**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA**
**CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS**
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**MARCUS VIEIRA SOARES**

# CONVERSOR CC-CC HÍBRIDO A CAPACITOR CHAVEADO BASEADO NO CONVERSOR MULTINÍVEL MODULAR

**JOINVILLE**

**2022**

**MARCUS VIEIRA SOARES**

# CONVERSOR CC-CC HÍBRIDO A CAPACITOR CHAVEADO BASEADO NO CONVERSOR MULTINÍVEL MODULAR

Defesa de tese apresentada ao Curso de Doutorado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito para a obtenção do Grau de **Doutor em Engenharia Elétrica**.

**Orientador**: Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes

**JOINVILLE**

**2022**

**Ficha catalográfica elaborada pelo programa de geração automática da**

**Biblioteca Setorial do CCT/UDESC,**

**com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)**

Soares, Marcus
Conversor CC-CC Híbrido a Capacitor Chaveado Baseado no Conversor Multinível Modular / Marcus Soares. -- 2022.
206 p.

Orientador: Yales Rômulo de Novaes
Tese (doutorado) -- Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Joinville, 2022.

1. Capacitor chaveado. 2. Capacitor chaveado híbrido. 3. Conversor Multinível Modular. 4. CMM. 5. Conversores CC-CC não isolados. I. Rômulo de Novaes, Yales. II. Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

**MARCUS VIEIRA SOARES**

# CONVERSOR CC-CC HÍBRIDO A CAPACITOR CHAVEADO BASEADO NO CONVERSOR MULTINÍVEL MODULAR

Tese apresentada ao Curso de Doutorado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito para a obtenção do Grau de **Doutor em Engenharia Elétrica**.

**BANCA EXAMINADORA**

Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes
UDESC (Presidente/Orientador)

Membros:

Prof. Dr. Telles Brunelli Lazzarin
UFSC

Prof. Dr. Cassiano Rech
UFSM

Prof. Dr. Alessandro Luiz Batschauer
UDESC

Prof. Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira
UDESC

Joinville, 22 de Fevereiro de 2022.

Dedico este trabalho a meus queridos pais Luiz Carlos e Zélia, ao meu irmão Murilo e à minha companheira de todas as horas, Beatriz.

## AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a meus pais Luiz Carlos e Zélia por todo o carinho, acolhimento, confiança e incentivo dado ao longo desta jornada. Agradeço, também, ao meu irmão Murilo pela parceria e pelos momentos de descontração, fundamentais para a conclusão deste trabalho.

Expresso minha gratidão especial à minha amada companheira Beatriz, que, além de toda a alegria e motivação necessárias para a finalização deste projeto, me proporcionou o apoio e suporte nos momentos difíceis, que, certamente, se tornaram mais brandos devido a sua parceria.

Agradeço ao meu orientador professor Yales Rômulo de Novaes, cujas conversas sempre me proporcionaram mais ideias e menos dúvidas, que sempre compreendeu minhas dificuldades e me auxilou durante todo esse processo.

Deixo aqui minha estimada consideração pela disponibilidade e esforço do colega Gustavo Lambert, cuja ajuda foi fundamental no processo de montagem e operação do protótipo.

Agradeço aos bolsistas Ana Paula Henn Waenga e Henrique Thomaselli Teichert e à aluna Sarah Seidenfuss Francisco pelo empenho direcionado ao entendimento do trabalho e às tarefas requisitadas.

Aos professores e colegas do nPEE, deixo meu agradecimento pelas conversas descontraídas, por todo o apoio técnico e por se esforçarem para manter os laboratórios operacionais e organizados.

Por fim, gostaria de agradecer a Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC) pela disponibilização do espaço e dos serviços prestados, a Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo suporte financeiro, aos funcionários e membros do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEEL) por darem todo o suporte burocrático necessário e a todas as funcionárias responsáveis por manterem a limpeza e a organização da universidade.

*Não há assunto tão velho que não possa ser dito algo de novo sobre ele.*

Fiodor Dostoiévski

## RESUMO

Diferentes topologias de conversores CC-CC não isolados têm sido objetos de pesquisa para atender à crescente demanda por interconexão de redes de geração de energia a partir de fontes renováveis, de cargas eletrônicas e de sistemas baseados no uso de baterias, como carros elétricos e UPSs. Para lidar com elevados níveis de tensão e potência, estruturas baseadas no Conversor Multinível Modular têm sido propostas. Por outro lado, para níveis de potência mais baixos, conversores a Capacitor Chaveado e Híbridos a Capacitor Chaveado têm sido eminentes devido à simplicidade destas estruturas e à capacidade de balanço automático de tensão das mesmas. Considerando este cenário, no trabalho em questão é apresentada uma revisão bibliográfica dos recentes conversores CC-CC não isolados propostos na literatura, abordando o modo de operação básico tanto de estruturas inspiradas no Conversor Multinível Modular quanto de topologias Híbridas a Capacitor Chaveado. A partir desta revisão, alguns conversores CC-CC não isolados são propostos, sendo que um conversor bidirecional Híbrido a Capacitor Chaveado baseado no Conversor Multinível Modular (HCCh-CMM) é escolhido como escopo principal do estudo. Técnicas de análise de circuitos para valores médios e instantâneos são aplicadas na estrutura bidirecional da topologia proposta, levando ao descobrimento de características interessantes, como a possibilidade de baixa dependência da resistência equivalente de saída da topologia em relação à razão cíclica, ganho estático de tensão praticamente independente do número de submódulos utilizados e regiões de operação com baixos picos de corrente. Além disso, o comportamento de Capacitor Chaveado proporciona grampeamento automático das tensões totais dos braços, evitando o uso de malhas em corrente alternada para alcançar o balanço dessas tensões, enquanto que o uso da modulação Quase 2 Níveis permite o equilíbrio das tensões entre os submódulos de um mesmo braço. Adicionalmente às análises estáticas, nesse estudo são apresentadas a modelagem dinâmica do conversor e uma metodologia de projeto baseada na limitação dos picos de corrente do capacitor flutuante. A validação dos resultados obtidos teoricamente é feita através de simulações computacionais e da operação de um protótipo do conversor em escala de laboratório.



**Palavras-chave:** Capacitor Chaveado. Capacitor Chaveado Híbrido. Conversor Multinível Modular. CMM. Conversores CC-CC Não Isolados.

**ABSTRACT**

Different non-isolated dc/dc topologies have been covered in the literature to address the increasing demand regarding renewable sources grid connection, electronic loads and battery energy storage systems, such as electrical vehicles and UPSs. Modular Multilevel Converter based topologies have been proposed to deal with high power and voltage. On the other hand, Switched Capacitor and Hybrid Switched Capacitor converters have shown a potential to cover lower power applications, mainly due to their structural simplicity and automatic voltage clamping capability. In this scenario, the current work presents a non-isolated dc/dc cutting-edge topologies review, approaching the operational principles both of Modular Multilevel Converter based topologies and Hybrid Switched Capacitor converters. Using the review as a baseline, some non-isolated dc/dc topologies are proposed and a bidirectional Modular Multilevel Converter based Hybrid Switched Capacitor topology is taken as the main study subject. Average and instantaneous circuit analysis techniques are applied to explore the proposed bidirectional converter, taking to some interesting behaviors, such as the possibility to achieve low coupling between the topology equivalent output resistor and the duty cycle, voltage static gain independent on the submodules number and low peak currents operational regions. Furthermore, the Switched Capacitor characteristics provide automatic clamping of the arm's total voltages, avoiding ac current circulation through the arms to achieve the voltage balance, while the submodule capacitors voltages can be balanced by using the Quasi-Two-Level modulation. Additionally, the topology dynamics modeling and a peak current oriented design methodology are presented. The theoretical results are validated by computational simulations and by the operation of a laboratory-scale converter prototype.

**Keywords:** Switched Capacitor. Hybrid Switched Capacitor. Modular Multilevel Converter. MMC. Non-Isolated DC-DC Converters.

## LISTA DE FIGURAS


Figura 2.1 Conversor Multinível Modular (CMM) bifásico . . . . . 48

Figura 2.2 Organograma da revisão bibliográfica de topologias CC-CC baseadas no CMM 49

Figura 2.3 Autotransformador CC (ATCC) bifásico . . . . . 49

Figura 2.4 ATCC genérico . . . . . 52

Figura 2.5 Topologia baseada no ATCC proposta por Du et al. (2016) . . . . . 53

Figura 2.6 Conversor Multinível Modular Buck (CMM-B) polifásico . . . . . 56

Figura 2.7 Diagrama de valores médios instantâneos do CMM-B bifásico . . . . . 57

Figura 2.8 Versão unipolar da topologia proposta por Du e Wu (2017) . . . . . 59

Figura 2.9 Conversor Multinível Modular Buck-Boost (CMM-BB) . . . . . 60

Figura 2.10 Conversor Multinível Modular Buck Três Níveis (CMM-B3N) monofásico . . . 63

Figura 2.11 Organograma da revisão bibliográfica de topologias CC-CC híbridas a capacitor chaveado . . . . . 65

Figura 2.12 Diferença entre conversor CCh e HCCh, ambos do tipo Ladder . . . . . 65

Figura 2.13 Conversor Híbrido a Capacitor Chaveado Dickson CC (HCCh-D-CC) . . . . . 66

Figura 2.14 Conversor Híbrido a Capacitor Chaveado Ladder Elevador CC (HCCh-LE-CC) 67

Figura 2.15 Conversor Híbrido a Capacitor Chaveado Ladder Elevador CC (HCCh-LE-CC) bipolar . . . . . 69

Figura 2.16 Conversor Híbrido a Capacitor Chaveado Ladder Abaixador CC (HCCh-LA-CC) . . . . . 69

Figura 2.17 Conversor Híbrido a Capacitor Chaveado Ladder Buck-Boost CC (HCCh-LBB-CC) . . . . . 70

Figura 2.18 Conversor Híbrido a Capacitor Chaveado Ladder CC bidirecional . . . . . 71

Figura 2.19 Diagrama do conversor HCCh-CMM . . . . . 72

Figura 3.1 Diagrama detalhado do HCCh-CMM . . . . . 74

Figura 3.2 Diagrama detalhado do SM Meia Ponte . . . . . 74

Figura 3.3 Modulação Q2N para o **(a)** MA1 e **(b)** MA2 . . . . . 77

Figura 3.4 Modulação Q2N (formas de onda superiores) e a tensão $v_{LC}$ resultante na entrada do filtro LC (forma de onda inferior) para $N = 3$ no MA1 . . . . . 78

Figura 3.5 Estados topológicos: **(a)** Estado $E_a$ **(b)** Estado $E_b$ **(c)** Estado $E_c$ **(d)** Estado $E_d$ 80

Figura 3.6 Estados de transição: **(a)** Estados $E_{ab}$ e $E_{ba}$ **(b)** Estados $E_{ac}$ e $E_{ca}$ **(c)** Estados $E_{bd}$ e $E_{db}$ **(d)** Estados $E_{cd}$ e $E_{dc}$ **(e)** Estados $E_{bc}$ e $E_{cb}$ . . . . . 81

Figura 3.7 Principais formas de onda em regime permanente para: **(a)** MA1 e **(b)** MA2 . . 86

Figura 3.8 Circuito equivalente de saída da topologia . . . . . 87

Figura 3.9 Estados topológicos simplificados: **(a)** Estado $E_a$ **(b)** Estado $E_b$ **(c)** Estado $E_c$ **(d)** Estado $E_d$ . . . . . 88

Figura 3.10 Ábaco relacionando $\overline{R_{eqo}}$, $h_{Cf}$ e $D$ (linha contínua = teórico, marcador = simulado) . . . . . 92

Figura 3.11 Forma de onda de $i_{Cf}$ para diferentes valores de $h_{Cf}$ . . . . . 93

Figura 3.12 Ganho estático de tensão ($M_{VCC}$) em função da razão cíclica $D$ . . . . . 99

Figura 3.13 Circuito de valores médios . . . . . 99

Figura 3.14 Correntes em um dos capacitores do braço 1 e em outro do braço 4 para $N = 3$ e $t_{tr} = 0{,}02T_s$ . . . . . 105

Figura 3.15 Curvas de $d\overline{i_{Cfp}}/dp_{Lo}$ para $t_{tr} = 0{,}02T_s$ no MA1 . . . . . 120

Figura 3.16 **(a)** Ábaco e **(b)** curvas de erros, teóricos (linhas contínuas) e simulados (marcadores), de $\overline{i_{Cfp}}$ para $N = 3$ e $t_{tr} = 0{,}02T_s$ no MA1 . . . . . 121

Figura 3.17 Forma de onda de $i_{Cf}$ para diferentes valores de $h_{Csm}$ e $h_{Cf} = 0{,}5$ . . . . . 121

Figura 3.18 **(a)** Ábaco e **(b)** curvas de erros, teóricos (linhas contínuas) e simulados (marcadores), de $\overline{i_{Cfp}}$ para $N = 3$ e $t_{tr} = 0{,}02T_s$ no MA1 . . . . . 122

Figura 3.19 **(a)** Ábaco e **(b)** curvas de erros, teóricos (linhas contínuas) e simulados (marcadores), de $\overline{i_{Cfp}}$ para $N = 2$ e $t_{tr} = 0{,}02T_s$ no MA2 . . . . . 129

Figura 3.20 **(a)** Ábaco e **(b)** curvas de erros, teóricos (linhas contínuas) e simulados (marcadores), de $\overline{i_{Cfp}}$ para $N = 3$ e $t_{tr} = 0{,}02T_s$ no MA2 . . . . . 129

Figura 3.21 Curvas de $d\overline{i_{Cfp}}/dp_{Lo}$ para $t_{tr} = 0{,}02T_s$ no MA2 . . . . . 130

Figura 4.1 Diagrama de blocos da estratégia de controle da topologia . . . . . 140

Figura 4.2 Diagramas de Bode das plantas simuladas e dos respectivos modelos: **(a)** $\frac{\hat{i_{Lo}}(s)}{\hat{d}(s)}$, **(b)** $\frac{\hat{v_o}(s)}{\hat{d}(s)}$ **(c)** $\frac{\hat{v_{Cf}}(s)}{\hat{v_{com}}(s)}$ . . . . . 150

Figura 4.3 Amplitude dos diagramas de Bode referentes a $\hat{i_{Lo}}'/\hat{p}$ para diferentes frequências de corte $\omega_{ci}$ . . . . . 152

Figura 4.4 Funções de transferência referentes à planta $\hat{i_{Lo}}/\hat{d}$: **(a)** malha aberta com controlador unitário e o controlador projetado **(b)** malha aberta com o controlador projetado **(c)** malha fechada . . . . . 154

Figura 4.5 Funções de transferência referentes à planta $\hat{v_o}/\hat{i_{Lo}}$: **(a)** malha aberta com controlador unitário e o controlador projetado **(b)** malha aberta com o controlador projetado **(c)** malha fechada . . . . . 155

Figura 4.6 Funções de transferência referentes à planta $\hat{v_{Cf}}/\Delta\hat{v_{com}}$:**(a)** malha aberta com controlador unitário e o controlador projetado **(b)** malha aberta com o controlador projetado **(c)** malha fechada . . . . . 156

Figura 5.1 Formas de onda em regime permanente de $i_{Lo}$ (Ch 1 - 2 A/div), $v_{Cf}$ (Ch 2 - 100 V/div), $v_{LC}$ (Ch 3 - 50 V/div) e $v_o$ (Ch 4 - 50 V/div) com: **(a)** $D < 0{,}5$ **(b)** $D = 0{,}5$ e **(c)** $D > 0{,}5$. Escala de tempo: 20 $\mu$s/div . . . . . 161

Figura 5.2 Formas de onda em regime permanente de $i_{Cf}$ (Ch 1 - 5 A/div), $v_{Cf}$ (Ch 2 - 100 V/div), $v_{LC}$ (Ch 3 - 100 V/div) e $v_o$ (Ch 4 - 50 V/div) com: **(a)** $D < 0{,}5$ **(b)** $D = 0{,}5$ e **(c)** $D > 0{,}5$. Escala de tempo: 20 $\mu$s/div . . . . . 163

Figura 5.3 Formas de onda em detalhe de $i_{Cf}$ (Ch 1 - 5 A/div) e $v_{Cf}$ (Ch 2 - acoplamento CA - 1 V/div) para: **(a)** $D < 0{,}5$ **(b)** $D = 0{,}5$ e **(c)** $D > 0{,}5$. Escala de tempo: 20 $\mu$s/div . . 164

Figura 5.4 Formas de onda em detalhe de $i_{Cf}$ (Ch 1 - 5 A/div) e $v_{LC}$ (Ch 3 - 50 V/div) para: **(a)** $D < 0{,}5$ **(b)** $D = 0{,}5$ e **(c)** $D > 0{,}5$. Escala de tempo: 1 $\mu$s/div . . . . . 165

Figura 5.5 Formas de onda em regime permanente de: **(a)** $v_{Cf}$ (Ch 2 - 50 V/div), $v_{Csm,a1}$ (Ch 3 - 10 V/div) e $v_{Csm,d3}$ (Ch 4 - 10 V/div) para $D > 0{,}5$. Escala de tempo: (20 $\mu$s/div). Formas de onda com degrau de 100% para 0% de carga: **(b)** $i_{Cf}$ (Ch1 - 5 A/div), $v_{Csm,a1}$ (Ch 2 - 50 V/div), $v_{Csm,a2}$ (Ch 3 - 50 V/div) e $v_{Csm,a3}$ (Ch 4 - 50 V/div). Escala de tempo: 200 ms/div . . . . . 166

Figura 5.6 Formas de onda com degrau de 100% para 0% de carga: **(a)** $i_{Cf}$ (Ch 1 - 5 A/div) $v_{Cf}$ (Ch 2 - 50 V/div) e $v_o$ (Ch 4 - 50 V/div) e **(b)** $i_{Lo}$ (Ch 1 - 2 A/div), $v_{Cf}$ (Ch 2 - 50 V/div) e $v_o$ (Ch 4 - 50 V/div). Escalas de tempo: 100 ms/div . . . . . 167

Figura 5.7 Formas de onda com degrau de 0% para 100% de carga: **(a)** $i_{Cf}$ (Ch 1 - 5 A/div) $v_{Cf}$ (Ch 2 - 50 V/div) e $v_o$ (Ch 4 - 50 V/div) e **(b)** $i_{Lo}$ (Ch 1 - 2 A/div), $v_{Cf}$ (Ch 2 - 50 V/div) e $v_o$ (Ch 4 - 50 V/div). Escalas de tempo: 20 ms/div . . . . . 167

Figura 5.8 Formas de onda com degrau de 50% para 100% de carga: **(a)** $i_{Cf}$ (Ch 1 - 5 A/div) $v_{Cf}$ (Ch 2 - 50 V/div) e $v_o$ (Ch 4 - 50 V/div) e **(b)** $i_{Lo}$ (Ch 1 - 2 A/div), $v_{Cf}$ (Ch 2 - 50 V/div) e $v_o$ (Ch 4 - 50 V/div). Escalas de tempo: 20 ms/div. . . . . 168

Figura 5.9 Formas de onda com degrau de 100% para 50% de carga: **(a)** $i_{Cf}$ (Ch 1 - 5 A/div) $v_{Cf}$ (Ch 2 - 50 V/div) e $v_o$ (Ch 4 - 50 V/div) e **(b)** $i_{Lo}$ (Ch 1 - 2 A/div), $v_{Cf}$ (Ch 2 - 50 V/div) e $v_o$ (Ch 4 - 50 V/div). Escalas de tempo: 40 ms/div . . . . . 168

Figura 5.10 Pontos obtidos e curva de tendência do rendimento do estágio de potência do protótipo . . . . . 169

Figura 5.11 Distribuição estimada de perdas no protótipo . . . . . 170

Figura A.1 Autotransformador CC Híbrido (ATCC-H) . . . . . 185

Figura A.2 Conversor CC-CC Elevador Híbrido a Capacitor Chaveado baseado no Conversor Multinível Modular (CCE-HCCh-CMM) . . . . . 186

Figura A.3 **(a)** Conversor CC-CC Abaixador/Elevador Híbrido a Capacitor Chaveado baseado no Conversor Multinível Modular (CCAE-HCCh-CMM) **(b)** Topologia base para o CCAE-HCCh-CMM . . . . . 187

Figura A.4 Variação do conversor CC-CC Abaixador Híbrido a Capacitor Chaveado baseado no Conversor Multinível Modular (CCA-HCCh-CMM) . . . . . 187

Figura A.5 Variação do conversor CC-CC Elevador Híbrido a Capacitor Chaveado baseado no Conversor Multinível Modular (CCE-HCCh-CMM) . . . . . 188

Figura A.6 Topologia base para obtenção das variações CCA-HCCh-CMM e CCE-HCCh-CMM . . . . . 188

Figura A.7 Sistema de geração fotovoltaica conectado à rede elétrica com isolação galvânica utilizando a variação do CCE-HCCh-CMM . . . . . 189

Figura A.8 Conversor CC-CC Elevador Híbrido a Capacitor Chaveado com Entrada em Paralelo e Saída em Série (CCE-HCCh-EPSSE) . . . . . 190

Figura A.9 Inversor mofásico Híbrido a Capacitor Chaveado . . . . . 190

Figura G.1 Protótipo em escala de laboratório da topologia CCA-HCCh-CMM . . . . . 206

## LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 Etapas de operação - MA1 ($v_m^{1,4} \leq v_m^{2,3}$ - $D \leq 0{,}5$) . . . . . 83

Tabela 3.2 Etapas de operação - MA2 ($v_m^{1,4} \geq v_m^{2,3}$ - $D \geq 0{,}5$) . . . . . 85

Tabela 3.3 Valores médios das correntes dos capacitores e interruptores para cada estado topológico no MA1 e no MA2 . . . . . 101

Tabela 3.4 Valores médios e eficazes das correntes de $S_{I,J}$ e $C_f$ . . . . . 103

Tabela 3.5 Constantes utilizadas nas equações de tensão e corrente de $C_{eq}$ para o MA1 . . . 113

Tabela 3.6 Constantes utilizadas nas equações de tensão e corrente de $C_{eq}$ para o MA2 . . 127

Tabela 4.1 Especificações do protótipo . . . . . 149

Tabela 5.1 Especificações do protótipo . . . . . 158

Tabela 5.2 Principais característica do componente IRGP50B60PD . . . . . 158

Tabela 5.3 Comparação entre valores teóricos e experimentais . . . . . 162

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

| | |
|---|---|
| A/D | Análogico/Digital |
| ATCC | Autotransformador CC |
| B3N | Buck Três Níveis |
| CA | Corrente Alternada |
| CC | Corrente Contínua |
| HCCh-CMM | Conversor CC Abaixador Híbrido a Capacitor Chaveado baseado no Conversor Modular Multinivel |
| CCAE-HCCh-CMM | Conversor CC Abaixador/Elevador Híbrido a Capacitor Chaveado baseado no Conversor Modular Multinivel |
| CCE-HCCh-CMM | Conversor CC Elevador Híbrido a Capacitor Chaveado baseado no Conversor Modular Multinivel |
| CCE-HCCh-EPSSE | Conversor CC Elevador Híbrido a Capacitor Chaveado com Entrada em Paralelo e Saída em Série |
| CCh | Capacitor Chaveado |
| CCh-D | Capacitor Chaveado Dickson |
| CCh-L | Capacitor Chaveado Ladder |
| CMM | Conversor Multinível Modular |
| CMM-B | Conversor Multinível Modular Buck |
| CMM-B3N | Conversor Multinível Modular Buck Três Níveis |
| CMM-BB | Conversor Multinível Modular Buck-Boost |
| CMM-BQ2N | Conversor Multinível Modular Buck Quase 2 Níveis |
| FTMA | Função de Transferência de Malha Aberta |
| FTMF | Função de Transferência de Malha Fechada |
| HCCh-CC | Híbrido(a)(s) a Capacitor Chaveado CC |
| HCCh-D-CC | Híbrido(a) a Capacitor Chaveado Dickson CC |

| | |
|---|---|
| HCCh-LA-CC | Híbrido(a) a Capacitor Chaveado Ladder Abaixador CC |
| HCCh-LBB-CC | Híbrido(a) a Capacitor Chaveado Ladder Buck-Boost CC |
| HCCh-LE-CC | Híbrido(a) a Capacitor Chaveado Ladder Elevador CC |
| IEM | Interferência Eletromagnética |
| LKC | Lei de Kirchoff das Correntes |
| LKT | Lei de Kirchoff das Tensões |
| MA1 | Modo Abaixador 1 |
| MA2 | Modo Abaixador 2 |
| MCC | Modo de Condução Contínua |
| MP | Meia Ponte |
| NICM | Não Isolados baseados em Conversores Multiníveis |
| NICMM | Não Isolados baseados no Conversor Multinível Modular |
| PC | Ponte Completa |
| Q2N | Quase 2 Níveis |
| RSE | Resistência Série Equivalente |
| SM(s) | Submódulo(s) |

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS ESTRANGEIRAS

| | |
|---|---|
| Ch | *Channel* |
| CHB | *Cascaded H-Bridge Converter* |
| DSP | *Digital Signal Processor* |
| FCC | *Flying Capacitor Converter* |
| FPGA | *Field-Programmable Gate Array* |
| IGBT | *Insulated Gate Bipolar Transistor* |
| MMC | *Modular Multilevel Converter* |
| MOSFET | *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* |
| NPC | *Neutral Point Clamped Converter* |
| PWM | *Pulse Width Modulation* |
| SiC | *Silicon Carbide* |
| VCO | *Voltage Controlled Oscillator* |
| ZOH | *Zero Order Hold* |

## LISTA DE SÍMBOLOS

| | |
|---|---|
| $\boldsymbol{A_j}$ | Matriz de constantes relativa ao vetor $\boldsymbol{x}$ do estado $j$ |
| $\boldsymbol{A_j^{mod}}$ | Matriz modificada de constantes relativa ao vetor $\boldsymbol{x}$ do estado $j$ |
| $\boldsymbol{A_{M,m}}$ | Matriz de valores médios relativa ao vetor $\boldsymbol{X}$ no Modo Abaixador $m$ ($m \in 1,2$) |
| $\boldsymbol{A_{M,m}^{mod}}$ | Matriz modificada de valores médios relativa ao vetor $\boldsymbol{X}$ no Modo Abaixador $m$ ($m \in 1,2$) |
| $\alpha$ | Índice indicador do intervalo de tempo de operação |
| $B_I$ | Braço $I$ |
| $\boldsymbol{B_j}$ | Matriz de constantes relativa ao vetor $\boldsymbol{u}$ do estado $j$ |
| $\boldsymbol{B_{M,m}}$ | Matriz de valores médios relativa vetor $\boldsymbol{U}$ no Modo Abaixador $m$ ($m \in 1,2$) |
| $C_{eq}$ | Capacitor/Capacitância equivalente de submódulo |
| $C_{eqI}$ | Capacitor/Capacitância equivalente de submódulo do braço $I$ |
| $C_{eq}^{tr}$ | Capacitor/capacitância equivalente durante as transições |
| $C_{eq}^{tr}$ | Capacitor/capacitância equivalente do braço $I$ durante as transições |
| $C_f$ | Capacitor/capacitância flutuante |
| $C_o$ | Capacitor/capacitância de saída |
| $C_{sm}$ | Capacitor/Capacitância de submódulo |
| $C_{ilo}(z)$ | Controlador digital da malha de controle de $\hat{i_{Lo}}$ |
| $C_{vo}(z)$ | Controlador digital da malha de controle de $\hat{v_o}$ |
| $C_{vcf}(z)$ | Controlador digital da malha de controle de $\hat{v_{Cf}}$ |
| $d$ | Valor instantâneo da razão cíclica referente aos submódulos dos braços 1 e 4 |
| $D$ | Valor médio da razão cíclica referente aos submódulos dos braços 1 e 4 |
| $\hat{d}$ | Componente CA de pequenos sinais da razão cíclica referente aos submódulos dos braços 1 e 4 |

| | |
|---|---|
| $D_{mag}$ | Razão cíclica relacionada ao tempo de magnetização de $L_o$ dentro de um período de chaveamento |
| $\Delta t_{et}$ | Intervalo de tempo referente à Etapa $et$ |
| $\Delta t_{et}^{max}$ | Instante final do intervalo de tempo referente à Etapa $et$ |
| $\Delta t_{et}^{min}$ | Instante inicial do intervalo de tempo referente à Etapa $et$ |
| $E_a$ | Estado topológico onde $\{B_1 = 1; B_2 = 1; B_3 = 0; B_4 = 0\}$ |
| $E_b$ | Estado topológico onde $\{B_1 = 1; B_2 = 0; B_3 = 1; B_4 = 0\}$ |
| $E_c$ | Estado topológico onde $\{B_1 = 0; B_2 = 1; B_3 = 0; B_4 = 1\}$ |
| $E_d$ | Estado topológico onde $\{B_1 = 0; B_2 = 0; B_3 = 1; B_4 = 1\}$ |
| $E_{ab}$ | Estado de transição do Estado $E_a$ para $E_b$ |
| $E_{ac}$ | Estado de transição do Estado $E_a$ para $E_c$ |
| $E_{ba}$ | Estado de transição do Estado $E_b$ para $E_a$ |
| $E_{bc}$ | Estado de transição do Estado $E_b$ para $E_c$ |
| $E_{bd}$ | Estado de transição do Estado $E_b$ para $E_d$ |
| $E_{ca}$ | Estado de transição do Estado $E_c$ para $E_a$ |
| $E_{cb}$ | Estado de transição do Estado $E_c$ para $E_b$ |
| $E_{cd}$ | Estado de transição do Estado $E_c$ para $E_d$ |
| $E_{db}$ | Estado de transição do Estado $E_d$ para $E_b$ |
| $E_{dc}$ | Estado de transição do Estado $E_d$ para $E_c$ |
| $et$ | Índice indicador de etapa de operação $et \in \{1, 12, 2, 23, 3, 34, 4, 41\}$ |
| $f_a$ | Frequência de amostragem em Hz |
| $f_{ci}$ | Frequência de corte do controlador de $\hat{i_{Lo}}$ em Hz |
| $f_s$ | Frequência de comutação em Hz |
| $f_o$ | Frequência de ressonância do filtro LC por $L_o$ e $C_o$ em Hz |
| $FT_{i1}(s)$ | FTMA da planta com entrada $\hat{d}$ e saída $\hat{i_{Lo}}$ no tempo contínuo |

| | |
|---|---|
| $FT_{i2}(s)$ | FTMA da planta com entrada $\hat{d}$ e saída $\hat{i_{Lo}}$ no transformada do tempo discreto para o contínuo |
| $FT_{i3}(s)$ | FTMA da planta com entrada $\hat{d}$ e saída $\hat{i_{Lo}}$ com controlador |
| $FT_{vo1}(s)$ | FTMA da planta com entrada $\hat{i_{Lo}}$ e saída $\hat{v_o}$ no tempo contínuo |
| $FT_{vo2}(s)$ | FTMA da planta com entrada $\hat{i_{Lo}}$ e saída $\hat{v_o}$ no transformada do tempo discreto para o contínuo |
| $FT_{vo3}(s)$ | FTMA da planta com entrada $\hat{i_{Lo}}$ e saída $\hat{v_o}$ com controlador |
| $FT_{vc1}(s)$ | FTMA da planta com entrada $\Delta\hat{v_{com}}$ e saída $\hat{v_{Cf}}$ no tempo contínuo |
| $FT_{vc2}(s)$ | FTMA da planta com entrada $\Delta\hat{v_{com}}$ e saída $\hat{v_{Cf}}$ no transformada do tempo discreto para o contínuo |
| $FT_{vc3}(s)$ | FTMA da planta com entrada $\Delta\hat{v_{com}}$ e saída $\hat{v_{Cf}}$ com controlador |
| $G_{ilo}(s)$ | Modelo da planta com entrada $\hat{d}$ e saída $\hat{i_{Lo}}$ |
| $G_{PWM}(z)$ | Modelo da planta do PWM digital |
| $G_{vo}(s)$ | Modelo da planta com entrada $\hat{i_{Lo}}$ e saída $\hat{v_o}$ |
| $G_{vcf}(s)$ | Modelo da planta com entrada $\Delta\hat{v_{com}}$ e saída $\hat{v_{Cf}}$ |
| $G_{vcsm}(s)$ | Modelo da planta com entrada $\Delta\hat{v_m}$ e saída $\hat{v_{Csm}}$ |
| $H_{ilo}(s)$ | Modelo da planta de medição de $\hat{i_{Lo}}$ |
| $H_{vo}(s)$ | Modelo da planta de medição de $\hat{v_o}$ |
| $H_{vcf}(s)$ | Modelo da planta de medição de $\hat{v_{Cf}}$ |
| $H_{vcsm}(s)$ | Modelo da planta de medição de $\hat{v_{Csm}}$ |
| $h_{Cf}$ | Constante adimensional relacionada ao circuito RC formado por $NR$ e $C_f$ |
| $h_{Csm}$ | Constante adimensional relacionada ao circuito RC formado por $R$ e $C_f$ |
| $I$ | Índice indicador de braço da topologia ($I \in \{1,2,3,4\}$) |
| $i_{CeqI}$ | Valor instantâneo da corrente do capacitor equivalente de submódulo do braço $I$ |
| $i^{\alpha}_{CeqI}$ | Valor instantâneo da corrente do capacitor equivalente de submódulo do braço $I$ durante o intervalo $\alpha$ |

| | |
|---|---|
| $I^{\alpha}_{CeqI}$ | Valor médio instantâneo da corrente no capacitor equivalente de submódulo do braço $I$ durante o intervalo $\alpha$ |
| $I_{CeqI}$ | Valor médio da corrente no capacitor equivalente de submódulo do braço $I$ |
| $i_{Cf}$ | Valor instantâneo da corrente no capacitor flutuante $C_f$ |
| $i^{\alpha}_{Cf}$ | Valor instantâneo da corrente no capacitor flutuante $C_f$ durante o intervalo $\alpha$ |
| $I^{\alpha}_{Cf}$ | Valor médio instantâneo da corrente no capacitor flutuante $C_f$ durante o intervalo $\alpha$ |
| $I_{Cf}$ | Valor médio da corrente no capacitor flutuante $C_f$ |
| $I^{ef}_{Cf}$ | Valor eficaz da corrente no capacitor flutuante $C_f$ |
| $i_{Cfp}$ | Valor de pico da corrente no capacitor flutuante $C_f$ |
| $\overline{i_{Cfp}}$ | Valor de pico normalizado em relação a $I_{Lo}$ da corrente no capacitor flutuante $C_f$ |
| $\overline{i_{Cfp,m1}}$ | Valor de pico normalizado em relação a $I_{Lo}$ da corrente no capacitor flutuante $C_f$ no MA1 |
| $\overline{i_{Cfp,m2}}$ | Valor de pico normalizado em relação a $I_{Lo}$ da corrente no capacitor flutuante $C_f$ no MA2 |
| $i^{\alpha}_{CsmI}$ | Valor instantâneo da corrente de capacitor de submódulo do braço $I$ durante o intervalo $\alpha$ |
| $i_{Co}$ | Valor instantâneo da corrente no capacitor $C_o$ |
| $i_I$ | Valor instantâneo da corrente no braço $I$ |
| $i^{\alpha}_I$ | Valor instantâneo da corrente no braço $I$ durante o intervalo $\alpha$ |
| $I_{I<\Delta t>}$ | Valor médio instantâneo da corrente no braço $I$ dentro do intervalo $\Delta t$ |
| $i_{Lo}$ | Valor instantâneo da corrente do indutor $L_o$ |
| $i^{\alpha}_{Lo}$ | Valor instantâneo da corrente do indutor $L_o$ durante o intervalo $\alpha$ |
| $I_{Lo}$ | Valor médio da corrente do indutor $L_o$ |
| $I_{Lo<\Delta t>}$ | Valor médio instantâneo da corrente do indutor $L_o$ dentro do intervalo $\Delta t$ |
| $\Delta i^{\alpha}_{Lo}$ | Variação da corrente no indutor $L_o$ dentro do intervalo $\alpha$ |

| | |
|---|---|
| $\Delta i_{Lo}$ | Variação máxima da corrente no indutor $L_o$ |
| $p_{Lo}$ | Constante de proporção entre $\Delta i_{Lo}$ e $I_{Lo}$ |
| $i_{Lo}^{max}$ | Valor máximo da corrente do indutor $L_o$ |
| $i_{Lo}^{min}$ | Valor mínimo da corrente do indutor $L_o$ |
| $\hat{i_{Lo}}$ | Componente CA de pequenos sinais da corrente no indutor $L_o$ |
| $\hat{i_{Lo}}'(s)$ | Componente CA de pequenos sinais da corrente no indutor $L_o$ adicionada de uma perturbação $\hat{p}(s)$ |
| $I_{Lor}$ | Valor de referência da malha de controle de $\hat{i_{Lo}}$ |
| $\Delta i_{Lo,m11}^{\alpha}$ | Variação da corrente $i_{Lo}$ na etapa $\alpha$ no MA1 com $D \leq 1/4$ |
| $i_{Lo0,m11}^{\alpha}$ | Valor inicial da corrente $i_{Lo}$ na etapa $\alpha$ no MA1 com $D \leq 1/4$ |
| $\Delta i_{Lo,m12}^{\alpha}$ | Variação da corrente $i_{Lo}$ na etapa $\alpha$ no MA1 com $D > 1/4$ |
| $i_{Lo0,m12}^{\alpha}$ | Valor inicial da corrente $i_{Lo}$ na etapa $\alpha$ no MA1 com $D > 1/4$ |
| $\Delta i_{Lo,m21}^{\alpha}$ | Variação da corrente $i_{Lo}$ na etapa $\alpha$ no MA2 com $D \leq 3/4$ |
| $i_{Lo0,m21}^{\alpha}$ | Valor inicial da corrente $i_{Lo}$ na etapa $\alpha$ no MA2 com $D \leq 3/4$ |
| $\Delta i_{Lo,m22}^{\alpha}$ | Variação da corrente $i_{Lo}$ na etapa $\alpha$ no MA2 com $D > 3/4$ |
| $i_{Lo0,m22}^{\alpha}$ | Valor inicial da corrente $i_{Lo}$ na etapa $\alpha$ no MA2 com $D > 3/4$ |
| $I_o$ | Valor médio da corrente de saída |
| $i_{Ro}$ | Valor instantâneo da corrente do resistor $R_o$ |
| $i_{Ro}^{\alpha}$ | Valor instantâneo da corrente do resistor $R_o$ durante o intervalo $\alpha$ |
| $I_{S,I,J}^{\alpha}$ | Valor médio instantâneo da corrente no semicondutor $J$ do braço $I$ durante o intervalo $\alpha$ |
| $I_{S,I,J}$ | Valor médio da corrente no semicondutor $J$ do braço $I$ |
| $I_{S,I,J}^{ef}$ | Valor eficaz da corrente no semicondutor $J$ do braço $I$ |
| $j$ | Índice indicador do estado analisado no sistema de espaço de estados ($j \in \{E_a, E_b, E_c, E_d\}$) |
| $J$ | Índice indicador da posição do semicondutor no submódulo ($J \in \{1, 2\}$) |
| $k_{Cf}$ | Constante relacionada ao circuito RC formado por $NR$ e $C_f$ |

| | |
|---|---|
| $k_{Csm}$ | Constante relacionada ao circuito RC formado por $2R$ e $C_{sm}$ |
| $L_o$ | Indutor/indutância de saída |
| $M_{VCC}$ | Ganho estático de tensão do conversor HCCh-CMM |
| $N$ | Número de submódulos por braço |
| $P_o$ | Potência de saída |
| $P_{cn,SIJ}$ | Potência dissipada por condução em cada semicondutor $J$ do braço $I$ |
| $P_{com,SIJ}$ | Potência total dissipada por comutação nos semicondutores $J$ do braço $I$ |
| $Q_{Co}$ | Carga elétrica recebida por $C_o$ quando $i_{Co}$ é positiva dentro de meio período de chaveamento |
| $R$ | Resistência de condução dos semicondutores |
| $R_{eqo}$ | Resistência equivalente de saída relativa ao conversor HCCh-CMM |
| $R_{eqo}^{min}$ | Valor mínimo da resistência equivalente de saída relativa ao conversor HCCh-CMM |
| $\overline{R_{eqo}}$ | Resistência equivalente de saída relativa ao conversor HCCh-CMMnormalizada em relação a $2NR$ |
| $R_o$ | Resistência da carga |
| $SM_{I,N}$ | $N$-ésimo submódulo do braço $I$ |
| $S_{I,J}$ | Semicondutor $J$ de submódulo do braço $I$ |
| $S_{swI,J}$ | Interruptor $J$ do braço $I$ |
| $S_{dI,J}$ | Diodo $J$ do braço $I$ |
| $t_{icoz}$ | Instante em que a corrente $i_{Co}$ é nula |
| $t_{mag}$ | Tempo em que o indutor $L_o$ é carregado |
| $t_{on}$ | Tempo em que $B_1 = 1$ ou $B_2 = 1$ |
| $T_a$ | Período de amostragem |
| $T_s$ | Período de chaveamento |
| $t_{tr}$ | Tempo total de transição entre dois estados topológicos |

| | |
|---|---|
| $t_f$ | Tempo de descida da corrente no interruptor comutado |
| $t_r$ | Tempo de subida da corrente no interruptor comutado |
| $\boldsymbol{u}$ | Vetor de entradas do espaço de estados |
| $\boldsymbol{U}$ | Vetor de valores médios das entradas do espaço de estados |
| $\hat{u}_i$ | Componente CA de pequenos sinais do controlador da corrente $\hat{i_{Lo}}$ |
| $v_{CeqI}$ | Valor instantâneo da tensão sobre a capacitância equivalente do braço $I$ |
| $v^{\alpha}_{CeqI}$ | Valor instantâneo da tensão sobre a capacitância equivalente do braço $I$ durante o intervalo $\alpha$ |
| $v^{\alpha}_{CeqI,0}$ | Valor inicial da tensão sobre a capacitância equivalente do braço $I$ no intervalo $\alpha$ |
| $v^{\alpha}_{CeqI0,m1}$ | Valor inicial da tensão sobre a capacitância equivalente do braço $I$ no intervalo $\alpha$ no MA1 |
| $v^{\alpha}_{CeqI0,m2}$ | Valor inicial da tensão sobre a capacitância equivalente do braço $I$ no intervalo $\alpha$ no MA2 |
| $V_{CeqI}$ | Valor médio da tensão sobre o capacitor equivalente do braço $I$ |
| $V_{CeqI,m1}$ | Valor médio da tensão sobre a capacitância equivalente do braço $I$ no MA1 |
| $V_{CeqI,m2}$ | Valor médio da tensão sobre a capacitância equivalente do braço $I$ no MA2 |
| $v_{Cf}$ | Valor instantâneo da tensão sobre capacitor flutuante $C_f$ |
| $v^{\alpha}_{Cf}$ | Valor instantâneo da tensão sobre capacitor flutuante $C_f$ durante o intervalo $\alpha$ |
| $V_{Cf}$ | Valor médio da tensão sobre o capacitor flutuante $C_f$ |
| $v^{\alpha}_{Cf,0}$ | Tensão inicial sobre o capacitor flutuante $C_f$ no intervalo $\alpha$ |
| $v^{\alpha}_{Cf0,m1}$ | Tensão inicial sobre o capacitor flutuante $C_f$ no intervalo $\alpha$ no MA1 |
| $v^{\alpha}_{Cf0,m2}$ | Tensão inicial sobre o capacitor flutuante $C_f$ no intervalo $\alpha$ no MA2 |
| $\Delta v^{\alpha}_{Cf}$ | Variação da tensão sobre capacitor flutuante $C_f$ durante o intervalo $\alpha$ |
| $\Delta v^{\alpha}_{Cf,m1}$ | Variação da tensão sobre capacitor flutuante $C_f$ durante o intervalo $\alpha$ no MA1 |
| $\Delta v^{\alpha}_{Cf,m2}$ | Variação da tensão sobre capacitor flutuante $C_f$ durante o intervalo $\alpha$ no MA2 |

| | |
|---|---|
| $v_{Cf,max}$ | Valor máximo da tensão sobre o capacitor flutuante $C_f$ |
| $v_{\hat{Cf}}$ | Componente CA de pequenos sinais da tensão no capacitor flutuante $C_f$ |
| $\Delta v_{com}$ | Valor instantâneo da tensão comum adicionada às moduladoras |
| $\Delta V_{com}$ | Valor médio da tensão comum adicionada às moduladoras |
| $\Delta \hat{v_{com}}$ | Componente CA de pequenos sinais da tensão comum adicionada às moduladoras |
| $v_{Co}^{\alpha}$ | Valor instantâneo da tensão sobre o capacitor de saída $C_o$ |
| $v_{Co}^{\alpha}$ | Valor instantâneo da tensão sobre o capacitor de saída $C_o$ durante o intervalo $\alpha$ |
| $V_{Co}$ | Valor médio da tensão sobre o capacitor de saída $C_o$ |
| $\Delta v_o$ | Variação máxima da tensão no capacitor $C_o$ |
| $p_{Vo}$ | Constante de proporção entre $\Delta i_{Lo}$ e $I_{Lo}$ |
| $v_{CsmI,N}$ | Valor instantâneo da tensão sobre o $N$-ésimo capacitor de submódulo do braço $I$ |
| $v_{CsmI}^{\alpha}$ | Valor instantâneo da tensão sobre capacitor de submódulo do braço $I$ durante o intervalo $\alpha$ |
| $v_{\hat{Csm}}$ | Componente CA de pequenos sinais da tensão no capacitor de SM $C_{sm}$ |
| $V_{Cfr}$ | Valor de referência da malha de controle de $v_{\hat{Cf}}$ |
| $\Delta \hat{v}_m$ | Componente CA de pequenos sinais da tensão adicionada individualmente à moduladora de cada SM |
| $V_{eq}$ | Tensão equivalente do circuito equivalente de saída do conversor |
| $V_f$ | Tensão de polarização dos diodos |
| $V_H$ | Tensão de entrada do HCCh-CMM |
| $v_{LC}^{\alpha}$ | Valor instantâneo na entrada do filtro LC durante o intervalo $\alpha$ |
| $v_{Lo}^{\alpha}$ | Valor instantâneo da tensão sobre o indutor $L_o$ |
| $v_{Lo}^{\alpha}$ | Valor instantâneo da tensão sobre o indutor $L_o$ durante o intervalo $\alpha$ |
| $v_m^{1,4}$ | Tensão da moduladora referente aos braços 1 e 4 |

| | |
|---|---|
| $v_m^{2,3}$ | Tensão da moduladora referente aos braços 2 e 3 |
| $\hat{v_m}$ | Componente CA de pequenos sinais da moduladora dos braços 1 e 4 |
| $\Delta v_m$ | Variação de tensão aplicada às moduladoras para gerar os degraus de transição entre estados |
| $\Delta V_m$ | Componente contínua da variação aplicada às moduladoras para gerar os degraus de transição entre estados |
| $\Delta\hat{v}_m$ | Componente alternada de pequenos sinais da variação aplicada às moduladoras para gerar os degraus de transição entre estados |
| $v_o$ | Valor instantâneo da tensão de saída |
| $V_o$ | Valor médio da tensão de saída |
| $V_{or}$ | Valor de referência da malha de controle de $\hat{v_o}$ |
| $\hat{v_o}$ | Componente CA de pequenos sinais da tensão de saída |
| $v_{port}$ | Valor instantâneo da tensão da portadora |
| $v_{port}^{max}$ | Tensão máxima da portadora |
| $V_{ref}$ | Componente contínuo da moduladora $v_m^{1,4}$ |
| $V_{sat}$ | Tensão de saturação dos interruptores |
| $V_{sw}$ | Máxima tensão de bloqueio sobre os semicondutores |
| $\boldsymbol{x}$ | Vetor das variáveis de estado |
| $\boldsymbol{X}$ | Vetor de valores médios das variáveis de estado |
| $\dot{\boldsymbol{x}}$ | Vetor de derivada das variáveis de estado |
| $\dot{\boldsymbol{X}}$ | Vetor de valores médios das derivadas das variáveis de estado |
| $\omega_{ci}$ | Frequência de corte do controlador de $\hat{i_{Lo}}$ em rad/s |
| $\omega_s$ | Frequência de comutação em rad/s |

SUMÁRIO


**1 INTRODUÇÃO** **41**

1.1 Contextualização do problema e motivação . . . . . 41

1.2 Objetivos da tese . . . . . 44

**2 ESTADO DA ARTE E PROPOSTA DE TESE** **47**

2.1 Conversores CC-CC não isolados baseados no Conversor Multinível Modular . 47

2.1.1 Autotransformador CC (ATCC) . . . . . 48

2.1.2 Conversores baseados no ATCC . . . . . 52

2.1.3 Conversor Multinível Modular Buck (CMM-B) . . . . . 55

2.1.4 Conversores baseados no CMM-B . . . . . 58

2.2 Conversores não isolados baseados em capacitor chaveado . . . . . 63

2.2.1 Conversores CC-CC híbridos baseados em capacitor chaveado (HCCh-CC) . . . . . 64

2.3 Definição da topologia para estudo . . . . . 71

**3 CONVERSOR HCCH-CMM** **73**

3.1 Modulação . . . . . 75

3.2 Etapas de operação . . . . . 78

3.2.1 Modo Abaixador 1 - $0 \leq D \leq 0{,}5$ . . . . . 82

3.2.2 Modo Abaixador 2 - $0{,}5 \leq D \leq 1$ . . . . . 83

3.3 Análise da resistência equivalente de saída . . . . . 85

3.4 Análise estática por valores médios . . . . . 93

3.4.1 Cálculo de valores médios e eficazes de corrente . . . . . 100

3.5 Análise estática por valores instantâneos . . . . . 102

3.5.1 Transições entre etapas de operação . . . . . 103

3.5.2 Modo abaixador 1 . . . . . 107

3.5.3 Modo abaixador 2 . . . . . 122

3.6 Metodologia de projeto . . . . . 129

**4 MODELAGEM DAS RESPOSTAS DINÂMICAS E CONTROLE** **139**

4.1 Modelagem da planta $\hat{i_{Lo}}(s)/\hat{d}(s)$ . . . . . 142

4.2 Modelagem da planta $\hat{v_o}(s)/\hat{i_{Lo}}(s)$ . . . . . 144

4.3 Modelagem da planta $\hat{v_{Cf}}(s)/\Delta\hat{v_{com}}(s)$ . . . . . 145

4.4 Modelagem da planta de tensão nos capacitores de SM . . . . . 147
4.5 Validação dos modelos de resposta dinâmica . . . . . 148
4.5.1 Medição e controladores . . . . . 148

**5 PROTÓTIPO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS 157**
5.1 Protótipo e parâmetros de projeto . . . . . 157
5.1.1 Circuito de potência e comando . . . . . 157
5.2 Resultados experimentais e discussão . . . . . 160

**6 CONSIDERAÇÕES FINAIS 171**

**REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS 175**

**APÊNDICE A – CONVERSORES CC-CC NIBCM PROPOSTOS 185**

**APÊNDICE B – SISTEMAS DE EQUAÇÕES E EQUAÇÕES DIFERENCIAIS DOS ESTADOS TOPOLÓGICOS $E_B$, $E_C$ E $E_D$ 191**

**APÊNDICE C – MATRIZES UTILIZADAS NA ANÁLISE POR VALORES MÉDIOS 195**

**APÊNDICE D – EQUAÇÕES COMPLEMENTARES DA ANÁLISE POR VALORES INSTANTÂNEOS 197**

**APÊNDICE E – ÁBACOS ADICIONAIS 201**

**APÊNDICE F – FLUXOGRAMA PARA A GERAÇÃO DOS ÁBACOS 203**

**APÊNDICE G – PROTÓTIPO 205**

# 1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é realizada uma abordagem dos desafios atuais e futuros em relação aos sistemas elétricos em corrente contínua (CC), focando no papel que os conversores estáticos de energia possuem a fim de desenvolver e viabilizar esses sistemas. A partir desta abordagem obtêm-se as justificativas e motivações utilizadas para a definição do tema geral desta tese, que é o estudo de conversores CC-CC não-isolados baseados em conversores multiníveis.

## 1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO DO PROBLEMA E MOTIVAÇÃO

Uma crescente demanda por energia elétrica tem ocorrido ao redor do mundo nas últimas décadas e estima-se que ela continue progredindo. Esse crescimento está associado principalmente às mudanças nos países de economia emergente como China e Índia, onde há uma tendência de aumento populacional, de melhora nos padrões de vida das pessoas e de elevação da capacidade produtiva. Ao mesmo tempo, existe uma justificada preocupação mundial em relação à sustentabilidade da geração de energia para atender a essa demanda, com grande foco na redução da emissão de $CO_2$ (BP GROUP, 2019; INTERNETIONAL ENERGY AGENCY, 2018).

O uso de fontes renováveis de energia continua crucial para se atingir os objetivos econômicos e ambientais vislumbrados pela sociedade, tanto que a energia renovável é a fonte de energia que mais cresce mundialmente, tendendo a se tornar a maior fonte por volta do ano 2040, considerando as energias eólica, solar, geotérmica, de biomassa e biocombustíveis (BP GROUP, 2019; INTERNETIONAL ENERGY AGENCY, 2018).

A geração de energia solar e eólica apresentam um grande potencial de crescimento devido, principalmente, à capacidade de ambas de não emitir gases causadores do efeito estufa, operar com variados níveis de potência, ter flexibilidade na configuração elétrica de seus módulos de geração (painel fotovoltaico e aerogerador, respectivamente) e permitir a geração de forma concentrada ou distribuída. No entanto, além de ambas serem fontes intermitentes, os painéis fotovoltaicos fornecem energia em corrente contínua (CC) e os aerogeradores necessitam de um conversor retificador (conversor CA-CC) na saída para garantir o desacoplamento entre a frequência de geração, que é variável, e a frequência de operação da rede elétrica de corrente alternada (CA) na qual os aerogeradores são acoplados. Portanto, o acoplamento dessas fontes renováveis junto aos sistemas elétricos convencionais não pode ser feito de maneira direta devido à diferente forma como a energia é gerada e/ou processada.

A integração em larga escala das fontes solar e eólica aos sistemas elétricos atuais requer, entre outras medidas, a adoção de novas estratégias e métodos de transmissão/distribuição de energia, de adaptação de níveis de tensão em CC e de manutenção da tensão e potência de operação em momentos de intermitência, de forma que se garanta uma operação estável e eficaz dos novos sistemas elétricos (MILOVANOVIC; DUJIC, 2019; SHI; LI, 2018; LIANG; LI, 2017; ADAPA, 2012). No entanto, essas novas estratégias e métodos não devem se restringir apenas ao sistema de geração, já que o perfil das cargas que demandam energia elétrica também vem sofrendo alterações ao longo dos anos.

Do ponto de vista do consumo de energia elétrica, verifica-se o aumento no uso de cargas eletrônicas com entrada em CC e de sistemas de armazenamento de energia tanto pelas indústrias quanto pelo consumidor comum. Como exemplo pode-se citar os seguintes cenários:

- O uso de inversores de tensão (conversores CC-CA) em sistemas que operam com tensões na faixa de unidades de kV a centenas de kV e potência da ordem de centenas de kW a centenas de MW são imprescindíveis em ramos crescentes como o de extração de óleo e gás em alto mar e o de transporte naval e ferroviário (SUN et al., 2020; MILOVANOVIC; DUJIC, 2019; WANG et al., 2015; LAMBERT; NOVAES; HELDWEIN, 2014; DOERRY; MONIRI, 2013; MOHAMMADPOUR et al., 2013; REED et al., 2012).

- Em grandes centros de dados existe a necessidade de se alimentar conjuntos de servidores, que consomem dezenas de kW, diretamente em CC a fim de elevar a eficiência e a qualidade do sistema elétrico fornecedor de energia (HE et al., 2019; ROTHMUND et al., 2019).

- O crescimento do mercado de veículos elétricos e de fontes ininterruptas de energia nos últimos anos provocou um aumento na demanda por baterias, que também são cargas alimentadas em CC (VIANA; LEHN, 2019; KIM et al., 2014; QIAN et al., 2012; LUKIC et al., 2008).

- A utilização de longas linhas de transmissão em CC com elevada capacidade de potência possibilita a realização de derivações nas mesmas a fim de disponibilizar energia elétrica em pequenas comunidades ou áreas rurais isoladas por onde as linhas passam. Essas derivações possuem uma capacidade de potência bem menor que as linhas de transmissão (aproximadamente até 10%) e criam a necessidade de conversores CC-CC ou CC-CA que façam a adequação entre os níveis de tensão da linha de transmissão em CC e da rede local, que pode ser em CC ou em CA (XIANG et al., 2018; ADAM et al., 2017; TANG et al., 2017; LI et al., 2016).

Analisando o cenário energético atual e futuro como um todo, percebe-se que a adoção de sistemas elétricos em CC vem se tornando cada vez mais inevitável, buscando-se viabilizar a utilização de todas essas crescentes possibilidades de geração e carga que operam em CC. Sendo assim, julga-se importante analisar como sistemas em CC podem ser desenvolvidos e melhorados do ponto de vista da eletrônica de potência.

Assim como em sistemas elétricos em CA, os sistemas em CC, compostos por geração, transmissão/distribuição e cargas, geralmente operam com diferentes níveis de tensão entre si. Essas diferenças de tensão resultam da distinta natureza das estruturas que compõem os sistemas elétricos e que, portanto, necessitam de tensões específicas para que possam operar de maneira adequada. Desta forma, para que um determinado sistema em CC seja viável, é necessário o uso de conversores CC-CC com o objetivo de adequar os diferentes níveis de tensão requisitados por cada estrutura.

O desenvolvimento de conversores CC-CC capazes de lidar com média tensão (1,5 kV a 55 kV (STEINKE et al., 2019)), alta tensão (acima de 55 kV) e alta potência (dezenas de kW a unidades de MW) ainda é um desafio. Dentro desse cenário, diversos limitantes se fazem presentes, como por exemplo: tensão, corrente e frequência de operação dos semicondutores atuais; volume e peso do conversor; e capacidade de proteção do conversor e do sistema contra curto-circuitos.

Para lidar com os elevados níveis de tensão requisitados pelas aplicações, várias topologias de conversores multiníveis foram desenvolvidas, como o Conversor com Ponto Neutro Grampeado (*Neutral Point Clamped Converter - NPC*), o Conversor com Capacitor Flutuante (*Flying Capacitor Converter - FCC*), o Conversor Ponte-Completa em Cascata (*Cascaded H-Bridge Converter - CHB*) e o Conversor Multinível Modular (*Modular Multilevel Converter - MMC*), além das inúmeras variações dos mesmos (KISH, 2017; ADAM et al., 2016; WANG et al., 2015). Esses conversores são estruturados de forma a reduzir a tensão aplicada sobre os semicondutores de acordo com o aumento do número das células básicas de comutação da respectiva topologia.

Paralelamente ao desenvolvimento de topologias de conversores multiníveis, a promissora tecnologia de semicondutores de Carbeto de Silício (*Silicon Carbide - SiC*) tem sido estudada. Ainda que em nível majoritariamente de pesquisa, essa tecnologia possibilitou o desenvolvimento de interruptores com elevada tensão de bloqueio (12 kV a 27 kV para IGBTs e 3 kV a 12 kV para MOSFETs) (MORYA et al., 2019; PASSMORE; O'NEAL, 2016; JOHANNESSON et al., 2016; WANG et al., 2015; BRUNT et al., 2014). Mesmo ainda tendo limitações em relação à corrente média de condução e à frequência de comutação, estes componentes apresentam potencial para substituir os semicondutores de silício convencionais em aplicações de alta tensão e alta potência, já que podem ser associados em módulos, reduzindo a necessidade de utilização

de conversores multiníveis com elevado número de níveis, diminuindo a complexidade dessas estruturas ou elevando a capacidade de processamento das mesmas .

Dentro deste contexto, diversos conversores CC-CC isolados galvanicamente em média frequência (200 Hz a 2 kHz) baseados em conversores multiníveis foram e ainda são estudados na literatura (MILOVANOVIC; DUJIC, 2019; CUI; SOLTAU; DONCKER, 2018; XIANG et al., 2018; KENZELMANN et al., 2015). O uso de transformador nessas estruturas proporciona fácil proteção contra curto-circuito devido à isolação galvânica e um estágio adicional de ganho/redução de tensão através da relação de espiras. No entanto, a construção desses transformadores é complexa devido à aplicação de tensões não senoidais nos seus terminais e ao uso de média frequência, cujo objetivo é reduzir peso e volume do conversor. Isso resulta em elevado $dv/dt$ sobre as isolações do magnético e, consequentemente, ocasiona redução da sua vida útil, aumento de circulação de correntes parasitas pelo conversor e aumento de perdas no transformador (MILOVANOVIC; DUJIC, 2019). Além disso, nessas estruturas, o transformador precisa processar toda a energia que é transferida da entrada para a saída. Portanto, esse tipo de conversor CC-CC, apesar das boas características em termos de proteção e ganho/redução de tensão, sendo concorrente de transformadores convencionais, pode apresentar desvantagens em relação à custo, peso e volume, quando comparado a topologias não isoladas galvanicamente.

Baseando-se na análise contextual realizada, toma-se os seguintes pontos como os principais motivadores para o desenvolvimento deste trabalho: a constante evolução tecnológica dos semicondutores; o elevado custo e a alta complexidade de construção dos conversores CC-CC isolados baseados em conversores multiníveis; e a importância do desenvolvimento de estruturas necessárias para viabilizar o crescimento de redes que operam em CC. A partir destes pontos define-se o estudo de conversores CC-CC Não Isolados baseados em Conversores Multiníveis, doravante denominados conversores CC-CC NICM, como o tema geral de pesquisa desta tese.

## 1.2 OBJETIVOS DA TESE

De uma maneira geral, o objetivo desta tese é apresentar uma nova topologia de conversor CC-CC NICM que possa atender a uma demanda de aplicações que operam com tensões entre unidades a centenas de kV e com potências entre dezenas de kW a unidades de MW. Pretende-se atingir mais especificamente as seguintes metas:

- obter modelos matemáticos que descrevam o comportamento estático da topologia;
- obter modelos matemáticos que descrevam o comportamento dinâmico da topologia;
- desenvolver uma metodologia de projeto do conversor;

- obter modelos matemáticos que descrevam as perdas em cada componente da estrutura;
- definir uma estrutura de controle;
- desenvolver um protótipo para confrontar experimentalmente os modelos matemáticos desenvolvidos.

# 2 ESTADO DA ARTE E PROPOSTA DE TESE

Neste capítulo, alguns dos principais conversores CC-CC NICM encontrados na literatura recente são analisados qualitativamente. O objetivo destas análises é basicamente desenvolver o entendimento de como esses conversores realizam a conversão de energia, enfatizando as vantagens e desvantagens dos diferentes métodos de funcionamento de cada estrutura.

Inicialmente, alguns conversores CC-CC não isolados baseados no Conversor Multinível Modular são apresentados. Em seguida, é realizada uma abordagem dos conversores CC-CC baseados em capacitor chaveado. Por fim, considerando a análise do estado da arte realizada, alguns conversores CC-CC não isolados são propostos e avaliados, de forma que um destes conversores é escolhido para ser o foco de pesquisa da tese.

Objetivando simplificar as análises, o fluxo de potência nos conversores bidirecionais é arbitrado como sendo da fonte de mais elevada tensão ($V_H$) para a fonte de menor tensão ($V_L$) e todos os componentes dos conversores são considerados ideais, salvo redefinido.

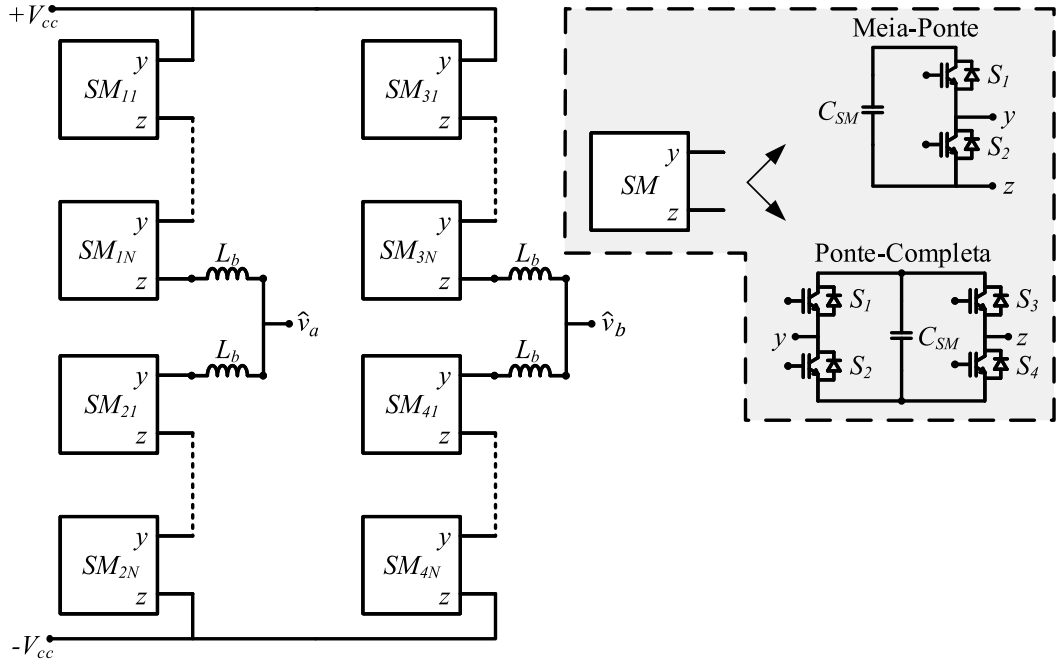
## 2.1 CONVERSORES CC-CC NÃO ISOLADOS BASEADOS NO CONVERSOR MULTINÍVEL MODULAR

O Conversor Multinível Modular (CMM), proposto por Marquardt (2011), é uma estrutura composta por dois braços por fase, onde cada braço contém um conjunto de $N$ submódulos (SMs) conectados em série entre si. A conexão entre os SMs e a operação individual dos mesmos ocorre de tal forma que são sintetizados um barramento com tensão CC e outro com tensão CA (OATES, 2015), como mostra a Figura 2.1.

Devido principalmente a sua modularidade e expansibilidade, o conceito estrutural do CMM tem sido bastante empregado em conversores CC-CC não isolados aplicados em média e alta tensão (KISH, 2017; LIANG; LI, 2017; ADAM et al., 2016; ZHANG et al., 2016; LÜTH; MERLIN; GREEN, 2014). Essas duas características permitem que o conversor seja implementado com semicondutores disponíveis comercialmente e que o mesmo opere com SMs redundantes que podem ser facilmente conectados para substituir SMs falhos, proporcionando confiabilidade à estrutura.

Outra característica importante herdada do CMM é a possibilidade de utilização de SMs Meia Ponte (MP) e Ponte Completa (PC) na mesma estrutura, fazendo com que esta adquira capacidade de proteção contra curto-circuitos tanto na entrada quanto na saída CC. Outras configurações de SM também podem ser usadas, fornecendo características diferentes ao conversor. Pode-se citar, inclusive, topologias que utilizam, também, SMs que atuam como fonte de corrente (GRAY; LEHN; YAKOP, 2021; GRAY; LEHN, 2020), proporcionando proprieda-

Figura 2.1 – Conversor Multinível Modular (CMM) bifásico




Fonte: Elaborado pelo autor, 2019

des interessantes em relação à ganho estático e balanço das tensões nos capacitores dos SMs convencionais.

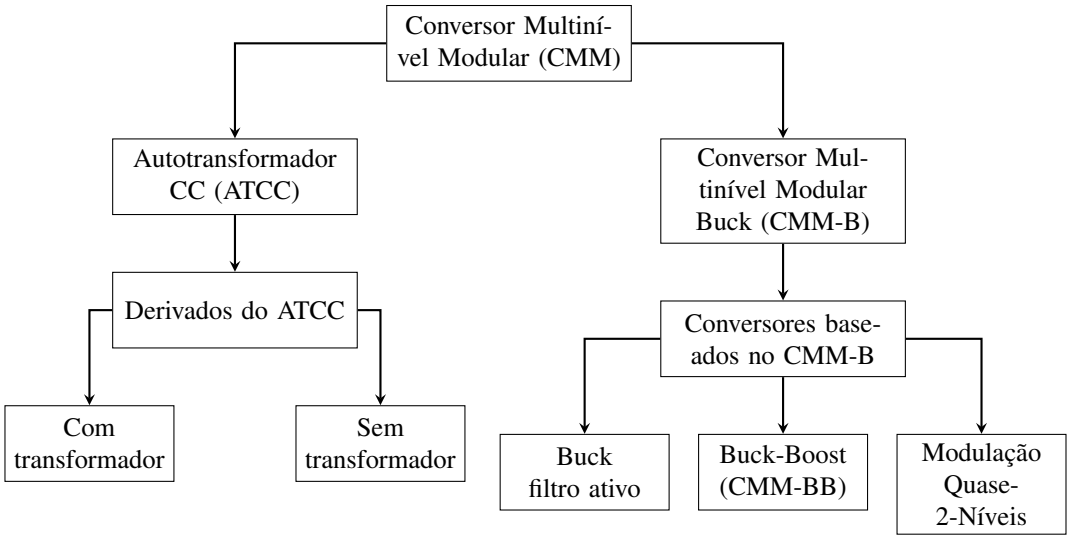
Apesar das boas características, os conversores CC-CC não isolados baseados no Conversor Multinível Modular, doravante denominados conversores CC-CC NICMM, também herdam as complexidades do CMM em termos da grande quantidade de circuitos de comando e em relação à necessidade de se controlar a tensão nos capacitores de cada SM para que estes operem de maneira balanceada, aumentando os custos computacional e financeiro dos conversores.

A ideia básica dos conversores CC-CC NICMM consiste em reconfigurar o CMM de tal forma que as tensões CC sintetizadas nos braços possam ser vistas como fontes de tensão CC (baixa ondulação e independente da carga) tanto pela entrada quanto pela saída do conversor. Encontrou-se na literatura duas maneiras gerais de reconfiguração do CMM com o objetivo de torná-lo uma topologia CC-CC, sendo que uma é denominada Autotransformador CC (ATCC) e outra Conversor Multinível Modular Buck (CMM-B). Essas duas topologias e alguns conversores derivados das mesmas são analisados a seguir, conforme o organograma apresentado na Figura 2.2.

### 2.1.1 Autotransformador CC (ATCC)

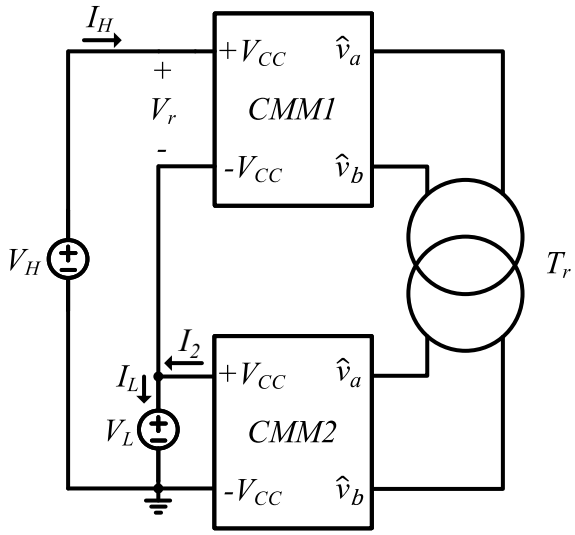
O conversor ATCC, proposto por Schön e Bakran (2013a), possui seu diagrama elétrico apresentado na Figura 2.3. Uma das principais características desse conversor, e que o distingue

Figura 2.2 – Organograma da revisão bibliográfica de topologias CC-CC baseadas no CMM




Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

Figura 2.3 – Autotransformador CC (ATCC) bifásico




Fonte: Elaborado pelo autor, 2019

da versão isolada apresentada por Kenzelmann et al. (2015), é a conexão direta e em série dos barramentos CC dos dois CMM. Essa conexão cria um caminho para que a corrente CC $I_H$ fornecida pela fonte $V_H$ circule diretamente para a fonte $V_L$, compondo uma parcela da corrente CC $I_L$. Desta forma, uma parte da potência de $V_L$ não flui pelo transformador, aliviando os requisitos construtivos do elemento magnético.

Fazendo uma análise dos valores médios instantâneos (média dentro do período de comutação do conversor) do ATCC abaixador de tensão e considerando apenas as grandezas contínuas, é possível verificar que haveria um problema natural de desequilíbrio de tensão entre o

barramento CC de CMM1 ($V_r$) e o de CMM2 ($V_L$). Isso ocorreria porque $I_H$ circula sempre no sentido de carregar os capacitores dos SMs do CMM1, enquanto que $I_2$ circula sempre no sentido de descarregar os capacitores dos SMs do CMM2, sendo a corrente da carga $I_L$ composta pela soma de $I_H$ e $I_2$. Logo, ao longo do tempo $V_r \rightarrow V_H$ e $V_L \rightarrow 0$.

Utilizando o conceito de balanço de potência por harmônicos, proposto por Kish e Lehn (2018), pode-se considerar que cada SM do ATCC é uma célula de comutação composta por semicondutores e um capacitor, todos ideais. Logo, o valor médio da potência de cada SM, em regime permanente, deve ser nulo. No entanto, através da análise em CC descrita anteriormente, percebe-se que os SMs de CMM1 apenas consomem energia CC, enquanto que os SMs de CMM2 apenas fornecem energia CC. Esse comportamento resulta em valores médios de potência diferentes de zero nas células de comutação, provocando o completo desequilíbrio das tensões CC do conversor. Para alcançar o valor médio nulo de potência nos SMs, é necessário fazer com que o conjunto de SMs que consome energia CC possa, de alguma forma, fornecer essa mesma quantidade consumida para o conjunto de SMs que fornece energia CC.

Sabe-se que o fluxo de potência elétrica pode ocorrer em diferentes frequências simultaneamente, sendo que apenas a multiplicação de tensões e correntes de mesma frequência é capaz de contribuir para o valor médio total desta potência. Sendo assim, é possível manter o ATCC operando com os valores corretos de $V_r$ e $V_L$ desde que se garanta que haja fluxo de potência ativa CA do conjunto de SMs de CMM1 para o de CMM2. Essa potência ativa CA pode se dar em uma frequência arbitrária e deve ser quantitativamente igual à potência com a qual a energia CC é transferida de CMM2 para a carga (ou da entrada para o CMM1).

Logicamente, é necessário que haja um caminho adequado para que a corrente CA possa circular entre CMM1 e CMM2 sem provocar ondulações expressivas nos barramentos CC de entrada e saída do conversor. Esse caminho é proporcionado pelo transformador que é conectado entre os barramentos CA de CMM1 e CMM2. Desta forma, CMM1 e CMM2 podem ser operados como um inversor e um retificador ativo, respectivamente, processando energia através da impedância formada pelo transformador. Além disso, o transformador garante a isolação necessária para que não haja circulação de corrente CC entre CMM1 e CMM2.

Sabendo que a potência do transformador ($P_{Tr}$) deve ser equivalente à potência CC de CMM2 (ou CMM1), aquela pode ser definida por (2.1), onde $P_{CC}$ é a potência com a qual a energia CC é fornecida da entrada para a saída (potência total do conversor) e $M_{ATCC} = V_H/V_L$.

$$P_{Tr} = V_L(I_L - I_H) = P_{CC} - \frac{V_H}{M_{ATCC}} I_H = P_{CC}\left(\frac{M_{ATCC} - 1}{M_{ATCC}}\right) \tag{2.1}$$

A equação (2.1) indica que a potência no transformador, em relação à potência do conversor, varia de acordo com a diferença entre as tensões $V_H$ e $V_L$. Quanto mais próximo for $V_H$ em

relação a $V_L$, menor é a potência no transformador, sendo que $P_{Tr} = P_{CC}/2$ quando $V_H = 2V_L$. Logo, o ATCC é uma estrutura CC-CC que potencializa a redução de custos, peso e volume em aplicações onde não há uma disparidade muito grande entre os níveis das tensões de entrada e saída.

Outra funcionalidade importante proporcionada pelo transformador é a utilização da sua relação de espiras para otimizar o funcionamento de CMM1 e CMM2. Isso ocorre nas situações em que $V_r$ é diferente de $V_L$, onde a relação de espiras pode ser adaptada para que CMM1 e CMM2 operem com seus respectivos índices de modulação ótimos, ou seja, sintetizando tensões CA com diferentes amplitudes no primário e no secundário do transformador, sem aumentar o fluxo de potência não ativa pela estrutura. Além disso, como a relação de espiras permite que o CMM com maior tensão de barramento CC possa sintetizar uma tensão CA com elevada amplitude, menor será a amplitude da corrente CA circulante pelo mesmo, já que $P_{Tr}$ é constante. Isso ajuda a reduzir as perdas do ATCC quando $V_r \neq V_L$.

Um ponto negativo do ATCC é que, apesar de conter um transformador na sua estrutura, este não proporciona isolação galvânica entre a entrada CC e a saída CC. Logo, ao contrário da versão isolada apresentada por Kenzelmann et al. (2015), o ATCC não é capaz de interromper a alimentação de possíveis curto-circuitos nos barramentos CC apenas comandando os interruptores dos SMs a bloquear ou usando disjuntores nos barramentos CA. No entanto, de acordo com (SCHÖN; HOFMANN; BAKRAN, 2018; SCHÖN; BAKRAN, 2016; SCHÖN; BAKRAN, 2013b), os curto-circuitos podem ser interrompidos adotando-se a quantidade e o tipo corretos de SMs no CMM1, de acordo com o $M_{ATCC}$ utilizado. Disjuntores que interrompem corrente CC também podem ser utilizados, porém essa é uma tecnologia recente que demanda mais estudos para melhorar sua operação, logo não será abordada neste trabalho.

O uso de outras configurações de SMs o CMM1 também permite que o ATCC possa operar como um conversor elevador de tensão, desde que com a configuração de SM escolhida seja possível fazer com que $V_r$ assuma valores negativos (KISH, 2017), como SMs do tipo PC, por exemplo.

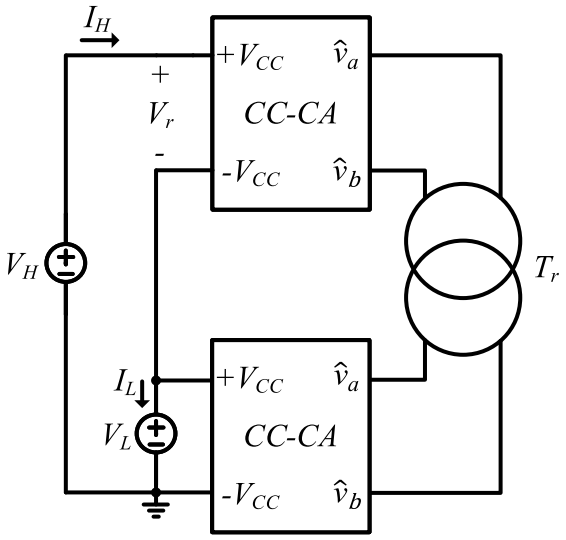
A utilização de uma maior quantidade de SMs, tanto do tipo MP quanto do tipo PC, para garantir a proteção bidirecional do ATCC em relação a curto-circuitos nos barramentos CC, provoca um aumento na complexidade do conversor em termos de circuitos de comando. Além disso, a maior quantidade de capacitores e semicondutores tende a resultar no aumento de perdas do conversor. Logo, a estratégia de proteção apresentada tem como pontos negativos a elevação de custo e a redução de rendimento do ATCC em relação à estrutura básica do conversor. Quando comparado com a versão isolada proposta por Kenzelmann et al. (2015), o ATCC com proteção bidirecional contra curto-circuito se mostra bastante atrativo, mostrando melho-

res resultados em termos de custo e perdas nos magnéticos (LIN, 2016; SCHÖN; BAKRAN, 2016).

### 2.1.2 Conversores baseados no ATCC

O padrão de operação do ATCC permite que esta estrutura seja definida de uma maneira mais genérica, como mostra a Figura 2.4. Esta generalidade é aplicada aos subconversores que compõem o ATCC, originalmente configurados como CMM (CMM1 e CMM2). Teoricamente, qualquer tipo de conversor CC-CA e CA-CC pode ser utilizado para sintetizar as tensões CA nos enrolamentos do transformador (SAU-BASSOLS et al., 2018; LIN; WEN; CHENG, 2015). Além disso, as tensões CA não precisam ser necessariamente moduladas senoidalmente ou com elevado número de níveis, desde que sejam suportadas pelo transformador. Desta forma, conversores mais simples que o CMM podem ser utilizados como subconversores no ATCC, como o conversor em Ponte Completa, por exemplo. Retificadores não controlados também podem ser utilizados como subconversores, gerando versões unidirecionais do ATCC (GOWAID et al., 2018; ZHOU et al., 2018; ADAM et al., 2017; LI et al., 2017; LIN et al., 2016).

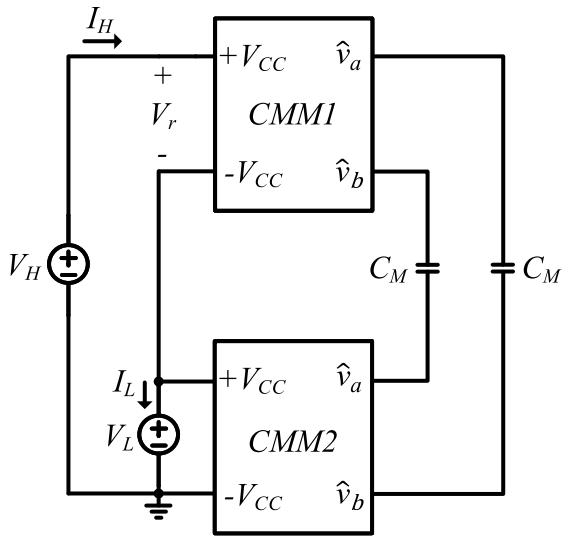
Figura 2.4 – ATCC genérico




Fonte: Elaborado pelo autor, 2019

É importante salientar que o ATCC pode ser formado por subconversores diferentes entre si, no entanto, é interessante que as tensões CA geradas no primário e no secundário do transformador tenham forma de onda similares para que não haja aumento no fluxo de potência não ativa pelo ATCC. Além disso, quando um conversor diferente do CMM é utilizado no lugar do Subconversor 1, deve-se verificar se o ATCC mantém sua capacidade de ser configurado para interromper curto-circuitos tanto na entrada quanto na saída CC. A utilização de conversores dos

Figura 2.5 – Topologia baseada no ATCC proposta por Du et al. (2016)




Fonte: Elaborado pelo autor, 2019

tipos Ponte Completa, com Ponto Neutro Grampeado e com Capacitor Flutuante, por exemplo, não garante essa capacidade de proteção bidirecional. Logo, disjuntores que interrompam correntes CC teriam que ser utilizados.

Independente do tipo de subconversor utilizado no ATCC, um dos principais pontos negativos dessa estrutura é o fato de não haver isolação entre a entrada CC e a saída CC do conversor, apesar da presença do transformador. Sendo assim, mesmo que possa processar menos energia no ATCC do que na versão isolada e seja capaz de operar em média frequência, o transformador ainda precisa ser projetado para suportar elevados níveis de tensão CC e considerável $dv/dt$ nas isolações. Logo, a construção do magnético continua sendo complexa, de elevado custo e tendo grandes chances de resultar em um componente pesado e volumoso devido aos requisitos de isolação. Por esse motivo, soluções de conversores CC-CC não isolados baseadas no ATCC, porém sem transformador, foram propostas na literatura.

A topologia proposta por Du et al. (2016), mostrada na Figura 2.5, consiste em dois CMMs (CMM1 e CMM2) conectados em série através de seus barramentos CC e, diferentemente do ATCC, a conexão entre os pontos de tensão alternada de CMM1 e CMM2 é realizada através de capacitores ($C_M$) ao invés de transformador. Esses capacitores formam o caminho necessário para o fluxo de potência CA entre CMM1 e CMM2, fazendo com que o conversor opere com tensões estabilizadas nos barramentos CC dos subconversores.

Através de uma análise da topologia, é possível verificar que existe um fluxo de corrente contínua ($I_H$) que vai diretamente de $V_H$ para $V_L$, circulando pelos braços do CMM1. A corrente $I_H$ se soma com a corrente fornecida pelos capacitores do CMM2 para formar a corrente $I_L$. Assim como no ATCC, CMM1 e CMM2 devem operar como inversor/retificador ativo de forma

a sintetizar tensões alternadas defasadas entre si nos terminais dos capacitores para gerar fluxos de corrente CA pelo conversor. Esses fluxos garantem que as tensões dos barramentos CC de CMM1 e CMM2 se mantenham estabilizados no nível correto de operação.

Um ponto importante desta topologia é a utilização de capacitores no lugar do transformador do ATCC, o que tende a reduzir consideravelmente o peso e o volume do conversor. No entanto, o grau de liberdade proporcionado pela relação de espiras do magnético é perdido. Isso faz com que o CMM1 e o CMM2 tenham que ser operados para sintetizar tensões CA com componentes fundamentais iguais em termos de amplitude (SAU-BASSOLS et al., 2018), de forma a evitar maior fluxo de potência não ativa pelo conversor. Sendo assim, para os casos onde $V_r \neq V_L$, o subconversor com maior tensão de barramento CC torna-se subutilizado por ter que operar com um índice de modulação abaixo do ideal. Além disso, as perdas neste subconversor serão maiores do que no caso do ATCC, pois na topologia sem transformador a tensão CA sintetizada pelo subconversor tem menor amplitude para uma mesma potência CA, resultando no aumento da amplitude da corrente CA circulante pelo mesmo.

Outro ponto que deve ser considerado na topologia em análise é a tensão que os capacitores $C_M$ devem suportar durante a operação da mesma, sendo composta por um nível médio e um componente alternado. Este nível médio indica que os capacitores $C_M$ formam um caminho de alta impedância para que não haja circulação de corrente CC entre os subconversores, o que é imprescindível para o funcionamento da topologia. Já o componente alternado é resultante das correntes CA que circulam pelas malhas formadas pelos indutores de braço $L_b$ e pelos capacitores $C_M$.

De acordo com (DU et al., 2016), a tensão sobre $C_M$ pode ser definida de acordo com (2.2), onde $I_{ac_p}$ é o valor de pico da corrente CA que circula pelo conversor e $\sqrt{L_b/C_M}$ é a impedância característica do circuito LC pelo qual a corrente CA circula, onde $L_b$ é a indutância de braço. Portanto, os capacitores $C_M$ devem ser capazes de suportar tensões elevadas. Atualmente, capacitores de filme com capacitâncias de unidades a centenas de $\mu$F e com capacidade de suportar unidades de kV estão presentes no mercado, o que torna esta topologia adequada para aplicações em média tensão CC, onde não há necessidade de associação de muitos capacitores para atender aos requisitos de operação do conversor.

$$v_{CM} = 0{,}5(V_r + V_L) + 2I_{ac_p}\sqrt{\frac{L_b}{C_M}} = 0{,}5V_H + 2I_{ac_p}\sqrt{\frac{L_b}{C_M}} \tag{2.2}$$

A fim de atender aplicações em alta tensão CC, Du, Wu e Zargari (2018) propõem uma nova topologia de conversor CC-CC não isolado sem transformador. Esta topologia é estruturalmente similar ao conversor mostrado na Figura 2.5. A principal diferença é a substituição dos capacitores $C_M$ por SMs, fazendo com que os capacitores dos SMs operem com uma tensão

$N_M$ vezes menor, onde $N_M$ é número de SMs utilizados no ramo de conexão entre os terminais de tensão CA dos subconversores. Desta forma, capacitores comerciais podem ser utilizados sem a necessidade de um grande número de associações dos mesmos.

A utilização de SMs no lugar dos capacitores $C_M$ exige um sistema de controle mais complexo, onde estes SMs tem que ser operados a partir de uma modulação adequada para garantir a circulação de corrente CA pelos subconversores e, assim, manter o nível correto das tensões dos barramentos CC dos mesmos. Uma maior quantidade de semicondutores e circuitos auxiliares também é exigida, elevando o custo do conversor. Além disso, CMM1 e CMM2 ainda precisam sintetizar tensões CA de mesma amplitude, ocasionando em subutilização de um dos subconversores quando $V_r \neq V_L$. Portanto, este método de adaptação da topologia para aplicações em alta tensão CC traz consigo um aumento na complexidade de operação e no custo da estrutura em relação à topologia para média tensão CC.

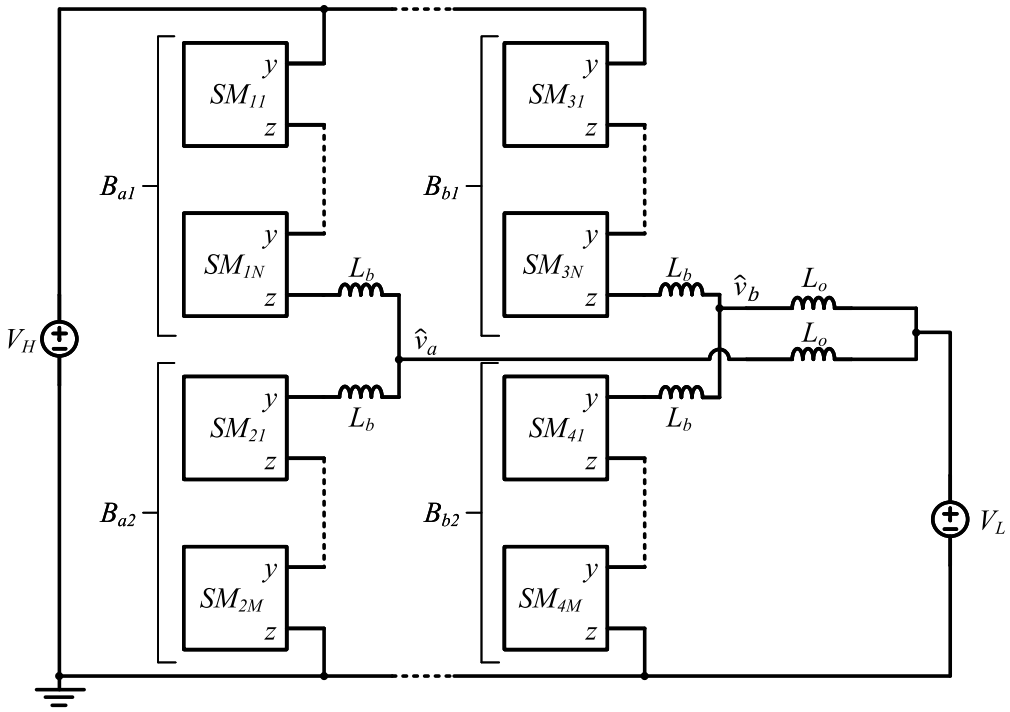
A conexão entre barramentos CA dos subconversores também pode ser feita através de um filtro LC. Esta topologia, apresentada por Sau-Bassols et al. (2018), mantém as características de operação dos conversores sem transformador apresentados anteriormente. A principal diferença é a filtragem adicional proporcionada pelo indutor adicionado em série com o capacitor $C_M$. Enquanto este cria a impedância necessária para impedir a circulação de corrente CC entre os subconversores, o indutor atenua os componentes de alta frequência da corrente CA que circula pelo conversor, diminuindo o valor eficaz da mesma. Logo, a presença do indutor ajuda na redução das perdas dos subconversores e dos capacitores $C_M$, porém causa aumento no fluxo de potência não ativa pelo conversor.

A estratégia de interrupção de curto-circuitos apresentada para o ATCC utilizando SMs adicionais do tipo MP e PC também pode ser empregada nos conversores não isolados e sem transformador apresentados, fazendo com que estes adquiram capacidade bidirecional de interrupção de curto-circuitos. O uso de SMs do tipo PC no CMM1 também permite que essas topologias atuem como elevadoras de tensão.

### 2.1.3 Conversor Multinível Modular Buck (CMM-B)

A topologia CMM-B, apresentada por Ferreira (2013), Norrga, Ängquist e Antonopoulos (2013) e Kish, Ranjram e Lehn (2015), tem o diagrama elétrico da sua forma unipolar apresentado na Figura 2.6. Esta topologia consiste basicamente em um CMM teoricamente polifásico com um filtro passivo passa-baixa conectado entre os barramentos CA do CMM e o barramento CC definido por $V_L$. O braço superior $B_{x1}$ é composto por $N$ SMs, enquanto que o braço inferior $B_{x2}$ é composto por $M$ SMs, onde $x \in \{a, b, c\}$ representa as fases do conversor. Para simplificar as análises, apenas a configuração bifásica será considerada.

Figura 2.6 – Conversor Multinível Modular Buck (CMM-B) polifásico



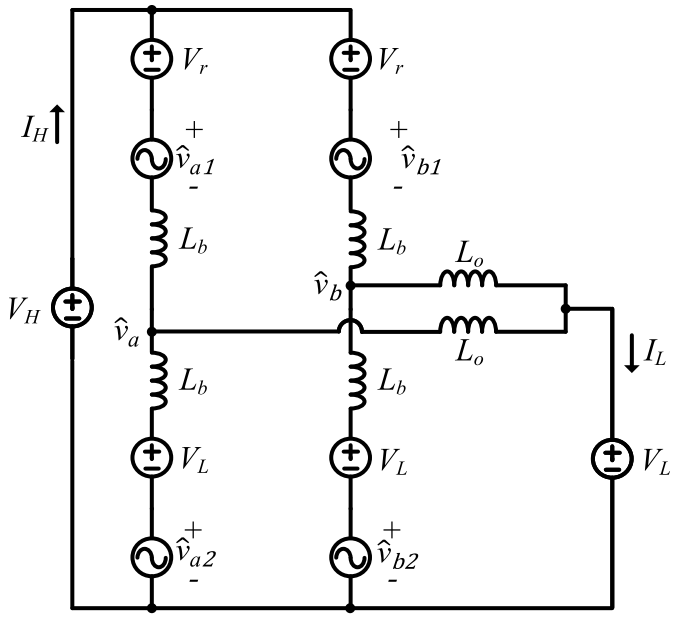

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019

De maneira análoga ao ATCC, a configuração do CMM-B permite a circulação direta de corrente CC entre os barramentos de entrada CC e saída CC da topologia, carregando e descarregando os capacitores dos SMs de $B_{x1}$ e $B_{x2}$, respectivamente. Portanto, um fluxo de potência ativa CA entre $B_{x1}$ e $B_{x2}$, de uma mesma fase, deve ser produzido para que as tensões CC sobre os braços se mantenham nos níveis adequados durante a operação do conversor, isto é, $V_r = V_H - V_L$ em $B_{x1}$ e $V_L$ em $B_{x2}$. Caso contrário, $V_r \rightarrow V_H$ e $V_L \rightarrow 0$. No entanto, a forma como esse fluxo de potência ativa CA é sintetizado no CMM-B difere do método utilizado no ATCC.

No CMM-B, tomando a fase $a$ como exemplo, os SMs de $B_{a1}$ e $B_{a2}$ são controlados de forma que tensões CA $\hat{v}_{a1}$ e $\hat{v}_{a2}$ de mesma amplitude, porém defasadas em $180° + \theta$ entre si, sejam sintetizadas junto com $V_r$ e $V_L$, respectivamente, como mostra o diagrama de valores médios instantâneos da Figura 2.7. O formato e a frequência de $\hat{v}_{a1}$ e $\hat{v}_{a2}$ são arbitrários, desde que sejam iguais nos dois braços. Desta forma, uma tensão CA resultante é aplicada sobre os indutores de braço da fase $a$, provocando a circulação de correntes CA que configuram o fluxo de potência ativa CA dos braços com capacitores mais carregados para os braços com capacitores menos carregados. A potência ativa CA nos braços também é definida por (2.1) e a mesma análise pode ser aplicada na fase $b$.

Os indutores de braço do CMM-B não precisam ser projetados para suportar elevados níveis de tensão CC, ao contrário do que ocorre com o transformador do ATCC e com os capaci-

Figura 2.7 – Diagrama de valores médios instantâneos do CMM-B bifásico




Fonte: Elaborado pelo autor, 2019

tores $C_M$ das topologias derivadas do ATCC. No entanto, assim como os conversores derivados do ATCC, o CMM-B deve operar com tensões CA de mesma amplitude nos braços superiores e inferiores para evitar maior fluxo de potência não ativa pelo conversor. Sendo assim, quando $V_r \neq V_L$, o braço com maior tensão CC será subutilizado e a amplitude da corrente CA que circula pelo mesmo será maior do que no caso do ATCC com transformador, o que torna o CMM-B mais adequado apenas para aplicações onde $V_H \approx 2V_L$ (KISH, 2017).

A presença de tensões CA, devidamente defasadas entre si, nos braços de cada fase produz a tensão CA $\hat{v}_{ab}$ entre os pontos médios das duas fases. Os indutores $L_o$ mostrados na Figura 2.6 são os responsáveis por criar a alta impedância necessária para evitar que $\hat{v}_{ab}$ produza uma corrente CA com elevada amplitude e que essa corrente circule pela entrada CC e saída CC do conversor, garantindo que $V_H$ e $V_L$ tenham baixa ondulação. Nos casos polifásicos, as correntes CA podem ser geradas de maneira que circulem majoritariamente pelos braços do conversor apenas com este filtro (por exemplo, defasando a tensão resultante $\hat{v_{a1}} + \hat{v_{b1}}$ em relação a $\hat{v_{a2}} + \hat{v_{b2}}$ no caso bifásico). Porém, na topologia monofásica, um filtro passa-faixa deve ser conectado em paralelo com a fonte $V_H$ para impedir que componentes alternados circulem pela fonte de tensão CC (FERREIRA, 2013), o que pode aumentar consideravelmente o peso e volume do conversor.

Apesar de ser um conversor sem transformador, os indutores $L_o$ terão que filtrar tensões CA com elevada amplitude em média ou baixa frequência quando o CMM-B opera em média/alta tensão CC e alta potência, o que pode resultar em uma indutância de centenas de mH. Além disso, cuidados com $dv/dt$ sobre os indutores também devem ser tomados nessas con-

dições de operação, de forma a garantir a integridade da isolação das espiras do magnético e a atenuação de possíveis correntes parasitas circulantes pelo conversor. Portanto, apesar de ser um componente mais simples que o transformador do ATCC e ter construção tecnicamente viável (Tang et al., 2015; Wang Jun et al., 2010), os indutores de saída do CMM-B podem contribuir significativamente para o aumento de peso, volume e custo desta topologia (ADAM et al., 2016; ZHANG et al., 2016).

A estratégia de interrupção de curto-circuitos apresentada para o ATCC utilizando SMs adicionais do tipo MP e PC também pode ser empregada no CMM-B (FAR et al., 2021), fazendo com que este adquira capacidade bidirecional de interrupção de curto-circuitos (SCHÖN; BAKRAN, 2016). O uso de SMs do tipo PC nos braços $B_{x1}$ também permite que o CMM-B atue como um conversor elevador de tensão (KISH, 2017).

### 2.1.4 Conversores baseados no CMM-B

Baseadas no mecanismo de transferência de energia CA entre braços utilizado no CMM-B, outras topologias foram desenvolvidas e apresentadas na literatura, resultando em conversores CC-CC com diferentes características em termos de estrutura e funcionalidade (KISH, 2017). Algumas delas são apresentadas nesta seção com o objetivo de mostrar topologias mais recentes e suas principais diferenças em relação ao CMM-B.

Sabe-se que, dependendo dos requisitos de operação do CMM-B, o indutor $L_o$ que compõe o filtro de saída da topologia pode ser um componente pesado, volumoso e de alto custo. Sendo assim, Du e Wu (2017) propõem uma topologia substituindo $L_o$ por um filtro ativo composto por SMs do tipo PC e por um indutor $L_b$ que visa filtrar apenas ondulações em alta frequência (frequência de comutação), fazendo com que $L_b$ seja um magnético mais leve e menos volumoso que $L_o$. A Figura 2.8 mostra o diagrama elétrico da versão unipolar do conversor em questão.

O princípio de operação da topologia da Figura 2.8 é análogo ao funcionamento do CMM-B, a diferença está apenas no funcionamento do filtro ativo. Neste caso, os SMs em PC do braço $B_{x3}$ são controlados para gerar uma tensão CA que se opõe à tensão $\hat{v}_{ab}$ resultante do processo de balanço de energia dos SMs de $B_{x1}$ e $B_{x2}$. É importante notar que a corrente que circula pelo filtro ativo é contínua, enquanto que este sintetiza uma tensão CA, logo não há fluxo de potência ativa pelo filtro.

As tensões nos braços $B_{a3}$ e $B_{b3}$ possuem valor médio nulo, por esse motivo o filtro ativo deve ser composto por SMs do tipo PC, de modo que seja possível sintetizar tensões negativas. Apesar de ser uma configuração de SM de maior custo e que gera maiores perdas do que o SM do tipo MP (a corrente circula por um semicondutor a mais no PC), neste caso o SM do tipo

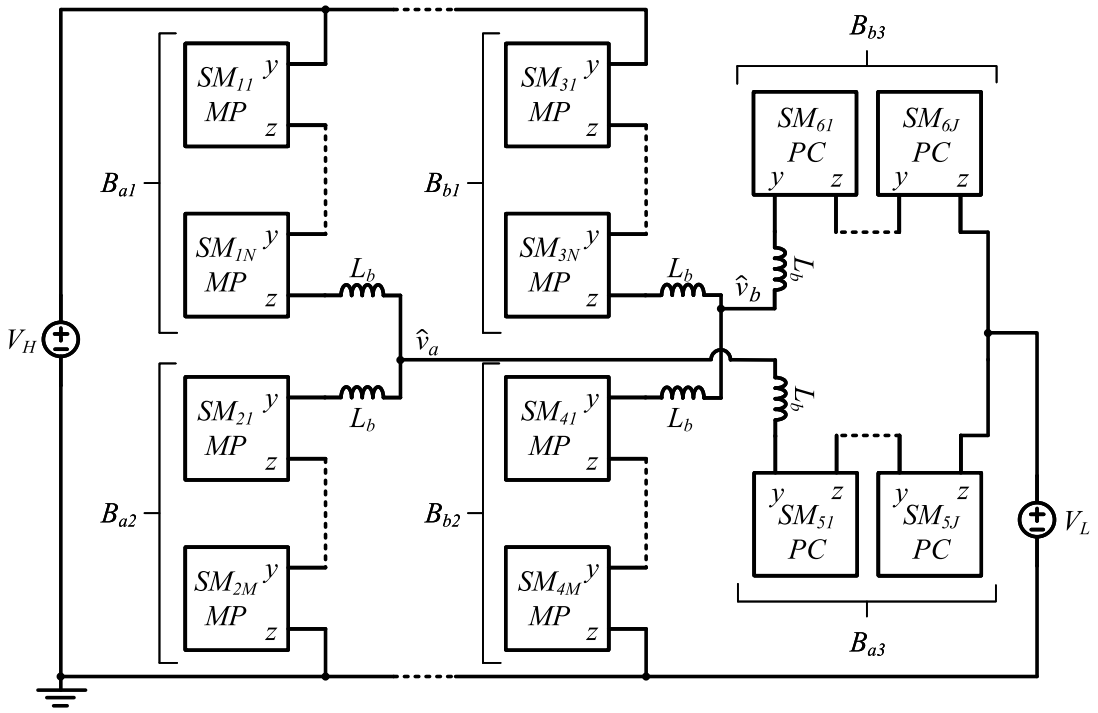
PC acaba tendo um papel importante no sentido de possibilitar a interrupção de curto-circuito na entrada CC do conversor. Esta topologia naturalmente apresenta capacidade de interrupção bidirecional de curto-circuito para $V_H < 2V_L$. Para $V_H \geq 2V_L$ mais SMs do tipo PC devem ser adicionados no filtro ativo para garantir uma tensão adequada nos capacitores dos mesmos em uma situação de curto-circuito na entrada CC (ZHANG; LI; JOÓS, 2019).

Com o objetivo de reduzir o custo da topologia mostrada na Figura 2.8 sem perder a capacidade de interrupção bidirecional de curto-circuito, uma reconfiguração do conversor é proposta por Zhang, Li e Joós (2019). Neste caso é mostrado que, para $V_H < 2V_L$, a utilização de SMs do tipo PC tanto nos braços $B_{x1}$ quanto nos braços $B_{x3}$ reduz a potência instalada no conversor em termos de semicondutores, diminuindo o custo do mesmo. Além disso, os SMs do tipo PC nos braços $B_{x1}$ também são capazes de atuar na interrupção de curto-circuito na entrada CC, logo a capacidade de interrupção bidirecional de curto-circuito é mantida.

Assim como o CMM-B, as topologias com filtro ativo apresentadas também podem operar como conversores elevadores de tensão, desde que os braços $B_{x1}$ sejam compostos por SMs do tipo PC. No entanto, alguns tipos de topologias, que utilizam o mesmo mecanismo de balanço de energia dos SMs que o CMM-B, são capazes de operar como abaixador ou elevador de tensão utilizando apenas SMs do tipo MP e ainda garantir a interrupção bidirecional de curto-circuito.

O CMM-B pode ser visto como uma topologia derivada do conversor Buck, onde o interruptor e o diodo deste são substituídos por SMs. Partindo desta linha de raciocínio, uma

Figura 2.8 – Versão unipolar da topologia proposta por Du e Wu (2017)



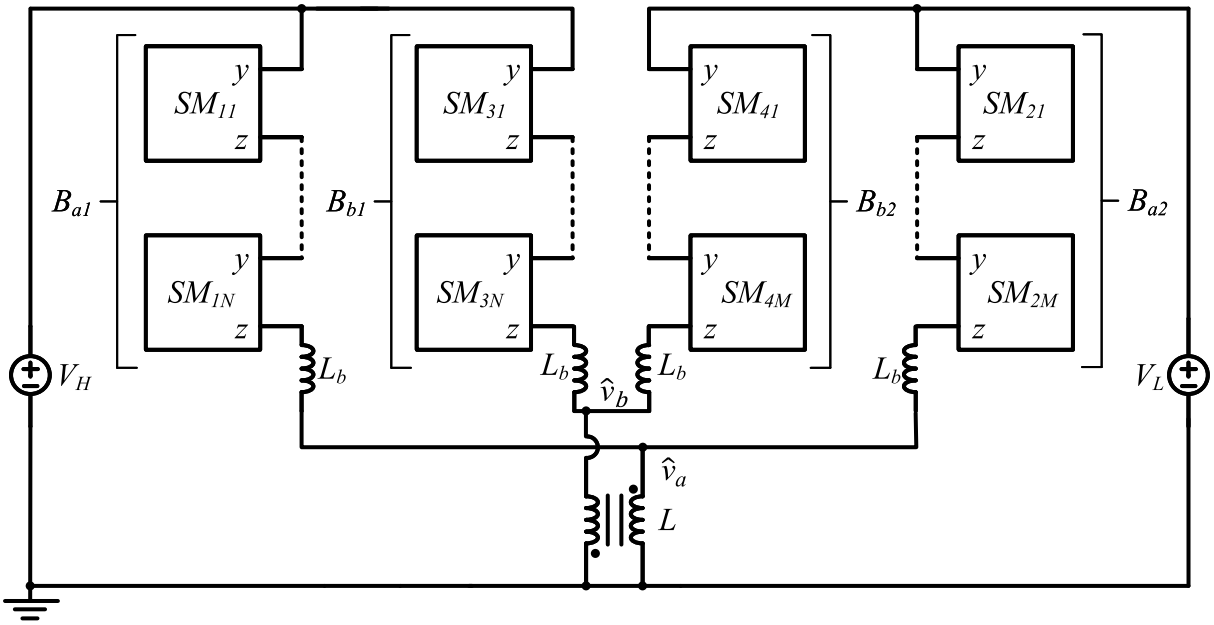

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019

topologia modular baseada no conversor Buck-Boost foi proposta por Kung e Kish (2018) e será identificada como Conversor Multinível Modular Buck-Boost (CMM-BB). O diagrama elétrico do CMM-BB é apresentado na Figura 2.9, onde é possível verificar sua semelhança estrutural com o conversor Buck-Boost.

O princípio de funcionamento do CMM-BB é similar à operação do CMM-B. Nota-se que nos braços $B_{x1}$ é sintetizada uma tensão CC com sentido oposto em relação à tensão CC sintetizada nos braços $B_{x2}$, de forma que a corrente CC que circula de $V_H$ para $V_L$ tende a carregar os capacitores de $B_{x1}$ e a descarregar os capacitores de $B_{x2}$. Sendo assim, tensões CA com amplitudes iguais são sintetizadas nos braços para garantir que a potência média dos SMs seja nula, permitindo o funcionamento adequado do conversor. Para evitar que a corrente CA circule pelos barramentos CC, um indutor acoplado é conectado entre o barramento CA dos braços e o ponto comum dos barramentos CC, criando a alta impedância necessária para que a corrente CA circule apenas por $B_{x1}$ e $B_{x2}$. Os pontos do indutor acoplado são invertidos para realizar o cancelamento do fluxo magnético CC, reduzindo o tamanho do magnético.

O fato de as tensões CC nos braços $B_{x1}$ e $B_{x2}$ terem sentidos opostos entre si permite que o conversor possa operar tanto como abaixador quanto como elevador de tensão apenas utilizando SMs do tipo MP. Essa característica também proporciona a capacidade de interrupção bidirecional de curto-circuitos sem necessidade de SMs adicionais ou de SMs do tipo PC. Porém, nota-se que o nível de tensão CC dos braços $B_{x1}$ é igual à tensão CC do barramento ao qual

Figura 2.9 – Conversor Multinível Modular Buck-Boost (CMM-BB)




Fonte: Elaborado pelo autor, 2019

estão diretamente conectados ($V_H$ para o caso abaixador e $V_L$ para o caso elevador), fazendo com que os braços $B_{x1}$ tenham maior quantidade de SMs no CMM-BB do que no CMM-B.

Uma das principais vantagens do CMM-BB está relacionada ao indutor acoplado. Quando $V_H \approx V_L$, a corrente CC circulante pelo magnético é praticamente nula, reduzindo as perdas nos enrolamentos do mesmo. Em Kish e Lehn (2018) é mostrado que, para o caso de ganho estático de tensão próximo da unidade, a energia processada pelo indutor acoplado no CMM-BB é consideravelmente menor do que pelo magnético do CMM-B e do ATCC, acarretando em economia nos enrolamentos e no núcleo e, consequentemente, em um indutor mais barato, mais leve e menos volumoso.

A redução da energia processada pelo indutor acoplado do CMM-BB é alcançada com um contraponto, o aumento da corrente CC nos braços $B_{x2}$, pois estes dividem toda a corrente $I_L$, aumentando as perdas nos SMs que constituem esses braços. Esse aspecto faz com que o CMM-BB tenha um rendimento menor do que o CMM-B e o ATCC, mesmo considerando $V_H \approx V_L$ e SMs do tipo PC nas estruturas do CMM-B e do ATCC (KUNG; KISH, 2018).

A partir das análises apresentadas pode-se concluir que o CMM-BB é uma topologia interessante para aplicações que exijam ganho estático próximo à unidade e capacidade de redução e elevação de tensão, como a acomodação de flutuações de tensão em redes CC que possuem níveis de tensão similares em seus barramentos (KUNG; KISH, 2018; KISH, 2017). No entanto, o CMM-BB perde sua vantagem em relação ao indutor acoplado à medida que a diferença entre $V_H$ e $V_L$ se torna maior, se tornando uma topologia tão custosa e volumosa quanto o CMM-B e o ATCC, porém, menos eficiente.

Topologias modulares do tipo Buck-Boost também são apresentadas em Zhang, Joós e Li (2017) e Klimczak et al. (2016), onde o indutor acoplado do CMM-BB é substituído por um filtro ativo por fase composto por SMs do tipo PC e MP, respectivamente. Essa substituição permite que as topologias com filtro ativo possam operar com peso e volume reduzidos em condições onde a diferença entre $V_H$ e $V_L$ atinge um nível em que o uso do CMM-BB não é vantajoso. No entanto, uma complexidade maior em termos de controle e circuitos de comando é adicionada aos conversores com filtro ativo devido ao maior número de SMs nos mesmos.

Uma outra variação da topologia CMM-B, é apresentada por You e Cai (2017) e será denominada de Conversor Multinível Modular Buck Quase 2 Níveis (CMM-BQ2N). Estruturalmente pode-se dizer que o CMM-BQ2N difere do CMM-B apenas em relação à quantidade de indutores de braço ($L_b$), sendo que o primeiro contém apenas um por fase, que pode ser conectado em série com os SMs do braço superior $B_{x1}$ ou em série com os SMs do braço inferior $B_{x2}$. Como não há diferença no funcionamento do conversor, apenas o caso com $L_b$ em série com $B_{x1}$ é analisado.

O princípio de concepção do CMM-BQ2N é similar ao do CMM-B, onde um conversor do tipo Buck tem o interruptor e o diodo substituídos, cada um, por um conjunto de SMs conectados em série. No entanto, a operação do CMM-BQ2N consiste em controlar os SMs de modo que em cada braço seja sintetizada uma tensão CC junto de uma tensão CA com formato trapezoidal (quase quadrado), ou seja, a tensão CA neste caso não é senoidal como no CMM-B.

A estratégia de modulação aplicada no CMM-BQ2N é denominada de Quase 2 Níveis (Q2N) e sua utilização no CMM foi inicialmente proposta por Gowaid et al. (2015). Quando comparada à modulação PWM senoidal, a utilização da modulação Q2N resulta em menor requisito de capacitância nos SMs, circulação de corrente CA com menor amplitude, frequência de comutação igual à frequência fundamental e menor esforço computacional no algoritmo de ordenamento dos SMs. Além disso, a modulação Q2N permite um certo controle no $dv/dt$ aplicado aos elementos magnéticos do conversor onde é utilizado, fato que a torna viável em aplicações de média e alta tensão CC (YOU; CAI, 2017).

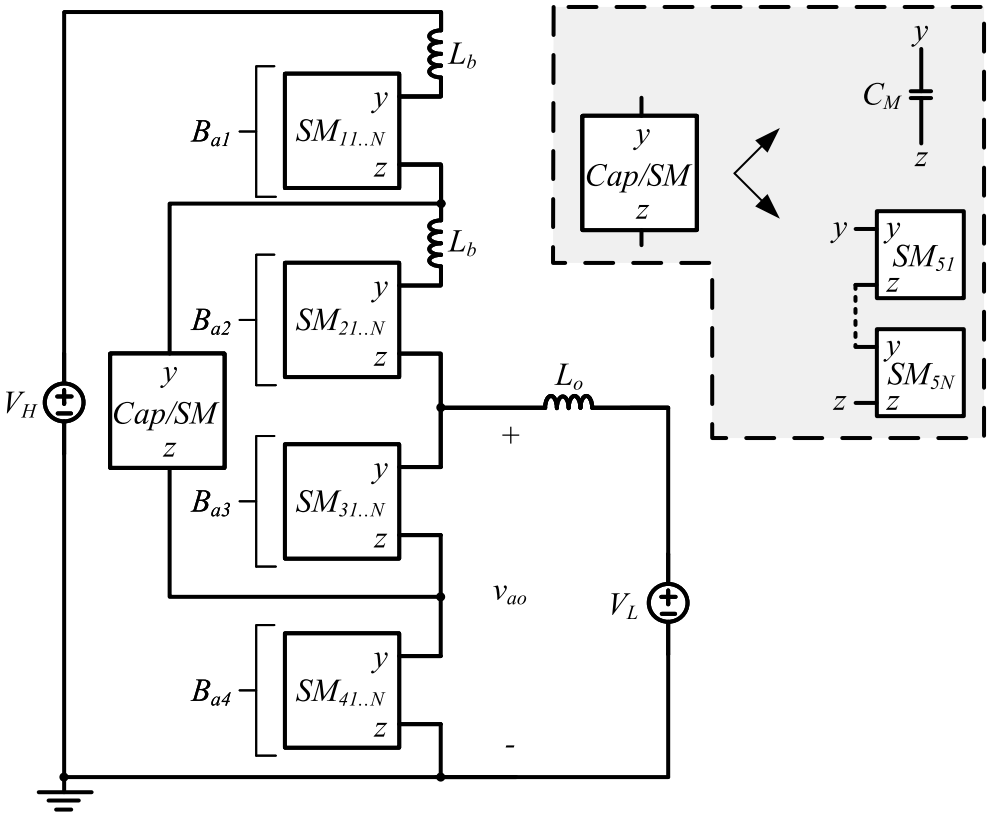
Compreendendo o funcionamento da modulação Q2N, o CMM-BQ2N pode ser analisado efetivamente como um conversor do tipo Buck, onde, diferentemente do CMM-B, o indutor de saída $L_o$ é utilizado como um elemento armazenador de energia. Sendo assim, o indutor $L_o$ é carregado durante $0 \leq t \leq DT_s$ e descarregado quando descarregado durante $DT_s \leq t \leq T_s$, onde $D$ é a razão cíclica e $T_s$ o período de comutação. Portanto, o ganho estático do CMM-BQ2N é igual ao do conversor Buck.

Assim como no CMM-B, uma análise dos valores contínuos do CMM-BQ2N mostra que os capacitores dos braços superiores tendem a se carregar e os capacitores dos braços inferiores a se descarregar ao longo do tempo devido à circulação de corrente CC pelos mesmos. Para corrigir este desequilíbrio, as tensões CA sintetizadas nos braços de uma mesma fase por meio da modulação Q2N devem ser defasadas de $180° + \theta$ entre si, onde $\theta \neq 0$. Desta forma, uma tensão CA resultante é aplicada sobre o indutor $L_b$, permitindo o fluxo de potência ativa CA entre os braços e, consequentemente, garantindo que o nível médio das tensões nos mesmos se mantenha no valor adequado para a operação do conversor.

A estratégia de interrupção de curto-circuitos apresentada para o ATCC e para o CMM-B utilizando SMs adicionais do tipo MP e PC também pode ser empregada no CMM-BQ2N, fazendo com que este adquira capacidade bidirecional de interrupção de curto-circuitos.

O método utilizado para a obtenção do CMM-BQ2N a partir do conversor Buck pode ser aplicado a outras topologias CC-CC básicas como Buck-Boost, Cuk, Sepic, entre outras, possibilitando a implementação de outros conversores modulares (YOU; CAI, 2016). Em You e Cai (2018), este método foi aplicado ao conversor Buck Três Níveis (B3N), resultando na topologia cuja configuração monofásica é apresentada na Figura 2.10, sendo denominada de Conversor Multinível Modular Buck Três Níveis (CMM-B3N). A utilização de capacitores na

Figura 2.10 – Conversor Multinível Modular Buck Três Níveis (CMM-B3N) monofásico




Fonte: Elaborado pelo autor, 2019

conexão entre os pares de braços é mais adequada para média tensão CC, enquanto que o uso SMs nesta conexão expande a aplicação da topologia para alta tensão CC.

O princípio de operação do CMM-B3N é análogo ao do CMM-BQ2N, sendo que $B_{x1}$ é complementar a $B_{x3}$ e $B_{x2}$ é complementar a $B_{x4}$ para uma mesma fase. Desta forma, o CMM-B3N é capaz de sintetizar uma tensão $v_{ao}$ com frequência duas vezes maior do que a frequência de comutação dos interruptores, permitindo a redução do indutor $L_o$ em termos de peso e volume.

## 2.2 CONVERSORES NÃO ISOLADOS BASEADOS EM CAPACITOR CHAVEADO

Os conversores a capacitor chaveado, doravante denominados conversores CCh, são topologias que, em sua essência, utilizam apenas capacitores, interruptores e diodos para realizar o processamento de energia entre uma fonte de tensão e uma carga. O princípio de funcionamento desses conversores consiste em usar os capacitores como os principais elementos armazenadores de energia, de forma que estes façam o papel dos indutores nos conversores PWM convencionais. Com a ausência de elementos magnéticos na sua estrutura, os conversores CCh tendem a ter uma elevada densidade de potência, sendo interessantes para aplicações que exigem baixo

peso e volume. Além disso, geralmente as topologias conseguem atingir elevados ganhos ou reduções de tensão através da escalabilidade dos capacitores presentes na estrutura, sendo que as tensões sobre os mesmos são automaticamente grampeadas em valores bem definidos.

Uma das principais desvantagens dos conversores CCh consiste no fato de que capacitores devem ser conectados em paralelo entre si ou em paralelo com fontes de tensão para que o processamento de energia seja realizado. Desta forma, os consequentes picos de corrente ficam limitados apenas pela diferença de tensão entre os elementos no momento da conexão e pelas resistências de condução dos semicondutores, o que pode resultar em elevadas perdas e problemas de interferência eletromagnética (IEM) em aplicações de alta potência. Além disso, o rendimento desses conversores está diretamente ligado à razão cíclica de operação, tornando complicada a regulação da tensão de saída dos mesmos.

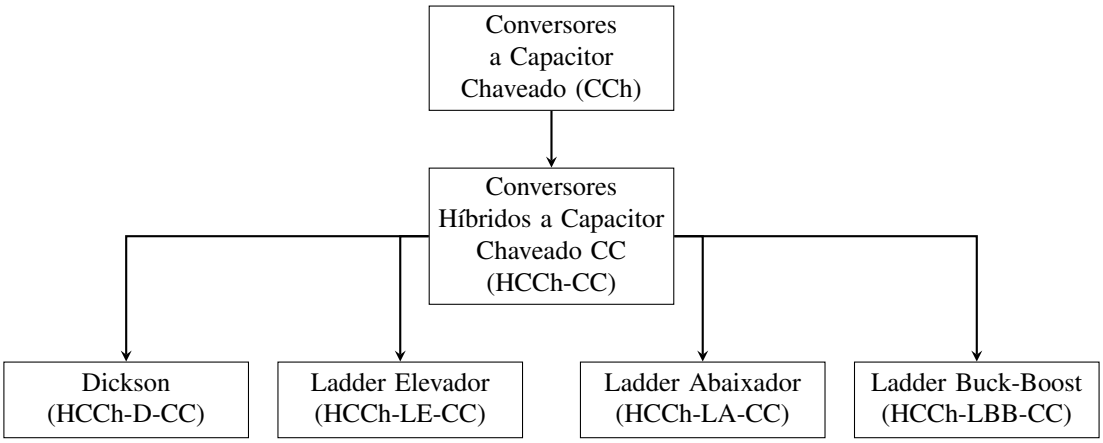
Com a evolução dos semicondutores e dos métodos de operação dos conversores CCh, estes deixaram de ser vistos como vantajosos apenas para sistemas de baixa potência e suas características passaram a ser analisadas em aplicações que demandam potências mais elevadas como distribuição de energia, veículos elétricos, geração de energia a partir de fontes renováveis, entre outras. (SOUZA; TOFOLI; RIBEIRO, 2021; SILVA; LAZZARIN; BARBI, 2018; STEWART et al., 2018; VASIC et al., 2018; WU et al., 2018; CORTEZ; BARBI, 2016; WU et al., 2016; LAZZARIN; ANDERSEN; BARBI, 2015; PARASTAR; SEOK, 2015; LIU; CHENG; YE, 2014; CHEN et al., 2012; ZHANG et al., 2008).

Existem diversas topologias de conversores CCh CC-CC, sendo que estas podem ser completamente capacitivas ou híbridas. As primeiras apresentam uma queda considerável no rendimento quando operadas com razão cíclica diferente de 0,5, prejudicando a utilização das mesmas em malha fechada. Portanto, nesta seção são abordados apenas conversores híbridos (HCCh-CC), que consistem na integração de uma topologia CCh com um conversor PWM convencional, conforme o organograma da Figura 2.11. As topologias híbridas podem operar de maneira ressonante, porém, apesar de suas qualidades em termos de perdas de comutação, também apresentam difícil regulação de tensão e não serão abordadas neste trabalho. Como o objetivo é fazer uma análise básica das topologias híbridas, apenas a operação das mesmas no Modo de Condução Contínua (MCC) será apresentada.

### 2.2.1 Conversores CC-CC híbridos baseados em capacitor chaveado (HCCh-CC)

De maneira geral, a estrutura de topologias HCCh-CC consiste em um estágio de ganho/redução natural de tensão, composto por um conversor CCh, e um estágio com comportamento de fonte de corrente, formado por um filtro LC conforme os conversores PWM convencionais. A Figura 2.12 mostra a diferença básica entre um conversor CCh Ladder (CCh-L) e um

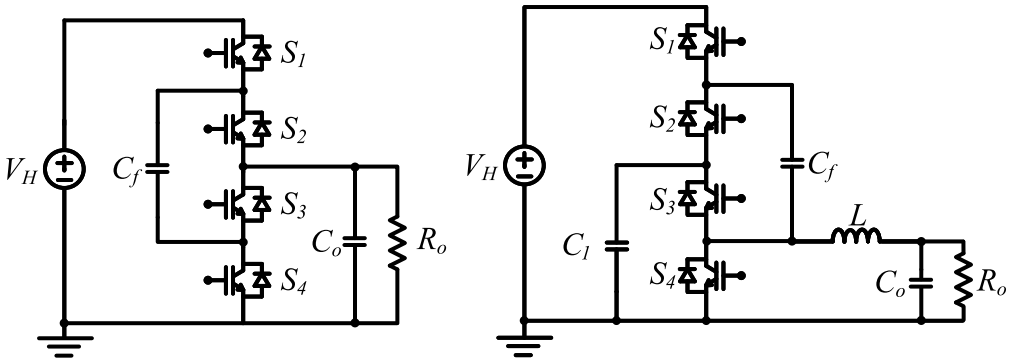
Figura 2.11 – Organograma da revisão bibliográfica de topologias CC-CC híbridas a capacitor chaveado




Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

HCCh baseado no mesmo (HCCh-L) , dada pela presença de uma fonte de tensão ou de uma fonte de corrente controlada na saída.

Figura 2.12 – Diferença entre conversor CCh e HCCh, ambos do tipo Ladder




(a) CCh-L (LIN; CHUA, 1977) (b) HCCh-L (CORTEZ et al., 2015)

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

A presença de indutor no caminho da corrente de carga ou descarga do capacitor permite que a diferença de tensão entre alguns capacitores do circuito seja aplicada majoritariamente sobre o elemento magnético e não sobre as resistências de condução dos semicondutores nos momentos de transição entre estados de operação do conversor, reduzindo os picos de corrente (LEI; PILAWA-PODGURSKI, 2015). Além disso, dependendo da topologia do HCCh-CC, o indutor também permite que a diferença de tensão entre os próprios capacitores flutuantes seja reduzida nos momentos de transição de estados através de métodos de projeto e controle. Essa estratégia resulta na denominada "carga suave" (LEI; MAY; PILAWA-PODGURSKI, 2016) entre os capacitores flutuantes, aumentando ainda mais o rendimento desses conversores em relação aos CChs.

Em Lei, Ye e Pilawa-Podgurski (2015), uma topologia de HCCh-CC é proposta utilizando o CCh do tipo Dickson (CCh-D). Esta topologia híbrida será denominada Híbrida a Capacitor Chaveado Dickson CC (HCCh-D-CC) neste trabalho e o diagrama elétrico da mesma é mostrado na Figura 2.13. Neste caso, a operação do CCh-D é integrada a uma modulação PWM, de forma que o ganho estático do HCCh-D-CC pode ser definido por (2.3) e (2.4) quando opera como abaixador e elevador de tensão, respectivamente, onde $M_{CCh-D} = 1/(N_D+1)$ é o ganho estático original do CCh-D abaixador, $N_D$ a quantidade de células básicas do mesmo e $D$ a razão cíclica aplicada.

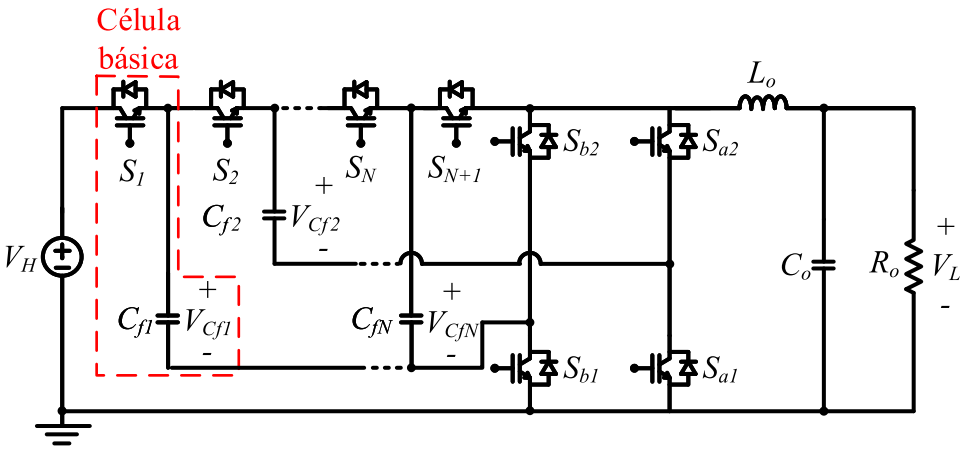
$$\frac{V_L}{V_H} = M_{CCh-D}D = \frac{D}{N_D+1} \tag{2.3}$$

$$\frac{V_H}{V_L} = \frac{1}{M_{CCh-D}(1-D)} = \frac{N_D+1}{(1-D)} \tag{2.4}$$

Uma das principais vantagens do HCCh-D-CC é a possibilidade de utilização de uma estratégia de controle que proporciona carga suave entre os capacitores flutuantes da estrutura para toda a faixa de razão cíclica. Isso cria uma margem para a redução das capacitâncias dos mesmos e para a estabilidade do rendimento do conversor ao mesmo tempo em que a regulação de tensão é atingida. Além disso, o HCCh-D-CC é capaz de atingir considerável redução/ganho de tensão através da mudança do número de células sem aumentar a tensão de bloqueio sobre os interruptores, que fica limitada em $V_H/(N_D+1)$ ou $2V_H/(N_D+1)$, dependendo da posição do interruptor na estrutura topológica.

Apesar da dependência do ganho estático do HCCh-D-CC em relação a $N_D$ permitir considerável ganho/redução de tensão, verifica-se que a regulação da tensão de saída por meio da razão cíclica fica restrita a um intervalo de tensão cada vez menor para o caso abaixador, o que pode tornar a topologia inadequada para aplicações onde há grandes variações na tensão de

Figura 2.13 – Conversor Híbrido a Capacitor Chaveado Dickson CC (HCCh-D-CC)



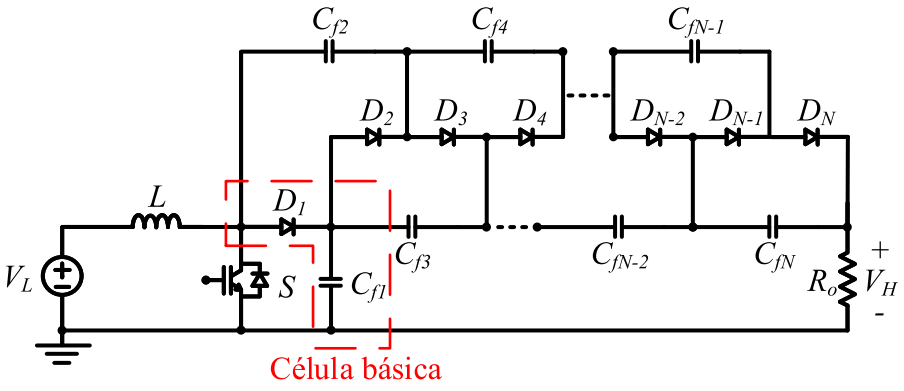

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019

saída. Essa restrição do intervalo de regulação, no entanto, torna o controle preciso, já que a sensibilidade da tensão de saída em relação a alterações na razão cíclica é reduzida. Na operação como elevador de tensão, o valor mínimo do intervalo de tensão aumenta proporcionalmente a $N_D$, ou seja, maior ganho de tensão é possível, o que é interessante para uma topologia elevadora. No entanto, o aumento de $N_D$ resulta em uma maior sensibilidade da tensão de saída em relação a variações na razão cíclica, pois a curva de ganho estático não é linear, podendo prejudicar a regulação de tensão do conversor.

Outra questão estrutural importante do HCCh-D-CC são as diferentes tensões aplicadas sobre os capacitores flutuantes dependendo da posição dos mesmos no circuito. Analisando a Figura 2.13, verifica-se que quanto mais próximo o capacitor flutuante estiver da fonte $V_H$, maior será a tensão aplicada sobre o mesmo. Isso demonstra uma limitação da topologia para casos onde $V_H$ é muito elevado, já que alguns capacitores flutuantes tem que suportar níveis de tensão consideráveis (níveis próximos de $V_H$), mesmo com a adição de mais células básicas na estrutura.

A característica de igualdade de esforços de tensão sobre os capacitores e semicondutores é alcançada pelo CCh do tipo *Ladder* (CCh-L). Em Rosas-Caro et al. (2010) e Prudente et al. (2008), uma topologia híbrida elevadora e unidirecional baseada no CCh-L é apresentada. Esta será denominada Híbrida a Capacitor Chaveado Ladder Elevador CC (HCCh-LE-CC) neste trabalho e o diagrama elétrico da mesma é apresentado na Figura 2.14.

Figura 2.14 – Conversor Híbrido a Capacitor Chaveado Ladder Elevador CC (HCCh-LE-CC)




Fonte: Elaborado pelo autor, 2019

O princípio de funcionamento do HCCh-LE-CC consiste, assim como no conversor Boost convencional, em armazenar energia da fonte $V_L$ no indutor em uma etapa de operação, quando o interruptor está conduzindo, e fazer com que $V_L$ e o indutor forneçam essa energia armazenada para a carga na etapa seguinte, quando o interruptor está bloqueado. No entanto, durante essas etapas, a configuração do HCCh-LE-CC faz com que os capacitores de índice ímpar sejam co-

nectados em paralelo com os capacitores de índice par através dos diodos. Este comportamento faz com que todos os capacitores e semicondutores da topologia sejam submetidos ao mesmo esforço de tensão, equivalente a $V_H/(N_L+1)$, onde $N_L$ é o número de células básicas do CCh-L.

O ganho estático do HCCh-LE-CC é igual ao do HCCh-D-CC quando operado como elevador de tensão, definido por (2.4). Portanto, o HCCh-LE-CC também é capaz de atingir elevados ganhos de tensão através do aumento de $N_L$, com o contraponto de tornar a tensão de saída cada vez mais sensível em relação a variações de razão cíclica à medida que mais células básicas são adicionadas à estrutura.

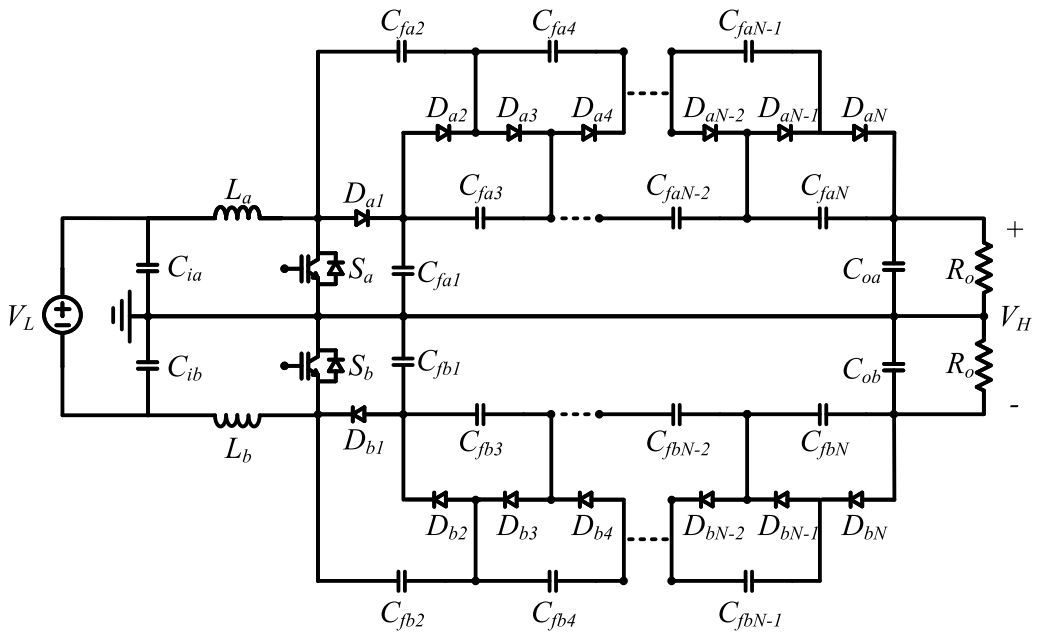
De acordo com Lei e Pilawa-Podgurski (2015), a topologia HCCh-CC baseada no CCh-L não é capaz de atingir a carga suave entre os capacitores sem que haja modificações na estrutura. Portanto, para que os picos de corrente decorrentes da conexão em paralelo entre os capacitores sejam reduzidos na operação do HCCh-LE-CC, é necessário que o mesmo seja projetado com maiores capacitâncias e/ou maior frequência de comutação do que o HCCh-D-CC, de forma que o primeiro não trabalhe no modo de Carga Completa e sim no modo de Carga Parcial ou Sem Carga (BEN-YAAKOV; EVZELMAN, 2012). Além disso, segundo Barbi (2018), a resistência equivalente de saída do HCCh-LE-CC varia de acordo com a razão cíclica, atingindo seu valor mínimo quando $D = 0{,}5$. Sendo assim, as perdas de condução do HCCh-LE-CC aumentam quando este opera com $D \neq 0{,}5$.

Com o intuito de melhorar o rendimento do HCCh-LE-CC em aplicações que exigem elevado ganho de tensão, a versão bipolar do mesmo é proposta por Stewart et al. (2018), cujo diagrama elétrico é apresentado na Figura 2.15. O uso de um elevado número de células pode provocar consideráveis diferenças de tensão entre a primeira e a última célula em casos de alta potência. Isto pode resultar em um maior esforço de tensão sobre o interruptor e o capacitor $C_{f1}$, reduzindo o rendimento e a confiabilidade do conversor. O HCCh-LE-CC bipolar divide a tensão de entrada através de dois HCCh-LE-CCs com operação sincronizada, melhorando o balanço de tensão entre as células e reduzindo os esforços de tensão em aplicações que exigem elevado ganho entre $V_L$ e $V_H$ (STEWART et al., 2018).

Para aplicações que exigem tensão de saída menor do que a de entrada, uma topologia híbrida abaixadora e unidirecional baseada no CCh-L é apresentada por Vecchia, Salvador e Lazzarin (2018). Esta será denominada Híbrida a Capacitor Chaveado Ladder Abaixador CC (HCCh-LA-CC) neste trabalho e o diagrama elétrico da mesma é apresentado na Figura 2.16.

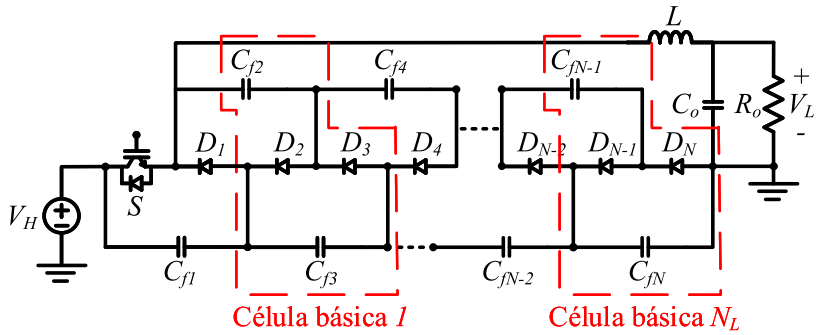
O princípio de funcionamento do HCCh-LA-CC consiste em duas etapas de operação. Na primeira etapa o interruptor está conduzindo e o indutor armazena energia fornecida pela fonte $V_H$. Os diodos de índice par entram em condução e cada capacitor de índice par é conectado em paralelo com o capacitor de índice ímpar anterior ($C_{f2}$ com $C_{f1}$, $C_{f4}$ com $C_{f3}$,...). Na segunda etapa o interruptor está bloqueado e o indutor fornece energia para a carga. Os diodos

Figura 2.15 – Conversor Híbrido a Capacitor Chaveado Ladder Elevador CC (HCCh-LE-CC) bipolar




Fonte: Elaborado pelo autor, 2019

Figura 2.16 – Conversor Híbrido a Capacitor Chaveado Ladder Abaixador CC (HCCh-LA-CC)




Fonte: Elaborado pelo autor, 2019

de índice ímpar entram em condução e cada capacitor de índice par é conectado em paralelo com o capacitor de índice ímpar posterior ($C_{f2}$ com $C_{f3}$, $C_{f4}$ com $C_{f5}$,...).

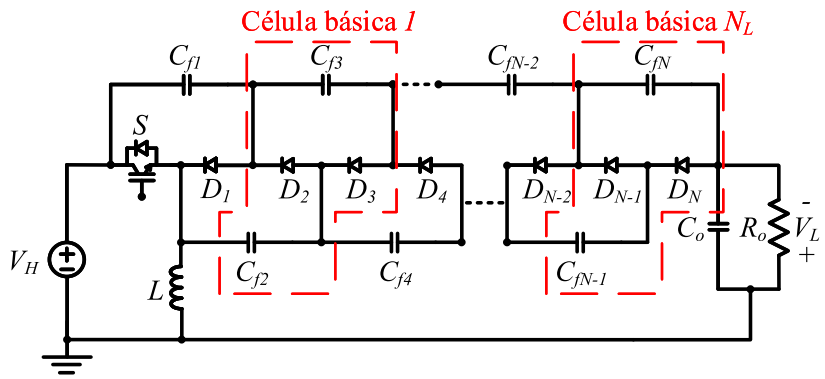
O ganho estático do HCCh-LA-CC pode ser definido por (2.5), onde $N_L$ é o número de células básicas do CCh-L. Portanto, assim como o HCCh-D-CC abaixador, o aumento no número de células básicas do HCCh-LA-CC reduz o intervalo de variação da tensão $V_L$ em relação à alteração da razão cíclica.

$$\frac{V_L}{V_H} = \frac{N_L + D}{N_L + 1} \tag{2.5}$$

Vecchia, Salvador e Lazzarin (2018) também propõem uma topologia híbrida elevadora unidirecional baseada no CCh-L e no conversor Buck-Boost. Esta será denominada Híbrida

a Capacitor Chaveado Ladder Buck-Boost CC (HCCh-LBB-CC) neste trabalho e o diagrama elétrico da mesma é apresentado na Figura 2.17.

Figura 2.17 – Conversor Híbrido a Capacitor Chaveado Ladder Buck-Boost CC (HCCh-LBB-CC)




Fonte: Elaborado pelo autor, 2019

O princípio de operação do HCCh-LBB-CC é análogo ao do HCCh-LE-CC e do HCCh-LA-CC. Porém, assim como o conversor Buck-Boost convencional, os esforços de tensão sobre componentes do HCCh-LBB-CC também são maiores em relação ao HCCh-LE-CC (equivalente ao Boost convencional) e ao HCCh-LA-CC (equivalente ao Buck convencional).

O ganho estático do HCCh-LBB-CC é dado por (2.6). Assim como no HCCh-LE-CC, o aumento no número de células básicas resulta na elevação do ganho estático do HCCh-LBB-CC, porém essa elevação não é tão intensa, de forma que a tensão de saída do HCCh-LBB-CC não é tão sensível em relação a variações na razão cíclica do conversor.

$$\frac{V_H}{V_L} = \frac{N_L + D}{1 - D} \tag{2.6}$$

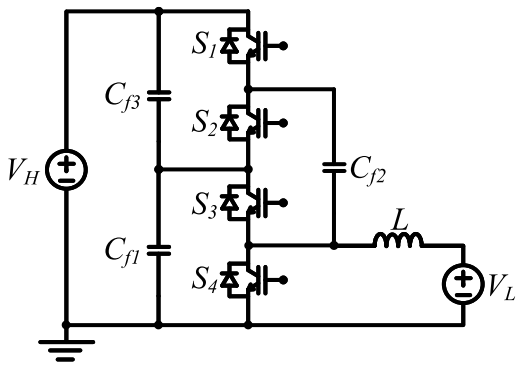
A versão bidirecional do HCCh-CC baseada no CCh-L também se encontra na literatura, sendo proposta por Cortez et al. (2015), onde os diodos do HCCh-LE-CC unidirecional são substituídos por interruptores, como mostra o diagrama elétrico da Figura 2.18. O conversor bidirecional opera como um HCCh-LA-CC quando a energia é processada de $V_H$ para $V_L$ e como um HCCh-LE-CC quando processada no sentido contrário. Este tipo de operação é interessante para aplicações que podem aproveitar regeneração de energia a partir da carga, como carros elétricos, e aplicações que demandam controle do fluxo de potência, como redes de distribuição de energia.

Nota-se que na Figura 2.18 o indutor está posicionado em uma posição diferente em relação ao conversor abaixador unidirecional da Figura 2.16. Esta alteração muda o ganho estático da topologia, de forma que este passa a ser definido por 2.7. Portanto, considerando $N_L = 1$, a tensão de saída do conversor passa a variar entre zero e $V_H/2$ e não mais entre $V_H/2$

e $V_H$, sendo que quanto maior for $N_L$, menor fica o valor máximo de $V_L$, estreitando o intervalo de variação de $V_L$ em função de $D$.

$$\frac{V_L}{V_H} = \frac{D}{N_L + 1} \tag{2.7}$$

Figura 2.18 – Conversor Híbrido a Capacitor Chaveado Ladder CC bidirecional




Fonte: Elaborado pelo autor, 2019

Tendo como principal objetivo proporcionar elevados ganhos para cobrir aplicações em média e baixa tensão, outras topologias têm sido propostas utilizando o conceito de CCh como parte do conversor, como o conversor *Foward* apresentado em Júnior et al. (2021) e o transformador modular CC com entrada série e saída em paralelo proposto por Sun et al. (2020). Além disso, estudos têm sido divulgados em relação a topologias que integram células CCh e células de Indutores Chaveados (ZHU et al., 2021; ZHANG et al., 2019; SALVADOR; LAZZARIN; COELHO, 2018). Estas operam de maneira complementar ao CCh através da conexão em série de indutores previamente carregados e também atuam no sentindo de elevar o ganho do conversor. A contrapartida das topologias citadas se dá, principalmente, na elevada quantidade de componentes que as compõe, o que pode levar a perdas elevadas e à maior complexidade na estrutura.

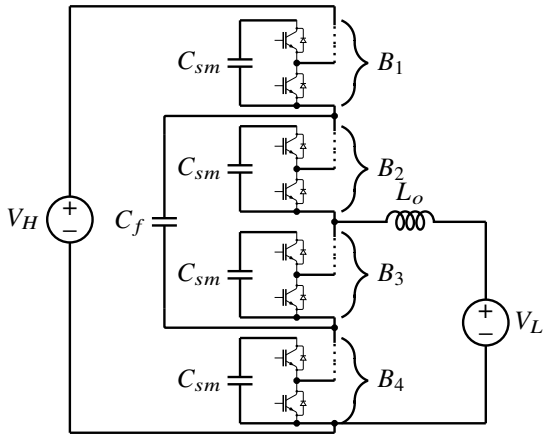
A definição dos limites de potência das topologias descritas, permitindo a verificação da viabilidade de operação das mesmas em aplicações de dezenas a centenas de kW, demanda uma análise comparativa mais aprofundada dos conversores, considerando a possibilidade de carga suave, comutação suave, o número e a tecnologia dos semicondutores e a dependência do rendimento em relação à razão cíclica, o que não está no escopo deste trabalho.

## 2.3 DEFINIÇÃO DA TOPOLOGIA PARA ESTUDO

Alguns conversores CC-CC NIBCM podem ser obtidos a partir dos conceitos de funcionamento descritos. No Apêndice A são apresentadas topologias que podem ser objeto de

estudos em outros trabalhos e, talvez, gerar contribuições na área em questão. Neste trabalho, opta-se por realizar uma análise detalhada do conversor CC-CC Híbrido a Capacitor Chaveado baseado no Conversor Multinível Modular (HCCh-CMM), cujo diagrama elétrico é apresentado na Figura 2.19.

Figura 2.19 – Diagrama do conversor HCCh-CMM




Fonte: Elaborado pelo autor, 2019

O conversor HCCh-CMM é uma topologia bidirecional em corrente. A mesma pode ser obtida a partir da remoção dos indutores de braço do CMM-B3N (Figura 2.10). O conversor HCCh-CMM também pode ser visto como uma variação do CCh-L (Figura 2.12a), onde os interruptores são substituídos por SMs e uma indutância $L_o$ é adicionada em série com o barramento de menor tensão para que este adquira a característica de fonte de corrente.

A escolha por esta topologia é baseada no potencial de ineditismo dos conhecimentos que podem ser extraídos da mesma. Além disso, considera-se que o HCCh-CMM possui uma complexidade adequada para servir como base para o entendimento de como este tipo de topologia se comporta, permitindo, posteriormente, extrapolar os estudos realizados para outras topologias similares ou mais complexas. Neste trabalho, o conversor HCCh-CMM é estudado a partir de sua operação como abaixador de tensão (fluxo de potência de $V_H$ para $V_L$), portanto a fonte $V_L$ é substituída, deste ponto em diante, por um capacitor $C_o$ e um resistor $R_o$ conectados em paralelo entre si.

# 3 CONVERSOR HCCH-CMM

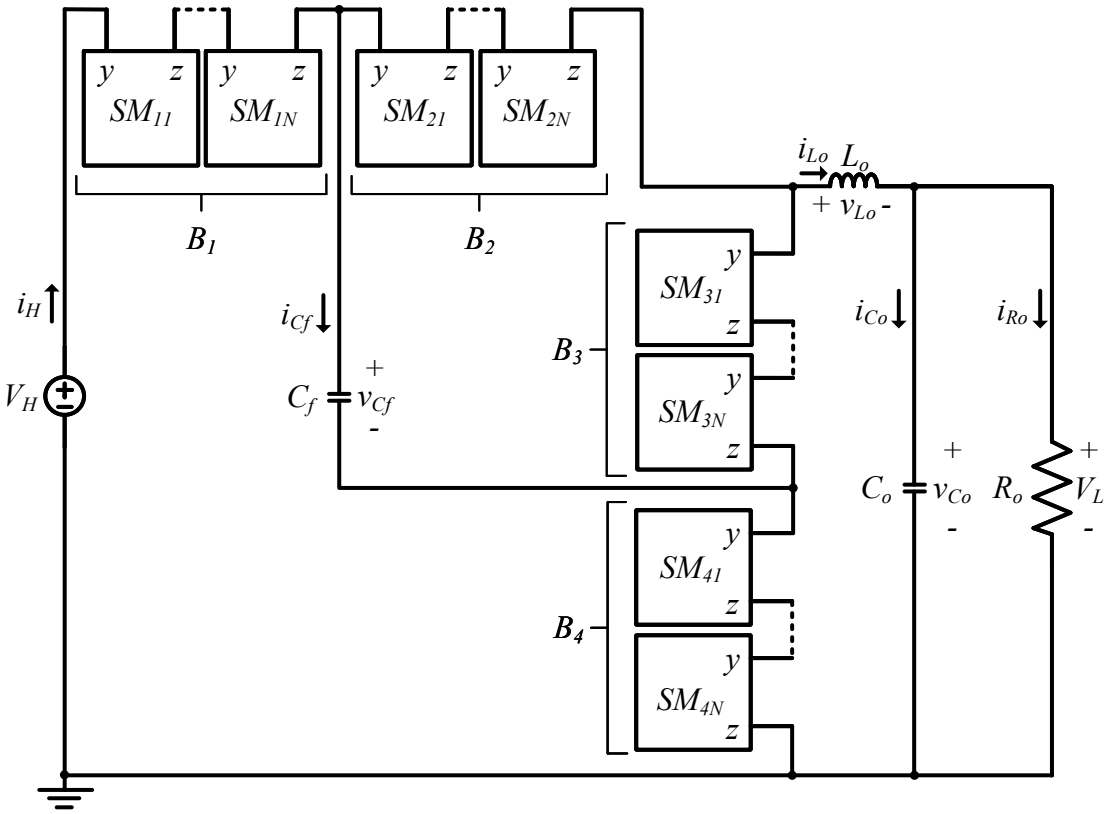
O conversor HCCh-CMM é composto por dois braços superiores ($B_1$ e $B_2$) e dois braços inferiores ($B_3$ e $B_4$), no qual cada braço é formado por $N$ SMs iguais do tipo MP conectados em série. Os braços comportam-se como interruptores, isto é, com exceção durante a transição entre as etapas de operação, todos os SMs de um braço operam com seus capacitores simultaneamente conectados ao circuito ou desconectados do mesmo, emulando o bloqueio e a condução de um interruptor, respectivamente. Portanto, os braços podem ser vistos como interruptores e devem respeitar a seguinte lógica para evitar curto-circuitos e inconsistências de tensão: $B_1 = \overline{B_4}$ e $B_2 = \overline{B_3}$. O uso desta estratégia de comutação faz com que a corrente de saída do conversor circule pelos capacitores de SM apenas durante as transições entre as etapas de operação. Definindo a duração das transições como sendo consideravelmente menor do que o período de chaveamento, as tensões desses capacitores tendem a apresentar baixas ondulações, permitindo a redução das capacitâncias nos SMs.

A topologia HCCh-CMM também é composta por um capacitor flutuante ($C_f$) e um filtro LC ($L_o$ e $C_o$), sendo que este confere uma característica de fonte de corrente na saída do conversor. O capacitor flutuante deve operar com uma tensão de valor médio constante e preciso, de forma a garantir o funcionamento equilibrado da topologia e a síntese de uma tensão com o dobro da frequência de comutação ($2f_s$) na entrada do filtro LC, proporcionando redução de peso e volume do mesmo. Os diagramas elétricos mais detalhados do HCCh-CMM e do SM são disponibilizados na Figuras 3.1 e 3.2, respectivamente.

Respeitando a lógica de comutação dos braços, verifica-se que há sempre dois deles cujos grupos de capacitores estão simultaneamente conectados ao circuito, dividindo a tensão total nos braços em, aproximadamente, $V_H/2$ (desprezando as quedas de tensão nos semicondutores). Logo, idealmente, o esforço de tensão sobre cada SM é de aproximadamente $V_H/(2N)$. Além disso, como o capacitor flutuante está sempre conectado em paralelo com o braço $B_2$ ou $B_3$, o valor médio da tensão sobre o mesmo é igual a $V_H/2$. Portanto, a tensão sobre $C_o$ e $R_o$ (tensão de saída), é definida pelo valor médio da tensão aplicada na entrada do filtro LC, sendo este valor médio modificável

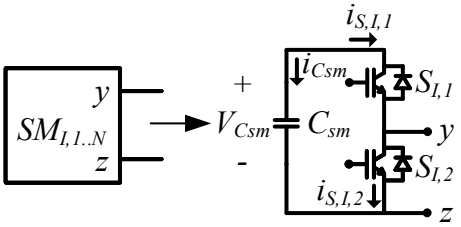
Considerando que o valor médio da tensão de $C_f$ é regulado no valor correto e que os braços se comportam como interruptores complementares ($B_1 = \overline{B_4}$ e $B_2 = \overline{B_3}$), garante-se que o valor total da tensão de cada braço é grampeado, ou pelo conjunto formado pela fonte de entrada $V_H$ e por $C_f$, ou apenas por $C_f$. Este grampeamento possui uma característica de capacitor chaveado, já que a fonte de tensão de entrada, o capacitor flutuante e um determinado conjunto de SMs são periodicamente conectados em paralelo entre si. Esta técnica de operação torna

Figura 3.1 – Diagrama detalhado do HCCh-CMM




Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

Figura 3.2 – Diagrama detalhado do SM Meia Ponte




Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

desnecessário o uso de um caminho de fluxo de potência CA para atingir o equilíbrio das tensões dos braços. Por outro lado, os capacitores, as resistências de condução dos semicondutores e a frequência de comutação precisam ser cuidadosamente projetados para garantir uma operação com baixas perdas e reduzidos picos de corrente.

Nota-se que, diferentemente do funcionamento do CCh Ladder (puramente capacitivo), a carga e descarga do capacitor flutuante e, consequentemente, a definição do valor médio da tensão sobre o mesmo, são feitas através da corrente de $L_o$, pois este indutor impede que $V_H$ e/ou $C_f$ sejam conectados diretamente em paralelo com $C_o$. Portanto, o comportamento de

capacitor chaveado se dá através de $C_f$ se comportando de maneira equivalente a uma fonte de tensão e grampeando, juntamente com $V_H$, a tensão total sobre o conjunto de $N$ capacitores de SM conectados em série de cada braço.

Assim como outros conversores CC-CC baseados no CMM, o HCCh-CMM é capaz de operar com elevada tensão de entrada devido à conexão em série de vários SMs de baixa tensão. No entanto, diferenças no valor de capacitâncias e nos tempos de comutação dos SMs de um mesmo braço, que são naturais em um conversor real, podem causar o desbalanço entre as tensões dos capacitores desses SMs. Portanto, um método de balanço de tensão entre SMs deve ser aplicado para garantir a devida operação do conversor.

O método de balanço de tensões nos SMs escolhido para esta topologia é incorporado à modulação Q2N, onde uma transição por degraus de tensão é feita entre uma etapa de operação e outra utilizando os SMs individualmente, conforme apresentado na Seção 2.1.4. Os degraus devem respeitar uma ordem de forma que os capacitores dos SMs dos braços superiores com menor tensão possam ficar no caminho da corrente de saída do conversor por um tempo maior, se carregando mais do que os outros capacitores do mesmo braço. Por outro lado, os capacitores dos SMs dos braços inferiores com a maior tensão devem ficar no caminho da corrente de saída do conversor por mais tempo, se descarregando mais do que os outros capacitores do mesmo braço. Com este procedimento o balanço de tensão entre os capacitores do SMs é atingido para cada braço.

A modulação Q2N também proporciona um grau de liberdade maior para trabalhar o $dv/dt$ sobre o indutor $L_o$, já que a tensão aplicada na entrada do filtro LC herda a forma de onda com transições em degraus. Esta característica é importante para não prejudicar a vida útil do material de isolação do indutor e para evitar a circulação de correntes parasitas pelo conversor, principalmente quando média ou alta tensão CC é aplicada na entrada do mesmo.

## 3.1 MODULAÇÃO

Nesta seção é feita uma análise de como a modulação Quase 2 Níveis pode ser utilizada para permitir a operação adequada do conversor HCCh-CMM. Inicialmente faz-se uma abordagem utilizando um SM equivalente por braço e, em seguida, expande-se a mesma para mais SMs, de forma que os degraus de tensão sobre o filtro de saída e o balanço de tensão entre os SMs de um mesmo braço possam ser implementados. Considera-se $B_I = 0$ quando $\{S_{I,1} = 1; S_{I,2} = 0\}$ e $B_I = 1$ quando $\{S_{I,1} = 0; S_{I,2} = 1\}$, sendo que $I \in \{1, 2, 3, 4\}$ indica o braço do conversor. Em outras palavras, $B_I = 0$ remete ao braço operando como uma chave aberta, bloqueando a circulação da corrente do indutor $L_o$ pelo braço através da conexão dos capacitores de SM, enquanto que $B_I = 1$ indica o braço operando como uma chave fechada, permitindo

a circulação da corrente de $L_o$ pelo braço por meio da condução dos semicondutores inferiores dos SMs ($S_{I,2}$).

A modulação pode ser implementada utilizando-se uma moduladora para cada par de braços ($\{B_1, B_4\}$ e $\{B_2, B_3\}$) e uma portadora. Também é possível considerar duas portadoras triangulares e uma moduladora. Em ambas as opções a lógica $B_1 = \overline{B_4}$ e $B_2 = \overline{B_3}$ pode ser respeitada, no entanto, como o controle de tensão de $C_f$ deve atuar simultaneamente sobre ambos os pares de braços, seria necessário alterar as amplitudes das portadoras para atingir esta regulação, o que não é tão interessante do ponto de vista de configuração do Processador Digital de Sinais (*Digital Signal Processing - DSP*), no caso de uso de controlador digital. Portanto, considera-se duas moduladoras e uma portadora do tipo triangular.

Assumindo que a tensão da portadora ($v_{port}$) é modelada por (3.1), sendo que $V_{port}^{max}$ é a tensão máxima da mesma, então as tensões das moduladoras ($v_m^{1,4}$ e $v_m^{2,3}$) são definidas de acordo com (3.2) e (3.3), respectivamente, sendo que a primeira rege o estado do par $\{B_1, B_4\}$, a segunda do par $\{B_2, B_3\}$ e $0 \leq V_{ref} \leq V_{port}^{max}$. A lógica de definição dos estados é obtida a partir da comparação entre as moduladoras e a portadora (3.4).

$$v_{port}(t) = \begin{cases} \dfrac{2V_{port}^{max}}{T_s}t, & \text{se } 0 \leq t \leq \dfrac{T_s}{2} \\ \dfrac{-2V_{port}^{max}}{T_s}(t+T_s) + 4V_{port}^{max}, & \text{se } \dfrac{T_s}{2} \leq t \leq T_s \end{cases} \tag{3.1}$$

$$v_m^{1,4}(t) = V_{ref} \tag{3.2}$$

$$v_m^{2,3}(t) = V_{port}^{max} - V_{ref} \tag{3.3}$$

$$\begin{cases} B_1 = 1;\ B_4 = 0, & \text{se } v_m^{1,4}(t) \geq v_{port}(t) \\ B_1 = 0;\ B_4 = 1, & \text{se } v_m^{1,4}(t) \leq v_{port}(t) \\ B_2 = 1;\ B_3 = 0, & \text{se } v_m^{2,3}(t) \leq v_{port}(t) \\ B_2 = 0;\ B_3 = 1, & \text{se } v_m^{2,3}(t) \geq v_{port}(t) \end{cases} \tag{3.4}$$

A Figura 3.3a apresenta o comportamento das tensões nos braços e na entrada do filtro de saída de acordo com a modulação utilizada quando $v_m^{1,4}(t) \leq v_m^{2,3}(t)$, isto é, $V_{ref} \leq V_{port}^{max}/2$. Neste caso, o conversor opera no denominado Modo Abaixador 1 (MA1) e, como $t_{on} = t_{mag}$, a razão cíclica da tensão na entrada do filtro ($D_{mag} = 4t_{mag}/T_s$) pode ser relacionada com a razão cíclica referente ao tempo em que $B_1 = 1$ ou $B_2 = 1$ ($D = 2t_{on}/T_s$) através de (3.5), sendo que $0 \leq D_{mag} \leq 1$.

$$D = \frac{D_{mag}}{2} \tag{3.5}$$

A Figura 3.3b apresenta o comportamento das tensões nos braços e na entrada do filtro de saída de acordo com a modulação utilizada quando $v_m^{1,4}(t) \geq v_m^{2,3}(t)$, isto é, $V_{ref} \geq V_{port}^{max}/2$.

Neste caso, o conversor opera no MA2 e, como $T_s - 2t_{on} = T_s/2 - t_{mag}$, a razão cíclica da tensão na entrada do filtro ($D_{mag} = 2t_{mag}/T_s$) pode ser relacionada com a razão cíclica referente ao tempo em que $B_1 = 1$ ou $B_2 = 1$ ($D = 2t_{on}/T_s$) através de (3.6), sendo que $0 \leq D_{mag} \leq 1$.

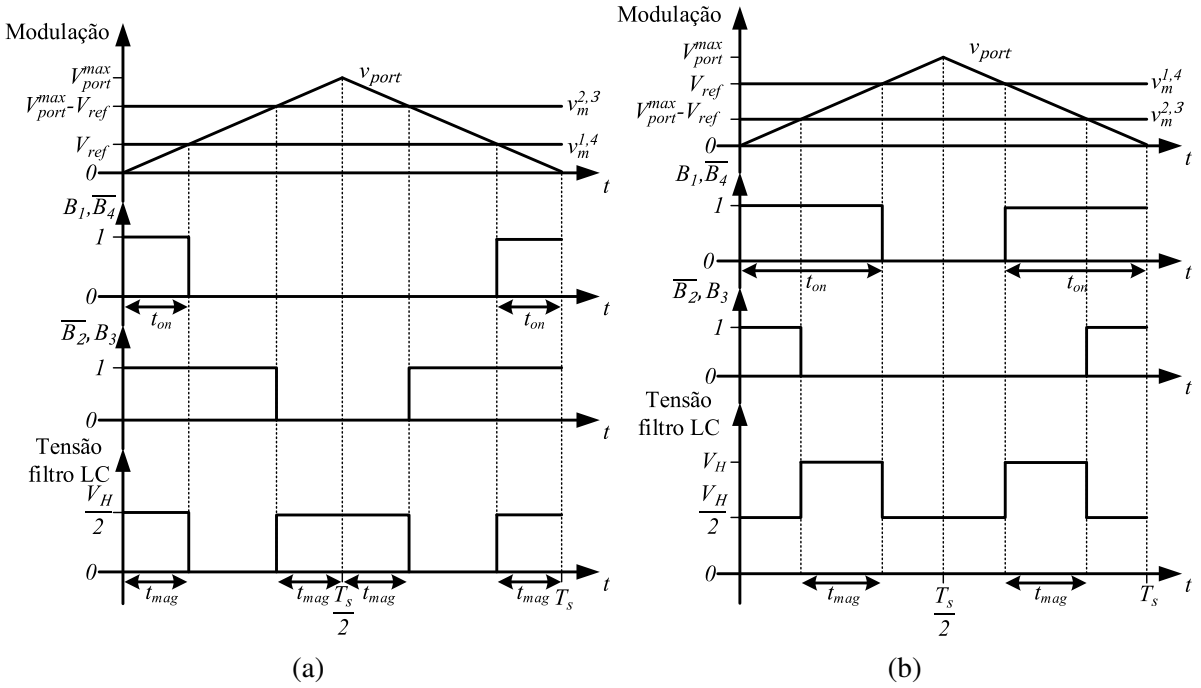
$$D = \frac{1 + D_{mag}}{2} \tag{3.6}$$

Nota-se que os modos de operação do conversor são definidos de acordo com a razão cíclica $D$ (3.7). Como o valor de $D$ depende apenas da variação das moduladoras em relação à portadora, não há descontinuidade na transição entre os dois modos. Isso facilita o projeto do controle do conversor, já que apenas um modelo de planta pode ser utilizado para os dois casos.

$$\begin{cases} \text{Modo Abaixador 1,} & \text{se } 0 \leq D \leq 0{,}5 \\ \text{Modo Abaixador 2,} & \text{se } 0{,}5 \leq D \leq 1 \end{cases} \tag{3.7}$$

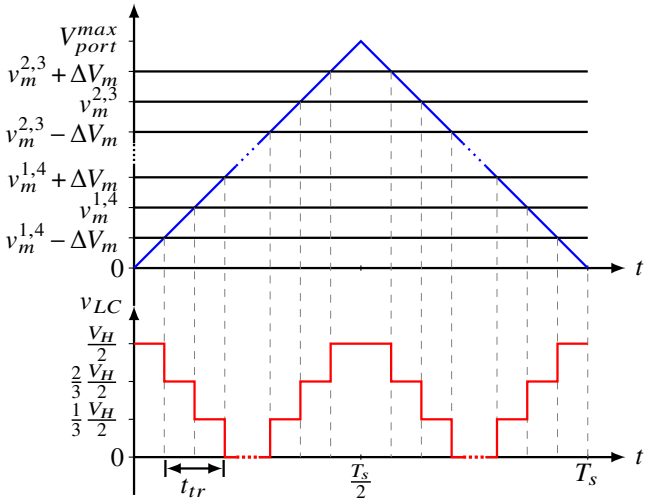
Considerando a existência de $N$ SMs por braço, todos os SMs de um mesmo braço devem assumir o mesmo estado, porém de maneira subsequente, ou seja, não simultaneamente. Assim é possível gerar os degraus na tensão de entrada do filtro de saída do conversor e garantir que as tensões dos capacitores de um mesmo braço fiquem balanceadas entre si. Portanto, cada SM de um mesmo braço deve ter uma moduladora para si, sendo que uma diferença $\Delta V_m$ (ou múltiplo de $\Delta V_m$) de amplitude deve existir entre essas moduladoras, como mostra a Figura 3.4, lembrando que a lógica $B_1 = \overline{B_4}$ e $B_2 = \overline{B_3}$ ainda deve ser respeitada. Neste trabalho, considera-

Figura 3.3 – Modulação Q2N para o **(a)** MA1 e **(b)** MA2




Fonte: Elaborado pelo autor, 2019

Figura 3.4 – Modulação Q2N (formas de onda superiores) e a tensão $v_{LC}$ resultante na entrada do filtro LC (forma de onda inferior) para $N = 3$ no MA1




Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

se que $\Delta V_m$ é fixo, sendo definido de acordo com a duração desejada, e também fixa, de cada degrau.

## 3.2 ETAPAS DE OPERAÇÃO

A fim de proporcionar um entendimento mais aprofundado do funcionamento do conversor HCCh-CMM, nesta seção é feita a descrição dos estados topológicos, dos estados de transição e de dois possíveis conjuntos de etapas de operação da topologia, operando com a modulação Q2N. Algumas considerações são feitas no intuito de simplificar as análises:

- todos os SMs são iguais e configurados como o circuito Meia-Ponte;
- cada braço é composto por $N$ SMs conectados em série entre si, que são representados por um SM equivalente por braço;
- um SM equivalente é composto por uma capacitância $C_{eqI} = C_{eq} = C_{sm}/N$ e dois interruptores com características de condução $NR$, $NV_{sat}$ e $NV_f$, sendo que $v_{CeqI} = Nv_{CsmI}$, $i_{CeqI} = i_{CsmI}$;
- os interruptores e seus respectivos diodos em antiparalelo possuem a mesma resistência de condução $R$;
- os transistores operam com tensão de saturação $V_{sat}$ e os diodos com tensão de condução direta $V_f$;

- cada interruptor com seu diodo em antiparalelo é designado por $S_{I,J}$, onde $I \in \{1,2,3,4\}$ é o número indicativo do braço e $J \in \{1,2\}$ a posição do semicondutor no SM equivalente (1 interruptor superior e 2 interruptor inferior);
- define-se $S_{I,J} = 1$ quando o interruptor está conduzindo e $S_{I,J} = 0$ quando o mesmo está bloqueado, sendo que $S_{I,1} = \overline{S_{I,2}}$ ;
- a Resistência Série Equivalente (RSE) dos capacitores é desconsiderada;
- o tempo de transição entre etapas de operação ($t_{tr}$) é consideravelmente menor do que o período de comutação ($T_s$), tornando os efeitos das transições desprezíveis para a análise;
- a frequência de ressonância do par $L_oC_o$ ($f_o$) é consideravelmente menor do que $f_s$;
- o conversor é analisado a partir da operação como abaixador de tensão;
- caso alguma das considerações listadas seja alterada para uma determinada análise, a mudança será localmente definida e válida apenas durante o desenvolvimento da mesma.

Para fazer a análise das transições, verifica-se que, durante as trocas de estado de um determinado braço $I \in \{1,2,3,4\}$, a capacitância do mesmo varia de $C_{sm}$ (apenas um SM com capacitor conectado ao braço) a $C_{sm}/(N-1)$ ($N-1$ SMs com capacitores conectados ao braço) ou vice-versa, alterando também a quantidade de corrente circulante pelo braço. Portanto, a rigor, cada período de transição é constituído por $N-1$ diferentes estados topológicos com duração de $t_{tr}/(N-1)$. No entanto, a fim de simplificar a análise, considera-se que cada período de transição é representado por um estado topológico equivalente com duração $t_{tr}$, onde os braços em alteração de estado são modelados por uma capacitância equivalente ($C_{eqI}^{tr}$), cujo valor é definido a partir de (3.8). A tensão desta capacitância ($v_{CeqI}^{\Delta t_{tre}}$) representa a soma das tensões dos capacitores de cada braço transicionado, isto é, $v_{CeqI}^{\Delta t_{tre}}$ é uma continuação do comportamento temporal da tensão $v_{CeqI}$ do estado topológico anterior à dada transição. Salienta-se que as condições em que a capacitância total do braço é nula (nenhum capacitor conectado) ou igual a $C_{sm}/N$ (todos os capacitores conectados ao braço) não fazem parte dos estados de transição, por isso essas capacitâncias não são consideradas no cálculo de (3.8).

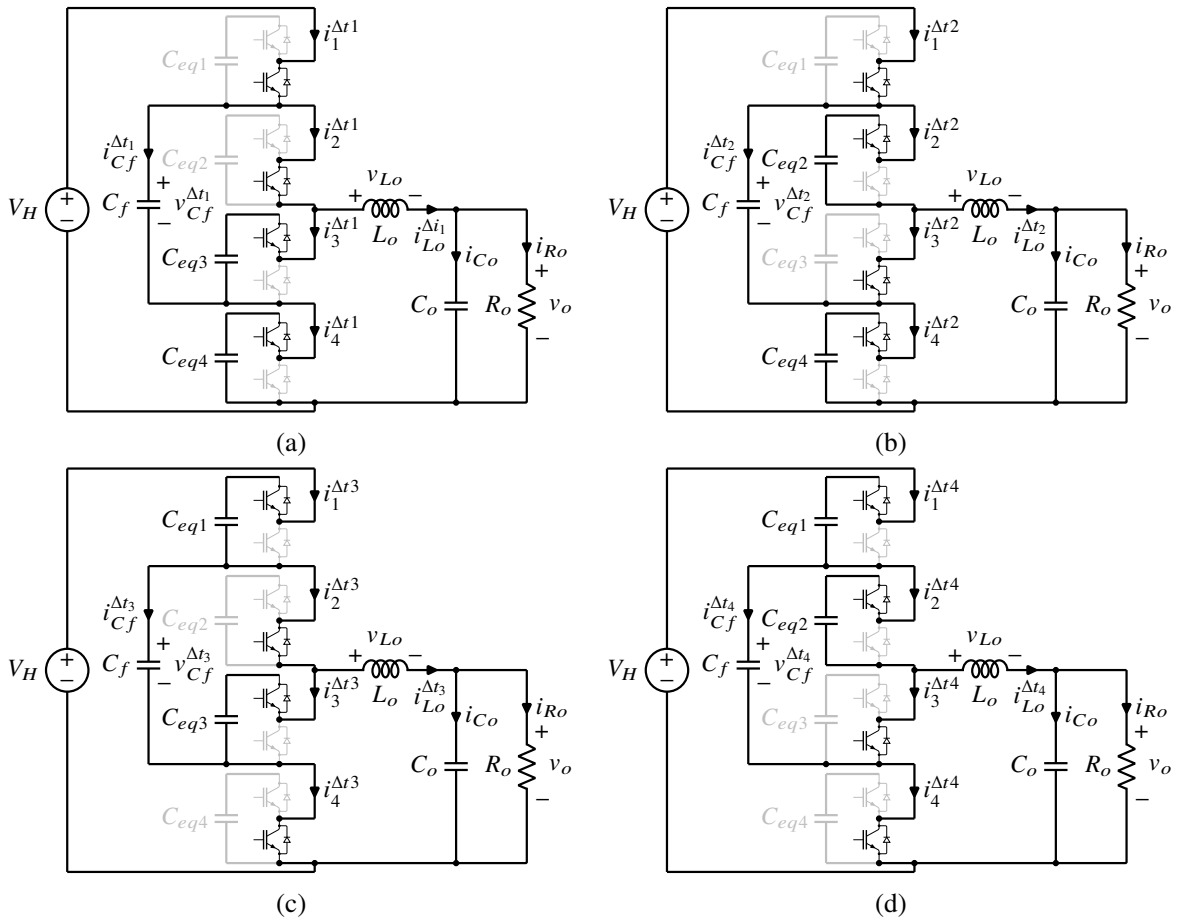
$$C_{eqI}^{tr} = C_{eq}^{tr} = \frac{C_{sm} + \frac{C_{sm}}{N-1}}{2} = \frac{NC_{sm}}{2(N-1)} \tag{3.8}$$

Os estados topológicos do conversor HCCh-CMM são definidos pela conexão ou desconexão dos capacitores dos SMs de cada braço ao circuito. Convenciona-se que $B_I = 0$ quando o braço $B_I$ está com os capacitores conectados ao circuito ($S_{I,1} = 1$ e $S_{I,2} = 0$), que $B_I = 1$ quando $B_I$ está com os capacitores desconectados do circuito ($S_{I,1} = 0$ e $S_{I,2} = 1$) e que $B_I = 1/2$ quando

$B_1$ está passando por uma transição de estados. Assim, os possíveis estados topológicos do conversor, cujos diagramas representativos são mostrados na Figura 3.5, são definidos da seguinte forma:

- Estado $E_a$ - $\{B_1 = 1; B_2 = 1; B_3 = 0; B_4 = 0\}$.
- Estado $E_b$ - $\{B_1 = 1; B_2 = 0; B_3 = 1; B_4 = 0\}$.
- Estado $E_c$ - $\{B_1 = 0; B_2 = 1; B_3 = 0; B_4 = 1\}$.
- Estado $E_d$ - $\{B_1 = 0; B_2 = 0; B_3 = 1; B_4 = 1\}$.

Figura 3.5 – Estados topológicos: **(a)** Estado $E_a$ **(b)** Estado $E_b$ **(c)** Estado $E_c$ **(d)** Estado $E_d$



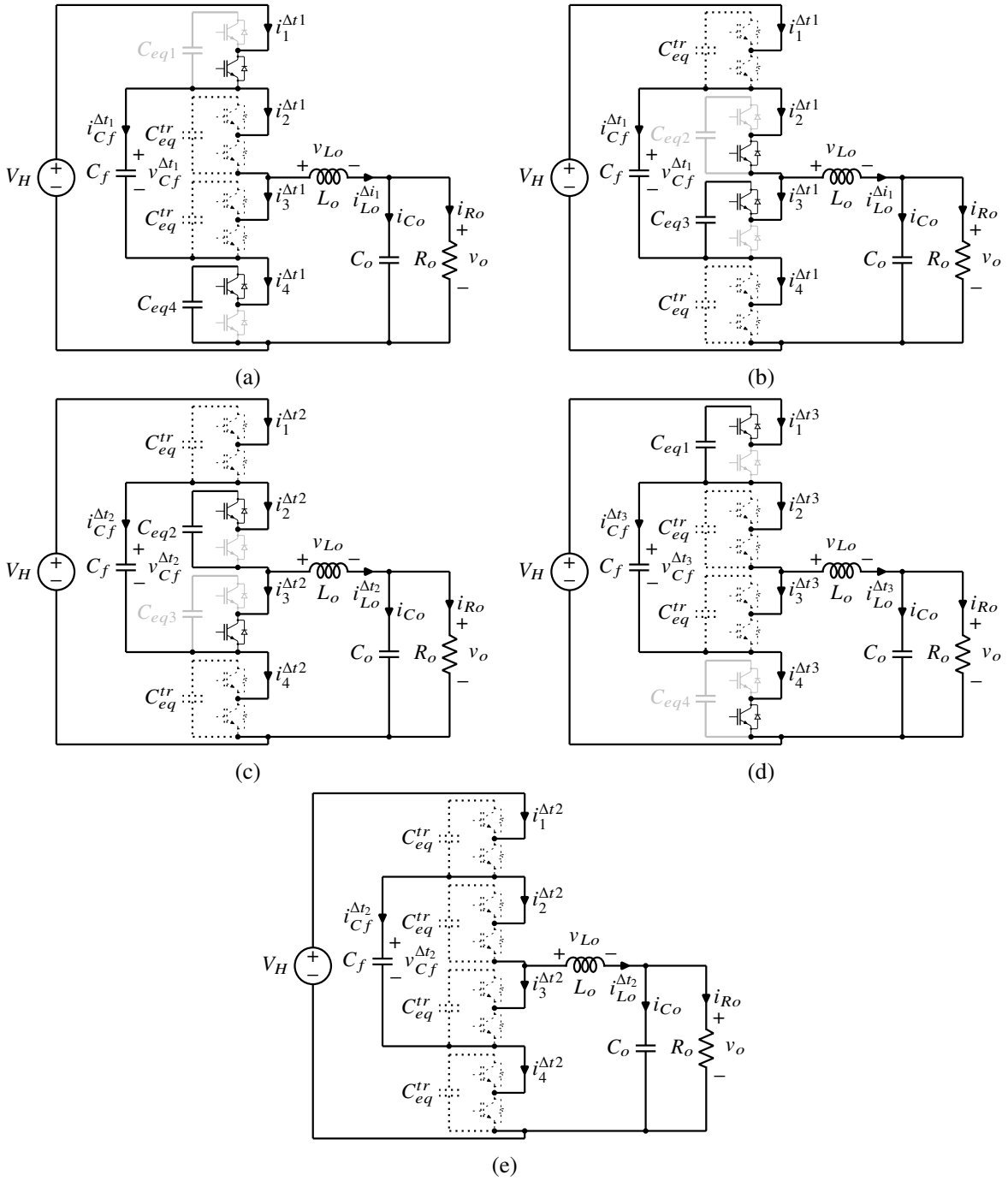

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Além dos estados topológicos, define-se também, conforme a Figura 3.6, os estados de transição:

- Estado $E_{ab}$ e Estado $E_{ba}$ - $\{B_1 = 1; B_2 = 1/2; B_3 = 1/2; B_4 = 0\}$;
- Estado $E_{ac}$ e Estado $E_{ca}$ - $\{B_1 = 1/2; B_2 = 1; B_3 = 0; B_4 = 1/2\}$;

- Estado $E_{bd}$ e Estado $E_{db}$ - $\{B_1 = 1/2; B_2 = 0; B_3 = 1; B_4 = 1/2\}$;
- Estado $E_{cd}$ e Estado $E_{dc}$ - $\{B_1 = 0; B_2 = 1/2; B_3 = 1/2; B_4 = 1\}$;
- Estado $E_{bc}$ e Estado $E_{cb}$ - $\{B_1 = 1/2; B_2 = 1/2; B_3 = 1/2; B_4 = 1/2\}$.

Figura 3.6 – Estados de transição: **(a)** Estados $E_{ab}$ e $E_{ba}$ **(b)** Estados $E_{ac}$ e $E_{ca}$ **(c)** Estados $E_{bd}$ e $E_{db}$ **(d)** Estados $E_{cd}$ e $E_{dc}$ **(e)** Estados $E_{bc}$ e $E_{cb}$




Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Neste trabalho, duas possíveis sequências de estados topológicos definidas por MA1 e MA2 são analisadas, sendo as respectivas etapas de operação descritas a seguir.

### 3.2.1 Modo Abaixador 1 - $0 \leq D \leq 0{,}5$

- **Etapa 1** - Estado $E_b$ - Intervalo $\Delta t_1$ $(0 \leq t \leq DT_s - t_{tr})$: nessa etapa o indutor $L_o$ é carregado ($v_{Lo} \approx V_H/2 - v_o$) e parte da corrente $i_{Lo}$ circula por $S_{1,2}$, pelo diodo de $S_{3,2}$ e pelo capacitor $C_f$ de tal forma que este também se carrega. A tensão sobre $C_{eq2}$ é grampeada pela conexão em paralelo com $C_f$ através de $S_{2,1}$ e $S_{3,2}$, enquanto que a tensão sobre $C_{eq4}$ é grampeada pela conexão em paralelo com o conjunto composto pela fonte de tensão $V_H$ e por $C_f$ através de $S_{1,2}$ e $S_{4,1}$;

- **Etapa 12** - Estado $E_{bd}$ - Intervalo $\Delta t_{12}$ $(DT_s - t_{tr} \leq t \leq DT_s)$: nessa etapa os capacitores do braço $B_1$ são sequencialmente conectados ao circuito, enquanto que os do braço $B_4$ são desconectados;

- **Etapa 2** - Estado $E_d$ - Intervalo $\Delta t_2$ $(DT_s \leq t \leq T_s/2 - t_{tr})$: nessa etapa o indutor $L_o$ é descarregado em um circuito de roda livre ($v_{Lo} \approx -v_o$), sendo que a corrente $i_{Lo}$ circula pelos diodos em antiparalelo com os interruptores $S_{3,2}$ e $S_{4,2}$. A tensão sobre $C_{eq2}$ é grampeada pela conexão em paralelo com $C_f$ através de $S_{2,1}$ e $S_{3,2}$, enquanto a tensão sobre $C_{eq1}$ é grampeada pela conexão em paralelo com o conjunto composto pela fonte de tensão $V_H$ e por $C_f$ através de $S_{1,1}$ e $S_{4,2}$. A tensão sobre $C_f$ se mantém praticamente constante, pois apenas uma corrente com reduzido valor médio, resultante do grampeamento dos capacitores dos SMs, circula pelo mesmo;

- **Etapa 23** - Estado $E_{dc}$ - Intervalo $\Delta t_{23}$ $(T_s/2 - t_{tr} \leq t \leq T_s/2)$: nessa etapa os capacitores do braço $B_3$ são sequencialmente conectados ao circuito, enquanto que os do braço $B_2$ são desconectados;

- **Etapa 3** - Estado $E_c$ - Intervalo $\Delta t_3$ $(T_s/2 \leq t \leq (1+2D)T_s/2 - t_{tr})$: nessa etapa o indutor $L_o$ é carregado ($v_{Lo} \approx V_H/2 - v_o$) e parte da corrente $i_{Lo}$ circula por $S_{2,2}$, pelo diodo de $S_{4,2}$ e pelo capacitor $C_f$ de tal forma que este se descarrega. A tensão sobre $C_{eq3}$ é grampeada pela conexão em paralelo com $C_f$ através de $S_{22}$ e $S_{3,1}$, enquanto que a tensão sobre $C_{eq1}$ é grampeada pela conexão em paralelo com o conjunto composto pela fonte de tensão $V_H$ e por $C_f$ através de $S_{1,1}$ e $S_{4,2}$;

- **Etapa 34** - Estado $E_{cd}$ - Intervalo $\Delta t_{34}$ $((1+2D)T_s/2 - t_{tr} \leq t \leq (1+2D)T_s/2)$: nessa etapa os capacitores do braço $B_2$ são sequencialmente conectados ao circuito, enquanto que os do braço $B_3$ são desconectados;

- **Etapa 4** - Estado $E_d$ - Intervalo $\Delta t_4$ $((1+2D)T_s/2 \leq t \leq T_s - t_{tr})$: etapa análoga à etapa 2.

- **Etapa 41** - Estado $E_{db}$ - Intervalo $\Delta t_{41}$ $(T_s - t_{tr} \leq t \leq T_s)$: nessa etapa os capacitores do braço $B_4$ são sequencialmente conectados ao circuito, enquanto que os do braço $B_1$ são desconectados.

Um resumo das informações básicas de cada etapa de operação do MA1 é apresentado na Tabela 3.1, onde $\alpha \in \{\Delta t_1, \Delta t_{12}, \Delta t_2, \Delta t_{23}, \Delta t_3, \Delta t_{34}, \Delta t_4, \Delta t_{41}\}$ indica o intervalo analisado.

Tabela 3.1 – Etapas de operação - MA1 ($v_m^{1,4} \leq v_m^{2,3}$ - $D \leq 0{,}5$)

| **Etapa** | **1** | **12** | **2** | **23** | **3** | **34** | **4** | **41** |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Estado | $E_b$ | $E_{bd}$ | $E_d$ | $E_{dc}$ | $E_c$ | $E_{cd}$ | $E_d$ | $E_{db}$ |
| $\alpha$ | $\Delta t_1$ | $\Delta t_{12}$ | $\Delta t_2$ | $\Delta t_{23}$ | $\Delta t_3$ | $\Delta t_{34}$ | $\Delta t_4$ | $\Delta t_{41}$ |
| $B_1$ | 1 | 1/2 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1/2 |
| $B_2$ | 0 | 0 | 0 | 1/2 | 1 | 1/2 | 0 | 0 |
| $B_3$ | 1 | 1 | 1 | 1/2 | 0 | 1/2 | 1 | 1 |
| $B_4$ | 0 | 1/2 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1/2 |
| $C_f$ | Carrega | - | - | - | Descarrega | - | - | - |
| $L_o$ | Carrega | - | Descarrega | - | Carrega | - | Descarrega | - |

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

### 3.2.2 Modo Abaixador 2 - 0,5 ≤ $D$ ≤ 1

- **Etapa 1** - Estado $E_a$ - Intervalo $\Delta t_1$ $(0 \leq t \leq (2D-1)T_s/2 - t_{tr})$: nessa etapa o indutor $L_o$ é carregado pela fonte $V_H$ ($v_{Lo} \approx V_H$), sendo que a corrente $i_{Lo}$ circula pelos interruptores $S_{1,2}$ e $S_{2,2}$. A tensão sobre $C_{eq3}$ é grampeada pela conexão em paralelo com $C_f$ através de $S_{22}$ e $S_{3,1}$, enquanto a tensão sobre $C_{eq4}$ é grampeada pela conexão em paralelo com o conjunto composto pela fonte de tensão $V_H$ e por $C_f$ através de $S_{1,2}$ e $S_{4,1}$. A tensão sobre $C_f$ se mantém praticamente constante, pois apenas uma corrente com reduzido valor médio, resultante do grampeamento dos capacitores dos SMs, circula pelo mesmo;

- **Etapa 12** - Estado $E_{ab}$ - Intervalo $\Delta t_{12}$ $((2D-1)T_s/2 - t_{tr} \leq t \leq (2D-1)T_s/2)$: nessa etapa os capacitores do braço $B_2$ são sequencialmente conectados ao circuito, enquanto que os do braço $B_3$ são desconectados;

- **Etapa 2** - Estado $E_b$ - Intervalo $\Delta t_2$ $((2D-1)T_s/2 \leq t \leq T_s/2 - t_{tr})$: nessa etapa o indutor $L_o$ é descarregado ($v_{Lo} \approx -v_o + V_H/2$) e parte da corrente $i_{Lo}$ circula por $S_{1,2}$, pelo diodo

de $S_{3,2}$ e pelo capacitor $C_f$ de tal forma que este se carrega. A tensão sobre $C_{eq2}$ é grampeada pela conexão em paralelo com $C_f$ através de $S_{2,1}$ e $S_{3,2}$, enquanto que a tensão sobre $C_{eq4}$ é grampeada pela conexão em paralelo com o conjunto composto pela fonte de tensão $V_H$ e por $C_f$ através de $S_{1,2}$ e $S_{4,1}$;

- **Etapa 23** - Estado $E_{ba}$ - Intervalo $\Delta t_{23}$ $(T_s/2 - t_{tr} \leq t \leq T_s/2)$: nessa etapa os capacitores do braço $B_3$ são sequencialmente conectados ao circuito, enquanto que os do braço $B_2$ são desconectados;

- **Etapa 3** - Estado $E_a$ - Intervalo $\Delta t_3$ $(T_s/2 \leq t \leq DT_s - t_{tr})$: etapa análoga à etapa 1.

- **Etapa 34** - Estado $E_{ac}$ - Intervalo $\Delta t_{34}$ $(DT_s - t_{tr} \leq t \leq DT_s)$: nessa etapa os capacitores do braço $B_1$ são sequencialmente conectados ao circuito, enquanto que os do braço $B_4$ são desconectados;

- **Etapa 4** - Estado $E_c$ - Intervalo $\Delta t_4$ $(DT_s \leq t \leq T_s - t_{tr})$: nessa etapa o indutor $L_o$ é descarregado $(v_{Lo} \approx -v_o + V_H/2)$ e parte da corrente $i_{Lo}$ circula por $S_{2,2}$, pelo diodo de $S_{4,2}$ e pelo capacitor $C_f$ de tal forma que este também se descarrega. A tensão sobre $C_{eq3}$ é grampeada pela conexão em paralelo com $C_f$ através de $S_{22}$ e $S_{3,1}$, enquanto que a tensão sobre $C_{eq1}$ é grampeada pela conexão em paralelo com o conjunto composto pela fonte de tensão $V_H$ e por $C_f$ através de $S_{1,1}$ e $S_{4,2}$;

- **Etapa 41** - Estado $E_{ca}$ - Intervalo $\Delta t_{41}$ $(T_s - t_{tr} \leq t \leq T_s)$: nessa etapa os capacitores do braço $B_4$ são sequencialmente conectados ao circuito, enquanto que os do braço $B_1$ são desconectados.

Um resumo das informações básicas de cada etapa de operação do MA2 é apresentado na Tabela 3.2.

Nota-se que, nos Estados $E_b$ e $E_c$, a corrente do indutor $L_o$ tem o comportamento alterado dependendo do modo abaixador utilizado. Isso ocorre porque o ganho estático da topologia é, de maneira aproximada, linearmente e diretamente proporcional à razão cíclica de operação, como será mostrado em seção posterior. Sendo assim, quando o conversor opera no MA1 $(0 \leq D \leq 0{,}5)$, a tensão de entrada menos a tensão de $C_f$ resulta em um valor maior do que a tensão de saída nos Estados $E_b$ e $E_c$, de forma que $L_o$ é carregado nesses estados. De maneira contrária, quando o conversor opera no MA2 $(0{,}5 \leq D \leq 1)$, a tensão de entrada menos a tensão de $C_f$ resulta em um valor menor do que a tensão de saída nos $E_b$ e $E_c$, de forma que $L_o$ é descarregado nesses estados.

As principais formas de onda da topologia operando em regime permanente são apresentadas nas Figuras 3.7a e 3.7b para o MA1 e o MA2, respectivamente, em um intervalo total

Tabela 3.2 – Etapas de operação - MA2 ($v_m^{1,4} \geq v_m^{2,3}$ - $D \geq 0{,}5$)

| **Etapa** | **1** | **12** | **2** | **23** | **3** | **34** | **4** | **41** |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Estado | $E_a$ | $E_{ab}$ | $E_b$ | $E_{ba}$ | $E_a$ | $E_{ac}$ | $E_c$ | $E_{ca}$ |
| $\alpha$ | $\Delta t_1$ | $\Delta t_{12}$ | $\Delta t_2$ | $\Delta t_{23}$ | $\Delta t_3$ | $\Delta t_{34}$ | $\Delta t_4$ | $\Delta t_{41}$ |
| $B_1$ | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1/2 | 0 | 1/2 |
| $B_2$ | 1 | 1/2 | 0 | 1/2 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| $B_3$ | 0 | 1/2 | 1 | 1/2 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| $B_4$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1/2 | 1 | 1/2 |
| $C_f$ | - | - | Carrega | - | - | - | Descarrega | - |
| $L_o$ | Carrega | - | Descarrega | - | Carrega | - | Descarrega | - |

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

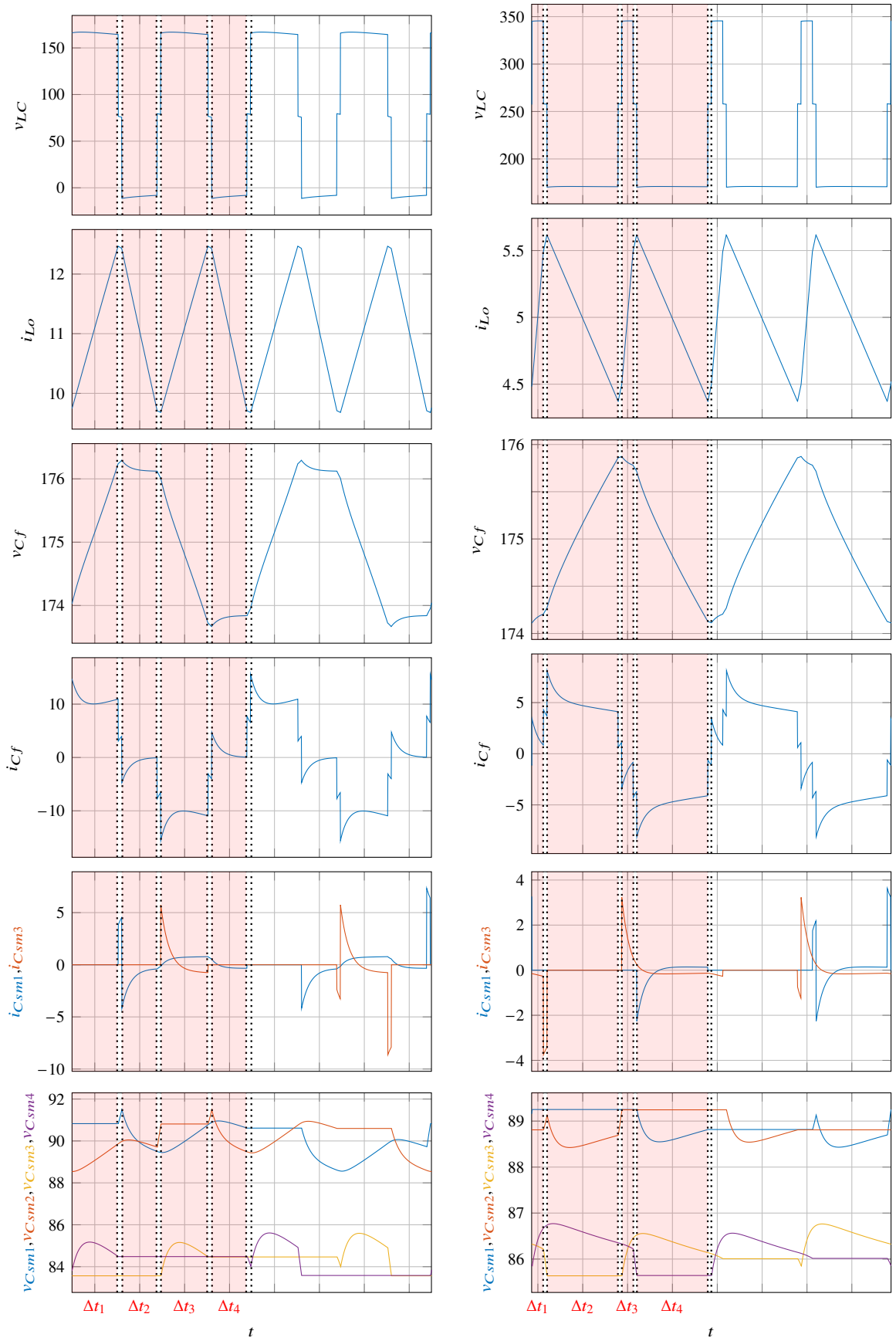
de $2T_s$. Considera-se que $V_H = 350$ V e $N = 2$. Os intervalos de operação $\Delta t_1$, $\Delta t_2$, $\Delta t_3$ e $\Delta t_4$ são identificados pelas áreas em vermelho entre as linhas verticais pontilhadas, enquanto que os intervalos de transição são representadas pelas áreas em branco delimitadas pelas mesmas linhas verticais.

Conforme analisado, a tensão na entrada do filtro LC ($v_{LC} = v_{Lo} + v_o$) opera entre os níveis $V_H/2$ e 0 no MA1 e entre $V_H$ e $VH/2$ no MA2. Esses valores são aproximados, pois as quedas de tensão nas resistências de condução dos semicondutores alteram levemente o valor desses níveis. Nota-se também que: $v_{LC}$ e $i_{Lo}$ apresentam o dobro da frequência de comutação $f_s$; a tensão sobre o capacitor flutuante $v_{Cf}$ apresenta um formato aproximadamente trapezoidal e com valor médio igual a $V_H/2$; as tensões sobre um dos capacitores de SM cada braço $v_{Csm1}$, $v_{Csm2}$, $v_{Csm3}$ e $v_{Csm4}$ (braços $B_1$, $B_2$, $B_3$ e $B_4$, respectivamente) estabilizam em torno de $V_H/(2N)$, sendo as tensões nos capacitores dos braços $B_1$ e $B_2$ levemente maiores do que as dos capacitores de $B_3$ e $B_4$, devido à influência das quedas de tensão sobre as resistências $R$; e, por fim, os estados de transição são utilizados para garantir a circulação de corrente individualmente pelos capacitores de SM, permitindo o balanço de tensão entre os capacitores de SM de um mesmo braço.

## 3.3 ANÁLISE DA RESISTÊNCIA EQUIVALENTE DE SAÍDA

Algumas características importantes dos possíveis pontos de operação do conversor podem ser obtidas modelando-se o mesmo através de um circuito simplificado, mostrado na Figura 3.8. Este, basicamente, representa o comportamento do conversor pelo ponto de vista da carga ($R_o$). Neste caso, a carga "visualiza" o conversor como sendo uma fonte de tensão ($V_{eq}$) em série com uma resistência equivalente de saída, sendo que a primeira emula a amplitude da ten-

Figura 3.7 – Principais formas de onda em regime permanente para: **(a)** MA1 e **(b)** MA2

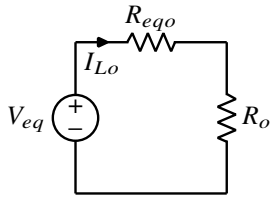



(a) (b)

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

são da fonte responsável por fornecer energia para a carga e a segunda modela o quanto desta energia é perdida devido às perdas de condução do conversor.

Figura 3.8 – Circuito equivalente de saída da topologia




Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Para chegar ao circuito simplificado supracitado, analisa-se as etapas de operação do conversor considerando que as ondulações das tensões dos capacitores equivalentes dos SMs são pequenas o suficiente a ponto destes poderem ser substituídos por fontes de tensão CC ($V_{Ceq1}$, $V_{Ceq2}$, $V_{Ceq3}$ e $V_{Ceq4}$, sendo que $V_{Ceq1} = V_{Ceq2}$ e $V_{Ceq3} = V_{Ceq4}$, como será mostrado posteriormente) e que os semicondutores são modelados por suas respectivas resistências equivalentes de condução ($V_{sat} = V_f = 0$). Além disso, para fins de simplificação da análise, o conjunto $L_o$, $C_o$ e $R_o$ é substituído por uma fonte de corrente CC de valor igual ao valor médio da corrente do indutor $L_o$ ($I_{Lo}$), como mostra a Figura 3.9. $I_{Lo}$ também pode ser definido como a corrente da carga.

Considerando inicialmente o MA1, a primeira etapa de operação consiste no Estado $E_b$, cujo comportamento pode ser modelado pelas equações de malha (3.9) e (3.10).

$$\begin{cases} -V_H + NRi_1^{\Delta t_1} + v_{Cf}^{\Delta t_1} + NRi_4^{\Delta t_1} + V_{Ceq4} = 0 & (3.9) \\ -v_{Cf}^{\Delta t_1} + NRi_2^{\Delta t_1} + V_{Ceq2} + NRi_3^{\Delta t_1} = 0 & (3.10) \end{cases}$$

Subtraindo (3.10) de (3.9) se obtém (3.11) e aplicando a Lei de Kirchoff das Correntes (LKC) no circuito da Figura 3.9b encontra-se as relações entre correntes apresentadas em (3.12).

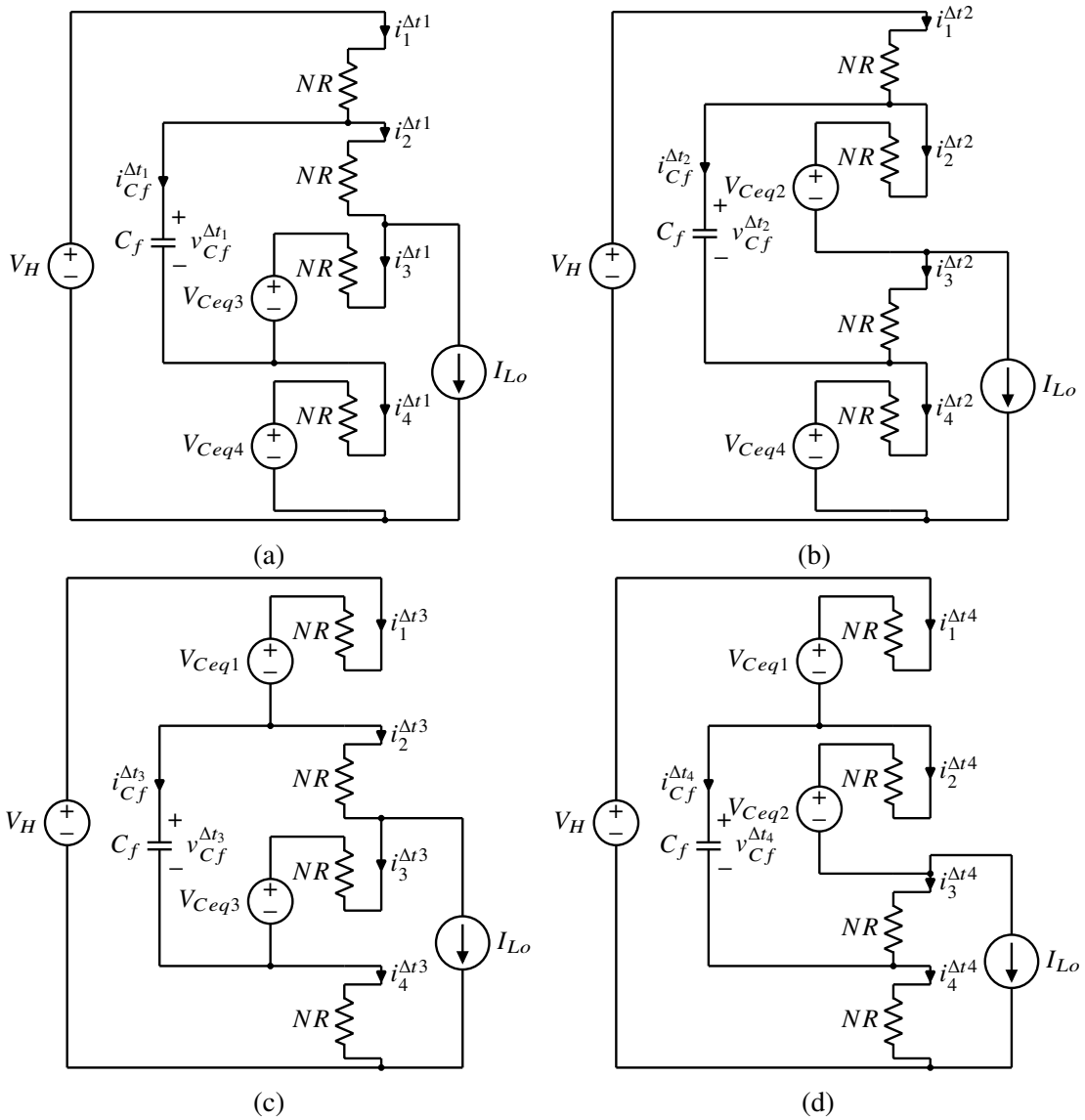
$$-V_H + 2NR(i_1^{\Delta t_1} - i_2^{\Delta t_1}) + 2v_{Cf}^{\Delta t_1} + NR(i_4^{\Delta t_1} - i_3^{\Delta t_1}) - V_{Ceq2} + V_{Ceq4} = 0 \tag{3.11}$$

$$i_{Cf}^{\alpha} = C_f \frac{dv_{Cf,0}^{\alpha}}{dt} = i_1^{\alpha} - i_2^{\alpha} = -i_3^{\alpha} + i_4^{\alpha} \tag{3.12}$$

Substituindo (3.12) em (3.11) obtém-se a equação diferencial (3.13), cuja resolução resulta em (3.14), que é a equação que modela o comportamento da tensão de $C_f$ durante a etapa 1 no MA1, sendo que $v_{Cf,0}^{\Delta t_1}$ indica o valor inicial da tensão nesta etapa e $k_{Cf} = 1/(NRC_f)$.

$$NRC_f \frac{dv_{Cf}^{\Delta t_1}}{dt} = \frac{-2v_{Cf}^{\Delta t_1} + V_{Ceq2} - V_{Ceq4} + V_H}{2} \tag{3.13}$$

Figura 3.9 – Estados topológicos simplificados: **(a)** Estado $E_a$ **(b)** Estado $E_b$ **(c)** Estado $E_c$ **(d)** Estado $E_d$




Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

$$v_{Cf}^{\Delta t_1}(t) = \left(\frac{V_{Ceq2} - V_{Ceq4} + V_H}{2}\right)\left(1 - e^{-k_{Cf}t}\right) + v_{Cf,0}^{\Delta t_1} e^{-k_{Cf}t} \tag{3.14}$$

O mesmo método de análise pode ser utilizado para encontrar o comportamento da tensão do capacitor $C_f$ durante as outras três etapas de operação do conversor (Estado $E_d$, Estado $E_c$ e Estado $E_d$, respectivamente), resultando em (3.15), (3.16) e (3.17).

$$v_{Cf}^{\Delta t_2}(t) = \frac{V_H}{2}\left[1 - e^{-k_{Cf}(t-DT_s)}\right] + v_{Cf,0}^{\Delta t_2} e^{-k_{Cf}(t-DT_s)} \tag{3.15}$$

$$v_{Cf}^{\Delta t_3}(t) = \left(\frac{V_{Ceq3} - V_{Ceq1} + V_H}{2}\right)\left[1 - e^{-k_{Cf}\left(t-\frac{T_s}{2}\right)}\right] + v_{Cf,0}^{\Delta t_3} e^{-k_{Cf}\left(t-\frac{T_s}{2}\right)} \tag{3.16}$$

$$v_{Cf}^{\Delta t_4}(t) = \frac{V_H}{2}\left\{1 - e^{-k_{Cf}\left[t - \frac{(1+D)T_s}{2}\right]}\right\} + v_{Cf,0}^{\Delta t_4} e^{-k_{Cf}\left[t - \frac{(1+D)T_s}{2}\right]} \tag{3.17}$$

As condições iniciais da tensão $v_{Cf}$ em cada etapa de operação são definidas por (3.18), (3.19), (3.20) e (3.21), sendo que a condição inicial de uma etapa é igual à condição final da etapa anterior. Desenvolvendo as quatro equações e substituindo uma na outra sequencialmente ((3.20) em (3.21), (3.19) em (3.20) e (3.18) em (3.19)), é possível definir $v_{Cf,0}^{\Delta t_1}$ de maneira independente das outras três condições iniciais (3.22).

$$\begin{cases} v_{Cf,0}^{\Delta t_2} = v_{Cf}^{\Delta t_1}(DT_s) & (3.18) \\ v_{Cf,0}^{\Delta t_3} = v_{Cf}^{\Delta t_2}\left(\frac{T_s}{2}\right) & (3.19) \\ v_{Cf,0}^{\Delta t_4} = v_{Cf}^{\Delta t_3}\left(\frac{(1+2D)T_s}{2}\right) & (3.20) \\ v_{Cf,0}^{\Delta t_1} = v_{Cf}^{\Delta t_4}(T_s) & (3.21) \end{cases}$$

A partir do momento em que $v_{Cf,0}^{\Delta t_2}$ pode ser calculado, as condições iniciais das outras três etapas de operação podem ser definidas, de maneira sequencial, desenvolvendo-se (3.19), (3.20) e (3.21), o que resulta em (3.23), (3.24) e (3.25), respectivamente.

$$v_{Cf,0}^{\Delta t_2} = \frac{\left(V_{Ceq2} - V_{Ceq4}\right)\left[1 - e^{-k_{Cf}DT_s} - e^{-k_{Cf}\frac{T_s}{2}} + e^{-k_{Cf}\frac{(1+2D)T_s}{2}}\right] + V_H\left(1 - e^{-k_{Cf}T_s}\right)}{2\left(1 - e^{-k_{Cf}T_s}\right)} \tag{3.22}$$

$$v_{Cf,0}^{\Delta t_3} = v_{Cf}^{\Delta t_2}\left(\frac{T_s}{2}\right) = \frac{V_H}{2}\left[1 - e^{-k_{Cf}\frac{(1-2D)T_s}{2}}\right] + v_{Cf,0}^{\Delta t_2} e^{-k_{Cf}\frac{(1-2D)T_s}{2}} \tag{3.23}$$

$$v_{Cf,0}^{\Delta t_4} = v_{Cf}^{\Delta t_3}\left(\frac{(1+D)T_s}{2}\right) = \left(\frac{V_{Ceq3} - V_{Ceq1} + V_H}{2}\right)\left(1 - e^{-k_{Cf}DT_s}\right) + v_{Cf,0}^{\Delta t_3} e^{-k_{Cf}DT_s} \tag{3.24}$$

$$v_{Cf,0}^{\Delta t_1} = v_{Cf}^{\Delta t_4}(T_s) = \frac{V_H}{2}\left[1 - e^{-k_{Cf}\frac{(1-2D)T_s}{2}}\right] + v_{Cf,0}^{\Delta t_4} e^{-k_{Cf}\frac{(1-2D)T_s}{2}} \tag{3.25}$$

As equações que definem o comportamento da corrente de $C_f$ são dadas por (3.26), (3.27), (3.28) e (3.29).

$$i_{Cf}^{\Delta t_1}(t) = C_f \frac{dv_{Cf}^{\Delta t_1}(t)}{dt} = \frac{\left(V_{Ceq2} - V_{Ceq4} + V_H - 2v_{Cf,0}^{\Delta t_1}\right) e^{-k_{Cf}t}}{2NR} \tag{3.26}$$

$$i_{Cf}^{\Delta t_2}(t) = C_f \frac{dv_{Cf}^{\Delta t_2}(t)}{dt} = \frac{\left(V_H - 2v_{Cf,0}^{\Delta t_2}\right) e^{-k_{Cf}(t - DT_s)}}{2NR} \tag{3.27}$$

$$i_{Cf}^{\Delta t_3}(t) = C_f \frac{dv_{Cf}^{\Delta t_3}(t)}{dt} = \frac{\left(V_{Ceq3} - V_{Ceq1} + V_H - 2v_{Cf,0}^{\Delta t_1}\right) e^{-k_{Cf}\left(t - \frac{T_s}{2}\right)}}{2NR} \tag{3.28}$$

$$i_{Cf}^{\Delta t_4}(t) = C_f \frac{dv_{Cf}^{\Delta t_4}(t)}{dt} = \frac{\left(V_H - 2v_{Cf,0}^{\Delta t_4}\right) e^{-k_{Cf}\left[t - \frac{(1+2D)T_s}{2}\right]}}{2NR} \tag{3.29}$$

Sabendo que $i_4^{\alpha} = i_1^{\alpha} - I_{Lo}$, a equação de malha (3.9) pode ser reescrita de forma a definir a corrente $i_1^{\Delta t_1}(t)$ (3.30). Este mesmo procedimento é realizado para se obter as equações da corrente $i_1$ para as outras três etapas de operação, resultando em (3.31), (3.32) e (3.33).

$$i_1^{\Delta t_1}(t) = \frac{V_H - v_{Cf}^{\Delta t_1} - V_{Ceq4} + NRI_{Lo}}{2NR} \tag{3.30}$$

$$i_1^{\Delta t_2}(t) = \frac{V_H - v_{Cf}^{\Delta t_2} - V_{Ceq1} + NRI_{Lo}}{2NR} \tag{3.31}$$

$$i_1^{\Delta t_3}(t) = \frac{V_H - v_{Cf}^{\Delta t_3} - V_{Ceq1} + NRI_{Lo}}{2NR} \tag{3.32}$$

$$i_1^{\Delta t_4}(t) = \frac{V_H - v_{Cf}^{\Delta t_4} - V_{Ceq1} + NRI_{Lo}}{2NR} \tag{3.33}$$

A partir das equações das correntes $i_{Cf}$ e $i_1$ pode-se definir a corrente $i_2$ para cada etapa de operação através de (3.34), (3.35), (3.36) e (3.37).

$$i_2^{\Delta t_1}(t) = i_1^{\Delta t_1}(t) - i_{Cf}^{\Delta t_1}(t) \tag{3.34}$$

$$i_2^{\Delta t_2}(t) = i_1^{\Delta t_2}(t) - i_{Cf}^{\Delta t_2}(t) \tag{3.35}$$

$$i_2^{\Delta t_3}(t) = i_1^{\Delta t_3}(t) - i_{Cf}^{\Delta t_3}(t) \tag{3.36}$$

$$i_2^{\Delta t_4}(t) = i_1^{\Delta t_4}(t) - i_{Cf}^{\Delta t_4}(t) \tag{3.37}$$

Quando o conversor opera no MA1, $C_{eq4}$ é inserido no circuito apenas durante a etapa 1. Portanto, o valor médio da corrente $i_4^{\Delta t_1}$ deve ser nulo para que $V_{Ceq4}$ se mantenha constante ao longo da operação do conversor. Sendo assim, pode-se considerar que, durante a etapa 1, o valor médio de $i_1$ é definido por (3.38).

$$I_1^{\Delta t_1} = \frac{1}{DT_s}\int_0^{DT_s} i_1^{\Delta t_1}(t)dt = I_{Lo} + I_4^{\Delta t_1} = I_{Lo} \tag{3.38}$$

Substituindo (3.30) em (3.38) e desenvolvendo a integral, obtém-se (3.39), que define $V_{Ceq1}$ em função dos parâmetros $h_{Cf}$, $D$, $V_H$, $V_{Ceq3}$ e $I_{Lo}$, sendo que $h_{Cf} = NRC_f f_s = f_s/k_{Cf}$. É mostrado posteriormente que $V_{Ceq1} = V_{Ceq2}$, portanto (3.39) também é valida para $V_{Ceq2}$. As constantes $k_{r1}$ e $k_{r2}$ são definidas em (3.40) e (3.41), respectivamente

$$V_{Ceq1} = V_{Ceq2} = V_{Ceq3} + \frac{D\left(-V_H + 2V_{Ceq3} + 2NRI_{Lo}\right)k_{r2}}{h_{Cf}k_{r1} - Dk_{r2}} \tag{3.39}$$

$$k_{r1} = e^{\frac{1+4D}{2h_{Cf}}} - 2e^{\frac{1+2D}{2h_{Cf}}} + e^{\frac{1}{2h_{Cf}}} + e^{\frac{1+D}{h_{Cf}}} - e^{\frac{2D}{h_{Cf}}} + e^{\frac{D}{h_{Cf}}} - e^{\frac{1}{h_{Cf}}} \tag{3.40}$$

$$k_{r2} = \left(e^{\frac{1}{h_{Cf}}} - 1\right) e^{\frac{D}{h_{Cf}}} \tag{3.41}$$

Ainda no MA1, $C_{eq2}$ é inserido no circuito durante as etapas 1,2 e 4. Portanto, o valor médio de $i_2$ ao longo dessas três etapas deve ser nulo para que $V_{Ceq2}$ se mantenha constante ao longo da operação do conversor. Sendo assim, pode-se considerar que o valor médio de $i_2$ dentro do respectivo intervalo de tempo é definido por (3.42).

$$\frac{1}{(1-D)T_s}\left[\int_0^{DT_s} i_2^{\Delta t_1}(t)dt + \int_{DT_s}^{\frac{T_s}{2}} i_2^{\Delta t_2}(t)dt + \int_{\frac{(1+2D)T_s}{2}}^{T_s} i_2^{\Delta t_4}(t)dt\right] = 0 \tag{3.42}$$

Substituindo (3.34), (3.35) e (3.37) em (3.42) e desenvolvendo a integral, obtém-se (3.43), que define $V_{Ceq3}$ em função dos parâmetros $h_{Cf}$, $D$, $V_H$ e $I_{Lo}$. É mostrado posteriormente que $V_{Ceq3} = V_{Ceq4}$, portanto (3.43) também é valida para $V_{Ceq4}$.

$$V_{Ceq3} = V_{Ceq4} = \frac{V_H}{2} - NRI_{Lo}\left[1 - \frac{2(1-D)\left(h_{Cf}k_{r1} + Dk_{r2}\right)}{h_{Cf}k_{r1} - D(1-2D)k_{r2}}\right] \tag{3.43}$$

A partir de (3.43), (3.39) pode ser reescrita como (3.44).

$$V_{Ceq1} = V_{Ceq2} = \frac{V_H}{2} + NRI_{Lo}\left[1 - \frac{2D\left(h_{Cf}k_{r1} + Dk_{r2}\right)}{h_{Cf}k_{r1} - D(1-2D)k_{r2}}\right] \tag{3.44}$$

Tendo as tensões $V_{Ceq1}$, $V_{Ceq2}$, $V_{Ceq3}$ e $V_{Ceq4}$ definidas a partir dos parâmetros $h_{Cf}$, $D$, $V_H$ e $I_{Lo}$, pode-se então escrever as equações (3.45) e (3.46), que modelam o comportamento da tensão aplicada na entrada do filtro LC $v_{LC}^{\alpha}$, aqui modelado como uma fonte de corrente, do conversor nas etapas 1 e 2, respectivamente, em função do mesmo conjunto de parâmetros.

$$v_{LC}^{\Delta t_1}(t) = V_H - NR\left(i_1^{\Delta t_1} + i_2^{\Delta t_1}\right) + V_{Ceq2} \tag{3.45}$$

$$v_{LC}^{\Delta t_2}(t) = V_H - NR\left(i_1^{\Delta t_2} + i_2^{\Delta t_2}\right) - V_{Ceq1} - V_{Ceq2} \tag{3.46}$$

A partir de (3.45) e (3.46) define-se o valor médio da tensão de saída do conversor (3.47). Esta equação pode ser organizada de forma que seja possível descrever o circuito simplificado que caracteriza o comportamento de saída do conversor, apresentado no começo desta análise (Figura 3.8). Sendo assim, o fator que acompanha $I_{Lo}$ em (3.48) define a resistência equivalente de saída $R_{eqo}$ do conversor, enquanto que $V_{eq} = V_H D$.

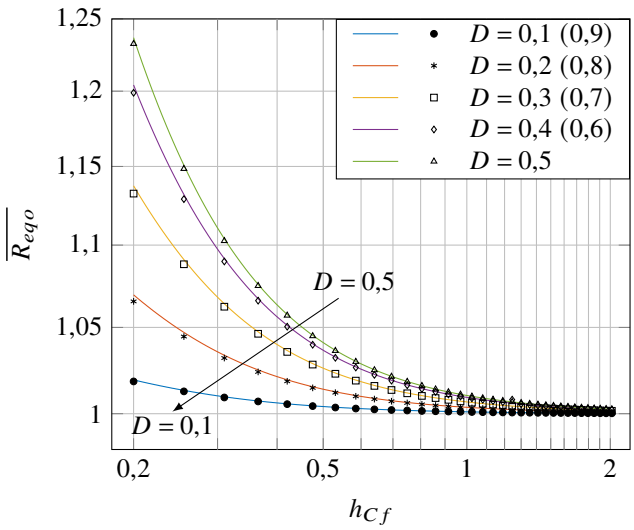
$$V_o = \frac{2}{T_s}\left(\int_0^{DT_s} v_{LC}^{\Delta t_1}(t)dt + \int_{DT_s}^{\frac{T_s}{2}} v_{LC}^{\Delta t_2}(t)dt\right) = \frac{V_H}{2} - NRI_{Lo} - (1-D)V_{Ceq1} + DV_{Ceq3} \tag{3.47}$$

$$V_o = DV_H - R_{eqo}I_{Lo} = DV_H - \underbrace{2NR\left[1 - \frac{2D\left(1-D\right)\left(h_{Cf}k_{r1} + Dk_{r2}\right)}{h_{Cf}k_{r1} - D\left(1-2D\right)k_{r2}}\right]}_{R_{eqo}} I_{Lo} \tag{3.48}$$

Este mesmo procedimento pode ser realizado para definir a equação de $R_{eqo}$ no MA2. A partir disso, tem-se uma descrição completa da resistência equivalente de saída do conversor, que, quando normalizada em relação à $2NR$ ($\overline{R_{eqo}}(h_{Cf}, D) = R_{eqo}/2NR$), tem os parâmetros $h_{Cf}$ e $D$ como variáveis independentes.

Para fins de entendimento do comportamento de $R_{eqo}$, disponibiliza-se o ábaco apresentado na Figura 3.10, que mostra a variação de $\overline{R_{eqo}}$ em função de $h_{Cf}$ para diferentes valores de razão cíclica. Através do mesmo é possível verificar que o $R_{eqo}$ no MA1 é simétrico ao $R_{eqo}$ no MA2, sendo que essa simetria se dá em torno de $D = 0{,}5$.

Figura 3.10 – Ábaco relacionando $\overline{R_{eqo}}$, $h_{Cf}$ e $D$ (linha contínua = teórico, marcador = simulado)



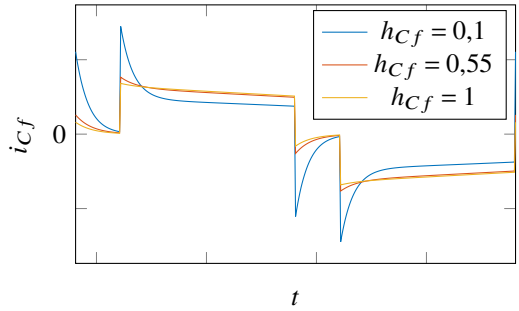

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

O aumento do valor de $h_{Cf}$ provoca dois comportamentos importantes: a redução de $R_{eqo}$ e a diminuição da influência da razão cíclica sobre $R_{eqo}$.

O primeiro ponto indica a redução das perdas de condução do conversor devido à operação no modo de Carga Parcial ou Sem Carga, quando as correntes nos interruptores apresentam picos atenuados. No limite, $R_{eqo}$ tende ao valor mínimo de $2NR$ para $h_{Cf} \to \infty$. Este comportamento pode ser visualizado na Figura 3.11, na qual é mostrada diferença da corrente $i_{Cf}$ durante $T_s$ quando $h_{Cf} = 0{,}1$, $h_{Cf} = 0{,}55$ e $h_{Cf} = 1$, sendo a variação de $h_{Cf}$ realizada pela alteração no valor de $C_f$. Quanto menor for $h_{Cf}$, maior será o valor eficaz da respectiva corrente para a mesma potência de saída, reduzindo o rendimento do conversor devido ao aumento nas

perdas de condução dos semicondutores. Além disso, nota-se que o aumento de $h_{Cf}$ passa a ter cada vez menos efeito na redução no valor eficaz da corrente $i_{Cf}$.

Figura 3.11 – Forma de onda de $i_{Cf}$ para diferentes valores de $h_{Cf}$




Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

O segundo ponto é resultado da circulação predominante de $I_{Lo}$ pelos semicondutores inferiores dos SMs. Ainda que o tempo de circulação seja diferente entre as correntes de braços distintos, as amplitudes das mesmas são aproximadamente iguais a $I_{Lo}$. Portanto, quando $D \neq 0{,}5$, o aumento nas perdas das chaves com maior tempo de condução é compensado pela redução nas perdas daquelas que conduzem por menor tempo. À medida em que há um aumento em $h_{Cf}$, as correntes resultantes da conexão de capacitores em paralelo se tornam cada vez mais desprezíveis em relação a $I_{Lo}$, culminando na maior independência de $R_{eqo}$ em relação a $D$. Este comportamento indica que é possível projetar o conversor de forma que este seja controlado via razão cíclica sem que haja aumento significativo de $R_{eqo}$, isto é, sem que o rendimento do conversor seja consideravelmente afetado.

## 3.4 ANÁLISE ESTÁTICA POR VALORES MÉDIOS

A análise topológica aqui demonstrada tem como objetivo a obtenção de equações que descrevem o comportamento do valor médio das tensões e correntes de cada componente que estrutura o HCCh-CMM, quando este opera em regime permanente. A partir dessas equações é possível identificar características importantes utilizadas para o entendimento e projeto do conversor, como o ganho estático, a impedância de saída e as perdas de condução em determinados componentes. Esta análise é aplicada tanto para o MA1 quanto para o MA2.

Para fins de simplificação, retira-se da análise os interruptores superiores dos SMs. Estes estão conectados em série com os respectivos $C_{eqI}$, cujas correntes apresentam valor médio nulo em regime permanente. Portanto, as características de condução dos referidos semicondutores não interferem nos resultados desta análise e os mesmos podem ser desconsiderados. A

obtenção do valor eficaz dessas correntes, importante no dimensionamento dos capacitores de SM e das perdas do conversor, é abordada na seção de análise por valores instantâneos.

Utilizando as informações dos estados topológicos do conversor presentes na Figura 3.5 da Seção 3.2, pode-se substituir os semicondutores por suas respectivas resistências e tensões equivalentes de condução; e as conexões em série dos capacitores dos SMs por seus respectivos capacitores equivalentes ($C_{eqI} = C_{sm}/N$), onde $v_{CeqI}$ indica a tensão sobre os mesmos.

O princípio da análise por valores médios parte da obtenção da representação por espaço de estados de cada estado topológico do conversor. Isso é feito a partir da aplicação das Leis de Kirchoff das Tensões e Correntes (LKT e LKC, respectivamente) nos quatro estados topológicos individualmente, de forma que seus respectivos conjuntos de equações diferenciais sejam escritos de acordo com (3.49), onde as matrizes de entrada ($\boldsymbol{u}$) e de variáveis de estado ($\boldsymbol{x}$) do sistema são definidos por (3.50) e (3.51), respectivamente, sendo $j \in \{E_a, E_b, E_c, E_d\}$ o indicador do estado topológico e $\dot{\boldsymbol{x}}$ o vetor das derivadas no tempo das variáveis de estado.

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{A}_j \boldsymbol{x} + \boldsymbol{B}_j \boldsymbol{u} \tag{3.49}$$

$$\boldsymbol{u}^T = \begin{bmatrix} V_H & V_{sat} & V_f \end{bmatrix} \tag{3.50}$$

$$\boldsymbol{x}^T = \begin{bmatrix} v_{Cf} & v_{Ceq1} & v_{Ceq2} & v_{Ceq3} & v_{Ceq4} & i_{Lo} & v_{Co} \end{bmatrix} \tag{3.51}$$

Utilizando a LKC, verifica-se que as relações entre as correntes dadas por (3.52), (3.53), (3.54), (3.55) e (3.56) são iguais para todos os estados topológicos do conversor.

$$i_1^\alpha = i_{Cf}^\alpha + i_2^\alpha \tag{3.52}$$

$$i_1^\alpha = i_{Lo}^\alpha + i_4^\alpha \tag{3.53}$$

$$i_2^\alpha = i_{Lo}^\alpha + i_3^\alpha \tag{3.54}$$

$$i_4^\alpha = i_{Cf}^\alpha + i_3^\alpha \tag{3.55}$$

$$i_{Lo}^\alpha = i_{Co}^\alpha + i_{Ro}^\alpha \tag{3.56}$$

Utilizando a LKV no circuito da Figura 3.5a encontra-se o sistema formado por (3.57), (3.58), (3.59) e (3.60), que definem o comportamento das tensões e correntes no Estado $E_a$.

$$\begin{cases} -V_H + NRi_1 + NV_{sat} + v_{Cf} + NRi_4 + v_{Ceq4} = 0 & (3.57) \\ -v_{Cf} + NRi_2 + NRi_3 + NV_{sat} + v_{Ceq3} = 0 & (3.58) \\ -v_{Ceq4} - v_{Ceq3} + v_{Lo} + v_{Co} = 0 & (3.59) \\ -v_{Co} + R_o i_{Ro} = 0 & (3.60) \end{cases}$$

Sabendo que as relações entre corrente e tensão de cada capacitor e do indutor de saída são dadas pelo conjunto de equações (3.61) e substituindo (3.53) em (3.57), (3.54) em (3.58) e (3.56) em (3.60), obtém-se as equações diferenciais (3.62), (3.63) e (3.64), respectivamente.

$$\begin{cases} i_C = C\dfrac{dv_c}{dt} \\ v_L = L\dfrac{di_L}{dt} \end{cases} \tag{3.61}$$

$$\frac{dv_{Ceq4}}{dt} = \frac{-v_{Cf} - v_{Ceq4} - NRi_{Lo} + V_H - NV_{sat}}{RC_{sm}} \tag{3.62}$$

$$\frac{dv_{Ceq3}}{dt} = \frac{v_{Cf} - v_{Ceq3} - NRi_{Lo} - NV_{sat}}{RC_{sm}} \tag{3.63}$$

$$\frac{dv_{Co}}{dt} = \frac{-v_{Co} + R_o i_{Lo}}{R_o C_o} \tag{3.64}$$

Substituindo (3.52) e (3.55) no resultado da subtração entre (3.57) e (3.58), encontra-se a equação diferencial (3.65).

$$\frac{dv_{Cf}}{dt} = \frac{-2v_{Cf} + v_{Ceq3} - v_{Ceq4} + V_H}{NRC_f} \tag{3.65}$$

A equação diferencial restante em relação ao Estado $E_a$ é dada por (3.66), obtida a partir da substituição de (3.62) e (3.63) em (3.59).

$$\frac{di_{Lo}}{dt} = \frac{v_{Ceq3} + v_{Ceq4} - v_{Co}}{L_o} \tag{3.66}$$

Através da organização das equações diferenciais (3.62), (3.63), (3.64), (3.65) e (3.66) obtém-se o espaço de estados (3.67), que representa o comportamento, no domínio do tempo, das correntes e tensões do conversor no Estado $E_a$, onde $k_1 = 1/(NRC_f)$, $k_2 = 1/(RC_{sm})$, $k_3 = 1/L_o$ e $k_4 = 1/(R_oC_o)$.

$$\begin{bmatrix} \dot{v_{Cf}} \\ \dot{v_{Ceq1}} \\ \dot{v_{Ceq2}} \\ \dot{v_{Ceq3}} \\ \dot{v_{Ceq4}} \\ \dot{i_{Lo}} \\ \dot{v_{Co}} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -2k_1 & 0 & 0 & k_1 & -k_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ k_2 & 0 & 0 & -k_2 & 0 & -NRk_2 & 0 \\ -k_2 & 0 & 0 & 0 & -k_2 & -NRk_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & k_3 & k_3 & 0 & -k_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_ok_4 & -k_4 \end{bmatrix}}_{\boldsymbol{A_{E_a}}} \begin{bmatrix} v_{Co} \\ v_{Ceq1} \\ v_{Ceq2} \\ v_{Ceq3} \\ v_{Ceq4} \\ i_{Lo} \\ v_{Co} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} k_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & -Nk_2 & 0 \\ k_2 & -Nk_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\boldsymbol{B_{E_a}}} \begin{bmatrix} V_H \\ V_{sat} \\ V_f \end{bmatrix} \tag{3.67}$$

O mesmo procedimento pode ser utilizado para obter os espaços de estados dos outros três estados topológicos do conversor. Os sistemas de equações e as equações diferenciais refe-

rentes a cada estado topológico são apresentados no Apêndice B. As matrizes que representam o comportamento das tensões e correntes do conversor no Estado $E_b$, Estado $E_c$ e Estado $E_d$ são definidas no Apêndice C.

Aplicando a definição de valor médio em (3.49), obtém-se o espaço de estados de valores médios definido em (3.68). Definindo $m \in \{1,2\}$ como o indicador do Modo Abaixador, tem-se que $\boldsymbol{A_{M,m}}$ e $\boldsymbol{B_{M,m}}$ são as matrizes resultantes do cálculo do valor médio, dentro de um período de comutação $T_s$, das matrizes $\boldsymbol{A_j}$ e $\boldsymbol{B_j}$, respectivamente, para cada Modo Abaixador. Além disso, $\boldsymbol{X}$ é o vetor de valores médios das variáveis de estados e $\dot{\boldsymbol{X}}$ o vetor de derivadas no tempo de $\boldsymbol{X}$.

$$\dot{\boldsymbol{X}} = \boldsymbol{A_{M,m}}\boldsymbol{X} + \boldsymbol{B_{M,m}}\boldsymbol{U} \tag{3.68}$$

As matrizes de valores médios para o Modo Abaixador 1 são definidas por (3.69) e (3.70), enquanto que as matrizes de valores médios para o Modo Abaixador 2 são definidas por (3.71) e (3.72). Todas as matrizes resultantes são apresentadas no Apêndice C.

$$\boldsymbol{A_{M,1}} = \boldsymbol{A_{E_b}}\frac{D_{mag}}{2} + \boldsymbol{A_{E_d}}\frac{(1-D_{mag})}{2} + \boldsymbol{A_{E_c}}\frac{D_{mag}}{2} + \boldsymbol{A_{E_d}}\frac{(1-D_{mag})}{2} \tag{3.69}$$

$$\boldsymbol{B_{M,1}} = \boldsymbol{B_{E_b}}\frac{D_{mag}}{2} + \boldsymbol{B_{E_d}}\frac{(1-D_{mag})}{2} + \boldsymbol{B_{E_c}}\frac{D_{mag}}{2} + \boldsymbol{B_{E_d}}\frac{(1-D_{mag})}{2} \tag{3.70}$$

$$\boldsymbol{A_{M,2}} = \boldsymbol{A_{E_a}}\frac{D_{mag}}{2} + \boldsymbol{A_{E_b}}\frac{(1-D_{mag})}{2} + \boldsymbol{A_{E_a}}\frac{D_{mag}}{2} + \boldsymbol{A_{E_c}}\frac{(1-D_{mag})}{2} \tag{3.71}$$

$$\boldsymbol{B_{M,2}} = \boldsymbol{B_{E_a}}\frac{D_{mag}}{2} + \boldsymbol{B_{E_b}}\frac{(1-D_{mag})}{2} + \boldsymbol{B_{E_a}}\frac{D_{mag}}{2} + \boldsymbol{B_{E_c}}\frac{(1-D_{mag})}{2} \tag{3.72}$$

Com o conversor operando em regime permanente, o valor médio das variáveis de estado ($\boldsymbol{X}$) é constante, portanto, é possível afirmar que $\dot{\boldsymbol{X}} = 0$. Sendo assim, o vetor $\boldsymbol{X}$ para o MA1 e o MA2 é obtido de acordo com (3.73).

$$\boldsymbol{X} = -\boldsymbol{A_{M,m}}^{-1}\boldsymbol{B_{M,m}}\boldsymbol{U} \tag{3.73}$$

Analisando as matrizes $\boldsymbol{A_{M,1}}$ e $\boldsymbol{A_{M,2}}$ obtidas, verifica-se que estas possuem determinante nulo, isto é, não são inversíveis, tornando impossível solucionar (3.73). No entanto, é possível torná-las inversíveis através de uma modificação em $\boldsymbol{A_{E_a}}$ e $\boldsymbol{A_{E_d}}$. Via simulação do conversor é possível notar que, durante os estados topológicos 1 e 4, tem-se $v_{Ceq1} = v_{Ceq2}$ e $v_{Ceq3} = v_{Ceq4}$, respectivamente. Além disso, $v_{Ceq1}$ e $v_{Ceq2}$ são constantes durante o Estado $E_a$, pois os $C_{eq1}$ e $C_{eq2}$ são mantidos desconectados do circuito. Da mesma forma, $v_{Ceq3}$ e $v_{Ceq4}$ são constantes durante o Estado $E_d$. Portanto, assumindo as equações diferenciais (3.74), (3.75), (3.76) e (3.77), é possível alterar a estrutura das matrizes $\boldsymbol{A_{E_a}}$ e $\boldsymbol{A_{E_d}}$ mantendo-se a validade da modelagem do comportamento estático e dinâmico do conversor nesses dois estados topológicos, onde $\boldsymbol{A_{E_a}^{mod}}$ e $\boldsymbol{A_{E_d}^{mod}}$ são as matrizes modificadas definidas em (3.78) e (3.79), respectivamente.

As matrizes de valores médios resultantes considerando $\boldsymbol{A_{E_a}^{mod}}$ e $\boldsymbol{A_{E_d}^{mod}}$ para o Modo Abaixador 1 e 2 ($\boldsymbol{A_{M,1}^{mod}}$ e $\boldsymbol{A_{M,2}^{mod}}$, respectivamente) são apresentadas no Apêndice C.

$$\begin{cases} \dot{v_{Ceq1}} = v_{Ceq1} - v_{Ceq2} = 0 & (3.74) \\ \dot{v_{Ceq2}} = v_{Ceq2} - v_{Ceq1} = 0 & (3.75) \\ \dot{v_{Ceq3}} = v_{Ceq3} - v_{Ceq4} = 0 & (3.76) \\ \dot{v_{Ceq4}} = v_{Ceq4} - v_{Ceq3} = 0 & (3.77) \end{cases}$$

Reescrevendo (3.73) e resolvendo as equações matriciais se define aos vetores de valores médios das variáveis de estados para o MA1 e o MA2. Porém, conforme definido na Seção 3.1, a razão cíclica referente aos braços superiores ($D$, onde $D \in [0,1]$) pode ser relacionada com $D_{mag}$ através de (3.80). Portanto, é possível deixar ambos os vetores em função de $D$, o que resulta em um único vetor de valores médios das variáveis de estado (3.81) para ambos os modos.

$$\boldsymbol{A_{E_a}^{mod}} = \begin{bmatrix} -2k_1 & 0 & 0 & k_1 & -k_1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ k_2 & 0 & 0 & -k_2 & 0 & -NRk_2 & 0 \\ -k_2 & 0 & 0 & 0 & -k_2 & -NRk_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & k_3 & k_3 & -2NRk_3 & -2k_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_o k_4 & -k_4 \end{bmatrix} \tag{3.78}$$

$$\boldsymbol{A_{E_d}^{mod}} = \begin{bmatrix} -2k_1 & -k_1 & k_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -k_2 & -k_2 & 0 & 0 & 0 & NRk_2 & 0 \\ k_2 & 0 & -k_2 & 0 & 0 & NRk_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -k_3 & -k_3 & 0 & 0 & -2NRk_3 & -2k_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_o k_4 & -k_4 \end{bmatrix} \tag{3.79}$$

$$D = \begin{cases} \dfrac{D_{mag}}{2}, \text{ se Modo Abaixador 1} \\ \dfrac{1+D_{mag}}{2}, \text{ se Modo Abaixador 2} \end{cases} \tag{3.80}$$

Nota-se que, com exceção de $V_{Cf}$, os valores médios de todos os outros estados são afetados pelas características de condução dos semicondutores ($R$, $V_{sat}$ e $V_f$). No entanto, considerando que $V_H/2 >> NV_f$ e $V_H/2 >> NV_{sat}$ são prováveis condições práticas e que os fatores multiplicativos destas tensões em (3.81) variam entre zero e um, é possível afirmar que

$R$ tende a ser a característica mais influente, dentre as três mencionadas, para a determinação de $\boldsymbol{X}$.

$$\boldsymbol{X} = \begin{bmatrix} V_{Cf} \\ V_{Ceq1} \\ V_{Ceq2} \\ V_{Ceq3} \\ V_{Ceq4} \\ I_{Lo} \\ V_{Co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_H}{2} \\ \frac{V_H}{2} + NRI_{Lo} + NV_f \\ \frac{V_H}{2} + NRI_{Lo} + NV_f \\ \frac{V_H}{2} - NRI_{Lo} - NV_s \\ \frac{V_H}{2} - NRI_{Lo} - NV_s \\ \frac{V_H D}{2NR+R_o} - \frac{2N\left[(1-D)V_f + DV_{sat}\right]}{2NR+R_o} \\ \frac{V_H D R_o}{2NR+R_o} - \frac{2N\left[(1-D)V_f + DV_{sat}\right]R_o}{2NR+R_o} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} \frac{V_H}{2} \\ \frac{V_H}{2} + NRI_{Lo} \\ \frac{V_H}{2} + NRI_{Lo} \\ \frac{V_H}{2} - NRI_{Lo} \\ \frac{V_H}{2} - NRI_{Lo} \\ \frac{V_H D}{2NR+R_o} \\ \frac{V_H D R_o}{2NR+R_o} \end{bmatrix} \tag{3.81}$$

Partindo deste ponto, é verificável que $(V_{Ceq1} = V_{Ceq2}) > (V_{Ceq3} = V_{Ceq4})$. Isso se deve ao fato de que as quedas de tensão, provocadas pela circulação de corrente pelos SMs cujos capacitores estão desconectados do circuito, tem um efeito aditivo nas tensões dos braços $B_1$ e $B_2$, enquanto que um efeito subtrativo é proporcionado às tensões dos braços $B_3$ e $B_4$.

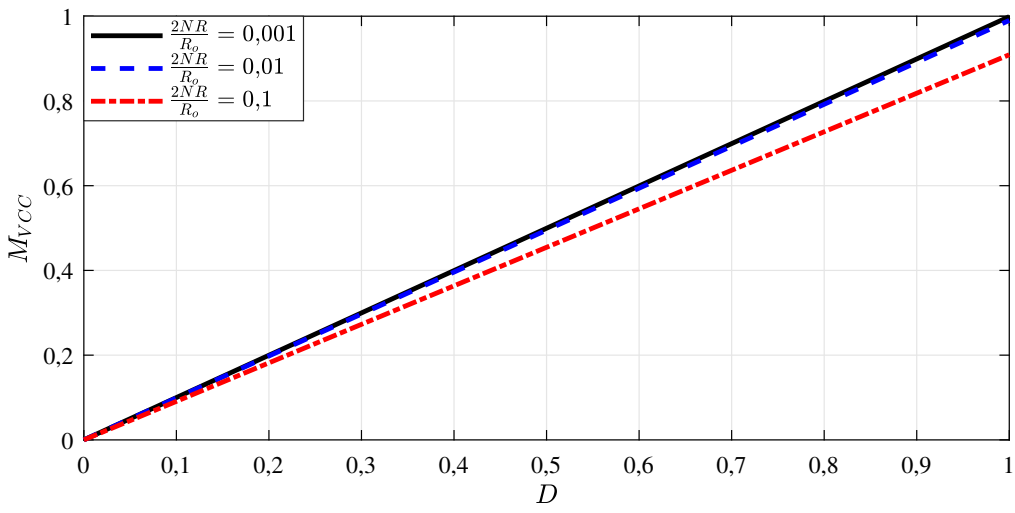
Sabendo que $V_{Co}$ equivale à tensão de saída do conversor, então o ganho estático de tensão do HCCh-CMM pode ser definido por (3.82), sendo que este opera no MA1 quando $0 \leq D \leq 0{,}5$ e no MA2 quando $0{,}5 \leq D \leq 1$. Os modos de operação se interceptam quando $D = 0{,}5$, de forma que ambos os modos modelam adequadamente o comportamento do conversor para este caso. A tensão de saída pode variar dentro do intervalo $[0, V_H)$, onde o limite máximo do mesmo é reduzido, majoritariamente, pela presença da resistência condução dos semicondutores no ganho estático, sendo que quanto mais significativa for essa resistência em relação à $R_o$, menor será a tensão de saída para uma mesma razão cíclica.

$$M_{VCC} = \frac{V_{Co}}{V_H} \approx \frac{D}{1 + \frac{2NR}{R_o}} \tag{3.82}$$

A Figura 3.12 mostra o gráfico que relaciona o ganho estático do conversor HCCh-CMM ($M_{VCC}$) com a razão cíclica $D$ para diferentes valores de $2NR/R_o$. Nota-se que o comportamento de $M_{VCC}$ é linear e sem descontinuidade na passagem entre os dois modos de operação, o que facilita a implementação do controle para regulação da tensão de saída. Além disso, verifica-se a redução da inclinação das retas à medida que a relação $2NR/R_o$ aumenta, indicando o aumento da queda de tensão de saída provocada pela resistência equivalente dos semicondutores.

A partir de (3.81) é possível obter o circuito equivalente de valores médios do conversor. Sabendo que $I_{Lo}$ está relacionado com $V_H$ através de (3.83) e reescrevendo $V_{Ceq3}$ (ou $V_{Ceq4}$, pois $V_{Ceq3} = V_{Ceq4}$), obtém-se (3.84). Deixando (3.84) apenas em função de $V_{Ceq3}$ e $I_{Lo}$ encontra-se

Figura 3.12 – Ganho estático de tensão ($M_{VCC}$) em função da razão cíclica $D$




Fonte: Elaborado pelo autor, 2019

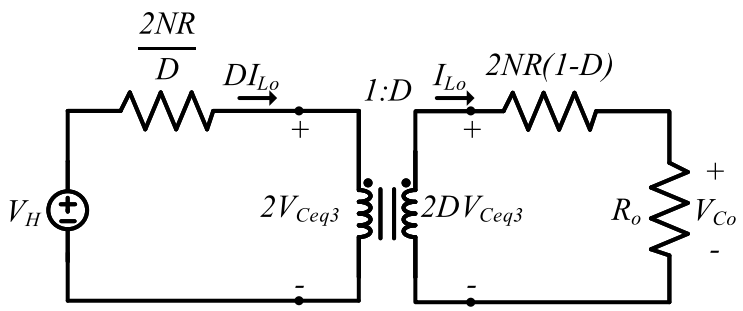
(3.85). Através da análise de (3.84) e (3.85) é possível montar o circuito equivalente de valores médios mostrado na Figura 3.13, onde $I_{Lo}$ equivale ao valor médio da corrente de saída do conversor.

$$V_H D = (2NR + R_o) I_{Lo} \tag{3.83}$$

$$V_H = 2V_{Ceq3} + \frac{2NR}{D} D I_{Lo} \tag{3.84}$$

$$2DV_{Ceq3} = [2NR(1-D) + R_o]\, I_{Lo} \tag{3.85}$$

Figura 3.13 – Circuito de valores médios




Fonte: Elaborado pelo autor, 2019

Através da manipulação do circuito da Figura 3.13 encontra-se mesmo circuito de valores médios equivalente apresentado na Figura 3.8, de onde é possível obter a resistência de saída do conversor (3.86). O circuito equivalente também pode ser obtido diretamente a partir de (3.83). Neste ponto, é interessante notar que $R_{eqo}^{min}$ remete ao valor obtido no ábaco da Figura 3.10 quando $h_{Cf} \rightarrow \infty$, indicando que a análise por valores médios tem boa precisão apenas

para os modos de Carga Parcial e Sem Carga e que, de fato, $2NR$ é o mínimo valor do qual a resistência equivalente de saída pode se aproximar.

$$R_{eqo}^{min} = 2NR \tag{3.86}$$

### 3.4.1 Cálculo de valores médios e eficazes de corrente

O vetor de valores médios (3.81) também pode ser utilizado para estimar os valores médio e eficaz de corrente de alguns componentes do conversor. É importante destacar que as equações obtidas através desse método são válidas apenas quando os picos de corrente, causados pela operação a capacitor chaveado, são baixos. Isso se deve ao fato de que apenas os valores médios das variáveis de estado são utilizados para cada estado topológico, ou seja, as ondulações são desconsideradas neste método de análise. Logo, os picos de corrente são inexistentes na mesma e a influência destes passa a ser desprezada no cálculo dos valores médios e eficazes.

Considerando inicialmente o MA1 e que a influência de $V_{sat}$ e $V_f$ é pouco significativa, o valor médio da corrente do capacitor flutuante $C_f$ durante os intervalos de duração de cada estado topológico é obtido através da substituição dos vetores (3.81) nas equações diferenciais de $v_{Cf}$ referentes a cada estado utilizado no Modo Abaixador 1 ((B.8), (B.17) e (B.26)), resultando em (3.87), (3.88), (3.89) e (3.90).

$$I_{Cf}^{\Delta t_1} = \frac{-2V_{Cf} + V_{Ceq2} + V_{Ceq4} + V_H}{2NR} = \frac{DV_H}{2NR + R_o} = I_{Lo} \tag{3.87}$$

$$I_{Cf}^{\Delta t_2} = \frac{-2V_{Cf} - V_{Ceq1} + V_{Ceq2} + V_H}{2NR} = 0 \tag{3.88}$$

$$I_{Cf}^{\Delta t_3} = \frac{-2V_{Cf} - V_{Ceq1} + V_{Ceq3} + V_H}{2NR} = -\frac{DV_H}{2NR + R_o} = -I_{Lo} \tag{3.89}$$

$$I_{Cf}^{\Delta t_4} = \frac{-2V_{Cf} - V_{Ceq1} + V_{Ceq2} + V_H}{2NR} = 0 \tag{3.90}$$

O mesmo procedimento pode ser feito para a obtenção dos valores médios das correntes referentes aos capacitores $C_{eqI}$, considerando as equações diferenciais de suas respectivas tensões. No entanto, verifica-se que esses valores são nulos, independentemente do braço e do estado topológico analisado. As correntes dos interruptores $S_{I,1}$ também são nulas, pois esses estão em série com os capacitores $C_{eqI}$ do mesmo braço. Este comportamento é, de fato, coerente, pois a entrega de energia a $R_o$ ocorre com as componentes contínuas das correntes dos braços circulando, sempre, na mesma direção (sentido de carga de $C_{eq1}$ e $C_{eq2}$ e sentido de descarga de $C_{eq3}$ e $C_{eq4}$). Portanto, especificamente nesta análise, a única possibilidade de que esses capacitores atinjam tensões com valores médios constantes em regime permanente se dá pela consideração de que não há corrente circulando pelos mesmos em nenhum momento. Este

resultado indica que toda a corrente de saída circula por $C_f$ quando este se comporta como uma fonte de tensão ideal, isto é, $C_f \rightarrow \infty$. Nessas condições, o conversor opera como um Buck Três Níveis.

Utilizando a LKC no circuito representativo de cada estado topológico encontra-se as equações que relacionam as correntes dos interruptores $S_{I,2}$ com as correntes dos capacitores e com $I_{Lo}$, cujo valor é definido em (3.81). A mesma análise pode ser realizada para a obtenção dos valores médios de corrente, por etapa de operação, dos capacitores e interruptores no MA2. Todas as equações de valor médio de corrente por estado topológico são apresentadas na Tabela 3.3, onde os sobrescritos $min$ e $max$ indicam os valores mínimo e máximo do intervalo.

A partir das informações da Tabela 3.3 é possível calcular, dentro de um período de comutação $T_s$, os valores médios e eficazes das correntes dos semicondutores $S_{I,J}$ e o valor eficaz da corrente do capacitor flutuante $C_f$ por meio de (3.91), (3.92) e (3.93), respectivamente, para ambos os modos de operação. Os resultados dessas expressões são apresentados na Tabela 3.4.

Tabela 3.3 – Valores médios das correntes dos capacitores e interruptores para cada estado topológico no MA1 e no MA2

| | **MA1 ($m$ = 1)** | | | | **MA2 ($m$ = 2)** | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | **Etapa 1** | **Etapa 2** | **Etapa 3** | **Etapa 4** | **Etapa 1** | **Etapa 2** | **Etapa 3** | **Etapa 4** |
| Estado | $E_b$ | $E_d$ | $E_c$ | $E_d$ | $E_a$ | $E_b$ | $E_a$ | $E_c$ |
| $\alpha$ | $\Delta t_1$ | $\Delta t_2$ | $\Delta t_3$ | $\Delta t_4$ | $\Delta t_1$ | $\Delta t_2$ | $\Delta t_3$ | $\Delta t_4$ |
| $I_{Cf}^{\alpha}$ | $I_{Lo}$ | 0 | $-I_{Lo}$ | 0 | 0 | $I_{Lo}$ | 0 | $-I_{Lo}$ |
| $I_{Ceq,I}^{\alpha}, I_{S,I,1}^{\alpha}$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| $I_{S,1,2}^{\alpha}$ | $I_{Lo}$ | 0 | 0 | 0 | $I_{Lo}$ | $I_{Lo}$ | $I_{Lo}$ | 0 |
| $I_{S,2,2}^{\alpha}$ | 0 | 0 | $I_{Lo}$ | 0 | $I_{Lo}$ | 0 | $I_{Lo}$ | $I_{Lo}$ |
| $I_{S,3,2}^{\alpha}$ | $-I_{Lo}$ | $-I_{Lo}$ | 0 | $-I_{Lo}$ | 0 | $-I_{Lo}$ | 0 | 0 |
| $I_{S,4,2}^{\alpha}$ | 0 | $-I_{Lo}$ | $-I_{Lo}$ | $-I_{Lo}$ | 0 | 0 | 0 | $-I_{Lo}$ |

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

$$I_{S,I,J} = \frac{1}{T_s}\left(\int_{\Delta t_1^{min}}^{\Delta t_1^{max}} I_{S,I,J}^{\Delta t_1} dt + \int_{\Delta t_2^{min}}^{\Delta t_2^{max}} I_{S,I,J}^{\Delta t_2} dt + \int_{\Delta t_3^{min}}^{\Delta t_3^{max}} I_{S,I,J}^{\Delta t_3} dt + \int_{\Delta t_4^{min}}^{\Delta t_4^{max}} I_{S,I,J}^{\Delta t_4} dt\right) \tag{3.91}$$

$$\begin{aligned} I_{S,I,J}^{ef} = \Bigg[\frac{1}{T_s}\Bigg(&\int_{\Delta t_1^{min}}^{\Delta t_1^{max}} {I_{S,I,J}^{\Delta t_1}}^2 dt + \int_{\Delta t_2^{min}}^{\Delta t_2^{max}} {I_{S,I,J}^{\Delta t_2}}^2 dt + \int_{\Delta t_3^{min}}^{\Delta t_3^{max}} {I_{S,I,J}^{\Delta t_3}}^2 dt + \ldots \\ &\ldots \int_{\Delta t_4^{min}}^{\Delta t_4^{max}} {I_{S,I,J}^{\Delta t_4}}^2 dt\Bigg)\Bigg]^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \tag{3.92}$$

$$I_{Cf}^{ef} = \left[ \frac{1}{T_s} \left( \int_{\Delta t_1^{min}}^{\Delta t_1^{max}} {I_{Cf}^{\Delta t_1}}^2 dt + \int_{\Delta t_2^{min}}^{\Delta t_2^{max}} {I_{Cf}^{\Delta t_2}}^2 dt + \int_{\Delta t_3^{min}}^{\Delta t_3^{max}} {I_{Cf}^{\Delta t_3}}^2 dt + \ldots \right.\right.$$
$$\left.\left. \ldots \int_{\Delta t_4^{min}}^{\Delta t_4^{max}} {I_{Cf}^{\Delta t_4}}^2 dt \right) \right]^{\frac{1}{2}} \tag{3.93}$$

Analisando a Tabela 3.4, verifica-se que os valores médios dentro de $T_s$ das correntes de todos os capacitores da topologia são nulos, o que é esperado, já que a análise é feita considerando o conversor operando em regime permanente. Nota-se também que $I_{S,3,2}$ e $I_{S,4,2}$ são negativos, indicando a circulação de corrente pelos diodos em antiparalelo desses interruptores. Além disso, as equações dos valores médios e eficazes das correntes de $S_{I,2}$ no MA1 são iguais às do MA2. No entanto, a equação do valor eficaz da corrente de $C_f$ muda de um modo de operação para o outro. Isso ocorre pois, em relação a $D$, a circulação de corrente pelo capacitor flutuante é diretamente proporcional no MA1 e inversamente proporcional no MA2, enquanto que a circulação de corrente pelos interruptores mantém a mesma relação de proporcionalidade referente a $D$ nos dois modos de operação.

Os valores médios e eficazes das correntes, obtidos através da análise por valores médios das variáveis de estado, são válidos quando o conversor opera com picos de corrente de baixa amplitude. Este ponto de operação é desejável, pois as perdas de comutação, a IEM e os valores eficazes das correntes tendem a ser reduzidos. No entanto, através deste método de análise não se pode identificar o valor de pico das correntes do conversor, além de não ser possível quantificar corretamente os valores eficazes das correntes dos interruptores $S_{I,1}$, já que, na prática, esses valores não são nulos devido à presença de ondulação na tensão dos capacitores. Portanto, uma análise estática complementar do conversor deve ser feita para que uma metodologia de projeto mais precisa da topologia possa ser desenvolvida.

## 3.5 ANÁLISE ESTÁTICA POR VALORES INSTANTÂNEOS

A análise estática por valores instantâneos do conversor é um complemento à análise por valores médios, sendo que a primeira aborda pontos que não podem ser explorados na última. Basicamente, o método por valores instantâneos consiste na resolução, para cada estado topológico de um determinado modo de operação, das equações diferenciais referentes aos capacitores dos SMs equivalentes.

O objetivo dessa análise é de encontrar uma forma de projeto dos capacitores de SM através da correlação entre a capacitância $C_{sm}$ e o valor de pico da corrente do capacitor flutuante ($i_{Cfp}$). Além disso, busca-se estimar as perdas nestes capacitores e nos interruptores superiores dos SMs a partir da definição das equações temporais das correntes que circulam pelos mesmos.

Tabela 3.4 – Valores médios e eficazes das correntes de $S_{I,J}$ e $C_f$

| | **Modo Abaixador 1 ($m$ = 1)** | **Modo Abaixador 2 ($m$ = 2)** |
|---|---|---|
| $I_{Cf}$ | 0 | 0 |
| $I_{Cf}^{ef}$ | $I_{Lo}\sqrt{2D}$ | $I_{Lo}\sqrt{2(1-D)}$ |
| $I_{CeqI}, I_{S,I,1}$ | 0 | 0 |
| $I_{CeqI}^{ef}, I_{S,I,1}^{ef}$ | 0 | 0 |
| $I_{S,1,2}, I_{S,2,2}$ | $I_{Lo}D$ | $I_{Lo}D$ |
| $I_{S,1,2}^{ef}, I_{S,2,2}^{ef}$ | $I_{Lo}\sqrt{D}$ | $I_{Lo}\sqrt{D}$ |
| $I_{S,3,2}, I_{S,4,2}$ | $I_{Lo}(D-1)$ | $I_{Lo}(D-1)$ |
| $I_{S,3,2}^{ef}, I_{S,4,2}^{ef}$ | $I_{Lo}\sqrt{1-D}$ | $I_{Lo}\sqrt{1-D}$ |

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Dada a grande quantidade de variáveis de estado e de parâmetros que compõem a topologia, algumas considerações são adotadas, visando facilitar e viabilizar uma abordagem analítica do problema em questão:

- o conversor opera no modo Carga Parcial ou Sem Carga; $V_f = V_{sat} = 0$;
- as resistências de condução dos semicondutores são iguais entre si e têm o valor $R$.

Inicialmente são feitas considerações em relação às correntes nos capacitores dos SMs durante etapas de transição e, em seguida, a análise por valores instantâneos é desenvolvida para ambos os modos de operação do conversor.

### 3.5.1 Transições entre etapas de operação

Conforme apresentado na Seção 3.1, as transições entre os estados de operação do conversor são feitas através da conexão subsequente dos SMs de um mesmo braço, dando origem aos degraus intermediários de tensão sobre o filtro LC de saída do conversor. Apesar da pequena duração dessas transições em relação ao período de chaveamento ($t_{tr} << T_s$), a ponto de poderem ser desconsideradas na análise por valores médios, as mesmas alteram a forma como os capacitores da estrutura se conectam entre si, sendo relevantes na análise por valores instantâneos.

Definidas as condições de análise, verifica-se que, independentemente do modo de operação, as transições são implementadas sempre através da alternância entre dois pares de braços: $\{B_1; B_4\}$ ou $\{B_2; B_3\}$. Através da análise de um dos pares é possível modelar o comportamento

dos dois capacitores que formam o par analisado. Como a alternância entre os pares ocorre simetricamente com uma defasagem de 180° entre si, o comportamento dos dois capacitores restantes é igual em módulo e defasado de 180° em relação ao capacitor do respectivo braço adjacente ($B_1$ defasado de $B_2$ e $B_3$ de $B_4$). Portanto, a análise de apenas um par é suficiente para determinar as equações dos quatro capacitores equivalentes.

Considerando inicialmente a transição entre os braços $\{B_1; B_4\}$ do MA1, verifica-se que o valor médio de $i_4$ dentro do período entre o início de $\Delta t_{41}$ e o final de $\Delta t_{12}$ ($-t_{tr} \leq t \leq DT_s$) é zero, pois esses são os intervalos em que os capacitores do braço 4 estão conectados ao circuito e o balanço nulo de corrente dos mesmos deve se completar dentro deste espaço de tempo. Assim sendo, o valores médios de $i_1$ e $i_{Lo}$ ao longo do período considerado devem ser iguais entre si (3.94).

$$I_{1<DT_s+t_{tr}>} = I_{Lo<DT_s+t_{tr}>} + \cancelto{0}{I_{4<DT_s+t_{tr}>}} = I_{Lo} \tag{3.94}$$

Desenvolvendo (3.94) obtém-se (3.95).

$$I_{1<DT_s+t_{tr}>} = \frac{1}{DT_s + t_{tr}} \left[ \int_0^{t_{tr}} \left( i_{Ceq1}^{\Delta t_{41}} + i_{Ceq1}^{\Delta t_{12}} \right) dt + \int_0^{DT_s - t_{tr}} i_1^{\Delta t_1} dt \right] = I_{Lo} \tag{3.95}$$

A partir da Tabela 3.4, pode-se afirmar que $I_1 \approx I_{S,1,2} \approx I_{Lo} D$ quando $h_{Cf} \geq 0{,}5$. Portanto, (3.95) pode ser manipulada de forma a resultar em (3.96) e, em seguida, (3.97). Esta última equação mostra que, com o conversor operando no modo de Carga Parcial ou Sem Carga, a soma dos valores médios das correntes de $C_{eq1}^{tr}$, dentro do tempo $t_{tr}$ de $\Delta t_{41}$ e $\Delta t_{12}$, é aproximadamente igual a $I_{Lo}$.

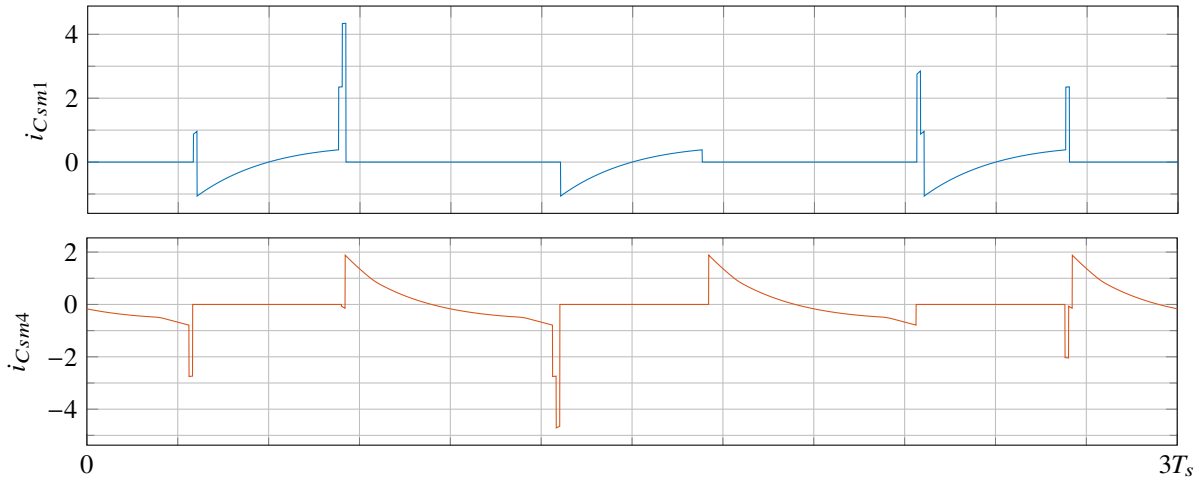
$$\int_0^{t_{tr}} \left( i_{Ceq1}^{\Delta t_{41}} + i_{Ceq1}^{\Delta t_{12}} \right) dt + \underbrace{\frac{T_s}{T_s} \int_0^{DT_s - t_{tr}} i_1^{\Delta t_1} dt}_{I_1 T_s} = (DT_s + t_{tr})\, I_{Lo} \tag{3.96}$$

$$\frac{1}{t_{tr}} \int_0^{t_{tr}} \left( i_{Ceq1}^{\Delta t_{41}} + i_{Ceq1}^{\Delta t_{12}} \right) dt = I_{Ceq1<t_{tr}>}^{\Delta t_{41}} + I_{Ceq1<t_{tr}>}^{\Delta t_{12}} \approx I_{Lo} \tag{3.97}$$

Durante as transições, as correntes dos braços transicionados adquirem um formato em degraus, como mostra a Figura 3.14, pois, à medida em que os respectivos capacitores de SM são sequencialmente conectados/desconectados no/do circuito, a impedância total de cada braço se altera gradualmente, tendendo a zero no braço cujos capacitores são desconectados e a infinito naquele onde há a conexão de capacitores. Este comportamento se reflete nas respectivas correntes de braço, que passam a ter as amplitudes alteradas em degraus ao longo da transição. Como a duração dos mesmos é curta ($t_{tr}/(N-1)$), opta-se por simplificar a análise a partir da definição de que a amplitude dessas correntes sobe/desce em rampa ao longo das transições entre estados.

Nota-se, também, que a equação (3.97) não traz informação sobre $I_{Ceq1<t_{tr}>}^{\Delta t_{41}}$ e $I_{Ceq1<t_{tr}>}^{\Delta t_{12}}$ individualmente, apenas em relação à soma das mesmas. Por estar desconectado do circuito,

Figura 3.14 – Correntes em um dos capacitores do braço 1 e em outro do braço 4 para $N = 3$ e $t_{tr} = 0{,}02T_s$




Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

não há circulação de corrente por $C_{eq1}$ no intervalo $\Delta t_1$, que se situa exatamente entre $\Delta t_{41}$ e $\Delta t_{12}$. Portanto, opta-se por tratar as duas transições através de um intervalo equivalente $\Delta t_{tre}$, que simula a variação de tensão sobre este capacitor desde o início de $\Delta t_{41}$ até o final de $\Delta t_{12}$. Desta forma, pode-se afirmar que $v_{Ceq1}^{\Delta t_{tre}}(t)$ sofre uma variação determinada pela circulação de uma corrente com valor médio $I_{Lo}$ por $C_{eq1}^{tr}$ ao longo de $t_{tr}$. Esta abordagem se estende para os outros capacitores equivalentes, de forma que $\Delta t_{tre}$ passa a referenciar o par de intervalos de transição vinculado ao braço analisado.

Feitas as devidas considerações, as correntes e tensões de $C_{eq1}^{tr}$ durante a transição $\Delta t_{tre}$ são escritas de acordo com (3.98) e (3.99), para o MA1. Defasando essas equações em $T_s/2$ obtém-se as respectivas expressões para $C_{eq2}^{tr}$. Nota-se, aqui, que a condição em (3.97) segue sendo respeitada, já que o cálculo do valor médio da rampa (3.98) resulta em $I_{Lo}$.

$$i_{Ceq1}^{\Delta t_{tre}}(t) = \frac{2I_{Lo}}{t_{tr}}t \tag{3.98}$$

$$v_{Ceq1}^{\Delta t_{tre}}(t) = \frac{I_{Lo}}{C_{eq1}^{tr}t_{tr}}t^2 + v_{Ceq1,0}^{\Delta t_{tre}} \tag{3.99}$$

As equações referentes às correntes de $C_{eq4}^{tr}$ são dadas por (3.100) e (3.101), onde $\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{41}}$ e $\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{12}}$ representam a variação de $i_{Lo}$ durante $\Delta t_{41}$ e $\Delta t_{12}$, respectivamente, enquanto que $i_{Lo,0}^{\Delta t_{41}}$ e $i_{Lo,0}^{\Delta t_{12}}$ indicam os valores iniciais de $i_{Lo}$ para os intervalos citados. Defasando essas equações em $T_s/2$ obtém-se as respectivas expressões para $C_{eq3}^{tr}$.

Para o braço 4, as transições são tratadas separadamente, sendo considerado que $i_{Ceq1}^{\Delta t_{tre}}$ se divide como uma rampa ascendente (0 a $I_{Lo}$) e uma descendente ($I_{Lo}$ a 0), respectivamente, ambas com valores médios iguais a $I_{Lo}/2$. Isso é feito com o intuito de melhorar a precisão

das equações de $C_{eq3}^{tr}$ e $C_{eq4}^{tr}$, pois, desta forma, as variações de $i_{Lo}$ durante as transições (dadas aqui como lineares) podem ser incluídas nos cálculos, levando a modelos matemáticos mais próximos da realidade.

$$i_{Ceq4}^{\Delta t_{41}}(t) = \frac{i_{Ceq1}^{\Delta t_{tre}}(t - T_s + t_{tr})}{2} - i_{Lo}^{\Delta t_{41}}(t) = \frac{I_{Lo} - \Delta i_{Lo}^{\Delta t_{41}}}{t_{tr}}\left[t - (T_s - t_{tr})\right] - i_{Lo,0}^{\Delta t_{41}} \tag{3.100}$$

$$i_{Ceq4}^{\Delta t_{12}}(t) = \frac{i_{Ceq1}^{\Delta t_{tre}}(t - DT_s + t_{tr})}{2} - i_{Lo}^{\Delta t_{12}}(t) = -\frac{\left(I_{Lo} + \Delta i_{Lo}^{\Delta t_{12}}\right)}{t_{tr}}\left[t - (DT_s - t_{tr})\right] + I_{Lo} - i_{Lo,0}^{\Delta t_{12}} \tag{3.101}$$

Posteriormente é mostrado que $\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{12}}$ e $\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{41}}$ são iguais em termos de amplitude e que os valores médios dos mesmos dentro de $t_{tr}$ são simétricos em relação a $I_{Lo}$. Portanto, a soma dos valores médios de (3.100) e (3.101) durante $t_{tr}$ resulta em $-I_{Lo}$, sendo possível expressar a tensão em $C_{eq4}^{tr}$ de forma equivalente para o par $\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{12}}$ e $\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{41}}$, conforme (3.102).

$$v_{Ceq4}^{\Delta t_{tre}}(t) = -\frac{I_{Lo}}{C_{eq4}^{tr} t_{tr}} t^2 + v_{Ceq4,0}^{\Delta t_{tre}} \tag{3.102}$$

O mesmo método pode ser aplicado para o MA2. Neste caso, as transições dos braços 1 e 4 ocorrem nos intervalos $\Delta t_{34}$ e $\Delta t_{41}$. Além disso, verifica-se que $C_{eq1}^{tr}$ é o capacitor cuja corrente tem o valor médio nulo dentro do período entre o início de $\Delta t_{34}$ e o final de $\Delta t_{41}$ ($DT_s - t_{tr} \leq t \leq T_s$), resultando em (3.103).

$$I_{4<(1-D)T_s+t_{tr}>} = \cancelto{0}{I_{1<(1-D)T_s+t_{tr}>}} - I_{Lo<(1-D)T_s+t_{tr}>} = -I_{Lo} \tag{3.103}$$

As correntes e tensões em $C_{eq1}^{tr}$ e $C_{eq4}^{tr}$ para o MA2 podem ser descritas pelas equações de (3.104) a (3.108), onde $i_{Lo}^{\Delta t_{34}}$ representa a variação $i_{Lo,0}^{\Delta t_{34}}$ o valor inicial de $i_{Lo}$ durante $\Delta t_{34}$, respectivamente. As expressões para $C_{eq2}^{tr}$ e $C_{eq3}^{tr}$ podem ser obtidas defasando em $T_s/2$ as equações de $C_{eq1}^{tr}$ e $C_{eq4}^{tr}$, nesta ordem.

$$i_{Ceq4}^{\Delta t_{tre}}(t) = -\frac{2I_{Lo}}{t_{tr}} t \tag{3.104}$$

$$v_{Ceq4}^{\Delta t_{tre}}(t) = -\frac{I_{Lo}}{C_{eq4}^{tr} t_{tr}} t^2 + v_{Ceq4,0}^{\Delta t_{tre}} \tag{3.105}$$

$$i_{Ceq1}^{\Delta t_{34}}(t) = \frac{i_{Ceq4}^{\Delta t_{tre}}(t - DT_s + t_{tr})}{2} + i_{Lo}^{\Delta t_{34}}(t) = \frac{-I_{Lo} + \Delta i_{Lo}^{\Delta t_{34}}}{t_{tr}}\left[t - (DT_s - t_{tr})\right] + i_{Lo,0}^{\Delta t_{34}} \tag{3.106}$$

$$i_{Ceq1}^{\Delta t_{41}}(t) = \frac{i_{Ceq4}^{\Delta t_{tre}}(t - T_s + t_{tr})}{2} + i_{Lo}^{\Delta t_{41}}(t) = \frac{I_{Lo} + \Delta i_{Lo}^{\Delta t_{41}}}{t_{tr}}\left[t - (T_s - t_{tr})\right] - I_{Lo} + i_{Lo,0}^{\Delta t_{41}} \tag{3.107}$$

$$v_{Ceq1}^{\Delta t_{tre}}(t) = \frac{I_{Lo}}{C_{eq1}^{tr} t_{tr}} t^2 + v_{Ceq1,0}^{\Delta t_{tre}} \tag{3.108}$$

Com as equações dos capacitores dos SMs definidas durante as transições entre estados, tanto para o MA1 quanto para o MA2, é dado prosseguimento à análise por valores instantâneos através do desenvolvimento das equações temporais complementares referentes a $C_f$, $C_{eqI}$ e $L_o$ para ambos os modos de operação.

Tendo definidas todas as tensões dos capacitores equivalentes durante as etapas de transição, parte-se então para a análise instantânea do conversor como um todo, tanto para o Modo Abaixador 1 quanto para o Modo Abaixador 2. Neste caso, as quatro etapas de operação restantes são incluídas na análise.

### 3.5.2 Modo abaixador 1

Tendo definido os estados e as etapas de operação para o MA1 na Seção 3.2 e os valores médios das variáveis de estado na Seção 3.4, respectivamente, o comportamento da corrente $i_{Lo}$ também pode ser caracterizado ao longo de $T_s$ a partir destas informações, pois é considerado que o conversor opere no modo de Carga Parcial ou Sem Carga, isto é, as ondulações de tensão dos capacitores não possuem influência significativa na determinação de $i_{Lo}$.

A partir da análise das malhas de cada estado do MA1, é possível identificar as tensões aplicadas sobre $L_o$ em todas as etapas de operação. Portanto, utilizando os valores médios de (3.81), as variações de $i_{Lo}$ podem ser definidas a partir de (3.109) e (3.110) para os intervalos $\Delta t_1$ e $\Delta t_2$, respectivamente. Após $T_s/2$, as tensões aplicadas sobre $L_o$ se repetem na mesma sequência descrita, porém iniciando em $\Delta t_3$ e finalizando em $\Delta t_4$. Aqui se verifica que as ondulações em $i_{Lo}$ possuem o dobro da frequência de chaveamento.

$$\Delta i_{Lo}^{\Delta t_1} = \Delta i_{Lo}^{\Delta t_3} = \frac{I_{Lo}\,(2NR+R_o)\,(1-2D)\,(DT_s-t_{tr})}{2DL_o} \tag{3.109}$$

$$\Delta i_{Lo}^{\Delta t_2} = \Delta i_{Lo}^{\Delta t_4} = -I_{Lo}\frac{(2NR+R_o)\,[(1-2D)T_s-2t_{tr}]}{2L_o} \tag{3.110}$$

Durante as transições, utiliza-se (3.97) e o valor médio de (3.98) dividido igualmente entre as duas transições, além das relações entre valores médios das variáveis envolvidas, para obter (3.111), que define a variação de $i_{Lo}$ para todos os estados de transição ($\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{tr}} = \Delta i_{Lo}^{\Delta t_{12}} = \Delta i_{Lo}^{\Delta t_{23}} = \Delta i_{Lo}^{\Delta t_{34}} = \Delta i_{Lo}^{\Delta t_{41}}$).

$$\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{tr}} = \frac{\left[\frac{V_H}{4} - 2NRI_{Lo} - V_o\right]t_{tr}}{L_o} = \frac{I_{Lo}\,(2NR+R_o)\,(1-4D)\,t_{tr}}{4DL_o} \tag{3.111}$$

É importante destacar que $\Delta t_1$ e $\Delta t_3$ são intervalos de carga de $L_o$, enquanto que $\Delta t_2$ e $\Delta t_4$ são de descarga do mesmo. Portanto, $\Delta i_{Lo}^{\Delta t_1} = \Delta i_{Lo}^{\Delta t_3} > 0$ e $\Delta i_{Lo}^{\Delta t_2} = \Delta i_{Lo}^{\Delta t_4} < 0$. Em relação

aos intervalos de transição, pode-se assumir, inicialmente, que $\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{tr}} > 0$. Portanto, a partir de (3.111) obtém-se (3.112).

$$\frac{V_H}{4} - 2NRI_{Lo} - V_o > 0 \tag{3.112}$$

Substituindo $I_{Lo}$ e $V_o$ pelas respectivas equações dependentes de $D$ presentes em (3.81), reescreve-se (3.112) como (3.113).

$$\frac{V_H}{4} - \frac{2NRV_HD}{2NR+R_o} - \frac{2NRR_oV_HD}{2NR+R_o} > 0 \tag{3.113}$$

Isolando $D$ em (3.113), verifica-se que $\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{tr}} > 0$ se $D < 1/4$. Consequentemente, $\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{tr}} < 0$ se $D > 1/4$. Portanto, durante as transições, $L_o$ pode ser carregado ou descarregado, dependendo do valor da razão cíclica utilizada. A taxa de variação da respectiva corrente é diferente das taxas durante os intervalos fora da transição, podendo ser quantificada a partir de (3.111). Além disso, $i_{Lo}$ atinge os valores máximo e mínimo no início de $\Delta t_2$ e $\Delta t_{41}$, respectivamente, se $D < 1/4$, enquanto que estes valores são alcançados no início de $\Delta t_{12}$ e $\Delta t_1$, respectivamente, se $D > 1/4$.

Assume-se que a máxima variação da corrente $i_{Lo}$ é um parâmetro de entrada para o projeto do conversor, dado por (3.114), onde $0 \leq p_{Lo} \leq 1$. Consequentemente, os valores máximo e mínimo de $i_{Lo}$ são obtidos através de (3.115) e (3.116).

$$\Delta i_{Lo} = p_{Lo}I_{Lo} = i_{Lo}^{max} - i_{Lo}^{min} \tag{3.114}$$

$$i_{Lo}^{max} = I_{Lo} + \frac{\Delta i_{Lo}}{2} = I_{Lo}\left(1 + \frac{p_{Lo}}{2}\right) \tag{3.115}$$

$$i_{Lo}^{min} = I_{Lo} - \frac{\Delta i_{Lo}}{2} = I_{Lo}\left(1 - \frac{p_{Lo}}{2}\right) \tag{3.116}$$

Para que seja possível definir todos os valores iniciais de $i_{Lo}$, também é necessário calcular $\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{tr}}$. Assim sendo, caso $D \leq 1/4$, então $\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{tr}} > 0$, e a máxima variação de $i_{Lo}$ ocorre nas etapas 2 e 4 ($\Delta i_{Lo} = |\Delta i_{Lo}^{\Delta t_2}| = |\Delta i_{Lo}^{\Delta t_4}|$). Logo, utilizando (3.114), $L_o$ pode ser definida por (3.117). Além disso, uma outra maneira de escrever $\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{tr}}$ é apresentada em (3.118). Combinando (3.109), (3.114), (3.117) e (3.118), obtém-se (3.119) e (3.120), que definem $\Delta i_{Lo}^{\Delta t_1}$ e $\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{tr}}$, respectivamente, com os fatores $p_{Lo}$ e $I_{Lo}$ em evidência.

$$L_o = \frac{(2NRI_{Lo}+V_o)\left[\frac{(1-2D)T_s}{2} - t_{tr}\right]}{|\Delta i_{Lo}^{\Delta t_2}|} = \frac{(2NR+R_o)\left[\frac{(1-2D)T_s}{2} - t_{tr}\right]}{p_{Lo}} \tag{3.117}$$

$$\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{tr}} = \frac{|\Delta i_{Lo}^{\Delta t_2}| - \Delta i_{Lo}^{\Delta t_1}}{2} = \frac{\Delta i_{Lo} - \Delta i_{Lo}^{\Delta t_1}}{2} \tag{3.118}$$

$$\Delta i_{Lo}^{\Delta t_1} = p_{Lo}I_{Lo}\left\{1 - \frac{(1-4D)\,t_{tr}}{D\left[(1-2D)\,T_s - 2t_{tr}\right]}\right\} \tag{3.119}$$

$$\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{tr}} = \frac{p_{Lo} I_{Lo} (1-4D) t_{tr}}{2D\left[(1-2D)T_s - 2t_{tr}\right]} \tag{3.120}$$

Por outro lado, se $D \geq 1/4$, então $\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{tr}} < 0$, e a máxima variação ocorre nas etapas 1 e 3 ($\Delta i_{Lo} = \Delta i_{Lo}^{\Delta t_1} = \Delta i_{Lo}^{\Delta t_3}$), sendo $L_o$ definida por (3.121) e $\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{tr}}$ por (3.122). Analogamente ao caso em que $D \leq 1/4$, a combinação de (3.110), (3.114), (3.121) e (3.122) leva a (3.123) e (3.124), que definem $|\Delta i_{Lo}^{\Delta t_2}|$ e $\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{tr}}$, respectivamente, com os fatores $p_{Lo}$ e $I_{Lo}$ em evidência.

$$L_o = \frac{\left(\frac{V_H}{2} - 2NRI_{Lo} - V_o\right)(DT_s - t_{tr})}{i_{Lo}^{\Delta t_1}} = \frac{(2NR + R_o)(1-2D)(DT_s - t_{tr})}{2Dp_{Lo}} \tag{3.121}$$

$$\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{tr}} = -\left(\frac{\Delta i_{Lo}^{\Delta t_1} - |\Delta i_{Lo}^{\Delta t_2}|}{2}\right) = -\left(\frac{\Delta i_{Lo} - |\Delta i_{Lo}^{\Delta t_2}|}{2}\right) \tag{3.122}$$

$$|\Delta i_{Lo}^{\Delta t_2}| = p_{Lo} I_{Lo} \left\{1 + \frac{(1-4D)\, t_{tr}}{(1-2D)(DT_s - t_{tr})}\right\} \tag{3.123}$$

$$\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{tr}} = \frac{p_{Lo} I_{Lo} (1-4D) t_{tr}}{2(1-2D)(DT_s - t_{tr})} \tag{3.124}$$

Feitas essas considerações, as equações que regem o comportamento geral de $i_{Lo}$ são apresentadas no APÊNDICE D.

Com $i_{Lo}$ devidamente definida, busca-se agora modelar o comportamento temporal de $v_{Cf}(t)$. Como é assumido que $V_{sat} = V_f = 0$, as equações (3.14), (3.15), (3.16) e (3.17), definidas na Seção 3.3, podem ser reutilizadas, sendo reescritas em (3.125), (3.126), (3.127) e (3.128), respectivamente. Além disso, uma maior precisão na modelagem de $v_{Cf}$ é atingida se as equações (3.39) e (3.43) forem utilizadas para definir as tensões $V_{CeqI}$.

$$v_{Cf}^{\Delta t_1}(t) = \left(\frac{V_{Ceq2} - V_{Ceq4} + V_H}{2}\right)\left(1 - e^{-k_{Cf} t}\right) + v_{Cf,0}^{\Delta t_1} e^{-k_{Cf} t} \tag{3.125}$$

$$v_{Cf}^{\Delta t_2}(t) = \frac{V_H}{2}\left[1 - e^{-k_{Cf}(t - DT_s)}\right] + v_{Cf,0}^{\Delta t_2} e^{-k_{Cf}(t - DT_s)} \tag{3.126}$$

$$v_{Cf}^{\Delta t_3}(t) = \left(\frac{V_{Ceq3} - V_{Ceq1} + V_H}{2}\right)\left[1 - e^{-k_{Cf}\left(t - \frac{T_s}{2}\right)}\right] + v_{Cf,0}^{\Delta t_3} e^{-k_{Cf}\left(t - \frac{T_s}{2}\right)} \tag{3.127}$$

$$v_{Cf}^{\Delta t_4}(t) = \frac{V_H}{2}\left\{1 - e^{-k_{Cf}\left[t - \frac{(1+2D)T_s}{2}\right]}\right\} + v_{Cf,0}^{\Delta t_4} e^{-k_{Cf}\left[t - \frac{(1+2D)T_s}{2}\right]} \tag{3.128}$$

Em relação às etapas de transição, $v_{Cf}$ pode ser obtida a partir da aplicação da LKT nos estados utilizados no MA1 durante os intervalos $\Delta t_{12}$ (ou $\Delta t_{41}$) e $\Delta t_{23}$ (ou $\Delta t_{34}$), apresentados na Seção 3.2. No primeiro intervalo, os braços $B_1$ e $B_4$ estão sofrendo a transição, sendo possível assumir que $V_{Ceq1} = V_{Ceq2}/2$ e $V_{Ceq4} = V_{Ceq3}/2$. De forma similar, os braços $B_2$ e $B_3$

passam pela transição no segundo intervalo, de forma que $V_{Ceq2} = V_{Ceq1}/2$ e $V_{Ceq3} = V_{Ceq1}/2$. Aplicando essas considerações, obtém-se as equações diferenciais (3.129) e (3.130).

$$\frac{dv_{Cf}^{\Delta t_{12}}(t)}{dt} = \frac{dv_{Cf}^{\Delta t_{41}}\left(t+\frac{T_s}{4}\right)}{dt} = \frac{\frac{V_H}{2}+\frac{V_{Ceq2}}{4}-\frac{V_{Ceq3}}{4}}{NRC_f} \tag{3.129}$$

$$\frac{dv_{Cf}^{\Delta t_{23}}(t)}{dt} = \frac{dv_{Cf}^{\Delta t_{34}}\left(t+\frac{T_s}{4}\right)}{dt} = \frac{\frac{V_H}{2}+\frac{V_{Ceq4}}{4}-\frac{V_{Ceq1}}{4}}{NRC_f} \tag{3.130}$$

As soluções de (3.129) e (3.130) são as equações exponenciais dadas em (3.131) e (3.132), respectivamente, onde $k_{Cf} = 1/(NRC_f)$ e $v_{Cf,0}^{\alpha}$ indica o valor inicial da tensão no referido intervalo de transição (por exemplo, $v_{Cf,0}^{\Delta t_{12}}$ é o valor inicial de $v_{Cf}$ em $\Delta t_{12}$). No entanto, considerando a operação do conversor no modo de Carga Parcial ou Sem Carga, é possível assumir que a variação de $v_{Cf}$ durante $t_{tr}$ é lenta o suficiente a ponto de poder ser modelada por uma equação linear de primeira ordem durante as transições, sem que haja perda significativa de precisão. Logo, representando os fatores exponenciais de (3.129) e (3.130) pela série polinomial de primeira ordem equivalente, encontra-se (3.133) e (3.134), respectivamente.

$$\begin{aligned} v_{Cf}^{\Delta t_{12}}(t) =& v_{Cf}^{\Delta t_{41}}\left(t+\frac{T_s}{4}\right) = \left(\frac{V_H}{2}+\frac{V_{Ceq2}}{4}-\frac{V_{Ceq3}}{4}\right)\left[1-e^{-k_{Cf}(t-DT_s+t_{tr})}\right]+\ldots \\ &\ldots v_{Cf,0}^{\Delta t_{12}} e^{-k_{Cf}(t-DT_s+t_{tr})} \end{aligned} \tag{3.131}$$

$$\begin{aligned} v_{Cf}^{\Delta t_{23}}(t) =& v_{Cf}^{\Delta t_{41}}\left(t+\frac{T_s}{4}\right) = \left(\frac{V_H}{2}+\frac{V_{Ceq4}}{4}-\frac{V_{Ceq1}}{4}\right)\left[1-e^{-k_{Cf}\left(t-\frac{T_s}{2}+t_{tr}\right)}\right]+\ldots \\ &\ldots v_{Cf,0}^{\Delta t_{12}} e^{-k_{Cf}\left(t-\frac{T_s}{2}+t_{tr}\right)} \end{aligned} \tag{3.132}$$

$$\begin{aligned} v_{Cf}^{\Delta t_{12}}(t) =& v_{Cf}^{\Delta t_{41}}\left(t-\frac{T_s}{4}\right) = \left(\frac{2V_H+V_{Ceq2}-V_{Ceq3}}{4}+\right)k_{Cf}\left(t-DT_s+t_{tr}\right)+\ldots \\ &\ldots\left[1-k_{Cf}\left(t-DT_s+t_{tr}\right)\right]v_{Cf,0}^{\Delta t_{12}} \end{aligned} \tag{3.133}$$

$$\begin{aligned} v_{Cf}^{\Delta t_{23}}(t) =& v_{Cf}^{\Delta t_{34}}\left(t+\frac{T_s}{4}\right) = \frac{\left(2V_H-V_{Ceq1}+V_{Ceq4}\right)}{4}k_{Cf}\left(t-\frac{T_s}{2}+t_{tr}\right)+\ldots \\ &\ldots\left[1-k_{Cf}\left(t-\frac{T_s}{2}+t_{tr}\right)\right]v_{Cf,0}^{\Delta t_{23}} \end{aligned} \tag{3.134}$$

Definido o comportamento de $v_{Cf}$ ao longo de $T_s$, intervalo no qual $V_{Ceq1} = V_{Ceq2}$ e $V_{Ceq3} = V_{Ceq4}$, e sabendo que o valor inicial da equação de uma determinada etapa é igual ao valor final da equação da etapa anterior, conforme apresentado no APÊNDICE D, pode-se utilizar esta recursividade para encontrar os valores iniciais de cada intervalo, resultando nas equações de (3.135) a (3.142), onde a diferença entre $V_{Ceq1}$ e $V_{Ceq3}$, definidos respectivamente em (3.44) e (3.43), é dada por (3.143).

$$v_{Cf,0}^{\Delta t_2} = \frac{V_H}{2} + \left(V_{Ceq1} - V_{Ceq3}\right) \underbrace{\frac{\left(2 - \frac{f_s t_{tr}}{h_{Cf}}\right)\left[1 - \left(1 - \frac{f_s t_{tr}}{h_{Cf}}\right) e^{-\frac{(D - f_s t_{tr})}{h_{Cf}}}\right]}{4\left[1 + \left(1 - \frac{f_s t_{tr}}{h_{Cf}}\right)^2 e^{-\frac{(1 - 4 f_s t_{tr})}{2 h_{Cf}}}\right]}}_{F_2} \tag{3.135}$$

$$v_{Cf,0}^{\Delta t_{23}} = \frac{V_H}{2} + \left(V_{Ceq1} - V_{Ceq3}\right) \underbrace{F_2 e^{-\frac{(1 - 2D - 2 f_s t_{tr})}{2 h_{Cf}}}}_{F_{23}} \tag{3.136}$$

$$v_{Cf,0}^{\Delta t_3} = \frac{V_H}{2} + \left(V_{Ceq1} - V_{Ceq3}\right) \underbrace{\left[\left(1 - \frac{f_s t_{tr}}{h_{Cf}}\right) F_{23} - \frac{f_s t_{tr}}{4 h_{Cf}}\right]}_{F_3} \tag{3.137}$$

$$v_{Cf,0}^{\Delta t_{34}} = \frac{V_H}{2} + \left(V_{Ceq1} - V_{Ceq3}\right) \underbrace{\left\{F_3 e^{-\frac{(D - f_s t_{tr})}{h_{Cf}}} - \frac{\left[1 - e^{-\frac{(D - f_s t_{tr})}{h_{Cf}}}\right]}{2}\right\}}_{F_{34}} \tag{3.138}$$

$$v_{Cf,0}^{\Delta t_4} = \frac{V_H}{2} + \left(V_{Ceq1} - V_{Ceq3}\right) \underbrace{\left[\left(1 - \frac{f_s t_{tr}}{h_{Cf}}\right) F_{34} - \frac{f_s t_{tr}}{4 h_{Cf}}\right]}_{F_4} \tag{3.139}$$

$$v_{Cf,0}^{\Delta t_{41}} = \frac{V_H}{2} + \left(V_{Ceq1} - V_{Ceq3}\right) \underbrace{F_4 e^{-\frac{(1 - 2D - 2 f_s t_{tr})}{2 h_{Cf}}}}_{F_{41}} \tag{3.140}$$

$$v_{Cf,0}^{\Delta t_1} = \frac{V_H}{2} + \left(V_{Ceq1} - V_{Ceq3}\right) \underbrace{\left[\left(1 - \frac{f_s t_{tr}}{h_{Cf}}\right) F_{41} + \frac{f_s t_{tr}}{4 h_{Cf}}\right]}_{F_1} \tag{3.141}$$

$$v_{Cf,0}^{\Delta t_{12}} = \frac{V_H}{2} + \left(V_{Ceq1} - V_{Ceq3}\right) \underbrace{\left[F_1 e^{-\frac{(D - f_s t_{tr})}{h_{Cf}}} + \frac{1 - e^{-\frac{(D - f_s t_{tr})}{h_{Cf}}}}{2}\right]}_{F_{12}} \tag{3.142}$$

$$V_{Ceq1} - V_{Ceq3} = \frac{4 N R I_{Lo} D(1 - D) k_{r2}}{h_{Cf} k_{r1} + D(1 - 2D) k_{r2}} \tag{3.143}$$

Assumindo a operação em Carga Parcial ou Sem Carga, a corrente de $C_f$ é composta, majoritariamente, pela corrente $i_{Lo}$, sendo menos influenciada pelas componentes exponenciais geradas pela conexão em paralelo com os capacitores dos SMs. Considerando a baixa ondulação de $i_{Lo}$, é possível afirmar que a variação de $v_{Cf}$ é gerada, predominantemente, por $I_{Lo}$ quando a topologia opera nos estados 2 e 3. Nos estados 1 e 4, $v_{Cf}$ tende a sofrer pouca e lenta variação, devido às baixas amplitudes e às relativamente elevadas constantes de tempo das cor-

rentes exponenciais trocadas entre os capacitores. Portanto, a substituição das equações de $v_{Cf}$ por polinômios de primeiro grau equivalentes acarreta em maior simplificação da análise sem aumento significativo de diferenças numéricas em relação aos modelos exponenciais de $v_{Cf}$.

Para definir as equações de reta de $v_{Cf}$, utiliza-se os pontos inicial e final das equações exponenciais de cada intervalo e a duração temporal do mesmo. Um exemplo relativo ao intervalo $\Delta t_1$ é dado em (3.144), onde $\Delta v_{Cf}^{\Delta t_1} = v_{Cf}^{\Delta t_1}(DT_s - t_{tr}) - v_{Cf,0}^{\Delta t_1}$.

$$v_{Cf}^{\Delta t_1}(t) = \frac{\Delta v_{Cf}^{\Delta t_1}}{DT_s - t_{tr}} t + v_{Cf,0}^{\Delta t_1} \tag{3.144}$$

Feitas essas considerações, o comportamento geral de $v_{Cf}$ é equacionado no APÊNDICE D, sendo $v_{Cf}^{\Delta t_{12}}$ e $v_{Cf}^{\Delta t_{23}}$ definidos por (3.133) e (3.134), respectivamente.

O próximo passo da análise é o estudo dos capacitores de SM. Conforme a Tabela 3.1, o Modo Abaixador 1 consiste em quatro etapas de operação (além das etapas de transição), definidas pela seguinte sequência de estados topológicos: estado $E_b$, estado $E_d$, estado $E_c$ e estado $E_d$. Escolhendo o capacitor equivalente do braço 2 ($C_{eq2}$) para análise, tem-se o conjunto de equações diferenciais (3.145) que definem o comportamento de $v_{Ceq2}$ para cada etapa de operação, onde esta é indicada por $\alpha$.

$$\frac{dv_{Ceq2}^{\alpha}(t)}{dt} = \begin{cases} \dfrac{v_{Cf}^{\alpha}(t) - v_{Ceq2}^{\alpha}(t) + NRi_{Lo}^{\alpha}(t)}{2RC_{sm}}, & \text{se } \alpha \in \{\Delta t_1, \Delta t_{12}, \Delta t_2, \Delta t_4, \Delta t_{41}\} \\ \dfrac{2I_{Lo}}{C_{eq2}^{tr} t_{tr}} t, & \text{se } \alpha = \Delta t_{tre} \equiv (\Delta t_{23} + \Delta t_{34}) \\ 0, & \text{se } \alpha = \Delta t_3 \end{cases} \tag{3.145}$$

Durante a operação do conversor no estado $E_b$, que ocorre intervalo $\Delta t_1$ ( $0 \leq t \leq DT_s - t_{tr}$), substitui-se (D.1) e (D.10) em (3.145), resultando em (3.146).

$$\frac{dv_{Ceq2}^{\Delta t_1}(t)}{dt} = \frac{\left(\frac{\Delta v_{Cf}^{\Delta t_1}}{DT_s - t_{tr}} t + v_{Cf,0}^{\Delta t_1}\right) - v_{Ceq2}^{\Delta t_1}(t) + NR\left(\frac{\Delta i_{Lo}^{\Delta t_1}}{DT_s - t_{tr}} t + i_{Lo,0}^{\Delta t_1}\right)}{2RC_{sm}} \tag{3.146}$$

Aplicando a transformada de Laplace em (3.146) e rearranjando os termos obtém-se (3.147), onde $k_{Csm} = 1/(2RC_{sm})$ e $v_{Ceq2,0}^{\Delta t_1}$ representa o valor inicial da tensão $v_{Ceq2}^{\Delta t_1}$.

$$v_{Ceq2}^{\Delta t_1}(s) = \frac{v_{Ceq2,0}^{\Delta t_1} s^2 + k_{Csm}\left(v_{Cf,0}^{\Delta t_1} + NRi_{Lo,0}^{\Delta t_1}\right) s + k_{Csm} \frac{\left(\Delta v_{Cf}^{\Delta t_1} + NR\Delta i_{Lo}^{\Delta t_1}\right)}{DT_s - t_{tr}}}{s^2(s + k_{Csm})} \tag{3.147}$$

Aplicando o método de frações parciais e, em seguida, a transformada inversa de Laplace em (3.147) encontra-se a expressão que modela o comportamento da tensão $v_{Ceq2}$ no domínio do tempo durante a etapa 1 do Modo Abaixador 1 (3.148).

$$v_{Ceq2}^{\Delta t_1}(t) = (c_1 - c_2)(1 - e^{-k_{Csm}t}) + c_2 k_{Csm} t + v_{Ceq2,0}^{\Delta t_1} e^{-k_{Csm}t} \tag{3.148}$$

O mesmo procedimento é realizado para as outras três etapas de operação, resultando em (3.149) e (3.150) para a etapa 2, (3.151) e (3.152) para a etapa 3 e (3.153) e (3.154) para a etapa 4, onde as constantes de $c_1$ a $c_6$ são apresentadas na Tabela 3.5.

$$\frac{dv_{Ceq2}^{\Delta t_2}(t)}{dt} = \frac{v_{Cf,0}^{\Delta t_2} - v_{Ceq2}^{\Delta t_2}(t) + NR\left[-\frac{2|\Delta i_{Lo}^{\Delta t_2}|}{(1-2D)T_s}(t - DT_s) + i_{Lo,0}^{\Delta t_2}\right]}{2RC_{sm}} \tag{3.149}$$

$$v_{Ceq2}^{\Delta t_2}(t) = (c_3 + c_4)\left[1 - e^{-k_{Csm}(t-DT_s)}\right] - c_4 k_{Csm}(t - DT_s) + v_{Ceq2,0}^{\Delta t_2} e^{-k_{Csm}(t-DT_s)} \tag{3.150}$$

$$\frac{dv_{Ceq2}^{\Delta t_3}(t)}{dt} = 0 \tag{3.151}$$

$$v_{Ceq2}^{\Delta t_3}(t) = v_{Ceq2,0}^{\Delta t_3} \tag{3.152}$$

$$\frac{dv_{Ceq2}^{\Delta t_4}(t)}{dt} = \frac{v_{Cf,0}^{\Delta t_4} - v_{Ceq2}^{\Delta t_4}(t) + NR\left\{\frac{-2|\Delta i_{Lo}^{\Delta t_4}|}{(1-2D)T_s}\left[t - \frac{(1+2D)T_s}{2}\right] + i_{Lo,0}^{\Delta t_4}\right\}}{2RC_{sm}} \tag{3.153}$$

$$\begin{aligned} v_{Ceq2}^{\Delta t_4}(t) =& (c_5 + c_6)\left\{1 - e^{-k_{Csm}\left[t - \frac{(1+2D)T_s}{2}\right]}\right\} - c_6 k_{Csm}\left[t - \frac{(1+2D)T_s}{2}\right] + \ldots \\ & \ldots v_{Ceq2,0}^{\Delta t_4} e^{-k_{Csm}\left[t - \frac{(1+2D)T_s}{2}\right]} \end{aligned} \tag{3.154}$$

Tabela 3.5 – Constantes utilizadas nas equações de tensão e corrente de $C_{eq}$ para o MA1

| $c_1$ | $c_2$ | $c_3$ | $c_4$ |
|---|---|---|---|
| $v_{Cf,0}^{\Delta t_1} + NRi_{Lo,0}^{\Delta t_1}$ | $\frac{\Delta v_{Cf}^{\Delta t_1} + NR\Delta i_{Lo}^{\Delta t_1}}{k_{Csm}(DT_s - t_{tr})}$ | $v_{Cf,0}^{\Delta t_2} + NRi_{Lo,0}^{\Delta t_2}$ | $\frac{2\left(\lvert\Delta v_{Cf}^{\Delta t_2}\rvert + NR\lvert\Delta i_{Lo}^{\Delta t_2}\rvert\right)}{k_{Csm}[(1-2D)T_s - 2t_{tr}]}$ |
| $c_5$ | $c_6$ | $c_7$ | $c_8$ |
| $v_{Cf,0}^{\Delta t_3} - NRi_{Lo,0}^{\Delta t_3}$ | $\frac{\Delta v_{Cf}^{\Delta t_3} + NR\lvert\Delta i_{Lo}^{\Delta t_3}\rvert}{k_{Csm}(DT_s - t_{tr})}$ | $v_{Cf,0}^{\Delta t_4} + NRi_{Lo,0}^{\Delta t_4}$ | $\frac{2\left(-\Delta v_{Cf}^{\Delta t_4} + NR\lvert\Delta i_{Lo}^{\Delta t_4}\rvert\right)}{k_{Csm}[(1-2D)T_s - 2t_{tr}]}$ |

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

Durante as transições $\Delta t_{12}$ e $\Delta t_{41}$, não há comutação do braço 2, cujos capacitores de SM são mantidos conectados ao circuito. Considerando que, dentro do intervalo em questão, as variações $|\Delta v_{Cf}^{\Delta t_{12}}|$ e $|\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{12}}|$ são consideravelmente menores do que os respectivos valores

iniciais $v_{Cf,0}^{\Delta t_{12}}$ e $i_{Lo,0}^{\Delta t_{12}}$, é possível definir a equação diferencial em questão conforme (3.155), cuja solução é dada em (3.156). Aplicando o mesmo raciocínio ao intervalo $\Delta t_{41}$, obtém-se (3.157).

$$\frac{dv_{Ceq2}^{\Delta t_{12}}(t)}{dt} = \frac{v_{Cf,0}^{\Delta t_{12}} - v_{Ceq2}^{\Delta t_{12}} + NRi_{Lo,0}^{\Delta t_{12}}}{2RC_{sm}} \tag{3.155}$$

$$v_{Ceq2}^{\Delta t_{12}}(t) = \left(v_{Cf,0}^{\Delta t_{12}} + NRi_{Lo,0}^{\Delta t_{12}}\right)\left[1 - e^{-k_{Csm}(t-DT_s+t_{tr})}\right] + v_{Ceq2,0}^{\Delta t_{12}} e^{-k_{Csm}(t-DT_s+t_{tr})} \tag{3.156}$$

$$v_{Ceq2}^{\Delta t_{41}}(t) = \left(v_{Cf,0}^{\Delta t_{41}} + NRi_{Lo,0}^{\Delta t_{41}}\right)\left[1 - e^{-k_{Csm}(t-T_s+t_{tr})}\right] + v_{Ceq2,0}^{\Delta t_{41}} e^{-k_{Csm}(t-T_s+t_{tr})} \tag{3.157}$$

Em relação ao intervalo de transição $\Delta t_{tre}$ ($\Delta t_{23}$ e $\Delta t_{34}$), a definição de $v_{Ceq2}^{\Delta t_{tre}}$ é dada em (3.158).

$$v_{Ceq2}^{\Delta t_{tre}} = \frac{I_{Lo}}{C_{eq2}^{tr} t_{tr}} t^2 + v_{Ceq2,0}^{\Delta t_{tre}} \tag{3.158}$$

As condições iniciais da tensão $v_{Ceq2}$ em cada etapa de operação são definidas de forma que a condição inicial de uma etapa é igual ao valor final da etapa anterior, conforme APÊNDICE D. Desenvolvendo as equações de $v_{Ceq2}^{\alpha}$ e substituindo uma na outra retroativamente, é possível definir $v_{Ceq2,0}^{\Delta t_{23}}$ de maneira independente das condições iniciais (3.159). A partir do momento em que $v_{Ceq2,0}^{\Delta t_{tre}}$ pode ser calculado, as condições iniciais das outras etapas de operação e transição podem ser definidas de maneira sequencial. Partindo de (D.17) obtém-se os valores iniciais de (3.160) a (3.164).

$$\begin{aligned}
v_{Ceq2,0}^{\Delta t_{tre}} = & \left\{(c_3+c_4)\left\{1 - e^{-k_{Csm}\left[\frac{(1-2D)T_s}{2} - t_{tr}\right]}\right\} - c_4 k_{Csm}\left[\frac{(1-2D)T_s}{2} - t_{tr}\right] + \ldots\right. \\
& \ldots e^{-k_{Csm}\left[\frac{(1-2D)T_s}{2} - t_{tr}\right]}\left\{\left(v_{Cf,0}^{\Delta t_{12}} + NRi_{Lo,0}^{\Delta t_{12}}\right)\left(1 - e^{-k_{Csm}t_{tr}}\right) + \ldots\right. \\
& \ldots e^{-k_{Csm}t_{tr}}\left\{(c_1-c_2)\left[1 - e^{-k_{Csm}(DT_s-t_{tr})}\right] + c_2 k_{Csm}(DT_s - t_{tr}) + \ldots\right. \\
& \ldots e^{-k_{Csm}(DT_s-t_{tr})}\left\{\left(v_{Cf,0}^{\Delta t_{41}} + NRi_{Lo,0}^{\Delta t_{41}}\right)\left(1 - e^{-k_{Csm}t_{tr}}\right) + \ldots\right. \\
& \ldots e^{-k_{Csm}t_{tr}}\left\{(c_5+c_6)\left\{1 - e^{-k_{Csm}\left[\frac{(1-2D)T_s}{2} - t_{tr}\right]}\right\} - c_6 k_{Csm}\left[\frac{(1-2D)T_s}{2} - t_{tr}\right] + \ldots\right. \\
& \left.\left.\left.\left.\ldots e^{-k_{Csm}\left[\frac{(1-2D)T_s}{2} - t_{tr}\right]}\frac{t_{tr} I_{Lo}}{C_{eq2}^{tr}}\right\}\right\}\right\}\right\}\frac{1}{1 - e^{-k_{Csm}[(1-D)T_s - t_{tr}]}}
\end{aligned} \tag{3.159}$$

$$v_{Ceq2,0}^{\Delta t_4} = \frac{I_{Lo} t_{tr}}{C_{eq2}^{tr}} + v_{Ceq2,0}^{\Delta t_{tre}} \tag{3.160}$$

$$\begin{aligned}
v_{Ceq2,0}^{\Delta t_{41}} = & (c_7+c_8)\left\{1 - e^{-k_{Csm}\left[\frac{(1-2D)T_s}{2} - t_{tr}\right]}\right\} - c_8 k_{Csm}\left[\frac{(1-2D)T_s}{2} - t_{tr}\right] + \ldots \\
& \ldots v_{Ceq2,0}^{\Delta t_4} e^{-k_{Csm}\left[\frac{(1-2D)T_s}{2} - t_{tr}\right]}
\end{aligned} \tag{3.161}$$

$$v_{Ceq2,0}^{\Delta t_1} = \left(v_{Cf,0}^{\Delta t_{41}} + NRi_{Lo,0}^{\Delta t_{41}}\right)\left(1 - e^{-k_{Csm}t_{tr}}\right) + v_{Ceq2,0}^{\Delta t_{41}} e^{-k_{Csm}t_{tr}} \tag{3.162}$$

$$v_{Ceq2,0}^{\Delta t_{12}} = (c_1 - c_2)\left[1 - e^{-k_{Csm}(DT_s - t_{tr})}\right] + c_2 k_{Csm}\,(DT_s - t_{tr}) + v_{Ceq2,0}^{\Delta t_1} e^{-k_{Csm}(DT_s - t_{tr})} \quad (3.163)$$

$$v_{Ceq2,0}^{\Delta t_2} = \left(v_{Cf,0}^{\Delta t_{12}} + NRi_{Lo,0}^{\Delta t_{12}}\right)\left(1 - e^{-k_{Csm}t_{tr}}\right) + v_{Ceq2,0}^{\Delta t_{12}} e^{-k_{Csm}t_{tr}} \quad (3.164)$$

Com todas as condições iniciais definidas, o comportamento instantâneo da tensão $v_{Ceq2}$ durante as etapas de operação e de transição pode ser calculado substituindo as equações das condições iniciais ((3.159) a (3.164)) em suas respectivas equações temporais. Portanto, a tensão $v_{Ceq2}(t)$ está modelada para todas as etapas de operação possíveis em função de parâmetros que podem ser previamente definidos no processo de projeto da topologia. Como o capacitor equivalente $C_{eq1}$ tem um comportamento análogo ao $C_{eq2}$, apenas com a diferença de que o primeiro é conectado ao circuito durante a etapa 3 e desconectado durante a etapa 1, a tensão $v_{Ceq1}$ é igual em termos de forma de onda, porém defasada em $T_s/2$, com relação a $v_{Ceq2}$.

O mesmo procedimento de análise pode ser aplicado ao capacitor equivalente $C_{eq3}$, cujo conjunto de equações diferenciais que definem o comportamento de $v_{Ceq3}$ durante as etapas de operação é dado por (3.165).

Durante a operação do conversor no estado $E_c$ (intervalo $\Delta t_3$), substitui-se (D.1) e (D.10) em (3.165), resultando em (3.166).

$$\frac{dv_{Ceq3}^{\alpha}(t)}{dt} = \begin{cases} -\dfrac{2I_{Lo}}{C_{eq3}^{tr} t_{tr}} t, & \text{se } \alpha = \Delta t_{tre} \equiv (\Delta t_{34} + \Delta t_{23}) \\ \dfrac{v_{Cf}^{\alpha} - v_{Ceq3}^{\alpha}(t) - NRi_{Lo}^{\alpha}}{2RC_{sm}}, & \text{se } \alpha = \Delta t_3 \\ 0, & \text{se } \alpha \in \{\Delta t_1, \Delta t_{12}, \Delta t_2, \Delta t_4, \Delta t_{41}\} \end{cases} \quad (3.165)$$

$$\frac{dv_{Ceq3}^{\Delta t_3}(t)}{dt} = \frac{\left[-\frac{|\Delta v_{Cf}^{\Delta t_3}|}{DT_s - t_{tr}}\left(t - \frac{T_s}{2}\right) + v_{Cf,0}^{\Delta t_3}\right] - v_{Ceq3}^{\Delta t_3}(t) - NR\left[\frac{\Delta i_{Lo}^{\Delta t_3}}{DT_s - t_{tr}}\left(t - \frac{T_s}{2}\right) + i_{Lo,0}^{\Delta t_3}\right]}{2RC_{sm}} \quad (3.166)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (3.166) e rearranjando os termos obtém-se (3.167), onde $k_{Csm} = 1/(2RC_{sm})$ e $v_{Ceq3,0}^{\Delta t_3}$ representa o valor inicial da tensão $v_{Ceq3}^{\Delta t_3}$.

$$v_{Ceq3}^{\Delta t_3}(s) = \frac{v_{Ceq3,0}^{\Delta t_3} s^2 + k_{Csm}\left(v_{Cf,0}^{\Delta t_3} - NRi_{Lo,0}^{\Delta t_3}\right) s - k_{Csm}\frac{\left(|\Delta v_{Cf}^{\Delta t_3}| + NR\Delta i_{Lo}^{\Delta t_3}\right)}{DT_s - t_{tr}}}{s^2(s + k_{Csm})} \quad (3.167)$$

Aplicando o método de frações parciais e, em seguida, a transformada inversa de Laplace em (3.167) encontra-se a expressão que modela o comportamento da tensão $v_{Ceq3}$ no domínio do tempo durante a etapa 3 do Modo Abaixador 1 (3.168), onde as constantes de $c_7$ a $c_8$ são apresentadas na Tabela 3.5.

$$v_{Ceq3}^{\Delta t_3}(t) = (c_5 + c_6)\left[1 - e^{-k_{Csm}\left(t - \frac{T_s}{2}\right)}\right] - c_6 k_{Csm}\left(t - \frac{T_s}{2}\right) + v_{Ceq3,0}^{\Delta t_3} e^{-k_{Csm}\left(t - \frac{T_s}{2}\right)} \quad (3.168)$$

Em relação ao intervalo de transição equivalente $\Delta t_{tre}$, a definição de $v_{Ceq3}^{\Delta t_{tre}}$ e dada em (3.169).

$$v_{Ceq3}^{\Delta t_{tre}} = -\frac{I_{Lo}}{C_{eq3}^{tr} t_{tr}} t^2 + v_{Ceq3,0}^{\Delta t_{tre}} \tag{3.169}$$

Durante as outras etapas de operação não há circulação de corrente por $C_{eq3}$, isto é, não há variação da tensão $v_{Ceq3}$ durante os intervalos referentes a estas etapas. Portanto, as condições iniciais de $v_{Ceq3}$ são definidas por (3.170) e (3.171).

$$\begin{cases} v_{Ceq3,0}^{\Delta t_{tre}} = v_{Ceq3}^{\Delta t_3} \left( \dfrac{(1+2D)T_s}{2} - t_{tr} \right) & (3.170) \\ v_{Ceq3,0}^{\Delta t_3} = v_{Ceq3}^{\Delta t_{tre}} (t_{tr}) & (3.171) \end{cases}$$

Substituindo (3.171) em (3.170), define-se $v_{Ceq3}^{\Delta t_{tre}}$ de maneira independente da outra condição inicial, conforme (3.172). Utilizando (3.169) e (3.172), a condição inicial do intervalo $\Delta t_3$ é definida por (3.173).

Com as condições iniciais definidas, o comportamento instantâneo da tensão $v_{Ceq3}$ durante cada etapa pode ser calculado substituindo (3.172) e (3.173) em (3.169) e (3.168), respectivamente, enquanto que $v_{Ceq3}(t) = v_{Ceq3,0}^{\Delta t_{tre}}$ durante as outras etapas de operação. Como o capacitor equivalente $C_{eq4}$ tem um comportamento análogo ao $C_{eq3}$, apenas com a diferença de que o primeiro é conectado ao circuito durante a etapa 1 e desconectado durante a etapa 3, a tensão $v_{Ceq4}$ é igual em termos de forma de onda, porém defasada em $T_s/2$ com relação a $v_{Ceq3}$.

$$v_{Ceq3,0}^{\Delta t_{tre}} = \frac{(c_5+c_6)\left[1-e^{-k_{Csm}(DT_s-t_{tr})}\right] - c_6 k_{Csm}(DT_s - t_{tr}) - \frac{I_{Lo} t_{tr}}{C_{eq3}^{tr}} e^{-k_{Csm}(DT_s-t_{tr})}}{1-e^{-k_{Csm}(DT_s-t_{tr})}} \tag{3.172}$$

$$v_{Ceq3,0}^{\Delta t_3} = -\frac{I_{Lo} t_{tr}}{C_{eq3}^{tr}} + v_{Ceq3,0}^{\Delta t_{tre}} \tag{3.173}$$

Tendo definidas as tensões dos capacitores equivalentes de cada braço do conversor para as etapas de operação do Modo Abaixador 1, é possível obter as correntes instantâneas circulantes pelos mesmos por meio de (3.174) a (3.177).

$$i_{Ceq1}^{\alpha}(t) = C_{eq1} \frac{dv_{Ceq1}^{\alpha}(t)}{dt} \tag{3.174}$$

$$i_{Ceq2}^{\alpha}(t) = C_{eq2} \frac{dv_{Ceq2}^{\alpha}(t)}{dt} \tag{3.175}$$

$$i_{Ceq3}^{\alpha}(t) = C_{eq3} \frac{dv_{Ceq3}^{\alpha}(t)}{dt} \tag{3.176}$$

$$i_{Ceq4}^{\alpha}(t) = C_{eq4} \frac{dv_{Ceq4}^{\alpha}(t)}{dt} \tag{3.177}$$

Escolhendo o capacitor equivalente $C_{eq2}$ para análise e desenvolvendo (3.175), a corrente circulante pelo mesmo é definida por (3.178) a (3.184).

$$i_{Ceq2}^{\Delta t_1}(t) = \frac{1}{2NR}\left[\left(c_1 - c_2 - v_{Ceq2,0}^{\Delta t_1}\right)e^{-k_{Csm}t} + c_2\right] \tag{3.178}$$

$$i_{Ceq2}^{\Delta t_{12}}(t) = \frac{1}{2NR}\left(V_H - v_{Cf,0}^{\Delta t_{12}} + NRi_{Lo,0}^{\Delta t_{12}} - v_{Ceq2,0}^{\Delta t_{12}}\right)e^{-k_{Csm}(t-DT_s+t_{tr})} \tag{3.179}$$

$$i_{Ceq2}^{\Delta t_2}(t) = \frac{1}{2NR}\left[\left(c_3 + c_4 - v_{Ceq2,0}^{\Delta t_2}\right)e^{-k_{Csm}(t-DT_s)} - c_4\right] \tag{3.180}$$

$$i_{Ceq2}^{\Delta t_{tre}}(t) = \frac{2I_{Lo}}{t_{tr}}t \tag{3.181}$$

$$i_{Ceq2}^{\Delta t_3}(t) = 0 \tag{3.182}$$

$$i_{Ceq2}^{\Delta t_4}(t) = \frac{1}{2NR}\left\{\left(c_7 + c8 - v_{Ceq2,0}^{\Delta t_4}\right)e^{-k_{Csm}\left[t-\frac{(1+2D)T_s}{2}\right]} - c_8\right\} \tag{3.183}$$

$$i_{Ceq2}^{\Delta t_{41}}(t) = \frac{1}{2NR}\left(V_H - v_{Cf,0}^{\Delta t_{41}} + NRi_{Lo,0}^{\Delta t_{41}} - v_{Ceq2,0}^{\Delta t_{41}}\right)e^{-k_{Csm}(t-T_s+t_{tr})} \tag{3.184}$$

De forma análoga, escolhendo o capacitor equivalente $C_{eq3}$ para análise e desenvolvendo (3.176), a corrente circulante pelo mesmo é definida por (3.185) a (3.187). Nota-se que as correntes nas transições são separadas em dois intervalos e calculadas com base em $i_{Ceq1}^{\Delta t_{tre}}$, que é dividida como duas rampas opostas, de acordo com cada intervalo, e na corrente de $L_o$. Isso é feito para melhorar a precisão das equações de corrente de $C_{eq3}$, já que, desta forma, as ondulações de $i_{Lo}$ passam a ser contabilizadas.

$$i_{Ceq3}^{\Delta t_1}(t) = i_{Ceq3}^{\Delta t_{12}}(t) = i_{Ceq3}^{\Delta t_2}(t) = i_{Ceq3}^{\Delta t_4}(t) = i_{Ceq3}^{\Delta t_{41}}(t) = 0 \tag{3.185}$$

$$i_{Ceq3}^{\Delta t_{23}} = \frac{i_{Ceq1}^{\Delta t_{tre}}}{2} - \frac{\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{23}}}{t_{tr}}t + i_{Lo,0}^{\Delta t_{23}} = \frac{I_{Lo} - \Delta i_{Lo}^{\Delta t_{23}}}{t_{tr}}t + i_{Lo,0}^{\Delta t_{23}} \tag{3.186}$$

$$i_{Ceq3}^{\Delta t_3}(t) = \frac{1}{2NR}\left[\left(c_5 + c_6 - v_{Ceq3,0}^{\Delta t_3}\right)e^{-k_{Csm}\left(t-\frac{T_s}{2}\right)} - c_6\right] \tag{3.187}$$

$$i_{Ceq3}^{\Delta t_{34}} = \frac{i_{Ceq1}^{\Delta t_{tre}}}{2} - \frac{\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{34}}}{t_{tr}}t + i_{Lo,0}^{\Delta t_{34}} = -\frac{\left(I_{Lo} + \Delta i_{Lo}^{\Delta t_{34}}\right)}{t_{tr}}t + i_{Lo,0}^{\Delta t_{34}} + I_{Lo} \tag{3.188}$$

Considerando que o pior caso de pico de corrente em $C_f$ ocorre igualmente, em módulo, nas etapas 1 e 3, a primeira pode ser utilizada para análise. Além disso, sabe-se que o valor de

pico ocorre logo no início da etapa de operação. Portanto, conforme a Figura 3.5a, o mesmo pode ser definido por (3.189), onde $i_{1,0}^{\Delta t_1}$ é o valor inicial da corrente do braço 1 no intervalo $\Delta t_1$.

$$i_{Cfp} = i_{1,0}^{\Delta t_1} - i_{Ceq2,0}^{\Delta t_1} = i_{Ceq4,0}^{\Delta t_1} + i_{Lo}^{\Delta t_1} - i_{Ceq2,0}^{\Delta t_1} \tag{3.189}$$

Os valores iniciais das correntes dos capacitores $C_{eq2}$ e $C_{eq4}$ podem ser definidos de acordo com (3.190) e (3.191), respectivamente.

$$i_{Ceq2,0}^{\Delta t_1} = i_{Ceq2}^{\Delta t_1}(0) = \frac{\left(c_1 - v_{Ceq2,0}^{\Delta t_1}\right)}{2NR} \tag{3.190}$$

$$i_{Ceq4,0}^{\Delta t_1} = i_{Ceq4}^{\Delta t_1}(0) = i_{Ceq3}^{\Delta t_3}\left(\frac{T_s}{2}\right) = \frac{\left(c_5 - v_{Ceq3,0}^{\Delta t_3}\right)}{2NR} \tag{3.191}$$

Substituindo (3.190) e (3.191) em (3.189) e manipulando a equação resultante obtém-se (3.192).

$$i_{Cfp} = \frac{v_{Cf,0}^{\Delta t_3} - v_{Cf,0}^{\Delta t_1} - v_{Ceq3,0}^{\Delta t_3} + v_{Ceq2,0}^{\Delta t_1}}{2NR} \tag{3.192}$$

Através de (3.192), é tomado como objetivo o desenvolvimento de um método para estimar o valor de $i_{Cfp}$ a partir da determinação de alguns parâmetros do conversor. Para isso, é necessário conhecer quais são os parâmetros dos quais (3.192) é dependente.

Inicialmente, utilizando (3.137), (3.141), (3.148) e (3.168) em (3.192), verifica-se a presença de variáveis referentes às variações e aos valores iniciais, tanto da tensão $v_{Cf}$, quanto da corrente $i_{Lo}$, ao longo dos intervalos de operação, além dos valores iniciais das tensões sobre os capacitores de SM. Portanto, $i_{Cfp}$ é influenciada por uma quantidade considerável de parâmetros.

Através de uma análise detalhada das equações das variáveis que compõem (3.192), é possível verificar que esta pode ser rearranjada de forma que fique com o fator $I_{Lo}$ em comum. Qualquer diferença entre dois valores iniciais de $v_{Cf}$ elimina a parcela $V_H/2$ presente nas equações, restando apenas a parcela multiplicada por $I_{Lo}$. Já as variáveis relativas a $\Delta i_{Lo}^{\alpha}$ e $i_{Lo,0}^{\alpha}$ foram todas previamente definidas com o fator $I_{Lo}$ em evidência. Por último, tem-se a diferença entre $v_{Ceq2,0}^{\Delta t_1}$ e $v_{Ceq3,0}^{\Delta t_3}$. Ao retroativamente substituir (3.159) até chegar em (3.162), a parcela $V_H/2$, proveniente das variáveis $v_{Cf,0}^{\alpha}$ utilizadas nas equações de $v_{Ceq2,0}^{\alpha}$, se torna um termo independente na composição de $v_{Ceq2,0}^{\Delta t_1}$. Analogamente, este processo também ocorre para $v_{Ceq3,0}^{\Delta t_3}$, onde é mais fácil de verificar que a parcela $V_H/2$, vinda de $v_{Cf,0}^{\Delta t_3}$ no termo $c_7$, se torna independente em (3.172) e, consequentemente, em (3.173). Portanto, ao subtrair $v_{Ceq3,0}^{\Delta t_3}$ de $v_{Ceq2,0}^{\Delta t_1}$, os termos $V_H/2$ se cancelam, restando apenas aqueles que possuem o fator $I_{Lo}$ em comum. Além disso, o fator $NR$ que multiplica todos os termos $I_{Lo}$ é simplificado com o denominador $2NR$ de (3.192). Logo, é possível normalizar $i_{Cfp}$ em função de $I_{Lo}$, conforme

(3.193), onde $\overline{i_{Cfp}}$ passa a ser dependente das seguintes variáveis: $h_{Csm} = RC_{sm}f_s$, $D$, $N$, $h_{Cf}$, $t_{tr}$ e $p_{Lo}$.

$$\overline{i_{Cfp}} = \frac{i_{Cfp}}{I_{Lo}} \tag{3.193}$$

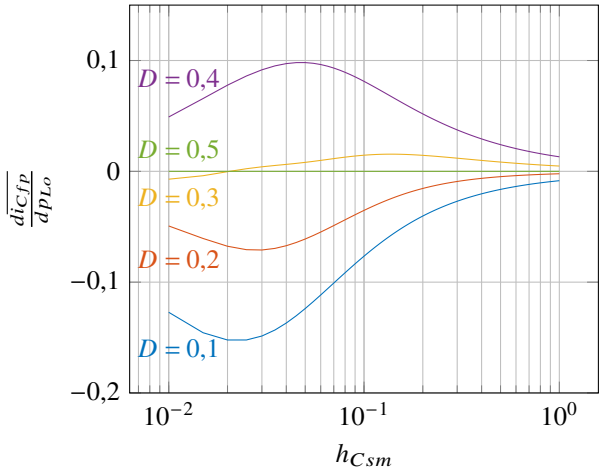
A fim de simplificar a análise de $i_{Cfp}$, são definidos alguns limites de operação do conversor e passa-se a buscar uma estimativa do valor máximo que $i_{Cfp}$ pode assumir. Primeiramente, considera-se que $h_{Cf} \geq 0{,}5$, pois, segundo Vecchia (2016), este é um valor com bom custo-benefício para a operação do estágio a capacitor chaveado em termos de resistência equivalente de saída, volume/peso dos capacitores e frequência de chaveamento. Além disso, dentro deste intervalo de $h_{Cf}$, há pouca variação de $R_{eqo}$ em relação à razão cíclica. Como os picos de corrente aumentam à medida em que $h_{Cf}$ diminui, o pior caso, portanto, ocorre em $h_{Cf} = 0{,}5$ e este passa a ser o valor de $h_{Cf}$ considerado ao longo da análise.

Outra pré-determinação é feita em relação ao tempo total de transição $t_{tr}$ entre estados. O aumento de $t_{tr}$ resulta em maior carga e descarga dos capacitores dos braços superiores e inferiores, respectivamente, durante as transições. Analisando a sequência dos estados de operação utilizada, verifica-se que este aumento sempre provocará uma maior diferença entre a tensão inicial de $C_f$ após a transição e a tensão resultante das malhas que é aplicada sobre o mesmo. Portanto, o aumento de $t_{tr}$ resulta em maior valor de $i_{Cfp}$. Com base nesta constatação e sabendo que $t_{tr}$ deve ter um valor mínimo que respeite a velocidade de comutação dos interruptores, além da quantidade de SMs por braço, assume-se que $t_{tr} = 0{,}02T_s$ é um valor razoável para ser definido como o pior caso em relação a $i_{Cfp}$, considerando a tecnologia atual dos semicondutores de potência comerciais. Apenas a título de exemplo, considerando a utilização de módulos MOSFET SiC FF2MR12KM1 ($V_{DDS} = 1200\,\text{V}$, $I_{Dnom} = 500\,\text{A}$, $t_r = 72.1\,\text{ns}$ e $t_f = 51.6\,\text{ns}$) para $V_H = 55\,\text{kV}$ e $f_s = 2\,\text{kHz}$, obtém-se $t_{tr} = 10\,\mu\text{s}$. Utilizando $N = 28$, $V_{Csm,I} \approx 980\,\text{V}$ e cada degrau dura em torno de 357 ns, o que é suficiente para acomodar os tempos de transição do semicondutor, adicionados de um intervalo adequado de tempo morto.

Em relação à variável $p_{Lo}$, é possível verificar que a mesma está atrelada às equações de $\Delta i^{\alpha}_{Lo}$ e $i^{\alpha}_{Lo,0}$, presentes nos termos $v^{\Delta t_1}_{Ceq2,0}$ e $v^{\Delta t_3}_{Ceq3,0}$ de (3.192). Após fazer as operações retroativas necessárias para encontrar as duas tensões iniciais citadas, percebe-se que o termo $p_{Lo}$ nunca é multiplicado por ele mesmo e também não está presente nos expoentes das respectivas equações. Logo, $\overline{i_{Cfp}}$ é uma função de primeira ordem em relação a $p_{Lo}$ e a influência desta na variação daquela é constante. Derivando $\overline{i_{Cfp}}$ em função de $p_{Lo}$, encontra-se uma equação dependente de $D$, $h_{Csm}$, $f_s$ e $t_{tr}$. Considerando $t_{tr} = 0{,}02T_s$, $d\overline{i_{Cfp}}/dp_{Lo}$ passa a ser dependente apenas de $D$ e $h_{Csm}$; o comportamento da referida derivada em função destas duas variáveis é apresentado na Figura 3.15, onde se verifica que $\overline{i_{Cfp}}$ pode variar, no máximo, a uma taxa de aproximadamente $-0{,}15$ por unidade variada de $p_{Lo}$. Quando $D = 0{,}5$, idealmente não há vari-

ação de corrente em $L_o$, resultando no valor nulo da derivada para esta condição de operação. A partir destes dados, conclui-se que a influência de $p_{Lo}$ é pouco significativa na determinação do valor de pico da corrente de $C_f$ e será considerado $p_{Lo} = 0{,}25$, que é um valor intermediário, onde a ondulação mantém influência na operação do conversor, porém esta ainda é baixa o suficiente para definir que $i_{Lo} = I_{Lo}$ em algumas análises.

Figura 3.15 – Curvas de $d\overline{i_{Cfp}}/dp_{Lo}$ para $t_{tr} = 0{,}02T_s$ no MA1



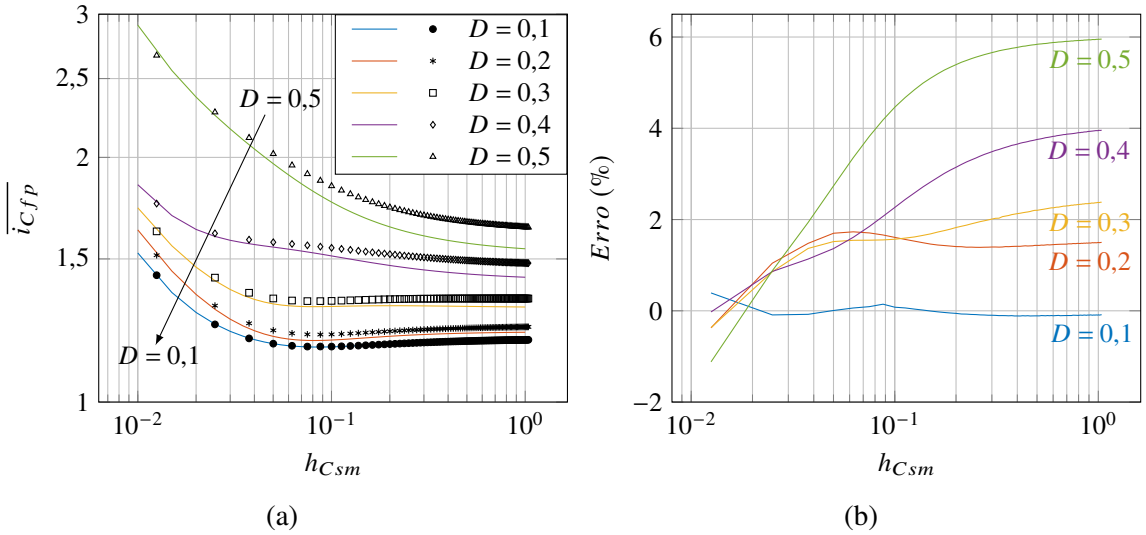

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

Feitas essas considerações, a equação da corrente $\overline{i_{Cfp}}$ passa a ser dependente de três variáveis: $h_{Csm}$, $D$ e $N$. Desta forma, o comportamento de $\overline{i_{Cfp}}$ pode ser melhor visualizado através de ábacos, composto por um conjunto de curvas $\overline{i_{Cfp}}$ por $h_{Csm}$ traçadas para diferentes valores de razão cíclica e para um determinado número de SMs $N$. O ábaco para $N = 2$ é apresentado na Figura 3.16a, onde as linhas contínuas representam as curvas obtidas analiticamente. Nota-se que há uma tendência de queda em $\overline{i_{Cfp}}$ à medida em que $h_{Csm}$ aumenta, justamente pelo fato da constante de tempo formada por $RC_{sm}$ se tornar maior em relação à duração dos intervalos de operação do conversor. Estes comportamentos são apresentados na Figura 3.17, na qual a corrente $i_{Cf}$ é mostrada para $h_{Csm} = 0{,}002$, $h_{Csm} = 0{,}02$ e $h_{Csm} = 0{,}2$, sendo $h_{Cf}$ mantido constante em 0,5.

Por outro lado, $\overline{i_{Cfp}}$ aumenta com o incremento da razão cíclica, porque a duração das etapas 2 e 4, anteriores àquelas aonde o máximo pico ocorre, é menor e as correntes geradas pelo chaveamento dos capacitores chegam ao final das referidas etapas quando ainda estão no início do processo de assentamento exponencial, sendo adicionadas aos picos corrente provocados nas etapas seguintes (3 e 1, respectivamente).

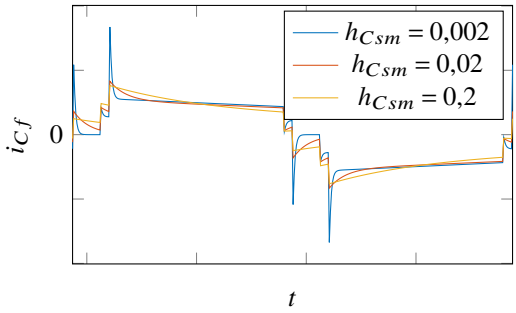
Outro ponto a ser observado diz respeito ao valor mínimo que $\overline{i_{Cfp}}$ pode atingir. Este não necessariamente ocorre para $h_{Csm} \to \infty$, pois, conforme mostrado na Figura 3.15, a taxa de variação de $\overline{i_{Cfp}}$ em relação à $p_{Lo}$ é alterada por $h_{Csm}$ e/ou $D$, o que altera levemente o formato

Figura 3.16 – **(a)** Ábaco e **(b)** curvas de erros, teóricos (linhas contínuas) e simulados (marcadores), de $\overline{i_{Cfp}}$ para $N = 3$ e $t_{tr} = 0{,}02T_s$ no MA1




Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

Figura 3.17 – Forma de onda de $i_{Cf}$ para diferentes valores de $h_{Csm}$ e $h_{Cf} = 0{,}5$




Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

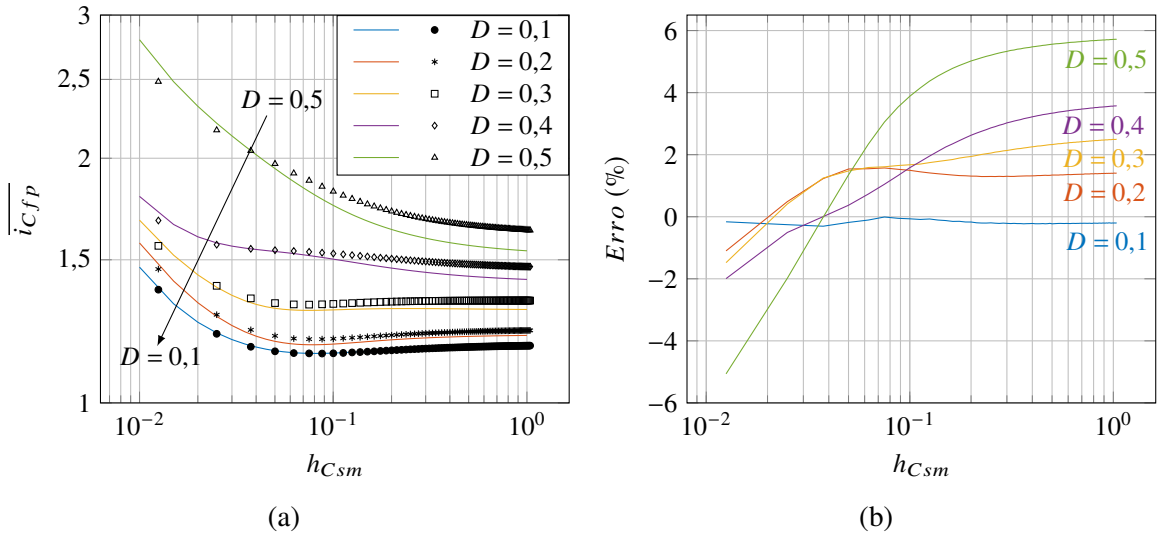
das curvas. No entanto, essas alterações são sutis e, adicionadas a todas as não idealidades da estrutura física do conversor, terão uma influência pouco significativa em termos de $\overline{i_{Cfp}}$.

Os pontos definidos pelos marcadores no referido ábaco são dados gerados na simulação da topologia através do *software* PSIM®, variando-se o parâmetro equivalente a $C_{sm}$ para estabelecer os valores de $h_{Csm}$. Comparando com as respectivas linhas contínuas, verifica-se que há uma certa diferença entre alguns pares de curvas devido às aproximações consideradas ao longo da análise por valores instantâneos, no entanto, o erro relativo máximo, utilizando os valores simulados como referência, é de aproximadamente 6% no valor de pico normalizado, quando $D = 0{,}5$ e $h_{Csm} = 1$, estando dentro de uma margem aceitável, como mostra a Figura 3.16b.

Apresenta-se também o ábaco referente a $N = 3$ na Figura 3.18a, assim como o gráfico de erros relativos entre as curvas na Figura 3.18b. Há um comportamento semelhante de $\overline{i_{Cfp}}$ com $N = 3$ em relação ao ábaco para $N = 2$, notando-se que as curvas com $N = 3$ apresentam

amplitudes levemente menores do que no caso anterior, indicando uma tendência de queda de $\overline{i_{Cfp}}$ à medida em que o número de SMs por braço aumenta, já que há um aumento nos valores das resistências nas malhas de tensão devido à inserção de mais semicondutores no circuito. Para melhor retratar este comportamento, no Apêndice E são apresentados os ábacos relacionando $\overline{i_{Cfp}}$ e $h_{Csm}$ em curvas com diferentes valores de $N$, sendo cada ábaco referente a um valor de $D$ constante. Também é disponibilizado o fluxograma utilizado para a geração dos ábacos com $N$ fixo e diferentes valores de $D$ no Apêndice F.

Figura 3.18 – **(a)** Ábaco e **(b)** curvas de erros, teóricos (linhas contínuas) e simulados (marcadores), de $\overline{i_{Cfp}}$ para $N = 3$ e $t_{tr} = 0{,}02T_s$ no MA1




Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

### 3.5.3 Modo abaixador 2

De maneira análoga, a análise por valores instantâneos também pode ser empregada ao MA2. Neste caso, as variações de corrente no indutor $L_o$ são dadas por (3.194), (3.195) e (3.196), sendo esta última válida para todas as etapas de transição.

$$\Delta i_{Lo}^{\Delta t_1} = \Delta i_{Lo}^{\Delta t_3} = \frac{I_{Lo}\,(2NR + R_o)\,(1-D)\,[(2D-1)\,T_s - 2t_{tr}]}{2DL_o} \tag{3.194}$$

$$\Delta i_{Lo}^{\Delta t_2} = \Delta i_{Lo}^{\Delta t_4} = \frac{I_{Lo}\,(2NR + R_o)\,(1-2D)\,[(1-D)\,T_s - t_{tr}]}{2DL_o} \tag{3.195}$$

$$\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{tr}} = \frac{\left(\frac{3V_H}{4} - 2NRI_{Lo} - V_o\right)t_{tr}}{L_o} = \frac{I_{Lo}\,(2NR + R_o)\,(3-4D)}{4DL_o} \tag{3.196}$$

Os intervalos $\Delta t_1$ e $\Delta t_3$ são de carga de $L_o$, enquanto que $\Delta t_2$ e $\Delta t_4$ são de descarga do mesmo. Portanto, $\Delta i_{Lo}^{\Delta t_1} = \Delta i_{Lo}^{\Delta t_3} > 0$ e $\Delta i_{Lo}^{\Delta t_2} = \Delta i_{Lo}^{\Delta t_4} < 0$. Em relação aos intervalos de transição,

verifica-se que $\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{tr}} > 0$ se $D \leq 3/4$ e que $\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{tr}} < 0$ se $D \geq 3/4$. Logo, se $D \geq 3/4$, $i_{Lo}$ atinge os valores máximo e mínimo no início de $\Delta t_2$ e $\Delta t_{41}$, respectivamente. Sendo assim, $L_o$, $\Delta i_{Lo}^{\Delta t_1}$ e $\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{tr}}$ podem ser definidos por (3.197), (3.198) e (3.199), nesta ordem.

$$L_o = \frac{(2NR+R_o)(1-2D)\left[(1-D)T_s - t_{tr}\right]}{2D|\Delta i_{Lo}^{\Delta t_2}|} = \frac{(2NR+R_o)(1-2D)\left[(1-D)T_s - t_{tr}\right]}{2Dp_{Lo}} \tag{3.197}$$

$$\Delta i_{Lo}^{\Delta t_1} = \frac{p_{Lo}I_{Lo}(1-D)\left[(2D-1)T_s - t_{tr}\right]}{(1-2D)\left[(1-D)T_s - t_{tr}\right]} \tag{3.198}$$

$$\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{tr}} = \frac{p_{Lo}I_{Lo}(3-4D)t_{tr}}{2(1-2D)\left[(1-D)T_s - t_{tr}\right]} \tag{3.199}$$

Caso $D > 3/4$, os valores máximo e mínimo de $i_{Lo}$ são alcançados no início de $\Delta t_{12}$ e $\Delta t_1$, respectivamente. Logo, $L_o$, $\Delta i_{Lo}^{\Delta t_1}$ e $\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{tr}}$ passam ser definidos por (3.200), (3.201) e (3.202), nesta ordem.

$$\begin{aligned} L_o &= \frac{(2NR+R_o)(1-D)\left[(2D-1)T_s - 2t_{tr}\right]}{2D\Delta i_{Lo}^{\Delta t_1}} \\ L_o &= \frac{(2NR+R_o)(1-D)\left[(2D-1)T_s - 2t_{tr}\right]}{2Dp_{Lo}} \end{aligned} \tag{3.200}$$

$$\Delta i_{Lo}^{\Delta t_2} = \frac{p_{Lo}I_{Lo}(1-2D)\left[(1-D)T_s - t_{tr}\right]}{(1-D)\left[(2D-1)T_s - 2t_{tr}\right]} \tag{3.201}$$

$$\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{tr}} = \frac{p_{Lo}I_{Lo}(3-4D)t_{tr}}{2(1-D)\left[(2D-1)T_s - 2t_{tr}\right]} \tag{3.202}$$

Feitas essas considerações, as equações que regem o comportamento geral de $i_{Lo}$ no MA2 são apresentadas no APÊNDICE D.

Antes de seguir para a definição de $v_{Cf}(t)$, a mesma metodologia aplicada na Seção 3.3 é utilizada para a obtenção das tensões $V_{CeqI}$ no MA2. Sabendo que $I_3 = -I_{Lo}$ durante $\Delta t_2$ e $I_{Ceq4} = 0$ no intervalo do início de $\Delta t_1$ ao final de $\Delta t_3$, obtém-se (3.203) e (3.204), onde $k_{r3}$ e $k_{r4}$ são definidos em (3.205) e (3.206), respectivamente.

$$V_{Ceq1} = V_{Ceq2} = \frac{V_H}{2} + NRI_{Lo}\left\{1 - \frac{2D\left[h_{Cf}k_{r3} + (1-D)k_{r4}\right]}{h_{Cf}k_{r3} + \left[1 - D(3-2D)\right]k_{r4}}\right\} \tag{3.203}$$

$$V_{Ceq3} = V_{Ceq4} = \frac{V_H}{2} + NRI_{Lo}\left\{1 - \frac{2D\left[h_{Cf}k_{r3} - (1-D)k_{r4}\right]}{h_{Cf}k_{r3} + \left[1 - D(3-2D)\right]k_{r4}}\right\} \tag{3.204}$$

$$k_{r3} = e^{\frac{2D+1}{2h_{Cf}}} - e^{\frac{1+D}{h_{Cf}}} + e^{\frac{2D}{h_{Cf}}} - e^{\frac{3}{2h_{Cf}}} \tag{3.205}$$

$$k_{r4} = e^{\frac{2D+1}{2h_{Cf}}} + e^{\frac{1+D}{h_{Cf}}} \tag{3.206}$$

A partir da análise de malhas nos estados topológicos utilizados no MA2 e da resolução das equações diferenciais resultantes, obtém-se as equações temporais de $v_{Cf}$ ao longo

do período $T_s$, dadas por (3.207), (3.208), (3.209), (3.210), (3.211) e (3.212), onde $v_{Cf}^{\Delta t_{23}}(t) = v_{Cf}^{\Delta t_{12}}\left(t - \frac{T_s}{4}\right)$ e $v_{Cf}^{\Delta t_{41}}(t) = v_{Cf}^{\Delta t_{34}}\left(t - \frac{T_s}{4}\right)$.

$$v_{Cf}^{\Delta t_1}(t) = \frac{V_H}{2}\left(1 - e^{-h_{Cf}t}\right) + v_{Cf,0}^{\Delta t_1} e^{-h_{Cf}t} \tag{3.207}$$

$$v_{Cf}^{\Delta t_2}(t) = \left(\frac{V_H + V_{Ceq2} - V_{Ceq4}}{2}\right)\left[1 - e^{-h_{Cf}\left(t - \frac{(2D-1)T_s}{2}\right)}\right] + v_{Cf,0}^{\Delta t_2} e^{-h_{Cf}\left[t - \frac{(2D-1)T_s}{2}\right]} \tag{3.208}$$

$$v_{Cf}^{\Delta t_3}(t) = \frac{V_H}{2}\left[1 - e^{-h_{Cf}\left(t - \frac{T_s}{2}\right)}\right] + v_{Cf,0}^{\Delta t_3} e^{-h_{Cf}\left(t - \frac{T_s}{2}\right)} \tag{3.209}$$

$$v_{Cf}^{\Delta t_4}(t) = \left(\frac{V_H + V_{Ceq3} - V_{Ceq1}}{2}\right)\left[1 - e^{-h_{Cf}(t - DT_s)}\right] + v_{Cf,0}^{\Delta t_4} e^{-h_{Cf}(t - DT_s)} \tag{3.210}$$

$$\begin{aligned} v_{Cf}^{\Delta t_{12}}(t) = &\left(\frac{V_H}{2} + \frac{V_{Ceq1}}{4} - \frac{V_{Ceq4}}{4}\right) k_{Cf}\left[t - \frac{(2D-1)T_s}{2} + t_{tr}\right] + \ldots \\ &\ldots\left\{1 - k_{Cf}\left[t - \frac{(2D-1)T_s}{2} + t_{tr}\right]\right\} v_{Cf,0}^{\Delta t_{12}} \end{aligned} \tag{3.211}$$

$$v_{Cf}^{\Delta t_{34}}(t) = \left(\frac{V_H}{2} + \frac{V_{Ceq3}}{4} - \frac{V_{Ceq2}}{4}\right) k_{Cf}\left(t - DT_s + t_{tr}\right) + \left[1 - k_{Cf}\left(t - DT_s + t_{tr}\right)\right] v_{Cf,0}^{\Delta t_{34}} \tag{3.212}$$

Os valores iniciais de $v_{Cf}$ em MA2 são obtidos utilizando o método recursivo apresentado em (D) para o MA1, mostrados de (3.213) a (3.220), onde a diferença entre $V_{Ceq1}$ e $V_{Ceq3}$ é dada por (3.221). O conjunto de equações de retas que aproximam o comportamento de $v_{Cf}(t)$ ao longo de $T_s$ é dado por (D.12).

$$v_{Cf,0}^{\Delta t_3} = \frac{V_H}{2} + \left(V_{Ceq1} - V_{Ceq3}\right) \underbrace{\frac{\left(2 - \frac{f_s t_{tr}}{h_{Cf}}\right)\left[1 - \left(1 - \frac{f_s t_{tr}}{h_{Cf}}\right) e^{-\frac{(D - f_s t_{tr})}{h_{Cf}}}\right]}{4\left[1 + \left(1 - \frac{f_s t_{tr}}{h_{Cf}}\right)^2 e^{-\frac{(1 - 4 f_s t_{tr})}{2h_{Cf}}}\right]}}_{F_3'} \tag{3.213}$$

$$v_{Cf,0}^{\Delta t_{34}} = \frac{V_H}{2} + \left(V_{Ceq1} - V_{Ceq3}\right) \underbrace{F_3' e^{\frac{1 - 2D + 2 f_s t_{tr}}{2h_{Cf}}}}_{F_{34}'} \tag{3.214}$$

$$v_{Cf,0}^{\Delta t_4} = \frac{V_H}{2} + \left(V_{Ceq1} - V_{Ceq3}\right) \underbrace{\left[\left(1 - \frac{f_s t_{tr}}{h_{Cf}}\right) F_{34}' - \frac{f_s t_{tr}}{4h_{Cf}}\right]}_{F_4'} \tag{3.215}$$

$$v_{Cf,0}^{\Delta t_{41}} = \frac{V_H}{2} + \left(V_{Ceq1} - V_{Ceq3}\right) \underbrace{\left[F_4' e^{\frac{1 - 2D + 2 f_s t_{tr}}{2h_{Cf}}} - \frac{\left(1 - e^{\frac{1 - 2D + 2 f_s t_{tr}}{2h_{Cf}}}\right)}{2}\right]}_{F_{41}'} \tag{3.216}$$

$$v_{Cf,0}^{\Delta t_1} = \frac{V_H}{2} + \left(V_{Ceq1} - V_{Ceq3}\right) \underbrace{\left[\left(1 - \frac{f_s t_{tr}}{h_{Cf}}\right) F'_{41} - \frac{f_s t_{tr}}{4h_{Cf}}\right]}_{F'_1} \tag{3.217}$$

$$v_{Cf,0}^{\Delta t_{12}} = \frac{V_H}{2} + \left(V_{Ceq1} - V_{Ceq3}\right) \underbrace{F'_1 e^{\frac{1-2D+2f_s t_{tr}}{2h_{Cf}}}}_{F'_{12}} \tag{3.218}$$

$$v_{Cf,0}^{\Delta t_2} = \frac{V_H}{2} + \left(V_{Ceq1} - V_{Ceq3}\right) \underbrace{\left[\left(1 - \frac{f_s t_{tr}}{h_{Cf}}\right) F'_{12} + \frac{f_s t_{tr}}{4h_{Cf}}\right]}_{F'_2} \tag{3.219}$$

$$v_{Cf,0}^{\Delta t_{23}} = \frac{V_H}{2} + \left(V_{Ceq1} - V_{Ceq3}\right) \underbrace{\left\{F'_2 e^{\frac{1-2D+2f_s t_{tr}}{2h_{Cf}}} - \frac{\left(1 - e^{\frac{1-2D+2f_s t_{tr}}{2h_{Cf}}}\right)}{2}\right\}}_{F'_{23}} \tag{3.220}$$

$$V_{Ceq1} - V_{Ceq3} = -\frac{4NRI_{Lo}D(1-D)k_{r4}}{h_{Cf}k_{r3} + [1 - D(3-2D)]\,k_{r4}} \tag{3.221}$$

Seguindo para a análise dos capacitores equivalentes de SM, o Modo Abaixador 2 consiste em quatro etapas de operação (além das etapas de transição), conforme a Tabela 3.2, definidas pela seguinte sequência de estados topológicos: estado $E_a$, estado $E_b$, estado $E_a$ e estado $E_c$. Tomando os capacitores equivalentes dos braços 1 ($C_{eq1}$) e 4 ($C_{eq4}$) para análise e seguindo a metodologia utilizada para o MA1, obtém-se as equações que definem o comportamento das tensões e correntes do capacitor $C_{eq4}$ no MA2, apresentadas em (3.224) a (3.240), onde as constantes de $c'_1$ a $c'_6$ são apresentadas na Tabela 3.6.

$$v_{Ceq4}^{\Delta t_{tre}}(t) = -\frac{I_{Lo}}{C_{eq4}^{tr} t_{tr}} t^2 + v_{Ceq4,0}^{\Delta t_{tre}} \tag{3.222}$$

$$\begin{aligned}
v_{Ceq4,0}^{\Delta t_{tre}} = &\left\{\left(c'_5 + c'_6\right)\left\{1 - e^{-k_{Csm}\left[\frac{(2D-1)T_s}{2} - t_{tr}\right]}\right\} - c'_6 k_{Csm}\left[\frac{(2D-1)T_s}{2} - t_{tr}\right] + \ldots\right. \\
&\ldots e^{-k_{Csm}\left[\frac{(2D-1)T_s}{2} - t_{tr}\right]}\left\{\left(V_H - v_{Cf,0}^{\Delta t_{23}} + NRi_{Lo,0}^{\Delta t_{23}}\right)\left(1 - e^{-k_{Csm}t_{tr}}\right) + \ldots\right. \\
&\ldots e^{-k_{Csm}t_{tr}}\left\{\left(c'_3 + c'_4\right)\left\{1 - e^{-k_{Csm}[(1-D)T_s - t_{tr}]}\right\} - c'_4 k_{Csm}\left[(1-D)T_s - t_{tr}\right] + \ldots\right. \\
&\ldots e^{-k_{Csm}[(1-D)T_s - t_{tr}]}\left\{\left(V_H - v_{Cf,0}^{\Delta t_{12}} + NRi_{Lo,0}^{\Delta t_{12}}\right)\left(1 - e^{-k_{Csm}t_{tr}}\right) + \ldots\right. \\
&\ldots e^{-k_{Csm}t_{tr}}\left\{\left(c'_1 + c'_2\right)\left\{1 - e^{-k_{Csm}\left[\frac{(2D-1)T_s}{2} - t_{tr}\right]}\right\} - c'_2 k_{Csm}\left[\frac{(2D-1)T_s}{2} - t_{tr}\right] - \ldots\right. \\
&\left.\left.\left.\left.\ldots e^{-k_{Csm}\left[\frac{(2D-1)T_s}{2} - t_{tr}\right]}\frac{I_{Lo}t_{tr}}{C_{eq4}^{tr}}\right\}\right\}\right\}\right\}\frac{1}{1 - e^{-h_{Csm}(DT_s - t_{tr})}}
\end{aligned} \tag{3.223}$$

$$v_{Ceq4}^{\Delta t_1}(t) = (c_1' + c_2')\left(1 - e^{-k_{Csm}t}\right) - h_{Csm}c_2' t + v_{Ceq4,0}^{\Delta t_1} e^{-k_{Csm}t} \tag{3.224}$$

$$v_{Ceq4,0}^{\Delta t_1} = -\frac{I_{Lo}t_{tr}}{C_{eq4}^{tr}} + v_{Ceq4,0}^{\Delta t_{tre}} \tag{3.225}$$

$$\begin{aligned} v_{Ceq4}^{\Delta t_{12}}(t) = &\left(V_H - v_{Cf,0}^{\Delta t_{12}} - NRi_{Lo,0}^{\Delta t_{12}}\right)\left\{1 - e^{-k_{Csm}\left[t - \frac{(2D-1)T_s}{2} + t_{tr}\right]}\right\} + \ldots \\ &\ldots v_{Ceq4,0}^{\Delta t_{12}} e^{-k_{Csm}\left[t - \frac{(2D-1)T_s}{2} + t_{tr}\right]} \end{aligned} \tag{3.226}$$

$$\begin{aligned} v_{Ceq4,0}^{\Delta t_{12}} = &\left(c_1' + c_2'\right)\left\{1 - e^{-k_{Csm}\left[\frac{(2D-1)T_s}{2} - t_{tr}\right]}\right\} - k_{Csm}c_2'\left[\frac{(2D-1)T_s}{2} - t_{tr}\right] + \ldots \\ &\ldots v_{Ceq4,0}^{\Delta t_1} e^{-k_{Csm}\left[\frac{(2D-1)T_s}{2} - t_{tr}\right]} \end{aligned} \tag{3.227}$$

$$\begin{aligned} v_{Ceq4}^{\Delta t_2}(t) = &\left(c_3' + c_4'\right)\left\{1 - e^{-h_{Csm}\left[t - \frac{(2D-1)T_s}{2}\right]}\right\} - k_{Csm}c_4'\left[t - \frac{(2D-1)T_s}{2}\right] + \ldots \\ &\ldots v_{Ceq4,0}^{\Delta t_2} e^{-h_{Csm}\left[t - \frac{(2D-1)T_s}{2}\right]} \end{aligned} \tag{3.228}$$

$$v_{Ceq4,0}^{\Delta t_2} = \left(V_H - v_{Cf,0}^{\Delta t_{12}} - NRi_{Lo,0}^{\Delta t_{12}}\right)\left(1 - e^{-k_{Csm}t_{tr}}\right) + v_{Ceq4,0}^{\Delta t_{12}} e^{-k_{Csm}t_{tr}} \tag{3.229}$$

$$v_{Ceq4}^{\Delta t_{23}}(t) = \left(V_H - v_{Cf,0}^{\Delta t_{23}} - NRi_{Lo,0}^{\Delta t_{23}}\right)\left[1 - e^{-k_{Csm}\left(t - \frac{T_s}{2} + t_{tr}\right)}\right] + v_{Ceq4,0}^{\Delta t_{23}} e^{-k_{Csm}\left(t - \frac{T_s}{2} + t_{tr}\right)} \tag{3.230}$$

$$\begin{aligned} v_{Ceq4,0}^{\Delta t_{23}} = &\left(c_3' + c_4'\right)\left\{1 - e^{-h_{Csm}\left[\frac{(1-D)T_s}{2} - t_{tr}\right]}\right\} - k_{Csm}c_4'\left[\frac{(1-D)T_s}{2} - t_{tr}\right] + \ldots \\ &\ldots v_{Ceq4,0}^{\Delta t_{23}} e^{-k_{Csm}\left[\frac{(1-D)T_s}{2} - t_{tr}\right]} \end{aligned} \tag{3.231}$$

$$v_{Ceq4}^{\Delta t_3}(t) = (c_5' + c_6')\left[1 - e^{-h_{Csm}\left(t - \frac{T_s}{2}\right)}\right] - k_{Csm}c_6'\left(t - \frac{T_s}{2}\right) + v_{Ceq4,0}^{\Delta t_3} e^{-k_{Csm}\left(t - \frac{T_s}{2}\right)} \tag{3.232}$$

$$v_{Ceq4,0}^{\Delta t_3} = \left(V_H - v_{Cf,0}^{\Delta t_{23}} - NRi_{Lo,0}^{\Delta t_{23}}\right)\left(1 - e^{-k_{Csm}t_{tr}}\right) + v_{Ceq4,0}^{\Delta t_{23}} e^{-k_{Csm}t_{tr}} \tag{3.233}$$

$$i_{Ceq4}^{\Delta t_{tre}}(t) = -\frac{2I_{Lo}}{t_{tr}}t \tag{3.234}$$

$$i_{Ceq4}^{\Delta t_1}(t) = \frac{\left(c_1' + c_2' - v_{Ceq4,0}^{\Delta t_1}\right)e^{-k_{Csm}t} - c_2'}{2NR} \tag{3.235}$$

$$i_{Ceq4}^{\Delta t_{12}}(t) = \frac{\left(V_H - v_{Cf,0}^{\Delta t_{12}} - NRi_{Lo,0}^{\Delta t_{12}} - v_{Ceq4,0}^{\Delta t_{12}}\right)e^{-k_{Csm}\left[t - \frac{(2D-1)T_s}{2} + t_{tr}\right]}}{2NR} \tag{3.236}$$

$$i_{Ceq4}^{\Delta t_2}(t) = \frac{\left(c_3' + c_4' - v_{Ceq4,0}^{\Delta t_2}\right)e^{-k_{Csm}\left[t - \frac{(2D-1)T_s}{2}\right]} - c_4'}{2NR} \tag{3.237}$$

$$i_{Ceq4}^{\Delta t_{23}}(t) = \frac{\left(V_H - v_{Cf,0}^{\Delta t_{23}} - NRi_{Lo,0}^{\Delta t_{23}} - v_{Ceq4,0}^{\Delta t_{23}}\right)e^{-k_{Csm}\left(t - \frac{T_s}{2} + t_{tr}\right)}}{2NR} \tag{3.238}$$

$$i_{Ceq4}^{\Delta t_3}(t) = \frac{\left(c_5' + c_6' - v_{Ceq4,0}^{\Delta t_3}\right) e^{-k_{Csm}\left(t-\frac{T_s}{2}\right)} - c_6'}{2NR} \tag{3.239}$$

$$i_{Ceq4}^{\Delta t_4}(t) = 0 \tag{3.240}$$

O mesmo procedimento é feito para as tensões e correntes do capacitor $C_{eq4}$, cujas equações são apresentadas em (3.241) a (3.246), onde as constantes $c_7'$ e $c_8'$ são apresentadas na Tabela 3.6.

$$v_{Ceq1}^{\Delta t_{tre}}(t) = \frac{I_{Lo}}{C_{eq1}^{tr} t_{tr}} t^2 + v_{Ceq1,0}^{\Delta t_{tre}} \tag{3.241}$$

$$\begin{aligned} v_{Ceq1,0}^{\Delta t_{tre}} = & \frac{(c_7' - c_8')\left\{1 - e^{-k_{Csm}[(1-D)T_s - t_{tr}]}\right\} + c_8' k_{Csm}\left[(1-D)T_s - t_{tr}\right]}{1 - e^{-k_{Csm}[(1-D)T_s - t_{tr}]}} + \ldots \\ & \ldots \frac{\frac{I_{Lo} t_{tr}}{C_{eq1}^{tr}} e^{-k_{Csm}[(1-D)T_s - t_{tr}]}}{1 - e^{-k_{Csm}[(1-D)T_s - t_{tr}]}} \end{aligned} \tag{3.242}$$

$$v_{Ceq1}^{\Delta t_4}(t) = (c_7' - c_8')\left[1 - e^{-k_{Csm}(t - DT_s)}\right] + c_8' k_{Csm}(t - DT_s) + v_{Ceq1,0}^{\Delta t_4} e^{-k_{Csm}(t - DT_s)} \tag{3.243}$$

$$v_{Ceq1,0}^{\Delta t_4} = \frac{I_{Lo} t_{tr}}{C_{eq1}^{tr}} + v_{Ceq1,0}^{\Delta t_{tr}} \tag{3.244}$$

$$i_{Ceq1}^{\Delta t_{34}} = \frac{i_{Ceq4}^{\Delta t_{tre}}}{2} + \frac{\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{34}}}{t_{tr}} t + i_{Lo,0}^{\Delta t_{34}} = \frac{-I_{Lo} + \Delta i_{Lo}^{\Delta t_{34}}}{t_{tr}} t + i_{Lo,0}^{\Delta t_{34}} \tag{3.245}$$

$$i_{Ceq1}^{\Delta t_4}(t) = \frac{\left(c_7' - c_8' - v_{Ceq1,0}^{\Delta t_4}\right) e^{-k_{Csm}(t - DT_s)} + c_8'}{2NR} \tag{3.246}$$

$$i_{Ceq1}^{\Delta t_{41}} = \frac{i_{Ceq4}^{\Delta t_{tre}}}{2} + \frac{\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{41}}}{t_{tr}} t + i_{Lo,0}^{\Delta t_{41}} = \frac{-I_{Lo} + \Delta i_{Lo}^{\Delta t_{41}}}{t_{tr}} t + i_{Lo,0}^{\Delta t_{41}} - I_{Lo} \tag{3.247}$$

Tabela 3.6 – Constantes utilizadas nas equações de tensão e corrente de $C_{eq}$ para o MA2

| $c_1'$ | $c_2'$ | $c_3'$ | $c_4'$ |
|---|---|---|---|
| $V_H - v_{Cf,0}^{\Delta t_1} - NRi_{Lo,0}^{\Delta t_1}$ | $\frac{2\left(\Delta v_{Cf}^{\Delta t_1} + NR\Delta i_{Lo}^{\Delta t_1}\right)}{k_{Csm}[(2D-1)T_s - 2t_{tr}]}$ | $V_H - v_{Cf,0}^{\Delta t_2} - NR\lvert i_{Lo,0}^{\Delta t_2}\rvert$ | $\frac{\Delta v_{Cf}^{\Delta t_2} - NR\Delta i_{Lo}^{\Delta t_2}}{k_{Csm}[(1-D)T_s - t_{tr}]}$ |
| $c_5'$ | $c_6'$ | $c_7'$ | $c_8'$ |
| $V_H - v_{Cf,0}^{\Delta t_3} - NRi_{Lo,0}^{\Delta t_3}$ | $\frac{2\left(-\lvert\Delta v_{Cf}^{\Delta t_3}\rvert + NR\Delta i_{Lo}^{\Delta t_3}\right)}{k_{Csm}[(2D-1)T_s - 2t_{tr}]}$ | $v_{Cf,0}^{\Delta t_4} + NR\lvert i_{Lo,0}^{\Delta t_4}\rvert$ | $\frac{\lvert\Delta v_{Cf}^{\Delta t_4}\rvert - NR\Delta i_{Lo}^{\Delta t_4}}{k_{Csm}[(1-D)T_s - t_{tr}]}$ |

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

As mesmas equações de $C_{eq1}$ e $C_{eq4}$ podem ser utilizadas para definir as tensões e correntes de $C_{eq2}$ e $C_{eq3}$, respectivamente, desde que seja considerado que as grandezas relativas a $C_{eq2}$ são defasadas em $T_s/2$ em relação às grandezas de $C_{eq1}$, enquanto que o comportamento de $C_{eq3}$ é desfasado em $T_s/2$ em relação ao de $C_{eq4}$.

Considerando que o pior caso de pico de corrente em $C_f$ no Modo Abaixador 2 ocorre igualmente, em módulo, nas etapas 2 e 4, a primeira pode ser utilizada para análise. Além disso, sabe-se que o valor de pico ocorre logo no início da etapa de operação. Portanto, o mesmo pode ser definido por (3.248).

$$i_{Cfp} = i_{Ceq4,0}^{\Delta t_2} - i_{Ceq3,0}^{\Delta t_2} = i_{Ceq4,0}^{\Delta t_2} + i_{Lo,0}^{\Delta t_2} - i_{Ceq2,0}^{\Delta t_2} = i_{Ceq4,0}^{\Delta t_2} + i_{Lo,0}^{\Delta t_2} - i_{Ceq1,0}^{\Delta t_4} \tag{3.248}$$

Os valores iniciais das correntes dos capacitores $C_{eq2}$ e $C_{eq4}$ podem ser definidos de acordo com (3.249) e (3.250), respectivamente.

$$i_{Ceq1,0}^{\Delta t_4} = i_{Ceq1}^{\Delta t_4}(DT_s) = \frac{\left(c_7' - v_{Ceq1,0}^{\Delta t_4}\right)}{2NR} \tag{3.249}$$

$$i_{Ceq4,0}^{\Delta t_2} = i_{Ceq4}^{\Delta t_2}\left(\frac{(2D-1)T_s}{2}\right) = \frac{\left(c_3' - v_{Ceq4,0}^{\Delta t_2}\right)}{2NR} \tag{3.250}$$

Substituindo (3.249) e (3.250) em (3.248) e manipulando a equação resultante, obtém-se (3.251). Assim como no MA1, $i_{Cfp}$ pode ser normalizada em relação a $I_{Lo}$, conforme (3.252). Logo, considerando que $h_{Cf} = 0{,}5$ e $t_{tr} = 0{,}02T_s$, a corrente $\overline{i_{Cfp}}$ passa a ser dependente de $h_{Csm}$, $D$, $N$ e $p_{Lo}$.

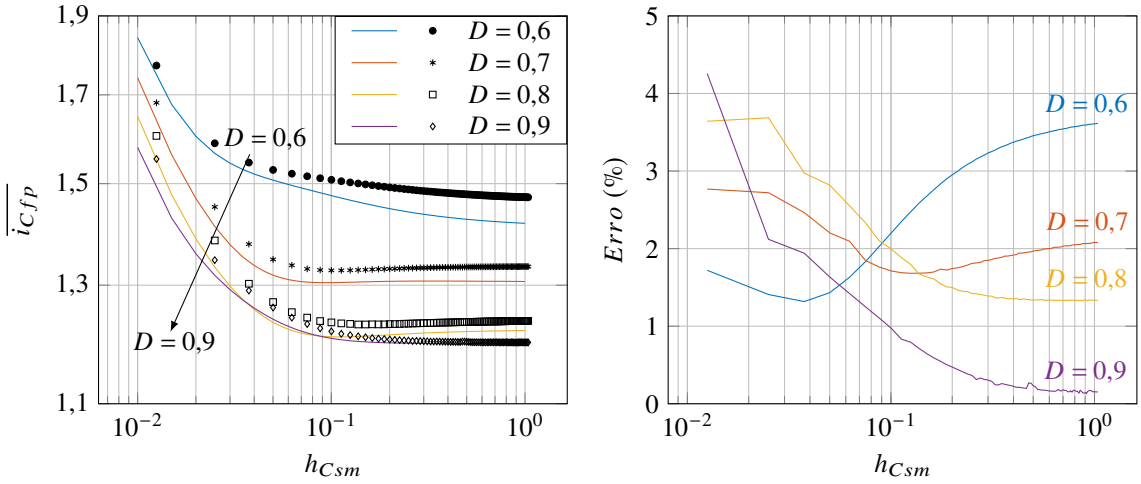
$$i_{Cfp} = \frac{V_H - v_{Cf,0}^{\Delta t_2} - v_{Cf,0}^{\Delta t_4} - v_{Ceq4,0}^{\Delta t_2} + v_{Ceq1,0}^{\Delta t_4}}{2NR} \tag{3.251}$$

$$\overline{i_{Cfp}} = \frac{i_{Cfp}}{I_{Lo}} \tag{3.252}$$

Adotando $h_{Cf} = 0{,}5$, $t_{tr} = 0{,}02T_s$ e $p_{Lo} = 0{,}25$, os comportamentos teórico (linhas contínuas) e simulado (marcadores) de $\overline{i_{Cfp}}$ e as curvas dos erros relativos (tendo os valores simulados como referência) são reproduzidos nas Figuras 3.19 e 3.20 para $N = 2$ e $N = 3$, respectivamente. As curvas de erros relativos mostram diferenças aceitáveis entre as curvas teóricas e os pontos simulados, se situando abaixo de 5%. É possível verificar que, assim como no MA1, há uma tendência de queda de $\overline{i_{Cfp}}$ com o aumento de $h_{Csm}$, sendo que a influência de $p_{Lo}$ continua deslocando o valor mínimo de $\overline{i_{Cfp}}$ para valores menores de $h_{Csm}$ em alguns casos. No entanto, esta influência permanece sendo sutil, conforme é mostrado na Figura 3.21, que representa a derivada de $\overline{i_{Cfp}}$ em relação a $p_{Lo}$ para diversos valores de $h_{Csm}$ e $D$, cujo valor máximo é de aproximadamente 0,13.

Combinando os resultados das análises por valores médios e instantâneos é possível desenvolver uma metodologia de projeto para o conversor HCCh-CMM, de forma que este possa operar respeitando as especificações da aplicação e com os picos de corrente dentro de condições aceitáveis.

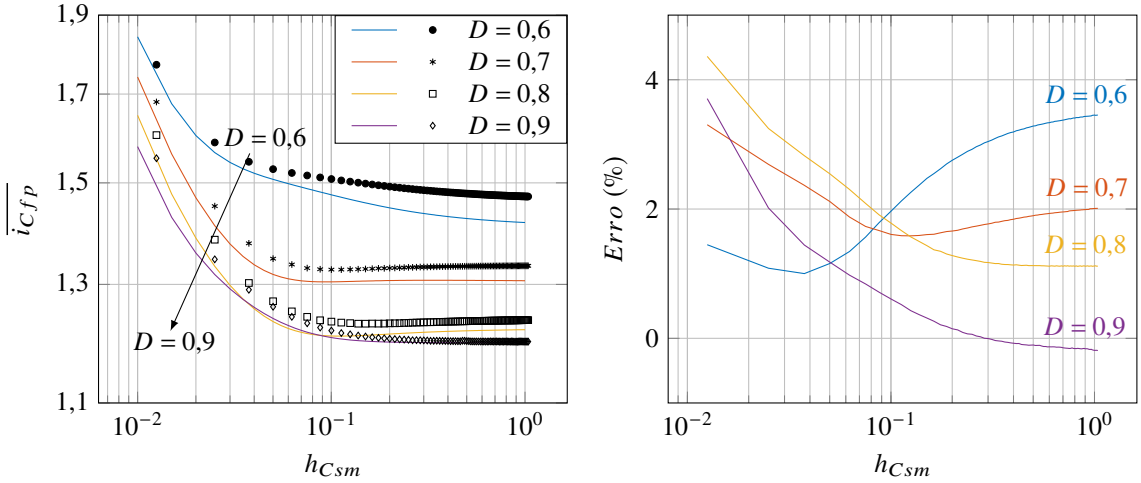
Figura 3.19 – **(a)** Ábaco e **(b)** curvas de erros, teóricos (linhas contínuas) e simulados (marcadores), de $\overline{i_{Cfp}}$ para $N = 2$ e $t_{tr} = 0{,}02T_s$ no MA2




(a) (b)

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

Figura 3.20 – **(a)** Ábaco e **(b)** curvas de erros, teóricos (linhas contínuas) e simulados (marcadores), de $\overline{i_{Cfp}}$ para $N = 3$ e $t_{tr} = 0{,}02T_s$ no MA2



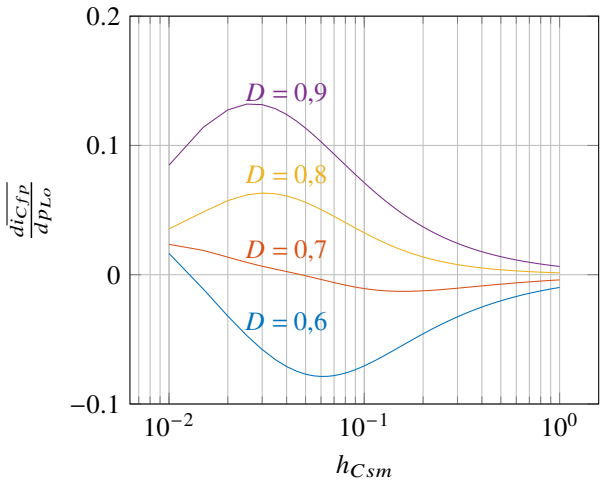

(a) (b)

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

## 3.6 METODOLOGIA DE PROJETO

A metodologia de projeto do HCCh-CMM é apresentada nesta seção, baseando-se nas conclusões obtidas através das análises por valores médios e instantâneos do mesmo. Considera-se como variáveis de entrada, isto é, especificações conhecidas previamente, a potência de saída ($P_o$), a tensão de entrada ($V_H$), a tensão de saída ($V_o$), a amplitude da ondulação da tensão de saída em relação a $V_o$ ($p_{Vo} = \Delta v_o/V_o$), a amplitude da ondulação da corrente do indutor $L_o$ em

Figura 3.21 – Curvas de $d\overline{i_{Cfp}}/dp_{Lo}$ para $t_{tr} = 0{,}02T_s$ no MA2




Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

relação a $I_{Lo}$ ($p_{Lo} = \Delta i_{Lo}/I_{Lo}$), a frequência de comutação ($f_s$) e o valor de pico da corrente do capacitor flutuante em relação a $I_{Lo}$ ($\overline{i_{Cfp}}$).

Inicialmente define-se a resistência equivalente da carga ($R_o$) e a corrente de saída ($I_o$) através de (3.253) e (3.254), respectivamente. Em seguida, pode-se definir a razão cíclica ($D$) de operação do conversor reescrevendo a equação do ganho estático de tensão do mesmo (3.82), resultando em (3.259).

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} \tag{3.253}$$

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} \tag{3.254}$$

A definição dos semicondutores a serem utilizados é baseada na máxima tensão de bloqueio dos mesmos e no valor médio da corrente que conduzem. Como inicialmente se desconhece número de SMs por braço $N$ e a resistência de condução do interruptor $R$, considera-se que a razão cíclica $D$ é igual a $V_o/V_H$ e a tensão total dos braços a $V_H/2$. Desta forma, o valor médio da corrente é definido por (3.255) para $S_{1,2}$ e $S_{2,2}$, enquanto que (3.256) é usada para $S_{3,2}$ e $S_{4,2}$. Por outro lado, a tensão de bloqueio está relacionada a $N$, conforme (3.257), na qual $V_{sw}$ representa a máxima tensão de bloqueio que se deseja sobre os semicondutores. Portanto, pode-se definir $N$ a partir de $V_{sw}$ ou vice-versa, dependendo de qual informação é disponibilizada de antemão.

$$I_{S,1,2} = I_{S,2,2} = I_{Lo}D \tag{3.255}$$

$$I_{S,3,2} = I_{S,4,2} = I_{Lo}(D-1) \tag{3.256}$$

$$V_{sw} = \frac{V_H}{2N} \tag{3.257}$$

A estimativa da resistência de condução ($R$) do interruptor é feita a partir das características da curva que relaciona a corrente de coletor ($i_c$) e a tensão coletor emissor ($v_{CE}$), fornecida pelo fabricante. Pode-se utilizar a inclinação da curva mencionada ($R_{on}$) e o valor da tensão de saturação do IGBT ($V_{sat}$) para criar um modelo de primeira ordem da tensão coletor emissor, que, se dividido por $i_c$, dá origem à expressão (3.258). A partir da mesma é possível estimar a resistência de condução do componente de acordo com a corrente que está sendo instantaneamente conduzida. Considera-se que $i_c$ é igual ao valor médio da corrente de saída ($I_{Lo}$) durante todo o tempo de condução do IGBT.

$$R = \frac{v_{CE}}{i_c} = R_{on} + \frac{V_{sat}}{i_c} = R_{on} + \frac{V_{sat}}{I_{Lo}} \tag{3.258}$$

Com o semicondutor escolhido e as definições de $N$ e $R$, a razão cíclica pode ser recalculada através de (3.259). O mesmo pode ser feito com os valores médios de corrente através da substituição de (3.259) em (3.255) e (3.256).

$$D = \frac{V_o(R_o + 2NR)}{V_H R_o} \tag{3.259}$$

Sabendo que o valor médio de tensão aplicado sobre os braços é aproximadamente igual a $V_H/2$, então número de SMs por braço é definido por (3.260), sendo $V_{Csm}$ o valor médio da tensão desejada sobre os capacitores de SM e sobre os semicondutores. , as características de condução dos semicondutores ($R$, $V_{sat}$ e $V_d$)

$$V_{Ceq1} = V_{Ceq2} = \frac{V_H}{2} + NRI_{Lo} \tag{3.260}$$

A indutância $L_o$ pode ser calculada conhecendo a tensão que é aplicada na mesma e que resulta na máxima variação de corrente $\Delta i_{Lo}$. A referida tensão depende se o conversor opera no MA1 ou no MA2. Caso seja no primeiro, ainda resta identificar se $D \leq 1/4$ ou se $D \geq 1/4$. Caso seja no segundo, é necessário verificar se $D \leq 3/4$ ou $D \geq 3/4$. A partir destas informações, a indutância $L_o$ pode ser obtida através de (3.261).

$$L_o = \begin{cases} \dfrac{(2NR + R_o)\left[(1-2D)T_s - 2t_{tr}\right]}{2p_{Lo}}, & \text{se } 0 \leq D \leq 0{,}25 \\ \dfrac{(2NR + R_o)(1-2D)(DT_s - t_{tr})}{2Dp_{Lo}}, & \text{se } 0{,}25 \leq D \leq 0{,}5 \\ \dfrac{(2NR + R_o)(1-2D)\left[(1-D)T_s - t_{tr}\right]}{2Dp_{Lo}}, & \text{se } 0{,}5 \leq D \leq 0{,}75 \\ \dfrac{(2NR + R_o)(1-D)\left[(2D-1)T_s - 2t_{tr}\right]}{2Dp_{Lo}}, & \text{se } 0{,}75 \leq D \leq 1 \end{cases} \tag{3.261}$$

A amplitude da ondulação de corrente de $L_o$ é dada por (3.262), enquanto que os valores máximo e mínimo de $i_{Lo}$ são obtidos por (3.263) e (3.264), respectivamente.

$$\Delta i_{Lo} = i_{Lo}^{max} - i_{Lo}^{min} = p_{Lo} I_{Lo} = \frac{V_o\,(1-2D)\,T_s}{2L_o} \tag{3.262}$$

$$i_{Lo}^{max} = I_{Lo} + \frac{\Delta i_{Lo}}{2} = I_{Lo}\left(1 + \frac{p_{Lo}}{2}\right) \tag{3.263}$$

$$i_{Lo}^{min} = I_{Lo} - \frac{\Delta i_{Lo}}{2} = I_{Lo}\left(1 - \frac{p_{Lo}}{2}\right) \tag{3.264}$$

Considerando inicialmente o MA1, o cálculo da capacitância de saída $C_o$ é feito de forma a atender a especificação de ondulação da tensão de saída. Aqui, a influência das etapas de transição é desprezada, pois a variação da corrente no indutor $L_o$ durante estes intervalos é consideravelmente menor do que fora das transições. Assumindo que toda a ondulação da corrente do indutor $L_o$ circula por $C_o$ e sabendo que o valor médio da corrente de $C_o$ é nulo, o valor instantâneo desta é definido por (3.265), baseando-se em (D.1), (3.263) e (3.264).

$$i_{Co}(t) = i_{Lo}(t) - I_{Lo} = \begin{cases} \dfrac{p_{Lo} I_{Lo}}{2}\left(\dfrac{2t}{DT_s} - 1\right), & \text{se } 0 \le t \le DT_s \\ \dfrac{p_{Lo} I_{Lo}}{2}\left[-\dfrac{4(t-DT_s)}{(1-2D)T_s} + 1\right], & \text{se } DT_s \le t \le \dfrac{T_s}{2} \end{cases} \tag{3.265}$$

Igualando $i_{Co}$ a zero quando $0 \le t \le DT_s$ e $DT_s \le t \le \frac{T_s}{2}$, encontra-se os instantes de tempo em que $i_{Co}$ é nulo durante as duas etapas de operação (3.266).

$$t_{icoz} = \begin{cases} \dfrac{DT_s}{2}, & \text{se } 0 \le t \le DT_s \\ \dfrac{(1+2D)T_s}{4}, & \text{se } DT_s \le t \le \dfrac{T_s}{2} \end{cases} \tag{3.266}$$

Sabe-se que $i_{Co}$ é positivo quando $DT_s/2 \le t \le (1+2D)T_s/4$. Portanto, dentro desse intervalo de tempo o capacitor $C_o$ é sempre carregado e a quantidade de carga elétrica recebida pelo mesmo é dada por (3.267).

Resolvendo a integral (3.267) e manipulando a equação matematicamente, chega-se em (3.268). Portanto, a capacitância necessária para que esta quantidade de carga absorvida por $C_o$ produza a ondulação desejada na tensão de saída é dada por (3.269). Utilizando o mesmo raciocínio para o MA2, obtém-se (3.270).

$$\begin{aligned} Q_{Co} &= \int_{\frac{DT_s}{2}}^{\frac{(1+2D)T_s}{4}} i_{Co}(t)\,dt \\ Q_{Co} &= \frac{p_{Lo} I_{Lo}}{2}\left\{\int_{\frac{DT_s}{2}}^{DT_s}\left(\frac{2t}{DT_s} - 1\right)dt + \int_{DT_s}^{\frac{(1+2D)T_s}{4}}\left[-\frac{4(t-DT_s)}{(1-2D)T_s} + 1\right]dt\right\} \end{aligned} \tag{3.267}$$

$$Q_{Co} = \frac{V_o\,(1-2D)\,T_s^2}{32L_o} \tag{3.268}$$

$$C_o = \frac{Q_{Co}}{\Delta v_o} = \frac{V_o\,(1-2D)\,T_s^2}{32\Delta v_o L_o} \tag{3.269}$$

$$C_o = \frac{Q_{Co}}{V_H - \Delta v_o} = \frac{(V_H - V_o)\,(2D-1)\,T_s^2}{32\Delta v_o L_o} \tag{3.270}$$

Uma abordagem complementar de cálculo de $C_o$ é feita de modo a garantir que a frequência de ressonância do par formado por $L_o$ e $C_o$ ($f_o$) seja consideravelmente menor do que a frequência de comutação do conversor. Desta forma, a operação do mesmo não é significativamente afetada pela interação do par LC mencionado. A partir deste raciocínio, é possível definir (3.271), onde é considerado que $f_o \leq 25 f_s$. Esta equação é valida para ambos os modos de operação e é utilizada em consonância com (3.269) e (3.270).

$$C_o = \frac{25^2}{(2\pi f_s)^2\,L_o} \tag{3.271}$$

A definição da capacitância $C_f$ é feita através dos ábacos do Apêndice E, onde se encontra o valor de $h_{Cf} \geq 0{,}5$ correspondente à resistência equivalente de saída do conversor desejada, de acordo com a razão cíclica de operação. Em seguida, utiliza-se (3.272) para determinar $C_f$.

$$C_f = \frac{h_{Cf}}{NRf_s} \tag{3.272}$$

O valor médio da tensão sobre $C_f$ é igual a $V_H/2$, enquanto que o valor máximo da mesma é dada por (3.273).

$$v_{Cf,max} = \begin{cases} v_{Cf,0}^{\Delta t_2}, & \text{se } 0 \leq D \leq 0{,}5 \\ v_{Cf,0}^{\Delta t_3}, & \text{se } 0{,}5 \leq D \leq 1 \end{cases} \tag{3.273}$$

O valor eficaz da corrente do capacitor $C_f$ é calculado de acordo com o modo de operação do conversor, conforme (3.274). Em relação à ondulação de tensão sobre $C_f$, a mesma pode ser obtida através das equações dos valores iniciais de $v_{Cf}$ para cada etapa de operação, apresentadas na Seção 3.5, sendo que os valores máximo e mínimo são dados por $v_{Cf,0}^{\Delta t_2}$ e $v_{Cf,0}^{\Delta t_4}$ no MA1, respectivamente, enquanto que no MA2 são definidos por $v_{Cf,0}^{\Delta t_3}$ e $v_{Cf,0}^{\Delta t_1}$, na mesma ordem. Portanto, as equações de variação de tensão são definidas de acordo com (3.275).

$$I_{Cf,ef} = \begin{cases} I_{Lo}\sqrt{2D}, & \text{se } 0 \leq D \leq 0{,}5 \\ I_{Lo}\sqrt{2\,(1-D)}, & \text{se } 0{,}5 \leq D \leq 1 \end{cases} \tag{3.274}$$

$$\Delta v_{Cf} = \begin{cases} v_{Cf,0}^{\Delta t_2} - v_{Cf,0}^{\Delta t_4} = \left(V_{Ceq1} - V_{Ceq3}\right)\left(F_2 - F_4\right), & \text{se } 0 \leq D \leq 0{,}5 \\ v_{Cf,0}^{\Delta t_3} - v_{Cf,0}^{\Delta t_1} = \left(V_{Ceq1} - V_{Ceq3}\right)\left(F_3' - F_1'\right), & \text{se } 0{,}5 \leq D \leq 1 \end{cases} \tag{3.275}$$

A escolha dos capacitores de SM tem como base os ábacos que determinam $\overline{i_{Cfp}}$ em função da variável $h_{Csm}$. De acordo com o número de SMs por braço $N$ e com a razão cíclica nominal de operação do conversor, determina-se o valor de $h_{Csm}$ correspondente ao valor máximo de $\overline{i_{Cfp}}$ aceitável para o projeto. A partir disso, $C_{sm}$ é obtido através de (3.276). Deve-se atentar para o fato de que os ábacos são feitos com a consideração de que $t_{tr} = 0{,}02T_s$.

$$C_{sm} = \frac{h_{Csm}}{Rf_s} \tag{3.276}$$

O valor médio da tensão sobre $C_{sm}$ e nos braços superiores e inferiores é dada por (3.277) e (3.278), respectivamente. Como as ondulações de tensão tendem a ser baixas nesses capacitores, pois $h_{Cf} \geq 0{,}5$, os valores médios podem ser utilizados como parâmetros para a especificação destes componentes.

$$\frac{V_{Ceq1}}{N} = \frac{V_{Ceq2}}{N} = \begin{cases} \dfrac{V_H}{2N} + RI_{Lo}\left[1 - \dfrac{2D\left(h_{Cf}k_{r1} + Dk_{r2}\right)}{h_{Cf}k_{r1} - D\left(1-2D\right)k_{r2}}\right], & \text{se MA1} \\ \dfrac{V_H}{2N} + RI_{Lo}\left\{1 - \dfrac{2D\left[h_{Cf}k_{r3} + (1-D)k_{r4}\right]}{h_{Cf}k_{r3} + \left[1 - D(3-2D)\right]k_{r4}}\right\}, & \text{se MA2} \end{cases} \tag{3.277}$$

$$\frac{V_{Ceq3}}{N} = \frac{V_{Ceq4}}{N} = \begin{cases} \dfrac{V_H}{2N} - RI_{Lo}\left[1 - \dfrac{2\left(1-D\right)\left(h_{Cf}k_{r1} + Dk_{r2}\right)}{h_{Cf}k_{r1} - D\left(1-2D\right)k_{r2}}\right], & \text{se MA1} \\ \dfrac{V_H}{2N} + RI_{Lo}\left\{1 - \dfrac{2D\left[h_{Cf}k_{r3} - (1-D)k_{r4}\right]}{h_{Cf}k_{r3} + \left[1 - D(3-2D)\right]k_{r4}}\right\}, & \text{se MA2} \end{cases} \tag{3.278}$$

O valor eficaz da corrente que circula por cada $C_{sm}$ é calculado a partir das equações de corrente dos capacitores equivalentes de cada braço, definidas na Seção 3.5, pois, fora dos intervalos de transição, todos os capacitores de SM de um mesmo braço estão conectados simultaneamente ao circuito. Por outro lado, os capacitores são sequencialmente conectados/desconectados ao longo dos intervalos em que ocorre transição. Esta sequência segue a lógica do algoritmo de seleção utilizado na modulação Q2N e faz com que, considerando um determinado braço, todo $C_{sm}$ conduza uma parcela de $I_{Lo}$ cuja amplitude e duração se modificam a cada transição subsequente, sendo que estas parcelas de $I_{Lo}$ se repetem com uma frequência $Nf_s$, conforme é apresentado na Figura 3.14. Este comportamento tem influência direta no valor eficaz da corrente dos referidos capacitores.

O cálculo do valor eficaz da corrente dos capacitores de SM é dado por (3.279), (3.280), (3.281) e (3.282), onde se considera que as correntes que circulam por $C_{sm}$ durante as transições continuam respeitado as equações equivalentes definidas na Seção 3.5, no entanto, a duração das mesmas vai desde o tempo de um degrau ($t_{tr}/(N-1)$), no mínimo, até o tempo de uma transição completa ($t_{tr}$), em passos de $t_{tr}/(N-1)$ e com frequência de $Nf_s$. Os valores eficazes referentes às correntes de $C_{sm2}$ e $C_{sm3}$ são iguais a aos de $C_{sm1}$ e $C_{sm4}$, respectivamente.

$$
\begin{aligned}
I_{Csm1}^{ef} = \ldots \\
\ldots\left\{\frac{1}{T_s}\left[\frac{2}{N}\sum_{q=0}^{N-2}\int_{\frac{qt_{tr}}{N-1}}^{t_{tr}} i_{Ceq1}^{\Delta t_{tre}}(t)^2\,dt + \int_{DT_s}^{\frac{T_s}{2}-t_{tr}} i_{Ceq1}^{\Delta t_2}(t)^2\,dt + \int_{\frac{T_s}{2}-t_{tr}}^{\frac{T_s}{2}} i_{Ceq1}^{\Delta t_{23}}(t)^2\,dt + \ldots\right.\right. \\
\left.\left.\ldots\int_{\frac{T_s}{2}}^{\frac{(1+2D)T_s}{2}-t_{tr}} i_{Ceq1}^{\Delta t_3}(t)^2\,dt + \int_{\frac{(1+2D)T_s}{2}-t_{tr}}^{\frac{(1+2D)T_s}{2}} i_{Ceq1}^{\Delta t_{34}}(t)^2\,dt + \int_{\frac{(1+2D)T_s}{2}}^{T_s-t_{tr}} i_{Ceq1}^{\Delta t_4}(t)^2\,dt\right]\right\}^{\frac{1}{2}}
\end{aligned}
\tag{3.279}
$$

$$
I_{Csm4}^{ef} = \left\{\frac{1}{T_s}\left\{\frac{1}{N}\sum_{q=0}^{N-2}\int_{\frac{qt_{tr}}{N-1}}^{t_{tr}}\left[i_{Ceq4}^{\Delta t_{12}}(t)^2 + i_{Ceq4}^{\Delta t_{41}}(t)^2\right]\,dt + \int_0^{DT_s-t_{tr}} i_{Ceq4}^{\Delta t_1}(t)^2\,dt\right\}\right\}^{\frac{1}{2}} \tag{3.280}
$$

$$
I_{Csm1}^{ef} = \left\{\frac{1}{T_s}\left\{\frac{1}{N}\sum_{q=0}^{N-2}\int_{\frac{qt_{tr}}{N-1}}^{t_{tr}}\left[i_{Ceq1}^{\Delta t_{34}}(t)^2 + i_{Ceq1}^{\Delta t_{41}}(t)^2\right]\,dt + \int_{DT_s}^{T_s-t_{tr}} i_{Ceq1}^{\Delta t_4}(t)^2\,dt\right\}\right\}^{\frac{1}{2}} \tag{3.281}
$$

$$
\begin{aligned}
I_{Csm4}^{ef} = \left\{\frac{1}{T_s}\left[\frac{2}{N}\sum_{q=0}^{N-2}\int_{\frac{qt_{tr}}{N-1}}^{t_{tr}} i_{Ceq4}^{\Delta t_{tre}}(t)^2\,dt + \ldots\right.\right. \\
\ldots\int_0^{\frac{(2D-1)T_s}{2}-t_{tr}} i_{Ceq4}^{\Delta t_1}(t)^2\,dt + \int_{\frac{(2D-1)T_s}{2}-t_{tr}}^{\frac{(2D-1)T_s}{2}} i_{Ceq4}^{\Delta t_{12}}(t)^2\,dt + \ldots \\
\left.\left.\ldots\int_{\frac{(2D-1)T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}-t_{tr}} i_{Ceq4}^{\Delta t_2}(t)^2\,dt + \int_{\frac{T_s}{2}-t_{tr}}^{\frac{T_s}{2}} i_{Ceq4}^{\Delta t_{23}}(t)^2\,dt + \int_{\frac{T_s}{2}}^{DT_s-t_{tr}} i_{Ceq4}^{\Delta t_3}(t)^2\,dt\right]\right\}^{\frac{1}{2}}
\end{aligned}
\tag{3.282}
$$

Direcionando a análise para os semicondutores e definindo $S_{I,J}$ como o conjunto interruptor ($S_{swI,J}$) mais diodo em antiparalelo ($S_{dI,J}$), é possível afirmar que (3.279), (3.280), (3.281) e (3.282) também são válidas para os semicondutores superiores ($S_{I,1}$) dos respectivos SMs, pois estão em série com $C_{sm}$. Ainda em função deste posicionamento no circuito, o valor médio da corrente que circula pelos mesmos é nulo. Portanto, as correntes em $S_{I,J}$ são bidirecionais, circulando pelo interruptor ou pelo diodo, durante intervalos de tempo específicos. Para simplificar a estimativa de perdas, considera-se que as correntes circulam pelo componente com maior resistência de condução R (normalmente o interruptor) durante todo o tempo, gerando um cálculo de pior caso. Assim sendo, a perda de potência por condução em cada um destes semicondutores é definida por (3.283), onde R é a resistência de condução dos mesmos.

$$
P_{cn,SI1} = R{I_{CsmI}^{ef}}^{2} \tag{3.283}
$$

Em relação aos semicondutores inferiores dos SMs ($S_{I,2}$), as perdas de condução podem ser calculadas utilizando os respectivos valores médios e eficazes das correntes apresentadas na

Tabela 3.4, resultando em (3.284). Atenta-se para o fato de que, nos braços inferiores, as perdas são calculadas em função das características dos diodos e não dos interruptores, considerando a operação do conversor como abaixador de tensão. Além disso, por serem influenciadas majoritariamente corrente de $L_o$, estas tendem a ser maiores do que nos braços superiores, que estão mais relacionadas às correntes geradas pelas conexões em paralelo entre os capacitores.

$$P_{cn,SI2} = \begin{cases} V_{sat} I_{S,I,2} + R {I_{S,I,2}^{ef}}^2, & \text{, se } I = 1 \text{ ou } I = 2 \\ V_d I_{S,I,2} + R {I_{S,I,2}^{ef}}^2 & \text{, se } I = 3 \text{ ou } I = 4 \end{cases} \tag{3.284}$$

Para estimar as perdas de comutação dos interruptores é necessário fazer uma análise dos caminhos de circulação das correntes dos braços durante os degraus de transição entre estados. Considera-se o intervalo $\Delta t_{12}$ do MA1, quando os braços 1 e 4 são transicionados, com o primeiro e o segundo tendo os capacitores conectados e desconectados, respectivamente. Tomando $B_1$ para análise, sabe-se que no início da transição ($t = DT_s - t_{tr}$) todos os $S_{1,2}$ estão conduzindo $i_1(DT_s - t_{tr})$ pelos interruptores, com os $S_{sw1,1}$ bloqueados em $V_{Ceq1}/N$. Portanto, o primeiro SM a ser desconectado ($SM_{1,1}$) tem $S_{sw1,2}$ bloqueado em $V_{Ceq1}/N$ e a corrente $i_1$ passa a circular pelo respectivo $S_{d1,1}$ (ainda não há tensão o suficiente para bloquear o diodo) com amplitude reduzida (em forma de degrau) em relação ao nível inicial.

Sequencialmente, o segundo SM do braço 1 ($SM_{1,2}$) passa pela alteração de estado e o processo anterior se repete, com $i_1$ diminuindo mais um degrau de amplitude e passando de $S_{sw1,2}$ para $S_{d1,1}$. Quando o último SM $SM_{1,N}$ passa pela transição, $S_{sw1,2}$ bloqueia com a corrente no patamar mais baixo (último degrau) e o circuito adquire tensão suficiente para bloquear os diodos $S_{d1,1}$ do braço, de forma que todos $S_{sw1,1}$ começam a conduzir uma corrente com valor inicial $i_{Ceq1,0}^{\Delta t_2}$. Portanto, os interruptores $S_{sw1,1}$ podem ser comutados com a baixa tensão dos respectivos diodos sendo aplicada sobre os mesmos.

No caso dos interruptores $S_{sw1,2}$, apenas um valor inicial de corrente é, de fato, conhecido ao longo dos bloqueios. Este se dá no momento do bloqueio de $S_{sw1,2}$ do primeiro SM transicionado, definido por $i_1(DT_s - t_{tr}) = i_{Ceq4}^{\Delta t_1}(DT_s - t_{tr}) + i_{Lo}^{\Delta t_1}(DT_s - t_{tr})$. Os outros valores são intermediários e se situam entre $i_1(DT_s - t_{tr})$ e $i_{Ceq1,0}^{\Delta t_2}$. Assume-se que a ordem de escolha dos SMs de cada braço é cíclica, isto é, o primeiro SM escolhido em uma transição dentro do período $T_s$ será o último no período $NT_s$, passando por todas as possíveis posições. Portanto, sabendo que a soma dos valores médios, dentro do intervalo $t_{tr}$, da corrente no capacitor equivalente $C_{eq1}$ é igual a $I_{Lo}$ e que cada braço passa por duas transições ao longo de $T_s$, é considerado que os interruptores inferiores do $SM_{1,2}$ até o $SM_{1,N}$ são bloqueados no instante em que conduzem uma corrente igual a $I_{Lo}/2$, simplificando a análise.

A análise pode ser replicada para o braço 1 no intervalo $\Delta t_{41}$, com a diferença de que as perdas ocorrem na entrada em condução dos interruptores $S_{sw1,2}$, sendo que, no último SM a

ter o capacitor desconectado do circuito, a corrente de $S_{sw1,2}$ sobe até $i_{Ceq4,0}^{\Delta t_1}+i_{Lo,0}^{\Delta t_4}$, ao invés de $I_{Lo}/2$.

Feitas essas considerações, as perdas totais de comutação referentes aos SMs do braço 1 podem ser estimadas por (3.285), onde $t_f$ e $t_r$ são os tempos de descida e subida da corrente no interruptor comutado, respectivamente.

$$
\begin{aligned}
&P_{com,S12} \approx \ldots \\
&\ldots \frac{1}{T_s}\left\{\int_0^{t_f}\left\{\frac{-i_1(DT_s-t_{tr})(t-t_f)}{t_f}+\frac{V_{Ceq1}}{Nt_f}t+(N-1)\left[-\frac{I_{Lo}}{2t_f}(t-t_f)+\frac{V_{Ceq1}}{Nt_f}t\right]\right\}dt+\ldots\right. \\
&\ldots \int_0^{t_r}\left\{\frac{\left(i_{Ceq4,0}^{\Delta t_1}+i_{Lo,0}^{\Delta t_4}\right)}{t_r}t-\frac{V_{Ceq1}}{Nt_r}(t-t_r)+(N-1)\left[\frac{I_{Lo}}{2t_r}t-\frac{V_{Ceq1}}{Nt_r}(t-t_r)\right]\right\}dt\Bigg\}
\end{aligned}
\tag{3.285}
$$

Uma análise similar pode ser aplicada ao braço 4, que tem um comportamento complementar ao do braço 1. Na transição $\Delta t_{12}$ do MA1, os capacitores de SM do braço 4 são sequencialmente desconectados do circuito, isto é, $S_{sw4,1}$ e $S_{sw4,2}$ são comandados a bloquear e conduzir, respectivamente, enquanto que os capacitores remanescentes descarregam ao longo deste período.

No primeiro SM da sequência de transição, o interruptor $S_{sw4,1}$ já assumiu naturalmente a corrente $i_{Ceq4}^{\Delta t_1}(DT_s-t_{tr})$ ou a mesma está circulando pelo diodo $S_{d4,1}$ no momento em que $S_{sw4,1}$ é bloqueado, dependendo das configurações de operação do conversor. Logo, apenas no primeiro caso há perdas de comutação por bloqueio, sendo este considerado na análise. Após esta transição, os interruptores $S_{sw4,1}$ dos SMs restantes passam conduzir a corrente de descarga dos capacitores, cuja amplitude aumenta em degraus intermediários à medida em que estes capacitores são desconectados. Portanto, há perdas de comutação no bloqueio de todos os interruptores $S_{sw4,1}$ do braço. Por outro lado, com o bloqueio de $S_{sw4,1}$, o diodo $S_{d4,2}$ do respectivo SM passa a conduzir a corrente do braço, o que não provoca perdas de comutação significativas.

Mudando a análise para a transição $\Delta t_{41}$, quando os capacitores do braço 4 são sequencialmente conectados ao circuito, verifica-se que a corrente de $S_{d4,2}$ é transferida para $S_{sw4,1}$ no momento em que este é comandado a conduzir, repetindo o ciclo de subida em degraus da amplitude da corrente nos interruptores $S_{sw4,1}$ à medida em que o procedimento de transição ocorre. Excepcionalmente na transição do último SM da sequência, os diodos $S_{d4,1}$ passam a conduzir a corrente o braço, não gerando perda de entrada em condução do interruptor $S_{sw4,1}$ deste SM. Conclui-se que há perdas significativas na entrada em condução de $S_{sw4,1}$, porém não no bloqueio de $S_{d4,2}$.

Feitas essas considerações, as perdas totais de comutação referentes aos SMs do braço 4 podem ser estimadas por (3.286).

$$
\begin{aligned}
&P_{com,S41} \approx \ldots \\
&\ldots \frac{1}{T_s}\left\{\int_0^{t_f}\left\{\frac{-i_4(DT_s-t_{tr})(t-t_f)}{t_f}+\frac{V_{Ceq4}}{Nt_f}t+(N-1)\left[-\frac{I_{Lo}}{2t_f}(t-t_f)+\frac{V_{Ceq4}}{Nt_f}t\right]\right\}dt+\ldots \\
&\ldots \int_0^{t_r}(N-1)\left[\frac{I_{Lo}}{2t_r}t-\frac{V_{Ceq1}}{Nt_r}(t-t_r)\right]dt\right\}
\end{aligned}
\tag{3.286}
$$

As perdas de comutação nos braços 2 e 3 são equivalentes as dos braços 1 e 4, respectivamente. Além disso, as equações (3.285) e (3.286) também são válidas para o MA2.

Por fim, as tensões de bloqueio dos semicondutores superiores e inferiores também são dadas por (3.277) e (3.278), nesta ordem.

# 4 MODELAGEM DAS RESPOSTAS DINÂMICAS E CONTROLE

Neste capítulo, apresenta-se a metodologia utilizada para a obtenção dos modelos matemáticos que descrevem o comportamento dinâmico das grandezas de interesse da topologia em questão. A partir de modelos adequados, é possível projetar controladores que proporcionam o comportamento dinâmico desejado às respectivas variáveis controladas. A validação dos modelos via simulador também é disponibilizada, além do projeto dos controladores utilizados no protótipo do conversor e dos resultados de simulação do conversor operando em malha fechada e submetido a degraus de carga.

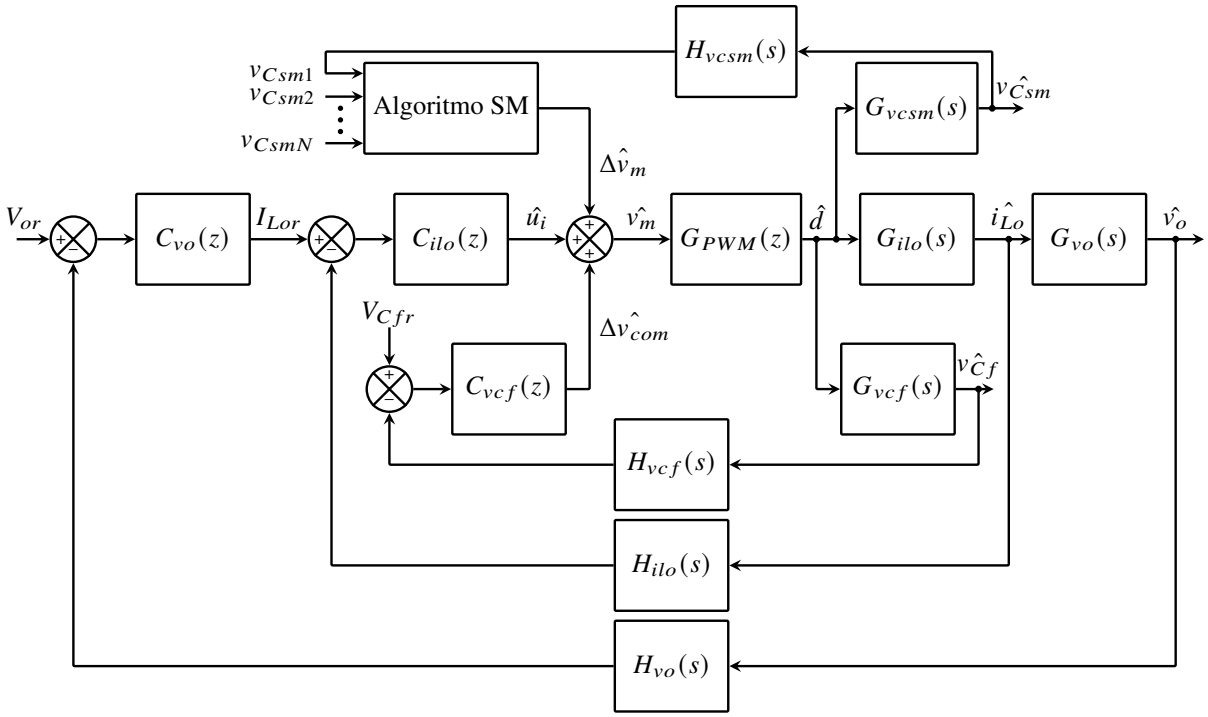
De maneira geral, neste trabalho, os modelos são obtidos a partir da aplicação de uma perturbação de baixa amplitude em uma determinada variável de controle ($\hat{u}(t)$) e da resposta da variável que se deseja controlar em relação a esta perturbação ($\hat{y}(t)$). Se tratando de sinais de baixa amplitude, as variáveis de interesse podem ser representadas a partir de uma linearização, onde as perturbações são definidas como sinais alternados que oscilam em torno de um ponto quiescente (por exemplo, $y(t) = Y + \hat{y}(t)$), sendo este definido a partir da análise estática por valores médios da topologia, apresentada na Seção 3.4. Esta técnica, apesar de ser válida apenas para sinais de baixa amplitude, permite a aplicação da transformada de Laplace nas equações diferenciais que definem os comportamentos das plantas, facilitando a análise das mesmas no domínio da frequência (plano $s$) (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007).

Com o objetivo de garantir que o conversor opere de maneira balanceada em relação às tensões do capacitor flutuante e dos capacitores dos submódulos, que o mesmo proporcione uma tensão com valor médio constante na saída, independentemente da carga, e que haja uma proteção da estrutura a partir da limitação do valor médio máximo da corrente de saída, é definida a estratégia de controle digital apresentada pelo diagrama de blocos da Figura 4.1.

A estratégia de controle adotada é constituída por quatro malhas: a malha de corrente no indutor ($\hat{i_{Lo}}$), controlada a partir da razão cíclica ($\hat{d}$); a malha de tensão de saída ($\hat{v_o}$), controlada a partir da corrente do indutor; a malha de tensão no capacitor flutuante ($\hat{v_{Cf}}$), controlada a partir da adição de um valor comum ($\Delta\hat{v_{com}}$) às moduladoras $v_m^{1,4}$ e $v_m^{2,3}$; e a malha de balanço das tensões nos capacitores dos SMs de um mesmo braço ($\hat{v_{Csm}}$), cujo controle é feito a partir da adição de um valor $\Delta\hat{v}_m$, individualmente, às respectivas moduladoras destes capacitores.

Nota-se que as malhas de corrente do indutor e de tensão de saída formam uma estrutura em cascata, onde o sinal de controle da segunda (malha externa) funciona como sinal de referência para a primeira (malha interna). Desta forma, é necessário projetar os respectivos controladores garantindo o desacoplamento das malhas em termos de banda passante, isto é, a malha interna, quando fechada, deve ter uma banda passante consideravelmente maior do que a

Figura 4.1 – Diagrama de blocos da estratégia de controle da topologia




Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

banda do controlador da malha externa. Assim, a malha de corrente passa a ser vista como um ganho pela malha de tensão e o sinal de controle da malha de tensão se comporta como uma referência praticamente constante para a malha de corrente.

O desacoplamento de banda passante também deve ser garantido entre as malhas de corrente no indutor e de tensão do capacitor flutuante. O sinal de controle desta última é diretamente somado ao sinal de controle da primeira para gerar a moduladora do *PWM*. Portanto, é importante que a referida malha de tensão seja lenta o suficiente para provocar o mínimo de distorção ao sinal de saída do controlador de corrente. Com a tensão do capacitor flutuante devidamente regulada, as tensões totais dos braços passam a ser automaticamente grampeadas nos níveis corretos.

Em relação ao balanço das tensões dos capacitores dos SMs de um mesmo braço, os respectivos sinais de controle ($\Delta\hat{v}_m$) são responsáveis por gerar os degraus de tensão na entrada do filtro LC durante as transições entre os estados de operação do conversor. Destaca-se que, neste trabalho, o valor associado a $\Delta\hat{v}_m$ é discreto e está relacionado à duração individual dos degraus ($t_{tr}/(N-1)$). Portanto, a amplitude de $\Delta\hat{v}_m$ é escolhida através do algoritmo de ordenação dentro de um conjunto de possíveis valores de amplitude pré-definidos. A duração destas transições deve ser curta em relação ao período de comutação, a fim de pouco interferir no valor médio da

tensão de saída. Por outro lado, esta duração deve respeitar o tempo mínimo de comutação dos interruptores e a restrição de $dv/dt$ sobre $L_o$.

Concluídas as abordagens em relação à estratégia de controle adotada e, consequentemente, tendo o conhecimento de quais plantas são consideradas nesta estratégia, é possível partir para a obtenção dos modelos de pequenos sinais das mesmas.

Com o objetivo de facilitar a leitura, são reapresentados a equação geral de espaço de estados, o vetor de entrada do espaço de estados, o vetor de variáveis de estado e o vetor de valores médios das variáveis de estado em (4.1) a (4.4), respectivamente, onde $j \in \{E_a, E_b, E_c, E_d\}$ indica o estado topológico descrito pelo espaço de estados. As matrizes $\boldsymbol{A_j}$ e $\boldsymbol{B_j}$ são definidas na Seção 3.4.

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{A_j x} + \boldsymbol{B_j u} \tag{4.1}$$

$$\boldsymbol{u} = \begin{bmatrix} V_H \end{bmatrix} \tag{4.2}$$

$$\boldsymbol{x}^T = \begin{bmatrix} v_{Cf} & v_{Ceq1} & v_{Ceq2} & v_{Ceq3} & v_{Ceq4} & i_{Lo} & v_o \end{bmatrix} \tag{4.3}$$

$$\boldsymbol{X} = \begin{bmatrix} V_{Cf} \\ V_{Ceq1} \\ V_{Ceq2} \\ V_{Ceq3} \\ V_{Ceq4} \\ I_{Lo} \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_H}{2} \\ \frac{V_H}{2} + NRI_{Lo} \\ \frac{V_H}{2} + NRI_{Lo} \\ \frac{V_H}{2} - NRI_{Lo} \\ \frac{V_H}{2} - NRI_{Lo} \\ \frac{V_H D}{(2NR+R_o)} \\ \frac{V_H D R_o}{(2NR+R_o)} \end{bmatrix} \tag{4.4}$$

Assim como na análise por valores médios, o processo de modelagem pode ser feito utilizando qualquer um dos modos de operação do conversor. Desde que seja feita a correta substituição de $D_{mag}$ por $D$, de acordo com o modo de operação considerado na análise, o modelo obtido é válido para ambos os modos. Todas as modelagens são feitas utilizando o Modo Abaixador 1.

As validações dos modelos desenvolvidos são feitas através do programa de simulação de circuitos PSIM®, comparando as respostas das funções de transferência obtidas com o comportamento dos respectivos sinais do modelo chaveado da topologia após a aplicação de uma determinada perturbação de pequenos sinais.

## 4.1 MODELAGEM DA PLANTA $\hat{i_{Lo}}(s)/\hat{d}(s)$

A planta em questão considera como sinal de entrada uma perturbação na razão cíclica $d$ e, como saída, a resposta de uma das variáveis de estado a esta perturbação. Portanto, pode-se escrever as variáveis de interesse conforme (4.5) a (4.8).

$$\boldsymbol{x} = \boldsymbol{X} + \hat{\boldsymbol{x}} \tag{4.5}$$

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \cancelto{0}{\dot{\boldsymbol{X}}} + \dot{\hat{\boldsymbol{x}}} \tag{4.6}$$

$$\boldsymbol{u} = \boldsymbol{U} + \cancelto{0}{\hat{\boldsymbol{u}}} = V_H \tag{4.7}$$

$$d = D + \hat{d} \tag{4.8}$$

A obtenção do respectivo modelo parte da definição do espaço de estados para valores médios instantâneos (média dentro de um período de chaveamento $T_s$) da operação do conversor, dado por (4.9), sendo as matrizes $\boldsymbol{A}_{<T_s>}$ e $\boldsymbol{B}_{<T_s>}$ definidas por 4.10 e 4.11, respectivamente.

$$\dot{\boldsymbol{x}}_{<T_s>} = \boldsymbol{A}_{<T_s>}\boldsymbol{x}_{<T_s>} + \boldsymbol{B}_{<T_s>}V_H \tag{4.9}$$

$$\boldsymbol{A}_{<T_s>} = \boldsymbol{A}_{E_b}d + \boldsymbol{A}_{E_d}\frac{(1-2d)}{2} + \boldsymbol{A}_{E_c}d + \boldsymbol{A}_{E_d}\frac{(1-2d)}{2} \tag{4.10}$$

$$\boldsymbol{B}_{<T_s>} = \boldsymbol{B}_{E_b}d + \boldsymbol{B}_{E_d}\frac{(1-2d)}{2} + \boldsymbol{B}_{E_c}d + \boldsymbol{B}_{E_d}\frac{(1-2d)}{2} \tag{4.11}$$

Utilizando (4.5) a (4.8) em (4.10) e (4.11), fazendo algumas manipulações matemáticas e considerando apenas os termos alternados de primeira ordem, chega-se em (4.12).

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\boldsymbol{x}}} = &\left[\left(\boldsymbol{A}_{E_b} + \boldsymbol{A}_{E_c}\right)D + \boldsymbol{A}_{E_d}(1-2D)\right]\hat{\boldsymbol{x}} + \ldots \\ &\ldots\left[\left(\boldsymbol{A}_{E_b} + \boldsymbol{A}_{E_c} - 2\boldsymbol{A}_{E_d}\right)\boldsymbol{X} + \left(\boldsymbol{B}_{E_b} + \boldsymbol{B}_{E_c} - 2\boldsymbol{B}_{E_d}\right)V_H\right]\hat{d}\end{aligned} \tag{4.12}$$

Aplicando a Transformada de Laplace em (4.12), obtém-se a função de transferência matricial (4.13), que representa a relação entre as variáveis de estado e a razão cíclica.

$$\begin{aligned}\frac{\hat{\boldsymbol{x}}(s)}{\hat{d}(s)} = &\left[s\boldsymbol{I}_{7x7} - \left(\boldsymbol{A}_{E_b} + \boldsymbol{A}_{E_c}\right)D - \boldsymbol{A}_{E_d}(1-2D)\right]^{-1} \cdot \left[\left(\boldsymbol{A}_{E_b} + \boldsymbol{A}_{E_c} - 2\boldsymbol{A}_{E_d}\right)\boldsymbol{X} + \ldots\right. \\ &\left.\ldots\left(\boldsymbol{B}_{E_b} + \boldsymbol{B}_{E_c} - 2\boldsymbol{B}_{E_d}\right)V_H\right]\end{aligned} \tag{4.13}$$

A partir da utilização do vetor de valores médios definido em (4.4) é possível resolver (4.13) e, tomando o sexto elemento do vetor resultante, obtém-se a função de transferência de interesse (4.14), cujos coeficientes são dados de (4.15) a (4.23).

$$G_{ilo}(s) = \frac{\hat{i_{Lo}}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{a_{3,G_1}s^3 + a_{2,G_1}s^2 + a_{1,G_1}s + a_{0,G_1}}{b_{4,G_1}s^4 + b_{3,G_1}s^3 + b_{2,G_1}s^2 + b_{1,G_1}s + b_{0,G_1}} \tag{4.14}$$

$$a_{0,G_1} = V_H D(1-D) \tag{4.15}$$

$$a_{1,G_1} = V_H \left[2RC_{sm} + D(1-D)R_oC_o\right] \tag{4.16}$$

$$a_{2,G_1} = 2V_H RC_{sm} \left[2RC_{sm} + R_oC_o\right] \tag{4.17}$$

$$a_{3,G_1} = 4V_H (RC_{sm})^2 R_oC_o \tag{4.18}$$

$$b_{0,G_1} = D(1-D)(2NR + R_o) \tag{4.19}$$

$$b_{1,G_1} = 4NR^2C_{sm}\left(D^2 - D + 1\right) + 2RR_o\left[C_{sm} + D(1-D)NC_o\right] + D\,(1-D)\,L_o \tag{4.20}$$

$$b_{2,G_1} = 4R^2C_{sm}\left[C_{sm}(NR + R_o) + \left(D^2 - D + 1\right)NR_oC_o\right] + Lo\left[2RC_{sm} + D(1-D)R_oC_o\right] \tag{4.21}$$

$$b_{3,G_1} = 2RC_{sm}\left[2RC_{sm}(L_o + NRR_oC_o) + R_oL_oC_o\right] \tag{4.22}$$

$$b_{4,G_1} = 4(RC_{sm})^2 R_oL_oC_o \tag{4.23}$$

Uma característica interessante desta topologia consiste no fato de que a ordem do espaço de estados, apesar de elevada, é fixa, isto é, independente da quantidade de submódulos utilizada em cada braço. Isso facilita o projeto do controlador em aplicações de alta tensão, que exigem o uso de uma quantidade relativamente elevada de SMs.

Considerando que $R$ é um parâmetro cujo valor se encontra na faixa entre unidades e algumas centenas de m$\Omega$, este tende a ser consideravelmente menor do que $R_o$. Além disso, esta condição deve ser atendida para que as perdas de condução do conversor sejam minimizadas. Também é possível afirmar que $C_{sm}$ e $C_o$ são capacitâncias da ordem de $\mu$F. Sendo assim, os coeficientes de (4.14) formados por parcelas que contém $R^2$ e $C_{sm}C_o$ podem ser simplificados, resultando nas equações de (4.24) a (4.32) e, consequentemente, em uma função de transferência simplificada de segunda ordem da planta em questão, conforme (4.33).

$$a_{0,G_1} = V_H D(1-D) \tag{4.24}$$

$$a_{1,G_1} = V_H D(1-D)R_oC_o \tag{4.25}$$

$$a_{2,G_1} \approx 0 \tag{4.26}$$

$$a_{3,G_1} \approx 0 \tag{4.27}$$

$$b_{0,G_1} = D(1-D)(2NR + R_o) \tag{4.28}$$

$$b_{1,G_1} \approx 2RR_o\left[C_{sm} + D(1-D)NC_o\right] + D\,(1-D)\,L_o \tag{4.29}$$

$$b_{2,G_1} \approx D(1-D)R_oL_oC_o \tag{4.30}$$

$$b_{3,G_1} = \approx 0 \tag{4.31}$$

$$b_{4,G_1} \approx 0 \tag{4.32}$$

$$G_{ilo}(s) \approx \frac{\frac{V_H}{L_o}\left(s+\frac{1}{R_oC_o}\right)}{s^2+\left[\frac{2RC_{sm}}{D(1-D)L_oC_o}+\frac{2NR}{Lo}+\frac{1}{R_oC_o}\right]s+\frac{2NR+R_o}{R_oL_oC_o}} \tag{4.33}$$

## 4.2 MODELAGEM DA PLANTA $\hat{v_o}(s)/\hat{i_{Lo}}(s)$

A planta em questão considera como sinal de entrada uma perturbação na corrente do indutor e, como saída, a resposta da tensão no capacitor de saída a esta perturbação. Portanto, esta função de transferência pode ser obtida de acordo com (4.34).

$$\frac{\hat{v_o}(s)}{\hat{i_{Lo}}(s)} = \frac{\hat{v_o}(s)}{\hat{d}(s)} \cdot \frac{\hat{d}(s)}{\hat{i_{Lo}}(s)} \tag{4.34}$$

A função de transferência da planta $(\hat{v_o}(s)/\hat{d}(s))$ é dada em (4.35), que corresponde ao sétimo elemento do vetor resultante em (4.13). Os coeficientes da respectiva função de transferência são dados de (4.36) a (4.43).

$$G_{vod}(s) = \frac{\hat{v_o}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{a_{2,G_2}s^2+a_{1,G_2}s+a_{0,G_1}}{b_{4,G_2}s^4+b_{3,G_2}s^3+b_{2,G_2}s^2+b_{1,G_2}s+b_{0,G_2}} \tag{4.35}$$

$$a_{0,G_2} = V_HR_oD(1-D) \tag{4.36}$$

$$a_{1,G_2} = 2V_HR_oRC_{sm} \tag{4.37}$$

$$a_{2,G_2} = 4V_HR_o(RC_{sm})^2 \tag{4.38}$$

$$b_{0,G_2} = D(1-D)(2NR+R_o) \tag{4.39}$$

$$b_{1,G_2} = 4NR^2C_{sm}\left(D^2-D+1\right)+2RR_o\left[C_{sm}+D(1-D)NC_o\right]+D\left(1-D\right)L_o \tag{4.40}$$

$$b_{2,G_2} = 4R^2C_{sm}\left[C_{sm}(NR+R_o)+\left(D^2-D+1\right)NR_oC_o\right]+Lo\left[2RC_{sm}+D(1-D)R_oC_o\right] \tag{4.41}$$

$$b_{3,G_2} = 2RC_{sm}\left[2RC_{sm}(L_o+NRR_oC_o)+R_oL_oC_o\right] \tag{4.42}$$

$$b_{4,G_2} = 4(RC_{sm})^2R_oL_oC_o \tag{4.43}$$

Multiplicando (4.35) pelo inverso de (4.14), chega-se à função de transferência de interesse, dada por (4.44). Este é um modelo típico de conversores do tipo Buck, sendo devidamente explorada na literatura.

$$G_{vo}(s) = \frac{\hat{v_o}(s)}{\hat{i_{Lo}}(s)} = \frac{1}{C_o\left(s+\frac{1}{R_oC_o}\right)} \tag{4.44}$$

## 4.3 MODELAGEM DA PLANTA $\hat{v_{Cf}}(s)/\Delta\hat{v_{com}}(s)$

A modelagem da resposta de $v_{Cf}$ a perturbações feitas nas moduladoras parte do princípio de que, ao ser adicionada uma parcela $\Delta v_{com}$ que atue de forma comum nas moduladoras $v_m^{1,4}$ e $v_m^{2,3}$, provoca-se a circulação desbalanceada da corrente $I_{Lo}$ pelo capacitor flutuante $C_f$ durante o período $T_s$, isto é, a quantidade de carga que carrega $C_f$ passa a ser diferente da que é fornecida pelo mesmo dentro de um período $T_s$. Desta forma, o valor médio da corrente $i_{Cf}$ deixa de ser nulo, criando uma perturbação no valor médio de $v_{Cf}$.

Partindo deste princípio, pode-se relacionar as moduladoras com os tempos de duração dos estados topológicos conforme (4.45), para os braços 1 e 4, e (4.46), para os braços 2 e 3, onde $V_{port}^{max}$ é o valor de pico da portadora triangular de período $T_s$, $t_{on1}$ e $t_{on2}$ são os tempos em que $v_m^{1,4}$ e $v_m^{2,3}$ são maior e menor do que a portadora $v_{port}(t)$ no intervalo de $T_s/2$, respectivamente, $d = 2t_{on1}/T_s$ é a razão cíclica de operação do conversor e, por fim, $\Delta t$ e $\Delta d$ são as alterações na duração dos estados e na razão cíclica provocadas por $\Delta v_{com}$.

$$v_m^{1,4} + \Delta v_{com} = \frac{2V_{port}^{max}\left(t_{on1} + \Delta t\right)}{T_s} = d + \Delta d \tag{4.45}$$

$$v_m^{2,3} + \Delta v_{com} = V_{port}^{max} - v_m^{1,4} + \Delta v_m = \frac{2V_{port}^{max}\left[\frac{T_s}{2} - \left(t_{on2} - \Delta t\right)\right]}{T_s} \tag{4.46}$$

A partir da sequência de estados do MA1, é possível escrever o valor médio do vetor $\hat{\boldsymbol{x}}$ dentro do período $T_s$ de acordo com (4.47), cuja manipulação resulta em (4.48), onde $v_m = v_m^{1,4}$.

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\boldsymbol{x}}} = \frac{1}{T_s}&\left[2\left(t_{on1} + \Delta t\right)\boldsymbol{A_{E_b}} + 2\left(\frac{T_s}{2} - t_{on2} + \Delta t - t_{on1} - \Delta t\right)\boldsymbol{A_{E_d}} + 2\left(\frac{T_s}{2} - \frac{T_s}{2} + t_{on2} - \Delta t\right)\boldsymbol{A_{E_c}}\right]\boldsymbol{x} + \ldots \\ &\left[2\left(t_{on1} + \Delta t\right)\boldsymbol{B_{E_b}} + 2\left(\frac{T_s}{2} - t_{on2} + \Delta t - t_{on1} - \Delta t\right)\boldsymbol{B_{E_d}} + 2\left(\frac{T_s}{2} - \frac{T_s}{2} + t_{on2} - \Delta t\right)\boldsymbol{B_{E_c}}\right]\boldsymbol{u}\end{aligned} \tag{4.47}$$

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\boldsymbol{x}}} = \frac{1}{T_s}&\left[\left(\frac{v_m + \Delta v_{com}}{V_{port}^{max}}\right)\boldsymbol{A_{E_b}} + \left(\frac{V_{port}^{max} - 2v_m}{V_{port}^{max}}\right)\boldsymbol{A_{E_d}} + \left(v_m - \Delta v_{com}\right)\boldsymbol{A_{E_c}}\right]\boldsymbol{x} + \ldots \\ &\left[\left(\frac{v_m + \Delta v_{com}}{V_{port}^{max}}\right)\boldsymbol{B_{E_b}} + \left(\frac{V_{port}^{max} - 2v_m}{V_{port}^{max}}\right)\boldsymbol{B_{E_d}} + \left(v_m - \Delta v_{com}\right)\boldsymbol{B_{E_c}}\right]\boldsymbol{u}\end{aligned} \tag{4.48}$$

Pode-se definir $v_m$ apenas como uma parcela contínua $V_m$, pois não há perturbação neste sinal, isto é, $\hat{v_m} = 0$. Por outro lado, $\Delta v_{com}$ é dada pela soma de duas parcelas, uma contínua $\Delta V_{com}$ e outra alternada de baixa amplitude $\Delta\hat{v_{com}}$. Portanto, utilizando as definições (4.5), (4.6) e (4.7) em (4.48) e considerando apenas os termos de primeira ordem da equação resultante, encontra-se (4.49).

$$\hat{\dot{\boldsymbol{x}}} = \frac{1}{V_{port}^{max}} \left[ \left( \boldsymbol{A_{E_b}} + \boldsymbol{A_{E_c}} - 2\boldsymbol{A_{E_d}} \right) V_m \hat{\boldsymbol{x}} + \left( \boldsymbol{A_{E_b}} - \boldsymbol{A_{E_c}} \right) \left( \boldsymbol{X} \Delta \hat{v_{com}} + \Delta V_{com} \hat{\boldsymbol{x}} \right) + \left( V_{port}^{max} \boldsymbol{A_{E_d}} \right) \hat{\boldsymbol{x}} + \ldots \right.$$
$$\left. \ldots \left( \boldsymbol{B_{E_b}} - \boldsymbol{B_{E_c}} \right) V_H \hat{v_{com}} \right] \tag{4.49}$$

A consideração apenas dos termos contínuos de (4.48) resulta em $\Delta V_{com} = 0$. Utilizando esta informação e aplicando a transformada de Laplace em (4.49), obtém-se (4.50), sendo que a primeira linha do sistema matricial resultante é o modelo de interesse, dado em (4.51).

$$\frac{\hat{\boldsymbol{x}}(s)}{\Delta \hat{v_{com}}(s)} = \left[ V_{port}^{max} s \boldsymbol{I_{7x7}} - \left( \boldsymbol{A_{E_b}} + \boldsymbol{A_{E_c}} - 2\boldsymbol{A_{E_d}} \right) V_m \hat{\boldsymbol{x}} - \left( V_{port}^{max} \boldsymbol{A_{E_d}} \right) \hat{\boldsymbol{x}} \right]^{-1} \left[ \left( \boldsymbol{A_{E_b}} - \boldsymbol{A_{E_c}} \right) \boldsymbol{X} + \ldots \right.$$
$$\left. \ldots \left( \boldsymbol{B_{E_b}} - \boldsymbol{B_{E_c}} \right) V_H \right] \tag{4.50}$$

$$G_{vcf}(s) = \frac{\hat{v_{Cf}}(s)}{\hat{v_{com}}(s)} = \frac{2I_{Lo}}{V_{port}^{max} C_f} \frac{\left( s + \frac{D}{2RC_{sm}} \right) \left[ s + \frac{(1-D)}{2RC_{sm}} \right]}{s \left[ s^2 + \frac{(2C_{sm}+NC_f)s}{2NRC_{sm}C_f} + \frac{D(1-D)(4C_{sm}+NC_f)}{4NR^2C_{sm}^2C_f} \right]} \tag{4.51}$$

A função de transferência (4.51) apresenta um polo na origem e mais dois polos $p_1$ e $p_2$ localizados nas frequências obtidas em (4.52).

$$p_{1,2} = \frac{1}{2RC_{sm}} \left[ -\frac{2C_{sm}+NC_f}{2NC_f} \pm \sqrt{\left\{ \frac{2C_{sm}+NC_f}{2NC_f} \right\}^2 - \frac{(1-D)\left\{4C_{sm}+NC_f\right\}}{NC_f}} \right] \tag{4.52}$$

Reescrevendo $G_{vcf}(s)$ em frações parciais, cujos numeradores são constantes calculadas a partir dos respectivos resíduos, obtém-se (4.53).

$$G_{vcf}(s) = \frac{2I_{Lo}}{V_{port}^{max} C_f} \left[ \frac{\lim_{s \to 0} sG_{vcf}(s)}{s} + \frac{\lim_{s \to -p_1} (s+p_1)G_{vcf}(s)}{s+p_1} + \frac{\lim_{s \to -p_2} (s+p_2)G_{vcf}(s)}{s+p_2} \right] \tag{4.53}$$

Nota-se que as magnitudes de $p_1$ e $p_2$ são dominadas pelo fator $1/2RC_{sm}$, o que tende a levar estes polos para frequências consideravelmente altas, pouco influenciando no comportamento da planta. Portanto, a função de transferência em questão pode ser simplificada e reescrita de acordo com (4.54).

$$G_{vcf2}(s) = \frac{2I_{Lo}NC_f}{V_{port}^{max} \left(4C_{sm}+NC_f\right) C_f s} \tag{4.54}$$

## 4.4 MODELAGEM DA PLANTA DE TENSÃO NOS CAPACITORES DE SM

Para atingir o balanço de tensão entre os capacitores de SM pertencentes a um mesmo braço, utiliza-se as etapas de transição para tornar diferente a quantidade de carga que cada um desses capacitores recebe/fornece dentro do intervalo $t_{tr}$. Existem duas transições de duração $t_{tr}$ dentro de $T_s$, sendo que, em uma transição os capacitores $C_{sm}$ são conectados e na outra desconectados do circuito. Considera-se que, em cada período $T_s$ e em ambas as transições, todo capacitor $C_{sm}$ assume uma das $N$ possíveis posições dentro da sequência de ordenamento dos SMs, sem repeti-las. Portanto, é possível afirmar que as correntes que circulam por cada $C_{sm}$ são iguais à corrente total do braço, porém, com intervalos de duração distintos, que podem variar de zero até $t_{tr}$, em passos de $t_{tr}/(N-1)$.

Considerando que as correntes dos braços durante as transições são definidas como rampas com valor médio igual a $I_{Lo}/2$, conforme apresentado no tópico 3.5.1, e que $\Delta t_{tr}$ é o intervalo de tempo durante o qual a corrente do braço circula pelo capacitor $C_{sm}$, então o valor médio instantâneo da corrente deste capacitor pode ser dada por (4.55).

$$I_{Csm} = \frac{1}{\Delta t_{tr}} \int_0^{\Delta t_{tr}} \frac{I_{Lo}}{t_{tr}} t \, dt = \frac{I_{Lo} \Delta t_{tr}}{2 t_{tr}} \tag{4.55}$$

Na modulação Q2N, a tensão equivalente a $\Delta t_{tr}$ que deve ser adicionada (ou subtraída) à moduladora de um determinado SM do braço 1 ou 4 é dada por (4.56). Isolando $\Delta t_{tr}$ em (4.56) e utilizando em (4.55), chega-se em (4.57).

$$\Delta v_m = \frac{2 V_{port}^{max} \Delta t_{tr}}{T_s} \tag{4.56}$$

$$I_{Csm}(t) = \frac{I_{Lo} T_s}{4 t_{tr} V_{port}^{max}} \Delta v_m(t) \tag{4.57}$$

Define-se $\Delta V_m$ como a soma de um valor CC e uma perturbação CA ($\Delta \hat{v}_m$). Portanto, aplicando esta perturbação à equação diferencial que rege o comportamento de $C_{sm}$, tomando os termos de primeira ordem e utilizando a transformada de Laplace, obtém-se o modelo de pequenos sinais da planta que relaciona $v_{\hat{C}sm}$ e $\Delta \hat{v}_m$, dado em (4.58).

$$G_{vcsm}(s) = \frac{v_{\hat{C}sm}(s)}{\Delta \hat{v}_m(s)} = \frac{I_{Lo} T_s}{4 C_{sm} t_{tr} V_{port}^{max} s} \tag{4.58}$$

Em relação ao algoritmo de seleção, parte-se do princípio de que, durante as transições, a corrente $i_{Lo}$ se divide pelo par de braços cujos estados estão sendo alterados. Esta divisão ocorre de forma que a parcela do braço superior circula no sentido de carregar os capacitores do mesmo, enquanto que a circulação pelo braço inferior é no sentido de descarga dos capacitores.

Portanto, a lógica do ordenamento dos SMs consiste em medir as tensões de cada capacitor de um determinado braço e, se este for $B_1$ ou $B_2$, o capacitor com maior tensão deve ser aquele que fica menos tempo conectado ao braço durante a transição, ao contrário do capacitor de menor tensão, que necessita de mais carga para alcançar as tensões dos outros capacitores do braço. Caso o braço for $B_3$ ou $B_4$, a lógica é invertida, isto é, os capacitores com maior e menor tensão devem ficar mais tempo conectado e desconectado ao/do circuito, respectivamente, para que o balanço das tensões seja atingido.

Este modelo não foi validado através de simulação, no entanto, sua funcionalidade é testada na operação do protótipo.

## 4.5 VALIDAÇÃO DOS MODELOS DE RESPOSTA DINÂMICA

A validação dos três modelos dinâmicos apresentados no trabalho é feita através do simulador PSIM®. Utiliza-se a função de varredura em frequência para comparar as respostas da topologia chaveada e das funções de transferências dos modelos para perturbações de pequenos sinais nas variáveis de entrada das plantas. Em todos os casos é implementado um SM equivalente por braço, sendo que as transições entre estados são desprezadas, assim como as tensões $V_{sat}$ e $V_d$.

Os modelos das plantas $\hat{i_{Lo}}(s)/\hat{d}(s)$ e $\hat{v_o}(s)/\hat{d}(s)$ são obtidos na mesma simulação. A perturbação é feita na razão cíclica para a medição de $\hat{i_{Lo}}$ e a resposta deste é utilizada como perturbação para $\hat{v_o}$. Com essas dois modelos validados, tem-se a validação de $\hat{v_o}(s)/\hat{i_{Lo}}(s)$ como consequência. No caso da planta $\hat{v_{Cf}}(s)/\Delta\hat{v_{com}}(s)$, uma perturbação é aplicada de forma comum às duas moduladoras para a verificação da resposta de $\hat{v_{Cf}}$. Além disso, considera-se uma fonte de corrente substituindo o filtro LC e a resistência de saída, pois a malha de controle para regulação de $V_{Cf}$ é consideravelmente mais lenta do que a dinâmica de $i_{Lo}$.

Os valores das variáveis utilizadas nos circuitos simulados são apresentados na Tabela 4.1, enquanto que as comparações entre as respostas dos modelos e das simulações são mostradas na Figura 4.2 através dos diagramas de Bode resultantes, onde é possível verificar a validade das funções de transferência obtidas.

### 4.5.1 Medição e controladores

Para implementar o sistema de controle proposto para o conversor são necessárias as medições da corrente $i_{Lo}$ e das tensões $v_o$, $v_{Cf}$ e $v_{Csm}$. A primeira é medida por meio do sensor LAH-25NP, fabricado pela LEM, com ganho de 0,225 V/A e que está posicionado junto à placa do filtro LC de saída, assim como o sensor LV-20P, de mesmo fabricante, que realiza a medição

Tabela 4.1 – Especificações do protótipo

| **Parâmetro** | $\frac{\hat{i_{Lo}}(s)}{\hat{d}(s)}$ e $\frac{\hat{v_o}(s)}{\hat{i_{Lo}}(s)}$ | $\frac{\hat{v_{Cf}}(s)}{\Delta\hat{v_{com}}(s)}$ |
|---|---|---|
| Potência de saída ($P_o$) | 1 kW | 1 kW |
| Tensão de entrada ($V_H$) | 350 V | 350 V |
| Resistência de saída ($R_o$) | 10 Ω | - |
| Frequência de chaveamento ($f_s$) | 12,5 kHz | 12,5 kHz |
| Número de SMs por braço ($N$) | 2 | 3 |
| Resistência de condução dos semicondutores ($R$) | 260 mΩ | 260 mΩ |
| Capacitância do capacitor flutuante ($C_f$) | 77 $\mu$F | 72 $\mu$F |
| Capacitância dos capacitores de SM ($C_{sm}$) | 3,85 $\mu$F | 8 $\mu$F |
| Indutância do filtro de saída ($L_o$) | 613 $\mu$H | - |
| Capacitância de saída ($C_o$) | 12 $\mu$F | - |
| Amplitude da fonte de corrente na saída | - | 1,69 A |
| Razão cíclica ($D$) | 0,32 | 0,2 |

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

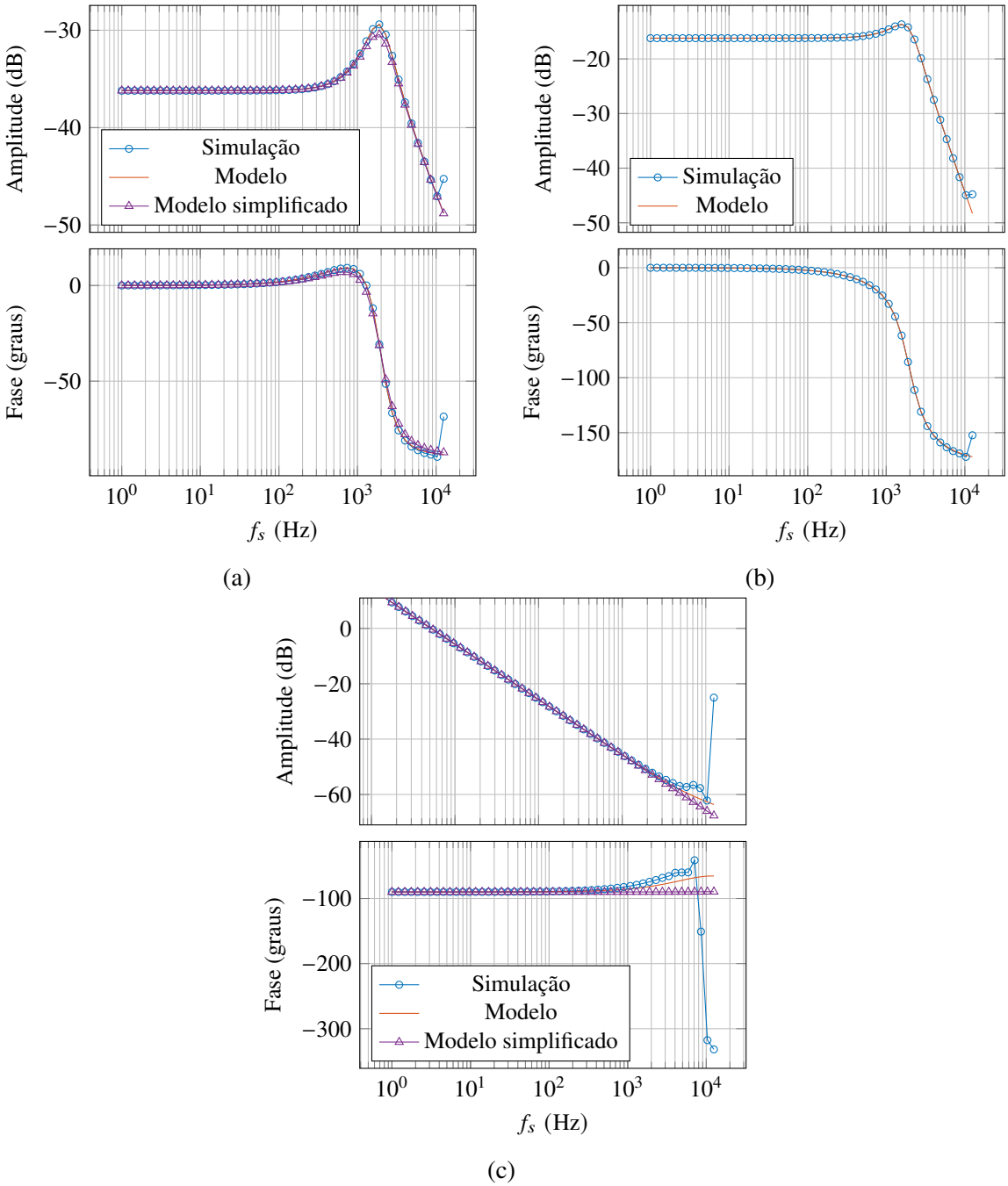
da tensão de saída $v_o$ com ganho de 0,00963 V/V. Um sensor deste mesmo tipo é posicionado na placa do capacitor flutuante para a leitura de $v_{Cf}$ com ganho de 0,0144 V/V. Por fim, a medição das tensões dos capacitores de SM é feita utilizando um *Voltage Controlled Oscilator* (VCO) por SM.

O sistema de processamento de sinais do protótipo é feito através de duas FPGAs ALTERA Cyclone II EP2C5T144 e um DSP TMS320F28335 da Texas Instruments. Uma FPGA (FPGA 1) é responsável por receber os sinais dos VCOs, realizar a medição da frequência de cada um deles através do *clock* interno e enviar as contagens de pulsos resultantes para o DSP, sendo que, quanto maior for o número de pulsos de *clock* contados dentro de um período do sinal recebido, menor será a tensão no SM correspondente. A outra placa FPGA (FPGA 2) é utilizada para receber as moduladoras do DSP e gerar os sinais PWM, devidamente modulados em 5 MHz, para que sejam transmitidos de maneira sincronizada para os SMs através das fibras óticas.

O DSP, além de receber as informações relacionadas às tensões dos capacitores de SM e executar o algoritmo de seleção dos mesmos com $t_{tr} = 0{,}02T_s$, também processa os sinais proporcionados pelos sensores de $i_{Lo}$, $v_{Co}$ e $v_{Cf}$ através de três canais Analógico/Digital (A/D). Devidamente lidos, com uma frequência de amostragem $f_a = 2f_s$, estes sinais são comparados com as respectivas referências, gerando os sinais de erro que alimentam as equações recursivas referentes a cada um dos controladores digitais. Por fim, as saídas destes, que correspondem às moduladoras, são enviadas a FPGA 2 para a geração dos sinais de comando dos interruptores.

Conforme mencionado, são utilizados três controladores digitais. Para o projeto dos mesmos, deve-se considerar que cada uma das saídas dos sensores de $i_{Lo}$, $v_o$ e $v_{Cf}$ passa por um filtro antirrecobrimento do tipo passa-baixa de primeira ordem antes de chegar na entrada A/D. As frequências de corte dos filtros são definidas em $f_a/2$, $f_a/10$ e $f_a/20$, respectivamente. As

Figura 4.2 – Diagramas de Bode das plantas simuladas e dos respectivos modelos: **(a)** $\frac{\hat{i_{Lo}}(s)}{\hat{d}(s)}$, **(b)** $\frac{\hat{v_o}(s)}{\hat{d}(s)}$ **(c)** $\frac{\hat{v_{Cf}}(s)}{\hat{v_{com}}(s)}$




Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

duas últimas frequências podem ser definidas mais baixas do que a primeira, pois estão relacionadas a controladores mais lentos, de forma que os filtros antirrecobrimento podem ser projetados com banda passante menor sem prejudicar a estabilidade das plantas.

É também importante considerar a influência da modulação PWM nos projetos de controle. Digitalmente, a portadora triangular é implementada na FPGA 2 com valor pico a pico

$V_{port}^{max}$ = 2000 e de forma que $f_s$ = 12,5 kHz. Além disso, as atualizações dos valores das moduladoras não são instantaneamente utilizadas na comparação com a portadora. As leituras das novas amplitudes são sempre realizadas quando esta atinge zero ou $V_{port}^{max}$, de forma que este processo de atualização não ocorra nos momentos de comutação dos interruptores, evitando a leitura de ruídos provocados pelos chaveamentos, e que não haja possíveis trocas de estados adicionais e desnecessárias dentro de um período $T_s$. Portanto, pode-se considerar que há um atraso de, no máximo, uma amostra na comparação entre a moduladora e a portadora. Com base nestas informações, a função de transferência do sistema de modulação é dada por (4.59).

$$\frac{\hat{d}(z)}{\hat{v_m}(z)} = \frac{z^{-1}}{V_{port}^{max}} \tag{4.59}$$

Seguindo para o projeto dos controladores, a metodologia utilizada consiste, inicialmente, na discretização dos modelos utilizando a transformada Z pelo método Segurador de Ordem zero (*Zero Order Hold* - ZOH). Esta escolha é baseada no fato de que os sinais de controle são disponibilizados nas saídas do DSP de maneira discreta, isto é, as amplitudes dos mesmos são amostradas e mantidas constantes dentro dos períodos de amostragem $T_a$. Portanto, as plantas são alimentadas com sinais de característica "amostra e mantém", que é justamente a definição do ZOH.

Após a discretização das plantas utilizando $f_a$, as mesmas são convertidas novamente para o plano contínuo a partir da aplicação da transformada Z inversa através do método de Tustin. Este processo resulta em novos modelos no tempo contínuo, porém, contendo informações sobre os efeitos da discretização das plantas, através da adição de polos e zeros nas funções de transferência. Ao mesmo tempo, as características dos modelos contínuos iniciais não são perdidas, tanto em termos de estabilidade quanto de dinâmica. Portanto, é possível projetar os controladores no plano contínuo, utilizando os novos modelos, e posteriormente discretizar estes controladores, também com o método de Tustin, para que possam ser implementados no DSP.

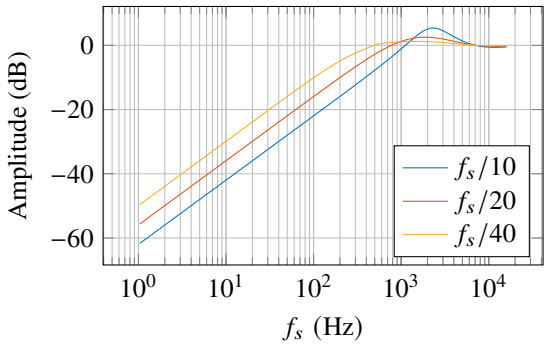
Tomando inicialmente a planta $\hat{i_{Lo}}(s)/\hat{d}(s)$, o respectivo controlador é projetado para proporcionar erro nulo em regime permanente e garantir a estabilidade do conversor. Para isso, o mesmo é composto por dois zeros complexos conjugados, localizados na mesma frequência dos polos, também complexos conjugados, de menor frequência do respectivo modelo. Adicionalmente, são utilizados três polos: um na origem para garantir erro nulo em regime permanente; outro na frequência de chaveamento para atenuar ruídos provenientes das comutações; e um último localizado na frequência do zero mais lento da planta para aumentar a atenuação dos sinais com frequências próximas à frequência de corte do controlador ($f_{ci}$), definida em $f_s/40$ = 312,5 Hz.

O reduzido valor de $\omega_{ci}$ foi escolhido para atenuar possíveis distúrbios na corrente $i_{Lo}$. Considerando que uma perturbação $\hat{p}(s)$ seja somada a $\hat{i_{Lo}}(s)$, um novo sinal $\hat{i_{Lo}}'(s) = \hat{i_{Lo}}(s) + \hat{p}(s)$ é gerado. Definindo que o sinal de referência da malha de controle em questão é nulo, pode-se encontrar a função de transferência que relaciona a saída $\hat{i_{Lo}}'(s)$ com o sinal de entrada $\hat{p}(s)$, dada em (4.60), no qual $C$, $G$ e $H$ representam as funções de transferência do controlador, da planta $\hat{i_{Lo}}(s)/\hat{d}(s)$ e da realimentação de $\hat{i_{Lo}}'$, respectivamente.

Os diagramas de Bode referentes à amplitude de (4.60), com todos os blocos já convertidos do plano digital para o contínuo e considerando controladores com a mesma estrutura definida anteriormente, porém, com $\omega_{ci}$ igual a $f_s/10$, $f_s/20$ e $f_s/40$, são apresentados na Figura 4.3. Nota-se que, para o menor valor de $f_{ci}$, perturbações na banda entre 1,1 kHz e 6,9 kHz, aproximadamente, são amplificadas, alcançando até 5,4 dB em 2,3 kHz, o que pode ocasionar ondulações significativas na corrente do indutor $L_o$. Por outro lado, adotando o valor intermediário de $f_{ci}$, a amplificação máxima é reduzida para 2,5 dB em 1,9 kHz, enquanto que, com o menor valor de $f_{ci}$, chega-se ao valor máximo de 1,26 dB em 1,65 kHz. Por esse motivo, foi definido $f_{ci} = f_s/40$. A equação do controlador resultante é mostrada em (4.61).

$$\frac{\hat{i_{Lo}}'(s)}{\hat{p}(s)} = \frac{1}{1+CGH} \tag{4.60}$$

Figura 4.3 – Amplitude dos diagramas de Bode referentes a $\hat{i_{Lo}}'/\hat{p}$ para diferentes frequências de corte $\omega_{ci}$




Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

$$C_{ilo}(z) = \frac{0{,}01683 - 0{,}01537z^{-1} - 0{,}01656z^{-2} + 0{,}01563z^{-3}}{1 - 1{,}77z^{-1} + 0{,}5497z^{-2} + 0{,}2202z^{-3}} \tag{4.61}$$

São disponibilizados na Figura 4.4a os seguintes diagramas de Bode: FTMA com controlador unitário ($C_{ilo} = 1$) antes da digitalização ($FT_{i1}$); FTMA com controlador unitário após a conversão para o tempo digital para o contínuo ($FT_{i2}$) e controlador projetado ($C_{ilo}$). Na Figura 4.4b é apresentado o diagrama de bode da FTMA com o controlador projetado. Neste último, verifica-se a frequência de corte em 313 Hz, além das margens de fase e ganho em 80,4° e

20,1 dB, respectivamente. Também é possível notar que, após a conversão da FTMA do tempo discreto para o contínuo, a amplitude recebe um ganho proveniente do A/D de 12 bits e são adicionados dois zeros no semi plano direito, que provocam uma queda acentuada na fase próximo de 1 kHz, que são os efeitos da digitalização do sistema de controle representados no tempo contínuo. Por fim, o diagrama de Bode da Função de Transferência de Malha Fechada (FTMF) da planta com o controlador também é apresentado na Figura 4.4c, no qual se nota que o sinal de saída ($\hat{i_{Lo}}(s)$) apresenta uma resposta fiel a sinais de referência de até 100 Hz, sendo que, neste caso, a referência utilizada´tende a ser um sinal contínuo, já que deseja-se controlar o valor médio da corrente no indutor $L_o$.

Em relação ao controlador da planta $\hat{v_o}(s)/\hat{i_{Lo}}(s)$, tem-se como requisitos o erro nulo em regime permanente e uma FTMA da planta com o controlador projetado com banda passante consideravelmente menor do que a banda da malha de controle de $i_{Lo}$. Desta forma, a malha interna pode ser considerada como uma constante, cujo valor é igual ao inverso do ganho da realimentação da mesma. Opta-se pela configuração PI+polo para o controlador, sendo um zero alocado em $1/(R_oC_o)$ para compensar o polo da planta nesta frequência, um polo posicionado na origem e outro polo em $\omega_s$ para atenuação de ruídos. A frequência de corte da malha externa ($f_{cvo}$) é definida em $f_{ci}/10 = 31{,}5$ Hz. A equação do controlador resultante é mostrada em (4.62).

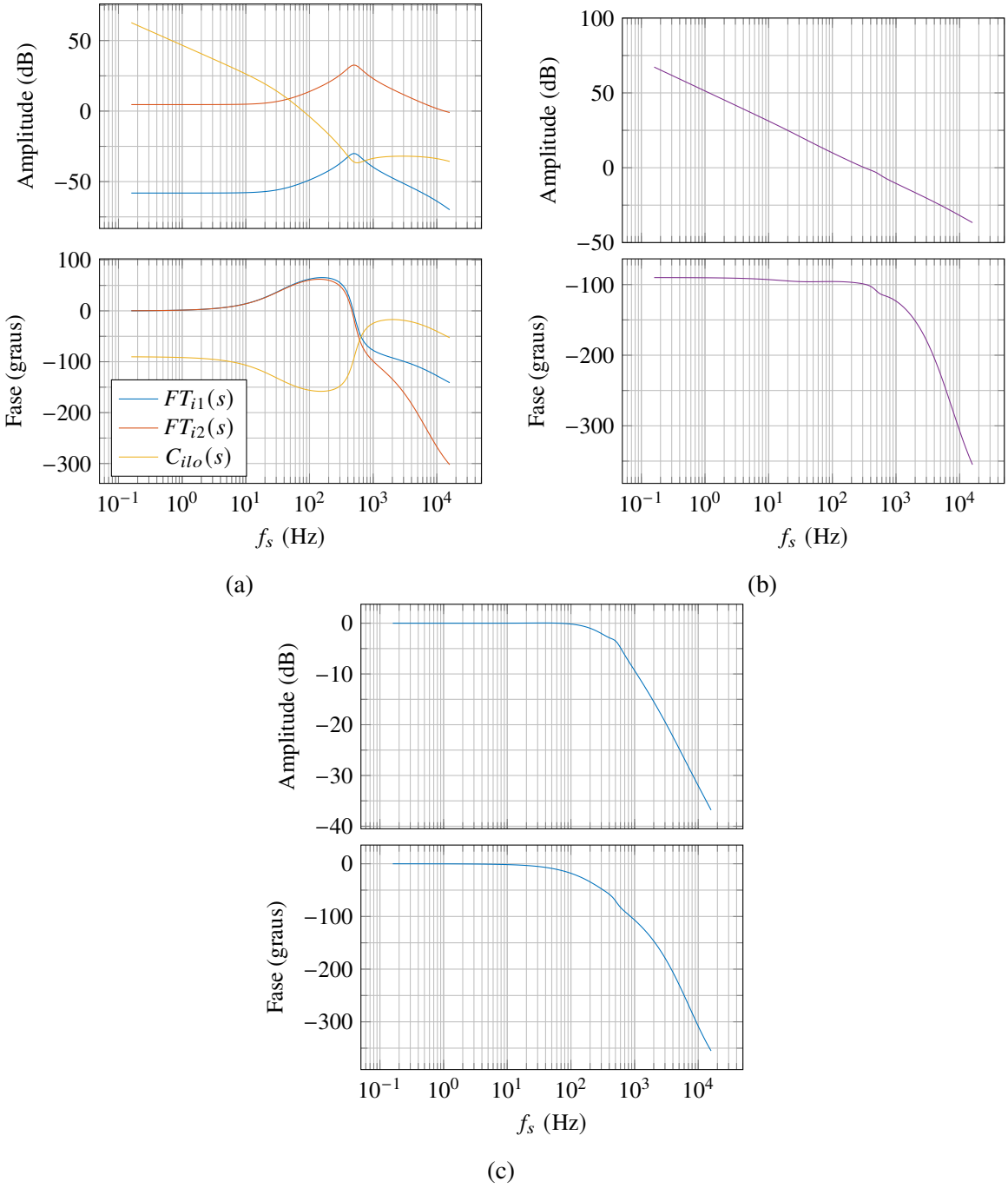
$$C_{vo}(z) = \frac{0{,}3599 + 0{,}0286z^{-1} - 0{,}3571z^{-2}}{1 - 0{,}778z^{-1} + 0{,}222^{-2}} \tag{4.62}$$

De maneira análoga aos diagramas de Bode apresentados para a planta de corrente, as curvas relativas à planta $\hat{v_o}(s)/\hat{i_{Lo}}(s)$ são disponibilizadas na Figura 4.5, na qual se verifica a frequência de corte em 31,6 Hz, além das margens de fase e ganho em 87,8° e 37,7 dB, respectivamente. Neste caso, não há diferença de amplitude entre os modelos antes da digitalização e após a conversão para o tempo contínuo, pois o ganho do A/D aplicado na leitura de tensão é compensado no ganho da malha interna de corrente.

O controlador da planta $\hat{v_{Cf}}(s)/\Delta\hat{v}_m(s)$ é projetado de forma que a ação do mesmo seja lenta o suficiente para que não provoque distorções significativas nos sinais das moduladoras. Como o modelo da planta já possui um polo na origem, é implementado um controlador do tipo proporcional com um polo adicional, este posicionado em $\omega_s$ para a atenuação de ruídos. A frequência de corte também é definida em $f_{ci}/10 = 31{,}5$ Hz. A equação do controlador resultante é mostrada em (4.63).

$$C_{vcf}(z) = \frac{0{,}1739 + 0{,}1739z^{-1}}{1 + 0{,}222z^{-1}} \tag{4.63}$$

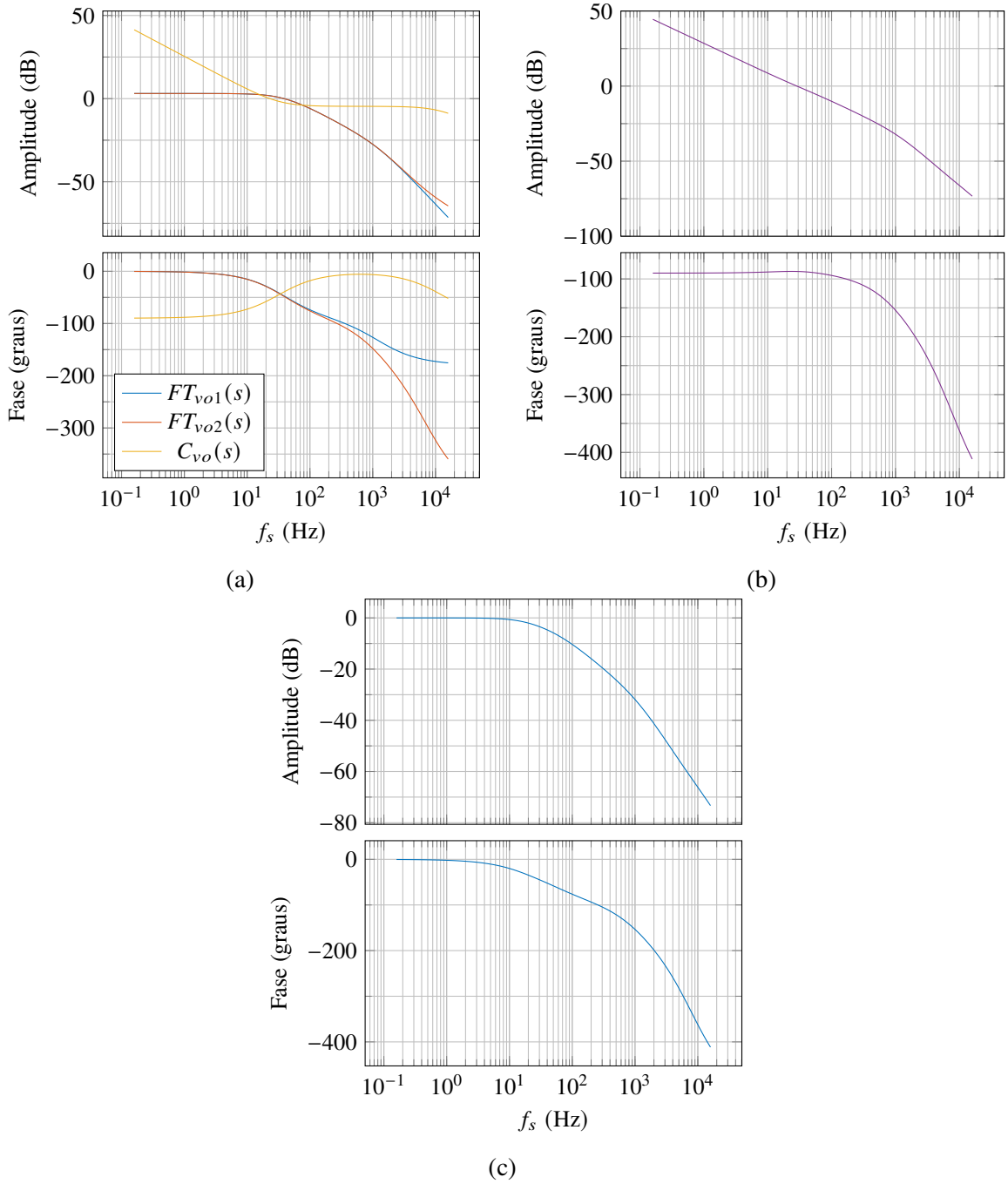
Figura 4.4 – Funções de transferência referentes à planta $\hat{i_{Lo}}/\hat{d}$: **(a)** malha aberta com controlador unitário e o controlador projetado **(b)** malha aberta com o controlador projetado **(c)** malha fechada




Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

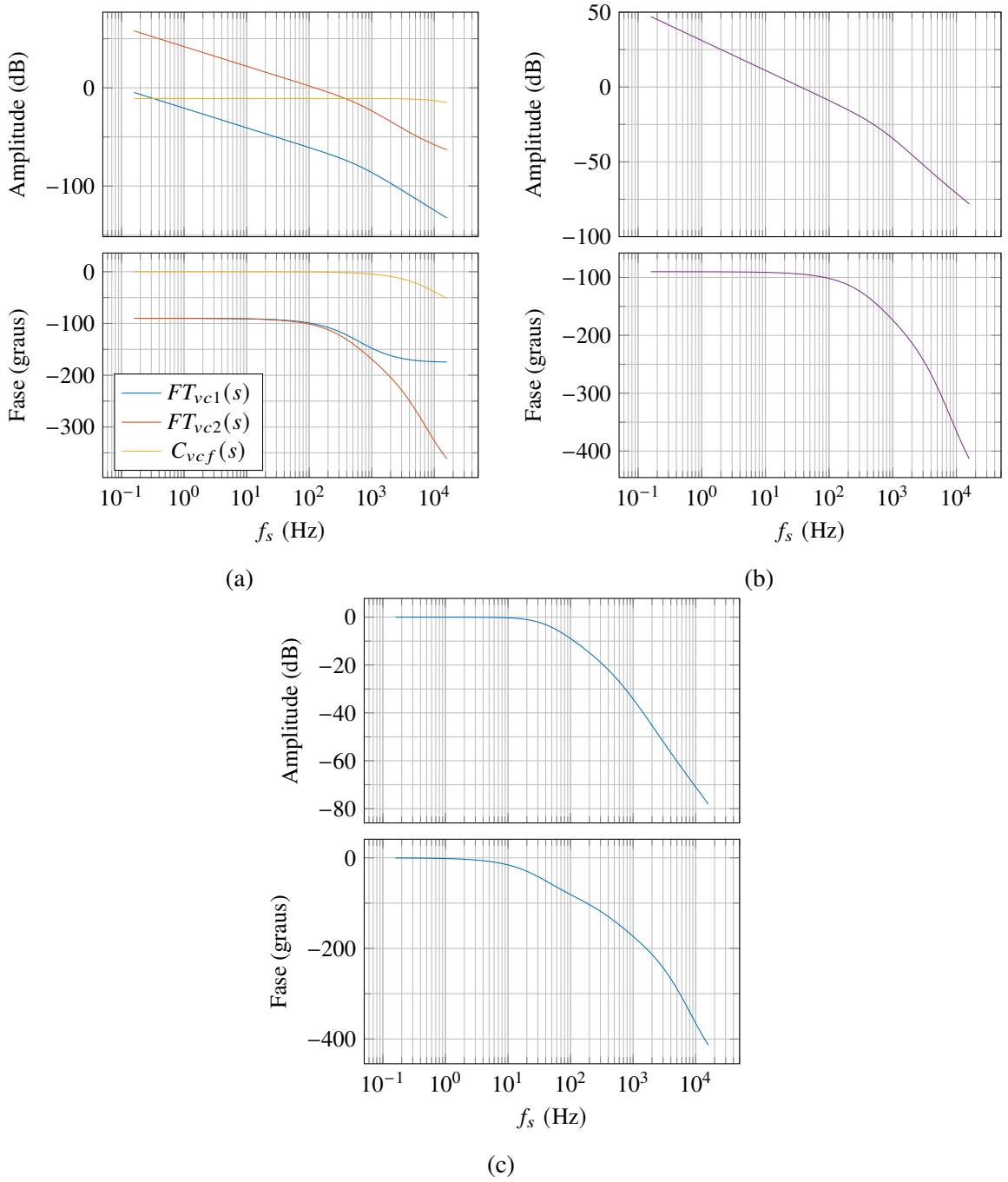
Os diagramas de Bode referentes à planta $\hat{v_{Cf}}(s)/\Delta\hat{v}_m(s)$ são disponibilizados na Figura 4.6, nos quais se verifica a frequência de corte em 31,2 Hz, além das margens de fase e ganho em 86,3° e 37,4 dB, respectivamente.

Figura 4.5 – Funções de transferência referentes à planta $\hat{v_o}/\hat{i_{Lo}}$: **(a)** malha aberta com controlador unitário e o controlador projetado **(b)** malha aberta com o controlador projetado **(c)** malha fechada




Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Figura 4.6 – Funções de transferência referentes à planta $v\hat{_{Cf}}/\Delta\hat{v_{com}}$:**(a)** malha aberta com controlador unitário e o controlador projetado **(b)** malha aberta com o controlador projetado **(c)** malha fechada




Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

# 5 PROTÓTIPO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo apresenta-se a abordagem sobre a etapa experimental do trabalho, no qual são apresentados as características e os detalhes do protótipo utilizado para a obtenção dos resultados práticos do estudo, passando pelos componentes utilizados, comando dos interruptores, controle e circuitos de medição. Por fim, os resultados obtidos para o MA1, MA2 e para $D = 0{,}5$ (fronteira entre o MA1 e MA2) são discutidos, de forma que possam ser comparados com aqueles esperados e modelados pelas análises teóricas.

## 5.1 PROTÓTIPO E PARÂMETROS DE PROJETO

O protótipo do conversor estudado, montado no laboratório Célula de Pesquisas em Microrredes de Energias Alternativas Renováveis (CMEAR), pertencente ao grupo Núcleo de Processamento de Energia Elétrica (nPEE - UDESC), é uma estrutura em escala laboratorial, projetado e implementado para se adequar às características do local de operação. Os autores do projeto são os doutores Gustavo Lambert e Rubens Hock, enquanto que a montagem do mesmo foi realizada em grande parte pelo primeiro e finalizada/adaptada pelo próprio autor para o estudo em questão.

O objetivo do desenvolvimento do protótipo utilizado, cuja estrutura é apresentada no Apêndice G, é de disponibilizar um conversor com capacidade para cobrir o estudo de topologias baseadas no Conversor Multinível Modular em geral. Portanto, não há otimizações estruturais específicas, tanto mecânicas quanto elétricas, para a topologia CCA-HCCh-CMM. Porém, as devidas adaptações foram implementadas para garantir uma operação válida e resultados experimentais coerentes.

Os parâmetros utilizados no projeto, identificados na Tabela 5.1, têm como base as características dos componentes e equipamentos disponíveis no laboratório, além das condições físicas do local de operação.

### 5.1.1 Circuito de potência e comando

O circuito de potência é formado por doze submódulos (três por braço) do tipo Ponte Completa, no qual apenas um ramo de semicondutores é utilizado para que operem como SMs Meia Ponte. Esta configuração, por sua vez, é composta por dois IGBTs IRGP50B60PD, que são encapsulados com diodos ultra rápidos com comutação suave em antiparalelo com o inter-

Tabela 5.1 – Especificações do protótipo

| Parâmetro | Valor |
|---|---|
| Potência de saída ($P_o$) | 1,18 kW |
| Tensão de entrada ($V_H$) | 350 V |
| Tensão de saída ($V_o$) | 200 V |
| Frequência de chaveamento ($f_s$) | 12,5 kHz |
| Número de SMs por braço ($N$) | 3 |
| $h_{Cf}$ | $\geq 0{,}5$ |
| Ondulação de corrente no indutor ($\Delta i_{Lo}$) | $\leq 0{,}25 I_{Lo}$ |
| Ondulação de tensão na saída ($\Delta v_o$) | $\leq 0{,}01 V_o$ |
| Frequência de ressonância do filtro LC de saída ($f_o$) | $\leq \frac{f_s}{20}$ |

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Tabela 5.2 – Principais característica do componente IRGP50B60PD

| Parâmetro | Valor |
|---|---|
| Tensão máxima de Bloqueio Coletor-Emissor | 600 V |
| Tensão Coletor-Emissor de saturação a $T_j = 125°C$ | 2,6 V |
| Tensão de condução diodo a $T_j = 125°C$ ($V_f$) | 1,3 V |
| Energia dissipada na entrada em condução a $T_j = 125°C$ | 610 $\mu$J |
| Energia dissipada no bloqueio a a $T_j = 125°C$ | 460 $\mu$J |
| Tempo de subida da corrente a $T_j = 125°C$ ($t_r$) | 26 ns |
| Tempo de descida da corrente a a $T_j = 125°C$ ($t_f$) | 50 ns |
| Tempo de recuperação reversa do diodo a $T_j = 125°C$ | 105 ns |
| Carga de recuperação reversa do diodo a $T_j = 125°C$ | 420 nC |
| Valor de pico da corrente de recuperação reversa a $T_j = 125°C$ | 8 A |

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

ruptor. As principais características do componente são apresentadas na Tabela 5.2, obtidos de (RECTIFIER, 2007).

Considerando que $i_c$ é igual ao valor médio da corrente de saída ($I_{Lo} = 5$ A) durante todo o tempo de condução do IGBT, chega-se a $R \approx 220\,\text{m}\Omega$ através de (5.1).

$$R = \frac{v_{CE}}{i_c} = R_{on} + \frac{V_{sat}}{i_c} = 0{,}064 + \frac{0{,}79}{5} \approx 220\,\text{m}\Omega \tag{5.1}$$

Os sinais de comando dos interruptores são transmitidos via fibra ótica a partir da central de controle. Devido à limitações da fibra utilizada para operação na faixa da frequência $f_s$, os sinais de comando são modulados a uma frequência de 5 MHz antes de serem transmitidos e demodulados na placa de cada SMs através de um filtro passa baixa. Em seguida, os sinais de comando são devidamente condicionados por um circuito *bootstrap* seguido de outro circuito que garante proteção por sobrecorrente e tensão negativa de bloqueio aos interruptores. Além disso, é implementado um tempo morto de aproximadamente 200 ns.

Os capacitores de SM ($C_{sm}$) são implementados com o componente MKP1848 - 8 $\mu$F/700 V do fabricante Vishay, que é um capacitor de polipropileno com baixa resistência série equivalente. É utilizado um por SM e esta capacitância resulta em $h_{Csm} = RC_{sm}f_s \approx 0{,}022$. Com a ra-

zão cíclica de operação do conversor dada por (5.2), encontra-se no ábaco de $\overline{i_{Cfp}}$ por $h_{Csm}$ para $N = 3$ e $D = 0{,}6$ (Figura E.1f) que $\overline{i_{Cfp}} = 1{,}57$ e, consequentemente, $i_{Cfp} = \overline{i_{Cfp}} I_{Lo} = 7{,}85$ A.

$$D = \frac{I_{Lo}\,(2NR + Ro)}{V_H} = \frac{5\,(2 \cdot 3 \cdot 0{,}22 + 40)}{350} \approx 0{,}6 \tag{5.2}$$

Além dos SMs, são utilizadas mais duas placas separadas, uma contendo o capacitor flutuante $C_f$ e outra com o filtro LC de saída, ambas com seus respectivos circuitos de medição. Em relação a $C_f$, este é implementado com dois MKP-C4AQ $22\,\mu$F/1500 V e dois de $15\,\mu$F/1500 V, todos em paralelo, que também são um capacitores de polipropileno com baixa resistência série equivalente do fabricante Vishay. Com uma capacitância total de $74\,\mu$F, tem-se que $h_{Cf} = NRC_f f_s = 3 \cdot 0{,}22 \cdot 74 \cdot 10^{-6} \cdot 12500 = 0{,}61$.

Para o cálculo da indutância $L_o$ foi utilizada a equação (5.3), considerando que o conversor opera no modo MA2, com $D \leq 3/4$ na condição nominal e com tempo de transição $t_{tr} = 0{,}02T_s = 1{,}6\ \mu$s. Considerando a disponibilidade no laboratório, empregou-se dois indutores distintos no protótipo, sendo que ambos são formados por dois enrolamentos acoplados. Em um dos indutores, cada enrolamento proporciona $420\,\mu$H de indutância própria, com estimados 200 mΩ de resistência máxima, enquanto que, no outro, tem-se $150\,\mu$H e aproximadamente 90 mΩ de resistência máxima por enrolamento. Os indutores foram conectados de maneira que chegou-se na indutância prática de $853\,\mu$H. Os dois indutores são projetados com núcleos EQ41 (volume de 23 cm$^3$) de material Sendust (liga composta por 85% de ferro, 9% de silício e 6% de alumínio em peso). Utilizando dados disponibilizados pelo fabricante de núcleos ZheJiang NBTM KeDa Magnetoelectricity Co., LTD. (KDM), estimou-se perdas totais de 254 mW e 14,58 W nos materiais magnéticos e nos enrolamentos, respectivamente, totalizando 14,84 W de perdas no conjunto de indutores.

$$\begin{aligned} L_o &\geq \frac{(2NR + R_o)\,(1 - 2D)\,[(1 - D)\,T_s - t_{tr}]}{2D\,p_{Lo}} \\ L_o &\geq \frac{(2 \cdot 3 \cdot 0{,}22 + 40)\,(1 - 2 \cdot 0{,}59)\left[(1 - 0{,}59) \cdot 80 \cdot 10^{-6} - 1{,}6 \cdot 10^{-6}\right]}{2 \cdot 0{,}59 \cdot 0{,}25} = 788\,\mu\text{H} \end{aligned} \tag{5.3}$$

Em relação à capacitância de saída $C_o$, esta foi calculada utilizando a equação (5.4), que atende tanto o critério de ondulação de tensão, como mostra (5.5), quanto o da frequência de ressonância. Portanto, utilizou-se um capacitor eletrolítico de $120\,\mu$F em paralelo com um de polipropileno de $3\,\mu$F, totalizando $C_o = 123\,\mu$F.

$$C_o \geq \frac{20^2}{(2\pi f_s)^2\,L_o} = \frac{20^2}{(2\pi f_s)^2\,853 \cdot 10^{-6}} = 119\,\mu\text{F} \tag{5.4}$$

$$\Delta v_o = \frac{(V_H - V_o)\,(2D - 1) * T_s^2}{32 L_o C_o} = \frac{(350 - 200)\,(2 \cdot 0{,}59 - 1)\,(80 \cdot 10^{-6})^2}{32 \cdot 853 \cdot 10^{-6} \cdot 123 \cdot 10^{-}6} = 0{,}052\ \text{V} \tag{5.5}$$

## 5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DISCUSSÃO

O objetivo do trabalho é analisar o funcionamento do conversor como um todo, cobrindo os comportamentos das tensões e correntes em regime permanente e, também, quando sujeitos a perturbações derivadas da variação de carga, apesar de que a estratégia de projeto do controlador visa somente a estabilidade relativa e não a imunidade a perturbações de carga. Espera-se um bom comportamento diante das perturbações, em termos de estabilidade, porém, durante o projeto não foram adotados critérios de desempenho para este item.

A partida do conversor é feita com este operando em malha fechada, sendo a referência da tensão de saída definida em 50 V, enquanto a tensão de entrada é aumentada manual e lentamente, partindo de 0 até 350 V.

Após projetado, o protótipo é operado tanto no MA1 quanto no MA2, sendo que as especificações iniciais se encaixam neste último ($D = 0{,}6$). A operação no primeiro modo é definida com $D = 0{,}35$. A análise também inclui o funcionamento com $D = 0{,}5$, que é a fronteira entre os dois modos.

Primeiramente, aborda-se as seguintes grandezas: $i_{Lo}$, $v_{Cf}$, $v_{Lc}$ e $v_o$. Apresentadas na Figura 5.1, percebe-se que, conforme esperado, os modos operam com diferentes níveis de tensão aplicados na entrada do filtro LC. No MA1, $v_{LC}$ varia de zero a $V_H/2$, enquanto que no MA2 essa variação se dá entre $V_H/2$ a $V_H$, aproximadamente, dependendo da duração dos dois níveis de tensão utilizados em cada modo. Desta forma, no primeiro caso $V_o = 118{,}3$ V, enquanto que, no segundo caso, $V_o = 201$ V. Os valores teóricos da tensão de saída são de 114 V e 200 V, respectivamente, considerando as quedas de tensão nos semicondutores. Vale ressaltar que, para que haja esse comportamento balanceado em termos de amplitude de tensão, é necessário que o valor médio de $v_{Cf}$ esteja bem controlado em $V_H/2$.

Em relação à corrente $i_{Lo}$, verifica-se o formato triangular para $D \neq 0{,}5$ com leves oscilações nos picos, devido ao processo de transição entre os estados. Também é possível notar que, quando no MA1, a carga do indutor é feita nos intervalos em que o nível de tensão próximo de $V_H/2$ é aplicado na entrada do filtro (estados 2 e 3). Quando se altera o modo de operação, a carga do mesmo passa a ser feita quando $v_{LC} \approx V_H$ (estado $E_a$), já que $v_o$ passa a ser maior do que $v_{LC}$ nos estados 2 e 3. Os valores médios de $i_{Lo}$ obtidos são de 3,2 A e 5,83 A para o MA1 e o MA2, respectivamente, sendo os valores calculados de 3,31 A e 5,88 A, na mesma ordem. As ondulações $\Delta i_{Lo}$ ficaram em 1,4 A para o MA1 e 1,27 A ($p_{Lo} = 0{,}22$) para o MA2, sendo que o projeto foi direcionado para que $p_{Lo} \leq 0{,}25$ no segundo modo.

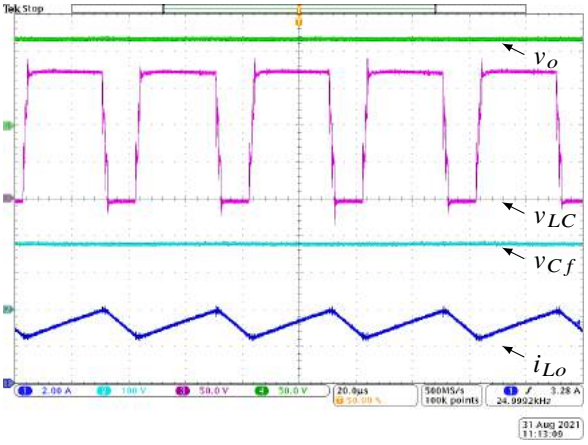
Quando $D = 0{,}5$, nota-se que, fora das transições, não há alteração no nível de tensão aplicado na entrada do filtro, pois são sempre utilizados os estados 2 e 4 na operação. Como consequência desse comportamento, a ondulação $\Delta i_{Lo}$ é consideravelmente reduzida, conforme

constatado teoricamente. Nesta condição, $V_o$ e $I_{Lo}$ ficam estabilizadas em 166,7 V e 4,733 A, respectivamente, sendo calculado o valor teórico de 164 V para $V_o$ e de 4,81 A para $I_{Lo}$.

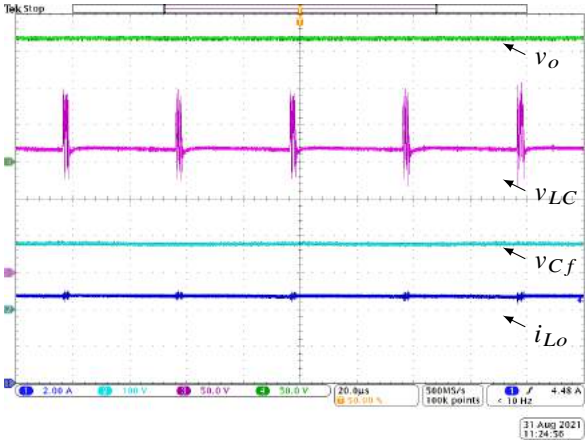
O comportamento da corrente no capacitor flutuante para os três casos de razão cíclica é apresentado na Figura 5.2, na qual as formas de onda relativas a $i_{Lo}$ na Figura 5.1 são substituídas por $i_{Cf}$. Na sequência MA1, MA2 e $D = 0{,}5$, os valores de pico de $i_{Cf}$ ($i_{Cfp}$) obtidos são de aproximadamente 3,8 A, 6,6 A e 7 A. Se normalizados em relação $I_{Lo}$ ($\overline{i_{Cfp}}$), chega-se a 1,19, 1,13 e 1,48, enquanto que os valores teóricos são de 1,38, 1,56 e 2,25, respectivamente. Estes últimos são obtidos dos ábacos para $N = 3$, sendo o valor referente a $D = 0{,}35$ (MA1) extrapolado através da média entre as curvas para $D = 0{,}3$ e $D = 0{,}4$.

A partir das informações obtidas, verifica-se que os valores de pico tendem a ser, de fato, mais elevados quanto mais próxima de 0,5 for a razão cíclica, devido à sobreposição das correntes $i_{Cf}$ de dois estados seguidos ocorrer em valores mais elevados. Nota-se, ainda, que

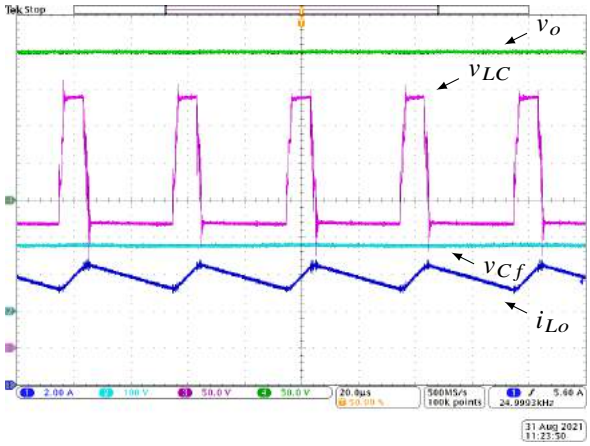
Figura 5.1 – Formas de onda em regime permanente de $i_{Lo}$ (Ch 1 - 2 A/div), $v_{Cf}$ (Ch 2 - 100 V/div), $v_{LC}$ (Ch 3 - 50 V/div) e $v_o$ (Ch 4 - 50 V/div) com: **(a)** $D < 0{,}5$ **(b)** $D = 0{,}5$ e **(c)** $D > 0{,}5$. Escala de tempo: 20 $\mu$s/div




(a) $D < 0{,}5$




(b) $D = 0{,}5$




(c) $D > 0{,}5$

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

as variações de corrente ocorrem de uma maneira suavizada, devido à presença de indutâncias, intrínsecas aos componentes utilizados no protótipo, nas malhas de tensão do conversor. Além disso, sabe-se da existência de elementos resistivos nos circuitos que acabam ajudando a reduzir os picos de $i_{Cf}$. Consequentemente, é esperado que os valores experimentais de $\overline{i_{Cfp}}$ sejam menores do que os teóricos obtidos via ábacos. Lembra-se também que estes são gerados a partir da consideração de que $h_{Cf} = 0{,}5$ (pior caso), contribuindo na diferença com os valores experimentais, sendo que $h_{Cf} = 0{,}61$.

Utilizando os valores nominais de projeto, o valor eficaz teórico da corrente $i_{Cf}$ para o MA2 é de 4,45 A, enquanto que o experimental fica próximo de 5,26 A. Esta diferença é provocada pela variação da carga ao longo da operação, fazendo com que a potência de saída estabilize em 1,18 kW, aproximadamente. Se for considerado que $I_{Lo} = 5{,}83$ A, que é o valor experimental da mesma, o valor eficaz teórico de $i_{Cf}$ resultante é de 5,23 A, sendo condizente com o valor obtido via protótipo.

Um resumo das comparações entre os valores teóricos e experimentais das variáveis analisadas, com os respectivos erros relativos, são apresentados na Tabela 5.3.

Tabela 5.3 – Comparação entre valores teóricos e experimentais

| | Teó. | Exp. | Erro (%) | Teó. | Exp. | Erro (%) | Teó. | Exp. | Erro (%) |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | $D < 0{,}5$ | | | $D = 0{,}5$ | | | $D > 0{,}5$ | | |
| $V_o$ (V) | 114 | 118,3 | −3,63 | 164 | 166,7 | −1,62 | 200 | 201 | −0,5 |
| $I_{Lo}$ (A) | 3,31 | 3,2 | 3,43 | 4,81 | 4,73 | 1,69 | 5,88 | 5,83 | 0,85 |
| $h_{Cf}$ | 0,84 | | | 0,63 | | | 0,56 | | |
| $h_{Csm}$ | 0,03 | | | 0,023 | | | 0,02 | | |
| $i_{Cfp}$ (A) | 4,56 | 3,8 | 20 | 10,82 | 7 | 54,6 | 9,17 | 6,6 | 38,94 |
| $\overline{i_{Cfp}}$ | 1,38 | 1,19 | 15,97 | 2,25 | 1,48 | 52,03 | 1,56 | 1,13 | 38,05 |
| $I_{Cf}^{ef}$ (A) | 2,79 | 2,91 | −4,12 | 4,70 | 4,91 | −4,27 | 5,23 | 5,26 | 0,61 |

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

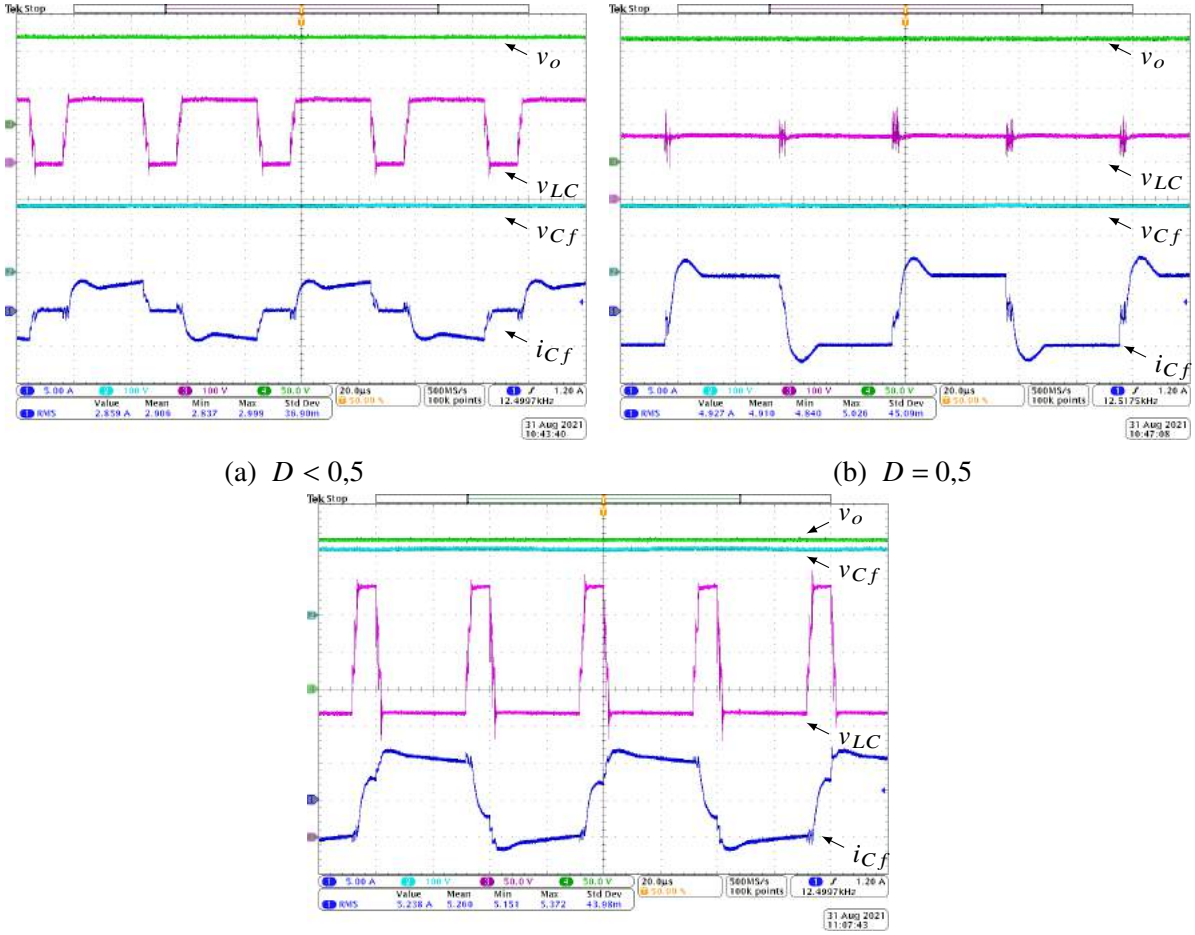
Em relação à tensão $v_{Cf}$, na análise do conversor por valores instantâneos é considerado que esta tensão pode ser representada por diferentes retas ao longo do período de chaveamento, pois, quando $h_{Cf} \geq 0{,}5$, a circulação de $I_{Lo}$ é mais influente em $v_{Cf}$ do que as parcelas que circulam por $C_f$ devido ao chaveamento dos capacitores. Este comportamento é apresentado na Figura 5.3, na qual é utilizado o acoplamento CA do osciloscópio para melhor visualização das ondulações em $v_{Cf}$.

Em relação às transições entre estados, os comportamentos de $v_{LC}$ e $i_{Cf}$ são apresentados mais detalhadamente na Figura 5.4, na qual os efeitos gerados a partir da modulação Q2N são destacados. Em ambos os modos de operação, os degraus de transição na tensão aplicada na

entrada do filtro LC são bem definidos, apesar das aparentes ondulações em alta frequência, provocadas pela interação das indutâncias das malhas com as capacitâncias de saída dos semicondutores. No entanto, analisando $i_{Cf}$, é possível notar a existência de curtas variações antes dos degraus serem efetivamente definidos. Este comportamento é resultado do tempo morto utilizado na comutação dos interruptores, que não acarretam em mudanças significativas no MA1 ou no MA2, mas acabam gerando degraus quando $D = 0{,}5$.

Quando o conversor opera em $D = 0{,}5$, apenas os estados topológicos 2 e 3 são utilizados fora das transições e, quando estas ocorrem, os dois pares de braços ($\{1;4\}$ e $\{2;3\}$) passam pela mudança de estado juntos. Portanto, um SM de cada braço entra no intervalo de tempo morto. Devido à presença de indutâncias parasitas em série com os braços, os sentidos das correntes que circulam pelos mesmos são mantidos iguais aos da etapa anterior à transição, provocando a polarização de um conjunto de diodos desses quatro SMs, de tal forma que a soma das tensões

Figura 5.2 – Formas de onda em regime permanente de $i_{Cf}$ (Ch 1 - 5 A/div), $v_{Cf}$ (Ch 2 - 100 V/div), $v_{LC}$ (Ch 3 - 100 V/div) e $v_o$ (Ch 4 - 50 V/div) com: **(a)** $D < 0{,}5$ **(b)** $D = 0{,}5$ e **(c)** $D > 0{,}5$. Escala de tempo: 20 $\mu$s/div




(a) $D < 0{,}5$ (b) $D = 0{,}5$

(c) $D > 0{,}5$

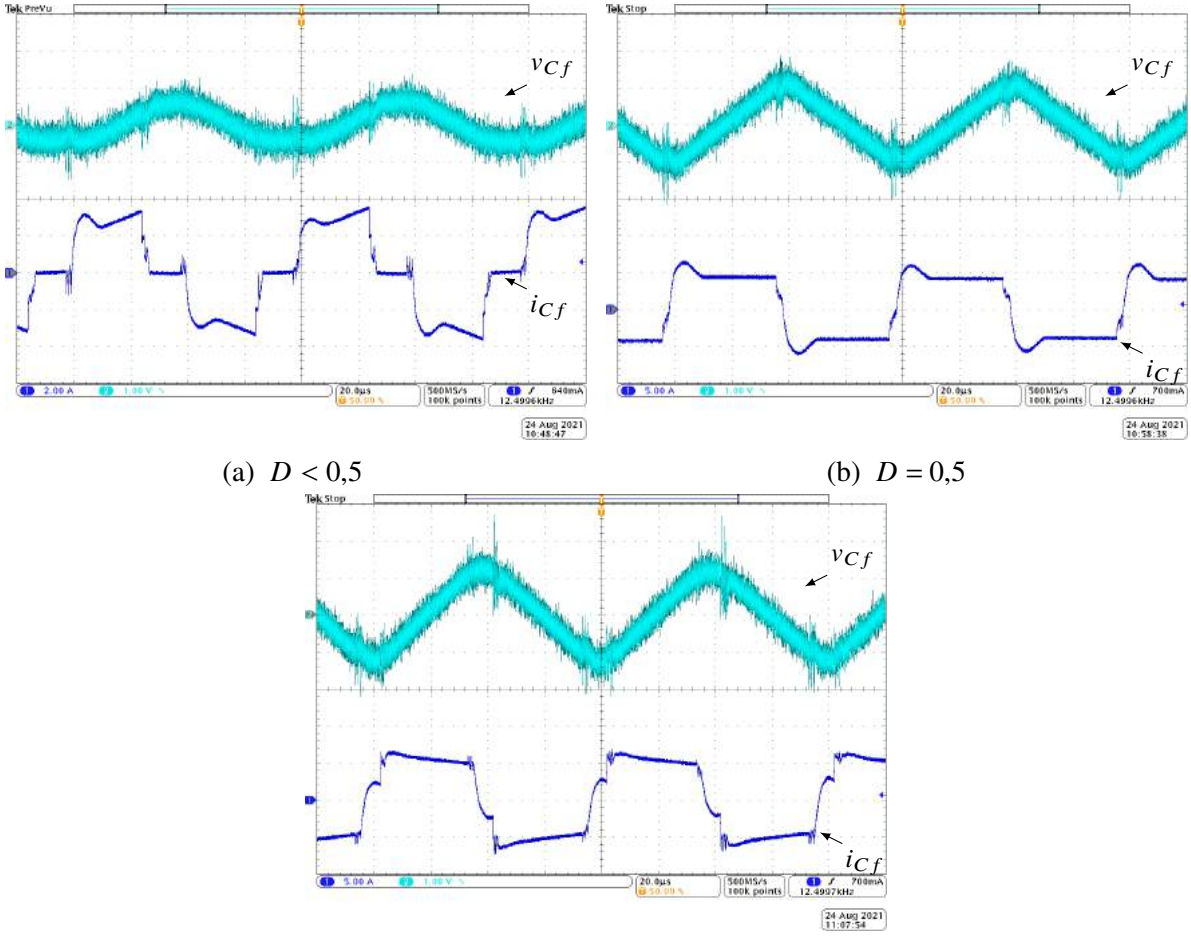
Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

sobre as indutâncias parasitas com as tensões dos capacitores remanescentes no circuito resultam em um nível de tensão na entrada do filtro diferente das amplitudes de antes e depois do tempo morto. Apesar de não esperado, este comportamento não interferiu significativamente na operação do conversor, porém, pode ser uma fonte de ruídos ou de desgaste na isolação do indutor $L_o$ que não é verificável caso seja feita uma análise da topologia sem a consideração do tempo morto.

Comportamento semelhante ocorre quando $D \neq 0{,}5$, no entanto, apenas um par de braços faz a transição por vez e a polarização dos diodos resulta em uma configuração dos SMs cuja tensão $v_{LC}$ se mantém no nível anterior ao do início do tempo morto ou já assume a mesma amplitude do intervalo seguinte, não alterando os degraus de $v_{LC}$.

Analisa-se, neste ponto, os resultados obtidos em relação às tensões nos capacitores de SM. Na Figura 5.5a são apresentadas as formas de onda referentes às tensões em um dos capacitores do braço 1 ($v_{Csm,a1}$) e em outro do braço 4 ($v_{Csm,d3}$), quando a tensão $V_{Cf}$ está de-

Figura 5.3 – Formas de onda em detalhe de $i_{Cf}$ (Ch 1 - 5 A/div) e $v_{Cf}$ (Ch 2 - acoplamento CA - 1 V/div) para: **(a)** $D < 0{,}5$ **(b)** $D = 0{,}5$ e **(c)** $D > 0{,}5$. Escala de tempo: 20 $\mu$s/div

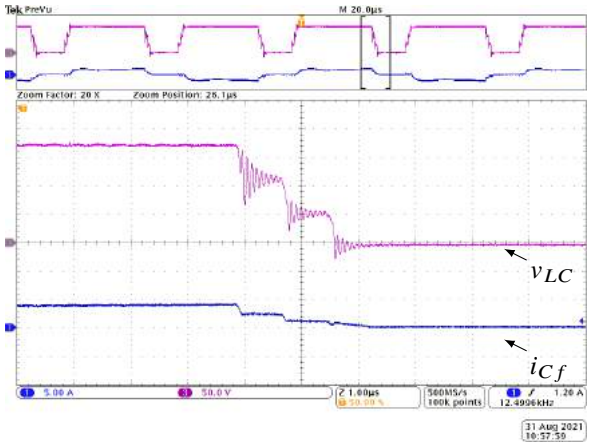



(a) $D < 0{,}5$ (b) $D = 0{,}5$

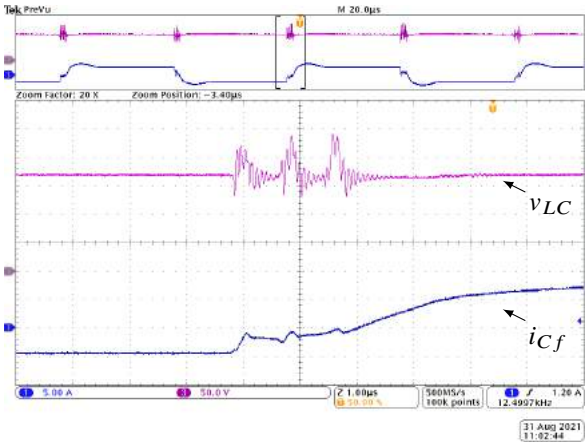
(c) $D > 0{,}5$

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

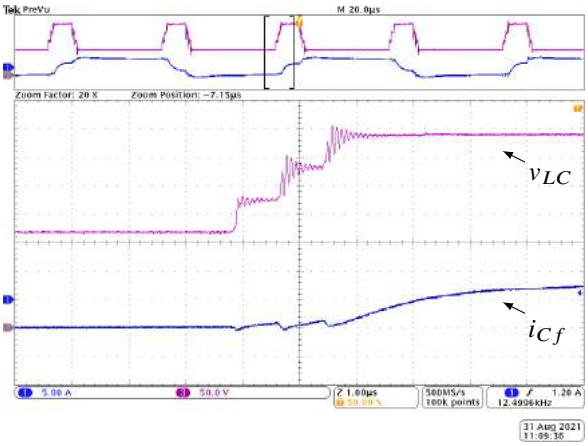
Figura 5.4 – Formas de onda em detalhe de $i_{Cf}$ (Ch 1 - 5 A/div) e $v_{LC}$ (Ch 3 - 50 V/div) para: **(a)** $D < 0{,}5$ **(b)** $D = 0{,}5$ e **(c)** $D > 0{,}5$. Escala de tempo: 1 $\mu$s/div




(a) $D < 0{,}5$




(b) $D = 0{,}5$



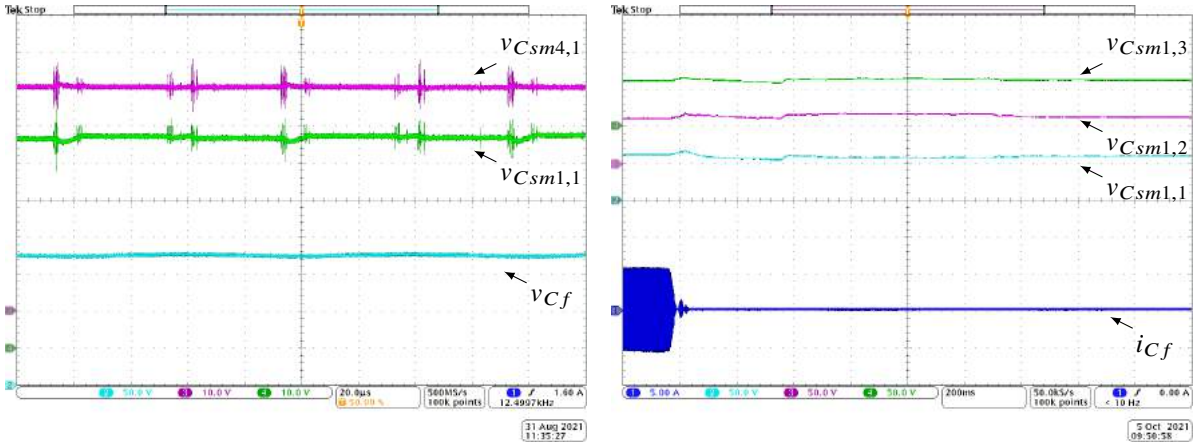

(c) $D > 0{,}5$

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

vidamente controlada em $V_H/2$. Os valores médios das referidas tensões são de 61 V e 57 V, enquanto que obteve-se 59,6 V e 57,1 V, respectivamente, nos cálculos teóricos. Nota-se que, conforme verificado na análise por valores médios, o capacitor do braço superior (braço 1) possui uma tensão levemente maior do que aquele do braço inferior (braço 4), comportamento que é consequência da forma distinta como as quedas de tensão nas resistências de condução dos semicondutores atuam na composição das tensões $V_{csm}$. As distorções em alta frequência em ambas as formas de onda são geradas no processo de comutação dos interruptores, indicando a circulação de corrente pelas capacitâncias de saída dos mesmos.

Com o objetivo de testar a funcionalidade do algoritmo de seleção/ordenamento dos SMs, aplicou-se um degrau de retirada completa de carga enquanto o conversor operava nas condições nominais. O resultado é apresentado na Figura 5.5b, na qual são apresentadas a corrente no capacitor flutuante $i_{Cf}$ e as tensões dos três capacitores de SM do braço 1 ($v_{Csm,a1}$, $v_{Csm,a2}$ e $v_{Csm,a3}$). Verifica-se que, antes da aplicação do degrau, as três tensões se encontram devida-

Figura 5.5 – Formas de onda em regime permanente de: **(a)** $v_{Cf}$ (Ch 2 - 50 V/div), $v_{Csm,a1}$ (Ch 3 - 10 V/div) e $v_{Csm,d3}$ (Ch 4 - 10 V/div) para $D > 0{,}5$. Escala de tempo: (20 $\mu$s/div). Formas de onda com degrau de 100% para 0% de carga: **(b)** $i_{Cf}$ (Ch1 - 5 A/div), $v_{Csm,a1}$ (Ch 2 - 50 V/div), $v_{Csm,a2}$ (Ch 3 - 50 V/div) e $v_{Csm,a3}$ (Ch 4 - 50 V/div). Escala de tempo: 200 ms/div




(a) (b)

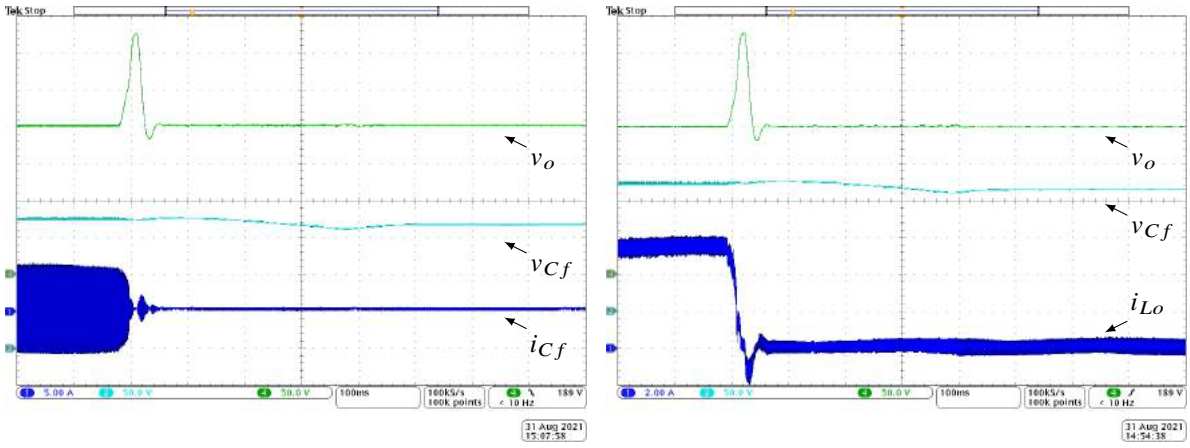
Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

mente balanceadas. Quando perturbadas pela retirada da carga, as mesmas sofrem variações de até 10 V, aproximadamente, sendo novamente balanceadas após cerca de 1260 ms. Apesar da recuperação relativamente lenta, nenhum desbalanço considerável durante o transitório, indicando um bom comportamento do algoritmo.

O mesmo degrau de carga do ensaio anterior é aplicado a fim de verificar a estabilidade do conversor durante e após esta perturbação, cujo resultado é apresentado na Figura 5.6 através das formas de onda de $i_{Cf}$, $i_{Lo}$, $v_{Cf}$ e $v_o$. Como o protótipo foi projetado com baixa capacitância na saída, é possível fazer uma avaliação de performance durante variações consideráveis na tensão de saída.

Alguns pontos interessantes podem ser avaliados: após o transitório, $v_o$ estabilizou-se novamente na tensão nominal de 200 V, indicando que a energia acumulada em $C_o$ após a retirada da carga é devolvida para a fonte de entrada, isto é, ocorre o funcionamento da bidirecionalidade do conversor. Caso a topologia fosse unidirecional, esta inversão no fluxo de potência não seria possível e $v_o$ estabilizaria em um nível de tensão maior do que 200 V; conforme a Figura 5.5b, não há desbalanços de tensão ou surgimento de picos de corrente indesejados durante a considerável variação de $v_o$; verifica-se também que o modo de operação do conversor pode ser alterado naturalmente, sem indícios de descontinuidades dentre MA1 e MA2; por fim, a tensão $v_{Cf}$ se estabiliza em um nível levemente menor do que o inicial. Isso ocorre, porque o controle desta tensão é fisicamente dependente do valor médio da corrente do indutor. Sem carga, esta corrente é nula e, por mais que seja requisitado pelo controlador, a indisponibilidade da fonte de carga impede a alteração e regulação de $V_{Cf}$ para o valor correto.

Figura 5.6 – Formas de onda com degrau de 100% para 0% de carga: **(a)** $i_{Cf}$ (Ch 1 - 5 A/div) $v_{Cf}$ (Ch 2 - 50 V/div) e $v_o$ (Ch 4 - 50 V/div) e **(b)** $i_{Lo}$ (Ch 1 - 2 A/div), $v_{Cf}$ (Ch 2 - 50 V/div) e $v_o$ (Ch 4 - 50 V/div). Escalas de tempo: 100 ms/div

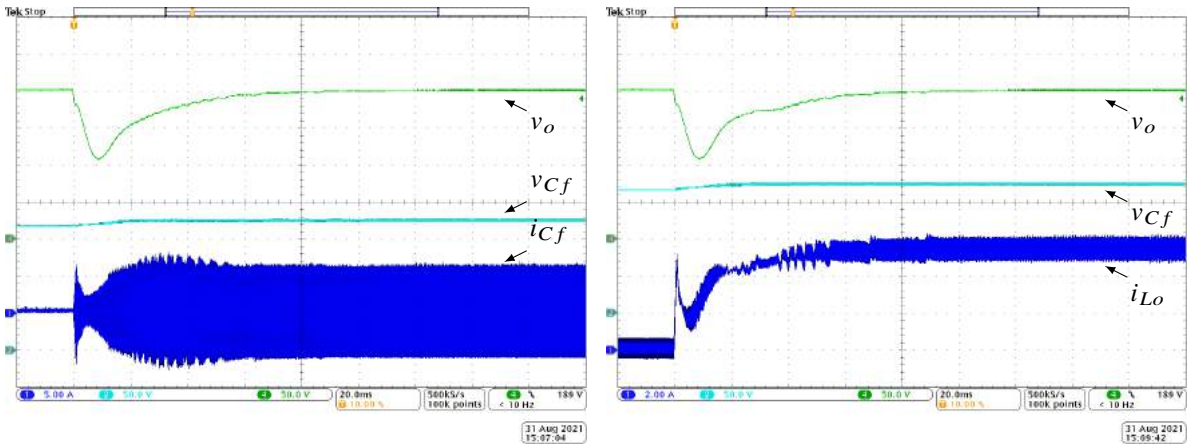



(a) (b)

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

O protótipo também foi ensaiado com a aplicação de um degrau de retomada da carga nominal a partir da operação a vazio. Os resultados são apresentados na Figura 5.7 para $i_{Cf}$, $i_{Lo}$, $v_{Cf}$ e $v_o$. Verifica-se que o protótipo manteve um comportamento satisfatório durante o transitório, sendo que, apesar de haver um leve aumento no valor de pico de $i_{Cf}$ ao longo do processo de estabilização do conversor, a estabilidade é mantida e os sinais seguem corretamente os respectivos valores de referência.

Figura 5.7 – Formas de onda com degrau de 0% para 100% de carga: **(a)** $i_{Cf}$ (Ch 1 - 5 A/div) $v_{Cf}$ (Ch 2 - 50 V/div) e $v_o$ (Ch 4 - 50 V/div) e **(b)** $i_{Lo}$ (Ch 1 - 2 A/div), $v_{Cf}$ (Ch 2 - 50 V/div) e $v_o$ (Ch 4 - 50 V/div). Escalas de tempo: 20 ms/div

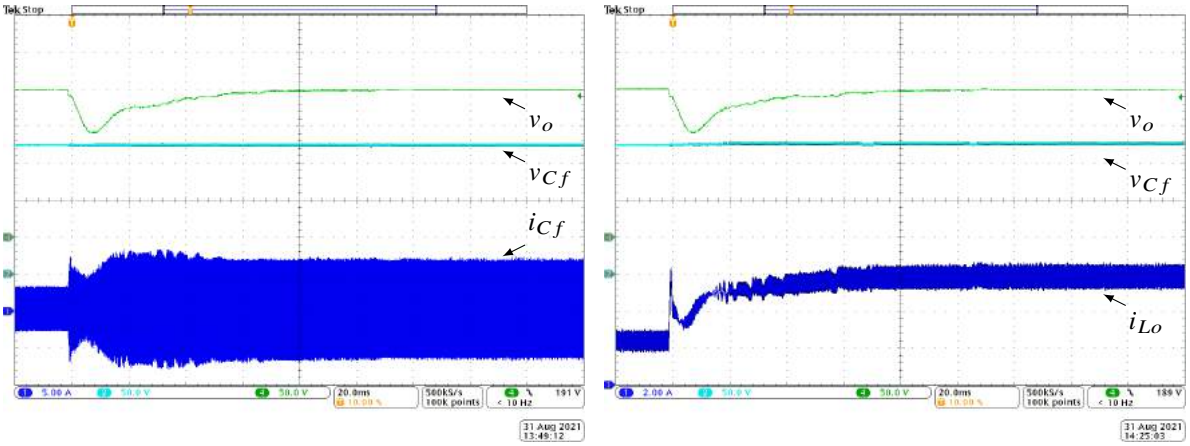



(a) (b)

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

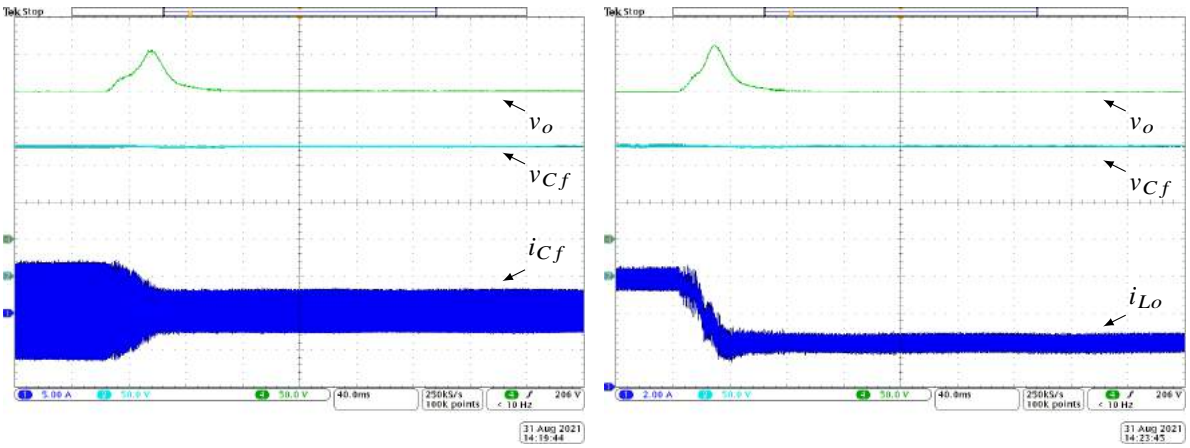
Degraus parciais de carga, variando de 100% para 50% do valor nominal do projeto, e vice-versa, também são realizados, cujos resultados são apresentados nas Figuras 5.8 e 5.9. O ponto a ser destacado, neste caso, é a correta regulação da tensão $V_{Cf}$ na situação de retirada de carga. Esse comportamento ocorre justamente pelo fato da carga não ser completamente desconectada, o que mantém a circulação de $I_{Lo}$ por $C_f$ e a possibilidade de controle do valor médio da tensão sobre o mesmo.

Figura 5.8 – Formas de onda com degrau de 50% para 100% de carga: **(a)** $i_{Cf}$ (Ch 1 - 5 A/div) $v_{Cf}$ (Ch 2 - 50 V/div) e $v_o$ (Ch 4 - 50 V/div) e **(b)** $i_{Lo}$ (Ch 1 - 2 A/div), $v_{Cf}$ (Ch 2 - 50 V/div) e $v_o$ (Ch 4 - 50 V/div). Escalas de tempo: 20 ms/div.




(a) (b)

Figura 5.9 – Formas de onda com degrau de 100% para 50% de carga: **(a)** $i_{Cf}$ (Ch 1 - 5 A/div) $v_{Cf}$ (Ch 2 - 50 V/div) e $v_o$ (Ch 4 - 50 V/div) e **(b)** $i_{Lo}$ (Ch 1 - 2 A/div), $v_{Cf}$ (Ch 2 - 50 V/div) e $v_o$ (Ch 4 - 50 V/div). Escalas de tempo: 40 ms/div



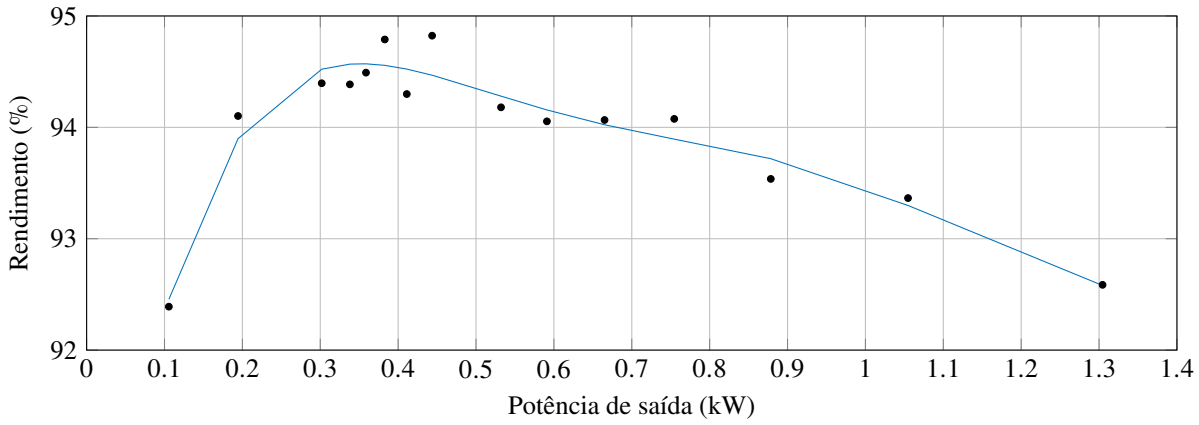

(a) (b)

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

Por fim, o rendimento da parte de potência do conversor para diferentes pontos de operação é analisado. Os dados são obtidos experimentalmente com o protótipo operando em malha

fechada, isto é, mantendo $v_o$ = 200 V e realizando a variação de energia processada a partir da mudança no valor de resistência da carga e, consequentemente, da razão cíclica. Dos resultados de rendimento obtidos, traça-se uma linha de tendência para melhor verificar o comportamento da mesma, conforme é apresentado na Figura 5.10.

Figura 5.10 – Pontos obtidos e curva de tendência do rendimento do estágio de potência do protótipo




Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

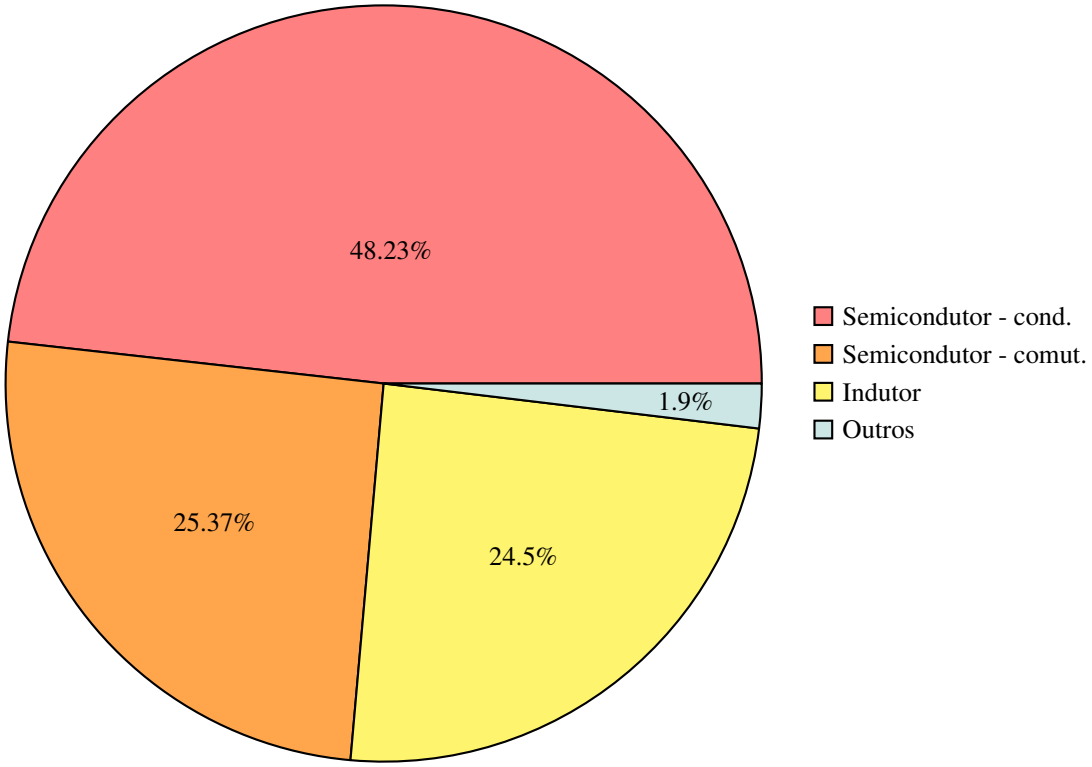
Verifica-se que, para as condições nominais de operação, rendimento resulta em aproximadamente 93,4%, atingindo o valor máximo de 94,6% para a potência de 360 W. Para potências menores do que esta, o rendimento cai devido ao predomínio das perdas de comutação sobre as perdas de condução nos semicondutores. Por outro lado, este comportamento se inverte quando $P_o$ > 360 W, sendo que a queda no rendimento é regida, principalmente, pelo aumento das perdas de condução à medida em que mais energia é processada pelo conversor.

O comportamento da curva de rendimento obtida é típico de conversores do tipo Buck. Isso indica que, nas condições em que o protótipo foi projetado para operar, a variação do rendimento tem uma dependência mais significativa em relação à alteração da carga do que a possíveis mudanças na resistência equivalente de saída referente à topologia. Em outras palavras, esta resistência é pouco dependente da razão cíclica, caso contrário, variações mais significativas de rendimento seriam encontradas para $P_o$ > 360 W, principalmente entre os pontos experimentais obtidos.

Considerando as condições nominais de operação, a partir das equações que regem os valores médios e eficazes das correntes nos semicondutores, o valor teórico total referente às perdas de condução dos mesmos resulta em 32,46 W. As perdas de comutação teóricas dos interruptores são calculadas a partir da interpolação das curvas de energia dissipada no chaveamento dos IGBTs disponibilizadas pelo fabricante. Utilizando os polinômios obtidos e o método desenvolvido na análise por valores instantâneos, obtém-se 18,3 W de perdas totais por

comutação. Adicionando esses dois valores às perdas no indutor (14,84 W), o rendimento teórico fica em 93,85%. A Figura 5.11 apresenta, percentualmente, como as perdas estão distribuídas pelos componentes do conversor, sendo o grupo "outros"definido pelos elementos resistivos dos condutores, capacitores, conexões, entre outros, que fazem parte do protótipo.

Figura 5.11 – Distribuição estimada de perdas no protótipo




Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

# 6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Ao longo deste trabalho, apresenta-se análises detalhadas que modelam a forma de operação do conversor CC-CC Abaixador Híbrido a Capacitor Chaveado baseado no Conversor Modular Multinível, que, quando confrontadas com os resultados experimentais obtidos através de um protótipo em escala laboratorial do conversor, se mostram válidas, podendo ser utilizadas para auxiliar no projeto da topologia.

Uma das principais características do HCCh-CMM é a sua capacidade de grampeamento das tensões totais dos braços do conversor sem a necessidade de utilização de uma malha CA adicional de fluxo de potência, que geralmente circula em baixa frequência pelos braços. Esta funcionalidade, aliada ao controle de tensão do capacitor flutuante, compõe uma estratégia de equilíbrio de tensões que elimina os indutores de braço presentes no CMM convencional, cujas indutâncias tendem a ser elevadas de modo a limitar a circulação de corrente entre os braços e possíveis correntes de curto circuito, e permitem que os capacitores de SM possam ser projetados para operarem em frequências mais altas, reduzindo as respectivas capacitâncias.

Por outro lado, esse princípio de funcionamento extraído dos conversores a capacitor chaveado também trás questionamentos, que pairam sobre a topologia desde a concepção da mesma, em relação à interferência eletromagnética e às perdas. A partir dos resultados teóricos e experimentais, constata-se que é possível limitar essas desvantagens por meio da especificação adequada das capacitâncias relacionadas ao capacitor flutuante e aos capacitores de SM. Desta forma, os valores de pico das correntes do conversor podem ser devidamente atenuadas e mantidas dentro de níveis aceitáveis. Além disso, pode-se obter uma resistência equivalente de saída referente ao conversor com baixa dependência da razão cíclica de operação, proporcionando um comportamento mais "estável"em termos de rendimento para diferentes condições de carga.

Em relação ao ganho estático de tensão da topologia, verifica-se a independência do mesmo em relação ao número de SMs utilizados por braço. Esta característica trás o ponto negativo de limitar o valor máximo de ganho/atenuação da tensão de saída em relação à tensão de entrada. Por outro lado, o intervalo de variação deste(a) ganho/atenuação é amplo, de forma que o conversor pode atender a especificações consideravelmente diferentes para a tensão de saída sem a necessidade de alteração estrutural do circuito. Além disso, a mudança no número de SMs não interfere na ordem dos espaços de estados que determinam as dinâmicas da topologia, facilitando a análise da mesma para casos onde há um número elevado de SMs por braço.

Quanto às limitações da topologia, pode-se afirmar que a utilização da mesma em aplicações de alta tensão (HVDC) é dificultada pela elevada tensão que incide sobre o capacitor flutuante, podendo levar à necessidade de bancos com grande quantidade de capacitores para alta tensão, aumentando consideravelmente tanto o volume quanto o custo do conversor. Além disso, considerando as tecnologias de semicondutores atuais que estão disponíveis no mercado, a quantidade de SMs por braço tende a ser relativamente alta para esse mesmo tipo de aplicação. Logo, implementar as transições entre os estados de forma que respeite os tempos de comutação dos interruptores e o tempo total de cada transição, que deve ser consideravelmente menor do que o período de chaveamento, se torna mais difícil. Em termos de potência processada, identifica-se as comutações dissipativas como o principal limitante, colocando a topologia no escopo de aplicações que demandam entre dezenas e algumas centenas de kW.

Os pontos negativos citados podem, eventualmente, ser trabalhados através de alterações estruturais na topologia, como, por exemplo, analisando a possibilidade de substituição do capacitor flutuante por um conjunto adicional de SMs. Evoluções nas tecnologias de semicondutores, originando componentes mais rápidos, com melhores características de comutação e com maior capacidade de tensão de bloqueio, como SiC e GaN, também são interessantes, pois permitiriam a construção de conversores com menor quantidade de SMs, simplificando tanto o estágio de potência quanto os de medição, condicionamento, controle e acionamento de interruptores. Estes pontos já ficam definidos como sugestões para trabalhos futuros, que também contemplam o estudo de novas topologias como as *interleaved* e do tipo CC-CA, por exemplo, utilizando o princípio de funcionamento apresentado neste trabalho. Também se propõe analisar a inserção de indutor ressonante na topologia, podendo ampliar o escopo da mesma para aplicações de maior potência.

Por fim, conclui-se que a topologia apresentada é compatível com aplicações que demandam o processamento de energia entre sistemas de média e baixa tensão CC, cobrindo níveis de potência entre dezenas e centenas de kW. Além disso, a utilização de IGBTs nos SMs se mostra viável, dando margem para o aumento da capacidade de energia processada pelo conversor, já que este não fica limitado à tecnologia dos MOSFETs. Partindo do ineditismo do conversor HCCh-CMM e do comportamento do mesmo, considera-se como contribuições da tese:

- revisão bibliográfica acerca de topologias não isoladas baseadas no CMM e em conversores HCCh-CC;

- a estrutura do conversor HCCh-CMM;

- a análise das características da resistência equivalente de saída relativa ao HCCh-CMM;

- a análise estática por valores médios do conversor, de onde é possível obter a característica do ganho estático de tensão do mesmo, além dos valores médios e/ou eficazes das correntes do capacitor flutuante e de alguns semicondutores;
- a análise estática por valores instantâneos do conversor, de onde é possível obter as características de corrente e tensão dos capacitores de SM e o comportamento do valor de pico da corrente do capacitor flutuante;
- a metodologia de projeto proposta para o conversor.

Artigos publicados:

- M. V. Soares and Y. R. De Novaes, "MMC Based Hybrid Switched Capacitor DC-DC Converter,"in IEEE Open Journal of Power Electronics, doi: 10.1109/OJPEL.2022.3154726.
- M. V. Soares, G. Lambert and Y. Rômulo de Novaes, "Hybrid Switched Capacitor DC-DC Converter Based On MMC,"2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/COBEP/SPEC44138.2019.9065576.

# REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS


ADAM, G. P.; ABDELSALAM, I.; XU, L.; FLETCHER, J.; BURT, G.; WILLIAMS, B. Multi-tasking dc/dc and dc/ac converters for dc voltage tapping and power control in highly meshed multi-terminal hvdc networks. **IET Power Electronics**, v. 10, n. 15, p. 2217–2228, 2017. ISSN 1755-4535. Citado na(s) página(s): 42 e 52.

ADAM, G. P.; GOWAID, I. A.; FINNEY, S. J.; HOLLIDAY, D.; WILLIAMS, B. W. Review of dc-dc converters for multi-terminal hvdc transmission networks. **IET Power Electronics**, v. 9, n. 2, p. 281–296, 2016. ISSN 1755-4535. Citado na(s) página(s): 43, 47 e 58.

ADAPA, R. High-wire act: Hvdc technology: The state of the art. **IEEE Power and Energy Magazine**, v. 10, n. 6, p. 18–29, Nov 2012. ISSN 1540-7977. Citado na(s) página(s): 42.

BARBI, I. **Conversores de Energia a Capacitor Chaveado**. 2018. Disponível em: <https://www.dropbox.com/s/t09m87hngybkfi5/Apresenta%C3%A7%C3%A3o_WEBINAR_Prof_Ivo_Barbi.pdf?dl=0>. Citado na(s) página(s): 68.

BEN-YAAKOV, S.; EVZELMAN, M. Generic average modeling and simulation of the static and dynamic behavior of switched capacitor converters. In: **2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 2568–2575. ISSN 1048-2334. Citado na(s) página(s): 68.

BP GROUP. **BP Energy Outlook: 2019 edition**. 2019. Disponível em: <https://www.bp.com/content/dam/bp/business-sites/en/global/corporate/pdfs/energy-economics/energy-outlook/bp-energy-outlook-2019.pdf>. Citado na(s) página(s): 41.

BRUNT, E. V.; CHENG, L.; O'LOUGHLIN, M.; CAPELL, C.; JONAS, C.; LAM, K.; RICHMOND, J.; PALA, V.; RYU, S.; ALLEN, S. T.; BURK, A. A.; PALMOUR, J. W.; SCOZZIE, C. 22 kv, 1 cm<sup>2</sup>, 4h-sic n-igbts with improved conductivity modulation. In: **2014 IEEE 26th International Symposium on Power Semiconductor Devices IC's (ISPSD)**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 358–361. Citado na(s) página(s): 43.

CHEN, W.; HUANG, A.; LI, C.; WANG, G. A high efficiency high power step-up resonant switched-capacitor converter for offshore wind energy systems. In: **2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 235–239. ISSN 2329-3721. Citado na(s) página(s): 64.

CORTEZ, D. F.; BARBI, I. A three-phase multilevel hybrid switched-capacitor pwm pfc rectifier for high-voltage-gain applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 5, p. 3495–3505, May 2016. ISSN 0885-8993. Citado na(s) página(s): 64.

CORTEZ, D. F.; WALTRICH, G.; FRAIGNEAUD, J.; MIRANDA, H.; BARBI, I. Dc–dc converter for dual-voltage automotive systems based on bidirectional hybrid switched-capacitor architectures. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 5, p. 3296–3304, May 2015. ISSN 0278-0046. Citado na(s) página(s): 65 e 70.

CUI, S.; SOLTAU, N.; DONCKER, R. W. D. A high step-up ratio soft-switching dc-dc converter for interconnection of mvdc and hvdc grids. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 33, n. 4, p. 2986–3001, April 2018. ISSN 0885-8993. Citado na(s) página(s): 44.

DOERRY, N.; MONIRI, K. Specifications and standards for the electric warship. In: **2013 IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS)**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 21–28. Citado na(s) página(s): 42.

DU, S.; WU, B. A transformerless bipolar modular multilevel dc-dc converter with wide voltage ratios. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 11, p. 8312–8321, Nov 2017. ISSN 0885-8993. Citado na(s) página(s): 58 e 59.

DU, S.; WU, B.; TIAN, K.; XU, D.; ZARGARI, N. R. A novel medium-voltage modular multilevel dc-dc converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 12, p. 7939–7949, Dec 2016. ISSN 0278-0046. Citado na(s) página(s): 53 e 54.

DU, S.; WU, B.; ZARGARI, N. R. A transformerless high-voltage dc-dc converter for dc grid interconnection. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 33, n. 1, p. 282–290, Feb 2018. ISSN 0885-8977. Citado na(s) página(s): 54.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of power electronics**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2007. Citado na(s) página(s): 139.

FAR, A. J.; JOVCIC, D.; NAMI, A.; OKAZAKI, Y. Selecting frequency and parameters of dc-fault tolerant non-isolated high power mmc dc/dc converter. **Electric Power Systems Research**, v. 191, p. 106896, 2021. ISSN 0378-7796. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779620306945>. Citado na(s) página(s): 58.

FERREIRA, J. A. The multilevel modular dc converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 10, p. 4460–4465, Oct 2013. ISSN 0885-8993. Citado na(s) página(s): 55 e 57.

GOWAID, I. A.; ADAM, G. P.; MASSOUD, A. M.; AHMED, S.; HOLLIDAY, D.; WILLIAMS, B. W. Quasi two-level operation of modular multilevel converter for use in a high-power dc transformer with dc fault isolation capability. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 1, p. 108–123, Jan 2015. ISSN 0885-8993. Citado na(s) página(s): 62.

GOWAID, I. A.; ADAM, G. P.; WILLIAMS, B. W.; MASSOUD, A. M.; AHMED, S. A dc autotransformer design for medium and high voltage dc transmission systems. In: **2018 IEEE 12th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG 2018)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6. Citado na(s) página(s): 52.

GRAY, P.; LEHN, P. W.; YAKOP, N. A modular multilevel dc-dc converter with flying capacitor converter like properties. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, p. 1–1, 2021. Citado na(s) página(s): 47.

GRAY, P. A.; LEHN, P. W. The current shaping modular multilevel dc–dc converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 35, n. 10, p. 10050–10063, 2020. Citado na(s) página(s): 47.

HE, W.; XUE, F.; ZHENG, F.; ZHOU, Y.; LIU, K.; TIAN, Y. Research on ac dc hybrid power supply system with high-proportion renewable energy of data centre. **The Journal of Engineering**, v. 2019, n. 16, p. 3230–3233, 2019. ISSN 2051-3305. Citado na(s) página(s): 42.

INTERNETIONAL ENERGY AGENCY. **World Energy Outlook 2018**. [s.n.], 2018. 661 p. Disponível em: <https://www.oecd-ilibrary.org/content/publication/weo-2018-en>. Citado na(s) página(s): 41.

JOHANNESSON, D.; NAWAZ, M.; JACOBS, K.; NORRGA, S.; NEE, H. P. Potential of ultra-high voltage silicon carbide semiconductor devices. In: **2016 IEEE 4th Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA)**. Fayetteville: IEEE, 2016. p. 253–258. Citado na(s) página(s): 43.

JúNIOR, R. L. da S.; VECCHIA, M. D.; KIRSTEN, A. L.; LAZZARIN, T. B. Conversor forward com células de capacitor chaveado alimentado em média tensão para aplicações em fontes auxiliares. **Brazilian Journal of Power Electronics**, v. 26, n. 2, p. 1–12, jun. 2021. Citado na(s) página(s): 71.

KENZELMANN, S.; RUFER, A.; DUJIC, D.; CANALES, F.; NOVAES, Y. R. de. Isolated dc/dc structure based on modular multilevel converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 1, p. 89–98, Jan 2015. ISSN 0885-8993. Citado na(s) página(s): 44, 49 e 51.

KIM, M.; KIM, C.; KIM, J.; MOON, G. A chain structure of switched capacitor for improved cell balancing speed of lithium-ion batteries. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 8, p. 3989–3999, Aug 2014. ISSN 0278-0046. Citado na(s) página(s): 42.

KISH, G. J. On the emerging class of non-isolated modular multilevel dc-dc converters for dc and hybrid ac-dc systems. **IEEE Transactions on Smart Grid**, PP, n. 99, p. 1–1, 2017. ISSN 1949-3053. Citado na(s) página(s): 43, 47, 51, 57, 58 e 61.

KISH, G. J.; LEHN, P. W. Linearized dc-mmc models for control design accounting for multifrequency power transfer mechanisms. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 33, n. 1, p. 271–281, Feb 2018. ISSN 0885-8977. Citado na(s) página(s): 50 e 61.

KISH, G. J.; RANJRAM, M.; LEHN, P. W. A modular multilevel dc/dc converter with fault blocking capability for hvdc interconnects. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 1, p. 148–162, Jan 2015. ISSN 0885-8993. Citado na(s) página(s): 55.

KLIMCZAK, P.; BLASZCZYK, P.; JEZ, R.; KOSKA, K. Double wye modular multilevel converter - direct dc-dc topology. In: **8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2016)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–6. Citado na(s) página(s): 61.

KUNG, S. H.; KISH, G. J. A modular multilevel hvdc buck-boost converter derived from its switched-mode counterpart. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 33, n. 1, p. 82–92, Feb 2018. ISSN 0885-8977. Citado na(s) página(s): 60 e 61.

LAMBERT, G.; NOVAES, Y. R. de; HELDWEIN, M. L. Dc-dc high power converter. In: **PCIM South America 2014, International Conference and Exhibition for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management 1st Edition**. São Paulo: [s.n.], 2014. Citado na(s) página(s): 42.

LAZZARIN, T. B.; ANDERSEN, R. L.; BARBI, I. A switched-capacitor three-phase ac–ac converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 2, p. 735–745, Feb 2015. ISSN 0278-0046. Citado na(s) página(s): 64.

LEI, Y.; MAY, R.; PILAWA-PODGURSKI, R. Split-phase control: Achieving complete soft-charging operation of a dickson switched-capacitor converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 1, p. 770–782, Jan 2016. ISSN 0885-8993. Citado na(s) página(s): 65.

LEI, Y.; PILAWA-PODGURSKI, R. C. N. A general method for analyzing resonant and soft-charging operation of switched-capacitor converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 10, p. 5650–5664, Oct 2015. ISSN 0885-8993. Citado na(s) página(s): 65 e 68.

LEI, Y.; YE, Z.; PILAWA-PODGURSKI, R. C. N. A gan-based 97switched-capacitor converter with lossless regulation capability. In: **2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 4264–4270. ISSN 2329-3721. Citado na(s) página(s): 66.

LI, B.; GUAN, M.; XU, D.; LI, R.; ADAM, G. P.; WILLIAMS, B. A series hvdc power tap using modular multilevel converters. In: **2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–7. Citado na(s) página(s): 42.

LI, M.; ZHOU, M.; ZUO, W.; LIN, W.; WEN, J.; LUO, C. Design and experimental verification of dc-dc autotransformer prototype. In: **2017 IEEE Power Energy Society General Meeting**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–5. Citado na(s) página(s): 52.

LIANG, B. Y.; LI, Y. S. A review of dc/dc converter based on mmc. In: **2017 7th International Conference on Power Electronics Systems and Applications - Smart Mobility, Power Transfer Security (PESA)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6. Citado na(s) página(s): 42 e 47.

LIN, P.; CHUA, L. Topological generation and analysis of voltage multiplier circuits. **IEEE Transactions on Circuits and Systems**, v. 24, n. 10, p. 517–530, October 1977. ISSN 1558-1276. Citado na(s) página(s): 65.

LIN, W. Dc-dc autotransformer with bidirectional dc fault isolating capability. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 8, p. 5400–5410, Aug 2016. ISSN 0885-8993. Citado na(s) página(s): 52.

LIN, W.; WEN, J.; CHENG, S. Multiport dc-dc autotransformer for interconnecting multiple high-voltage dc systems at low cost. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 12, p. 6648–6660, Dec 2015. ISSN 0885-8993. Citado na(s) página(s): 52.

LIN, W.; WEN, J.; YAO, L.; YANG, B. Step-up unidirectional dc-dc autotransformer for hvdc applications. In: **2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 703–707. Citado na(s) página(s): 52.

LIU, J.; CHENG, K. W. E.; YE, Y. A cascaded multilevel inverter based on switched-capacitor for high-frequency ac power distribution system. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 8, p. 4219–4230, Aug 2014. ISSN 0885-8993. Citado na(s) página(s): 64.

LUKIC, S. M.; CAO, J.; BANSAL, R. C.; RODRIGUEZ, F.; EMADI, A. Energy storage systems for automotive applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 6, p. 2258–2267, June 2008. ISSN 0278-0046. Citado na(s) página(s): 42.

LÜTH, T.; MERLIN, M. M. C.; GREEN, T. C. Modular multilevel dc/dc converter architectures for hvdc taps. In: **2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–10. Citado na(s) página(s): 47.

Rainer Marquardt. **Converter circuit with distributed energy stores and methods of controlling such a power converter circuit**. 2011. DE10103031B4. Citado na(s) página(s): 47.

MILOVANOVIC, S.; DUJIC, D. High-power dc–dc converter utilising scott transformer connection. **IET Electric Power Applications**, Institution of Engineering and Technology, April 2019. ISSN 1751-8660. Disponível em: <https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-epa.2018.5746>. Citado na(s) página(s): 42 e 44.

MOHAMMADPOUR, A.; PARSA, L.; TODOROVIC, M. H.; LAI, R.; DATTA, R. Interleaved multi-phase zcs isolated dc-dc converter for sub-sea power distribution. In: **IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 924–929. ISSN 1553-572X. Citado na(s) página(s): 42.

MORYA, A. K.; GARDNER, M. C.; ANVARI, B.; LIU, L.; YEPES, A. G.; DOVAL-GANDOY, J.; TOLIYAT, H. A. Wide bandgap devices in ac electric drives: Opportunities and challenges. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, v. 5, n. 1, p. 3–20, March 2019. ISSN 2332-7782. Citado na(s) página(s): 43.

NORRGA, S.; ÄNGQUIST, L.; ANTONOPOULOS, A. The polyphase cascaded-cell dc/dc converter. In: **2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 4082–4088. ISSN 2329-3721. Citado na(s) página(s): 55.

OATES, C. Modular multilevel converter design for vsc hvdc applications. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 3, n. 2, p. 505–515, June 2015. ISSN 2168-6777. Citado na(s) página(s): 47.

PARASTAR, A.; SEOK, J. High-gain resonant switched-capacitor cell-based dc/dc converter for offshore wind energy systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 2, p. 644–656, Feb 2015. ISSN 0885-8993. Citado na(s) página(s): 64.

PASSMORE, B.; O'NEAL, C. High-voltage sic power modules for 10 - 25 kv applications. **Power Electronics Europe**, v. 1, p. 22–24, fev. 2016. Disponível em: <http://www.power-mag.com/pdf/issuearchive/81.pdf>. Citado na(s) página(s): 43.

PRUDENTE, M.; PFITSCHER, L. L.; EMMENDOERFER, G.; ROMANELI, E. F.; GULES, R. Voltage multiplier cells applied to non-isolated dc–dc converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 2, p. 871–887, 2008. Citado na(s) página(s): 67.

QIAN, W.; CHA, H.; PENG, F. Z.; TOLBERT, L. M. 55-kw variable 3x dc-dc converter for plug-in hybrid electric vehicles. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 4, p. 1668–1678, April 2012. ISSN 0885-8993. Citado na(s) página(s): 42.

RECTIFIER, I. **SMPS IGBT IRGP50B60PD**. 2007. Disponível em: <https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IRGP50B60PD-DataSheet-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d462533600a401535656ce5f248c>. Citado na(s) página(s): 158.

REED, G. F.; GRAINGER, B. M.; SPARACINO, A. R.; MAO, Z. H. Ship to grid: Medium-voltage dc concepts in theory and practice. **IEEE Power and Energy Magazine**, v. 10, n. 6, p. 70–79, Nov 2012. ISSN 1540-7977. Citado na(s) página(s): 42.

Rosas-Caro, J. C.; Ramirez, J. M.; Peng, F. Z.; Valderrabano, A. A dc-dc multilevel boost converter. **IET Power Electronics**, v. 3, n. 1, p. 129–137, January 2010. ISSN 1755-4535. Citado na(s) página(s): 67.

ROTHMUND, D.; GUILLOD, T.; BORTIS, D.; KOLAR, J. W. 99sic-based 7 kv/400 v dc transformer for future data centers. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 7, n. 2, p. 753–767, June 2019. ISSN 2168-6777. Citado na(s) página(s): 42.

SALVADOR, M. A.; LAZZARIN, T. B.; COELHO, R. F. High step-up dc–dc converter with active switched-inductor and passive switched-capacitor networks. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 7, p. 5644–5654, 2018. Citado na(s) página(s): 71.

SAU-BASSOLS, J.; PRIETO-ARAUJO, E.; GOMIS-BELLMUNT, O.; BARACIARTE, R. A.; NAMI, A. Transformerless dc/dc converter based on the autotransformer concept for the interconnection of hvdc grids. In: **2018 Thirteenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6. Citado na(s) página(s): 52, 54 e 55.

SCHLINGMANN, A. L. **Conversor CC-CC Buck-Boost diferencial simétrico**. Dissertação (mathesis) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2018. Disponível em: <https://repositorio.ufsc.br/handle/123456789/194200>. Citado na(s) página(s): 189.

SCHÖN, A.; BAKRAN, M.-M. A new hvdc-dc converter for the efficient connection of hvdc networks. In: **PCIM Europe 2013 : International Exhibition & Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management**. Nürnberg: VDE Verlag GmbH, 2013. p. 525–532. Citado na(s) página(s): 48.

SCHÖN, A.; BAKRAN, M. M. A new hvdc-dc converter with inherent fault clearing capability. In: **2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–10. Citado na(s) página(s): 51.

SCHÖN, A.; BAKRAN, M. M. Comparison of modular multilevel converter based hv dc-dc-converters. In: **2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–10. Citado na(s) página(s): 51, 52 e 58.

SCHÖN, A.; HOFMANN, V.; BAKRAN, M. M. Optimisation of the hvdc auto transformer by using hybrid mmc modulation. **IET Power Electronics**, v. 11, n. 3, p. 468–476, 2018. ISSN 1755-4535. Citado na(s) página(s): 51.

SHI, Y.; LI, H. Isolated modular multilevel dc-dc converter with dc fault current control capability based on current-fed dual active bridge for mvdc application. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 3, p. 2145–2161, March 2018. ISSN 0885-8993. Citado na(s) página(s): 42.

SILVA, R. L. da; LAZZARIN, T. B.; BARBI, I. Reduced switch count step-up/step-down switched-capacitor three-phase ac–ac converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 11, p. 8422–8432, Nov 2018. ISSN 0278-0046. Citado na(s) página(s): 64.

SOUZA, A. F. de; TOFOLI, F. L.; RIBEIRO, E. R. Switched capacitor dc-dc converters: A survey on the main topologies, design characteristics, and applications. **Energies**, v. 14, n. 8, 2021. ISSN 1996-1073. Disponível em: <https://www.mdpi.com/1996-1073/14/8/2231>. Citado na(s) página(s): 64.

STEINKE, J. K.; MAIBACH, P.; ORTIZ, G.; CANALES, F.; STEIMER, P. Mvdc applications and technology. In: **PCIM Europe 2019; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–8. Citado na(s) página(s): 43.

STEWART, J.; RICHARDS, J.; DELHOTAL, J.; NEELY, J.; FLICKER, J.; BROCATO, R.; RASHKIN, L. Design and evaluation of hybrid switched capacitor converters for high voltage, high power density applications. In: **2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 105–112. ISSN 2470-6647. Citado na(s) página(s): 64 e 68.

SUN, Q.; LI, Y.; SHEN, X.; CHENG, F.; LI, G.; LIANG, J.; MU, Q.; MENG, J. Analysis and experimental validation of current-fed switched capacitor-based modular dc transformer. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 16, n. 8, p. 5137–5149, 2020. Citado na(s) página(s): 42 e 71.

Tang, G.; He, Z.; Pang, H.; Huang, X.; Zhang, X. Basic topology and key devices of the five-terminal dc grid. **CSEE Journal of Power and Energy Systems**, v. 1, n. 2, p. 22–35, June 2015. ISSN 2096-0042. Citado na(s) página(s): 58.

TANG, Y.; WATSON, A.; WHEELER, P. W. W.; FARR, E.; FELDMAN, R. A novel multi-modular series hvdc tap. In: **13th IET International Conference on AC and DC Power Transmission (ACDC 2017)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6. Citado na(s) página(s): 42.

VASIC, M.; SERRANO, D.; ALOU, P.; OLIVER, J. A.; GRBOVIC, P.; COBOS, J. A. Comparative analysis of two compact and highly efficient resonant switched capacitor converters. In: **2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 2168–2174. ISSN 2470-6647. Citado na(s) página(s): 64.

VECCHIA, M. D. **Conversores CC-CC não isolados gerados pela integração entre células de capacitores chaveados e células convencionais de comutação**. Dissertação (mathesis) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2016. Citado na(s) página(s): 119.

VECCHIA, M. D.; SALVADOR, M. A.; LAZZARIN, T. B. Hybrid nonisolated dc–dc converters derived from a passive switched-capacitor cell. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 4, p. 3157–3168, April 2018. ISSN 0885-8993. Citado na(s) página(s): 68 e 69.

VIANA, C.; LEHN, P. W. A drivetrain integrated dc fast charger with buck and boost functionality and simultaneous drive/charge capability. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, p. 1–1, 2019. ISSN 2332-7782. Citado na(s) página(s): 42.

WANG, F.; ZHANG, Z.; ERICSEN, T.; RAJU, R.; BURGOS, R.; BOROYEVICH, D. Advances in power conversion and drives for shipboard systems. **Proceedings of the IEEE**, v. 103, n. 12, p. 2285–2311, Dec 2015. ISSN 0018-9219. Citado na(s) página(s): 42 e 43.

Wang Jun; Wen Jun; Ma Xue-ling; Wang Chao; Yin Wei-yang; Liu Bao-hong. Harmonic characteristic analysis of capacitor commutated converter in hvdc system. In: **CICED 2010 Proceedings**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6. ISSN 2161-7481. Citado na(s) página(s): 58.

WU, B.; LI, S.; SMEDLEY, K. M.; SINGER, S. Analysis of high-power switched-capacitor converter regulation based on charge-balance transient-calculation method. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 5, p. 3482–3494, May 2016. ISSN 0885-8993. Citado na(s) página(s): 64.

WU, B.; YANG, L.; ZHANG, X.; SMEDLEY, K. M.; LI, G. Modeling and analysis of variable frequency one-cycle control on high-power switched-capacitor converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 6, p. 5465–5475, June 2018. ISSN 0885-8993. Citado na(s) página(s): 64.

XIANG, X.; ZHANG, X.; LÜTH, T.; MERLIN, M. M. C.; GREEN, T. A compact modular multilevel dc-dc converter for high step-ratio mv and hv use. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, PP, n. 99, p. 1–1, 2018. ISSN 0278-0046. Citado na(s) página(s): 42 e 44.

YOU, H.; CAI, X. A family of un-isolated modular dc/dc converters. In: **2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 696–702. Citado na(s) página(s): 62.

YOU, H.; CAI, X. Stepped 2-level operation of non-isolated modular dc/dc converter applied in high voltage dc grid. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, PP, n. 99, p. 1–1, 2017. ISSN 2168-6777. Citado na(s) página(s): 61 e 62.

YOU, H.; CAI, X. A three-level modular dc/dc converter applied in high voltage dc grid. **IEEE Access**, v. 6, p. 25448–25462, 2018. ISSN 2169-3536. Citado na(s) página(s): 62.

ZHANG, F.; DU, L.; PENG, F. Z.; QIAN, Z. A new design method for high-power high-efficiency switched-capacitor dc–dc converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 2, p. 832–840, March 2008. ISSN 0885-8993. Citado na(s) página(s): 64.

ZHANG, F.; JOóS, G.; LI, W. A transformer-less modular multilevel dc-dc converter with dc fault blocking capability. In: **2017 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6. Citado na(s) página(s): 61.

ZHANG, F.; LI, W.; JOÓS, G. A transformerless hybrid modular multilevel dc–dc converter with dc fault ride-through capability. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 66, n. 3, p. 2217–2226, March 2019. ISSN 0278-0046. Citado na(s) página(s): 59.

ZHANG, Y.; LIU, H.; LI, J.; SUMNER, M.; XIA, C. Dc–dc boost converter with a wide input range and high voltage gain for fuel cell vehicles. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 5, p. 4100–4111, 2019. Citado na(s) página(s): 71.

ZHANG, Y.; SHI, S.; DIANGUOXU; YANG, R. Comparison and review of dc transformer topologies for hvdc and dc grids. In: **2016 IEEE 8th International Power Electronics and**

**Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 3336–3343. Citado na(s) página(s): 47 e 58.

ZHOU, M.; XIANG, W.; ZUO, W.; LIN, W.; WEN, J. A unidirectional dc-dc autotransformer for dc grid application. **Energies**, v. 11, n. 3, p. 1–16, March 2018. Disponível em: <https://ideas.repec.org/a/gam/jeners/v11y2018i3p530-d134100.html>. Citado na(s) página(s): 52.

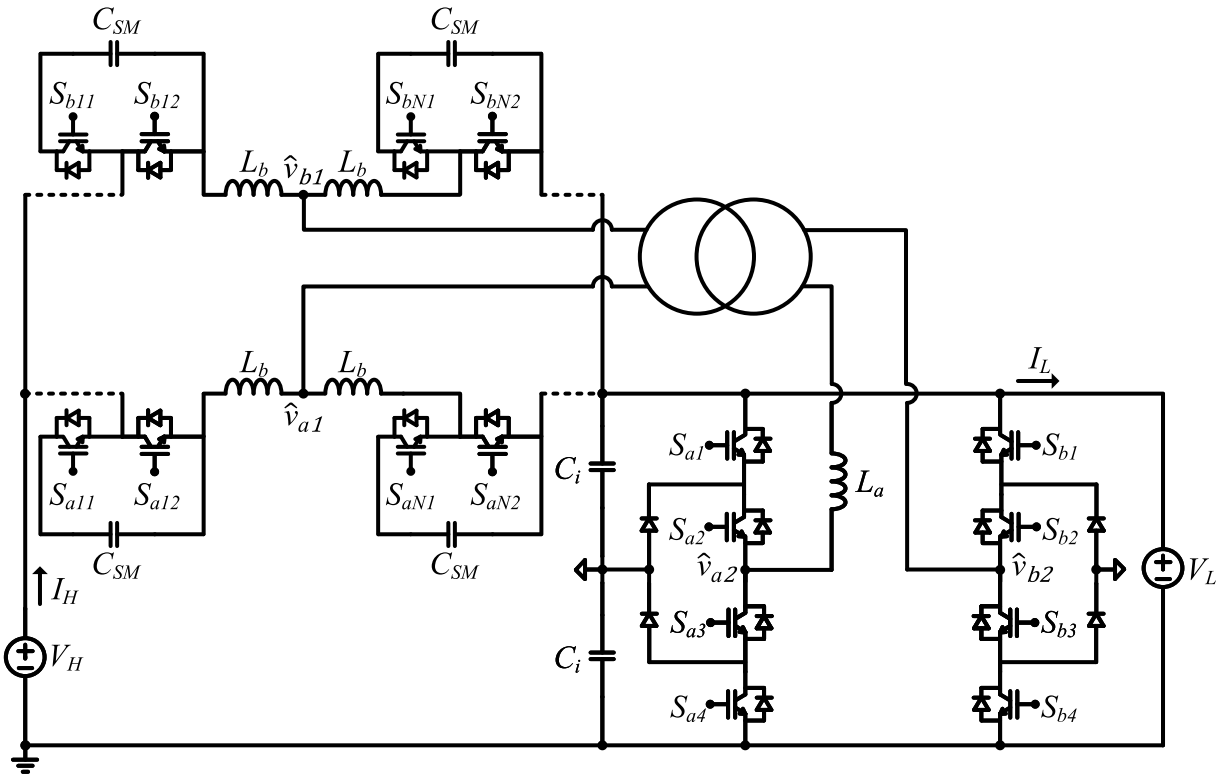
ZHU, X.; YE, K.; LIU, K.; ZHANG, B. Non-isolated high step-up dc-dc converter with passive switched-inductor-capacitor network. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, p. 1–1, 2021. Citado na(s) página(s): 71.

# APÊNDICE A – CONVERSORES CC-CC NIBCM PROPOSTOS

## A.1 AUTOTRANSFORMADOR CC HÍBRIDO (ATCC-H)

O conversor ATCC-H é uma modificação do ATCC convencional, onde, na topologia proposta, um CMM é utilizado como Subconversor 1 e um NPC de três níveis como Subconversor 2, como mostra o diagrama elétrico da Figura A.1. O termo "híbrido"vem da utilização de Subconversores compostos por topologias distintas entre si, conforme destacado na Figura 2.4. A substituição do CMM pelo NPC na posição de Subconversor 2 tem como objetivo reduzir a complexidade da estrutura e torná-la mais adequada para aplicações que operam com $V_H$ no nível de alta tensão CC e com $V_L$ no nível de média tensão CC.

Figura A.1 – Autotransformador CC Híbrido (ATCC-H)




Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

O ATCC-H é bidirecional e pode ser projetado para interromper curto-circuitos tanto em $V_H$ quanto em $V_L$ a partir da adição de SMs do tipo MP e PC na configuração do CMM. Seu princípio de operação é análogo ao do ATCC convencional, onde a relação de espiras do transformador pode ser utilizada para garantir que os subconversores trabalhem próximos de seus pontos ótimos de operação. Dependendo dos níveis de tensão CC e do número de SMs do CMM, a indutância $L_a$ pode ser conectada tanto no primário quanto no secundário do transformador, de forma que este fique sujeito majoritariamente à tensão CA com menor $dv/dt$.

Como os subconversores que formam o ATCC-H são diferentes entre si, estes podem sintetizar tensões CA que instantaneamente apresentam amplitudes distintas. Portanto, haverá circulação de potência reativa entre o CMM e o NPC, o que é indesejável. Esse contraponto pode ser minimizado através da utilização da modulação Q2N, onde as tensões CA de cada subconversor terão amplitudes diferentes apenas durante as transições entre os seus níveis máximo

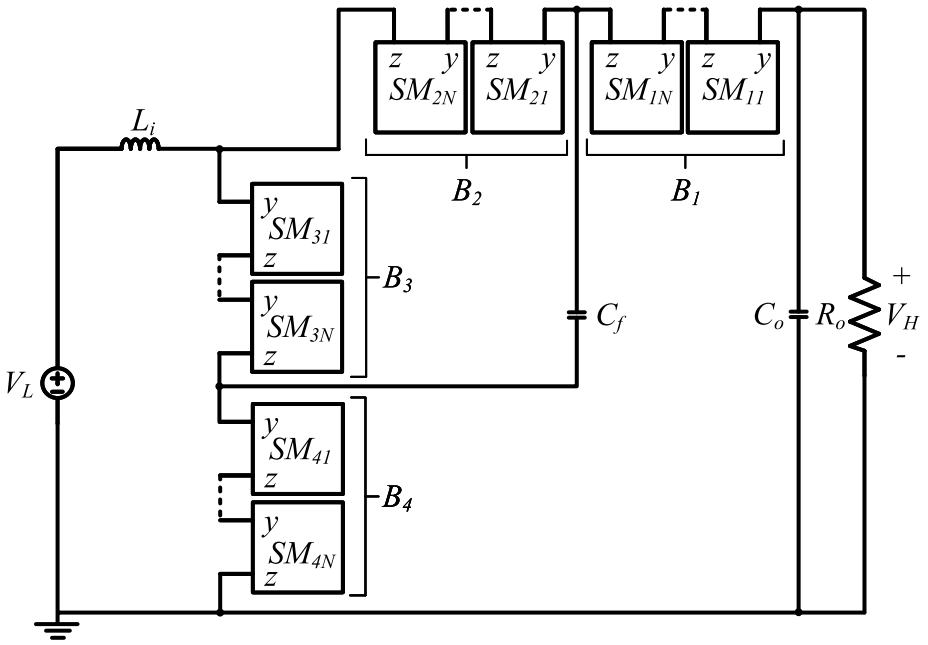
e mínimo. Como o tempo de duração das transições é pequeno relação ao período de comutação, a circulação de potência reativa tende a ser baixa a ponto de não prejudicar o funcionamento do conversor.

De maneira geral, o ATCC-H herda as principais características do ATCC convencional, como a não isolação entre entrada e saída CC, a redução da potência processada pelo transformador à medida que a diferença entre as amplitudes de $V_H$ e $V_L$ diminui, a necessidade da presença do transformador para garantir o equilíbrio dos barramentos CC dos subconversores e a capacidade de interrupção bidirecional de curto-circuito por meio do uso de SMs do tipo MP e PC. No entanto, o ATCC-H tende a ser mais barato e simples do que o ATCC convencional, com o contraponto de ter seu uso limitado para aplicações onde $V_L$ opera no nível de média tensão CC.

## A.2 CONVERSORES CC-CC ELEVADOR E ELEVADOR/ABAIXADOR HÍBRIDO A CAPACITOR CHAVEADO BASEADO NO CONVERSOR MULTINÍVEL MODULAR

As configurações elevadora de tensão (CCE-HCCh-CMM) e abaixadora/elevadora de tensão (CCAE-HCCh-CMM) são mostradas nas Figuras A.2 e A.3a, respectivamente. Nota-se que a primeira consiste no HCCh-CMM, porém operando com o fluxo de potência partindo do barramento de menor para o de maior tensão. Já a segunda é baseada na topologia apresentada na Figura A.3b. O princípio de funcionamento de ambas é análogo ao do HCCh-CMM, no entanto, características diferentes de ganho estático de tensão (não linear), esforços de corrente e esforços de tensão são obtidos.

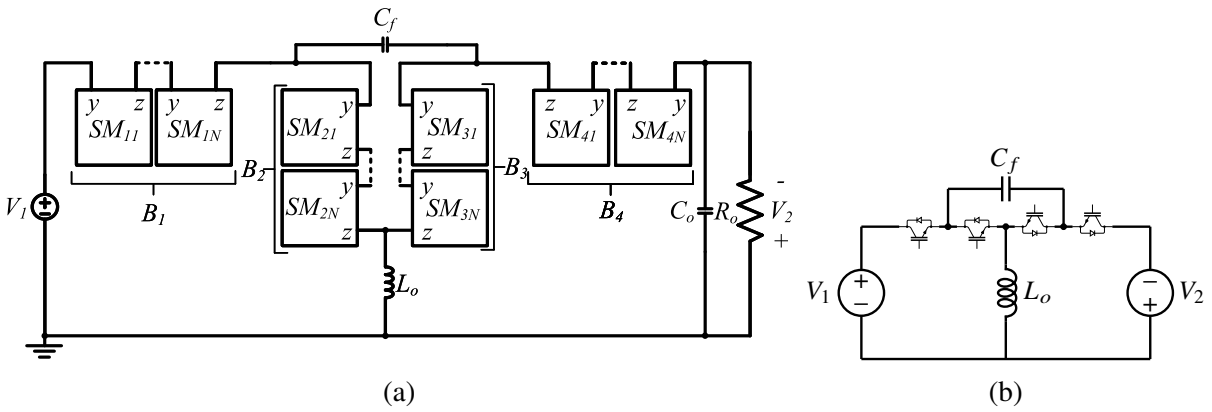
Figura A.2 – Conversor CC-CC Elevador Híbrido a Capacitor Chaveado baseado no Conversor Multinível Modular (CCE-HCCh-CMM)




Fonte: Elaborado pelo autor, 2019

Uma variação do conversor HCCh-CMM também é proposta, como mostram as Figuras A.4 e A.5, respectivamente. Estas topologias derivam do conversor apresentado na Figura A.6

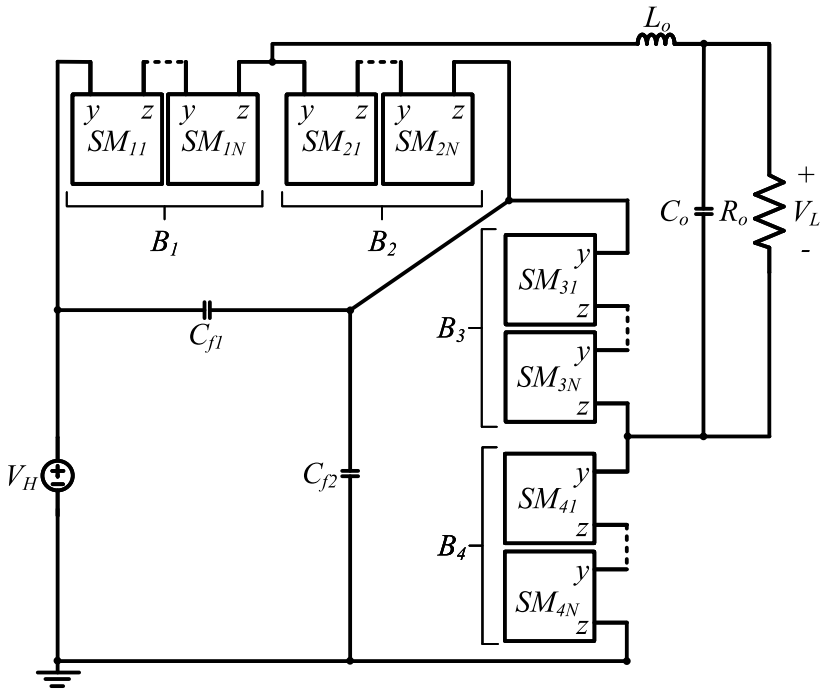
Figura A.3 – **(a)** Conversor CC-CC Abaixador/Elevador Híbrido a Capacitor Chaveado baseado no Conversor Multinível Modular (CCAE-HCCh-CMM) **(b)** Topologia base para o CCAE-HCCh-CMM




Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

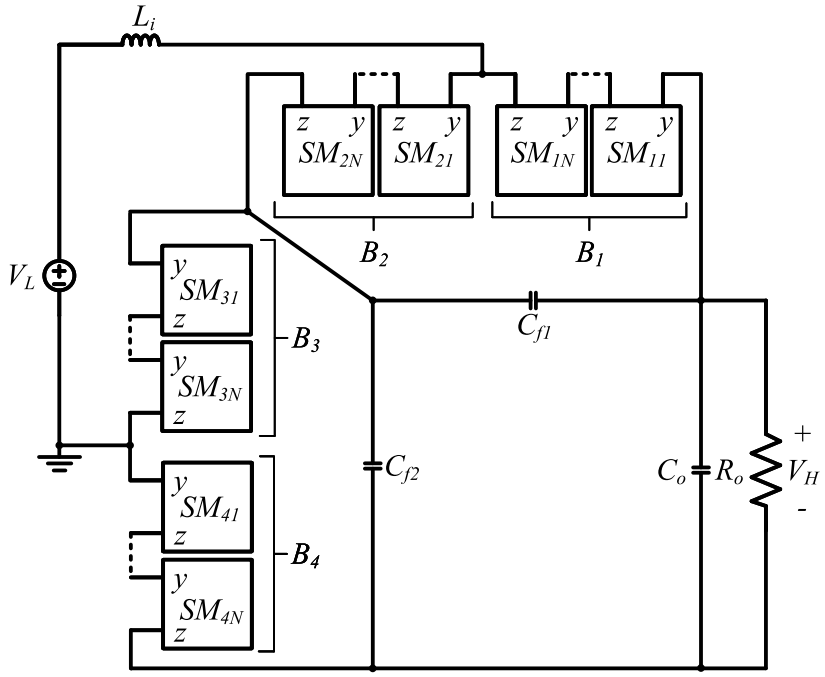
As tensões nos capacitores flutuantes $C_{f1}$ e $C_{f2}$ são reguladas pela corrente do indutor $L_o$ e pela razão cíclica. Consequentemente, estes capacitores, ao serem conectados em paralelo com o capacitor equivalente de cada braço (todos os capacitores de SM do braço conectados em série entre si), grampeiam as tensões totais dos braços nos valores adequados. Essa reconfiguração das topologias faz com que a corrente do ramo CC de mais alta tensão tenha ondulação com o dobro da frequência de comutação, facilitando sua filtragem. Por outro lado, como a fonte de tensão e a carga estão em referenciais diferentes, há o surgimento de tensão de modo comum.

Figura A.4 – Variação do conversor CC-CC Abaixador Híbrido a Capacitor Chaveado baseado no Conversor Multinível Modular (CCA-HCCh-CMM)



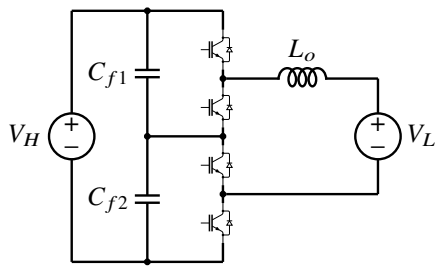

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019

Figura A.5 – Variação do conversor CC-CC Elevador Híbrido a Capacitor Chaveado baseado no Conversor Multinível Modular (CCE-HCCh-CMM)




Fonte: Elaborado pelo autor, 2019

Figura A.6 – Topologia base para obtenção das variações CCA-HCCh-CMM e CCE-HCCh-CMM

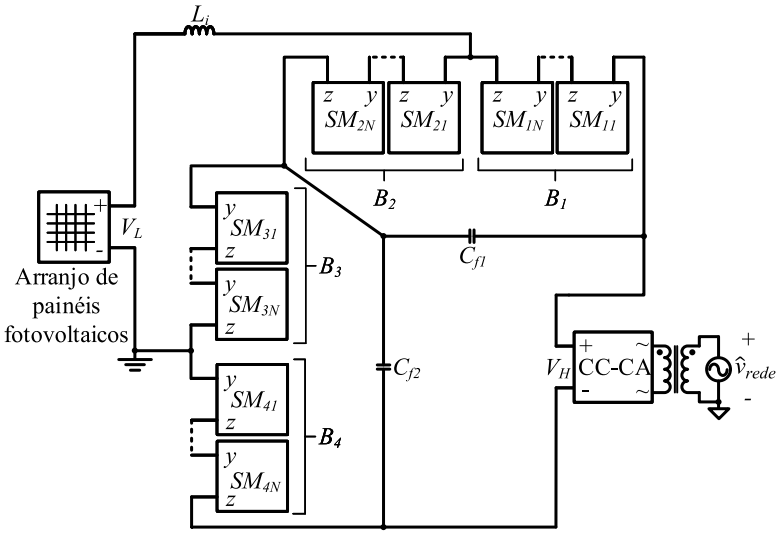



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

Dependendo da construção do conversor e da sua aplicação, a tensão de modo comum pode gerar correntes parasitas com amplitude suficiente para degradar a vida útil de componentes, gerar IEM e prejudicar sistemas de proteção. No entanto, em aplicações que contam com um estágio com isolação galvânica, como o sistema apresentado na Figura A.7, a influência da tensão de modo comum tende a ser desprezível e o uso dessas variações topológicas pode ser interessante.

Há também a possibilidade de replicar o conjunto formado pelos quatro braços, $C_f$ e $L_o$, tanto do CCA-HCCh-CMM quanto do CCE-HCCh-CMM, e criar conexões *interleaved*, de forma a dividir a energia processada entre cada conjunto e reduzir a ondulação de corrente em um dos barramentos CC, ao custo de aumentar a quantidade de componentes e a complexidade da topologia.

Figura A.7 – Sistema de geração fotovoltaica conectado à rede elétrica com isolação galvânica utilizando a variação do CCE-HCCh-CMM




Fonte: Elaborado pelo autor, 2019

## A.3 CONVERSOR CC-CC ELEVADOR HÍBRIDO A CAPACITOR CHAVEADO COM ENTRADA EM PARALELO E SAÍDA EM SÉRIE (CCE-HCCH-EPSSE)

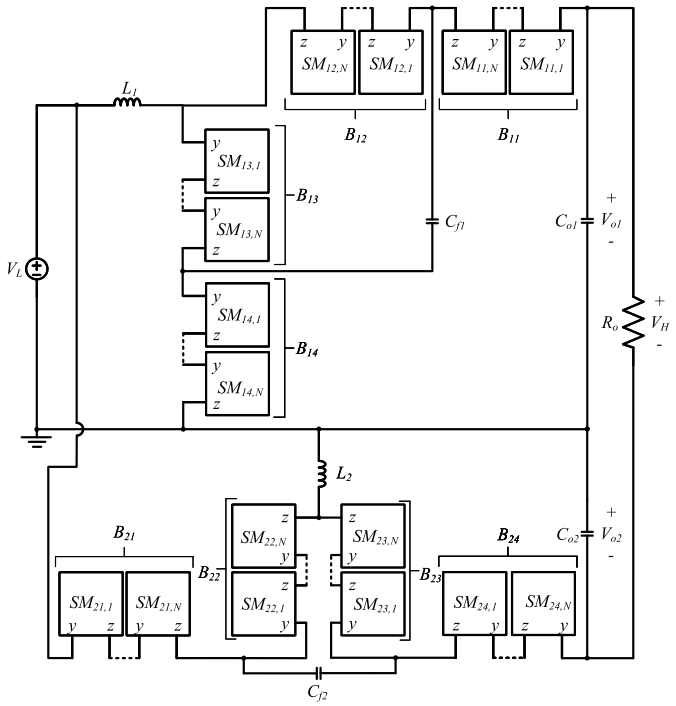
O conversor CCE-HCCh-EPSSE consiste na integração das topologias CCE-HCCh-CMM e CCAE-HCCh-CMM, onde suas entradas são conectadas em paralelo e suas saídas em série, como mostra a Figura A.8. Como a tensão de saída do CCAE-HCCh-CMM possui polaridade invertida em relação à tensão de entrada, aquela se soma com a tensão de saída do CCE-HCCh-CMME. Desta forma, a tensão de saída total do conversor pode atingir uma amplitude elevada em relação à tensão de entrada. Esta configuração é denominada de conexão diferencial simétrica (SCHLINGMANN, 2018).

Além do elevado ganho de tensão, o CCE-HCCh-EPSSE possui características interessantes, como: grampeamento automático das tensões dos braços; circulação de correntes pelos indutores com ondulação de frequência duas vezes maior do que a frequência de comutação; ausência de tensão de modo comum em alta frequência; e capacidade de operar com tensões elevadas devido ao uso de SMs.

Por outro lado, o CCE-HCCh-EPSSE apresenta um elevado número de componentes, sendo que as correntes nos indutores e as tensões nos capacitores flutuantes, de SM e de saída demandam regulação. Isso tende a elevar o custo e a complexidade da topologia, além de reduzir a eficiência da mesma. A estrutura do conversor também pode se tornar pesada e volumosa devido à presença de dois indutores, principalmente em aplicações de alta potência, onde a frequência de comutação não pode ser muito elevada e a corrente circulante pelos mesmos tende a ser alta.

Considerando os atributos do conversor CCE-HCCh-EPSSE, sua aplicação pode ser interessante na interconexão de plantas de geração fotovoltaica com redes elétricas de média tensão CC, onde há requisitos de alto ganho de tensão, reduzida tensão de modo comum e capacidade de operação com níveis de tensão elevados.

Figura A.8 – Conversor CC-CC Elevador Híbrido a Capacitor Chaveado com Entrada em Paralelo e Saída em Série (CCE-HCCh-EPSSE)

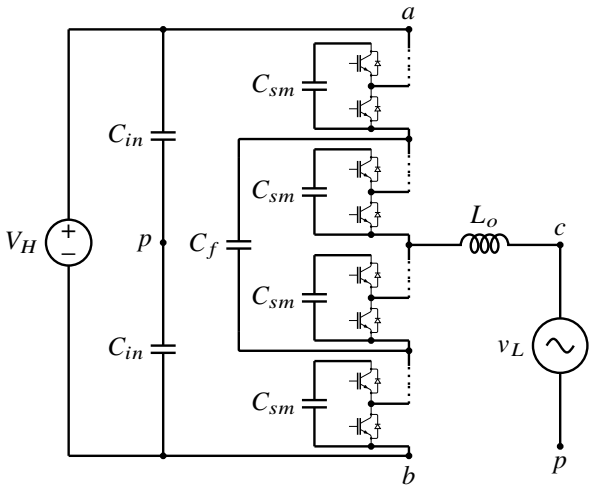



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019

## A.4 INVERSOR MONOFÁSICO HÍBRIDO A CAPACITOR CHAVEADO

Também é possível desenhar topologias CC-CA híbridas, como o inversor monofásico apresentado na Figura A.9, onde o barramento de entrada dividido e o uso de uma modulação CA permitem a aplicação de níveis de tensão como polaridades opostas entre o ponto médio dos braços e o ponto $p$.

Figura A.9 – Inversor mofásico Híbrido a Capacitor Chaveado




Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

# APÊNDICE B – SISTEMAS DE EQUAÇÕES E EQUAÇÕES DIFERENCIAIS DOS ESTADOS TOPOLÓGICOS $E_B$, $E_C$ E $E_D$

Neste apêndice apresenta-se a obtenção dos sistemas de equações e das equações diferenciais referentes aos estados topológicos $E_b$, $E_c$ e $E_d$ do conversor CCA-HCCh-CMM. Os equacionamentos são baseados nos circuitos da Figura 3.5.

- **Estado** $E_b$: Utilizando a LKV no circuito do Estado $E_b$ encontra-se o sistema formado por (B.1), (B.2), (B.3) e (B.4), que definem o comportamento das tensões e correntes no Estado $E_b$.

$$\begin{cases} -V_H + NRi_1 + NV_{sat} + v_{Cf} + NRi_4 + v_{Ceq4} = 0 & \text{(B.1)} \\ -v_{Cf} + v_{Ceq2} + NRi_3 - NV_f = 0 & \text{(B.2)} \\ -v_{Ceq4} + NV_f - NRi_3 + v_{Lo} + v_{Co} = 0 & \text{(B.3)} \\ -v_{Co} + R_o i_{Ro} = 0 & \text{(B.4)} \end{cases}$$

Sabendo que as relações entre corrente e tensão de cada capacitor e do indutor de saída são dadas pelo conjunto de equações (3.61) e substituindo (3.53) em (B.1), (3.54) em (B.2) e (3.56) em (B.4), chega-se às equações diferenciais (B.5), (B.6) e (B.7), respectivamente.

$$\frac{dv_{Ceq4}}{dt} = \frac{-v_{Cf} - v_{Ceq4} - NRi_{Lo} + V_H - NV_{sat}}{RC_{sm}} \tag{B.5}$$

$$\frac{dv_{Ceq2}}{dt} = \frac{v_{Cf} - v_{Ceq2} + NRi_{Lo} + NV_f}{RC_{sm}} \tag{B.6}$$

$$\frac{dv_{Co}}{dt} = \frac{-v_{Co} + R_o i_{Lo}}{R_o C_o} \tag{B.7}$$

Substituindo (3.52) e (3.55) no resultado da subtração entre (B.1) e (B.2), encontra-se a equação diferencial (B.8).

$$\frac{dv_{Cf}}{dt} = \frac{-2v_{Cf} + v_{Ceq2} - v_{Ceq4} + V_H - NV_{sat} - NV_f}{NRC_f} \tag{B.8}$$

A equação diferencial restante em relação ao Estado $E_b$ é dada por (B.9), obtida a partir da substituição de (3.55), (B.5) e (B.8) em (B.3).

$$\frac{di_{Lo}}{dt} = \frac{v_{Cf} - v_{Ceq2} + v_{Ceq4} - v_{Co}}{L_o} \tag{B.9}$$

- **Estado** $E_c$: Utilizando a LKV no circuito do Estado $E_c$ encontra-se o sistema formado por (B.10), (B.11), (B.12) e (B.13), que definem o comportamento das tensões e correntes no Estado $E_c$.

$$\begin{cases} -V_H + v_{Ceq1} + v_{Cf} + NRi_4 - NV_f = 0 & \text{(B.10)} \\ -v_{Cf} + NRi_2 + NV_{sat} + v_{Ceq3} = 0 & \text{(B.11)} \\ NV_f - NRi_4 - v_{Ceq3} + v_{Lo} + v_{Co} = 0 & \text{(B.12)} \\ -v_{Co} + R_o i_{Ro} = 0 & \text{(B.13)} \end{cases}$$

Sabendo que as relações entre corrente e tensão de cada capacitor e do indutor de saída são dadas pelo conjunto de equações (3.61) e substituindo (3.53) em (B.10), (3.54) em

(B.11) e (3.56) em (B.13), chega-se às equações diferenciais (B.14), (B.15) e (B.16), respectivamente.

$$\frac{dv_{Ceq1}}{dt} = \frac{-v_{Cf} - v_{Ceq1} + NRi_{Lo} + V_H + NV_f}{RC_{sm}} \tag{B.14}$$

$$\frac{dv_{Ceq3}}{dt} = \frac{v_{Cf} - v_{Ceq3} - NRi_{Lo} - NV_{sat}}{RC_{sm}} \tag{B.15}$$

$$\frac{dv_{Co}}{dt} = \frac{-v_{Co} + R_o i_{Lo}}{R_o C_o} \tag{B.16}$$

Substituindo (3.52) e (3.55) no resultado da subtração entre (B.10) e (B.11), encontra-se a equação diferencial (B.17).

$$\frac{dv_{Cf}}{dt} = \frac{-2v_{Cf} - v_{Ceq1} + v_{Ceq3} + NRI_{Lo} + V_H + NV_{sat} + NV_f}{NRC_f} \tag{B.17}$$

A equação diferencial restante em relação ao Estado $E_c$ é dada por (B.18), obtida a partir da substituição de (3.53), (B.14) e (B.15) em (B.12).

$$\frac{di_{Lo}}{dt} = \frac{-v_{Cf} - v_{Ceq1} + v_{Ceq3} + V_H - v_{Co}}{L_o} \tag{B.18}$$

- **Estado** $E_d$: Utilizando a LKV no circuito do Estado $E_d$ encontra-se o sistema formado por (B.19), (B.20), (B.21) e (B.22), que definem o comportamento das tensões e correntes no Estado $E_d$.

$$\begin{cases} -V_H + v_{Ceq1} + v_{Cf} + NRi_4 - NV_f = 0 & \text{(B.19)} \\ -v_{Cf} + v_{Ceq2} + NRi_3 - NV_f = 0 & \text{(B.20)} \\ NV_f - NRi_4 + NV_f - NRi_3 + v_{Lo} + v_{Co} = 0 & \text{(B.21)} \\ -v_{Co} + R_o i_{Ro} = 0 & \text{(B.22)} \end{cases}$$

Sabendo que as relações entre corrente e tensão de cada capacitor e do indutor de saída são dadas pelo conjunto de equações (3.61) e substituindo (3.53) em (B.19), (3.54) em (B.20) e (3.56) em (B.22), chega-se às equações diferenciais (B.23), (B.24) e (B.25), respectivamente.

$$\frac{dv_{Ceq1}}{dt} = \frac{-v_{Cf} - v_{Ceq1} + NRi_{Lo} + V_H + NV_f}{RC_{sm}} \tag{B.23}$$

$$\frac{dv_{Ceq2}}{dt} = \frac{v_{Cf} - v_{Ceq2} + NRi_{Lo} + NV_f}{RC_{sm}} \tag{B.24}$$

$$\frac{dv_{Co}}{dt} = \frac{-v_{Co} + R_o i_{Lo}}{R_o C_o} \tag{B.25}$$

Substituindo (3.52) e (3.55) no resultado da subtração entre (B.19) e (B.20), encontra-se a equação diferencial (B.26).

$$\frac{dv_{Cf}}{dt} = \frac{-2v_{Cf} - v_{Ceq1} + v_{Ceq2} + V_H}{NRC_f} \tag{B.26}$$

A equação diferencial restante em relação ao Estado $E_d$ é dada por (B.27), obtida a partir da substituição de (3.53), (3.54), (B.23) e (B.24) em (B.21).

$$\frac{di_{Lo}}{dt} = \frac{-v_{Ceq1} - v_{Ceq2} + V_H - v_{Co}}{L_o} \tag{B.27}$$

# APÊNDICE C – MATRIZES UTILIZADAS NA ANÁLISE POR VALORES MÉDIOS

$$\boldsymbol{A_{E_b}} = \begin{bmatrix} -2k_1 & 0 & k_1 & 0 & -k_1 & -NRk_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ k_2 & 0 & -k_2 & 0 & 0 & NRk_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -k_2 & 0 & 0 & 0 & -k_2 & -NRk_2 & 0 \\ k_3 & 0 & -k_3 & 0 & k_3 & 0 & -k_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_o k_4 & -k_4 \end{bmatrix}; \boldsymbol{B_{E_b}} = \begin{bmatrix} k_1 & -Nk_1 & -Nk_1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Nk_2 \\ 0 & 0 & 0 \\ k_2 & -Nk_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{C.1}$$

$$\boldsymbol{A_{E_c}} = \begin{bmatrix} -2k_1 & -k_1 & 0 & k_1 & 0 & NRk_1 & 0 \\ -k_2 & -k_2 & 0 & 0 & 0 & NRk_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ k_2 & 0 & 0 & -k_2 & 0 & -NRk_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -k_3 & -k_3 & 0 & k_3 & 0 & -k_3 & -k_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_o k_4 & -k_4 \end{bmatrix}; \boldsymbol{B_{E_c}} = \begin{bmatrix} k_1 & Nk_1 & Nk_1 \\ k_2 & 0 & Nk_2 \\ 0 & 0 & 0 \\ k_2 & -Nk_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ k_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{C.2}$$

$$\boldsymbol{A_{E_d}} = \begin{bmatrix} -2k_1 & -k_1 & k_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -k_2 & -k_2 & 0 & 0 & 0 & NRk_2 & 0 \\ k_2 & 0 & -k_2 & 0 & 0 & NRk_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -k_3 & -k_3 & 0 & 0 & 0 & -k_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_o k_4 & -k_4 \end{bmatrix}; \boldsymbol{B_{E_d}} = \begin{bmatrix} k_1 & 0 & 0 \\ k_2 & 0 & Nk_2 \\ 0 & 0 & Nk_2 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ k_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{C.3}$$

Matrizes de valores médios resultantes considerando $\boldsymbol{A_{E_a}}$ e $\boldsymbol{A_{E_d}}$ originais:

$$\boldsymbol{A_{M,1}} = \begin{bmatrix} -2k_1 & \frac{(D_{mag}-2)k_1}{2} & -\frac{(D_{mag}-2)k_1}{2} & \frac{D_{mag}k_1}{2} & -\frac{D_{mag}k_1}{2} & 0 & 0 \\ \frac{(D_{mag}-2)k_2}{2} & \frac{(D_{mag}-2)k_2}{2} & 0 & 0 & 0 & -\frac{NR(D_{mag}-2)k_2}{2} & 0 \\ -\frac{(D_{mag}-2)k_2}{2} & 0 & \frac{(D_{mag}-2)k_2}{2} & 0 & 0 & -\frac{NR(D_{mag}-2)k_2}{2} & 0 \\ \frac{D_{mag}k_2}{2} & 0 & 0 & -\frac{D_{mag}k_2}{2} & 0 & -\frac{NRD_{mag}k_2}{2} & 0 \\ -\frac{D_{mag}k_2}{2} & 0 & 0 & 0 & -\frac{D_{mag}k_2}{2} & -\frac{NRD_{mag}k_2}{2} & 0 \\ 0 & \frac{(D_{mag}-2)k_3}{2} & \frac{(D_{mag}-2)k_3}{2} & \frac{D_{mag}k_3}{2} & \frac{D_{mag}k_3}{2} & 0 & -k_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_o k_4 & -k_4 \end{bmatrix} \tag{C.4}$$

$$\boldsymbol{B_{M,1}} = \begin{bmatrix} k_1 & 0 & 0 \\ -\frac{(D_{mag}-2)k_2}{2} & 0 & -\frac{N(D_{mag}-2)k_2}{2} \\ 0 & 0 & -\frac{N(D_{mag}-2)k_2}{2} \\ 0 & -\frac{ND_{mag}k_2}{2} & 0 \\ \frac{D_{mag}k_2}{2} & -\frac{ND_{mag}k_2}{2} & 0 \\ -\frac{(D_{mag}-2)k_3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{C.5}$$

$$\boldsymbol{A_{M,2}} = \begin{bmatrix} -2k_1 & \frac{(D_{mag}-2)k_1}{2} & -\frac{(D_{mag}-2)k_1}{2} & \frac{D_{mag}k_1}{2} & -\frac{D_{mag}k_1}{2} & 0 & 0 \\ \frac{(D_{mag}-2)k_2}{2} & \frac{(D_{mag}-2)k_2}{2} & 0 & 0 & 0 & -\frac{NR(D_{mag}-2)k_2}{2} & 0 \\ -\frac{(D_{mag}-2)k_2}{2} & 0 & \frac{(D_{mag}-2)k_2}{2} & 0 & 0 & -\frac{NR(D_{mag}-2)k_2}{2} & 0 \\ \frac{D_{mag}k_2}{2} & 0 & 0 & -\frac{D_{mag}k_2}{2} & 0 & -\frac{NRD_{mag}k_2}{2} & 0 \\ -\frac{D_{mag}k_2}{2} & 0 & 0 & 0 & -\frac{D_{mag}k_2}{2} & -\frac{NRD_{mag}k_2}{2} & 0 \\ 0 & \frac{(D_{mag}-2)k_3}{2} & \frac{(D_{mag}-2)k_3}{2} & \frac{D_{mag}k_3}{2} & \frac{D_{mag}k_3}{2} & 0 & -k_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_o k_4 & -k_4 \end{bmatrix} \tag{C.6}$$

$$\boldsymbol{B_{M,2}} = \begin{bmatrix} k_1 & 0 & 0 \\ -\frac{(D_{mag}-2)k_2}{2} & 0 & -\frac{N(D_{mag}-2)k_2}{2} \\ 0 & 0 & -\frac{N(D_{mag}-2)k_2}{2} \\ 0 & -\frac{ND_{mag}k_2}{2} & 0 \\ \frac{D_{mag}k_2}{2} & -\frac{ND_{mag}k_2}{2} & 0 \\ -\frac{(D_{mag}-2)k_3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{C.7}$$

Matrizes de valores médios resultantes considerando $\boldsymbol{A_{E_a}}$ e $\boldsymbol{A_{E_d}}$ modificadas, respectivamente:

$$\boldsymbol{A^{mod}_{M,1}} = \begin{bmatrix} -2k_1 & \frac{(D_{mag}-2)k_1}{2} & -\frac{(D_{mag}-2)k_1}{2} & \frac{D_{mag}k_1}{2} & -\frac{D_{mag}k_1}{2} & 0 & 0 \\ \frac{(D_{mag}-2)k_2}{2} & \frac{(D_{mag}-2)k_2}{2} & 0 & 0 & 0 & -\frac{NR(D_{mag}-2)k_2}{2} & 0 \\ -\frac{(D_{mag}-2)k_2}{2} & 0 & \frac{(D_{mag}-2)k_2}{2} & 0 & 0 & -\frac{NR(D_{mag}-2)k_2}{2} & 0 \\ \frac{D_{mag}k_2}{2} & 0 & 0 & \frac{2-D_{mag}k_2-2D_{mag}}{2} & D_{mag}-1 & -\frac{NRD_{mag}k_2}{2} & 0 \\ -\frac{D_{mag}k_2}{2} & 0 & 0 & D_{mag}-1 & \frac{2-D_{mag}k_2-2D_{mag}}{2} & -\frac{NRD_{mag}k_2}{2} & 0 \\ 0 & \frac{(D_{mag}-2)k_3}{2} & \frac{(D_{mag}-2)k_3}{2} & \frac{D_{mag}k_3}{2} & \frac{D_{mag}k_3}{2} & 0 & -k_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_o k_4 & -k_4 \end{bmatrix} \tag{C.8}$$

$$\boldsymbol{A^{mod}_{M,2}} = \begin{bmatrix} -2k_1 & \frac{(D_{mag}-2)k_1}{2} & -\frac{(D_{mag}-2)k_1}{2} & \frac{D_{mag}k_1}{2} & -\frac{D_{mag}k_1}{2} & 0 & 0 \\ \frac{(D_{mag}-2)k_2}{2} & \frac{2D_{mag}+(D_{mag}-2)k_2-2}{2} & 1-D_{mag} & 0 & 0 & -\frac{N(D_{mag}-2)k_2}{2} & 0 \\ -\frac{(D_{mag}-2)k_2}{2} & 1-D_{mag} & \frac{2D_{mag}+(D_{mag}-2)k_2-2}{2} & 0 & 0 & -\frac{N(D_{mag}-2)k_2}{2} & 0 \\ \frac{D_{mag}k_2}{2} & 0 & 0 & -\frac{D_{mag}k_2}{2} & 0 & -\frac{NRD_{mag}k_2}{2} & 0 \\ -\frac{D_{mag}k_2}{2} & 0 & 0 & 0 & -\frac{D_{mag}k_2}{2} & -\frac{NRD_{mag}k_2}{2} & 0 \\ 0 & \frac{(D_{mag}-2)k_3}{2} & \frac{(D_{mag}-2)k_3}{2} & \frac{D_{mag}k_3}{2} & \frac{D_{mag}k_3}{2} & 0 & -k_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_o k_4 & -k_4 \end{bmatrix} \tag{C.9}$$

Neste caso as matrizes $\boldsymbol{B_{M,1}}$ e $\boldsymbol{B_{M,2}}$ não se alteram e continuam sendo definidas por (C.5) e (C.7), respectivamente.

# APÊNDICE D – EQUAÇÕES COMPLEMENTARES DA ANÁLISE POR VALORES INSTANTÂNEOS

O comportamento da corrente $i_{Lo}$ ao longo de um período de chaveamento no MA1 é dado por (D.1), onde $i^{\alpha}_{Lo,0}$ indica o valor inicial da corrente no referido intervalo de operação.

$$i_{Lo}(t) = \begin{cases} \dfrac{\Delta i_{Lo}^{\Delta t_1}}{DT_s - t_{tr}} t + i_{Lo,0}^{\Delta t_1}, & \text{se } 0 \leq t \leq DT_s - t_{tr} \\ \dfrac{\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{tr}}}{t_{tr}} (t - DT_s + t_{tr}) + i_{Lo,0}^{\Delta t_{12}}, & \text{se } DT_s - t_{tr} \leq t \leq DT_s \\ -\dfrac{2|\Delta i_{Lo}^{\Delta t_2}|}{(1-2D)T_s - 2t_{tr}} (t - DT_s) + i_{Lo,0}^{\Delta t_2}, & \text{se } DT_s \leq t \leq \dfrac{T_s}{2} - t_{tr} \\ \dfrac{\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{tr}}}{t_{tr}} \left( t - \dfrac{T_s}{2} + t_{tr} \right) + i_{Lo,0}^{\Delta t_{23}}, & \text{se } \dfrac{T_s}{2} - t_{tr} \leq t \leq \dfrac{T_s}{2} \\ \dfrac{\Delta i_{Lo}^{\Delta t_3}}{DT_s - t_{tr}} \left( t - \dfrac{T_s}{2} \right) + i_{Lo,0}^{\Delta t_3}, & \text{se } \dfrac{T_s}{2} \leq t \leq \dfrac{(1+2D)T_s}{2} - t_{tr} \\ \dfrac{\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{tr}}}{t_{tr}} \left[ t - \dfrac{(1+2D)T_s}{2} + t_{tr} \right] + i_{Lo,0}^{\Delta t_{34}}, & \text{se } \dfrac{(1+2D)T_s}{2} - t_{tr} \leq t \leq \dfrac{(1+2D)T_s}{2} \\ -\dfrac{2|\Delta i_{Lo}^{\Delta t_4}| \left[ t - \frac{(1+2D)T_s}{2} \right]}{(1-2D)T_s - 2t_{tr}} + i_{Lo,0}^{\Delta t_4}, & \text{se } \dfrac{(1+2D)T_s}{2} \leq t \leq T_s - t_{tr} \\ \dfrac{\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{tr}}}{t_{tr}} (t - T_s + t_{tr}) + i_{Lo,0}^{\Delta t_{41}}, & \text{se } T_s - t_{tr} \leq t \leq T_s \end{cases} \tag{D.1}$$

As equações recursivas, que definem o valor inicial de $v_{Cf}$ para uma determinada etapa como sendo igual ao valor final de $v_{Cf}$ da etapa anterior, são dadas de (D.2) a (D.9).

$$\begin{cases} v_{Cf,0}^{\Delta t_1} = v_{Cf}^{\Delta t_{41}}(T_s) & \text{(D.2)} \\ v_{Cf,0}^{\Delta t_{12}} = v_{Cf}^{\Delta t_1}(DT_s - t_{tr}) & \text{(D.3)} \\ v_{Cf,0}^{\Delta t_2} = v_{Cf}^{\Delta t_1}(DT_s) & \text{(D.4)} \\ v_{Cf,0}^{\Delta t_{23}} = v_{Cf}^{\Delta t_2}\left( \dfrac{T_s}{2} - t_{tr} \right) & \text{(D.5)} \\ v_{Cf,0}^{\Delta t_3} = v_{Cf}^{\Delta t_{23}}\left( \dfrac{T_s}{2} \right) & \text{(D.6)} \\ v_{Cf,0}^{\Delta t_{34}} = v_{Cf}^{\Delta t_3}\left( \dfrac{(1+2D)T_s}{2} - t_{tr} \right) & \text{(D.7)} \\ v_{Cf,0}^{\Delta t_4} = v_{Cf}^{\Delta t_{34}}\left( \dfrac{(1+2D)T_s}{2} \right) & \text{(D.8)} \\ v_{Cf,0}^{\Delta t_{41}} = v_{Cf}^{\Delta t_4}(T_s - t_{tr}) & \text{(D.9)} \end{cases}$$

O comportamento geral de $v_{Cf}$ ao longo de um período de chaveamento no MA1 é apresentado em (D.10).

$$v_{Cf}(t) = \begin{cases} v_{Cf}^{\Delta t_1}(t) = \dfrac{\Delta v_{Cf}^{\Delta t_1}}{DT_s - t_{tr}} t + v_{Cf,0}^{\Delta t_1}, & \text{se } 0 \leq t \leq DT_s - t_{tr} \\ v_{Cf}^{\Delta t_{12}}(t), & \text{se } DT_s - t_{tr} \leq t \leq DT_s \\ v_{Cf}^{\Delta t_2}(t) = -\dfrac{2|\Delta v_{Cf}^{\Delta t_2}|\,(t - DT_s)}{(1-2D)T_s - 2t_{tr}} + v_{Cf,0}^{\Delta t_2}, & \text{se } DT_s \leq t \leq \dfrac{T_s}{2} - t_{tr} \\ v_{Cf}^{\Delta t_{23}}(t), & \text{se } \dfrac{T_s}{2} - t_{tr} \leq t \leq \dfrac{T_s}{2} \\ v_{Cf}^{\Delta t_3}(t) = -\dfrac{|\Delta v_{Cf}^{\Delta t_3}|}{DT_s - t_{tr}} \left(t - \dfrac{T_s}{2}\right) + v_{Cf,0}^{\Delta t_3}, & \text{se } \dfrac{T_s}{2} \leq t \leq \dfrac{(1+2D)T_s}{2} - t_{tr} \\ v_{Cf}^{\Delta t_{34}}(t) = v_{Cf}^{\Delta t_{23}}\left(t + \dfrac{Ts}{4}\right), & \text{se } \dfrac{(1+2D)T_s}{2} - t_{tr} \leq t \leq \dfrac{(1+2D)T_s}{2} \\ v_{Cf}^{\Delta t_4}(t) = \dfrac{2\Delta v_{Cf}^{\Delta t_4}\left[t - \frac{(1+2D)T_s}{2}\right]}{(1-2D)T_s - 2t_{tr}} + v_{Cf,0}^{\Delta t_4}, & \text{se } \dfrac{(1+2D)T_s}{2} \leq t \leq T_s - t_{tr} \\ v_{Cf}^{\Delta t_{41}}(t) = v_{Cf}^{\Delta t_{12}}\left(t - \dfrac{Ts}{4}\right), & \text{se } T_s - t_{tr} \leq t \leq T_s \end{cases} \tag{D.10}$$

O comportamento da corrente $i_{Lo}$ ao longo de um período de chaveamento no MA2 é dado por (D.11), onde $i_{Lo,0}^{\alpha}$ indica o valor inicial da corrente no referido intervalo de operação.

$$i_{Lo}(t) = \begin{cases} \dfrac{2\Delta i_{Lo}^{\Delta t_1}}{(2D-1)T_s - 2t_{tr}} t + i_{Lo,0}^{\Delta t_1}, & \text{se } 0 \leq t \leq \dfrac{(2D-1)T_s}{2} - t_{tr} \\ \dfrac{\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{tr}}}{t_{tr}} \left[t - \dfrac{(2D-1)T_s}{2} + t_{tr}\right] + i_{Lo,0}^{\Delta t_{12}}, & \text{se } \dfrac{(2D-1)T_s}{2} - t_{tr} \leq t \leq \dfrac{(2D-1)T_s}{2} \\ -\dfrac{|\Delta i_{Lo}^{\Delta t_2}|\left[t - \frac{(2D-1)T_s}{2}\right]}{(1-D)T_s - t_{tr}} + i_{Lo,0}^{\Delta t_2}, & \text{se } \dfrac{(2D-1)T_s}{2} \leq t \leq \dfrac{T_s}{2} - t_{tr} \\ \dfrac{\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{tr}}}{t_{tr}} \left(t - \dfrac{T_s}{2} + t_{tr}\right) + i_{Lo,0}^{\Delta t_{23}}, & \text{se } \dfrac{T_s}{2} - t_{tr} \leq t \leq \dfrac{T_s}{2} \\ \dfrac{2\Delta i_{Lo}^{\Delta t_3}}{(2D-1)T_s - 2t_{tr}} \left(t - \dfrac{T_s}{2}\right) + i_{Lo,0}^{\Delta t_3}, & \text{se } \dfrac{T_s}{2} \leq t \leq DT_s - t_{tr} \\ \dfrac{\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{tr}}}{t_{tr}} \left[t - DT_s + t_{tr}\right] + i_{Lo,0}^{\Delta t_{34}}, & \text{se } DT_s - t_{tr} \leq t \leq DT_s \\ -\dfrac{|\Delta i_{Lo}^{\Delta t_4}|}{(1-D)T_s - t_{tr}} (t - DT_s) + i_{Lo,0}^{\Delta t_4}, & \text{se } DT_s \leq t \leq T_s - t_{tr} \\ \dfrac{\Delta i_{Lo}^{\Delta t_{tr}}}{t_{tr}} (t - T_s + t_{tr}) + i_{Lo,0}^{\Delta t_{41}}, & \text{se } T_s - t_{tr} \leq t \leq T_s \end{cases} \tag{D.11}$$

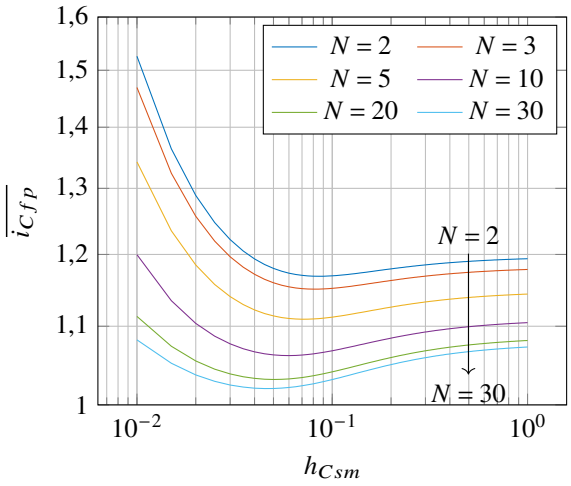
O comportamento geral de $v_{Cf}$ ao longo de um período de chaveamento no MA2 é apresentado em (D.12).

$$v_{Cf}(t) = \begin{cases} v_{Cf}^{\Delta t_1}(t) = \dfrac{2\Delta v_{Cf}^{\Delta t_1}}{(2D-1)T_s - 2t_{tr}} t + v_{Cf,0}^{\Delta t_1}, & \text{se } 0 \leq t \leq \dfrac{(2D-1)T_s}{2} - t_{tr} \\ v_{Cf}^{\Delta t_{12}}(t), & \text{se } \dfrac{(2D-1)T_s}{2} - t_{tr} \leq t \leq \dfrac{(2D-1)T_s}{2} \\ v_{Cf}^{\Delta t_2}(t) = \dfrac{\Delta v_{Cf}^{\Delta t_2}\left[t - \frac{(2D-1)T_s}{2}\right]}{(1-D)T_s - t_{tr}} + v_{Cf,0}^{\Delta t_2}, & \text{se } \dfrac{(2D-1)T_s}{2} \leq t \leq \dfrac{T_s}{2} - t_{tr} \\ v_{Cf}^{\Delta t_{23}}(t) = v_{Cf}^{\Delta t_{12}}\left(t - \dfrac{T_s}{4}\right), & \text{se } \dfrac{T_s}{2} - t_{tr} \leq t \leq \dfrac{T_s}{2} \\ v_{Cf}^{\Delta t_3}(t) = -\dfrac{2|\Delta v_{Cf}^{\Delta t_3}|\left(t - \frac{T_s}{2}\right)}{(2D-1)T_s - 2t_{tr}} + v_{Cf,0}^{\Delta t_3}, & \text{se } \dfrac{T_s}{2} \leq t \leq DT_s - t_{tr} \\ v_{Cf}^{\Delta t_{34}}(t), & \text{se } DT_s - t_{tr} \leq t \leq DT_s \\ v_{Cf}^{\Delta t_4}(t) = -\dfrac{|\Delta v_{Cf}^{\Delta t_4}|\,(t - DT_s)}{(1-D)T_s - t_{tr}} + v_{Cf,0}^{\Delta t_4}, & \text{se } DT_s \leq t \leq T_s - t_{tr} \\ v_{Cf}^{\Delta t_{41}}(t) = v_{Cf}^{\Delta t_{34}}\left(t - \dfrac{Ts}{4}\right), & \text{se } T_s - t_{tr} \leq t \leq T_s \end{cases} \tag{D.12}$$

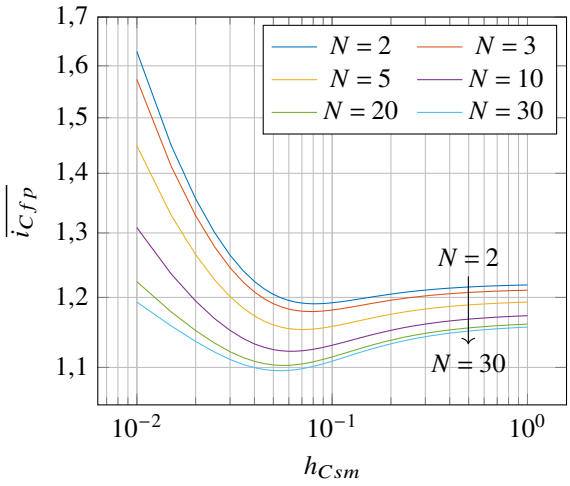
As equações recursivas, que definem o valor inicial de $v_{Ceq2}$ para uma determinada etapa como sendo igual ao valor final de $v_{Ceq2}$ da etapa anterior, são mostradas de (D.13) a (D.17).

$$\begin{cases} v_{Ceq2,0}^{\Delta t_1} = v_{Ceq2}^{\Delta t_{41}}(T_s) & \text{(D.13)} \\ v_{Ceq2,0}^{\Delta t_{12}} = v_{Ceq2}^{\Delta t_1}(DT_s - t_{tr}) & \text{(D.14)} \\ v_{Ceq2,0}^{\Delta t_2} = v_{Ceq2}^{\Delta t_{12}}(DT_s) & \text{(D.15)} \\ v_{Ceq2,0}^{\Delta t_{tre}} = v_{Ceq2}^{\Delta t_2}\left(\dfrac{T_s}{2} - t_{tr}\right) & \text{(D.16)} \\ v_{Ceq2,0}^{\Delta t_4} = v_{Ceq2}^{\Delta t_{tre}}(t_{tr}) & \text{(D.17)} \end{cases}$$

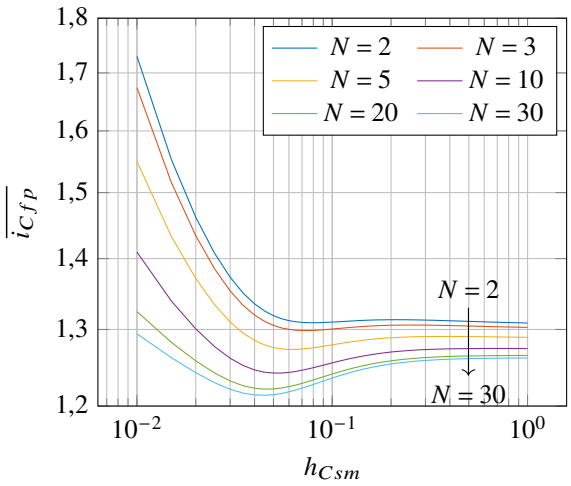
# APÊNDICE E – ÁBACOS ADICIONAIS



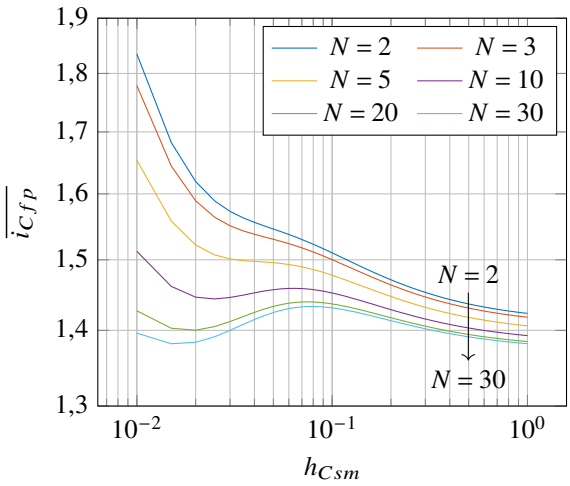

(a) $D = 0{,}1$



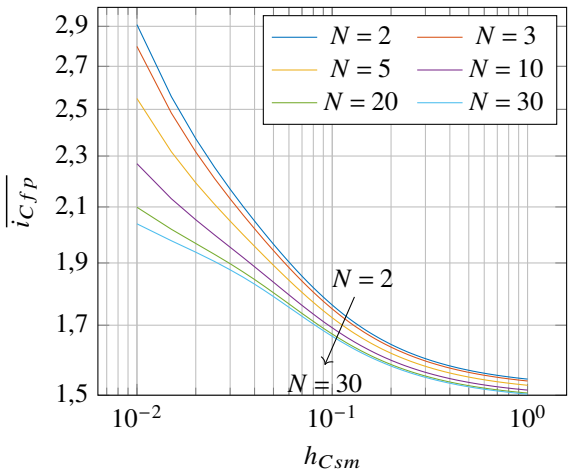

(b) $D = 0{,}2$



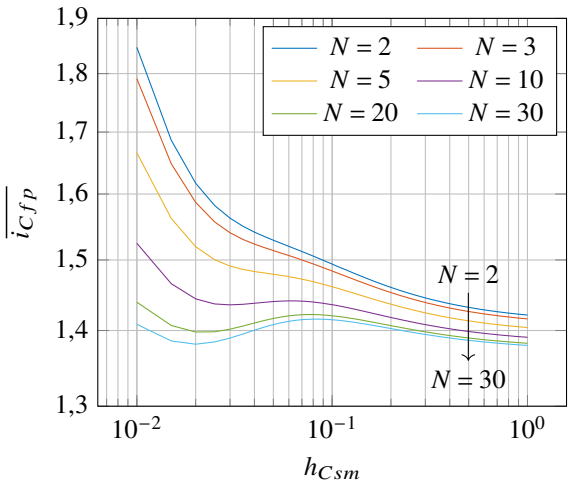

(c) $D = 0{,}3$



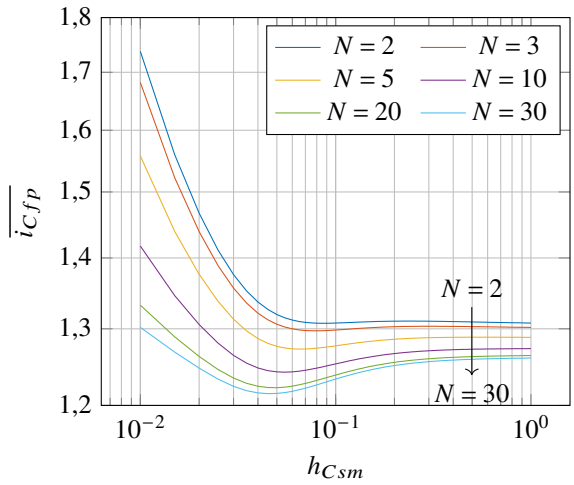

(d) $D = 0{,}4$



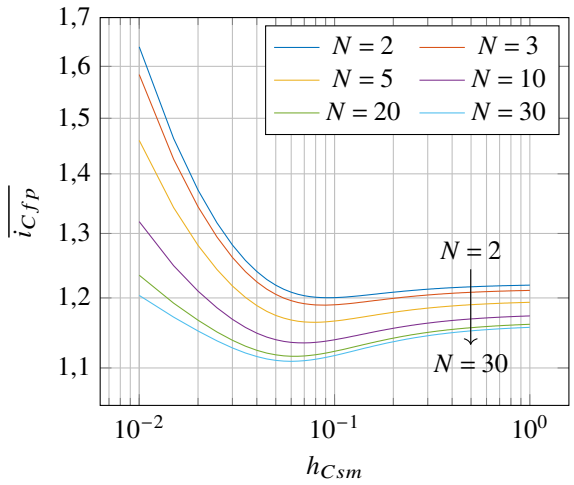

(e) $D = 0{,}5$



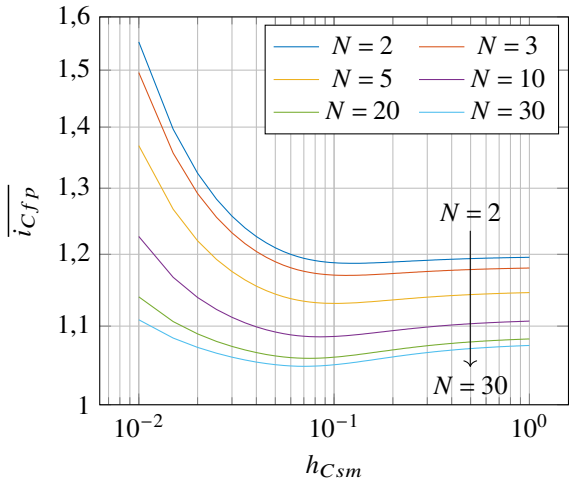

(f) $D = 0{,}6$




(g) $D = 0{,}7$



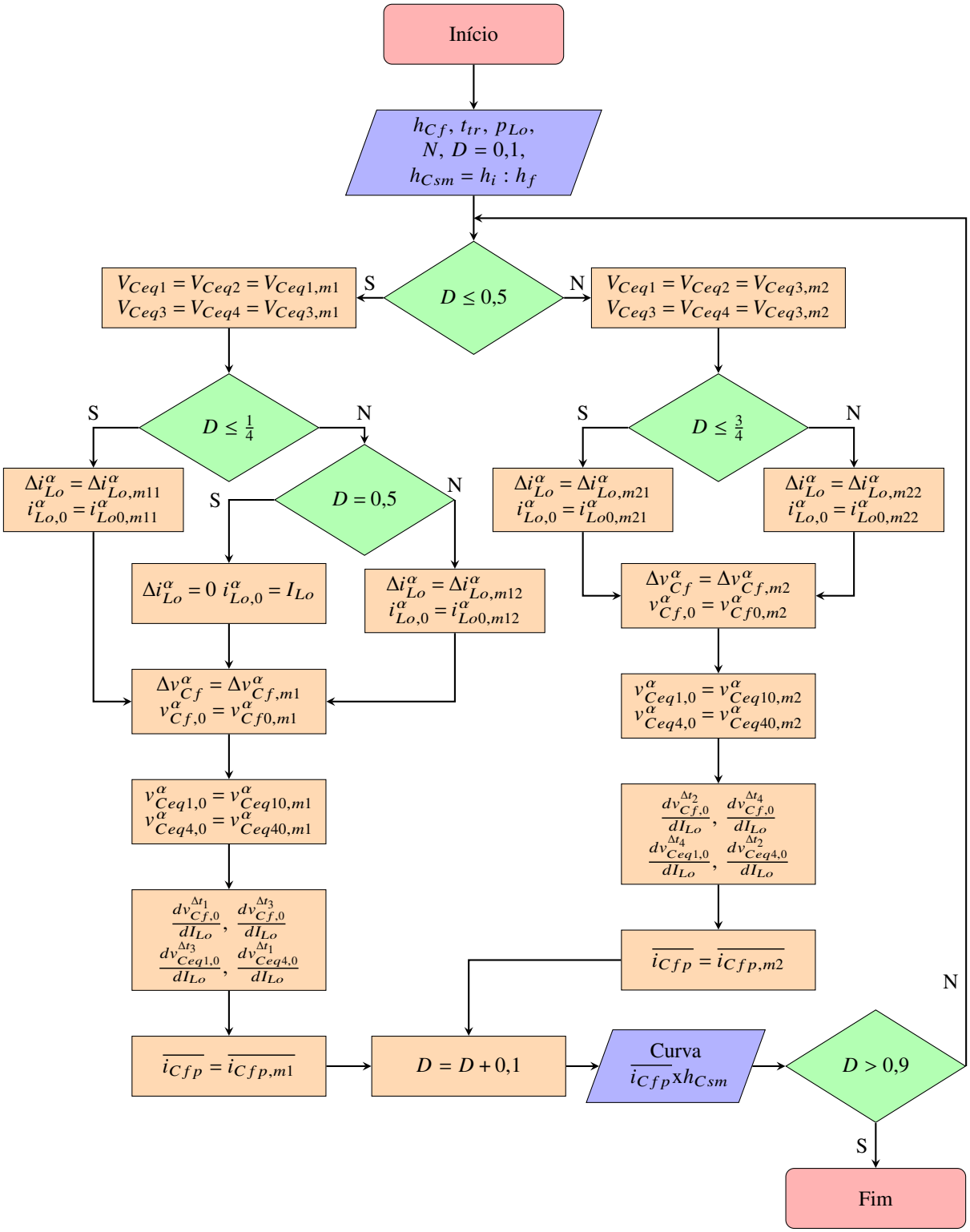

(h) $D = 0{,}8$




(i) $D = 0{,}9$

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

# APÊNDICE F – FLUXOGRAMA PARA A GERAÇÃO DOS ÁBACOS




Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

# APÊNDICE G – PROTÓTIPO

Na Figura G.1 estão:

1. Gabinete com os SMs configurados como Meia Ponte, os receptores das fibras óticas, um VCO, um transmissor do sinal do VCO via fibra ótica, circuitos de condicionamento e comando; são utilizados 12 dos 18 SMs;

2. Placa com o banco utilizado para atuar como o capacitor flutuante ($C_f$); e o circuito de medição de $v_{Cf}$;

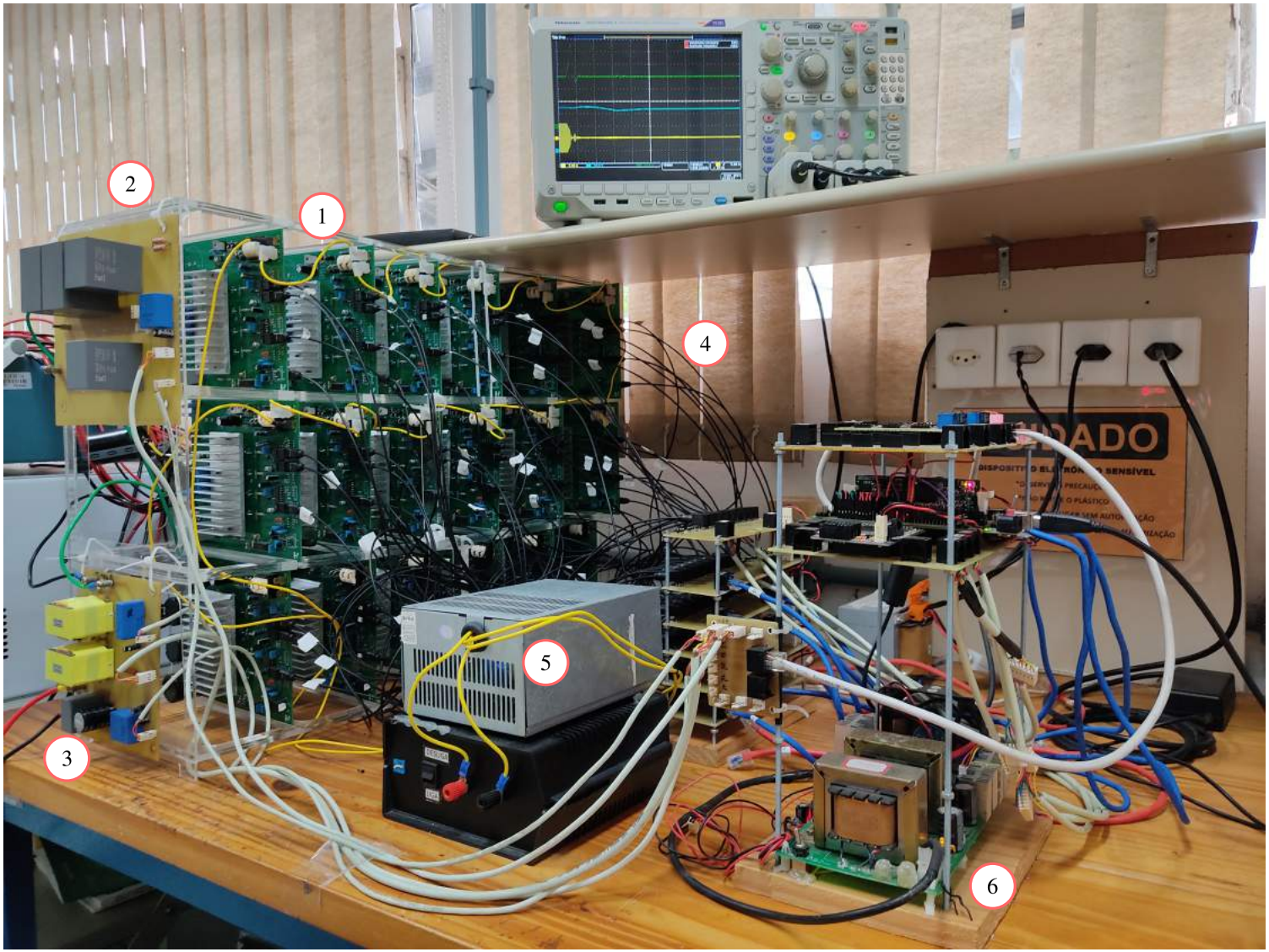
3. Placa com os indutores e os capacitores que formam o filtro LC de saída do conversor ($L_o$ e $C_o$), além dos circuitos de medição de $i_{Lo}$ e $v_o$;

4. Fibras óticas utilizadas para transmitir os sinais de comando enviados pela FPGA e os sinais dos VCOs enviados pelos SMs;

5. Fonte auxiliar utilizada para alimentar os SMs;

6. Torre com as seguintes estruturas de baixo para cima: fonte auxiliar para alimentação dos circuitos de baixa potência; placa com as duas FPGAs e o DSP; e circuito de condicionamento dos sinais de medição e filtros antirrecobrimento.

Figura G.1 – Protótipo em escala de laboratório da topologia CCA-HCCh-CMM




Fonte: Elaborado pelo autor, 2022