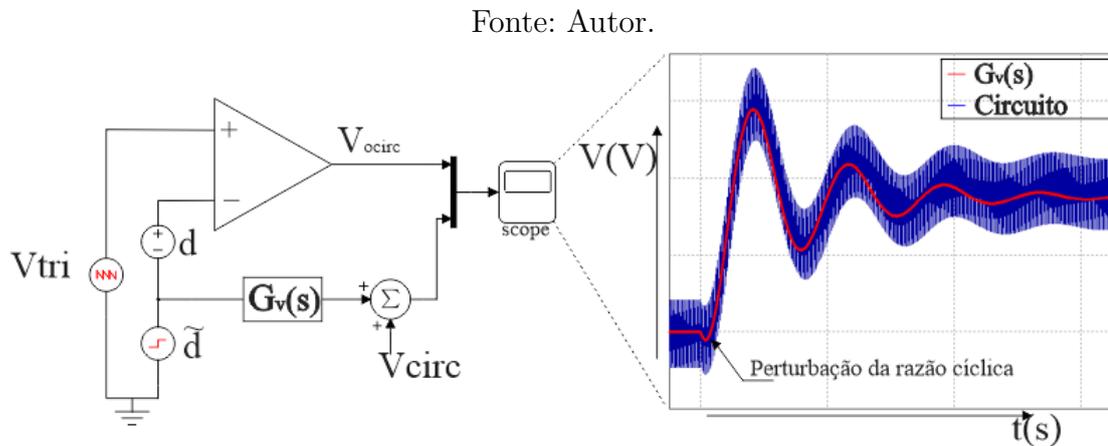


Figura 2.11 – Representação da ligação feita para validar a planta de tensão $G_{V_o}(s)$.

Na imagem 2.12, está a representação na frequência da planta encontrada, a qual possui margem de fase de -89° . Desta maneira, fica evidente a necessidade da síntese de um controlador que garanta estabilidade em malha fechada, bem como a capacidade de seguir uma referência de tensão dada, já que esta topologia é projetada para o funcionamento em regime permanente a uma entrada constante. Para tal, será projetado no capítulo 4 um controlador Proporcional Integral (PI), que obedeça os requisitos deste conversor.

Fonte: Autor.

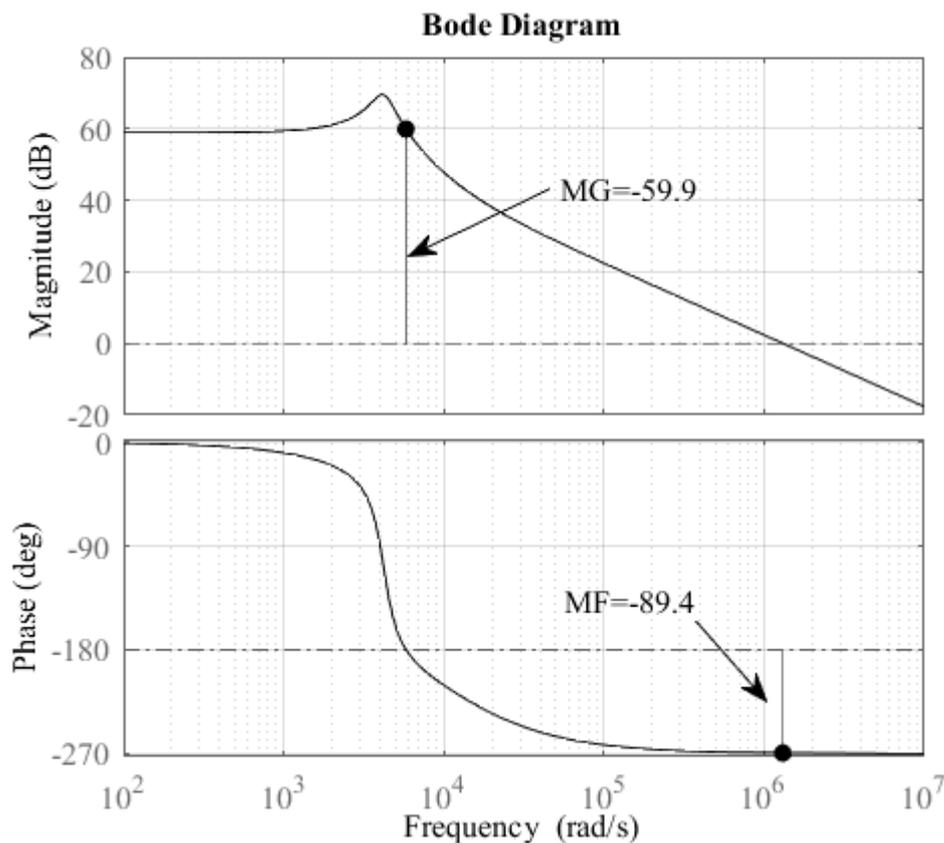


Figura 2.12 – Diagrama de bode não controlado de $G_{V_o}(s)$.

2.5 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo foi realizado o estudo do conversor Buck-Boost S-PPC com uma breve introdução sobre os conversores mais tradicionais da área, e o aparecimento da versão S-PPC do conversor Buck-Boost. Em seguida, foi feita a análise de operação do conversor com a metodologia por espaço de estados. Na sequência, mostrou-se que a razão da potência convertida pela potência total do conversor é dada pela razão cíclica d , introduzindo a definição do termo PAPP, apresentou-se então a metodologia de (ZIENTARSKI *et al.*, 2017) para o cálculo da potência não-ativa, bem como a definição e discussão da mesma, obtendo também o comportamento desta grandeza para o conversor de estudo, comprovando que N não dependerá dos valores dos filtros, bem como foi suposto na literatura base. Por fim, foi feita a descrição de controle, com a obtenção e validação da planta de tensão da topologia.

Salienta-se que existe um paralelo entre potência reativa e não-ativa. Logo, assim como pra circuitos de Corrente Alternada (AC), um alto valor destas grandezas representará maiores perdas no sistema, portanto o ideal seria a minimização destas quantidades.

3 CONVERSOR BUCK-BOOST S-PPC COM CÉLULA A CAPACITORES CHAVEADOS

A partir do que foi apresentado anteriormente em relação ao conversor Buck-Boost S-PPC e da teoria presente na literatura de capacitores chaveados, essa parte do trabalho tratará da adição de uma célula SC na topologia estudada no capítulo anterior, utilizando a configuração escada (*Ladder*). Como abordado na revisão bibliográfica, a inserção de capacitores chaveados propicia menores esforços de tensão, bem como habilita a operação do conversor com menores valores de razão cíclica para obtenção de maiores ganhos.

Ambas características são muito bem-vindas na aplicação de conversores em energias renováveis, como eólica de baixa potência e fotovoltaica, as quais normalmente necessitam de altos ganhos no estágio CC devido à natureza de baixa tensão dos geradores.

Fonte: Autor.

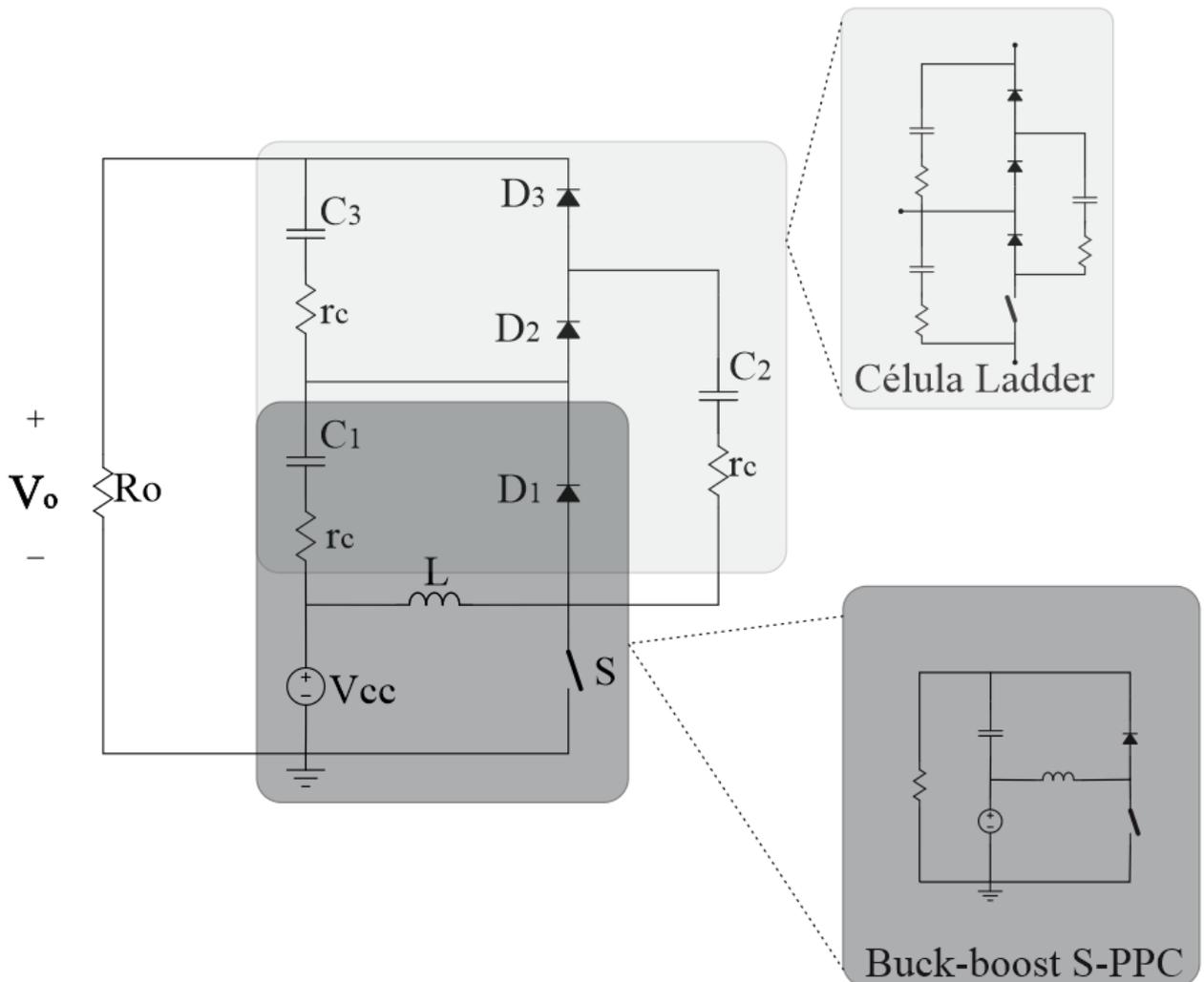


Figura 3.1 – Topologia Buck-Boost S-PPC com capacitores chaveados.

3.1 Etapas de Operação

A Figura 3.1 apresenta a configuração que foi considerada para estudo neste trabalho, a qual nota-se que célula SC e a topologia Buck-Boost S-PPC compartilham o capacitor C_1 . Isso resultará em diferentes tensões médias entre os capacitores da célula, fenômeno esse que não costuma acontecer em outros conversores híbridos na literatura, porém isto não alterará o funcionamento normal da célula.

Assim como no conversor Buck-Boost S-PPC a topologia em questão atuará em MCC e possuirá dois estados topológicos distintos, sendo eles definidos pela posição da chave S. A seguir serão apresentadas as análises de cada etapa de operação.

3.1.1 Primeira Etapa de Operação

A primeira etapa de operação começa com a mudança de nível lógico de baixo para alto do sinal de comando, fazendo com que a chave S comece a conduzir. No início da etapa a tensão no capacitor C_1 será maior que no capacitor C_2 , com isto o diodo D_2 é polarizado diretamente e entrará em condução. Os demais diodos permanecem fechados e, portanto, o capacitor C_2 ficará em paralelo com a fonte V_{cc} e o capacitor C_1 . Já o capacitor C_3 se encontrará em série com a carga.

Nesta etapa ocorrerá a descarga dos capacitores C_1 e C_3 . Como indicado na Figura 3.2, o primeiro fornecerá energia para carregar C_2 , já C_3 fornecerá corrente diretamente para a carga. Neste estado topológico o indutor armazenará energia vinda da fonte, que mais tarde, na segunda etapa, será liberada no circuito. De (3.1.1) até (3.1.5), estão apresentadas as equações que descrevem matematicamente o comportamento do primeiro estado topológico do conversor, as quais serão manipuladas para obtenção das matrizes de estados apresentadas em 3.2.

$$L \frac{di_L}{dt} = V_{cc} \quad (3.1.1)$$

$$-i_{c,3}R_o = v_{c,3} + rc i_{c,3} + v_{c,1} + rc i_{c,1} + V_{cc} \quad (3.1.2)$$

$$i_{c,3} = i_{c,1} + i_{c,2} \quad (3.1.3)$$

$$v_{c,2} + rc i_{c,2} = v_{c,1} + rc i_{c,1} + V_{cc} \quad (3.1.4)$$

$$V_o = V_{cc} + v_{c,1} + rc i_{c,1} + v_{c,3} + rc i_{c,3} \quad (3.1.5)$$

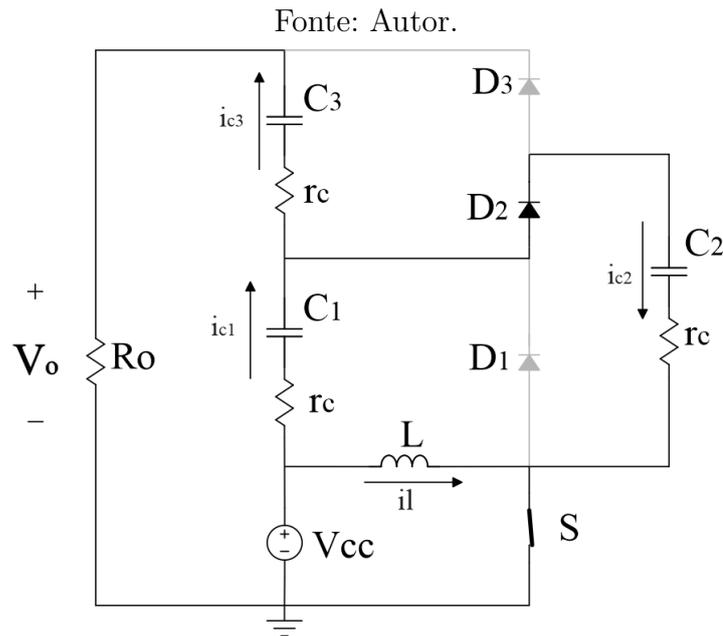


Figura 3.2 – Primeira etapa de operação da topologia Buck-Boost S-PPC com SC.

3.1.2 Segunda Etapa de Operação

A mudança de estado topológico de alto para baixo dá início à segunda etapa de operação, e como resultado disso a chave S é bloqueada. A partir daí, os diodos D_1 e D_3 entram em condução, deixando os capacitores C_2 e C_3 em paralelo. Nesta configuração o primeiro descarregará enquanto C_3 se carregará. O capacitor C_2 , que foi carregado na primeira etapa com a soma da tensão na fonte e no capacitor C_1 , agora levará esse valor ao capacitor C_3 .

Enquanto isto, é formada uma malha entre o indutor L e o capacitor C_1 , a qual será responsável pela transferência de energia entre esses elementos, com a corrente fluindo do primeiro para o segundo. Estes fenômenos podem ser confirmados pela imagem 3.3, que representa a configuração do segundo estado topológico, bem como a direção em que as correntes fluem nos elementos armazenadores.

A seguir, de (3.1.6) até (3.1.11), são apresentadas as equações responsáveis por representar matematicamente o funcionamento descrito, a partir das quais, após as devidas manipulações, serão obtidas as matrizes de representação de estados da segunda etapa de operação.

$$L \frac{di_L}{dt} = -v_{c,1} - rc i_{c,1} \quad (3.1.6)$$

$$v_{c,3} + rc i_{c,3} = v_{c,2} + rc i_{c,2} \quad (3.1.7)$$

$$i_{c,3} + i_{c,2} = -I_o \quad (3.1.8)$$

$$I_o = \frac{V_{cc} + v_{c,1} + rc i_{c,1} + v_{c,3} + rc i_{c,3}}{R_o} \quad (3.1.9)$$

$$i_{c,1} = i_L - I_o \quad (3.1.10)$$

$$V_o = V_{cc} + v_{c,1} + rc i_{c,1} + v_{c,3} + rc i_{c,3} \quad (3.1.11)$$

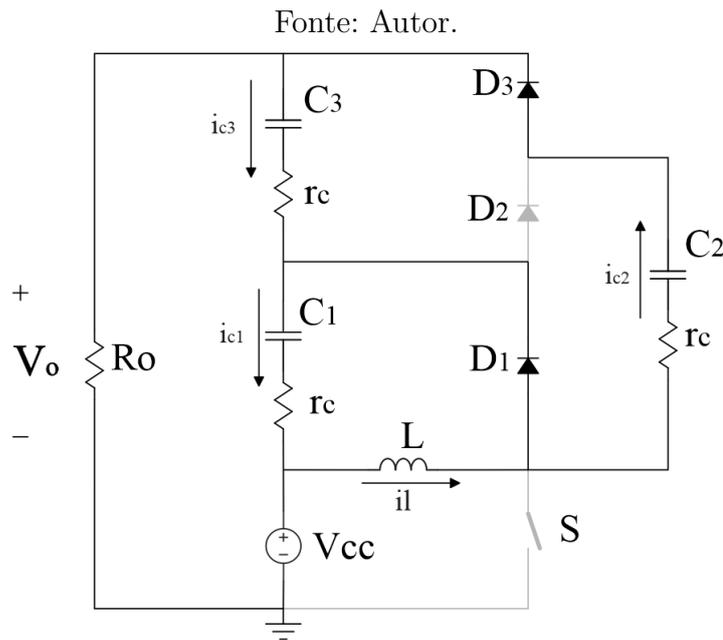


Figura 3.3 – Segunda etapa de operação da topologia Buck-Boost S-PPC com SC.

Já na imagem 3.4 estão as principais formas descritas na primeira e segunda etapa de operação. Nela, é possível notar que devido a configuração do circuito a célula de capacitores chaveados será desbalanceada, com a tensão média $V_{c,1}$ menor do que as demais.

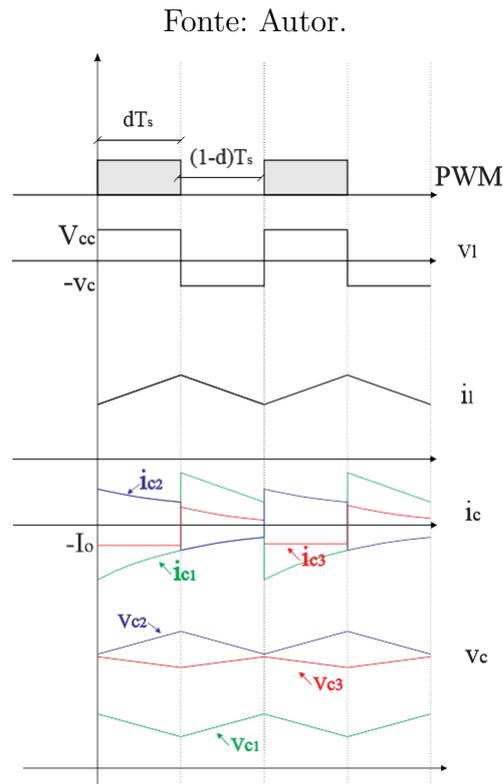


Figura 3.4 – Principais formas de onda da topologia Buck-Boost S-PPC com SC.

3.2 Análise por Espaço de Estados da Topologia Buck-Boost S-PPC SC no MCC

Seguindo o que foi feito em 2.2, será apresentado a modelo de espaço de estados utilizado para descrever o circuito de estudo deste capítulo. Inicialmente, a partir de manipulações feitas nas equações da primeira etapa de operação, foram obtidas as matrizes de estados e de entradas para este estado topológico. Representadas a seguir em (3.2.1) e (3.2.2).

$$A' = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R+2rc}{Crc(2R+3rc)} & \frac{R+rc}{Crc(2R+3rc)} & -\frac{1}{C(2R+3rc)} \\ 0 & \frac{R+rc}{Crc(2R+3rc)} & -\frac{R+2rc}{Crc(2R+3rc)} & -\frac{1}{C(2R+3rc)} \\ 0 & -\frac{1}{C(2R+3rc)} & -\frac{1}{C(2R+3rc)} & -\frac{2}{C(2R+3rc)} \end{pmatrix} \quad (3.2.1)$$

$$B' = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ -\frac{R+2rc}{Crc(2R+3rc)} \\ \frac{R+rc}{Crc(2R+3rc)} \\ -\frac{1}{C(2R+3rc)} \end{pmatrix} \quad (3.2.2)$$

Escolheu-se apresentar como saídas das equações de estados V_o e I_{in} . Com isso, após isolá-las na primeira etapa de operação, foram obtidas as matrizes de saída e alimentação

para esta etapa. São elas representadas abaixo por (3.2.3) e (3.2.4).

$$E' = \begin{pmatrix} 0 & \frac{R}{2R+3rc} & \frac{R}{2R+3rc} & \frac{2R+3rc-2}{2R+3rc} \\ -1 & -\frac{R+2rc}{rc(2R+3rc)} & \frac{R+rc}{rc(2R+3rc)} & \frac{rc-2}{2R+3rc} \end{pmatrix} \quad (3.2.3)$$

$$F' = \begin{pmatrix} \frac{R}{2R+3rc} \\ -\frac{R+2rc}{rc(2R+3rc)} \end{pmatrix} \quad (3.2.4)$$

Analogamente a primeira etapa, são realizados os mesmos procedimentos, mas agora considerando as equações que descrevem o segundo estado topológico. Obtém-se assim os resultados (3.2.5), (3.2.6) para A'' e B'', bem como (3.2.7), (3.2.8) correspondentes a C'' e E''.

$$A'' = \begin{pmatrix} -\frac{rc(2R+rc)}{L(2R+3rc)} & -\frac{2R+rc}{L(2R+3rc)} & \frac{rc}{L(2R+3rc)} & \frac{rc}{L(2R+3rc)} \\ \frac{2R+rc}{C(2R+3rc)} & -\frac{2}{C(2R+3rc)} & -\frac{1}{C(2R+3rc)} & -\frac{1}{C(2R+3rc)} \\ -\frac{rc}{C(2R+3rc)} & -\frac{1}{C(2R+3rc)} & -\frac{R+2rc}{Crc(2R+3rc)} & \frac{R+rc}{Crc(2R+3rc)} \\ -\frac{rc}{C(2R+3rc)} & -\frac{1}{C(2R+3rc)} & \frac{R+rc}{Crc(2R+3rc)} & -\frac{R+2rc}{Crc(2R+3rc)} \end{pmatrix} \quad (3.2.5)$$

$$B'' = \begin{pmatrix} \frac{2rc}{L(2R+3rc)} \\ -\frac{2}{C(2R+3rc)} \\ -\frac{1}{C(2R+3rc)} \\ -\frac{1}{C(2R+3rc)} \end{pmatrix} \quad (3.2.6)$$

$$E'' = \begin{pmatrix} \frac{2Rrc}{2R+3rc} & \frac{2R}{2R+3rc} & \frac{R}{2R+3rc} & \frac{R}{2R+3rc} \\ -\frac{2rc}{2R+3rc} & -\frac{2}{2R+3rc} & -\frac{1}{2R+3rc} & -\frac{1}{2R+3rc} \end{pmatrix} \quad (3.2.7)$$

$$F'' = \begin{pmatrix} \frac{2R}{2R+3rc} \\ -\frac{2}{2R+3rc} \end{pmatrix} \quad (3.2.8)$$

Considerando todas as matrizes apresentadas nesta seção, basta ponderá-las pela razão cíclica equivalente a sua etapa de operação.

$$A = A'd + A''(1-d) \quad (3.2.9)$$

$$B = B'd + B''(1-d) \quad (3.2.10)$$

$$E = E'd + E''(1-d) \quad (3.2.11)$$

$$F = F'd + F''(1-d) \quad (3.2.12)$$

Com isso, obtém-se as matrizes A, B, E e F, que devido a sua extensão estão apresentadas no Apêndice A. Tais resultados são substituídos em (3.2.13) e, feita a análise em regime permanente, onde o vetor de derivadas \dot{X} é nulo.

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + Bu \\ y = Ex + Fu \end{cases} \quad (3.2.13)$$

Assim obteve-se os resultados de (3.2.14) expressos novamente no Apêndice A:

$$X = \begin{pmatrix} il \\ v_{c,1} \\ v_{c,2} \\ v_{c,3} \end{pmatrix} \quad (3.2.14)$$

Considerando o funcionamento ideal para $rc=0$, pode-se escrever V_o de acordo com (3.2.15). Desta maneira nota-se que a célula SC serve como um ganho discreto de valor 2 aplicado à saída do circuito Buck-Boost S-PPC. Tal comportamento pode ser confirmado na Figura 3.5. Desta maneira, observa-se que é necessário menores razões cíclicas para a topologia híbrida alcançar maiores ganhos de tensão. Fato este que colabora para utilização do conversor em aplicações que necessitam ganhos de tensão mais elevados - tais como fotovoltaica e eólica de pequeno porte.

$$\begin{aligned} V_o &= V_{cc} + v_{c,1} + v_{c,3} \\ V_o &= V_{cc} \frac{2}{(1-d)} \end{aligned} \quad (3.2.15)$$

Fonte: Autor.

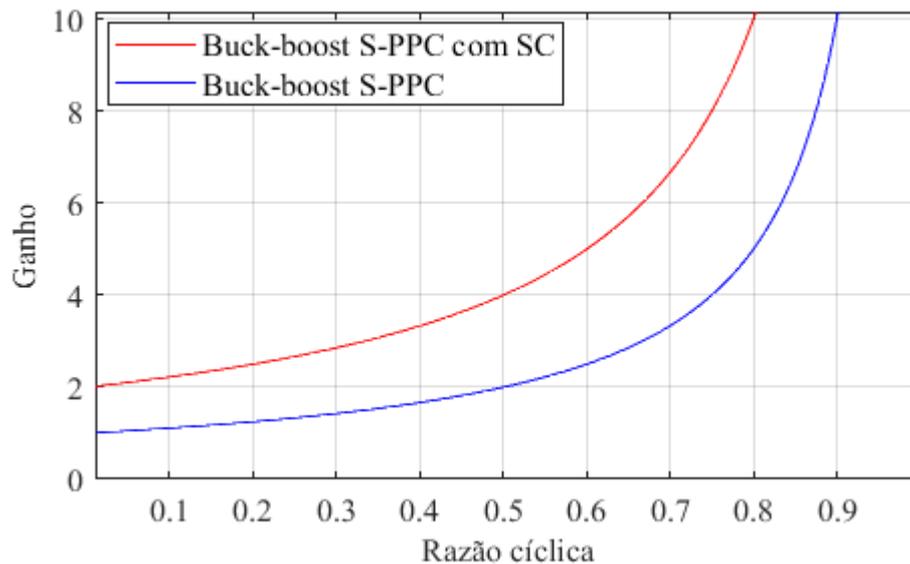


Figura 3.5 – Comparação de ganhos entre a topologia Buck-Boost SPP-C com e sem capacitores chaveados.

Para dar sequência à análise do conversor, é necessário estudar as ondulações de corrente no indutor e tensão nos capacitores para poder quantificar a potência não-ativa no sistema, bem como melhor projetar estes elementos.

Sabendo que a adição da célula de SC não alterará a corrente no indutor, pode-se seguramente afirmar que os resultados obtidos para o conversor Buck-Boost S-PPC servirão também para sua versão híbrida a capacitores chaveados. Então, pode-se escrever Δi_l , a partir da primeira etapa de operação, como sendo:

$$\Delta i_l = \frac{V_{cc} d T_s}{L} \quad (3.2.16)$$

Definindo a máxima ondulação de corrente no indutor como valor médio \bar{i}_l vezes a ondulação de projeto ($\Delta i_{l\%}$). Encontra-se a expressão (3.2.17) que explicita o valor da indutância L a partir de parâmetros de projeto.

$$L = \frac{V_{cc}^2 d T_s}{P_{out} \Delta i_{l\%}} \quad (3.2.17)$$

Considerando a segunda etapa de operação do capacitor C_3 em que $i_{c,3} = I_o$, pode-se escrever a ondulação de tensão deste componente como sendo:

$$\Delta v_{C,3} = \frac{I_o d T_s}{C} \quad (3.2.18)$$

Na primeira etapa, $i_{c,3} = i_{c,2} + i_{c,1}$, então para capacitores iguais em regime permanente pode-se considerar que $\Delta v_{c_3} = \Delta v_{c_2} + \Delta v_{c_1}$. Em adição, observou-se via simulações que pode-se aproximar $\frac{\Delta i_{c,1}}{\Delta i_{c,2}} = -(1+d)$. Com isso é possível explicitar as ondulações de tensão em C_2 e C_1 da seguinte maneira:

$$\Delta v_{C,2} = \frac{\Delta v_{C_3}}{-d} \quad (3.2.19)$$

$$\Delta v_{C,1} = \frac{\Delta v_{C_3} (1+d)}{d} \quad (3.2.20)$$

Substituindo (3.2.18) em (3.2.19) e em (3.2.20) obtém-se então:

$$\Delta v_{C,2} = -\frac{I_o d T_s}{C d} = -\frac{I_o T_s}{C} \quad (3.2.21)$$

$$\Delta v_{C,1} = \frac{I_o d T_s (1+d)}{C d} = \frac{I_o T_s}{C} (1+d) \quad (3.2.22)$$

Com esses resultados, considerando novamente que todos os capacitores da célula serão de mesmo valor, que pode-se substituir $I_o = P_{out}/V_o$ e que o ganho de tensão ideal para o capacitor C_3 como sendo $v_{C,3} = \frac{V_{cc}}{(1-d)}$ encontra-se a seguinte expressão para o valor de capacitância C:

$$C = \frac{P_{out} T_s d (1-d)^2}{2 V_{cc}^2 \Delta v_{0\%}} \left(1 + \frac{1+d}{d} \right) \quad (3.2.23)$$

3.3 O Processamento Parcial de Energia na Topologia Buck-Boost S-PPC com SC

Considerando que não existam ondulações na fonte de entrada V_{cc} , que a potência ativa na saída do conversor é dada por $P_{C,out} = v_C I_o$ e que a potência ativa total na saída é escrita como $P_{out} = V_o I_o$, pode-se encontrar a fração de potência ativa processada nesta topologia em função da razão cíclica dada em (3.3.1).

$$\frac{P_{C,out}}{P_{out}} = \frac{V_C I_{out}}{V_{out} I_{out}} = \frac{V_{out} - V_{cc}}{V_{out}} = 1 - \frac{V_{cc}}{V_{out}} = 1 - \frac{(1-d)}{2} = \frac{1+d}{2} \quad (3.3.1)$$

Na Figura 3.6, estão representadas as parcelas de potência processadas de maneira parcial pelos conversores Buck-Boost de estudo. Para topologia com adição de capacitores chaveados o maior valor possível de k é 0,5, visto que o menor ganho possível é 2. Devido a isto, na Figura 3.6, a reta que representa o conversor com capacitores chaveados só existirá para potências entre zero e k máximo, que para apenas uma célula é 0,5. Assim como o conversor abordado no capítulo 2, para versão com uma célula SC, quanto menor for a tensão de saída do circuito em relação a entrada, maior será a parcela de potência que fluirá diretamente entre a fonte e a carga.

Fonte: Autor.

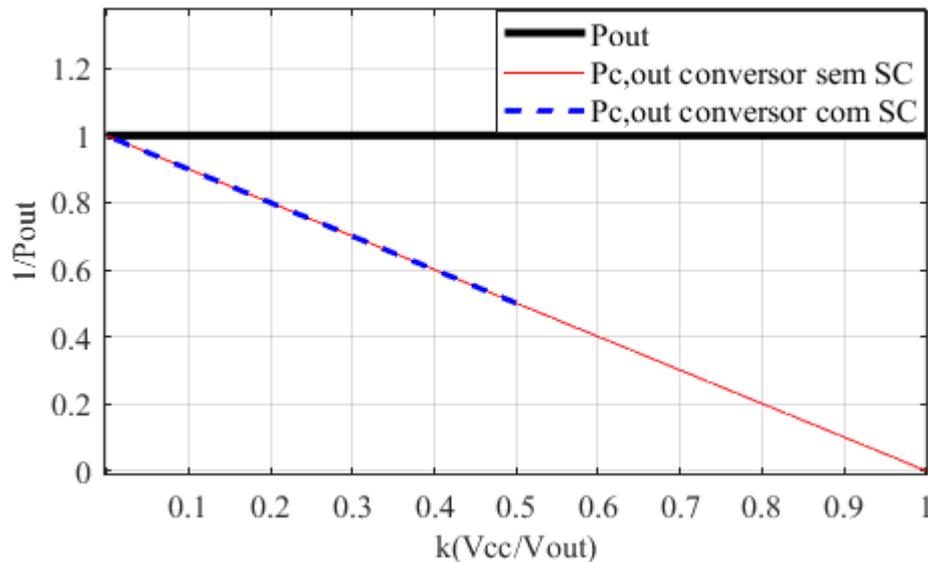


Figura 3.6 – Comparação entre $P_{C,out}$ e P_{out} dos conversores com e sem a célula SC, normalizado pela potência de saída total.

Importante notar que, para o mesmo valor de ganho de tensão, ambas topologias processarão a mesma quantidade de potência. Porém, o conversor com capacitores chaveados fará isso com uma menor razão cíclica. Portanto, para ganhos mais elevados de tensão pode ser mais indicado a utilização do circuito Buck-Boost S-PPC com SC, já que este

funcionará em uma região onde a razão cíclica tende a ser mais bem comportada do que para o sua versão sem a célula de SC.

3.3.1 Potência Não-ativa no Conversor

Para a determinação da potência não-ativa presente na topologia Buck-Boost S-PPC com SC, será utilizada a mesma metodologia empregada no capítulo 2, desenvolvida em (ZIENTARSKI *et al.*, 2017). Sendo assim, nesta seção serão aplicados os resultados (2.3.14) e (2.3.15), juntamente com o que foi apresentado neste capítulo, dizendo respeito ao funcionamento de conversor.

3.3.1.1 Potência não-ativa no indutor L:

Sabe-se que a adição de células de SC não alterará o comportamento do indutor. Assim, é seguro afirmar que será obtido o mesmo valor de potência não-ativa calculado para o primeiro conversor estudado aqui. Sendo assim, utilizando (3.2.16) em (2.3.12):

$$\Delta E_L = L \bar{i}_L \Delta_{il} = L \bar{i}_L \frac{V_{cc} d T_s}{L} = \bar{i}_L V_{cc} d T_s \quad (3.3.2)$$

Considerando para o circuito que $\bar{i}_L = I_{in}$ e $I_{in} V_{cc} = P_{in}$.

$$\Delta E_L = P_{in} d T_s \quad (3.3.3)$$

$$N_L = \frac{2 \Delta E_L}{T_s} = 2 P_{in} d \quad (3.3.4)$$

3.3.1.2 Potência não-ativa na entrada:

Igualmente ao Buck-Boost S-PPC, existem descontinuidades de corrente na entrada do conversor que representarão a potência não-ativa no sistema. Para calcular isso será considerado um capacitor fictício filtrando toda esta potência. Logo, considerando-se a segunda etapa de operação do circuito:

$$\Delta E_{C_{in}} = \int_{dT_s}^{T_s} |V_{cc} I_{C_{in}}| dt \quad (3.3.5)$$

Sendo $V_{cc} I_{C_{in}} = P_C$, $(1 + D)/2 = P_C/P_{out}$, $P_{out} = P_{in}$ e $P_C = P_{in}(1 + d)/2$.

$$\begin{aligned} \Delta E_{C_{in}} &= P_C (1 - d) T_s \\ \Delta E_{C_{in}} &= \frac{P_{in}}{2} (1 + d) (1 - d) T_s \\ \Delta E_{C_{in}} &= \frac{P_{in} T_s}{2} (1 - d^2) \end{aligned} \quad (3.3.6)$$

$$N_{C_{in}} = \frac{2 \Delta E_{C_{in}}}{T_s} = P_{in} (1 - d^2) \quad (3.3.7)$$

3.3.1.3 Potência não-ativa no capacitor C_3 :

Substituindo os resultados (3.2.18), $\overline{v_{C_3}} = \frac{dV_{cc}}{(1-d)}$ em (2.3.13) obtém-se:

$$\begin{aligned}\Delta E_{C_3} &= C\overline{v_{C_3}}\Delta v_{C_3} \\ \Delta E_{C_3} &= \frac{dV_{cc}I_oT_s}{(1-d)} \\ \Delta E_{C_3} &= \frac{dP_{in}T_s}{2}\end{aligned}\quad (3.3.8)$$

$$N_{C_3} = \frac{2\Delta E_{C_3}}{T_s} = dP_{in}\quad (3.3.9)$$

3.3.1.4 Potência não-ativa no capacitor C_2 :

A partir de (3.2.21), de aproximação de pequenas ondulações, $V_{cc} = \frac{(1-d)V_o}{2}$, $\overline{v_{C_2}} = \frac{V_{cc}}{(1-d)}$ e $P_{out} = P_{in}$ tem-se:

$$\begin{aligned}\Delta E_{C_2} &= C\overline{v_{C_2}}\Delta v_{C_2} \\ \Delta E_{C_2} &= -\frac{V_{cc}I_oT_s}{(1-D)} \\ \Delta E_{C_2} &= -\frac{P_{in}T_s}{2}\end{aligned}\quad (3.3.10)$$

$$N_{C_2} = \frac{2\Delta E_{C_2}}{T_s} = -P_{in}\quad (3.3.11)$$

3.3.1.5 Potência não-ativa no capacitor C_1 :

utilizando (3.2.22), $V_{cc} = \frac{(1-d)V_o}{2}$, $\overline{v_{C_1}} = \frac{V_{ccd}}{(1-d)}$ e $P_{out} = P_{in}$ obtém-se:

$$\begin{aligned}\Delta E_{C_1} &= C\overline{v_{C_1}}\Delta v_{C_1} \\ \Delta E_{C_1} &= \frac{V_{ccd}}{(1-d)}I_oT_s(1+d) \\ \Delta E_{C_1} &= \frac{P_{in}T_s d(1+d)}{2} = \frac{P_{in}T_s(d+d^2)}{2}\end{aligned}\quad (3.3.12)$$

$$N_{C_1} = \frac{2\Delta E_{C_1}}{T_s} = P_{in}(d+d^2)\quad (3.3.13)$$

Somando todos os resultados, (3.3.13), (3.3.11), (3.3.9), (3.3.7) e (3.3.4) consegue-se obter a quantidade total de potência não-ativa que circulará na topologia de estudo.

$$N_{total} = P_{in}(2d + (1-d^2) + d - 1 + (d+d^2)) = P_{in}4d\quad (3.3.14)$$

A partir do resultado (3.3.14), nota-se que o valor total de potência não-ativa nesta topologia é a mesma que a encontrada para o conversor sem a célula SC, em determinada razão cíclica. Isto quer dizer que, embora existam mais componentes na topologia, bem como diferentes valores de potência não-ativa nos capacitores e na entrada, a quantidade total permanece a mesma em ambas topologias, considerando o mesmo ponto de operação.

Fonte: Autor.

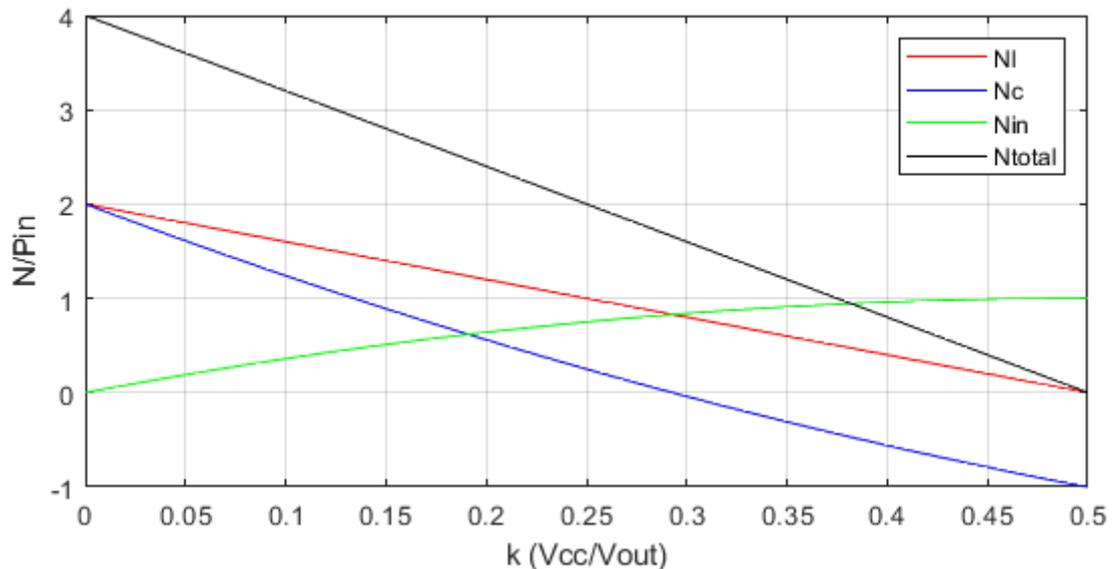


Figura 3.7 – Representação gráfica das potências não-ativas no conversor Buck-Boost S-PPC com célula SC em função do parâmetro k .

Nota-se também que o capacitor C_2 tem valor constante negativo para potência não-ativa em (3.3.11), é este comportamento que viabiliza que a grandeza N_{total} permaneça a mesma para ambas topologias. Tal fenômeno faz com que a partir de certo ponto a soma das potências não-ativas dos capacitores reduzirá a quantidade total do sistema, como pode ser visto melhor na Figura 3.7. Nesta mesma imagem, verifica-se também que a igualdade $N_{in} = N_L - N_C$, se manterá, assim como na topologia previamente estudada. Mas ao contrário do circuito do capítulo 2 as potências não-ativas na entrada e nos capacitores não tendem a zero para o ganho mínimo.

Apesar do aparente valor negativo de N_C , não existe nenhuma mudança física no funcionamento do circuito que possa justificar a mudança de sinal, então este fenômeno é atribuído à relação entre as variações de tensão nos capacitores, visto que $\Delta v_{C,2}$ tem sinal oposto às demais e não depende da razão cíclica ao contrario de $\Delta v_{C,1}$ e $\Delta v_{C,3}$.

Já na Figura 3.8, é feita uma comparação entre o valor de N_{total} em relação ao parâmetro k das topologias estudadas neste trabalho. Sendo assim, é possível notar que, apesar de os resultados (3.3.14) e (2.3.25) serem os mesmos, o conversor com a célula a capacitores chaveados operará com menores razões cíclicas para o mesmo ganho. Essa capacidade de funcionamento em pontos de operação com menores valores de d faz com

que a potência não-ativa total do circuito a capacitores chaveados seja na verdade menor que sua versão padrão.

Fonte: Autor.

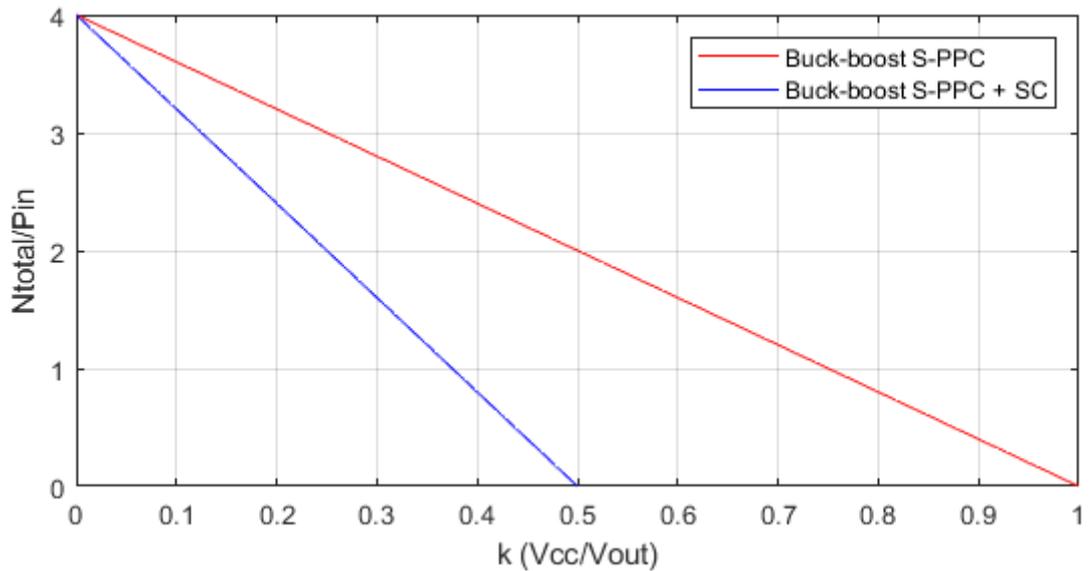


Figura 3.8 – Comparação da potência não-ativa total calculado para os conversores de estudo pelo parâmetro k .

A Figura 3.9 utiliza resultados vistos em (BALBINO, 2020), em adição aos obtidos neste capítulo, para caracterizar o comportamento de alguns conversores presentes na literatura, em relação a potência não-ativa. Nela é possível notar que o conversor Boost usual, Buck-Boost S-PPC e Buck-Boost S-PPC com SC possuem os mesmos resultados de potência não-ativa ao longo de suas razões cíclicas.

Fonte: Autor.

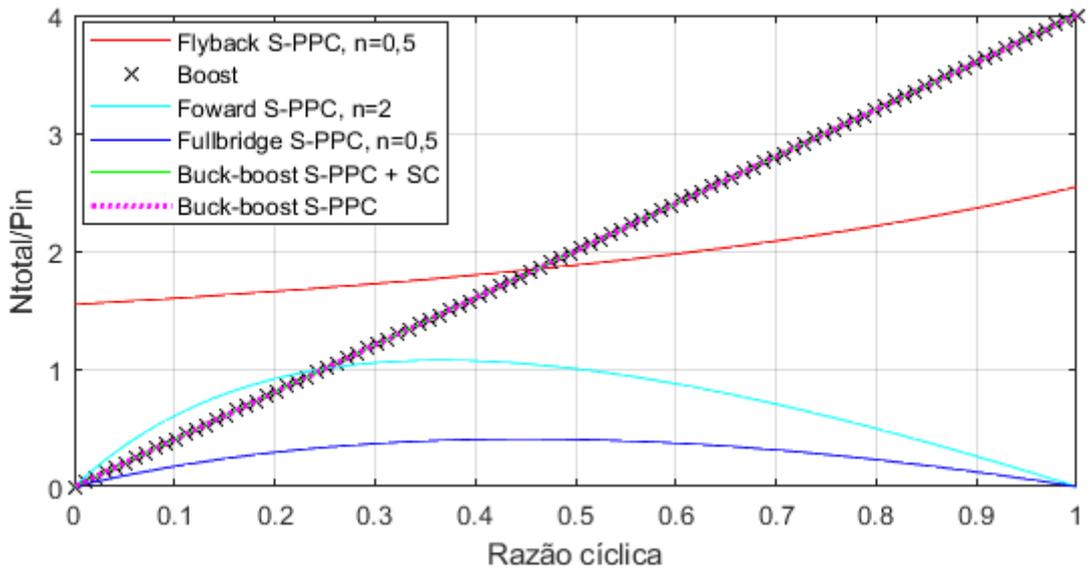


Figura 3.9 – Comparação da potência não-ativa total calculado para diversos conversores, em função de k.

3.4 Generalização para n Células de Capacitores Chaveados

Fonte: Autor.

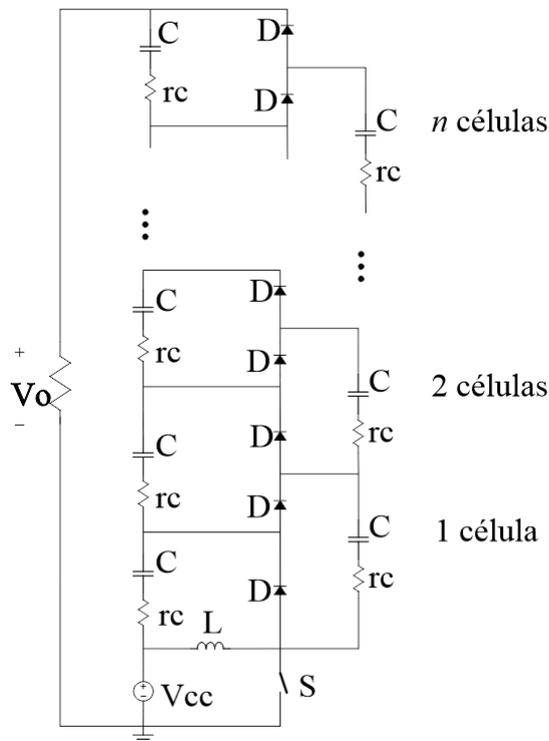


Figura 3.10 – Topologia generalizada para n células.

Ao generalizar o circuito para para um número n de células, tem-se no seguinte resultado para o ganho da topologia:

$$\frac{V_{out}}{V_{cc}} = \frac{(n+1)}{(1-D)} \quad (3.4.1)$$

Sendo assim, o processamento parcial na topologia generalizada segue a seguinte equação:

$$\frac{P_{C,out}}{P_{out}} = \frac{V_C I_{out}}{V_{out} I_{out}} = \frac{V_{out} - V_{cc}}{V_{out}} = 1 - \frac{V_{cc}}{V_{out}} = 1 - \frac{(1-d)}{(n+1)} = \frac{n+d}{n+1} \quad (3.4.2)$$

Na Figura 3.11, está representado o comportamento do processamento parcial com valor de razão cíclica de 0,5 para n células. Nota-se que quanto maior o número de células menos potência fluirá diretamente entra a fonte e a carga, visto que razão V_{cc}/V_C será igualmente menor. Ou seja, quanto maior o valor de n menor será a influência do processamento parcial para eficiência geral do conversor. Neste caso é preciso dimensionar a quantidade de células para alcançar o ganho de tensão necessário da aplicação, utilizando valores razoáveis de razão cíclica e levando em conta fatores técnicos como a quantidade de potência em processamento parcial e construtivos como tamanho e valor.

Fonte: Autor.

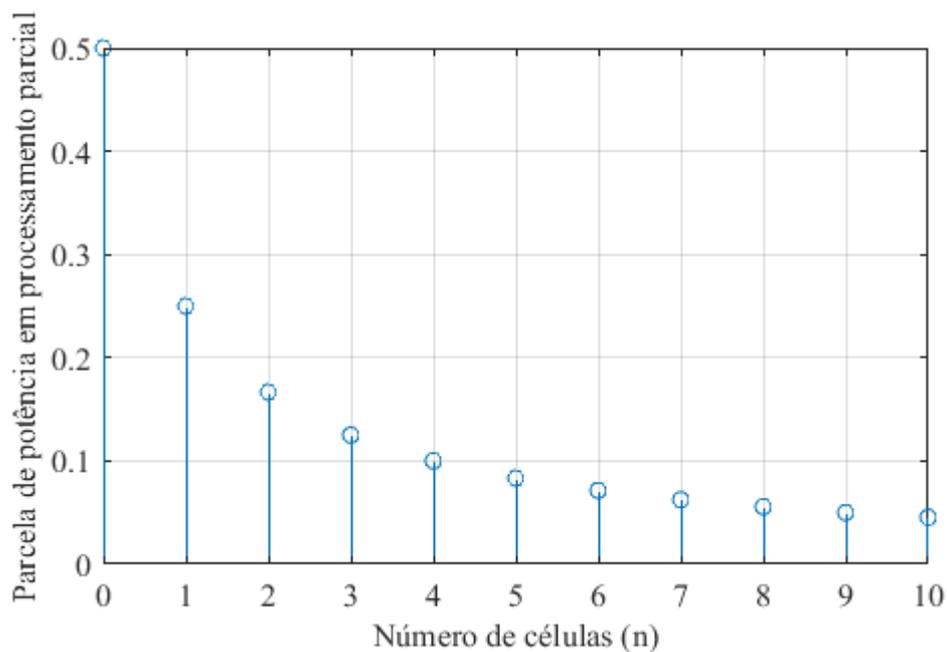


Figura 3.11 – Comparação do processamento parcial para n células no mesmo ponto de operação.

O comportamento do ganho teórico ideal das topologias com n entre 0 e 10 é representado na Figura (3.12). A partir dos resultados apresentados nesta seção pode-se analisar alguns dos pontos positivos e negativos na inserção de um número n de células SC. Quanto mais células, maior será o ganho atingido e menor será a razão cíclica para

alcança-lo e os esforços de tensão nos semicondutores. Entretanto, o aumento de n gera uma diminuição da parcela de potência em processamento parcial e necessidade de mais componentes, o que conseqüentemente deixará o conversor mais caro. Logo, é necessário levar em conta todos estes fatores na hora de considerar um número ideal n para aplicação desejada.

Fonte: Autor.

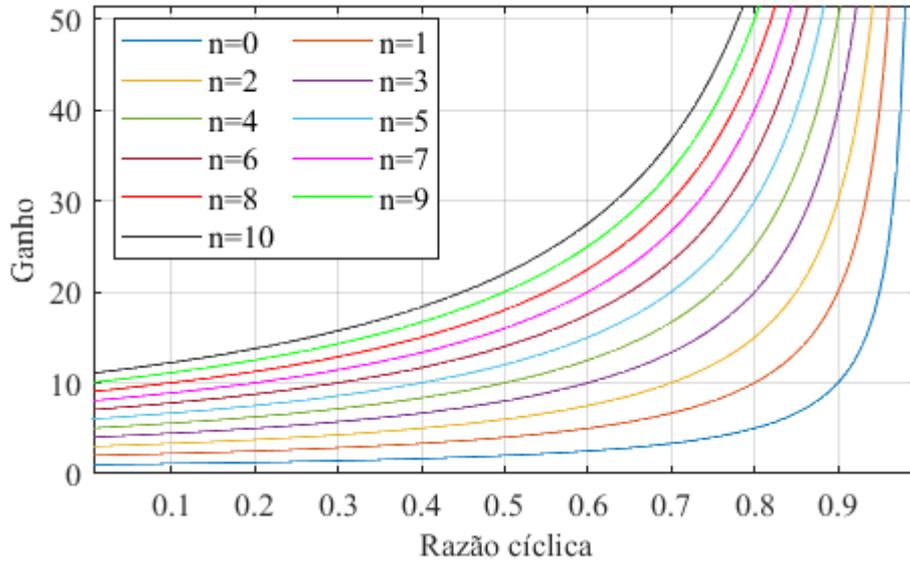


Figura 3.12 – Comparação entre os ganhos teóricos para n células.

3.4.1 Potência não-ativa para n células.

3.4.1.1 Potência não-ativa no indutor:

Como já foi dito anteriormente, a adição de capacitores chaveados não altera o funcionamento do indutor, logo N_L para n células terá o mesmo valor calculado para as demais topologias.

$$N_L = \frac{2\Delta E_L}{T_s} = 2P_{in} d \quad (3.4.3)$$

3.4.1.2 Potência não-ativa na entrada:

Usando novamente a técnica de considerar um capacitor fictício e utilizando (3.4.2) e $P_{out} = P_{in}$, obtém-se:

$$\begin{aligned} \Delta E_{C_{in}} &= P_C(1-d)T_s \\ \Delta E_{C_{in}} &= \frac{P_{in}(n+d)}{n+1}(1-d)T_s \\ \Delta E_{C_{in}} &= \frac{P_{in}T_s}{n+1}(-d^2 + d - dn + n) \end{aligned} \quad (3.4.4)$$

$$N_{C_{in}} = \frac{2\Delta E_{C_{in}}}{T_s} = 2P_{in} \frac{(-d^2 + d - dn + n)}{n + 1} \quad (3.4.5)$$

3.4.1.3 Potência não-ativa nos capacitores:

Considerando os resultados obtidos em (3.4.5) e (3.4.5), irá se determinar a potência não-ativa total utilizando a igualdade a seguir:

$$\begin{aligned} N_{in} &= N_L - N_c \\ P_{in} \frac{2(-d^2 + d - dn + n)}{n + 1} &= P_{in} 2d - N_C \\ N_C &= P_{in} \frac{(2d(n + 1) - 2(-d^2 + d - dn + n))}{n + 1} \\ N_C &= P_{in} \frac{2d^2 + 4dn - 2n}{n + 1} \end{aligned} \quad (3.4.6)$$

De posse dos resultados (3.4.6), (3.4.5) e (3.4.3), basta soma-los para conseguir o total de potência não-ativa no conversor generalizado.

$$\begin{aligned} N_{total} &= N_{in} + N_L + N_c \\ N_{total} &= P_{in} 4d \end{aligned} \quad (3.4.7)$$

Parâmetro	Buck-Boost S-PPC	Buck-Boost S-PPC + SC	Buck-Boost S-PPC + n SC
N_L	$2P_{in}d$	$2P_{in}d$	$2P_{in}d$
N_{in}	$2P_{in}(d - d^2)$	$P_{in}(1 - d^2)$	$P_{in} \frac{2(-d^2 + d - dn + n)}{n + 1}$
N_c	$2P_{in}d^2$	$P_{in}(d^2 + 2d - 1)$	$P_{in} \frac{2d^2 + 4dn - 2n}{n + 1}$
N_{total}	$4P_{in}d$	$4P_{in}d$	$4P_{in}d$

Tabela 3.1 – Comparação de potências não-ativas.

Com estes resultados, pode-se comparar melhor o comportamento da potência não-ativa nessas topologias. A tabela 3.1 tem esse propósito, primeiramente, nota-se que o conversor Buck-Boost S-PPC é englobado pelos resultados obtidos para a topologia generalizada, considerando n igual a 0. A seguir, é concluído que independente do número de células SC, o valor total da potência não-ativa nos conversores estudados é a mesma, bem como o valor de N_L , já que a adição ou não de capacitores chaveados não altera nem a ondulação de corrente no indutor nem seu valor médio.

Por último, vale ressaltar que embora os valores totais de potência não-ativa sejam os mesmos para o mesmo ponto de operação, quanto maior for o número de células acopladas à topologia menor será a necessidade de altas razões cíclicas para alcançar os ganhos de tensão desejados. Consequentemente, menores serão os valores de N_{total}

processados pela topologia. Por outro lado, quanto maior for n ou, genericamente, quanto maior for o ganho desejado, maior será a razão entre a tensão de saída do conversor e a tensão de entrada. Isso acarreta em uma menor parcela de potência fluindo diretamente entre a entrada e a saída, impactando diretamente a eficiência do processamento parcial no conjunto geral.

3.5 Controle

Essa seção utiliza o mesmo método visto em 2.4 para obtenção da planta de tensão do sistema (função de transferência). No Apêndice A, está representado o programa utilizado para obtenção da planta de controle do conversor. Em (3.5.1) estão representados os coeficientes calculados para um projeto exemplo que será estudado no capítulo 4, e que servirão para validação via simulação da planta de quarta ordem.

$$G_V(s) = \frac{\tilde{x}}{\tilde{d}} = \frac{-2.78 \cdot 10^{-11} s^3 + -2.10 \cdot 10^{-5} s^2 + -3,78s + 65409.9}{7.06 \cdot 10^{-17} s^4 + 10^{-10} s^3 + 2,70 \cdot 10^{-5} s^2 + 9.26 \cdot 10^{-3} s + 149.18} \quad (3.5.1)$$

Para validação, utilizou-se uma razão cíclica de 0,5 com entrada de 55V e um degrau em d de 2%. O circuito está representado em 3.13. A direita da imagem observa-se que a planta de tensão segue o mesmo comportamento transitório do circuito, assim conclui-se que o modelo é fiel ao comportamento do circuito.

Já na Figura 3.14, está representado o diagrama de bode de (3.5.1), onde pode-se notar que a função de transferência possui uma margem de fase de aproximadamente -71° , bem como uma margem de ganho negativa. Com isso evidencia-se a necessidade de implementação de um controle em malha fechada, no qual o principal pré requisito será o erro ao degrau nulo. Assim como o conversor representado no capítulo 2, o Buck-Boost S-PPC com capacitores chaveados contará com um controlador PI para realizar o controle em malha fechada. Ambos projetos estão presentes no capítulo 4.

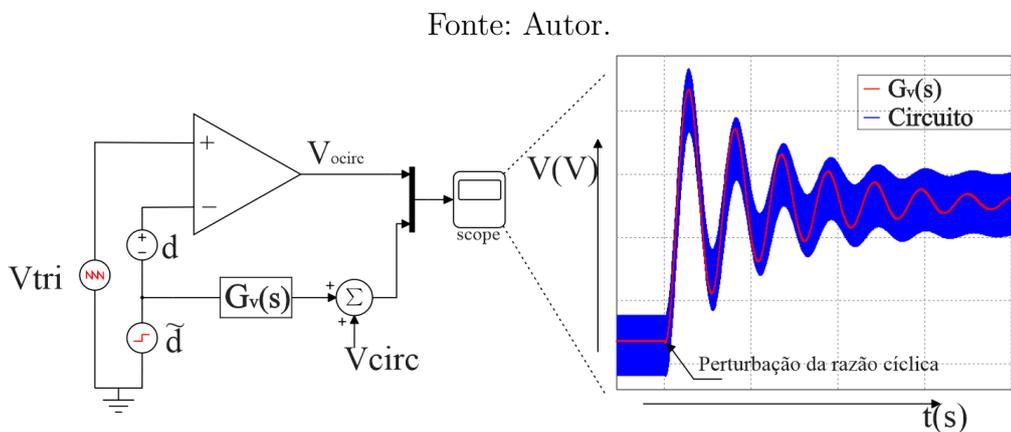


Figura 3.13 – Representação da ligação feita para validar a planta de tensão $G_V(s)$.

Fonte: Autor.

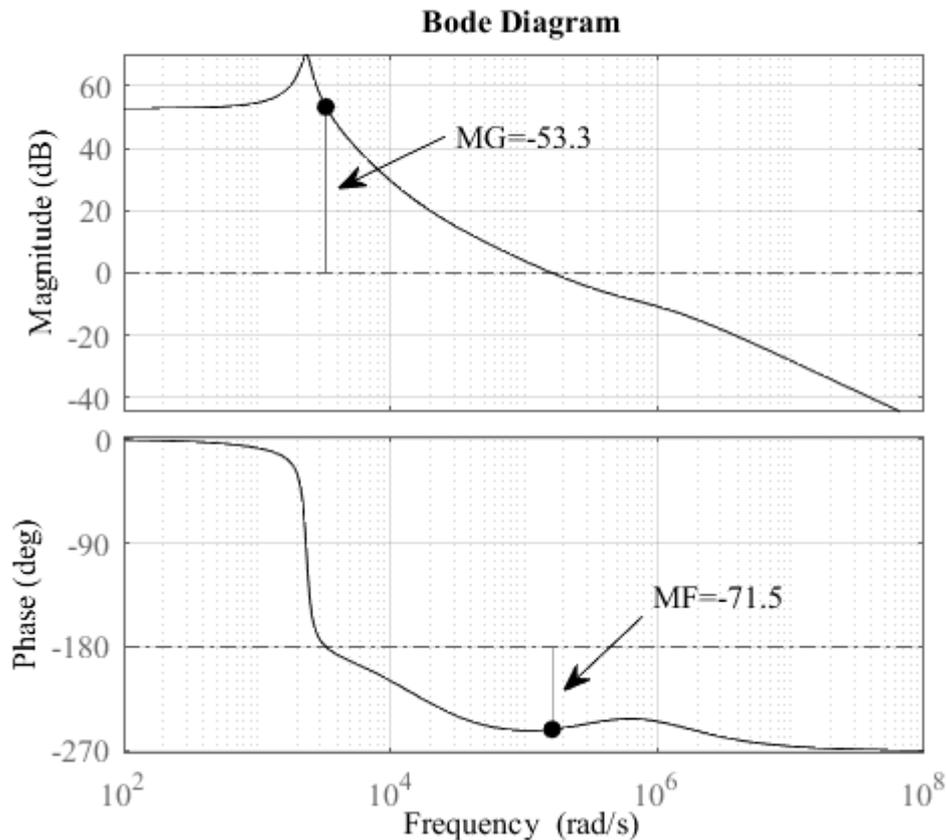


Figura 3.14 – Diagrama de bode não controlado de $G_V(s)$.

3.6 Conclusões do Capítulo

Este capítulo fez a apresentação do conversor Buck-Boost S-PPC com capacitores chaveados, bem como a análise de suas etapas de operação e síntese de equações de estado que descrevessem a topologia. Em seguida, foi feito o estudo do processamento parcial e potência não-ativa no conversor. Concluiu-se, após a generalização da topologia, que a potência não-ativa total será a mesma independente do número de células. Porém, quanto maior n , menor será a razão cíclica de operação para o alcance de altos ganhos, e com isto menor será a potência não-ativa que circulará no conversor. Nesta seção também encontrou-se uma relação inversamente proporcional entre o número de células SC e a parcela de potência que flui diretamente entre a carga e a fonte.

Por fim, foi realizado a obtenção e validação da planta de tensão por meio de um exemplo de projeto, bem como a análise do resultado utilizando o diagrama de bode. Sendo assim, tem-se as ferramentas necessárias para realização do projeto de ambos conversores estudados neste trabalho.

4 PROJETO E RESULTADOS SIMULADOS DOS CONVERSORES

Este capítulo aborda os resultados simulados considerando algumas das não idealidades dos componentes e do circuito com intuito de reproduzir situações mais próximas dos conversores reais. Para isso serão utilizados os valores de resistências parasitas dadas nos *datasheet* dos capacitores e semicondutores. Para o indutor será calculado analiticamente o valor da resistência de condução do fio utilizado.

4.1 Projeto e Dimensionamento

A realização da comparação entre os conversores de estudo deste trabalho para mesma potência pode ser feita basicamente de duas formas. A primeira delas é operar com o mesmo valor de razão cíclica nas duas topologias, o que ofereceria tensões e correntes de saída diferentes para mesma carga, além de não possibilitar a comparação direta entre os esforços dos conversores.

Outra opção seria a realização da análise para mesmas tensões e correntes, o que geraria, conseqüentemente, pontos de operação distintos em relação a razão cíclica. Neste método os conversores podem ser comparados diretamente em relação à distribuição de esforços, eficiência e preço. Portanto, partindo do ponto em que se tem uma aplicação fixa para os conversores e deseja-se avaliar os prós e contras de cada topologia, bem como analisar quais os motivos levariam à escolha de uma em detrimento da outra, os conversores serão comparados utilizando esse segundo método descrito.

As especificações de ambos os conversores estão apresentadas na tabela 4.1.

Variável	Valor
V_{cc}	55 V
V_o	220 V
P_{out}	1 kW
f_s	50 kHz
T_s	20 μ s
$\Delta i_l\%$	20% V
$\Delta v_o\%$	2% V

Tabela 4.1 – Definição dos parâmetros de Projeto

Primeiramente, é preciso calcular as razões cíclicas necessárias para que cada topologia alcance o ganho requisitado. Para isto, basta substituir os valores da tabela 4.1 em (2.2.20) e (3.2.15) para obter os valores de d para o conversor Buck-Boost S-PPC e sua versão com capacitores chaveados. Respectivamente, os resultados estão apresentados na tabela 4.2

Topologia	Razão cíclica
Buck-Boost S-PPC	0.75
Buck-Boost S-PPC com SC	0.5

Tabela 4.2 – Razões cíclicas para cada topologia

4.1.1 Indutor

4.1.1.1 Conversor Buck-Boost S-PPC

Aplica-se a equação (2.2.23) para obter o valor da indutância de projeto. A partir de definições e cálculos apresentados no Apêndice B, escolhe-se o núcleo E de ferrite, com dimensões e modelo apresentado neste mesmo Apêndice. Após isto, calcula-se o número de espiras, tamanho do entreferro, escolhe-se o fio e a quantidade de condutores em paralelo e, por fim, é obtido o valor da resistência equivalente para o indutor. A tabela 4.3 apresenta um resumo do projeto do indutor desta topologia, com as principais grandezas e características deste elemento.

Variável	Valor
indutância - L	226μ H
Corrente de pico no indutor - I_{Lmax}	20 A
Densidade de corrente - J_{max}	$500A/cm^2$
Densidade de fluxo magnético - B_{max}	0,3 T
Fator de utilização - K_u	0,7
Número de espiras - N_{esp}	29
Profundidade de penetração - Δ	0,034cm
Área de cobre - A_{cond}	$0,003255 cm^2$
Entreferro - l_{gap}	2,47 mm
Condutor escolhido	fio AWG22
Número de condutores em paralelo - N_{para}	12
Resistência equivalente - $R_{L,eq}$	$0,01\Omega (100^\circ C)$

Tabela 4.3 – Definição dos parâmetros de Projeto

Este projeto conta com um fator de execução de 0,37, sendo definido pela equação 4.1.1, em que S_{cond} é a sessão do condutor considerando o isolamento e A_w o tamanho da janela do núcleo. Este número pode variar entre 0 e 1, sendo que quanto mais próximo da unidade, mais difícil seria a montagem do componente, ou seja, o indutor está de acordo com as possibilidades físicas para montagem.

$$Exec = \frac{N_{para} N_{esp} S_{cond}}{K_u A_w} = 0,37 \quad (4.1.1)$$

4.1.1.2 Conversor Buck-Boost S-PPC com SC

O projeto do indutor é realizado seguindo a mesma metodologia do do projeto realizado para o pro conversor Buck-Boost S-PPC. Primeiramente calculando a indutância

através de (3.2.17). A seguir pode-se escolher um núcleo menor para este indutor com cerca de 28 cm^3 contra 44 cm^3 da primeira topologia. Essa diferença é consequência das diferenças de razões cíclicas, que necessitam diferentes valores de indutância e, por consequência, diferentes valores de corrente *rms*.

Prossegue-se então o projeto normalmente, calculando número de espiras, tamanho do entreferro e escolha do condutores, que neste caso serão os mesmos para ambas topologias, todos os cálculos estão apresentados na planilha presente Apêndice B. Ademais, na tabela 4.5 está apresentado um resumo do projeto realizado.

O fator de execução deste indutor está por volta de 0,40, ainda pode-se considerar um projeto bastante conservador e bastante aplicável do ponto de vista construtivo. Agora, comparando as resistências, houve uma redução de 20 % comparando a topologia com capacitores chaveados em relação a estudada no capítulo 3, isto representaria uma diferença de aproximadamente 0,9 W, ou seja, em valores absolutos não verifica-se grandes diferenças de eficiência apenas nos indutores.

A grande disparidade entre os projetos acontece na diferença de tamanho dos núcleos, como apresentado na tabela 4.4, sendo que o indutor da topologia a capacitores chaveados tem volume 35% menor que sua versão usual. Em adição a isso, a quantidade total de condutor necessária para realização do projeto do indutor para o conversor Buck-Boost S-PPC é de 51 metros de fio, contra apenas 31 metros da topologia a capacitores chaveados, fato este que impacta diretamente no preço final do conversor.

Topologia	$A_w \text{ (cm}^2\text{)}$	$A_e \text{ (cm}^2\text{)}$	$V \text{ (cm}^3\text{)}$
Buck-Boost S-PPC	5.372	5.32	44.5
Buck-Boost S-PPC com SC	3.756	4.22	28.8

Tabela 4.4 – comparação entre as dimensões dos núcleos dos indutores projetados.

Variável	Valor
indutância - L	$151 \mu \text{ H}$
Corrente de pico no indutor - I_{Lmax}	20 A
Densidade de corrente - J_{max}	500 A/cm^2
Densidade de fluxo magnético - B_{max}	0,3 T
Fator de utilização - K_u	0,7
Número de espiras - N_{esp}	24
Profundidade de penetração - Δ	0,034 cm
Área de cobre - A_{cond}	$0,003255 \text{ cm}^2$
Entreferro - l_{gap}	2 mm
Condutor escolhido	fio AWG22
Número de condutores em paralelo - N_{para}	11
Resistência equivalente - $R_{L,eq}$	$0,008 \Omega \text{ (100}^\circ\text{C)}$

Tabela 4.5 – Definição dos parâmetros de Projeto.

4.1.2 Semicondutores

4.1.2.1 Conversor Buck-Boost S-PPC

O projeto dos semicondutores para este conversor avalia quantitativamente os esforços de tensão e corrente nos semicondutores presentes na tabela 4.6. Os cálculos são novamente apresentados no Apêndice B, por meio da planilha criada no software *Mathcad* para acompanhamento e dimensionamento do projeto.

Variável	Chave - S	Diodo - D
Tensão de bloqueio	220 V	220V
Corrente Eficaz (calculado/Simulado)	15.36 A /15.52 A	9.47 A /9.22 A
Corrente Média (calculado/Simulado)	13.29 A /13.33 A	4.73 A /4.52 A

Tabela 4.6 – Esforços de dos semicondutores para o Conversor Buck-Boost S-PPC.

Segundo estas especificações, procurou-se componentes que poderiam ser utilizados no projeto físico do conversor para realização de simulações que se aproximem da realidade.

Sendo assim, a tabela 4.7 apresenta as principais características do *MOSFET* escolhido, enquanto a tabela 4.8 diz respeito ao diodo selecionado.

Variável	Valor
Modelo	<i>IRFP4137PbF</i>
V_{DS}	300 V
I_D	27 A (100°C)
R_{ON}	0.101Ω (100°C)

Tabela 4.7 – Características do interruptor escolhido.

Variável	Valor
Modelo	<i>MUR1540G</i>
V_{RRM}	400 V
I_F	15 A
V_F	1.25 V
r_b	0.125Ω (100°C)

Tabela 4.8 – Características do diodo escolhido.

4.1.2.2 Conversor Buck-Boost S-PPC com SC

A topologia com capacitores chaveados apresenta maiores dificuldades para o cálculo das correntes nos semicondutores, pois estas dependem dos valores das correntes nos capacitores da célula SC. No apêndice B, estão apresentados estes cálculos e resultados, os quais apresentam erros que variam entre 39% até 80% em relação as simulações prévias, sendo que o erro médio encontrado é de 67% e a diferença é mais acentuada para valores *rms*. Tal fato se dá principalmente devido a desconsideração do comportamento exponencial das correntes dos capacitores da topologia. No trabalho (ANDRADE *et al.*, 2018) a autora encontra e discorre sobre estas mesmas dificuldades. Por fim, utiliza-se os valores calculados como base, refinando-os posteriormente por simulações para a escolha dos componentes. Por este motivo, estão apresentados na tabela 4.9 somente os valores obtidos através de simulação para os esforços de corrente dos semicondutores, dada a complexidade de um descrição melhor destas grandezas.

Elemento	Tensão de bloqueio	Corrente Eficaz	Corrente média
Chave - S	110V	18.14 A	12.41 A
Diodo - $D1$	110V	6.43 A	4.63 A
Diodo - $D2$	110V	6.53 A	4.10 A
Diodo - $D3$	110V	6.71 A	4.73 A

Tabela 4.9 – Esforços de dos semicondutores para o Conversor Buck-Boost S-PPC com SC.

A partir da análise dos esforços de tensão e corrente foi escolhido o *MOSFET* para esta topologia, como está apresentado na tabela 4.10. Para a escolha levou-se em conta também o valor da resistência R_{ON} , pois juntamente com o valor dos capacitores e suas resistências série, R_{ON} controlará a região de carga em que a célula SC operará.

Já no que diz respeito aos diodos, a redução dos esforços de corrente e tensão possibilitou a escolha de um modelo com limitações inferiores ao utilizado para topologia Buck-Boost S-PPC. Deste modo, a tabela 4.11 resume as características do diodo *MUR1520G*, escolhido para utilização nas posições D_1 , D_2 e D_3 .

Variável	Valor
Modelo	<i>IRFP260NPBF</i>
V_{DS}	200 V
I_D	35 A (100°C)
R_{ON}	0,072Ω (100°C)

Tabela 4.10 – Características do interruptor escolhido.

Variável	Valor
Modelo	<i>MU1520G</i>
V_{RRM}	200 V
I_F	15 A
V_F	1.05 V
r_b	0.111 Ω (100°C)

Tabela 4.11 – Características dos diodos escolhidos.

4.1.3 Capacitores

4.1.3.1 Conversor Buck-Boost S-PPC

O dimensionamento do capacitor desta topologia segue uma lógica muito parecida com o indutor. A partir da definição de máxima ondulação de tensão desejada ($\Delta v_{0\%}$) e da equação (2.2.24), obtém-se o valor de capacitância necessária. Com isto, conhecendo os esforços de tensão no capacitor pode-se então selecionar um capacitor comercial que obedeça todos os requisitos.

A equação 4.1.2 apresenta a capacitância esperada para este componente. Sendo assim, escolheu-se uma capacitor comercial de $25\mu F$, como indicado na tabela 4.12. A escolha foi pautada principalmente pela necessidade de selecionar um capacitor de potência que cumpra os pré-requisitos de tensão e corrente expressos no Apêndice B.

$$C = \frac{P_{out} T_s d(1-d)^2}{V_{cc}^2 \Delta v_{0\%}} = 15.5\mu F \quad (4.1.2)$$

Variável	Valor
Modelo	<i>C4AEGBU5250A12K</i>
V	450 V
I	11.5 A
C	25 μF
rc	6.14 $m\Omega$ (100°C)

Tabela 4.12 – Características do capacitor escolhido.

4.1.3.2 Conversor Buck-Boost S-PPC com SC

Para o conversor a capacitores chaveados, segue-se basicamente a mesma técnica para escolha de capacitores que a topologia do capítulo 2, entretanto é preciso considerar também os valores das resistências R_{ON} , do interruptor, e rc do próprio capacitor para que a célula SC funcione em modo de carga parcial. Deste modo inicialmente encontra-se o valor de capacitância ideal por meio da equação (3.2.23), valorada em (4.1.3).

$$C = \frac{P_{out} T_s d (1-d)^2}{2V_{cc}^2 \Delta v_{0\%}} \left(1 + \frac{1+d}{d} \right) = 84.64 \mu F \quad (4.1.3)$$

De posse do valor de capacitância desejada, frequência de operação e resistência de condução da chave S , pode-se substituir estes valores em (4.1.4) para determinação da mínima resistência necessária para funcionamento da célula no modo de carga parcial. Assim, para estes valores chega-se em um de resistência total ($rc + R_{ON}$) de 0.024 Ω e, visto que R_{ON} já ultrapassa esse limiar desejado não é necessário escolher um valor fixo para rc .

Definiu-se então capacitores comerciais que poderiam ser utilizados neste projeto, resultando na escolha representada pela tabela 4.13, na qual novamente escolhe-se um modelo de capacitor tendo em vista a necessidade de selecionar um componente comercial que possa ser utilizado para as tensões e correntes impostas pelo circuito, como apresentado no Apêndice B. Apesar da célula SC da topologia em questão ser desequilibrada, pois a capacitor C_1 tem esforços diferentes que os demais, foram escolhidos 3 componentes idênticos para integrar o circuito.

$$(rc + R_{ON}) \geq \frac{0.1}{f_s C} \quad (4.1.4)$$

Variável	Valor
Modelo	<i>C4AEGBW6100A3MK</i>
V	450 V
I	19 V
C	100 μF
rc	3.35 $m\Omega$ (100°C)

Tabela 4.13 – Características dos capacitores escolhidos.

4.1.4 Projeto do Sistema de Controle

O pré-requisito principal do projeto de controle de ambas topologias é o erro nulo ao degrau em regime permanente, para que ocorra a regulação da tensão de saída dos conversores. Sabendo disto e utilizando a teoria de controle clássico se escolhe um controlador do tipo PI para estes processos. Como este trabalho se dará por simulações não considerou-se a modelagem de sensores de tensão, deste modo a Figura 4.1 apresenta a realimentação usual do controle clássico que foi implementada para as plantas de tensão apresentadas dos capítulos 2 e 3.

$$C(s) = K \left(1 + \frac{1}{T_s} \right) = 0.0002 \left(1 + \frac{1}{0.001s} \right) \quad (4.1.5)$$

Mesmo que a planta do controlador Buck-Boost S-PPC seja de ordem 2 e a adição da célula de capacitores chaveados resulte em uma função de transferência de quarta ordem, ambas tem os mesmos comportamentos para baixas frequência, com exceção apenas com uma atraso de cerca de 15 Hz entre o conversor híbrido e a topologia S-PPC usual. Isso se dá pois os polos inseridos pela célula SC estão em altas frequências, resultando na dominância dos polos que caracterizam o conversor Buck-Boost S-PPC. Dito isso e também com o propósito de comparação, decidiu-se utilizar a mesma configuração de ganho K e constante T para ambas topologias. Em (4.1.5) está apresentada a configuração do controlador PI que foi utilizada nos controles. Primeiramente, conhecendo a resposta em frequência do controlador PI, projeta-se K de modo que $20\log K$ seja aproximadamente -70 db, já que ambas topologias possuem margem de ganho de por volta de 50 db. Feito isso, posicionou-se o polo $\frac{-1}{T}$ de modo a conseguir bons resultados nas margens de fase e ganho, bem como assegurando que a frequência de cruzamento fique uma década abaixo de f_s , chega-se então em um T de 0.001.

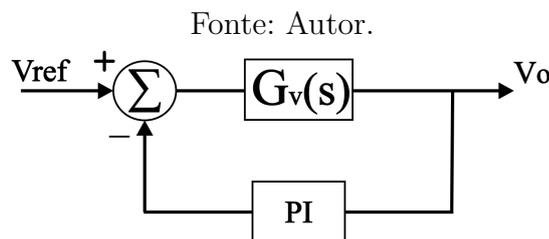


Figura 4.1 – Diagrama de blocos do controle clássico representando o projeto.

A Figura 4.2 representa o resultado obtido com a adição do controlador $C(s)$ às plantas de tensão (2.4.4) e (3.5.1). Nela nota-se que a resposta em frequência de ambas topologias são muito parecidas, com exceção de que o conversor padrão neste caso tem resposta um pouco mais rápida do que sua versão a capacitores chaveados. Pois, a adição de elementos armazenadores de energia, no caso os capacitores, introduz dinâmicas de carga

e descarga que não existem no conversor usual, influenciando diretamente a velocidade da planta de resposta do sistema físico.

Fonte: Autor.

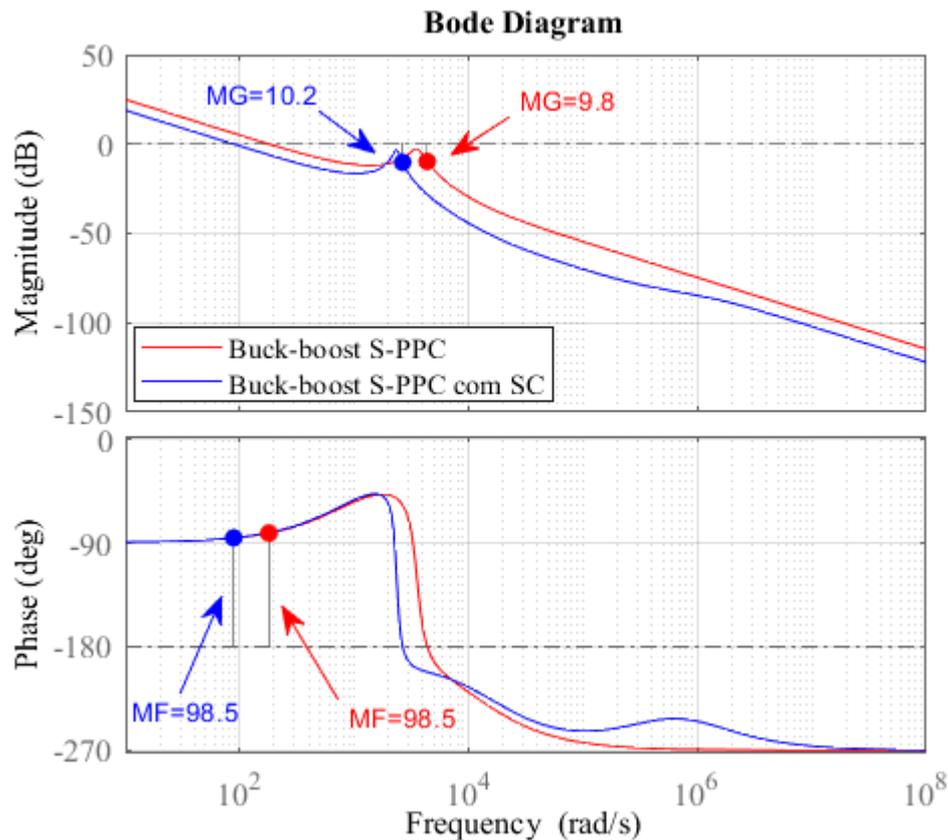


Figura 4.2 – Comparação entre os diagramas de bode dos conversores controlados.

Como foi apontado a partir da análise do diagrama de bode das plantas de tensão, a topologia padrão tem comportamento mais rápido, uma vez que não possui a dinâmica dos capacitores chaveados. Isso pode ser confirmado na Figura 4.3, onde é aplicado um degrau de meia carga no tempo $t = 0.1s$, examinando o tempo de acomodação, que neste caso é definido como o tempo para que a média do sinal entre no limite de $\pm 2\%$ do valor final.

Também nota-se que ambas topologias possuem sob-sinal, fato este que pode ser notado pelo sinal negativo dos termos dependentes de s no numerador das funções de transferência (2.4.4) e (3.5.1), sendo que para topologia com capacitores chaveados este valor é cerca de 50% menor em comparação com a topologia padrão. Esta diferença pode ser explicada pelo mesmo motivo físico que a planta do conversor usual é mais rápida que o conversor a capacitores chaveados. Em que, a adição de capacitores, neste caso com maior capacitância que o utilizado no conversor Buck-Boost S-PPC, reduz os picos de tensão na saída além de fazer com que os transientes sejam maiores.

Fonte: Autor.

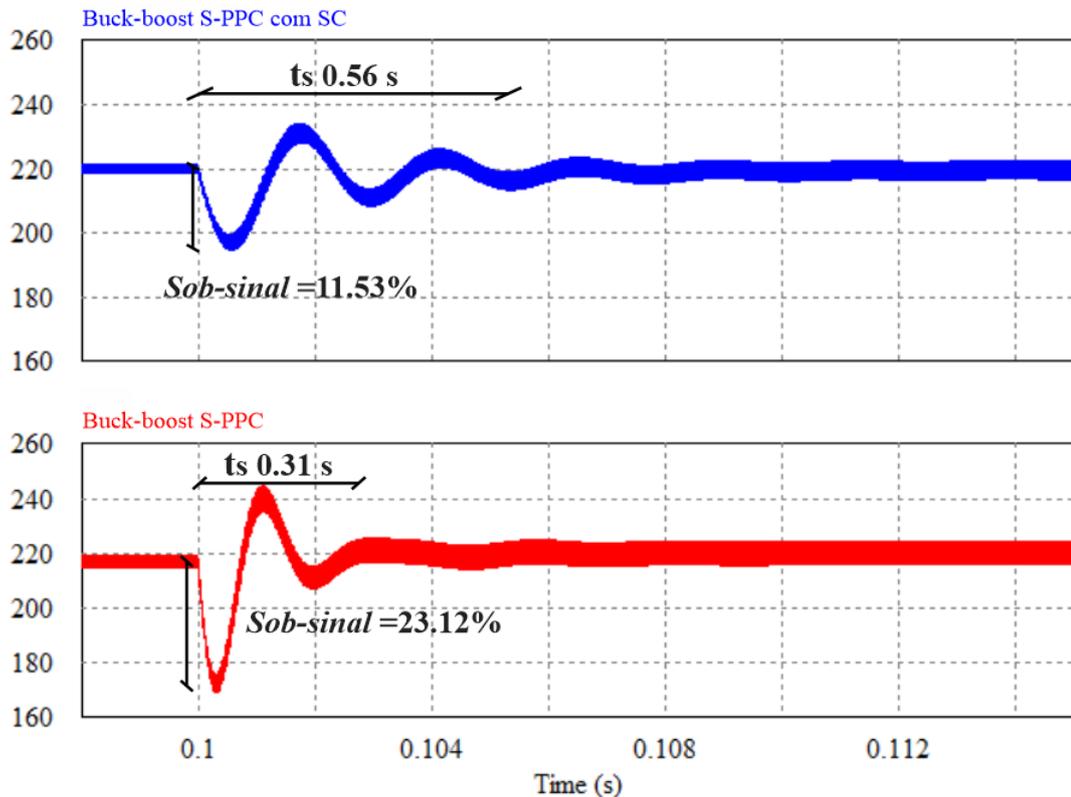


Figura 4.3 – Respostas ao degrau de meia carga nas topologias controladas.

A partir do resultado apresentado pela Figura 4.3, consegue-se confirmar que ambas topologias controladas seguirão a referência, sendo este o objetivo do controle, está validado o projeto realizado.

4.2 Resultados Simulados

4.2.1 Resultados Simulados da Topologia Buck-Boost S-PPC

Tendo discutido as principais características do conversor Buck-Boost com processamento parcial de energia e realizado o projeto e escolha de componentes, apresentam-se na imagem 4.4 os resultados das tensões de entrada, de saída, do capacitor e do interruptor. Já a imagem 4.5 apresenta os resultados das correntes no capacitor, no indutor, de entrada e de saída das simulações, considerando todas as não-idealidades dos componentes apresentados previamente, em união com o projeto de controle detalhado na sub sessão 4.1.4. Todas as grandezas simuladas condizem com o que era esperado através do cálculos. Para tal utilizou-se o software *PSIM*.

Variável	Valor calculado	Valor simulado	Diferença Percentual
V_o	220V	219.99 V	-0.005%
Δv_o	4.4V	2.99 V	-32%
$\Delta i_l\%$	3.63 A	3.52 A	-3%

Tabela 4.14 – Requisitos de projeto atendidos da topologia Buck-Boost S-PPC.

Fonte: Autor.

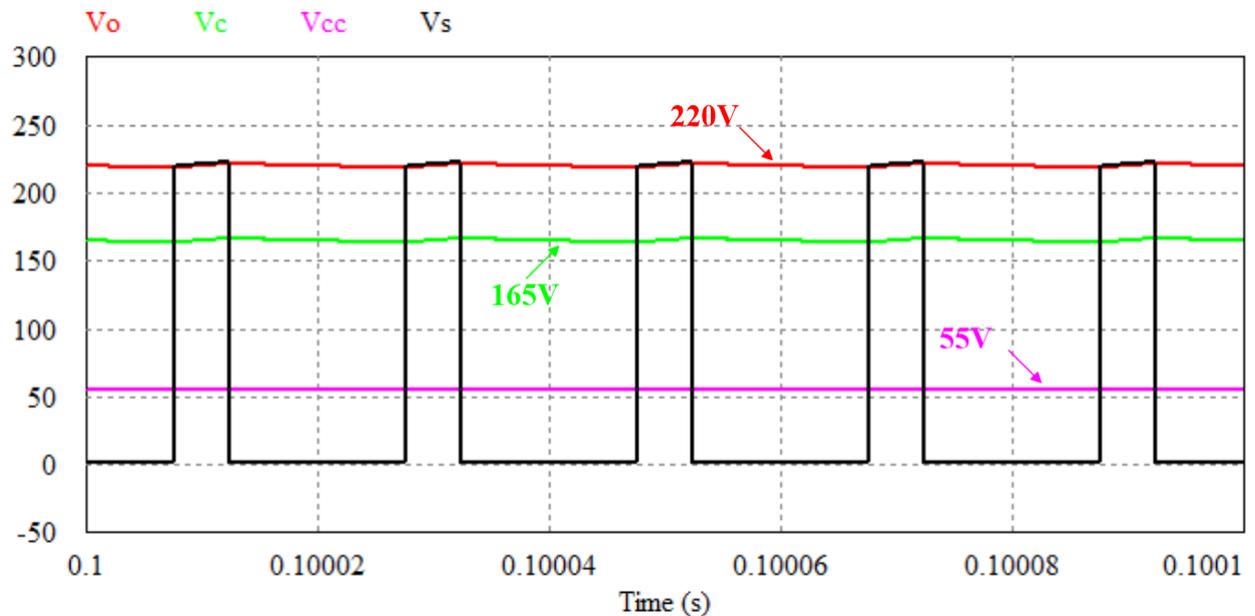


Figura 4.4 – Sinais de tensão do conversor Buck-Boost S-PPC.

Na tabela 4.14 pode-se confirmar que os principais requisitos de projeto foram atendidos e, a partir das imagens 4.4 e 4.5 observa-se que as principais características e formas de onda desta topologia são válidas e coincidem com as descrições teóricas feitas. A tensão do capacitor é 75% da tensão de saída, para a razão cíclica de projeto de 0,75 ao passo que a chave S está sujeita a uma tensão igual a V_o , bem como o diodo D . Desta forma, todos os resultados apresentados até aqui, neste capítulo, validam a análise por espaço de estados feita.

Fonte: Autor.

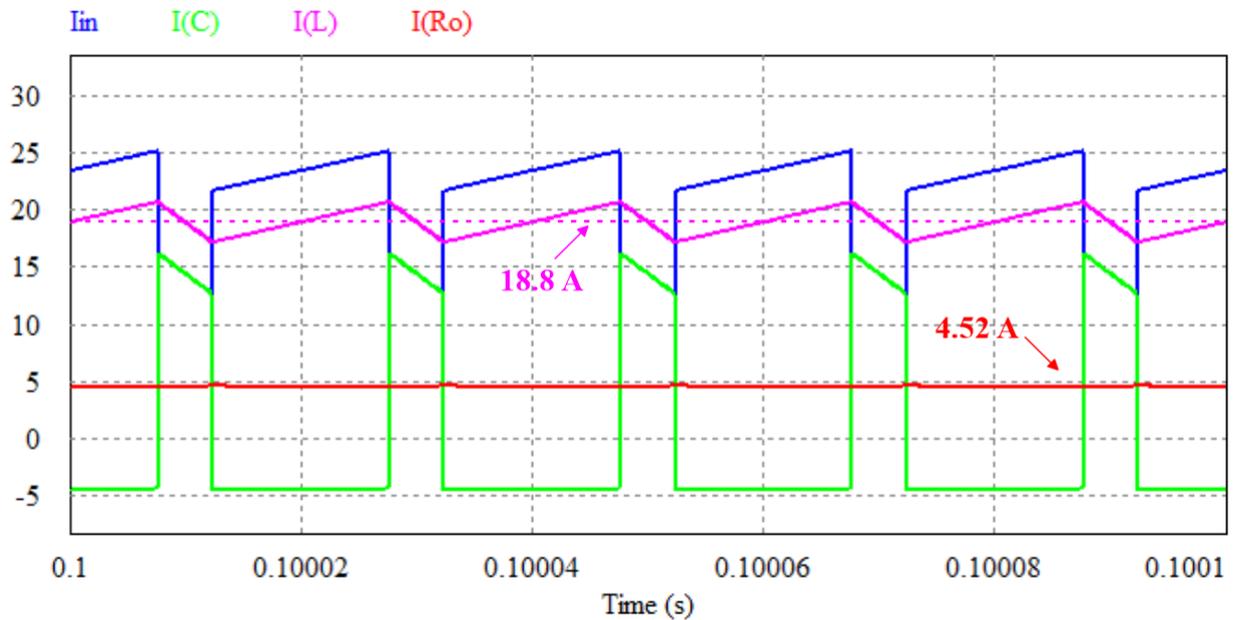


Figura 4.5 – Sinais de corrente do conversor Buck-Boost S-PPC.

4.2.1.1 Resultados simulados para potência não-ativa

Com o objetivo de analisar os resultados de potência não-ativa obtidos no capítulo 2, comparou-se os valores de N_{in} calculados com o obtido em simulação. Foi utilizando $S^2 = P^2 + N^2$ para encontrar a potência não-ativa na entrada para diversos valores de razão cíclica. Obteve-se então, os resultados apresentados na Figura (4.6), os quais sugerem que o modelo calculado e o simulado não coincidem para todos os valores de razão cíclica.

Fonte: Autor.

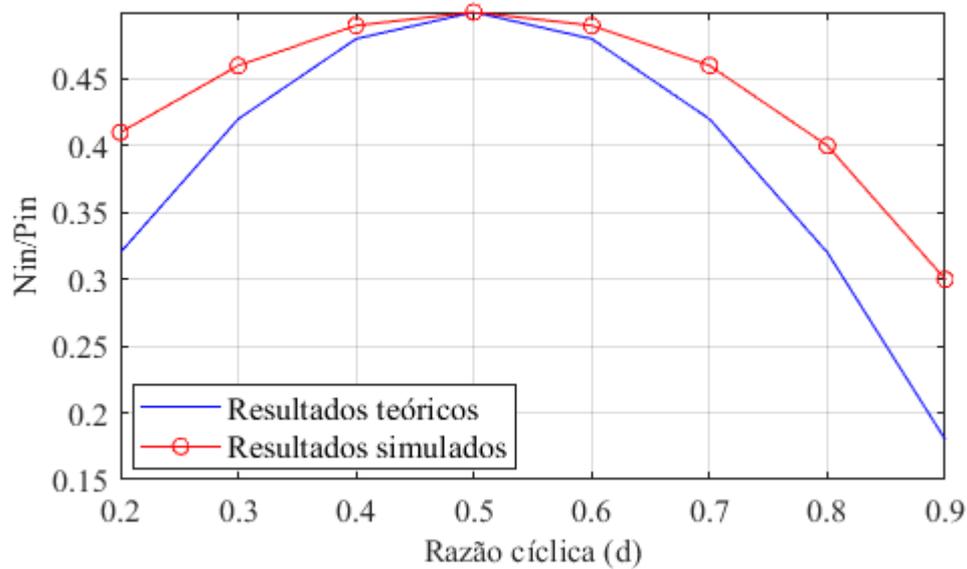


Figura 4.6 – Comparação entre o valor de N_{in} calculado e simulado para o conversor Buck-Boost S-PPC.

Com base na diferença de valores calculados e simulados, a Figura (4.7) descreve o comportamento do erro de N_{in} , em que para uma razão cíclica de 0,5 os resultados coincidem. Porém, a medida que o ponto de operação se afasta deste valor, é encontrado um erro de comportamento parabólico em função de d . Não foram encontradas referências sobre este fenômeno na literatura, mas teoriza-se que esteja ligado a aproximações nos cálculos ou a alguma dinâmica que foi deixada de fora na aplicação do método.

Fonte: Autor.

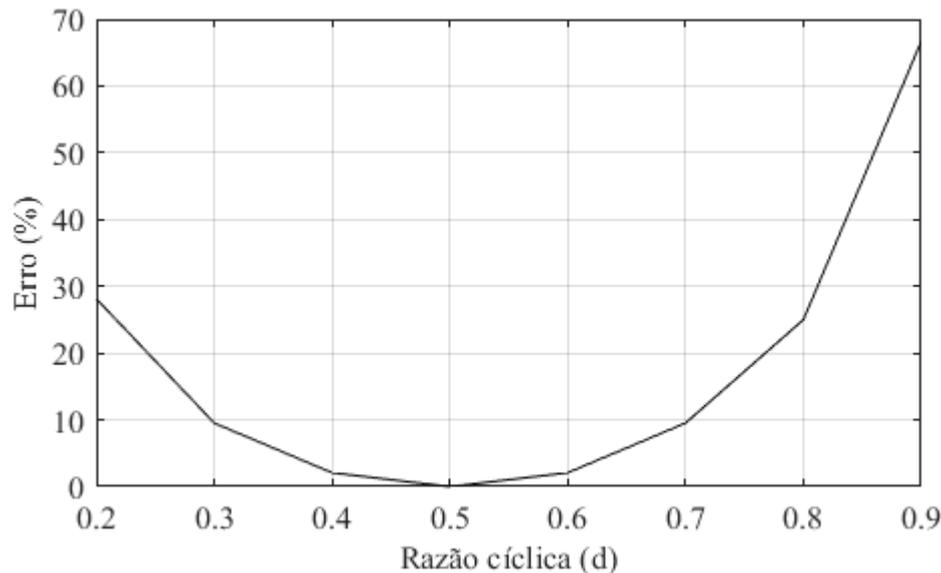


Figura 4.7 – Comportamento do erro entre resultados teóricos e simulados de N_{in} para o conversor Buck-Boost S-PPC.

4.2.1.2 Ganho real da topologia

Considerando as resistências parasitas dos componentes escolhidos, apresentadas ao longo deste capítulo, obteve-se através de simulação o comportamento real do ganho para topologia Buck-Boost S-PPC representado na Figura 4.8. Com isto, é possível notar que para a operação em MCC a topologia tem um ganho máximo de aproximadamente 7,65 para o valor de razão cíclica de 0,93. Tal comportamento difere do ganho ideal esperado para o conversor devido à inclusão das perdas, uma vez que para elevados ganhos mais energia será acumulada no indutor na forma de corrente, aumentando a corrente interna do circuito e, por consequência, as perdas por condução também.

Apesar do comportamento não ideal do ganho se acentuar para altas razões cíclicas ele difere do desempenho ideal da topologia em toda a curva, como pode-se observar na aproximação da Figura 4.8 o erro entre as curvas na região inicial do eixo x é de aproximadamente 2%. Nota-se, também, que diferente do que é esperado teoricamente, o conversor não possuirá ganhos infinitos e, portanto, quando deseja-se ganhos mais elevados do que esta topologia é capaz de alcançar é necessária a implementação de outras soluções, como por exemplo, a adição de células a capacitores chaveados, estudada neste trabalho.

Fonte: Autor.

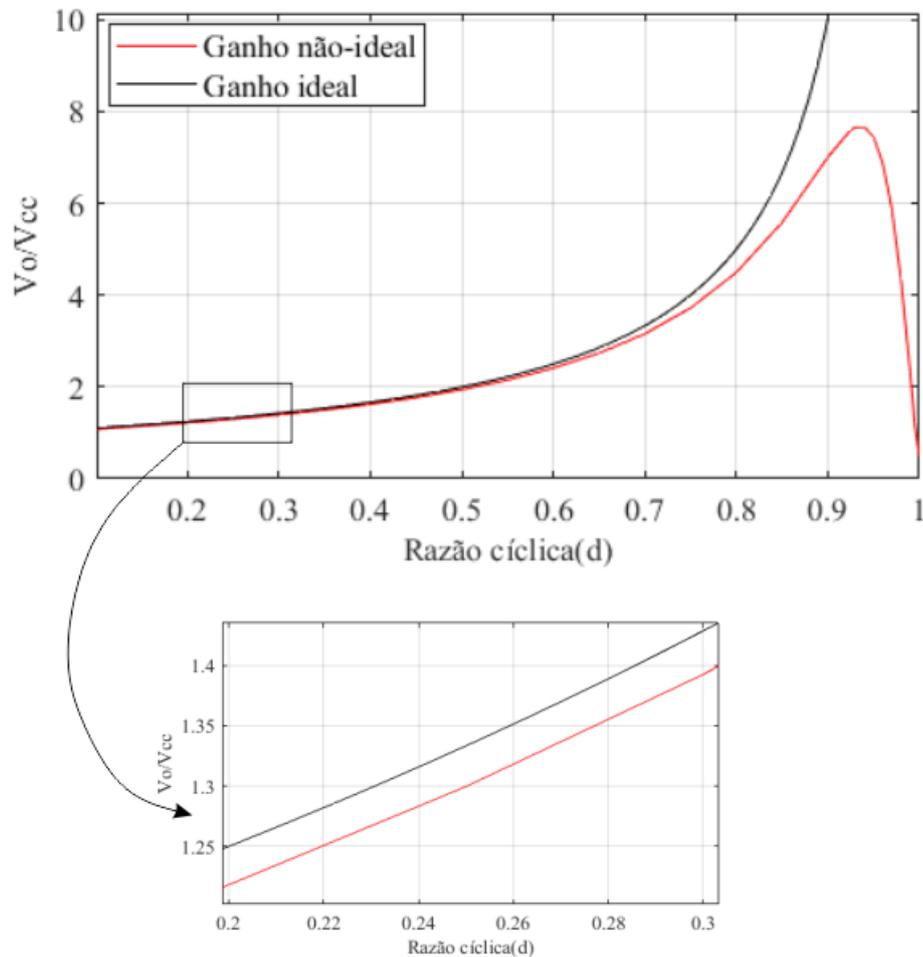


Figura 4.8 – Comparação entre ganhos considerando ou não as não-idealidades conversor Buck-Boost S-PPC.

4.2.2 Resultados Simulados da Topologia Buck-Boost S-PPC com SC

Da mesma maneira que foi feita para o conversor Buck-Boost com processamento parcial, está apresentado nesta sub-sessão os principais resultados simulados da topologia com capacitores chaveados. Levou-se em consideração as não-idealidades dos elementos comerciais, nos quais foi-se baseado o projeto aqui apresentado, juntamente com o controlador projetado em malha fechada. Portanto, na tabela 4.15 está apresentado um resumo dos principais requisitos obtidos no projeto, bem como na Figura 4.9 estão representados os resultados de tensão na saída, na entrada, no interruptor e em cada um dos capacitores. Já na Figura 4.10 estão apresentadas as correntes na entrada, na saída e no indutor. Todos os resultados acima citado estão coerentes com o que foi calculado na etapa teórica.

Pontua-se que na Figura 4.9 é possível confirmar que o esforço de tensão na chave S será do mesmo valor de tensão dos capacitores C_2 e C_3 ($\frac{V_{cc}}{(1-d)}$), metade do equivalente na topologia não híbrida, isto vale para os demais semicondutores D_1, D_2 e D_3 . Outra

característica que pode ser notada na Figura 4.9, é o fato de que ao contrário do que é visto na maioria das topologias de capacitores chaveados da literatura, os capacitores da célula SC não possuem todos a mesma tensão, fato este justificado pela ligação S-PPC do conversor.

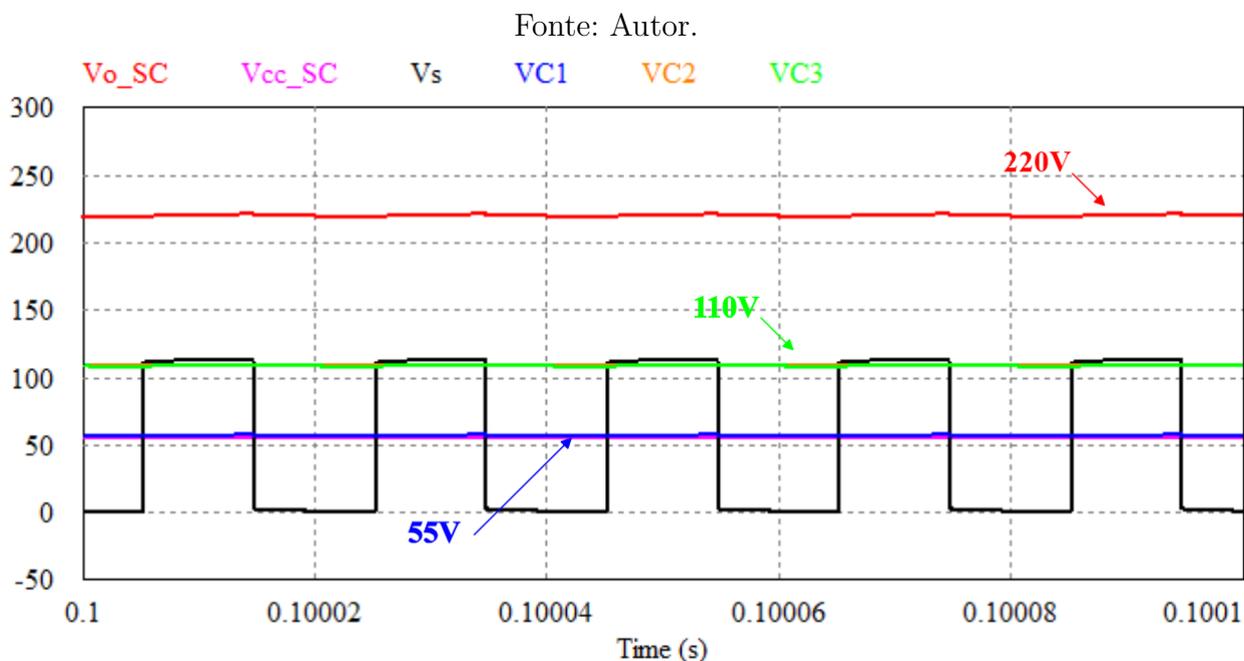


Figura 4.9 – Sinais de tensão do conversor Buck-Boost S-PPC com célula SC.

Variável	Valor calculado	Valor simulado	Diferença Percentual
V_o	220V	219.99 V	-0.04%
Δv_o	4.4V	1.96 V	-55%
$\Delta i_l\%$	3.63 A	3.59 A	-1.10%

Tabela 4.15 – Requisitos de projeto atendidos da topologia Buck-Boost S-PPC com célula SC.

Na Figura 4.10, nota-se o comportamento do modo de carga parcial da célula SC através do formato das correntes no capacitor. Este comportamento exponencial é responsável pelas dificuldades no cálculo correto destes valores. No Apêndice B estão apresentados os resultados estimados via cálculo e os valores reais destas grandezas.

Fonte: Autor.

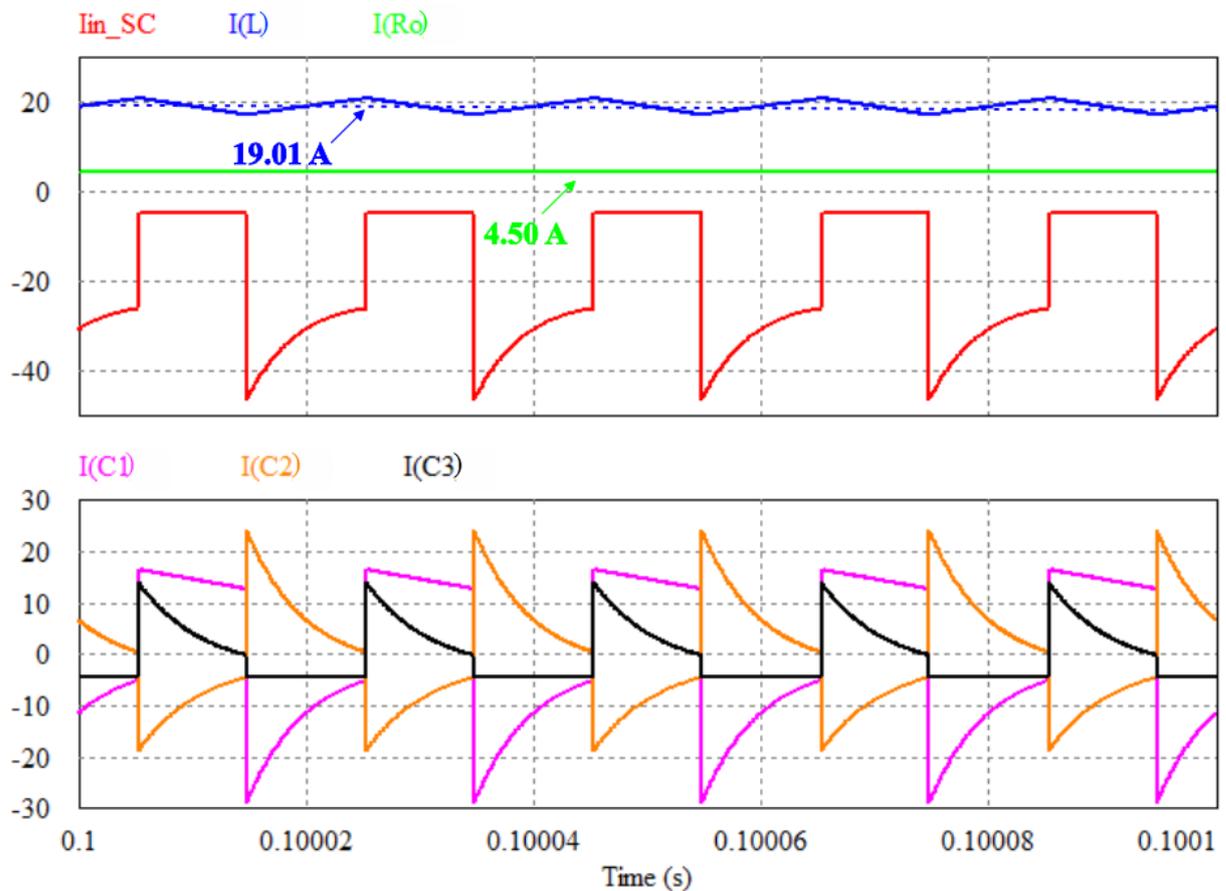


Figura 4.10 – Sinais de corrente do conversor Buck-Boost S-PPC com célula SC.

4.2.2.1 Resultados simulados para potência não-ativa

Do mesmo modo feito para o conversor padrão deste trabalho, foi analisado o comportamento teórico *vs* simulado da potência não-ativa na entrada do conversor. Obteve-se resultados muito parecidos à topologia padrão. Como pode ser visto na Figura 4.11, o conversor a capacitores chaveados também apresenta um erro entre os valores de potência não-ativa calculados e simulados, o qual é representado na Figura 4.12, com comportamento parabólico, aumentando a medida que o ponto de operação se afasta da razão cíclica 0,5, exatamente como no conversor Buck-Boost S-PPC não híbrido. Devido ao padrão existente entre estes erros nas duas topologias, especula-se que este comportamento seja recorrente e não um erro aleatório, ou seja, o método empregado para cálculo de potência não-ativa fornecerá valores mais condizentes com a realidade à medida em que o ponto de operação se aproxima de uma razão cíclica de 0,5.

Fonte: Autor.

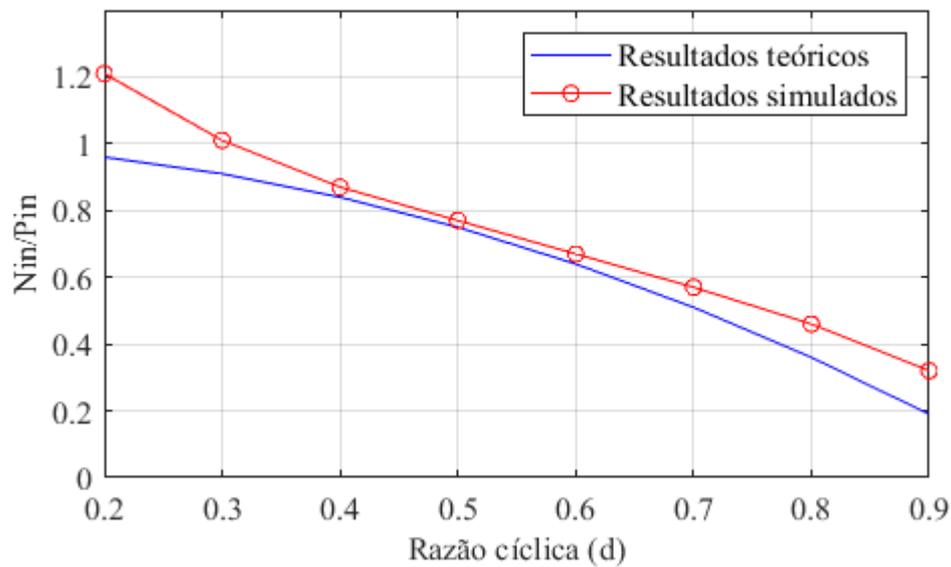


Figura 4.11 – Comparação entre o valor de N_{in} calculado e simulado para o conversor Buck-Boost S-PPC com SC.

Fonte: Autor.

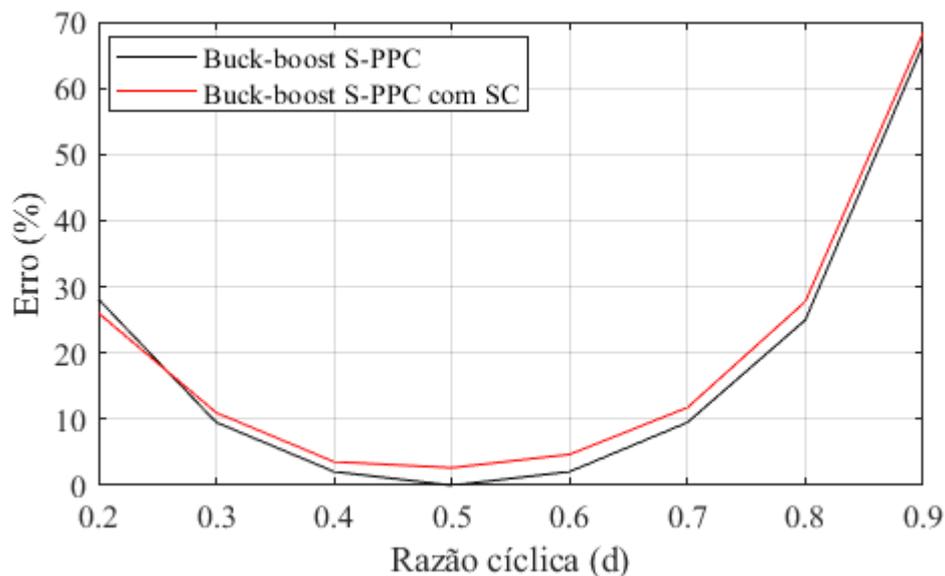


Figura 4.12 – Comparação entre os erros dos resultados teóricos e simulados de N_{in} para os conversores de estudo.

Com intuito de relacionar os resultados de potência não-ativa neste conversor e os modos de carga da célula a capacitores chaveados, comparou-se os resultados teóricos com os simulados para uma configuração onde o modo de carga é controlado pelo valor de rc e o limite inferior da Carga Parcial (PC) dado em $rc = 0, 1\Omega$. Deste modo, a Figura 4.13 apresenta o comportamento de N_{in} simulado e calculado para o conversor Buck-Boost

S-PPC + SC na transição entre modos de cargas e, como pode-se observar a medida que o ponto de operação se afasta do modo de carga parcial, o erro entre o que é calculado e o simulado aumenta exponencialmente, analogamente às correntes dos capacitores. Assim, conclui-se que para a boa estimativa da potência não-ativa real destas topologias deve-se trabalhar no modo de carga parcial e se possível, entre 0,4 e 0,6 de razão cíclica.

Fonte: Autor.

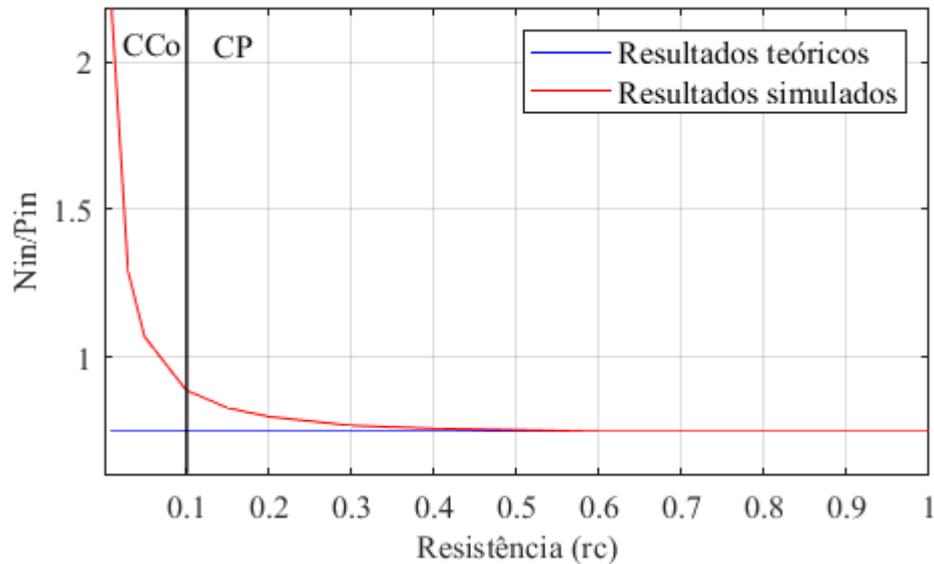


Figura 4.13 – Comportamento de N_{in} simulado e calculado para o conversor Buck-Boost S-PPC + SC na transição entre modos de cargas ($d=0,5$).

4.2.2.2 Ganho real da topologia

Na Figura 4.15, está apresentado o comportamento real do ganho da topologia Buck-Boost S-PPC com célula SC considerando as perdas por condução decorrentes das resistências parasitas apresentadas neste capítulo. Obteve-se um ganho máximo de 8,7 para uma razão cíclica de aproximadamente 0,88.

Nota-se também a partir do *zoom* na imagem que o erro entre o comportamento não-ideal e ideal da curva de ganho para baixas razões cíclicas é de aproximadamente 5%, mais de duas vezes maior do que para topologia sem as células SC. Isso é explicado pela maior presença de resistências parasitas dado o maior número de elementos necessários para o desenvolvimento do conversor Buck-Boost S-PPC com capacitores chaveados.

Fonte: Autor.

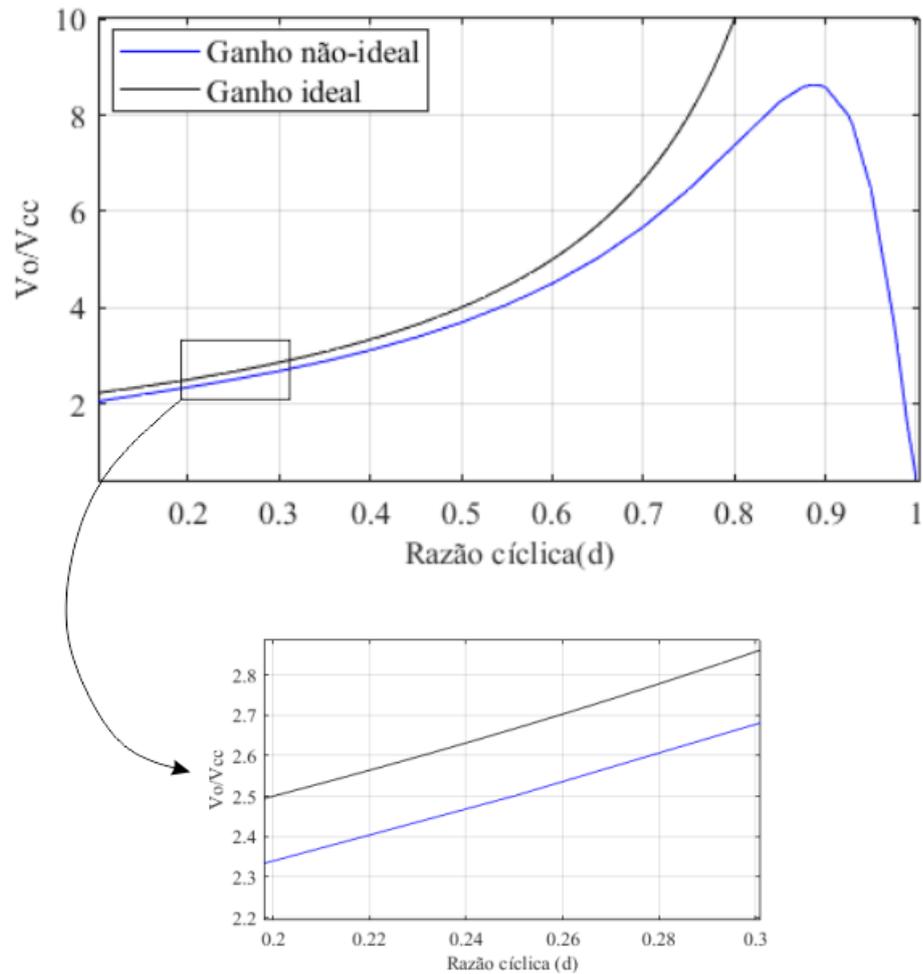


Figura 4.14 – Comparação entre ganhos considerando ou não as não-idealidades conversor Buck-Boost S-PPC com capacitores chaveados.

Já na Figura 4.15, é feita a comparação entre ganhos não-ideias das topologias de estudo, a partir da qual pode-se retirar o real comportamento de ganho que um célula SC introduz neste conversor. Nota-se que a topologia a capacitores chaveados apresenta ganho máximo 14% maior que o conversor padrão, porém, para menores valores de razão cíclica a razão entre ganhos é por volta de 2, assim como calculado idealmente. Isso se dá devido ao aumento das perdas decorrentes das resistências parasitas da célula SC.

Fonte: Autor.

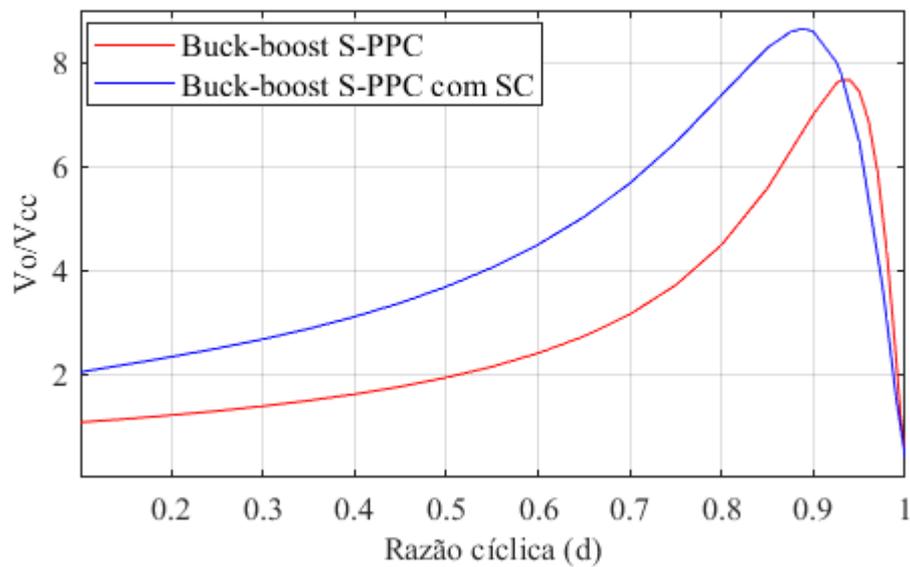


Figura 4.15 – Comparação de ganhos não-ideais entre os conversores de estudo.

4.2.3 Comparação de eficiência e esforços entre as topologias

Para análise da eficiência, considerou-se as topologias apresentadas neste capítulo em malha aberta juntamente com um Buck-Boost clássico sem processamento parcial, para servir de parâmetro de comparação. Todos com potência nominal de 1000W e não-idealidades considerando resistências parasitas compatíveis com a realidade de operação de 100 °C, as quais foram apresentadas ao longo deste capítulo, estando as proporções entre estas resistências e a carga nominal resumidas na tabela 4.16. Simulou-se com intervalos de 100W desde 10% da carga até 110% da carga nominal, não foram consideradas as perdas de comutação para nenhuma topologia.

	Buck-Boost S-PPC	Buck-Boost S-PPC
$\frac{rc}{R_o}$	$1,27 \cdot 10^{-4}$	$6,92 \cdot 10^{-5}$
$\frac{R_{L,eq}}{R_o}$	$2,07 \cdot 10^{-4}$	$1,65 \cdot 10^{-4}$
$\frac{R_{QN}}{R_o}$	$2,09 \cdot 10^{-3}$	$1,49 \cdot 10^{-4}$
$\frac{r_b}{R_o}$	$2,58 \cdot 10^{-3}$	$2,29 \cdot 10^{-3}$

Tabela 4.16 – Razões entre as resistências parasitas consideradas e a resistência de carga nominal.

Na Figura 4.16 está apresentado o resultado da comparação de eficiência seguindo a metologia citada. Portanto, analisando os resultados obtidos, verifica-se a superioridade do processamento parcial em relação ao pleno, no que diz respeito a eficiência. Entretanto pelo número de componentes adicionais da topologia a capacitores chaveados, a topologia tem pior desempenho de eficiência. Porém, é importante salientar que não foi levado

em conta as perdas por comutação e as possíveis dificuldades de atingir altos ganhos com um conversor sem a presença da célula SC, uma vez que para isto é preciso operar em regiões de altos valores de razão cíclica. Possivelmente estas topologias encontrarão maiores problemas práticos para operarem a medida que o ponto de operação se afasta de 0,5. Altos valores de razão cíclica significam maiores perdas nas chaves, conseqüentemente maior aquecimento e até menor uma vida útil para estes componentes.

Fonte: Autor.

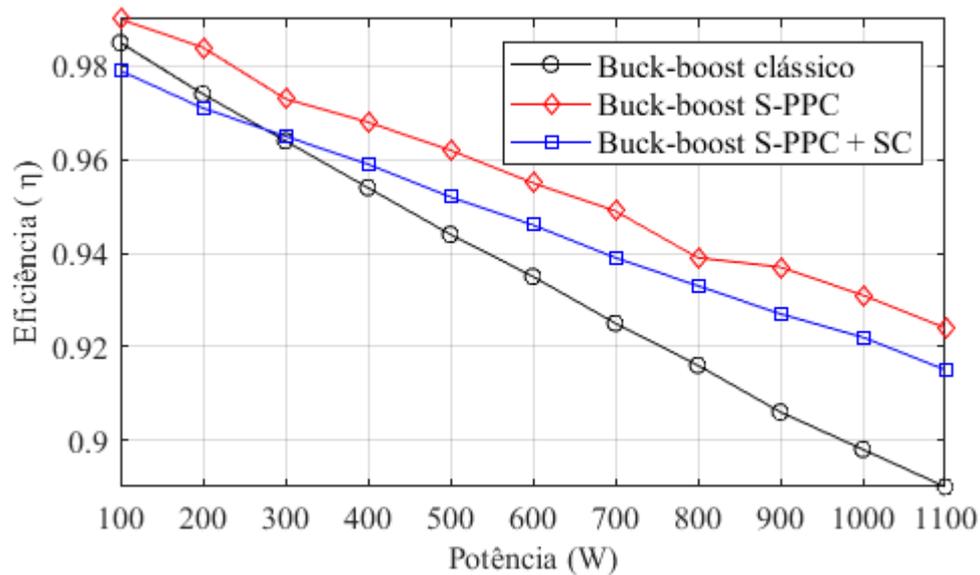


Figura 4.16 – Comparação de rendimento entre o conversor Buck-Boost clássico, Buck-Boost S-PPC e Buck-Boost S-PPC + SC.

A comparação dos esforços nas topologias foi realizada com base o Buck-Boost clássico. Apresenta-se nas tabelas 4.17 e 4.18 os principais esforços, por unidade, de tensão e corrente dos conversores de estudo. Nota-se então, que ambas topologias possuem menores esforços de tensão em seu elementos, sendo que a adição de uma célula a capacitores chaveados reduz em 50% esse tipo de esforço nos semicondutores se comparado com o conversor Buck-Boost S-PPC.

Já para a corrente, observa-se redução destes esforços nos semicondutores. Porém os capacitores C_1 e C_2 da célula SC, estão expostos a maiores correntes do que para o Buck-Boost clássico e versão S-PPC, devido a existência de maiores picos de corrente nos capacitores da célula SC.

Pela tabela 4.17 nota-se que o processamento parcial também é responsável pela redução dos esforços, utilizando a mesma quantidade de componentes e com maior eficiência energética.

Componentes	Tensão	Corrente média	Corrente eficaz
C	0,75 pu	-	0,9 pu
D	0,8 pu	1 pu	1 pu
S	1 pu	0,8 pu	0,5 pu

Tabela 4.17 – Esforços no conversor Buck-Boost S-PPC utilizando o Buck-Boost clássico como base.

Componentes	Tensão	Corrente média	Corrente eficaz
C1	0,25 pu	-	1,6 pu
C2	0,5 pu	-	1,2 pu
C3	0,5 pu	-	0,6 pu
D1	0,4 pu	1 pu	0,7 pu
D2	0,4 pu	1 pu	0,8 pu
D3	0,4 pu	1 pu	0,7 pu
S	0,5 pu	0,75 pu	1 pu

Tabela 4.18 – Esforços no conversor Buck-Boost S-PPC + SC utilizando o Buck-Boost clássico como base.

4.2.3.1 Esforços para diferentes pontos de operação

Foi realizada a simulação dos esforços de tensão e corrente para cada componente de ambas topologias, como medida comparativa. Foram considerados os mesmos valores de não idealidades já apresentadas neste trabalho para um ganho igual a 4.

- Diodos:

Fonte: Autor.

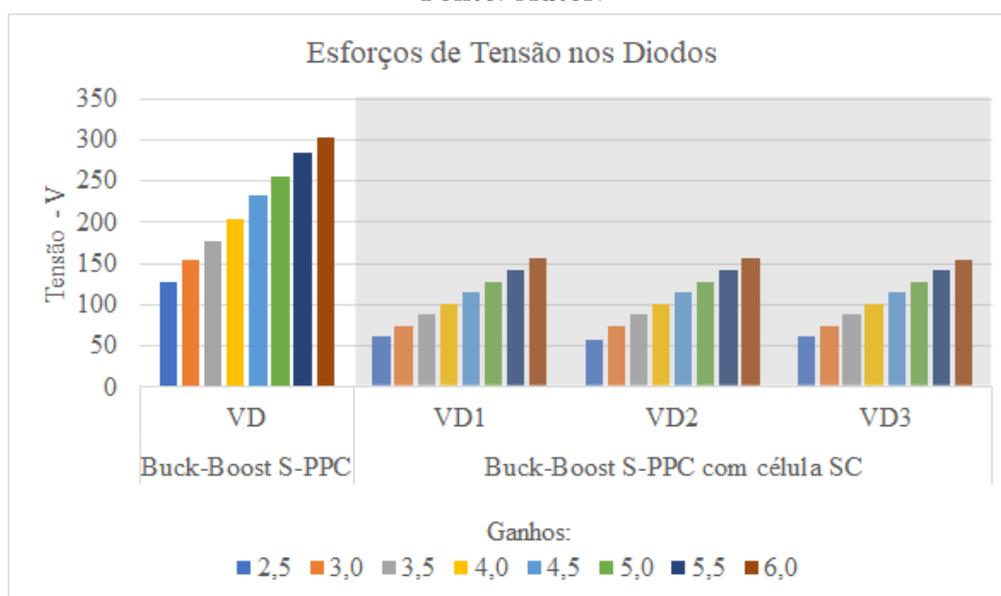


Figura 4.17 – Comparação entre os esforços de tensão nos diodos em cada conversor de estudo.

Em termos de tensão, nota-se na Figura 4.17 que para toda faixa de ganhos os esforços no Buck-Boost S-PPC com capacitores chaveados fica em torno de 50% do encontrado no conversor usual. Já para corrente (Figura 4.18), o comportamento de ambas topologias é similar.

Portanto, dependendo da faixa de tensão que irá se trabalhar é mais vantajoso a utilização da topologia com a célula SC. Por exemplo, um diodo de 1 kV e 30 A, sairá cerca 9 % mais caro do que três diodos de 500 V e 30 A. Porém, para a faixa de 300 V, isso não acontecerá.

Fonte: Autor.

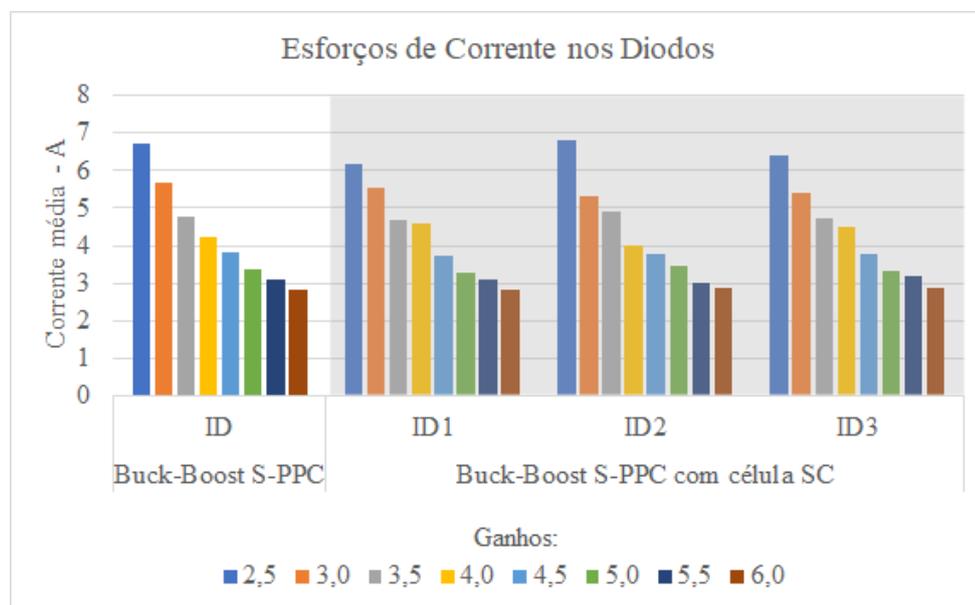


Figura 4.18 – Comparação entre os esforços de corrente nos diodos em cada conversor de estudo.

- MOSFET:

A situação dos esforços de tensão na chave estão apresentados na Figura 4.19 e, similarmente com o que acontece nos diodos, a adição de uma célula SC reduz os esforços pela metade. Já para corrente (Figura 4.20) os esforços são em média 20% maiores. Porém, apesar deste aumento, a topologia com capacitores chaveados utilizará um componente consideravelmente mais barato que o conversor usual para maioria dos cenários.

Fonte: Autor.

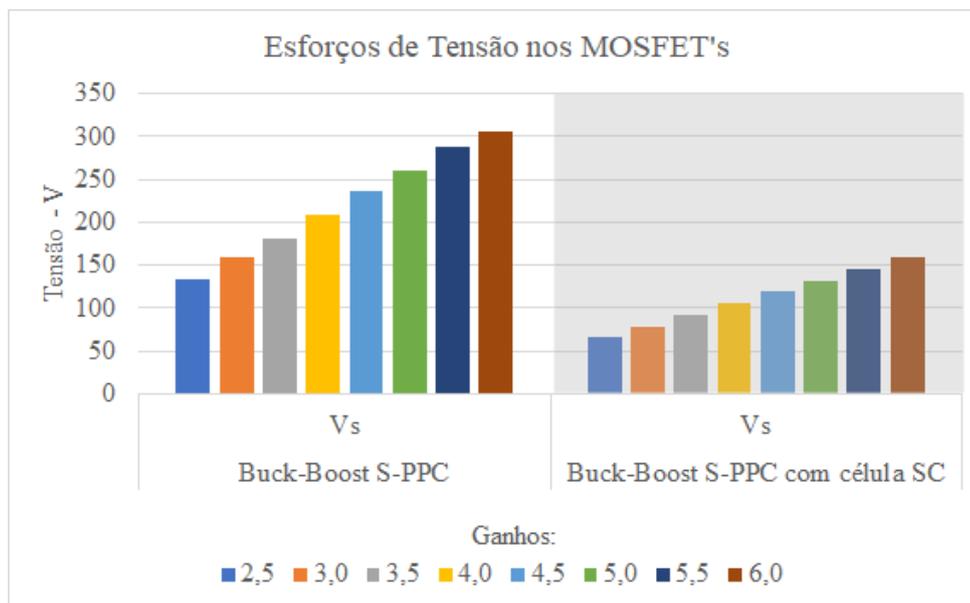


Figura 4.19 – Comparação entre os esforços de tensão nos MOSFET's em cada conversor de estudo.

Fonte: Autor.

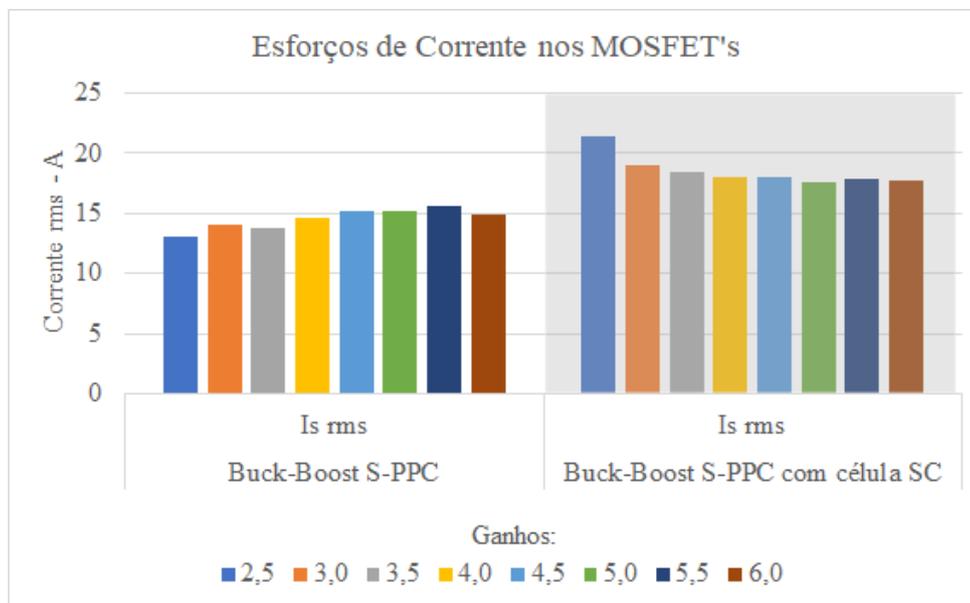


Figura 4.20 – Comparação entre os esforços de corrente nos MOSFET's em cada conversor de estudo.

- Capacitores:

Quando aos capacitores, os esforços de tensão são, em média, cerca de 45% menores para a topologia híbrida do que para a versão usual do conversor. Como pode ser

observado na Figura 4.21, os esforços no capacitor C_1 são menores que nos outros dois devido a natureza desbalanceada da célula SC neste conversor.

Fonte: Autor.

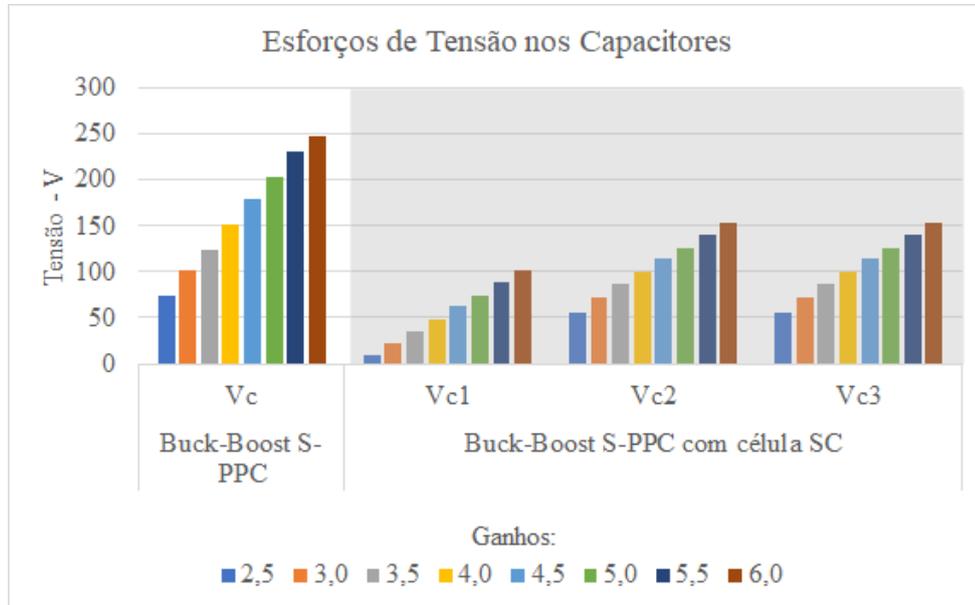


Figura 4.21 – Comparação entre os esforços de tensão nos capacitores em cada conversor de estudo.

Já o comportamento dos esforços de corrente estão representados na Figura 4.22. Para o capacitor C_1 , os esforços são em média 80% maiores que para topologia usual, em C_2 cerca de 30% maiores e em C_3 cerca de 50% menores.

Fonte: Autor.

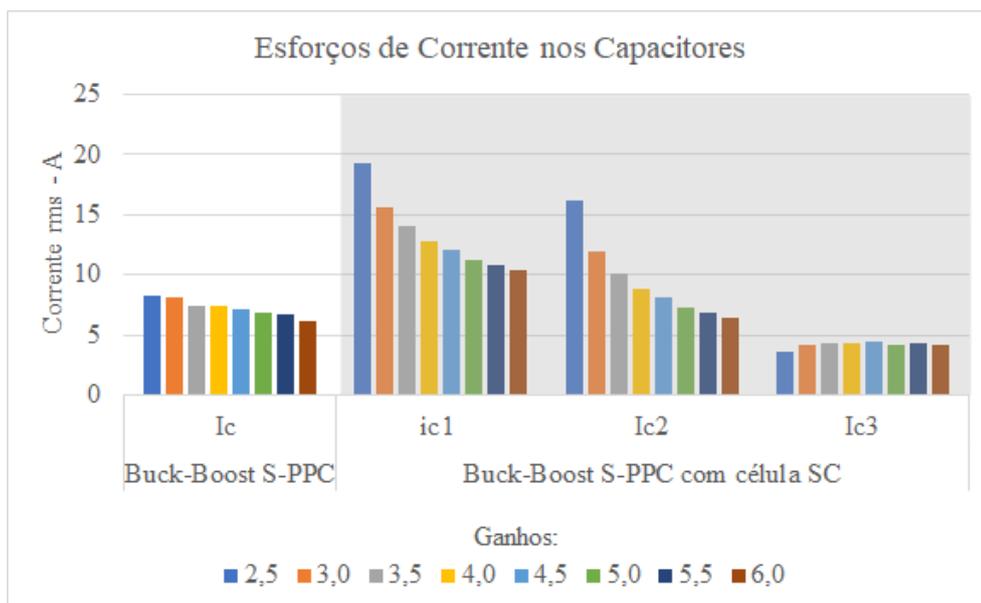


Figura 4.22 – Comparação entre os esforços de corrente nos capacitores em cada conversor de estudo.

4.3 Conclusões do Capítulo

Este capítulo implementou as equações apresentadas nos capítulos 2 e 3, que descrevem o funcionamento dos conversores de estudo, a partir das quais pode-se dimensionar os componentes. Após a seleção de modelos comerciais que se adequassem aos requisitos, sintetizou-se um controlador PI que foi capaz de cumprir as exigências de ambos os projetos. Conseqüente, foram simulados os conversores com suas respectivas não-idealidades apresentadas, com intuito de representar fielmente o que seria encontrado na realidade. Foram levantados os comportamentos de ganhos não-ideias para ambas topologias e feita uma comparação direta entre elas na Figura 4.15.

Analizou-se a eficiência dos projetos realizados indo de 10% até 110% da carga nominal dos conversores. Observou-se que a topologia Buck-Boost S-PPC é mais eficiente ao longo de toda a curva. Porém, salientou-se que não foram levados em conta as possíveis dificuldades de operação em valores mais altos de razão cíclica. Portanto, a topologia com capacitores chaveados torna-se uma opção muito interessante para aplicações em que é necessário maiores ganhos de tensão, como é o caso da energia fotovoltaica.

Comparou-se também os esforços das topologias, tomando o Buck-Boost clássico como base, e confirmou-se que não somente a adição de células a capacitores chaveados é capaz de reduzir os esforços dos componentes, como também o processamento parcial de energia compartilha esta vantagem. A união dos dois métodos, portanto, reduz consideravelmente os esforços nos semicondutores, fato que ajuda as topologias a se manterem com alta eficiência.

Realizou-se então, um estudo comparativo dos esforços de tensão e corrente para ambas topologias através de diversos ganhos e pôde-se concluir que houve uma significativa redução dos esforços de tensão nos semicondutores. Entretanto, para certas faixas de tensão em que o conversor possa operar há maior custo benefício, por exemplo, na utilização de três diodos do que apenas um com o dobro da capacidade de tensão.

Por fim, a Figura 4.23 sintetiza de forma gráfica os principais resultados obtidos para as características de projeto utilizadas neste capítulo. Para disposição no gráfico, todos os valores foram normalizados pela maior magnitude entre as topologias e o volume foi calculado através da soma dos volumes dos componentes, sem considerar a disposição na placa de circuito impresso. Este resultado se alterará para diferentes pontos de operação em que os conversores possam atuar, porém, serve como base para análise das vantagens e desvantagens de cada topologia, utilizando o Buck-boost clássico como base de comparação.

Nota-se, então, que as maiores perdas na adição de uma célula SC na topologia estudada são o preço e o volume, ambos em decorrência da necessidade de utilização de mais componentes. Por outro lado, há uma redução significativa nos esforços e na razão cíclica que, por sua vez, pode ser traduzida como uma maior capacidade de ganho de tensão para topologia híbrida.

Fonte: Autor.

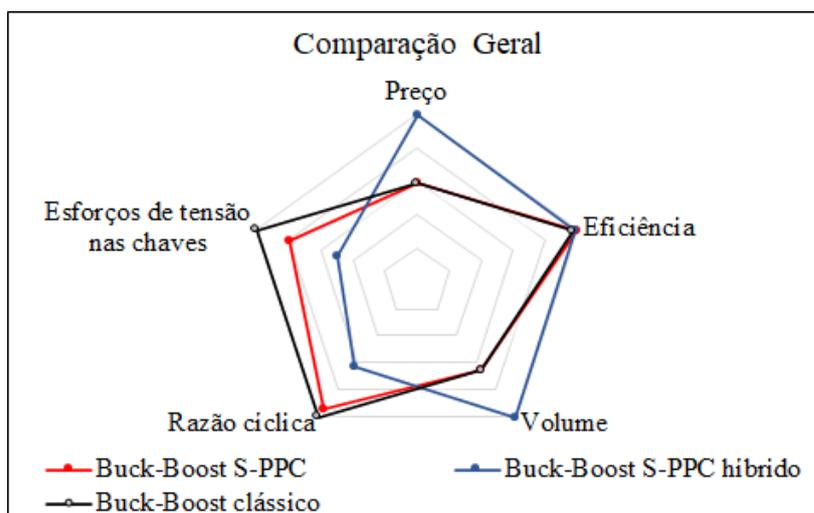


Figura 4.23 – Comparação entre algumas figuras de mérito obtidas através das simulações apresentadas ao longo deste capítulo.

5 CONCLUSÕES E PROPOSTAS FUTURAS

5.1 Conclusões

Este trabalho realizou o estudo teórico seguido por simulação ideal e com parâmetros de perdas dos conversores Buck-Boost S-PPC e sua versão com capacitores chaveados, o Buck-Boost S-PPC SC. A topologia central do estudo deste TCC foi concebida visando o desenvolvimento de um conversor CC-CC para aplicações que necessitam de altos valores para o ganho estático, ao mesmo tempo que possuem boa relação de eficiência, preço e volume.

O trabalho foi dividido em capítulos de tal forma que fossem apresentados métodos de dimensionamento e análise de conversores PPP. Ao fim foram apresentados os resultados simulados a partir das expressões deduzidas ao longo da fase teórica.

No capítulo 1 apresentou-se a contextualização do cenário atual e das necessidades a serem supridas nos próximos anos, bem como uma rápida revisão bibliográfica das tecnologias envolvidas neste trabalho. A partir disto, estabeleceram-se os objetivos e estrutura deste trabalho.

O desenvolvimento propriamente dito deste trabalho começou no capítulo 2, com a análise em MCC do conversor Buck-Boost S-PPC por meio da técnica de análise de espaço de estados. Apresentou-se, também, o conceito e o cálculo da parcela de potência processada e potências não-ativas nos elementos armazenadores de energia. Foram então determinados o ganho estático e planta de tensão da topologia.

Em seguida, no capítulo 3, introduziu-se capacitores chaveados ao conversor Buck-Boost S-PPC, por meio da estrutura *Ladder*. Obteve-se, então, um conversor híbrido com tensões desbalanceadas, fato que gerou diferentes esforços entre os capacitores. Partindo das técnicas já empregadas para o conversor usual no capítulo 2, obteve-se a análise estática em MCC do conversor em questão.

Ainda no capítulo 3, foram apresentados o estudo do processamento parcial na topologia, bem como o cálculo das potências não-ativas que circulam no conversor. Na seção 3.4, foi generalizada a topologia para n células SC, obtendo-se ganho, potência não-ativa e parcela processada de potência do conversor em função do parâmetro n . Por fim, usando o mesmo método no capítulo anterior, obteve-se a planta de tensão do conversor.

Já no capítulo 4, foram utilizadas as deduções teóricas dos capítulos anteriores para dimensionamento e projeto simulado dos conversores. Iniciou-se pelo projeto físico dos indutores, no qual se obteve para o conversor híbrido um indutor cerca de 35% menor e 12% mais barato que para sua versão não híbrida, como é possível notar na tabela 5.1. Já para os capacitores, embora todos presentes da topologia híbrida possuam menores esforços que aquele presente no conversor Buck-Boost S-PPC, e sejam em média 22% mais baratos, a necessidade de utilizar três unidades faz com que se gaste mais com isso para topologia híbrida do que para a usual.

O mesmo ocorre para os diodos do conversor híbrido. Por mais que sejam individualmente 13% mais baratos, gasta-se cerca de 2.6 vezes mais nestes componentes para o conversor Buck-Boost S-PPC com célula SC, como observa-se novamente na tabela 5.1. Por outro lado, já que ambas topologias exigem o mesmo número de MOSFET's, economiza-se 47% na compra de uma chave para topologia híbrida, devido aos menores esforços no componente. Portanto, o conversor híbrido sairá 70% mais caro que a versão usual da topologia Buck-boost S-PPC para esta faixa de tensões.

Elementos	Buck-Boost S-PPC	Buck-Boost S-PPC com SC
Indutor - L	1 pu	0,87 pu
Capacitores - C's	1 pu	2,32 pu
Diodos - D's	1 pu	2,59 pu
Chave - S	1 pu	0,53 pu
Total	1 pu	1,7 pu

Tabela 5.1 – Comparação de preços entre topologias

Os resultados obtidos no capítulo 4, confirmaram o comportamento proposto e por consequência evidenciam o quanto a modelagem e as técnicas utilizadas são coerentes com a realidade. Porém, observou-se que os resultados simulados e teóricos de potência não-ativa, calculados segundo a técnica proposta em (ZIENTARSKI *et al.*, 2017), apresentam um erro com comportamento parabólico que varia com a razão cíclica, sendo que para a razão de 50% o erro é próximo a zero. A partir deste resultado indica-se o funcionamento destas duas topologias próximo a razão cíclica de 0,5.

Ainda no capítulo de projeto sintetizou-se um mesmo controlador para ambas topologias, visto que apesar de diferença entre a ordem das plantas de tensão, o comportamento em frequência delas é muito parecido. Por fim, realizou-se a simulação do ganho real dos conversores, de eficiência e esforços entre as topologias de estudo e um conversor Buck-Boost padrão. Concluiu-se que na potência nominal o conversor Buck-Boost S-PPC usual é cerca de 0,9% mais eficiente que a sua versão híbrida.

Devido a alta eficiência, esforços reduzidos da topologia com capacitores chaveados e simplicidade de controle do circuito, em adição a capacidade de operar valores mais estáveis de razão cíclica do que topologias não híbridas para obtenção de maiores ganhos de tensão, o conversor Buck-Boost S-PPC com uma célula a capacitores chaveados mostrou-se uma boa opção para as aplicações supostas neste trabalho.

Por fim, ressalta-se que os objetivos determinados no início deste trabalho foram atingidos em sua totalidade, provendo figuras de mérito para avaliação dos conversores apresentados.

5.2 Propostas Futuras

- Desenvolvimento do protótipo do conversor Buck-Boost S-PPC com capacitores chaveados.
- Analisar as possibilidades de implementação de mais de uma célula SC.
- Aplicar o conversor de estudo como primeiro estágio de uma estrutura de geração de energia renovável.
- Testar experimentalmente o processamento parcial do conversor Buck-Boost e seus efeitos na eficiência global.
- Analisar a aplicabilidade para potências mais altas.
- Investigar melhor o comportamento da potência não-ativa nas células SC e a medição experimental da grandeza.

REFERÊNCIAS

- AHMED, Ashfaq. **Eletrônica de potência**. [S.l.]: Pearson Education do Brasil, 2008.
- ANDRADE, Jéssika Melo de *et al.* Inversor boost a capacitor chaveado para conexão com à rede elétrica, 2018.
- ANEEL. RESOLUÇÃO NORMATIVA Nº 482, 2012.
- BALBINO, Anderson José. Processamento parcial de energia aplicado a sistemas eólicos de pequeno porte conectados à rede elétrica, 2020.
- BARBI, Ivo. **Conversores a capacitor chaveado**. [S.l.]: Ed. do autor, 2019.
- BARKER, Philip P; DE MELLO, Robert W. Determining the impact of distributed generation on power systems. I. Radial distribution systems. *In: IEEE. 2000 Power Engineering Society Summer Meeting (Cat. No. 00CH37134)*. [S.l.: s.n.], 2000. P. 1645–1656.
- BEN-YAAKOV, Shmuel. Behavioral average modeling and equivalent circuit simulation of switched capacitors converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 27, n. 2, p. 632–636, 2011.
- BUTTON, Robert M. An advanced photovoltaic array regulator module. *In: IEEE. IECEC 96. Proceedings of the 31st Intersociety Energy Conversion Engineering Conference*. [S.l.: s.n.], 1996. P. 519–524.
- ENSLIN, JHR; SNYMAN, DB. Combined low-cost, high-efficient inverter, peak power tracker and regulator for PV applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 6, n. 1, p. 73–82, 1991.
- ERICKSON, Robert W; MAKSIMOVIC, Dragan. **Fundamentals of power electronics**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2007.
- FACCHINELLO, Gabriel Grunitzki *et al.* Inversores tipo Forward para conexão de fontes renováveis à rede elétrica, 2017.
- IEA. **Key energy statistics on Brazil, 2019**. [S.l.: s.n.], 2021. <https://www.iea.org/countries/brazil>.
- IEEE. IEEE Std 1459–2010. IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced or Unbalanced Conditions. IEEE, 2010.

KASPER, Matthias; BORTIS, Dominik; KOLAR, Johann W. Classification and comparative evaluation of PV panel-integrated DC–DC converter concepts. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 29, n. 5, p. 2511–2526, 2013.

MAKOWSKI, Marek S; MAKSIMOVIC, Dragan. Performance limits of switched-capacitor DC-DC converters. *In: IEEE. PROCEEDINGS of PESC'95-Power Electronics Specialist Conference. [S.l.: s.n.], 1995. P. 1215–1221.*

MOBIL, Exxon. 2019 The Outlook for Energy: A perspective to 2040. **Exxon Mobil Corporation**, 2019.

NASA. **Global Climate Change**. [S.l.: s.n.], 2021. <https://climate.nasa.gov/>.

O'SULLIVAN, John B. Fuel cells in distributed generation. *In: IEEE. 1999 IEEE Power Engineering Society Summer Meeting. Conference Proceedings (Cat. No. 99CH36364). [S.l.: s.n.], 1999. P. 568–572.*

SILVA, Gilberto Valentim *et al.* Inversor boost diferencial a capacitor chaveado, 2018.

SMIL, Vaclav. Energy in the twentieth century: resources, conversions, costs, uses, and consequences. **Annual Review of Energy and the Environment**, Annual Reviews 4139 El Camino Way, PO Box 10139, Palo Alto, CA 94303-0139, USA, v. 25, n. 1, p. 21–51, 2000.

TELLEGEN, Bernard DH. A general network theorem, with applications. **Philips Res Rep**, v. 7, p. 256–269, 1952.

UN. **The Paris Agreement**. [S.l.: s.n.], 2015. <https://unfccc.int/process-and-meetings/the-paris-agreement/the-paris-agreement>.

VECCHIA, Mauricio Dalla *et al.* Conversores CC-CC não isolados gerados pela integração entre células de capacitores chaveados e células convencionais de comutação, 2016.

ZIENTARSKI, Jonatan Rafael Rakoski *et al.* **Contribuições ao estudo de conversores CC–CC com processamento parcial de energia aplicados a sistemas fotovoltaicos**. 2017. Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Santa Maria.

ZIENTARSKI, Jonatan Rafael Rakoski *et al.* Understanding the partial power processing concept: A case-study of buck-boost dc/dc series regulator. *In: IEEE. 2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC). [S.l.: s.n.], 2015. P. 1–6.*

**APÊNDICE A – REPRESENTAÇÃO DE ESTADOS DA TOPOLOGIA
BUCK-BOOST S-PPC COM SC**

$$A = \begin{pmatrix} \frac{rc(2R+rc)(D-1)}{L(2R+3rc)} & \frac{(2R+rc)(D-1)}{L(2R+3rc)} & -\frac{rc(D-1)}{L(2R+3rc)} \\ -\frac{rc(D-1)}{C(2R+3rc)} & \frac{2(D-1)}{C(2R+3rc)} - \frac{D(R+2rc)}{Crc(2R+3rc)} & \frac{D-1}{C(2R+3rc)} + \frac{D(R+rc)}{Crc(2R+3rc)} \\ \frac{rc(D-1)}{C(2R+3rc)} & \frac{D-1}{C(2R+3rc)} + \frac{D(R+rc)}{Crc(2R+3rc)} & \frac{(R+2rc)(D-1)}{Crc(2R+3rc)} - \frac{D(R+2rc)}{Crc(2R+3rc)} \\ \frac{rc(D-1)}{C(2R+3rc)} & \frac{D-1}{C(2R+3rc)} - \frac{D}{Crc(2R+3rc)} & \frac{(R+rc)(D-1)}{Crc(2R+3rc)} - \frac{2D}{Crc(2R+3rc)} \end{pmatrix} \quad (\text{A.0.1})$$

$$B = \begin{pmatrix} \frac{D}{L} - \frac{2rc(D-1)}{L(2R+3rc)} \\ \frac{2(D-1)}{C(2R+3rc)} - \frac{D(R+2rc)}{Drc(2R+3rc)} \\ \frac{D-1}{C(2R+3rc)} + \frac{D(R+rc)}{Crc(2R+3rc)} \\ \frac{D-1}{C(2R+3rc)} - \frac{D}{Crc(2R+3rc)} \end{pmatrix} \quad (\text{A.0.2})$$

$$E = \begin{pmatrix} -\frac{2Rrc(D-1)}{2R+3rc} - D & \frac{DR}{2R+3rc} - \frac{2R(D-1)}{2R+3rc} & \frac{DR}{2R+3rc} - \frac{R(D-1)}{2R+3rc} \\ \frac{2rc(D-1)}{2R+3rc} - D & \frac{2R+3rc}{D(R+2rc)} - \frac{D-1}{rc(2R+3rc)} + \frac{D(R+rc)}{rc(2R+3rc)} & \frac{D(2R+3rc-2)}{2R+3rc} - \frac{R(D-1)}{2R+3rc} \\ \frac{2rc(D-1)}{2R+3rc} - D & \frac{2R+3rc}{D(R+2rc)} - \frac{D-1}{rc(2R+3rc)} + \frac{D(R+rc)}{rc(2R+3rc)} & \frac{D-1}{2R+3rc} + \frac{D(rc-2)}{2R+3rc} \end{pmatrix} \quad (\text{A.0.3})$$

$$F = \begin{pmatrix} \frac{DR}{2R+3rc} - \frac{2R(D-1)}{2R+3rc} \\ \frac{2R+3rc}{2(D-1)} - \frac{2R+3rc}{D(R+2rc)} \\ \frac{2R+3rc}{2R+3rc} - \frac{rc(2R+3rc)}{rc(2R+3rc)} \end{pmatrix} \quad (\text{A.0.4})$$

A seguir estão os resultados obtidos através do método de espaço de estados:

$$\begin{aligned} i\dot{L} &= \frac{C\text{Vin}\left(\frac{D-1}{C(2R+3rc)} + \frac{D(R+rc)}{Crc(2R+3rc)}\right)\left(D^2R^2 - D R^2 - 4D Rrc - 4D Rrc - 2Rrc^2 + 2Rrc^2\right)}{D^3R^2 - 2D^2R^2 - 4D^2Rrc + D R^2 + 2D Rrc - 3D rc^2 + 2Rrc + 3rc^2} \\ &- \frac{C\text{Vin}\left(\frac{D}{C(2R+3rc)} - \frac{D-1}{Crc(2R+3rc)}\right)\left(D^2R^2 + 2D^2Rrc - D R^2 - 2D Rrc - 2D Rrc^2 + 2Rrc + 3rc^2\right)}{D^3R^2 - 2D^2R^2 - 4D^2Rrc + D R^2 + 2D Rrc - 3D rc^2 + 2Rrc + 3rc^2} \\ &+ \frac{4L\text{Vin}\left(\frac{D}{L} - \frac{2rc(D-1)}{L(2R+3rc)}\right)(2Drc + D R)}{D^3R^2 - 2D^2R^2 - 4D^2Rrc + D R^2 + 2D Rrc - 3D rc^2 + 2Rrc + 3rc^2} \\ &- \frac{C\text{Vin}\left(\frac{2(D-1)}{C(2R+3rc)} - \frac{D(R+2rc)}{Crc(2R+3rc)}\right)\left(-D^2R^2 - 2D^2Rrc + D R^2 + 2D Rrc - 2D Rrc^2 + 2Rrc + 3rc^2\right)}{D^3R^2 - 2D^2R^2 - 4D^2Rrc + D R^2 + 2D Rrc - 3D rc^2 + 2Rrc + 3rc^2} \end{aligned} \quad (\text{A.0.5})$$

$$\begin{aligned}
 v_{c1} &= \frac{C \text{Vin} \left(\frac{D}{C(2R+3rc)} - \frac{D-1}{C(2R+3rc)} \right) (D^2 R^2 rc + 2D^2 R rc^2 - D R^2 rc + D rc^3)}{D^3 R^2 - 2D^2 R^2 - 4D^2 R rc + D R^2 + 2D R rc - 3D rc^2 + 2R rc^2 + 3rc^3} \\
 &+ \frac{C \text{Vin} \left(\frac{D-1}{C(2R+3rc)} + \frac{D(R+rc)}{Crc(2R+3rc)} \right) (-D^2 R^2 rc + D^2 R rc^2 + D R rc^2 + D rc^3)}{D^3 R^2 - 2D^2 R^2 - 4D^2 R rc + D R^2 + 2D R rc - 3D rc^2 + 2R rc^2 + 3rc^3} \\
 &+ \frac{L \text{Vin} \left(\frac{D}{L} - \frac{2rc(D-1)}{L(2R+3rc)} \right) (-D^2 R^2 - 2D^2 R rc + D R^2 - 2D R rc - 2D rc^2 + 2R rc^2 + 3rc^3)}{D^3 R^2 - 2D^2 R^2 - 4D^2 R rc + D R^2 + 2D R rc - 3D rc^2 + 2R rc^2 + 3rc^3} \\
 &+ \frac{C \text{Vin} \left(\frac{2(D-1)}{C(2R+3rc)} - \frac{D(R+2rc)}{Crc(2R+3rc)} \right) (-D^2 R^2 rc - 3D^2 R rc^2 + D R^2 rc + 3D R rc^2 - 2D rc^3 + 2R rc^2 + 3rc^3)}{D^3 R^2 - 2D^2 R^2 - 4D^2 R rc + D R^2 + 2D R rc - 3D rc^2 + 2R rc^2 + 3rc^3}
 \end{aligned} \tag{A.0.6}$$

$$\begin{aligned}
 v_{c2} &= \frac{C \text{Vin} \left(\frac{2(D-1)}{C(2R+3rc)} - \frac{D(R+2rc)}{Crc(2R+3rc)} \right) (-D^2 R^2 rc + D^2 R rc^2 + D R^2 rc + D R rc^2 + D rc^3)}{D^3 R^2 - 2D^2 R^2 - 4D^2 R rc + D R^2 + 2D R rc - 3D rc^2 + 2R rc^2 + 3rc^3} \\
 &- \frac{L \text{Vin} \left(\frac{D}{L} - \frac{2rc(D-1)}{L(2R+3rc)} \right) (D^2 R^2 - 4D R rc - 4D rc^2 + 2R rc^2 + 3rc^3)}{D^3 R^2 - 2D^2 R^2 - 4D^2 R rc + D R^2 + 2D R rc - 3D rc^2 + 2R rc^2 + 3rc^3} \\
 &+ \frac{C \text{Vin} \left(\frac{D-1}{C(2R+3rc)} + \frac{D(R+rc)}{Crc(2R+3rc)} \right) (D^2 R^2 rc - 3D R rc^2 - 2D rc^3 + 2R^2 rc + 5R rc^2 + 3rc^3)}{D^3 R^2 - 2D^2 R^2 - 4D^2 R rc + D R^2 + 2D R rc - 3D rc^2 + 2R rc^2 + 3rc^3} \\
 &- \frac{C \text{Vin} \left(\frac{D}{C(2R+3rc)} - \frac{D-1}{C(2R+3rc)} \right) (D^2 R^2 rc + D^2 R rc^2 - 3D R^2 rc - 6D R rc^2 - D rc^3 + 2R^2 rc + 3R rc^2)}{D^3 R^2 - 2D^2 R^2 - 4D^2 R rc + D R^2 + 2D R rc - 3D rc^2 + 2R rc^2 + 3rc^3}
 \end{aligned} \tag{A.0.7}$$

$$\begin{aligned}
 v_{c3} &= \frac{C \text{Vin} \left(\frac{D}{C(2R+3rc)} - \frac{D-1}{C(2R+3rc)} \right) (D^2 R^2 rc + D^2 R rc^2 + D R^2 rc + 2D R rc^2 + 2D rc^3 - 5R rc^2 - 3rc^3)}{D^3 R^2 - 2D^2 R^2 - 4D^2 R rc + D R^2 + 2D R rc - 3D rc^2 + 2R rc^2 + 3rc^3} \\
 &- \frac{C \text{Vin} \left(\frac{2(D-1)}{C(2R+3rc)} - \frac{D(R+2rc)}{Crc(2R+3rc)} \right) (D^2 R^2 rc + 2D^2 R rc^2 - D R^2 rc + D rc^3)}{D^3 R^2 - 2D^2 R^2 - 4D^2 R rc + D R^2 + 2D R rc - 3D rc^2 + 2R rc^2 + 3rc^3} \\
 &+ \frac{C \text{Vin} \left(\frac{D-1}{C(2R+3rc)} + \frac{D(R+rc)}{Crc(2R+3rc)} \right) (D^2 R^2 rc + D^2 R rc^2 - 3D R^2 rc - 6D R rc^2 - D rc^3 + 2R^2 rc + 3R rc^2)}{D^3 R^2 - 2D^2 R^2 - 4D^2 R rc + D R^2 + 2D R rc - 3D rc^2 + 2R rc^2 + 3rc^3} \\
 &- \frac{L \text{Vin} \left(\frac{D}{L} - \frac{2rc(D-1)}{L(2R+3rc)} \right) (D^2 R^2 + 2D^2 R rc - D R^2 - 2D R rc - 2D rc^2 + 2R rc^2 + 3rc^3)}{D^3 R^2 - 2D^2 R^2 - 4D^2 R rc + D R^2 + 2D R rc - 3D rc^2 + 2R rc^2 + 3rc^3}
 \end{aligned} \tag{A.0.8}$$

A.1 $G_V(s)$ topologia Buck-boost S-PPC:

```

syms D R rc C L
syms Vin il vc1 vc2 vc3 Iin Vo
%-----%
%X e Y%
%-----%
syms X
X(1,1)=il;
X(2,1)=vc1;
X(3,1)=vc2;
X(4,1)=vc3;

syms Y
Y(1,1)=Vo;
Y(2,1)=Iin;

syms U
U(1,1)=Vin;

%-----%
%A1%
%-----%
syms A1

```

```

A1(1,1)=0;
A1(1,2)=0;
A1(1,3)=0;
A1(1,4)=0;
A1(2,1)=0;
A1(2,2)= (-R-2*rc)/(rc*C*(2*R+3*rc));
A1(2,3)=(R+rc)/(rc*C*(2*R+3*rc));
A1(2,4)=(-1)/(C*(2*R+3*rc));
A1(3,1)=0;
A1(3,2)=(R+rc)/(rc*C*(2*R+3*rc));
A1(3,3)=(-R-2*rc)/(rc*C*(2*R+3*rc));
A1(3,4)=(-1)/(C*(2*R+3*rc));
A1(4,1)=0;
A1(4,2)=-1/(C*(2*R+3*rc));
A1(4,3)=-1/(C*(2*R+3*rc));
A1(4,4)=(-2)/(C*(2*R+3*rc));
%-----%
%B1%
%-----%
syms B1
B1(1,1)=1/L;
B1(2,1)=(-R-2*rc)/(rc*C*(2*R+3*rc));
B1(3,1)=(R+rc)/(rc*C*(2*R+3*rc));
B1(4,1)= -1/(C*(2*R+3*rc));
%-----%

```

```

%-----%
%C1%
syms C1
C1(1,1)=0;
C1(1,2)=(R)/((2*R+3*rc));
C1(1,3)=(R)/((2*R+3*rc));
C1(1,4)= (-2+2*R+3*rc)/((2*R+3*rc));
C1(2,1)=-1;
C1(2,2)=(-R-2*rc)/(rc*(2*R+3*rc));
C1(2,3)=(R+rc)/(rc*(2*R+3*rc));
C1(2,4)= (-2+rc)/((2*R+3*rc));
%-----%
%E1%
%-----%
syms E1
E1(1,1)=(R)/((2*R+3*rc));
E1(2,1)=(-R-2*rc)/(rc*(2*R+3*rc));
%-----%
%A2%
%-----%
syms A2
A2(1,1)=(-rc*(2*R+rc))/(L*(2*R+3*rc));
A2(1,2)=(-2*R-rc)/(L*(2*R+3*rc));

```

```

A2(1,3)=rc/(L*(2*R+3*rc));
A2(1,4)=rc/(L*(2*R+3*rc));
A2(2,1)=(2*R+rc)/(C*(2*R+3*rc));
A2(2,2)=-2/(C*(2*R+3*rc));
A2(2,3)= -1/(C*(2*R+3*rc));
A2(2,4)= -1/(C*(2*R+3*rc));
A2(3,1)=(-rc)/(C*(2*R+3*rc));
A2(3,2)=-1/(C*(2*R+3*rc));
A2(3,3)=(-2*rc-R)/(C*rc*(2*R+3*rc));
A2(3,4)=(R+rc)/(C*rc*(2*R+3*rc));
A2(4,1)=(-rc)/(C*(2*R+3*rc));
A2(4,2)=-1/(C*(2*R+3*rc));
A2(4,3)=(R+rc)/(rc*C*(2*R+3*rc));
A2(4,4)=(-R-2*rc)/(rc*C*(2*R+3*rc));

%------%
%B2%
%------%

syms B2
B2(1,1)= 2*rc/(L*(2*R+3*rc));
B2(2,1)=-2/(C*(2*R+3*rc));
B2(3,1)=-1/(C*(2*R+3*rc));
B2(4,1)=-1/(C*(2*R+3*rc));
%------%
%C2%

```

```

%-----%
syms C2
C2(1,1)=(2*R*rc)/((2*R+3*rc));
C2(1,2)=(2*R)/((2*R+3*rc));
C2(1,3)=(R)/((2*R+3*rc));
C2(1,4)=(R)/((2*R+3*rc));
C2(2,1)=(-2*rc)/((2*R+3*rc));
C2(2,2)=(-2)/((2*R+3*rc));
C2(2,3)=(-1)/((2*R+3*rc));
C2(2,4)=(-1)/((2*R+3*rc));
%-----%
%E2%
%-----%

syms E2
E2(1,1)=(2*R)/((2*R+3*rc));
E2(2,1)=(-2)/((2*R+3*rc));

%-----resolução:-----%

syms A s
A=D*A1+(1-D)*A2;
syms B
B=D*B1+(1-D)*B2;
syms Cm
Cm=D*C1+(1-D)*C2;

```

```
syms E
E=D*E1+(1-D)*E2;

X=(-A^-1)*(B*U);

Y=(-Cm*(A^-1)*B+E)*U;
Is=s*eye(4);

G= (Is-A)^-1*((A1-A2)*X+(B1+B2)*U);
G_vo=G(2)+G(4);
```

APÊNDICE B – PLANILHAS DE PROJETO DOS CONVERSORES DE ESTUDO



Planilha de Projeto do conversor Buck-Boost S-PPC

Aluno: Felipe Carlos dos Santos

Definições de Projetos:

$$V_{cc} := 55 \text{ V} \quad P := 1000 \text{ W} \quad f_s := 50 \text{ KHz} \quad T_s := \frac{1}{f_s} = (2 \cdot 10^{-5}) \text{ s}$$

$$V_o := 220 \text{ V} \quad D := -\frac{V_{cc}}{V_o} + 1 = 0.75$$

$$R := \frac{V_o^2}{P} = 48.4 \text{ } \Omega$$

$$I_o := \frac{V_o}{R} = 4.545 \text{ A}$$

$$\Delta i_l := 20\%$$

$$\Delta v := 2\%$$

Projeto do indutor:

$$I_{Lmed} := \frac{P}{V_{cc}} = 18.182 \text{ A}$$

$$\Delta I_{Lp} := 20\% \cdot I_{Lmed} = 3.636 \text{ A}$$

$$L := \frac{V_{cc}^2 \cdot D \cdot T_s}{\Delta i_l \cdot P} = (226.875 \cdot 10^{-6}) \text{ H}$$

$$I_{Lrms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_{cc} \cdot D \cdot t}{L} + \left(I_{Lmed} - \frac{\Delta I_{Lp}}{2} \right) \right)^2 dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} \left(\frac{-t \cdot (1-D) \cdot V_{cc}}{L} + \left(I_{Lmed} + \frac{\Delta I_{Lp}}{2} \right) \right)^2 dt \right)} = 18.051 \text{ A}$$

$$I_{Lmin} := I_{Lmed} - \frac{\Delta I_{Lp}}{2} = 16.364 \text{ A}$$

$$I_{Lmax} := I_{Lmed} + \frac{\Delta I_{Lp}}{2} = 20.000 \text{ A}$$

máxima densidade de corrente:

$$B_{max} := 0.3 \text{ T}$$

Densidade de Corrente:

$$J_{max} := 500 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

Fator de utilização:

$$K_w := 0.7$$

$$A_e A_w L := \frac{I L_{rms} \cdot I L_{max} \cdot L}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot K_w} = 7.801 \text{ cm}^4$$

∴ Nucleo escolhido MMT140EE6527

$$A_e A_w := 28.6 \text{ cm}^4$$

$$A_e := 5.32 \text{ cm}^2$$

$$A_w := 5.372 \text{ cm}^2$$

$$L_{me} := 14.7 \text{ cm}$$

$$V_{nucleo} := 44.5 \text{ cm}^3$$

efeito skin:

$$\Delta := \frac{7.5 \cdot \sqrt{\text{Hz} \cdot \text{cm}}}{\sqrt{f_s}} = 0.034 \text{ cm}$$

$$D_{skin} := 2 \cdot \Delta = 0.067 \text{ cm}$$

$$NL := \text{ceil} \left(\frac{L \cdot I L_{max}}{B_{max} \cdot A_e} \right) = 29$$

29 espiras

Bitola do condutor:

$$SL := \frac{I L_{rms}}{J_{max}} = 0.036 \text{ cm}^2$$

∴

Pelo efeito skin escolhe-se o AWG 22

Área de cobre:

$$S_{22} := 0.003255 \text{ cm}^2$$

Área com isolamento:

$$S_{22_I} := 0.004013 \text{ cm}^2$$

$$numL := \text{ceil} \left(\frac{SL}{S_{22}} \right) = 12$$

∴

12 condutores em paralelo

$$EntreferroL := \frac{NL^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae}{L} = 2.478 \text{ mm}$$

$$A_{minL} := \frac{NL \cdot numL \cdot S22_I}{Kw} = 1.995 \text{ cm}^2$$

$$ExecL := \frac{A_{minL}}{Aw} = 0.371$$

tamanho do fio: $FioL := numL \cdot NL \cdot Lme = 51.156 \text{ m}$

Cálculo de resistência:

$$\rho_{cobre} := (1.72 \cdot 10^{-8}) \cdot \Omega \cdot m$$

$$R_{eq_L} := \frac{\rho_{cobre} \cdot Lme \cdot NL}{S22 \cdot NL} = 0.008 \Omega$$

Cálculo de Perdas:

$$P_{cobre} := R_{eq_L} \cdot I_{rms}^2 = 2.531 \text{ W}$$

Correção de temperatura para 100°C:

$$\alpha_{cobre} := 3.93 \cdot (10^{-3}) \text{ K}^{-1}$$

$$R_{eq_100C} := R_{eq_L} \cdot (1 + \alpha_{cobre} \cdot 80 \text{ K}) = 0.01 \Omega$$

Projeto da chave S:

$$V_{max_s} := V_{cc} \cdot \frac{D}{(1-D)} + V_{cc} = 220 \text{ V}$$

$$I_{rms_S} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_{cc} \cdot D \cdot t}{L} + \left(I_{Lmed} - \frac{\Delta I_{Lp}}{2} \right) \right)^2 dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} (0 \text{ A})^2 dt \right)} = 15.367 \text{ A}$$

$$I_{med_S} := \frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_{cc} \cdot D \cdot t}{L} + \left(I_{Lmed} - \frac{\Delta I_{Lp}}{2} \right) \right) dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} (0 \text{ A}) dt \right) = 13.295 \text{ A}$$

Escolhe-se IRFP4137PbF:

$$V_{max_IRF} := 300 \text{ V}$$

$$I_{IRF} := 27 \text{ A}$$

$$R_{don} := 56 \cdot 10^{-3} \cdot \Omega$$

$$R_{don_100C} := R_{don} \cdot 1.8 = 0.101 \Omega$$

Projeto do diodo D:

$$V_{max_s} := V_{cc} \cdot \frac{D}{(1-D)} + V_{cc} = 220 \text{ V}$$

$$I_{rms_D} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_s} (0 \text{ A})^2 dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} \left(\left(\frac{-t \cdot (1-D) \cdot V_{cc}}{L} \right) + \left(I_{Lmed} + \frac{\Delta I_{Lp}}{2} \right) \right)^2 dt \right)} = 9.47 \text{ A}$$

$$I_{med_D} := \frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_s} (0 \text{ A}) dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} \left(\left(\frac{-t \cdot (1-D) \cdot V_{cc}}{L} \right) + \left(I_{Lmed} + \frac{\Delta I_{Lp}}{2} \right) \right) dt \right) = 4.735 \text{ A}$$

Escolhe-se MUR1540

$$V_{max_mur1540} := 400 \text{ V}$$

$$I_{F_mur1540} := 15 \text{ A}$$

$$Vf_{mur1540} := 1.25 \text{ V}$$

$$rb_{mur1540} := \frac{0.5 \text{ V} - 0.6 \text{ V}}{0.2 \text{ A} - 1 \text{ A}} = 0.125 \text{ } \Omega$$

Projeto do capacitor C:

$$V_{cmed} := V_{cc} \cdot \frac{D}{(1-D)} = 165 \text{ V}$$

$$\Delta V_{cp} := \frac{2\% \cdot V_{cmed}}{D} = 4.4 \text{ V}$$

$$C := \frac{P \cdot T_s \cdot (1-D)^2 \cdot D}{V_{cc}^2 \cdot \Delta v} = (15.496 \cdot 10^{-6}) \text{ F}$$

$$I_{crms} := 8.67 \text{ A}$$

Escolhe-se o modelo C4AEGBU5250A12K

$$C := 25 \cdot 10^{-6} \text{ F}$$

$$V_R := 450 \text{ V}$$

$$I_C := 11.5 \text{ A}$$

$$r_c := 5.5 \cdot 10^{-3} \text{ } \Omega$$

Correção de temperatura:

$$\alpha_{alumínio} := 3.93 \cdot (10^{-3})$$

$$r_{c_100C} := r_c \cdot (1 + \alpha_{alumínio} \cdot 30) = (6.148 \cdot 10^{-3}) \text{ } \Omega$$



Planilha de Projeto do Conversor Buck-Boost S-PPC

Aluno: Felipe Carlos dos Santos

Definições de Projetos:

$$V_{cc} := 55 \text{ V} \quad P := 1000 \text{ W} \quad f_s := 50 \text{ KHz} \quad T_s := \frac{1}{f_s} = (2 \cdot 10^{-5}) \text{ s}$$

$$V_o := 220 \text{ V} \quad D := -\frac{2 \cdot V_{cc}}{V_o} + 1 = 0.5 \quad n := 2$$

$$R := \frac{V_o^2}{P} = 48.4 \text{ } \Omega \quad I_o := \frac{V_o}{R} = 4.545 \text{ A}$$

$$\Delta i_l := 20\%$$

$$\Delta v := 2\%$$

Projeto do indutor:

$$I_{Lmed} := \frac{P}{V_{cc}} = 18.182 \text{ A}$$

$$\Delta I_{Lp} := 20\% \cdot I_{Lmed} = 3.636 \text{ A}$$

$$L := \frac{V_{cc}^2 \cdot D \cdot T_s}{\Delta i_l \cdot P} = (151.25 \cdot 10^{-6}) \text{ H}$$

$$I_{Lrms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_{cc} \cdot D \cdot t}{L} + \left(I_{Lmed} - \frac{\Delta I_{Lp}}{2} \right) \right)^2 dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} \left(\frac{-t \cdot (1-D) \cdot V_{cc}}{L} + \left(I_{Lmed} + \frac{\Delta I_{Lp}}{2} \right) \right)^2 dt \right]} = 17.281 \text{ A}$$

$$IL_{min} := IL_{med} - \frac{\Delta IL_p}{2} = 16.364 \text{ A}$$

$$IL_{max} := IL_{med} + \frac{\Delta IL_p}{2} = 20.000 \text{ A}$$

máxima densidade de corrente:

$$B_{max} := 0.3 \text{ T}$$

Densidade de Corrente:

$$J_{max} := 500 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

Fator de utilização:

$$K_w := 0.7$$

$$A_e A_w L := \frac{IL_{rms} \cdot IL_{max} \cdot L}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot K_w} = 4.978 \text{ cm}^4$$

∴ Núcleo escolhido E-55

$$A_e A_w := 15.9 \text{ cm}^4$$

$$A_e := 4.22 \text{ cm}^2$$

$$A_w := 3.756 \text{ cm}^2$$

$$L_{me} := 12 \text{ cm}$$

$$V_{nucleo} := 28.84 \text{ cm}^3$$

efeito skin:

$$\Delta := \frac{7.5 \cdot \sqrt{\text{Hz} \cdot \text{cm}}}{\sqrt{fs}} = 0.034 \text{ cm}$$

$$D_{skin} := 2 \cdot \Delta = 0.067 \text{ cm}$$

$$NL := \text{ceil} \left(\frac{L \cdot IL_{max}}{B_{max} \cdot A_e} \right) = 24$$

24 espiras

Bitola do condutor:

$$SL := \frac{IL_{rms}}{J_{max}} = 0.035 \text{ cm}^2$$

∴

Pelo efeito skin escolhe-se o AWG 22

Área de cobre:

$$S_{22} := 0.003255 \text{ cm}^2$$

Área com isolamento:

$$S_{22_I} := 0.004013 \text{ cm}^2$$

$$numL := \text{ceil} \left(\frac{SL}{S_{22}} \right) = 11$$

∴

11 condutores em paralelo

$$EntreferroL := \frac{NL^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae}{L} = 2.02 \text{ mm}$$

$$A_{wmin}L := \frac{NL \cdot numL \cdot S22_I}{Kw} = 1.513 \text{ cm}^2$$

$$ExecL := \frac{A_{wmin}L}{Aw} = 0.403$$

tamanho do fio:

$$FioL := numL \cdot NL \cdot Lme = 31.68 \text{ m}$$

Cálculo de resistência:

$$\rho_{cobre} := (1.72 \cdot 10^{-8}) \cdot \Omega \cdot m$$

$$R_{eq_L} := \frac{\rho_{cobre} \cdot Lme \cdot NL}{S22 \cdot NL} = 0.006 \Omega$$

Cálculo de Perdas:

$$P_{cobre} := R_{eq_L} \cdot I_{lrms}^2 = 1.894 \text{ W}$$

Correção de temperatura para 100°C:

$$\alpha_{cobre} := 3.93 \cdot (10^{-3})$$

$$R_{eq_100C} := R_{eq_L} \cdot (1 + \alpha_{cobre} \cdot 80) = 0.008 \Omega$$

Escolha dos Capacitores:

$$\Delta V_{cp} := 2\% \cdot V_o = 4.4 \text{ V}$$

$$C_{eq} := \frac{P \cdot D \cdot T_s \cdot (1-D)^2}{n \cdot V_{cc}^2 \cdot 2\%} \cdot \left(1 + \frac{(1+D)}{D}\right) = (82.645 \cdot 10^{-6}) \text{ F}$$

$$R_{cel} := \frac{0.1}{f_s \cdot C_{eq}} = 0.024 \text{ } \Omega$$

Resistência necessária ($r_c + R_{don}$) para funcionamento na região de carga parcial.

$$V_{c1} := V_{cc} \cdot \frac{D}{1-D} = 55 \text{ V}$$

$$I_{c1_rms} := 13.2 \text{ A}$$

$$V_{c2} := V_{cc} \cdot \frac{1}{1-D} = 110 \text{ V}$$

$$I_{c2_rms} := 9.76 \text{ A}$$

$$V_{c3} := V_{cc} \cdot \frac{1}{1-D} = 110 \text{ V}$$

$$I_{c3_rms} := 4.94 \text{ A}$$

Escolhe-se o modelo C4AEGBW6100A3MK

$$C := 100 \cdot 10^{-6} \text{ F}$$

$$V_R := 450 \text{ V}$$

$$I_C := 19 \text{ A}$$

$$r_c := 3 \cdot 10^{-3} \text{ } \Omega$$

Correção de temperatura:

$$\alpha_{\text{alumínio}} := 3.93 \cdot (10^{-3})$$

$$r_{c_100C} := r_c \cdot (1 + \alpha_{\text{alumínio}} \cdot 30) = (3.354 \cdot 10^{-3}) \text{ } \Omega$$

Projeto de S:

$$V_{max_s} := V_{cc} \cdot \frac{1}{(1-D)} = 110 \text{ V}$$

$$I_{c2_et1_parte1} := V_{cc} \cdot \frac{(R+rc)}{rc \cdot (2R+3rc)} + V_{cc} \cdot \frac{D}{1-D} \cdot \left(\frac{(R+rc)}{rc \cdot (2R+3rc)} \right)$$

$$I_{c2_et1_parte2} := V_{cc} \cdot \frac{1}{(1-D)} \cdot \frac{(-R-2rc)}{rc \cdot (2R+3rc)} + V_{cc} \cdot \frac{1}{(1-D)} \cdot \left(\frac{-1}{(2R+3rc)} \right)$$

$$I_{c2_et1} := I_{c2_et1_parte1} + I_{c2_et1_parte2}$$

A corrente na chave é dada por i_{Lc2} na primeira etapa e 0 na segunda.

$$I_{rms_S} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_{cc} \cdot D \cdot t}{L} + \left(I_{Lmed} - \frac{\Delta I_{Lp}}{2} \right) + I_{c2_et1} \right)^2 dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} (0 \text{ A})^2 dt \right)} = 10.613 \text{ A}$$

$$I_{rms_S_simulado} := 18.14 \text{ A} \quad \therefore \quad Erro_{I_{rms_S}} := \frac{|I_{rms_S} - I_{rms_S_simulado}|}{|I_{rms_S_simulado}|} = 0.415$$

$$I_{med_S} := \frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_{cc} \cdot D \cdot t}{L} + \left(I_{Lmed} - \frac{\Delta I_{Lp}}{2} \right) + I_{c2_et1} \right) dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} (0 \text{ A}) dt \right) = 7.5 \text{ A}$$

$$I_{med_S_simulado} := 12.41 \text{ A} \quad \therefore \quad Erro_{I_{med_S}} := \frac{|I_{med_S} - I_{med_S_simulado}|}{|I_{med_S_simulado}|} = 0.396$$

Escolhe-se o modelo IRFP260NPBF:

$$V_{max_IRF} := 200 \text{ V}$$

$$I_{IRF} := 50 \text{ A}$$

$$R_{don} := 0.04 \text{ } \Omega$$

$$R_{don_100C} := R_{don} \cdot 1.8 = 0.072 \text{ } \Omega$$

$$R_{cel} := R_{don_100C} + r_c = 0.075 \text{ } \Omega$$

A resistência deste MOFET propiciará a atuação dos capacitores em carga parcial.

Projeto Diodos:

D1:

$$V_{max_D1} := V_{cc} \cdot \frac{1}{(1-D)} = 110 \text{ V}$$

A corrente no diodo 1 é dada por 0 na primeira etapa e i_{c1} - i_{c3} na segunda.

$$I_{c1_et2_parte1} := V_{cc} \cdot \left(\frac{-2}{2R+3rc} \right) + I_{Lmed} \cdot \frac{(2R+rc)}{2R+3rc} + V_{cc} \cdot \frac{D}{1-D} \cdot \left(\frac{-2}{2R+3rc} \right)$$

$$I_{c1_et2_parte2} := V_{cc} \cdot \frac{1}{(1-D)} \cdot \left(\frac{-2}{2R+3rc} \right)$$

$$I_{c1_et2} := I_{c1_et2_parte1} + I_{c1_et2_parte2}$$

$$I_{c3_et2_parte1} := V_{cc} \cdot \left(\frac{-1}{2R+3rc} \right) + I_{Lmed} \cdot \frac{(-rc)}{2R+3rc} + V_{cc} \cdot \frac{D}{1-D} \cdot \left(\frac{-1}{2R+3rc} \right)$$

$$I_{c3_et2_parte2} := V_{cc} \cdot \frac{1}{(1-D)} \cdot \left(\frac{(R+rc)}{(2R+3rc) \cdot rc} \right) + V_{cc} \cdot \frac{1}{(1-D)} \cdot \left(\frac{(-R-2rc)}{(2R+3rc) \cdot rc} \right)$$

$$I_{c3_et2} := I_{c3_et2_parte1} + I_{c3_et2_parte2}$$

$$I_{rms_D1} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_s} (0 \text{ A})^2 dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} (I_{c1_et2} - I_{c3_et2})^2 dt \right)} = 11.249 \text{ A}$$

$$I_{rms_D1_simulado} := 6.94 \text{ A} \quad \therefore \quad Erro_I_{rms_D1} := \frac{|I_{rms_D1} - I_{rms_D1_simulado}|}{|I_{rms_D1_simulado}|} = 0.621$$

$$I_{med_D1} := \frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_s} (0 \text{ A}) dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} (I_{c1_et2} - I_{c3_et2}) dt \right) = 7.954 \text{ A}$$

$$I_{med_D1_simulado} := 4.63 \text{ A} \quad \therefore \quad Erro_I_{med_D1} := \frac{|I_{med_D1} - I_{med_D1_simulado}|}{|I_{med_D1_simulado}|} = 0.718$$

Escolhe-se o modelo MUR1520G:

$$V_{max_mur1520} := 200 \text{ V}$$

$$IF_mur1520 := 15 \text{ A}$$

$$Vf_mur1520 := 0.85 \text{ V}$$

$$r_b_mur1520 := \frac{0.4 \text{ V} - 0.6 \text{ V}}{0.2 \text{ A} - 2 \text{ A}} = 0.111 \Omega$$

D2:

$$V_{max_D2} := V_{cc} \cdot \frac{1}{(1-D)} = 110 \text{ V}$$

A corrente no diodo 2 é dada por $-I_{c2}$ na primeira etapa e 0 na segunda.

$$I_{rms_D2} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_s} I_{c2_et1}^2 dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} (0 \text{ A})^2 dt \right)} = 1.607 \text{ A}$$

$$I_{rms_D2_simulado} := 8.02 \text{ A} \quad \therefore \quad Erro_I_{rms_D2} := \frac{|I_{rms_D2} - I_{rms_D2_simulado}|}{|I_{rms_D2_simulado}|} = 0.8$$

$$I_{med_D2} := \frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_s} -I_{c2_et1} dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} (0 \text{ A}) dt \right) = 1.136 \text{ A}$$

$$I_{med_D2_simulado} := 4.10 \text{ A} \quad \therefore \quad Erro_I_{med_D2} := \frac{|I_{med_D2} - I_{med_D2_simulado}|}{|I_{med_D2_simulado}|} = 0.723$$

Escolhe-se o modelo MUR1520G:

$$V_{max_mur1520} := 200 \text{ V}$$

$$IF_{mur1520} := 15 \text{ A}$$

$$V_f_{mur1520} := 1.05 \text{ V}$$

$$r_b_{mur1520} = 0.111 \text{ } \Omega$$

D3:

$$V_{max_D3} := V_{cc} \cdot \frac{1}{(1-D)} = 110 \text{ V}$$

A corrente no diodo 3 é dada por 0 na primeira etapa e $-I_{c2}$ na segunda.

$$I_{c2_et2_parte1} := V_{cc} \cdot \left(\frac{-1}{(2R + 3rc)} \right) + I_{Lmed} \cdot \left(\frac{-rc}{(2R + 3rc)} \right) + V_{cc} \cdot \frac{D}{1-D} \cdot \left(\frac{-1}{(2R + 3rc)} \right)$$

$$I_{c2_et2_parte2} := V_{cc} \cdot \frac{1}{1-D} \cdot \left(\frac{-R - 2rc}{rc \cdot (2R + 3rc)} \right) + V_{cc} \cdot \frac{1}{1-D} \cdot \left(\frac{R + 2rc}{rc \cdot (2R + 3rc)} \right)$$

$$I_{c2_et2} := I_{c2_et2_parte1} + I_{c2_et2_parte2}$$

$$I_{rms_D3} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_s} (0 \text{ A})^2 dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} (-I_{c2_et2})^2 dt \right)} = 0.804 \text{ A}$$

$$I_{rms_D3_simulado} := 7.35 \text{ A} \quad \therefore \quad Erro_I_{rms_D3} := \frac{|I_{rms_D3} - I_{rms_D3_simulado}|}{|I_{rms_D3_simulado}|} = 0.891$$

$$I_{med_D3} := \frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_s} (0 \text{ A}) dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} (-I_{c2_et2}) dt \right) = 0.568 \text{ A}$$

$$I_{med_D3_simulado} := 4.73 \text{ A} \quad \therefore \quad Erro_I_{med_D3} := \frac{|I_{med_D3} - I_{med_D3_simulado}|}{|I_{med_D3_simulado}|} = 0.88$$

Escolhe-se o modelo MUR1520G:

$$V_{max_mur1520} := 200 \text{ V}$$

$$IF_{mur1520} := 8 \text{ A}$$

$$r_b_{mur1520} = 0.111 \text{ } \Omega$$

$$V_f_{mur1520} := 1.05 \text{ V}$$

$$r_b_{mur1520} := \frac{0.9 \text{ V} - 0.7 \text{ V}}{20 \text{ A} - 5 \text{ A}} = 0.013 \text{ } \Omega$$