



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



INSTITUTO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

**CONVERSORES CC-CC NÃO ISOLADOS GERADOS PELA
INTEGRAÇÃO ENTRE CÉLULAS DE CAPACITORES
CHAVEADOS E CÉLULAS CONVENCIONAIS DE
COMUTAÇÃO**

MAURICIO DALLA VECCHIA

Florianópolis
2016

MAURICIO DALLA VECCHIA

**CONVERSORES CC-CC NÃO ISOLADOS GERADOS PELA
INTEGRAÇÃO ENTRE CÉLULAS DE CAPACITORES
CHAVEADOS E CÉLULAS CONVENCIONAIS DE
COMUTAÇÃO**

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

Orientador: Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr. Eng.

Florianópolis
2016

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

Vecchia, Mauricio Dalla

Conversores CC-CC não isolados gerados pela integração entre células de capacitores chaveados e células convencionais de comutação / Mauricio Dalla Vecchia ; orientador, Telles Brunelli Lazzarin - Florianópolis, SC, 2016.

264 p.

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

Inclui referências

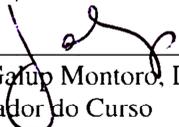
1. Engenharia Elétrica. 2. Capacitor Chaveado. 3. CC CC. 4. Célula de Comutação. 5. Não Isolados. I. Lazzarin, Telles Brunelli. II. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

MAURICIO DALLA VECCHIA

**CONVERSORES CC-CC NÃO ISOLADOS GERADOS PELA
INTEGRAÇÃO ENTRE CÉLULAS DE CAPACITORES
CHAVEADOS E CÉLULAS CONVENCIONAIS DE
COMUTAÇÃO**

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de “Mestre” em Engenharia Elétrica, na área de concentração de Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.

Florianópolis, 04 de março de 2016.



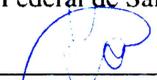
Prof. Carlos Galup Montoro, Dr.
Coordenador do Curso

Banca Examinadora:

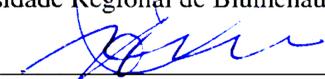


Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr. Eng.
Orientador

Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC



Prof. Romeu Hausmann, Dr. Eng.
Universidade Regional de Blumenau - FURB



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC



Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr. sc. ETH.
Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC

Aos meus pais e irmão.

AGRADECIMENTOS

Neste momento tão importante de minha vida, é com muito prazer que venho aqui lembrar e agradecer as pessoas que direta, ou indiretamente, fizeram parte dessa caminhada e dessa conquista.

Expresso meu agradecimento a meu pai Vanderlei, minha mãe Rosane e meu irmão Guilherme, que por toda a vida me apoiaram e incentivaram para que este momento chegasse. Agradeço ainda por toda a cumplicidade e por todos os sacrifícios que foram feitos. Serei eternamente grato a vocês e deixo aqui registrado que esta conquista é nossa. Estendo ainda meu agradecimento aos demais familiares pelo apoio e compreensão nos eventos familiares que não pude comparecer por motivos profissionais.

Um agradecimento especial ao meu orientador, professor Telles Brunelli Lazzarin, por todo o ensinamento transmitido desde a época da graduação até aqui. Ainda, agradeço não somente pela orientação, como também pela amizade que criamos ao longo destes anos. São pessoas como o senhor que marcam nossa vida e irei sempre lembrar-me desta conquista conjunta.

Agradeço também aos membros avaliados deste trabalho, professores Romeu Hausmann, Ivo Barbi e Marcelo Lobo Heldwein, pelo tempo disposto para leitura e avaliação desta dissertação. Suas críticas, comentários, discussões durante a arguição e sugestões de melhorias agregaram ainda mais este trabalho e, por isso, meu eterno agradecimento a vocês.

Aos demais professores do INEP: Denizar Cruz Martins, Samir Ahmad Mussa, Gierry Waltrich, Roberto Francisco Coelho e Arnaldo José Perin. Todos vocês, através de discussões em sala de aula ou até mesmo nos corredores, agregaram ainda mais conhecimento e participaram de minha formação profissional e pessoal. Meu muito obrigado.

Aos competentes técnicos Luiz Marcellius Coelho e Antônio Luiz Schalata Pacheco pelo tempo e trabalho despendidos para auxílio na confecção das placas dos conversores construídos. Sua sabedoria e experiência com certeza me ajudaram a crescer como profissional. Agradeço ainda ao secretário Diogo Duarte Luiz, pessoa sempre prestativa e que agrega tanto para manter a organização deste laboratório.

Aos amigos da turma do mestrado: Henrique “goiano”, Lucas, Diego “Colômbia”, Cesar e Alex pelos bons momentos que passamos

durante o período de créditos. Com certeza essa vitória deve ser compartilhada com vocês.

Agradeço também aos demais amigos e colegas do INEP: Marcelo, Ronny “Mulambo”, Marcos “Pitanga”, Lenon, Luis Juarez, Gean, Roberto, Adriano, Rodrigo, Delvanei, Joabel, Gilberto, Mauro, Francisco e Paulo. Foram bons os momentos vividos e obrigado pela troca de informações e aprendizado neste período.

Agradeço também aos amigos de infância Ary “Nanico”, Eduardo “Du”, Fellipe “Bode” e Marcos “Nego” pela amizade que construímos ao longo de todos esses anos e pelo momentos partilhados.

Por fim, agradeço ao povo brasileiro que, por meio de seu trabalho e impostos, subsidiaram de maneira integral a realização desta pesquisa.

“O problema do mundo de hoje é que as pessoas inteligentes estão cheias de dúvidas, e as pessoas idiotas estão cheias de certezas.”

Bertrand Russell

“I’ve missed more than 9000 shots in my career. I’ve lost almost 300 games. 26 times, I’ve been trusted to take the game winning shot and missed. I’ve failed over and over and over again in my life. And that is why I succeed.”

Michael Jordan

“It ain’t how hard you can hit; it’s about how hard you can get hit, and keep moving forward. How much you can take and keep moving forward. That’s how winning is done.”

Rocky Balboa

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo da integração entre células a capacitor chaveado e células convencionais de comutação. Como resultado, obtêm-se duas células híbridas de comutação, as quais geram uma família de conversores CC-CC híbridos não isolados. Uma célula é denominada de célula passiva de comutação e a outra de célula ativa de comutação. Cada uma gera três conversores: um Buck, um Boost e um Buck-Boost. As duas células híbridas de comutação, juntas, geram seis conversores CC-CC não isolados, todos apresentados nesta Dissertação. Características de ganho no MCC e MCD (quando aplicável), ganho generalizado, análise por espaço de estados para obtenção dos valores médios das variáveis relevantes do circuito e expansão dessa análise com o objetivo de descrever os esforços de tensão e corrente dos componentes do estágio de potência foram realizados para todas as topologias estudadas. A fim de validar experimentalmente a teoria abordada, dois protótipos foram desenvolvidos, um para cada célula híbrida de comutação, cujo objetivo é a validação das seis topologias (três de cada célula de comutação) estudadas. Testes experimentais proporcionaram a validação do ganho estático de todas as topologias e, para a topologia Buck de cada célula (topologia utilizada para dimensionamento e construção dos protótipos), ensaios de eficiência e regulação também foram realizados para tensão de entrada de 600 V e potência nominal de 1 kW.

Palavras-chave: Capacitor chaveado, CC-CC, Célula de comutação, Não isolados.

ABSTRACT

This work presents a study on the integration of switched capacitor cells and a conventional commutation cell. As a result, two hybrid commutation cells are obtained, which generate a family of DC-DC non isolated hybrid converters. One cell is denominated passive commutation cell and the other one, active commutation cell. Each one generates three converters: a Buck, a Boost and a Buck-Boost type. Together, these two hybrid commutation cells generate six converters, all of them are presented in this dissertation. Characteristics of gain in CCM and DCM (if when applicable), generalized gain, steady state analysis to obtain the relevant steady values of the circuit and an expansion from this analysis with the objective of describe the voltage and current stresses on all power components were realized for all topologies. In order to experimentally evaluate the theory, two prototypes were developed, one for each hybrid commutation cell, whose goal is validate the six topologies (three of them from each commutation cell) studied. Experimental tests provided the static gain validation to all topologies and, for the Buck converter of each cell (topology used to develop the prototypes), efficiency and regulation tests are also reported for a 600 V of input voltage and 1 kW of rated power.

Keywords: Commutation cell, DC-DC, Non isolated converters, Switched capacitor.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. 1 - (a) Circuito básico a capacitor chaveado; (b) circuito equivalente do conversor básico a capacitor chaveado e; (c) tensão nos terminais do capacitor chaveado.	3
Figura 1. 2 - Comportamento da resistência em função do produto $f_s\tau$	4
Figura 1. 3 - corrente no capacitor chaveado para os modos: (a) carga completa (CCa), (b) carga parcial (PC) e; (c) sem carga/descarga (NC).	5
Figura 1. 4 - Definição dos limites entre os modos <i>CCa</i> , <i>PC</i> e <i>NC</i>	6
Figura 1. 5 - Corrente no capacitor chaveado para os três modos de operação.	7
Figura 1. 6 - (a) Célula <i>Valley-Fill</i> e; (b) Conversor <i>CC-CC</i> abaixador 4 estágios proposto em [10].	8
Figura 1. 7 - (a) Célula Fibonacci; (b) conversor elevador de 5 estágios baseado na célula de Fibonacci [13] e; (c) conversor abaixador de 5 estágios baseado na célula de Fibonacci [14].	9
Figura 1. 8 - (a) célula <i>Ladder</i> ; (b) conversor abaixador de 5 estágios baseado na configuração <i>Ladder</i>	10
Figura 1. 9 - (a) Célula CockCroft-Walton e; (b) retificador multiplicador baseado na célula CockCroft-Walton.	10
Figura 1. 10 - (a) Célula <i>Dickson</i> implementada com interruptores ativos e; (b) conversor abaixador baseado na célula <i>Dickson</i> [16].	11
Figura 1. 11 - Paralelismo do conversor <i>CC-CC</i> abaixador de 4 estágios baseado na célula <i>Valley-Fill</i> proposto em [10].	12
Figura 1. 12 - Conversor <i>CC-CC</i> a capacitor chaveado proposto por [17].	13
Figura 1. 13 - Conversor <i>CC-CC</i> a capacitor chaveado proposto em [18].	14
Figura 1. 14 - Conversor <i>CA-CA</i> a capacitor chaveado proposto em [38].	15
Figura 2. 1 - (a) Célula genérica de comutação; (b) célula passiva a capacitor chaveado e; (c) célula passiva de comutação.	20
Figura 2. 2 - Conversores derivados da célula passiva de comutação: (a) conversor <i>CC-CC</i> híbrido Buck-1; (b) conversor <i>CC-CC</i> híbrido Boost-1 e; (c) conversor <i>CC-CC</i> híbrido Buck-Boost-1.	21
Figura 2. 3 - Estados topológicos: (a) primeira etapa de operação e; (b) segunda etapa de operação.	23
Figura 2. 4 - Principais formas de onda da topologia Buck-1.	23
Figura 2. 5 - Ganho estático do conversor <i>CC-CC</i> híbrido Buck-1.	25
Figura 2. 6 - Corrente e tensão no indutor operando no MCD.	26
Figura 2. 7 - Característica estática do conversor Buck-1.	28
Figura 2. 8 - Generalização da célula passiva de comutação para a topologia Buck-1.	29
Figura 2. 9 - Ganho da estrutura Buck-1 para 'M' células conectadas na configuração escada (<i>Ladder</i>).	30

Figura 2. 10 - Primeira etapa de operação.....	31
Figura 2. 11 - Segunda etapa de operação.....	35
Figura 2. 12 – Conversor CC-CC híbrido Boost-1.....	40
Figura 2. 13 - Estados topológicos: (a) primeira etapa de operação e; (b) segunda etapa de operação.....	41
Figura 2. 14 - Principais formas de onda da topologia Boost-1.....	41
Figura 2. 15 - Ganho estático do conversor CC-CC híbrido Boost-1.....	42
Figura 2. 16 - Corrente e tensão no indutor operando no MCD.....	43
Figura 2. 17 - Característica estática do conversor Boost-1.....	45
Figura 2. 18 - Generalização da célula passiva de comutação para a topologia Boost-1.....	46
Figura 2. 19 - Ganho da estrutura Boost-1 para 'M' células conectadas na configuração escada (<i>Ladder</i>).....	47
Figura 2. 20 - Primeira etapa de operação.....	48
Figura 2. 21 - Segunda etapa de operação.....	50
Figura 2. 22 - Conversor CC-CC híbrido Buck-Boost-1.....	52
Figura 2. 23 - Estados topológicos: (a) primeira etapa de operação e; (b) segunda etapa de operação.....	53
Figura 2. 24 - Principais formas de onda da topologia Buck-Boost-1.....	54
Figura 2. 25 - Ganho estático do conversor CC-CC híbrido Buck-Boost-1.....	55
Figura 2. 26 - Corrente e tensão no indutor Buck-Boost-1 operando no MCD.....	56
Figura 2. 27 - Característica estática do conversor do Buck-Boost-1.....	58
Figura 2. 28 - Generalização da célula de comutação para a topologia Buck-Boost-1.....	58
Figura 2. 29 - Ganho da estrutura Buck-Boost-1 para 'M' células conectadas na configuração escada.....	59
Figura 2. 30 - Primeira etapa de operação.....	61
Figura 2. 31 - Segunda etapa de operação.....	63
Figura 2. 32 – (a) Validação via simulação da planta de tensão do conversor Buck-1 e; (b) Lugar Geométrico das Raízes da planta do conversor Buck-1.....	68
Figura 2. 33 – (a) Validação via simulação da planta de tensão do conversor Boost-1 e; (b) Lugar Geométrico das Raízes da planta do conversor Boost-1.....	69
Figura 2. 34 - (a) Validação via simulação da planta de tensão do conversor Buck-Boost-1 e; (b) Lugar Geométrico das Raízes da planta do conversor Buck-Boost-1.....	70
Figura 2. 35 - Célula de comutação e suas portas de conexão.....	78

Figura 3. 1 - Esquemático do circuito de potência do conversor Buck-1....	87
Figura 3. 2 - Protótipo de 1 kW desenvolvido para ensaios experimentais na topologia Buck-1 da célula passiva de comutação.....	87
Figura 3. 3 - Ganho da topologia Buck-1.....	89
Figura 3. 4 - Equilíbrio natural das tensões nos capacitores da célula para a estrutura Buck-1.....	89
Figura 3. 5 - Tensão de entrada, tensão média no capacitor C_3 e tensão de bloqueio no interruptor S_1	90
Figura 3. 6 - Tensão e corrente no capacitor C_3	90
Figura 3. 7 - Sinal de comando, tensão e corrente no indutor L	91
Figura 3. 8 - Tensão e corrente de entrada e saída do circuito.....	92
Figura 3. 9 – Ganho da estrutura e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D = 0,3$	93
Figura 3. 10 - Ganho da estrutura e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D = 0,4$	93
Figura 3. 11 - Ganho da estrutura e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D = 0,6$	94
Figura 3. 12 - Ganho da estrutura e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D = 0,7$	94
Figura 3. 13 - Curva de rendimento na frequência de 70 kHz para diferentes valores de razão cíclica.....	96
Figura 3. 14 - Curva de rendimento com $D = 0,5$ para diferentes valores de frequência de comutação.....	97
Figura 3. 15 - Regulação do sistema para as especificações nominais de projeto.....	98
Figura 3. 16 - Ganho da estrutura, tensão média no capacitor chaveado C_3 e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D = 0,3$	99
Figura 3. 17 - Ganho da estrutura, tensão média no capacitor chaveado C_3 e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D = 0,4$	100
Figura 3. 18 - Ganho da estrutura, tensão média no capacitor chaveado C_3 e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D = 0,5$	100
Figura 3. 19 - Ganho da estrutura, tensão média no capacitor chaveado C_3 e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D = 0,6$	101
Figura 3. 20 - Ganho da estrutura, tensão média no capacitor chaveado C_3 e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D = 0,3$	103
Figura 3. 21 - Ganho da estrutura, tensão média no capacitor chaveado C_3 e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D = 0,4$	103
Figura 3. 22 - Ganho da estrutura e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D = 0,5$	104
Figura 3. 23 - Ganho da estrutura, tensão média no capacitor chaveado C_3 e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D = 0,6$	104

Figura 4. 1 - (a) célula genérica; (b) célula ativa a capacitor chaveado e; (c) célula ativa de comutação.....	108
Figura 4. 2 - Conversores derivados da célula ativa de comutação: (a) conversor CC-CC híbrido Buck-2; (b) conversor CC-CC híbrido Boost-2 e; (c) conversor CC-CC híbrido Buck-Boost-2.....	108
Figura 4. 3 - Estados topológicos: (a) primeira etapa de operação e; (b) segunda etapa de operação.....	110
Figura 4. 4 - Principais formas de onda da topologia Buck-2.....	110
Figura 4. 5 - Ganho estático do conversor CC-CC híbrido Buck-2.....	111
Figura 4. 6 - Generalização da célula de comutação para a topologia Buck-2.....	112
Figura 4. 7 - Ganho da estrutura Buck-2 para 'M' células conectadas na configuração escada.....	113
Figura 4. 8 - Ganho estático do conversor CC-CC híbrido Boost-2.....	117
Figura 4. 9 - Ganho da estrutura Boost-2 para 'M' células conectadas na configuração escada (<i>Ladder</i>).....	117
Figura 4. 10 - Ganho estático do conversor CC-CC híbrido Buck-Boost-2.....	118
Figura 4. 11 - Ganho da estrutura Buck-Boost-2 para 'M' células conectadas na configuração escada (<i>Ladder</i>).....	118
Figura 4. 12 - (a) Validação via simulação da planta de tensão do conversor Buck-2 e; (b) Lugar Geométrico das Raízes da planta do conversor Buck-2.....	123
Figura 4. 13 - (a) Validação via simulação da planta de tensão do conversor Boost-2 e; (b) Lugar Geométrico das Raízes da planta do conversor Boost-2.....	124
Figura 4. 14 - (a) Validação via simulação da planta de tensão do conversor Buck-Boost-2 e; (b) Lugar Geométrico das Raízes da planta do conversor Buck-Boost-2.....	125
Figura 5. 1 - Esquemático do circuito de potência do conversor Buck-2.....	131
Figura 5. 2 - Protótipo de 1 kW desenvolvido para ensaios experimentais na topologia Buck-2 da célula ativa de comutação.....	133
Figura 5. 3 – Ganho da topologia Buck-2.....	133
Figura 5. 4 - Equilíbrio natural das tensões nos capacitores da célula para a estrutura Buck-2.....	134
Figura 5. 5 - Ganho da estrutura, tensão média no capacitor C_1 e tensão de bloqueio no interruptor S_1	134
Figura 5. 6 - Tensão e corrente de entrada e saída do circuito.....	135
Figura 5. 7 - Ganho da estrutura, tensão média no capacitor C_1 e tensão de bloqueio do interruptor S_1 para razão cíclica $D=0,3$	136
Figura 5. 8 - Ganho da estrutura, tensão média no capacitor C_1 e tensão de bloqueio do interruptor S_1 para razão cíclica $D=0,4$	136

Figura 5. 9 - Ganho da estrutura, tensão média no capacitor C_1 e tensão de bloqueio do interruptor S_1 para razão cíclica $D=0,6$.	137
Figura 5. 10 - Ganho da estrutura, tensão média no capacitor C_1 e tensão de bloqueio do interruptor S_1 para razão cíclica $D=0,7$.	137
Figura 5. 11 - Curva de eficiência da estrutura para as especificações nominais de projeto.	138
Figura 5. 12 - Regulação do sistema para as especificações nominais de projeto.	139
Figura 5. 13 - Ganho da estrutura, tensão média no capacitor C_1 e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D =0,3$.	141
Figura 5. 14 - Ganho da estrutura, tensão média no capacitor C_1 e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D=0,4$.	141
Figura 5. 15 - Ganho da estrutura e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D=0,5$.	142
Figura 5. 16 - Ganho da estrutura, tensão média no capacitor C_1 e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D=0,6$.	142
Figura 5. 17 - Ganho da estrutura, tensão média no capacitor C_1 e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D=0,7$.	143
Figura 5. 18 - Ganho da estrutura e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D=0,3$.	144
Figura 5. 19 - Ganho da estrutura e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D=0,4$.	145
Figura 5. 20 - Ganho da estrutura e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D=0,5$.	145
Figura 5. 21 - Ganho da estrutura e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D=0,6$.	146
Figura 5. 22 - Ganho da estrutura e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D=0,7$.	146
Figura 5. 23 - Ganho da estrutura e tensão no capacitor C_1 para $D=0,5$.	147

LISTA DE TABELAS

Tabela 1. 1 - Intervalos para os modos de operação do capacitor chaveado. 7	
Tabela 2. 1 - Tabela comparativa para conexão de 'M' células de comutação na topologia Buck-1.	31
Tabela 2. 2 - Tabela comparativa para conexão de 'M' células de comutação na topologia Boost-1.	47
Tabela 2. 3 - Tabela comparativa para conexão de 'M' células de comutação na topologia Buck-Boost-1.	60
Tabela 2. 4 - Definição dos parâmetros de projeto para validação da planta de tensão do conversor Buck-1.	67
Tabela 2. 5 - Resumo dos esforços de tensão e corrente nos componentes do estágio de potência da célula passiva de comutação.	76
Tabela 2. 6 - Definições dos parâmetros para cálculo dos esforços nos componentes do estágio de potência dos conversores derivados da célula passiva de comutação.	77
Tabela 3. 1 - Definição dos parâmetros de projeto para construção do protótipo.	82
Tabela 3. 2 - Especificações do indutor.	83
Tabela 3. 3 - Esforços de tensão e corrente simulado e calculado para o interruptor S_1	83
Tabela 3. 4 - Características do interruptor.	84
Tabela 3. 5 - Esforços de tensão e corrente nos diodos D_1 , D_2 e D_3	84
Tabela 3. 6 - Características dos diodos.	84
Tabela 3. 7 - Esforços de tensão e corrente nos capacitores C_1 , C_2 e C_3	85
Tabela 3. 8 - Características dos capacitores.	85
Tabela 3. 9 - Produto $f_s \tau$ das etapas de operação.	86
Tabela 3. 10 - Resumo dos principais resultados experimentais da topologia Buck-1.	95
Tabela 3. 11 - Especificações de projeto para a topologia Boost-1.	98
Tabela 3. 12 - Resumo dos principais resultados experimentais da topologia Boost-1.	101
Tabela 3. 13 - Especificações de projeto para a topologia Buck-Boost-1.	102
Tabela 3. 14 - Resumo dos principais resultados experimentais da topologia Buck-Boost-1.	105
Tabela 4. 1 - Matrizes de estado referentes às etapas de operação do conversor Buck-2.	114
Tabela 4. 2 - Matrizes de estado referentes às etapas de operação do conversor Boost-2.	120
Tabela 4. 3 - Matrizes de estado referentes às etapas de operação do conversor Buck-Boost-2.	120

Tabela 4. 4 - Definição dos parâmetros de projeto para validação da planta de tensão do conversor Buck-2.	122
Tabela 4. 5 - Resumo dos esforços de tensão e corrente nos componentes do estágio de potência da célula ativa de comutação.	126
Tabela 4. 6 - Definições dos parâmetros para cálculo dos esforços nos componentes do estágio de potência dos conversores derivados da célula ativa de comutação.	126
Tabela 5. 1 - Definição dos parâmetros de projeto para construção do protótipo.....	129
Tabela 5. 2 - Especificações do indutor.....	130
Tabela 5. 3 - Esforços de tensão e corrente nos interruptores S_1 , S_2 e S_3 , no diodo D_1 e nos capacitores C_1 , C_2 e C_3	130
Tabela 5. 4 - Produto $f_s t$ das etapas de operação.	131
Tabela 5. 5 - Resumo dos principais resultados experimentais da topologia Buck-2.	138
Tabela 5. 6 - Especificações de projeto para a topologia Boost-2.	140
Tabela 5. 7 - Resumo dos principais resultados experimentais da topologia Boost-2.	140
Tabela 5. 8 - Especificações de projeto para a topologia Buck-Boost-2. ..	143
Tabela 5. 9 - Resumo dos principais resultados experimentais da topologia Buck-Boost-2.	147
Tabela 6. 1 - Tabela comparativa dos ganhos, onde é mostra que as topologias de cada célula são complementares.....	151

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

Símbolo	Descrição
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCa	Carga Completa
CI	Circuito Integrado
COBEP	Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência
ECCE	Energy Conversion Congress and Exposition
F(D)	Função de Comutação
GaN	Gallium Nitrite
GTO	Gate Turn-off Thyristor
ICIT	International Conference of Industrial Technology
IEEE	Institute of Electrical and Electronic Engineers
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
LGR	Lugar Geométrico das Raízes
MCC	Modo de Condução Contínuo
MCD	Modo de Condução Descontínuo
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
NC	Sem Carga/Descarga
PC	Carga Parcial
PWM	Pulse Width Modulation
RF	Rádio Frequência
Si	Silicon
SCC	Switched Capacitor Converter
SiC	Silicon Carbide
SPD	Semi-Plano Direito
SPEC	Southern Power Electronics Conference
TBSC	Two-Boost Switched Capacitor
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Descrição	Unidade
a, b, c	Terminais da Célula de Comutação	-
a_1, b_1, c_1 e n_1	Terminais da Célula Tradicional de Comutação	-
a_2, b_2, c_2 e n_2	Terminais da Célula Passiva/Ativa de Comutação	-
a_{xx}' e b_{xx}'	Coefficientes Matriciais da Primeira Etapa de Operação $1 \leq x \leq 5$	-
a_{xx}'' e b_{xx}''	Coefficientes Matriciais da Segunda Etapa de Operação $1 \leq x \leq 5$	-
A', A'', B' e B''	Matrizes de Estados das Etapas de Operação dos Conversores	-
A e B	Matrizes de Estados após a Ponderação	-
$C_{1a,2a,3a,4a}$	Capacitores 1a, 2a, 3a e 4a respectivamente	-
$C_{1b,2b,3b,4b}$	Capacitores 1b, 2b, 3b e 4b respectivamente	-
$C_{1,2,3,4,5,6,7,8,9}$	Capacitores 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 e 9 respectivamente	-
C_o	Capacitor de Saída	-
D	Razão Cíclica	-
$D_{1,2,3,4}$	Diodos 1, 2, 3 e 4 respectivamente	-
$D_{1a,b,c,d,e,f}$	Diodos 1a, 1b, 1c, 1d, 1e e 1f	-

	respectivamente	
$D_{2a,b,c,d,e,f,g,h,i,j,k,l}$	Diodos 2a, 2b, 2c, 2d, 2e, 2f, 2g, 2h, 2i, 2j, 2k e 2l	-
	respectivamente	
θ_1	Comando 1	-
θ_2	Comando 2	-
f_s	Frequência de Comutação	Hz (hertz)
I_{IN}	Corrente de Entrada	A (ampère)
I_o	Corrente de Saída	A (ampère)
I_M	Corrente Máxima no Indutor no MCD	A (ampère)
$i_{C1,2,3}$	Corrente nos Capacitores 1, 2 e 3	A (ampère)
i_L	Corrente no Indutor	A (ampère)
i_{Ymed}	Corrente Média num Período de Comutação	A (ampère)
i_{Yef}	Corrente Eficaz num Período de Comutação	A (ampère)
$\Delta I_L\%$	Ondulação de Corrente definida em Projeto	% (por cento)
J	Densidade de Corrente	A/cm ²
L	Indutância	H (henry)
M	Número de Células a Capacitor Chaveado conectadas	-
pu	por unidade	-
P_o	Potência de Saída	W (watt)
R_{eq}	Resistência Equivalente do circuito a Capacitor Chaveado	Ω (ohm)
R_{ON}	Resistência série de condução dos interruptores	Ω (ohm)
R_o	Resistência de Carga	Ω (ohm)
r_C	Resistência Série dos Capacitores	Ω (ohm)
$S_{1a,b}$	Interruptores 1a e 1b,	-

	respectivamente	
$S_{2a,b}$	Interruptores 2a e 2b, respectivamente	-
$S_{1,2,3,4,5,6,7,8,9,10}$	Interruptores 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9 e 10 respectivamente	-
t_o	Tempo de Desmagnetização do Indutor no MCD	s (segundo)
t_c	Tempo de Magnetização do Indutor no MCD	s (segundo)
T_S	Período de Comutação	s (segundo)
$V_{DI,2,3}$	Tensão nos Diodos 1, 2 e 3 respectivamente	V (volt)
V_{IN}	Tensão de Entrada	V (volt)
V_o	Tensão de Saída	V (volt)
V_H	Tensão do lado de Alta	V (volt)
V_L	Tensão do lado de Baixa	V (volt)
$V_{SI,2,3}$	Tensão nos Interruptores 1, 2 e 3, respectivamente	V (volt)
V_X	Tensão Genérica de Esforços	V (volt)
$V_{I,2,3}$	Tensão das Portas 1,2 e 3, respectivamente	V (volt)
$v_{CI,2,3}$	Tensão nos Capacitores 1, 2 e 3, respectivamente	V (volt)
v_L	Tensão no Indutor	V (volt)
V_{planta}	Tensão Gerada a partir da Perturbação na Planta Proposta	V (volt)
$\dot{x} = \frac{dx}{dt}$	Operador de Derivada	-
τ	Constante de Tempo do circuito	s (segundo)
W_E	Energia Armazenada pelo Indutor na etapa de Magnetização	J (joule)
W_o	Energia Fornecida pelo Indutor à carga na etapa de Magnetização	J (joule)

SUMÁRIO

1	Introdução e Revisão Bibliográfica	1
1.1	Introdução	1
1.2	Revisão Bibliográfica	2
1.2.1	Estado da Arte sobre Topologias a Capacitor Chaveado	3
1.2.2	Células a Capacitor Chaveado Abordadas na Literatura	7
1.2.3	Aplicações de Capacitores Chaveados em Eletrônica de Potência 11	
1.3	Objetivos e Organização do Trabalho.....	15
1.3.1	Objetivos Gerais.....	15
1.3.2	Objetivos Específicos.....	15
1.3.3	Organização do Trabalho	16
1.4	Publicações	17
2	Célula Passiva de Comutação.....	19
2.1	Conversor CC-CC Híbrido Buck-1	21
2.1.1	Etapas de Operação no MCC	22
2.1.2	Ganho Estático Ideal no MCC	24
2.1.3	Ganho Estático Ideal no MCD	25
2.1.4	Generalização da Topologia.....	28
2.1.5	Análise por Espaço de Estados.....	30
2.2	Conversor CC-CC Híbrido Boost-1	40
2.2.1	Etapas de Operação no MCC	40
2.2.2	Ganho Estático Ideal no MCC	42
2.2.3	Ganho Estático Ideal no MCD	43
2.2.4	Generalização da Topologia.....	45
2.2.5	Análise por Espaço de Estados.....	47
2.3	Conversor CC-CC Híbrido Buck-Boost-1	52
2.3.1	Etapas de Operação no MCC	53
2.3.2	Ganho estático ideal no MCC	54

2.3.3	Ganho Estático Ideal no MCD	55
2.3.4	Generalização da topologia	58
2.3.5	Análise por Espaço de Estados	60
2.4	Modelagem Orientada ao Controle	65
2.4.1	Planta de Tensão do Conversor Buck-1	66
2.4.2	Planta de Tensão do Conversor Boost-1.....	68
2.4.3	Planta de Tensão do Conversor Buck-Boost-1	69
2.5	Esforços de Tensão e Corrente na Célula Passiva de Comutação....	70
2.5.1	Esforços de Tensão do Conversor Buck-1	70
2.5.2	Esforço de Corrente nos Capacitores do Conversor Buck-1	71
2.5.3	Esforço de Corrente nos Semicondutores do Conversor Buck-1	73
2.5.4	Extensão da Análise de Esforços para as Topologias Boost-1 e Buck-Boost-1	75
2.6	Considerações Finais.....	77
3	Projeto, Dimensionamento e Resultados Experimentais da Célula Passiva de Comutação	81
3.1	Projeto, Dimensionamento e Construção do Protótipo	81
3.1.1	Indutor	82
3.1.2	Semicondutores	83
3.1.3	Capacitores	84
3.1.4	Circuito de comando e drivers.....	86
3.1.5	Protótipo.....	86
3.2	Resultados Experimentais da Topologia Buck-1	88
3.2.1	Principais Formas de Onda.....	88
3.2.2	Ensaio para Variação na Razão Cíclica	92
3.2.3	Eficiência e Regulação do Conversor Proposto.....	95
3.3	Resultados Experimentais da Topologia Boost-1	98
3.4	Resultados Experimentais da Topologia Buck-Boost-1	101
3.5	Considerações Finais.....	105

4	Célula Ativa de Comutação.....	107
4.1	Conversor CC-CC Híbrido Buck -2.....	109
4.1.1	Etapas de Operação.....	109
4.1.2	Ganho Estático Ideal no MCC.....	111
4.1.3	Generalização da Topologia.....	112
4.1.4	Análise por Espaço de Estados.....	113
4.2	Conversores Boost-2 e Buck-Boost-2 da Célula Ativa de Comutação 116	
4.2.1	Análise de Ganho Estático e Generalização.....	116
4.2.2	Análise por Espaço de Estados.....	119
4.3	Modelagem Orientada ao Controle.....	121
4.3.1	Planta de Tensão do Conversor Buck-2.....	122
4.3.2	Planta de Tensão do Conversor Boost-2.....	123
4.3.3	Planta de Tensão do Conversor Buck-Boost-2.....	124
4.4	Esforços de tensão e corrente na célula de comutação.....	125
4.5	Considerações Finais.....	127
5	Projeto, Dimensionamento e Resultados Experimentais da Célula Ativa de Comutação.....	129
5.1	Projeto, Dimensionamento e Construção do Protótipo.....	129
5.2	Resultados Experimentais da Topologia Buck-2.....	132
5.2.1	Principais Formas de Onda.....	132
5.2.2	Ensaio para Variação na Razão Cíclica.....	135
5.2.3	Eficiência e Regulação.....	138
5.3	Resultados Experimentais da Topologia Boost-2.....	140
5.4	Resultados Experimentais da Topologia Buck-Boost-2.....	143
5.5	Considerações Finais.....	147
6	Conclusões e Propostas de Trabalhos Futuros.....	149
6.1	Conclusões.....	149
6.2	Trabalhos Futuros.....	152
	Referências Bibliográficas.....	153

Apêndice A – Plantas dos Conversores da Célula Passiva de Comutação	157
Apêndice B – Planilha de Esforços de Tensão e Corrente do Conversor Buck-1	161
Apêndice C – Planilha de Esforços de Tensão e Corrente do Conversor Boost-1	171
Apêndice D – Planilha de Esforços de Tensão e Corrente do Conversor Buck-Boost-1	181
Apêndice E – Esquemático e Lista de Materiais da Célula Passiva de Comutação	191
Apêndice F – Plantas dos Conversores da Célula Ativa de Comutação	193
Apêndice G – Planilha de Esforços de Tensão e Corrente do Conversor Buck-2	197
Apêndice H – Planilha de Esforços de Tensão e Corrente do Conversor Boost-2	207
Apêndice I – Planilha de Esforços de Tensão e Corrente do Conversor Buck-Boost-2	217
Apêndice J – Esquemático e Lista de Materiais da Célula Ativa de Comutação	227

INTRODUÇÃO E REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

1.1 Introdução

Esta seção introduz uma contextualização acerca do tema tratado no trabalho. Numa visão geral, nos últimos anos houve um aumento das pesquisas e das publicações, como é apresentado em [1], nas áreas de microrredes, geração distribuída e redes ativas. Outros campos em pleno desenvolvimento são os setores das fontes renováveis de energia, veículos elétricos e armazenamento de energia. Um ponto comum nesses tópicos emergentes em eletrônica de potência é o incremento considerável da conversão CC de energia.

Os conversores estáticos realizam ajustes nos níveis de tensão, de frequência (quando necessário), além do controle do fluxo de potência dos sistemas. Sendo assim, a eletrônica de potência, com seu início no advento dos dispositivos semicondutores (tiristores, diodos, triacs e, mais recentemente, MOSFET's, IGBT's e GTO's) é uma área da engenharia elétrica em constante evolução, tanto na linha de pesquisa que diz respeito ao estudo dos dispositivos semicondutores (cujos compostos básicos são Si, SiC e GaN) quanto na preconização de novas estruturas, buscando atender todas as suas aplicações.

Um dos tópicos muito estudados nos últimos anos na área de eletrônica de potência são os conversores que utilizam o princípio do capacitor chaveado ("switched capacitor" - SC). Circuitos a capacitor chaveado foram inicialmente estudados para aplicações de baixas potências em CI's [2]-[3] e, nos últimos anos, em aplicações CC-CC de alta potência. Este princípio também vem sendo estudado em aplicações CC-CA, CA-CC e CA-CA. A célula a capacitor chaveado trabalha como uma célula multiplicadora ou divisora de tensão, dependendo da configuração utilizada e da conexão da fonte de alimentação e da carga. Como principal característica, circuitos a capacitor chaveado possuem a propriedade de dividir os esforços de tensão nos semicondutores do estágio de potência. Em contrapartida, o controle em malha fechada desses circuitos ainda é um desafio.

Uma nova linha de pesquisa vem sendo explorada em sistemas CC nos últimos anos, cujo propósito principal é a integração de células a capacitor chaveado com células convencionais de comutação compostas por interruptores, diodos e indutores. Nesse cenário, tanto os capacitores comutados em alta frequência quanto o indutor hora armazenam energia hora fornecem energia à carga. Esse comportamento faz com que a célula seja denominada de ‘célula híbrida’, devido à integração entre capacitor chaveado e o armazenamento de energia convencional.

Tendo em vista que os conversores propostos nesta dissertação realizam a integração entre a célula genérica de comutação dos conversores CC-CC tradicionais com células a capacitor chaveado, será apresentado a seguir um resumo das principais células a capacitor chaveado abordadas na literatura, a exemplo: *Valley-Fill*, *Fibonacci*, *Ladder*, *Cockcroft-Walton* e *Dickson*, mostrando as principais vantagens e desvantagens de cada uma delas. Além disso, será realizada uma explanação geral dos últimos estudos que abordam o tema “capacitor chaveado” em sistemas CC-CC, CC-CA, CA-CC e CA-CA, com o propósito de contextualizar essa linha de pesquisa no âmbito da eletrônica de potência. Por fim, uma pequena seção abordará os objetivos gerais e específicos do estudo proposto, além da estrutura do trabalho.

1.2 Revisão Bibliográfica

Na visão clássica, a eletrônica de potência é definida como alta tecnologia, tendo em vista que esta está imersa dentro de três amplos domínios: circuitos elétricos e máquinas, dispositivos magnéticos e de potência, além da área de controle [4]. Ainda segundo [4], atualmente a eletrônica de potência superou essa definição clássica, sendo que agora ela aborda todos os aspectos da engenharia elétrica, sendo eles: circuitos analógicos e digitais, máquinas elétricas, controle linear e não-linear, geração e armazenamento de energia, circuitos RF, antenas, semicondutores de potência e CI’s.

Imerso nesse amplo domínio, uma das linhas de pesquisa que mais crescem atualmente, tendo em vista o grande número de publicações nas mais diversas aplicações em eletrônica de potência, são os conversores a capacitor chaveado (“switched capacitor converters” – SCC). Com o objetivo de introduzir este assunto, a seguir é descrito uma revisão sobre o estado da arte deste tema.

1.2.1 Estado da Arte sobre Topologias a Capacitor Chaveado

Publicações datadas do início dos anos 2000 [5]-[6] e algumas mais recentes [7]-[10] abordam a inserção do conceito de capacitor chaveado em sistemas CC. O circuito básico a capacitor chaveado é mostrado na Figura 1.1(a), na qual observa-se a não existência de elementos indutivos no estágio de potência. Circuitos a capacitor chaveado, como ilustrado na Figura 1.1(a), são compostos apenas por interruptores e capacitores em seu estágio de potência.

Com duas etapas de operação distintas, o capacitor chaveado hora armazena energia (primeira etapa de operação, quando o interruptor S_1 é comandado e conduz enquanto o interruptor S_2 permanece bloqueado), hora fornece energia à carga (segunda etapa de operação, quando S_2 conduz e S_1 bloqueia), como pode ser verificado na Figura 1.1(c), que ilustra o processo de carga e descarga do capacitor do circuito.

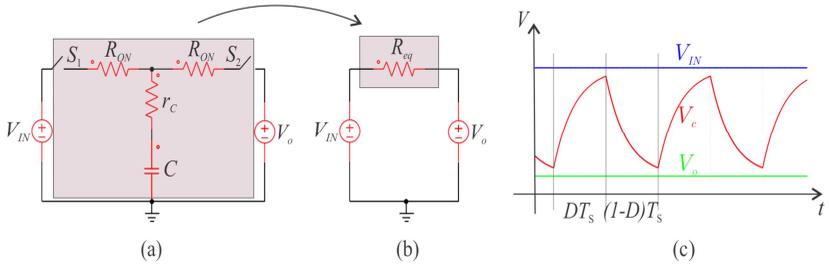


Figura 1.1 - (a) Circuito básico a capacitor chaveado; (b) circuito equivalente do conversor básico a capacitor chaveado e; (c) tensão nos terminalis do capacitor chaveado.

Estudos recentes propõem que conversores a capacitor chaveado podem ser modelados como uma resistência equivalente [11], mostrado na Figura 1.1(b). Essa resistência equivalente, como verificado em (1.1), é dependente da frequência de comutação do circuito (f_s), da razão cíclica (D) e da constante de tempo do circuito RC ($\tau = C(R_{ON} + r_c)$).

$$R_{eq} = \frac{1}{f_s C} \frac{\left(1 - e^{-f_s \tau} \right)}{\left(1 - e^{-f_s \tau} - e^{-\frac{(1-D)}{f_s \tau}} + e^{-\frac{1}{f_s \tau}} \right)} \quad (1.1)$$

Através da análise de (1.1), pode-se traçar o comportamento da

resistência equivalente em função do produto $f_s\tau$ para uma razão cíclica fixa (ver Figura 1.2). Nota-se que, quando o produto $f_s\tau$ tende ao infinito, a resistência equivalente atinge seu patamar mínimo.

Para projetar o conversor, portanto, define-se os parâmetros de projeto ($f_s\tau$) de maneira a obter uma resistência equivalente adequada para a aplicação, sendo que, quanto menor esta for, maior será a eficiência da estrutura.

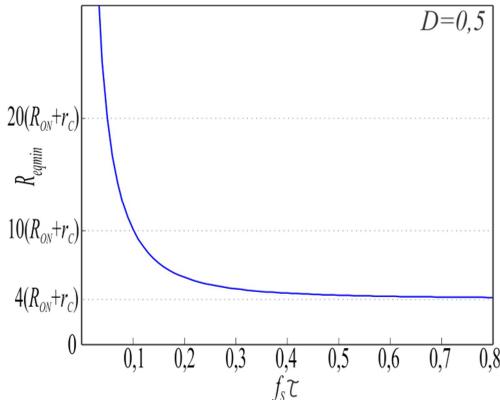


Figura 1.2 - Comportamento da resistência em função do produto $f_s\tau$.

Como consequência desta análise, o modo de operação do capacitor chaveado pode ser dividido em três diferentes tipos, que estão diretamente relacionados com o perfil da corrente de carga e descarga do capacitor [12]. São elas:

- Carga Completa (CCa): a corrente, com formato exponencial, atinge o zero em cada processo de carga e de descarga (ver Figura 1.3(a)).
- Carga Parcial (PC): a exponencial da corrente do capacitor não atinge o zero em cada processo de carga ou descarga, pelo fato de o processo de carga ser interrompido e iniciar o processo de descarga do capacitor (e vice-versa), como ilustra Figura 1.3(b).
- Sem carga/descarga (NC): a corrente do capacitor evolui muito pouco e é praticamente constante durante o processo de carga e descarga do capacitor (ver Figura 1.3(c)).

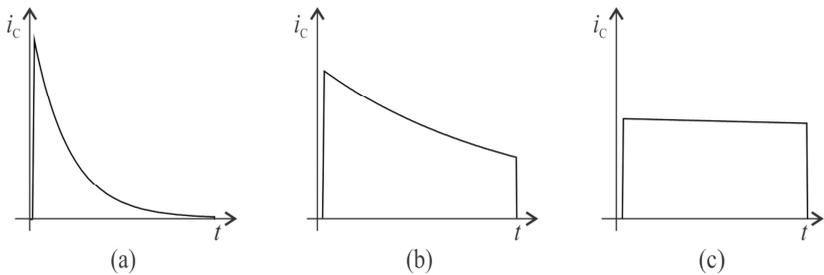


Figura 1.3 - Corrente no capacitor chaveado para os modos: (a) carga completa (CCa), (b) carga parcial (PC) e; (c) sem carga/descarga (NC).

Da teoria de circuitos elétricos, sabe-se que após cinco constantes de tempo (5τ), o capacitor atinge 99,3% de sua carga/descarga. Portanto, na etapa de operação onde o capacitor chaveado está em processo de carga (primeira etapa de operação), o tempo de condução de S_1 (DT_S) deve ser menor que 5τ para que o mesmo opere no modo PC, como ilustra (1.2).

$$DT_S \leq 5\tau \quad (1.2)$$

Para a razão cíclica de 50%, valor que representa a menor resistência equivalente, obtém-se de (1.2) o valor mínimo do produto $f_S\tau$, definido em (1.3), onde é apresentado o limite de operação entre os modos CCa e PC. Portanto, caso o produto $f_S\tau$ possua valor menor que 0,1, o sistema operará no modo CCa que, observado na Figura 1.4, apresenta elevados valores de resistência equivalente, o que eleva as perdas no circuito, reduzindo a eficiência global do sistema.

$$f_S\tau \geq 0,1 \quad (1.3)$$

Na literatura, não encontra-se nenhuma discussão acerca da fronteira entre os modos PC e NC de operação, apenas sabe-se que o produto $f_S\tau$ para o modo NC deve ser muito maior que 0,1. Portanto, propõe-se neste trabalho uma breve discussão acerca dessa fronteira e uma possível definição entre os limites PC e NC.

Considerou-se, para a proposta do limite entre os modos PC e NC, que a resistência equivalente na fronteira entre os dois modos deve possuir o valor de 1,01pu da resistência mínima. Para tanto, o produto $f_S\tau$ que respeita essa definição é de 1,44, como observado na Figura 1.4. No modo PC existem duas regiões de operação: uma região próxima ao modo CCa (apresentando os mesmos problemas deste) e outra próxima ao modo NC, região onde não são identificados picos de corrente e,

ainda, onde apresenta a resistência equivalente próxima da mínima. A Tabela 1.1 resume a discussão apresentada anteriormente, onde podem ser observadas as definições dos intervalos de operação do capacitor chaveado.

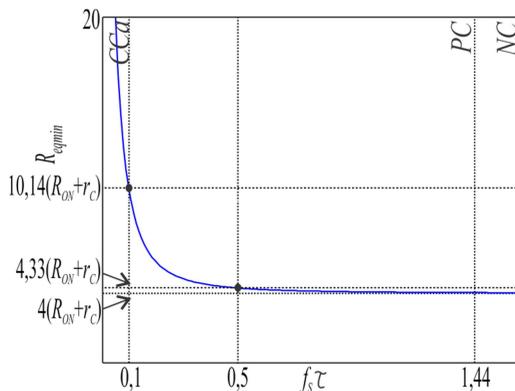


Figura 1.4 - Definição dos limites entre os modos *CCA*, *PC* e *NC*.

A Figura 1.4 ainda indica um divisão interna no modo *PC* de operação, cujo $f_s\tau$ apresenta valor de 0,5. Este ponto representa uma resistência equivalente de 1,08pu em relação à resistência mínima. Um projeto cuja implementação seja adequada deve apresentar valor de $f_s\tau$ igual ou próximo a 0,5. Este valor é proposto levando-se em conta que: os componentes utilizados no estágio de potência possuem variações paramétricas na ordem de 5 a 10%, a resistência série dos interruptores (R_{ON}) sofre uma alteração significativa com o aumento da temperatura do encapsulamento (o que acarreta uma imprecisão nos cálculos) e que, a partir de 0,5, o custo benefício de aumentar $f_s\tau$ não é justificável, pois componentes de maior volume e/ou frequências mais elevadas de comutação devem ser utilizadas, sem que se obtenha um ganho significativo em termos de resistência equivalente, como dispõe a Tabela 1.1, onde são comparados os valores internos da resistência equivalente para 0,5 e 1 do produto $f_s\tau$. Nota-se que, quando $f_s\tau$ dobra de valor, obtém-se um ganho de apenas 6% em relação a resistência equivalente e, para tanto, seria necessário utilizar capacitores com capacitâncias do dobro do valor (agregando em volume) ou, ainda, dobrar a frequência de comutação do circuito.

Modo de Operação	Intervalo de Operação	R_{eq} em relação a resistência mínima
CCa	$f_{sT} \leq 0,1$	$f_{sT} = 0,1 \rightarrow 2,53pu$
PC	$0,1 \leq f_{sT} \leq 1,44$	$f_{sT} = 0,5 \rightarrow 1,08pu$ $f_{sT} = 1 \rightarrow 1,02pu$
NC	$f_{sT} \geq 1,44$	$f_{sT} = 1,44 \rightarrow 1,01pu$

Tabela 1.1 - Intervalos para os modos de operação do capacitor chaveado.

Para corroborar a análise disposta, é apresentado um resultado de simulação para o circuito básico estudado, operando nos três modos discutidos. O circuito simulado processa a mesma potência. Define-se a corrente no modo NC ($f_{sT} = 10$) como referência e, via simulação, obteve-se valores de corrente no modo PC ($f_{sT} = 0,5$) de 1,04pu e no modo CCa ($f_{sT} = 0,1$) de 1,59pu (ver Figura 1.5). Dessa forma, nota-se a grande vantagem de projetar circuitos a capacitor chaveado no modo PC, sendo este o modo que proporciona um melhor custo benefício no quesito eficiência/volume do projeto.

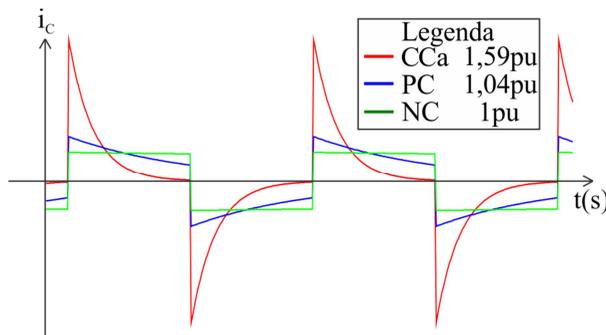


Figura 1.5 - Corrente no capacitor chaveado para os três modos de operação.

1.2.2 Células a Capacitor Chaveado Abordadas na Literatura

1.2.2.1 Célula Valley-Fill

A célula *Valley-Fill*, ilustrada na Figura 1.6(a), apresenta característica de carga dos capacitores em série e descarga em paralelo. Esta célula foi utilizada como base para a topologia CC proposta em [10] e ilustrada na Figura 1.6(b), a qual é um abaixador de 4 estágios. Na primeira etapa de operação, com o interruptor S_1 em condução, os capacitores $C_{1,2,3,4}$ são conectados em série através dos diodos $D_{1a,b,c}$. Na

etapa seguinte, com o bloqueio do interruptor S_1 e condução do interruptor S_2 , os mesmos capacitores são conectados em paralelo através dos diodos $D_{2a,b,c,d,e,f}$, que fornecem energia à carga.

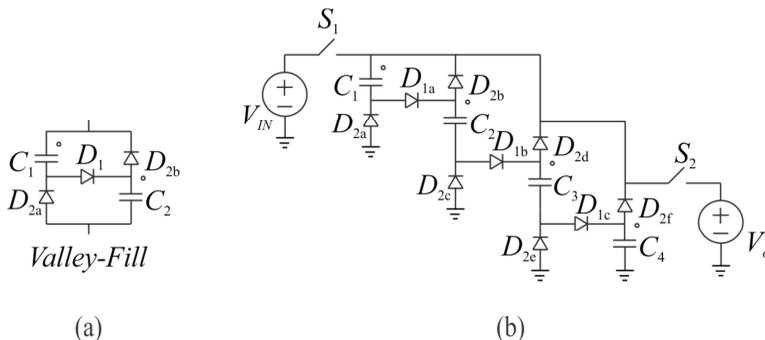


Figura 1.6 - (a) Célula *Valley-Fill* e; (b) Conversor *CC-CC* abaixador 4 estágios proposto em [10].

1.2.2.2 *Fibonacci*

A célula de *Fibonacci*, disposta na Figura 1.7 (a), é uma célula cuja característica de ganho está relacionada à sequência de *Fibonacci* (a sequência de *Fibonacci* segue a regra de que o número subsequente é igual à soma dos dois números que o antecedem, exemplo: “1, 1, 2, 3, 5, 8, 13,...”) para topologias elevadoras [13] e inversamente proporcional à sequência de *Fibonacci* para topologias abaixadoras [14]. Os conversores elevadores e abaixadores de 5 estágios baseados na célula de *Fibonacci* são respectivamente apresentados nas Figura 1.7(b) e Figura 1.7(c). Nos conversores apresentados, um grupo de interruptores são acionados pelo comando θ_1 enquanto um outro grupo é acionado pelo comando θ_2 , que são complementares entre si.

No modo elevador, o capacitor C_1 fica submetido à própria tensão de alimentação do circuito (V_{C1} paralelo com V_{IN}), o capacitor C_2 com o dobro da tensão do capacitor C_1 (V_{C2} paralelo com a soma de V_{C1} e V_{IN}), o capacitor C_3 com o triplo da tensão do capacitor C_1 (V_{C3} paralelo com a soma de V_{C1} e V_{C2}) e a saída do sistema é a soma da tensão dos capacitores C_2 e C_3 (ganho 5 da sequência de *Fibonacci*). Já no modo abaixador, o capacitor C_1 fica submetido a 3/5 da tensão de entrada do sistema (V_{C1} é a subtração de V_{IN} por V_{C2}), o capacitor C_2 à 2/5 da tensão de entrada (V_{C2} é a soma de V_{C3} e V_o) e o capacitor C_3 à 1/5 da tensão de entrada (paralelo com V_o), sendo essa a própria tensão de saída do

conversor (ganho $1/5$ da sequência de *Fibonacci*). Outros ganhos podem ser obtidos quanto mais células forem adicionadas ao projeto.

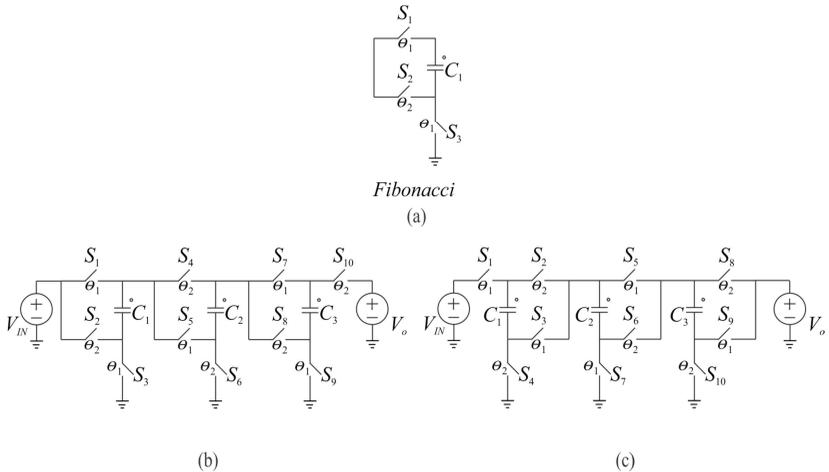


Figura 1.7 - (a) Célula Fibonacci; (b) conversor elevador de 5 estágios baseado na célula de Fibonacci [13] e; (c) conversor abaixador de 5 estágios baseado na célula de Fibonacci [14].

1.2.2.3 Ladder

A configuração *Ladder*, opção utilizada neste trabalho para análise teórica sobre generalização das topologias (apresentadas nos Capítulos 2 e 4), tem como característica e vantagem principal a garantia de esforços de tensão distribuídos igualmente entre os semicondutores e capacitores do estágio de potência. Esta característica não é encontrada nas células *Valley-Fill* e *Fibonacci* expostas anteriormente. Uma desvantagem desta célula é o número elevado de capacitores utilizados para obtenção do mesmo ganho quando comparado com as células anteriores. Um exemplo: para um ganho de $1/5$, a topologia *Valley-Fill* necessita a implementação de 5 capacitores, 12 diodos e 2 interruptores, a topologia *Fibonacci* utiliza 3 capacitores e 10 interruptores e a topologia *Ladder* necessita a implementação de 9 capacitores e 10 interruptores, como observado na Figura 1.8.

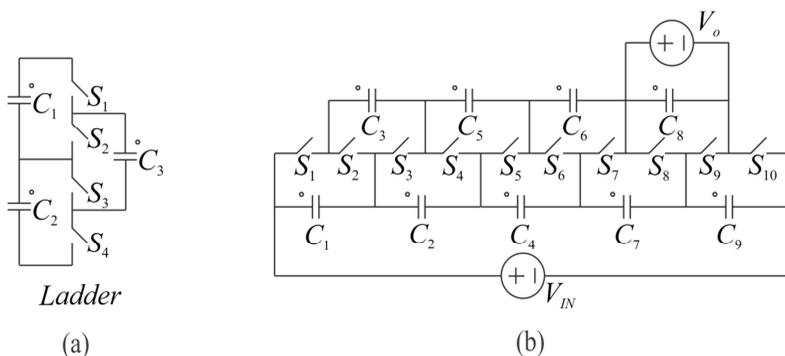


Figura 1.8 - (a) célula *Ladder*; (b) conversor abaixador de 5 estágios baseado na configuração *Ladder*.

1.2.2.4 CockCroit-Walton

A célula *CockCroit-Walton*, estudada e aplicada em retificadores com o objetivo de obter tensões no barramento CC maiores que a tensão de pico CA de entrada, é apresentada na Figura 1.9. É uma célula que utiliza apenas componentes passivos e comuta de forma natural, tendo em vista que em seu estágio de potência apenas capacitores e diodos são implementados. Esta célula tem como característica que os esforços de tensão para todos os componentes são iguais.

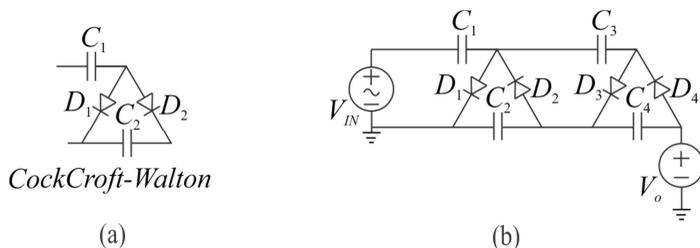


Figura 1.9 - (a) Célula *CockCroit-Walton* e; (b) retificador multiplicador baseado na célula *CockCroit-Walton*.

1.2.2.5 Dickson

A célula *Dickson*, que recebe esse nome devido ao seu idealizador, John Dickson, é uma célula multiplicadora de tensão, desenvolvida para aplicações em circuitos integrados de baixa potência [15] e estudada, como a publicação recente aborda [16] (ver Figura 1.10(b)), como divisora de tensão. Esta célula também pode ser implementada com o uso de diodos, semelhante à célula *Cockcroft-Walton*. A célula não apresenta característica de divisão igualitária de tensão entre seus componentes, semelhante às células *Valley-Fill* e *Fibonacci*.

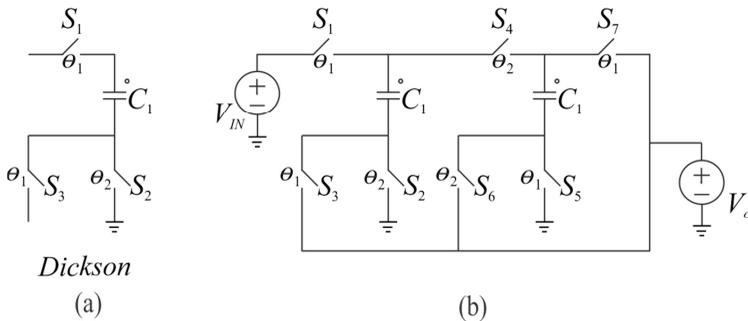


Figura 1.10 - (a) Célula *Dickson* implementada com interruptores ativos e; (b) conversor abaixador baseado na célula *Dickson* [16].

1.2.3 Aplicações de Capacitores Chaveados em Eletrônica de Potência

Como disposto anteriormente na análise das células a capacitor chaveado, um conversor abaixador de 4 estágios é proposto por [10] baseado na célula *Valley-Fill*. Este conversor apresenta corrente de entrada pulsada e com elevado conteúdo harmônico. Portanto, ainda em [10] é proposto o paralelismo de dois conversores idênticos ao apresentado na Figura 1.6(b), cujo objetivo é gerar um *interleaving* na corrente de entrada. O conversor proposto pode ser observado na Figura 1.11. Os comandos θ_1 e θ_2 são complementares, portanto, quando S_{1a} e S_{2b} estão comandados e conduzindo, o conversor de baixo está em processo de carga dos capacitores enquanto o conversor de cima em processo de descarga. Quando S_{1b} e S_{2a} entram em condução, o processo de inverte, sendo que o conversor de baixo entra em processo de descarga e o conversor de cima em processo de carga.

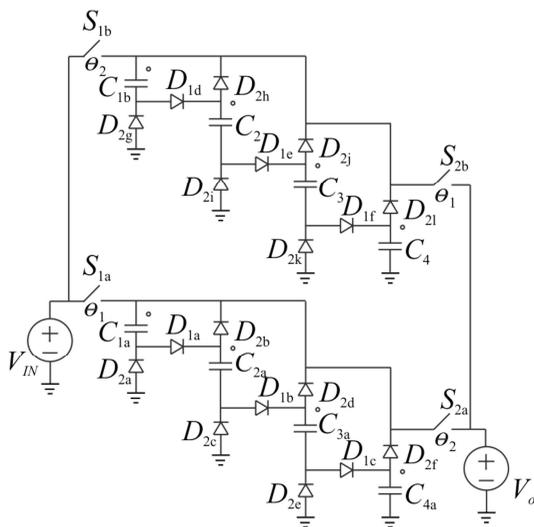


Figura 1.11 - Paralelismo do conversor CC-CC abaixador de 4 estágios baseado na célula *Valley-Fill* proposto em [10].

Circuitos a capacitor chaveado vêm sendo alvo de constantes pesquisas e aplicações em sistemas CC-CC de alto ganho [17]-[19] e também em sistema com reduzida taxa de conversão (abaixadores de tensão) [20]. Em [20] ainda é abordado o conceito de conversores híbridos utilizado neste trabalho. Como proposto em [17], uma família de conversores CC-CC de elevado ganho é apresentado na Figura 1.12. O circuito proposto baseia-se no princípio de carga e descarga de capacitores, sendo um dobrador de tensão ($2x$ TBSC). Os interruptores S_1 e S_2 são comandados de maneira intercalados. Conforme mais células a capacitor chaveado (formadas por diodos e capacitores) forem adicionadas ao estágio de potência, maior é o ganho obtido pela estrutura ($3x$ TBSC, $4x$ TBSC, etc). Uma característica importante dessa topologia é que a mesma utiliza apenas 2 interruptores, sendo que não há a necessidade de introduzir mais interruptores ativos para modificar o ganho, apenas interruptores passivos (diodos). Como desvantagem, essa família de conversores CC-CC é unidirecional no sentido do fluxo de potência.

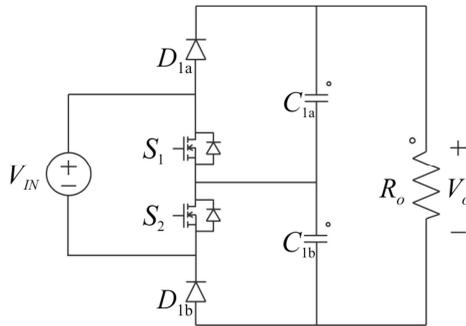


Figura 1.12 - Conversor CC-CC a capacitor chaveado proposto por [17].

Em [18] é proposto um conversor CC-CC bidirecional a capacitor chaveado, descrito na Figura 1.13. No modo elevador, o circuito proporciona um ganho de 5 de tensão. O mesmo, por ser bidirecional, oferece um ganho de 1/5 caso o fluxo de potência seja invertido. Uma desvantagem da topologia proposta é que, para ganhos elevados de tensão, os elementos a jusante do circuito ($S_{x,2}$ e $C_{x,2}$) são submetidos a esforços de tensão maiores se comparados aos componentes a montante do circuito ($S_{x,1}$ e $C_{x,1}$). Sendo assim, para implementação prática dessa topologia, componentes de diferentes fabricantes ou diferentes especificações deverão ser utilizados (interruptores com resistências de condução diferentes, capacitores com dimensões físicas elevadas, etc), o que provoca variações paramétricas indesejadas.

Conversores CC-CC baseados no princípio do capacitor chaveado vêm sendo amplamente utilizados para interligação de fontes renováveis de energia no sistema [21]-[24] e em microrredes [25]. O estudo de novas topologias elevadoras e abaixadoras de tensão sofre um apelo no sentido de oferecer uma gama maior de possibilidades na sua utilização. As topologias elevadoras podem ser utilizadas para criação de um barramento CC que posteriormente será conectado como fonte de entrada para um inversor, com o objetivo de conexão com a rede. As topologias abaixadoras, por sua vez, possuem um apelo na questão do armazenamento da energia em baterias, sendo que seu estudo também deve ter continuidade.

Capacitores chaveados também vêm sendo aplicados nas conversões CC-CA, CA-CC e CA-CA. As topologias inversoras [26]-[30] são utilizadas, majoritariamente, para a conexão das já citadas fontes alternativas de energia com a rede elétrica. O uso de dispositivos

semicondutores de alto rendimento a base de nitreto de gálio já está sendo testado em algumas dessas aplicações [31]. Inversores cujo princípio de funcionamento utiliza, além do capacitor chaveado, o chaveamento de indutores em alta frequência, recebem o nome de inversores híbridos [32]-[33], também são focos de pesquisa dos últimos anos.

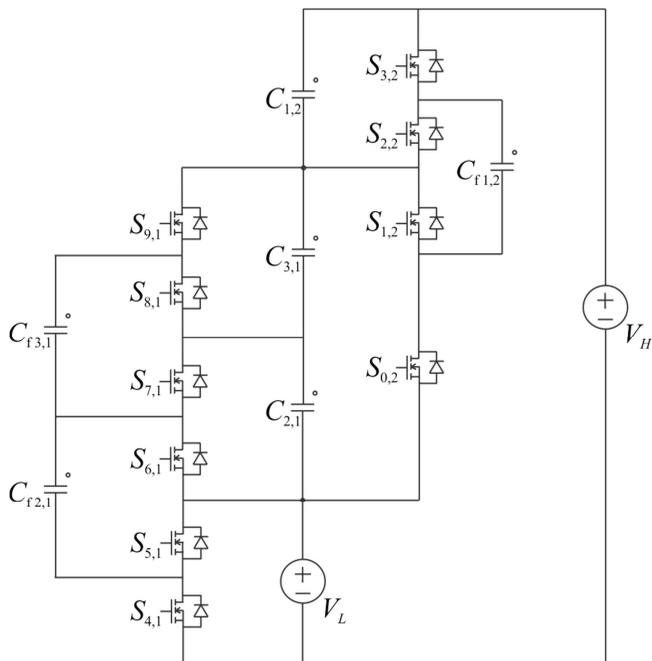


Figura 1.13 - Conversor CC-CC a capacitor chaveado proposto em [18].

Trabalhos recentes realizados na UFSC abordam aplicações de células a capacitor chaveado integradas a retificadores monofásicos [34] e trifásicos [35]. São trabalhos que possuem sua origem no conversor CC-CC Boost Híbrido proposto em [36]-[37]. Esta topologia será abordada na sequência deste trabalho.

Conversores CA-CA baseados no princípio do capacitor chaveado também são implementados a partir do uso de interruptores unidirecionais [38] e bidirecionais [39]-[40] em tensão e corrente (interruptores de quatro quadrantes). São linhas de pesquisa desenvolvidas para sistemas monofásicos [10] e [38]-[40], sendo a topologia [40] representada na Figura 1.14.

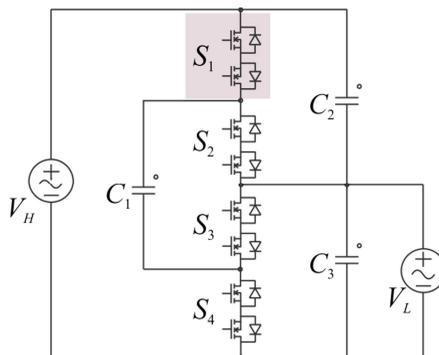


Figura 1.14 - Conversor CA-CA a capacitor chaveado proposto em [39].

Conversores trifásicos baseados na célula bidirecional proposta em [40] foram estudados [41]-[44] e apresentam resultados significativos no que diz respeito a eficiência e densidade de potência. São soluções alternativas para a substituição de autotransformadores em aplicações residenciais, comerciais e industriais.

1.3 Objetivos e Organização do Trabalho

1.3.1 Objetivos Gerais

Este trabalho propõe o estudo de células híbridas de comutação para aplicações em sistemas CC. Estas células são obtidas a partir da integração entre a célula genérica de comutação dos conversores CC-CC tradicionais com células passivas e ativas a capacitor chaveado (células que são compostas por diodos/capacitores e interruptores/capacitores, respectivamente). Para tanto, este trabalho estuda duas células híbridas de comutação: uma passiva e uma ativa.

1.3.2 Objetivos Específicos

- Analisar as etapas de operação dos conversores derivados de cada célula híbrida proposta.
- Obtenção do ganho estático ideal e da característica de saída para os MCC e MCD (quando aplicável).
- Propor uma generalização para as células de comutação e, a partir dessa proposta, obter o ganho generalizado de cada topologia derivada das células.

- Analisar as topologias pela técnica de variáveis de estado.
- Expandir a análise por variáveis de estado com o objetivo de obter os esforços de tensão e corrente dos componentes do estágio de potência de cada topologia.
- Desenvolver e validar via simulação os modelos dinâmicos dos conversores.
- Validar experimentalmente as estruturas propostas e estudadas.

1.3.3 Organização do Trabalho

É apresentada no Capítulo 2 a primeira célula de comutação, denominada célula passiva de comutação. Desta célula, como será analisado subsequentemente, três conversores são derivados. A análise geral destas topologias será apresentada, com obtenção de suas principais características.

No Capítulo 3, são definidas especificações de projeto para validação experimental das topologias apresentadas no Capítulo 2. Resultados experimentais para validação da teoria apresentada e curvas de eficiência e regulação são dispostas.

No Capítulo 4 é proposta uma segunda célula de comutação, denominada célula ativa de comutação. O estudo das topologias derivadas desta célula é realizado de maneira análoga ao realizado para as topologias do Capítulo 2.

No Capítulo 5, são definidas especificações de projeto de maneira a validar experimentalmente as topologias propostas e analisadas no Capítulo 4. Formas de onda relevantes e curvas de eficiência e regulação são apresentadas, com discussões acerca das dificuldades encontradas no decorrer dos ensaios.

Por fim, no Capítulo 6 são apresentadas as conclusões gerais do trabalho e algumas propostas para continuidade de estudos.

1.4 Publicações

No decorrer do mestrado, foram publicados alguns artigos em conferências e periódicos relacionados ao tema de capacitor chaveado (trabalhos tanto com relação ao assunto abordado no mestrado quanto da sequência do TCC [45]). São eles:

Vecchia, M. D.; Lazzarin, T.B.; Barbi, I., A Three-Phase AC-AC Converter in Open-Delta Connection Based on Switched Capacitor Principle, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015.

Vecchia, M. D.; Lazzarin, T.B.; Barbi, I., *Estudo de Conversores Estáticos CA-CA Monofásicos e Trifásicos Baseados no Princípio do Capacitor Chaveado*, SOBRAEP 2015.

Lazzarin, T.B.; Vecchia, M. D.; Barbi, I.; *Experimental Validation of a Proposal for a 3.5 kVA Three-Phase Magnetic-less Solid-State Autotransformer (SSAT) Based on the Switched-Capacitor Principle*, ICIT 2015, Sevilla.

Vecchia, M. D.; Lazzarin, T.B., *A Hybrid Switched Capacitor DC-DC Buck Converter*, COBEP/SPEC 2015, Fortaleza.

Vecchia, M. D.; Lazzarin, T.B., *Hybrid DC-DC Buck Converter with Active Switched Capacitor Cell and Low Voltage Gain*, ECCE 2016 (Submetido).

CÉLULA PASSIVA DE COMUTAÇÃO

Este capítulo analisará uma família de conversores CC-CC híbridos, cuja característica principal é a integração da célula genérica de comutação dos conversores CC-CC tradicionais com uma célula passiva (composta por semicondutores de potência passivos - diodos) a capacitor chaveado.

No decorrer do capítulo, serão apresentadas as topologias que compõem esta família de conversores CC-CC híbridos, suas etapas de operação e, posteriormente, a obtenção do ganho estático para os modos de condução contínuo (MCC) e descontínuo (MCD). A análise apresentada é estendida para um conversor genérico de 'M' células conectadas em série, modificando o intervalo de ganho de cada topologia. Uma análise por espaço de estados baseada em [35] é realizada para todas as topologias, a qual permite obter os valores médios das tensões nos capacitores, corrente no indutor e os esforços de tensão e corrente nos semicondutores do estágio de potência do circuito.

A célula genérica de comutação dos conversores convencionais (Buck, Boost e Buck-Boost), representada na Figura 2.1(a), integrada à célula passiva a capacitor chaveado, representada na Figura 2.1(b), resulta na célula passiva de comutação proposta neste trabalho, a qual é ilustrada na Figura 2.1(c). Para a obtenção da célula passiva de comutação, são conectados os pontos a_1 - c_2 e n_1 - b_2 da célula genérica e da célula a capacitor chaveado, respectivamente, tendo como terminais de entrada/saída os pontos a_2 - b_1 - c_1 , representados na Figura 2.1(c) pelos terminais a-b-c.

A célula proposta apresenta três terminais de conexão, sendo eles denominados terminais 'a', 'b' e 'c'. A combinação linear, que indica de quantas maneiras distintas e sem repetição 's' elementos podem ser combinados num conjunto composto por 'n' pontos, é expressa em (2.1). Esta análise define o número de conversores que podem ser derivados de uma célula de comutação.

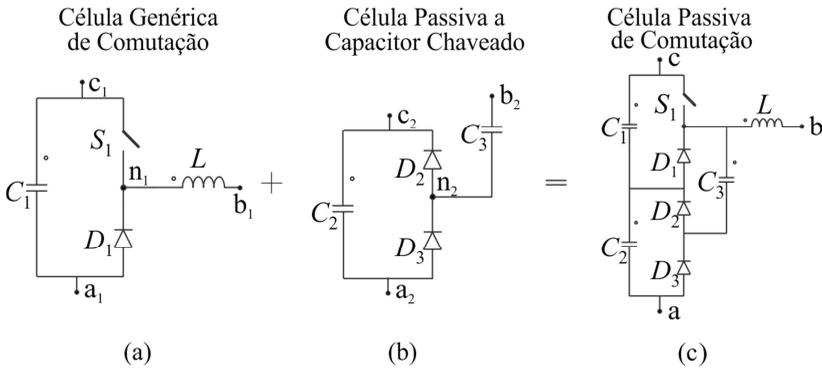


Figura 2.1 - (a) Célula genérica de comutação; (b) célula passiva a capacitor chaveado e; (c) célula passiva de comutação.

$$C_s^n = \binom{n}{s} = \frac{n!}{s!(n-s)!} \quad (2.1)$$

Através de uma inspeção visual da célula passiva de comutação, sabe-se que a mesma possui três terminais, sendo que fonte de alimentação e carga devem ser conectadas de maneira distinta, ou seja, a combinação é realizada num conjunto fechado de 3 elementos combinados 2x2, como calculado a seguir.

$$C_2^3 = \binom{3}{2} = \frac{3!}{2!1!} = 3 \quad (2.2)$$

A análise combinatória mostra que três conversores podem ser derivados de qualquer célula de comutação. No decorrer do texto serão exploradas todas as topologias geradas a partir da célula passiva de comutação (Figura 2.1 (c)), para as quais serão introduzidas uma análise teórica completa acerca das principais características.

A Figura 2.2 ilustra as três topologias derivadas da célula passiva de comutação. A Figura 2.2(a) representa a topologia CC-CC híbrida do tipo Buck (denominado neste trabalho de Buck-1), onde a fonte de alimentação é conectada aos terminais 'ca', enquanto a carga é conectada aos terminais 'ba'. Sabe-se que, de uma célula de comutação, consegue-se extrair três distintos conversores: um conversor Buck, um conversor Boost e um conversor Buck-Boost. A Figura 2.2(b) ilustra a topologia CC-CC híbrida do tipo Boost (denominada Boost-1), já consolidada na literatura [36]-[37], na qual a fonte de alimentação é conectada aos terminais 'bc' e carga aos terminais 'ac'. Por fim,

a Figura 2.2(c) apresenta a topologia do tipo Buck-Boost (denominada Buck-Boost-1) da célula passiva de comutação, na qual a fonte de alimentação é conectada aos terminais ‘cb’ e carga aos terminais ‘ba’. Os nomes propostos para os conversores desta célula remetem as conexões de fonte de entrada e fonte de saída, sendo que características de ganho não necessariamente sejam semelhantes aos conversores CC-CC clássicos (verificar conversor Buck-Boost-1).

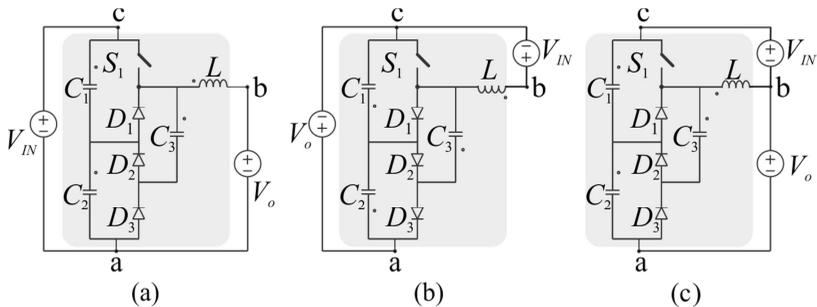


Figura 2.2 - Conversores derivados da célula passiva de comutação: (a) conversor CC-CC híbrido Buck-1; (b) conversor CC-CC híbrido Boost-1 e; (c) conversor CC-CC híbrido Buck-Boost-1.

2.1 Conversor CC-CC Híbrido Buck-1

O conversor analisado nesta seção (Figura 2.2(a)) é baseado na célula passiva de comutação (Figura 2.1(c)). O conversor integra características da célula genérica de comutação com uma célula a capacitor chaveado.

A topologia da Figura 2.2(a) tem uma tensão de bloqueio dos semicondutores de potência de valores reduzidos, se comparados com a topologia convencional, tendo em vista que o capacitor chaveado (capacitor C_3) grampeia a tensão nos terminais destes componentes. Outra característica relevante da topologia é que, diferentemente da topologia Buck convencional, cujo ganho pertence ao intervalo $[0 ; 1]$, o intervalo de ganho do conversor CC-CC híbrido Buck-1 é de $[0,5 ; 1]$ com comportamento linear. Isto permite que a estrutura opere com ganhos superiores a 0,5, mas com razão cíclica próximo de 0,5 (que é um valor ideal para operação).

2.1.1 Etapas de Operação no MCC

A topologia a ser estudada possui duas etapas de operação distintas. A análise em questão leva em consideração que o conversor opera no modo de condução contínuo (MCC), sendo que, posteriormente, será apresentado o estudo para o modo de condução descontínuo (MCD).

2.1.1.1 Primeira Etapa de Operação

A primeira etapa de operação inicia-se com a mudança do sinal de comando de nível lógico baixo para nível lógico alto. Aciona-se, portanto, o interruptor S_1 , que entra em condução. No início desta etapa, a tensão nos terminais do capacitor C_1 possui valor absoluto ligeiramente maior que a tensão nos terminais do capacitor C_3 . Com isso, o diodo D_2 é polarizado diretamente e entra em condução, o que carrega o capacitor C_3 e equaliza as tensões dos capacitores conectados em paralelo. Nessa etapa, os capacitores C_2 e C_3 estão em processo de carga, enquanto o capacitor C_1 está em processo de descarga. A tensão aplicada aos terminais do indutor é dada pela subtração das tensões de entrada e saída, neste caso magnetizando-o, como pode ser verificado nas Figura 2.3(a) e Figura 2.4 (intervalo DT_s).

2.1.1.2 Segunda Etapa de Operação

A segunda etapa de operação começa com o sinal de comando *PWMI* comutando de nível lógico alto para nível lógico baixo. Neste instante, o interruptor S_1 é bloqueado e o diodo D_1 é polarizado diretamente, conduzindo a corrente do capacitor C_2 , que inicia seu processo de descarga. No início desta etapa, a tensão nos terminais do capacitor C_3 possui valor absoluto ligeiramente maior que a tensão nos terminais do capacitor C_2 . Com isso, o diodo D_3 é polarizado diretamente e entra em condução, assim o capacitor C_3 descarrega e equaliza as tensões dos capacitores conectados em paralelo. Nessa etapa, a tensão nos terminais do indutor é a subtração da metade da tensão de entrada pela tensão de saída, o que acarreta na sua desmagnetização. O estado topológico pode ser verificado na Figura 2.3(b) e as principais formas de onda na Figura 2.4 (intervalo $(1-D)T_s$).

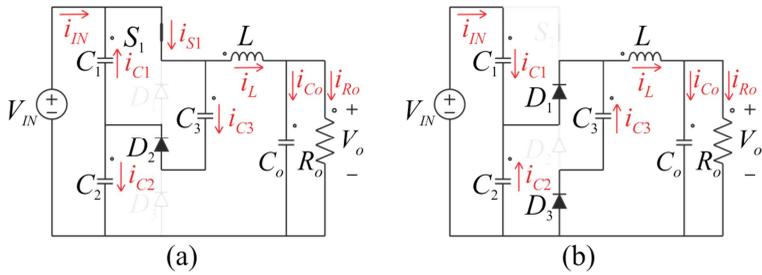


Figura 2.3 - Estados topológicos: (a) primeira etapa de operação e; (b) segunda etapa de operação.

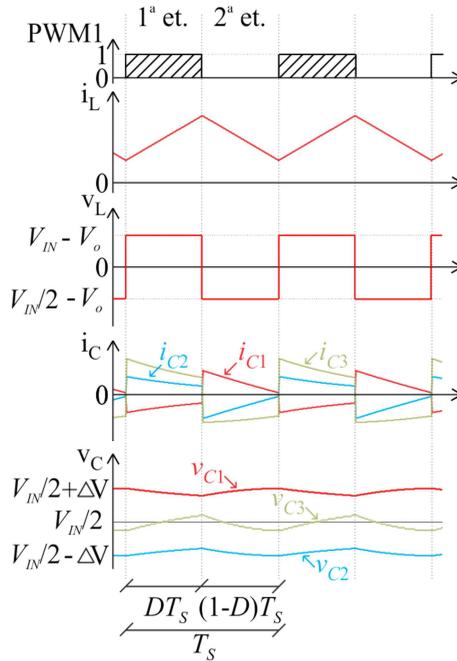


Figura 2.4 - Principais formas de onda da topologia Buck-1.

As formas de onda apresentadas na Figura 2.4 consideram elementos amortecedores (resistências) no circuito, tendo em vista que se estes não forem introduzidos na análise, as correntes no circuito serão pulsadas e o comportamento da topologia não será adequado.

2.1.2 Ganho Estático Ideal no MCC

Uma das formas de onda mostradas na Figura 2.4 é a tensão aplicada aos terminais do indutor da topologia. Ela será analisada para a obtenção do ganho estático ideal do conversor proposto.

Ao considerar o sistema ideal e em regime permanente, tem-se que toda energia armazenada no indutor na primeira etapa de operação é transferida para a carga na segunda etapa. Assim, (2.3) é válida.

$$W_E + W_o = 0 \quad (2.3)$$

onde W_E é a energia armazenada pelo indutor na primeira etapa de operação e W_o a energia transferida do indutor à carga na segunda etapa de operação.

Expandindo (2.3), tem-se:

$$(V_{IN} - V_o)I_oDT_s + \left(\frac{V_{IN}}{2} - V_o\right)I_o(1-D)T_s = 0 \quad (2.4)$$

onde V_{IN} é a tensão de entrada do sistema, V_o a tensão de saída, I_o a corrente média na carga, D a razão cíclica e T_s o período de comutação.

Após algumas manipulações algébricas em (2.4), obtém-se o equacionamento do ganho estático ideal da topologia Buck-1, apresentado em (2.5). Nota-se que, diferentemente do conversor Buck convencional, a topologia híbrida proposta apresenta uma faixa de ganho no intervalo entre [0,5 ; 1] e com comportamento linear (semelhante ao Buck convencional), como ilustra a Figura 2.5. Nesse sentido, a topologia proposta apresenta vantagens do ponto de vista de regulação de tensão em sistemas CC cujo objetivo é a redução da tensão do barramento de saída a patamares entre [0,7 ; 0,8] pu, pois permite trabalhar nesta faixa de ganho com razão cíclica próxima de 0,5.

$$G_{buck-1_MCC} = \frac{1+D}{2} \quad (2.5)$$

Circuitos a capacitor chaveado apresentam uma característica atraente para aplicações em sistemas de alta tensão, pelo fato de o(s) capacitor(es) chaveado(s) grampear(em) a tensão entre os capacitores do barramento, o que limita os esforços de tensão a uma parcela da tensão de alimentação do circuito (no conversor estudado). Esse grampeamento é expandido aos semicondutores do estágio de potência do conversor, viabilizando aplicações onde a tensão de alimentação do sistema é elevada e deseja-se utilizar componentes de baixa tensão de bloqueio.

Uma análise mais detalhada acerca dos esforços de tensão nos componentes do estágio de potência será apresentada no decorrer do capítulo.

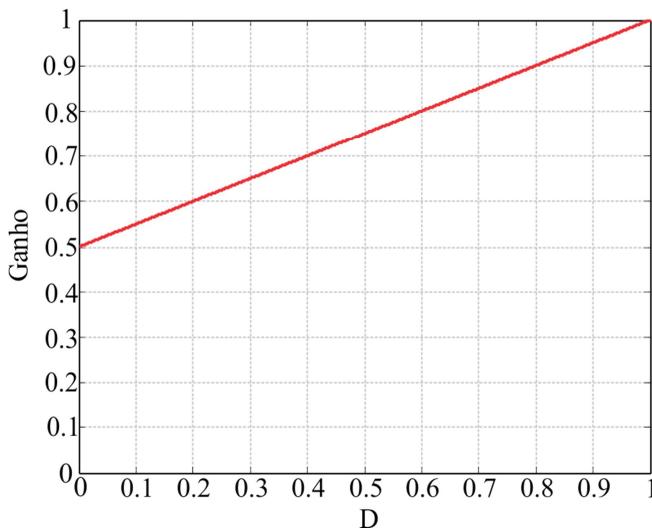


Figura 2.5 - Ganho estático do conversor CC-CC híbrido Buck-1.

2.1.3 Ganho Estático Ideal no MCD

O conversor foi analisado no MCD e obteve-se a curva de característica estática da topologia, com a delimitação entre as regiões contínua e descontínua de operação. O conversor operando no MCD possui três estados topológicos distintos, como descritos a seguir:

2.1.3.1 Primeira Etapa de Operação

Na primeira etapa de operação, o sinal de comando *PWMI* assume nível lógico alto e o interruptor S_1 entra em condução, conectando os capacitores C_1 e C_3 em paralelo, com duração DT_s . A corrente no indutor cresce em rampa (magnetização do indutor), sendo o valor inicial igual à zero o valor final de DT_s igual a I_M . A Figura 2. 6 ilustra as formas de onda de corrente e tensão no indutor operando no MCD para um período completo de comutação.

2.1.3.2 Segunda Etapa de Operação

Na segunda etapa de operação, o sinal de comando *PWMI* assume nível lógico baixo e o interruptor S_1 é bloqueado. Dessa forma, os diodos D_1 e D_3 entram em condução, o que conecta os capacitores C_2 e C_3 em paralelo, com duração de tempo t_o . Nessa etapa ocorre a desmagnetização do indutor, cuja corrente inicial é I_M em DT_S , proveniente do final da etapa de operação anterior, e decresce em rampa até zero, quando o indutor se desmagnetiza totalmente. Este intervalo de tempo é definido como t_o . No final dessa etapa, os diodos são bloqueados e nenhum semicondutor permanece em condução.

2.1.3.3 Terceira Etapa de Operação

Na terceira etapa de operação, com o indutor totalmente desmagnetizado e sem que qualquer semicondutor de potência esteja em condução, a tensão aplicada aos terminais do indutor é nula, mantendo com isso a corrente no mesmo patamar. O final dessa etapa e, conseqüente início de um novo período de comutação, dá-se quando o sinal de comando *PWMI* assume nível lógico alto.

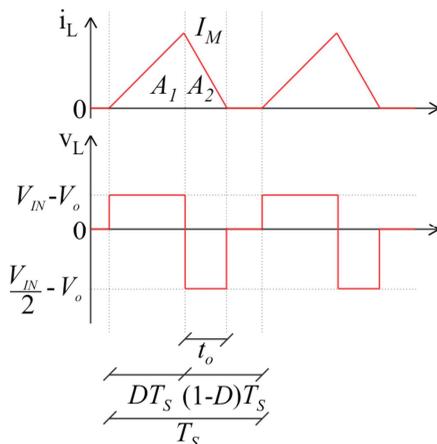


Figura 2. 6 - Corrente e tensão no indutor operando no MCD.

A análise das etapas de operação e formas de onda apresentadas anteriormente permite definir o sistema de equações necessário para a obtenção do ganho no MCD, apresentada em (2.6).

$$\left\{ \begin{array}{l} I_M = \frac{(V_{IN} - V_o)}{L} t_c \\ t_o = -\frac{(V_{IN} - V_o)}{(\frac{V_{IN}}{2} - V_o)} t_c \\ \bar{I}_o = \bar{I}_L = \frac{A_1 + A_2}{T_S} \end{array} \right. \quad (2.6)$$

onde t_c é o tempo de condução do interruptor S_1 e t_o o tempo necessário para a desmagnetização completa do indutor.

O cálculo da corrente média no indutor, que por sua vez é igual à corrente média na carga, é desenvolvido pelo somatório das áreas A_1 e A_2 e dividido pelo período de comutação T_S . O conjunto de equações (2.7) apresenta as expressões das áreas em questão, que são utilizadas para obter a equação do ganho no MCD.

$$\left\{ \begin{array}{l} A_1 = \frac{(V_{IN} - V_o)}{2L} t_c^2 \\ A_2 = -\frac{(V_{IN} - V_o)^2}{2L} \frac{1}{(\frac{V_{IN}}{2} - V_o)} t_c^2 \end{array} \right. \quad (2.7)$$

Ao substituir (2.7) na equação do valor médio de corrente na carga apresentada em (2.6), obtém-se

$$I_o = \frac{t_c^2}{2LT_S} \left((V_{IN} - V_o) - \frac{(V_{IN} - V_o)^2}{(\frac{V_{IN}}{2} - V_o)} \right). \quad (2.8)$$

Manipulações matemáticas são realizadas em (2.8) e, definindo 'y' como sendo (2.9), obtém-se a expressão que representa o ganho estático do conversor Buck-1 no MCD, a qual é apresentada em (2.10).

$$y = \frac{2I_o L}{V_{IN} T_S} \quad (2.9)$$

$$G_{Buck-1_MCD} = \frac{y + D^2}{2y + D^2} \quad (2.10)$$

A expressão (2.10) permite traçar o gráfico apresentado na Figura 2.7, que delimita a região entre o MCC e MCD do conversor. Como verificado em (2.9), o ganho no MCD depende da corrente de

carga do sistema, o que introduz uma não linearidade, que por sua vez dificulta o controle em malha fechada da tensão de saída, semelhante ao conversor Buck tradicional.

Igualam-se (2.5) e (2.10) para obter a expressão que define o valor crítico de corrente de carga, valor que define o limiar entre os MCC e MCD, cujo resultado é apresentado em (2.11). Nota-se que a expressão está diretamente relacionada à indutância do circuito, frequência de comutação, tensão de entrada e razão cíclica.

$$I_{oCrítico} = \frac{V_{IN}D(1-D)}{4Lf_s} \quad (2.11)$$

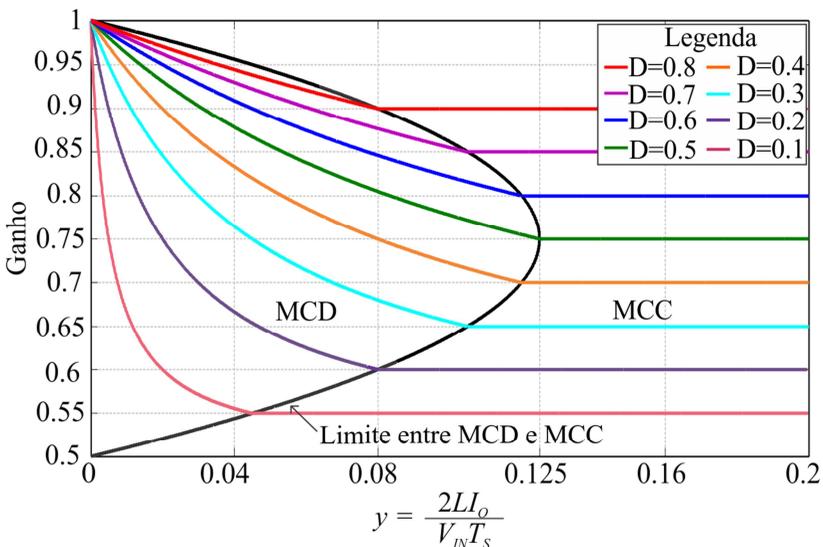


Figura 2.7 - Característica estática do conversor Buck-1.

2.1.4 Generalização da Topologia

A topologia em estudo utiliza uma célula de capacitor chaveado, contudo ela pode ser composta por ‘M’ células. O estudo desta característica é definido neste trabalho como generalização da topologia. Esta seção propõe a generalização da célula passiva de comutação, onde ‘M’ células idênticas às apresentadas na Figura 2.1(b) são conectadas em série, na chamada configuração escada. O resultado é uma topologia com uma grande variedade de subportas de saída, além da porta de saída principal nos pontos ‘b’ e ‘a’. De forma semelhante à proposta na

seção 2.1.2, será realizada a análise para o ganho ideal da topologia com ‘M’ células no MCC, na qual a fonte de alimentação é conectada aos terminais ‘ca’ e carga aos terminais ‘ba’. A Figura 2.8 apresenta a estrutura estudada nessa seção.

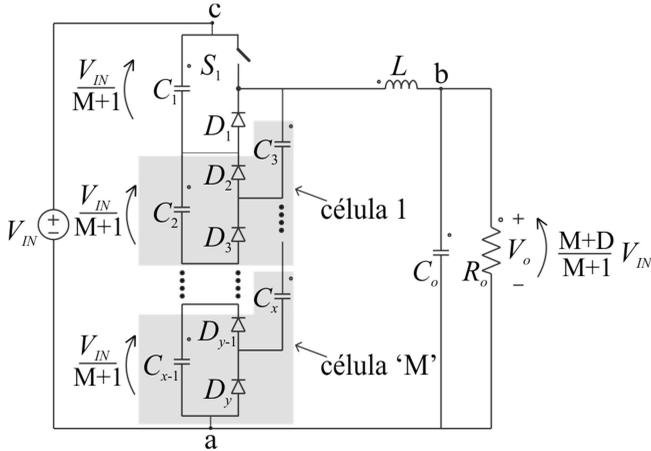


Figura 2.8 - Generalização da célula passiva de comutação para a topologia Buck-1.

Considerando o sistema ideal e em regime permanente, (2.3) pode novamente ser aplicada com o objetivo de obter a equação do ganho para ‘M’ células, cujo resultado parcial é apresentado em (2.12).

$$(V_{IN} - V_o)I_oDT_s + \left[\left(\frac{M}{M+1} \right) V_{IN} - V_o \right] I_o(1-D)T_s = 0 \quad (2.12)$$

Manipula-se (2.12) e obtém-se a expressão do ganho estático da topologia Buck-1 generalizada, apresentada em (2.13). O ganho da estrutura Buck-1 para diferentes números de células conectadas é ilustrado na Figura 2.9. Conforme o número de células conectadas aumenta, o intervalo de ganho diminui, sempre se aproximando do valor unitário. Nota-se o comportamento linear típico de conversores Buck, para a topologia proposta quando são conectadas inúmeras células a capacitor chaveado numa configuração escada (*Ladder*).

A Tabela 2.1 apresenta uma comparação quando se aumenta o número de células no sistema. Verifica-se que, conforme são adicionadas células a capacitor chaveado, o número de semicondutores passivos no estágio de potência aumenta, o que acarreta maiores perdas

de comutação e condução e, conseqüente, queda na eficiência global do sistema. Todavia, com o aumento do número de células, os esforços de tensão nos componentes do estágio de potência diminuí, o que do ponto de vista de projeto e implementação se torna atrativo, pelo fato de tornar a topologia competitiva em sistemas de alta tensão de entrada, pois permite utilizar componentes de baixa tensão de bloqueio, cujo objetivo final seja realizar uma pequena regulação na tensão, como propõe (2.13).

$$G_{buck-1_MCCgen} = \frac{M+D}{M+1} \quad (2.13)$$

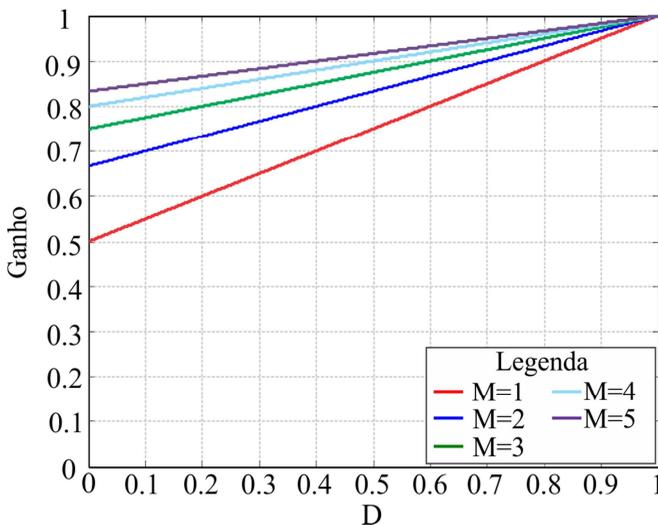


Figura 2.9 - Ganho da estrutura Buck-1 para 'M' células conectadas na configuração escada (*Ladder*).

2.1.5 Análise por Espaço de Estados

A análise proposta nessa seção terá por objetivo obter os valores médios, em regime permanente, das tensões nos capacitores e também da corrente do indutor de saída. Posteriormente, a metodologia de análise será expandida para a obtenção dos esforços de corrente dos semicondutores e dos capacitores do estágio de potência. Para a análise em questão, será considerado as resistências série equivalente (r_C) dos capacitores. Considera-se, para a análise, que os valores de r_C são iguais.

Nº de células conectadas	C_x	S	D_x	Esforços de tensão	Ganho
1	3	1	3	$\frac{V_{IN}}{2}$	$\frac{1+D}{2}$
2	5	1	5	$\frac{V_{IN}}{3}$	$\frac{2+D}{3}$
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
M	$2M + 1$	1	$2M + 1$	$\frac{V_{IN}}{M+1}$	$\frac{M+D}{M+1} \xrightarrow{M \rightarrow \infty} 1$

Tabela 2.1 - Tabela comparativa para conexão de 'M' células de comutação na topologia Buck-1.

2.1.5.1 Etapas de Operação

2.1.5.1.1 Primeira Etapa de Operação

Como exposto anteriormente, a primeira etapa de operação inicia com a mudança do nível lógico do sinal de comando $PWM1$ de baixo para alto. Dessa forma, o interruptor S_1 conduz e assim, inicia-se o processo de armazenamento de energia do indutor e do capacitor C_3 . O sentido adotado para as correntes dos capacitores é exposto na Figura 2.10.

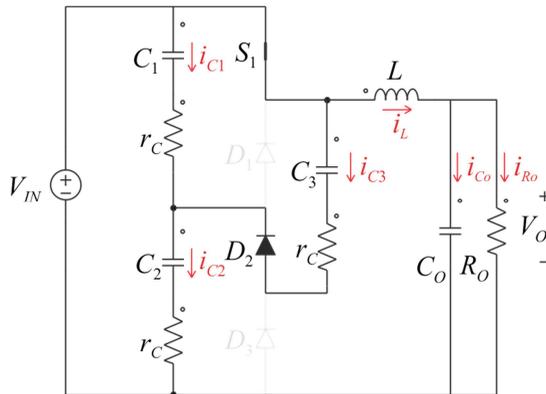


Figura 2.10 - Primeira etapa de operação.

A análise do circuito permite extrair o conjunto de equações de (2.14) a (2.18), que serão manipuladas com o objetivo de obter os

coeficientes matriciais das matrizes de estado.

$$v_L = v_{IN} - v_o \quad (2.14)$$

$$v_{IN} = i_{C1}r_C + v_{C1} + i_{C2}r_C + v_{C2} \quad (2.15)$$

$$i_{C2} = i_{C1} + i_{C3} \quad (2.16)$$

$$i_{C1}r_C + v_{C1} = i_{C3}r_C + v_{C3} \quad (2.17)$$

$$i_L = i_{Co} + i_{Ro} \quad (2.18)$$

Define-se (2.19) com o objetivo de extrair os coeficientes matriciais da tensão nos terminais do indutor para a etapa de operação em questão. Considera-se, para a análise apresentada, que a entrada do sistema é a tensão de alimentação e os estados são a corrente no indutor, a tensão nos três capacitores da célula e a tensão no capacitor de saída (tensão de saída do sistema).

$$v_L' = L \frac{di_L}{dt} = a_{11}' i_L + a_{12}' v_{C1} + a_{13}' v_{C2} + a_{14}' v_{C3} + a_{15}' v_o + b_{11}' v_{IN} \quad (2.19)$$

Através de uma inspeção visual comparativa entre (2.14) e (2.19), obtêm-se os valores dos coeficientes da primeira linha da matriz de estados, apresentados em (2.20). Define-se o símbolo acento agudo (‘’) como o índice para os elementos matriciais da primeira etapa de operação.

$$\begin{cases} a_{11}' = 0 \\ a_{12}' = 0 \\ a_{13}' = 0 \\ a_{14}' = 0 \\ a_{15}' = -1 \\ b_{11}' = 1 \end{cases} \quad (2.20)$$

Definindo em (2.21), (2.22) e (2.23) as equações para as correntes dos capacitores C_1 , C_2 e C_3 , respectivamente, e algebrizando (2.15), (2.16) e (2.17), obtêm-se os valores dos coeficientes matriciais apresentados em (2.24).

$$i_{C1}' = C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = a_{21}' i_L + a_{22}' v_{C1} + a_{23}' v_{C2} + a_{24}' v_{C3} + a_{25}' v_o + b_{21}' v_{IN} \quad (2.21)$$

$$i_{C2}' = C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = a_{31}' i_L + a_{32}' v_{C1} + a_{33}' v_{C2} + a_{34}' v_{C3} + a_{35}' v_o + b_{31}' v_{IN} \quad (2.22)$$

$$i_{C3}' = C_3 \frac{dv_{C3}}{dt} = a_{41}' i_L + a_{42}' v_{C1} + a_{43}' v_{C2} + a_{44}' v_{C3} + a_{45}' v_o + b_{41}' v_{IN} \quad (2.23)$$

$$\left\{ \begin{array}{lll} a_{21}' = 0 & a_{31}' = 0 & a_{41}' = 0 \\ a_{22}' = -2/3r_C & a_{32}' = -1/3r_C & a_{42}' = 1/3r_C \\ a_{23}' = -1/3r_C & a_{33}' = -2/3r_C & a_{43}' = -1/3r_C \\ a_{24}' = 1/3r_C & a_{34}' = -1/3r_C & a_{44}' = -2/3r_C \\ a_{25}' = 0 & a_{35}' = 0 & a_{45}' = 0 \\ b_{21}' = 1/3r_C & b_{31}' = 2/3r_C & b_{41}' = 1/3r_C \end{array} \right. \quad (2.24)$$

Utiliza-se a mesma equivalência para a análise da equação (2.18) e, através de inspeção visual comparativa com (2.25), os coeficientes matriciais são extraídos e apresentados em (2.26).

$$i_{Co}' = C_o \frac{dv_o}{dt} = a_{51}' i_L + a_{52}' v_{C1} + a_{53}' v_{C2} + a_{54}' v_{C3} + a_{55}' v_o + b_{51}' v_{IN} \quad (2.25)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} a_{51}' = 1 \\ a_{52}' = 0 \\ a_{53}' = 0 \\ a_{54}' = 0 \\ a_{55}' = -1/R_o \\ b_{51}' = 0 \end{array} \right. \quad (2.26)$$

A obtenção da matriz C não foi especificada neste trabalho, tendo em vista que as saídas do sistema (corrente do indutor e tensão de saída) já estão definidas no vetor de derivadas das variáveis de estado, dispostos em (2.27).

$$\dot{x} = \begin{pmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_{C1}}{dt} \\ \frac{dv_{C2}}{dt} \\ \frac{dv_{C3}}{dt} \\ \frac{dv_o}{dt} \end{pmatrix} \quad x = \begin{pmatrix} i_L \\ v_{C1} \\ v_{C2} \\ v_{C3} \\ v_o \end{pmatrix} \quad (2.27)$$

Os vetores descritos em (2.27) são utilizados no formato matricial como apresentado em (2.28), sendo A e B as matrizes de estados cujos coeficientes foram obtidos anteriormente e o vetor 'u' é composto pela tensão de alimentação do sistema.

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (2.28)$$

Com os coeficientes matriciais definidos em (2.20), (2.24) e (2.26), escreve-se as matrizes A' e B' válidas para esta etapa de operação em (2.29) e (2.30). Considerou-se que as capacitâncias C_1 , C_2 e C_3 são iguais.

$$A' = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -1/L \\ 0 & -2/3r_c C & -1/3r_c C & 1/3r_c C & 0 \\ 0 & -1/3r_c C & -2/3r_c C & -1/3r_c C & 0 \\ 0 & 1/3r_c C & -1/3r_c C & -2/3r_c C & 0 \\ 1/C_o & 0 & 0 & 0 & -1/C_o R_o \end{pmatrix} \quad (2.29)$$

$$B' = \begin{pmatrix} 1/L \\ 1/3r_c C \\ 2/3r_c C \\ 1/3r_c C \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.30)$$

2.1.5.1.2 Segunda Etapa de Operação

Na segunda etapa o interruptor S_1 está bloqueado. O diodo D_1 é diretamente polarizado e entra em condução, o que conecta os capacitores C_2 e C_3 em paralelo com o auxílio do diodo D_3 que, pelo fato de a tensão nos terminais do capacitor C_3 ser maior que em C_2 , também entra em condução. Nessa etapa ocorre a desmagnetização do indutor de saída e a descarga do capacitor chaveado C_3 . Por questão de análise, as correntes nos capacitores do circuito, para essa etapa de operação, são definidas como o apresentado na Figura 2. 11. Este estado topológico é descrito pelo conjunto de equações (2.31) a (2.35).

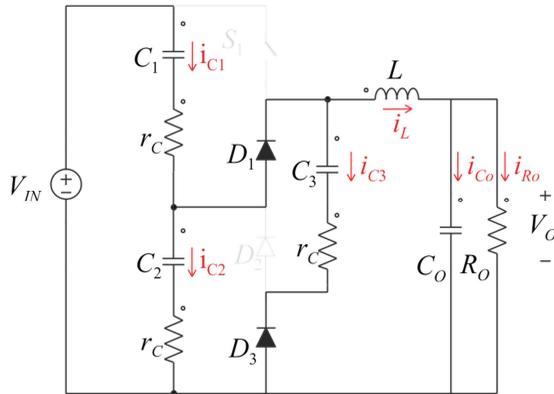


Figura 2. 11 - Segunda etapa de operação.

$$v_L = i_{C2}r_C + v_{C2} - v_o \tag{2.31}$$

$$v_{IN} = i_{C1}r_C + v_{C1} + i_{C2}r_C + v_{C2} \tag{2.32}$$

$$i_{C1} = i_{C2} + i_{C3} + i_L \tag{2.33}$$

$$i_{C2}r_C + v_{C2} = i_{C3}r_C + v_{C3} \tag{2.34}$$

$$i_L = i_{C_O} + i_{R_O} \tag{2.35}$$

De maneira semelhante à realizada na subseção anterior, define-se uma expressão genérica com o objetivo de extrair os coeficientes matriciais da primeira linha do sistema, que remete a corrente do indutor. Nessa etapa, define-se o símbolo duplo acento agudo ‘’’ como índice para identificar os elementos matriciais da segunda etapa de operação.

$$v_L'' = L \frac{di_L}{dt} = a_{11}'' i_L + a_{12}'' v_{C1} + a_{13}'' v_{C2} + a_{14}'' v_{C3} + a_{15}'' v_o + b_{11}'' v_{IN} \quad (2.36)$$

Manipulam-se as equações fornecidas pelo estado topológico analisado e os coeficientes matriciais de (2.36) são obtidos e dispostos em (2.37).

$$\begin{cases} a_{11}'' = r_c/3 \\ a_{12}'' = -1/3 \\ a_{13}'' = 1/3 \\ a_{14}'' = 1/3 \\ a_{15}'' = -1 \\ a_{11}'' = 1/3 \end{cases} \quad (2.37)$$

Com as equações (2.32), (2.33) e (2.34) e, definindo as equações (2.38), (2.39) e (2.40) que propõem os coeficientes matriciais das equações dos capacitores C_1 , C_2 e C_3 , respectivamente, obtêm-se os valores dos coeficientes que são descritos em (2.41).

$$i_{C1}'' = C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = a_{21}'' i_L + a_{22}'' v_{C1} + a_{23}'' v_{C2} + a_{24}'' v_{C3} + a_{25}'' v_o + b_{21}'' v_{IN} \quad (2.38)$$

$$i_{C2}'' = C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = a_{31}'' i_L + a_{32}'' v_{C1} + a_{33}'' v_{C2} + a_{34}'' v_{C3} + a_{35}'' v_o + b_{31}'' v_{IN} \quad (2.39)$$

$$i_{C3}'' = C_3 \frac{dv_{C3}}{dt} = a_{41}'' i_L + a_{42}'' v_{C1} + a_{43}'' v_{C2} + a_{44}'' v_{C3} + a_{45}'' v_o + b_{41}'' v_{IN} \quad (2.40)$$

$$\begin{cases} a_{21}'' = 1/3 & a_{31}'' = -1/3 & a_{41}'' = -1/3 \\ a_{22}'' = -2/3r_c & a_{32}'' = -1/3r_c & a_{42}'' = -1/3r_c \\ a_{23}'' = -1/3r_c & a_{33}'' = -2/3r_c & a_{43}'' = 1/3r_c \\ a_{24}'' = -1/3r_c & a_{34}'' = 1/3r_c & a_{44}'' = -2/3r_c \\ a_{25}'' = 0 & a_{35}'' = 0 & a_{45}'' = 0 \\ b_{21}'' = 2/3r_c & b_{31}'' = 1/3r_c & b_{41}'' = 1/3r_c \end{cases} \quad (2.41)$$

Utiliza-se a mesma equivalência para a análise da equação (2.35)

e, através de inspeção visual comparativa com (2.42), os coeficientes matriciais são extraídos e apresentados em (2.43).

$$i_{C_o}'' = C_o \frac{dv_{C_o}}{dt} = a_{51}'' i_L + a_{52}'' v_{C1} + a_{53}'' v_{C2} + a_{54}'' v_{C3} + a_{55}'' v_o + b_{51}'' v_{IN} \quad (2.42)$$

$$\begin{cases} a_{51}'' = 1 \\ a_{52}'' = 0 \\ a_{53}'' = 0 \\ a_{54}'' = 0 \\ a_{55}'' = -1/R_o \\ b_{51}'' = 0 \end{cases} \quad (2.43)$$

Reordenam-se os coeficientes matriciais obtidos, apresentados em (2.37), (2.41) e (2.43) nas suas posições dentro das matrizes, e o resultado matricial para a segunda etapa de operação é disponibilizado em (2.44) e (2.45) para a matriz A'' e B'' da segunda etapa, respectivamente.

$$A'' = \begin{pmatrix} r_c/3L & -1/3L & 1/3L & 1/3L & -1/L \\ 1/3C & -2/3r_cC & -1/3r_cC & -1/3r_cC & 0 \\ -1/3C & -1/3r_cC & -2/3r_cC & 1/3r_cC & 0 \\ -1/3C & -1/3r_cC & 1/3r_cC & -2/3r_cC & 0 \\ 1/C_o & 0 & 0 & 0 & -1/C_oR_o \end{pmatrix} \quad (2.44)$$

$$B'' = \begin{pmatrix} 1/3L \\ 2/3r_cC \\ 1/3r_cC \\ 1/3r_cC \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.45)$$

2.1.5.2 Análise em Regime Permanente por Espaço de Estados

Com o conversor operando em regime permanente, a equação (2.28) pode ser simplificada para

$$0 = Ax + Bu \quad (2.46)$$

onde as matrizes A e B são ponderações das matrizes obtidas em cada etapa de operação pelo tempo de cada etapa, como expõe (2.47).

$$\begin{cases} A = A'D + A''(1-D) \\ B = B'D + B''(1-D) \end{cases} \quad (2.47)$$

Resolve-se (2.47) e obtêm-se as matrizes A e B , dispostas respectivamente em (2.48) e (2.49).

$$A = \begin{pmatrix} \frac{r_c(1-D)}{3L} & \frac{(-1+D)}{3L} & \frac{(1-D)}{3L} & \frac{(1-D)}{3L} & \frac{-1}{L} \\ \frac{(1-D)}{3C} & \frac{-2}{3r_c C} & \frac{-1}{3r_c C} & \frac{(-1+2D)}{3r_c C} & 0 \\ \frac{(-1+D)}{3C} & \frac{-1}{3r_c C} & \frac{-2}{3r_c C} & \frac{(1-2D)}{3r_c C} & 0 \\ \frac{(-1+D)}{3C} & \frac{(-1+2D)}{3r_c C} & \frac{(1-2D)}{3r_c C} & \frac{-2}{3r_c C} & 0 \\ \frac{1}{C_o} & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_o R_o} \end{pmatrix} \quad (2.48)$$

$$B = \begin{pmatrix} \frac{(1+2D)}{3L} \\ \frac{(2-D)}{3r_c C} \\ \frac{(1+D)}{3r_c C} \\ \frac{1}{3r_c C} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.49)$$

De (2.46), tem-se que:

$$X = -A^{-1}Bu. \quad (2.50)$$

Assim, ao substituir (2.48) e (2.49) em (2.50), obtêm-se o

resultado dos valores médios das variáveis analisadas, que são expostas em (2.51). A análise apresentada considera a resistência série (r_c) dos capacitores. Ao negligenciar a influência deste elemento, que consiste em considerar a topologia ideal, encontra-se a solução vetorial apresentada em (2.52).

$$X = \begin{pmatrix} I_L \\ V_{C1} \\ V_{C2} \\ V_{C3} \\ V_o \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{12V_{IN}D(1+D)}{[24DR_o + r_c(9+D(16D-25))]} \\ \frac{V_{IN}[12DR_o + r_c(9+D(5D-11))]}{[24DR_o + r_c(9+D(16D-25))]} \\ \frac{DV_{IN}[12R_o + r_c(11D-14)]}{[24DR_o + r_c(9+D(16D-25))]} \\ \frac{DV_{IN}[12R_o + r_c(14D-11)]}{[24DR_o + r_c(9+D(16D-25))]} \\ \frac{12V_{IN}R_oD(1+D)}{[24DR_o + r_c(9+D(16D-25))]} \end{pmatrix} \quad (2.51)$$

$$X = \begin{pmatrix} I_L \\ V_{C1} \\ V_{C2} \\ V_{C3} \\ V_o \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} X_{11} \\ X_{21} \\ X_{31} \\ X_{41} \\ X_{51} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{V_{IN}(1+D)}{2R_o} \\ \frac{V_{IN}}{2} \\ \frac{V_{IN}}{2} \\ \frac{V_{IN}}{2} \\ \frac{V_{IN}(1+D)}{2} \end{pmatrix} \quad (2.52)$$

O elemento X_{51} de (2.52) define a tensão aplicada nos terminais do capacitor C_o de saída do conversor, que por sua vez é a própria tensão de saída do sistema. A comparação entre (2.5), que representa o ganho do conversor, com o elemento X_{51} de (2.52), permite concluir que a análise apresentada é válida, pelo fato de as duas expressões retornarem o mesmo equacionamento de ganho estático ideal. Ademais, como analisado nas etapas de operação, percebe-se que os elementos X_{21} , X_{31} e X_{41} , que representam as tensões nos capacitores C_1 , C_2 e C_3 , respectivamente, apresentam valores de tensão iguais à metade da

tensão de entrada do sistema, como esperado e já analisado nas seções anteriores.

2.2 Conversor CC-CC Híbrido Boost-1

O conversor Boost-1, apresentado na Figura 2.2 (b), é redesenhado e exposto na Figura 2.12. Esta topologia foi amplamente estudada e consolidada na literatura, como verificado nas referências [36] e [37].

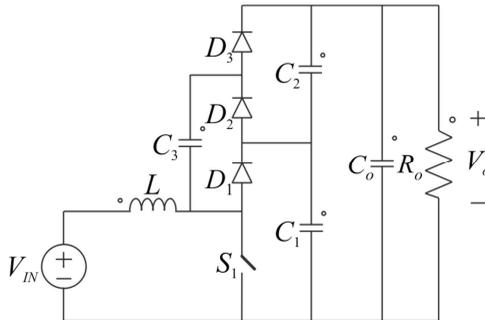


Figura 2.12 – Conversor CC-CC híbrido Boost-1.

2.2.1 Etapas de Operação no MCC

De maneira análoga ao apresentado na seção 2.1.1 para o conversor Buck-1, o conversor Boost-1 possui duas etapas de operação operando no MCC. Posteriormente, uma análise para o MCD também será abordada, apresentando, assim, a característica completa da topologia.

2.2.1.1 Primeira Etapa de Operação

Na primeira etapa de operação, com o nível lógico do sinal de comando *PWMI* comutando de baixo para alto, o interruptor S_1 conduz. No início da etapa, a tensão nos terminais do capacitor C_1 é maior que a tensão nos terminais de capacitor C_3 . Com isso, o diodo D_2 é polarizado diretamente e entra em condução, o que conecta os capacitores C_1 e C_3 em paralelo. Os capacitores C_2 e C_3 estão em processo de carga, enquanto o capacitor C_1 em processo de descarga. Sabe-se que, na etapa em questão, o indutor magnetiza, ou seja, armazena energia. O estado topológico em questão e principais formas de onda são apresentados nas Figura 2.13(a) e Figura 2.14, respectivamente.

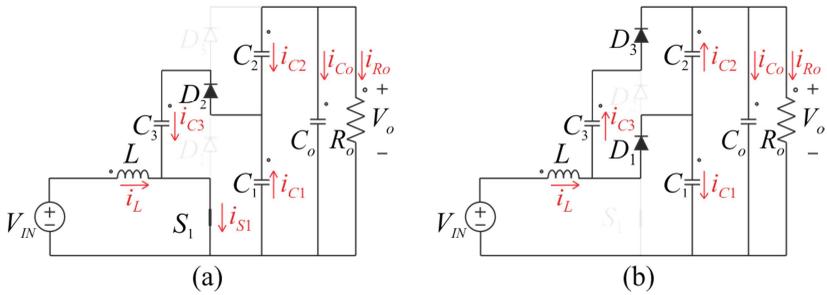


Figura 2.13 - Estados topológicos: (a) primeira etapa de operação e; (b) segunda etapa de operação.

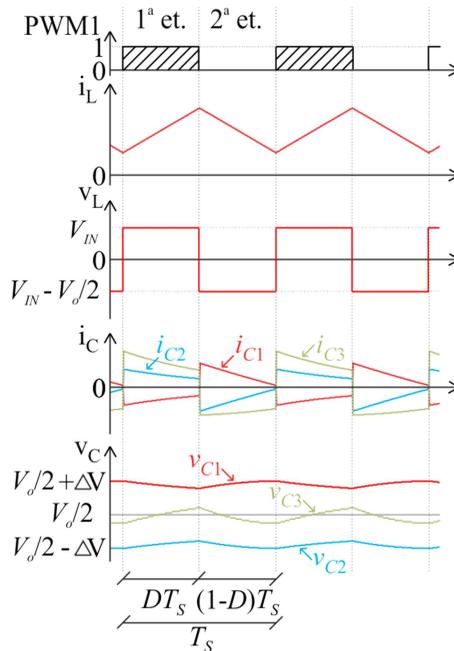


Figura 2.14 - Principais formas de onda da topologia Boost-1.

2.2.1.2 Segunda Etapa de Operação

Com a mudança de nível lógico do sinal de comando *PWM1* de alto para baixo, o interruptor S_1 é bloqueado, o que coloca o diodo D_1 em condução e, assim, assumindo uma parcela da corrente da desmagnetização do indutor. A tensão nos terminais do capacitor C_3 é maior que a tensão nos terminais do capacitor C_2 , o que também polariza diretamente o diodo D_3 e, assim, conecta estes capacitores em

paralelo. Nessa etapa, os capacitores C_2 e C_3 estão em processo de descarga, enquanto o capacitor C_1 em processo de carga.

2.2.2 Ganho Estático Ideal no MCC

Da análise da forma de onda da tensão no indutor da topologia Boost-1, ilustrada na Figura 2.14, obtém-se o ganho estático ideal da topologia, em regime permanente, através da equação de energia (2.3).

Expandindo (2.3), tem-se

$$V_{IN}I_{IN}DT_S + \left(V_{IN} - \frac{V_O}{2}\right)I_{IN}(1-D)T_S = 0, \quad (2.53)$$

cuja resolução resulta no ganho

$$G_{Boost-1_MCC} = \frac{2}{1-D}. \quad (2.54)$$

O comportamento do ganho estático ideal da topologia Boost-1 em função de D é mostrado na Figura 2.15. A estrutura apresenta um comportamento não linear, semelhante ao conversor Boost convencional.

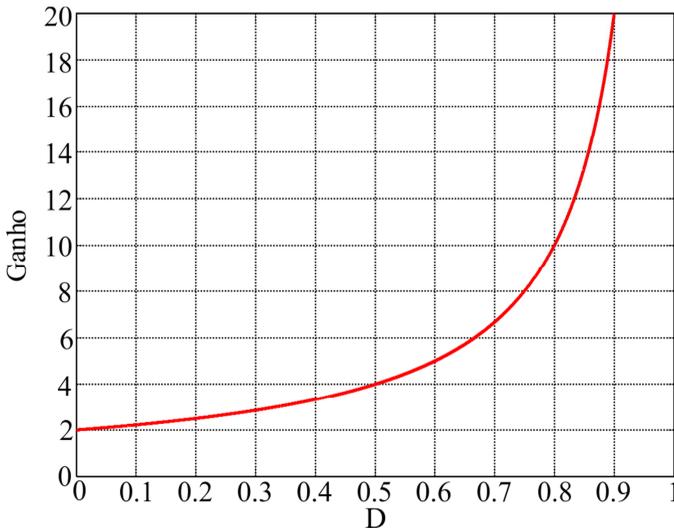


Figura 2.15 - Ganho estático do conversor CC-CC híbrido Boost-1.

A principal característica dessa topologia é que a mesma trabalha como um dobrador de tensão, se comparado com o Boost tradicional,

sendo uma topologia com grande potencial para sistemas nos quais desejam-se elevadas tensões de saída e implementação de semicondutores com baixas tensões de bloqueio.

2.2.3 Ganho Estático Ideal no MCD

O estudo acerca do comportamento da topologia operando no MCD é importante para obter a característica estática do conversor e delimitar a fronteira entre MCC e MDC.

A análise no MCD é baseada nas formas de onda de corrente e de tensão no indutor da topologia, a fim de obter o ganho estático para este modo de operação. A Figura 2. 16 apresenta as figuras de mérito essenciais para a análise em questão.

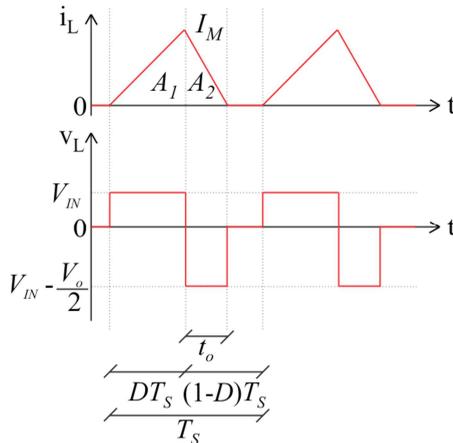


Figura 2. 16 - Corrente e tensão no indutor operando no MCD.

2.2.3.1 Primeira Etapa de Operação

Na primeira etapa de operação, o sinal de comando *PWMI* assume nível lógico alto e o interruptor S_1 entra em condução, o que conecta os capacitores C_1 e C_3 em paralelo, com duração de DT_S . A corrente no indutor cresce em rampa, sendo $i_L(0)$ igual a zero, e segue numa trajetória retilínea até o valor $i_L(DT_S)$ igual a I_M .

2.2.3.2 Segunda Etapa de Operação

Na segunda etapa de operação, o sinal de comando *PWMI* assume nível lógico baixo e o interruptor S_1 é bloqueado. Dessa forma,

os diodos D_1 e D_3 entram em condução, o que conecta os capacitores C_2 e C_3 em paralelo, com duração de tempo t_o . Nessa etapa ocorre a desmagnetização do indutor, cuja corrente reduz do valor $i_L(DT_s)$ igual a I_M , proveniente do final da etapa de operação anterior, até o valor $i_L(t_o)$ igual a zero, quando o indutor se desmagnetiza totalmente. No final dessa etapa, os diodos são bloqueados e nenhum semicondutor permanece em condução.

2.2.3.3 Terceira Etapa de Operação

Na terceira etapa de operação, com o indutor totalmente desmagnetizado e com todos os semicondutores de potência bloqueados, a tensão aplicada aos terminais do indutor é nula, o que mantém a corrente no mesmo patamar. O final desta etapa e, conseqüente início de um novo período de comutação, dá-se quando o sinal de comando *PWMI* assume nível lógico alto.

O conjunto de equações dispostos em (2.55) é extraído da análise realizada na Figura 2. 16. A corrente média de entrada é igual à corrente média no indutor, que por sua vez é a soma das áreas A_1 e A_2 , ponderadas pelo período de comutação.

$$\left\{ \begin{array}{l} I_M = \frac{V_{IN}}{L} t_c \\ t_o = -\frac{V_{IN}}{\left(V_{IN} - \frac{V_o}{2}\right)} t_c \\ \bar{I}_{IN} = \bar{I}_L = \frac{A_1 + A_2}{T_s} \end{array} \right. \quad (2.55)$$

As áreas A_1 e A_2 são definidas em (2.56).

$$\left\{ \begin{array}{l} A_1 = \frac{V_{IN}}{2L} t_c^2 \\ A_2 = -\frac{V_{IN}^2}{2L} \frac{1}{\left(V_{IN} - \frac{V_o}{2}\right)} t_c^2 \end{array} \right. \quad (2.56)$$

Substitui-se (2.56) em (2.55) e, após manipulação matemática, obtém-se o ganho estático da topologia Boost-1 no MCD, apresentada em (2.57)

$$G_{Boost-1_MCD} = \frac{D^2}{y} + 2, \quad (2.57)$$

onde ‘y’ é a definição previamente apresentada em (2.9).

Igualam-se (2.54) e (2.57) para obter a expressão que define o valor crítico da corrente de projeto, que delimita a mudança entre os MCC e MCD, cujo resultado é apresentado em (2.58). De maneira semelhante ao conversor Buck-1, o valor da corrente de carga está diretamente relacionado à indutância do circuito, frequência de comutação, tensão de alimentação e razão cíclica.

$$I_{o\ Crítico} = \frac{V_{IN} D(1-D)}{4Lf_s} \quad (2.58)$$

A Figura 2.17 ilustra a característica estática da topologia Boost-1, na qual se observa o limite entre a operação no MCC e MCD da topologia. No MCD, o conversor apresenta característica de não linearidade, tendo em vista a dependência do ganho com a corrente de carga.

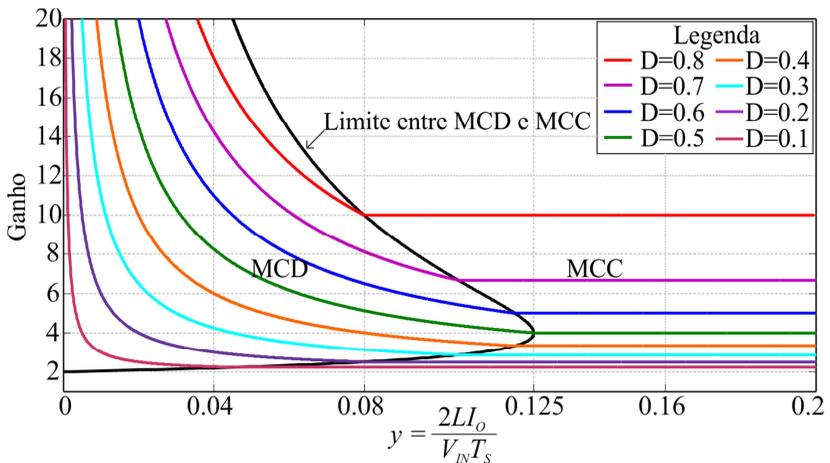


Figura 2.17 - Característica estática do conversor Boost-1.

2.2.4 Generalização da Topologia

Em sistemas cuja tensão de saída está em patamares elevados e deseja-se alimentá-lo com baixos níveis de tensão, a célula de comutação proposta pode ser conectada em série com outras de mesma

característica, na chamada configuração escada (*Ladder*). O conjunto de células eleva a tensão do barramento de saída e, ainda assim, utilizam semicondutores de baixa tensão de bloqueio, tendo em vista o grampeamento realizado pelos capacitores chaveados. A generalização da topologia é apresentada na Figura 2.18, na qual ‘M’ células são conectadas em série.

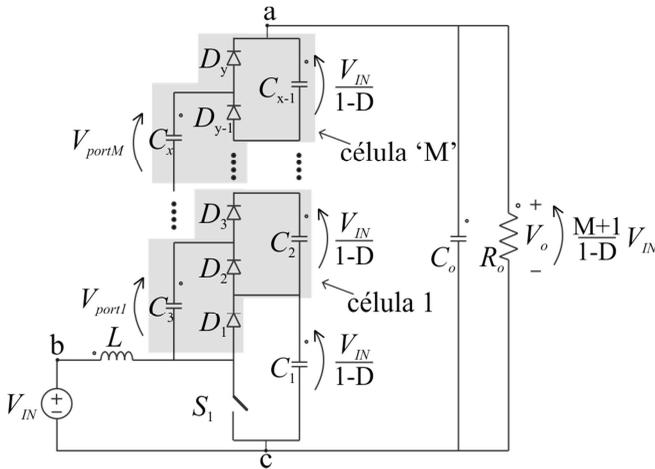


Figura 2.18 - Generalização da célula passiva de comutação para a topologia Boost-1.

Para o sistema ideal e em regime permanente, pode-se aplicar (2.3) com o objetivo de obter o ganho estático para o conversor generalizado. Expande-se (2.3), que resulta em

$$V_{IN} I_{IN} D T_S + \left(V_{IN} - \frac{V_o}{M+1} \right) I_{IN} (1-D) T_S = 0, \quad (2.59)$$

cujas resoluções fornece

$$G_{boost-1_MCCgen} = \frac{M+1}{1-D} \quad (2.60)$$

que representa o ganho da topologia para ‘M’ células conectadas em série.

O comportamento do ganho da estrutura com “M” células a capacitor chaveado conectadas pode ser verificado na Figura 2.19. Na Tabela 2.2 é apresentada uma análise comparativa entre a relação de ganho do sistema, o esforço de tensão nos semicondutores, o número de

semicondutores no sistema e o número de células acopladas. Com o aumento de ‘M’, o rendimento da estrutura tende a cair, posto que as perdas inerentes dos dispositivos semicondutores cresce com o aumento do número dos mesmos no sistema.

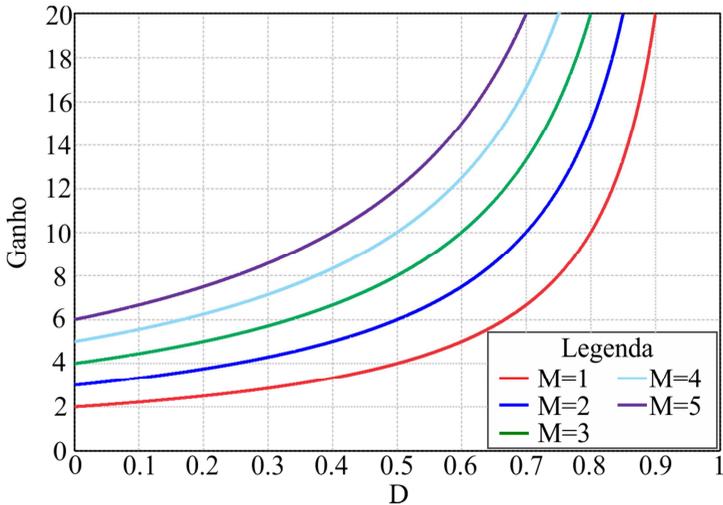


Figura 2.19 - Ganho da estrutura Boost-1 para ‘M’ células conectadas na configuração escada (*Ladder*).

Nº de células conectadas	C_x	S	D_x	Esforços de tensão	Ganho
1	3	1	3	$\frac{V_o}{2}$	$\frac{2}{1-D}$
2	5	1	5	$\frac{V_o}{3}$	$\frac{3}{1-D}$
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
M	$2M + 1$	1	$2M + 1$	$\frac{V_o}{M + 1}$	$\frac{M + 1}{1 - D} \xrightarrow{M \rightarrow \infty} M$

Tabela 2.2 - Tabela comparativa para conexão de ‘M’ células de comutação na topologia Boost-1.

2.2.5 Análise por Espaço de Estados

A mesma metodologia apresentada para a topologia Buck-1 é aplicada na análise das etapas de operação do conversor Boost-1 e,

através da obtenção do equacionamento vigente em cada etapa, é encontrado as matrizes de estado de cada etapa. Por fim, a análise em regime permanente para obtenção dos valores médios de corrente no indutor de entrada e tensão nos capacitores da célula e do barramento de saída é realizada.

2.2.5.1 Etapas de Operação

2.2.5.1.1 Primeira Etapa de Operação

A etapa de operação inicia quando o sinal *PWMI* altera de nível lógico baixo para nível lógico alto. Com isso, o interruptor S_1 comuta e entra em operação. No início da etapa de operação, a tensão no capacitor C_1 é maior que a tensão no capacitor flutuante C_3 , o que provoca a condução do diodo D_2 , conectando, com isso, os capacitores em questão em paralelo. O sentido das correntes é definido na Figura 2.20. Este estado topológico é descrito pelo conjunto de equações de (2.61) a (2.65).

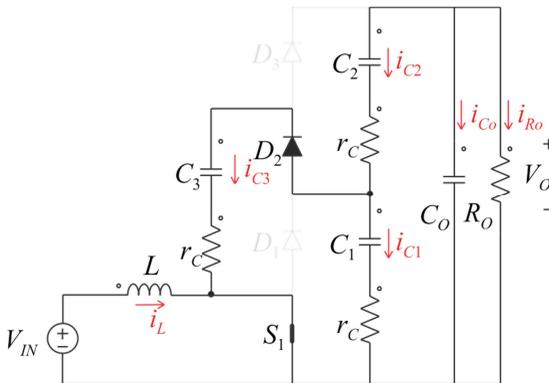


Figura 2.20 - Primeira etapa de operação.

$$v_L = v_{IN} \quad (2.61)$$

$$v_o = r_C i_{C1} + v_{C1} + r_C i_{C2} + v_{C2} \quad (2.62)$$

$$i_{C2} = i_{C1} + i_{C3} \quad (2.63)$$

$$r_C i_{C3} + v_{C3} = r_C i_{C1} + v_{C1} \quad (2.64)$$

$$i_{C2} = -i_{C_O} - i_{R_O} \quad (2.65)$$

Utilizam-se as mesmas definições das equações (2.19), (2.21), (2.22), (2.23) e (2.25) com o objetivo de obter os coeficientes matriciais da primeira etapa de operação para o conversor Boost-1. Da análise proposta, as matrizes de estados A' e B' referentes à primeira etapa de operação são apresentadas em (2.66) e (2.67), respectivamente.

$$A' = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{2}{3r_c}C & -\frac{1}{3r_c}C & \frac{1}{3r_c}C & \frac{1}{3r_c}C \\ 0 & -\frac{1}{3r_c}C & -\frac{2}{3r_c}C & -\frac{1}{3r_c}C & \frac{2}{3r_c}C \\ 0 & \frac{1}{3r_c}C & -\frac{1}{3r_c}C & -\frac{2}{3r_c}C & \frac{1}{3r_c}C \\ 0 & \frac{1}{3r_c}C_o & \frac{2}{3r_c}C_o & \frac{1}{3r_c}C_o & -(3r_c + 2R_o)/3C_oR_o r_c \end{pmatrix} \quad (2.66)$$

$$B' = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.67)$$

2.2.5.1.2 Segunda Etapa de Operação

A segunda etapa de operação começa quando o sinal *PWMI* assume nível lógico baixo, bloqueando, com isso, o interruptor S_1 . Nesse momento, o diodo D_1 assume a corrente proveniente do indutor L , que inicia seu processo de desmagnetização. O diodo D_3 é polarizado diretamente e conduz, o que conecta os capacitores C_2 e C_3 em paralelo. O estado topológico é representado na Figura 2.21 e descrito nas equações de (2.68) a (2.72).

$$v_L = v_{IN} - r_c i_{C1} - v_{C1} \quad (2.68)$$

$$v_o = r_c i_{C1} + v_{C1} + r_c i_{C2} + v_{C2} \quad (2.69)$$

$$i_{C1} = i_{C2} + i_{C3} + i_L \quad (2.70)$$

$$r_c i_{C3} + v_{C3} = r_c i_{C2} + v_{C2} \quad (2.71)$$

$$i_{C2} = -i_{C_o} - i_{R_o} - i_{C3} \quad (2.72)$$

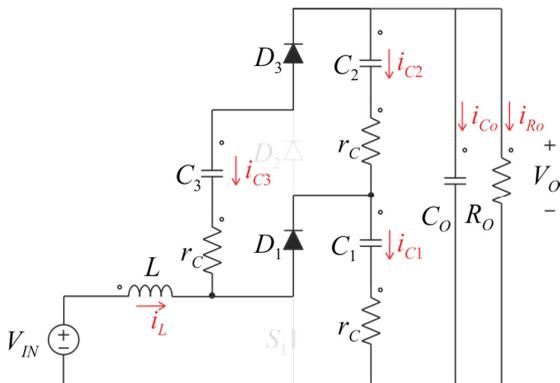


Figura 2.21 - Segunda etapa de operação.

As definições das equações (2.36), (2.38), (2.39), (2.40) e (2.42) são empregadas para obter os coeficientes matriciais referentes à segunda etapa de operação. Com isso, as matrizes A'' e B'' da etapa analisada são apresentadas em (2.73) e (2.74).

$$A'' = \begin{pmatrix} -r_c/3L & -1/3L & 1/3L & 1/3L & -2/3L \\ 1/3C & -2/3r_cC & -1/3r_cC & -1/3r_cC & 2/3r_cC \\ -1/3C & -1/3r_cC & -2/3r_cC & 1/3r_cC & 1/3r_cC \\ -1/3C & -1/3r_cC & 1/3r_cC & -2/3r_cC & 1/3r_cC \\ 2/3C_o & 2/3r_cC_o & 1/3r_cC_o & 1/3r_cC_o & -(3r_c + 2R_o)/3C_oR_or_c \end{pmatrix} \quad (2.73)$$

$$B'' = \begin{pmatrix} 1/L \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.74)$$

Substituindo (2.66), (2.67), (2.73) e (2.74) em (2.47), obtém-se as matrizes genéricas A e B da topologia, dispostas em (2.75) e (2.76).

$$A = \begin{pmatrix} \frac{r_c(D-1)}{3L} & \frac{(-1+D)}{3L} & \frac{(1-D)}{3L} & \frac{(1-D)}{3L} & \frac{2(D-1)}{3L} \\ \frac{(1-D)}{3C} & \frac{-2}{3r_c C} & \frac{-1}{3r_c C} & \frac{(-1+2D)}{3r_c C} & \frac{(2-D)}{3r_c C} \\ \frac{(-1+D)}{3C} & \frac{-1}{3r_c C} & \frac{-2}{3r_c C} & \frac{(1-2D)}{3r_c C} & \frac{(1+D)}{3r_c C} \\ \frac{(-1+D)}{3C} & \frac{(-1+2D)}{3r_c C} & \frac{(1-2D)}{3r_c C} & \frac{-2}{3r_c C} & \frac{1}{3r_c C} \\ \frac{2(1-D)}{3C_o} & \frac{(2-D)}{3r_c C_o} & \frac{(1+D)}{3r_c C_o} & \frac{1}{3r_c C_o} & \frac{-(3r_c + 2R_o)}{3C_o R_o r_c} \end{pmatrix} \quad (2.75)$$

$$B = \begin{pmatrix} 1/L \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.76)$$

As matrizes obtidas são substituídas na equação (2.50), cujo resultado é expresso em (2.77).

$$X = \begin{pmatrix} I_L \\ V_{C1} \\ V_{C2} \\ V_{C3} \\ V_o \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{8DV_{IN}}{(1-D)[2DR_o(1-D)+3r_c]} \\ \frac{V_{IN}[2DR_o(1-D)+r_c(3-2D)]}{(1-D)[2DR_o(1-D)+3r_c]} \\ \frac{V_{IN}[2DR_o(1-D)+r_c(2D-3)]}{(1-D)[2DR_o(1-D)+3r_c]} \\ \frac{V_{IN}[2DR_o(1-D)+r_c(4D-3)]}{(1-D)[2DR_o(1-D)+3r_c]} \\ \frac{4DR_o V_{IN}}{[2DR_o(1-D)+3r_c]} \end{pmatrix} \quad (2.77)$$

Desprezando as resistências r_c no circuito, ou seja, supondo-o ideal, o vetor (2.77) é simplificado e mostrado em (2.78), na qual os valores médios de corrente no indutor e de tensão nos capacitores do sistema estão dispostos. A análise pode ser validada através da comparação entre o resultado do ganho obtido através da análise de

energia (apresentado em (2.54)) com o elemento X_{51} (que representa a tensão nos terminais do capacitor C_o), que são iguais.

$$X = \begin{pmatrix} I_L \\ V_{C1} \\ V_{C2} \\ V_{C3} \\ V_o \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} X_{11} \\ X_{21} \\ X_{31} \\ X_{41} \\ X_{51} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{4V_{IN}}{R_o(1-D)^2} \\ \frac{V_{IN}}{1-D} \\ \frac{V_{IN}}{1-D} \\ \frac{V_{IN}}{1-D} \\ \frac{2V_{IN}}{1-D} \end{pmatrix} \quad (2.78)$$

2.3 Conversor CC-CC Híbrido Buck-Boost-1

O terceiro conversor a ser estudado é o Buck-Boost-1, oriundo da célula passiva de comutação apresentada no início deste capítulo. Esta topologia foi apresentada na Figura 2.2(c) e, quando redesenhada, é a estrutura exposta na Figura 2.22. Como citado anteriormente, para a obtenção da topologia Buck-Boost-1, é feita a conexão da alimentação aos terminais 'cb' e carga aos terminais 'ba' na célula passiva de comutação. Como exposto anteriormente, o conversor Buck-Boost-1 é assim denominado pela forma como a fonte de alimentação e carga são conectadas, não necessariamente a característica de ganho dessa estrutura seja semelhante a do conversor Buck-Boost tradicional.

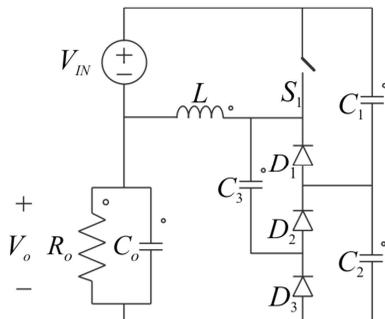


Figura 2.22 - Conversor CC-CC híbrido Buck-Boost-1.

2.3.1 Etapas de Operação no MCC

O conversor Buck-Boost-1 possui duas etapas de operação operando no MCC, semelhante aos conversores Buck-1 e Boost-1 explorados anteriormente.

2.3.1.1 Primeira Etapa de Operação

A primeira etapa de operação começa com a mudança do nível lógico do sinal de comando *PWMI* de baixo para alto, assim o interruptor S_1 comuta e conduz. No início da etapa, a tensão nos terminais do capacitor C_1 é maior que a nos terminais de capacitor C_3 . Com isso, o diodo D_2 é polarizado diretamente e entra em condução, o que conecta em paralelo os capacitores C_1 e C_3 . Os capacitores C_2 e C_3 estão em processo de carga, enquanto o capacitor C_1 em processo de descarga. Sabe-se que, nessa etapa de operação, o indutor da topologia armazena energia. Os estados topológicos e as principais formas de onda são apresentados nas Figura 2.23(a) e Figura 2.24, respectivamente.

2.3.1.2 Segunda Etapa de Operação

A mudança de nível lógico do sinal de comando *PWMI* de alto para baixo provoca o bloqueio do interruptor S_1 e a condução diodo D_1 . A tensão nos terminais do capacitor C_3 é maior que a tensão nos terminais do capacitor C_2 , o que polariza diretamente o diodo D_3 e conecta estes capacitores em paralelo. Nessa etapa, os capacitores C_2 e C_3 estão em processo de descarga, enquanto o capacitor C_1 em processo de carga. Além disso, ocorre a desmagnetização do indutor.

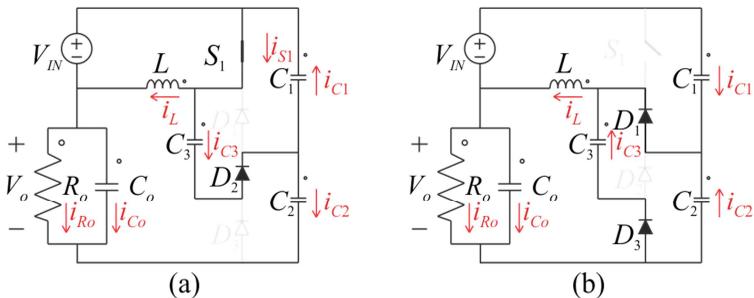


Figura 2.23 - Estados topológicos: (a) primeira etapa de operação e; (b) segunda etapa de operação.

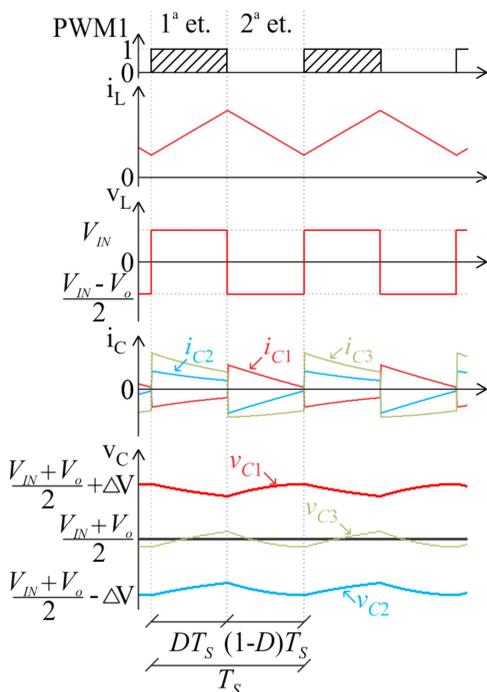


Figura 2.24 - Principais formas de onda da topologia Buck-Boost-1.

2.3.2 Ganho estático ideal no MCC

Ao considerar o sistema ideal e em regime permanente, pode-se aplicar (2.3) para obter o ganho estático da topologia analisada. Expandindo a análise, tem-se que

$$V_{IN}(I_{IN} + I_o)DT_S + \left(\frac{V_{IN} - V_o}{2} \right) (I_{IN} + I_o)(1-D)T_S = 0, \quad (2.79)$$

cuja resolução implica no ganho

$$G_{buck-boost-1_MCC} = \frac{1+D}{1-D} \quad (2.80)$$

A representação gráfica de (2.80) é verificada na Figura 2.25, na qual nota-se o comportamento do ganho da topologia Buck-Boost-1. De maneira semelhante à topologia Buck-Boost tradicional, um comportamento não linear é obtido, cujo intervalo de ganho está entre $[1, \infty)$.

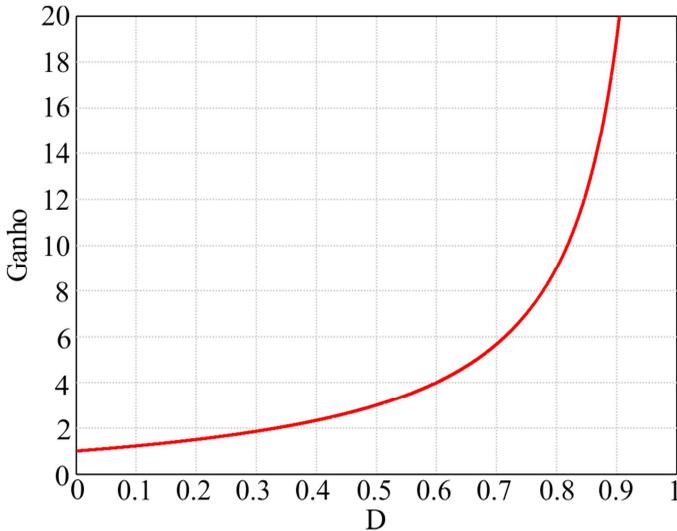


Figura 2.25 - Ganho estático do conversor CC-CC híbrido Buck-Boost-1.

Com uma característica semelhante à topologia Boost-1 derivada da célula passiva de comutação estudada, a topologia Buck-Boost-1 tem como aspecto principal a capacidade de elevar a tensão de saída em relação à tensão de entrada. Esta característica a diferencia da topologia Buck-Boost convencional que, dependendo do ponto de operação (lê-se razão cíclica), opera como um abaixador ou elevador de tensão. A estrutura proposta funciona como um conversor Buck-Boost associado com uma célula multiplicadora, o que lhe atribui somente à característica elevadora (ganho maior que o valor unitário).

2.3.3 Ganho Estático Ideal no MCD

Com o intuito de expor o estudo completo da topologia em questão, analisou-se seu comportamento no MCD para obtenção de sua característica estática.

2.3.3.1 Primeira Etapa de Operação

A primeira etapa de operação começa quando o sinal de comando *PWMI* assume nível lógico alto e o interruptor S_1 entra em condução. Isto conecta os capacitores C_1 e C_3 em paralelo, durante DT_s . A corrente no indutor cresce em rampa, sendo $i_L(0)$ igual a zero, e evolui numa trajetória retilínea até o valor $i_L(DT_s)$ igual a I_M . As principais formas de

onda relativas a este modo de operação são apresentadas na Figura 2.26.

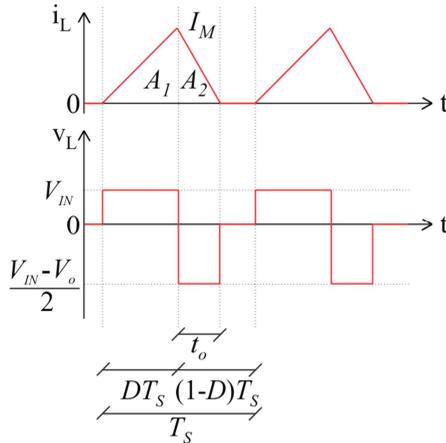


Figura 2.26 - Corrente e tensão no indutor Buck-Boost-1 operando no MCD.

2.3.3.2 Segunda Etapa de Operação

A segunda etapa de operação inicia quando o sinal de comando *PWMI* assume nível lógico baixo e o interruptor S_1 é bloqueado. Dessa forma, os diodos D_1 e D_3 entram em condução e conectam os capacitores C_2 e C_3 em paralelo durante o tempo t_o . Nesta etapa ocorre a desmagnetização do indutor, cuja corrente evolui do valor $i_L(DT_S)$ igual a I_M , proveniente do final da etapa de operação anterior, até o valor $i_L(t_o)$ igual a zero, quando o indutor se desmagnetiza totalmente. No final dessa etapa, os diodos são bloqueados e nenhum semicondutor permanece em condução.

2.3.3.3 Terceira Etapa de Operação

A terceira etapa de operação acontece com o indutor totalmente desmagnetizado e com todos os semicondutores de potência bloqueados. Portanto, a tensão aplicada aos terminais do indutor é nula, o que mantém a corrente também igual à zero. O final dessa etapa e, conseqüente início de um novo período de comutação, acontece quando o sinal de comando *PWMI* assume nível lógico alto.

O conjunto de equações (2.81) é extraído quando analisam-se as etapas de operação descritas anteriormente.

$$\left\{ \begin{array}{l} I_M = \frac{V_{IN}}{L} t_c \\ t_o = -\frac{2V_{IN}}{(V_{IN} - V_o)} t_c \\ \bar{I}_{IN} + \bar{I}_o = \bar{I}_L = \frac{A_1 + A_2}{T_S} \end{array} \right. \quad (2.81)$$

O equacionamento das áreas A_1 e A_2 disposto em (2.82) representa a corrente média no indutor da topologia, que por sua vez é o somatório das correntes de entrada e saída do circuito.

$$\left\{ \begin{array}{l} A_1 = \frac{V_{IN}}{2L} t_c^2 \\ A_2 = -\frac{V_{IN}^2}{L} \frac{1}{(V_{IN} - V_o)} t_c^2 \end{array} \right. \quad (2.82)$$

Substitui (2.82) em (2.81) e, após manipulações convenientes, obtém-se a expressão do ganho estático ideal no MCD para a topologia Buck-Boost-1, disposta em (2.83).

$$G_{Buck-Boost-1_MCD} = \frac{D^2}{y} + 1 \quad (2.83)$$

onde 'y' é a definição proposta em (2.9).

Igualam (2.80) e (2.83) para obter a expressão que define o valor crítico de corrente de projeto, que delimita a mudança entre os MCC e MCD, cujo resultado é apresentado em (2.84). De maneira semelhante aos conversores abordados anteriormente, o valor da corrente está diretamente relacionado à indutância do circuito, frequência de comutação, tensão de entrada e razão cíclica.

$$I_{o\text{Crítico}} = \frac{V_{IN} D(1-D)}{4Lf_s} \quad (2.84)$$

A Figura 2.27 exhibe a característica estática da topologia Buck-Boost-1, na qual se observa a linha tênue que delimita os MCC e MCD. De maneira análoga as demais topologias da célula, quando o conversor opera no MCD há uma correlação entre ganho e corrente de carga, o que caracteriza uma não linearidade no sistema, como observado na Figura 2.27.

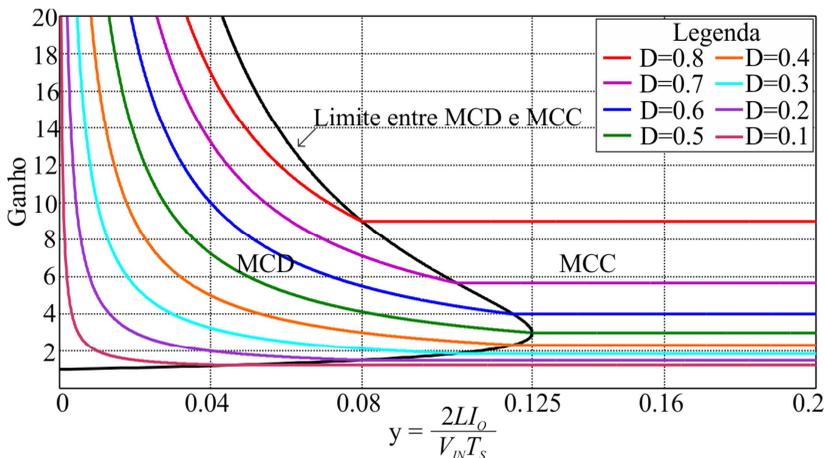


Figura 2.27 - Característica estática do conversor do Buck-Boost-1.

2.3.4 Generalização da Topologia

Uma generalização da célula de comutação para a topologia Buck-Boost-1 também é proposta, como representado na Figura 2.28.

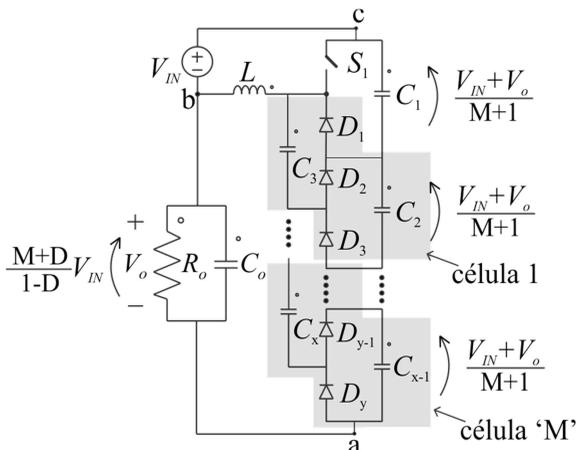


Figura 2.28 - Generalização da célula de comutação para a topologia Buck-Boost-1.

A mesma metodologia empregada nas topologias anteriores é aplicada nesta e, assim, a análise do conversor ideal e em regime permanente é desenvolvida. A definição de (2.3) é aplicada neste

conversor para obtenção do seu ganho generalizado, conforme descrito em (2.85).

$$V_{IN}(I_{IN} + I_O)DT_S + \left(\left(\frac{M}{M+1} \right) (V_{IN} + V_O) - V_O \right) (I_{IN} + I_O)(1-D)T_S = 0 \quad (2.85)$$

Soluciona-se (2.85) e obtém-se (2.86), que representa o ganho estático genérico da topologia proposta. A Figura 2.29 ilustra o comportamento do ganho estático da topologia para a conexão de 'M' células à estrutura. Quanto mais células são conectadas ao sistema, maior será a tensão obtida nos terminais da carga. Esta topologia é uma possível solução para sistemas nos quais se deseja obter elevadas tensões de saída com baixos esforços de tensão nos semicondutores do estágio de potência, tendo em vista que os capacitores flutuantes grampeiam a tensão nos terminais destes semicondutores. Outra característica que pode ser explorada em topologias modulares seria a disponibilidade de tensões intermediárias no sistema, representadas por portas fornecidas pelos capacitores chaveados ou até mesmo pelos capacitores do barramento capacitivo.

$$G_{buck-boost-1_MCCgen} = \frac{M+D}{1-D} \quad (2.86)$$

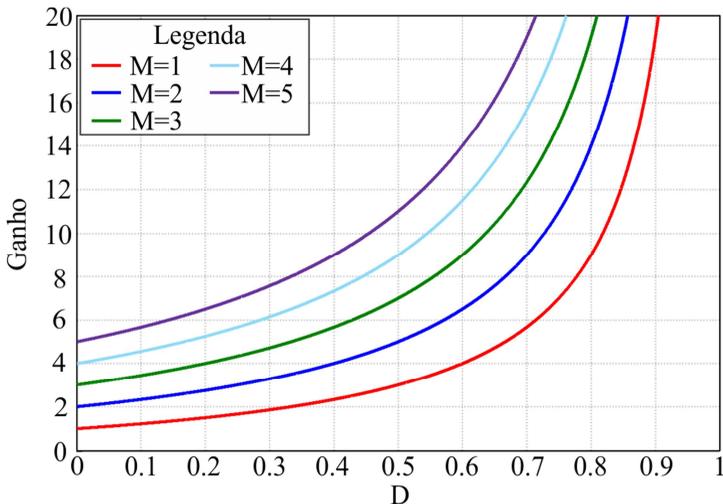


Figura 2.29 - Ganho da estrutura Buck-Boost-1 para 'M' células conectadas na configuração escada.

A Tabela 2.3 descreve um resumo das variáveis quando conectam-se 'M' células na topologia. Nota-se uma elevação no ganho da estrutura e, conseqüente, diminuição dos esforços nos semicondutores. Em contrapartida, o número destes aumenta consideravelmente, o que acarreta num prejuízo em relação ao rendimento da estrutura.

Nº de células conectadas	C_x	S	D_x	Esforços de tensão	Ganho
1	3	1	3	$\frac{V_{IN} + V_o}{2}$	$\frac{1+D}{1-D}$
2	5	1	5	$\frac{V_{IN} + V_o}{3}$	$\frac{2+D}{1-D}$
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
M	$2M + 1$	1	$2M + 1$	$\frac{V_{IN} + V_o}{M + 1}$	$\frac{M+D}{1-D} \xrightarrow{M \rightarrow \infty} M$

Tabela 2.3 - Tabela comparativa para conexão de 'M' células de comutação na topologia Buck-Boost-1.

2.3.5 Análise por Espaço de Estados

O mesmo procedimento realizado para as topologias Buck-1 e Boost-1 derivadas da célula passiva de comutação, é aplicado nas etapas de operação do conversor Buck-Boost-1. O equacionamento definido em cada etapa permite descrever as matrizes de estado de cada etapa e, por seguinte, desenvolver a análise em regime permanente que proporciona os valores médios de corrente no indutor da estrutura e das tensões nos capacitores da célula e de saída.

2.3.5.1 Etapas de Operação

2.3.5.1.1 Primeira Etapa de Operação

A primeira etapa de operação começa quando o interruptor S_1 é comutado e conduz através da mudança de nível lógico de baixo para alto do sinal *PWMI*. Nessa etapa, os capacitores C_1 e C_3 são conectados em paralelo pela condução simultânea dos semicondutores S_1 e D_2 . O

sentido das correntes do circuito foi definido conforme ilustra a Figura 2.30. Através do estado topológico apresentado na Figura 2.30, o conjunto de equações (2.87) a (2.91) é obtido.

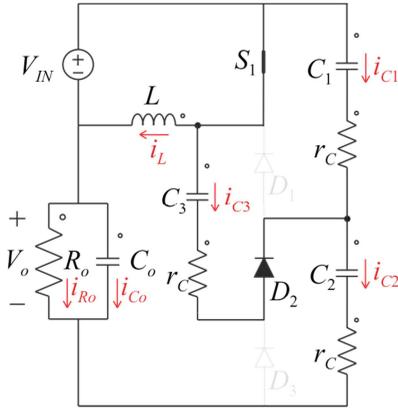


Figura 2.30 - Primeira etapa de operação.

$$v_L = v_{IN} \quad (2.87)$$

$$v_{IN} + v_o = r_C i_{C2} + v_{C2} + r_C i_{C3} + v_{C3} \quad (2.88)$$

$$i_{C2} = i_{C1} + i_{C3} \quad (2.89)$$

$$r_C i_{C1} + v_{C1} = r_C i_{C3} + v_{C3} \quad (2.90)$$

$$i_{C2} = -i_{C_o} - i_{R_o} \quad (2.91)$$

As mesmas definições das equações (2.19), (2.21), (2.22), (2.23) e (2.25) são utilizadas com o objetivo de obter os coeficientes matriciais da primeira etapa de operação para o conversor Buck-Boost-1. Da análise proposta, as matrizes de estados A' e B' referentes à primeira etapa de operação são apresentadas em (2.92) e (2.93), respectivamente.

$$A' = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{2}{3r_c C} & -\frac{1}{3r_c C} & \frac{1}{3r_c C} & \frac{1}{3r_c C} \\ 0 & -\frac{1}{3r_c C} & -\frac{2}{3r_c C} & -\frac{1}{3r_c C} & \frac{2}{3r_c C} \\ 0 & \frac{1}{3r_c C} & -\frac{1}{3r_c C} & -\frac{2}{3r_c C} & \frac{1}{3r_c C} \\ 0 & \frac{1}{3r_c C_o} & \frac{2}{3r_c C_o} & \frac{1}{3r_c C_o} & -\frac{(3r_c + 2R_o)}{3C_o R_o r_c} \end{pmatrix} \quad (2.92)$$

$$B' = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ \frac{1}{3r_c C} \\ \frac{2}{3r_c C} \\ \frac{1}{3r_c C} \\ -\frac{2}{3r_c C_o} \end{pmatrix} \quad (2.93)$$

2.3.5.1.2 Segunda etapa de operação

A segunda etapa de operação inicializa quando o interruptor S_1 é bloqueado através da mudança de nível de alto para baixo do sinal *PWMI*. Nesse momento, o diodo D_1 assume uma parcela da corrente proveniente do indutor L , que inicia seu processo de desmagnetização. O diodo D_3 é polarizado diretamente e conduz, o que conecta os capacitores C_2 e C_3 em paralelo. O estado topológico é representado na Figura 2.31, do qual são extraídas as equações de (2.94) a (2.98).

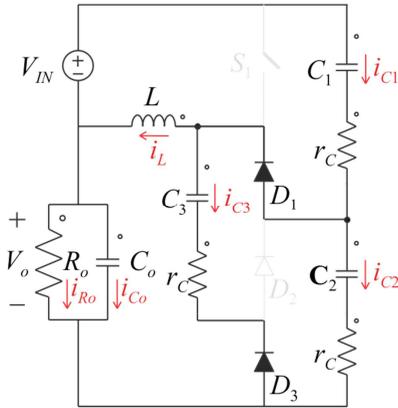


Figura 2.31 - Segunda etapa de operação.

$$v_L = v_{IN} - r_C i_{C1} - v_{C1} \quad (2.94)$$

$$v_{IN} + v_o = r_C i_{C1} + v_{C1} + r_C i_{C2} + v_{C2} \quad (2.95)$$

$$i_{C1} = i_{C2} + i_{C3} + i_L \quad (2.96)$$

$$r_C i_{C3} + v_{C3} = r_C i_{C2} + v_{C2} \quad (2.97)$$

$$i_{C2} = -i_{C3} - i_{C_o} - i_{R_o} \quad (2.98)$$

As definições de (2.36), (2.38), (2.39), (2.40) e (2.42) são aplicadas ao conjunto de equações para obter os coeficientes matriciais referentes à segunda etapa de operação. Com isso, as matrizes A'' e B'' da etapa analisada são apresentadas em (2.99) e (2.100), respectivamente.

$$A'' = \begin{pmatrix} -r_C/3L & -1/3L & 1/3L & 1/3L & -2/3L \\ 1/3C & -2/3r_C C & -1/3r_C C & -1/3r_C C & 2/3r_C C \\ -1/3C & -1/3r_C C & -2/3r_C C & 1/3r_C C & 1/3r_C C \\ -1/3C & -1/3r_C C & 1/3r_C C & -2/3r_C C & 1/3r_C C \\ 2/3C_o & 2/3r_C C_o & 1/3r_C C_o & 1/3r_C C_o & -(3r_C + 2R_o)/3C_o R_o r_C \end{pmatrix} \quad (2.99)$$

$$B'' = \begin{pmatrix} \frac{1}{3L} \\ \frac{2}{3r_c C} \\ \frac{1}{3r_c C} \\ \frac{1}{3r_c C} \\ -\frac{2}{3r_c C_o} \end{pmatrix} \quad (2.100)$$

Ao substituir (2.92), (2.93), (2.99) e (2.100) em (2.47), obtém-se as matrizes genéricas A e B da topologia, dispostas em (2.101) e (2.102).

$$A = \begin{pmatrix} \frac{r_c(D-1)}{3L} & \frac{(-1+D)}{3L} & \frac{(1-D)}{3L} & \frac{(1-D)}{3L} & \frac{2(D-1)}{3L} \\ \frac{(1-D)}{3C} & \frac{-2}{3r_c C} & \frac{-1}{3r_c C} & \frac{(-1+2D)}{3r_c C} & \frac{(2-D)}{3r_c C} \\ \frac{(-1+D)}{3C} & \frac{-1}{3r_c C} & \frac{-2}{3r_c C} & \frac{(1-2D)}{3r_c C} & \frac{(1+D)}{3r_c C} \\ \frac{(-1+D)}{3C} & \frac{(-1+2D)}{3r_c C} & \frac{(1-2D)}{3r_c C} & \frac{-2}{3r_c C} & \frac{1}{3r_c C} \\ \frac{2(1-D)}{3C_o} & \frac{(2-D)}{3r_c C_o} & \frac{(1+D)}{3r_c C_o} & \frac{1}{3r_c C_o} & \frac{-(3r_c + 2R_o)}{3C_o R_o r_c} \end{pmatrix} \quad (2.101)$$

$$B = \begin{pmatrix} \frac{(1+2D)}{3L} \\ \frac{(2-D)}{3r_c C} \\ \frac{(1+D)}{3r_c C} \\ \frac{1}{3r_c C} \\ \frac{-2}{3r_c C_o} \end{pmatrix} \quad (2.102)$$

Substituindo (2.101) e (2.102) em (2.50), obtém-se o vetor que representa os valores médios das variáveis analisadas.

$$X = \begin{pmatrix} I_L \\ V_{C1} \\ V_{C2} \\ V_{C3} \\ V_{Co} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{4D(1+D)V_{IN}}{(1-D)[2DR_o(1-D)+3r_C]} \\ \frac{V_{IN}[2DR_o(1-D)+r_C(3-D(D+1))]}{(1-D)[2DR_o(1-D)+3r_C]} \\ \frac{V_{IN}[2DR_o(1-D)+r_C(D(D-2))]}{(1-D)[2DR_o(1-D)+3r_C]} \\ \frac{V_{IN}[2DR_o(1-D)+r_C(D(2D-1))]}{(1-D)[2DR_o(1-D)+3r_C]} \\ \frac{2DR_oV_{IN}(1+D)}{[2DR_o(1-D)+3r_C]} \end{pmatrix} \quad (2.103)$$

Ao desprezar a resistência r_C no sistema, obtêm-se as expressões dos valores médios das variáveis para o circuito idealizado, cujo resultado é exposto em (2.104). A análise realizada pode ser validada através da comparação entre o elemento X_{51} de (2.104) (elemento este que representa a tensão nos terminais da carga) com (2.80) (que representa o resultado obtido para o ganho estático da topologia), o que resulta na mesma expressão.

$$X = \begin{pmatrix} I_L \\ V_{C1} \\ V_{C2} \\ V_{C3} \\ V_{Co} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} X_{11} \\ X_{21} \\ X_{31} \\ X_{41} \\ X_{51} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{2V_{IN}(1+D)}{R_o(1-D)^2} \\ \frac{V_{IN}}{1-D} \\ \frac{V_{IN}}{1-D} \\ \frac{V_{IN}}{1-D} \\ \frac{V_{IN}(1+D)}{1-D} \end{pmatrix} \quad (2.104)$$

2.4 Modelagem Orientada ao Controle

Essa seção tem por objetivo apresentar a modelagem orientada ao controle dos conversores anteriormente apresentados. A análise consiste em obter as plantas das topologias através das matrizes de estado e sua validação através de simulações.

Ao substituir o conjunto de equações (2.105) em (2.28), obtêm-se o resultado expresso em (2.106), que fornece as plantas dos conversores

quando o sistema é perturbado e linearizado nos termos das variáveis de estado e da razão cíclica.

$$\begin{cases} A = A' D + A'' (1 - D) \\ B = B' D + B'' (1 - D) \\ X = X_o + \tilde{x} \\ D = D_o + \tilde{d} \end{cases} \quad (2.105)$$

$$\frac{\tilde{x}}{\tilde{d}} = (sI - A)^{-1} \left[(A' - A'') X_o + (B' - B'') u \right] \quad (2.106)$$

2.4.1 Planta de Tensão do Conversor Buck-1

A obtenção da planta de controle de tensão do conversor Buck-1 é realizada substituindo as matrizes de estados (2.29) e (2.30), provenientes da primeira etapa de operação (matrizes A' e B'), as matrizes (2.44) e (2.45), da segunda etapa de operação (matrizes A'' e B''), a matriz (2.48), matriz resultante após a ponderação pelos tempos de cada etapa (matriz A) e a matriz (2.51) com os resultados dos valores médios das variáveis analisadas (X_o), todas em (2.106). Com isso, obtém-se a expressão para a planta do conversor híbrido Buck-1. Tendo em vista que a planta algébrica obtida é extensa, a equação genérica (2.107) é proposta e os coeficientes algébricos desta estão dispostos no Apêndice A. Definiu-se um exemplo de projeto para ilustração numérica e validação através de simulação da planta apresentada. Esse exemplo de projeto, apresentado na Tabela 2.4, é determinado de acordo com o que fora implementado no protótipo para validação prática da célula, resultados estes que serão apresentados no capítulo subsequente.

$$G_{V_o}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{As^4 + Bs^3 + Cs^2 + Ds + E}{Fs^5 + Gs^4 + Hs^3 + Is^2 + Js + K} \quad (2.107)$$

Substituem-se os valores definidos na Tabela 2.4 na equação disposta no Apêndice A, onde o resultado

$$G_{V_o}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{3,52210^{26} s^2 + 7,49310^{32} s + 3,54310^{38}}{5,65810^{16} s^4 + 1,20410^{23} s^3 + 5,69510^{28} s^2 + 1,65610^{31} s + 1,18110^{36}} \quad (2.108)$$

é obtido.

Com a inserção de uma célula passiva a capacitor chaveado, o sistema sofre um incremento de ordem com relação ao conversor clássico Buck, como verificado na planta disposta em (2.108), tendo em vista a existência de mais elementos armazenadores de energia no estágio de potência do circuito. Caso a resistência série (r_C) dos capacitores for desprezada, o sistema apresenta ordem 2, mesma ordem do conversor Buck clássico. A análise apresentada foi realizada para a inserção de uma célula passiva a capacitor chaveado. Caso o número de células inseridas aumente, a ordem da planta irá aumentar na mesma proporção.

Simulou-se o comportamento dinâmico da planta e do conversor comutado para uma perturbação na razão cíclica e o resultado é disposto na Figura 2.32(a). Como observado, a planta representa bem o conversor, tendo em vista que a dinâmica do circuito comutado e da planta são idênticas, como observado no zoom disposto na Figura 2.32(a). A Figura 2.32(b) apresenta o Lugar Geométrico das Raízes (LGR) para a planta em questão. Observa-se a ocorrência de dois polos próximos ao eixo imaginário, como o zoom na Figura 2.32(b) ilustra, polos que dominam a resposta do sistema. Ainda são observados dois polos e zeros distanciados do eixo imaginário, que podem ser desprezados caso se deseje realizar uma análise simplificada (por exemplo, quando é negligenciada a influência da resistência série r_C , onde obtém-se uma planta de ordem 2).

Variável	Valor
V_{IN}	600 V
D	0,5
Ganho	0,75
V_o	450 V
L	2,41 mH
$C_{1,2,3}$	100 μ F
r_C	4,7 m Ω
C_o	20 μ F

Tabela 2.4 - Definição dos parâmetros de projeto para validação da planta de tensão do conversor Buck-1.

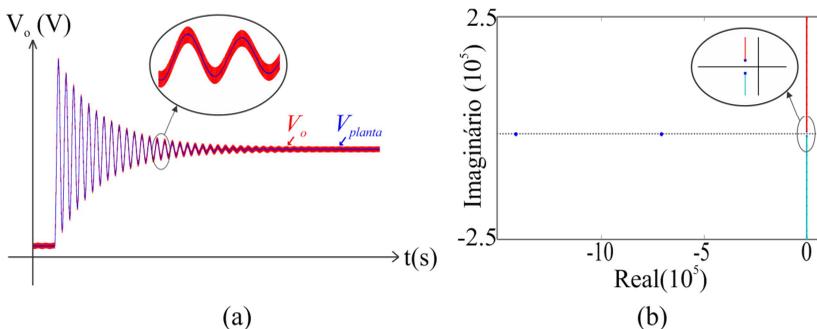


Figura 2.32 – (a) Validação via simulação da planta de tensão do conversor Buck-1 e; (b) Lugar Geométrico das Raízes da planta do conversor Buck-1.

2.4.2 Planta de Tensão do Conversor Boost-1

Ao realizar o mesmo procedimento da seção 2.4.1, obtém-se a planta de tensão do conversor Boost-1. A expressão (2.107) pode ser utilizada para definição dos coeficientes da planta do conversor. A expressão algébrica da planta de tensão está disposta no Apêndice A deste trabalho, pois a mesma é extensa e optou-se pela sua representação genérica. Substituindo todas as matrizes provenientes da análise anteriormente apresentada na equação (2.106). Para validação, utiliza-se como valor de tensão de entrada 100 V, tensão de saída de 400 V razão cíclica 0,5. O restante dos parâmetros de projeto são idênticos aos dispostos na Tabela 2.4, tendo em vista que o mesmo projeto é utilizado nesta validação. A planta numérica do conversor Boost-1 pode ser verificada em (2.109).

Sendo assim, a planta apresentada em (2.109) é simulada e seu resultado apresentado na Figura 2.33(a). Compara-se a dinâmica da resposta do circuito comutado com a dinâmica da resposta da planta proposta e se conclui que esta representa de forma fiel o conversor Boost-1. O LGR da planta é apresentado na Figura 2.33(b), onde se percebe dois polos dominantes na resposta, detalhados no zoom da Figura 2.33(b), que migram para o SPD (semi-plano direito) por existir um zero nessa região, semelhante ao conversor Boost tradicional. O conversor possui planta de ordem 5, como o esperado. Pode-se, ainda, realizar uma simplificação desta, tendo em vista a dominância de dois polos. Essa simplificação é realizada desprezando a resistência série r_C , o que implica numa planta de ordem 2.

As demais plantas do sistema também foram obtidas, porém não estão detalhadas neste trabalho. Usualmente, é apresentado a planta de tensão por corrente do conversor Boost. A análise apresentada permite obter as plantas de tensão de saída e corrente na indutância pela variação na razão cíclica. Para obter a planta de tensão por corrente, basta realizar a divisão entre essas duas plantas.

$$G_{V_o}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{-1,80210^{20}s^4 - 6,38310^{26}s^3 - 6,32410^{32}s^2 - 1,90510^{38}s + 8,00110^{41}}{3,60410^{14}s^5 + 4,08910^{21}s^4 + 7,88510^{27}s^3 + 3,66410^{33}s^2 + 2,46810^{35}s + 110^{39}} \quad (2.109)$$

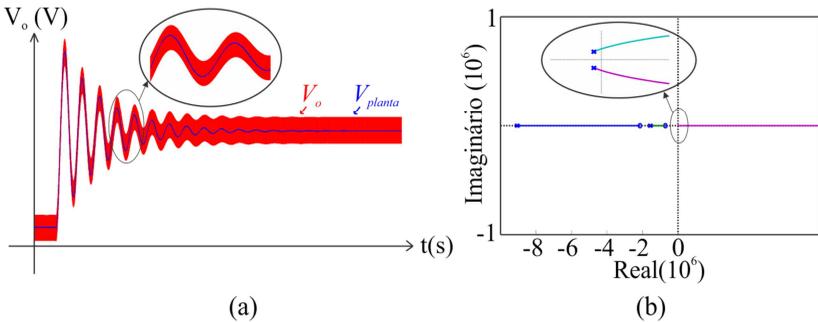


Figura 2.33 – (a) Validação via simulação da planta de tensão do conversor Boost-1 e; (b) Lugar Geométrico das Raízes da planta do conversor Boost-1.

2.4.3 Planta de Tensão do Conversor Buck-Boost-1

Por fim, aplica-se a mesma metodologia para obtenção da planta de controle da tensão de saída do conversor Buck-Boost-1. Substituem-se todas as matrizes provenientes da análise anteriormente apresentada na equação (2.106). A expressão (2.107) é utilizada para definição dos coeficientes da planta. Obtém-se, assim, a planta algébrica do conversor em questão, disposta no Apêndice A por ser extensa. Define-se como valor de tensão de entrada do sistema 150 V, tensão de saída de 450 V e razão cíclica 0,5. O restante dos parâmetros permanecem os mesmos dos especificados na Tabela 2.4. Dessa forma, a planta numérica do exemplo de projeto é disposta em (2.110).

A planta representada em (2.110) é simulada e validada através da comparação entre a resposta da mesma e do circuito comutado do conversor Buck-Boost-1, como ilustra a Figura 2.34(a). Traçou-se o LGR da planta do conversor, disposta na Figura 2.34(b). A planta possui 5 polos, sendo que 2 destes dominam a resposta, como o zoom aplicado

na Figura 2.34(b) ilustra.

$$G_{V_o}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{-2,73610^{21} s^4 - 9,6910^{27} s^3 - 9,58410^{33} s^2 - 2,8710^{39} s + 2,05110^{43}}{6,15710^{15} s^5 + 6,98710^{22} s^4 + 1,34710^{29} s^3 + 6,26110^{34} s^2 + 3,35210^{36} s + 1,70910^{40}} \quad (2.110)$$

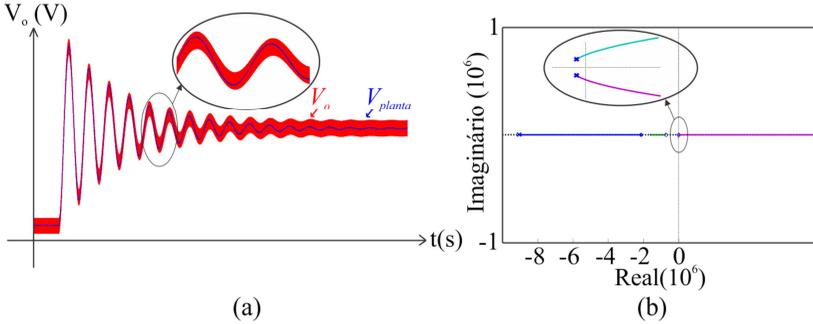


Figura 2.34 - (a) Validação via simulação da planta de tensão do conversor Buck-Boost-1 e; (b) Lugar Geométrico das Raízes da planta do conversor Buck-Boost-1.

2.5 Esforços de Tensão e Corrente na Célula Passiva de Comutação

O estudo sobre os esforços de tensão e corrente nos componentes do estágio de potência é apresentado nessa seção. Para esse estudo, foi empregada a metodologia de espaço de estados. O equacionamento será utilizado para a etapa de dimensionamento e construção dos protótipos. Para simplificar a análise proposta, será apresentada de maneira detalhada apenas a análise para a topologia Buck-1 e descritas as características principais da célula no final da seção. A análise apresentada é realizada para os conversores descritos na Figura 2.2, com uma célula a capacitor chaveado ($M=1$).

2.5.1 Esforços de Tensão do Conversor Buck-1

O resultado obtido em (2.52) demonstra que as tensões dos capacitores da célula de comutação apresentam valores correspondentes à metade da tensão de alimentação do sistema. De maneira genérica, como discutido na análise das etapas de operação, as tensões de bloqueio dos semicondutores do estágio de potência correspondem à tensão de bloqueio dos capacitores da célula, definidas em (2.111).

$$V_{S1} = V_{D1} = V_{D2} = V_{D3} = V_{C1} = V_{C2} = V_{C3} = \frac{V_{IN}}{2} \quad (2.111)$$

2.5.2 Esforço de Corrente nos Capacitores do Conversor Buck-1

2.5.2.1 Corrente Eficaz no Capacitor C_1

Na primeira etapa de operação, a corrente no capacitor C_1 , definida em (2.21), é dependente dos valores da corrente no indutor, tensão nos capacitores, tensões de entrada e saída (definidos em (2.51)) e dos coeficientes matriciais definidos em (2.24).

Substituindo todas as variáveis em (2.21), obtém-se (2.112), que define a corrente no capacitor C_1 na primeira etapa de operação.

$$i_{C1}' = \frac{3V_{IN}(D^2 - 1)}{24DR_o + r_C(9 + D(16D - 25))} \quad (2.112)$$

De maneira análoga, realiza-se a mesma metodologia para definir a equação da corrente do capacitor C_1 na segunda etapa de operação. Substitui-se na equação (2.38) os coeficientes matriciais correspondentes a esta etapa e os valores obtidos em (2.51), o que resulta em (2.113), que define a corrente no capacitor C_1 na segunda etapa.

$$i_{C1}'' = \frac{3DV_{IN}(D + 1)}{24DR_o + r_C(9 + D(16D - 25))} \quad (2.113)$$

Define-se (2.114) e (2.115) para o cálculo da corrente média e eficaz dos componentes do estágio de potência da célula, respectivamente por

$$i_{Ymed} = \frac{1}{T_S} \left[\int_0^{DT_S} i_Y' + \int_{DT_S}^{T_S} i_Y'' \right] \quad (2.114)$$

e

$$i_{Yef} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \left[\int_0^{DT_S} (i_Y')^2 + \int_{DT_S}^{T_S} (i_Y'')^2 \right]} \quad (2.115)$$

Substitui-se (2.112) e (2.113) em (2.115), obtendo, portanto, a expressão que descreve a corrente eficaz do capacitor C_1 , disposta em (2.116).

$$i_{C1ef} = 3 \sqrt{\frac{DV_{IN}^2(D-1)(D+1)^2}{(24DR_o + r_C(9 + D(16D - 25)))^2}} \quad (2.116)$$

Do resultado obtido em (2.52), tem-se que a expressão (2.117) é válida.

$$V_{IN} = \frac{2I_L R_o}{(D+1)} \quad (2.117)$$

Supondo o sistema ideal, ou seja, desprezando a influência de r_C , e substituindo (2.117) em (2.116), tem-se a expressão que define a corrente eficaz no capacitor C_1 , apresentada em (2.118).

$$i_{C1ef} = \frac{I_L}{4} \sqrt{\frac{1-D}{D}} \quad (2.118)$$

2.5.2.2 Corrente Eficaz no Capacitor C_2

O mesmo processo é realizado para obtenção da expressão de corrente no capacitor C_2 . Dessa forma, substituem-se os coeficientes matriciais da primeira etapa de operação e os valores médios apresentados em (2.51) na expressão (2.22), resultando em (2.119), que representa a corrente em C_2 na primeira etapa de operação.

$$i_{C2}^{\prime} = \frac{3V_{IN}(1-D^2)}{24DR_o + r_C(9+D(16D-25))} \quad (2.119)$$

Obtém-se, de maneira análoga, a expressão da corrente no capacitor C_2 na segunda etapa de operação, substituindo os coeficientes matriciais e (2.51) na expressão (2.39), resultando em (2.120).

$$i_{C2}^{\prime\prime} = -\frac{3D(D+1)V_{IN}}{24DR_o + r_C(9+D(16D-25))} \quad (2.120)$$

Substituindo (2.119) e (2.120) em (2.115), tem-se

$$i_{C2ef} = 3\sqrt{-\frac{DV_{IN}^2(D-1)(D+1)^2}{(24DR_o + r_C(9+D(16D-25)))^2}} \quad (2.121)$$

Desprezando a influência de r_C e substituindo (2.117) em (2.121), obtém-se

$$i_{C2ef} = \frac{I_L}{4} \sqrt{\frac{1-D}{D}} \quad (2.122)$$

que define a corrente eficaz no capacitor C_2 .

2.5.2.3 Corrente Eficaz no Capacitor C_3

A corrente no capacitor C_3 , na primeira etapa de operação, é definida substituindo os coeficientes matriciais e (2.51) na expressão (2.23), resultando em

$$i_{C3}' = \frac{6V_{IN}(-D^2 + 1)}{24DR_o + r_C(9 + D(16D - 25))}. \quad (2.123)$$

De maneira semelhante, obtém-se a expressão que define a corrente no capacitor C_3 na segunda etapa de operação, cujo resultado é explicitado em

$$i_{C3}'' = -\frac{6DV_{IN}(D + 1)}{24DR_o + r_C(9 + D(16D - 25))}. \quad (2.124)$$

Substituindo (2.123) e (2.124) em (2.115), tem-se

$$i_{C3ef} = 6\sqrt{-\frac{DV_{IN}^2(D-1)(D+1)^2}{(24DR_o + r_C(9 + D(16D - 25)))^2}}. \quad (2.125)$$

Desprezando a influência de r_C e substituindo (2.117) em (2.125), obtém-se

$$i_{C3ef} = \frac{I_L}{2}\sqrt{\frac{1-D}{D}}, \quad (2.126)$$

que define a corrente eficaz no capacitor chaveado C_3 .

2.5.3 Esforço de Corrente nos Semicondutores do Conversor Buck-1

2.5.3.1 Corrente Eficaz e Média no Interruptor S_1

O interruptor S_1 possui corrente apenas na primeira etapa de operação, quando o mesmo encontra-se em condução. Assim, analisa-se o estado topológico apresentado na Figura 2.3(a), no qual a corrente circulante pelo semicondutor em questão é a soma da corrente I_L e da corrente do capacitor C_3 . Esta última foi definida em (2.127).

$$i_{S1} = i_L + i_{C3}' \quad (2.127)$$

Substituindo (2.127) em (2.114) e (2.115), obtém (2.124) e (2.125), que definem as correntes média e eficaz no interruptor S_1 considerando r_C .

$$i_{S1med} = \frac{I_L D(16I_L D^2 - 25I_L D + 9)}{16D^2 - 25D + 9} + \frac{6DV_{IN}(1 - D^2)}{24DR_o + r_c(9 + D(16D - 25))} \quad (2.128)$$

$$i_{S1ef} = \sqrt{\frac{D(6V_{IN}(1 - D^2) + DI_L(16Dr_c + 24R_o - 25r_c) + 9I_L r_c)^2}{(24DR_o + r_c(9 + D(16D - 25)))^2}} \quad (2.129)$$

Aplicando (2.117) em (2.128) e (2.129) e desprezando r_c , têm-se

$$i_{S1med} = \frac{I_L}{2}(1 + D) \quad (2.130)$$

e

$$i_{S1ef} = \frac{I_L}{2} \frac{(1 + D)}{\sqrt{D}}, \quad (2.131)$$

que definem corrente média e eficaz do interruptor S_1 para o sistema idealizado.

2.5.3.2 Corrente Eficaz e Média no Diodo D_1

O diodo D_1 conduz apenas na segunda etapa de operação. Ao analisar o estado topológico apresentado na Figura 2.3(b), percebe-se que a corrente que o mesmo conduz é o somatório das correntes dos capacitores C_1 e C_2 na etapa de operação em questão, que são definidas em (2.113) e (2.120).

Realizando as substituições necessárias, obtêm-se

$$i_{D1med} = \frac{I_L}{2}(1 - D) \quad (2.132)$$

e

$$i_{D1ef} = \frac{I_L}{2} \sqrt{(1 - D)}, \quad (2.133)$$

que definem corrente média e eficaz do diodo D_1 para o sistema idealizado.

2.5.3.3 Corrente Eficaz e Média no Diodo D_2

O diodo D_2 conduz com o interruptor S_1 , ou seja, na primeira etapa de operação. Nesta etapa, circula pelo diodo D_2 a corrente do capacitor C_3 , enquanto este está em processo de carga.

Ao empregar a metodologia proposta, tem-se

$$i_{D2med} = \frac{I_L}{2}(1-D) \quad (2.134)$$

e

$$i_{D2ef} = \frac{I_L(1-D)}{2\sqrt{D}}, \quad (2.135)$$

que definem corrente média e eficaz do diodo D_2 para o sistema idealizado.

2.5.3.4 Corrente Eficaz e Média no Diodo D_3

O diodo D_3 conduz apenas na segunda etapa de operação e, de forma semelhante ao diodo D_2 , conduz a corrente do capacitor chaveado C_3 , quando este está em seu processo de descarga.

Obteve-se, com a análise proposta,

$$i_{D3med} = \frac{I_L}{2}(1-D) \quad (2.136)$$

e

$$i_{D3ef} = \frac{I_L}{2}\sqrt{(1-D)}, \quad (2.137)$$

que definem corrente média e eficaz do diodo D_3 para o sistema idealizado.

2.5.4 Extensão da Análise de Esforços para as Topologias Boost-1 e Buck-Boost-1

A metodologia de análise apresentada nas seções anteriores, referentes aos esforços de tensão e de corrente, podem ser aplicadas de maneira semelhante para as topologias Boost-1 e Buck-Boost-1 da célula passiva de comutação proposta nesse capítulo. As planilhas de cálculo dispostas nos Apêndices B, C e D apresentam a análise detalhada para as topologias Buck-1, Boost-1 e Buck-Boost-1, respectivamente.

Ao reproduzir a análise para as três topologias provenientes da célula, obtêm-se expressões de esforços iguais para as corrente nos capacitores e nos semicondutores do estágio de potência. Isto acontece tendo em vista a dependência dessas expressões da corrente no indutor I_L e da razão cíclica D do sistema, conforme exposto na Tabela 2.5.

Nota-se que, quando analisada a topologia Buck-1, a corrente média na indutância é a própria corrente de carga, na topologia Boost-1 é a corrente de entrada do sistema e na topologia Buck-Boost-1 é a soma das correntes de entrada e de saída do circuito. Esta comparação também pode ser estendida para a tensão de bloqueio dos capacitores e, conseqüente, esforço de tensão nos semicondutores do estágio de potência, como descreve a Tabela 2.6, onde são definidas a tensão V_X e a corrente I_L para cada conversor.

Componentes	Esforços		
	Tensão	Corrente	
		Eficaz	Média
C_1	$\frac{V_X}{2}$	$\frac{I_L}{4} \sqrt{\frac{(1-D)}{D}}$	-
C_2	$\frac{V_X}{2}$	$\frac{I_L}{4} \sqrt{\frac{(1-D)}{D}}$	-
C_3	$\frac{V_X}{2}$	$\frac{I_L}{2} \sqrt{\frac{(1-D)}{D}}$	-
S_1	$\frac{V_X}{2}$	$\frac{I_L (1+D)}{2 \sqrt{D}}$	$\frac{I_L}{2} (1+D)$
D_1	$\frac{V_X}{2}$	$\frac{I_L}{2} \sqrt{(1-D)}$	$\frac{I_L}{2} (1-D)$
D_2	$\frac{V_X}{2}$	$\frac{I_L (1-D)}{2 \sqrt{D}}$	$\frac{I_L}{2} (1-D)$
D_3	$\frac{V_X}{2}$	$\frac{I_L}{2} \sqrt{(1-D)}$	$\frac{I_L}{2} (1-D)$

Tabela 2.5 - Resumo dos esforços de tensão e corrente nos componentes do estágio de potência da célula passiva de comutação.

Conversor	V_X	I_L
Buck-1	V_{IN}	I_o
Boost-1	V_o	I_{IN}
Buck-Boost-1	$V_{IN} + V_o$	$I_{IN} + I_o$

Tabela 2.6 - Definições dos parâmetros para cálculo dos esforços nos componentes do estágio de potência dos conversores derivados da célula passiva de comutação.

2.6 Considerações Finais

No decorrer do capítulo foram estudadas três topologias derivadas da célula passiva de comutação, que por sua vez é obtida realizando a integração da célula genérica de comutação que compõe os conversores Buck, Boost e Buck-Boost tradicionais, com uma célula passiva a capacitor chaveado. O estudo das etapas de operação, ganho estático no MCC e MCD, generalização da célula, análise por espaço de estados e modelos dinâmicos foram apresentados para todas as topologias e, dessas análises, enumera-se as seguintes características:

- Cada célula de comutação pode gerar três conversores não isolados distintos: um conversor Buck, um conversor Boost e um conversor Buck-Boost.
- A célula de comutação é composta por três terminais, sendo eles denominados terminais ‘a’, ‘b’ e ‘c’. Para gerar a topologia Buck na célula de comutação, conecta-se fonte aos terminais ‘ca’ e carga aos terminais ‘ba’, sendo que, neste caso, a transferência de energia se dá da fonte de tensão V_1 para a fonte de tensão V_2 (ver Figura 2.35). Para a topologia Boost, conecta-se a fonte de alimentação aos terminais ‘bc’ e carga aos terminais ‘ac’, transferindo, com isso, energia da fonte de tensão V_3 para a fonte de tensão V_1 . Por fim, para a topologia Buck-Boost, a fonte de alimentação é conectada em ‘cb’ e carga em ‘ba’, sendo que a transferência de energia se dá da fonte de tensão V_3 para a fonte de tensão V_2 , como ilustra a Figura 2.35.

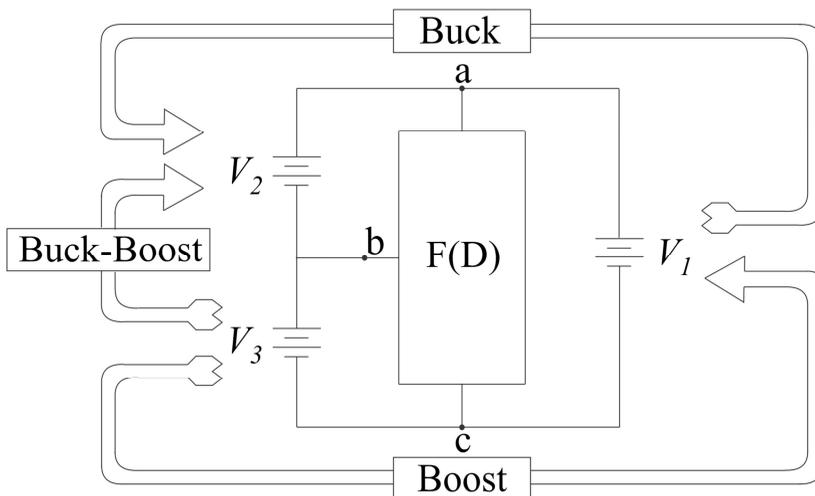


Figura 2.35 - Célula de comutação e suas portas de conexão.

- Define-se a função de comutação $F(D)$ como o ganho da topologia Buck-1 derivada da célula passiva de comutação

$$F(D) = G_{BUCK} \quad (2.138)$$

que, no MCC é definida por (2.5), no MCD por (2.10) e, através da generalização da célula, por (2.13) no MCC. Substituem-se as equações em questão em (2.138), obtendo o conjunto de equações definidas em (2.139).

$$\left\{ \begin{array}{l} F(D)_{MCC} = \frac{1+D}{2} \\ F(D)_{MCD} = \frac{y+D^2}{2y+D^2} \\ F(D)_{gen} = \frac{M+D}{M+1} \end{array} \right. \quad (2.139)$$

Define-se, ainda, o ganho das topologias Boost e Buck-Boost com relação a da função de comutação da célula, como exposto em (2.140).

$$\left\{ \begin{array}{l} G_{Boost} = \frac{1}{1-F(D)} \\ G_{Buck-Boost} = \frac{F(D)}{1-F(D)} \end{array} \right. \quad (2.140)$$

Substituindo (2.139) em (2.140), resultam em:

$$\left\{ \begin{array}{l} G_{Boost_MCC} = \frac{2}{1-D} \quad G_{Boost_MCD} = \frac{D^2}{y} + 2 \quad G_{Boost_gen} = \frac{M+1}{1-D} \\ G_{Buck-Boost_MCC} = \frac{1+D}{1-D} \quad G_{Buck-Boost_MCD} = \frac{D^2}{y} + 1 \quad G_{Buck-Boost_gen} = \frac{M+D}{1-D} \end{array} \right. \quad (2.141)$$

que definem as expressões de ganho estático no MCC, MCD e generalizado para as topologias Boost-1 e Buck-Boost-1. Os resultados expostos em (2.141) estão em conformidade com a análise teórica apresentada no decorrer do capítulo para as topologias. Isto caracteriza uma grande interdependência entre as topologias geradas a partir da mesma célula de comutação e as seguintes observações são feitas:

- Nota-se que, como apresentado nos Apêndices B, C e D, os esforços na célula de comutação apresentam o mesmo equacionamento, dependendo da corrente I_L e da razão cíclica D , e a definição dos mesmos é apresentado na Tabela 2.5. Isto demonstra que para todas as topologias se tem uma única célula de comutação, apenas conectada com o circuito de formas diferentes.
- Posto todas essas características, conclui-se que, para conversores derivados da mesma célula de comutação, é necessário analisar apenas uma das topologias, sendo que a análise das demais topologias pode ser obtida de maneira direta, como o exposto nos itens previamente apresentados.

PROJETO, DIMENSIONAMENTO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS DA CÉLULA PASSIVA DE COMUTAÇÃO

Neste capítulo serão detalhados e explorados os resultados experimentais da célula passiva de comutação. Com o objetivo de validar todas as topologias da célula, um protótipo foi projetado, construído e testado em laboratório para comprovação experimental da análise teórica previamente apresentada.

Para o dimensionamento dos componentes do estágio de potência da célula, utilizou-se o critério de se projetar o conversor visando testes em tensão e potência nominal para a topologia Buck-1. Portanto, serão expostos nesse capítulo formas de onda relevantes a estrutura Buck-1 da célula, além da análise da eficiência da topologia para uma variação de frequência de comutação e de razão cíclica. Utilizou-se o mesmo protótipo para testar as topologias Boost-1 e Buck-Boost-1 da célula, sendo que os parâmetros de projeto (tensão de entrada, tensão de saída e potência) foram ajustados para não danificar os componentes do estágio de potência do conversor. Resultados experimentais relevantes para todas as topologias da célula serão apresentados, os quais validam o estudo teórico desenvolvido no Capítulo 2.

3.1 Projeto, Dimensionamento e Construção do Protótipo

O protótipo foi dimensionado para a topologia Buck-1, sendo que ajustes nos parâmetros de entrada e saída foram realizados para realização dos testes nas topologias Boost-1 e Buck-Boost-1.

A Tabela 3.1 mostra as especificações utilizadas para construção do protótipo. A seguir, são apresentados o projeto e definição do indutor, dos capacitores e semicondutores do projeto.

Variável	Valor
V_{IN}	600 V
P_o	1 kW
D	0,5
Ganho	0,75
V_o	450 V
f_s	70 kHz
$\Delta I_{L\%}$	20%

Tabela 3.1 - Definição dos parâmetros de projeto para construção do protótipo.

3.1.1 Indutor

O dimensionamento do indutor utiliza a corrente média que circulará pelo mesmo. Para a topologia Buck-1, a corrente média é a própria corrente de carga da estrutura. Portanto, calcula-se I_L através de

$$I_L = I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{1000}{450} = 2,2222 A . \quad (3.1)$$

Com a obtenção da corrente média, calcula-se, através da equação (3.2), o valor da indutância necessária para garantir a plena operação do conversor.

$$L = \frac{D_{máx}(1 - D_{máx})V_{IN}}{2f_s \Delta I_{L\%} I_L} \quad (3.2)$$

Utiliza-se (3.2) para obter (3.3), que representa a corrente parametrizada no indutor. Para projetar corretamente o indutor, deve-se obter a razão cíclica cujo valor remete a maior ondulação de corrente do conversor.

$$\bar{I}_L = \frac{2f_s L \Delta I_{L\%}}{V_{IN}} = D_{máx} (1 - D_{máx}) \quad (3.3)$$

De posse de (3.3), a razão cíclica para a maior ondulação de corrente é em $D=0,5$ e é o próprio valor nominal definido na Tabela 3.1.

A indutância nominal de projeto é obtida substituindo os parâmetros da Tabela 3.1 em (3.2). Assim, a indutância de 2,411 mH é a apropriada para as especificações definidas. A Tabela 3.2 apresenta o resumo do projeto físico do indutor.

Variável	Valor
L	2,411 mH
<i>Núcleo</i>	EPCOS/ Ferrite Core N87 - 55/28/21
J	450 A/cm ²
Nº de espiras	105
<i>Fio condutor</i>	AWG 24
<i>Estimativa de perdas</i>	~ 4W
<i>Elevação de temperatura</i>	~ 34°C

Tabela 3.2 - Especificações do indutor.

3.1.2 Semicondutores

O projeto dos semicondutores do estágio de potência do conversor considerou a avaliação quantitativamente dos esforços de tensão e corrente que os mesmos estarão submetidos. Portanto, fez-se uso das Tabela 2.5 e Tabela 2.6, que apresentam o resumo destes esforços.

3.1.2.1 Interruptor

Analisou-se o equacionamento descrito nas tabelas citadas e, para o interruptor S_1 , os esforços de tensão, corrente eficaz e média simulada e calculada são expostos na Tabela 3.3. A escolha do interruptor é realizada através de sua resistência série de condução (R_{ON}) que, juntamente com a escolha do capacitor e da frequência de comutação, definem o modo de operação do capacitor chaveado (NC, PC, ou CCA). O componente escolhido para estas especificações foi o *MOSFET Infineon CoolMOSTM IPx60R099C6*, cujos dados estão resumidos na Tabela 3.4.

	Tensão de bloqueio	Corrente Eficaz (simulado/calculado)	Corrente Média (simulado/calculado)
S_1	300 V	2,373 A/ 2,357 A	1,698 A/ 1,667 A

Tabela 3.3 - Esforços de tensão e corrente simulado e calculado para o interruptor S_1 .

Variável	Valor
V_{DS}	600 V
R_{ON}	0,099 Ω
I_D	24 A (100°C)
<i>Threshold Voltage</i>	3 V (típico)
<i>Encapsulamento</i>	TO-247
<i>Modelo</i>	IPx60R099C6

Tabela 3.4 - Características do interruptor.

3.1.2.2 Diodos

O mesmo procedimento de cálculo foi realizado para obter os esforços dos diodos D_1 , D_2 e D_3 . Na Tabela 3.5 são apresentados o resumo dos esforços calculados e na Tabela 3.6, as especificações do diodo definido no projeto para implementação experimental, cujo modelo é o *CREE Schottky C3D10060A*.

	Tensão de bloqueio	Corrente Eficaz (simulado/calculado)	Corrente Média (simulado/calculado)
D_1	300 V	0,776 A/ 0,786 A	0,536 A/ 0,556 A
D_2	300 V	0,826 A/ 0,786 A	0,559 A/ 0,556 A
D_3	300 V	0,8 A/ 0,786 A	0,541 A/ 0,556 A

Tabela 3.5 - Esforços de tensão e corrente nos diodos D_1 , D_2 e D_3 .

Variável	Valor
V_{RRM}	600 V
I_F	10 A
<i>Encapsulamento</i>	TO-220
<i>Modelo</i>	C3D10060A

Tabela 3.6 - Características dos diodos.

3.1.3 Capacitores

Os capacitores da célula de comutação são definidos de maneira que o conversor trabalhe no modo *PC*. Para garantir o modo *PC* de operação do capacitor chaveado, precisa-se de um produto $f_s\tau$ adequado. Ao escolher um capacitor com baixa *RSE* (capacitor filme), o elemento *R* da constante de tempo τ depende exclusivamente da resistência série

de condução do interruptor (R_{ON}), definido anteriormente. Sendo assim, a escolha do capacitor C deve ser adequada para garantir um produto $f_s\tau$ dentro da região definida na Tabela 1.1, garantindo, com isso, a operação no modo PC . Ainda, o critério de corrente eficaz deve atender os cálculos feitos utilizando as equações da Tabela 2.5 para a escolha do capacitor adequado.

Na segunda etapa de operação da célula, apenas diodos estão em condução, o que acarreta num menor valor de resistência série no circuito. Para tanto, optou-se pela escolha de um capacitor cujo valor da capacitância proporcione um elevado $f_s\tau$ de modo a garantir a operação no modo PC para as duas etapas de operação. Além disso, este critério garante um maior rendimento global da estrutura, em comparação com o modo CCa , que possui correntes eficazes e resistência equivalente elevadas.

Calcularam-se os esforços de tensão e corrente nos capacitores com base no equacionamento descrito nas Tabela 2.5 e Tabela 2.6 e os resultados são apresentados na Tabela 3.7. O capacitor escolhido para implementação experimental foi o capacitor *Film PANASONIC* de 100 μF , cujas características são apresentadas na Tabela 3.8.

	Tensão Média	Corrente Eficaz (simulado/calculado)
C_1	300 V	0,566 A / 0,556 A
C_2	300 V	0,566 A / 0,556 A
C_3	300 V	1,15 A / 1,111 A

Tabela 3.7 – Esforços de tensão e corrente nos capacitores C_1 , C_2 e C_3 .

Variável	Valor
Capacitância	100 μF
V_R	500 V
I_F	18 A
Dimensões (W/H/L)	35/56/57,5 mm
RSE	4,7 m Ω
Modelo	EZPE50107MTA

Tabela 3.8 - Características dos capacitores.

Com as definições dos componentes do estágio de potência, o produto $f_s\tau$ para ambas as etapas de operação são disponibilizados na Tabela 3.9. Foi estimado um valor de R para o cálculo de $f_s\tau$ na segunda etapa de operação, ou seja, o resultado também é um valor estimado.

Etapa	$f_s\tau$
1ª Etapa	0,7
2ª Etapa	0,35

Tabela 3.9 - Produto $f_s\tau$ das etapas de operação.

Para o capacitor do barramento de saída, optou-se por um capacitor *Film KEMET* de 20 μF disponível no laboratório, com especificação de tensão nominal de 600 V.

3.1.4 Circuito de Comando e Drivers

Com o propósito de executar um projeto simples e compacto, optou-se por implementar um circuito de comando analógico utilizando o *CI UC3525* para geração do sinal *PWM* de comando do interruptor S_1 . Essa escolha, juntamente com a implementação do *driver SUPPLIER DRO100S25A* e sua fonte auxiliar *DS320-08A*, completam o circuito auxiliar de comando do *MOSFET*.

3.1.5 Protótipo

O protótipo foi construído com base no dimensionamento proposto. Para tal, utilizou-se o *software ALTIUM Designer* versão 13.2.5 para o desenvolvimento dos esquemáticos e *layout* do protótipo. O esquemático do projeto é apresentado na Figura 3.1 e a foto do protótipo na Figura 3.2. A densidade volumétrica de 0,508 kW/dm^3 foi obtida através da especificação de potência da Tabela 3.1 e as dimensões apresentadas na Figura 3.2 e uma densidade específica de 0,689 W/g , tendo em vista que o conversor construído apresenta um peso de 1,45 kg. O esquemático completo do circuito e a lista dos componentes utilizados para a construção do protótipo podem ser verificadas no Apêndice E.

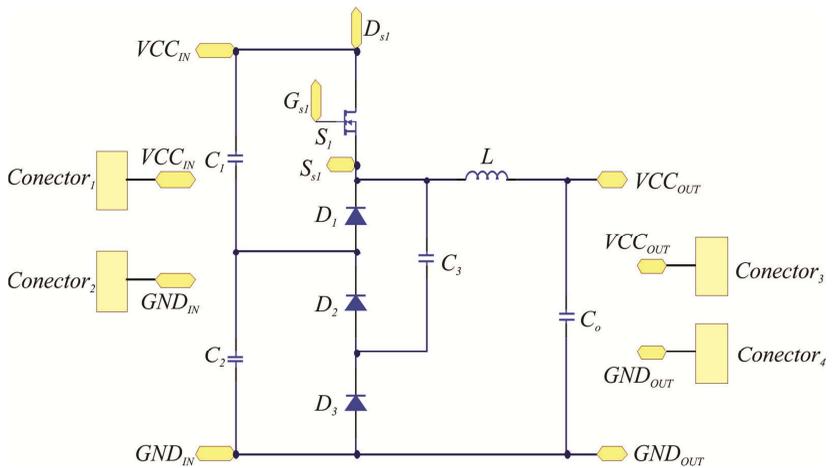


Figura 3.1 - Esquemático do circuito de potência do conversor Buck-1.

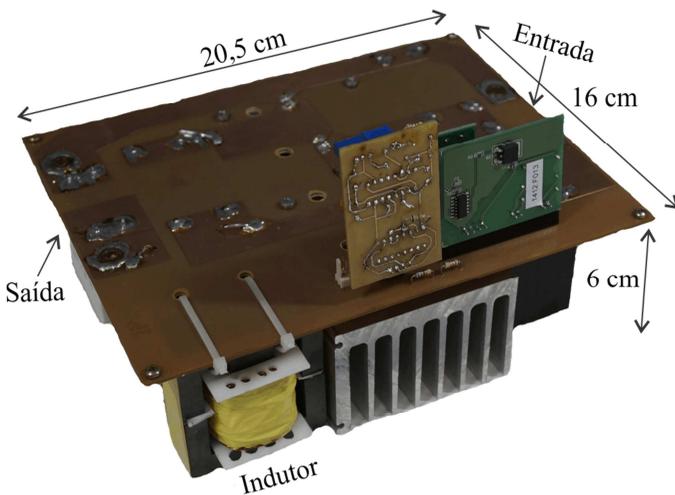


Figura 3.2 - Protótipo de 1 kW desenvolvido para ensaios experimentais na topologia Buck-1 da célula passiva de comutação.

3.2 Resultados Experimentais da Topologia Buck-1

3.2.1 Principais Formas de Onda

Nesta seção, resultados do protótipo da Figura 3.2 são apresentados para validação da topologia proposta. Como apresentado em (3.4), uma carga de $202,5 \Omega$ foi implementada para obter potência nominal do protótipo.

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} = \frac{450^2 \text{ (V)}^2}{1000 \text{ (W)}} = 202,5 \Omega \quad (3.4)$$

As formas de onda das tensões de entrada e de saída, para a razão cíclica nominal de projeto ($D = 0,5$), são apresentadas na Figura 3.3. A tensão CC de entrada está em 600 V e tensão de saída em 450 V , validando, com isso, o ganho teórico da estrutura descrito em (2.5). O resultado experimental apresentado na Figura 3.4 mostra as tensões nos capacitores C_1 , C_2 e C_3 e comprova que o equilíbrio entre os capacitores é realizado de maneira natural, sem nenhuma malha de controle. Além disto, o valor da tensão nos terminais dos componentes é de metade da tensão de entrada. O equilíbrio das tensões nos capacitores valida a célula a capacitor chaveado proposta. Adicionalmente, os valores das tensões nos capacitores também valida a análise por espaço de estados e seu resultado disposto em (2.52).

O grameamento feito pelo capacitor chaveado C_3 na tensão do interruptor S_1 é verificado na Figura 3.5, que demonstra que a máxima tensão em S_1 é a própria tensão de C_3 (300 V). Como a comutação entre o interruptor S_1 e o diodo D_1 é direta, nenhuma sobretensão é verificada nos terminais de S_1 . Para validar o correto projeto do conversor, com o mesmo operando no modo *PC*, fez-se a aquisição da corrente do capacitor chaveado C_3 , ilustrado na Figura 3.6. Para a leitura da corrente, utilizou-se uma derivação através de fio, o que acarretou em indutâncias e resistências parasitas que geraram picos de corrente. Estes picos de corrente estão relacionados, ainda, com a comutação para entrada em condução do interruptor S_1 . O início da exponencial de corrente (após a comutação) apresenta um amortecimento, o qual é causado pelas indutâncias parasitas (trilhas, conexões, componentes e do sistema de medição). Do ponto de vista de circuitos, isto é benéfico, pois diminui o pico inicial da exponencial de corrente e, conseqüentemente, reduz o valor eficaz desta.

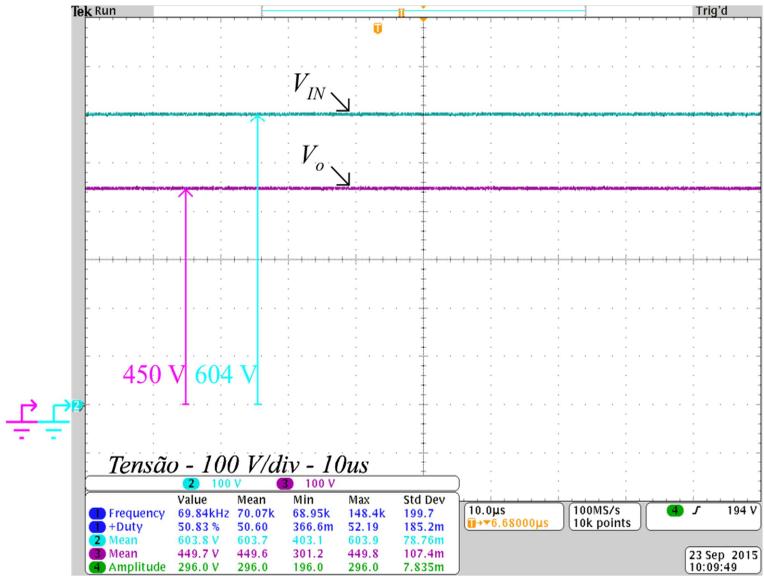


Figura 3.3 - Ganho da topologia Buck-1.

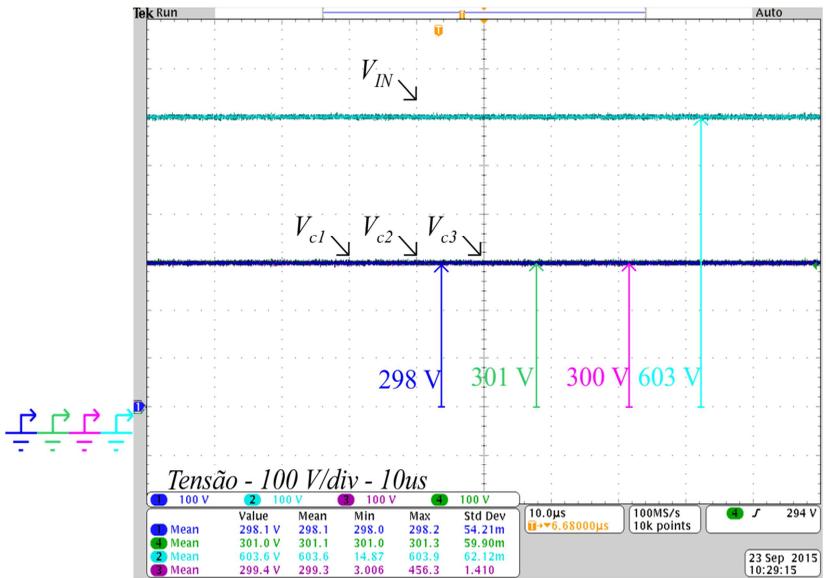


Figura 3.4 - Equilíbrio natural das tensões nos capacitores da célula para a estrutura Buck-1.

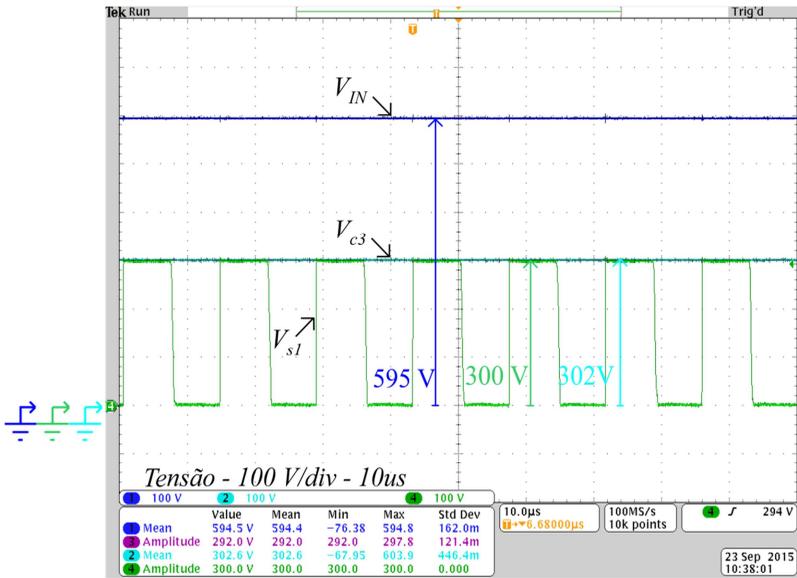


Figura 3.5 - Tensão de entrada, tensão média no capacitor C_3 e tensão de bloqueio no interruptor S_1 .

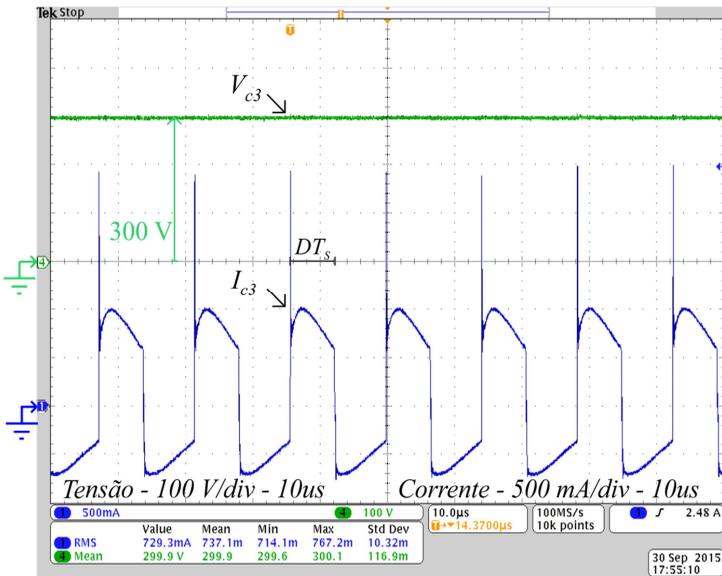


Figura 3.6 - Tensão e corrente no capacitor C_3 .

O resultado experimental da Figura 3.7 mostra o sinal de comando do interruptor S_1 , além da tensão e corrente no indutor de saída da estrutura. Como o esperado, enquanto o interruptor S_1 conduz, o indutor armazena energia, que é transferida à carga quando o interruptor S_1 e diodo D_2 bloqueiam e os diodos D_1 e D_3 conduzem. Este resultado valida a célula proposta. Com uma carga de aproximadamente 60% do valor nominal, realizou-se a medição das tensões e correntes de entrada e saída do sistema, medições estas que podem ser verificadas na Figura 3.8. Nota-se que, como esperado, a ondulação de corrente em 20% definida em projeto (valor máximo de aproximadamente 1,54 A e mínimo de 1,2 A), é obtida. Além disso, optou-se por implementar um filtro capacitivo na entrada do circuito para filtrar componente de alta frequência da corrente de entrada da estrutura Buck-1, de forma que a corrente apresentada no resultado da Figura 3.8 é constante. Na seção 3.2.3 serão apresentados em detalhes curvas de eficiência completas para variações paramétricas no sistema.

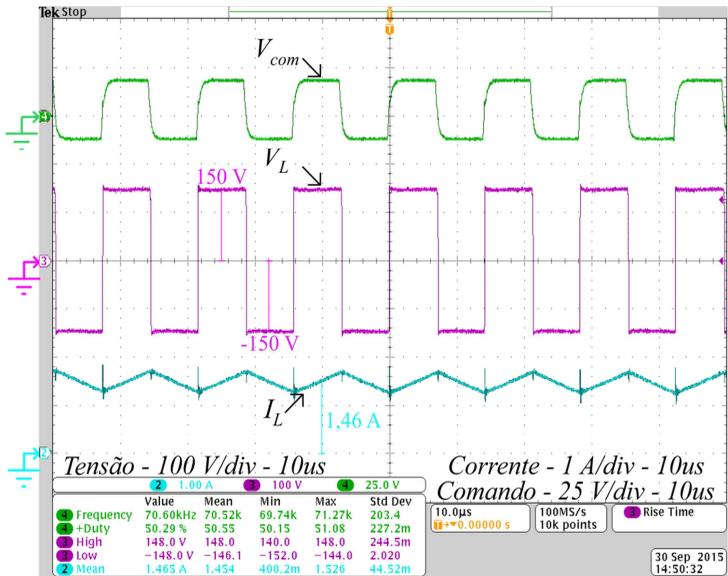


Figura 3.7 - Sinal de comando, tensão e corrente no indutor L .

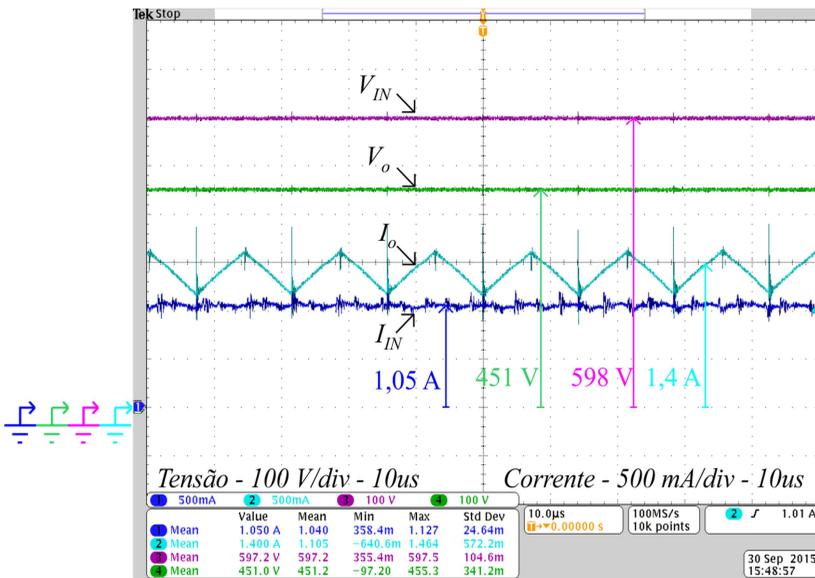


Figura 3.8 - Tensão e corrente de entrada e saída do circuito.

3.2.2 Ensaios para Variação na Razão Cíclica

Ensaios com variação na razão cíclica do sistema foram realizados com o objetivo de validar a curva de ganho da estrutura, descrita na Figura 2.5. Para tanto, variou-se a razão cíclica no intervalo de (0,3 ; 0,7), com passo de 0,1, obtendo ganhos, respectivamente, no intervalo de (0,65 ; 0,85) pu. Os resultados obtidos em laboratório são dispostos nas Figura 3.9 à Figura 3.12. Nota-se que o esforço de tensão no interruptor S_1 independe da razão cíclica de operação. Consequentemente, os demais semicondutores também apresentam esta característica, mantendo a tensão de bloqueio no valor de 300 V, ou seja, metade da tensão de entrada do circuito. Como apresentado anteriormente, a tensão de bloqueio dos semicondutores permanece inalterada e independe da razão cíclica, por estas serem grampeadas pelos capacitores da célula, cuja tensão permanece balanceada. Como os ensaios foram todos realizados em malha aberta, uma pequena variação paramétrica na medição pode ser observada, tendo em vista que estes resultados foram obtidos com diferentes níveis de carga.

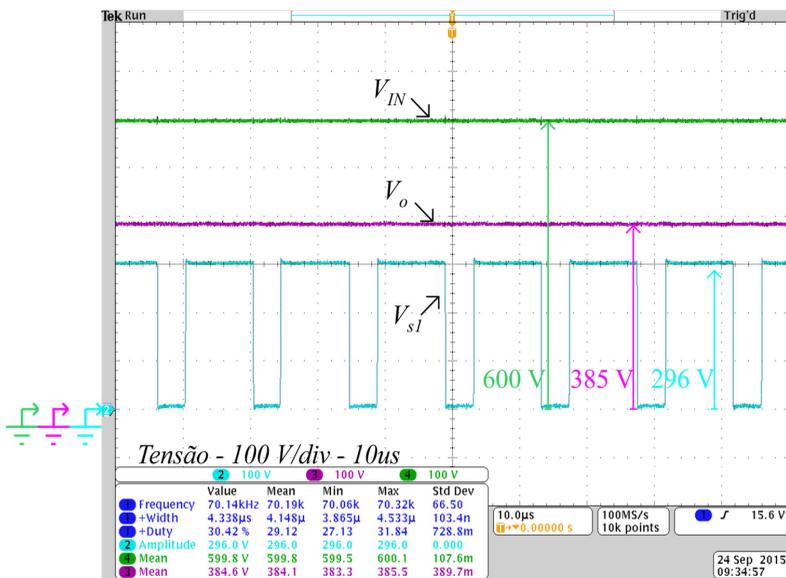


Figura 3.9 – Ganho da estrutura e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D = 0,3$.

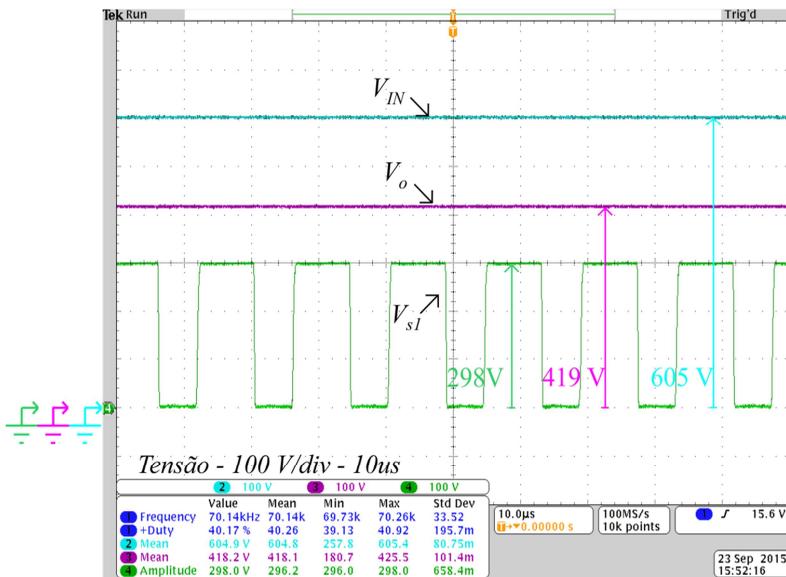


Figura 3.10 - Ganho da estrutura e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D = 0,4$.

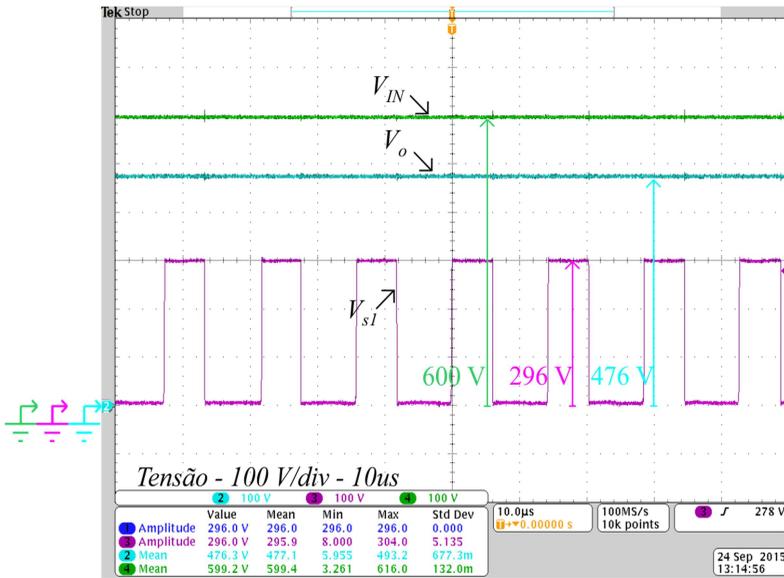


Figura 3.11 - Ganho da estrutura e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D = 0,6$.

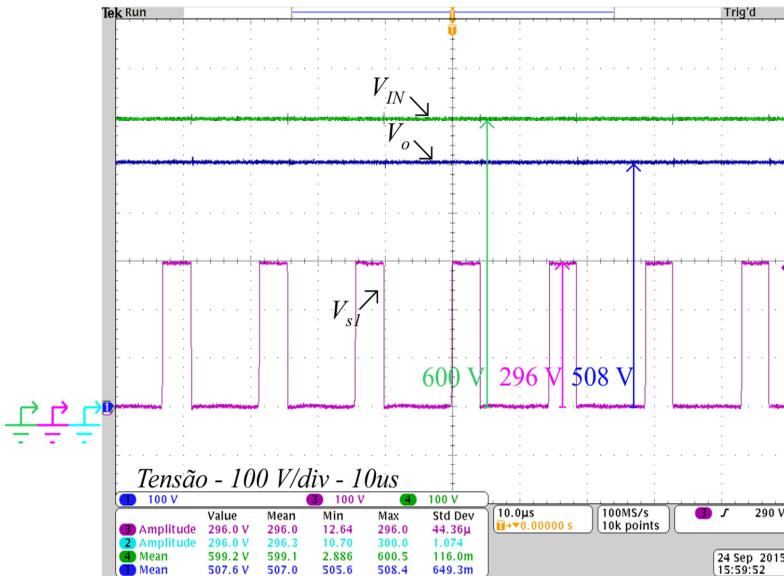


Figura 3.12 - Ganho da estrutura e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D = 0,7$.

É apresentado, na Tabela 3.10, um resumo dos principais resultados experimentais obtidos. Nela, são apresentados os valores experimentais de tensão de entrada, de tensão de saída, tensão de bloqueio no interruptor S_1 , bem como o cálculo do ganho teórico e experimental. A comparação proposta corrobora a análise teórica apresentada no Capítulo 2, sendo que o ganho teórico e prático são praticamente iguais.

Razão Cíclica	V_{IN} (V)	V_o (V)	V_{S1} (V)	Ganho Prático	Ganho Teórico
0,3	600	385	296	0,642	0,65
0,4	605	419	298	0,692	0,70
0,5	604	450	300	0,745	0,75
0,6	600	476	296	0,793	0,80
0,7	600	508	296	0,847	0,85

Tabela 3.10 - Resumo dos principais resultados experimentais da topologia Buck-1.

3.2.3 Eficiência e Regulação do Conversor Proposto

Testes com variação de razão cíclica, frequência de comutação e de graus de carga foram realizados para obtenção das curvas de eficiência e regulação da topologia. Para as especificações nominais de projeto, a máxima eficiência obtida foi de 99,2% para uma carga de 68%. Para potência nominal, um rendimento de 99,08% foi obtido. Como pode ser observado na Figura 3.13, foram levantados pontos de eficiência para razões cíclicas no intervalo de (0,3 ; 0,7), cujas curvas de tendência são apresentadas na Figura 3.13. Medições foram realizadas com o *wattímetro* YOKOGAWA WT1800. Como observado, uma eficiência elevada é obtida para uma ampla faixa de operação.

Como observado na Figura 3.13, quanto maior o valor da razão cíclica, maior a eficiência global do circuito. Este fato decorre de que, na etapa de descarga do capacitor C_3 , este se faz pelos diodos D_1 e D_3 , que por apresentarem resistências séries menores que o interruptor S_1 , elevam a resistência equivalente do circuito na etapa de descarga. Sendo assim, quando se diminui a etapa de descarga, eleva-se a eficiência da estrutura.

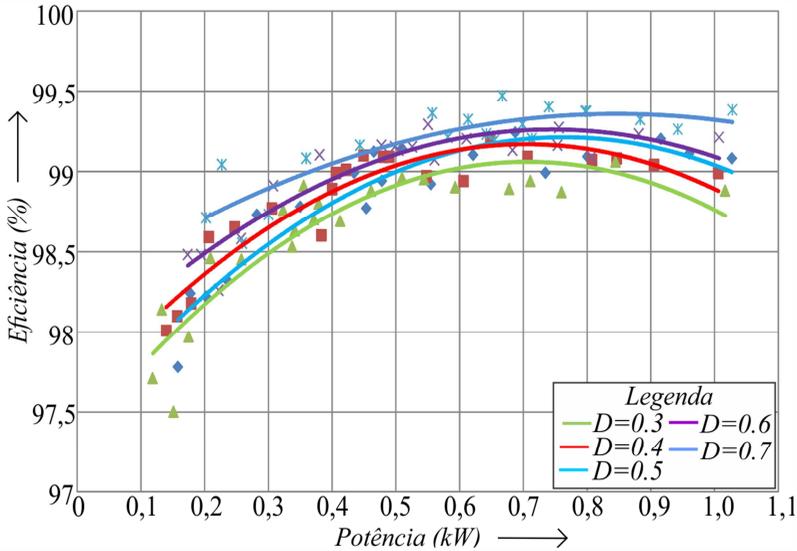


Figura 3.13 - Curva de rendimento na frequência de 70 kHz para diferentes valores de razão cíclica.

Outro ensaio de eficiência realizado foi o de fixar a razão cíclica nominal de projeto e variar a frequência de comutação do circuito. São apresentadas, na Figura 3.14, as curvas de eficiência experimental para uma variação no intervalo de (50 ; 90) kHz. Nota-se que a curva de eficiência mais elevada é obtida para a menor frequência de comutação testada. Esse resultado possivelmente é reflexo da impedância equivalente vista pela carga, que depende diretamente da frequência de comutação do circuito (a obtenção da impedância equivalente da topologia não foi abordada no trabalho, sendo essa uma sugestão para trabalhos futuros e/ou continuidade do estudo da célula) Como apresentado na Tabela 3.9, projetou-se o conversor para trabalhar numa região onde variações de 100% no produto $f_s \tau$ não alteram significativamente a resistência equivalente. Com a diminuição da frequência de comutação, as perdas de comutação também são reduzidas e, em contrapartida, as perdas de condução elevam. Como a resistência equivalente permanece inalterada, as perdas de condução são praticamente iguais, enquanto que as perdas de comutação diminuem com a diminuição da frequência, o que acarreta numa elevação na eficiência.

Para as especificações nominais de projeto, uma curva de regulação é apresentada na Figura 3.15. Como definido anteriormente, o sistema proposto opera em malha aberta, sem controle da tensão no barramento de saída, portanto, quanto maior o nível de carga imposto no circuito, maior o nível de perdas nos componentes, maior a queda de tensão nestes e por consequência, menor será a tensão de saída do sistema, como ilustrado na Figura 3.15.

O protótipo da Figura 3.2 foi utilizado para a validação do funcionamento e do ganho das estruturas Boost-1 e Buck-Boost-1 da célula de comutação estudada no Capítulo 2. Na seção 3.3 e 3.4 serão abordados os resultados referentes a estas topologias. Nos testes apresentados a seguir, não houve preocupação em obter curvas de eficiência, tendo em vista que o projeto do conversor foi realizado para ensaios completos na topologia Buck-1. Portanto, valores de tensão e potência usados nos ensaios foram escolhidos com o intuito de não extrapolar os limites dos componentes implementados.

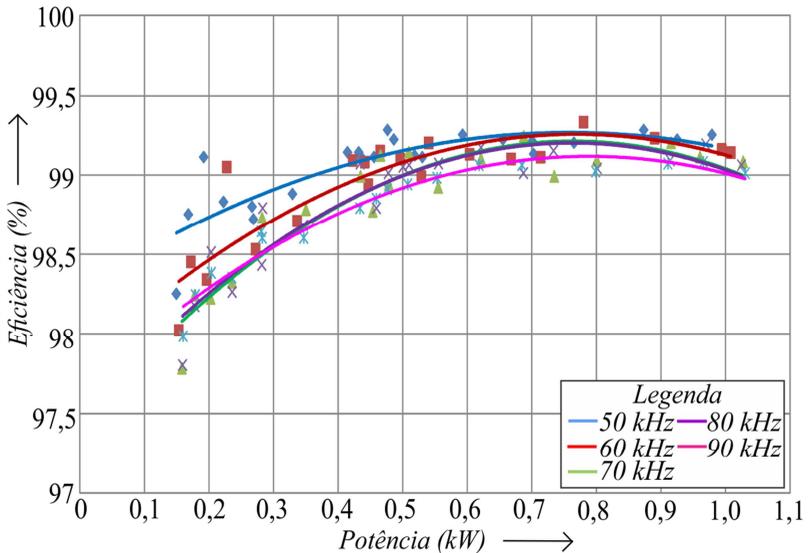


Figura 3.14 - Curva de rendimento com $D = 0,5$ para diferentes valores de frequência de comutação.

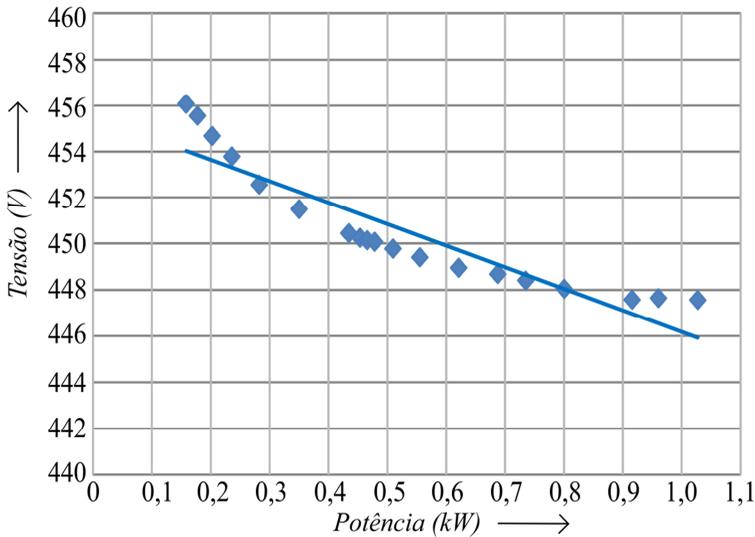


Figura 3.15 - Regulação do sistema para as especificações nominais de projeto.

3.3 Resultados Experimentais da Topologia Boost-1

A topologia Boost-1 da célula passiva de comutação é uma topologia multiplicadora de tensão. Ela tem como principal característica o alto ganho de tensão obtido entre entrada e saída do sistema. Portanto, a especificação de projeto proposto é apresentada na Tabela 3.11, que foi escolhida de maneira a não exigir esforços de tensão e corrente maiores dos que os calculados para a topologia Buck-1.

Variável	Valor
V_{IN}	100 V
D	0,5
Ganho	4
V_o	400 V
f_s	70 kHz

Tabela 3.11 - Especificações de projeto para a topologia Boost-1.

Com o objetivo de validar o ganho da topologia, formas de onda para uma variação de razão cíclica no intervalo de (0,3 ; 0,6) foram obtidas e apresentadas nas Figura 3.16, Figura 3.17, Figura 3.18 e Figura 3.19, respectivamente. Como verificado em (2.78), a tensão média nos capacitores da célula para a topologia Boost-1 é de metade da

tensão de saída do sistema. O capacitor chaveado, que faz o auto-balanço da tensão entre os capacitores do barramento de saída, também é responsável por grampear a tensão nos terminais dos semicondutores, sendo que a tensão máxima destes é de metade da tensão de saída, como pode ser verificado nos resultados expostos.

Para a razão cíclica no intervalo de (0,3 ; 0,6) e uma tensão de entrada de 100 V, obteve-se na saída tensões de, respectivamente, 285 V, 334 V, 400 V e 500 V. Neste caso a tensão de bloqueio dos semicondutores varia com a variação da razão cíclica, tendo em vista que a mesma está relacionada com a tensão de saída do circuito. Calculou-se, com isso, o ganho prático e teórico da estrutura, ambos dispostos na Tabela 3.12. A comparação entre estes dois últimos corrobora a análise teórica previamente apresentada, sendo que as tensões de saída obtidas estão em conformidade com o esperado para os ensaios realizados.

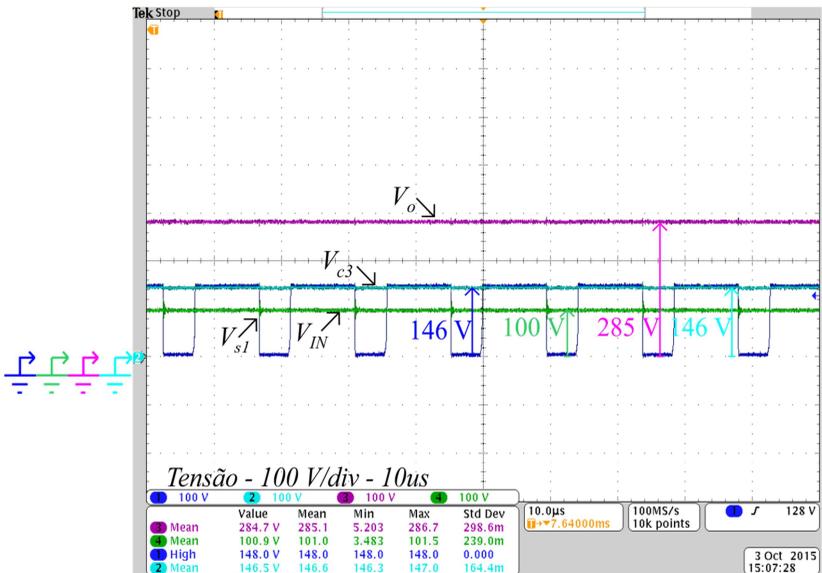


Figura 3.16 - Ganho da estrutura, tensão média no capacitor chaveado C_3 e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D = 0,3$.

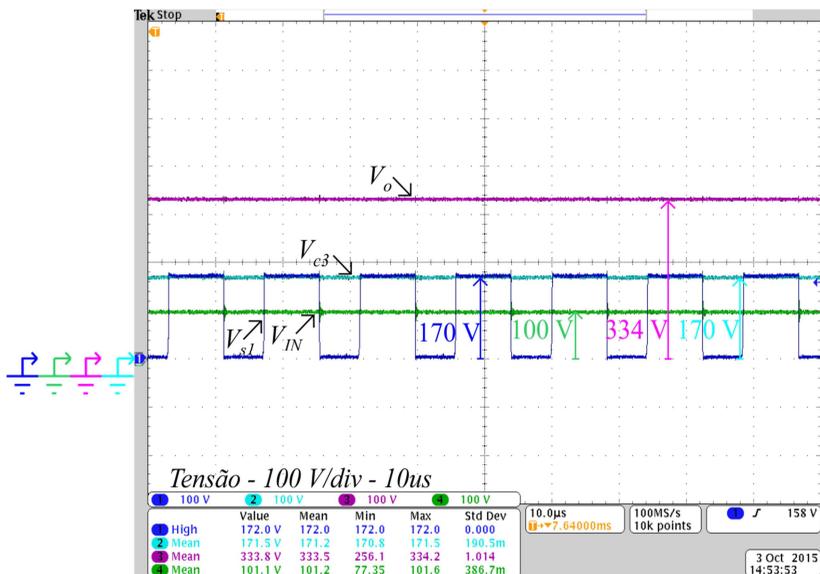


Figura 3.17 - Ganho da estrutura, tensão média no capacitor chaveado C_3 e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D = 0,4$.

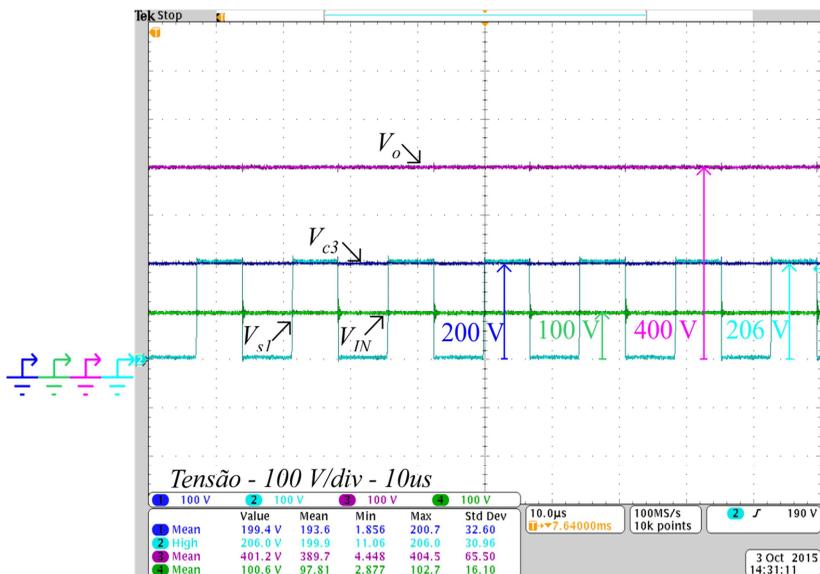


Figura 3.18 - Ganho da estrutura, tensão média no capacitor chaveado C_3 e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D = 0,5$.

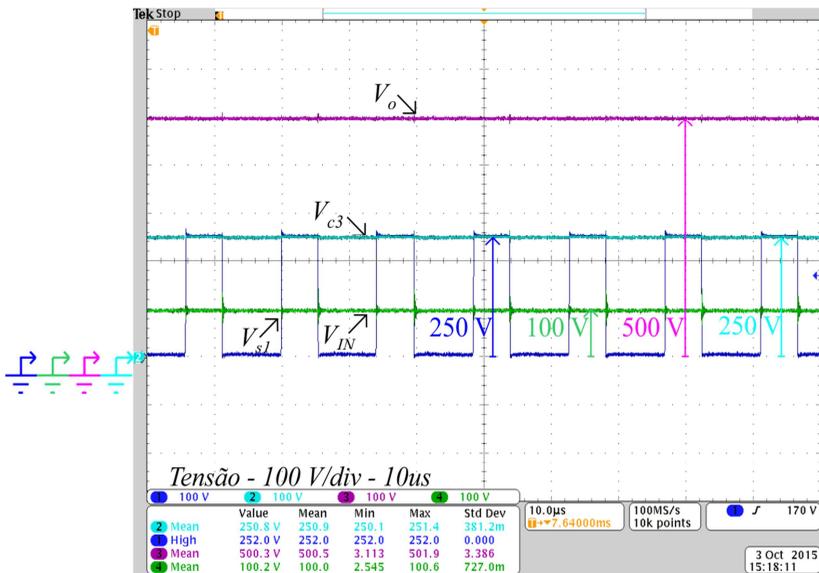


Figura 3.19 - Ganho da estrutura, tensão média no capacitor chaveado C_3 e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D = 0,6$.

Razão Cíclica	V_{IN} (V)	V_o (V)	V_{S1} (V)	Ganho Prático	Ganho Teórico
0,3	100	285	146	2,850	2,857
0,4	101	334	170	3,306	3,333
0,5	100	401	200	4,01	4,00
0,6	100	500	250	5	5

Tabela 3.12 - Resumo dos principais resultados experimentais da topologia Boost-1.

3.4 Resultados Experimentais da Topologia Buck-Boost-1

De maneira análoga a realizada na seção anterior, foi proposto um projeto, especificado da Tabela 3.13, para validação da topologia Buck-Boost-1 derivada da célula passiva de comutação estudada no Capítulo 2.

Para validação do ganho da estrutura, de maneira semelhante à realizada para a topologia Boost-1, realizaram-se ensaios de ganho para uma variação no intervalo de (0,3 ; 0,6) da razão cíclica, cujos resultados são verificados nas Figura 3.20, Figura 3.21, Figura 3.22 e Figura 3.23, respectivamente.

Variável	Valor
V_{IN}	150 V
D	0,5
Ganho	3
V_o	450 V
f_s	70 kHz

Tabela 3.13 - Especificações de projeto para a topologia Buck-Boost-1.

Como a análise teórica, cujo resultado é descrito em (2.104), o conversor Buck-Boost-1 proposto é um conversor com característica elevadora. Ainda no resultado teórico em questão, a tensão média dos capacitores pode ser reescrita de maneira que o valor da mesma é a metade da soma das tensões de entrada e saída do circuito, como apresentado em (3.5) para o capacitor C_1 .

$$V_{C1} = \frac{V_{IN}}{1-D} = \frac{V_{IN} + V_o}{2} \quad (3.5)$$

O capacitor chaveado C_3 da estrutura faz o auto-balanço entre as tensões dos capacitores C_1 e C_2 , além de grampear a tensão nos semicondutores da célula, sendo que, para o caso da topologia Buck-Boost-1, a tensão de bloqueio nos semicondutores é de metade da soma das tensões de entrada e de saída.

Para a razão cíclica no intervalo de (0,3 ; 0,6) e uma tensão de entrada de 150 V, obteve-se na saída tensões de, respectivamente, 277 V, 350 V, 450 V e 600 V. O capacitor chaveado C_3 grampeia a tensão no interruptor S_1 , sendo que esta é relacionada diretamente com a razão cíclica, tendo em vista que a tensão de bloqueio é a metade da soma das tensões de entrada e de saída do circuito.

Através dos resultados obtidos experimentalmente, é apresentado, na Tabela 3.14, um resumo das principais características deste conversor. A comparação entre estes resultados corrobora a análise teórica previamente apresentada, sendo que as tensões de saída estão em conformidade com o esperado, lembrando que estes ensaios foram realizados para diferentes níveis de carga e para o conversor operando em malha aberta, sendo que uma pequena diferença entre o ganho calculado e o obtido experimentalmente pode ser verificado.

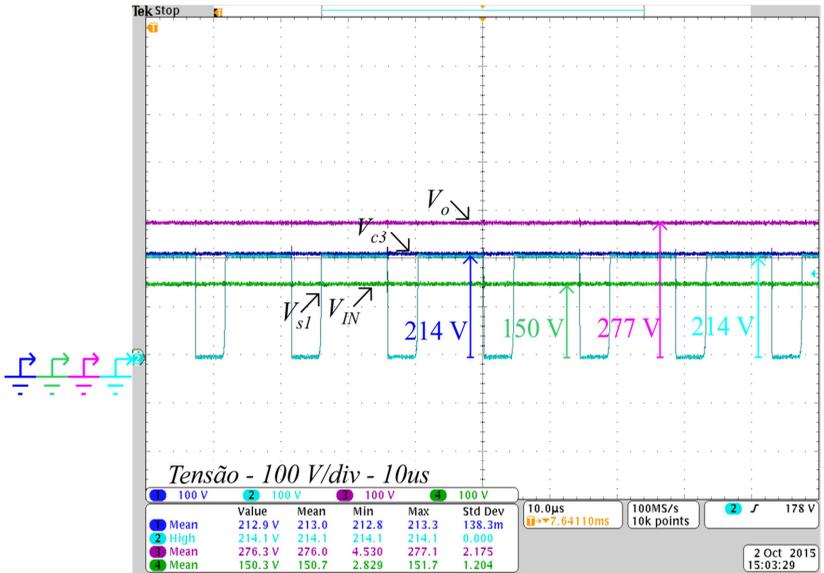


Figura 3.20 - Ganho da estrutura, tensão média no capacitor chaveado C_3 e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D = 0,3$.

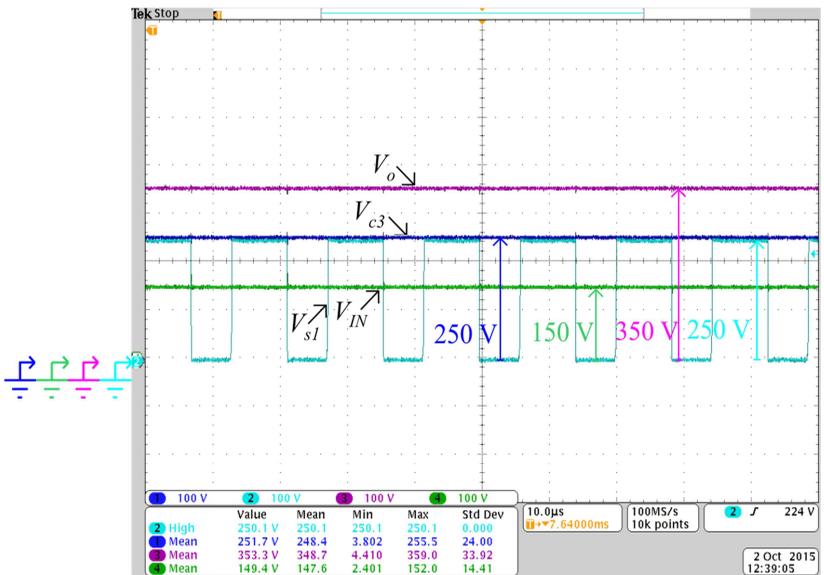


Figura 3.21 - Ganho da estrutura, tensão média no capacitor chaveado C_3 e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D = 0,4$.

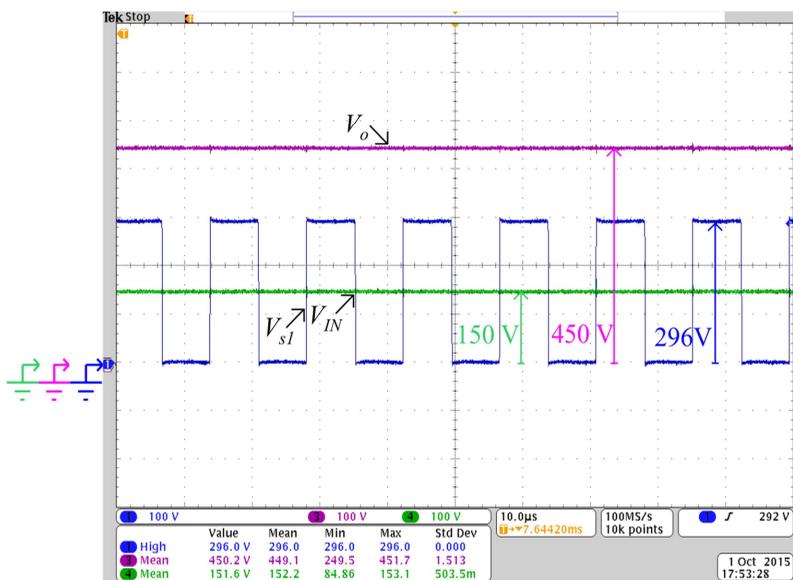


Figura 3.22 - Ganho da estrutura e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D = 0,5$.

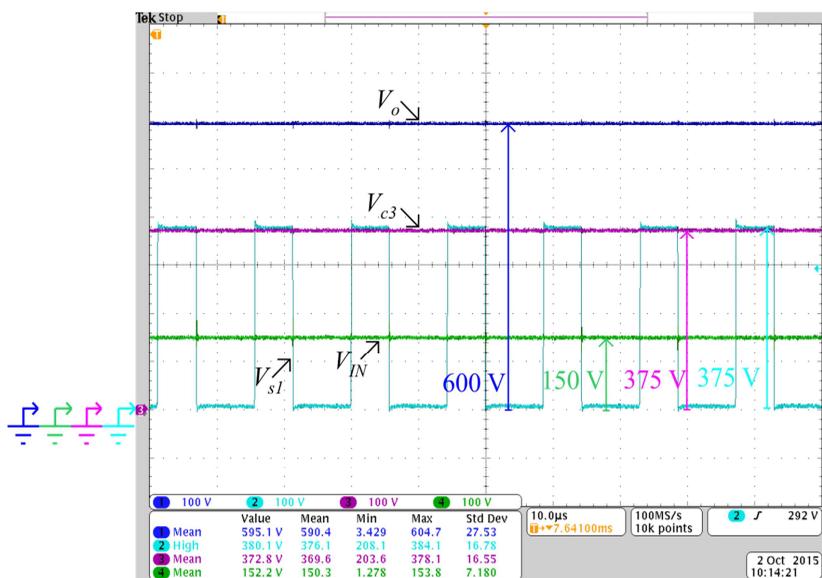


Figura 3.23 - Ganho da estrutura, tensão média no capacitor chaveado C_3 e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D = 0,6$.

Razão Cíclica	V_{IN} (V)	V_o (V)	V_{SI} (V)	Ganho Prático	Ganho Teórico
0,3	150	277	214	1,847	1,857
0,4	150	353	250	2,353	2,333
0,5	151	450	296	2,98	3
0,6	152	595	273	3,915	4

Tabela 3.14 - Resumo dos principais resultados experimentais da topologia Buck-Boost-1.

3.5 Considerações Finais

Este capítulo apresentou o projeto, dimensionamento, construção e principais resultados experimentais para as topologias Buck-1, Boost-1 e Buck-Boost-1 da célula passiva de comutação proposta no Capítulo 2.

Para a topologia Buck-1, foco principal do projeto, resultados experimentais expressivos são apresentados tanto em formas de onda quanto em curvas de eficiência e regulação. A validação experimental foi realizada no ponto de operação ($D = 0,5$ e $f_s = 70$ kHz), com variações na razão cíclica e na frequência de comutação. A célula de capacitor chaveado garantiu o equilíbrio de tensão nos capacitores do estágio de potência da estrutura. A célula passiva de comutação proposta proporciona o ganho de tensão desejado e apresenta alta eficiência e regulação adequada. A implementação da célula proposta é simples, pois emprega apenas um interruptor no estágio de potência.

As topologias Boost-1 e Buck-Boost-1 da célula passiva de comutação também foram validadas em laboratório. Resultados experimentais coerentes com a análise teórica foram obtidos, o que validou as equações de ganho e as estruturas propostas. Destaca-se como principal característica da célula passiva de comutação a divisão dos esforços de tensão nos semicondutores, sendo que a tensão de bloqueio destes depende de qual topologia está sendo empregada, como mostrado nas Tabela 2.5 e Tabela 2.6.

CÉLULA ATIVA DE COMUTAÇÃO

O presente capítulo integra a célula genérica de comutação dos conversores tradicionais, rerepresentada na Figura 4.1(a), com uma célula ativa a capacitor chaveado, composta por interruptores ativos – (MOSFET's), ilustrada na Figura 4.1(b). Como resultado, tem-se a célula ativa de comutação mostrada na Figura 4.1(c). Para a obtenção da célula ativa de comutação, são conectados os pontos c_1 - a_2 e n_1 - b_2 da célula genérica e da célula a capacitor chaveado, respectivamente, resultando nos terminais a_1 - b_1 - c_2 , representados na Figura 4.1(c) pelos terminais a-b-c. Como previamente analisado no Capítulo 2, de cada célula de comutação são derivados 3 conversores, um conversor com característica Buck, um com característica Boost e um com característica Buck-Boost.

As três topologias que compõem esta família de conversores CC-CC híbridos são analisadas neste capítulo, com destaque para suas etapas de operação e ganho estático. Uma das principais características dos conversores derivados desta célula de comutação é que os mesmos não apresentam MCD. O MCD será obtido caso seja realizada uma leitura da corrente do indutor e, quando a mesma cruzar o eixo das abcissas, um sinal seria gerado com o objetivo de bloquear o interruptor S_2 . Isto provocaria a operação dos conversores no MCD. Entretanto, optou-se por não abordar este modo na análise em questão, tendo em vista que o MCD nem sempre é desejado para as estruturas, sendo, então, positiva a característica do conversor proveniente dessa célula de comutação não apresentar o MCD.

A adição de mais células ativas a capacitor chaveado conectadas em série permite modificar o intervalo de ganho de cada estrutura. Portanto, uma generalização dos conversores para 'M' células é proposta. A análise por espaço de estados, desenvolvida inicialmente no Capítulo 2, também é realizada para todas as topologias, a qual permite obter os valores médios das tensões nos capacitores, corrente no indutor e os esforços de tensão e de corrente nos componentes do estágio de potência do circuito.

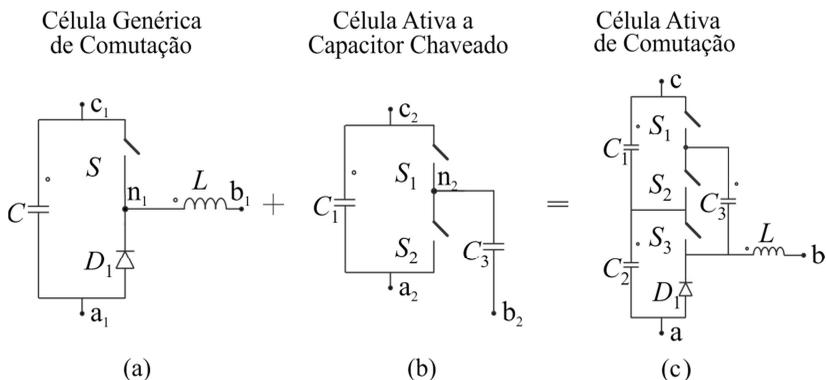


Figura 4.1 - (a) célula genérica; (b) célula ativa a capacitor chaveado e; (c) célula ativa de comutação.

A célula descrita na Figura 4.1(c) gera três conversores: um conversor Buck, um Boost e um Buck-Boost, descritos, respectivamente, nas Figura 4.2(a), (b) e (c). Para obtenção do conversor Buck, a fonte de alimentação e a carga são conectados nos terminais ‘ca’ e ‘ba’, respectivamente. Para obtenção do conversor Boost, a fonte de alimentação é conectada aos terminais ‘bc’ e carga aos terminais ‘ac’. Por fim, para o conversor Buck-Boost, a fonte de alimentação é conectada aos terminais ‘bc’ e a carga aos terminais ‘ba’.

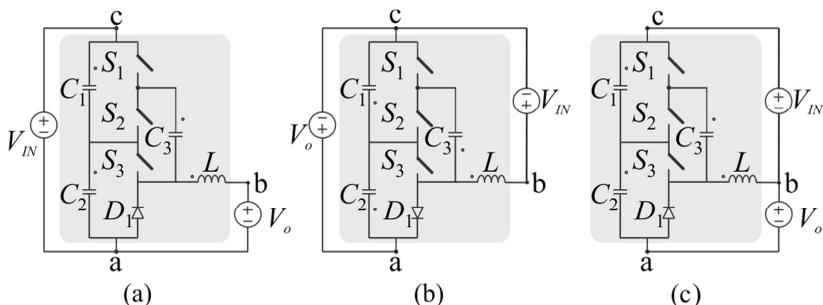


Figura 4.2 - Conversores derivados da célula ativa de comutação: (a) conversor CC-CC híbrido Buck-2; (b) conversor CC-CC híbrido Boost-2 e; (c) conversor CC-CC híbrido Buck-Boost-2.

Como verificado no Capítulo 2, onde a análise dos conversores é realizada de maneira semelhante, é proposto nesse capítulo uma análise simplificada com o objetivo de condensar as principais informações referentes às estruturas. Posto as conclusões gerais do capítulo citado, a análise a seguir será realizada para a estrutura Buck da célula de comutação proposta nesse capítulo. Para as topologias Boost e Buck-Boost, a análise será apenas estendida, na qual serão mostrados os resultados da análise.

4.1 Conversor CC-CC Híbrido Buck -2

O conversor CC-CC híbrido Buck-2, derivado da célula ativa de comutação proposta na Figura 4.1(c), é apresentado em detalhes na Figura 4.2(a). No estágio de potência, este conversor e os demais conversores da célula são compostos por três interruptores, um diodo, três capacitores e um indutor. De maneira análoga ao que ocorre na célula proposta no Capítulo 2, tanto o capacitor chaveado quanto o indutor hora armazenam energia hora fornecem energia para a carga.

A análise por espaço de estados definirá os esforços de tensão nos semicondutores do estágio de potência, que apresentam valores reduzidos quando comparados com as topologias CC-CC convencionais. No caso da topologia Buck-2, a tensão de bloqueio dos semicondutores é grampeada pela tensão do capacitor chaveado C_3 , que por sua vez possui valor médio igual à metade da tensão de entrada.

4.1.1 Etapas de Operação

O conversor CC-CC híbrido Buck-2 possui três interruptores no estágio de potência. Os interruptores S_1 e S_3 compartilham o mesmo pulso de comando, enquanto que o interruptor S_2 conduz com o sinal complementar. Na primeira etapa de operação, como apresentado na Figura 4.3(a), os interruptores S_1 e S_3 são comandados e entram em condução. Nessa etapa ocorre a magnetização do indutor de saída da topologia. O capacitor chaveado C_3 , juntamente com o capacitor C_1 , entram em processo de carga e o capacitor C_2 entra em processo de descarga. Na etapa seguinte, ilustrada na Figura 4.3(b), os interruptores S_1 e S_3 são bloqueados e o interruptor S_2 entra em condução juntamente com o diodo D_1 . Nessa etapa, os sentidos das correntes nos capacitores invertem de sentido, portanto aqueles que estavam em processo de carga se descarregam, e vice-versa. Nessa etapa também ocorre as

desmagnetização do indutor. As principais formas de onda referentes às etapas citadas são verificadas na Figura 4.4.

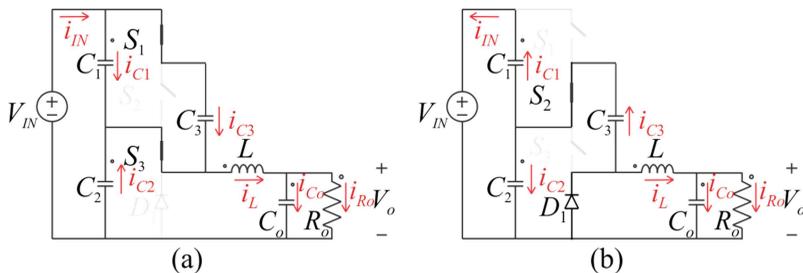


Figura 4.3 - Estados topológicos: (a) primeira etapa de operação e; (b) segunda etapa de operação.

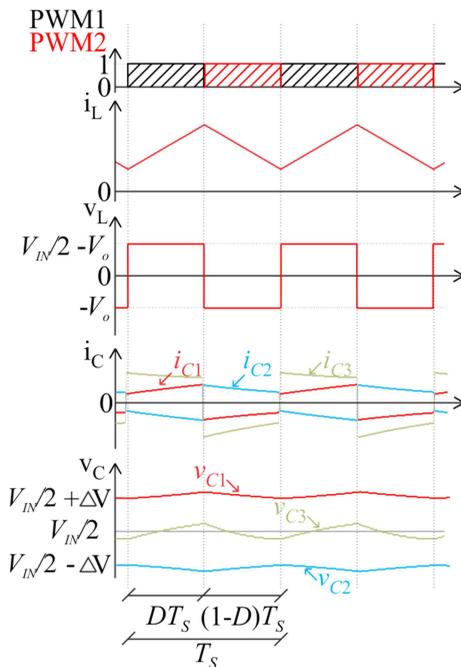


Figura 4.4 - Principais formas de onda da topologia Buck-2.

4.1.2 Ganho Estático Ideal no MCC

A aplicação da mesma metodologia utilizada no Capítulo 2 (análise de energia) permite a obtenção do ganho da estrutura. Utiliza-se a forma de onda da tensão nos terminais do indutor disposta na Figura 4.4 para a análise em questão.

Expandindo a equação (2.3) para o caso proposto, têm-se:

$$\left(\frac{V_{IN}}{2} - V_o \right) I_o D T_S + (-V_o) I_o (1-D) T_S = 0 \quad (4.1)$$

A realização de algebrizações em (4.1) fornece a equação (4.2), que representa o ganho da estrutura Buck-2. A função de comutação $F(D)$ da célula também é definida em (4.2).

$$F(D) = G_{Buck-2_MCC} = \frac{D}{2} \quad (4.2)$$

Como verificado na Figura 4.5, o ganho da topologia híbrida Buck-2 mantém a característica linear da topologia tradicional, com uma alteração no intervalo de ganho, que para a estrutura analisada está entre $[0 ; 0,5]$. Dessa forma, uma das vantagens da estrutura é a redução significativa da tensão de saída em relação à tensão de entrada, por exemplo, para patamares entre $[0,2 ; 0,3]$ pu, operando com razão cíclica próxima de 0,5.

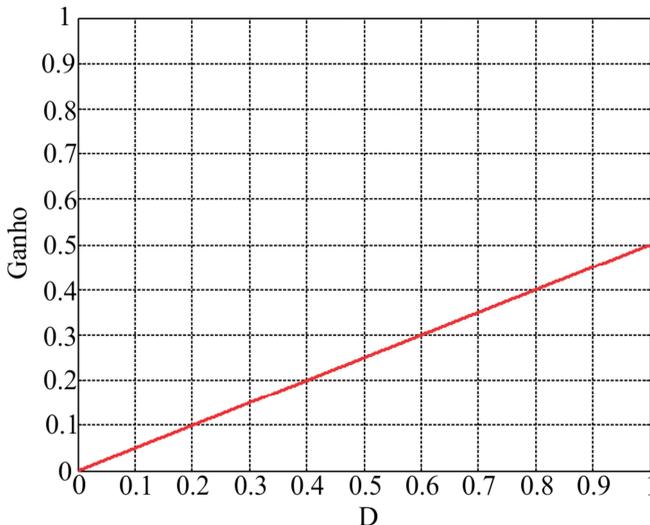


Figura 4.5 - Ganho estático do conversor CC-CC híbrido Buck-2.

Como já comentado, a célula estudada neste capítulo não apresenta a característica de MCD, portanto, parte-se diretamente para a generalização da topologia Buck-2 e, por consequência, das demais topologias derivadas da estrutura.

4.1.3 Generalização da Topologia

A topologia proposta é composta por uma célula ativa a capacitor chaveado, porém esta pode ser generalizada com a implementação de ‘M’ células. O estudo dessa característica é definido neste trabalho como uma generalização da topologia. Esta seção propõe a generalização da topologia Buck-2 e a obtenção do ganho estático através da análise da energia armazenada no indutor. O conversor pode ser verificado na Figura 4.6. O funcionamento do conversor permanece inalterado com a generalização da célula, sendo que os interruptores ímpares compartilham o mesmo pulso de comando e os interruptores pares o pulso complementar. Os capacitores chaveados entram em processo de carga e descarga, respectivamente, na primeira e segunda etapa de operação.

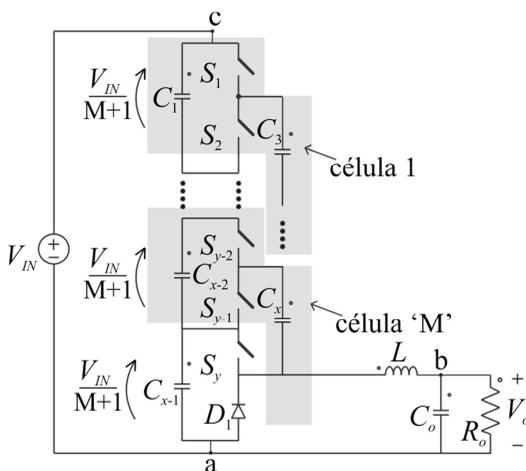


Figura 4.6 - Generalização da célula de comutação para a topologia Buck-2.

A utilização de (2.3), que representa a energia armazenada no indutor do sistema, permite a obtenção do ganho generalizado da topologia. Expandindo a equação, tem-se:

$$\left[\left(\frac{1}{M+1} \right) V_{IN} - V_o \right] I_o D T_S + (-V_o) I_o (1-D) T_S = 0, \quad (4.3)$$

da qual obtém-se

$$F(D)_{gen} = G_{Buck-2_gen} = \frac{D}{M+1} \xrightarrow{M \rightarrow \infty} 0, \quad (4.4)$$

que representa o ganho genérico da topologia Buck-2 e, por consequência, a função genérica de comutação da célula proposta. A Figura 4.7 apresenta graficamente o ganho generalizado da estrutura. Nota-se que, quando maior o número de células conectadas na configuração escada no sistema, menor é o intervalo de ganho da topologia. Esta característica pode ser aplicada quando se deseja uma tensão de saída muito reduzida quando comparada com a tensão de alimentação. A característica linear da topologia tradicional também é mantida quando é proposta a generalização da célula.

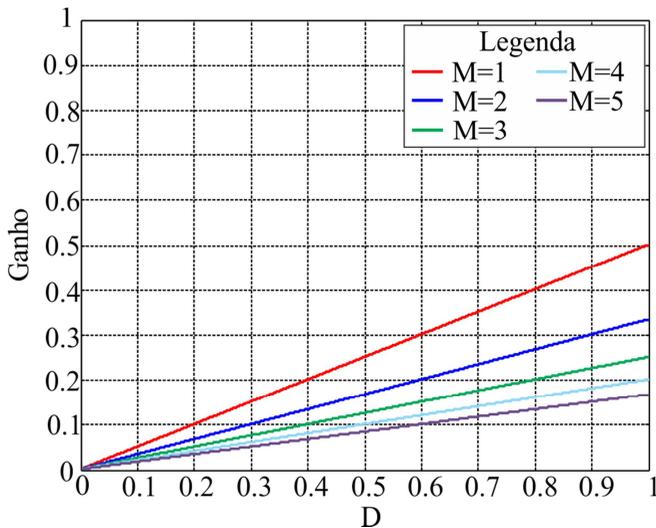


Figura 4.7 - Ganho da estrutura Buck-2 para 'M' células conectadas na configuração escada.

4.1.4 Análise por Espaço de Estados

A metodologia de análise por espaço de estados detalhada no Capítulo 2 foi aplicada nesta estrutura. Dessa forma, através da análise

das etapas de operação do conversor Buck-2, o conjunto de equações descritos em (4.5) foi obtido.

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{1ª etapa de operação} & \text{2ª etapa de operação} \\ V_L = r_c i_{C2} + V_{C2} - V_o & V_L = -V_o \\ V_{IN} = r_c i_{C1} + V_{C1} + r_c i_{C2} + V_{C2} & V_{IN} = r_c i_{C1} + V_{C1} + r_c i_{C2} + V_{C2} \\ i_{C2} = i_{C1} + i_{C3} - i_L & i_{C1} = i_{C2} + i_{C3} \\ r_c i_{C1} + V_{C1} = r_c i_{C3} + V_{C3} & r_c i_{C2} + V_{C2} = r_c i_{C3} + V_{C3} \\ i_L = i_{C_o} + i_{R_o} & i_L = i_{C_o} + i_{R_o} \end{array} \right. \quad (4.5)$$

Através das definições apresentadas em (2.19), (2.21), (2.22), (2.23) e (2.25) para a primeira etapa de operação e (2.36), (2.38), (2.39), (2.40) e (2.42) para a segunda etapa de operação, obteve-se os coeficientes matriciais dispostos na Tabela 4.1.

	A	B
<i>1ª etapa</i>	$A' = \begin{pmatrix} -r_c/3L & -1/3L & 1/3L & -1/3L & -1/L \\ 1/3C & -2/3r_cC & -1/3r_cC & 1/3r_cC & 0 \\ -1/3C & -1/3r_cC & -2/3r_cC & -1/3r_cC & 0 \\ 1/3C & 1/3r_cC & -1/3r_cC & -2/3r_cC & 0 \\ 1/C_o & 0 & 0 & 0 & -1/C_oR_o \end{pmatrix}$	$B' = \begin{pmatrix} 2/3L \\ 1/3r_cC \\ 2/3r_cC \\ 1/3r_cC \\ 0 \end{pmatrix}$
<i>2ª etapa</i>	$A'' = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -1/L \\ 0 & -2/3r_cC & -1/3r_cC & -1/3r_cC & 0 \\ 0 & -1/3r_cC & -2/3r_cC & 1/3r_cC & 0 \\ 0 & -1/3r_cC & 1/3r_cC & -2/3r_cC & 0 \\ 1/C_o & 0 & 0 & 0 & -1/C_oR_o \end{pmatrix}$	$B'' = \begin{pmatrix} 0 \\ 2/3r_cC \\ 1/3r_cC \\ 1/3r_cC \\ 0 \end{pmatrix}$

Tabela 4.1 - Matrizes de estado referentes às etapas de operação do conversor Buck-2.

Em regime permanente, a equação que representa o sistema é dada por (2.46) e, substituindo as matrizes de estado em (2.47) e seu resultado em (2.50) (equação derivada de (2.46)), obtêm-se os valores em regime permanente da corrente do indutor, das tensões dos três

capacitores da célula e da tensão do capacitor do barramento de saída. Esta última é a própria tensão de saída do sistema. O resultado é apresentado em (4.6).

$$X = \begin{pmatrix} I_L \\ V_{C1} \\ V_{C2} \\ V_{C3} \\ V_o \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{4V_{IN}D(1-D)}{[8R_o(1-D)+3Dr_C]} \\ \frac{V_{IN}[4R_o(1-D)+Dr_C(D+2)]}{[8R_o(1-D)+3Dr_C]} \\ \frac{(1-D)V_{IN}(4R_o+Dr_C)}{[8R_o(1-D)+3Dr_C]} \\ \frac{V_{IN}[4R_o(1-D)+Dr_C(2D+1)]}{[8R_o(1-D)+3Dr_C]} \\ \frac{4V_{IN}R_oD(1-D)}{[8R_o(1-D)+3Dr_C]} \end{pmatrix} \quad (4.6)$$

Para a obtenção do equacionamento necessário para realizar a análise apresentada, introduziu-se no sistema a resistência série equivalente dos capacitores (r_C). Desconsiderando a influência deste elemento na análise, ou seja, considerando o sistema ideal, tem-se que:

$$X = \begin{pmatrix} I_L \\ V_{C1} \\ V_{C2} \\ V_{C3} \\ V_o \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} X_{11} \\ X_{21} \\ X_{31} \\ X_{41} \\ X_{51} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{V_{IN}D}{2R_o} \\ \frac{V_{IN}}{2} \\ \frac{V_{IN}}{2} \\ \frac{V_{IN}}{2} \\ \frac{V_{IN}D}{2} \end{pmatrix} \quad (4.7)$$

A análise por espaço de estados realizada é corroborada quando comparados o resultado de (4.2) com o elemento X_{51} de (4.7) e ambos são iguais.

4.2 Conversores Boost-2 e Buck-Boost-2 da Célula Ativa de Comutação

4.2.1 Análise de Ganho Estático e Generalização

Os conversores Boost-2 e Buck-Boost-2 derivados da célula estudada serão abordados de maneira resumida, tendo em vista que a análise utilizada é a mesma apresentada anteriormente. As principais formas de onda das topologias analisadas nesta seção são semelhantes às apresentadas para a topologia Buck-2, apenas os patamares de tensão são alterados.

A obtenção do ganho estático ideal e da generalização da topologia Buck-2 da célula define as funções de comutação (apresentadas em (4.2) e (4.4), respectivamente). Através da definição estabelecida em (2.140), o ganho estático e generalizado para as topologias Boost-2 e Buck-Boost-2 são obtidos e dispostos em (4.8).

$$\left\{ \begin{array}{l} G_{Boost-2_MCC} = \frac{2}{2-D} \quad G_{Boost-2_gen} = \frac{M+1}{M+1-D} \xrightarrow{M \rightarrow \infty} 1 \\ G_{Buck-Boost-2_MCC} = \frac{D}{2-D} \quad G_{Buck-Boost-2_gen} = \frac{D}{M+1-D} \xrightarrow{M \rightarrow \infty} 0 \end{array} \right. \quad (4.8)$$

As Figura 4.8, Figura 4.9, Figura 4.10 e Figura 4.11 ilustram a característica de ganho ideal e generalizado para as topologias Boost-2 e Buck-Boost-2, respectivamente. Como pode ser observado, na Figura 4.8 a topologia Boost-2 apresenta a peculiaridade de seu ganho alterar num intervalo entre [1 ;2]. A adição de células ativas a capacitor chaveado na estrutura diminui o intervalo de ganho, o qual se aproxima da unidade (ver Figura 4.9).

O conversor Buck-Boost-2 derivado da célula ativa de comutação apresenta a particularidade de ser um conversor abaixador, com o intervalo de ganho entre [0 ; 1], como mostra o comportamento do ganho estático ilustrado na Figura 4.10. Como verificado, o conversor Buck-Boost-2 da célula ativa de comutação apresenta característica abaixadora de tensão, sendo que seu nome se dá pela maneira como fonte de alimentação e carga são conectadas, não necessariamente pela característica de ganho da estrutura. Quando adicionam-se mais células ao conversor em questão, o intervalo de ganho diminui e aproxima-se de zero (ver Figura 4.11). Este conversor, de maneira análoga ao conversor Boost-2, apresenta característica quase linear de ganho.

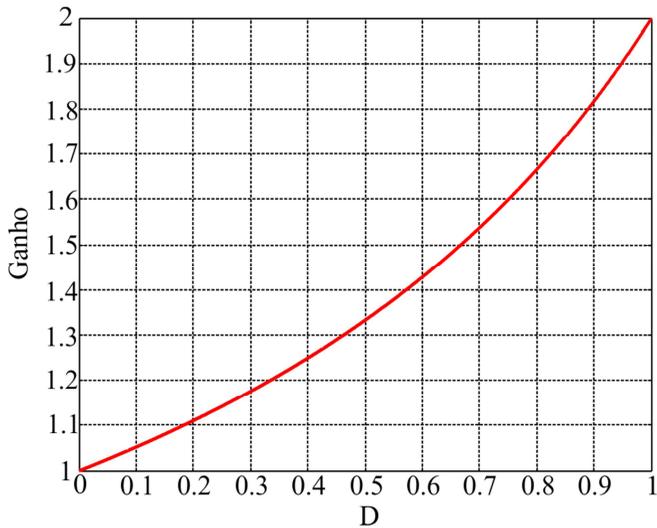


Figura 4.8 - Ganho estático do conversor CC-CC híbrido Boost-2.

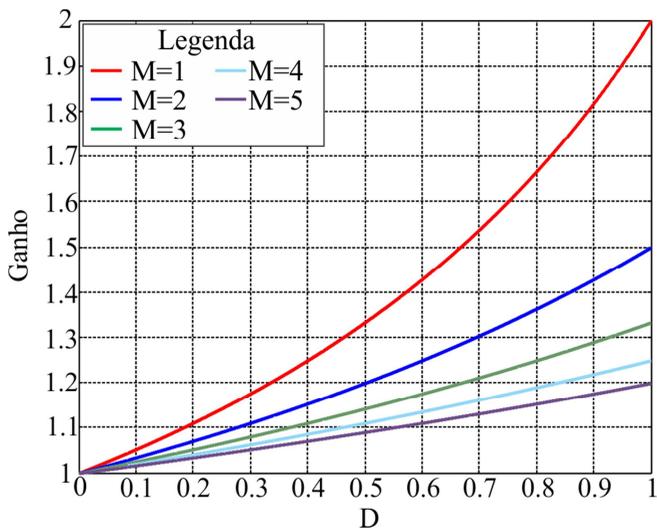


Figura 4.9 - Ganho da estrutura Boost-2 para 'M' células conectadas na configuração escada (Ladder).

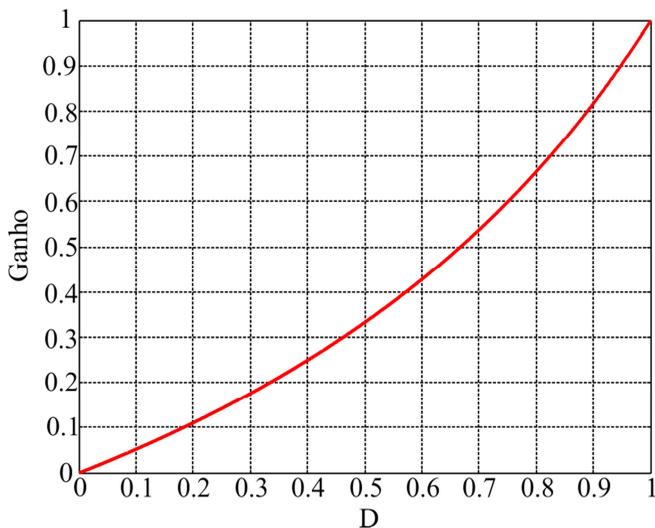


Figura 4.10 - Ganho estático do conversor CC-CC híbrido Buck-Boost-2.

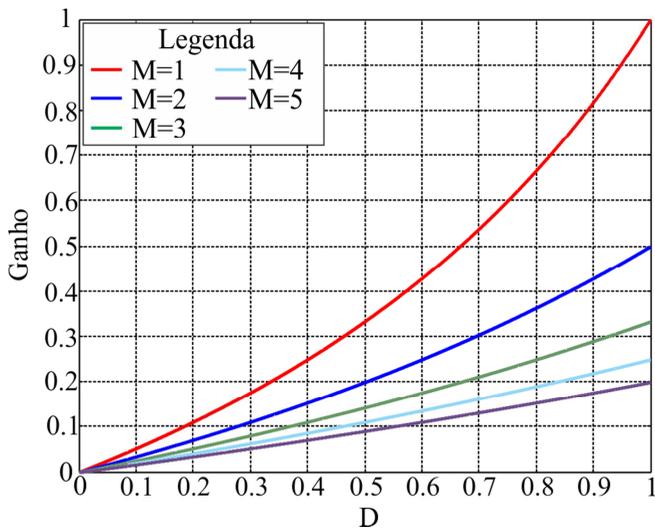


Figura 4.11 - Ganho da estrutura Buck-Boost-2 para 'M' células conectadas na configuração escada (*Ladder*).

4.2.2 Análise por Espaço de Estados

A análise por espaço de estados foi estendida para os conversores Boost-2 e Buck-Boost-2 da célula de comutação. Analisou-se, portanto, as etapas de operação de cada conversor e foram obtidos os equacionamentos necessários para a realização da análise em questão. No caso do conversor Boost-2, o equacionamento vigente para as etapas de operação é apresentado em (4.9). Já para o conversor Buck-Boost-2, é definido em (4.10).

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{1ª etapa de operação} & \text{2ª etapa de operação} \\ V_L = V_{IN} - r_C i_{C1} - V_{C1} & V_L = V_{IN} - V_o \\ V_o = r_C i_{C1} + V_{C1} + r_C i_{C2} + V_{C2} & V_o = r_C i_{C1} + V_{C1} + r_C i_{C2} + V_{C2} \\ i_{C2} = i_{C1} + i_{C3} - i_L & i_{C1} = i_{C2} + i_{C3} \\ r_C i_{C1} + V_{C1} = r_C i_{C3} + V_{C3} & r_C i_{C2} + V_{C2} = r_C i_{C3} + V_{C3} \\ i_{C2} = -i_{C_o} - i_{R_o} & i_L = i_{C2} + i_{C3} + i_{C_o} + i_{R_o} \end{array} \right. \quad (4.9)$$

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{1ª etapa de operação} & \text{2ª etapa de operação} \\ V_L = V_{IN} - r_C i_{C1} - V_{C1} & V_L = -V_o \\ V_{IN} + V_o = r_C i_{C1} + V_{C1} + r_C i_{C2} + V_{C2} & V_{IN} + V_o = r_C i_{C1} + V_{C1} + r_C i_{C2} + V_{C2} \\ i_{C2} = i_{C1} + i_{C3} - i_L & i_{C1} = i_{C2} + i_{C3} \\ r_C i_{C1} + V_{C1} = r_C i_{C3} + V_{C3} & r_C i_{C2} + V_{C2} = r_C i_{C3} + V_{C3} \\ i_{C2} = -i_{C_o} - i_{R_o} & i_L = i_{C2} + i_{C3} + i_{C_o} + i_{R_o} \end{array} \right. \quad (4.10)$$

As matrizes de estado da primeira e segunda etapas de operação para os conversores Boost-2 e Buck-Boost-2, são descritas nas Tabela 4.2 e Tabela 4.3.

		A	B	
1^a etapa	$A' =$	$\begin{pmatrix} -r_c/3L & -1/3L & 1/3L & -1/3L & -1/3L \\ 1/3C & -2/3r_cC & -1/3r_cC & 1/3r_cC & 1/3r_cC \\ -1/3C & -1/3r_cC & -2/3r_cC & -1/3r_cC & 2/3r_cC \\ 1/3C & 1/3r_cC & -1/3r_cC & -2/3r_cC & 1/3r_cC \\ 1/3C_o & 1/3r_cC_o & 2/3r_cC_o & 1/3r_cC_o & -(3r_c + 2R_o)/3r_cC_oR_o \end{pmatrix}$	$B' =$	$\begin{pmatrix} 1/L \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$
2^a etapa	$A'' =$	$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -1/L \\ 0 & -2/3r_cC & -1/3r_cC & -1/3r_cC & 2/3r_cC \\ 0 & -1/3r_cC & -2/3r_cC & 1/3r_cC & 1/3r_cC \\ 0 & -1/3r_cC & 1/3r_cC & -2/3r_cC & 1/3r_cC \\ 1/C_o & 2/3r_cC_o & 1/3r_cC_o & 1/3r_cC_o & -(3r_c + 2R_o)/3r_cC_oR_o \end{pmatrix}$	$B'' =$	$\begin{pmatrix} 1/L \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$

Tabela 4.2 - Matrizes de estado referentes às etapas de operação do conversor Boost-2.

		A	B	
1^a etapa	$A' =$	$\begin{pmatrix} -r_c/3L & -1/3L & 1/3L & -1/3L & -1/3L \\ 1/3C & -2/3r_cC & -1/3r_cC & 1/3r_cC & 1/3r_cC \\ -1/3C & -1/3r_cC & -2/3r_cC & -1/3r_cC & 2/3r_cC \\ 1/3C & 1/3r_cC & -1/3r_cC & -2/3r_cC & 1/3r_cC \\ 1/3C_o & 1/3r_cC_o & 2/3r_cC_o & 1/3r_cC_o & -(3r_c + 2R_o)/3r_cC_oR_o \end{pmatrix}$	$B' =$	$\begin{pmatrix} 2/3L \\ 1/3r_cC \\ 2/3r_cC \\ 1/3r_cC \\ -2/3r_cC_o \end{pmatrix}$
2^a etapa	$A'' =$	$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -1/L \\ 0 & -2/3r_cC & -1/3r_cC & -1/3r_cC & 2/3r_cC \\ 0 & -1/3r_cC & -2/3r_cC & 1/3r_cC & 1/3r_cC \\ 0 & -1/3r_cC & 1/3r_cC & -2/3r_cC & 1/3r_cC \\ 1/C_o & 2/3r_cC_o & 1/3r_cC_o & 1/3r_cC_o & -(3r_c + 2R_o)/3r_cC_oR_o \end{pmatrix}$	$B'' =$	$\begin{pmatrix} 0 \\ 2/3r_cC \\ 1/3r_cC \\ 1/3r_cC \\ -2/3r_cC_o \end{pmatrix}$

Tabela 4.3 - Matrizes de estado referentes às etapas de operação do conversor Buck-Boost-2.

Realizando as substituições convenientes no conjunto de equações (2.47) e, em seguida em (2.50), obtiveram-se os resultados da análise por espaço de estados para os conversores Boost-2 e Buck-Boost-2, dispostos em (4.11) e (4.12) respectivamente.

$$X = \begin{pmatrix} I_L \\ V_{C1} \\ V_{C2} \\ V_{C3} \\ V_o \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} X_{11} \\ X_{21} \\ X_{31} \\ X_{41} \\ X_{51} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{8V_{IN}(1-D)}{\left[2R_o(1-D)(2-D)^2 + 3Dr_C\right]} \\ V_{IN} \left[\frac{2R_o(1-D)(2-D) + r_C(2D+1)}{\left[2R_o(1-D)(2-D)^2 + 3Dr_C\right]} \right] \\ V_{IN} \left[\frac{2R_o(1-D)(2-D) - r_C(2D+1)}{\left[2R_o(1-D)(2-D)^2 + 3Dr_C\right]} \right] \\ V_{IN} \left[\frac{2R_o(1-D)(2-D) + r_C(4D-1)}{\left[2R_o(1-D)(2-D)^2 + 3Dr_C\right]} \right] \\ \frac{4V_{IN}R_o(1-D)(2-D)}{\left[2R_o(1-D)(2-D)^2 + 3Dr_C\right]} \end{pmatrix} \stackrel{\text{se } r_C = 0}{=} \begin{pmatrix} \frac{4V_{IN}}{R_o(2-D)^2} \\ \frac{V_{IN}}{2-D} \\ \frac{V_{IN}}{2-D} \\ \frac{V_{IN}}{2-D} \\ \frac{2V_{IN}}{2-D} \end{pmatrix} \quad (4.11)$$

$$X = \begin{pmatrix} I_L \\ V_{C1} \\ V_{C2} \\ V_{C3} \\ V_o \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} X_{11} \\ X_{21} \\ X_{31} \\ X_{41} \\ X_{51} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{4DV_{IN}(1-D)}{\left[2R_o(1-D)(2-D)^2 + 3Dr_C\right]} \\ V_{IN} \left[\frac{2R_o(1-D)(2-D) + Dr_C(D+2)}{\left[2R_o(1-D)(2-D)^2 + 3Dr_C\right]} \right] \\ V_{IN} \left[\frac{2R_o(1-D)(2-D) + Dr_C(1-D)}{\left[2R_o(1-D)(2-D)^2 + 3Dr_C\right]} \right] \\ V_{IN} \left[\frac{2R_o(1-D)(2-D) + Dr_C(2D+1)}{\left[2R_o(1-D)(2-D)^2 + 3Dr_C\right]} \right] \\ \frac{2DV_{IN}R_o(1-D)(2-D)}{\left[2R_o(1-D)(2-D)^2 + 3Dr_C\right]} \end{pmatrix} \stackrel{\text{se } r_C = 0}{=} \begin{pmatrix} \frac{2DV_{IN}}{R_o(2-D)^2} \\ \frac{V_{IN}}{2-D} \\ \frac{V_{IN}}{2-D} \\ \frac{V_{IN}}{2-D} \\ \frac{DV_{IN}}{2-D} \end{pmatrix} \quad (4.12)$$

Os resultados apresentados no conjunto de vetores acima corroboram a análise de ganho apresentada anteriormente, tendo em vista que os elementos X_{51} são iguais aos ganhos obtidos pela função de comutação da célula.

4.3 Modelagem Orientada ao Controle

A realização da modelagem dos conversores propostos seguiu a mesma metodologia apresentada no Capítulo 2. As matrizes de estados

foram usadas e perturbações foram aplicadas no vetor de estados e na razão cíclica. Validaram-se as plantas de todos os conversores da célula através de simulação, na qual foi usado um exemplo de projeto (projeto este semelhante ao que será implementado experimentalmente).

4.3.1 Planta de Tensão do Conversor Buck-2

Tendo em vista que a análise utilizada foi detalhada no Capítulo 2, apenas será definido aqui o exemplo de projeto. Sendo a equação algébrica extensa, uma planta genérica é proposta e disposta em (4.13), sendo que os coeficientes algébricos desta para o conversor Buck-2 podem ser verificados no Apêndice F. Optou por apresentar a planta numérica do conversor, definida em (4.14). As variáveis do exemplo de projeto foram definidas e apresentadas na Tabela 4.4 e, via simulação, a planta de tensão do conversor foi validada através da análise da resposta dinâmica do conversor comutado e da planta definida, como visto na Figura 4.12(a)(ver zoom). Como observado em (4.14), o conversor apresenta uma planta de ordem 4, de maneira que os capacitores de entrada (C_1 e C_2) podem ser considerados como um capacitor equivalente.

$$G_{V_o}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{As^4 + Bs^3 + Cs^2 + Ds + E}{Fs^5 + Gs^4 + Hs^3 + Is^2 + Js + K} \quad (4.13)$$

Variável	Valor
V_{IN}	600 V
D	0,5
Ganho	0,25
V_o	150 V
L	542 μ H
$C_{1,2,3}$	100 μ F
r_C	4,7 m Ω
C_o	20 μ F

Tabela 4.4 - Definição dos parâmetros de projeto para validação da planta de tensão do conversor Buck-2.

$$G_{V_o}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{3,86810^{38} s^2 + 8,22910^{44} s + 3,89110^{50}}{1,39810^{28} s^4 + 2,97710^{34} s^3 + 1,41310^{40} s^2 + 3,40410^{43} s + 1,29710^{48}} \quad (4.14)$$

Existe a ocorrência de dois polos dominantes, como pode ser verificado na Figura 4.12(b), onde é ilustrado o LGR da planta (ver

zoom aplicado). Caso a resistência série dos capacitores (r_C) fosse desprezada, a planta apresentaria ordem de grandeza 2, sendo que os polos e zeros introduzidos pela inserção da célula a capacitor chaveado fossem eliminados e apenas os polos dominantes permanecessem na resposta.

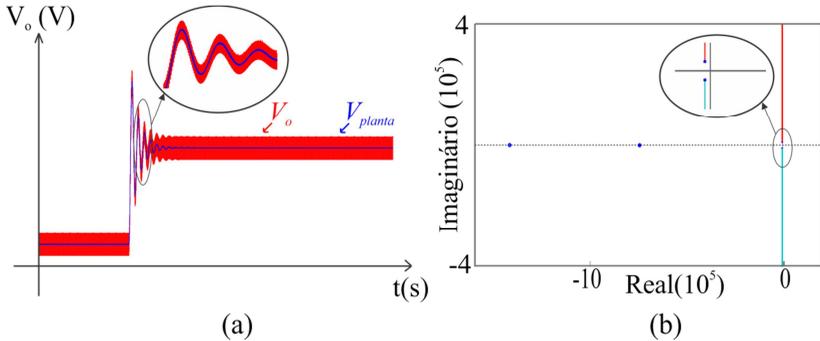


Figura 4.12 - (a) Validação via simulação da planta de tensão do conversor Buck-2 e; (b) Lugar Geométrico das Raízes da planta do conversor Buck-2.

4.3.2 Planta de Tensão do Conversor Boost-2

Para validação da planta de tensão do conversor Boost-2, os parâmetros de simulação de tensão de entrada e, por consequência de saída, foram modificados para se adequarem aos implementados na prática. Definiu-se como tensão de entrada 300 V e, como o ganho da estrutura para razão cíclica de 0,5 é $4/3$, a tensão de saída do circuito em regime permanente possui valor de 400 V. Os demais parâmetros utilizados na simulação seguem os definidos na Tabela 4.4.

A mesma metodologia de obtenção das demais plantas foi implementada para o conversor Boost-2, sendo que no capítulo corrente será apresentada somente a planta numérica, através de (4.15), sendo a planta algébrica disponibilizada (definição genérica apresentada em (4.13)) no Apêndice F. Aplicou-se uma pequena perturbação no sistema e, como observado na Figura 4.13(a), o circuito comutado e a planta numérica apresentam respostas muito semelhantes, o que valida a planta proposta na seção. Como verificado em (4.15), a planta de tensão do conversor Boost-2 é de ordem 5. O LGR da planta é apresentado na Figura 4.13(b). Os polos e zeros situados longe do eixo das ordinárias representam uma pequena parcela na dinâmica da resposta, sendo que os dois polos próximo do eixo dominam a resposta. Caso a resistência série

(r_C) dos capacitores forem desprezadas, a planta é simplificada e apresenta ordem 2, de forma que os polos longe do eixo são eliminados.

$$G_{V_o}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{-2,91910^{35}s^4 - 1,01410^{42}s^3 - 9,32410^{47}s^2 - 1,82410^{53}s + 5,18710^{58}}{1,75210^{30}s^5 + 1,98810^{37}s^4 + 3,83310^{43}s^3 + 1,78110^{49}s^2 + 1,70210^{51}s + 1,94610^{56}} \quad (4.15)$$

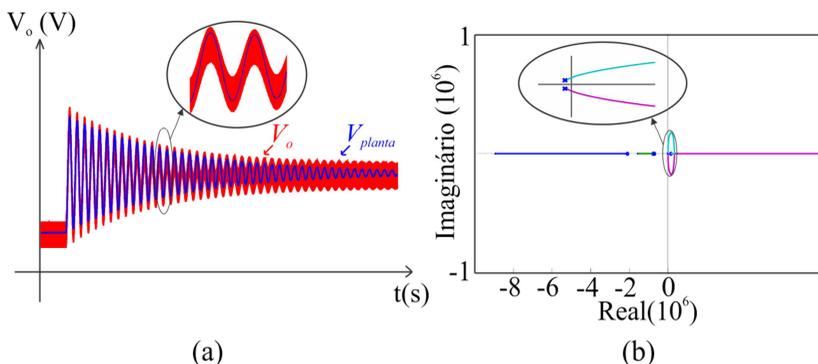


Figura 4.13 - (a) Validação via simulação da planta de tensão do conversor Boost-2 e; (b) Lugar Geométrico das Raízes da planta do conversor Boost-2.

4.3.3 Planta de Tensão do Conversor Buck-Boost-2

Definiu-se como tensão de entrada 300 V para a validação da planta de tensão do conversor Buck-Boost-2 e, como o ganho da estrutura para razão cíclica de 0,5 é 1/3, a tensão de entrada do circuito em regime permanente possui valor de 100 V. No Apêndice F os coeficientes algébricos da planta podem ser verificados, sendo os mesmos definidos através de (4.13). As demais especificações da simulação são definidas na Tabela 4.4. Obtém-se, com isso, a planta numérica definida em (4.16).

$$G_{V_o}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{-1,09510^{35}s^4 - 2,31310^{41}s^3 + 6,28310^{46}s^2 + 1,28210^{53}s + 4,50210^{57}}{2,73910^{29}s^5 + 3,10910^{36}s^4 + 5,99810^{42}s^3 + 2,79210^{48}s^2 + 2,9810^{51}s + 1,69110^{55}} \quad (4.16)$$

Perturbou-se o sistema e as respostas do circuito comutado e da planta do conversor são verificadas na Figura 4.14(a). Como verificado no resultado exposto, a planta proposta representa bem o circuito, tendo em vista que o circuito comutado e a planta terem comportamento semelhante na perturbação (ver zoom da Figura 4.14(a)). O LGR da

planta também é exposto, na Figura 4.14(b), onde observa-se que o conversor apresenta dois polos que dominam a resposta, sendo que a planta é de ordem 5. De maneira análoga aos demais casos, se desprezarmos a influência de r_C , o circuito apresenta uma resposta de ordem 2.

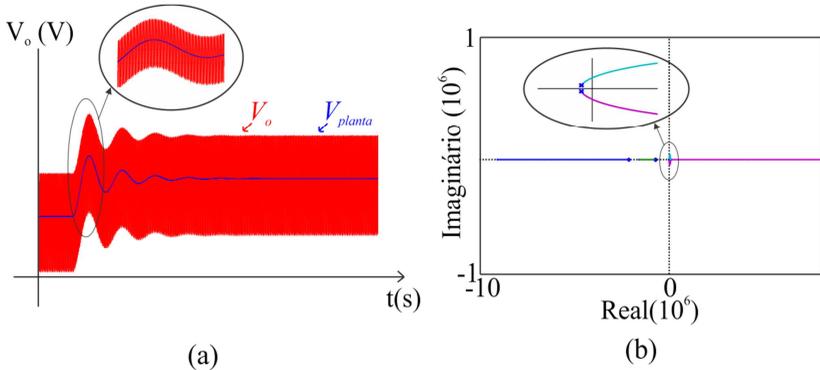


Figura 4.14 - (a) Validação via simulação da planta de tensão do conversor Buck-Boost-2 e; (b) Lugar Geométrico das Raízes da planta do conversor Buck-Boost-2.

4.4 Esforços de Tensão e Corrente na Célula de Comutação

Os esforços de tensão e corrente dos componentes do estágio de potência dos conversores derivados da célula ativa de comutação são obtidos através da análise dos estados topológicos, dos coeficientes matriciais e dos valores médios definidos em (4.6), (4.11) e (4.12) para as topologias Buck-2, Boost-2 e Buck-Boost-2, respectivamente. Nos Apêndices G, H e I são dispostas as planilhas com a análise detalhada dos esforços de corrente das topologias provenientes da célula analisada. Baseado nas conclusões do Capítulo 2, têm-se que os esforços de corrente e tensão dos conversores derivados da mesma célula estão correlacionados. Assim, os esforços dispostos nas Tabela 4.5 e Tabela 4.6 são válidos para as três topologias.

Componentes	Tensão	Esforços	
		Corrente	
		Eficaz	Média
C_1	$\frac{V_X}{2}$	$\frac{I_L}{4} \sqrt{\frac{D}{1-D}}$	-
C_2	$\frac{V_X}{2}$	$\frac{I_L}{4} \sqrt{\frac{D}{1-D}}$	-
C_3	$\frac{V_X}{2}$	$\frac{I_L}{2} \sqrt{\frac{D}{1-D}}$	-
S_1	$\frac{V_X}{2}$	$\frac{I_L}{2} \sqrt{D}$	$\frac{I_L}{2} D$
S_2	$\frac{V_X}{2}$	$\frac{I_L}{2} \frac{D}{\sqrt{1-D}}$	$\frac{I_L}{2} D$
S_3	$\frac{V_X}{2}$	$\frac{I_L}{2} \sqrt{D}$	$\frac{I_L}{2} D$
D_1	$\frac{V_X}{2}$	$\frac{I_L}{2} \frac{(2-D)}{\sqrt{1-D}}$	$\frac{I_L}{2} (2-D)$

Tabela 4.5 - Resumo dos esforços de tensão e corrente nos componentes do estágio de potência da célula ativa de comutação.

Conversor	V_X	I_L
Buck-2	V_{IN}	I_o
Boost-2	V_o	I_{IN}
Buck-Boost-2	$V_{IN} + V_o$	$I_{IN} + I_o$

Tabela 4.6 - Definições dos parâmetros para cálculo dos esforços nos componentes do estágio de potência dos conversores derivados da célula ativa de comutação.

4.5 Considerações Finais

A integração entre a célula genérica de comutação e uma célula ativa a capacitor chaveado proporcionou uma nova célula híbrida de comutação. Três conversores não isolados derivam desta célula e estes foram analisados neste capítulo. O texto apresentou as etapas de operação, o ganho ideal e o ganho generalizado no MCC, sendo que, uma das principais características da célula proposta é não haver o MCD.

Tendo em vista que, como concluído no Capítulo 2, apenas um dos conversores derivados de uma célula de comutação precisa ser analisado, no presente capítulo foi apresentado a análise do conversor Buck-2 e as principais características das topologias Boost-2 e Buck-Boost-2 foram obtidas através desta análise.

Os conversores Buck- 2 e Buck-Boost-2 tem como característica serem conversores abaixadores, enquanto que o conversor Boost-2 da célula tem característica elevadora, com ganho máximo limitado pelo dobro da tensão de entrada. Além disso, os conversores Boost-2 e Buck-Boost-2 apresentam ganho quase linear, enquanto que o ganho do conversor Buck-2 não é afetada com a introdução da célula de comutação, mantendo-se linear porém com mudança em seu intervalo.

PROJETO, DIMENSIONAMENTO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS DA CÉLULA ATIVA DE COMUTAÇÃO

Com o objetivo de validar experimentalmente os conversores derivados da célula ativa de comutação, um protótipo foi projetado, construído e testado em laboratório para comprovação experimental da análise teórica disposta no capítulo anterior.

O presente capítulo não realiza o detalhamento dos componentes a serem utilizados para construção do protótipo da célula ativa de comutação, haja vista que foram utilizados os mesmos componentes citados no Capítulo 3. Serão apenas expostos os itens que sofreram alteração de um protótipo para outro. Além disso, como realizado no primeiro projeto, foi projetado um protótipo para a topologia Buck-2 da célula e, para testes nas demais topologias, adaptações aos níveis de tensão e corrente foram realizados com o objetivo de validar as estruturas respeitando os limites operacionais dos componentes que compõem o estágio de potência.

5.1 Projeto, Dimensionamento e Construção do Protótipo

A especificação do conversor Buck-2 é verificada na Tabela 5.1.

Variável	Valor
V_{IN}	600 V
P_o	1 kW
D	0,5
Ganho	0,25
V_o	150 V
f_s	70 kHz
$\Delta I_L\%$	30%

Tabela 5.1 - Definição dos parâmetros de projeto para construção do protótipo.

O projeto do indutor foi realizado com o objetivo de obter a indutância necessária para a validação experimental da célula. As principais características construtivas do indutor são descritas na Tabela 5.2.

Variável	Valor
L	535 μH
$Núcleo$	EPCOS/ Ferrite Core N87 - 55/28/21
J	450 A/cm^2
Nº de espiras	59
$Fio\ condutor$	AWG 24
$Estimativa\ de\ perdas$	$\sim 4\text{W}$
$Elevação\ de\ temperatura$	$\sim 35^\circ\text{C}$

Tabela 5.2 - Especificações do indutor.

Os demais componentes que compõem o estágio de potência do conversor são análogos aos utilizados no projeto do protótipo da célula passiva de comutação, sendo que as especificações dos interruptores, diodo e capacitores podem ser verificadas nas Tabela 3.4, Tabela 3.6 e Tabela 3.8. O resumo dos esforços de tensão e corrente (simulado/calculado) do projeto é exposto na Tabela 5.3.

	Tensão de bloqueio	Corrente Eficaz (simulado/calculado)	Corrente Média (simulado/calculado)
S_1	300 V	2,376 A/ 2,357 A	1,693 A/ 1,667 A
S_2	300 V	2,482 A/ 2,357 A	1,673 A/ 1,667 A
S_3	300 V	2,41 A/ 2,357 A	1,7 A/ 1,667 A
D_1	300 V	7,131 A/ 7,071 A	4,94 A/ 5 A
C_1	300 V	1,73 A/ 1,667 A	-
C_2	300 V	1,73 A/ 1,667 A	-
C_3	300 V	3,44 A/ 3,33 A	-

Tabela 5.3 - Esforços de tensão e corrente nos interruptores S_1 , S_2 e S_3 , no diodo D_1 e nos capacitores C_1 , C_2 e C_3 .

A geração dos pulsos *PWM* responsáveis pelo comando dos interruptores S_1 , S_2 e S_3 foi feita com o circuito integrado analógico *UC3525*. Os *drivers* *CONCEPT 2SC0108T2D0-12* foram utilizados para o acionamento dos dispositivos semicondutores, tendo em vista que este apresenta um melhor desempenho na operação da estrutura *Ladder*.

O protótipo foi construído com base nas equações de dimensionamento do Capítulo 4. No projeto, utilizou-se o *software ALTIUM Designer* versão 13.2.5 para o desenvolvimento dos esquemáticos e *layout* do protótipo, cujo esquemático pode ser visualizado na Figura 5.1. Na Figura 5.2 o resultado da confecção pode ser verificado. O esquemático completo e lista de materiais podem ser verificados no Apêndice J.

A densidade volumétrica de $0,481 \text{ kW/dm}^3$ foi obtida através da especificação de potência da Tabela 5.1 e as dimensões apresentadas na Figura 5.2. Além disto, obteve-se uma densidade específica de $0,645 \text{ W/g}$, tendo em vista que o conversor construído possui um peso de $1,55 \text{ kg}$. Através da definição dos componentes, o produto $f_s \tau$ para as duas etapas de operação é disposto na Tabela 5.4, onde observa-se que, para ambas as etapas, o conversor opera no modo PC (sendo que na primeira ele opera próximo da região NC).

Etapa	$f_s \tau$
1ª Etapa	1,4
2ª Etapa	0,7

Tabela 5.4 - Produto $f_s \tau$ das etapas de operação.

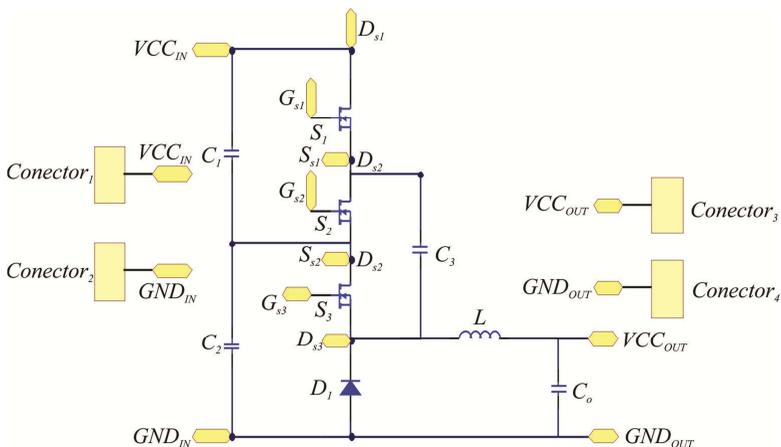


Figura 5.1 - Esquemático do circuito de potência do conversor Buck-2.

5.2 Resultados Experimentais da Topologia Buck-2

5.2.1 Principais Formas de Onda

Resultados experimentais do protótipo da topologia Buck-2 foram obtidos e serão dispostos nessa seção.

As formas de onda de tensão de entrada e saída para a razão cíclica nominal de projeto ($D=0,5$) são apresentadas na Figura 5.3. A tensão CC de alimentação é de 600 V e a tensão CC de saída é de 150 V. Os resultados validam a expressão de ganho da topologia disposta em (4.2). Como apresentado na análise por espaço de estados, a tensão média dos capacitores que compõem a célula é metade da tensão de entrada do sistema. Para comprovar a teoria envolvida, a Figura 5.4 é apresentada, na qual nota-se que as tensões nos capacitores C_1 e C_2 são equilibradas e possuem valor médio de metade da tensão de entrada. Este resultado também valida a célula ativa a capacitor chaveado, pois C_3 garante o equilíbrio das tensões dos capacitores C_1 e C_2 .

A célula ativa de comutação necessita de tempo-morto entre o comando dos MOSFET's $S_1(S_3)$ e S_2 . Isto garante que não haverá curto-circuito de braço nos capacitores do barramento. Os interruptores apresentam sobretensões durante a comutação, ocasionadas por indutâncias parasitas inerentes a *layouts* de potência. Optou-se, então, pela implementação de grampeamento passivo, de forma a limitar as sobretensões para não danificar os dispositivos semicondutores. Dessa maneira, como verificado na Figura 5.5, a tensão de bloqueio do interruptor S_1 (com grampeamento passivo a tensão medida foi de 350 V) e, por consequência, dos demais semicondutores, permaneceu num patamar dentro dos limites físicos dos dispositivos. Além disso, a Figura 5.5 ainda apresenta o ganho da estrutura e a tensão média no capacitor C_1 , que por sua vez é igual à tensão média no capacitor C_2 e C_3 .

Para uma potência de cerca de 60% do valor nominal de projeto, foram adquiridas formas de onda das tensões e das correntes de entrada e de saída do circuito, que são verificadas na Figura 5.6. Nota-se, através da análise da corrente de saída, as duas etapas distintas do conversor, onde ocorre a magnetização e desmagnetização do indutor, com uma ondulação de 30%, conforme previsto em projeto. Implementou-se um filtro capacitivo na entrada do conversor para filtrar a componente de alta frequência da corrente de entrada, de forma que a

corrente medida é constante.

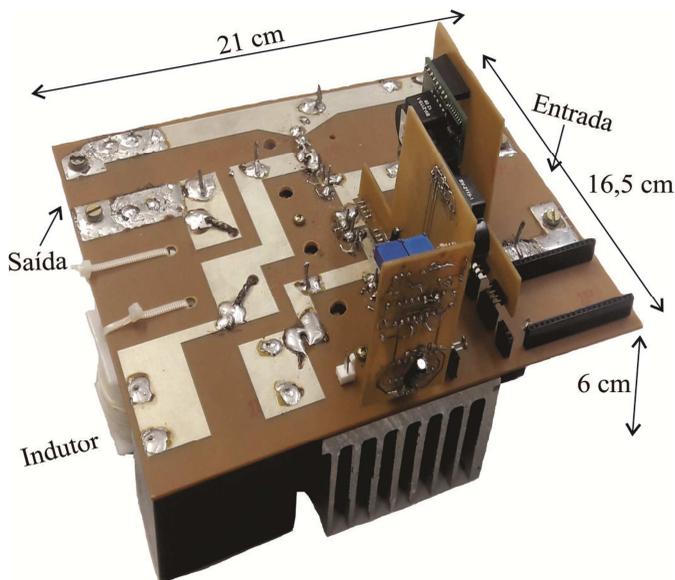


Figura 5.2 - Protótipo de 1 kW desenvolvido para ensaios experimentais na topologia Buck-2 da célula ativa de comutação.

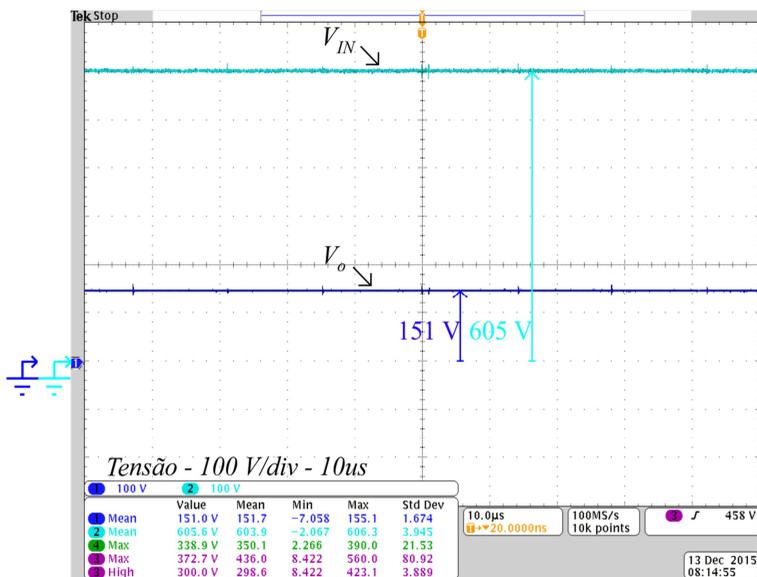


Figura 5.3 – Ganho da topologia Buck-2.

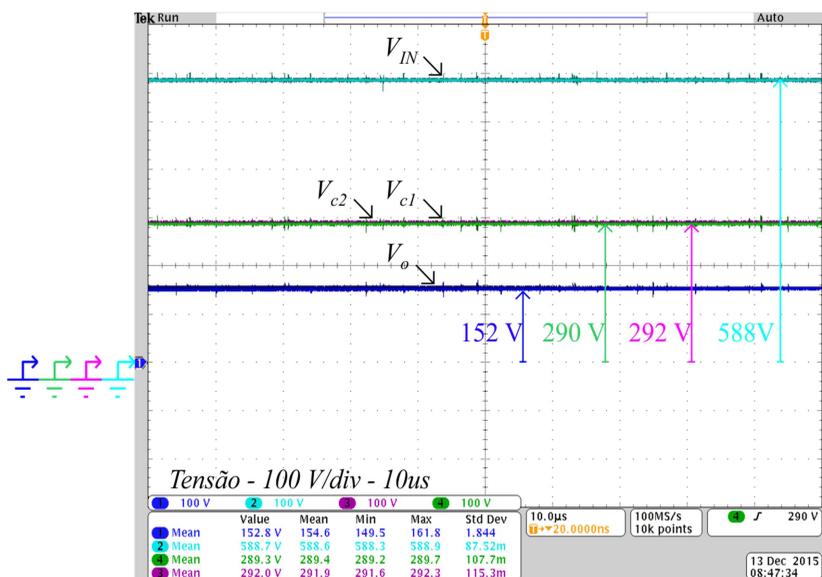


Figura 5.4 - Equilíbrio natural das tensões nos capacitores da célula para a estrutura Buck-2.

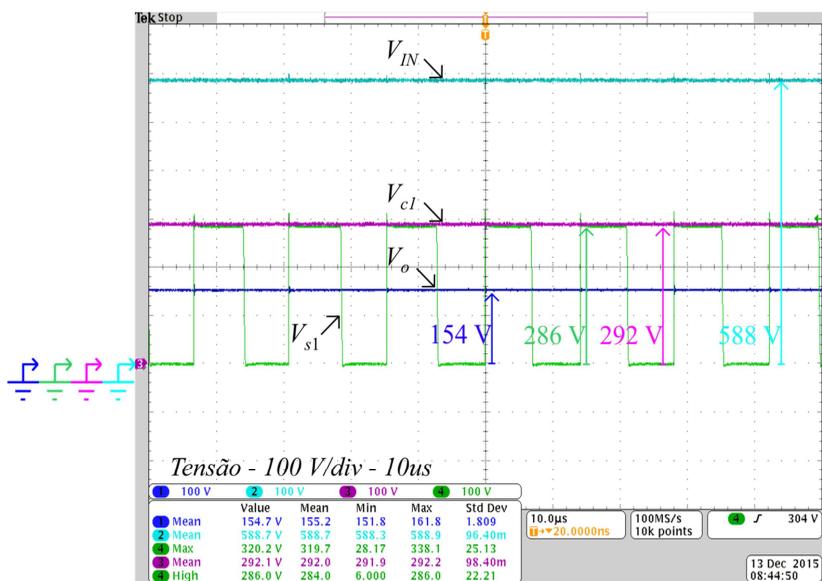


Figura 5.5 - Ganho da estrutura, tensão média no capacitor C_1 e tensão de bloqueio no interruptor S_1 .

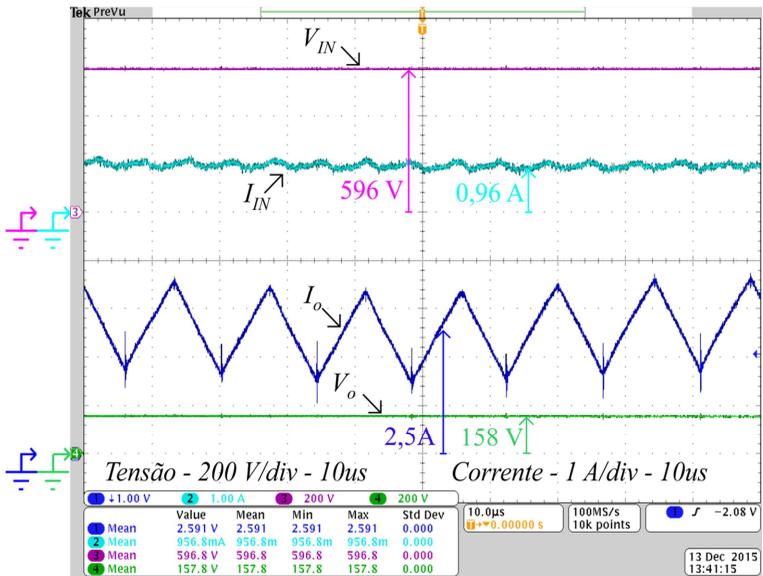


Figura 5.6 - Tensão e corrente de entrada e saída do circuito.

5.2.2 Ensaios para Variação na Razão Cíclica

A validação da característica completa de ganho da topologia Buck-2 foi realizada através de ensaios com variações na razão cíclica no intervalo de (0,3 ; 0,7) com passo de 0,1, de maneira que o ganho da estrutura alterasse entre (0,15 ; 0,35)pu. As Figura 5.7, Figura 5.8, Figura 5.9 e Figura 5.10 ilustram os resultados obtidos em laboratório. Como esperado, para uma variação na razão cíclica, diferentes níveis de ganho foram obtidos, mantendo-se as tensões nos capacitores C_1 , C_2 e C_3 equilibradas e a tensão de bloqueio dos semicondutores inalterada. Nota-se ainda uma pequena variação entre as tensões de entrada e saída do sistema, causada pela operação em malha aberta e por variações de carga. Um resumo dos resultados é apresentado na Tabela 5.5, onde é comparado o ganho teórico com o ganho prático da topologia. Como o conversor opera em malha aberta, uma variação paramétrica é obtida entre estes dois valores. Ainda assim, o conversor mostrou-se competitivo em aplicações com alta tensão de entrada e reduzido ganho de tensão, por apresentar resultados consistentes com a análise teórica.

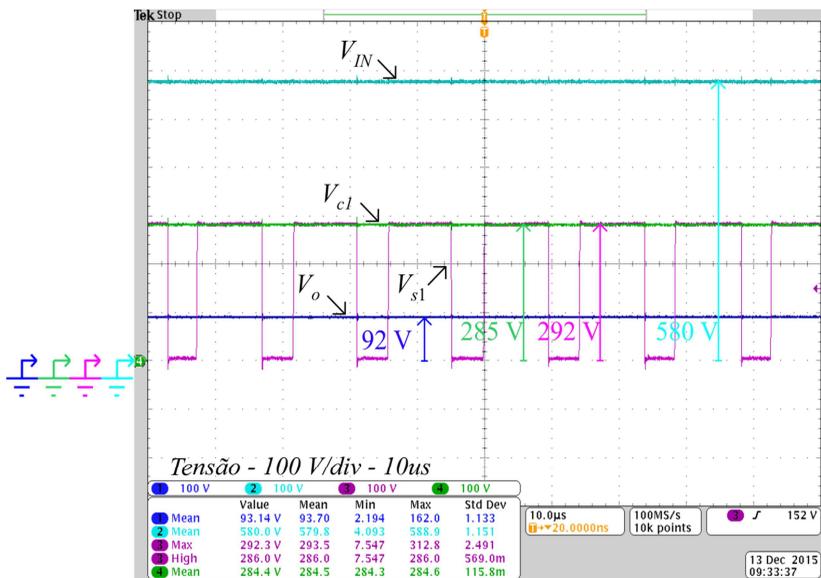


Figura 5.7 - Ganho da estrutura, tensão média no capacitor C_1 e tensão de bloqueio do interruptor S_1 para razão cíclica $D=0,3$.

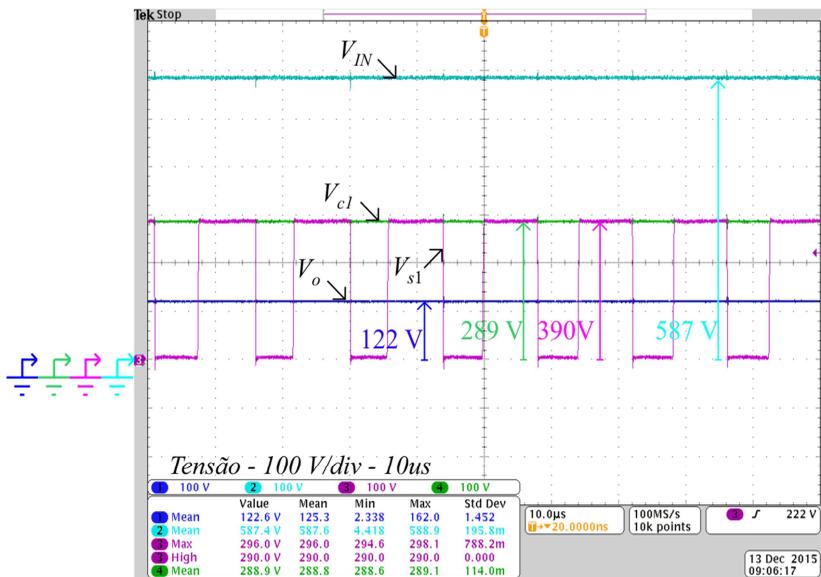


Figura 5.8 - Ganho da estrutura, tensão média no capacitor C_1 e tensão de bloqueio do interruptor S_1 para razão cíclica $D=0,4$.

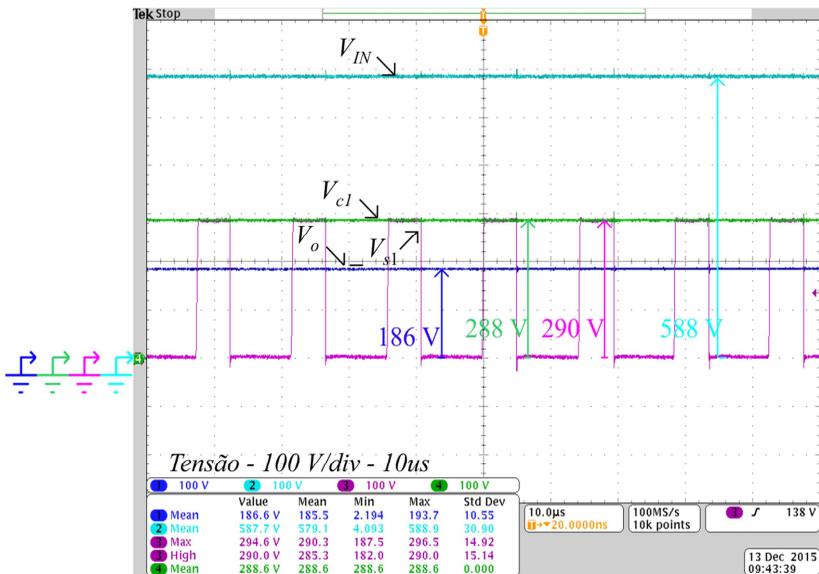


Figura 5.9 - Ganho da estrutura, tensão média no capacitor C_1 e tensão de bloqueio do interruptor S_1 para razão cíclica $D=0,6$.

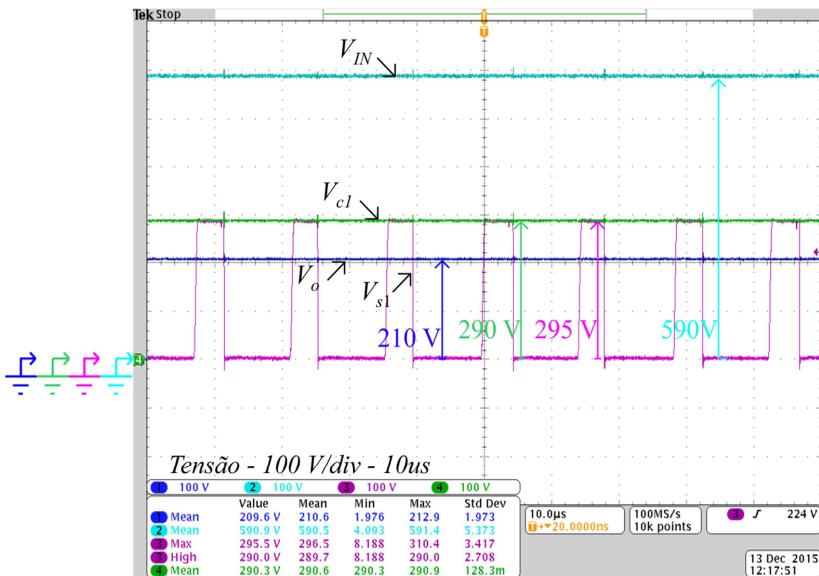


Figura 5.10 - Ganho da estrutura, tensão média no capacitor C_1 e tensão de bloqueio do interruptor S_1 para razão cíclica $D=0,7$.

Razão Cíclica	V_{IN} (V)	V_o (V)	V_{SI} (V)	Ganho Prático	Ganho Teórico
0,3	580	92	285	0,16	0,15
0,4	587	122	298	0,21	0,20
0,5	588	154	286	0,26	0,25
0,6	588	186	290	0,31	0,30
0,7	590	210	295	0,356	0,35

Tabela 5.5 - Resumo dos principais resultados experimentais da topologia Buck-2.

5.2.3 Eficiência e Regulação

Foram realizados ensaios de eficiência e regulação da topologia Buck-2 para os parâmetros nominais de projeto. Como pode ser verificado na Figura 5.11, uma eficiência elevada para uma ampla faixa de carga foi obtida, sendo que para carga nominal uma eficiência de aproximadamente 95% é verificada. Considerando a implementação prática de circuitos grampeadores passivos (verificados no esquemático completo no Apêndice J) no estágio de potência, tendo em vista a presença de sobretensões nos interruptores já citados, e os altos níveis de corrente (o que acarreta maiores perdas de condução nos dispositivos semicondutores), considera-se o resultado satisfatório e adequado com o projeto.

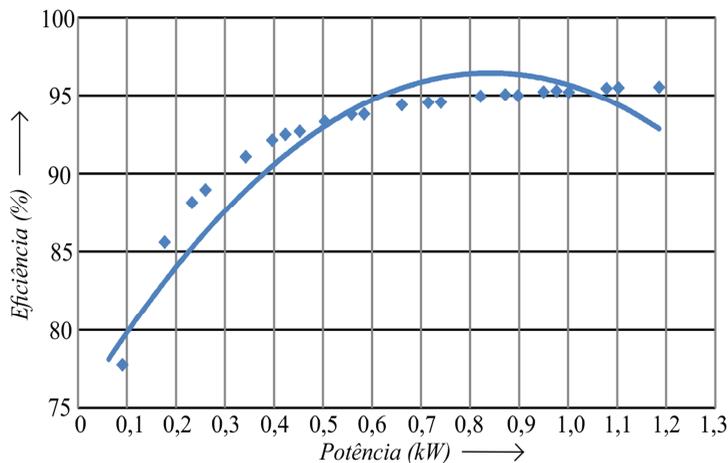


Figura 5.11 - Curva de eficiência da estrutura para as especificações nominais de projeto.

Nos cálculos teóricos, uma eficiência de 96,5% era esperada. Com a implementação dos circuitos grampeadores, este valor foi reduzido para aproximadamente 95,5% (perda de 1% nos grampeadores), o que remete a aproximadamente 10 W de perda (todos os semicondutores de potência foram grampeados).

É apresentado na Figura 5.12 um gráfico de regulação da estrutura, com operação em malha aberta. O nível de carga influi diretamente na queda de tensão imposta no circuito, de forma que quando maior o nível de carga do sistema, maiores serão os níveis de corrente e, portanto, maiores as perdas nos componentes, o que provoca uma maior queda de tensão do sistema. A regulação de tensão do conversor Buck-2 apresentou uma queda de aproximadamente 5,2% em toda sua faixa de operação.

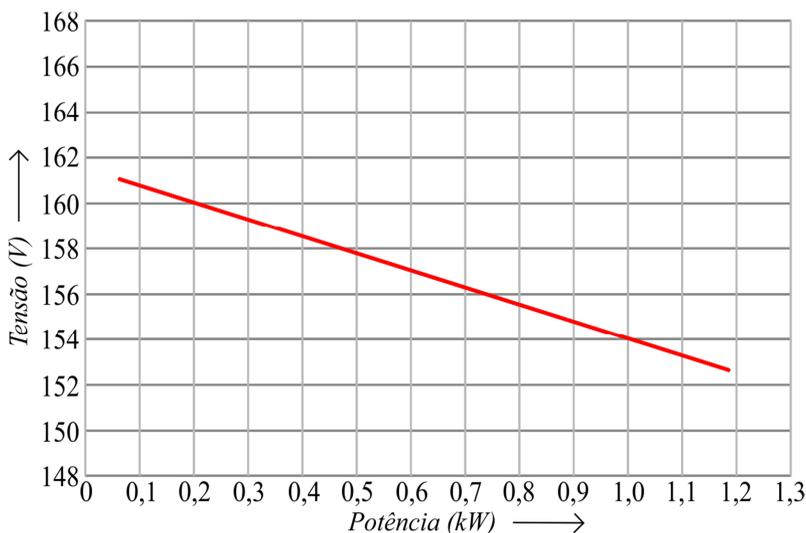


Figura 5.12 - Regulação do sistema para as especificações nominais de projeto.

Como já abordado anteriormente, 3 conversores podem ser derivados da célula ativa de comutação. Utilizando o protótipo desenvolvido para a topologia Buck-2, realizaram-se ajustes necessários para a validação experimental das demais topologias, resultados estes que serão dispostos a seguir.

5.3 Resultados Experimentais da Topologia Boost-2

A topologia Boost-2 derivada da célula ativa de comutação é uma topologia elevadora de tensão, que possui ganho quase linear num intervalo entre [1 ;2]. Para validação experimental desta topologia, um projeto simplificado foi proposto baseado no protótipo utilizado para os testes da topologia Buck-2.

As especificações do conversor Boost-2 são apresentadas na Tabela 5.6. Para validação do ganho da estrutura e suas principais características, formas de onda para uma variação de razão cíclica no intervalo de (0,3 ; 0,7) foram obtidas. Elas são dispostas nas Figura 5.13, Figura 5.14, Figura 5.15, Figura 5.16 e Figura 5.17. Os valores da tensão de entrada, tensão de saída, razão cíclica e ganho teórico e prático são resumidos na Tabela 5.7 para esses testes. Como pode ser verificada em todas as formas de onda expostas, a característica de ganho da topologia é validada, sendo que os valores obtidos e dispostos na Tabela 5.7 são adequados, quando comparados com os valores teóricos (comparação entre o ganho teórico e prático). Além disto, a tensão média dos capacitores da célula e, por consequência, a tensão de bloqueio dos semicondutores do estágio de potência, possuem valor de metade da tensão de saída, o que valida a análise por espaço de estados e valida a operação da célula de capacitor chaveado para diferentes valores de razão cíclica.

Variável	Valor
V_{IN}	300 V
D	0,5
Ganho	1,33
V_o	400 V
f_s	70 kHz

Tabela 5.6 - Especificações de projeto para a topologia Boost-2.

Razão Cíclica	V_{IN} (V)	V_o (V)	V_{S1} (V)	Ganho Prático	Ganho Teórico
0,3	298	360	180	1,208	1,176
0,4	298	382	193	1,282	1,25
0,5	301	403	200	1,338	1,333
0,6	291	435	216	1,495	1,43
0,7	294	467	232	1,588	1,538

Tabela 5.7 - Resumo dos principais resultados experimentais da topologia Boost-2.

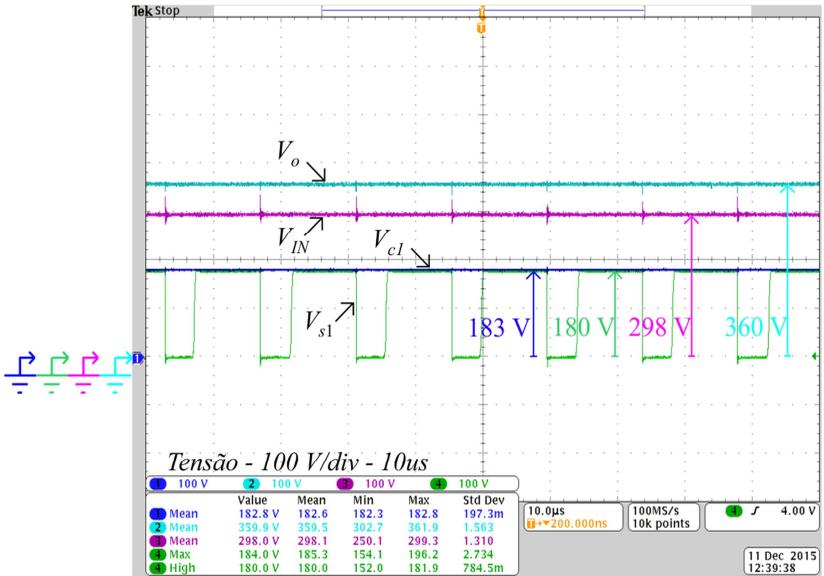


Figura 5.13 - Ganho da estrutura, tensão média no capacitor C_1 e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D=0,3$.

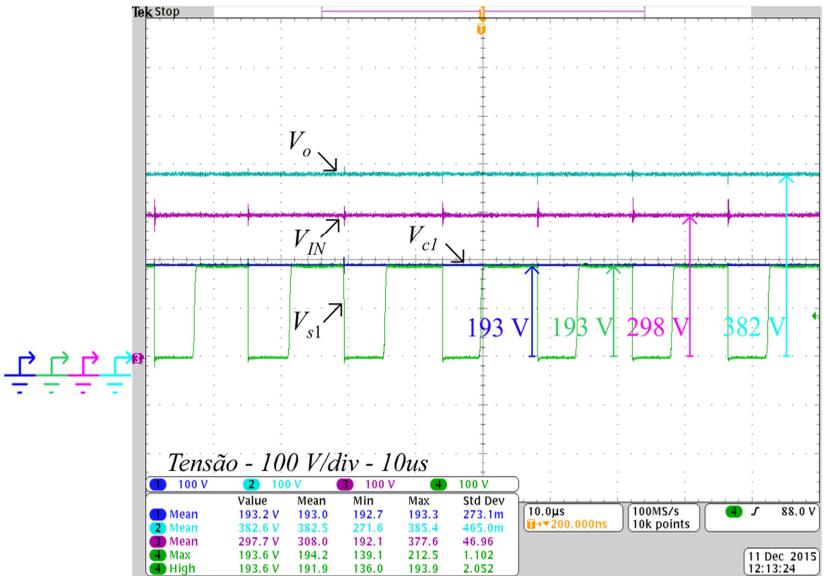


Figura 5.14 - Ganho da estrutura, tensão média no capacitor C_1 e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D=0,4$.

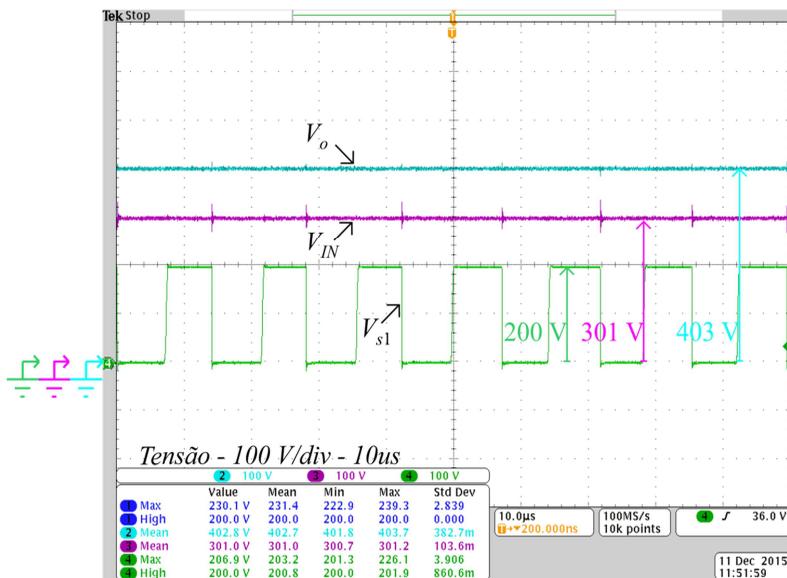


Figura 5.15 - Ganho da estrutura e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D=0,5$.

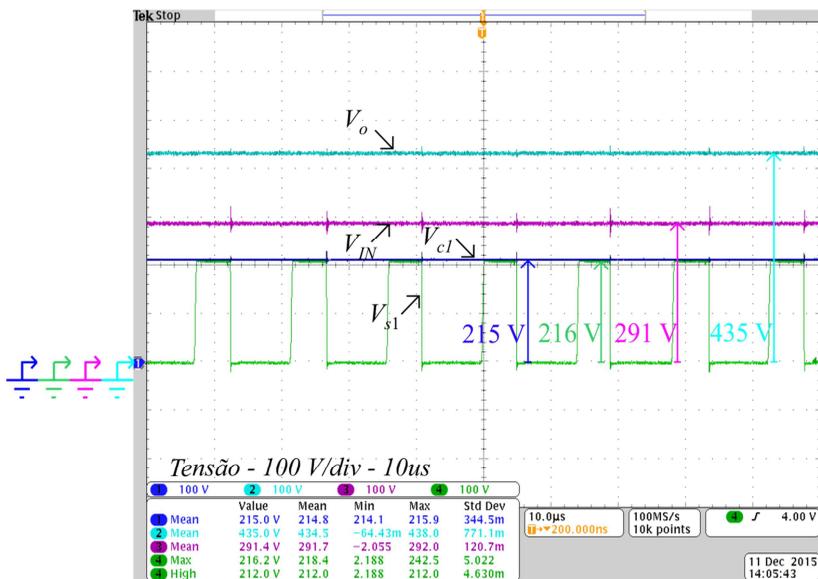


Figura 5.16 - Ganho da estrutura, tensão média no capacitor C_1 e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D=0,6$.

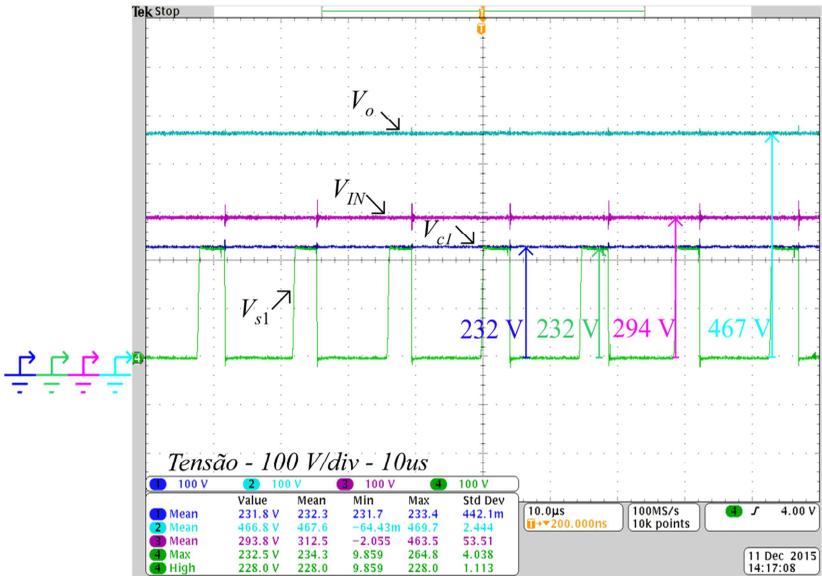


Figura 5.17 - Ganho da estrutura, tensão média no capacitor C_1 e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D=0,7$.

5.4 Resultados Experimentais da Topologia Buck-Boost-2

De maneira análoga ao proposto na seção anterior, uma especificação dos níveis de tensão e de potência foi proposta para a topologia Buck-Boost-2 para utilizar o protótipo desenvolvido para a topologia Buck-2 na validação desta topologia. Assim, a especificação de projeto é definida na Tabela 5.8.

Variável	Valor
V_{IN}	300 V
D	0,5
Ganho	0,333
V_o	100 V
f_s	70 kHz

Tabela 5.8 - Especificações de projeto para a topologia Buck-Boost-2.

Com o objetivo de validar experimentalmente o ganho da estrutura, testes com variação na razão cíclica num intervalo de (0,3 ; 0,7) foram realizados e os resultados dispostos nas Figura 5.18, Figura 5.19, Figura 5.20, Figura 5.21 e Figura 5.22. Nota-se que, como obtido analiticamente através da análise teórica do conversor, o ganho da estrutura para uma ampla faixa de razão cíclica é validado, como pode ser verificado na Tabela 5.9, que apresenta o resumo dos principais resultados experimentais. A tensão de bloqueio dos semicondutores do estágio de potência possui valor de metade da soma das tensões de entrada e de saída, sendo esta uma topologia com grande apelo por reduzir os esforços de tensão dos semicondutores.

Outro teste da topologia Buck-Boost-2 é mostrado na Figura 5.23, a qual ilustra o ganho da topologia e a tensão média no capacitor C_1 (para $D=0,5$). A estrutura mantém as tensões sobre os capacitores e os semicondutores igual à metade (200 V) da soma das tensões de entrada (300 V) e de saída (100 V).

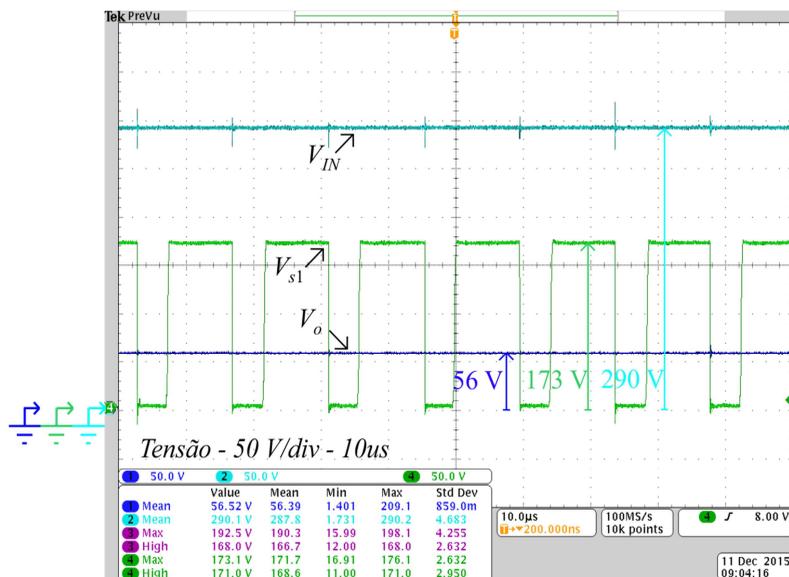


Figura 5.18 - Ganho da estrutura e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D=0,3$.

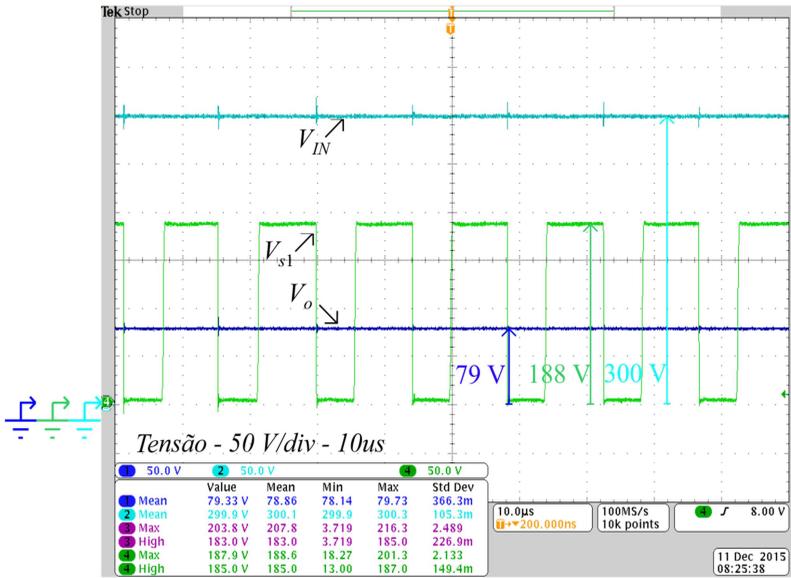


Figura 5.19 - Ganho da estrutura e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D=0,4$.

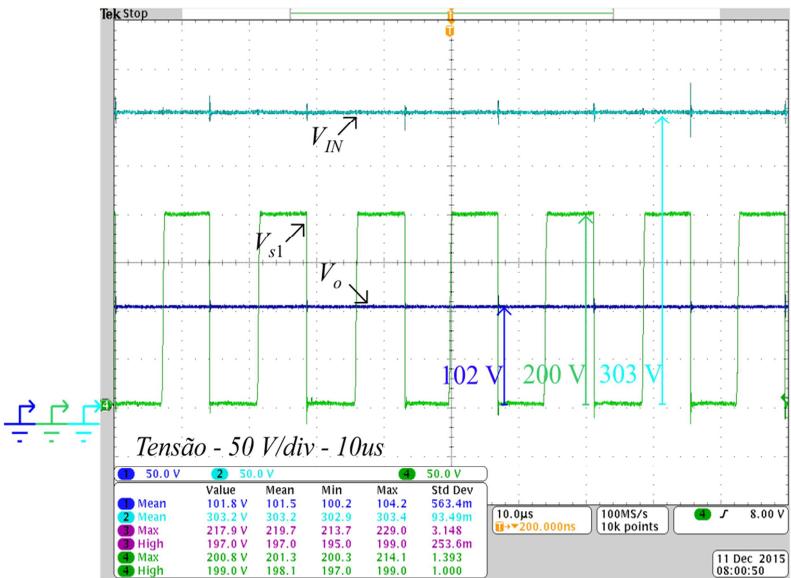


Figura 5.20 - Ganho da estrutura e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D=0,5$.

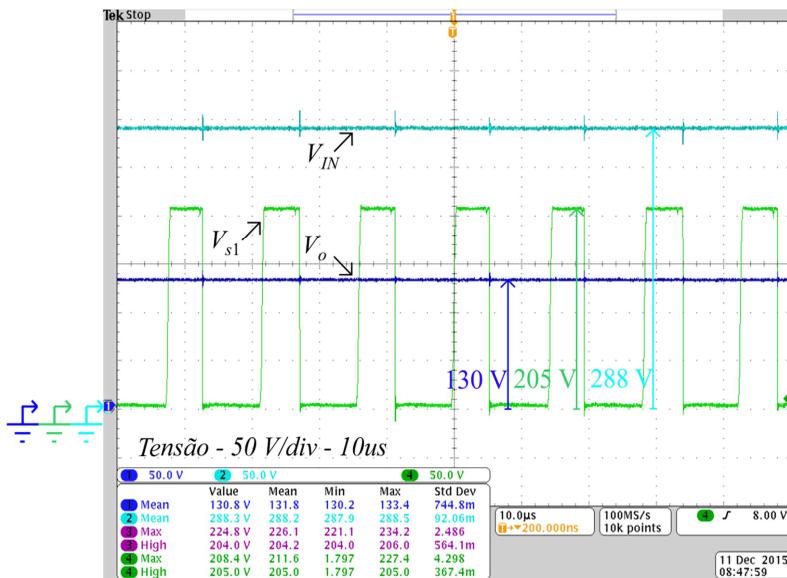


Figura 5.21 - Ganho da estrutura e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D=0,6$.

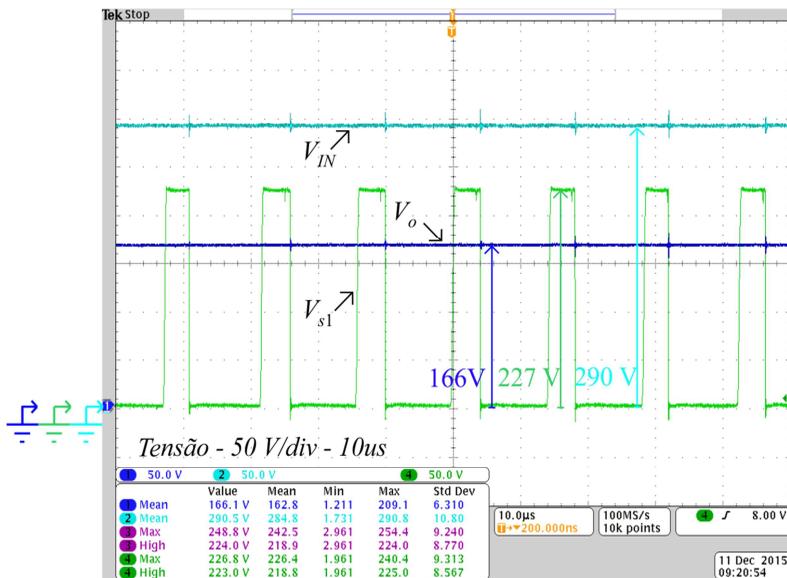


Figura 5.22 - Ganho da estrutura e tensão de bloqueio no interruptor S_1 para $D=0,7$.

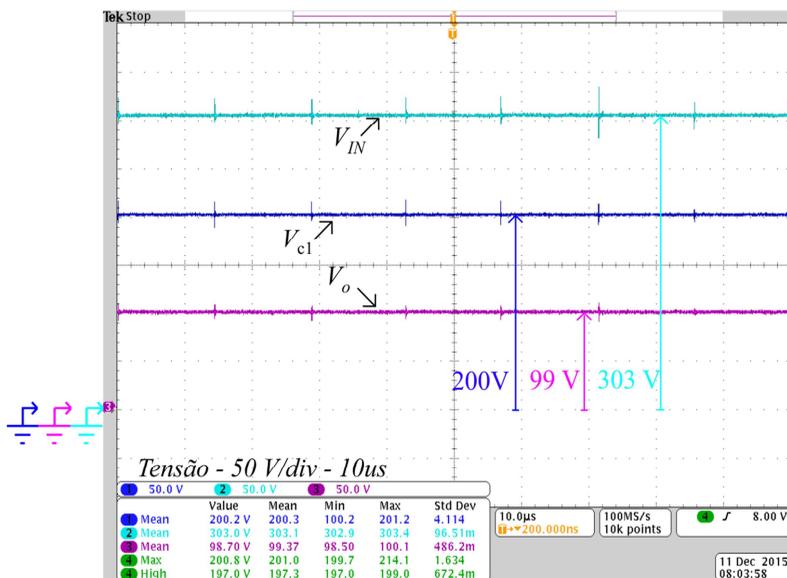


Figura 5.23 - Ganho da estrutura e tensão no capacitor C_1 para $D=0,5$.

Razão Cíclica	V_{IN} (V)	V_o (V)	V_{S1} (V)	Ganho Prático	Ganho Teórico
0,3	290	56	173	0,193	0,176
0,4	300	79	188	0,26	0,25
0,5	303	102	200	0,336	0,333
0,6	288	130	205	0,45	0,43
0,7	290	166	227	0,572	0,538

Tabela 5.9 - Resumo dos principais resultados experimentais da topologia Buck-Boost-2.

5.5 Considerações Finais

Este capítulo teve por objetivo apresentar resultados experimentais que corroborem a teoria das topologias derivadas da célula ativa de comutação do Capítulo 4. Esta célula é composta pela integração da célula genérica de comutação dos conversores básicos com uma célula ativa a capacitor chaveado, gerando, com isso, uma nova família de conversores CC-CC híbridos, com diferentes intervalos de ganho e características.

Como citado no decorrer do capítulo, um projeto foi proposto e implementado para validação da topologia Buck-2 derivada da célula e,

realizando ajustes nos níveis de tensão de entrada e potência, pode-se utilizar o mesmo protótipo para validação das topologias Boost-2 e Buck-Boost-2 derivadas da célula.

Resultados expressivos de rendimento e regulação foram apresentados para a topologia Buck-2, além das principais formas de onda da topologia. Ensaio com variação de razão cíclica foram realizados para todas as topologias derivadas da célula, sendo que a análise teórica proposta no capítulo 4 foi validada por significativos resultados dispostos nesse capítulo.

CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS

6.1 Conclusões

Esta dissertação propôs como objetivo o estudo de duas novas células de comutação que integram a célula genérica de comutação dos conversores clássicos (Buck, Boost e Buck-Boost) com duas células a capacitor chaveado. A primeira é uma célula passiva a capacitor chaveado, composta por capacitores e diodos (célula passiva de comutação). A segunda é uma célula ativa a capacitor chaveado, composta por capacitores e interruptores ativos (célula ativa de comutação). O estudo do número de conversores que são gerados a partir de uma célula de comutação é apresentado no início do Capítulo 2 e, a partir desse estudo, analisou-se as 6 topologias propostas no trabalho (3 topologias derivadas de cada célula de comutação).

A integração de conversores clássicos com células a capacitor chaveado gera novos conversores, definidos neste trabalho como conversores híbridos (integração entre os conceitos de acumulação indutiva/capacitiva). Os conversores híbridos podem alterar suas características de ganho e esforços de tensão com a adição de mais células a capacitor chaveado, conectadas na configuração *Ladder*. Assim, o trabalho define as estruturas, os ganhos e esforços de tensão para as estruturas genéricas de “M” células para os 6 conversores.

No Capítulo 1 realizou-se uma breve introdução ao tema e uma análise do estado da arte tanto da parte de conversores a capacitor chaveado quando das possíveis aplicabilidades dessas novas topologias em sistema já existentes.

No Capítulo 2, a célula passiva de comutação é estudada, de maneira que é apresentada sua origem, os conversores que são derivados desta célula, além da análise de ganho para os MCC e MCD. Foi proposta ainda uma generalização desta célula de maneira a expandir o nicho de aplicabilidade das mesmas. Por fim, uma análise por espaço de

estados também foi realizada, de maneira que, através desta, características de ganho e esforços de tensão e corrente são diretamente obtidos.

No Capítulo 3 foi proposto um projeto para validação experimental das topologias geradas a partir da célula passiva de comutação. O projeto foi desenvolvido para validação do ganho estático de todas as topologias e também para realização de ensaios de eficiência e regulação da topologia Buck-1. Como visto no decorrer deste, o rendimento para potência nominal de projeto foi de 99,08%. As topologias Boost-1 e Buck-Boost-1 também foram testadas e validadas experimentalmente.

No quarto Capítulo é apresentado a célula ativa de comutação, que tem sua origem na integração entre a célula genérica e uma célula ativa a capacitor chaveado. Como a análise realizada no Capítulo 2 aponta, três conversores são derivados de cada célula de comutação, sendo que a mesma análise teórica realizada para os conversores da célula passiva de comutação foi expandida para a célula em questão. Uma característica interessante da célula ativa de comutação é que a mesma não possui MCD. Uma eficiência de 95% foi obtida para a potência nominal (1 kW) de projeto.

No quinto Capítulo foi proposto um novo projeto para validação experimental das topologias geradas a partir da célula estudada no Capítulo 4. Um projeto foi realizado para implementação da topologia Buck-2, sendo que ensaios para validação da característica de ganho dessa estrutura foram realizados, além de testes de eficiência e regulação. As demais topologias da célula também foram testadas e resultados significativos em termos de validação da característica de ganho teórico foram apresentados, corroborando a análise proposta.

Os modelos dinâmicos, obtidos pelas matrizes de estados, foram apresentados e podem ser utilizados para desenvolver o controle das topologias apresentadas. Foi apresentado apenas as plantas de tensão das topologias, sendo que outras plantas podem ser obtidas diretamente da análise apresentada.

As topologias propostas apresentam a vantagem de proporcionar diferentes ganhos (quando comparados com as topologias tradicionais), operando com razão cíclica próximo de $D = 0,5$. Esta característica pode ser explorada quando desejam-se ganhos muito reduzidos (topologia Buck-2) ou ainda pequenos ajustes de tensão (topologia Buck-1), com estes operando com razão cíclica 0,5, sendo que, caso fosse

implementada a topologia clássica, razões cíclicas distintas deveriam ser utilizadas.

As topologias estudadas neste trabalho apresentam a característica principal de divisão igualitária dos esforços de tensão nos semicondutores do estágio de potência e ainda a possibilidade de variação de ganho pela conexão de mais células a capacitor chaveado (passivas ou ativas) no circuito, oferecendo, com isso, diferentes níveis de tensão na porta de saída. Em contrapartida, quanto mais células são conectadas ao sistema, maiores serão as perdas de condução e comutação do sistema, reduzindo a eficiência global. Essas topologias, ainda, apresentam uma reduzida densidade de potência quando comparados aos circuitos a capacitor chaveados puros pelo fato de apresentarem elementos indutivos no estágio de potência.

Ao analisar as duas células híbridas de comutação propostas neste trabalho, a ativa e a passiva, tem-se que elas são complementares em termos de ganho, como mostrado na Tabela 6.1.

Estrutura	Equacionamento	Ganho
<i>Buck-1</i>	$G_{Buck-1} = \frac{1+D}{2}$	[0,5 ; 1]
<i>Buck-2</i>	$G_{Buck-2} = \frac{D}{2}$	[0 ; 0,5]
<i>Boost-1</i>	$G_{Boost-1} = \frac{2}{1-D}$	[2 ; ∞)
<i>Boost-2</i>	$G_{Boost-2} = \frac{2}{2-D}$	[1 ; 2]
<i>Buck-Boost-1</i>	$G_{Buck-Boost-1} = \frac{1+D}{1-D}$	[1 ; ∞)
<i>Buck-Boost-2</i>	$G_{Buck-Boost-2} = \frac{D}{2-D}$	[0 ; 1]

Tabela 6.1 - Tabela comparativa dos ganhos, onde é mostra que as topologias de cada célula são complementares.

Baseado no estudo discutido nesta dissertação, conclui-se que a integração da célula tradicional de comutação com células a capacitor chaveado funciona adequadamente, tendo em vista os resultados experimentais obtidos para ambas as células propostas. O capacitor chaveado C_3 garante a divisão de tensão e o equilíbrio das tensões em todas as estruturas, mesmo quando modificados a razão cíclica e a

frequência de comutação do sistema.

6.2 Trabalhos Futuros

Como sugestão para trabalhos futuros, tem-se os seguintes tópicos:

- Consideração de outras não-idealidades na análise por espaço de estados dos conversores, a exemplo: resistência de condução do(s) interruptor(es), resistência série do indutor, capacitâncias intrínsecas inerentes dos componentes, e outras.
- Validação experimental da generalização proposta para todas as topologias abordadas neste trabalho.
- Testes em malha fechada nos conversores.
- Implementação de uma análise detalhada acerca da viabilidade de comutação suave nos interruptores da célula ativa de comutação, tendo em vista que houve a necessidade de introduzir grampeamento passivo. A constatação de sobretensões devido a indutâncias parasitas no *layout* de potência, causadas pela implementação de tempo morto entre os sinais *PWM1* e *PWM2* (para garantir que não houvesse curto-circuito de braço nos terminais dos capacitores da célula), justificam a necessidade dessa implementação.
- Projetar e testar experimentalmente as topologias geradas a partir da célula passiva de comutação no MCD, validando, com isso, toda a característica estática das estruturas.
- Expandir a análise por espaço de estados para as estruturas generalizadas para obtenção das expressões dos esforços de corrente dos semicondutores.

Referências

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] R. F. Coelho, “Concepção, Análise e Implementação de uma microrrede interligada à rede elétrica para alimentação ininterrupta de cargas cc a partir de fontes renováveis,” Doutorado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2013.
- [2] B. J. Hosticka, R. W. Brodersen e P. R. Gray, “MOS sampled data recursive filters using switched capacitor integrators,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 12, n. 6, pp. 600-608, 1977.
- [3] I. A. Young e D. Hodges, “MOS switched-capacitor analog sampled-data direct-form recursive filters,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 14, n. 6, pp. 1020-1033, 1979.
- [4] D. Tan, “Emerging System Applications and Technological Trends in Power Electronics,” *IEEE Power Electronics Magazine*, pp. 38-47, 2015.
- [5] M. Makowski e D. Maksimovic, “Performance limits of switched-capacitor DC-DC converters,” *26th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 2, pp. 1215-1221, 1995.
- [6] A. Ioinovici, “Switched-capacitor power electronics circuits,” *IEEE Circuits and Systems Magazine*, vol. 1, n. 3, pp. 37-42, 2001.
- [7] M. Seeman e S. Sanders, “Analysis and Optimization of Switched-Capacitor DC-DC Converters,” *IEEE Workshops on Computers in Power Electronics*, pp. 216-224, 2006.
- [8] F. Zhang, L. Du, F. Z. Peng e Z. Qian, “A New Design Method for High-Power High-Efficiency Switched-Capacitor DC-DC Converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, n. 2, pp. 832-840, 2008.
- [9] N. M. O. Pelan e O. Cornea, “Comparative Evaluation of Buck and Switched-Capacitor Hybrid Buck DC-DC Converters,” *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, pp. 1330-1335, 2012.
- [10] G. B. Martins, “Estudo de Conversores a Capacitor Chaveado,” Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2013.
- [11] J. W. Kimball, P. T. Krein e K. R. Cahill, “Modeling of Capacitor Impedance in Switching Converters,” *IEEE Power Electronics Letters*, vol. 3, n. 4, pp. 136-140, 2005.

- [12] S. Ben-Yaakov, "Behavioral Average Modeling and Equivalent Circuit Simulation of Switched Capacitor Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 632-636, 2012.
- [13] F. Ueno, T. Inoue, I. Oota e I. Harada, "Emergency power supply for small computer systems," *IEEE international Symposium on Circuits and Systems*, pp. 1065-1068, 1991.
- [14] A. Junussov e A. Ruderman, "Analysis of a Reconfigurable Fibonacci Switched Capacitor Converter with a Multiphase Balanced Switching," *IEEE 5th International Conference on Power Engineering Energy and Electrical Drives (POWERENG)*, 2015.
- [15] J. F. Dickson, "On-chip high-voltage generation in MNOS integrated circuits using an improved voltage multiplier technique," *IEEE Journal of Solid-State*, pp. 374-378, 1976.
- [16] A. Sarafianos e M. Steyaert, "Fully Integrated Wide Voltage Range Capacitive DC-DC Converters: The Folding Dickson Converter," *IEEE Journal of Solid-State*, vol. 50, n. 7, pp. 1560-1570, 2015.
- [17] B. Wu, S. Li, K. M. Smedley e S. Singer, "A Family of Two-Switch Boosting Switched-Capacitor Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, n. 10, pp. 5413-5424, 2015.
- [18] S. Xiong e S.-C. Tan, "Family of Cascaded High-Voltage-Gain Bidirectional Switched-Capacitor DC-DC Converters," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 6648-6654, 2015.
- [19] S. Hou, J. Chen, T. Sun e X. Bi, "Multi-input Step-up Converters Based on the Switched-Diode-Capacitor Voltage Accumulator," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, n. 1, pp. 381-393, 2016.
- [20] D. F. Cortez; G. Waltrich; J. Fraigneaud, H. Miranda e I. Barbi, "DC-DC Converter for Dual-Voltage Automotive Systems Based on Bidirectional Hybrid Switched-Capacitor Architectures" *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, n. 5, pp. 3296-3304, 2015.
- [21] C. Li, R. D. Zamora, C. Yao, L. Fu, A. Lang, H. Li, F. Guo e J. Wang, "A Family of High Gain Hybrid Switched Capacitor-Inductor dc-dc Circuits for Renewable Energy Applications," *ITEC Asia-Pacific*, 2014.
- [22] M. S. B. Ranjana, N. SreeramulaReddy e R. K. P. Kumar, "A Novel Non-Isolated High Step-Up DC-DC Converters for Photovoltaic Applications," *International Conference on Circuits, Power and Computing Technologies (ICCPCT)*, 2014.
- [23] W.-Y. Choi, J.-S. Yoo e J.-Y. Choi, "High Efficiency DC-DC Converter with High Step-Up Gain for Low PV Voltage Sources," *8th International Conference on Power Electronics (ECCE Asia)*, 2011.
- [24] A. Suganya e M. Sudhakaran, "Performance Analysis of High Step-Up DC-DC Converter for Photovoltaic (PV) System," *International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT)*, 2015.

- [25] M. Sahoo e K. S. Kumar, "High Gain Step-Up DC-DC Converter for DC Micro-grid Application," *7th International Conference on Information and Automation for Sustainability (ICIAfS)*, pp. 1-5, 2014.
- [26] Junfeng Liu; K. W. E. Cheng; Yuanmao Ye, "A Cascated Multilevel Inverter Based on Switched Capacitor for High-Frequency AC Power Distribution System" *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, n. 8, pp. 4219-4230, 2014.
- [27] C. Marouchos, M. Darwish, M. S. Moghadam e M. Georgiou, "A new Switched Capacitor Inverter for Stand Alone Photovoltaic Applications," *50th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*, pp. 1-4, 2015.
- [28] K. Zou, M. J. Scott e J. Wang, "Switched-Capacitor-Cell-Based Voltage Multipliers and DC-AC inverters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, n. 5, pp. 1598-1609, 2012.
- [29] N. C. D. Pont, M. D. Vecchia, G. Waltrich e T. B. Lazzarin, "Step-up inverter Conceived by the Integration between a Full-Bridge Inverter and a Switched Capacitor Converter," *IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference (COBEP) and 1st Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, 2015.
- [30] R. d. S. Santos, T. B. Lazzarin e I. Barbi, "A New Half-Bridge Hybrid Switched-Capacitor Inverter," *IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference (COBEP) and 1st Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, 2015.
- [31] M. J. Scott, K. Zou, E. Inoa, R. Duarte, Y. Huang e J. Wang, "Applications, A Gallium Nitride Switched-Capacitor Power Inverter for Photovoltaic," *Twenty-Seventh Annual IEEE Applied power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 46-52, 2012.
- [32] A.-V. Ho, T.-W. Chun, H.-H. Lee, H.-G. Kim e E.-C. Nho, "Inverters, Active Switched-Capacitor and Switched-Inductor Z-Source," *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2014.
- [33] D. Li, P. C. Loh, M. Zhu, F. Gao e F. Blaabjerg, "Inverters, Generalized Multicell Switched-Inductor and Switched-Capacitor Z-Source," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, n. 2, pp. 837-848, 2013.
- [34] M. Maccarini, "Retificador Monofásico com Fator de Potência Unitário de Alto Ganho Baseado em um Conversor Boost Híbrido," Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2013.
- [35] D. F. Cortez, "Família de Retificadores PWM Unidirecionais Três-Níveis Híbridos a Capacitor Chaveado com Elevado Fator de Potência," Doutorado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2015.
- [36] J. Rosas-Caro, J. Ramirez e P. Garcia-Vite, "Novel DC-DC Multilevel Boost Converter," *IEEE Power Electronics Specialists Conference*

- (PESC), pp. 2146-2151, 2008.
- [37] J. Rosas-Caro, J. Ramirez, F. Peng e A. Valderrabano, “A DC-DC multilevel boost converter,” *IET Power Electronics*, vol. 3, n. 1, pp. 129-137, 2010.
- [38] T. B. Lazzarin, R. L. Andersen, G. B. Martins e I. Barbi, “A 600 W Switched-capacitor AC-AC Converter for 220 V/110 V and 110 V/220 V Applications,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, n. 12, pp. 4821-4826, 2012.
- [39] T. B. Lazzarin, M. P. Moccelini e I. Barbi, “Split-phase switched-capacitor ac-ac converter,” *IET Power Electronics*, vol. 8, n. 6, pp. 918-928, 2015.
- [40] R. L. Andersen, T. B. Lazzarin e I. Barbi, “A 1 kW Step-Up/Step-Down Switched-Capacitor AC-AC Converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, n. 7, pp. 3329-3340, 2013.
- [41] M. D. Vecchia, T. B. Lazzarin e I. Barbi, “Estudo de Conversores Estáticos CA-CA Monofásicos e Trifásicos Baseados no Princípio do Capacitor Chaveado,” *Revista Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP)*, 2015.
- [42] T. B. Lazzarin, M. D. Vecchia e I. Barbi, “Experimental validation of a proposal for a 3.5 kVA three-phase magnetic-less solid-state autotransformer(SSAT) based on the switched-capacitor principle,” *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 993-998, 2015.
- [43] T. B. Lazzarin, R. L. Andersen e I. Barbi, “A Switched-Capacitor Three-Phase AC-AC Converter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, n. 2, pp. 735-745, 2015.
- [44] M. D. Vecchia, T. B. Lazzarin e I. Barbi, “A Three-Phase AC-AC Converter in Open-Delta Connection Based on Switched Capacitor Principle,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, n. 10, pp. 6035-6041, 2015.
- [45] M. D. Vecchia, “Conversor CA-CA Trifásico a Capacitor Chaveado com Conexão Delta-Aberto,” Trabalho de Conclusão de Curso, Programa de Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2014.

APÊNDICE A – PLANTAS DOS CONVERSORES DA CÉLULA PASSIVA DE COMUTAÇÃO

As plantas algébricas dos conversores Buck-1, Boost-1 e Buck-Boost-1 derivados da célula passiva de comutação são apresentadas, respectivamente, por (A.1), (A.2) e (A.3).

$$G_{V_o}(s)_{Buck-1} = \frac{\left[\begin{aligned} & (81C^2r_c^3 - 144C^2r_c^3D + 108C^2r_c^2DR_o) s^2 + \\ & 3V_{IN}(C_oR_o s + 1) \left(117Cr_c^2 - 36Cr_c^2D^2 - 144Cr_c^2D + 108Cr_cDR_o \right) s + \\ & (36r_c + 96D^2R_o - 96D^3R_o - 236r_cD^2 + 164r_cD^3 + 36r_cD) \end{aligned} \right]}{\left(\begin{aligned} & (27C^2r_c^2C_oR_oL) s^4 + \\ & \left(27Cr_cC_oR_oL + 9C^2r_c^3C_oR_oD \right) s^3 + \\ & \left(-9C^2r_c^3C_oR_o + 27C^2r_c^2L \right) s^2 + \\ & \left(27Cr_cL - 9C^2r_c^2 + 9C^2r_c^3D + 27C^2r_c^2R_o \right. \\ & \quad \left. + 24C_oR_oLD - 24C_oR_oLD^2 \right. \\ & \quad \left. + 9Cr_c^2C_oR_oD^2 - 9Cr_c^2C_oR_oD \right) s^2 + \\ & \left(24LD - 24LD^2 + 9Cr_c^2D^2 + 27Cr_cR_o \right) \\ & \quad \left. + 9r_cC_oR_o - 9Cr_c^2D + 41r_cC_oR_oD^2 \right) s + \\ & \left(-16r_cC_oR_oD^3 - 34r_cC_oR_oD \right) \\ & \left(9r_c - 24R_oD^2 + 41r_cD^2 \right) \\ & \left(-16r_cD^3 + 24R_oD - 34r_cD \right) \end{aligned} \right)} \quad (A.1)$$

$$\begin{aligned}
G_{V_0}(s)_{Boost-1} = & \frac{3R_o V_{IN}(C r_c s + 1) \left[\begin{aligned} & \left(9C^2 r_c^2 L + 18C^2 r_c^2 LD \right) s^3 \\ & \left(\begin{aligned} & +6CLr_c - 6C^2 r_c^3 D^2 + 12CLDr_c \\ & +12C^2 R_o D^2 r_c^2 - 6C^2 R_o D^3 r_c^2 \\ & +12C^2 Dr_c^3 - 6C^2 R_o Dr_c^2 - 6C^2 r_c^3 \end{aligned} \right) s^2 + \\ & \left(\begin{aligned} & 16LD^2 - 16LD^3 - 12Cr_c^2 - 24Cr_c^2 D^2 \\ & +30Cr_c^2 D + 14CR_o r_c D^2 - 10CR_o r_c D^3 \\ & -6CR_o r_c D + 2CR_o r_c D^4 + 6Cr_c^2 D^3 \end{aligned} \right) s + \\ & \left(\begin{aligned} & 6r_c D^3 - 18r_c D^2 - 6r_c + 18r_c D \\ & -4R_o D^2 + 12R_o D^3 - 12R_o D^4 + 4R_o D^5 \end{aligned} \right) \end{aligned} \right]}{(D-1) \left(3r_c + 2R_o D - 2R_o D^2 \right) \left[\begin{aligned} & \left(9C^3 C_o LR_o r_c^3 \right) s^5 \\ & \left(\begin{aligned} & 9C^3 Lr_c^3 + 3C^3 C_o R_o r_c^4 + 6C^3 LR_o r_c^2 \\ & -3C^3 C_o R_o r_c^4 D + 18C^2 C_o LR_o r_c^2 \end{aligned} \right) s^4 + \\ & \left(\begin{aligned} & 2C^2 LR_o r_c D - 3C^3 r_c^4 D + 18C^2 r_c^2 L + 6C^3 r_c^3 R_o \\ & +9C^2 r_c^3 C_o R_o + 4C^3 r_c^3 R_o D^2 - 10C^3 r_c^3 R_o D \\ & +6C^2 LR_o r_c - 12C^2 C_o R_o Dr_c^3 - 2C^2 LR_o r_c D^2 \\ & +3C_o C^2 R_o r_c^3 D^2 + 9CC_o LR_o r_c + 3C^3 r_c^4 \\ & -8CC_o LR_o D^2 r_c + 8C_o CLr_c R_o D \end{aligned} \right) s^3 + \\ & \left(\begin{aligned} & 9C^2 r_c^3 + 9Cr_c L + 3C^2 r_c^3 D^2 + 12C^2 r_c^2 R_o \\ & +8CLDr_c + 14C^2 r_c^2 R_o D^2 - 2C^2 r_c^2 R_o D^3 \\ & -6CLR_o D^2 - 8C_o LR_o D^2 - 8CLr_c D^2 \\ & +9C_o CR_o r_c^2 - 24C^2 R_o r_c^2 D + 6CLR_o D \\ & +8C_o LR_o D + 6C_o Cr_c^2 R_o D^2 \\ & -15C_o Cr_c^2 R_o D - 12C^2 r_c^3 D \end{aligned} \right) s^2 + \\ & \left(\begin{aligned} & 8LD - 8LD^2 + 9Cr_c^2 + 6Cr_c^2 D^2 \\ & -15Cr_c^2 D + 6Cr_c R_o + 3C_o r_c R_o \\ & +4Cr_c R_o D^2 + 4Cr_c R_o D^3 + 3C_o r_c R_o D^2 \\ & -12Cr_c R_o D - 6C_o r_c R_o D - 2Cr_c R_o D^4 \end{aligned} \right) s + \\ & \left(\begin{aligned} & 3r_c + 2R_o D + 3r_c D^2 + 6R_o D^3 \\ & -2R_o D^4 - 6R_o D^2 - 6r_c D \end{aligned} \right) \end{aligned} \right]} \tag{A.2}
\end{aligned}$$

$$G_{V_o}(s)_{\text{BuckBoost-1}} = \frac{R_o V_{IV} (Cr_c s + 1) \left[\begin{array}{l} (9C^2 r_c^2 L + 18C^2 r_c^2 LD) s^3 \\ \left(\begin{array}{l} +6CLr_c - 6C^2 r_c^2 D^2 + 12CLDr_c \\ +12C^2 R_o D^2 r_c^2 - 6C^2 R_o D^3 r_c^2 \\ +12C^2 Dr_c^3 - 6C^2 R_o Dr_c^2 - 6C^2 r_c^3 \end{array} \right) s^2 + \\ \left(\begin{array}{l} 16LD^2 - 16LD^4 - 21Cr_c^2 - 9Cr_c^2 D^2 \\ -15Cr_c^2 D^3 + 6Cr_c^2 D^4 + 39Cr_c^2 D \\ +28CR_o r_c D^2 + 4CR_o r_c D^4 + 12CR_o r_c D \end{array} \right) s + \\ \left(\begin{array}{l} 18r_c D^2 - 30r_c D^3 - 6r_c + 12r_c D^4 + 6r_c D \\ -8R_o D^2 + 24R_o D^3 - 24R_o D^4 + 8R_o D^5 \end{array} \right) \end{array} \right]}{(D-1)(3r_c + 2R_o D - 2R_o D^2) \left[\begin{array}{l} (9C^3 C_o LR_o r_c^3) s^5 \\ \left(\begin{array}{l} 9C^3 Lr_c^3 + 3C^3 C_o R_o r_c^4 + 6C^3 LR_o r_c^2 \\ -3C^3 C_o R_o r_c^4 D + 18C^2 C_o LR_o r_c^2 \end{array} \right) s^4 + \\ \left(\begin{array}{l} 2C^2 LR_o r_c D - 3C^3 r_c^4 D + 18C^2 r_c^2 L + 6C^3 r_c^3 R_o \\ +9C^2 r_c^3 C_o R_o + 4C^3 r_c^3 R_o D^2 - 10C^3 r_c^3 R_o D \\ +6C^2 LR_o r_c - 12C^2 C_o R_o Dr_c^3 - 2C^2 LR_o r_c D^2 \\ +3C_o C^2 R_o r_c^3 D^2 + 9CC_o LR_o r_c + 3C^3 r_c^4 \\ -8CC_o LR_o D^2 r_c + 8C_o CLr_c R_o D \end{array} \right) s^3 + \\ \left(\begin{array}{l} 9C^2 r_c^3 + 9Cr_c L + 3C^2 r_c^2 D^2 + 12C^2 r_c^2 R_o \\ +8CLDr_c + 14C^2 r_c^2 R_o D^2 - 2C^2 r_c^2 R_o D^3 \\ -6CLR_o D^2 - 8C_o LR_o D^2 - 8CLr_c D^2 \\ +9C_o CR_o r_c^2 - 24C^2 R_o r_c^2 D + 6CLR_o D \\ +8C_o LR_o D + 6C_o Cr_c^2 R_o D^2 \\ -15C_o Cr_c^2 R_o D - 12C^2 r_c^3 D \end{array} \right) s^2 + \\ \left(\begin{array}{l} 8LD - 8LD^2 + 9Cr_c^2 + 6Cr_c^2 D^2 \\ -15Cr_c^2 D + 6Cr_c R_o + 3C_o r_c R_o \\ +4Cr_c R_o D^2 + 4Cr_c R_o D^3 + 3C_o r_c R_o D^2 \\ -12Cr_c R_o D - 6C_o r_c R_o D - 2Cr_c R_o D^4 \end{array} \right) s + \\ \left(\begin{array}{l} 3r_c + 2R_o D + 3r_c D^2 + 6R_o D^3 \\ -2R_o D^4 - 6R_o D^2 - 6r_c D \end{array} \right) \end{array} \right]} \tag{A.3}$$

APÊNDICE B – PLANILHA DE ESFORÇOS DE TENSÃO E CORRENTE DO CONVERSOR BUCK-1



INSTITUTO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA



Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica
Centro Tecnológico Científico

UNIVERSIDADE DE SANTA CATARINA

Cálculo dos esforços de corrente e tensão na estrutura BUCK - 1

Acadêmico: Maurício Dalla Vecchia

Definição dos coeficientes matriciais da primeira etapa de operação:

Equações auxiliares:

$$v_L' = L \frac{\partial i_L}{\partial t} = a_{11x} i_L + a_{12x} v_{C1} + a_{13x} v_{C2} + a_{14x} v_{C3} + a_{15x} v_o + b_{1x} v_{IN} \quad (1)$$

$$i_{C1}' = C_1 \frac{\partial v_{C1}}{\partial t} = a_{21x} i_L + a_{22x} v_{C1} + a_{23x} v_{C2} + a_{24x} v_{C3} + a_{25x} v_o + b_{21x} v_{IN} \quad (2)$$

$$i_{C2}' = C_2 \frac{\partial v_{C2}}{\partial t} = a_{31x} i_L + a_{32x} v_{C1} + a_{33x} v_{C2} + a_{34x} v_{C3} + a_{35x} v_o + b_{31x} v_{IN} \quad (3)$$

$$i_{C3}' = C_3 \frac{\partial v_{C3}}{\partial t} = a_{41x} i_L + a_{42x} v_{C1} + a_{43x} v_{C2} + a_{44x} v_{C3} + a_{45x} v_o + b_{41x} v_{IN} \quad (4)$$

$$i_{C0}' = C_o \frac{\partial v_o}{\partial t} = a_{51x} i_L + a_{52x} v_{C1} + a_{53x} v_{C2} + a_{54x} v_{C3} + a_{55x} v_o + b_{51x} v_{IN} \quad (5)$$

Equacionamento do Estado Topológico:

$$V_L = V_{IN} - V_o \quad (6)$$

$$V_{IN} = i_{C1} r_C + V_{C1} + i_{C2} r_C + V_{C2} \quad (7)$$

$$i_{C2} = i_{C1} + i_{C3} \quad (8)$$

$$i_{C1} r_C + V_{C1} = i_{C3} r_C + V_{C3} \quad (9)$$

$$i_L = i_{C0} + i_{R0} \quad (10)$$

Algebrizando as equações acima, obtêm-se os coeficientes matriciais definidos nas equações (1) à (5).

Equação (1):

$$a_{11x} := 0 \quad a_{12x} := 0 \quad a_{13x} := 0 \quad a_{14x} := 0 \quad a_{15x} := -1 \quad b_{11x} := 1$$

Equação (2):

$$a_{21x} := 0 \quad a_{22x}(r_c) := \frac{-2}{3r_c} \quad a_{23x}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{24x}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{25x} := 0 \quad b_{21x}(r_c) := \frac{1}{3r_c}$$

Equação (3):

$$a_{31x} := 0 \quad a_{32x}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{33x}(r_c) := \frac{-2}{3r_c} \quad a_{34x}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{35x} := 0 \quad b_{31x}(r_c) := \frac{2}{3r_c}$$

Equação (4):

$$a_{41x} := 0 \quad a_{42x}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{43x}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{44x}(r_c) := \frac{-2}{3r_c} \quad a_{45x} := 0 \quad b_{41x}(r_c) := \frac{1}{3r_c}$$

Equação (5):

$$a_{51x} := 1 \quad a_{52x} := 0 \quad a_{53x} := 0 \quad a_{54x} := 0 \quad a_{55x}(R_o) := \frac{-1}{R_o} \quad b_{51x} := 0$$

Definição dos coeficientes matriciais da segunda etapa de operação:

Equações auxiliares:

$$v_L' = L \frac{\partial i_L}{\partial t} = a_{11y} i_L + a_{12y} v_{C1} + a_{13y} v_{C2} + a_{14y} v_{C3} + a_{15y} v_o + b_{11y} v_{IN} \quad (11)$$

$$i_{C1}' = C_1 \frac{\partial v_{C1}}{\partial t} = a_{21y} i_L + a_{22y} v_{C1} + a_{23y} v_{C2} + a_{24y} v_{C3} + a_{25y} v_o + b_{21y} v_{IN} \quad (12)$$

$$i_{C2}' = C_2 \frac{\partial v_{C2}}{\partial t} = a_{31y} i_L + a_{32y} v_{C1} + a_{33y} v_{C2} + a_{34y} v_{C3} + a_{35y} v_o + b_{31y} v_{IN} \quad (13)$$

$$i_{C3}' = C_3 \frac{\partial v_{C3}}{\partial t} = a_{41y} i_L + a_{42y} v_{C1} + a_{43y} v_{C2} + a_{44y} v_{C3} + a_{45y} v_o + b_{41y} v_{IN} \quad (14)$$

$$i_{C_o}' = C_o \frac{\partial v_{C_o}}{\partial t} = a_{51y} i_L + a_{52y} v_{C1} + a_{53y} v_{C2} + a_{54y} v_{C3} + a_{55y} v_o + b_{51y} v_{IN} \quad (15)$$

Equacionamento do Estado Topológico:

$$V_L = i_{C2}r_C + V_{C2} - V_o \quad (16)$$

$$V_{IN} = i_{C1}r_C + V_{C1} + i_{C2}r_C + V_{C2} \quad (17)$$

$$i_{C1} = i_{C2} + i_{C3} + i_L \quad (18)$$

$$i_{C2}r_C + V_{C2} = i_{C3}r_C + V_{C3} \quad (19)$$

$$i_L = i_{C0} + i_{R0} \quad (20)$$

Algebrizando as equações acima, obtêm-se os coeficientes matriciais definidos nas equações (11) à (15).

Equação (11):

$$a_{11y}(r_c) := \frac{r_c}{3} \quad a_{12y} := \frac{-1}{3} \quad a_{13y} := \frac{1}{3} \quad a_{14y} := \frac{1}{3} \quad a_{15y} := -1 \quad b_{11y} := \frac{1}{3}$$

Equação (12):

$$a_{21y} := \frac{1}{3} \quad a_{22y}(r_c) := \frac{-2}{3r_c} \quad a_{23y}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{24y}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{25y} := 0 \quad b_{21y}(r_c) := \frac{2}{3r_c}$$

Equação (13):

$$a_{31y} := \frac{-1}{3} \quad a_{32y}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{33y}(r_c) := \frac{-2}{3r_c} \quad a_{34y}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{35y} := 0 \quad b_{31y}(r_c) := \frac{1}{3r_c}$$

Equação (14):

$$a_{41y} := \frac{-1}{3} \quad a_{42y}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{43y}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{44y}(r_c) := \frac{-2}{3r_c} \quad a_{45y} := 0 \quad b_{41y}(r_c) := \frac{1}{3r_c}$$

Equação (15):

$$a_{51y} := 1 \quad a_{52y} := 0 \quad a_{53y} := 0 \quad a_{54y} := 0 \quad a_{55y}(R_o) := \frac{-1}{R_o} \quad b_{51y} := 0$$

Através do equacionamento matemática proposto no capítulo, tem-se a definição dos valores médios das variáveis de estado de corrente no indutor L e tensão nos capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_0 .

$$i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \frac{12 \cdot V_{IN} \cdot D \cdot (1 + D)}{24D \cdot R_o + r_c \cdot [9 + D \cdot (16D - 25)]} \quad \text{Corrente no indutor L}$$

$$V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \frac{V_{IN} \cdot [12D \cdot R_o + r_c \cdot [9 + D \cdot (5D - 11)]]}{24D \cdot R_o + r_c \cdot [9 + D \cdot (16D - 25)]} \quad \text{Tensão no capacitor } C_1$$

$$V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \frac{V_{IN} \cdot D \cdot [12 \cdot R_o + r_c \cdot (11D - 14)]}{24D \cdot R_o + r_c \cdot [9 + D \cdot (16D - 25)]} \quad \text{Tensão no capacitor } C_2$$

$$V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \frac{V_{IN} \cdot D \cdot [12 \cdot R_o + r_c \cdot (14D - 11)]}{24D \cdot R_o + r_c \cdot [9 + D \cdot (16D - 25)]} \quad \text{Tensão no capacitor } C_3$$

$$V_{Co}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \frac{12V_{IN} \cdot R_o \cdot D \cdot (1 + D)}{24D \cdot R_o + r_c \cdot [9 + D \cdot (16D - 25)]} \quad \text{Tensão no capacitor } C_o$$

Cálculo dos Esforços de corrente nos capacitores C_1 , C_2 e C_3 .

Capacitor C_1 :

Primeira etapa:

Calcula-se a corrente no capacitor C_1 substituindo os coeficientes matriciais referentes a primeira etapa de operação e os valores médios das variáveis de estado na equação (2)

$$i_{C1x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \begin{pmatrix} a_{21x} \cdot i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{22x}(r_c) \cdot V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{23x}(r_c) \cdot V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{24x}(r_c) \cdot V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{25x} \cdot V_{Co}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + b_{21x}(r_c) \cdot V_{IN} \end{pmatrix}$$

$$i_{C1x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \text{ simplify} \rightarrow \frac{3 \cdot V_{IN} \cdot (D^2 - 1)}{9 \cdot r_c + 16 \cdot D^2 \cdot r_c + 24 \cdot D \cdot R_o - 25 \cdot D \cdot r_c}$$

Segunda etapa:

Calcula-se a corrente no capacitor C_1 substituindo os coeficientes matriciais referentes a segunda etapa de operação e os valores médios das variáveis de estado na equação (12)

$$i_{C1y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \begin{pmatrix} a_{21y} \cdot i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{22y}(r_c) \cdot V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{23y}(r_c) \cdot V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{24y}(r_c) \cdot V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{25y} \cdot V_{Co}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + b_{21y}(r_c) \cdot V_{IN} \end{pmatrix}$$

$$i_{C1y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \text{ simplify} \rightarrow \frac{3 \cdot D \cdot V_{IN} \cdot (D + 1)}{9 \cdot r_c + 16 \cdot D^2 \cdot r_c + 24 \cdot D \cdot R_o - 25 \cdot D \cdot r_c}$$

Corrente Eficaz:

$$i_{C1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{C1x}(V_{IN}, D, R_o, r_c)^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{C1y}(V_{IN}, D, R_o, r_c)^2 dt \right)}$$

$$i_{C1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) \text{ simplify} \rightarrow 3 \cdot \sqrt{\frac{D \cdot V_{IN}^2 \cdot (D - 1) \cdot (D + 1)^2}{(9 \cdot r_c + 16 \cdot D^2 \cdot r_c + 24 \cdot D \cdot R_o - 25 \cdot D \cdot r_c)^2}}$$

Substituindo a definição de V_{IN} retirada da equação de corrente do indutor e, desconsiderando a influência de r_c no sistema, tem-se que:

$$i_{C1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) \begin{cases} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{2 \cdot R_o \cdot I_L}{1 + D} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{cases} \rightarrow \sqrt{\frac{I_L^2 \cdot (D - 1)}{4}} \cdot \frac{1}{D}$$

$$i_{C1eficaz}(I_L, D) = \frac{I_L}{4} \cdot \sqrt{\frac{1 - D}{D}}$$

Capacitor C_2 :

Primeira etapa:

Calcula-se a corrente no capacitor C_2 substituindo os coeficientes matriciais referentes a primeira etapa de operação e os valores médios das variáveis de estado na equação (3)

$$i_{C2x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \begin{pmatrix} a_{31x} \cdot i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{32x}(r_c) \cdot V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{33x}(r_c) \cdot V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{34x}(r_c) \cdot V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{35x} \cdot V_{Co}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + b_{31x}(r_c) \cdot V_{IN} \end{pmatrix}$$

$$i_{C2x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \text{ simplify} \rightarrow \frac{3 \cdot V_{IN} - 3 \cdot D^2 \cdot V_{IN}}{9 \cdot r_c + 16 \cdot D^2 \cdot r_c + 24 \cdot D \cdot R_o - 25 \cdot D \cdot r_c}$$

Segunda etapa:

Calcula-se a corrente no capacitor C_2 substituindo os coeficientes matriciais referentes a segunda etapa de operação e os valores médios das variáveis de estado na equação (13)

$$i_{C2y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \begin{pmatrix} a_{31y} \cdot i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{32y}(r_c) \cdot V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{33y}(r_c) \cdot V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{34y}(r_c) \cdot V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{35y} \cdot V_{Co}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + b_{31y}(r_c) \cdot V_{IN} \end{pmatrix}$$

$$i_{C2y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \text{ simplify} \rightarrow \frac{3 \cdot D \cdot V_{IN} \cdot (D + 1)}{9 \cdot r_c + 16 \cdot D^2 \cdot r_c + 24 \cdot D \cdot R_o - 25 \cdot D \cdot r_c}$$

Corrente Eficaz:

$$i_{C2ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{C2x}(V_{IN}, D, R_o, r_c)^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{C2y}(V_{IN}, D, R_o, r_c)^2 dt \right)}$$

$$i_{C2ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) \text{ simplify} \rightarrow 3 \cdot \sqrt{\frac{D \cdot V_{IN}^2 \cdot (D - 1) \cdot (D + 1)^2}{(9 \cdot r_c + 16 \cdot D^2 \cdot r_c + 24 \cdot D \cdot R_o - 25 \cdot D \cdot r_c)^2}}$$

Substituindo a definição de V_{IN} retirada da equação de corrente do indutor e, desconsiderando a influência de r_c no sistema, tem-se que:

$$i_{C2ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) \begin{cases} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{2 \cdot R_o \cdot I_L}{1 + D} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{cases} \rightarrow \sqrt{\frac{I_L^2 \cdot (D - 1)}{4D}}$$

$$i_{C2eficaz}(I_L, D) = \frac{I_L}{4} \sqrt{\frac{1 - D}{D}}$$

Capacitor C₃:

Primeira etapa:

Calcula-se a corrente no capacitor C₃ substituindo os coeficientes matriciais referentes a primeira etapa de operação e os valores médios das variáveis de estado na equação (4)

$$i_{C3x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \begin{pmatrix} a_{41x} \cdot i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{42x}(r_c) \cdot V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{43x}(r_c) \cdot V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{44x}(r_c) \cdot V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{45x} \cdot V_{Co}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + b_{41x}(r_c) \cdot V_{IN} \end{pmatrix}$$

$$i_{C3x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \text{ simplify} \rightarrow \frac{6 \cdot V_{IN} - 6 \cdot D^2 \cdot V_{IN}}{9 \cdot r_c + 16 \cdot D^2 \cdot r_c + 24 \cdot D \cdot R_o - 25 \cdot D \cdot r_c}$$

Segunda etapa:

Calcula-se a corrente no capacitor C₃ substituindo os coeficientes matriciais referentes a segunda etapa de operação e os valores médios das variáveis de estado na equação (14)

$$i_{C3y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \begin{pmatrix} a_{41y} \cdot i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{42y}(r_c) \cdot V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{43y}(r_c) \cdot V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{44y}(r_c) \cdot V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{45y} \cdot V_{Co}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + b_{41y}(r_c) \cdot V_{IN} \end{pmatrix}$$

$$i_{C3y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \text{ simplify} \rightarrow -\frac{6 \cdot D \cdot V_{IN} \cdot (D + 1)}{9 \cdot r_c + 16 \cdot D^2 \cdot r_c + 24 \cdot D \cdot R_o - 25 \cdot D \cdot r_c}$$

Corrente Eficaz:

$$i_{C3ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) = \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{C3x}(V_{IN}, D, R_o, r_c)^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{C3y}(V_{IN}, D, R_o, r_c)^2 dt \right)}$$

$$i_{C3ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) \text{ simplify} \rightarrow 6 \cdot \sqrt{\frac{D \cdot V_{IN}^2 \cdot (D - 1) \cdot (D + 1)^2}{(9 \cdot r_c + 16 \cdot D^2 \cdot r_c + 24 \cdot D \cdot R_o - 25 \cdot D \cdot r_c)^2}}$$

Substituindo a definição de V_{IN} retirada da equação de corrente do indutor e, desconsiderando a influência de r_c no sistema, tem-se que:

$$i_{C3ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{2 \cdot R_o \cdot I_L}{1 + D} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \sqrt{\frac{I_L^2 \cdot (D - 1)}{D}} \cdot \frac{1}{2}$$

$$i_{C3eficaz}(I_L, D) = \frac{I_L}{2} \cdot \sqrt{\frac{1 - D}{D}}$$

Cálculo dos Esforços de corrente nos semicondutores S_1 , D_1 , D_2 e D_3 .

Corrente Média no interruptor S_1 :

Como verificado nas etapas de operação, o interruptor S_1 conduz apenas na primeira etapa de operação sob corrente

$$i_{S1}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) := I_L + i_{C3x}(V_{IN}, D, R_o, r_c)$$

$$i_{S1med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{S1}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} 0 dt \right)$$

$$i_{S1med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{2 \cdot R_o \cdot I_L}{1 + D} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \frac{I_L \cdot (D + 1)}{2}$$

$$i_{S1medio}(I_L, D) = \frac{I_L \cdot (D + 1)}{2}$$

Corrente Eficaz no interruptor S_1 :

$$i_{S1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{S1}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L)^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} 0^2 dt \right)}$$

$$i_{S1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{2 \cdot R_o \cdot I_L}{1 + D} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \sqrt{\frac{I_L^2 \cdot (D + 1)^2}{D}}$$

$$i_{S1eficaz}(I_L, D) = \frac{I_L}{2} \cdot \frac{(1 + D)}{\sqrt{D}}$$

Corrente Média no diodo D_1 :

Como verificado nas etapas de operação, o diodo D_1 conduz apenas na segunda etapa de operação sob corrente

$$i_{D1}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) := I_L + i_{C3y}(V_{IN}, D, R_o, r_c)$$

$$i_{D1med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_S} 0 \, dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{D1}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) \, dt \right)$$

$$i_{D1med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{2 \cdot R_o \cdot I_L}{1 + D} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow -\frac{I_L \cdot (D - 1)}{2}$$

$$i_{D1medio}(I_L, D) := \frac{I_L}{2} (1 - D)$$

Corrente Eficaz no diodo D_1 :

$$i_{D1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_S} 0^2 \, dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{D1}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L)^2 \, dt \right)}$$

$$i_{D1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{2 \cdot R_o \cdot I_L}{1 + D} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \sqrt{\frac{-I_L^2 \cdot (D - 1)}{2}}$$

$$i_{D1eficaz}(I_L, D) := \frac{I_L}{2} \cdot \sqrt{(1 - D)}$$

Corrente Média no diodo D_2 :

Como verificado nas etapas de operação, o diodo D_2 conduz apenas na primeira etapa de operação sob corrente

$$i_{D2}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) := i_{C3x}(V_{IN}, D, R_o, r_c)$$

$$i_{D2med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{D2}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) \, dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} 0 \, dt \right)$$

$$i_{D2med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{2 \cdot R_o \cdot I_L}{1 + D} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow -\frac{I_L \cdot (D - 1)}{2}$$

$$i_{D2medio}(I_L, D) := \frac{I_L}{2} (1 - D)$$

Corrente Eficaz no diodo D_2 :

$$i_{D2ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{D2}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L)^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} 0^2 dt \right)}$$

$$i_{D2ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{2 \cdot R_o \cdot I_L}{1 + D} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \sqrt{\frac{I_L^2 \cdot (D - 1)^2}{2D}}$$

$$i_{D2eficaz}(I_L, D) := \frac{I_L}{2} \frac{(1 - D)}{\sqrt{D}}$$

Corrente Média no diodo D_3 :

Como verificado nas etapas de operação, o diodo D_3 conduz apenas na segunda etapa de operação sob corrente

$$i_{D3}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) := -i_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c)$$

$$i_{D3med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \frac{1}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} 0 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{D3}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) dt \right)$$

$$i_{D3med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{2 \cdot R_o \cdot I_L}{1 + D} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow -\frac{I_L \cdot (D - 1)}{2}$$

$$i_{D3medio}(I_L, D) := \frac{I_L}{2} (1 - D)$$

Corrente Eficaz no diodo D_3 :

$$i_{D3ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} 0^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{D3}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L)^2 dt \right)}$$

$$i_{D3ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{2 \cdot R_o \cdot I_L}{1 + D} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \sqrt{\frac{-I_L^2 \cdot (D - 1)}{2}}$$

$$i_{D3eficaz}(I_L, D) := \frac{I_L}{2} \sqrt{(1 - D)}$$

Cálculo dos Esforços de tensão nos capacitores C_1 , C_2 , C_3 e nos semicondutores S_1 , D_1 , D_2 e D_3 .

Como observado nas etapas de operação do conversor Buck-1, tem-se que a tensão de bloqueio em todos os componentes da célula de comutação-1 do estágio de potência é

$$V_{C1} = V_{C2} = V_{C3} = V_{S1} = V_{D1} = V_{D2} = V_{D3} = \frac{V_{IN}}{2}$$

APÊNDICE C – PLANILHA DE ESFORÇOS DE TENSÃO E CORRENTE DO CONVERSOR BOOST-1



INSTITUTO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA



Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica
Centro Tecnológico Científico

UNIVERSIDADE DE SANTA CATARINA

Cálculo dos esforços de corrente e tensão na estrutura BOOST - 1

Acadêmico: Mauricio Dalla Vecchia

Definição dos coeficientes matriciais da primeira etapa de operação:

Equações auxiliares:

$$v_L' = L \frac{\partial i_L}{\partial t} = a_{11x}i_L + a_{12x}v_{C1} + a_{13x}v_{C2} + a_{14x}v_{C3} + a_{15x}v_o + b_{1k}v_{DN} \quad (1)$$

$$i_{C1}' = C_1 \frac{\partial v_{C1}}{\partial t} = a_{21x}i_L + a_{22x}v_{C1} + a_{23x}v_{C2} + a_{24x}v_{C3} + a_{25x}v_o + b_{2k}v_{DN} \quad (2)$$

$$i_{C2}' = C_2 \frac{\partial v_{C2}}{\partial t} = a_{31x}i_L + a_{32x}v_{C1} + a_{33x}v_{C2} + a_{34x}v_{C3} + a_{35x}v_o + b_{3k}v_{DN} \quad (3)$$

$$i_{C3}' = C_3 \frac{\partial v_{C3}}{\partial t} = a_{41x}i_L + a_{42x}v_{C1} + a_{43x}v_{C2} + a_{44x}v_{C3} + a_{45x}v_o + b_{4k}v_{DN} \quad (4)$$

$$i_{C0}' = C_o \frac{\partial v_o}{\partial t} = a_{51x}i_L + a_{52x}v_{C1} + a_{53x}v_{C2} + a_{54x}v_{C3} + a_{55x}v_o + b_{5k}v_{DN} \quad (5)$$

Equacionamento do Estado Topológico:

$$V_L = V_{DN} \quad (6)$$

$$V_o = i_{C1}r_C + V_{C1} + i_{C2}r_C + V_{C2} \quad (7)$$

$$i_{C2} = i_{C1} + i_{C3} \quad (8)$$

$$i_{C1}r_C + V_{C1} = i_{C3}r_C + V_{C3} \quad (9)$$

$$i_{C2} = -i_{C0} - i_{R0} \quad (10)$$

Algebrizando as equações acima, obtêm-se os coeficientes matriciais definidos nas equações (1) à (5).

Equação (1):

$$a_{11x} := 0 \quad a_{12x} := 0 \quad a_{13x} := 0 \quad a_{14x} := 0 \quad a_{15x} := 0 \quad b_{11x} := 1$$

Equação (2):

$$a_{21x} := 0 \quad a_{22x}(r_c) := \frac{-2}{3r_c} \quad a_{23x}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{24x}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{25x}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad b_{21x}(r_c) := 0$$

Equação (3):

$$a_{31x} := 0 \quad a_{32x}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{33x}(r_c) := \frac{-2}{3r_c} \quad a_{34x}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{35x}(r_c) := \frac{2}{3r_c} \quad b_{31x}(r_c) := 0$$

Equação (4):

$$a_{41x} := 0 \quad a_{42x}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{43x}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{44x}(r_c) := \frac{-2}{3r_c} \quad a_{45x}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad b_{41x}(r_c) := 0$$

Equação (5):

$$a_{51x} := 0 \quad a_{52x}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{53x}(r_c) := \frac{2}{3r_c} \quad a_{54x}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{55x}(r_c, C_o, R_o) := \frac{-(3r_c + 2R_o)}{3 \cdot r_c \cdot R_o}$$

$$b_{51x}(r_c) := 0$$

Definição dos coeficientes matriciais da segunda etapa de operação:

Equações auxiliares:

$$v_L' = L \frac{\partial i_L}{\partial t} = a_{11y} i_L + a_{12y} v_{C1} + a_{13y} v_{C2} + a_{14y} v_{C3} + a_{15y} v_o + b_{11y} v_{DV} \quad (11)$$

$$i_{C1}' = C_1 \frac{\partial v_{C1}}{\partial t} = a_{21y} i_L + a_{22y} v_{C1} + a_{23y} v_{C2} + a_{24y} v_{C3} + a_{25y} v_o + b_{21y} v_{DV} \quad (12)$$

$$i_{C2}' = C_2 \frac{\partial v_{C2}}{\partial t} = a_{31y} i_L + a_{32y} v_{C1} + a_{33y} v_{C2} + a_{34y} v_{C3} + a_{35y} v_o + b_{31y} v_{DV} \quad (13)$$

$$i_{C3}' = C_3 \frac{\partial v_{C3}}{\partial t} = a_{41y} i_L + a_{42y} v_{C1} + a_{43y} v_{C2} + a_{44y} v_{C3} + a_{45y} v_o + b_{41y} v_{DV} \quad (14)$$

$$i_{C_o}' = C_o \frac{\partial v_{C_o}}{\partial t} = a_{51y} i_L + a_{52y} v_{C1} + a_{53y} v_{C2} + a_{54y} v_{C3} + a_{55y} v_o + b_{51y} v_{DV} \quad (15)$$

Equacionamento do Estado Topológico:

$$V_L = V_N - i_{C1}r_c + V_{C1} \quad (16)$$

$$V_o = i_{C1}r_c + V_{C1} + i_{C2}r_c + V_{C2} \quad (17)$$

$$i_{C1} = i_{C2} + i_{C3} + i_L \quad (18)$$

$$i_{C2}r_c + V_{C2} = i_{C3}r_c + V_{C3} \quad (19)$$

$$i_{C2} = -i_{C0} - i_{R0} - i_{C3} \quad (20)$$

Algebrizando as equações acima, obtêm-se os coeficientes matriciais definidos nas equações (11) à (15).

Equação (11):

$$a_{11y}(r_c) := \frac{-r_c}{3} \quad a_{12y} := \frac{-1}{3} \quad a_{13y} := \frac{1}{3} \quad a_{14y} := \frac{1}{3} \quad a_{15y} := \frac{-2}{3} \quad b_{11y} := 1$$

Equação (12):

$$a_{21y} := \frac{1}{3} \quad a_{22y}(r_c) := \frac{-2}{3r_c} \quad a_{23y}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{24y}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{25y}(r_c) := \frac{2}{3r_c} \quad b_{21y}(r_c) := 0$$

Equação (13):

$$a_{31y} := \frac{-1}{3} \quad a_{32y}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{33y}(r_c) := \frac{-2}{3r_c} \quad a_{34y}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{35y}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad b_{31y}(r_c) := 0$$

Equação (14):

$$a_{41y} := \frac{-1}{3} \quad a_{42y}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{43y}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{44y}(r_c) := \frac{-2}{3r_c} \quad a_{45y}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad b_{41y}(r_c) := 0$$

Equação (15):

$$a_{51y} := \frac{2}{3} \quad a_{52y}(r_c) := \frac{2}{3r_c} \quad a_{53y}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{54y}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{55y}(r_c, C_o, R_o) := \frac{-(3r_c + 2R_o)}{3r_c \cdot R_o}$$

$$b_{51y}(r_c) := 0$$

Através do equacionamento matemática proposto no capítulo, tem-se a definição dos valores médios das variáveis de estado de corrente no indutor L e tensão nos capacitores C₁, C₂, C₃ e C₀.

$$i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) = \frac{8 \cdot D \cdot V_{IN}}{(D - 1) \cdot (2 \cdot R_o \cdot D - 2 \cdot R_o \cdot D^2 + 3 \cdot r_c)} \quad \text{Corrente no indutor L}$$

$$V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) = \frac{4 \cdot D^2 \cdot R_o \cdot V_{IN}}{3 \cdot (2 \cdot R_o \cdot D - 2 \cdot R_o \cdot D^2 + 3 \cdot r_c)} - \frac{3 \cdot V_{IN} - 2 \cdot D \cdot V_{IN}}{3 \cdot D - 3} \quad \text{Tensão no capacitor C}_1$$

$$V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \frac{V_{IN} \left(3 \cdot r_c - 2 \cdot D \cdot R_o - 2 \cdot D \cdot r_c + 2 \cdot D^2 \cdot R_o \right)}{(D-1) \cdot \left(2 \cdot R_o \cdot D - 2 \cdot R_o \cdot D^2 + 3 \cdot r_c \right)} \quad \text{Tensão no capacitor } C_2$$

$$V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \frac{V_{IN} \left(3 \cdot r_c - 2 \cdot D \cdot R_o - 4 \cdot D \cdot r_c + 2 \cdot D^2 \cdot R_o \right)}{(D-1) \cdot \left(2 \cdot R_o \cdot D - 2 \cdot R_o \cdot D^2 + 3 \cdot r_c \right)} \quad \text{Tensão no capacitor } C_3$$

$$V_{Co}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \frac{4 \cdot D \cdot R_o \cdot V_{IN}}{2 \cdot R_o \cdot D - 2 \cdot R_o \cdot D^2 + 3 \cdot r_c} \quad \text{Tensão no capacitor } C_o$$

Cálculo dos Esforços de corrente nos capacitores C_1 , C_2 e C_3 .

Capacitor C_1 :

Primeira etapa:

Calcula-se a corrente no capacitor C_1 substituindo os coeficientes matriciais referentes a primeira etapa de operação e os valores médios das variáveis de estado na equação (2)

$$i_{C1x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \left(\begin{array}{l} a_{21x}(r_c) \cdot i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{22x}(r_c) \cdot V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{23x}(r_c) \cdot V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{24x}(r_c) \cdot V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{25x}(r_c) \cdot V_{Co}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + b_{21x}(r_c) \cdot V_{IN} \end{array} \right)$$

$$i_{C1x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \text{ simplify} \rightarrow -\frac{2 \cdot V_{IN}}{2 \cdot R_o \cdot D - 2 \cdot R_o \cdot D^2 + 3 \cdot r_c}$$

Segunda etapa:

Calcula-se a corrente no capacitor C_1 substituindo os coeficientes matriciais referentes a segunda etapa de operação e os valores médios das variáveis de estado na equação (12)

$$i_{C1y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \left(\begin{array}{l} a_{21y}(r_c) \cdot i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{22y}(r_c) \cdot V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{23y}(r_c) \cdot V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{24y}(r_c) \cdot V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{25y}(r_c) \cdot V_{Co}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + b_{21y}(r_c) \cdot V_{IN} \end{array} \right)$$

$$i_{C1y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \text{ simplify} \rightarrow -\frac{2 \cdot D \cdot V_{IN}}{(D-1) \cdot \left(2 \cdot R_o \cdot D - 2 \cdot R_o \cdot D^2 + 3 \cdot r_c \right)}$$

Corrente Eficaz:

$$i_{C1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{C1x}(V_{IN}, D, R_o, r_c)^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{C1y}(V_{IN}, D, R_o, r_c)^2 dt \right)}$$

$$i_{C1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) \text{ simplify} \rightarrow 2 \cdot \sqrt{\frac{D \cdot V_{IN}^2}{(D-1) \cdot \left(2 \cdot R_o \cdot D - 2 \cdot R_o \cdot D^2 + 3 \cdot r_c \right)^2}}$$

Substituindo a definição de V_{IN} retirada da equação de corrente do indutor e, desconsiderando a influência de r_c no sistema, tem-se que:

$$i_{C1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) \left\{ \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (1-D)^2}{4} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \sqrt{\frac{I_L^2 \cdot (D-1)}{D}} \cdot \frac{1}{4}$$

$$i_{C1eficaz}(I_L, D) = \frac{I_L}{4} \cdot \sqrt{\frac{1-D}{D}}$$

Capacitor C_2 :

Primeira etapa:

Calcula-se a corrente no capacitor C_2 substituindo os coeficientes matriciais referentes a primeira etapa de operação e os valores médios das variáveis de estado na equação (3)

$$i_{C2x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \left(\begin{array}{l} a_{31x} \cdot i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{32x}(r_c) \cdot V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{33x}(r_c) \cdot V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{34x}(r_c) \cdot V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{35x}(r_c) \cdot V_{C0}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + b_{31x}(r_c) \cdot V_{IN} \end{array} \right)$$

$$i_{C2x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \text{ simplify} \rightarrow \frac{2 \cdot V_{IN}}{2 \cdot R_o \cdot D - 2 \cdot R_o \cdot D^2 + 3 \cdot r_c}$$

Segunda etapa:

Calcula-se a corrente no capacitor C_2 substituindo os coeficientes matriciais referentes a segunda etapa de operação e os valores médios das variáveis de estado na equação (13)

$$i_{C2y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \left(\begin{array}{l} a_{31y} \cdot i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{32y}(r_c) \cdot V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{33y}(r_c) \cdot V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{34y}(r_c) \cdot V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{35y}(r_c) \cdot V_{C0}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + b_{31y}(r_c) \cdot V_{IN} \end{array} \right)$$

$$i_{C2y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \text{ simplify} \rightarrow \frac{2 \cdot D \cdot V_{IN}}{(D-1) \cdot (2 \cdot R_o \cdot D - 2 \cdot R_o \cdot D^2 + 3 \cdot r_c)}$$

Corrente Eficaz:

$$i_{C2ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{C2x}(V_{IN}, D, R_o, r_c)^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{C2y}(V_{IN}, D, R_o, r_c)^2 dt \right)}$$

$$i_{C2ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) \text{ simplify} \rightarrow 2 \cdot \sqrt{\frac{D \cdot V_{IN}^2}{(D-1) \cdot (2 \cdot R_o \cdot D - 2 \cdot R_o \cdot D^2 + 3 \cdot r_c)^2}}$$

Substituindo a definição de V_{IN} retirada da equação de corrente do indutor e, desconsiderando a influência de r_c no sistema, tem-se que:

$$i_{C2ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (1-D)^2}{4} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \frac{\sqrt{\frac{I_L^2 \cdot (D-1)}{D}}}{4}$$

$$i_{C2eficaz}(I_L, D) = \frac{I_L}{4} \sqrt{\frac{1-D}{D}}$$

Capacitor C_3 :

Primeira etapa:

Calcula-se a corrente no capacitor C_3 substituindo os coeficientes matriciais referentes a primeira etapa de operação e os valores médios das variáveis de estado na equação (4)

$$i_{C3x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) = \begin{pmatrix} a_{41x} \cdot i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{42x}(r_c) \cdot V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{43x}(r_c) \cdot V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{44x}(r_c) \cdot V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{45x}(r_c) \cdot V_{Co}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + b_{41x}(r_c) \cdot V_{IN} \end{pmatrix}$$

$$i_{C3x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \text{ simplify} \rightarrow \frac{4 \cdot V_{IN}}{2 \cdot R_o \cdot D - 2 \cdot R_o \cdot D^2 + 3 \cdot r_c}$$

Segunda etapa:

Calcula-se a corrente no capacitor C_3 substituindo os coeficientes matriciais referentes a segunda etapa de operação e os valores médios das variáveis de estado na equação (14)

$$i_{C3y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) = \begin{pmatrix} a_{41y} \cdot i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{42y}(r_c) \cdot V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{43y}(r_c) \cdot V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{44y}(r_c) \cdot V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{45y}(r_c) \cdot V_{Co}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + b_{41y}(r_c) \cdot V_{IN} \end{pmatrix}$$

$$i_{C3y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \text{ simplify} \rightarrow \frac{4 \cdot D \cdot V_{IN}}{(D-1) \cdot (2 \cdot R_o \cdot D - 2 \cdot R_o \cdot D^2 + 3 \cdot r_c)}$$

Corrente Eficaz:

$$i_{C3ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) = \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{C3x}(V_{IN}, D, R_o, r_c)^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{C3y}(V_{IN}, D, R_o, r_c)^2 dt \right)}$$

$$i_{C3ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) \text{ simplify} \rightarrow 4 \cdot \sqrt{\frac{D \cdot V_{IN}^2}{(D-1) \cdot (2 \cdot R_o \cdot D - 2 \cdot R_o \cdot D^2 + 3 \cdot r_c)^2}}$$

Substituindo a definição de V_{IN} retirada da equação de corrente do indutor e, desconsiderando a influência de r_c no sistema, tem-se que:

$$i_{C3\text{ef}}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (1-D)^2}{4} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \sqrt{\frac{I_L^2 \cdot (D-1)}{D}} \cdot \frac{1}{2}$$

$$i_{C3\text{eficaz}}(I_L, D) = \frac{I_L}{2} \cdot \sqrt{\frac{1-D}{D}}$$

Cálculo dos Esforços de corrente nos semicondutores S_1 , D_1 , D_2 e D_3 .

Corrente Média no interruptor S_1 :

Como verificado nas etapas de operação, o interruptor S_1 conduz apenas na primeira etapa de operação sob corrente

$$i_{S1}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) := I_L + i_{C3x}(V_{IN}, D, R_o, r_c)$$

$$i_{S1\text{med}}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{S1}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} 0 dt \right)$$

$$i_{S1\text{med}}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (1-D)^2}{2(1+D)} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \frac{I_L \cdot (D^2 + 1)}{D + 1}$$

$$i_{S1\text{medio}}(I_L, D) = \frac{I_L}{2} \cdot (1 + D)$$

Corrente Eficaz no interruptor S_1 :

$$i_{S1\text{ef}}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{S1}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L)^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} 0^2 dt \right)}$$

$$i_{S1\text{ef}}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (1-D)^2}{4} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \sqrt{\frac{I_L^2 \cdot (D+1)^2}{D}}$$

$$i_{S1\text{eficaz}}(I_L, D) = \frac{I_L}{2} \cdot \frac{(1+D)}{\sqrt{D}}$$

Corrente Média no diodo D₁:

Como verificado nas etapas de operação, o diodo D₁ conduz apenas na segunda etapa de operação sob corrente

$$i_{D1}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) := I_L + i_{C3y}(V_{IN}, D, R_o, r_c)$$

$$i_{D1med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \frac{1}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} 0 \, dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{D1}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) \, dt \right)$$

$$i_{D1med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (1 - D)^2}{4} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow -\frac{I_L \cdot (D - 1)}{2}$$

$$i_{D1medio}(I_L, D) := \frac{I_L}{2} (1 - D)$$

Corrente Eficaz no diodo D₁:

$$i_{D1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} 0^2 \, dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{D1}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L)^2 \, dt \right)}$$

$$i_{D1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (1 - D)^2}{4} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \frac{\sqrt{-I_L^2 \cdot (D - 1)}}{2}$$

$$i_{D1eficaz}(I_L, D) := \frac{I_L}{2} \sqrt{(1 - D)}$$

Corrente Média no diodo D₂:

Como verificado nas etapas de operação, o diodo D₂ conduz apenas na primeira etapa de operação sob corrente

$$i_{D2}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) := i_{C3x}(V_{IN}, D, R_o, r_c)$$

$$i_{D2med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \frac{1}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{D2}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) \, dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} 0 \, dt \right)$$

$$i_{D2med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (1 - D)^2}{4} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow -\frac{I_L \cdot (D - 1)}{2}$$

$$i_{D2medio}(I_L, D) := \frac{I_L}{2} (1 - D)$$

Corrente Eficaz no diodo D₂:

$$i_{D2ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{D2}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L)^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} 0^2 dt \right)}$$

$$i_{D2ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (1 - D)^2}{4} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \sqrt{\frac{I_L^2 \cdot (D - 1)^2}{2D}}$$

$$i_{D2eficaz}(I_L, D) := \frac{I_L}{2} \cdot \frac{(1 - D)}{\sqrt{D}}$$

Corrente Média no diodo D₃:

Como verificado nas etapas de operação, o diodo D₃ conduz apenas na segunda etapa de operação sob corrente

$$i_{D3}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) := -i_{C3y}(V_{IN}, D, R_o, r_c)$$

$$i_{D3med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \frac{1}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} 0 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{D3}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) dt \right)$$

$$i_{D3med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (1 - D)^2}{4} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow -\frac{I_L \cdot (D - 1)}{2}$$

$$i_{D3medio}(I_L, D) := \frac{I_L}{2} \cdot (1 - D)$$

Corrente Eficaz no diodo D₃:

$$i_{D3ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} 0^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{D3}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L)^2 dt \right)}$$

$$i_{D3ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (1 - D)^2}{4} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \sqrt{\frac{I_L^2 \cdot (D - 1)^2}{2}}$$

$$i_{D3eficaz}(I_L, D) := \frac{I_L}{2} \cdot \sqrt{(1 - D)}$$

Cálculo dos Esforços de tensão nos capacitores C_1 , C_2 , C_3 e nos semicondutores S_1 , D_1 , D_2 e D_3 .

Como observado nas etapas de operação do conversor Boost-1, tem-se que a tensão de bloqueio em todos os componentes da célula de comutação-1 do estágio de potência é

$$v_{C1} = v_{C2} = v_{C3} = v_{S1} = v_{D1} = v_{D2} = v_{D3} = \frac{v_o}{2}$$

APÊNDICE D – PLANILHA DE ESFORÇOS DE TENSÃO E CORRENTE DO CONVERSOR BUCK-BOOST-1



INSTITUTO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA



Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica
Centro Tecnológico Científico

UNIVERSIDADE DE SANTA CATARINA

Cálculo dos esforços de corrente e tensão na estrutura BUCK-BOOST - 1

Acadêmico: Mauricio Dalla Vecchia

Definição dos coeficientes matriciais da primeira etapa de operação:

Equações auxiliares:

$$v_L' = L \frac{\delta i_L}{\delta t} = a_{11x} i_L + a_{12x} v_{C1} + a_{13x} v_{C2} + a_{14x} v_{C3} + a_{15x} v_o + b_{11x} v_{IN} \quad (1)$$

$$i_{C1}' = C_1 \frac{\delta v_{C1}}{\delta t} = a_{21x} i_L + a_{22x} v_{C1} + a_{23x} v_{C2} + a_{24x} v_{C3} + a_{25x} v_o + b_{21x} v_{IN} \quad (2)$$

$$i_{C2}' = C_2 \frac{\delta v_{C2}}{\delta t} = a_{31x} i_L + a_{32x} v_{C1} + a_{33x} v_{C2} + a_{34x} v_{C3} + a_{35x} v_o + b_{31x} v_{IN} \quad (3)$$

$$i_{C3}' = C_3 \frac{\delta v_{C3}}{\delta t} = a_{41x} i_L + a_{42x} v_{C1} + a_{43x} v_{C2} + a_{44x} v_{C3} + a_{45x} v_o + b_{41x} v_{IN} \quad (4)$$

$$i_{C_o}' = C_o \frac{\delta v_o}{\delta t} = a_{51x} i_L + a_{52x} v_{C1} + a_{53x} v_{C2} + a_{54x} v_{C3} + a_{55x} v_o + b_{51x} v_{IN} \quad (5)$$

Equacionamento do Estado Topológico:

$$V_L = V_{IN} \quad (6)$$

$$V_{IN} + V_o = i_{C3} r_C + V_{C3} + i_{C2} r_C + V_{C2} \quad (7)$$

$$i_{C2} = i_{C1} + i_{C3} \quad (8)$$

$$i_{C1} r_C + V_{C1} = i_{C3} r_C + V_{C3} \quad (9)$$

$$i_{C2} = -i_{C_o} - i_{R_o} \quad (10)$$

Algebrizando as equações acima, obtêm-se os coeficientes matriciais definidos nas equações (1) à (5).

Equação (1):

$$a_{11x} := 0 \quad a_{12x} := 0 \quad a_{13x} := 0 \quad a_{14x} := 0 \quad a_{15x} := 0 \quad b_{11x} := 1$$

Equação (2):

$$a_{21x} := 0 \quad a_{22x}(r_c) := \frac{-2}{3r_c} \quad a_{23x}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{24x}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{25x}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad b_{21x}(r_c) := \frac{1}{3r_c}$$

Equação (3):

$$a_{31x} := 0 \quad a_{32x}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{33x}(r_c) := \frac{-2}{3r_c} \quad a_{34x}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{35x}(r_c) := \frac{2}{3r_c} \quad b_{31x}(r_c) := \frac{2}{3r_c}$$

Equação (4):

$$a_{41x} := 0 \quad a_{42x}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{43x}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{44x}(r_c) := \frac{-2}{3r_c} \quad a_{45x}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad b_{41x}(r_c) := \frac{1}{3r_c}$$

Equação (5):

$$a_{51x} := 0 \quad a_{52x}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{53x}(r_c) := \frac{2}{3r_c} \quad a_{54x}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{55x}(r_c, C_o, R_o) := \frac{-(3r_c + 2R_o)}{3 \cdot C_o \cdot r_c \cdot R_o}$$

$$b_{51x}(r_c) := \frac{-2}{3r_c}$$

Definição dos coeficientes matriciais da segunda etapa de operação:

Equações auxiliares:

$$v_L' = L \frac{\partial i_L}{\partial t} = a_{11y} i_L + a_{12y} v_{C1} + a_{13y} v_{C2} + a_{14y} v_{C3} + a_{15y} v_o + b_{11y} v_{DV} \quad (11)$$

$$i_{C1}' = C_1 \frac{\partial v_{C1}}{\partial t} = a_{21y} i_L + a_{22y} v_{C1} + a_{23y} v_{C2} + a_{24y} v_{C3} + a_{25y} v_o + b_{21y} v_{DV} \quad (12)$$

$$i_{C2}' = C_2 \frac{\partial v_{C2}}{\partial t} = a_{31y} i_L + a_{32y} v_{C1} + a_{33y} v_{C2} + a_{34y} v_{C3} + a_{35y} v_o + b_{31y} v_{DV} \quad (13)$$

$$i_{C3}' = C_3 \frac{\partial v_{C3}}{\partial t} = a_{41y} i_L + a_{42y} v_{C1} + a_{43y} v_{C2} + a_{44y} v_{C3} + a_{45y} v_o + b_{41y} v_{DV} \quad (14)$$

$$i_{C_o}' = C_o \frac{\partial v_{C_o}}{\partial t} = a_{51y} i_L + a_{52y} v_{C1} + a_{53y} v_{C2} + a_{54y} v_{C3} + a_{55y} v_o + b_{51y} v_{DV} \quad (15)$$

Equacionamento do Estado Topológico:

$$V_L = V_N - i_{C1}r_c + V_{C1} \quad (16)$$

$$V_N + V_o = i_{C1}r_c + V_{C1} + i_{C2}r_c + V_{C2} \quad (17)$$

$$i_{C1} = i_{C2} + i_{C3} + i_L \quad (18)$$

$$i_{C2}r_c + V_{C2} = i_{C3}r_c + V_{C3} \quad (19)$$

$$i_{C2} = -i_{C3} - i_{R_o} - i_{C3} \quad (20)$$

Algebrizando as equações acima, obtêm-se os coeficientes matriciais definidos nas equações (11) à (15).

Equação (11):

$$a_{11y}(r_c) := \frac{-r_c}{3} \quad a_{12y} := \frac{-1}{3} \quad a_{13y} := \frac{1}{3} \quad a_{14y} := \frac{1}{3} \quad a_{15y} := \frac{-2}{3} \quad b_{11y} := 1$$

Equação (12):

$$a_{21y} := \frac{1}{3} \quad a_{22y}(r_c) := \frac{-2}{3r_c} \quad a_{23y}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{24y}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{25y}(r_c) := \frac{2}{3r_c} \quad b_{21y}(r_c) := \frac{2}{3r_c}$$

Equação (13):

$$a_{31y} := \frac{-1}{3} \quad a_{32y}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{33y}(r_c) := \frac{-2}{3r_c} \quad a_{34y}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{35y}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad b_{31y}(r_c) := \frac{1}{3r_c}$$

Equação (14):

$$a_{41y} := \frac{-1}{3} \quad a_{42y}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{43y}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{44y}(r_c) := \frac{-2}{3r_c} \quad a_{45y}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad b_{41y}(r_c) := \frac{1}{3r_c}$$

Equação (15):

$$a_{51y} := \frac{2}{3} \quad a_{52y}(r_c) := \frac{2}{3r_c} \quad a_{53y}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{54y}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{55y}(r_c, C_o, R_o) := \frac{-(3r_c + 2R_o)}{3 \cdot r_c \cdot R_o}$$

$$b_{51y}(r_c) := \frac{-2}{3r_c}$$

Através do equacionamento matemática proposto no capítulo, tem-se a definição dos valores médios das variáveis de estado de corrente no indutor L e tensão nos capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_o .

$$i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \frac{4 \cdot V_{IN} \cdot D \cdot (1 + D)}{(1 - D) [2D \cdot R_o \cdot (1 - D) + 3 \cdot r_c]} \quad \text{Corrente no indutor L}$$

$$V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \frac{V_{IN} [2 \cdot R_o \cdot D \cdot (1 - D) + r_c \cdot [3 - D \cdot (1 + D)]]}{(1 - D) [2D \cdot R_o \cdot (1 - D) + 3 \cdot r_c]} \quad \text{Tensão no capacitor } C_1$$

$$V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \frac{V_{IN} [2 \cdot R_o \cdot D \cdot (1 - D) + r_c \cdot [D \cdot (D - 2)]]}{(1 - D) \cdot [2D \cdot R_o \cdot (1 - D) + 3 \cdot r_c]} \quad \text{Tensão no capacitor } C_2$$

$$V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \frac{V_{IN} [2 \cdot R_o \cdot D \cdot (1 - D) + r_c \cdot [D \cdot (2D - 1)]]}{(1 - D) \cdot [2D \cdot R_o \cdot (1 - D) + 3 \cdot r_c]} \quad \text{Tensão no capacitor } C_3$$

$$V_{C0}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \frac{2V_{IN} \cdot R_o \cdot D \cdot (1 + D)}{[2D \cdot R_o \cdot (1 - D) + 3 \cdot r_c]} \quad \text{Tensão no capacitor } C_0$$

Cálculo dos Esforços de corrente nos capacitores C_1 , C_2 e C_3 .

Capacitor C_1 :

Primeira etapa:

Calcula-se a corrente no capacitor C_1 substituindo os coeficientes matriciais referentes a primeira etapa de operação e os valores médios das variáveis de estado na equação (2)

$$i_{C1x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \left(\begin{array}{l} a_{21x}(r_c) \cdot i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{22x}(r_c) \cdot V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{23x}(r_c) \cdot V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{24x}(r_c) \cdot V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{25x}(r_c) \cdot V_{C0}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + b_{21x}(r_c) \cdot V_{IN} \end{array} \right)$$

$$i_{C1x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \text{ simplify} \rightarrow -\frac{V_{IN} \cdot (D + 1)}{2 \cdot R_o \cdot D - 2 \cdot R_o \cdot D^2 + 3 \cdot r_c}$$

Segunda etapa:

Calcula-se a corrente no capacitor C_1 substituindo os coeficientes matriciais referentes a segunda etapa de operação e os valores médios das variáveis de estado na equação (12)

$$i_{C1y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \left(\begin{array}{l} a_{21y}(r_c) \cdot i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{22y}(r_c) \cdot V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{23y}(r_c) \cdot V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{24y}(r_c) \cdot V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{25y}(r_c) \cdot V_{C0}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + b_{21y}(r_c) \cdot V_{IN} \end{array} \right)$$

$$i_{C1y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \text{ simplify} \rightarrow -\frac{D \cdot V_{IN} \cdot (D + 1)}{(D - 1) \cdot (2 \cdot R_o \cdot D - 2 \cdot R_o \cdot D^2 + 3 \cdot r_c)}$$

Corrente Eficaz:

$$i_{C1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{C1x}(V_{IN}, D, R_o, r_c)^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{C1y}(V_{IN}, D, R_o, r_c)^2 dt \right)}$$

$$i_{C1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) \text{ simplify} \rightarrow \sqrt{\frac{D \cdot V_{IN}^2 \cdot (D + 1)^2}{(D - 1) \cdot (2 \cdot R_o \cdot D - 2 \cdot R_o \cdot D^2 + 3 \cdot r_c)^2}}$$

Substituindo a definição de V_{IN} retirada da equação de corrente do indutor e, desconsiderando a influência de r_c no sistema, tem-se que:

$$i_{C1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (1-D)^2}{2(1+D)} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \sqrt{\frac{I_L^2 \cdot (D-1)}{D}} \frac{1}{4}$$

$$i_{C1eficaz}(I_L, D) = \frac{I_L}{4} \cdot \sqrt{\frac{1-D}{D}}$$

Capacitor C_2 :

Primeira etapa:

Calcula-se a corrente no capacitor C_2 substituindo os coeficientes matriciais referentes a primeira etapa de operação e os valores médios das variáveis de estado na equação (3)

$$i_{C2x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \left(\begin{array}{l} a_{31x} \cdot i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{32x}(r_c) \cdot V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{33x}(r_c) \cdot V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{34x}(r_c) \cdot V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{35x}(r_c) \cdot V_{Co}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + b_{31x}(r_c) \cdot V_{IN} \end{array} \right)$$

$$i_{C2x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \text{ simplify } \rightarrow \frac{V_{IN} \cdot (D+1)}{2 \cdot R_o \cdot D - 2 \cdot R_o \cdot D^2 + 3 \cdot r_c}$$

Segunda etapa:

Calcula-se a corrente no capacitor C_2 substituindo os coeficientes matriciais referentes a segunda etapa de operação e os valores médios das variáveis de estado na equação (13)

$$i_{C2y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \left(\begin{array}{l} a_{31y} \cdot i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{32y}(r_c) \cdot V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{33y}(r_c) \cdot V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{34y}(r_c) \cdot V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{35y}(r_c) \cdot V_{Co}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + b_{31y}(r_c) \cdot V_{IN} \end{array} \right)$$

$$i_{C2y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \text{ simplify } \rightarrow \frac{D \cdot V_{IN} \cdot (D+1)}{(D-1) \cdot (2 \cdot R_o \cdot D - 2 \cdot R_o \cdot D^2 + 3 \cdot r_c)}$$

Corrente Eficaz:

$$i_{C2ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{C2x}(V_{IN}, D, R_o, r_c)^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{C2y}(V_{IN}, D, R_o, r_c)^2 dt \right)}$$

$$i_{C2ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) \text{ simplify } \rightarrow \sqrt{\frac{D \cdot V_{IN}^2 \cdot (D+1)^2}{(D-1) \cdot (2 \cdot R_o \cdot D - 2 \cdot R_o \cdot D^2 + 3 \cdot r_c)^2}}$$

Substituindo a definição de V_{IN} retirada da equação de corrente do indutor e, desconsiderando a influência de r_c no sistema, tem-se que:

$$i_{C2ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (1-D)^2}{2(1+D)} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \frac{\sqrt{\frac{I_L^2 \cdot (D-1)}{D}}}{4}$$

$$i_{C2eficaz}(I_L, D) = \frac{I_L}{4} \sqrt{\frac{1-D}{D}}$$

Capacitor C_3 :

Primeira etapa:

Calcula-se a corrente no capacitor C_3 substituindo os coeficientes matriciais referentes a primeira etapa de operação e os valores médios das variáveis de estado na equação (4)

$$i_{C3x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) = \begin{pmatrix} a_{41x} \cdot i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{42x}(r_c) \cdot V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{43x}(r_c) \cdot V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{44x}(r_c) \cdot V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{45x}(r_c) \cdot V_{Co}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + b_{41x}(r_c) \cdot V_{IN} \end{pmatrix}$$

$$i_{C3x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \text{ simplify} \rightarrow \frac{2 \cdot V_{IN} \cdot (D+1)}{2 \cdot R_o \cdot D - 2 \cdot R_o \cdot D^2 + 3 \cdot r_c}$$

Segunda etapa:

Calcula-se a corrente no capacitor C_3 substituindo os coeficientes matriciais referentes a segunda etapa de operação e os valores médios das variáveis de estado na equação (14)

$$i_{C3y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) = \begin{pmatrix} a_{41y} \cdot i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{42y}(r_c) \cdot V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{43y}(r_c) \cdot V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{44y}(r_c) \cdot V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{45y}(r_c) \cdot V_{Co}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + b_{41y}(r_c) \cdot V_{IN} \end{pmatrix}$$

$$i_{C3y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \text{ simplify} \rightarrow \frac{2 \cdot D \cdot V_{IN} \cdot (D+1)}{(D-1) \cdot (2 \cdot R_o \cdot D - 2 \cdot R_o \cdot D^2 + 3 \cdot r_c)}$$

Corrente Eficaz:

$$i_{C3ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) = \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{C3x}(V_{IN}, D, R_o, r_c)^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{C3y}(V_{IN}, D, R_o, r_c)^2 dt \right)}$$

$$i_{C3ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) \text{ simplify} \rightarrow 2 \cdot \sqrt{\frac{D \cdot V_{IN}^2 \cdot (D+1)^2}{(D-1) \cdot (2 \cdot R_o \cdot D - 2 \cdot R_o \cdot D^2 + 3 \cdot r_c)^2}}$$

Substituindo a definição de V_{IN} retirada da equação de corrente do indutor e, desconsiderando a influência de r_c no sistema, tem-se que:

$$i_{C3ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (1-D)^2}{2(1+D)} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \sqrt{\frac{I_L^2 \cdot (D-1)}{D}} \cdot \frac{1}{2}$$

$$i_{C3ef}(I_L, D) = \frac{I_L}{2} \cdot \sqrt{\frac{1-D}{D}}$$

Cálculo dos Esforços de corrente nos semicondutores S_1 , D_1 , D_2 e D_3 .

Corrente Média no interruptor S_1 :

Como verificado nas etapas de operação, o interruptor S_1 conduz apenas na primeira etapa de operação sob corrente

$$i_{S1}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) := I_L + i_{C3x}(V_{IN}, D, R_o, r_c)$$

$$i_{S1med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{S1}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} 0 dt \right)$$

$$i_{S1med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (1-D)^2}{2(1+D)} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \frac{I_L \cdot (D+1)}{2}$$

$$i_{S1medio}(I_L, D) = \frac{I_L}{2} \cdot (1+D)$$

Corrente Eficaz no interruptor S_1 :

$$i_{S1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{S1}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L)^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} 0^2 dt \right)}$$

$$i_{S1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (1-D)^2}{2(1+D)} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \sqrt{\frac{I_L^2 \cdot (D+1)^2}{D}}$$

$$i_{S1ef}(I_L, D) = \frac{I_L}{2} \cdot \frac{(1+D)}{\sqrt{D}}$$

Corrente Média no diodo D_1 :

Como verificado nas etapas de operação, o diodo D_1 conduz apenas na segunda etapa de operação sob corrente

$$i_{D1}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) := I_L + i_{C3y}(V_{IN}, D, R_o, r_c)$$

$$i_{D1med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_S} 0 \, dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{D1}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) \, dt \right)$$

$$i_{D1med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (1 - D)^2}{2(1 + D)} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow -\frac{I_L \cdot (D - 1)}{2}$$

$$i_{D1medio}(I_L, D) := \frac{I_L}{2} (1 - D)$$

Corrente Eficaz no diodo D_1 :

$$i_{D1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_S} 0^2 \, dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{D1}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L)^2 \, dt \right)}$$

$$i_{D1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (1 - D)^2}{2(1 + D)} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \sqrt{\frac{I_L^2 \cdot (D - 1)}{2}}$$

$$i_{D1eficaz}(I_L, D) := \frac{I_L}{2} \cdot \sqrt{(1 - D)}$$

Corrente Média no diodo D_2 :

Como verificado nas etapas de operação, o diodo D_2 conduz apenas na primeira etapa de operação sob corrente

$$i_{D2}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) := i_{C3x}(V_{IN}, D, R_o, r_c)$$

$$i_{D2med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{D2}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) \, dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} 0 \, dt \right)$$

$$i_{D2med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (1 - D)^2}{2(1 + D)} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow -\frac{I_L \cdot (D - 1)}{2}$$

$$i_{D2medio}(I_L, D) := \frac{I_L}{2} (1 - D)$$

Corrente Eficaz no diodo D₂:

$$i_{D2ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{D2}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L)^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} 0^2 dt \right)}$$

$$i_{D2ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (1 - D)^2}{2(1 + D)} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \sqrt{\frac{I_L^2 \cdot (D - 1)^2}{2D}}$$

$$i_{D2eficaz}(I_L, D) := \frac{I_L}{2} \cdot \frac{(1 - D)}{\sqrt{D}}$$

Corrente Média no diodo D₃:

Como verificado nas etapas de operação, o diodo D₃ conduz apenas na segunda etapa de operação sob corrente

$$i_{D3}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) := -i_{C3y}(V_{IN}, D, R_o, r_c)$$

$$i_{D3med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \frac{1}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} 0 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{D3}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) dt \right)$$

$$i_{D3med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (1 - D)^2}{2(1 + D)} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow -\frac{I_L \cdot (D - 1)}{2}$$

$$i_{D3medio}(I_L, D) := \frac{I_L}{2} \cdot (1 - D)$$

Corrente Eficaz no diodo D₃:

$$i_{D3ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} 0^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{D3}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L)^2 dt \right)}$$

$$i_{D3ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (1 - D)^2}{2(1 + D)} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \sqrt{\frac{I_L^2 \cdot (D - 1)^2}{2}}$$

$$i_{D3eficaz}(I_L, D) := \frac{I_L}{2} \cdot \sqrt{(1 - D)}$$

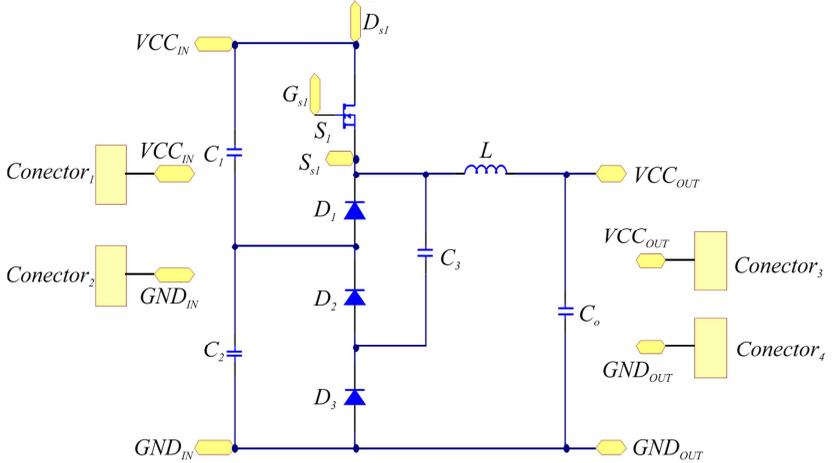
Cálculo dos Esforços de tensão nos capacitores C_1 , C_2 , C_3 e nos semicondutores S_1 , D_1 , D_2 e D_3 .

Como observado nas etapas de operação do conversor Buck-Boost-1, tem-se que a tensão de bloqueio em todos os componentes da célula de comutação-1 do estágio de potência é

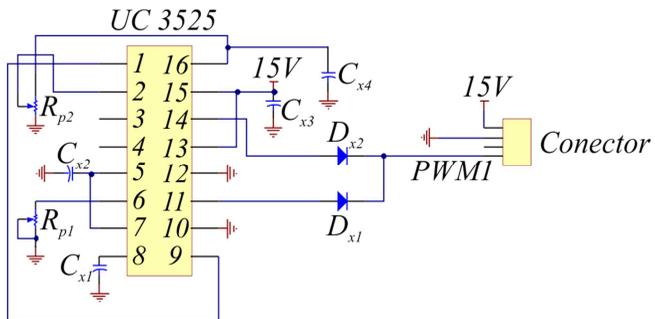
$$v_{C1} = v_{C2} = v_{C3} = v_{S1} = v_{D1} = v_{D2} = v_{D3} = \frac{v_{IN} + v_o}{2}$$

APÊNDICE E – ESQUEMÁTICO E LISTA DE MATERIAIS DA CÉLULA PASSIVA DE COMUTAÇÃO

Esquemático do estágio de potência da topologia Buck-1



Esquemático do estágio de comando da topologia Buck-1



Lista de Materiais da topologia Buck-1

Descrição	Quantidade	Característica
MOSFET Infineon CoolMOS™ IPx60R099C6	1	$R_{ON} = 100 \text{ m}\Omega / 600\text{V}$
Diodo CREE <i>Schottky</i> C3D10060A	3	600 V /10 A
Indutor	1	2,411 mH / Núcleo EPCOS TDK N87 55/28/21
Capacitor C_1, C_2 e C_3 Panasonic (35/56/57,5 mm) EZPE50107MTA	3	100 μF / 500 V
Capacitor C_o KEMET UC 3525	1	20 μF / 600 V
Driver SUPPLIER DRO100S25A	1	Gerador PWM Comando do MOSFET
Fonte Auxiliar DS320-08A	1	Alimentação Driver DRO100S25A
Peso	-	1,45 kg
Dimensões	-	205/160/60 mm

APÊNDICE F – PLANTAS DOS CONVERSORES DA CÉLULA ATIVA DE COMUTAÇÃO

As plantas algébricas dos conversores Buck-2, Boost-2 e Buck-Boost-2 derivados da célula ativa de comutação são apresentadas, respectivamente, por (F.1), (F.2) e (F.3).

$$G_{V_o}(s)_{Buck-2} = \frac{-4V_{IN}R_o \left[\begin{array}{l} (-9C^2r_c^2R_o + 9C^2r_c^2DR_o)s^2 + \\ (9Cr_c^2D^2 - 9Cr_cR_o + 9Cr_cDR_o)s + \\ (3r_cD^3 - 8DR_o + 16D^2R_o - 8R_oD^3) \end{array} \right]}{(8R_o - 8R_oD + 3r_cD) \left[\begin{array}{l} (9C^2r_c^2C_oR_oL)s^4 + \\ (9C^2Lr_c^2 + 3C^2r_c^3C_oR_oD)s^3 + \\ (9Cr_cL + 3C^2r_c^3D + 9C^2r_c^2R_o - 8C_oR_oLD^2 + 8C_oR_oLD + 3C_oCr_c^2R_oD^2 + 3Cr_c^2C_oR_oD)s^2 + \\ (8LD - 8LD^2 + 3Cr_c^2D^2 + 3Cr_c^2D + 9Cr_cR_o + 3C_o r_cR_oD^2)s + \\ (3r_cD^2 + 8R_oD - 8R_oD^2) \end{array} \right]} \tag{F.1}$$

$$\begin{aligned}
 G_{Vo}(s)_{Boost-2} = & \frac{R_o V_{IN}(Cr_c s + 1) \left(\begin{aligned} & \left(-54C^2 r_c^2 L + 36C^2 r_c^2 LD \right) s^3 \\ & \left(\begin{aligned} & -36CLr_c - 27C^2 r_c^3 + 12C^2 D^2 r_c^3 \\ & + 36C^2 R_o r_c^2 + 24CLDr_c + 54C^2 R_o r_c^2 D^2 \\ & - 12C^2 R_o D^3 r_c^2 + 78C^2 R_o Dr_c^2 + 12C^2 r_c^3 D^2 \end{aligned} \right) s^2 + \\ & \left(\begin{aligned} & -32LD + 64LD^2 - 32LD^3 - 27Cr_c^2 + 12Cr_c^2 D^2 \\ & + 12Cr_c^2 D^3 - 24Cr_c^2 D + 36CR_o r_c + 34CR_o r_c D^2 \end{aligned} \right) s + \\ & \left(\begin{aligned} & + 4CR_o r_c D^3 - 4CR_o r_c D^4 - 70CR_o r_c D \\ & \left(\begin{aligned} & 12r_c D^3 - 24r_c D + 32R_o D - 96R_o D^2 \\ & + 104R_o D^3 - 48R_o D^4 + 8R_o D^5 \end{aligned} \right) \end{aligned} \right) \right)}{ \left(\begin{aligned} & \left(\begin{aligned} & 9C^3 C_o LR_o r_c^3 \right) s^5 \\ & \left(\begin{aligned} & 9C^3 Lr_c^3 + 6C^3 LR_o r_c^2 \\ & + 3C^3 C_o R_o r_c^4 D + 18C^2 C_o LR_o r_c^2 \end{aligned} \right) s^4 + \\ & \left(\begin{aligned} & 3C^3 r_c^4 D + 18C^2 r_c^2 L + 9C^3 r_c^3 R_o \\ & 4C^3 r_c^3 R_o D^2 - 10C^3 r_c^3 R_o D \\ & + 6C^2 LR_o r_c + 6C^2 C_o R_o Dr_c^3 - 2C^2 LR_o r_c D^2 \\ & + 3C_o C^2 R_o r_c^3 D^2 + 9CC_o LR_o r_c + 2C^2 LDR_o r_c \\ & - 8CC_o LR_o D^2 r_c + 8C_o CLr_c R_o D \end{aligned} \right) s^3 + \\ & \left(\begin{aligned} & 6C^2 Dr_c^3 + 9Cr_c L + 3C^2 r_c^2 D^2 + 18C^2 r_c^2 R_o \\ & + 8CLDr_c + 4C^2 r_c^2 R_o D^2 + 2C^2 r_c^2 R_o D^3 \\ & - 6CLR_o D^2 - 8C_o LR_o D^2 - 8CLr_c D^2 \\ & - 18C^2 R_o Dr_c^2 + 6CLR_o D + 3C_o Cr_c^2 R_o D \\ & + 8C_o LR_o D + 6C_o Cr_c^2 R_o D^2 \end{aligned} \right) s^2 + \\ & \left(\begin{aligned} & 8LD - 8LD^2 + 9Cr_c^2 + 6Cr_c^2 D^2 \\ & - 15Cr_c^2 D + 6Cr_c R_o + 3C_o r_c R_o \\ & + 4Cr_c R_o D^2 + 4Cr_c R_o D^3 + 3C_o r_c R_o D^2 \\ & - 12Cr_c R_o D - 6C_o r_c R_o D - 2Cr_c R_o D^4 \end{aligned} \right) s + \\ & \left(\begin{aligned} & 3r_c + 2R_o D + 3r_c D^2 + 6R_o D^3 \\ & - 2R_o D^4 - 6R_o D^2 - 6r_c D \end{aligned} \right) \end{aligned} \right)} \quad (F.2)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \left. \begin{aligned}
 & \left(18C^2r_c^2LD^2 - 27C^2Lr_c^2D \right) s^3 \\
 & \left(\begin{aligned}
 & -9C^2D^2r_c^3 + 6C^2D^3r_c^3 \\
 & +36C^2R_or_c^2 - 18CLDr_c + 54C^2R_or_c^2D^2 \\
 & -78C^2R_oDr_c^2 - 12C^2R_oD^3r_c^2 + 12CLD^2r_c \end{aligned} \right) s^2 + \\
 & \left(\begin{aligned}
 & -48LD^4 - 16LD^2 + 32LD^3 - 18Cr_c^2D^2 \\
 & +3Cr_c^2D^3 + 6Cr_c^2D^4 + 36CR_or_c + 34CR_or_cD^4 \\
 & +4CR_or_cD^3 - 4CR_or_cD^4 - 70CR_or_cD \end{aligned} \right) s + \\
 & \left(\begin{aligned}
 & 12r_cD^4 - 18r_cD^3 + 32R_oD - 96R_oD^2 \\
 & +104R_oD^3 - 48R_oD^4 + 8R_oD^5 \end{aligned} \right)
 \end{aligned} \right] \\
 G_{Vo}(s)_{\text{Back-Boost-2}} = & \left. \begin{aligned}
 & \left(9C^3C_oLR_or_c^3 \right) s^5 \\
 & \left(\begin{aligned}
 & 9C^3Lr_c^3 + 6C^3LR_or_c^2 \\
 & +3C^3C_oR_or_c^4D + 18C^2C_oLR_or_c^2 \end{aligned} \right) s^4 + \\
 & \left(\begin{aligned}
 & 3C^3r_c^4D + 18C^2r_c^2L + 9C^3r_c^3R_o \\
 & 4C^3r_c^3R_oD^2 - 10C^3r_c^3R_oD \\
 & +6C^2LR_or_c + 6C^2C_oR_oDr_c^3 - 2C^2LR_or_cD^2 \\
 & +3C_oC^2R_or_c^3D^2 + 9CC_oLR_or_c + 2C^2LDR_or_c \\
 & -8CC_oLR_oD^2r_c + 8C_oCLR_or_cR_oD \end{aligned} \right) s^3 + \\
 & \left(\begin{aligned}
 & 6C^2Dr_c^3 + 9Cr_cL + 3C^2r_c^3D^2 + 18C^2r_c^2R_o \\
 & +8CLDr_c + 4C^2r_c^2R_oD^2 + 2C^2r_c^2R_oD^3 \\
 & -6CLR_oD^2 - 8C_oLR_oD^2 - 8CLR_cD^2 \\
 & -18C^2R_oDr_c^2 + 6CLR_oD + 3C_oCr_c^2R_oD \\
 & +8C_oLR_oD + 6C_oCr_c^2R_oD^2 \end{aligned} \right) s^2 + \\
 & \left(\begin{aligned}
 & 8LD - 8LD^2 + 9Cr_c^2 + 6Cr_c^2D^2 \\
 & -15Cr_c^2D + 6Cr_cR_o + 3C_or_cR_o \\
 & +4Cr_cR_oD^2 + 4Cr_cR_oD^3 + 3C_or_cR_oD^2 \\
 & -12Cr_cR_oD - 6C_or_cR_oD - 2Cr_cR_oD^4 \end{aligned} \right) s + \\
 & \left(\begin{aligned}
 & 3r_c + 2R_oD + 3r_cD^2 + 6R_oD^3 \\
 & -2R_oD^4 - 6R_oD^2 - 6r_cD \end{aligned} \right)
 \end{aligned} \right] \tag{F.3}
 \end{aligned}$$

APÊNDICE G – PLANILHA DE ESFORÇOS DE TENSÃO E CORRENTE DO CONVERSOR BUCK-2



INSTITUTO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA



Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica
Centro Tecnológico Científico

UNIVERSIDADE DE SANTA CATARINA

Cálculo dos esforços de corrente e tensão na estrutura BUCK - 2

Acadêmico: Maurício Dalla Vecchia

Definição dos coeficientes matriciais da primeira etapa de operação:

Equações auxiliares:

$$v_L' = L \frac{\partial i_L}{\partial t} = a_{11x}i_L + a_{12x}v_{C1} + a_{13x}v_{C2} + a_{14x}v_{C3} + a_{15x}v_o + b_{1x}v_{IN} \quad (1)$$

$$i_{C1}' = C_1 \frac{\partial v_{C1}}{\partial t} = a_{21x}i_L + a_{22x}v_{C1} + a_{23x}v_{C2} + a_{24x}v_{C3} + a_{25x}v_o + b_{21x}v_{IN} \quad (2)$$

$$i_{C2}' = C_2 \frac{\partial v_{C2}}{\partial t} = a_{31x}i_L + a_{32x}v_{C1} + a_{33x}v_{C2} + a_{34x}v_{C3} + a_{35x}v_o + b_{31x}v_{IN} \quad (3)$$

$$i_{C3}' = C_3 \frac{\partial v_{C3}}{\partial t} = a_{41x}i_L + a_{42x}v_{C1} + a_{43x}v_{C2} + a_{44x}v_{C3} + a_{45x}v_o + b_{41x}v_{IN} \quad (4)$$

$$i_{C0}' = C_o \frac{\partial v_o}{\partial t} = a_{51x}i_L + a_{52x}v_{C1} + a_{53x}v_{C2} + a_{54x}v_{C3} + a_{55x}v_o + b_{51x}v_{IN} \quad (5)$$

Equacionamento do Estado Topológico:

$$V_L = i_{C2}r_C + V_{C2} - V_o \quad (6)$$

$$V_{IN} = i_{C1}r_C + V_{C1} + i_{C2}r_C + V_{C2} \quad (7)$$

$$i_{C2} = i_{C1} + i_{C3} - i_L \quad (8)$$

$$i_{C1}r_C + V_{C1} = i_{C3}r_C + V_{C3} \quad (9)$$

$$i_L = i_{C0} + i_{R0} \quad (10)$$

Algebrizando as equações acima, obtêm-se os coeficientes matriciais definidos nas equações (1) à (5).

Equação (1):

$$a_{11x}(r_c) := \frac{-r_c}{3} \quad a_{12x} := \frac{-1}{3} \quad a_{13x} := \frac{1}{3} \quad a_{14x} := \frac{-1}{3} \quad a_{15x} := -1 \quad b_{11x} := \frac{2}{3}$$

Equação (2):

$$a_{21x} := \frac{1}{3} \quad a_{22x}(r_c) := \frac{-2}{3r_c} \quad a_{23x}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{24x}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{25x} := 0 \quad b_{21x}(r_c) := \frac{1}{3r_c}$$

Equação (3):

$$a_{31x} := \frac{-1}{3} \quad a_{32x}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{33x}(r_c) := \frac{-2}{3r_c} \quad a_{34x}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{35x} := 0 \quad b_{31x}(r_c) := \frac{2}{3r_c}$$

Equação (4):

$$a_{41x} := \frac{1}{3} \quad a_{42x}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{43x}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{44x}(r_c) := \frac{-2}{3r_c} \quad a_{45x} := 0 \quad b_{41x}(r_c) := \frac{1}{3r_c}$$

Equação (5):

$$a_{51x} := 1 \quad a_{52x} := 0 \quad a_{53x} := 0 \quad a_{54x} := 0 \quad a_{55x}(R_o) := \frac{-1}{R_o} \quad b_{51x} := 0$$

Definição dos coeficientes matriciais da segunda etapa de operação:

Equações auxiliares:

$$v_L' = L \frac{\partial i_L}{\partial t} = a_{11y} i_L + a_{12y} v_{C1} + a_{13y} v_{C2} + a_{14y} v_{C3} + a_{15y} v_o + b_{11y} v_{IN} \quad (11)$$

$$i_{C1}' = C_1 \frac{\partial v_{C1}}{\partial t} = a_{21y} i_L + a_{22y} v_{C1} + a_{23y} v_{C2} + a_{24y} v_{C3} + a_{25y} v_o + b_{21y} v_{IN} \quad (12)$$

$$i_{C2}' = C_2 \frac{\partial v_{C2}}{\partial t} = a_{31y} i_L + a_{32y} v_{C1} + a_{33y} v_{C2} + a_{34y} v_{C3} + a_{35y} v_o + b_{31y} v_{IN} \quad (13)$$

$$i_{C3}' = C_3 \frac{\partial v_{C3}}{\partial t} = a_{41y} i_L + a_{42y} v_{C1} + a_{43y} v_{C2} + a_{44y} v_{C3} + a_{45y} v_o + b_{41y} v_{IN} \quad (14)$$

$$i_{C_o}' = C_o \frac{\partial v_{C_o}}{\partial t} = a_{51y} i_L + a_{52y} v_{C1} + a_{53y} v_{C2} + a_{54y} v_{C3} + a_{55y} v_o + b_{51y} v_{IN} \quad (15)$$

Equacionamento do Estado Topológico:

$$V_L = -V_o \quad (16)$$

$$V_{IN} = i_{C1}r_c + V_{C1} + i_{C2}r_c + V_{C2} \quad (17)$$

$$i_{C1} = i_{C2} + i_{C3} \quad (18)$$

$$i_{C2}r_c + V_{C2} = i_{C3}r_c + V_{C3} \quad (19)$$

$$i_L = i_{C_o} + i_{R_o} \quad (20)$$

Algebrizando as equações acima, obtêm-se os coeficientes matriciais definidos nas equações (11) à (15).

Equação (11):

$$a_{11y} := 0 \quad a_{12y} := 0 \quad a_{13y} := 0 \quad a_{14y} := 0 \quad a_{15y} := -1 \quad b_{11y} := 0$$

Equação (12):

$$a_{21y} := 0 \quad a_{22y}(r_c) := \frac{-2}{3r_c} \quad a_{23y}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{24y}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{25y} := 0 \quad b_{21y}(r_c) := \frac{2}{3r_c}$$

Equação (13):

$$a_{31y} := 0 \quad a_{32y}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{33y}(r_c) := \frac{-2}{3r_c} \quad a_{34y}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{35y} := 0 \quad b_{31y}(r_c) := \frac{1}{3r_c}$$

Equação (14):

$$a_{41y} := 0 \quad a_{42y}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{43y}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{44y}(r_c) := \frac{-2}{3r_c} \quad a_{45y} := 0 \quad b_{41y}(r_c) := \frac{1}{3r_c}$$

Equação (15):

$$a_{51y} := 1 \quad a_{52y} := 0 \quad a_{53y} := 0 \quad a_{54y} := 0 \quad a_{55y}(R_o) := \frac{-1}{R_o} \quad b_{51y} := 0$$

Através do equacionamento matemática proposto no capítulo, tem-se a definição dos valores médios das variáveis de estado de corrente no indutor L e tensão nos capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_o .

$$i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \frac{V_{IN} \cdot (4 \cdot D - 4 \cdot D^2)}{8 \cdot R_o - 8 \cdot D \cdot R_o + 3 \cdot D \cdot r_c} \quad \text{Corrente no indutor L}$$

$$V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \frac{V_{IN} \cdot (4 \cdot R_o + D^2 \cdot r_c - 4 \cdot D \cdot R_o + 2 \cdot D \cdot r_c)}{8 \cdot R_o - 8 \cdot D \cdot R_o + 3 \cdot D \cdot r_c} \quad \text{Tensão no capacitor } C_1$$

$$V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \frac{V_{IN}(1-D) \cdot (4 \cdot R_o + D \cdot r_c)}{8 \cdot R_o - 8 \cdot D \cdot R_o + 3 \cdot D \cdot r_c} \quad \text{Tensão no capacitor } C_2$$

$$V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \frac{V_{IN} \left(4 \cdot R_o + 2 \cdot D^2 \cdot r_c - 4 \cdot D \cdot R_o + D \cdot r_c \right)}{8 \cdot R_o - 8 \cdot D \cdot R_o + 3 \cdot D \cdot r_c} \quad \text{Tensão no capacitor } C_3$$

$$V_{C0}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \frac{4 \cdot D \cdot R_o \cdot V_{IN} \cdot (1-D)}{8 \cdot R_o - 8 \cdot D \cdot R_o + 3 \cdot D \cdot r_c} \quad \text{Tensão no capacitor } C_0$$

Cálculo dos Esforços de corrente nos capacitores C_1 , C_2 e C_3 .

Capacitor C_1 :

Primeira etapa:

Calcula-se a corrente no capacitor C_1 substituindo os coeficientes matriciais referentes a primeira etapa de operação e os valores médios das variáveis de estado na equação (2)

$$i_{C1x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \left(\begin{array}{l} a_{21x} \cdot i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{22x}(r_c) \cdot V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{23x}(r_c) \cdot V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{24x}(r_c) \cdot V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{25x} \cdot V_{C0}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + b_{21x}(r_c) \cdot V_{IN} \end{array} \right)$$

$$i_{C1x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \text{ simplify} \rightarrow \frac{V_{IN} \cdot (D - D^2)}{8 \cdot R_o - 8 \cdot D \cdot R_o + 3 \cdot D \cdot r_c}$$

Segunda etapa:

Calcula-se a corrente no capacitor C_1 substituindo os coeficientes matriciais referentes a segunda etapa de operação e os valores médios das variáveis de estado na equação (12)

$$i_{C1y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \left(\begin{array}{l} a_{21y} \cdot i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{22y}(r_c) \cdot V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{23y}(r_c) \cdot V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{24y}(r_c) \cdot V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{25y} \cdot V_{C0}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + b_{21y}(r_c) \cdot V_{IN} \end{array} \right)$$

$$i_{C1y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \text{ simplify} \rightarrow -\frac{D^2 \cdot V_{IN}}{8 \cdot R_o - 8 \cdot D \cdot R_o + 3 \cdot D \cdot r_c}$$

Corrente Eficaz:

$$i_{C1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{C1x}(V_{IN}, D, R_o, r_c)^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{C1y}(V_{IN}, D, R_o, r_c)^2 dt \right)}$$

$$i_{C1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) \text{ simplify} \rightarrow \sqrt{\frac{D^3 \cdot V_{IN}^2 \cdot (D - 1)}{(8 R_o - 8 \cdot D \cdot R_o + 3 \cdot D \cdot r_c)^2}}$$

Substituindo a definição de V_{IN} retirada da equação de corrente do indutor e, desconsiderando a influência de r_c no sistema, tem-se que:

$$i_{C1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{2 \cdot R_o \cdot I_L}{D} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow 2 \cdot \sqrt{\frac{D \cdot I_L^2}{64 \cdot D - 64}}$$

$$i_{C1eficaz}(I_L, D) := \frac{I_L}{4} \cdot \sqrt{\frac{D}{1 - D}}$$

Capacitor C_2 :**Primeira etapa:**

Calcula-se a corrente no capacitor C_2 substituindo os coeficientes matriciais referentes a primeira etapa de operação e os valores médios das variáveis de estado na equação (3)

$$i_{C2x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \left(\begin{array}{l} a_{31x} \cdot i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{32x}(r_c) \cdot V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{33x}(r_c) \cdot V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{34x}(r_c) \cdot V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{35x} \cdot V_{Co}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + b_{31x}(r_c) \cdot V_{IN} \end{array} \right)$$

$$i_{C2x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \text{ simplify} \rightarrow \frac{D \cdot V_{IN} \cdot (D - 1)}{8 R_o - 8 \cdot D \cdot R_o + 3 \cdot D \cdot r_c}$$

Segunda etapa:

Calcula-se a corrente no capacitor C_2 substituindo os coeficientes matriciais referentes a segunda etapa de operação e os valores médios das variáveis de estado na equação (13)

$$i_{C2y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \left(\begin{array}{l} a_{31y} \cdot i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{32y}(r_c) \cdot V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{33y}(r_c) \cdot V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{34y}(r_c) \cdot V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{35y} \cdot V_{Co}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + b_{31y}(r_c) \cdot V_{IN} \end{array} \right)$$

$$i_{C2y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \text{ simplify} \rightarrow \frac{D^2 \cdot V_{IN}}{8 R_o - 8 \cdot D \cdot R_o + 3 \cdot D \cdot r_c}$$

Corrente Eficaz:

$$i_{C2ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{C2x}(V_{IN}, D, R_o, r_c)^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{C2y}(V_{IN}, D, R_o, r_c)^2 dt \right)}$$

$$i_{C2ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) \text{ simplify } \rightarrow \sqrt{\frac{D^3 \cdot V_{IN}^2 \cdot (D - 1)}{(8 \cdot R_o - 8 \cdot D \cdot R_o + 3 \cdot D \cdot r_c)^2}}$$

Substituindo a definição de V_{IN} retirada da equação de corrente do indutor e, desconsiderando a influência de r_c no sistema, tem-se que:

$$i_{C2ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{2 \cdot R_o \cdot I_L}{D} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow 2 \cdot \sqrt{\frac{D \cdot I_L^2}{64 \cdot D - 64}}$$

$$i_{C2eficaz}(I_L, D) := \frac{I_L}{4} \sqrt{\frac{D}{1 - D}}$$

Capacitor C₃:**Primeira etapa:**

Calcula-se a corrente no capacitor C_3 substituindo os coeficientes matriciais referentes a primeira etapa de operação e os valores médios das variáveis de estado na equação (4)

$$i_{C3x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \left(\begin{array}{l} a_{41x} \cdot i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{42x}(r_c) \cdot V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{43x}(r_c) \cdot V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{44x}(r_c) \cdot V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{45x} \cdot V_{Co}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + b_{41x}(r_c) \cdot V_{IN} \end{array} \right)$$

$$i_{C3x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \text{ simplify } \rightarrow \frac{V_{IN} \cdot (2 \cdot D - 2 \cdot D^2)}{8 \cdot R_o - 8 \cdot D \cdot R_o + 3 \cdot D \cdot r_c}$$

Segunda etapa:

Calcula-se a corrente no capacitor C_3 substituindo os coeficientes matriciais referentes a segunda etapa de operação e os valores médios das variáveis de estado na equação (14)

$$i_{C3y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \left(\begin{array}{l} a_{41y} \cdot i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{42y}(r_c) \cdot V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{43y}(r_c) \cdot V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{44y}(r_c) \cdot V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{45y} \cdot V_{Co}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + b_{41y}(r_c) \cdot V_{IN} \end{array} \right)$$

$$i_{C3y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \text{ simplify } \rightarrow \frac{2 \cdot D^2 \cdot V_{IN}}{8 \cdot R_o - 8 \cdot D \cdot R_o + 3 \cdot D \cdot r_c}$$

Corrente Eficaz:

$$i_{C3ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{C3x}(V_{IN}, D, R_o, r_c)^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{C3y}(V_{IN}, D, R_o, r_c)^2 dt \right)}$$

$$i_{C3ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) \text{ simplify} \rightarrow 2 \cdot \sqrt{\frac{D^3 \cdot V_{IN}^2 \cdot (D - 1)}{(8 \cdot R_o - 8 \cdot D \cdot R_o + 3 \cdot D \cdot r_c)^2}}$$

Substituindo a definição de V_{IN} retirada da equação de corrente do indutor e, desconsiderando a influência de r_c no sistema, tem-se que:

$$i_{C3ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{2 \cdot R_o \cdot I_L}{D} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow 4 \cdot \sqrt{\frac{D \cdot I_L^2}{64 \cdot D - 64}}$$

$$i_{C3eficaz}(I_L, D) := \frac{I_L}{2} \sqrt{\frac{D}{1 - D}}$$

Cálculo dos Esforços de corrente nos semicondutores S_1 , S_2 , S_3 e D_1 .**Corrente Média no interruptor S_1 :**

Como verificado nas etapas de operação, o interruptor S_1 conduz apenas na primeira etapa de operação sob corrente

$$i_{S1}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) := i_{C3x}(V_{IN}, D, R_o, r_c)$$

$$i_{S1med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{S1}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} 0 dt \right)$$

$$i_{S1med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{2 \cdot R_o \cdot I_L}{D} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \frac{D \cdot I_L}{2}$$

$$i_{S1medio}(I_L, D) := \frac{I_L \cdot D}{2}$$

Corrente Eficaz no interruptor S_1 :

$$i_{S1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{S1}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L)^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} 0^2 dt \right)}$$

$$i_{S1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{2 \cdot R_o \cdot I_L}{D} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \frac{\sqrt{D \cdot I_L^2}}{2}$$

$$i_{S1eficaz}(I_L, D) = \frac{I_L}{2} \cdot \sqrt{D}$$

Corrente Média no interruptor S_2 :

Como verificado nas etapas de operação, o interruptor S_2 conduz apenas na segunda etapa de operação sob corrente

$$i_{S2}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) := -i_{C3y}(V_{IN}, D, R_o, r_c)$$

$$i_{S2med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_S} 0 \, dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{S2}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) \, dt \right)$$

$$i_{S2med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{2 \cdot R_o \cdot I_L}{D} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \frac{D \cdot I_L}{2}$$

$$i_{S2medio}(I_L, D) = \frac{I_L}{2} \cdot D$$

Corrente Eficaz no interruptor S_2 :

$$i_{S2ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_S} 0^2 \, dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{S2}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L)^2 \, dt \right)}$$

$$i_{S2ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{2 \cdot R_o \cdot I_L}{D} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow 4 \cdot \sqrt{\frac{D^2 \cdot I_L^2}{64 \cdot D - 64}}$$

$$i_{S2eficaz}(I_L, D) = \frac{I_L}{2} \cdot \frac{D}{\sqrt{1-D}}$$

Corrente Média no interruptor S_3 :

Como verificado nas etapas de operação, o interruptor S_3 conduz apenas na primeira etapa de operação sob corrente

$$i_{S3}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) := i_{C1x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) - i_{C2x}(V_{IN}, D, R_o, r_c)$$

$$i_{S3med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{S3}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) \, dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} 0 \, dt \right)$$

$$i_{S3med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{2 \cdot R_o \cdot I_L}{D} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \frac{D \cdot I_L}{2}$$

$$i_{S3medio}(I_L, D) := \frac{I_L}{2} \cdot D$$

Corrente Eficaz no interruptor S_3 :

$$i_{S3ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{S3}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L)^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} 0^2 dt \right)}$$

$$i_{S3ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{2 \cdot R_o \cdot I_L}{D} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \sqrt{\frac{D \cdot I_L^2}{2}}$$

$$i_{S3eficaz}(I_L, D) := \frac{I_L}{2} \cdot \sqrt{D}$$

Corrente Média no diodo D_1 :

Como verificado nas etapas de operação, o diodo D_1 conduz apenas na segunda etapa de operação sob corrente

$$i_{D1}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) := -i_{C3y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c)$$

$$i_{D1med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_S} 0 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{D1}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) dt \right)$$

$$i_{D1med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{2 \cdot R_o \cdot I_L}{D} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow -\frac{I_L \cdot (D - 2)}{2}$$

$$i_{D1medio}(I_L, D) := \frac{I_L}{2} \cdot (2 - D)$$

Corrente Eficaz no diodo D_1 :

$$i_{D1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} 0^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{D1}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L)^2 dt \right)}$$

$$i_{D1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{2 \cdot R_o \cdot I_L}{D} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow 4 \cdot \sqrt{\frac{I_L^2 \cdot (D - 2)^2}{64 \cdot D - 64}}$$

$$i_{D1eficaz}(I_L, D) := \frac{I_L}{2} \frac{(2 - D)}{\sqrt{1 - D}}$$

Cálculo dos Esforços de tensão nos capacitores C_1 , C_2 , C_3 e nos semicondutores S_1 , S_2 , S_3 e D_1 .

Como observado nas etapas de operação do conversor Buck-2, tem-se que a tensão de bloqueio em todos os componentes da célula de comutação-2 do estágio de potência é

$$V_{C1} = V_{C2} = V_{C3} = V_{S1} = V_{S2} = V_{S3} = V_{D1} = \frac{V_{IN}}{2}$$

APÊNDICE H – PLANILHA DE ESFORÇOS DE TENSÃO E CORRENTE DO CONVERSOR BOOST-2



INSTITUTO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA



Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica
Centro Tecnológico Científico

UNIVERSIDADE DE SANTA CATARINA

Cálculo dos esforços de corrente e tensão na estrutura BOOST - 2

Acadêmico: Maurício Dalla Vecchia

Definição dos coeficientes matriciais da primeira etapa de operação:

Equações auxiliares:

$$v_L' = L \frac{\partial i_L}{\partial t} = a_{11x} i_L + a_{12x} v_{C1} + a_{13x} v_{C2} + a_{14x} v_{C3} + a_{15x} v_o + b_{11x} v_{IN} \quad (1)$$

$$i_{C1}' = C_1 \frac{\partial v_{C1}}{\partial t} = a_{21x} i_L + a_{22x} v_{C1} + a_{23x} v_{C2} + a_{24x} v_{C3} + a_{25x} v_o + b_{21x} v_{IN} \quad (2)$$

$$i_{C2}' = C_2 \frac{\partial v_{C2}}{\partial t} = a_{31x} i_L + a_{32x} v_{C1} + a_{33x} v_{C2} + a_{34x} v_{C3} + a_{35x} v_o + b_{31x} v_{IN} \quad (3)$$

$$i_{C3}' = C_3 \frac{\partial v_{C3}}{\partial t} = a_{41x} i_L + a_{42x} v_{C1} + a_{43x} v_{C2} + a_{44x} v_{C3} + a_{45x} v_o + b_{41x} v_{IN} \quad (4)$$

$$i_{Co}' = C_o \frac{\partial v_o}{\partial t} = a_{51x} i_L + a_{52x} v_{C1} + a_{53x} v_{C2} + a_{54x} v_{C3} + a_{55x} v_o + b_{51x} v_{IN} \quad (5)$$

Equacionamento do Estado Topológico:

$$V_L = V_N - i_{C1} r_C - V_{C1} \quad (6)$$

$$V_o = i_{C1} r_C + V_{C1} + i_{C2} r_C + V_{C2} \quad (7)$$

$$i_{C2} = i_{C1} + i_{C3} - i_L \quad (8)$$

$$i_{C1} r_C + V_{C1} = i_{C3} r_C + V_{C3} \quad (9)$$

$$i_{C2} = -i_{Co} - i_{Ro} \quad (10)$$

Algebrizando as equações acima, obtêm-se os coeficientes matriciais definidos nas equações (1) à (5).

Equação (1):

$$a_{11x}(r_c) := \frac{-r_c}{3} \quad a_{12x} := \frac{-1}{3} \quad a_{13x} := \frac{1}{3} \quad a_{14x} := \frac{-1}{3} \quad a_{15x} := -1 \quad b_{11x} := 1$$

Equação (2):

$$a_{21x} := \frac{1}{3} \quad a_{22x}(r_c) := \frac{-2}{3r_c} \quad a_{23x}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{24x}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{25x}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad b_{21x} := 0$$

Equação (3):

$$a_{31x} := \frac{-1}{3} \quad a_{32x}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{33x}(r_c) := \frac{-2}{3r_c} \quad a_{34x}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{35x}(r_c) := \frac{2}{3r_c} \quad b_{31x} := 0$$

Equação (4):

$$a_{41x} := \frac{1}{3} \quad a_{42x}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{43x}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{44x}(r_c) := \frac{-2}{3r_c} \quad a_{45x}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad b_{41x} := 0$$

Equação (5):

$$a_{51x} := \frac{1}{3} \quad a_{52x}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{53x}(r_c) := \frac{2}{3r_c} \quad a_{54x}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{55x}(r_c, C_o, R_o) := \frac{-(3r_c + 2R_o)}{3 \cdot C_o \cdot r_c \cdot R_o}$$

$$b_{51x}(r_c) := 0$$

Definição dos coeficientes matriciais da segunda etapa de operação:

Equações auxiliares:

$$v_L' = L \frac{\partial i_L}{\partial t} = a_{11y} i_L + a_{12y} v_{C1} + a_{13y} v_{C2} + a_{14y} v_{C3} + a_{15y} v_o + b_{11y} v_{2N} \quad (11)$$

$$i_{C1}' = C_1 \frac{\partial v_{C1}}{\partial t} = a_{21y} i_L + a_{22y} v_{C1} + a_{23y} v_{C2} + a_{24y} v_{C3} + a_{25y} v_o + b_{21y} v_{2N} \quad (12)$$

$$i_{C2}' = C_2 \frac{\partial v_{C2}}{\partial t} = a_{31y} i_L + a_{32y} v_{C1} + a_{33y} v_{C2} + a_{34y} v_{C3} + a_{35y} v_o + b_{31y} v_{2N} \quad (13)$$

$$i_{C3}' = C_3 \frac{\partial v_{C3}}{\partial t} = a_{41y} i_L + a_{42y} v_{C1} + a_{43y} v_{C2} + a_{44y} v_{C3} + a_{45y} v_o + b_{41y} v_{2N} \quad (14)$$

$$i_{C_o}' = C_o \frac{\partial v_{C_o}}{\partial t} = a_{51y} i_L + a_{52y} v_{C1} + a_{53y} v_{C2} + a_{54y} v_{C3} + a_{55y} v_o + b_{51y} v_{2N} \quad (15)$$

Equacionamento do Estado Topológico:

$$V_L = V_{IN} - V_o \quad (16)$$

$$V_{IN} = i_{C1}r_c + V_{C1} + i_{C2}r_c + V_{C2} \quad (17)$$

$$i_{C1} = i_{C2} + i_{C3} \quad (18)$$

$$i_{C2}r_c + V_{C2} = i_{C3}r_c + V_{C3} \quad (19)$$

$$i_L = i_{C2} + i_{C3} + i_{C0} + i_{Bo} \quad (20)$$

Algebrizando as equações acima, obtêm-se os coeficientes matriciais definidos nas equações (11) à (15).

Equação (11):

$$a_{11y} := 0 \quad a_{12y} := 0 \quad a_{13y} := 0 \quad a_{14y} := 0 \quad a_{15y} := -1 \quad b_{11y} := 1$$

Equação (12):

$$a_{21y} := 0 \quad a_{22y}(r_c) := \frac{-2}{3r_c} \quad a_{23y}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{24y}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{25y}(r_c) := \frac{2}{3r_c} \quad b_{21y}(r_c) := 0$$

Equação (13):

$$a_{31y} := 0 \quad a_{32y}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{33y}(r_c) := \frac{-2}{3r_c} \quad a_{34y}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{35y}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad b_{31y} := 0$$

Equação (14):

$$a_{41y} := 0 \quad a_{42y}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{43y}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{44y}(r_c) := \frac{-2}{3r_c} \quad a_{45y}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad b_{41y} := 0$$

Equação (15):

$$a_{51y} := 1 \quad a_{52y}(r_c) := \frac{2}{3r_c} \quad a_{53y}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{54y}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{55y}(r_c, C_o, R_o) := \frac{-(3r_c + 2R_o)}{3 \cdot C_o \cdot r_c \cdot R_o} \\ b_{51y}(r_c) := \frac{-2}{3r_c}$$

Através do equacionamento matemática proposto no capítulo, tem-se a definição dos valores médios das variáveis de estado de corrente no indutor L e tensão nos capacitores C₁, C₂, C₃ e C₀.

$$i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \frac{8 \cdot V_{IN} - 8 \cdot D \cdot V_{IN}}{8 \cdot R_o - 16 \cdot D \cdot R_o + 3 \cdot D \cdot r_c + 10 \cdot D^2 \cdot R_o - 2 \cdot D^3 \cdot R_o} \quad \text{Corrente no indutor L}$$

$$V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \frac{V_{IN} \cdot (4 \cdot R_o + r_c - 6 \cdot D \cdot R_o + 2 \cdot D \cdot r_c + 2 \cdot D^2 \cdot R_o)}{8 \cdot R_o - 16 \cdot D \cdot R_o + 3 \cdot D \cdot r_c + 10 \cdot D^2 \cdot R_o - 2 \cdot D^3 \cdot R_o} \quad \text{Tensão no capacitor C}_1$$

$$V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \frac{V_{IN} (r_c - 4 \cdot R_o + 6 \cdot D \cdot R_o + 2 \cdot D \cdot r_c - 2 \cdot D^2 \cdot R_o)}{8 \cdot R_o - 16 \cdot D \cdot R_o + 3 \cdot D \cdot r_c + 10 \cdot D^2 \cdot R_o - 2 \cdot D^3 \cdot R_o} \quad \text{Tensão no capacitor } C_2$$

$$V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \frac{V_{IN} (4 \cdot R_o - r_c - 6 \cdot D \cdot R_o + 4 \cdot D \cdot r_c + 2 \cdot D^2 \cdot R_o)}{8 \cdot R_o - 16 \cdot D \cdot R_o + 3 \cdot D \cdot r_c + 10 \cdot D^2 \cdot R_o - 2 \cdot D^3 \cdot R_o} \quad \text{Tensão no capacitor } C_3$$

$$V_{Co}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \frac{4 \cdot R_o \cdot V_{IN} (D^2 - 3 \cdot D + 2)}{8 \cdot R_o - 16 \cdot D \cdot R_o + 3 \cdot D \cdot r_c + 10 \cdot D^2 \cdot R_o - 2 \cdot D^3 \cdot R_o} \quad \text{Tensão no capacitor } C_o$$

Cálculo dos Esforços de corrente nos capacitores C_1 , C_2 e C_3 .

Capacitor C_1 :

Primeira etapa:

Calcula-se a corrente no capacitor C_1 substituindo os coeficientes matriciais referentes a primeira etapa de operação e os valores médios das variáveis de estado na equação (2)

$$i_{C1x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \left(\begin{array}{l} a_{21x}(r_c) \cdot V_{IN} + a_{22x}(r_c) \cdot V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{23x}(r_c) \cdot V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{24x}(r_c) \cdot V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{25x}(r_c) \cdot V_{Co}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + b_{21x} \cdot V_{IN} \end{array} \right)$$

$$i_{C1x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \text{ simplify} \rightarrow \frac{2 \cdot V_{IN} - 2 \cdot D \cdot V_{IN}}{8 \cdot R_o - 16 \cdot D \cdot R_o + 3 \cdot D \cdot r_c + 10 \cdot D^2 \cdot R_o - 2 \cdot D^3 \cdot R_o}$$

Segunda etapa:

Calcula-se a corrente no capacitor C_1 substituindo os coeficientes matriciais referentes a segunda etapa de operação e os valores médios das variáveis de estado na equação (12)

$$i_{C1y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \left(\begin{array}{l} a_{21y}(r_c) \cdot V_{IN} + a_{22y}(r_c) \cdot V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{23y}(r_c) \cdot V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{24y}(r_c) \cdot V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{25y}(r_c) \cdot V_{Co}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + b_{21y}(r_c) \cdot V_{IN} \end{array} \right)$$

$$i_{C1y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \text{ simplify} \rightarrow \frac{2 \cdot D \cdot V_{IN}}{8 \cdot R_o - 16 \cdot D \cdot R_o + 3 \cdot D \cdot r_c + 10 \cdot D^2 \cdot R_o - 2 \cdot D^3 \cdot R_o}$$

Corrente Eficaz:

$$i_{C1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{C1x}(V_{IN}, D, R_o, r_c)^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{C1y}(V_{IN}, D, R_o, r_c)^2 dt \right)}$$

$$i_{C1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) \text{ simplify} \rightarrow 2 \cdot \sqrt{\frac{D \cdot V_{IN}^2 \cdot (D - 1)}{(8 \cdot R_o - 16 \cdot D \cdot R_o + 3 \cdot D \cdot r_c + 10 \cdot D^2 \cdot R_o - 2 \cdot D^3 \cdot R_o)^2}}$$

Substituindo a definição de V_{IN} retirada da equação de corrente do indutor e, desconsiderando a influência de r_c no sistema, tem-se que:

$$i_{C1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) \begin{cases} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (2 - D)^2}{4} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{cases} \rightarrow \sqrt{\frac{D \cdot I_L^2}{4 \cdot D - 4}} \cdot 2$$

$$i_{C1eficaz}(I_L, D) = \frac{I_L}{4} \sqrt{\frac{D}{1 - D}}$$

Capacitor C_2 :**Primeira etapa:**

Calcula-se a corrente no capacitor C_2 substituindo os coeficientes matriciais referentes a primeira etapa de operação e os valores médios das variáveis de estado na equação (3)

$$i_{C2x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \begin{pmatrix} a_{31x} \cdot i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{32x}(r_c) \cdot V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{33x}(r_c) \cdot V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{34x}(r_c) \cdot V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{35x}(r_c) \cdot V_{Co}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + b_{31x} \cdot V_{IN} \end{pmatrix}$$

$$i_{C2x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \text{ simplify} \rightarrow \frac{2 \cdot V_{IN} \cdot (D - 1)}{8 \cdot R_o - 16 \cdot D \cdot R_o + 3 \cdot D \cdot r_c + 10 \cdot D^2 \cdot R_o - 2 \cdot D^3 \cdot R_o}$$

Segunda etapa:

Calcula-se a corrente no capacitor C_2 substituindo os coeficientes matriciais referentes a segunda etapa de operação e os valores médios das variáveis de estado na equação (13)

$$i_{C2y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \begin{pmatrix} a_{31y} \cdot i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{32y}(r_c) \cdot V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{33y}(r_c) \cdot V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{34y}(r_c) \cdot V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{35y}(r_c) \cdot V_{Co}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + b_{31y} \cdot V_{IN} \end{pmatrix}$$

$$i_{C2y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \text{ simplify} \rightarrow \frac{2 \cdot D \cdot V_{IN}}{8 \cdot R_o - 16 \cdot D \cdot R_o + 3 \cdot D \cdot r_c + 10 \cdot D^2 \cdot R_o - 2 \cdot D^3 \cdot R_o}$$

Corrente Eficaz:

$$i_{C2ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{C2x}(V_{IN}, D, R_o, r_c)^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{C2y}(V_{IN}, D, R_o, r_c)^2 dt \right)}$$

$$i_{C2ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) \text{ simplify} \rightarrow 2 \cdot \sqrt{\frac{D \cdot V_{IN}^2 \cdot (D - 1)}{(8 \cdot R_o - 16 \cdot D \cdot R_o + 3 \cdot D \cdot r_c + 10 \cdot D^2 \cdot R_o - 2 \cdot D^3 \cdot R_o)^2}}$$

Substituindo a definição de V_{IN} retirada da equação de corrente do indutor e, desconsiderando a influência de r_c no sistema, tem-se que:

$$i_{C2ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (2 - D)^2}{4} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \sqrt{\frac{D \cdot I_L^2}{4 \cdot D - 4}} \cdot 2$$

$$i_{C2eficaz}(I_L, D) := \frac{I_L}{4} \sqrt{\frac{D}{1 - D}}$$

Capacitor C₃:**Primeira etapa:**

Calcula-se a corrente no capacitor C_3 substituindo os coeficientes matriciais referentes a primeira etapa de operação e os valores médios das variáveis de estado na equação (4)

$$i_{C3x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \left(\begin{array}{l} a_{41x} \cdot i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{42x}(r_c) \cdot V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{43x}(r_c) \cdot V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{44x}(r_c) \cdot V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{45x}(r_c) \cdot V_{Co}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + b_{41x} \cdot V_{IN} \end{array} \right)$$

$$i_{C3x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \text{ simplify} \rightarrow \frac{4 \cdot V_{IN} - 4 \cdot D \cdot V_{IN}}{8 \cdot R_o - 16 \cdot D \cdot R_o + 3 \cdot D \cdot r_c + 10 \cdot D^2 \cdot R_o - 2 \cdot D^3 \cdot R_o}$$

Segunda etapa:

Calcula-se a corrente no capacitor C_3 substituindo os coeficientes matriciais referentes a segunda etapa de operação e os valores médios das variáveis de estado na equação (14)

$$i_{C3y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \left(\begin{array}{l} a_{41y} \cdot i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{42y}(r_c) \cdot V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{43y}(r_c) \cdot V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{44y}(r_c) \cdot V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{45y}(r_c) \cdot V_{Co}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + b_{41y} \cdot V_{IN} \end{array} \right)$$

$$i_{C3y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \text{ simplify} \rightarrow \frac{4 \cdot D \cdot V_{IN}}{8 \cdot R_o - 16 \cdot D \cdot R_o + 3 \cdot D \cdot r_c + 10 \cdot D^2 \cdot R_o - 2 \cdot D^3 \cdot R_o}$$

Corrente Eficaz:

$$i_{C3ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{C3x}(V_{IN}, D, R_o, r_c)^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{C3y}(V_{IN}, D, R_o, r_c)^2 dt \right)}$$

$$i_{C3ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) \text{ simplify} \rightarrow 4 \cdot \sqrt{\frac{D \cdot V_{IN}^2 \cdot (D - 1)}{(8 \cdot R_o - 16 \cdot D \cdot R_o + 3 \cdot D \cdot r_c + 10 \cdot D^2 \cdot R_o - 2 \cdot D^3 \cdot R_o)^2}}$$

Substituindo a definição de V_{IN} retirada da equação de corrente do indutor e, desconsiderando a influência de r_c no sistema, tem-se que:

$$i_{C3ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (2 - D)^2}{4} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \sqrt{\frac{D \cdot I_L^2}{4 \cdot D - 4}}$$

$$i_{C3eficaz}(I_L, D) := \frac{I_L}{2} \cdot \sqrt{\frac{D}{1 - D}}$$

Cálculo dos Esforços de corrente nos semicondutores S_1 , S_2 , S_3 e D_1 .**Corrente Média no interruptor S_1 :**

Como verificado nas etapas de operação, o interruptor S_1 conduz apenas na primeira etapa de operação sob corrente

$$i_{S1}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) := i_{C3x}(V_{IN}, D, R_o, r_c)$$

$$i_{S1med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \frac{1}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{S1}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} 0 dt \right)$$

$$i_{S1med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (2 - D)^2}{4} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \frac{D \cdot I_L}{2}$$

$$i_{S1medio}(I_L, D) := \frac{I_L \cdot D}{2}$$

Corrente Eficaz no interruptor S_1 :

$$i_{S1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{S1}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L)^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} 0^2 dt \right)}$$

$$i_{S1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (2 - D)^2}{4} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \frac{\sqrt{D \cdot I_L^2}}{2}$$

$$i_{S1eficaz}(I_L, D) = \frac{I_L}{2} \sqrt{D}$$

Corrente Média no interruptor S_2 :

Como verificado nas etapas de operação, o interruptor S_2 conduz apenas na segunda etapa de operação sob corrente

$$i_{S2}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) := -i_{C3y}(V_{IN}, D, R_o, r_c)$$

$$i_{S2med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_S} 0 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{S2}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) dt \right)$$

$$i_{S2med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (2 - D)^2}{4} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \frac{D \cdot I_L}{2}$$

$$i_{S2medio}(I_L, D) = \frac{I_L}{2} \cdot D$$

Corrente Eficaz no interruptor S_2 :

$$i_{S2ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_S} 0^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{S2}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L)^2 dt \right)}$$

$$i_{S2ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (2 - D)^2}{4} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \sqrt{\frac{D^2 \cdot I_L^2}{4 \cdot D - 4}}$$

$$i_{S2eficaz}(I_L, D) = \frac{I_L}{2} \cdot \frac{D}{\sqrt{1 - D}}$$

Corrente Média no interruptor S_3 :

Como verificado nas etapas de operação, o interruptor S_3 conduz apenas na primeira etapa de operação sob corrente

$$i_{S3}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) := i_{C1x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) - i_{C2x}(V_{IN}, D, R_o, r_c)$$

$$i_{S3med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{S3}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} 0 dt \right)$$

$$i_{S3med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (2 - D)^2}{4} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \frac{D \cdot I_L}{2}$$

$$i_{S3medio}(I_L, D) := \frac{I_L}{2} \cdot D$$

Corrente Eficaz no interruptor S_3 :

$$i_{S3ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{S3}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L)^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} 0^2 dt \right)}$$

$$i_{S3ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (2 - D)^2}{4} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \sqrt{\frac{D \cdot I_L^2}{2}}$$

$$i_{S3eficaz}(I_L, D) := \frac{I_L}{2} \cdot \sqrt{D}$$

Corrente Média no diodo D_1 :

Como verificado nas etapas de operação, o diodo D_1 conduz apenas na segunda etapa de operação sob corrente

$$i_{D1}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) := -i_{C3y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c)$$

$$i_{D1med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_S} 0 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{D1}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) dt \right)$$

$$i_{D1med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (2 - D)^2}{4} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow -\frac{I_L \cdot (D - 2)}{2}$$

$$i_{D3medio}(I_L, D) := \frac{I_L}{2} \cdot (2 - D)$$

Corrente Eficaz no diodo D_1 :

$$i_{D1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_S} 0^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{D1}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L)^2 dt \right)}$$

$$i_{D1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (2 - D)^2}{4} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \sqrt{\frac{I_L^2 \cdot (D - 2)^2}{4D - 4}}$$

$$i_{D3eficaz}(I_L, D) := \frac{I_L}{2} \frac{(2 - D)}{\sqrt{1 - D}}$$

Cálculo dos Esforços de tensão nos capacitores C_1 , C_2 , C_3 e nos semicondutores S_1 , S_2 , S_3 e D_1 .

Como observado nas etapas de operação do conversor Boost-2, tem-se que a tensão de bloqueio em todos os componentes da célula de comutação-2 do estágio de potência é

$$V_{C1} = V_{C2} = V_{C3} = V_{S1} = V_{S2} = V_{S3} = V_{D1} = \frac{V_o}{2}$$

APÊNDICE I – PLANILHA DE ESFORÇOS DE TENSÃO E CORRENTE DO CONVERSOR BUCK-BOOST-2



INSTITUTO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA



Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica
Centro Tecnológico Científico

UNIVERSIDADE DE SANTA CATARINA

Cálculo dos esforços de corrente e tensão na estrutura BUCK-BOOST - 2

Acadêmico: Maurício Dalla Vecchia

Definição dos coeficientes matriciais da primeira etapa de operação:

Equações auxiliares:

$$v_L' = L \frac{\partial i_L}{\partial t} = a_{11x}i_L + a_{12x}v_{C1} + a_{13x}v_{C2} + a_{14x}v_{C3} + a_{15x}v_o + b_{11x}v_{IN} \quad (1)$$

$$i_{C1}' = C_1 \frac{\partial v_{C1}}{\partial t} = a_{21x}i_L + a_{22x}v_{C1} + a_{23x}v_{C2} + a_{24x}v_{C3} + a_{25x}v_o + b_{21x}v_{IN} \quad (2)$$

$$i_{C2}' = C_2 \frac{\partial v_{C2}}{\partial t} = a_{31x}i_L + a_{32x}v_{C1} + a_{33x}v_{C2} + a_{34x}v_{C3} + a_{35x}v_o + b_{31x}v_{IN} \quad (3)$$

$$i_{C3}' = C_3 \frac{\partial v_{C3}}{\partial t} = a_{41x}i_L + a_{42x}v_{C1} + a_{43x}v_{C2} + a_{44x}v_{C3} + a_{45x}v_o + b_{41x}v_{IN} \quad (4)$$

$$i_{C0}' = C_o \frac{\partial v_o}{\partial t} = a_{51x}i_L + a_{52x}v_{C1} + a_{53x}v_{C2} + a_{54x}v_{C3} + a_{55x}v_o + b_{51x}v_{IN} \quad (5)$$

Equacionamento do Estado Topológico:

$$V_L = V_{IN} - i_{C1}r_C - V_{C1} \quad (6)$$

$$V_{IN} + V_o = i_{C1}r_C + V_{C1} + i_{C2}r_C + V_{C2} \quad (7)$$

$$i_{C2} = i_{C1} + i_{C3} - i_L \quad (8)$$

$$i_{C1}r_C + V_{C1} = i_{C3}r_C + V_{C3} \quad (9)$$

$$i_{C2} = -i_{C0} - i_{R0} \quad (10)$$

Algebrizando as equações acima, obtêm-se os coeficientes matriciais definidos nas equações (1) à (5).

Equação (1):

$$a_{11x}(r_c) := \frac{-r_c}{3} \quad a_{12x} := \frac{-1}{3} \quad a_{13x} := \frac{1}{3} \quad a_{14x} := \frac{-1}{3} \quad a_{15x} := \frac{-1}{3} \quad b_{11x} := \frac{2}{3}$$

Equação (2):

$$a_{21x} := \frac{1}{3} \quad a_{22x}(r_c) := \frac{-2}{3r_c} \quad a_{23x}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{24x}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{25x}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad b_{21x}(r_c) := \frac{1}{3r_c}$$

Equação (3):

$$a_{31x} := \frac{-1}{3} \quad a_{32x}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{33x}(r_c) := \frac{-2}{3r_c} \quad a_{34x}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{35x}(r_c) := \frac{2}{3r_c} \quad b_{31x}(r_c) := \frac{2}{3r_c}$$

Equação (4):

$$a_{41x} := \frac{1}{3} \quad a_{42x}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{43x}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{44x}(r_c) := \frac{-2}{3r_c} \quad a_{45x}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad b_{41x}(r_c) := \frac{1}{3r_c}$$

Equação (5):

$$a_{51x} := \frac{1}{3} \quad a_{52x}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{53x}(r_c) := \frac{2}{3r_c} \quad a_{54x}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{55x}(r_c, C_o, R_o) := \frac{-(3r_c + 2R_o)}{3 \cdot r_c \cdot R_o}$$

$$b_{51x}(r_c) := \frac{-2}{3r_c}$$

Definição dos coeficientes matriciais da segunda etapa de operação:

Equações auxiliares:

$$v_L^* = L \frac{\partial i_L}{\partial t} = a_{11y} i_L + a_{12y} v_{C1} + a_{13y} v_{C2} + a_{14y} v_{C3} + a_{15y} v_o + b_{11y} v_{DN} \quad (11)$$

$$i_{C1}^* = C_1 \frac{\partial v_{C1}}{\partial t} = a_{21y} i_L + a_{22y} v_{C1} + a_{23y} v_{C2} + a_{24y} v_{C3} + a_{25y} v_o + b_{21y} v_{DN} \quad (12)$$

$$i_{C2}^* = C_2 \frac{\partial v_{C2}}{\partial t} = a_{31y} i_L + a_{32y} v_{C1} + a_{33y} v_{C2} + a_{34y} v_{C3} + a_{35y} v_o + b_{31y} v_{DN} \quad (13)$$

$$i_{C3}^* = C_3 \frac{\partial v_{C3}}{\partial t} = a_{41y} i_L + a_{42y} v_{C1} + a_{43y} v_{C2} + a_{44y} v_{C3} + a_{45y} v_o + b_{41y} v_{DN} \quad (14)$$

$$i_{Co}^* = C_o \frac{\partial v_{Co}}{\partial t} = a_{51y} i_L + a_{52y} v_{C1} + a_{53y} v_{C2} + a_{54y} v_{C3} + a_{55y} v_o + b_{51y} v_{DN} \quad (15)$$

Equacionamento do Estado Topológico:

$$V_L = -V_o \quad (16)$$

$$V_{IN} + V_o = i_{C1}r_c + V_{C1} + i_{C2}r_c + V_{C2} \quad (17)$$

$$i_{C1} = i_{C2} + i_{C3} \quad (18)$$

$$i_{C2}r_c + V_{C2} = i_{C3}r_c + V_{C3} \quad (19)$$

$$i_L = i_{C2} + i_{C3} + i_{C0} + i_{Bo} \quad (20)$$

Algebrizando as equações acima, obtêm-se os coeficientes matriciais definidos nas equações (11) à (15).

Equação (11):

$$a_{11y} := 0 \quad a_{12y} := 0 \quad a_{13y} := 0 \quad a_{14y} := 0 \quad a_{15y} := -1 \quad b_{11y} := 0$$

Equação (12):

$$a_{21y} := 0 \quad a_{22y}(r_c) := \frac{-2}{3r_c} \quad a_{23y}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{24y}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{25y}(r_c) := \frac{2}{3r_c} \quad b_{21y}(r_c) := \frac{2}{3r_c}$$

Equação (13):

$$a_{31y} := 0 \quad a_{32y}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{33y}(r_c) := \frac{-2}{3r_c} \quad a_{34y}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{35y}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad b_{31y}(r_c) := \frac{1}{3r_c}$$

Equação (14):

$$a_{41y} := 0 \quad a_{42y}(r_c) := \frac{-1}{3r_c} \quad a_{43y}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{44y}(r_c) := \frac{-2}{3r_c} \quad a_{45y}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad b_{41y}(r_c) := \frac{1}{3r_c}$$

Equação (15):

$$a_{51y} := \frac{1}{3} \quad a_{52y}(r_c) := \frac{2}{3r_c} \quad a_{53y}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{54y}(r_c) := \frac{1}{3r_c} \quad a_{55y}(r_c, C_o, R_o) := \frac{-(3r_c + 2R_o)}{3 \cdot r_c \cdot R_o}$$

$$b_{51y}(r_c) := \frac{-2}{3r_c}$$

Através do equacionamento matemática proposto no capítulo, tem-se a definição dos valores médios das variáveis de estado de corrente no indutor L e tensão nos capacitores C₁, C₂, C₃ e C₀.

$$i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \frac{V_{IN}(4 \cdot D - 4 \cdot D^2)}{8 \cdot R_o - 16 \cdot D \cdot R_o + 3 \cdot D \cdot r_c + 10 \cdot D^2 \cdot R_o - 2 \cdot D^3 \cdot R_o} \quad \text{Corrente no indutor L}$$

$$V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \frac{V_{IN}(4 \cdot R_o + D^2 \cdot r_c - 6 \cdot D \cdot R_o + 2 \cdot D \cdot r_c + 2 \cdot D^2 \cdot R_o)}{8 \cdot R_o - 16 \cdot D \cdot R_o + 3 \cdot D \cdot r_c + 10 \cdot D^2 \cdot R_o - 2 \cdot D^3 \cdot R_o} \quad \text{Tensão no capacitor C}_1$$

$$V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \frac{V_{IN} \cdot (D - 1) \cdot (4R_o - 2D \cdot R_o + D \cdot r_c)}{8R_o - 16D \cdot R_o + 3D \cdot r_c + 10D^2 \cdot R_o - 2D^3 \cdot R_o} \quad \text{Tensão no capacitor } C_2$$

$$V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \frac{V_{IN} \cdot (4R_o + 2D^2 \cdot r_c - 6D \cdot R_o + D \cdot r_c + 2D^2 \cdot R_o)}{8R_o - 16D \cdot R_o + 3D \cdot r_c + 10D^2 \cdot R_o - 2D^3 \cdot R_o} \quad \text{Tensão no capacitor } C_3$$

$$V_{Co}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \frac{2D \cdot R_o \cdot V_{IN} \cdot (D^2 - 3D + 2)}{8R_o - 16D \cdot R_o + 3D \cdot r_c + 10D^2 \cdot R_o - 2D^3 \cdot R_o} \quad \text{Tensão no capacitor } C_o$$

Cálculo dos Esforços de corrente nos capacitores C_1 , C_2 e C_3 .

Capacitor C_1 :

Primeira etapa:

Calcula-se a corrente no capacitor C_1 substituindo os coeficientes matriciais referentes a primeira etapa de operação e os valores médios das variáveis de estado na equação (2)

$$i_{C1x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \left(\begin{array}{l} a_{21x}(r_c) \cdot i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{22x}(r_c) \cdot V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{23x}(r_c) \cdot V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{24x}(r_c) \cdot V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{25x}(r_c) \cdot V_{Co}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + b_{21x}(r_c) \cdot V_{IN} \end{array} \right)$$

$$i_{C1x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \text{ simplify} \rightarrow \frac{V_{IN} \cdot (D - D^2)}{8R_o - 16D \cdot R_o + 3D \cdot r_c + 10D^2 \cdot R_o - 2D^3 \cdot R_o}$$

Segunda etapa:

Calcula-se a corrente no capacitor C_1 substituindo os coeficientes matriciais referentes a segunda etapa de operação e os valores médios das variáveis de estado na equação (12)

$$i_{C1y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \left(\begin{array}{l} a_{21y}(r_c) \cdot i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{22y}(r_c) \cdot V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{23y}(r_c) \cdot V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{24y}(r_c) \cdot V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{25y}(r_c) \cdot V_{Co}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + b_{21y}(r_c) \cdot V_{IN} \end{array} \right)$$

$$i_{C1y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \text{ simplify} \rightarrow -\frac{D^2 \cdot V_{IN}}{8R_o - 16D \cdot R_o + 3D \cdot r_c + 10D^2 \cdot R_o - 2D^3 \cdot R_o}$$

Corrente Eficaz:

$$i_{C1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{C1x}(V_{IN}, D, R_o, r_c)^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{C1y}(V_{IN}, D, R_o, r_c)^2 dt \right)}$$

$$i_{C1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) \text{ simplify} \rightarrow \frac{D^3 \cdot V_{IN}^2 \cdot (D - 1)}{\left(8 \cdot R_o - 16 \cdot D \cdot R_o + 3 \cdot D \cdot r_c + 10 \cdot D^2 \cdot R_o - 2 \cdot D^3 \cdot R_o \right)^2}$$

Substituindo a definição de V_{IN} retirada da equação de corrente do indutor e, desconsiderando a influência de r_c no sistema, tem-se que:

$$i_{C1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) \begin{cases} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (2 - D)^2}{2 \cdot D} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{cases} \rightarrow \frac{\sqrt{\frac{D \cdot I_L^2}{4 \cdot D - 4}}}{2}$$

$$i_{C1eficaz}(I_L, D) = \frac{I_L}{4} \sqrt{\frac{D}{1 - D}}$$

Capacitor C_2 :**Primeira etapa:**

Calcula-se a corrente no capacitor C_2 substituindo os coeficientes matriciais referentes a primeira etapa de operação e os valores médios das variáveis de estado na equação (3)

$$i_{C2x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \begin{pmatrix} a_{31x}(r_c) \cdot i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{32x}(r_c) \cdot V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{33x}(r_c) \cdot V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{34x}(r_c) \cdot V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{35x}(r_c) \cdot V_{Co}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + b_{31x}(r_c) \cdot V_{IN} \end{pmatrix}$$

$$i_{C2x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \text{ simplify} \rightarrow \frac{D \cdot V_{IN} \cdot (D - 1)}{8 \cdot R_o - 16 \cdot D \cdot R_o + 3 \cdot D \cdot r_c + 10 \cdot D^2 \cdot R_o - 2 \cdot D^3 \cdot R_o}$$

Segunda etapa:

Calcula-se a corrente no capacitor C_2 substituindo os coeficientes matriciais referentes a segunda etapa de operação e os valores médios das variáveis de estado na equação (13)

$$i_{C2y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \begin{pmatrix} a_{31y}(r_c) \cdot i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{32y}(r_c) \cdot V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{33y}(r_c) \cdot V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{34y}(r_c) \cdot V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{35y}(r_c) \cdot V_{Co}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + b_{31y}(r_c) \cdot V_{IN} \end{pmatrix}$$

$$i_{C2y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \text{ simplify} \rightarrow \frac{D^2 \cdot V_{IN}}{8 \cdot R_o - 16 \cdot D \cdot R_o + 3 \cdot D \cdot r_c + 10 \cdot D^2 \cdot R_o - 2 \cdot D^3 \cdot R_o}$$

Corrente Eficaz:

$$i_{C2ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{C2x}(V_{IN}, D, R_o, r_c)^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{C2y}(V_{IN}, D, R_o, r_c)^2 dt \right)}$$

$$i_{C2ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) \text{ simplify} \rightarrow \sqrt{\frac{D^3 \cdot V_{IN}^2 \cdot (D - 1)}{(8 \cdot R_o - 16 \cdot D \cdot R_o + 3 \cdot D \cdot r_c + 10 \cdot D^2 \cdot R_o - 2 \cdot D^3 \cdot R_o)^2}}$$

Substituindo a definição de V_{IN} retirada da equação de corrente do indutor e, desconsiderando a influência de r_c no sistema, tem-se que:

$$i_{C2ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) \left\{ \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (2 - D)^2}{2 \cdot D} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \sqrt{\frac{D \cdot I_L^2}{4 \cdot D - 4}} \cdot \frac{1}{2}$$

$$i_{C2eficaz}(I_L, D) := \frac{I_L}{4} \sqrt{\frac{D}{1 - D}}$$

Capacitor C₃:**Primeira etapa:**

Calcula-se a corrente no capacitor C_3 substituindo os coeficientes matriciais referentes a primeira etapa de operação e os valores médios das variáveis de estado na equação (4)

$$i_{C3x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \left(\begin{array}{l} a_{41x} \cdot i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{42x}(r_c) \cdot V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{43x}(r_c) \cdot V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{44x}(r_c) \cdot V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{45x}(r_c) \cdot V_{Co}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + b_{41x}(r_c) \cdot V_{IN} \end{array} \right)$$

$$i_{C3x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \text{ simplify} \rightarrow \frac{V_{IN} \cdot (2 \cdot D - 2 \cdot D^2)}{8 \cdot R_o - 16 \cdot D \cdot R_o + 3 \cdot D \cdot r_c + 10 \cdot D^2 \cdot R_o - 2 \cdot D^3 \cdot R_o}$$

Segunda etapa:

Calcula-se a corrente no capacitor C_3 substituindo os coeficientes matriciais referentes a segunda etapa de operação e os valores médios das variáveis de estado na equação (14)

$$i_{C3y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) := \left(\begin{array}{l} a_{41y} \cdot i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{42y}(r_c) \cdot V_{C1}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{43y}(r_c) \cdot V_{C2}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + a_{44y}(r_c) \cdot V_{C3}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \dots \\ + a_{45y}(r_c) \cdot V_{Co}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + b_{41y}(r_c) \cdot V_{IN} \end{array} \right)$$

$$i_{C3y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) \text{ simplify} \rightarrow \frac{2 \cdot D^2 \cdot V_{IN}}{8 \cdot R_o - 16 \cdot D \cdot R_o + 3 \cdot D \cdot r_c + 10 \cdot D^2 \cdot R_o - 2 \cdot D^3 \cdot R_o}$$

Corrente Eficaz:

$$i_{C3ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{C3x}(V_{IN}, D, R_o, r_c)^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{C3y}(V_{IN}, D, R_o, r_c)^2 dt \right)}$$

$$i_{C3ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) \text{ simplify} \rightarrow 2 \cdot \sqrt{\frac{D^3 \cdot V_{IN}^2 \cdot (D - 1)}{(8 \cdot R_o - 16 \cdot D \cdot R_o + 3 \cdot D \cdot r_c + 10 \cdot D^2 \cdot R_o - 2 \cdot D^3 \cdot R_o)^2}}$$

Substituindo a definição de V_{IN} retirada da equação de corrente do indutor e, desconsiderando a influência de r_c no sistema, tem-se que:

$$i_{C3ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (2 - D)^2}{2 \cdot D} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \sqrt{\frac{D \cdot I_L^2}{4 \cdot D - 4}}$$

$$i_{C3eficaz}(I_L, D) := \frac{I_L}{2} \cdot \sqrt{\frac{D}{1 - D}}$$

Cálculo dos Esforços de corrente nos semicondutores S_1 , S_2 , S_3 e D_1 .**Corrente Média no interruptor S_1 :**

Como verificado nas etapas de operação, o interruptor S_1 conduz apenas na primeira etapa de operação sob corrente

$$i_{S1}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) := i_{C3x}(V_{IN}, D, R_o, r_c)$$

$$i_{S1med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \frac{1}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{S1}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} 0 dt \right)$$

$$i_{S1med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (2 - D)^2}{2 \cdot D} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \frac{D \cdot I_L}{2}$$

$$i_{S1medio}(I_L, D) := \frac{I_L \cdot D}{2}$$

Corrente Eficaz no interruptor S_1 :

$$i_{S1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{S1}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L)^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} 0^2 dt \right)}$$

$$i_{S1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (2 - D)^2}{2 \cdot D} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \sqrt{\frac{D \cdot I_L^2}{2}}$$

$$i_{S1eficaz}(I_L, D) = \frac{I_L}{2} \cdot \sqrt{D}$$

Corrente Média no interruptor S_2 :

Como verificado nas etapas de operação, o interruptor S_2 conduz apenas na segunda etapa de operação sob corrente

$$i_{S2}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) := -i_{C3y}(V_{IN}, D, R_o, r_c)$$

$$i_{S2med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \frac{1}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} 0 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{S2}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) dt \right)$$

$$i_{S2med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (2 - D)^2}{2 \cdot D} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \frac{D \cdot I_L}{2}$$

$$i_{S2medio}(I_L, D) = \frac{I_L}{2} \cdot D$$

Corrente Eficaz no interruptor S_2 :

$$i_{S2ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} 0^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{S2}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L)^2 dt \right)}$$

$$i_{S2ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (2 - D)^2}{2 \cdot D} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \sqrt{\frac{D^2 \cdot I_L^2}{4 \cdot D - 4}}$$

$$i_{S2eficaz}(I_L, D) = \frac{I_L}{2} \cdot \frac{D}{\sqrt{1 - D}}$$

Corrente Média no interruptor S₃:

Como verificado nas etapas de operação, o interruptor S₃ conduz apenas na primeira etapa de operação sob corrente

$$i_{S3}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) := i_{C1x}(V_{IN}, D, R_o, r_c) - i_{C2x}(V_{IN}, D, R_o, r_c)$$

$$i_{S3med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{S3}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} 0 dt \right)$$

$$i_{S3med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (2 - D)^2}{2 \cdot D} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \frac{D \cdot I_L}{2}$$

$$i_{S3medio}(I_L, D) := \frac{I_L}{2} \cdot D$$

Corrente Eficaz no interruptor S₃:

$$i_{S3ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_S} i_{S3}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L)^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} 0^2 dt \right)}$$

$$i_{S3ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (2 - D)^2}{2 \cdot D} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \frac{\sqrt{D \cdot I_L^2}}{2}$$

$$i_{S3eficaz}(I_L, D) := \frac{I_L}{2} \cdot \sqrt{D}$$

Corrente Média no diodo D₁:

Como verificado nas etapas de operação, o diodo D₁ conduz apenas na segunda etapa de operação sob corrente

$$i_{D1}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) := -i_{C3y}(V_{IN}, D, R_o, r_c) + i_L(V_{IN}, D, R_o, r_c)$$

$$i_{D1med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_S} 0 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{D1}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L) dt \right)$$

$$i_{D1med}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (2 - D)^2}{2 \cdot D} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow -\frac{I_L \cdot (D - 2)}{2}$$

$$i_{D3medio}(I_L, D) := \frac{I_L}{2} \cdot (2 - D)$$

Corrente Eficaz no diodo D_1 :

$$i_{D1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) := \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_0^{D \cdot T_S} 0^2 dt + \int_{D \cdot T_S}^{T_S} i_{D1}(V_{IN}, D, R_o, r_c, I_L)^2 dt \right)}$$

$$i_{D1ef}(V_{IN}, D, R_o, r_c, T_S, I_L) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } V_{IN} = \frac{R_o \cdot I_L \cdot (2 - D)^2}{2 \cdot D} \\ \text{substitute, } r_c = 0 \end{array} \right. \rightarrow \sqrt{\frac{I_L^2 \cdot (D - 2)^2}{4D - 4}}$$

$$i_{D3eficaz}(I_L, D) := \frac{I_L}{2} \frac{(2 - D)}{\sqrt{1 - D}}$$

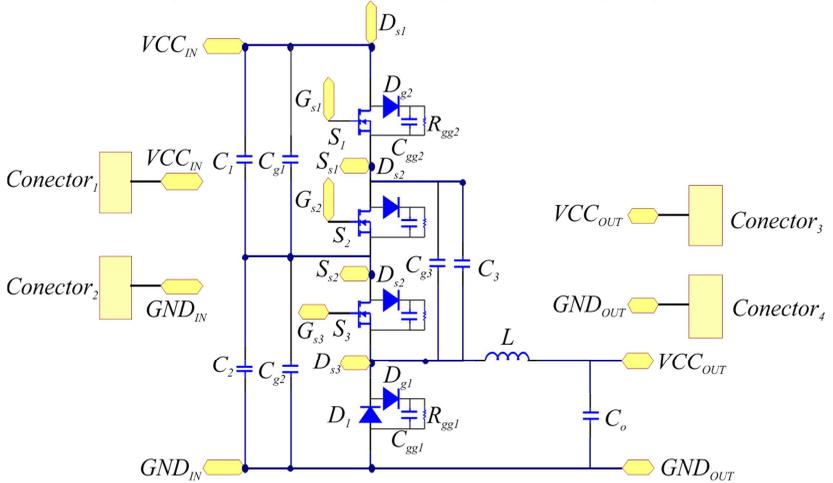
Cálculo dos Esforços de tensão nos capacitores C_1 , C_2 , C_3 e nos semicondutores S_1 , S_2 , S_3 e D_1 .

Como observado nas etapas de operação do conversor Buck-Boost-2, tem-se que a tensão de bloqueio em todos os componentes da célula de comutação-2 do estágio de potência é

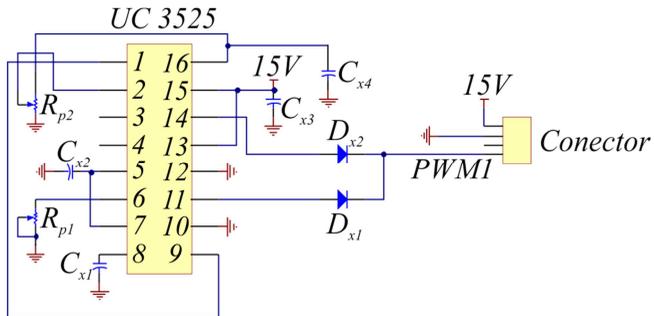
$$v_{C1} = v_{C2} = v_{C3} = v_{S1} = v_{S2} = v_{S3} = v_{D1} = \frac{V_{IN} + V_o}{2}$$

APÊNDICE J – ESQUEMÁTICO E LISTA DE MATERIAIS DA CÉLULA ATIVA DE COMUTAÇÃO

Esquemático do estágio de potência da topologia Buck-2



Esquemático do estágio de comando da topologia Buck-2



Lista de Materiais da topologia Buck-2

Descrição	Quantidade	Característica
MOSFET Infineon CoolMOS™ IPx60R099C6	3	$R_{ON} = 100 \text{ m}\Omega / 600\text{V}$
Diodo CREE <i>Schottky</i> C3D10060A	1	600 V / 10 A
Indutor	1	542 μH / Núcleo EPCOS TDK N87 55/28/21
Capacitor C_1, C_2 e C_3 Panasonic (35/56/57,5 mm) EZPE50107MTA	3	100 μF / 500 V
Capacitor C_o KEMET	1	20 μF / 600 V
UC 3525	1	Gerador PWM
Driver CONCEPT 2SC0108T2D0-12	2	Comando dos MOSFET's
Peso	-	1,55 kg
Dimensões	-	210/165/60 mm

Lista de Materiais do circuito grampeador

Descrição	Quantidade	Característica
C_{g1}, C_{g2}, C_{g3}	3	2 μF / 630 V
Diodo MUR 460	4	4 A
Capacitor C_{gg1}	2	15 nF
Capacitor C_{gg2}	2	1 nF
Resistor R_{gg1}	2	20 k Ω
Resistor R_{gg2}	2	9,2 k Ω

Os grampeadores do interruptor S_2 são idênticos ao grampeador do diodo D_1 . De maneira semelhante, o grampeador do interruptor S_1 é igual ao grampeador do interruptor S_3 .