



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

William de Jesus Kremes

**Conversores CC-CC e CA-CC Não-Isolados
Operando em MCD e com Conexão IPOP**

FLORIANÓPOLIS

2023

William de Jesus Kremes

**Conversores CC-CC e CA-CC Não-Isolados
Operando em MCD e com Conexão IPOP**

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.
Orientador: Prof. Dr. Telles Brunelli Lazzarin
Co-orientador: Prof. Dr. Carlos Henrique Illa Font

FLORIANÓPOLIS

2023

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

Kremes, William de Jesus

Conversores CC-CC e CA-CC não-isolados operando em MCD e com conexão IPOP / William de Jesus Kremes ; orientador, Telles Brunelli Lazzarin, coorientador, Carlos Henrique Illa Font, 2023.

143 p.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2023.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Conversores Modulares. 3. Autocompartilhamento. 4. IPOP. I. Lazzarin, Telles Brunelli. II. Illa Font, Carlos Henrique. III. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

William de Jesus Kremes

Conversores CC-CC e CA-CC não-isolados operando em MCD e com conexão IPOP

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

Prof. René Pastor Torrico Bascopé, Dr.
Universidade Federal do Ceará

Prof. Mauro André Pagliosa, Dr.
Instituto Federal Catarinense

Prof. Tarcio André dos Santos Barros, Dr.
Universidade Estadual de Campinas

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

Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.
Coordenador do Programa

Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.
Orientador

Florianópolis, 16 de outubro de 2023.

Este trabalho é dedicado à minha família.

AGRADECIMENTOS

Antes de tudo, quero agradecer a Deus, por ter abençoado todos os dias da minha vida, por iluminar meu caminho e me dar forças para seguir sempre em frente.

À minha família, avós, mãe e irmãos, por sempre terem confiado e me apoiado em todas as minhas decisões.

Ao Professor Dr. Telles Brunelli Lazzarin e ao Professor Dr. Carlos Henrique Illa Font, pela oportunidade de ter desenvolvido esta tese sob suas orientações. Tenho muito orgulho de citá-los como responsáveis pela minha formação profissional. Agradeço pela confiança, amizade, conselhos e paciência. Preocupados não só com a realização do trabalho, mas principalmente com o ser humano.

À Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR) - Campus Ponta Grossa, que permitiu a utilização de seus laboratórios, contribuindo para a elaboração deste trabalho.

Ao Instituto de Eletrônica de Potência (INEP) da Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), e a todos os professores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, pelo aprendizado que me proporcionaram.

Aos laboratoristas e demais funcionários do INEP, pelo modo prestativo e eficiente com que sempre atenderam às minhas necessidades.

Aos amigos que conviveram comigo no dia a dia no INEP, Anderson, Caio, Gabriel, Mateo, Leandro, Marcos... foi extremamente enriquecedor conhecer e conviver com cada um de vocês.

Aos amigos que, mesmo à distância, contribuíram com as discussões relativas à esta tese e também de cunho pessoal, sobretudo meu “grande irmão”, Gabriel Broday.

À Marinha do Brasil, que me possibilitou conciliar o trabalho e o desenvolvimento desta tese.

Às demais pessoas que contribuíram direta ou indiretamente na elaboração deste trabalho ou participaram da minha vida.

*“Há uma força motriz mais poderosa que o vapor,
a eletricidade e a energia atômica: a vontade”.*

(Albert Einstein)

RESUMO

Esta tese aborda a análise do auto compartilhamento de corrente em conversores CC-CC e CA-CC não isolados com conexão modular paralela na entrada e na saída (IPOP), operando em modo de condução descontínuo (MCD). O principal atributo dos sistemas propostos é a capacidade de garantir um auto compartilhamento das correntes em todos os módulos (conversores) que compõem um sistema, sem o uso de malhas de controle da conexão paralela mesmo diante de variações paramétricas. A distribuição natural das correntes não ocorre quando os conversores abordados operam em modo de condução contínuo (MCC), exigindo neste caso a utilização de malhas de controle adicionais. A utilização de conversores com auto compartilhamento em sistemas IPOP simplifica o sistema de controle nas aplicações já que não necessita de malhas exclusivas para a divisão de corrente e, dessa forma, torna a solução modular atraente para muitas aplicações. Atualmente, a literatura não apresenta estudos de auto compartilhamento para conversores não isolados com conexão IPOP. Desta forma o trabalho preenche essa lacuna e a solução proposta permite utilizar a conexão IPOP para aumentar a potência de sistemas operando em MCD, sem aumentar a complexidade de controle pelo uso de mais módulos em paralelo. A Tese aborda o estudo teórico do mecanismo estático e dinâmico do auto compartilhamento das correntes para os seis conversores CC-CC básicos não-isolados e para os retificadores SEPIC, todos operando em MCD. O sistema IPOP com distribuição natural das correntes é verificado por simulação numérica e resultados experimentais são obtidos a partir de três módulos de conversores SEPIC e ĆUK CC-CC e três módulos de conversores SEPIC CA-CC. Os sistemas CC-CC foram projetados para operarem com tensão de entrada de 200 V, tensão de saída de 125 V, potência nominal de 1500 W (500 W cada módulo) e frequência de comutação de 30 kHz e apresentaram rendimento acima de 96%; o sistema CA-CC foi projetado para operar com tensão de entrada de 220 V eficaz, tensão de saída de 125 V, potência nominal de 1500 W (500 W cada módulo) e frequência de comutação de 35 kHz. O rendimento alcançado foi superior a 93%, com uma taxa de distorção harmônica da corrente de entrada de 2,85% e um fator de potência de 0,999.

Palavras-chave: Auto compartilhamento. IPOP. Conversores modulares. MCD.

ABSTRACT

This thesis covers the self-sharing analysis of dc-dc and ac-dc non-isolated converters with parallel-parallel configuration (IPOP), operating in discontinuous conduction mode (DCM). The main attribute of the proposed system is its capability to provide self-sharing of the currents on both sides of each individual converter, without parallel configuration control loop, even in the face of parametric variations. The self-sharing does not occur naturally when the addressed converters operate in continuous conduction mode (CCM), when there are parametric differences between them, requiring the use of additional control loops. The use of self-sharing converters simplifies the control system in the applications, since it does not require exclusive loops to current sharing, and this way it makes the solution modular being attractive for many applications. Currently, the literature does not present self-balancing studies of non-isolated converters in MCD with IPOP connection, which is an attractive option for high power systems with no increased current stress on components. This thesis brings the theoretical study of self-sharing of current mechanism to six basic non-isolated converters and to SEPIC rectifier, both in DCM. The self-sharing is verified by numerical simulation and experimental results, which are obtained from three modules of dc-dc SEPIC and CUK converters and from three modules of ac-dc SEPIC converter. The dc-dc systems were designed to operate with 200 V input voltage, 125 V output voltage, 1500 W rated power (500 W each module) and switching frequency of 30 kHz; the ac-dc system was designed to operate with 220 V rms input voltage, 125 V output voltage, 1500 W rated power (500 W each module) and switching frequency of 35 kHz. The peak of efficiency was 93%, and the input current harmonic distortion was 2.95%, leading to a power factor of 0.999.

Keywords: Self-sharing. IPOP. Modular converters. DCM.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 - Faixa de operação dos interruptores controlados.....	26
Figura 2.2 - Arquiteturas de conversores modulares de acordo com o tipo de conexão: (a) IPOP, (b) IPOS, (c) ISOS e (d) ISOP.....	27
Figura 2.3 - Conversores Forward com conexão IPOP e com o mesmo sinal de comando: (a) diagrama esquemático e (b) formas de onda da tensão e corrente de saída.	29
Figura 2.4 - Diagrama de controle utilizando perturbação na razão cíclica para estimar as variações paramétricas: (a) com razão cíclica comum, (b) com razão cíclica comum perturbada, (c) módulo 1 mestre e módulo 2 escravo e (d) módulo 2 mestre e módulo 1 escravo.	34
Figura 2.5 - Diagrama de blocos de um sistema modular IPOP com controle mestre-escravo: (a) mestre-escravo com um mestre dedicado, (b) mestre-escravo automático.....	36
Figura 2.6 - Esquemático do controle mestre-escravo para módulos IPOP de conversores LLC ressonantes.....	37
Figura 2.7 - Células MC-CB para um sistema multimódulos de conversores LLC ressonantes IPOP.....	38
Figura 2.8 - Diagrama de controle do sistema.....	42
Figura 3.1 - Sistema modular de conversores Buck com conexão IPOP.....	45
Figura 3.2 - Principais formas de onda dos conversores Buck em MCD.....	46
Figura 3.3 - Característica de saída do conversor Buck.....	50
Figura 3.4 - Sistema modular de conversores Boost com conexão IPOP.....	51
Figura 3.5 - Principais formas de onda dos conversores Boost em MCD.....	52
Figura 3.6 - Característica de saída do conversor Boost.....	55
Figura 3.7 - Sistema modular de conversores Buck-Boost com conexão IPOP.....	56
Figura 3.8 - Principais formas de onda dos conversores Buck-Boost em MCD.....	57
Figura 3.9 - Característica de saída do conversor Buck-Boost.....	60
Figura 3.10 - Sistema modular de conversores SEPIC com conexão IPOP.....	61
Figura 3.11 - Sistema modular de conversores \acute{C} UK com conexão IPOP.....	62
Figura 3.12 - Sistema modular de conversores ZETA com conexão IPOP.....	63
Figura 3.13 - Principais formas de onda dos conversores SEPIC, \acute{C} UK e ZETA em MCD....	65
Figura 3.14 - Característica de saída dos conversores SEPIC, \acute{C} UK e ZETA.....	68
Figura 4.1 - Característica de saída com diferentes pontos de operação.....	74
Figura 4.2 - Correntes de entrada para variações na razão cíclica ($D_1 = 0,32$, $D_2 = 0,35$ e $D_3 = 0,38$).....	81

Figura 4.3 - Correntes de entrada para variações de 15% em L_{eq} . ($L_{eq1} = 138,8 \mu\text{H}$, $L_{eq2} = 163,3 \mu\text{H}$ e $L_{eq3} = 187,8 \mu\text{H}$).	82
Figura 4.4 - Correntes de entrada de cada módulo SEPIC para uma simulação com variações na razão cíclica ($D_1 = 0,32$, $D_2 = 0,35$ e $D_3 = 0,38$).	83
Figura 4.5 - Correntes de entrada de cada módulo SEPIC para uma simulação com variações de 10% na indutância equivalente ($L_{eq1} = 138,8 \mu\text{H}$, $L_{eq2} = 163,3 \mu\text{H}$ e $L_{eq3} = 187,8 \mu\text{H}$).	83
Figura 4.6 - Correntes de entrada de cada módulo ĆUK para uma simulação com variações na razão cíclica ($D_1 = 0,32$, $D_2 = 0,35$ e $D_3 = 0,38$).	84
Figura 4.7 - Correntes de saída de cada módulo ĆUK para uma simulação com variações de 10% na indutância equivalente ($L_{eq1} = 138,8 \mu\text{H}$, $L_{eq2} = 163,3 \mu\text{H}$ e $L_{eq3} = 197,8 \mu\text{H}$).	84
Figura 4.8 - Análise dinâmica do mecanismo de autoequilíbrio.	85
Figura 4.9 - Resultado de simulação das correntes de entrada dos módulos SEPIC, após uma perturbação.	86
Figura 4.10 - Resultado de simulação das correntes de entrada dos módulos ĆUK, após uma perturbação.	86
Figura 5.1 - Diagrama de controle do sistema.	89
Figura 5.2 - Modelo simplificado para obtenção da planta de tensão de saída.	89
Figura 5.3 - Validação da função transferência para o conversor SEPIC: (a) 3 conversores em paralelo e (b) 5 conversores em paralelo.	92
Figura 5.4 - Validação da função transferência para o conversor ĆUK: (a) 3 conversores em paralelo e (b) 5 conversores em paralelo.	93
Figura 5.5 - Diagrama de Bode dos sistemas SEPIC e ĆUK não-compensados.	94
Figura 5.6 - Diagrama de Bode dos sistemas SEPIC e ĆUK compensados.	95
Figura 5.7 - Fotografia dos protótipos construídos.	96
Figura 5.8 - Corrente de entrada do sistema (4 A/div) e correntes de entrada de cada módulo (2 A/div) no mesmo eixo (50 $\mu\text{s/div}$).	97
Figura 5.9 - Corrente de entrada do sistema (4 A/div) e correntes de entrada de cada módulo (2 A/div) em eixos separados (50 $\mu\text{s/div}$).	98
Figura 5.10 - Tensão de saída (100 V/div) e corrente de saída (5 A/div) do sistema (50 $\mu\text{s/div}$).	98
Figura 5.11 - Correntes de entrada de cada módulo (1 A/div) para razões cíclicas diferentes ($D_1 = 0,38$, $D_2 = 0,35$ e $D_3 = 0,32$) (20 $\mu\text{s/div}$).	99

Figura 5.12 - Corrente de entrada total (2 A/div) e correntes de entrada de cada módulo (600 mA/div) – desligamento de um módulo (50 ms/div).....	100
Figura 5.13 - Corrente de entrada total e correntes de entrada de cada módulo – desligamento de um módulo, obtidas via simulação.	100
Figura 5.14 - Corrente de entrada total (2 A/div) e correntes de entrada de cada módulo (600 mA/div) – ligação de um módulo (50 ms/div).	101
Figura 5.15 - Corrente de entrada total e correntes de entrada de cada módulo – conexão de um módulo, obtidas via simulação.	101
Figura 5.16 - Comportamento da tensão de saída (50 V/div) e corrente de entrada (3 A/div) para um degrau de carga (50 ms/div).	102
Figura 5.17 - Comportamento da tensão de saída e corrente de entrada para um degrau de carga, em simulação.	102
Figura 5.18 – Detalhe da tensão de saída e corrente de entrada no momento do degrau de carga.	103
Figura 5.19 - Curva de rendimento para o sistema modular SEPIC IPOP.....	104
Figura 5.20 - Corrente de entrada do sistema (4 A/div) e correntes de entrada de cada módulo (2 A/div) no mesmo eixo (20 μ s/div).	105
Figura 5.21 - Corrente de entrada do sistema (4 A/div) e correntes de entrada de cada módulo (2 A/div) em eixos separados (20 μ s/div).....	105
Figura 5.22 - Tensão de saída (50 V/div) e corrente de saída (4 A/div) do sistema (20 μ s/div).	106
Figura 5.23 - Correntes de entrada de cada módulo (1 A/div) para razões cíclicas diferentes ($D_1 = 0,38$, $D_2 = 0,35$ e $D_3 = 0,32$) (20 μ s/div).	107
Figura 5.24 - Corrente de entrada total (4 A/div) e correntes de entrada de cada módulo (1A/div) – desligamento de um módulo (20 ms/div).	107
Figura 5.25 - Corrente de entrada total e correntes de entrada de cada módulo – desligamento de um módulo, obtidas via simulação.	108
Figura 5.26 - Corrente de entrada total (4 A/div) e correntes de entrada de cada módulo (1A/div) – ligação de um módulo (20 ms/div).	109
Figura 5.27 - Corrente de entrada total e correntes de entrada de cada módulo – conexão de um módulo, obtidas via simulação.	109
Figura 5.28 - Comportamento da tensão de saída (50 V/div) e corrente de entrada (3 A/div) para um degrau de carga (20 ms/div).	110

Figura 5.29 - Comportamento da tensão de saída e corrente de entrada para um degrau de carga, em simulação.	110
Figura 5.30 – Detalhe da tensão de saída e corrente de entrada no momento do degrau de carga.	111
Figura 5.31 - Curva de rendimento para o sistema modular ĆUK IPOP.	112
Figura 6.1 - Retificadores SEPIC com conexão modular IPOP.	114
Figura 6.2 - Células de comutação: (a) com um interruptor ativo, (b) com dois interruptores ativos, (c) com quatro interruptores ativos e (d) com um interruptor bidirecional.	115
Figura 6.3 - Retificador SEPIC com um interruptor controlado.	115
Figura 6.4 - Principais formas de onda para um período da rede elétrica.	116
Figura 6.5 - Principais formas de onda para um período de comutação.	117
Figura 6.6 - Característica de saída dos retificadores SEPIC.	122
Figura 6.7 - Correntes de entrada de cada módulo SEPIC para uma simulação com variações na razão cíclica ($D_1 = 0,26$, $D_2 = 0,27$ e $D_3 = 0,28$).	124
Figura 6.8 - Fotografia dos protótipos construídos.	125
Figura 6.9 - Validação da função transferência para o retificador SEPIC com 3 conversores em paralelo.	126
Figura 6.10 - Diagrama de Bode do sistema de retificadores SEPIC, não-compensado.	127
Figura 6.11 - Diagrama de Bode do sistema de retificadores SEPIC, compensado.	127
Figura 6.12 – Tensão (100V/div) e corrente (10A/div) de entrada (10ms/div) do sistema.	128
Figura 6.13 – Espectro harmônico da corrente de entrada do sistema.	129
Figura 6.14 – Correntes de entrada de cada módulo e total do sistema (5A/div) (10ms/div).	129
Figura 6.15 – Correntes de entrada de cada módulo (5A/div) (10ms/div).	130
Figura 6.16 – Correntes de saída de cada módulo (2A/div) (200ms/div) em plena carga.	130
Figura 6.17 – Correntes de saída de cada módulo com baixa potência (500mA/div) (200ms/div).	131
Figura 6.18 – Tensão (50V/div) e corrente (10A/div) na carga (10ms/div).	132
Figura 6.19 – Tensão (50V/div) e corrente (6A/div) para um degrau de carga, de meia-carga para carga nominal (200ms/div).	132
Figura 6.20 – Tensão (50V/div) e corrente (6A/div) para um degrau de carga, de carga nominal para meia-carga (200ms/div).	133
Figura 6.21 – Correntes de entrada de cada módulo (1A/div) com desligamento de um módulo (500ms/div).	134

Figura 6.22 – Correntes de entrada de cada módulo (1A/div) com ligação de um módulo (500ms/div).....	134
Figura 6.23 - Curva de rendimento para o sistema de retificadores SEPIC IPOP.	135
Figura 6.24 - Curva de THD e FP para o sistema de retificadores SEPIC IPOP.	136

LISTA DE QUADROS

Quadro 5.1 - Componentes utilizados na montagem do protótipo.	96
Quadro 6.1 - Componentes utilizados na construção do protótipo.....	125

LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 - Especificações de projeto.	80
Tabela 4.2 - Valores dos componentes utilizados no projeto dos conversores.	80
Tabela 4.3 - Demais parâmetros utilizados na análise dinâmica do conversor.	85
Tabela 6.1 - Especificações de projeto.	123
Tabela 6.2 - Valores dos componentes utilizados no projeto dos conversores.	123

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC	Corrente Contínua
DAB	<i>Dual-Active Bridge</i>
IPOP	<i>Input parallel – output parallel</i>
IPOS	<i>Input parallel – output series</i>
ISOP	<i>Input series – output parallel</i>
ISOS	<i>Input series – output series</i>
MC-CB	<i>Magnetic-coupling current-balancing</i>
MCC	Modo de Condução Contínuo
MCD	Modo de Condução Descontínuo
PFC	<i>Power Factor Correction</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

α	Fator de perturbação
Δi	Perturbação de corrente
Δi_{Li}	Ondulação das correntes de entrada
Δt_1	Duração da primeira etapa
ΔV_{Ci}	Ondulação da tensão nos capacitores de entrada
ΔV_{Co}	Ondulação da tensão nos capacitores de saída
ΔV_L	Desequilíbrio das tensões nos indutores
$C_{i1}, C_{i2}, \dots, C_{in}$	Capacitores de entrada
$C_{o1}, C_{o2}, \dots, C_{on}$	Capacitores de saída
D_1, D_2, \dots, D_n	Razão cíclica de cada módulo
$D_{o1}, D_{o2}, \dots, D_{on}$	Diodos de saída
f_s	Frequência de comutação
G_{MCC}	Ganho estático em MCC
G_{MCD}	Ganho estático em MCD
i_i	Corrente de entrada do sistema
$I_{i_rms1}, I_{i_rms2}, \dots, I_{i_rmsn}$	Corrente de entrada eficaz de cada módulo
$I_{i1}, I_{i2}, \dots, I_{in}$	Corrente de entrada média de cada módulo
$\dot{i}_{Li1}, \dot{i}_{Li2}, \dots, \dot{i}_{Lin}$	Corrente nos indutores de entrada
$I_{Limáx}$	Valor máximo da corrente nos indutores de entrada
$I_{Limín}$	Valor mínimo da corrente nos indutores de entrada
$\dot{i}_{Lo1}, \dot{i}_{Lo2}, \dots, \dot{i}_{Lon}$	Corrente nos indutores de saída
$I_{Lomáx}$	Valor máximo da corrente nos indutores de saída
$I_{Lomín}$	Valor mínimo da corrente nos indutores de saída
I_o	Corrente de saída média do sistema
$I_{o1}, I_{o2}, \dots, I_{on}$	Corrente de saída média de cada módulo
$L_{eq1}, L_{eq2}, \dots, L_{eqn}$	Indutância equivalente de cada módulo
$L_{i1}, L_{i2}, \dots, L_{in}$	Indutância de entrada

$L_{o1}, L_{o2}, \dots, L_{on}$	Indutância de saída
n	Número de módulos
P_o	Potência de saída
R_1, R_2, \dots, R_n	Resistência vista em cada módulo
R_o	Resistência de carga
S_1, S_2, \dots, S_n	Transistores
t	Instante de tempo
V_i	Tensão de entrada
V_{i_rms}	Tensão de entrada eficaz
V_{Li}	Tensão nos indutores de entrada
V_{Lo}	Tensão nos indutores de saída
V_{Do}	Tensão nos diodos de saída
V_p	Valor de pico da tensão de entrada
V_S	Tensão nos transistores
V_o	Tensão de saída

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	21
1.1	ORGANIZAÇÃO DA TESE	23
1.2	OBJETIVOS.....	24
1.2.1	Objetivo Geral	24
1.2.2	Objetivos Específicos.....	24
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E PROPOSTA DE TESE.....	25
2.1	CONVERSORES MODULARES	27
2.1.1	Conversores Modulares com Conexão IPOPOP.....	30
2.2	MÉTODOS DE CONTROLE DE SISTEMAS IPOPOP.....	31
2.3	MECANISMO DE AUTO COMPARTILHAMENTO EM SISTEMAS MODULARES	39
2.4	PROPOSTA DE TESE.....	41
2.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO	42
3	ANÁLISE DOS CONVERSORES CC-CC NÃO-ISOLADOS EM MCD E COM CONEXÃO IPOPOP	44
3.1	CONVERSOR BUCK.....	44
3.1.1	Principais formas de onda em MCD.....	44
3.1.2	Correntes de entrada e de saída de cada módulo	44
3.1.3	Ganho estático de cada módulo em MCD	47
3.1.4	Ganho estático do sistema modular em MCD	48
3.1.5	Característica de Saída	49
3.2	CONVERSOR BOOST.....	50
3.2.1	Principais formas de onda em MCD.....	51
3.2.2	Correntes de entrada e de saída de cada módulo	51
3.2.3	Ganho estático de cada módulo em MCD	53
3.2.4	Ganho estático do sistema modular em MCD	54
3.2.5	Característica de Saída	54

3.3	CONVERSOR BUCK-BOOST	55
3.3.1	Principais formas de onda em MCD.....	56
3.3.2	Correntes de entrada e de saída de cada módulo	57
3.3.3	Ganho estático de cada módulo em MCD	58
3.3.4	Ganho estático do sistema modular em MCD	59
3.3.5	Característica de Saída	60
3.4	CONVERSORES SEPIC, ĆUK E ZETA	61
3.4.1	Conversor SEPIC	61
3.4.2	Conversor ĆUK.....	62
3.4.3	Conversor ZETA	63
3.4.4	Principais formas de onda dos conversores SEPIC, ĆUK e ZETA em MCD	64
3.4.5	Correntes de entrada e de saída de cada módulo	64
3.4.6	Ganho estático de cada módulo em MCD	66
3.4.7	Ganho estático do sistema modular em MCD	67
3.4.8	Característica de Saída	67
3.4.9	Equações de projeto dos conversores SEPIC, ĆUK e ZETA	68
3.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO	69
4	MECANISMO DE AUTO COMPARTILHAMENTO DAS CORRENTES NAS CONEXÕES IPOPOP	71
4.1	ANÁLISE ESTÁTICA DO MECANISMO DE AUTO COMPARTILHAMENTO DAS CORRENTES NA CONEXÃO IPOPOP	71
4.2	ANÁLISE DINÂMICA DO MECANISMO DE AUTO COMPARTILHAMENTO DAS CORRENTES NA CONEXÃO IPOPOP	75
4.3	ANÁLISE QUANTITATIVA DO MECANISMO DE AUTO COMPARTILHAMENTO DOS CONVERSORES CC-CC	79
4.3.1	Especificações de projeto	80
4.3.2	Auto compartilhamento estático e resultados de simulação numérica	80
4.3.3	Auto compartilhamento dinâmico e resultados de simulação numérica.....	85

4.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO	87
5	MODELAGEM DOS SISTEMAS MODULARES, CONSTRUÇÃO DOS PROTÓTIPOS E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	88
5.1	MODELO DINÂMICO DOS SISTEMAS MODULARES SEPIC E ĆUK ORIENTADO PARA O CONTROLE DA TENSÃO DE SAÍDA.....	88
5.2	VALIDAÇÃO DA FUNÇÃO TRANSFERÊNCIA	92
5.2.1	Conversor SEPIC	92
5.2.2	Conversor ĆUK.....	93
5.3	PROJETO DO COMPENSADOR.....	93
5.4	CONSTRUÇÃO DOS PROTÓTIPOS.....	95
5.5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA UM SISTEMA MODULAR IPOPOP DE CONVERSORES CC-CC SEPIC	97
5.6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA UM SISTEMA MODULAR IPOPOP DE CONVERSORES ĆUK.....	104
5.7	CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO	111
6	RETIFICADORES SEPIC MONOFÁSICOS COM CONEXÃO MODULAR IPOP 113	
6.1	RETIFICADOR SEPIC.....	113
6.2	PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA EM MCD.....	115
6.3	CORRENTES DE ENTRADA E DE SAÍDA DE CADA MÓDULO	118
6.4	GANHO ESTÁTICO DE CADA MÓDULO.....	118
6.5	GANHO ESTÁTICO DO SISTEMA DE CONVERSORES MODULARES SEPIC COM CONEXÃO IPOPOP	119
6.6	CARACTERÍSTICA DE SAÍDA	120
6.7	MECANISMO DE AUTO COMPARTILHAMENTO DAS CORRENTES NAS CONEXÕES IPOPOP	122
6.8	MODELO DINÂMICO DOS SISTEMAS MODULARES ORIENTADO PARA O CONTROLE DA TENSÃO DE SAÍDA.....	122
6.9	ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO E CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO.....	123

6.10	VALIDAÇÃO DA FUNÇÃO TRANSFERÊNCIA E PROJETO DO COMPENSADOR.....	124
6.11	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	128
6.12	CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO	136
7	CONCLUSÃO	138
	REFERÊNCIAS	140

1 INTRODUÇÃO

O desenvolvimento econômico do planeta tem aumentando a demanda de energia elétrica e, associado a isto, tem-se a discussão de conduzir este crescimento de maneira mais sustentável. Esses fatores aumentam a demanda por fontes renováveis para produzir energia elétrica e, conseqüentemente, de novas tecnologias para toda a cadeia produtiva. O uso mais eficiente da energia elétrica é um dos focos dentro deste novo cenário mundial, que inclui equipamentos eficientes para o processamento de energia a partir de conversores estáticos (COSTA, 2017; BOTTION, BARBI, 2015; FAUST, 2014)

Os conversores que realizam o processamento de energia a partir de fontes renováveis devem apresentar uma série de atributos, como: robustez, confiabilidade, simplicidade, custo reduzido, alta eficiência, entre outros. Mesmo com o avanço da tecnologia de semicondutores, ainda há desafios em muitas faixas de potência nas quais os conversores não conseguem agregar facilmente muitas das características mencionadas acima.

As aplicações com níveis acima de 10 kW, utilizam semicondutores que suportem centenas de volts e/ou dezenas de ampères, dificultando a concepção dos conversores. Muitas abordagens estão sendo estudadas para resolver este problema, e, uma das técnicas empregadas consiste no desenvolvimento de estruturas modulares, que conectam as portas de entrada e de saída de dois ou mais módulos que compõem as estruturas.

As soluções com sistemas modulares proporcionam uma série de vantagens às aplicações. A modularização pode trazer um aumento significativo na confiabilidade do conversor através da introdução de diferentes níveis de redundância. A associação de módulos da mesma potência permite padronizar componentes, reduzindo tempo e custo de produção do conversor; permite alcançar ótimos níveis de eficiência; entre outras vantagens que serão mencionadas neste trabalho.

Diversas aplicações já trabalham com sistemas modulares. Pode-se citar como exemplos os carregadores de veículos elétricos e os conversores para *Data Centers* que empregam conversores conectados em paralelo para compartilhar corrente (FUERBACK, PAGLIOSA, DALL'ASTA, LAZZARIN, 2017; FOLEY, KAVANAGH, EGAN, 2012)

Existem quatro arquiteturas de sistemas modulares, que são empregadas de acordo com o tipo de aplicação (FUERBACK, PAGLIOSA, DALL'ASTA, LAZZARIN, 2017; BOTTION, BARBI, 2015; FAUST, 2014). São elas:

- ISOS: *input series – output series*;
- ISOP: *input series – output parallel*;
- IPOS: *input parallel – output series*;
- IPOP: *input parallel – output parallel*.

Apesar da série de vantagens, a modularidade traz consigo também alguns desafios para uma adequada operação. O principal desafio é garantir uma divisão equilibrada da potência entre os módulos. Em conexões série, o equilíbrio é garantido pela distribuição adequada da tensão entre os módulos. Nas conexões paralelas, o balanço de potência é realizado garantindo a divisão de corrente entre os conversores que compõem o sistema.

Na literatura são apresentadas diversas metodologias para realização do compartilhamento de potências entre os módulos; no entanto, os estudos existentes são aplicados apenas em conversores isolados (LIU et al. 2015; LI, TSE, IU, MA, 2010; GRBOVIC, 2009; MAO, YAO, WANG, BATARSEH, 2007; GIRI, AYYANAR, MOHAN, 2006; KIM, CHOI, CHO, 2002; KIM, YON, CHO, 2001; LUO, YE, LIN, LEE, 1999).

Além disso, tais metodologias trazem certa complexidade e elevam o custo do sistema. Uma alternativa para contornar esses problemas é o auto compartilhamento inerente a algumas topologias, dependendo do modo como operam. Com o mecanismo de auto compartilhamento, o sistema é capaz de encontrar um ponto de operação estável mesmo diante de variações paramétricas entre os módulos que o compõe e, dessa forma, possibilita o envio de um único sinal de comando comum para todas os interruptores controlados do sistema. Essa característica torna a estratégia mais atraente do que o uso de múltiplas malhas de controle. Porém, essa distribuição automática não é vista em todas as topologias e pode depender também do modo de condução do sistema; dessa forma, o auto compartilhamento precisa ser cuidadosamente avaliado para ser usado como uma estratégia de compartilhamento de carga entre os módulos (SHI, LIU, CHENG, HE, 2015; SEDAGHATI, HOSSEINI, SABAHI, GHAREHPETIAN, 2014; SHI, ZHOU, HE, 2012; SHI, LUO, HE, 2011; VAN DER MERWE, DU T MOUTON, 2010).

Em Pagliosa (2017), o autor propõe uma metodologia que padroniza, através da característica de saída do conversor, a avaliação do mecanismo de auto-equilíbrio das tensões

na conexão modular série, validando na conexão modular série de conversores Flyback a duas chaves operando no modo contínuo de condução.

Nesse contexto, este trabalho abordará o conceito de auto compartilhamento em sistemas modulares compostos por conversores não-isolados. A configuração modular estudada será a conexão IPOP. Esta estrutura fornece divisão de corrente entre os módulos e, então, é indicada para aplicações com correntes elevadas. Da mesma forma que para as conexões modulares de modo geral, para as conexões IPOP a literatura se restringe apenas a estudos de divisão natural de corrente em conversores isolados.

Neste cenário, a contribuição deste trabalho é propor e verificar o mecanismo de compartilhamento natural ou auto compartilhamento dos sistemas modulares IPOP formados por conversores CC-CC e CA-CC não-isolados. Serão apresentadas análises qualitativas e quantitativas do auto compartilhamento para os sistemas de conversores modulares não-isolados, operando em modo de condução descontínua (MCD).

Os conversores CC-CC e CA-CC operando em MCD possuem muitas vantagens que os tornam atraentes para diversas aplicações. Os conversores em MCD são menos volumosos se comparados com os conversores em MCC; no caso dos retificadores, algumas topologias operam como seguidor de tensão, não necessitando de controle para garantir o elevado fator de potência; as seis topologias básicas de conversores operando em MCD apresentam divisão natural das correntes entre os módulos, fato esse que será apresentado neste trabalho. Como desvantagem, apresentam limitações de potência, devido as perdas. Para aproveitar as vantagens de se trabalhar em MCD e contornar as suas desvantagens, foi proposta a utilização dos conversores em paralelo, fazendo com que um módulo opere na sua região de máxima eficiência e acrescentando módulos em conexão IPOP, aumentando-se a potência do sistema e mantendo uma eficiência elevada para níveis maiores de potência e operação em MCD.

1.1 ORGANIZAÇÃO DA TESE

O trabalho está dividido em 7 capítulos, que abordam o paralelismo de conversores de potência não-isolados.

Inicialmente, o presente capítulo apresenta uma introdução e contextualização da Tese.

O capítulo 2 faz uma revisão bibliográfica das principais técnicas de controle encontradas na literatura.

Em seguida, o capítulo 3 traz uma abordagem dos conversores CC-CC básicos que serão analisados nos sistemas modulares.

O capítulo 4 apresenta uma análise teórica do mecanismo de auto compartilhamento, tanto estática quanto dinâmica.

No capítulo 5, as análises teóricas são corroboradas através de resultados de simulação e resultados experimentais.

Em sequência o conceito do compartilhamento natural de corrente em sistemas IPOP é aplicado nos retificadores, assunto do capítulo 6.

Por fim, no capítulo 7 são apresentadas as conclusões.

1.2 OBJETIVOS

Nas seções abaixo estão descritos o objetivo geral e os objetivos específicos desta tese.

1.2.1 Objetivo Geral

O objetivo geral desta tese é provar o autoequilíbrio de corrente na conexão IPOP em todas as topologias básicas de conversores CC-CC e CA-CC não isolados operando em MCD.

1.2.2 Objetivos Específicos

Como objetivos específicos são definidos os seguintes pontos:

- a) Generalizar o conceito do autoequilíbrio de corrente na conexão IPOP para as topologias básicas de conversores CC-CC;
- b) Generalizar o conceito do autoequilíbrio de corrente na conexão IPOP para algumas topologias de conversores CA-CC.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E PROPOSTA DE TESE

Atualmente, tem crescido o número de aplicações eletrônicas, e, a necessidade por conversores com tensões e correntes cada vez mais elevadas é requerida. Ao mesmo tempo, tais conversores devem apresentar confiabilidade, alto rendimento e qualidade no processamento de energia elétrica (PARCHOMIUK et al., 2017; LIU, et al., 2015). Por esse motivo, tanto novos componentes de potência quanto métodos para aperfeiçoar os componentes atuais são foco de diversos estudos.

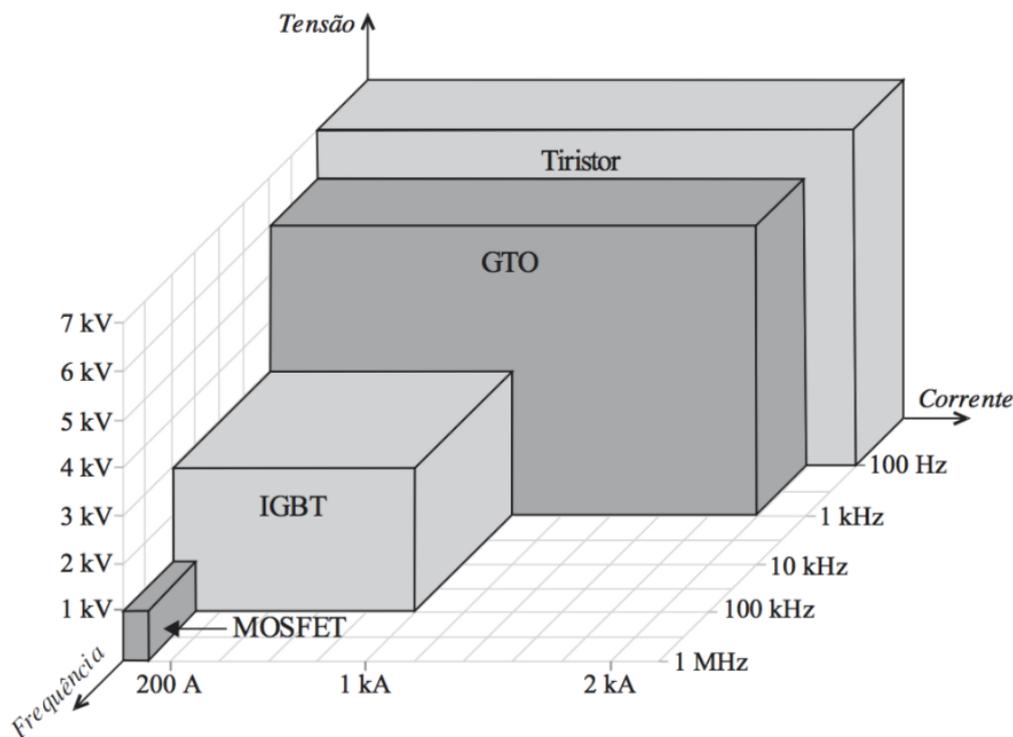
Uma série de aplicações, como o aumento da produção de energia elétrica a partir de fontes renováveis, novas aplicações ligadas a transformadores de estado sólido, expansão de sistemas de microrredes, justificam a busca por novas soluções para os conversores, adaptando-os a potências mais elevadas e operando com tensões e correntes elétricas reduzidas sobre os semicondutores.

Existem inúmeras soluções consolidadas na literatura para aplicações de conversores CC-CC de baixa tensão e baixa corrente. A evolução dos semicondutores faz com que essas soluções sejam mais confiáveis e melhorem o rendimento dos conversores já existentes. Quando o foco é aplicações de conversores CC-CC de alta tensão e alta corrente, a tecnologia de semicondutores de potência existente no mercado ainda é limitada e ainda há muito a ser explorada, por apresentarem perdas consideráveis, custo muito mais elevado quando comparados aos componentes adaptados às baixas tensões e correntes, entre outras justificativas. Embora pesquisas com novas tecnologias de semicondutores tenham apresentado resultados importantes, esses componentes ainda estão distantes de apresentar o baixo custo e a confiabilidade necessários para dominar um mercado, no qual o preço ainda é uma das principais restrições (LIU, et al., 2015; FAUST, 2014; KAMINSKI, 2009; FUJIII, KOELLENSPERGER, DE DEONCKER, 2006).

Os semicondutores de potência mais adaptados para a alta tensão são os IGBTs, IGCTs, GTOs e Tiristores, cuja característica de altas perdas de comutação em alta tensão limita a frequência de operação do conversor, tornando o sistema menos dinâmico e aumentando as dimensões do filtro de saída dos conversores (KAMINSKI, 2009; FUJIII, KOELLENSPERGER, DE DEONCKER, 2006).

Para operações em altas frequências, os MOSFETs podem ser utilizados, apresentando menos perdas quando comparado aos componentes adaptados à alta tensão; todavia, é limitado em potência, o que impossibilita sua utilização direta em conversores operando na faixa de alguns kV ou kA. A operação em alta frequência facilita a filtragem da corrente e da tensão na saída do conversor, diminuindo o tamanho de componentes passivos como capacitores e indutores, o que melhora também a densidade de potência e diminuir custos (CHENG, SHI, 2012; SHI, ZHOU, HE, 2012). A Figura 2.1 apresenta a faixa de operação dos principais semicondutores de potência existentes no mercado.

Figura 2.1 - Faixa de operação dos interruptores controlados.



Fonte: Faust (2014).

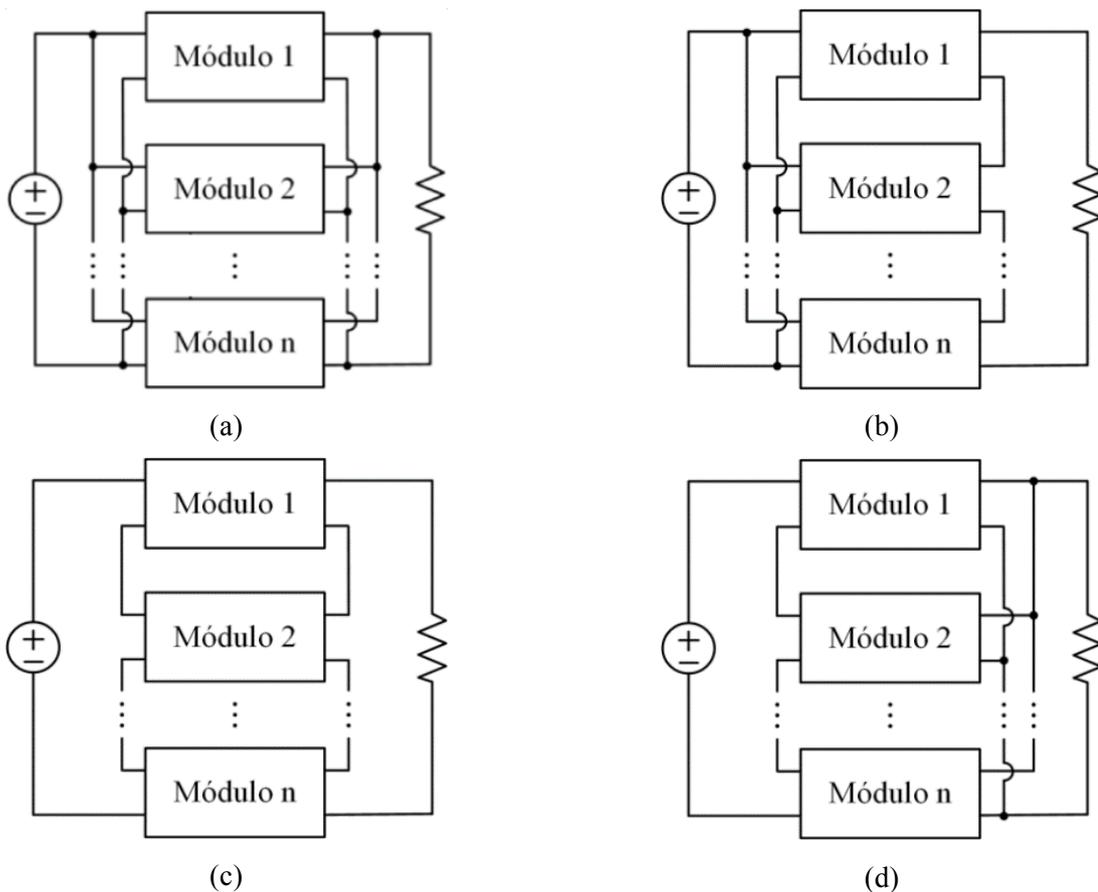
Com a limitação na utilização dos componentes de alta potência, e considerando as vantagens de operar com maiores frequências de comutação, busca-se alternativas com esforços de corrente e de tensão sobre os semicondutores reduzidos, permitindo assim o uso de IGBTs e MOSFETs. Duas soluções podem ser destacadas: a associação de células de comutação (conversores multiníveis) e a associação de módulos de potência (BOTTION, BARBI, 2015; RODRIGUEZ, LAI, PENG, 2002).

2.1 CONVERSORES MODULARES

Uma alternativa atraente em relação as opções apresentadas para aplicações com o compartilhamento de tensão e/ou corrente são os conversores modulares. A modularidade e a facilidade de expansão, tornam essa uma solução bastante interessante do ponto de vista de confiabilidade e custo. A utilização de conversores modulares é um método eficiente e confiável que possibilita a ampliação da faixa de aplicação dos conversores (KREMES et al., 2018; PAGLIOSA, 2018; PAGLIOSA et al., 2016; BOTTION, BARBI, 2015; SEDAGHATI et al., 2014; CHENG, SHI, 2012; SHI, ZHOU, HE, 2012; SHI, LUO, HE, 2011).

Os conversores modulares podem ser classificados em quatro modelos diferentes (ilustrados na figura 2.2), dependendo do modo de conexão entre os módulos:

Figura 2.2 - Arquiteturas de conversores modulares de acordo com o tipo de conexão: (a) IPOP, (b) IPOS, (c) ISOS e (d) ISOP.



Fonte: Autoria própria.

- a) Paralelo na entrada e na saída (IPOP);
- b) Série na entrada e na saída (ISOS);
- c) Paralelo na entrada e série na saída (IPOS);
- d) Série na entrada e paralelo na saída (ISOP).

Os sistemas de energia distribuídos constituídos por conversores modulares IPOP oferecem baixa tensão e alta corrente tanto na entrada quanto na saída. Os sistemas ISOP são usados em aplicações onde a tensão de entrada é relativamente alta e a tensão de saída é relativamente baixa. Para aplicações que requerem altas tensões de saída, os sistemas IPOS tornam-se a melhor opção. Por fim, os sistemas ISOS são adequados para aplicações em que a tensão de entrada e a tensão de saída são elevadas.

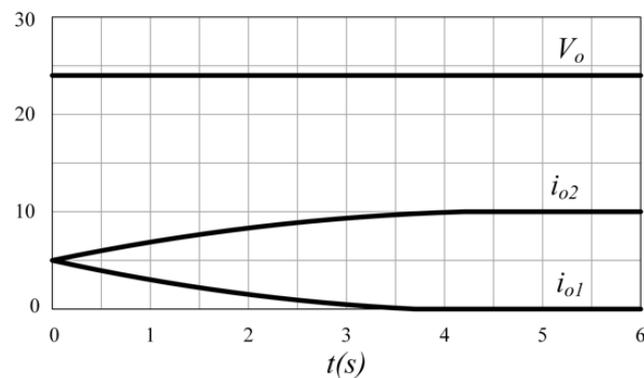
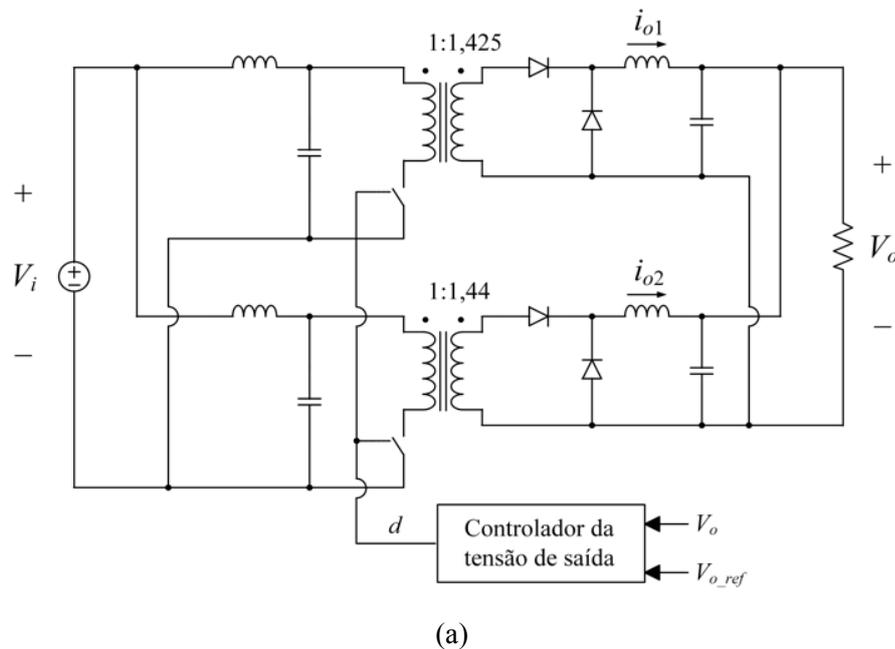
Para garantir o bom funcionamento dos sistemas de conversão modulares, seja em série ou paralelo, o equilíbrio entre os módulos constituintes deve ser assegurado. Ou seja, deverá existir um compartilhamento adequado da tensão no caso de múltiplos módulos serem conectados em série em um dos lados, ou o compartilhamento adequado da corrente entre os conversores no caso de múltiplos módulos serem conectados em paralelo em um dos lados.

O esquema de controle mais simples possível para as conexões modulares seria conectar os conversores em uma das configurações mostradas na Figura 2.2, dependendo das especificações de entrada-saída do sistema e operar todos os conversores com um sinal de comando comum. No entanto, isso resulta em operação não estável para todas as configurações. A distribuição equitativa de potência entre os módulos nos sistemas modulares é natural quando todos os elementos do circuito são idênticos. Porém, em casos reais, sempre haverá variações paramétricas entre os módulos, como atrasos nos sinais de comando dos interruptores, relação de transformação dos transformadores isoladores, valores de indutâncias, tolerância nos valores dos componentes ativos e passivos. Essas variações paramétricas, mesmo que pequenas, podem favorecer a concentração da potência processada em um dos módulos, causando assim, a instabilidade de operação do sistema modular (PAGLIOSA, 2018).

Como exemplo, considera-se o sistema IPOP, composto de dois conversores Forward mostrado na Figura 2.3 (a), apresentado em Chen et al. (2009). O sinal de comando é comum para ambos os módulos e, portanto, a razão cíclica é instantaneamente a mesma, e é derivada da malha de controle da tensão de saída, correspondente a qualquer um dos dois módulos. Sob esta condição, mesmo uma discrepância muito pequena nas relações de transformação dos transformadores de potência dos dois módulos pode levar a uma condição de desequilíbrio, com

um módulo drenando toda a corrente de carga. Com a mesma razão cíclica e a mesma tensão de entrada para os dois módulos, o conversor com uma relação de transformação um pouco mais alta, gera um valor médio de tensão no secundário maior. Com uma tensão maior, a corrente no indutor aumenta até o módulo assumir toda a corrente de carga do sistema. Essa situação está ilustrada na Figura 2.3 (b), na qual a tensão de saída comum e as correntes nos indutores de saída de cada módulo são plotadas. Como mencionado, o conversor 2 (que possui uma relação de transformação levemente maior) opera com toda a corrente do sistema.

Figura 2.3 - Conversores Forward com conexão IPOP e com o mesmo sinal de comando: (a) diagrama esquemático e (b) formas de onda da tensão e corrente de saída.



Fonte: Autoria própria.

Vários métodos foram propostos para minimizar esse problema. No entanto, a maioria dos métodos são baseados em malhas de corrente adicionais (para as conexões em paralelo), o que aumenta a complexidade do sistema de controle do conversor, especialmente quando o número de módulos é elevado.

2.1.1 Conversores Modulares com Conexão IPOP

A utilização de conversores modulares com conexões paralelas na entrada e na saída (IPOP) pode ser uma abordagem adequada para ampliar a faixa de potência de determinadas soluções, como a operação em DCM. A conexão proporciona a distribuição da potência total do sistema entre os módulos individuais, mantendo cada módulo dentro de uma faixa adequada de potência de operação em termos de rendimento. A conexão IPOP, configuração a ser explorada neste trabalho, é voltada para aplicações com tensões de entrada e de saída relativamente baixas e correntes de entrada e de saída relativamente altas.

Os sistemas de conversão com conexão IPOP oferecem alguns benefícios, destacando:

- a) Possibilidade de rendimento superior em comparação com um único conversor com componentes de características similares, operando com a mesma potência do sistema modular;
- b) Facilitação na seleção de dispositivos de comutação, devido à redução da corrente em módulos individuais;
- c) O uso de interruptores de baixa potência em módulos individuais permite o projeto com maiores frequências de comutação;
- d) O tamanho dos componentes magnéticos pode ser reduzido como consequência das frequências de comutação mais altas;
- e) Aumento da confiabilidade (em caso de falha, apenas o módulo danificado pode ser retirado para reparo, enquanto os demais podem continuar operando normalmente);
- f) Facilitação na expansão para potências mais elevadas, bastando agregar novos módulos ao sistema.

Assim como para os demais conversores modulares, as diferenças paramétricas nas variáveis que compõem os módulos (diferenças nas indutâncias dos módulos, na razão cíclica, na relação de transformação), podem trazer desequilíbrios no funcionamento entre os módulos

de um sistema IPOP, acarretando em diversos problemas como saturação dos indutores, problemas térmicos, degradação de desempenho e até mesmo falha em alguns módulos (FUERBACK et al., 2017; MAO et al., 2007; VAZQUEZ et al., 2018; LI et al., 2010). Sendo assim, o desafio é garantir que cada módulo compartilhe as correntes de entrada e de saída mesmo na presença de variações paramétricas.

2.2 MÉTODOS DE CONTROLE DE SISTEMAS IPOP

Os conversores modulares com conexão IPOP devem compartilhar a corrente de carga igualmente, de modo que os componentes possuam esforços iguais. Caso contrário, o desequilíbrio de corrente pode levar à deterioração de algum componente e até mesmo a perda da estabilidade do sistema. Geralmente os parâmetros dos módulos são projetados para serem idênticos, e então, a corrente de carga seria automaticamente compartilhada entre os módulos sem a necessidade de controle extra para o compartilhamento de corrente. No entanto, na prática os conversores são diferentes, e assim, a discrepância nos parâmetros, a diferença nas tolerâncias dos componentes e alguns outros efeitos, inevitavelmente resultam em variações paramétricas, levando a um desequilíbrio nos níveis de corrente que cada conversor fornece à carga.

Algumas estratégias de controle foram propostas a fim de garantir que os conversores modulares operem com distribuição de corrente de carga equilibrada entre os módulos (SEDAGHATI et al., 2014; CHENG; SHI, 2012; SHI; ZHOU; HE, 2012; SHI; LUO; HE, 2011; CHEN et al., 2009; GRBOVIC, 2009; GIRI; AYYANAR; MOHAN, 2006; KIM; CHOI; CHO, 2002; PANOVA; RAJAGOPALAN; LEE, 1997); Todas as estratégias de controle das referências citadas têm em comum a complexidade e o custo.

As estratégias existentes na literatura podem ser geralmente divididas em dois grupos: o primeiro, que utiliza o método *droop* e o segundo, que utiliza o método ativo de compartilhamento de corrente, com esquemas mestre-escravo e esquemas democráticos (YIFEI; YUBIN; SHANSHAN, 2016; SHI et al., 2015, ZHANG; CORRADINI; MAKSIMOVIC, 2009). O método *droop*, controlando a resistência de saída equivalente de cada módulo, regula a característica de saída para realizar o compartilhamento de corrente entre os módulos. O método ativo de compartilhamento de corrente usa sensores de corrente para

amostrar a corrente de saída de cada módulo e compara com sinais de corrente de referência, produzindo sinais de erro que são enviados ao controlador de compartilhamento de corrente, o qual tem a função de agir para compensar as diferenças de correntes de saída dos módulos.

Jamerson e Mullett (1994) apresentam um método *droop* utilizando uma impedância em série nas saídas dos conversores. Nesse esquema de paralelismo, uma impedância é colocada em série com a carga para se ter uma nova queda de tensão na saída, e, assim, apresentar uma característica tombante. Obviamente, a principal desvantagem dessa abordagem é a dissipação de potência na impedância em série, principalmente se a queda na tensão de saída for grande. Por causa da dissipação de energia adicional, esse esquema normalmente é usado apenas para conversores de baixa potência.

Luo et al. (1999) trazem um modelo *droop* em que o autor denomina “modo corrente com baixo ganho CC”. Este esquema é implementado pela eliminação do capacitor em série (capacitor de isolamento CC) no caminho de realimentação do amplificador de erro de uma fonte de corrente, ou seja, não usando um integrador na função transferência. Isso reduz bastante o ganho de CC do amplificador de erro, produzindo assim uma queda na tensão de saída.

Com o desenvolvimento do sistema de controle digital, algumas estratégias de compartilhamento de corrente sem sensores são propostas em Foley, Kavanagh e Egan (2012) e também em Zhang, Corradinie e Maksimovic (2009). Essas estratégias não precisam de nenhum sensor de corrente ou circuito adicional e meramente exigem a medição da tensão de saída. Tais estratégias utilizam métodos baseados na perturbação da razão cíclica para estimar as diferenças de parâmetros entre os módulos e ajustar as razões cíclicas para compensar as diferenças, realizando assim o compartilhamento de corrente. No entanto, os autores aplicam as metodologias apenas em conversores Buck CC-CC.

Em Yifei, Yubin e Shanshan (2016), a estratégia de perturbar a razão cíclica e estimar as diferenças paramétricas para obter o equilíbrio no compartilhamento de corrente, sem utilizar sensores, é aplicada em dois conversores DAB IPOP CC-CC. A estratégia utiliza a relação de parâmetros dos módulos: a razão cíclica de um dos módulos é gerada pelo controlador de tensão e a razão cíclica do outro módulo é obtida através da expressão (2.1), e então, de acordo com os autores, o compartilhamento de corrente é alcançado.

$$d_2 = d_1 + \Delta d = d_1 + \left(\frac{n_1 L_2}{L_1 n_2} - 1 \right) \left(\frac{d_1 - d_1^2}{1 - 2d_1} \right) \quad (2.1)$$

Na expressão (2.1):

- a) d_1 e d_2 são as razões cíclicas dos módulos 1 e 2, respectivamente;
- b) L_1 e L_2 são as indutâncias dos módulos 1 e 2, respectivamente;
- c) n_1 e n_2 são as relações de transformação dos módulos 1 e 2, respectivamente.

Assumindo que $\frac{n_1}{L_1} > \frac{n_2}{L_2}$, que d_1 é produzida pelo controlador de tensão e d_2 pela expressão (2.1), quando d_1 aumenta ligeiramente devido a alguma perturbação, I_{o1} e d_2 também aumentam, e então, I_{o2} aumenta devido à d_2 (YIFEI; YUBIN; SHANSHAN, 2016). O aumento de I_{o1} e de I_{o2} conduz ao aumento da tensão de saída. Posteriormente, com o controle da tensão de saída em malha fechada, d_1 é ajustada de forma que a tensão de saída permanece estável.

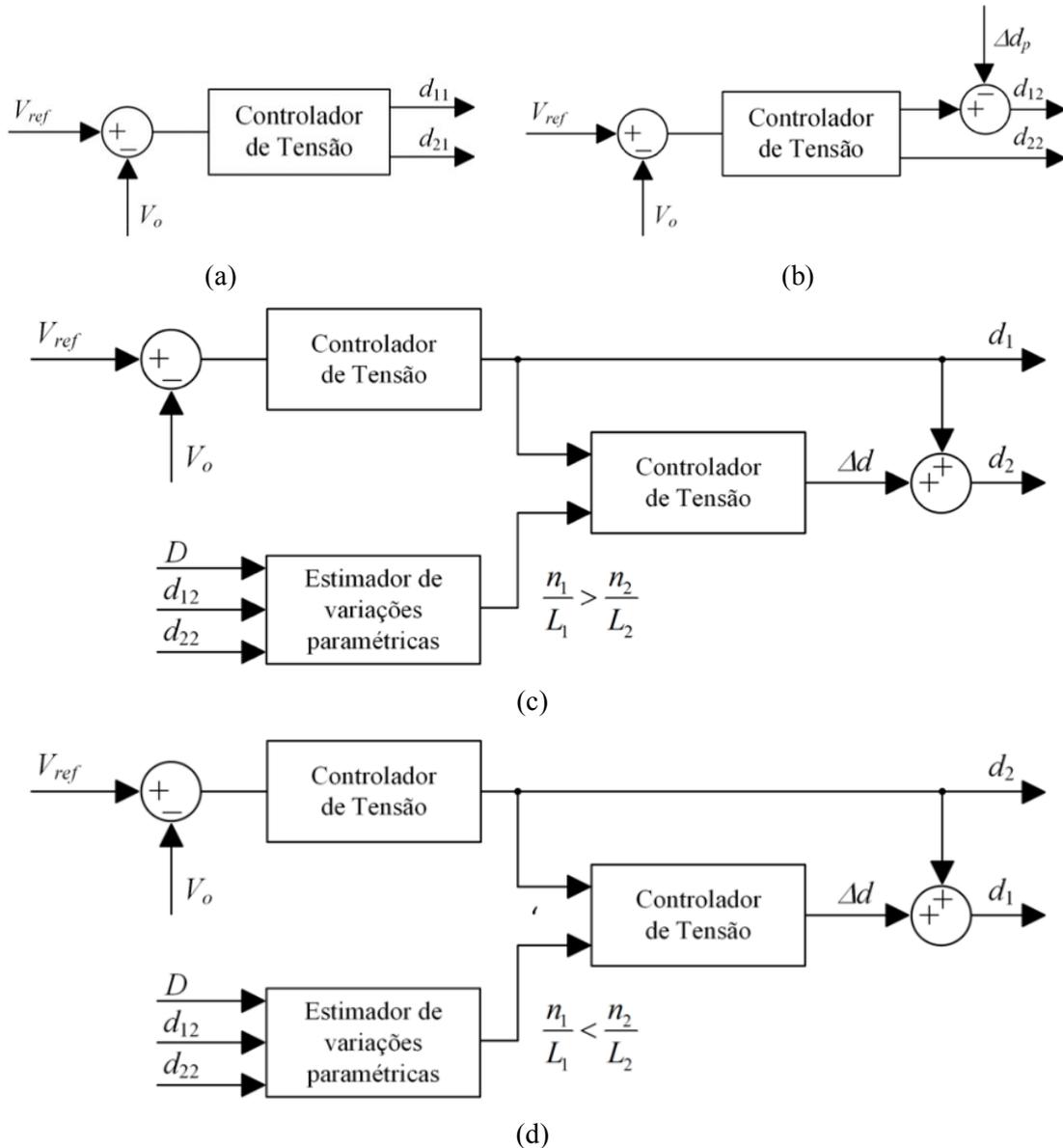
Por outro lado, se $\frac{n_1}{L_1} < \frac{n_2}{L_2}$, d_2 diminui com o aumento de d_1 e assim, o sistema perderá sua estabilidade. Portanto, é vital certificar-se de que a diferença de razão cíclica Δd seja calculada a partir da razão cíclica do módulo com a razão $\frac{n_x}{L_x}$ maior, gerando dessa forma, a razão cíclica para o outro módulo.

Para estimar a relação entre os parâmetros dos módulos, primeiramente os conversores DAB IPOPOP são controlados por uma razão cíclica comum, gerada pelo controlador de tensão. O diagrama esquemático de controle neste estágio é mostrado na Fig. 2.4 (a). Após o sistema atingir o regime permanente, a razão cíclica de ambos os módulos é definida por d , como mostra a expressão (2.2).

$$d_{11} = d_{21} = d \quad (2.2)$$

Em seguida a razão cíclica do primeiro módulo é perturbada, enquanto que a razão cíclica do segundo módulo é definida pelo controlador de tensão. O diagrama de blocos desta etapa é apresentado na figura 2.4 (b).

Figura 2.4 - Diagrama de controle utilizando perturbação na razão cíclica para estimar as variações paramétricas: (a) com razão cíclica comum, (b) com razão cíclica comum perturbada, (c) módulo 1 mestre e módulo 2 escravo e (d) módulo 2 mestre e módulo 1 escravo.



Fonte: Adaptado de Yifei, Yubin e Shanshan (2016).

Após a perturbação, Yifei, Yubin e Shanshan (2016) apresentam uma série de análises que servem para estimar a relação entre os parâmetros de cada módulo. A partir dessas análises, para garantir que a diferença de razão cíclica seja calculada a partir da razão cíclica do módulo

com maior relação $\frac{n_x}{L_x}$, de modo que o sistema opere de maneira estável em regime permanente,

é necessária uma verificação:

- a) Se $\frac{n_1}{L_1} > \frac{n_2}{L_2}$, o primeiro módulo é definido como mestre e o segundo como escravo. Nesse caso, a razão cíclica do módulo 1 é definida pelo controlador e a razão cíclica do módulo 2, pela expressão (2.3). O diagrama de controle desta etapa é apresentado na Figura 2.4 (c).

$$d_2 = d_1 + \Delta d = d_1 + \left(\frac{n_1}{L_1} \frac{L_2}{n_2} - 1 \right) \left(\frac{d_1 - d_1^2}{1 - 2d_1} \right) \quad (2.3)$$

- b) Se $\frac{n_1}{L_1} < \frac{n_2}{L_2}$, o segundo módulo é definido como mestre e o primeiro como escravo. Nesse caso, a razão cíclica do módulo 2 é definida pelo controlador e é calculado a partir de d_2 . Assim, a razão cíclica do módulo 1 é dada por (2.4). O diagrama de controle desta etapa é apresentado na Figura 2.4 (d).

$$d_1 = d_2 + \Delta d = d_1 + \left(\frac{n_2}{L_2} \frac{L_1}{n_1} - 1 \right) \left(\frac{d_2 - d_2^2}{1 - 2d_2} \right) \quad (2.4)$$

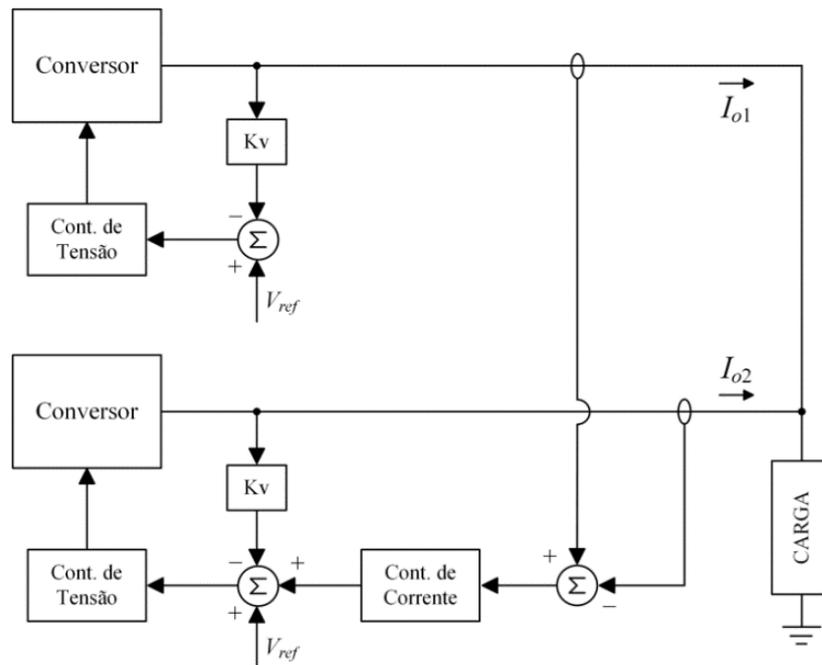
Verifica-se que, para este método funcionar adequadamente, é necessário conhecer previamente as variações paramétricas. Porém, nem sempre são possíveis de realizar tais testes, dificultando a aplicação do método. Se um módulo for trocado, todo o processo deve se repetir desde o início. Acrescentar um número maior de módulos aumentará ainda mais a complexidade das análises.

Em Jovanovic, Crow e Fang-Yi (1994) é apresentado um método de controle mestre-escravo básico, que é ilustrado na Figura 2.5 (a). O módulo escolhido para ser o mestre fornecerá a referência para as malhas de controle do compartilhamento de corrente para os demais módulos (escravos). Este método provê o compartilhamento de carga entre os módulos, mas com ele não se tem redundância, pois, se o mestre falhar, todo o sistema para de operar.

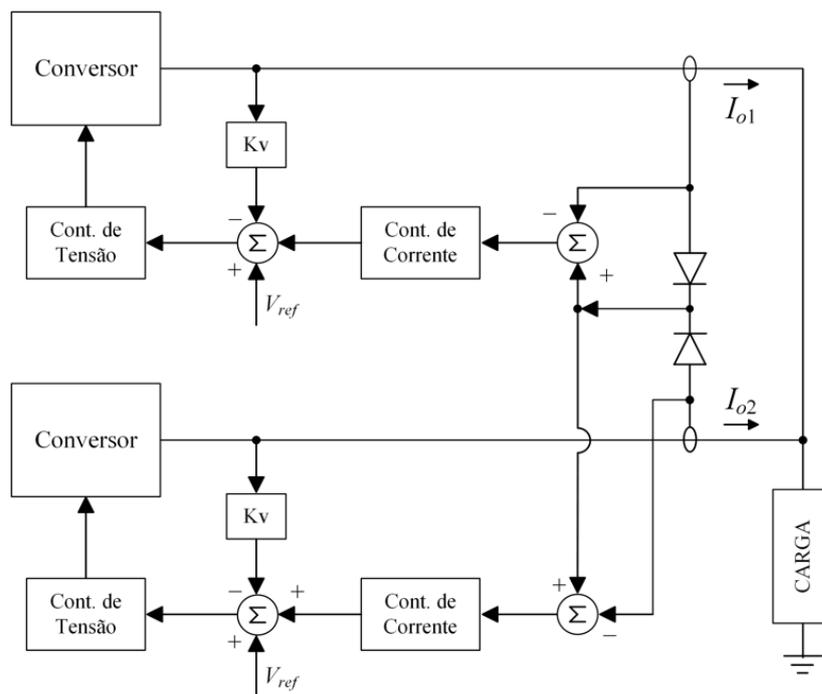
Para aumentar a redundância, os autores trazem um sistema de controle modificado, com o diagrama de blocos ilustrado na Figura 2.5 (b), o qual atribui a função de mestre ao

módulo com maior corrente de saída. Os sinais de erro de tensão dos outros módulos são ajustados de acordo com os desequilíbrios das correntes de carga.

Figura 2.5 - Diagrama de blocos de um sistema modular IPOP com controle mestre-escravo: (a) mestre-escravo com um mestre dedicado, (b) mestre-escravo automático.



(a)



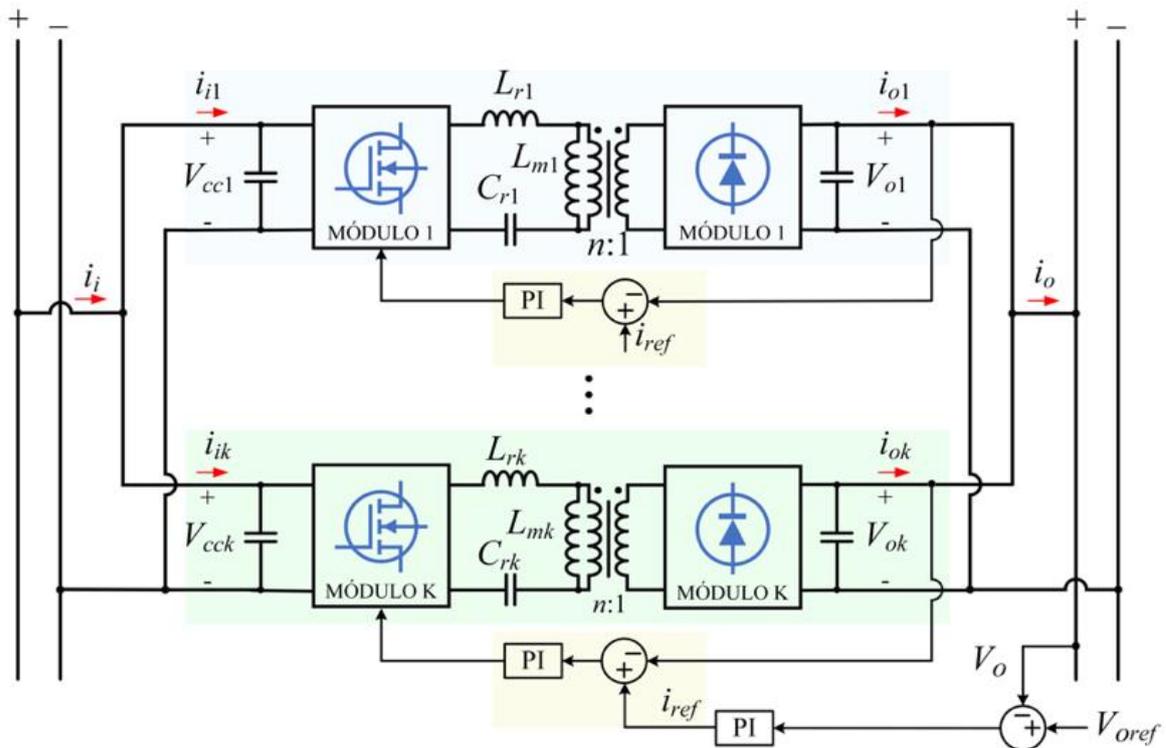
(b)

Fonte: Adaptado de Jovanovic, Crow e Fang-Yi (1994).

Um outro método existente do esquema de controle mestre-escravo é apresentado em Wang et al. (2016), para conversores LLC ressonantes modulares com conexão IPOP, como mostrado na Figura 2.6. As malhas de controle incluem uma malha de tensão e uma malha de controle mestre-escravo para compartilhamento da corrente de carga, com a finalidade de manter a tensão de saída no valor de referência desejada e alcançar o compartilhamento adequado da corrente de carga.

O sinal de tensão de saída V_o é amostrado pelo módulo mestre e, em seguida, é subtraído da tensão de referência V_{oref} , para criar um valor de erro de tensão. O valor de erro de tensão é processado por um controlador PI para gerar a corrente de referência desejada i_{ref} . Os sinais de corrente de carga ($i_{o1}, i_{o2}, \dots, i_{ok}$) são amostrados pelos módulos mestre-escravos e subtraídos da corrente de referência i_{ref} para criar um erro de corrente, o qual é aplicado em um controlador de compartilhamento de carga. Este controlador realizará o controle de frequências de comutação dos módulos constituintes.

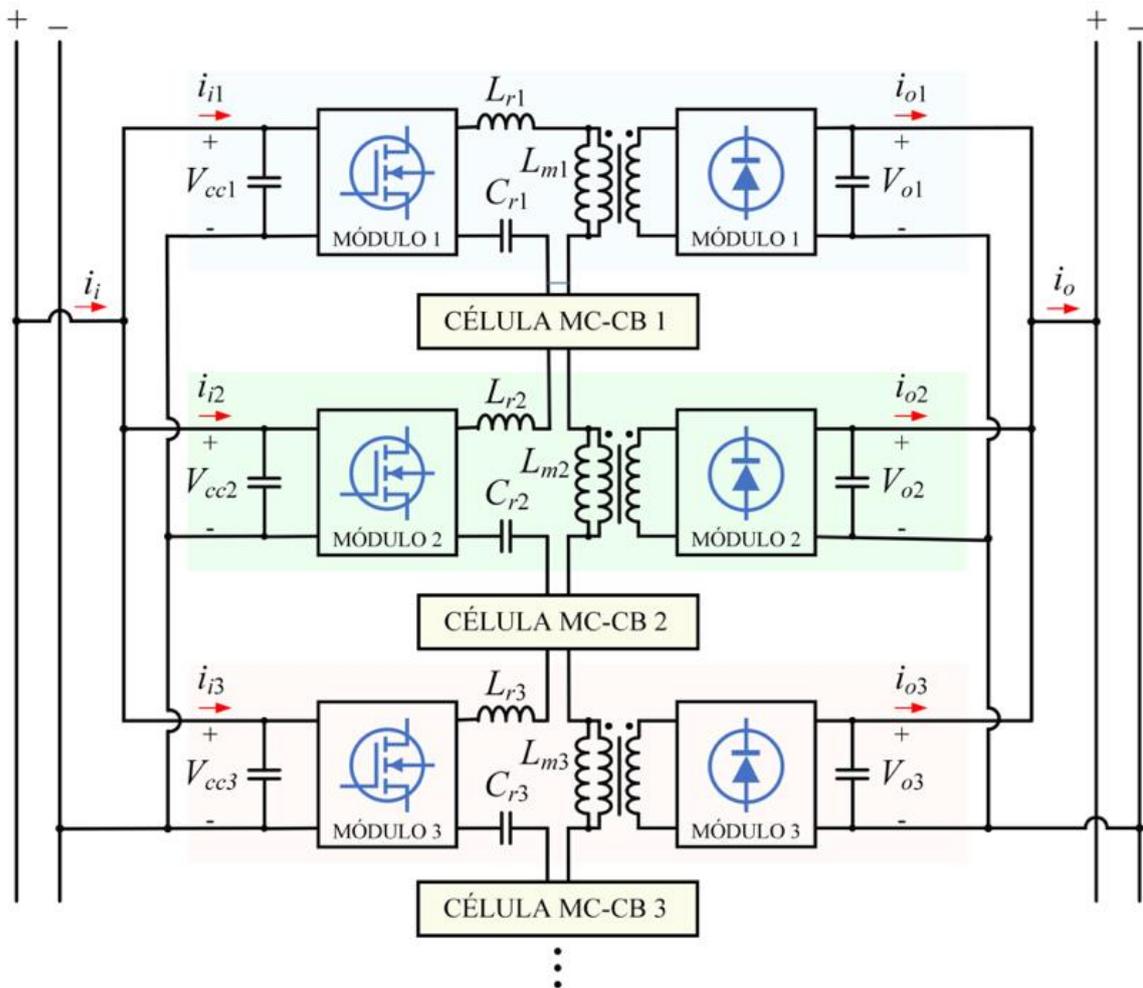
Figura 2.6 - Esquemático do controle mestre-escravo para módulos IPOP de conversores LLC ressonantes.



Fonte: Adaptado de Wang et al. (2016).

Em Liu et al. (2015), células de acoplamento magnético para balanceamento de corrente (MC-CB – *magnetic-coupling current-balancing*) são propostas para um sistema com módulos de conversores ressonantes LLC IPOP, adotados para alcançar o compartilhamento de corrente entre os módulos, sob a condição de operação em malha aberta, como mostrado na Figura 2.7. A célula MC-CB é conectada entre as indutâncias magnetizantes de dois módulos. Desta forma, a corrente do lado primário de dois módulos, tais como i_{pri1} e i_{pri2} , pode ser regulada praticamente da mesma forma pelo acoplamento magnético das células MC-CB. Uma célula MC-CB pode balancear uniformemente dois módulos LLC; assim, um sistema IPOP de k módulos precisa de $(k - 1)$ células MC-CB.

Figura 2.7 - Células MC-CB para um sistema multimódulos de conversores LLC ressonantes IPOP.



Fonte: Adaptado de Liu et al. (2015).

As metodologias apresentadas possuem uma série de vantagens e desvantagens. Os métodos *droop* e os métodos que necessitam do conhecimento das variações paramétricas trazem uma maior complexidade ao sistema, estes últimos principalmente por necessitar de algoritmos que estimem essas variações e, nem sempre são possíveis estimá-los. Os sistemas com controle ativo proporcionam uma divisão exata da corrente entre os módulos, porém, necessita que a corrente de cada módulo seja sensoreada. Além disso, nos sistemas mestre-escravo, se o módulo mestre falhar, o restante do sistema é afetado.

2.3 MECANISMO DE AUTO COMPARTILHAMENTO EM SISTEMAS MODULARES

Alguns conversores apresentam um compartilhamento de corrente natural entre os módulos de uma conexão paralela, dependendo do modo de operação. O mecanismo de auto compartilhamento é atraente para usar uma razão cíclica comum e compartilhar o mesmo controlador (BOTTION, BARBI, 2015; QIWEY et al., 2011). Sendo assim, o sistema de controle é simplificado, além de reduzir o custo, já que o número de variáveis sensoreadas é menor. Essas vantagens são alcançadas sem prejudicar a robustez do sistema (PAGLIOSA, 2018). No entanto, esse mecanismo não é natural para todos os conversores, e deve ser verificado para cada estrutura (PAGLIOSA et al., 2016).

Um sistema ISOS de conversores CC-CC Flyback operando em MCD é analisado em Faust (2014). O mecanismo de auto compartilhamento das tensões de entrada e de saída de cada conversor é comprovado por simulação e experimentação.

Em Bottion e Barbi (2015) é feito um estudo da configuração ISOS de conversores CC-CC de duas portas, tanto na versão unidirecional quanto na versão bidirecional. Verifica-se que é possível realizar tal conexão de modo que haja equilíbrio nas tensões individuais dos módulos em ambos os lados do sistema sem a necessidade do uso de malhas de controle. Na versão unidirecional, o conversor CC-CC Ponte Completa isolado com saída em tensão é abordado, e, para a versão bidirecional a análise é realizada para o conversor DAB. A característica tombante faz com que cada módulo ajuste os níveis de tensão na entrada e saída de acordo com as variações paramétricas dos módulos e as condições de carga.

Em Shi, Luo e He (2011) é apresentada uma técnica de controle empregando a mesma razão cíclica para módulos ponte completa na associação ISOP operando com comando

defasado (*phase shift*). Entre as conclusões mais importantes está a afirmação de que o equilíbrio na divisão das correntes de saída e tensões na entrada pode ser obtido reduzindo-se as diferenças paramétricas dos conversores, sem utilizar uma malha interna para cada um dos módulos.

Em Giri, Ayyanar e Mohan (2006), a proposta de comando com a mesma razão cíclica é estendida para conversores do tipo Forward. Os autores evidenciam que o mecanismo natural de equilíbrio na associação ISOP garante a divisão quase perfeita das tensões de entrada e correntes da saída, desde que os módulos tenham parâmetros quase idênticos, sendo o transformador de cada módulo o principal responsável pela diferença nos valores de equilíbrio.

O estudo realizado em Pagliosa (2018) propõe uma metodologia que padroniza, através da característica de saída do conversor, a avaliação do mecanismo de auto compartilhamento das tensões na conexão modular série. Por utilizar apenas a característica externa do conversor, sem a necessidade de identificar os estados topológicos e formas de onda, a metodologia proposta definiu uma forma simples e padronizada de avaliar o mecanismo do auto-equilíbrio das tensões, em regime permanente, na conexão modular ISOS. O estudo é validado na conexão modular série de conversores Flyback a duas chaves. O autor verificou que o conversor modular Flyback tem a habilidade de rejeitar naturalmente uma perturbação de tensão somente quando operado em MDC. No caso do conversor modular Flyback duas chaves, a habilidade de rejeição a perturbação nas tensões de entrada ou saída dos módulos é verificada na operação em MCC quando a indutância de dispersão é incluída na análise. Para a conexão modular ISOS de conversores Flyback a duas chaves, segundo Pagliosa (2018), considerar o efeito tombante do ganho estático no MCC, resultado da inclusão da indutância de dispersão na análise, foi fundamental para identificar o mecanismo de auto-equilíbrio neste modo de condução, tanto estático diante de variações paramétricas, quanto dinâmico diante de perturbações na tensão.

Em síntese, o mecanismo de auto compartilhamento foi analisado e verificado em diversas topologias de conversores. No entanto, os trabalhos encontrados na literatura para assuntos relacionados a auto compartilhamento se restringem a abordar apenas conversores CC-CC isolados, deixando espaço para estudos de conexões modulares com conversores não isolados e retificadores.

2.4 PROPOSTA DE TESE

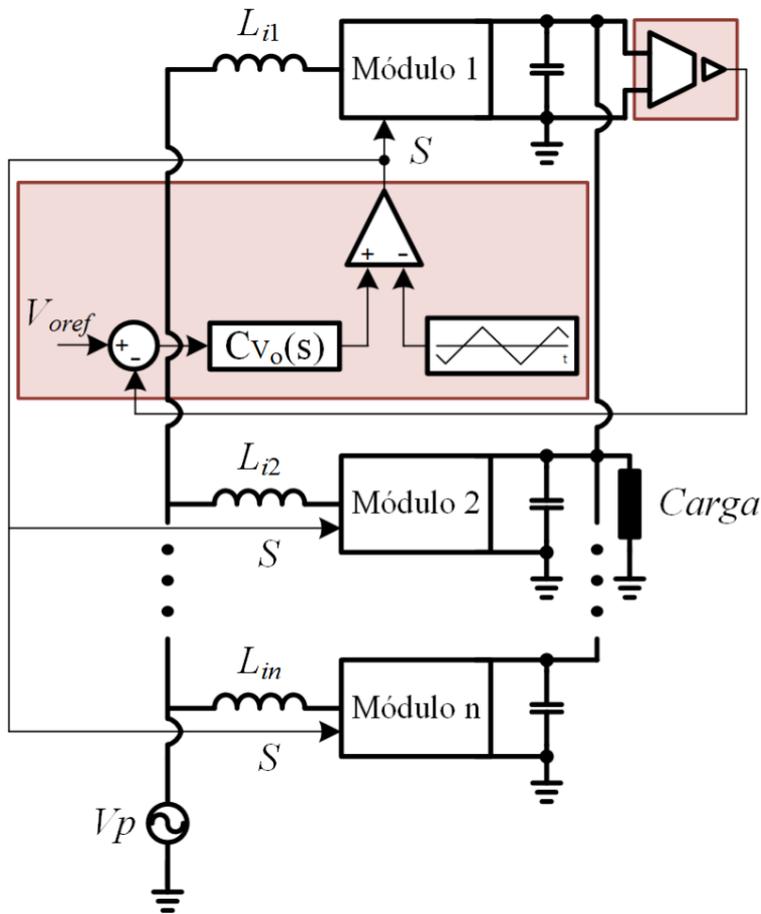
Esta tese tem como finalidade propor o emprego da conexão modular IPOPOP em conversores CC-CC e CA-CC, operando em MCD e utilizando um sinal de comando comum para os interruptores controlados, como estratégia para a redução dos esforços de corrente sobre os componentes, especialmente sobre semicondutores. O trabalho também visa adaptar a metodologia de análise do mecanismo de auto-equilíbrio em regime permanente proposta por Pagliosa (2018) para conexões ISOS para que possa ser utilizada em conexões IPOPOP. A metodologia consiste em, a partir da característica externa do conversor, verificar o comportamento das correntes diante de variações paramétricas, entre os módulos que compõem a conexão paralela.

Dessa forma, pretende-se alcançar as seguintes contribuições com a elaboração deste trabalho:

- a) Verificação do auto compartilhamento para conversores CC-CC não-isolados em MCD e conectados modularmente da forma IPOPOP (já que a literatura aborda apenas os conversores CC-CC isolados);
- b) Verificação do paralelismo e do auto compartilhamento em retificadores não-isolados operando em MCD.

Ao possuir um compartilhamento natural para as correntes, os sistemas com conexão IPOPOP podem ser simplificados, já que não necessitam de malhas extras de controle para o compartilhamento de corrente entre os módulos conectados. O diagrama de controle pode ser resumido da forma apresentada na Figura 2.8 para todos os módulos, com o mesmo pulso de comando.

Figura 2.8 - Diagrama de controle do sistema.



Fonte: Autoria própria.

2.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi apresentada uma breve contextualização dos problemas encontrados ao se elevar a potência de determinadas soluções, nas quais os esforços de tensão ou corrente podem ser elevados. Os elementos que mais sofrem com os elevados esforços são os semicondutores, tanto no dimensionamento, quanto na escolha e na operação. A tecnologia dos semicondutores tem evoluído consideravelmente nas últimas décadas, no entanto, há muito ainda a ser desenvolvida, para que essas limitações sejam contornadas.

Verificou-se que uma alternativa para contornar essa limitação é a utilização de sistemas modulares, que agregam uma série de vantagens para as mais diversas aplicações, como maior eficiência, facilitação nos reparos, componentes mais baratos, entre outras vantagens já mencionadas no decorrer do capítulo.

Vários métodos de controle foram propostos para um compartilhamento adequado de potência entre os módulos. No entanto, todos têm em comum a complexidade e o aumento de custo do sistema, com malhas adicionais, lógicas extras de controle e utilização de diversos sensores.

Por fim, foi apresentada a proposta de trabalho que será desenvolvida nesta tese.

3 ANÁLISE DOS CONVERSORES CC-CC NÃO-ISOLADOS EM MCD E COM CONEXÃO IPOP

Este capítulo apresenta as arquiteturas de conexão modulares IPOP para os conversores CC-CC básicos não-isolados (Buck, Boost, Buck-Boost, SEPIC, ĆUK e ZETA) e os estudos teóricos que validam o mecanismo de auto compartilhamento (*self-sharing*) estático e dinâmico para essas topologias. A metodologia de análise é baseada no efeito tombante da característica de saída das topologias abordadas, de acordo com Pagliosa (2018).

A partir das equações da característica externa dos conversores CC-CC clássicos são obtidas as expressões que descrevem o comportamento estático dos sistemas formados por esses conversores na conexão IPOP.

3.1 CONVERSOR BUCK

O conversor Buck é um conversor abaixador, não-isolado. Os conversores Buck CC-CC clássicos são constituídos de dois semicondutores e dois elementos armazenadores de energia, como pode ser visualizado em cada módulo que compõe o sistema modular com conexão IPOP apresentado na Figura 3.1.

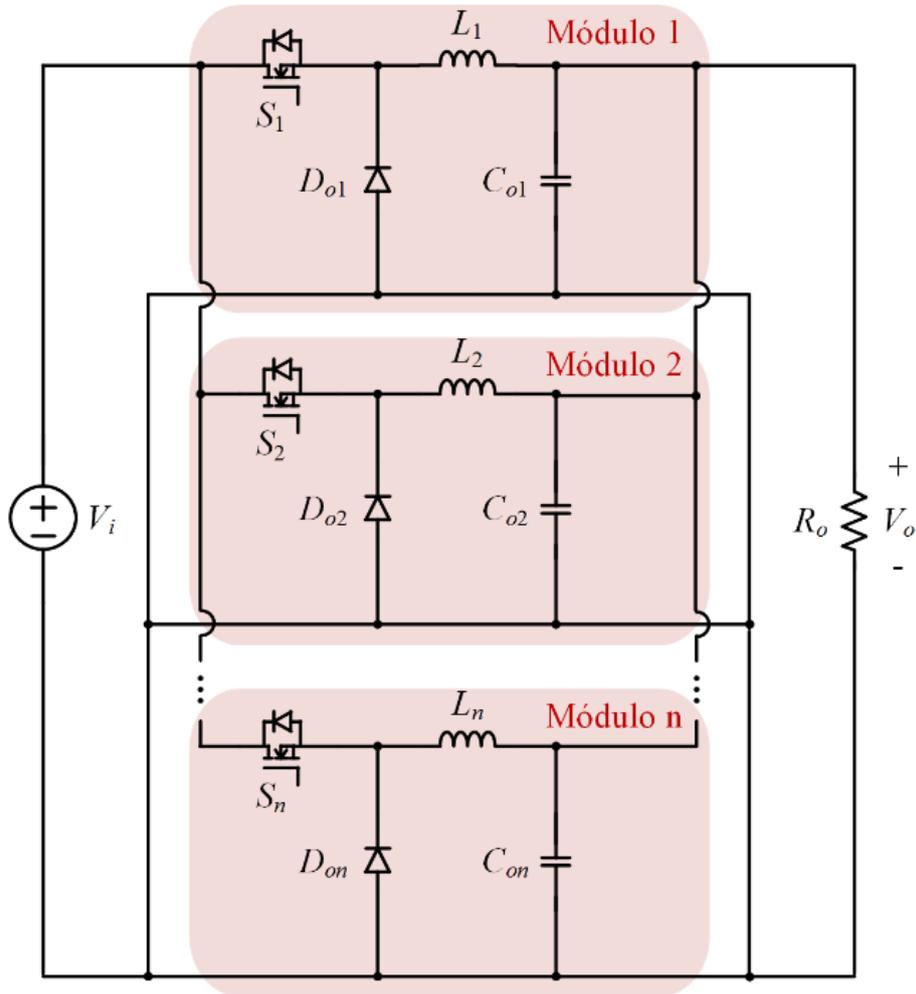
3.1.1 Principais formas de onda em MCD

As principais formas de onda do conversor Buck MCD são ilustradas na Figura 3.2.

3.1.2 Correntes de entrada e de saída de cada módulo

O valor médio da corrente de entrada de cada módulo é dado pelas expressões (3.1), que é obtida com base na forma de onda da corrente no interruptor S.

Figura 3.1 - Sistema modular de conversores Buck com conexão IPOP.

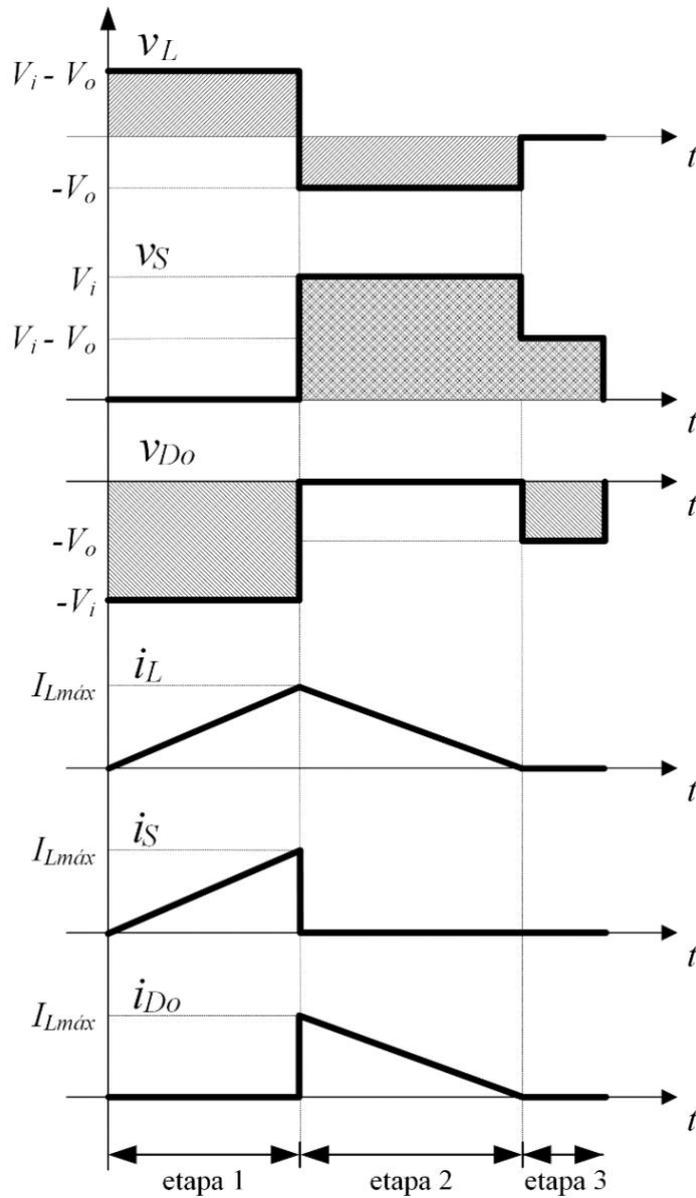


Fonte: Autoria própria.

$$\begin{aligned}
 I_{i_1} &= \frac{D_1^2 (V_i - V_o)}{2L_1 f_s} \\
 I_{i_2} &= \frac{D_2^2 (V_i - V_o)}{2L_2 f_s} \\
 &\vdots \\
 I_{i_n} &= \frac{D_n^2 (V_i - V_o)}{2L_n f_s}
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

O valor médio da corrente de saída é dado pelas expressões (3.2), que são obtidas pela igualdade de potências entre entrada e saída.

Figura 3.2 - Principais formas de onda dos conversores Buck em MCD.



Fonte: Autoria pr3pria.

$$\begin{aligned}
 I_{o_1} &= \frac{V_i(V_i - V_o)D_1^2}{2V_oL_1f_s} \\
 I_{o_2} &= \frac{V_i(V_i - V_o)D_2^2}{2V_oL_2f_s} \\
 &\vdots \\
 I_{o_n} &= \frac{V_i(V_i - V_o)D_n^2}{2V_oL_n f_s}
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

3.1.3 Ganho estático de cada módulo em MCD

A expressão do ganho estático é obtida a partir de (3.2), e é expressa em (3.3). Esta não é a forma mais usual de expressar o ganho estático, pois tem-se tensão dos dois lados da equação, no entanto, é a forma mais adequada para se obter a característica de saída a partir do ganho estático.

$$\begin{aligned}
 G_{MCD_1} &= \frac{V_o}{V_i} = \frac{D_1^2}{D_1^2 + \frac{2I_{o_1}L_1f_s}{V_i}} \\
 G_{MCD_2} &= \frac{V_o}{V_i} = \frac{D_2^2}{D_2^2 + \frac{2I_{o_2}L_2f_s}{V_i}} \\
 &\vdots \\
 G_{MCD_n} &= \frac{V_o}{V_i} = \frac{D_n^2}{D_n^2 + \frac{2I_{o_n}L_nf_s}{V_i}}
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

Em seguida, a expressão (3.3) é reescrita da forma apresentada em (3.4), na qual são as correntes de saída parametrizadas. As parametrizações das correntes de saída de cada módulo são apresentadas em (3.5).

$$\begin{aligned}
 G_{MCD_1} &= \frac{D_1^2}{D_1^2 + I_{o_1}} \\
 G_{MCD_2} &= \frac{D_2^2}{D_2^2 + I_{o_2}} \\
 &\vdots \\
 G_{MCD_n} &= \frac{D_n^2}{D_n^2 + I_{o_n}}
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

$$\begin{aligned}
\overline{I_{o_1}} &= \frac{2L_1 f_s}{V_i} I_{o_1} \\
\overline{I_{o_2}} &= \frac{2L_2 f_s}{V_i} I_{o_2} \\
&\vdots \\
\overline{I_{o_n}} &= \frac{2L_n f_s}{V_i} I_{o_n}
\end{aligned} \tag{3.5}$$

3.1.4 Ganho estático do sistema modular em MCD

A expressão do ganho estático do sistema (que considere todos os módulos) é encontrada através da lei de Ohm na expressão (3.3). Assim, o ganho estático de cada módulo é reescrito em (3.6), na qual:

a) R_1, R_2, \dots, R_n são as resistências vistas por cada módulo.

$$\begin{aligned}
G_{MCD_1} &= \frac{R_1 (V_i - V_o) D_1^2}{2V_o L_1 f_s} \\
G_{MCD_2} &= \frac{R_2 (V_i - V_o) D_2^2}{2V_o L_2 f_s} \\
&\vdots \\
G_{MCD_n} &= \frac{R_n (V_i - V_o) D_n^2}{2V_o L_n f_s}
\end{aligned} \tag{3.6}$$

Reorganizando as equações (3.6), estas resultam em (3.7).

$$\begin{aligned}
\frac{1}{R_1} &= \frac{(V_i - V_o) D_1^2}{2G_{MCD_1} V_o L_1 f_s} \\
\frac{1}{R_2} &= \frac{(V_i - V_o) D_2^2}{2G_{MCD_2} V_o L_2 f_s} \\
&\vdots \\
\frac{1}{R_n} &= \frac{(V_i - V_o) D_n^2}{2G_{MCD_n} V_o L_n f_s}
\end{aligned} \tag{3.7}$$

Na configuração IPOP, as saídas de todos os módulos estão em paralelo e, assim, a resistência de carga é o resultado da associação paralela das resistências vistas em cada módulo, conforme mostra a expressão (3.8).

$$\frac{1}{R_o} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n} \quad (3.8)$$

Substituindo (3.7) em (3.8), sabendo que o ganho de todos os módulos são iguais, e considerando que todos os módulos estão submetidos à mesma frequência de comutação, tem-se a expressão (3.9).

$$\frac{1}{R_o} = \frac{V_i - V_o}{2G_{MCD}V_o f_s} \left(\frac{D_1^2}{L_1} + \frac{D_2^2}{L_2} + \dots + \frac{D_n^2}{L_n} \right) \quad (3.9)$$

Finalmente, isolando G_{MCD} na expressão (3.9), tem-se a equação do ganho estático para as estruturas modulares de n conversores Buck operando em MCD e com conexão IPOP, sendo vista em (3.10).

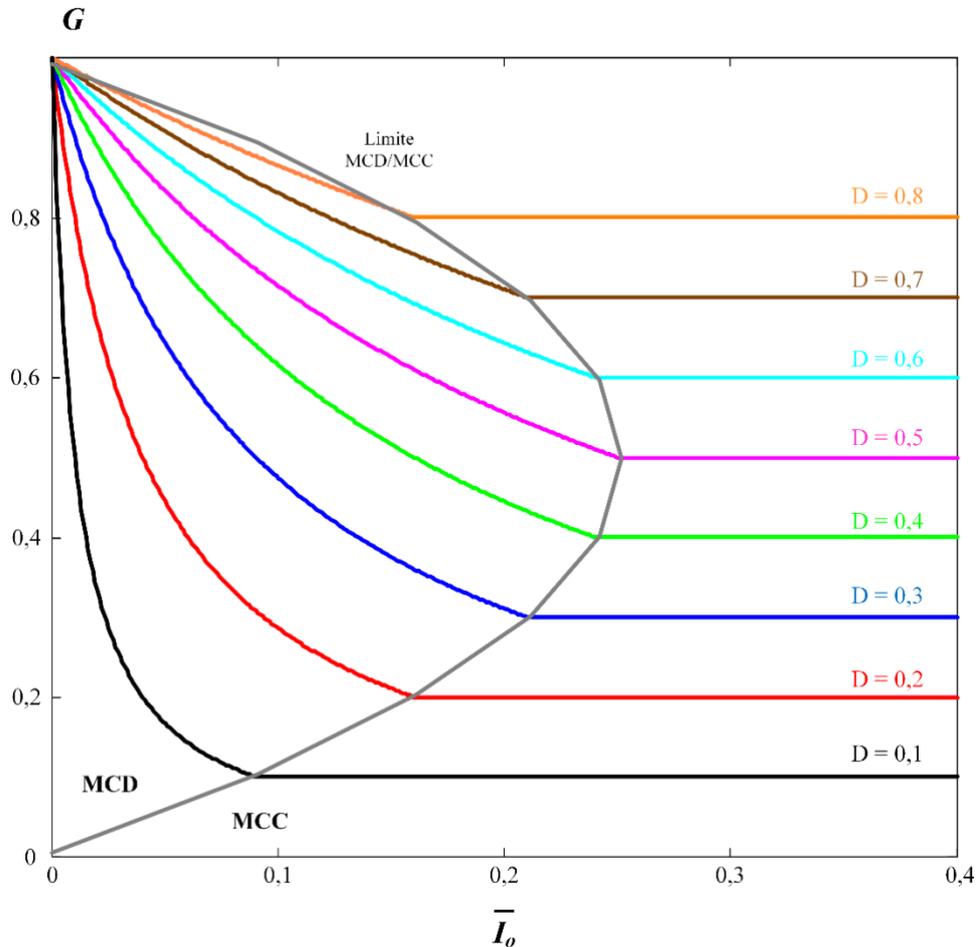
$$G_{MCD} = \frac{R_o (V_i - V_o)}{2V_o f_s} \left(\frac{D_1^2}{L_1} + \frac{D_2^2}{L_2} + \dots + \frac{D_n^2}{L_n} \right) \quad (3.10)$$

3.1.5 Característica de Saída

O ganho estático em MCD e MCC é dado por (3.4) e (3.11), respectivamente. Logo, a característica de saída do conversor Buck é ilustrada na Figura 3.3.

$$G_{MCC} = D \quad (3.11)$$

Figura 3.3 - Característica de saída do conversor Buck.



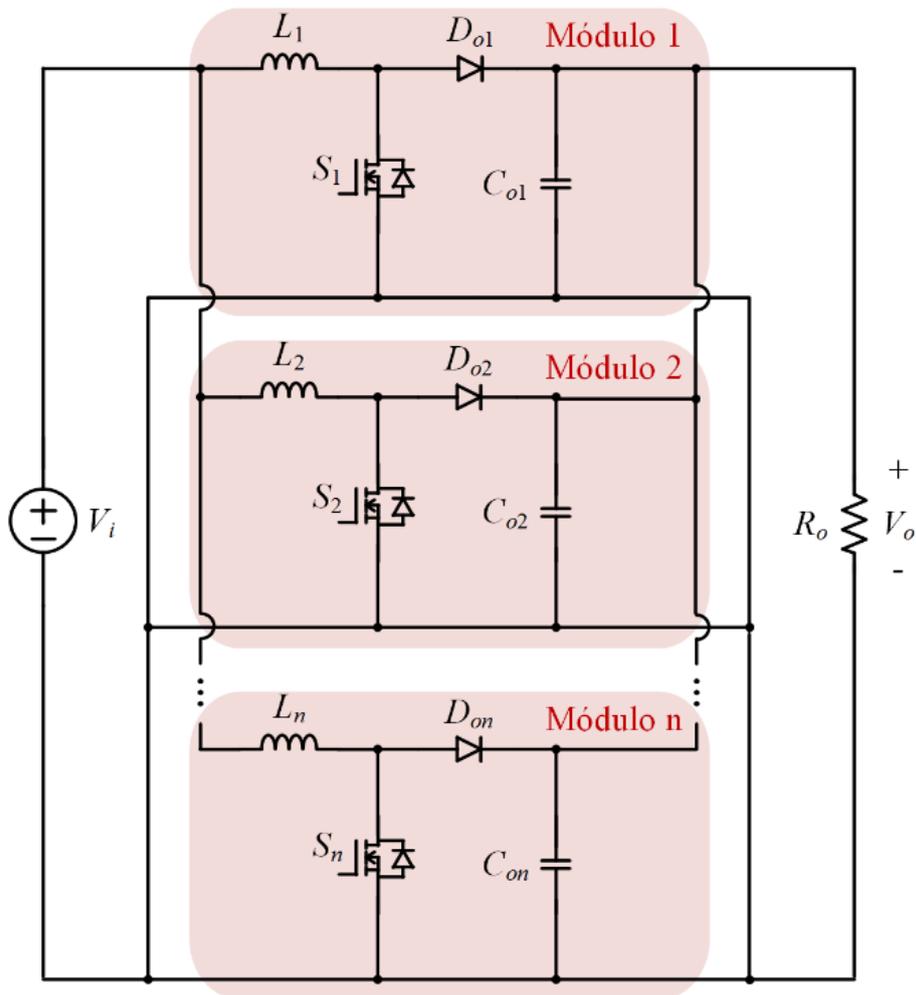
Fonte: Autoria própria.

A Figura 3.3 evidencia uma diferença no comportamento do sistema entre os modos de operação contínuo e descontínuo. Em MCD nota-se uma característica tombante, ou seja, o ganho estático varia conforme a corrente de carga. Esse fato não ocorre para operações em MCC, no qual o ganho estático se mantém constante diante de variações de carga e se altera apenas com mudanças na razão cíclica.

3.2 CONVERSOR BOOST

O conversor Boost é um conversor elevador de tensão. Sua topologia pode ser vista na Figura 3.4, que apresenta n conversores Boost conectados em paralelo na entrada e na saída.

Figura 3.4 - Sistema modular de conversores Boost com conexão IPOP.



Fonte: Autoria própria.

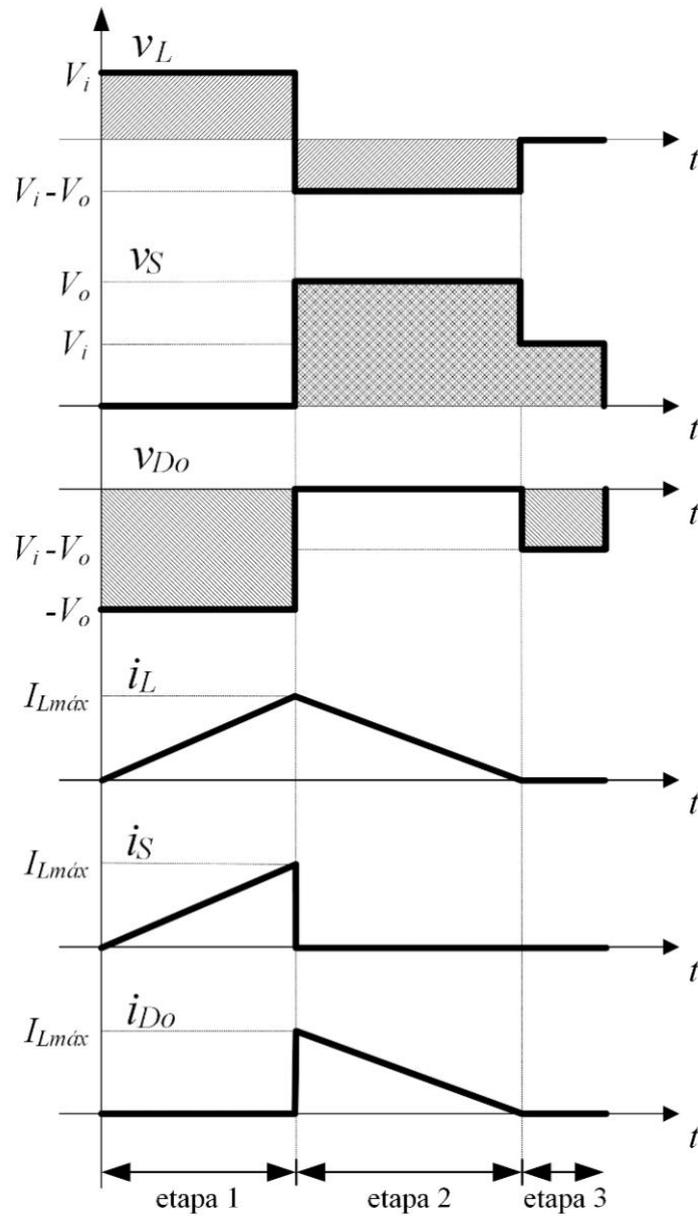
3.2.1 Principais formas de onda em MCD

Na Figura 3.5 são apresentadas as principais formas de onda do conversor Boost em MCD.

3.2.2 Correntes de entrada e de saída de cada módulo

O valor médio da corrente de entrada de cada módulo é dado pelas expressões (3.12), que é obtida baseado na corrente no indutor.

Figura 3.5 - Principais formas de onda dos conversores Boost em MCD.



Fonte: Autoria própria.

$$\begin{aligned}
 I_{i_1} &= \frac{V_i V_o D_1^2}{2(V_o - V_i) L_1 f_s} \\
 I_{i_2} &= \frac{V_i V_o D_2^2}{2(V_o - V_i) L_2 f_s} \\
 &\vdots \\
 I_{i_n} &= \frac{V_i V_o D_n^2}{2(V_o - V_i) L_n f_s}
 \end{aligned}
 \tag{3.12}$$

O valor médio da corrente de saída é equivalente ao valor médio da corrente no diodo, e, em MCD é dado pelas expressões (3.13).

$$\begin{aligned}
 I_{o_1} &= \frac{V_i^2 D_1^2}{2(V_o - V_i) L_1 f_s} \\
 I_{o_2} &= \frac{V_i^2 D_2^2}{2(V_o - V_i) L_2 f_s} \\
 &\vdots \\
 I_{o_n} &= \frac{V_i^2 D_n^2}{2(V_o - V_i) L_n f_s}
 \end{aligned} \tag{3.13}$$

3.2.3 Ganho estático de cada módulo em MCD

Ao manipular a expressão (3.13) com a finalidade de definir o ganho estático do conversor Boost em MCD, obtém-se as expressões (3.14).

$$\begin{aligned}
 G_{MCD_1} &= \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o V_i D_1^2}{2I_{o_1} (V_o - V_i) L_1 f_s} \\
 G_{MCD_2} &= \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o V_i D_2^2}{2I_{o_2} (V_o - V_i) L_2 f_s} \\
 &\vdots \\
 G_{MCD_n} &= \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o V_i D_n^2}{2I_{o_n} (V_o - V_i) L_n f_s}
 \end{aligned} \tag{3.14}$$

As expressões (3.14) são reescritas da forma apresentada em (3.15), onde \bar{I}_o são as correntes de saída de cada módulo parametrizadas.

$$\begin{aligned}
G_{MCD_1} &= \frac{D_1^2}{2\overline{I_{o_1}}} \\
G_{MCD_2} &= \frac{D_2^2}{2\overline{I_{o_2}}} \\
&\vdots \\
G_{MCD_n} &= \frac{D_n^2}{2\overline{I_{o_n}}}
\end{aligned} \tag{3.15}$$

As correntes de saída dos módulos são parametrizadas conforme (3.16).

$$\begin{aligned}
\overline{I_{o_1}} &= \frac{(V_o - V_i)L_1 f_s}{V_o V_i} I_{o_1} \\
\overline{I_{o_2}} &= \frac{(V_o - V_i)L_2 f_s}{V_o V_i} I_{o_2} \\
&\vdots \\
\overline{I_{o_n}} &= \frac{(V_o - V_i)L_n f_s}{V_o V_i} I_{o_n}
\end{aligned} \tag{3.16}$$

3.2.4 Ganho estático do sistema modular em MCD

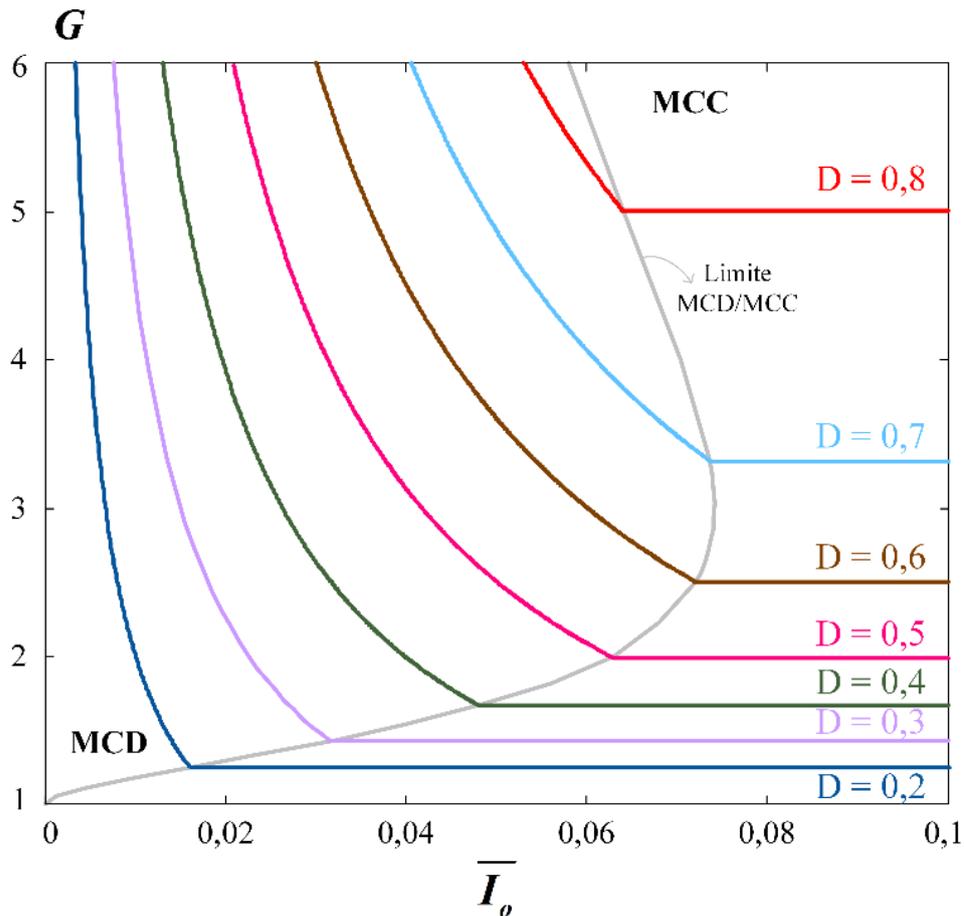
Utilizando o mesmo princípio apresentado para o ganho estático do sistema modular Buck, o ganho estático de um sistema modular Boost IPOPOP MCD pode ser visualizado na expressão (3.17).

$$G_{MCD} = \frac{R_o V_i}{2(V_o - V_i) f_s} \left(\frac{D_1^2}{L_1} + \frac{D_2^2}{L_2} + \dots + \frac{D_n^2}{L_n} \right) \tag{3.17}$$

3.2.5 Característica de Saída

Sendo o ganho estático em MCD, expresso em (3.15) e em MCC é válida a expressão (3.18), a característica externa do conversor BOOST pode ser obtida, sendo ilustrada na Figura 3.6.

Figura 3.6 - Característica de saída do conversor Boost.



Fonte: Autoria própria.

$$G_{MCC} = \frac{1}{1-D} \quad (3.18)$$

Nota-se que em MCD o conversor Boost também apresenta um efeito tombante em MCD, o que não ocorre para a operação em MCC.

3.3 CONVERSOR BUCK-BOOST

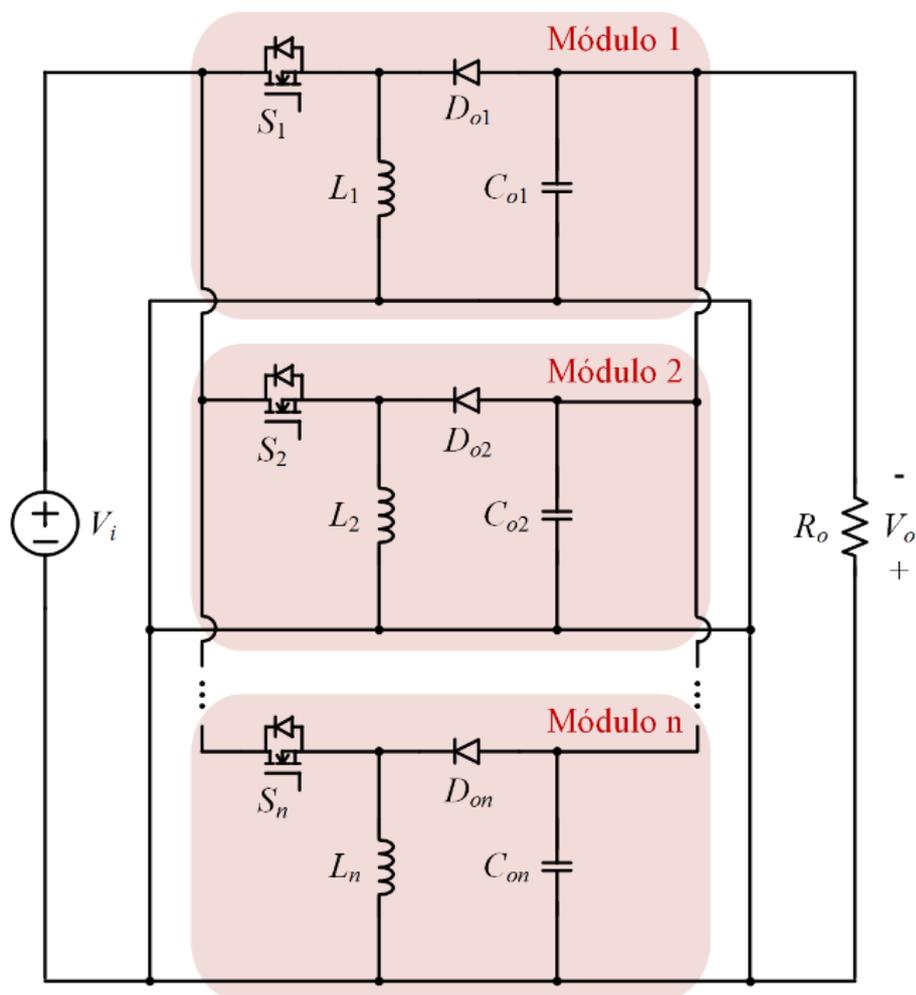
O conversor Buck-Boost combina as características de entrada de um conversor Buck e as características de saída de um conversor Boost. A tensão média de saída pode ser maior,

igual ou menor que a tensão de entrada, porém, com a polaridade invertida. Na Figura 3.7 pode ser visto um sistema modular Buck-Boost IPOP.

3.3.1 Principais formas de onda em MCD

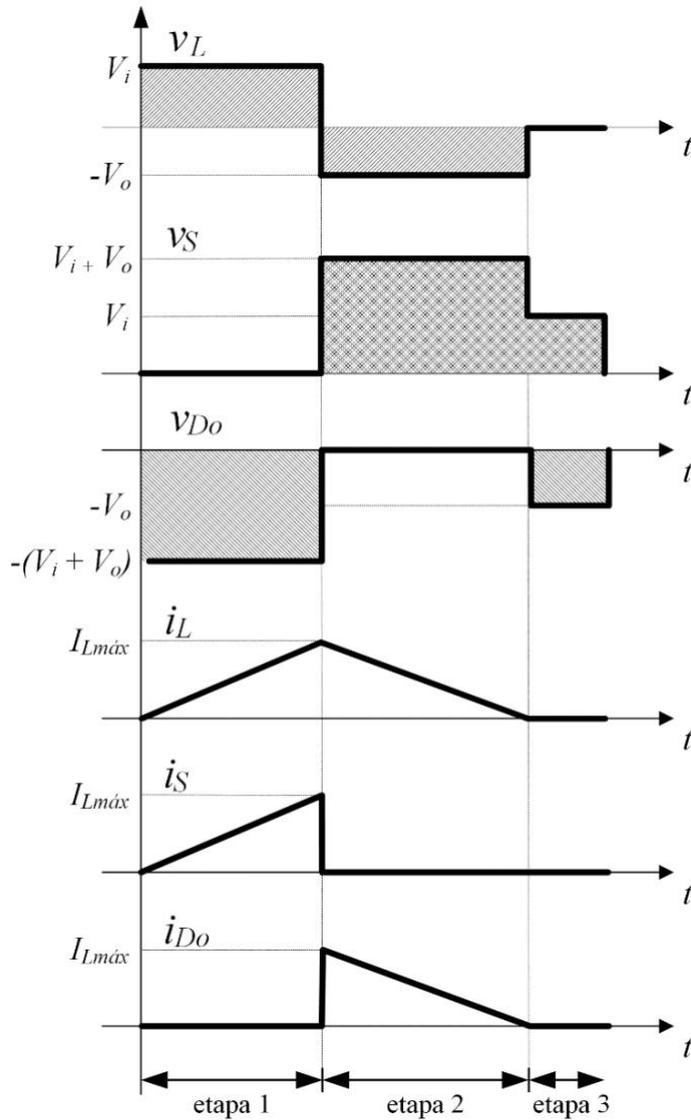
Na Figura 3.8 são apresentadas as principais formas de onda do conversor Buck-Boost em MCD.

Figura 3.7 - Sistema modular de conversores Buck-Boost com conexão IPOP.



Fonte: Autoria própria.

Figura 3.8 - Principais formas de onda dos conversores Buck-Boost em MCD.



Fonte: Autoria pr3pria.

3.3.2 Correntes de entrada e de sa3ida de cada m3dulo

O valor m3dio da corrente de entrada de cada conversor Buck-Boost 3 dado pelas express3es (3.19). Esta express3o 3 obtida com base na forma de onda da corrente no transistor, apresentada na Figura 3.8.

$$\begin{aligned}
I_{i_1} &= \frac{V_i D_1^2}{2L_1 f_s} \\
I_{i_2} &= \frac{V_i D_2^2}{2L_2 f_s} \\
&\vdots \\
I_{i_n} &= \frac{V_i D_n^2}{2L_n f_s}
\end{aligned} \tag{3.19}$$

O valor médio da corrente de saída é equivalente ao valor médio da corrente no diodo, e em MCD é dado pelas expressões (3.20).

$$\begin{aligned}
I_{o_1} &= \frac{V_i^2 D_1^2}{2V_o L_1 f_s} \\
I_{o_2} &= \frac{V_i^2 D_2^2}{2V_o L_2 f_s} \\
&\vdots \\
I_{o_n} &= \frac{V_i^2 D_n^2}{2V_o L_n f_s}
\end{aligned} \tag{3.20}$$

3.3.3 Ganho estático de cada módulo em MCD

Ao manipular a expressão (3.20) com a finalidade de definir o ganho estático do conversor Buck-Boost em MCD, obtém-se as expressões (3.21).

$$\begin{aligned}
G_{MCD_1} &= \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_i D_1^2}{2I_{o_1} L_1 f_s} \\
G_{MCD_2} &= \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_i D_2^2}{2I_{o_2} L_2 f_s} \\
&\vdots \\
G_{MCD_n} &= \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_i D_n^2}{2I_{o_n} L_n f_s}
\end{aligned} \tag{3.21}$$

Os ganhos estáticos apresentados em (3.21) podem ser reescritos da forma apresentada em (3.22).

$$\begin{aligned}
G_{MCD_1} &= \frac{D_1^2}{2\bar{I}_{o_1}} \\
G_{MCD_2} &= \frac{D_2^2}{2\bar{I}_{o_2}} \\
&\vdots \\
G_{MCD_n} &= \frac{D_n^2}{2\bar{I}_{o_n}}
\end{aligned} \tag{3.22}$$

As correntes de saída dos módulos são parametrizadas conforme (3.23).

$$\begin{aligned}
\bar{I}_{o_1} &= \frac{L_1 f_s}{V_i} I_{o_1} \\
\bar{I}_{o_2} &= \frac{L_2 f_s}{V_i} I_{o_2} \\
&\vdots \\
\bar{I}_{o_n} &= \frac{L_n f_s}{V_i} I_{o_n}
\end{aligned} \tag{3.23}$$

3.3.4 Ganho estático do sistema modular em MCD

Utilizando o mesmo método apresentado para alcançar o ganho estático dos sistemas modulares de n conversores Buck e Boost, o ganho estático de um sistema modular de n conversores Buck-Boost operando em MCD e com conexão IPOPOP é obtido. Esse ganho estático pode ser visualizado na expressão (3.24).

$$G_{MCD} = \frac{R_o V_i}{2V_o f_s} \left(\frac{D_1^2}{L_1} + \frac{D_2^2}{L_2} + \dots + \frac{D_n^2}{L_n} \right) \tag{3.24}$$

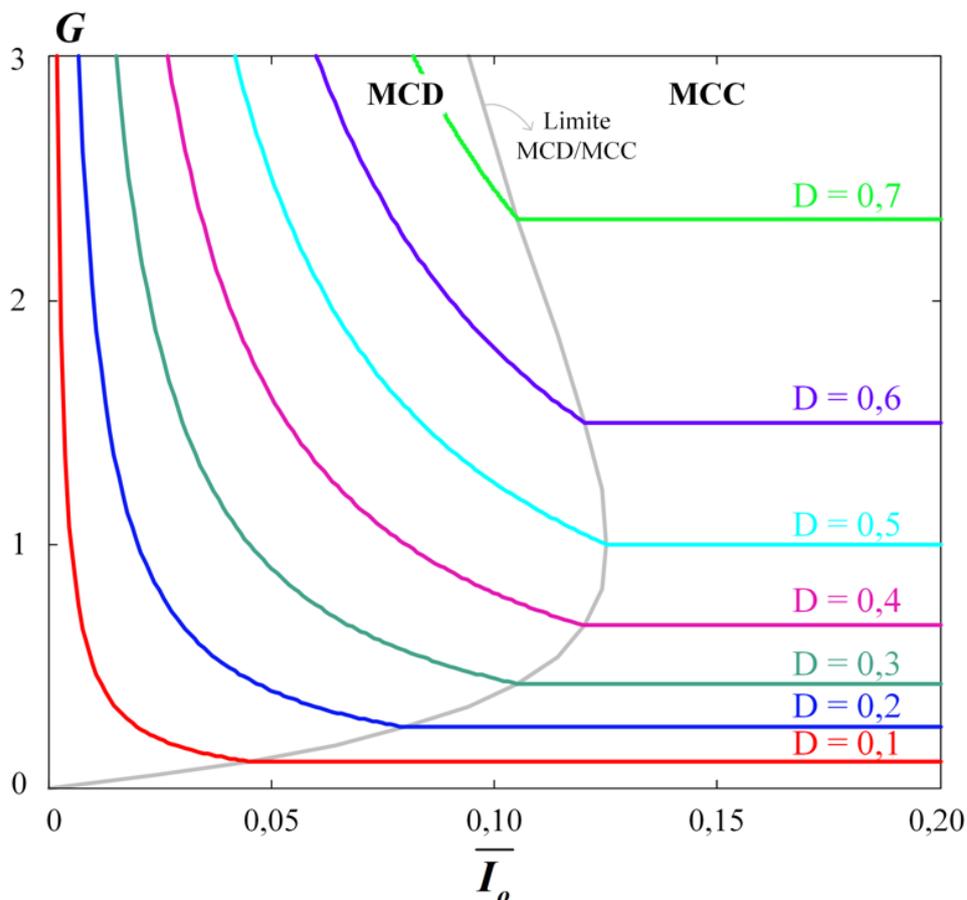
3.3.5 Característica de Saída

Conhecendo o ganho estático em MCD, visto na expressão (3.22) e em MCC, dado pela expressão (3.25), a característica externa do conversor Buck-Boost pode ser obtida e ilustrada na Figura 3.9.

$$G_{MCC} = \frac{1}{1-D} \quad (3.25)$$

Como para os demais conversores, nota-se que o sistema modular de conversores Buck-Boost operando em MCD apresenta um efeito tombante, o que não ocorre para os conversores Buck-Boost operando em MCC.

Figura 3.9 - Característica de saída do conversor Buck-Boost.



Fonte: Autoria própria.

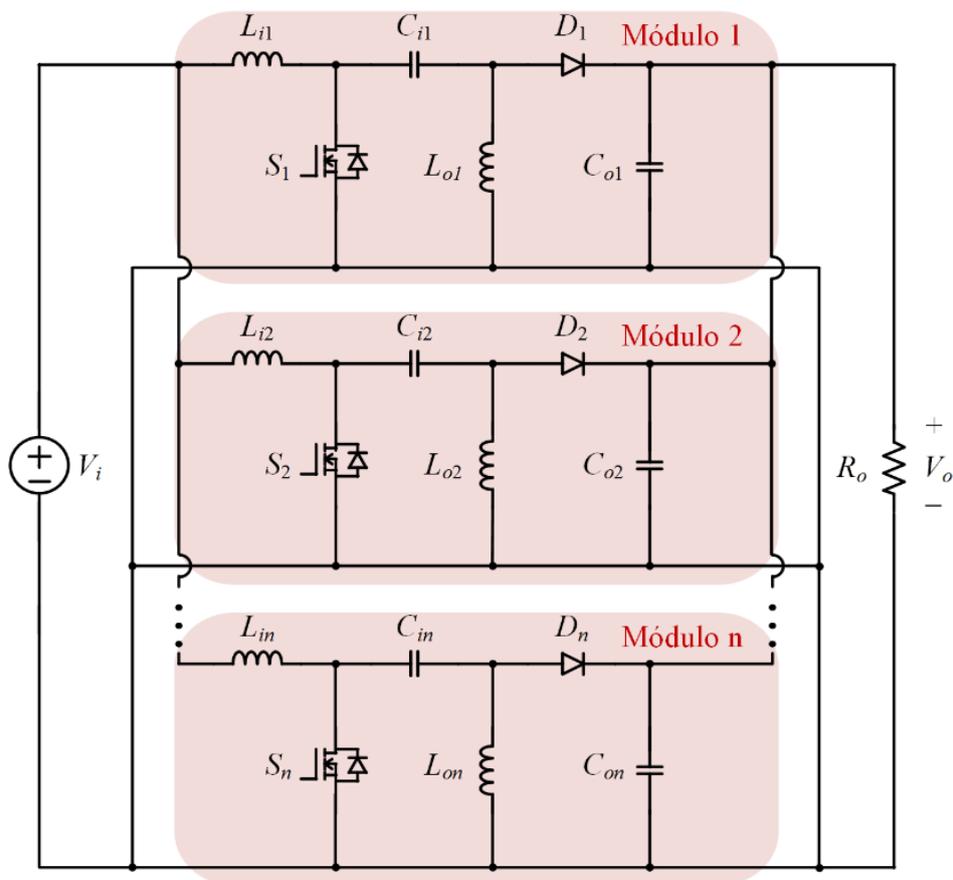
3.4 CONVERSORES SEPIC, CUK E ZETA

Nesta seção são abordados os conversores SEPIC, CUK e ZETA de forma simultânea, já que todas as expressões e formas de onda são válidas para as três topologias.

3.4.1 Conversor SEPIC

O conversor SEPIC (*Single-Ended Primary-Inductance Converter*) pode apresentar uma tensão de saída maior, menor ou igual à tensão de entrada, com a vantagem de não inverter a polaridade da tensão de saída (diferente do Buck-Boost e do CUK, por exemplo) e uma corrente de saída pulsada. Na Figura 3.10 é apresentado um sistema modular de conversores SEPIC CC-CC com conexão paralela na entrada e na saída (IPOP).

Figura 3.10 - Sistema modular de conversores SEPIC com conexão IPOP.



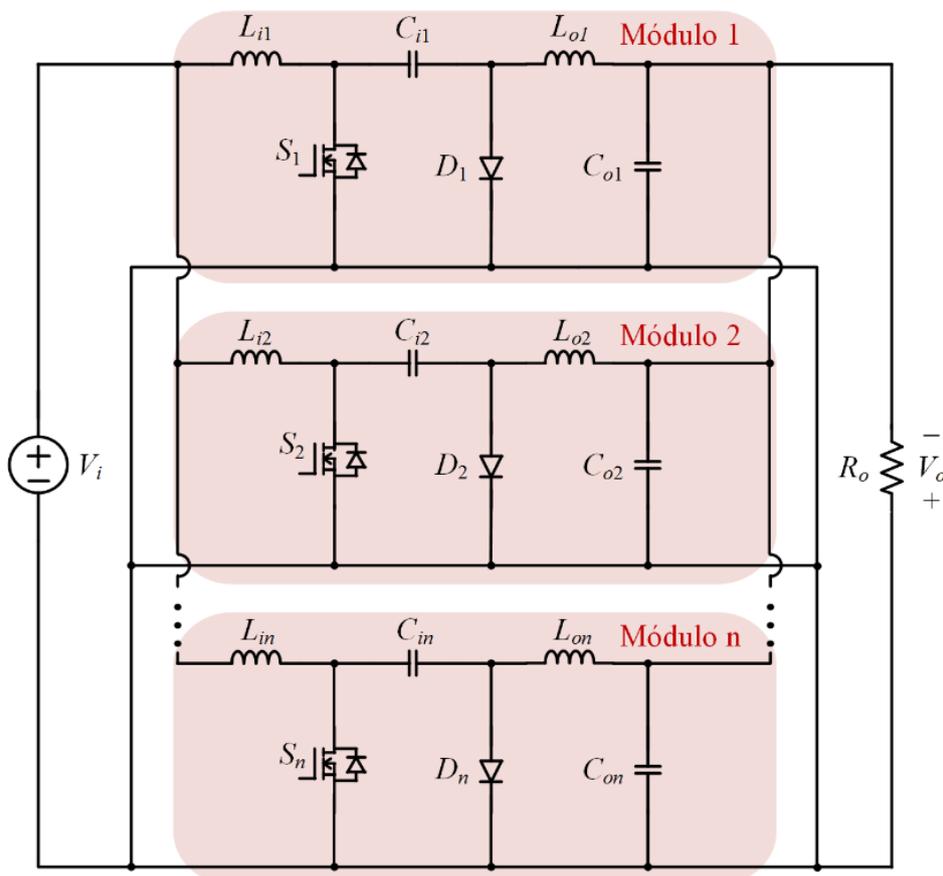
Fonte: Autoria própria.

Nessa topologia, a transferência de energia da fonte para a carga é realizada via capacitor. Ambos os indutores estão sujeitos ao mesmo valor instantâneo de tensão, de modo que é possível construí-los em um mesmo núcleo. Este eventual acoplamento magnético permite, com projeto adequado, eliminar a ondulação de corrente em um dos enrolamentos. A principal desvantagem está relacionada aos esforços de tensão com que os interruptores ficam sujeitos, sendo a soma das tensões de entrada e saída e um maior número de componentes, se comparado às topologias Buck, Boost e Buck-Boost.

3.4.2 Conversor ĆUK

Assim como o conversor SEPIC, o conversor ĆUK também pode apresentar uma tensão de saída maior, menor ou igual à tensão de entrada, no entanto, com a polaridade da tensão de saída invertida (como o Buck-Boost). Na Figura 3.11 é apresentado o conversor modular ĆUK CC-CC IPOP, composto por n módulos do conversor ĆUK tradicional.

Figura 3.11 - Sistema modular de conversores ĆUK com conexão IPOP.



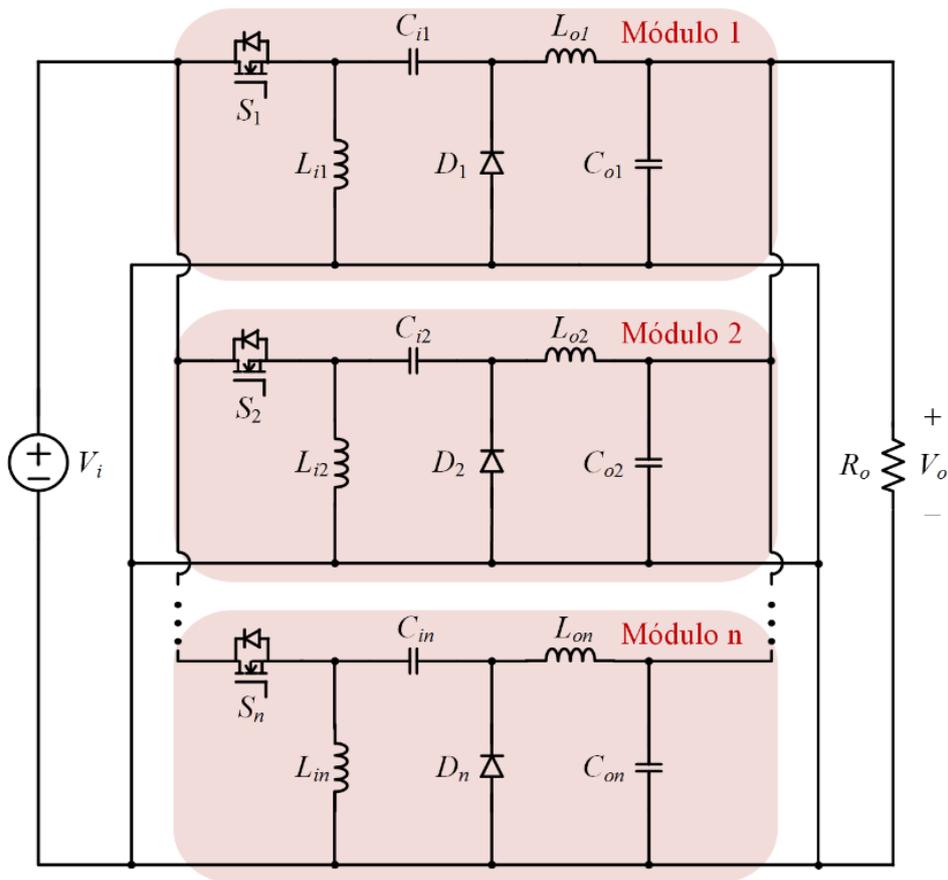
Fonte: Autoria própria.

Nessa topologia a transferência de energia da fonte para a carga é realizada via capacitor, possui baixa ondulação de corrente de entrada mesmo em MCD e emissor aterrado, o que facilita o acionamento. Porém, os esforços de tensão com que os interruptores ficam sujeitos são a somatória das tensões de entrada e saída e também emprega um maior número de componentes, se comparado às topologias básicas.

3.4.3 Conversor ZETA

Da mesma forma que os conversores SEPIC e ĆUK, o conversor ZETA emprega um transistor, um diodo, dois indutores e dois capacitores. A diferença fica por conta de o conversor ZETA apresentar entrada em tensão e saída em corrente. Na Figura 3.12 é apresentado um sistema modular IPOPOP de n módulos de conversores ZETA.

Figura 3.12 - Sistema modular de conversores ZETA com conexão IPOPOP.



Fonte: Autoria própria.

3.4.4 Principais formas de onda dos conversores SEPIC, ĆUK e ZETA em MCD

Com base nas etapas de operação em MCD, são apresentadas na Figura 3.13 as principais formas de onda de tensão e corrente dos conversores SEPIC, ĆUK e ZETA, operando em MCD. Ressalta-se que o que evidencia a descontinuidade das topologias não são as correntes nos indutores e sim a corrente no diodo, que chega a zero antes que o interruptor volte a conduzir novamente.

3.4.5 Correntes de entrada e de saída de cada módulo

As equações que quantificam os valores médios das correntes de entrada de cada módulo, são apresentadas em (3.26), em que L_{eq} é a indutância equivalente das indutâncias que compõem um módulo.

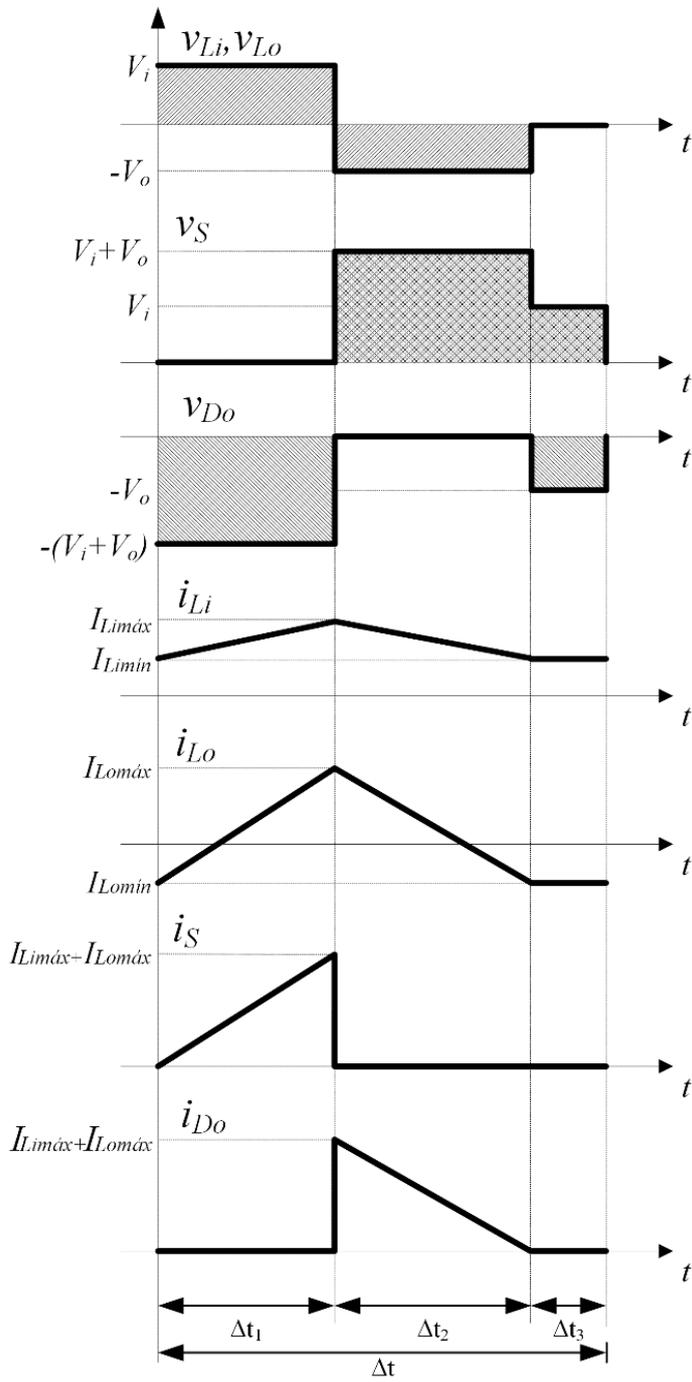
$$\begin{aligned}
 I_{i_1} &= \frac{V_i D_1^2}{2L_{eq_1} f_s} \\
 I_{i_2} &= \frac{V_i D_2^2}{2L_{eq_2} f_s} \\
 &\vdots \\
 I_{i_n} &= \frac{V_i D_n^2}{2L_{eq_n} f_s}
 \end{aligned} \tag{3.26}$$

As indutâncias equivalentes de cada módulo podem ser obtidas através de (3.27).

$$\begin{aligned}
 L_{eq_1} &= \frac{L_{i_1} L_{o_1}}{L_{i_1} + L_{o_1}} \\
 L_{eq_2} &= \frac{L_{i_2} L_{o_2}}{L_{i_2} + L_{o_2}} \\
 &\vdots \\
 L_{eq_n} &= \frac{L_{i_n} L_{o_n}}{L_{i_n} + L_{o_n}}
 \end{aligned} \tag{3.27}$$

As expressões que definem os valores médios das correntes de saída de cada módulo, são apresentadas em (3.28).

Figura 3.13 - Principais formas de onda dos conversores SEPIC, ĆUK e ZETA em MCD.



Fonte: Autoria própria.

$$\begin{aligned}
I_{o_1} &= \frac{V_i^2 D_1^2}{2V_o L_{eq_1} f_s} \\
I_{o_1} &= \frac{V_i^2 D_2^2}{2V_o L_{eq_2} f_s} \\
&\vdots \\
I_{o_n} &= \frac{V_i^2 D_n^2}{2V_o L_{eq_n} f_s}
\end{aligned} \tag{3.28}$$

3.4.6 Ganho estático de cada módulo em MCD

Sabendo que o ganho estático é a razão entre as tensões de saída e de entrada, as expressões indicadas em (3.28) podem ser utilizadas para alcançar o ganho estático de cada módulo do sistema modular de conversores SEPIC, ĆUK ou ZETA. O resultado pode ser visualizado nas equações (3.29).

$$\begin{aligned}
G_{MCD_1} &= \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_i D_1^2}{2I_{o_1} L_{eq_1} f_s} \\
G_{MCD_2} &= \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_i D_2^2}{2I_{o_2} L_{eq_2} f_s} \\
&\vdots \\
G_{MCD_n} &= \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_i D_n^2}{2I_{o_n} L_{eq_n} f_s}
\end{aligned} \tag{3.29}$$

As expressões do ganho estático podem ser reescritas da forma apresentada nas equações (3.30), baseadas em uma parametrização das correntes de saída de cada módulo.

$$\begin{aligned}
G_{MCD_1} &= \frac{D_1^2}{2I_{o_1}} \\
G_{MCD_2} &= \frac{D_2^2}{2I_{o_2}} \\
&\vdots \\
G_{MCD_n} &= \frac{D_n^2}{2I_{o_n}}
\end{aligned} \tag{3.30}$$

A parametrização realizada nas correntes de saída de cada conversor SEPIC, ĆUK e ZETA que compõe o sistema modular IPOPOP pode ser vista em (3.31).

$$\begin{aligned}\overline{I_{o_1}} &= \frac{L_{eq_1} f_s}{V_i} I_{o_1} \\ \overline{I_{o_2}} &= \frac{L_{eq_2} f_s}{V_i} I_{o_2} \\ &\vdots \\ \overline{I_{o_n}} &= \frac{L_{eq_n} f_s}{V_i} I_{o_n}\end{aligned}\tag{3.31}$$

3.4.7 Ganho estático do sistema modular em MCD

A equação do ganho estático para as estruturas modulares de n conversores SEPIC, ĆUK e ZETA operando em MCD e com conexão IPOPOP, pode ser visualizada na expressão (3.32).

$$G_{MCD} = \frac{R_o V_i}{2V_o f_s} \left(\frac{D_1^2}{L_{eq_1}} + \frac{D_2^2}{L_{eq_2}} + \dots + \frac{D_n^2}{L_{eq_n}} \right)\tag{3.32}$$

3.4.8 Característica de Saída

Como se sabe, o ganho estático das topologias SEPIC, ĆUK e ZETA em MCC é calculado através da equação (3.33).

$$G_{MCC} = \frac{1}{1-D}\tag{3.33}$$

Em MCD, o ganho estático é definido pela expressão apresentada em (3.30).

As expressões de ganho estático permitem traçar o gráfico da característica de saída desses conversores. O resultado é apresentado na Figura 3.14. Nesta Figura pode-se notar a

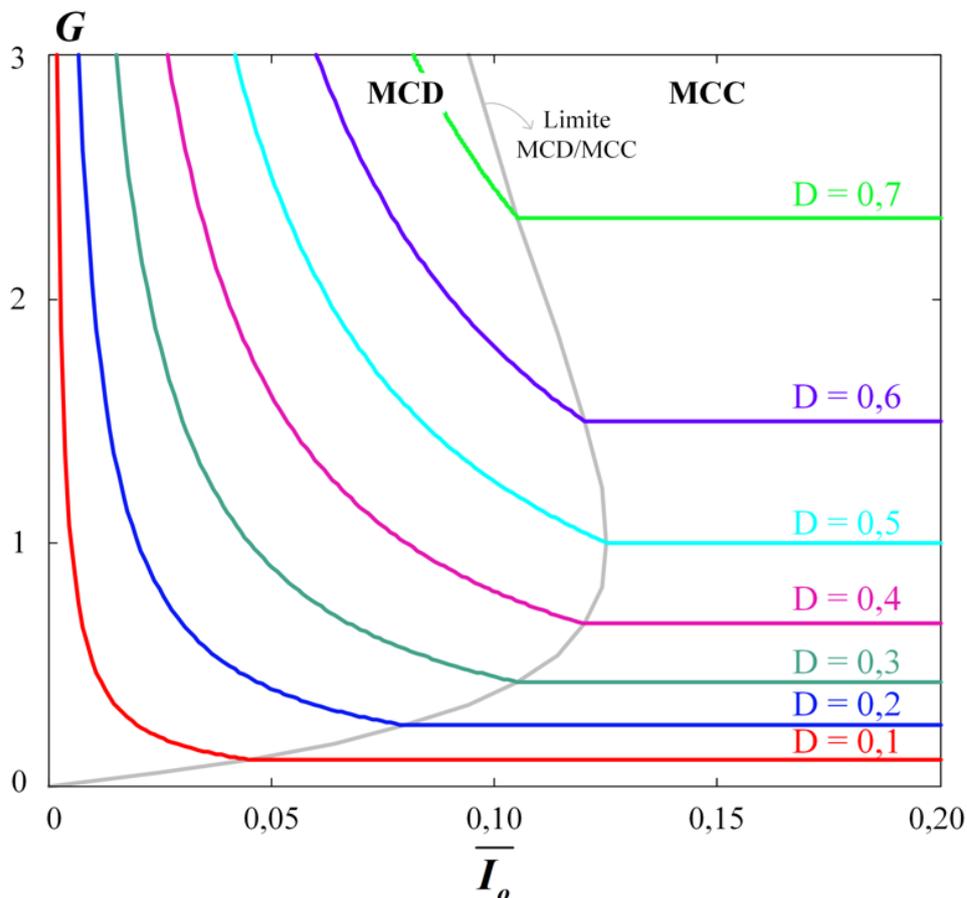
diferença na característica de saída entre os dois modos de condução: em MCD nota-se um perfil “tombante”, onde o ganho estático (e consequentemente a tensão de saída) é dependente da corrente de saída; em MCC o perfil da característica de saída é puramente horizontal para uma mesma razão cíclica, ou seja, independe da corrente de saída.

3.4.9 Equações de projeto dos conversores SEPIC, ĆUK e ZETA

Os indutores de entrada são projetados com base nas ondulações de corrente de entrada, como pode ser visto em (3.34).

$$L_i = \frac{V_i D}{\Delta i_{Li} f_s} \quad (3.34)$$

Figura 3.14 - Característica de saída dos conversores SEPIC, ĆUK e ZETA.



Fonte: Autoria própria.

Para determinar uma expressão para dimensionar os indutores de saída, parte-se das correntes de saída de cada módulo, apresentada em (3.28). Expandindo as indutâncias equivalentes nestas expressões e isolando L_o , chega-se à expressão (3.35).

$$L_o = \frac{nL_i R_o V_i^2 D^2}{2L_i V_o^2 f_s - nR_o V_i^2 D^2} \quad (3.35)$$

Os capacitores C_i e C_o são dimensionados através das expressões (3.36) e (3.37), respectivamente.

$$C_i = \frac{D^2 V_i [V_i L_o D + V_o L_i (2 - D)]^2}{8V_o^2 L_i^2 L_o \Delta V_{C_i} f_s^2} \quad (3.36)$$

$$C_o = \frac{[V_i (L_i + L_o) R_o D - V_o L_i L_o f_s]}{2V_o L_i L_o (L_i + L_o) R_o \Delta V_{C_o} f_s^2} \quad (3.37)$$

3.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Nesse capítulo foram propostas a utilização das topologias básicas de conversores CC-CC (Buck, Boost, Buck-Boost, SEPIC, ĆUK e ZETA) em sistemas modulares com conexão IPOP.

Foram apresentadas as formas de onda, ganho estático de um módulo, ganho estático do sistema modular, correntes de entrada e saída e característica externa de cada um dos conversores abordados. Essas abordagens são a base para as análises de auto compartilhamento, que seguirão adiante.

A característica de saída apresenta um dado importante para a utilização desses conversores não-isolados na configuração modular IPOP. Através da característica externa, pode-se visualizar que apenas em MCD os conversores apresentam um efeito tombante. Essa característica tombante é importante, porque mostra que o sistema é capaz de se adaptar aos desequilíbrios entre os módulos, diferente do que ocorre em MCC, quando não é possível dois

módulos com variações de razão cíclica operarem com o mesmo ganho estático (requisito dos sistemas modulares), por exemplo, causando instabilidade no sistema.

4 MECANISMO DE AUTO COMPARTILHAMENTO DAS CORRENTES NAS CONEXÕES IPOP

Este capítulo apresenta uma metodologia de análise do auto compartilhamento das correntes de entrada e de saída dos módulos, em regime permanente, na conexão modular IPOP diante de variações paramétricas entre os módulos, com os conversores operando em MCD; a metodologia é proposta e apresentada em Pagliosa (2018) e padroniza, através da característica de saída do conversor, a avaliação do mecanismo de auto compartilhamento. O comportamento das correntes será definido a partir da característica externa do conversor.

4.1 ANÁLISE ESTÁTICA DO MECANISMO DE AUTO COMPARTILHAMENTO DAS CORRENTES NA CONEXÃO IPOP

Um aspecto importante para avaliar o auto compartilhamento de corrente de uma topologia é o comportamento tombante da sua característica de saída. De acordo com Pagliosa (2018), o comportamento tombante corresponde a uma diminuição do ganho estático com o aumento da corrente de carga, como se pode observar nas características de saída dos conversores abordados no capítulo anterior (Figuras 3.4, 3.8, 3.12 e 3.20), na região de operação em MCD. Ainda nas Figuras 3.4, 3.8, 3.12 e 3.20, nota-se que cada modo de condução define um comportamento para o conversor, logo, a análise do auto compartilhamento também apresentará diferentes respostas de acordo com o modo de condução.

A corrente \bar{I}_o é uma grandeza adimensional, assim como o ganho estático G_{MCD} . Juntas, essas duas variáveis definem os parâmetros que serão avaliados na análise do auto compartilhamento.

Considerando que existam variações paramétricas entre os n módulos que compõem um sistema com conexão IPOP, e, sabendo que nesta conexão todos os módulos possuem as mesmas tensões de entrada e saída (logo o mesmo ganho estático), as expressões (3.4), (3.15), (3.22) e (3.30) podem ser reorganizadas para se obter (4.1).

$$\begin{aligned}
\overline{I_{o_2}} &= \left(\frac{D_2}{D_1}\right)^2 \overline{I_{o_1}} \\
\overline{I_{o_3}} &= \left(\frac{D_3}{D_1}\right)^2 \overline{I_{o_1}} \\
&\vdots \\
\overline{I_{o_n}} &= \left(\frac{D_n}{D_1}\right)^2 \overline{I_{o_1}}
\end{aligned} \tag{4.1}$$

Substituindo (3.5), (3.16), (3.23) e (3.31) em (4.1), e manipulando-a, são obtidas as expressões (4.2). L_1, L_2, \dots, L_n são as indutâncias presentes nas topologias Buck, Boost e Buck-Boost ou as indutâncias equivalentes das topologias SEPIC, ĆUK e ZETA, que são determinadas pelas expressões (3.27).

$$\begin{aligned}
I_{o_2} &= \frac{L_1}{L_2} \left(\frac{D_2}{D_1}\right)^2 I_{o_1} \\
I_{o_3} &= \frac{L_1}{L_3} \left(\frac{D_3}{D_1}\right)^2 I_{o_1} \\
&\vdots \\
I_{o_n} &= \frac{L_1}{L_n} \left(\frac{D_n}{D_1}\right)^2 I_{o_1}
\end{aligned} \tag{4.2}$$

A equação (4.3) obedece a Lei de Kirchoff das correntes de saída, sendo a somatória das correntes de saída de cada módulo igual à corrente total na carga.

$$I_o = I_{o_1} + I_{o_2} + \dots + I_{o_n} \tag{4.3}$$

Substituindo (4.2) em (4.3), obtém-se a expressão (4.4).

$$I_o = I_{o_1} \left[1 + \frac{L_{eq1}}{L_{eq2}} \left(\frac{D_2}{D_1}\right)^2 + \frac{L_{eq1}}{L_{eq3}} \left(\frac{D_3}{D_1}\right)^2 + \dots + \frac{L_{eq1}}{L_{eqn}} \left(\frac{D_n}{D_1}\right)^2 \right] \tag{4.4}$$

A equação (4.4) pode ser generalizada para a corrente de saída de qualquer módulo, como apresentado em (4.5) e (4.6); x representa qualquer um dos módulos que compõem o sistema modular. Através de (4.6) é possível conhecer o comportamento da corrente de saída de qualquer módulo em regime permanente, diante de variações nos parâmetros presentes.

$$I_o = I_{o_x} \left[\frac{L_{eq_x} \left(\frac{D_1}{D_x} \right)^2}{L_{eq_1}} + \frac{L_{eq_x} \left(\frac{D_2}{D_x} \right)^2}{L_{eq_2}} + \dots + \frac{L_{eq_x} \left(\frac{D_n}{D_x} \right)^2}{L_{eq_n}} \right] \quad (4.5)$$

$$I_{o_x} = \frac{I_o}{\left[\frac{L_{eq_x} \left(\frac{D_1}{D_x} \right)^2}{L_{eq_1}} + \frac{L_{eq_x} \left(\frac{D_2}{D_x} \right)^2}{L_{eq_2}} + \dots + \frac{L_{eq_x} \left(\frac{D_n}{D_x} \right)^2}{L_{eq_n}} \right]} \quad (4.6)$$

Considerando a lei da conservação de energia e a partir da expressão (4.5), determina-se uma expressão para a corrente de entrada, que pode ser visualizada em (4.7), onde I_i é a corrente de entrada total do sistema.

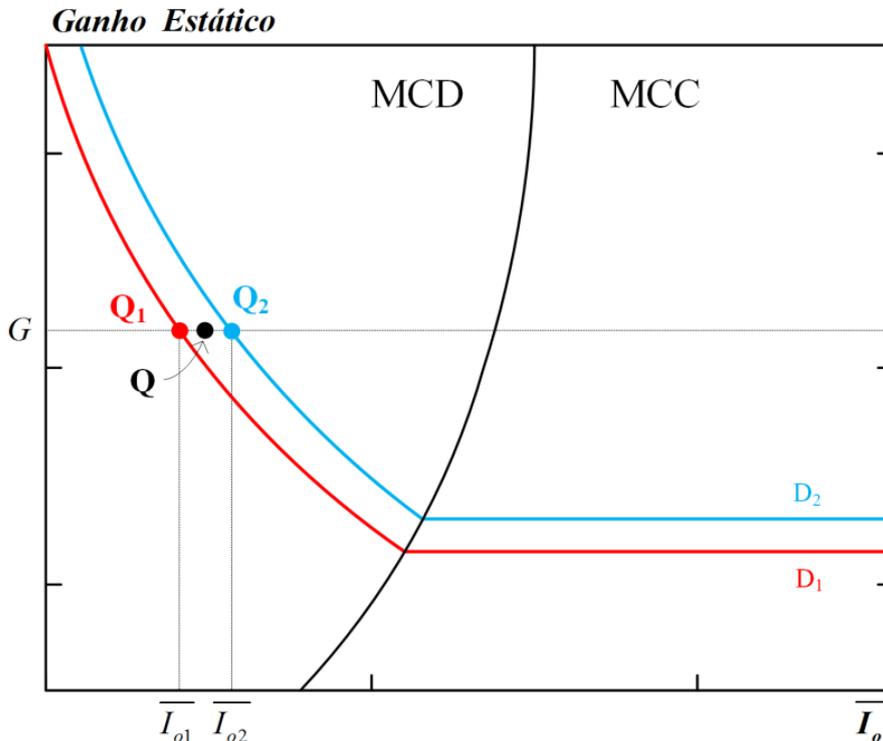
$$I_i = I_{i_x} \left[\frac{L_{eq_x} \left(\frac{D_1}{D_x} \right)^2}{L_{eq_1}} + \frac{L_{eq_x} \left(\frac{D_2}{D_x} \right)^2}{L_{eq_2}} + \dots + \frac{L_{eq_x} \left(\frac{D_n}{D_x} \right)^2}{L_{eq_n}} \right] \quad (4.7)$$

Reescrevendo a expressão (4.7) para encontrar o valor médio da corrente de entrada de qualquer módulo, obtém-se (4.8).

$$I_{i_x} = \frac{I_i}{\left[\frac{L_{eq_x} \left(\frac{D_1}{D_x} \right)^2}{L_{eq_1}} + \frac{L_{eq_x} \left(\frac{D_2}{D_x} \right)^2}{L_{eq_2}} + \dots + \frac{L_{eq_x} \left(\frac{D_n}{D_x} \right)^2}{L_{eq_n}} \right]} \quad (4.8)$$

A Figura 4.1 mostra as curvas da característica externa para uma variação paramétrica na razão cíclica de um conversor composto por dois módulos, na qual a diferença entre os valores de razão cíclica entre os módulos é de 5%.

Figura 4.1 - Característica de saída com diferentes pontos de operação.



Fonte: Autoria própria.

Na conexão modular IPOPOP, os conversores operam com o mesmo ganho estático e, dessa forma, para um mesmo ganho visto em diferentes curvas, observa-se diferentes pontos de operação, que por sua vez, resultam em diferentes valores de corrente de carga parametrizada.

O ponto de operação da conexão modular (Q) corresponde ao ponto médio de operação dos módulos; a corrente parametrizada global corresponde a média dos valores da corrente de carga parametrizada de cada módulo.

Ainda sobre as curvas da Figura 4.1, para módulos operando com diferentes valores de razão cíclica em MCC, observa-se a impossibilidade de encontrar um ponto de equilíbrio naturalmente, já que dois módulos com razões cíclicas diferentes não conseguem operar com o mesmo ganho estático. Esse fato causa o fenômeno de apenas um conversor assumir toda a potência de carga e o(s) outro(s) operar(em) a vazio, ou até mesmo se tornarem carga.

Diante desse comportamento, este trabalho propõe usar o MCD nos conversores não-isolados para conectá-los na conexão IPOPOP.

4.2 ANÁLISE DINÂMICA DO MECANISMO DE AUTO COMPARTILHAMENTO DAS CORRENTES NA CONEXÃO IPOP

Os módulos de um conversor modular estão sujeitos a perturbações. Pulsos espúrios de comando em um interruptor controlado, falha em um dos capacitores de equalização, ou até mesmo, a falha completa de um determinado módulo, são exemplos de situações que podem desequilibrar as correntes nos módulos (FAUST, 2014). Assim, para verificar se o conversor modular não-isolado tem a capacidade de estabilizar novamente as correntes nos módulos diante de uma perturbação, é feita nesta seção uma análise dinâmica do mecanismo de auto compartilhamento das correntes para os sistemas modulares de conversores SEPIC e ĆUK com conexão IPOP. A análise dinâmica que será descrita a seguir também foi proposta por Faust (2014), e neste trabalho, essa metodologia será aplicada nos conversores não-isolados.

Após uma perturbação, a operação de cada módulo em pontos distintos durante o transitório faz com que as tensões sobre os indutores também sejam distintas, provocando um valor médio de tensão não nulo. Se o valor médio não é nulo, a corrente de um módulo aumenta até assumir toda a corrente do sistema modular, como ocorre em MCC, por exemplo. Em MCD, através de uma transferência de carga entre os módulos, o sistema é capaz de equilibrar novamente as correntes.

Como já mencionado, uma variação paramétrica causada por uma perturbação causará um desequilíbrio entre as tensões nos indutores; o valor instantâneo desse desequilíbrio (ΔV_L) é definido por (4.9), e é a diferença entre as tensões nos indutores de entrada de dois módulos.

$$\begin{aligned}\Delta V_{L_1} &= V_{L_1} - V_{L_2} \\ \Delta V_{L_2} &= V_{L_2} - V_{L_3} \\ &\vdots \\ \Delta V_{L_{n-1}} &= V_{L_{n-1}} - V_{L_n}\end{aligned}\tag{4.9}$$

A análise do desequilíbrio entre as tensões dos módulos durante o transitório considera os parâmetros dos conversores idênticos, como descrito em (4.10) e (4.11).

$$L_1 = L_2 = \dots = L_n\tag{4.10}$$

$$D_1 = D_2 = \dots = D_n \quad (4.11)$$

As tensões nos indutores são dadas pelas expressões (4.12), onde as indutâncias são consideradas idênticas, como em (4.10).

$$\begin{aligned} V_{L_1} &= L \frac{di_1}{dt} \\ V_{L_2} &= L \frac{di_2}{dt} \\ &\vdots \\ V_{L_n} &= L \frac{di_n}{dt} \end{aligned} \quad (4.12)$$

Substituindo (4.9) em (4.12), obtém-se as expressões (4.13).

$$\begin{aligned} \Delta V_{L_1} &= \frac{L_1 d(i_1 - i_2)}{dt} \\ \Delta V_{L_2} &= \frac{L_2 d(i_2 - i_3)}{dt} \\ &\vdots \\ \Delta V_{L_{n-1}} &= \frac{L_{n-1} d(i_{n-1} - i_n)}{dt} \end{aligned} \quad (4.13)$$

Para analisar o mecanismo de auto compartilhamento das correntes, um distúrbio de corrente (Δi) será introduzido, conforme (4.14). Os termos α definem uma fração inicial do distúrbio na corrente de entrada de cada módulo, denominado fator de perturbação.

$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{i}{n} + \alpha_1 \Delta i \\ i_2 &= \frac{i}{n} + \alpha_2 \Delta i \\ &\vdots \\ i_n &= \frac{i}{n} + \alpha_n \Delta i \end{aligned} \quad (4.14)$$

Satisfazendo a Lei de Kirchoff das correntes na equação (4.15), pode se concluir que o somatório dos distúrbios introduzidos em cada módulo é igual a zero, conforme (4.16).

$$i = i_1 + i_2 + \dots + i_n \quad (4.15)$$

$$(\alpha_1 + \alpha_2 + \dots + \alpha_n)\Delta i = 0 \quad (4.16)$$

Substituindo (4.14) em (4.13), tem-se (4.17).

$$\begin{aligned} \Delta V_{L_1} &= L_i (\alpha_1 - \alpha_2) \frac{d\Delta i}{dt} \\ \Delta V_{L_2} &= L_i (\alpha_2 - \alpha_3) \frac{d\Delta i}{dt} \\ &\vdots \\ \Delta V_{L_{n-1}} &= L_i (\alpha_{n-1} - \alpha_n) \frac{d\Delta i}{dt} \end{aligned} \quad (4.17)$$

As expressões para o valor médio das correntes de entrada de cada módulo são apresentadas em (4.18), onde os parâmetros de cada módulo são considerados iguais.

$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{D^2 V_{i_1}}{2L_{eq} f_s} \\ i_2 &= \frac{D^2 V_{i_2}}{2L_{eq} f_s} \\ &\vdots \\ i_n &= \frac{D^2 V_{i_n}}{2L_{eq} f_s} \end{aligned} \quad (4.18)$$

Sabendo que na primeira etapa $V_L = V_i$, as expressões de (4.18) podem ser utilizadas para encontrar ΔV_L , como mostra (4.19).

$$\begin{aligned}
\Delta V_{L_1} &= \frac{2L_{eq}f_s}{D^2}(i_1 - i_2) \\
\Delta V_{L_2} &= \frac{2L_{eq}f_s}{D^2}(i_2 - i_3) \\
&\vdots \\
\Delta V_{L_{n-1}} &= \frac{2L_{eq}f_s}{D^2}(i_{n-1} - i_n)
\end{aligned} \tag{4.19}$$

Substituindo (4.14) em (4.19), obtém-se as expressões (4.20).

$$\begin{aligned}
\Delta V_{L_1} &= \frac{2L_{eq}f_s}{D^2}(\alpha_1 - \alpha_2)\Delta i \\
\Delta V_{L_2} &= \frac{2L_{eq}f_s}{D^2}(\alpha_2 - \alpha_3)\Delta i \\
&\vdots \\
\Delta V_{L_{n-1}} &= \frac{2L_{eq}f_s}{D^2}(\alpha_{n-1} - \alpha_n)\Delta i
\end{aligned} \tag{4.20}$$

Igualando (4.17) e (4.20), tem-se (4.21).

$$\frac{d\Delta i}{dt} = \frac{2L_{eq}f_s}{L_i D^2} \Delta i \tag{4.21}$$

Aplicando a transformada de Laplace em (4.21), a expressão (4.22) é obtida.

$$s\Delta i(s) - \Delta i(0) = \frac{2L_{eq}f_s}{L_i D^2} \Delta i(s) \tag{4.22}$$

Isolando $\Delta i(s)$ em (4.22), define-se (4.23).

$$\Delta i(s) = \frac{\Delta i(0)}{s + \frac{2L_{eq}f_s}{L_i D^2}} \tag{4.23}$$

A aplicação do teorema do valor final em (4.23), mostra que a perturbação de corrente introduzida tende a zero, conforme pode ser observado em (4.24). Isso significa que as correntes dos módulos são estáveis e entram em equilíbrio em regime permanente.

$$\Delta i(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} [s \Delta i(s)] = \lim_{s \rightarrow 0} \left[\frac{s \Delta i(0)}{s + \frac{2L_{eq}f_s}{L_i D^2}} \right] = 0 \quad (4.24)$$

Ao aplicar a transformada inversa de Laplace na equação (4.23) e substituindo o resultado em (4.14), são obtidas as expressões descritas em (4.25), que representam o comportamento das correntes de entrada de cada módulo diante de uma perturbação para qualquer instante de tempo.

$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{i}{n} + \alpha_1 \Delta i(0) e^{-\frac{2L_{eq}f_s}{L_i D^2} t} \\ i_2 &= \frac{i}{n} + \alpha_2 \Delta i(0) e^{-\frac{2L_{eq}f_s}{L_i D^2} t} \\ &\quad \vdots \\ i_n &= \frac{i}{n} + \alpha_n \Delta i(0) e^{-\frac{2L_{eq}f_s}{L_i D^2} t} \end{aligned} \quad (4.25)$$

4.3 ANÁLISE QUANTITATIVA DO MECANISMO DE AUTO COMPARTILHAMENTO DOS CONVERSORES CC-CC

Esta seção apresenta o projeto dos conversores SEPIC e ĆUK, a partir de uma lista de especificações. O projeto é realizado para dimensionar os componentes necessários para simulação numérica e elaboração de protótipos desses conversores. O objetivo das simulações e resultados experimentais é validar as análises de autoequilíbrio das topologias quando operando em MCD.

4.3.1 Especificações de projeto

Na Tabela 4.1 são apresentadas as especificações de projeto utilizadas.

Tabela 4.1 - Especificações de projeto.

Parâmetros		Valores
D	Razões cíclicas	0,35
V_i	Tensão de entrada	200 V
V_o	Tensão de saída	125 V
f_s	Frequência de comutação	30 kHz
Δi_{Li}	Ondulação das correntes de entrada	15%
ΔV_{Ci}	Ondulação da tensão nos capacitores de entrada	12% (SEPIC) 8% (ĆUK)
ΔV_{Co}	Ondulação da tensão nos capacitores de saída	1%
P_o	Potência de saída	1500 W
n	Número de módulos	3

Fonte: Autoria própria.

Com as equações de projeto apresentadas no capítulo anterior, são encontrados os valores mostrados na Tabela 4.2 para as grandezas que fazem parte dos conversores.

Tabela 4.2 - Valores dos componentes utilizados no projeto dos conversores.

Parâmetros		Valores
L_i	Indutores de entrada	6 mH
L_o	Indutores de saída	167,9 μ H
C_i	Capacitores de entrada	2,2 μ F
C_o	Capacitores de saída	55,296 μ F

Fonte: Autoria própria.

4.3.2 Auto compartilhamento estático e resultados de simulação numérica

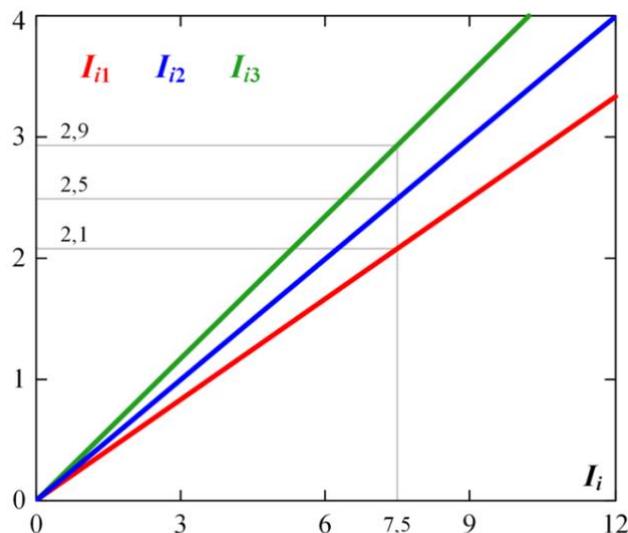
Para validar a equação (4.8), são realizadas análises com variações nos parâmetros de uma conexão composta por três módulos, tendo como referência os parâmetros apresentados nas Tabelas 4.1 e 4.2.

A Figura 4.2 mostra a sensibilidade do mecanismo de autoequilíbrio dos valores médios das correntes de entrada dos conversores diante de uma variação de cerca de 8,5% no valor da razão cíclica na expressão (4.8). Sabendo que a corrente de entrada do sistema em condições nominais é de 7,5 A para as especificações apresentadas anteriormente, as correntes de entrada de cada módulo devem ser 2,1 A, 2,5 A e 2,9 A para razões cíclicas de 0,32, 0,35 e 0,38, respectivamente.

A Figura 4.3, por sua vez, mostra o comportamento dos valores médios das correntes de entrada de cada módulo, para uma variação de 15 % na indutância equivalente [definida pela expressão (3.27)] de cada conversor que compõe o sistema modular. As indutâncias equivalentes utilizadas foram de 138,8 μH , 163,3 μH (valor nominal) e 187,8 μH .

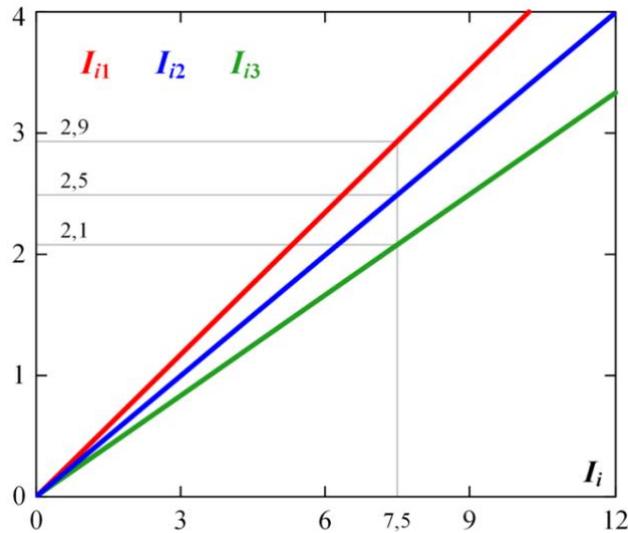
Com essas análises, pode-se visualizar como as diferenças na razão cíclica e nas indutâncias interferem na distribuição das correntes e no equilíbrio de potências entre os módulos. No entanto, ainda assim há um ponto de operação estável (com divisão de corrente entre os módulos). Além disso, o desbalanço é aceitável e dentro da mesma faixa de variação das diferenças paramétricas consideradas.

Figura 4.2 - Correntes de entrada para variações na razão cíclica ($D_1 = 0,32$, $D_2 = 0,35$ e $D_3 = 0,38$).



Fonte: Autoria própria.

Figura 4.3 - Correntes de entrada para variações de 15% em L_{eq} . ($L_{eq1} = 138,8 \mu\text{H}$, $L_{eq2} = 163,3 \mu\text{H}$ e $L_{eq3} = 187,8 \mu\text{H}$).



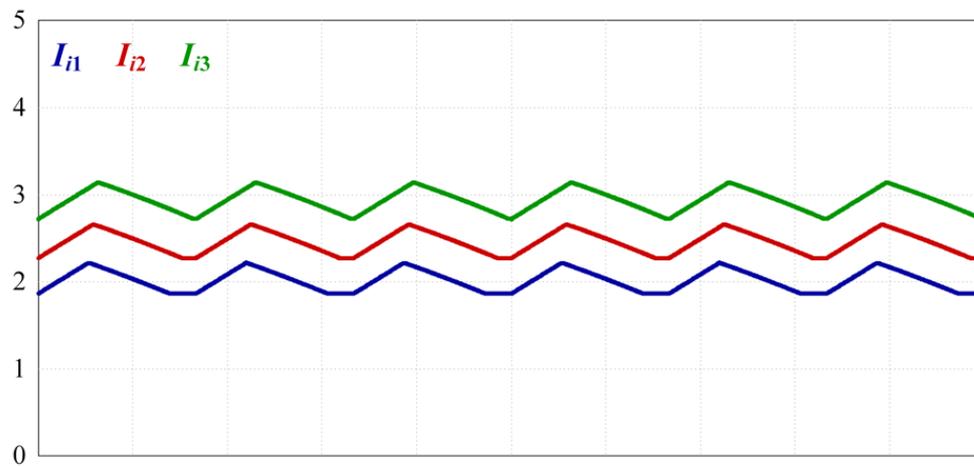
Fonte: Autoria própria.

Nas Figuras 4.4 e 4.5 são apresentados, respectivamente, resultados de simulação para uma variação na razão cíclica e nas indutâncias equivalentes para três conversores SEPIC IPOP. O resultado mostrado na Figura 4.4 foi alcançado utilizando razões cíclicas de 0,32, 0,35 e 0,38 para os módulos 1, 2 e 3, respectivamente. Já o resultado da Figura 4.5, foi obtido variando-se os valores das indutâncias de saída: módulo 1 com $142,0 \mu\text{H}$, módulo 2 com $167,9 \mu\text{H}$ e módulo 3 com $195 \mu\text{H}$, resultando em indutâncias equivalentes de $138,8 \mu\text{H}$, $163,3 \mu\text{H}$ e $187,8 \mu\text{H}$, respectivamente.

Na Figura 4.6 é apresentado o resultado de simulação de três módulos de conversores \acute{C} UK, para uma variação de 8,5% na razão cíclica entre os módulos: módulo 1 com razão cíclica de 0,32, módulo 2 com razão cíclica de 0,35 (nominal) e módulo 3 com razão cíclica 0,38.

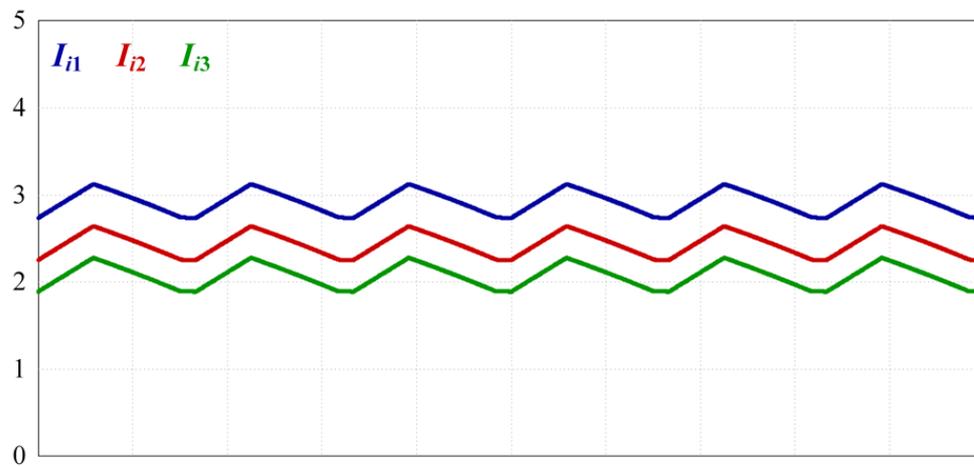
Na Figura 4.7, a variação é de 15% nas indutâncias equivalentes dos módulos que compõem o sistema ($L_{o1} = 142,0 \mu\text{H}$, $L_{o2} 167,9 \mu\text{H}$ e $L_{o3} = 195 \mu\text{H}$, resultando em indutâncias equivalentes de $138,8 \mu\text{H}$, $163,3 \mu\text{H}$ e $187,8 \mu\text{H}$, respectivamente).

Figura 4.4 - Correntes de entrada de cada módulo SEPIC para uma simulação com variações na razão cíclica ($D_1 = 0,32$, $D_2 = 0,35$ e $D_3 = 0,38$).



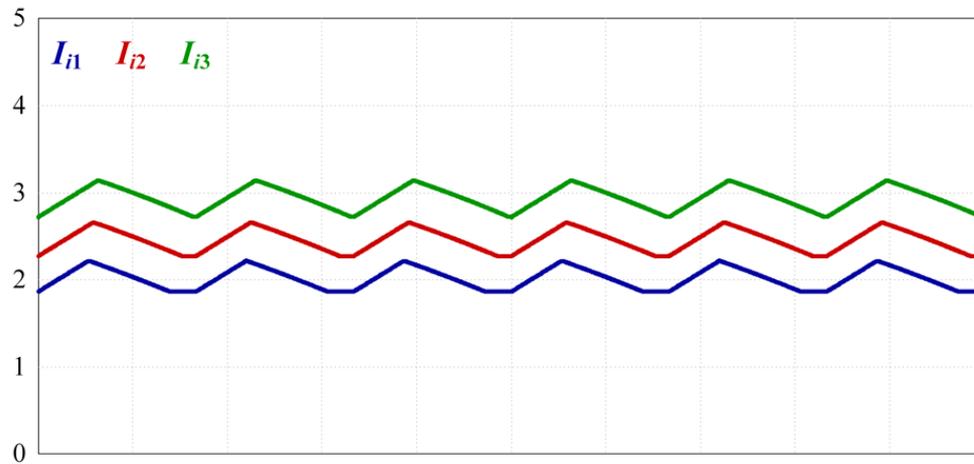
Fonte: Autoria própria.

Figura 4.5 - Correntes de entrada de cada módulo SEPIC para uma simulação com variações de 10% na indutância equivalente ($L_{eq1} = 138,8 \mu\text{H}$, $L_{eq2} = 163,3 \mu\text{H}$ e $L_{eq3} = 187,8 \mu\text{H}$).



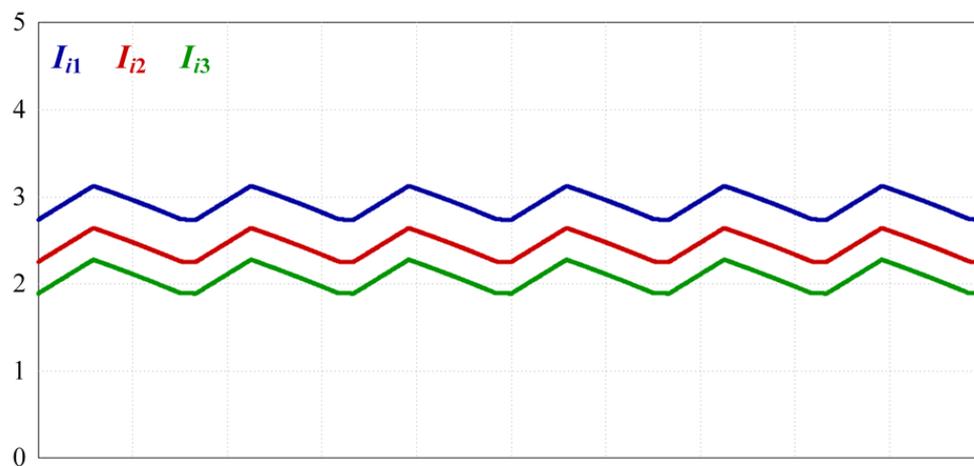
Fonte: Autoria própria.

Figura 4.6 - Correntes de entrada de cada módulo ĆUK para uma simulação com variações na razão cíclica ($D_1 = 0,32$, $D_2 = 0,35$ e $D_3 = 0,38$).



Fonte: Autoria própria.

Figura 4.7 - Correntes de saída de cada módulo ĆUK para uma simulação com variações de 10% na indutância equivalente ($L_{eq1} = 138,8 \mu\text{H}$, $L_{eq2} = 163,3 \mu\text{H}$ e $L_{eq3} = 197,8 \mu\text{H}$).



Fonte: Autoria própria.

As curvas mostram que as diferenças paramétricas causam um desequilíbrio na distribuição da corrente entre os módulos, porém, é evidente que naturalmente o sistema é capaz de encontrar um ponto de operação estável. Os valores médios mensurados das correntes de entrada foram de aproximadamente 2,1 A, 2,5 A e 2,9 A, para todos os casos de variações paramétricas apresentadas. Esses valores convergem com os resultados mostrados nas Figuras 4.2 e 4.3. Dessa forma, valida-se o auto compartilhamento de conversores não-isolados operando em MCD.

4.3.3 Auto compartilhamento dinâmico e resultados de simulação numérica

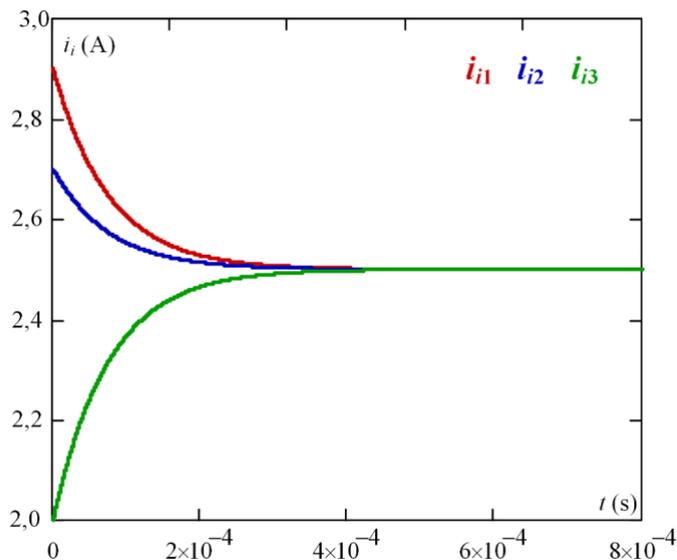
A expressão (4.25) representa o comportamento das correntes de entrada de cada módulo diante de uma perturbação. Ao aplicar as especificações e grandezas das Tabelas 4.1, 4.2 e 4.3 em (4.25), tem-se a Figura 4.8, que ilustra a análise dinâmica do mecanismo de auto compartilhamento para os conversores modulares com conexão IPOPOP de três módulos. Inicialmente, cada conversor possui uma corrente com valor inicial diferente dos demais. Ao alcançar o regime permanente, o sistema busca o equilíbrio e as correntes dos três módulos convergem para um mesmo patamar.

Tabela 4.3 - Demais parâmetros utilizados na análise dinâmica do conversor.

	Parâmetros	Valor
Δi	Máximo valor do desequilíbrio de corrente	1 A
α_1	Fator de perturbação na corrente i_1	0,4
α_2	Fator de perturbação na corrente i_2	0,2
α_3	Fator de perturbação na corrente i_3	- 0,5

Fonte: Autoria própria.

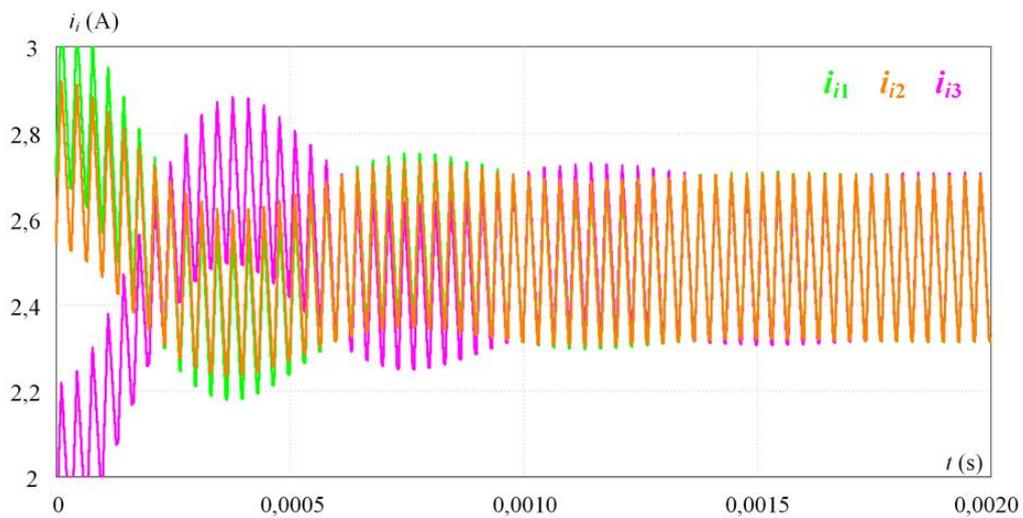
Figura 4.8 - Análise dinâmica do mecanismo de autoequilíbrio.



Fonte: Autoria própria.

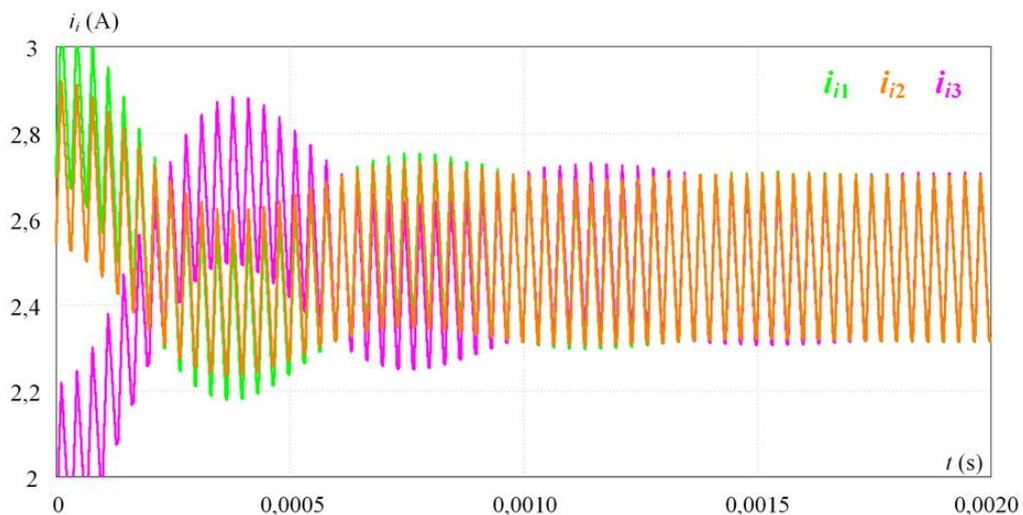
Na Figura 4.9 é apresentado o resultado de simulação ao aplicar as perturbações nas correntes de entrada de três módulos de conversores SEPIC. Na Figura 4.10, o resultado é para os conversores \acute{C} UK. Os valores médios de correntes em cada conversor inicialmente são de 2,9 A, 2,7 A e 2,1 A. Ao alcançar o regime permanente os três módulos possuem 2,5 A de corrente média na entrada.

Figura 4.9 - Resultado de simulação das correntes de entrada dos módulos SEPIC, após uma perturbação.



Fonte: Autoria própria.

Figura 4.10 - Resultado de simulação das correntes de entrada dos módulos \acute{C} UK, após uma perturbação.



Fonte: Autoria própria.

Através das Figuras 4.8, 4.9 e 4.10, verifica-se que o resultado simulado é semelhante ao resultado numérico da expressão levantada anteriormente (apesar da ondulação em alta frequência na simulação, o comportamento é o mesmo) e também se verifica que após a perturbação, o sistema retorna ao ponto de equilíbrio. A diferença no tempo de assentamento, no modelo chaveado é um pouco maior; essa diferença pode ser explicada pelo modelo chaveado não ser linear, enquanto os resultados da figura 4.8 utilizam o modelo linearizado.

4.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Nesse capítulo foram apresentadas as análises estática e dinâmica do mecanismo de auto compartilhamento em sistemas modulares de conversores não-isolados, com entrada em paralelo e com saída em paralelo (IPOP).

Com base nas características de saída desses conversores, foi realizada uma análise que comprova que o sistema apresenta um ponto de operação estável, mesmo na presença de variações paramétricas, nos conversores não isolados operando em DCM. Através da análise estática também se verificou que é possível mensurar o desequilíbrio na distribuição de correntes entre os módulos.

Após a análise estática, foi apresentada uma análise dinâmica, que mostra que os sistemas retornam a um ponto de operação estável após perturbações nos módulos.

Para realização da análise quantitativa, foram projetados dois sistemas IPOP: o primeiro constituído de três módulos de conversores SEPIC e o segundo formado por três conversores \acute{C} UK e, através de simulação numérica, a análise foi validada.

Neste contexto, pode-se concluir que, se o conversor CC-CC não isolado no MCD possui compartilhamento natural de corrente e pode ser conectado na forma IPOP sem adição de controles extras.

5 MODELAGEM DOS SISTEMAS MODULARES, CONSTRUÇÃO DOS PROTÓTIPOS E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Este capítulo objetiva apresentar os resultados experimentais, de forma que o auto compartilhamento nos conversores não-isolados na conexão IPOP possa ser comprovado em laboratório.

Em um primeiro momento será apresentado o esquema de controle do sistema, no qual está incluída a modelagem dinâmica da planta para realizar o projeto dos compensadores. Em seguida, são apresentadas as etapas de construção do protótipo. Por fim, são apresentados os resultados experimentais obtidos em testes de bancada.

5.1 MODELO DINÂMICO DOS SISTEMAS MODULARES SEPIC E CUK ORIENTADO PARA O CONTROLE DA TENSÃO DE SAÍDA

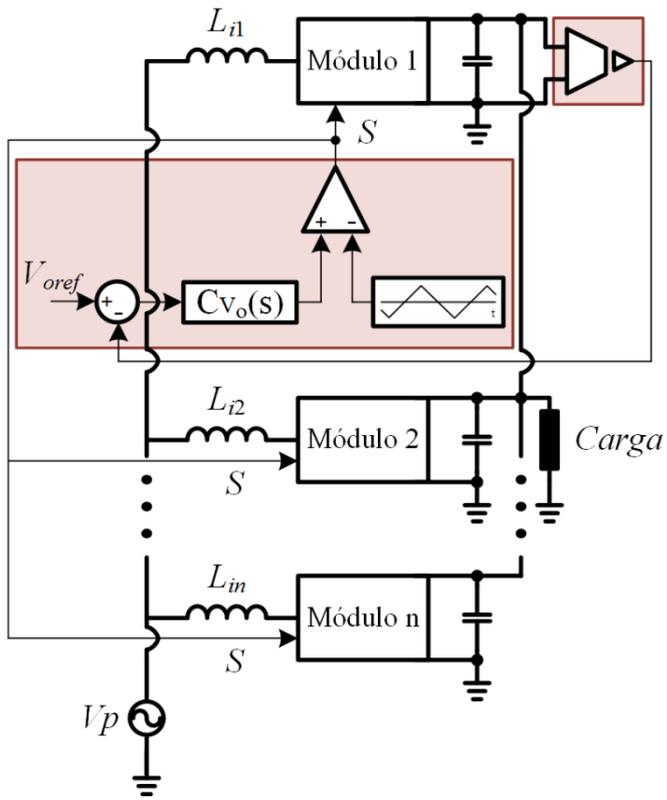
O mecanismo de auto compartilhamento de corrente dos sistemas de conversores SEPIC e CUK em conexão IPOP e operando em MCD permite o emprego de um sistema de controle único para a conexão modular, não sendo necessário o controle individualizado por módulo. Dessa forma, é proposto um sistema simples de controle, apenas para a tensão de saída.

O diagrama de controle dos sistemas é ilustrado na Figura 5.1. Nota-se nesta figura que não há malhas de controle adicionais, exclusivas para garantir o compartilhamento de corrente entre os módulos. Dessa forma, faz-se necessário encontrar apenas a planta da tensão de saída pela razão cíclica. Para se obter a função transferência da tensão de saída pela razão cíclica, utiliza-se o modelo simplificado dos conversores SEPIC e CUK em MCD, apresentado na Figura 5.2. Para simplificar a análise, todos os parâmetros de cada módulo são considerados idênticos.

Com base na Figura 5.2, pela lei de Kirchhoff das correntes, tem-se a expressão (5.1).

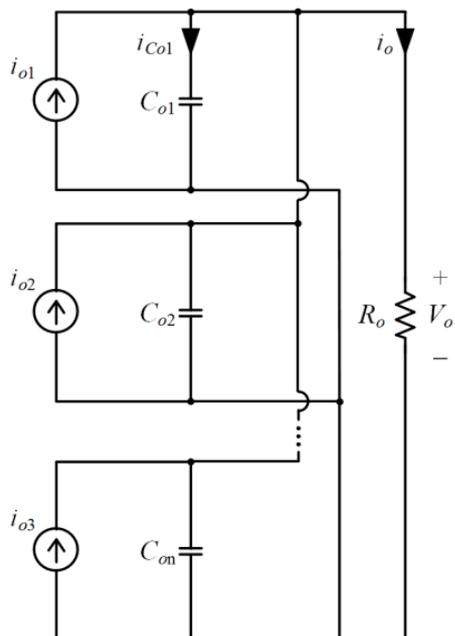
$$i_{o_1}(d, v_o) = i_{Co_1} + \frac{i_o}{n} \quad (5.1)$$

Figura 5.1 - Diagrama de controle do sistema.



Fonte: Autoria própria.

Figura 5.2 - Modelo simplificado para obtenção da planta de tensão de saída.



Fonte: Autoria própria.

Reescrevendo (5.1), com as definições de corrente no capacitor e no resistor, tem-se a expressão (5.2), onde C_o é a capacitância de qualquer um dos conversores do sistema.

$$i_{o_1}(d, v_o) = C_o \frac{dv_o}{dt} + \frac{v_o}{nR_o} \quad (5.2)$$

Aplicando as perturbações previstas pelo modelo de pequenos sinais, a expressão (5.2) resulta em (5.3).

$$(I_{o_1} + \hat{i}_{o_1})(D + \hat{d}, V_o + \hat{v}_o) = C_o \frac{d(V_o + \hat{v}_o)}{dt} + \frac{(V_o + \hat{v}_o)}{nR_o} \quad (5.3)$$

Linearizando a expressão (5.3), é obtida a expressão (5.4).

$$\hat{i}_{o_1}(\hat{d}, \hat{v}_o) = C_o \frac{d\hat{v}_o}{dt} + \frac{\hat{v}_o}{nR_o} \quad (5.4)$$

A corrente de saída de cada módulo é dada por (3.28), e reescrita para o módulo 1 em (5.5), onde L_{eq} é a indutância equivalente resultante entre as duas indutâncias dos conversores SEPIC ou ĆUK.

$$i_{o_1} = \frac{d^2 V_i^2}{2v_o L_{eq} f_s} \quad (5.5)$$

Ao analisar a equação (5.5), pode-se perceber que a corrente de saída depende do valor da razão cíclica. A razão cíclica variando, faz com que a tensão de saída também apresente uma alteração, ocasionando, desta maneira, outra mudança no valor da corrente. Dessa forma, a corrente de saída depende tanto da razão cíclica quanto da tensão de saída. Aplicando uma perturbação na razão cíclica, há uma variação direta na corrente de saída, como se vê em (5.5), e uma variação indireta, ocasionada pela variação da tensão de saída. Sendo assim, a variação

de corrente, para uma determinada perturbação na razão cíclica, pode ser dada em funções parciais, da maneira apresentada na expressão (5.6).

$$\hat{i}_{o_1}(\hat{d}, \hat{v}_o) = \frac{\partial i_o}{\partial d} \hat{d} + \frac{\partial i_o}{\partial v_o} \hat{v}_o \quad (5.6)$$

Substituindo (5.5) em (5.6) e realizando as operações necessárias, obtém-se (5.7).

$$\hat{i}_{o_1}(\hat{d}, \hat{v}_o) = \frac{DV_i^2}{V_o L_{eq} f_s} \hat{d} - \frac{D^2 V_i^2}{2V_o^2 L_{eq} f_s} \hat{v}_o \quad (5.7)$$

Igualando (5.7) a (5.4), chega-se à expressão (5.8), onde C_o é a capacitância de saída de um único módulo.

$$\frac{DV_i^2}{V_o L_{eq} f_s} \hat{d} - \frac{D^2 V_i^2}{2V_o^2 L_{eq} f_s} \hat{v}_o = C_o \frac{d\hat{v}_o}{dt} + \frac{\hat{v}_o}{nR_o} \quad (5.8)$$

Após aplicar a Transformada de Laplace em (5.8), tem-se como resultado a expressão (5.9).

$$\frac{DV_i^2}{V_o L_{eq} f_s} d(s) - \frac{D^2 V_i^2}{2V_o^2 L_{eq} f_s} v_o(s) = sC_o v_o(s) + \frac{1}{nR_o} v_o(s) \quad (5.9)$$

Por fim, reorganizando (5.9) a fim de se obter a função transferência de tensão pela razão cíclica para o modelo de pequenos sinais, tem-se à expressão apresentada em (5.10).

$$\frac{v_o(s)}{d(s)} = \frac{\frac{DV_i^2}{V_o L_{eq} f_s}}{C_o s + \frac{D^2 V_i^2}{2V_o^2 L_{eq} f_s} + \frac{1}{nR_o}} \quad (5.10)$$

Observando a função transferência indicada em (5.10), percebe-se que esta leva em conta o número de módulos conectados. Dessa forma, o modelo é válido para uma conexão de n módulos.

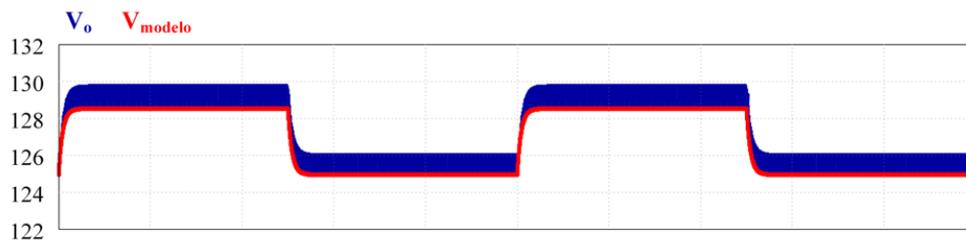
5.2 VALIDAÇÃO DA FUNÇÃO TRANSFERÊNCIA

A validação da função transferência [apresentada em (5.10)] utiliza os parâmetros apresentados nas Tabelas 4.1 e 4.2. O sistema modular é simulado aplicando um degrau de cerca de 3% na razão cíclica.

5.2.1 Conversor SEPIC

Para o conversor SEPIC, o resultado encontra-se na Figura 5.3 para 3 e para 5 conversores operando em paralelo. Ao observar a Figura 5.3, nota-se que a resposta dinâmica do modelo de pequenos sinais segue a resposta do conversor e ambas apresentam o mesmo comportamento, validando dessa forma a função transferência obtida.

Figura 5.3 - Validação da função transferência para o conversor SEPIC: (a) 3 conversores em paralelo e (b) 5 conversores em paralelo.



(a)



(b)

Fonte: Autoria própria.

5.2.2 Conversor ĆUK

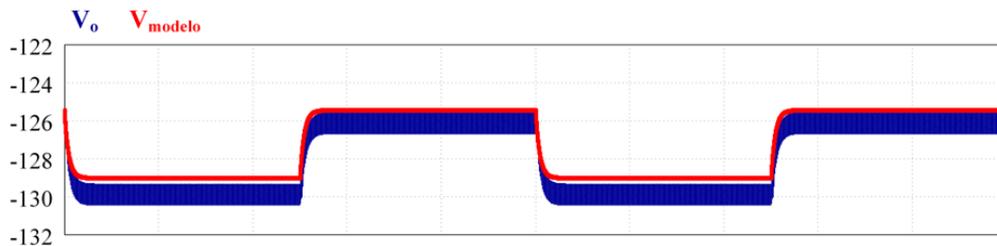
Para o conversor ĆUK, a validação da função transferência se encontra na Figura 5.4 também para 3 e para 5 conversores operando em paralelo. A resposta dinâmica do modelo de pequenos sinais para o conversor ĆUK também segue a resposta do conversor, e ambas apresentam o mesmo comportamento, validando dessa forma a sua função transferência.

5.3 PROJETO DO COMPENSADOR

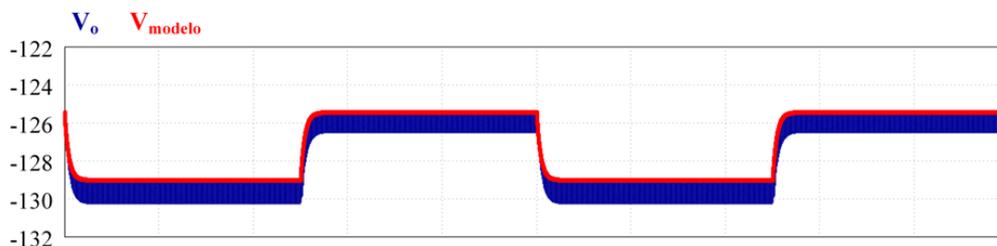
Substituindo os valores dos parâmetros da Tabela 4.2, a função transferência do caso em estudo, referente aos conversores SEPIC e ĆUK, é apresentada na expressão (5.11). O diagrama de Bode desta função transferência se encontra na Figura 5.5.

$$G(s) = \frac{380900}{s + 1067} \quad (5.11)$$

Figura 5.4 - Validação da função transferência para o conversor ĆUK: (a) 3 conversores em paralelo e (b) 5 conversores em paralelo.



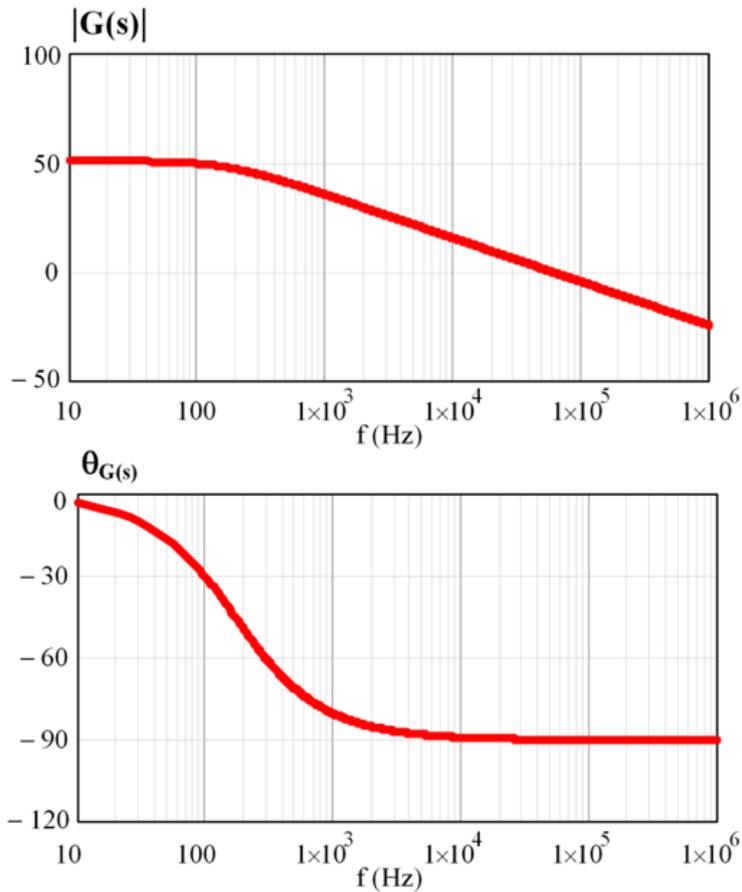
(a)



(b)

Fonte: Autoria própria.

Figura 5.5 - Diagrama de Bode dos sistemas SEPIC e ĆUK não-compensados.

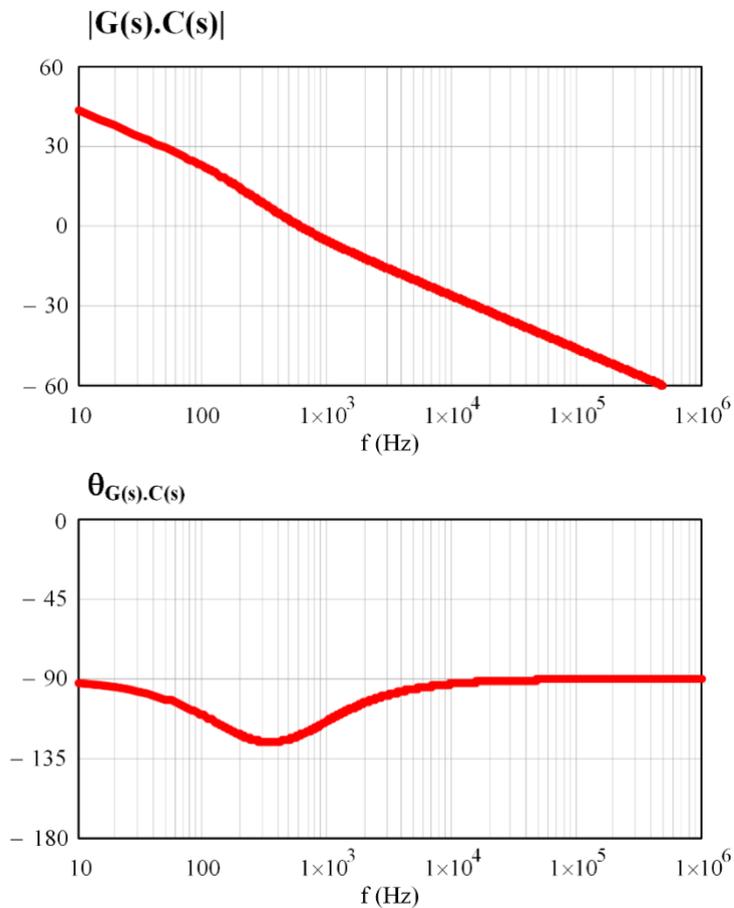


Fonte: Autoria própria.

O controle da tensão de saída do sistema pode ser realizado com um controlador PI. O controlador foi projetado para uma frequência de cruzamento de 600 Hz e margem de fase de 60°. O sensoriamento foi realizado por um divisor resistivo com ganho de 0,01404. O compensador PI projetado é encontrado na expressão (5.12). Na Figura 5.6, tem-se o diagrama de Bode para o sistema compensado.

$$C(s) = \frac{1,226(s + 3876)}{s} \quad (5.12)$$

Figura 5.6 - Diagrama de Bode dos sistemas SEPIC e \acute{C} UK compensados.



Fonte: Autoria pr3pria.

5.4 CONSTRUÇÃO DOS PROT3TIPOS

Utilizando as Tabelas 4.1 e 4.2 e as equa33es de projeto foram determinados os componentes para constru33o dos prot3tipos dos sistemas modulares SEPIC e \acute{C} UK. Os componentes utilizados nos prot3tipos s3o apresentados no Quadro 5.1, e s3o os mesmos para os dois sistemas.

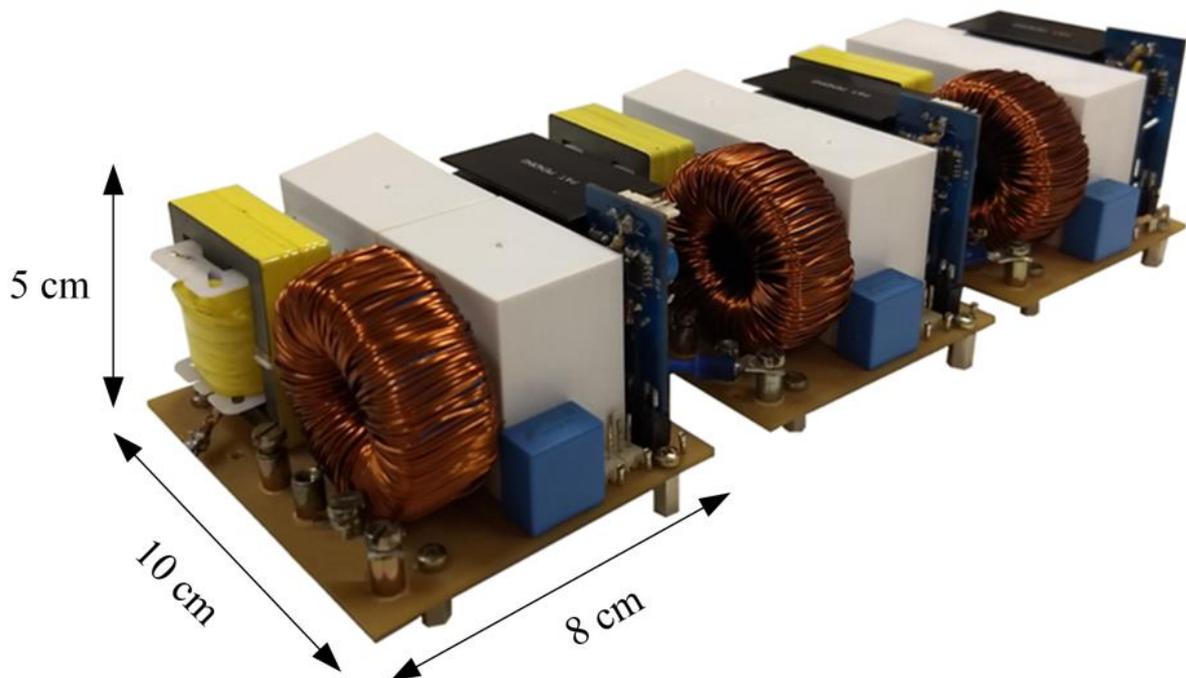
Na Figura 5.7 tem-se uma imagem dos prot3tipos constru33os.

Quadro 5.1 - Componentes utilizados na montagem do protótipo.

Componentes	Especificações
Indutores L_i	Indutância: 6 mH Número de espiras: 207 Fio condutor: 18 AWG Núcleo: APH46P60
Indutores L_o	Indutância: 167,9 μ H Número de espiras: 36 Fio condutor: 32x32 AWG Núcleo: EE 42/15 3C90
Capacitores C_i	EPCOS – 2,2 μ F/250V
Capacitores C_o	KEMET C4A – 2x30 μ F/250V
Transistores S	SCT3120AL – 650V/21A
Diodos D_o	R1560PF2 – 600V/15A

Fonte: Autoria própria.

Figura 5.7 - Fotografia dos protótipos construídos.



Fonte: Autoria própria.

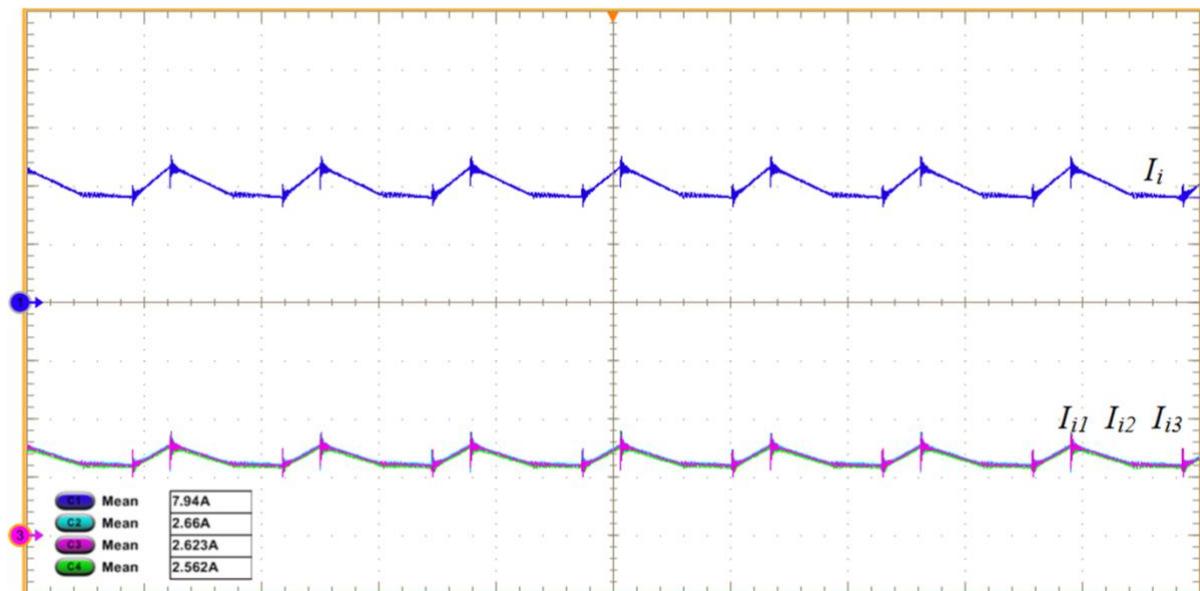
5.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA UM SISTEMA MODULAR IPOP DE CONVERSORES CC-CC SEPIC

Nesta seção são apresentados os resultados obtidos para o sistema modular composto por três conversores SEPIC IPOP operando em MCD.

Nas Figuras 5.8 e 5.9 têm-se as correntes de entrada de cada módulo e a corrente de entrada total do sistema. Com os resultados das Figuras 5.8 e 5.9 pode-se comprovar que, mesmo sem uma malha de controle com a finalidade de garantir uma distribuição de potências entre os módulos, essa divisão ocorre naturalmente, de forma que todos os módulos são capazes de operar adequadamente, corroborando a análise estática. Os valores médios das correntes nos módulos 1, 2 e 3 são, respectivamente de 2,66 A, 2,623 A e 2,562 A. O valor médio da corrente de entrada mensurado foi de 7,94 A.

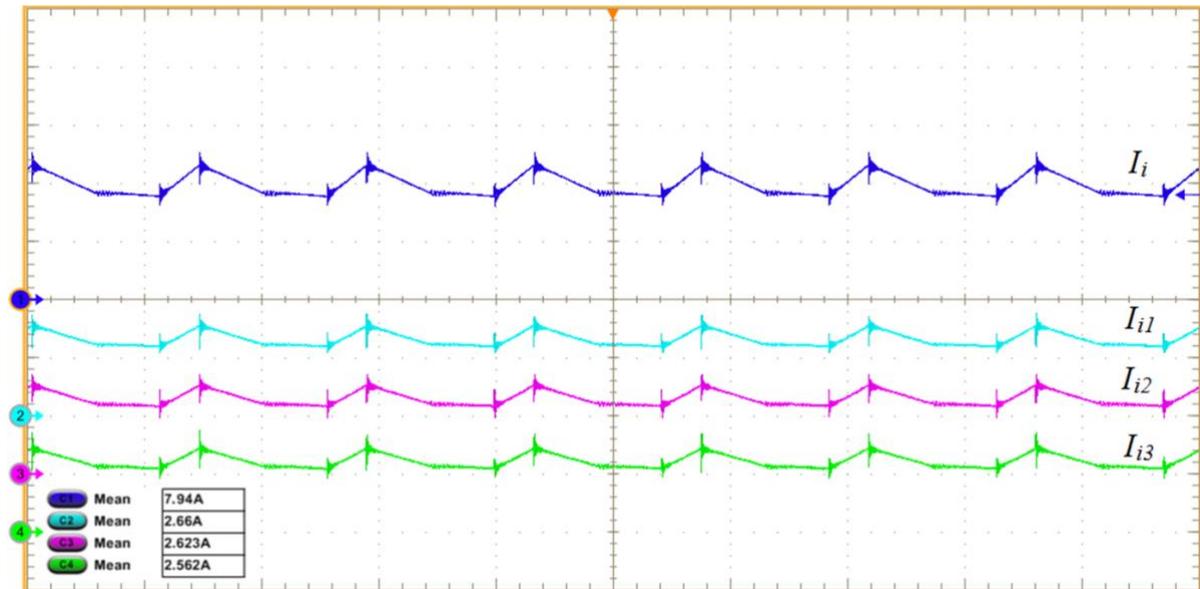
Na Figura 5.10 são apresentadas tensão e corrente na carga. É possível visualizar uma tensão de aproximadamente 125 V, e uma corrente de 12 A. A potência entregue à carga é de 1500 W.

Figura 5.8 - Corrente de entrada do sistema (4 A/div) e correntes de entrada de cada módulo (2 A/div) no mesmo eixo (50 μ s/div).



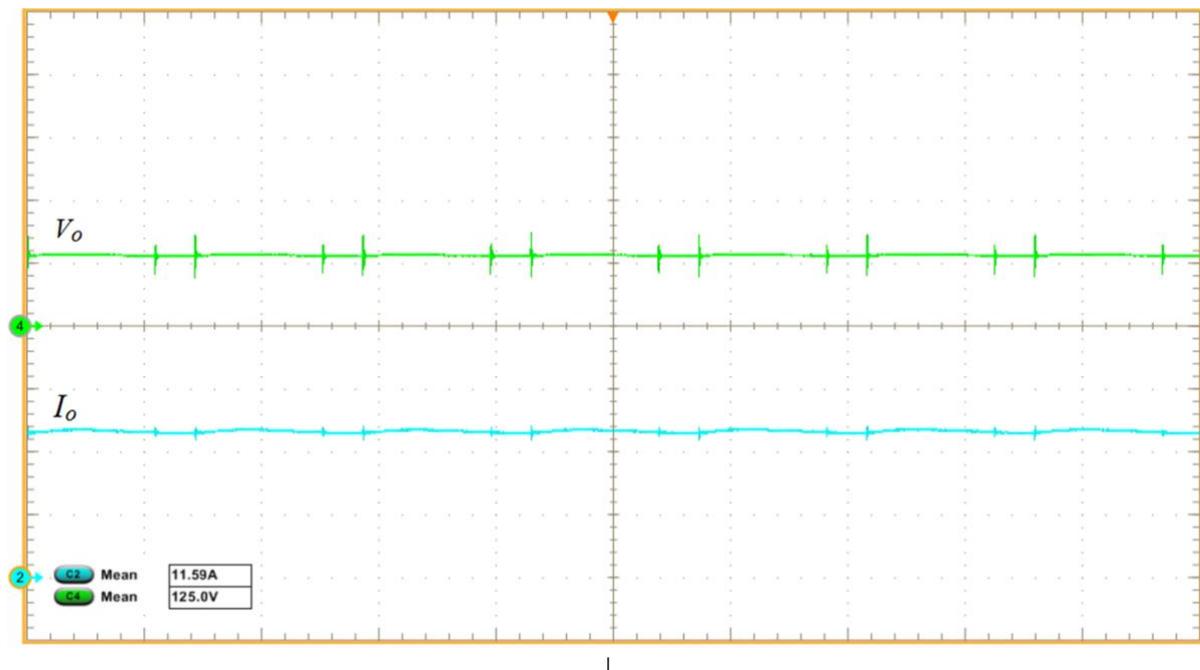
Fonte: Autoria própria.

Figura 5.9 - Corrente de entrada do sistema (4 A/div) e correntes de entrada de cada módulo (2 A/div) em eixos separados (50 μ s/div).



Fonte: Autoria própria.

Figura 5.10 - Tensão de saída (100 V/div) e corrente de saída (5 A/div) do sistema (50 μ s/div).



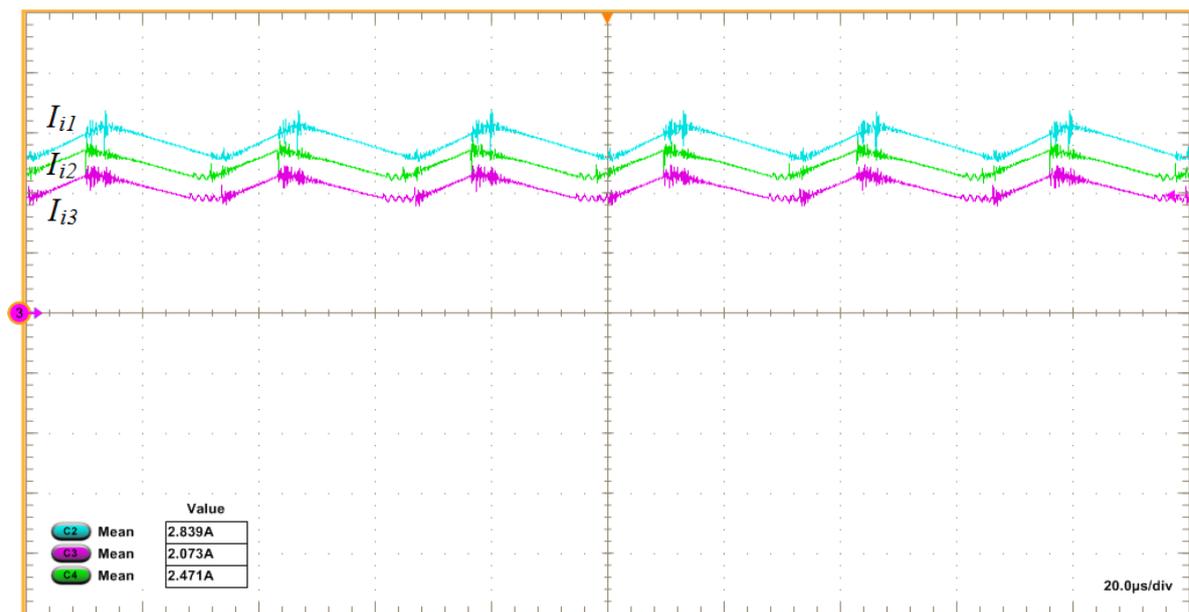
Fonte: Autoria própria.

O resultado apresentado na Figura 5.11 foi alcançado colocando-se cada módulo em operação com razões cíclicas diferentes: 0,32, 0,35 e 0,38, com a finalidade de aumentar o desequilíbrio entre os módulos. Pode-se comprovar que, mesmo com um desequilíbrio mais

acentuado, ainda assim o sistema possui um ponto de operação estável, garantindo o bom funcionamento. As correntes medidas foram de 2,839 A, 2,471 A e 2,073 A; para o mesmo caso simulado, foram obtidas correntes de 3 A, 2,6 A e 2,16 A.

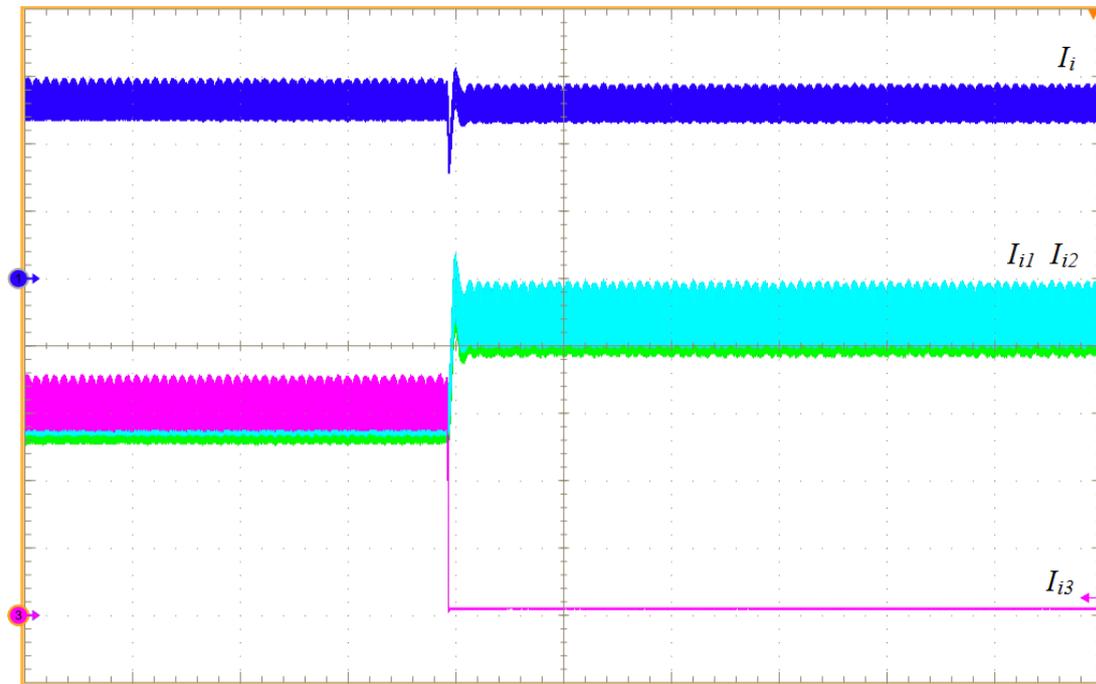
Na Figura 5.12 têm-se os três módulos operando, cada um com $2/3$ da sua capacidade de potência nominal, de forma que o sistema total processa 1000 W. Após um período de tempo, um dos módulos é desligado e, neste instante, os demais módulos mantêm-se em operação, buscando um novo ponto de operação estável. A partir desse momento, os dois módulos ativos passam a processar 100% da sua potência nominal, e, assim, o sistema continua a processar 1000 W de potência, como no início do funcionamento. Os resultados mostram o auto compartilhamento do sistema, encontrando um novo ponto de operação estável. Os resultados obtidos com a desconexão de um módulo são muito semelhantes aos resultados obtidos via simulação, que para efeito de comparação são apresentados na Figura 5.13.

Figura 5.11 - Correntes de entrada de cada módulo (1 A/div) para razões cíclicas diferentes ($D_1 = 0,38$, $D_2 = 0,35$ e $D_3 = 0,32$) (20 $\mu\text{s}/\text{div}$).



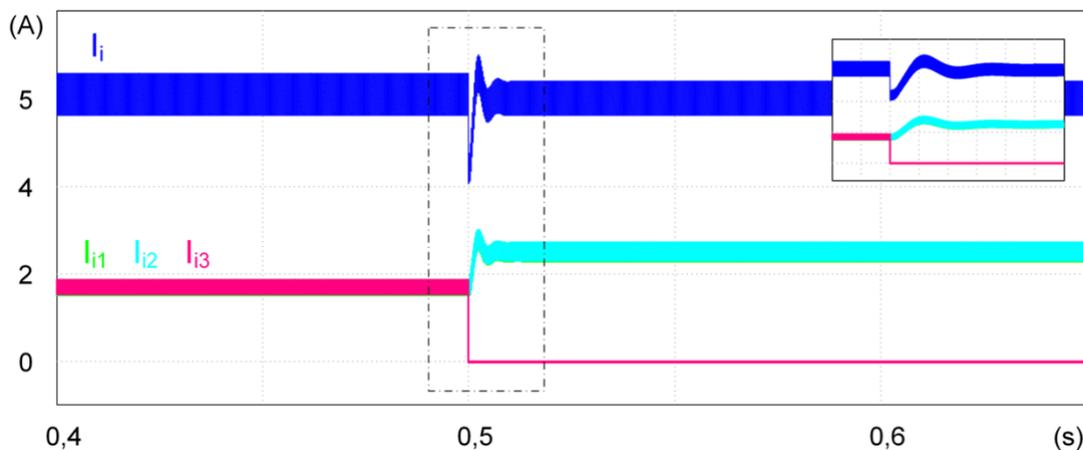
Fonte: Autoria própria.

Figura 5.12 - Corrente de entrada total (2 A/div) e correntes de entrada de cada módulo (600 mA/div) – desligamento de um módulo (50 ms/div).



Fonte: Autoria própria.

Figura 5.13 - Corrente de entrada total e correntes de entrada de cada módulo – desligamento de um módulo, obtidas via simulação.

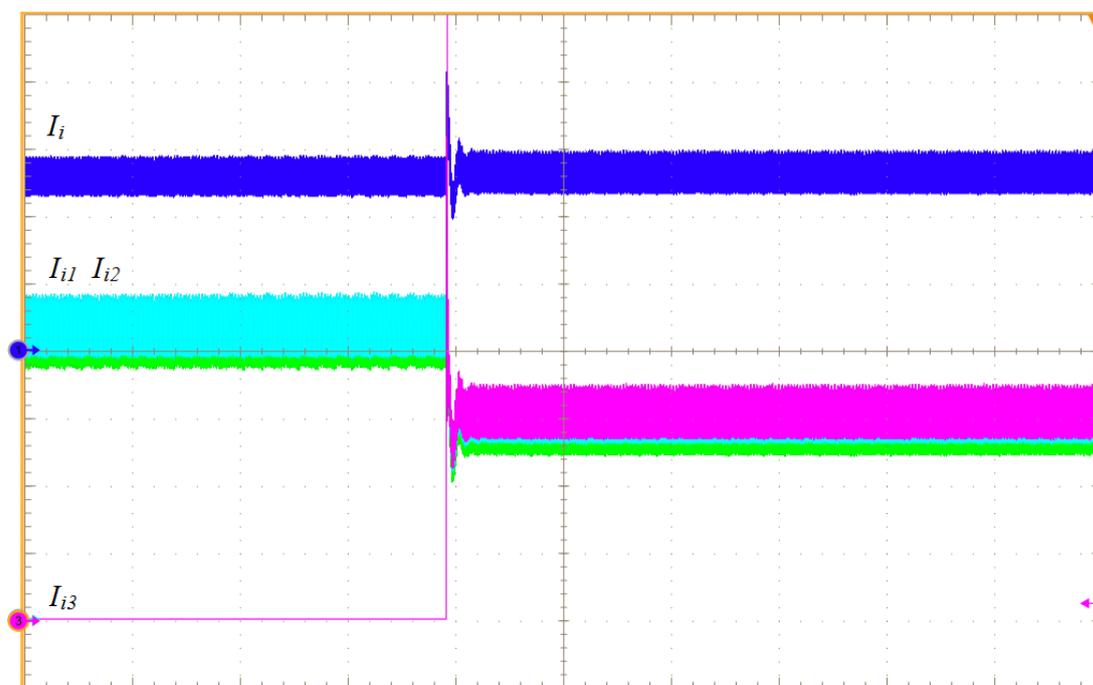


Fonte: Autoria própria.

Na Figura 5.14, dois módulos estão inicialmente operando nas condições nominais. Em um dado momento, o terceiro módulo é acionado. O sistema volta a encontrar um novo ponto de operação estável, com os três módulos agora com 2/3 da potência nominal e mantendo a mesma potência processada no início da operação (1000 W). Os resultados obtidos com a

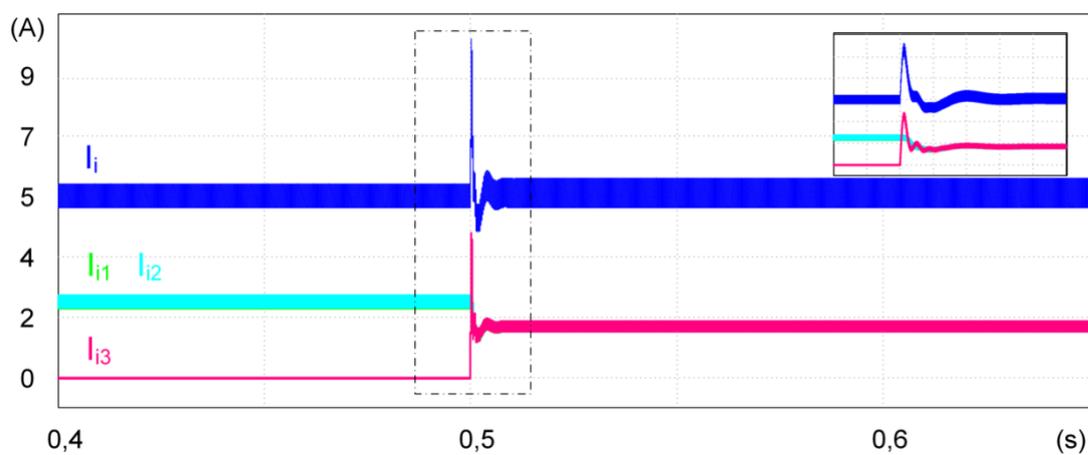
conexão de um módulo também são análogos aos resultados obtidos via simulação, que são apresentados na Figura 5.15.

Figura 5.14 - Corrente de entrada total (2 A/div) e correntes de entrada de cada módulo (600 mA/div) – ligação de um módulo (50 ms/div).



Fonte: Autoria própria.

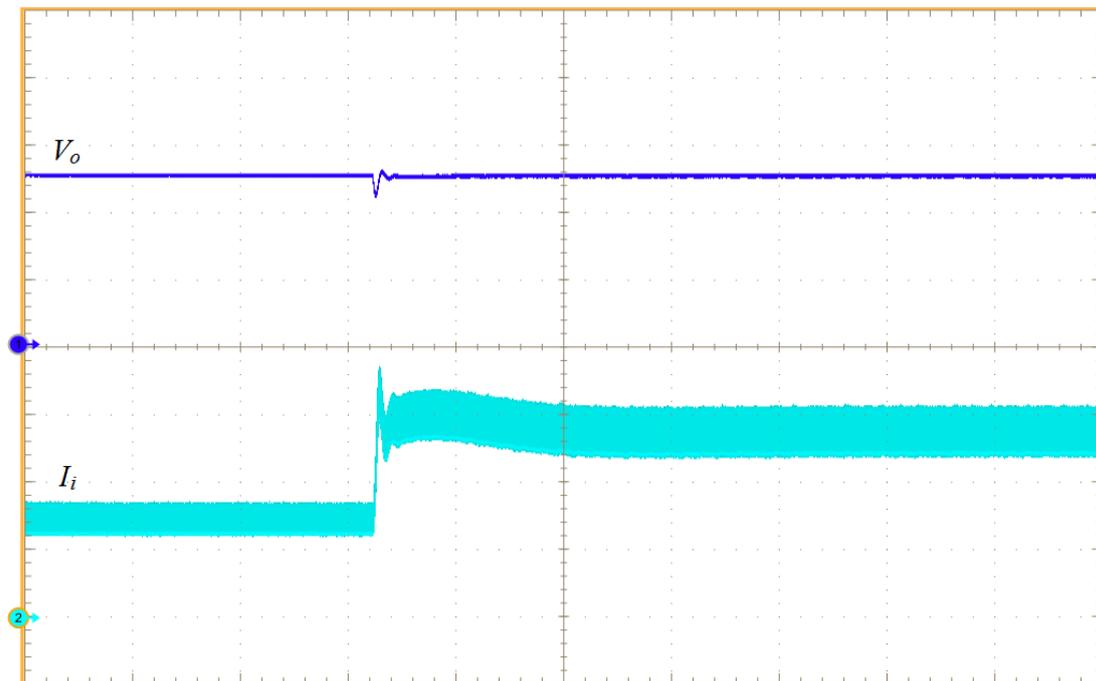
Figura 5.15 - Corrente de entrada total e correntes de entrada de cada módulo – conexão de um módulo, obtidas via simulação.



Fonte: Autoria própria.

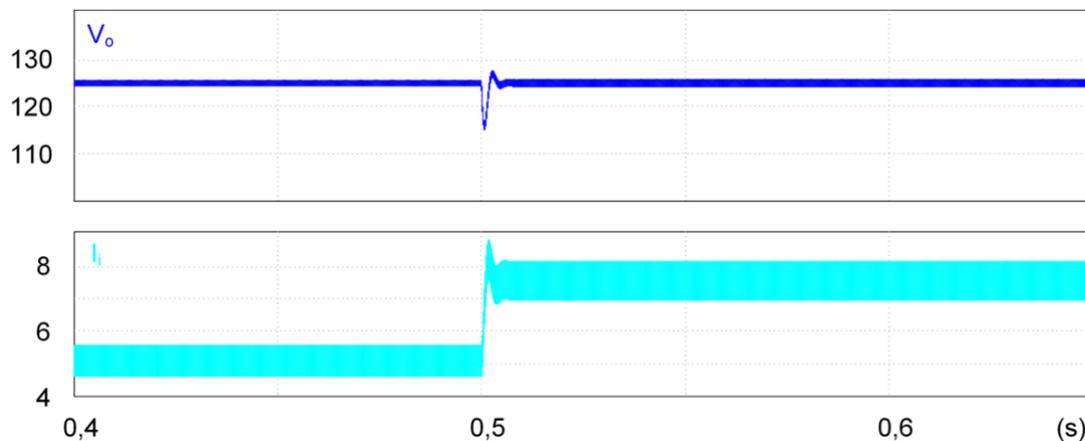
Na Figura 5.16 são apresentadas tensão de saída e corrente de entrada após um degrau de carga. Inicialmente o sistema está operando com meia carga (750 W) e, em seguida a carga é alterada para nominal, alterando a potência de saída para 1500 W. Na figura 5.17 as mesmas variáveis são apresentadas em simulação, de forma que é possível observar que o resultado obtido experimentalmente converge com o resultado das mesmas condições simuladas.

Figura 5.16 - Comportamento da tensão de saída (50 V/div) e corrente de entrada (3 A/div) para um degrau de carga (50 ms/div).



Fonte: Autoria própria.

Figura 5.17 - Comportamento da tensão de saída e corrente de entrada para um degrau de carga, em simulação.



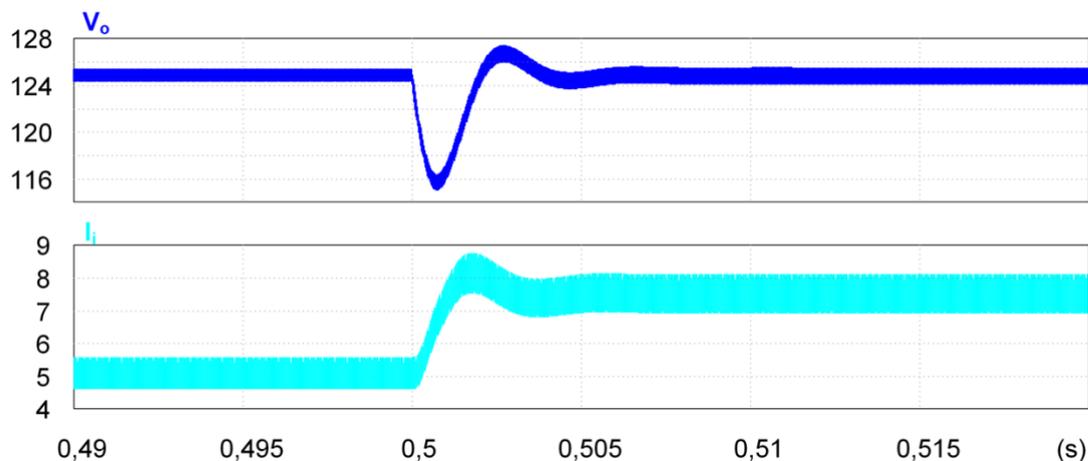
Fonte: Autoria própria.

Na figura 5.18 é dado um zoom no momento em que ocorre o degrau de carga, de forma a se ter uma visão mais clara do sobressinal e do tempo de acomodação após a alteração da potência processada pelo sistema de 750 para 1500 W, e a conseqüente atuação do controle.

Os resultados obtidos experimentalmente validam a operação IPOP do conversor SEPIC não-isolado em MCD e o auto compartilhamento das correntes, e reproduziram fielmente os resultados obtidos em simulação. Os resultados também convergiram com os resultados obtidos pelas expressões levantadas no capítulo 4, por exemplo, para uma variação de razão cíclica entre os módulos (0,32, 0,35 e 0,38), através da expressão (4.8), os valores médios das correntes de entrada de cada módulo são: 2,1 A, 2,5 A e 2,9 A; na Figura 5.11, nota-se que os valores encontrados em bancada foram de 2,073 A, 2,471 A e 2,839 A.

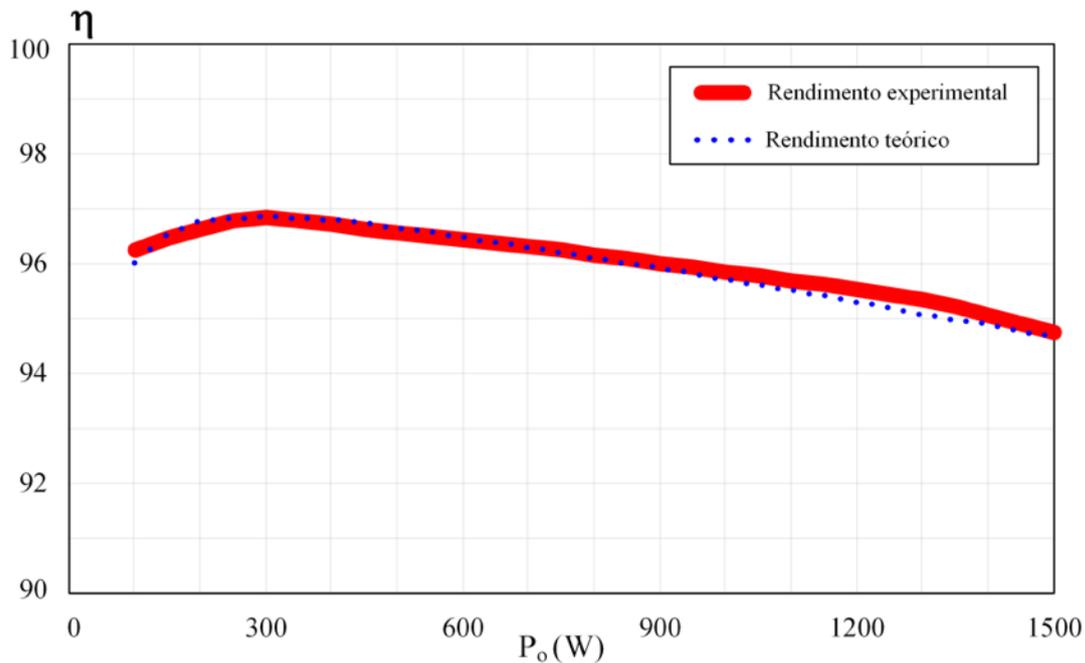
As curvas de rendimento experimental e teórica do sistema IPOP de conversores SEPIC em MCD são exibidas na Figura 5.19. O rendimento máximo foi obtido com 1/5 da potência nominal (300 W) e o valor máximo foi de aproximadamente 97%. No ponto de operação nominal (1500 W), o rendimento foi de quase 95%. Pode-se perceber também que a curva experimental segue de forma satisfatória a curva de rendimento teórica. O elevado rendimento é uma das virtudes da proposta, pois pode-se encontrar a faixa de potência ideal para a topologia, elaborar um projeto para essa faixa e depois apenas adicionar mais módulos quando necessário aumentar a potência.

Figura 5.18 – Detalhe da tensão de saída e corrente de entrada no momento do degrau de carga.



Fonte: Autoria própria.

Figura 5.19 - Curva de rendimento para o sistema modular SEPIC IPOP.



Fonte: Autoria própria.

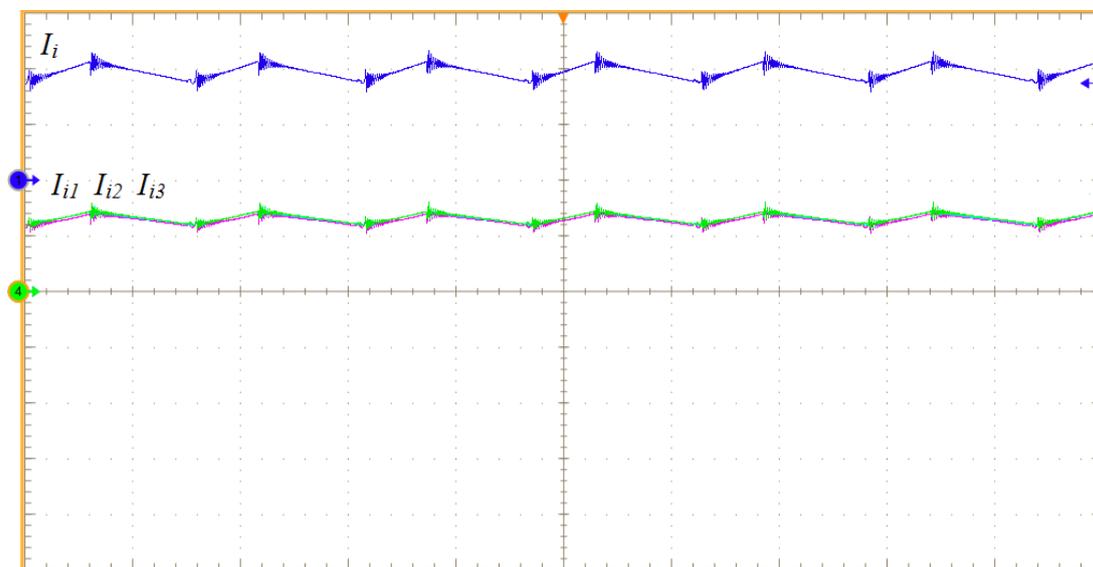
5.6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA UM SISTEMA MODULAR IPOP DE CONVERSORES ĆUK

Esta seção apresenta os resultados obtidos experimentalmente para o sistema modular composto por três conversores ĆUK em paralelo na entrada e na saída e em MCD.

As Figuras 5.20 e 5.21 mostram as correntes de entrada de cada módulo e a corrente de entrada total do sistema, em condições nominais de operação. Do mesmo modo que ocorre para os conversores SEPIC, também é possível visualizar uma divisão natural de potências entre os módulos, sem a necessidade de um controle específico. Os valores médios da corrente de entrada dos módulos 1, 2 e 3 são de 2,61 A, 2,55 A e 2,63 A. A corrente de entrada total medida foi de 7,8 A.

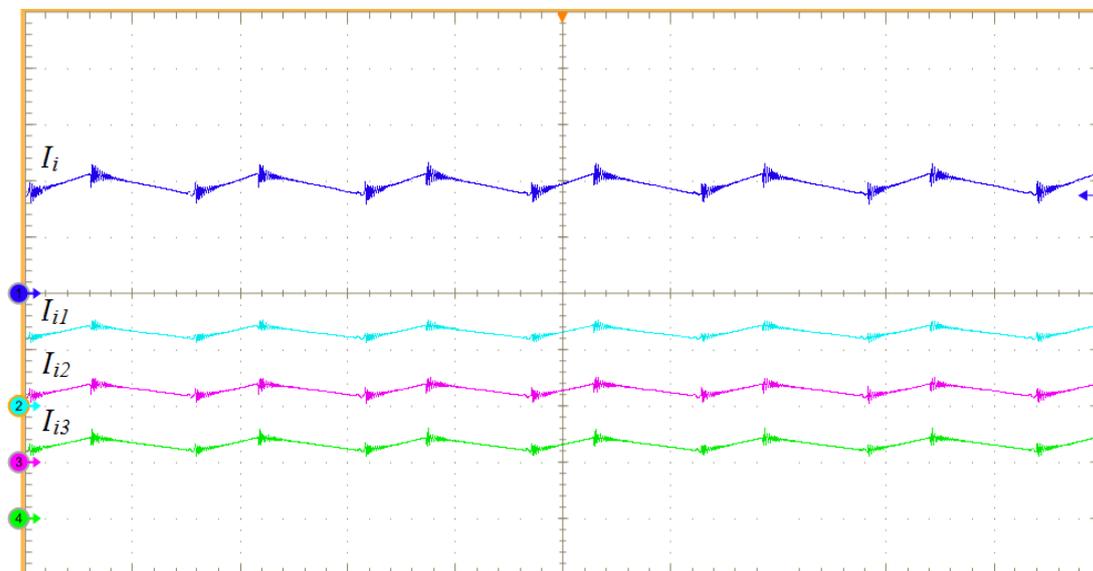
A tensão e a corrente na saída estão na Figura 5.22. A tensão é de 125 V e a corrente é de 12 A, logo, a potência entregue à carga é de aproximadamente 1500 W.

Figura 5.20 - Corrente de entrada do sistema (4 A/div) e correntes de entrada de cada módulo (2 A/div) no mesmo eixo (20 μ s/div).



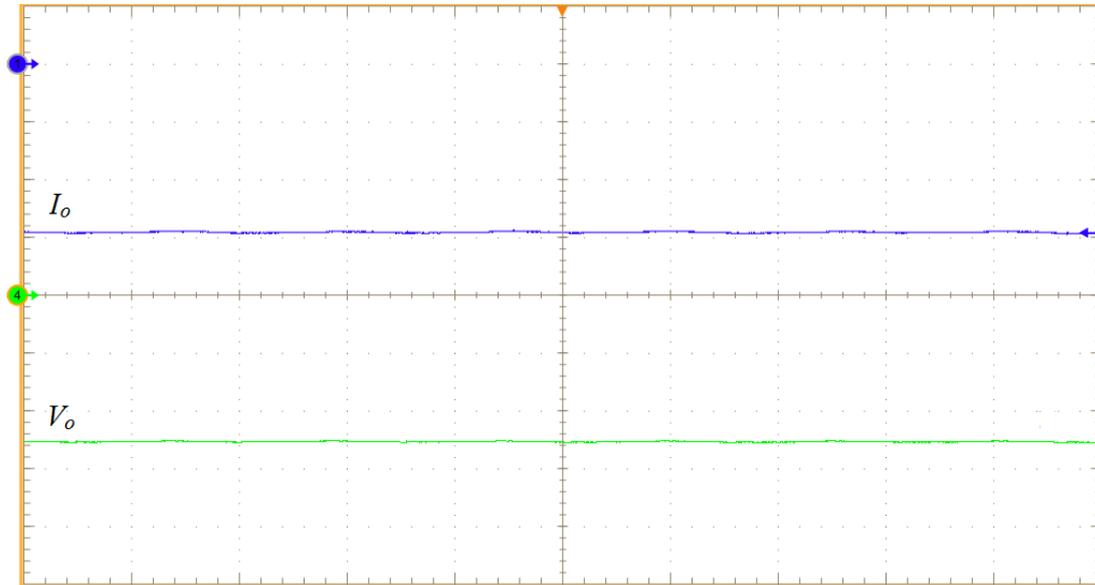
Fonte: Autoria própria.

Figura 5.21 - Corrente de entrada do sistema (4 A/div) e correntes de entrada de cada módulo (2 A/div) em eixos separados (20 μ s/div).



Fonte: Autoria própria.

Figura 5.22 - Tensão de saída (50 V/div) e corrente de saída (4 A/div) do sistema (20 μ s/div).

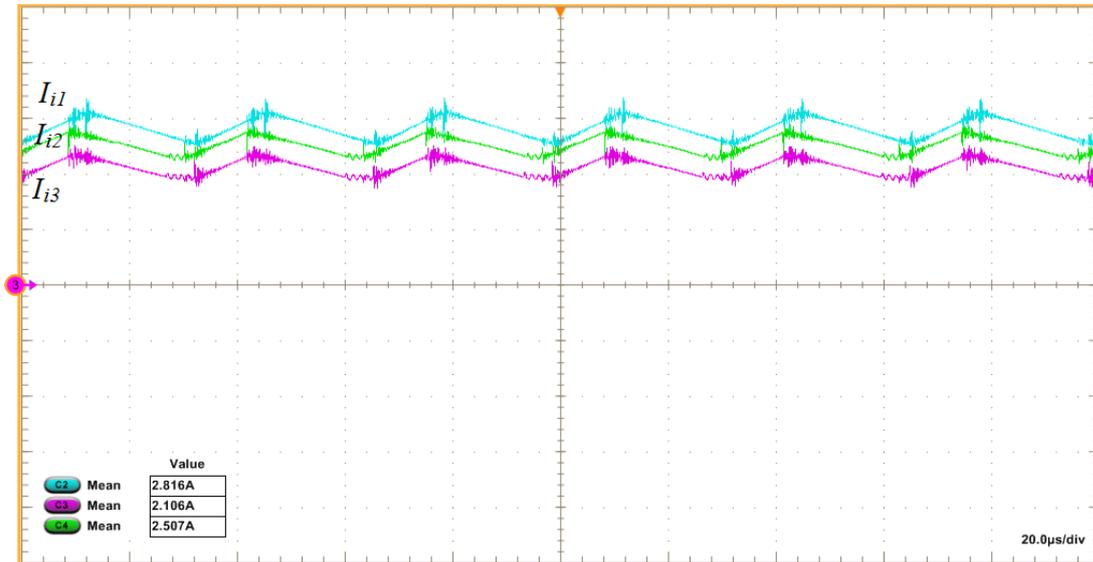


Fonte: Autoria própria.

Um aumento do desequilíbrio entre os módulos dos conversores \acute{C} UK foi forçado inserindo razões cíclicas diferentes nos módulos. Os valores foram 0,32, 0,35 e 0,38 (desequilíbrio de 8,5%) e os resultados das correntes de entrada de cada módulo com essa diferença de razão cíclica são apresentados na Figura 5.23. Os valores médios das correntes de entrada medidos em cada módulo foram de 2,816 A, 2,507 A e 2,106 A, muito próximos dos valores encontrados através das análises no capítulo 4, que indicaram valores de 2,9 A, 2,5 A e 2,1 A para tais correntes.

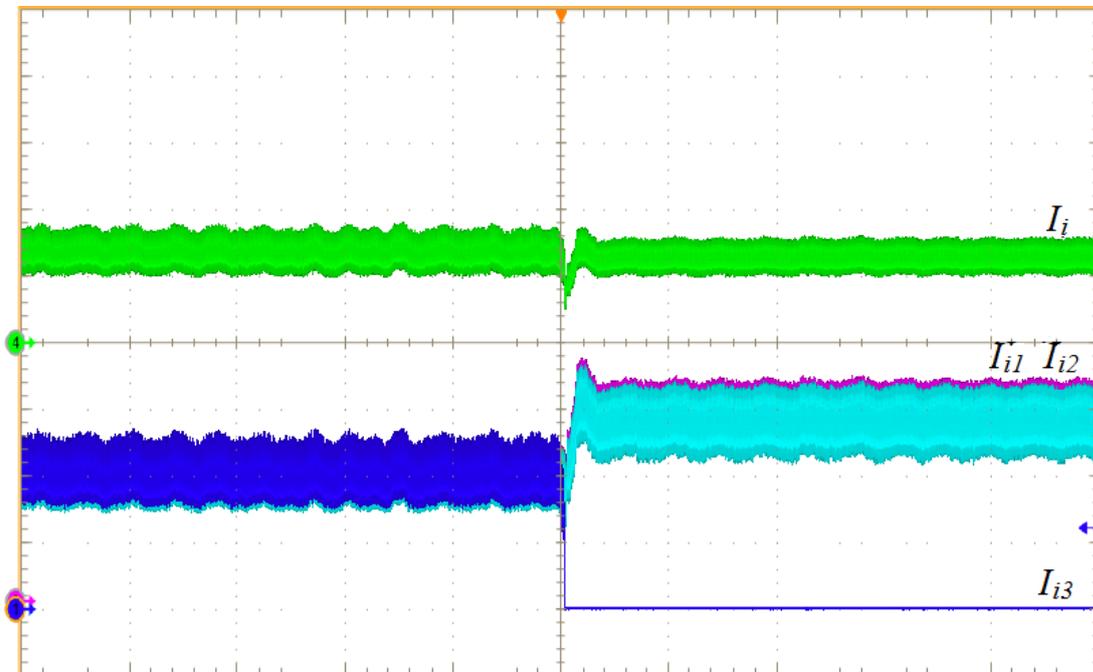
A Figura 5.24 mostra o teste com três módulos processando 2/3 da sua capacidade de potência nominal (1000 W). Após um determinado período de tempo, um dos módulos é desligado e os demais módulos mantem a operação, buscando um novo ponto de operação estável. A partir desse momento, os dois módulos ativos passam a processar 100% da sua potência nominal. Dessa forma, o sistema continua a processar os 1000 W de potência, como no início do funcionamento. Os resultados obtidos com a desconexão de um módulo são muito semelhantes aos resultados obtidos via simulação, que para efeito de comparação são apresentados na Figura 5.25.

Figura 5.23 - Correntes de entrada de cada módulo (1 A/div) para razões cíclicas diferentes ($D_1 = 0,38$, $D_2 = 0,35$ e $D_3 = 0,32$) (20 $\mu\text{s}/\text{div}$).



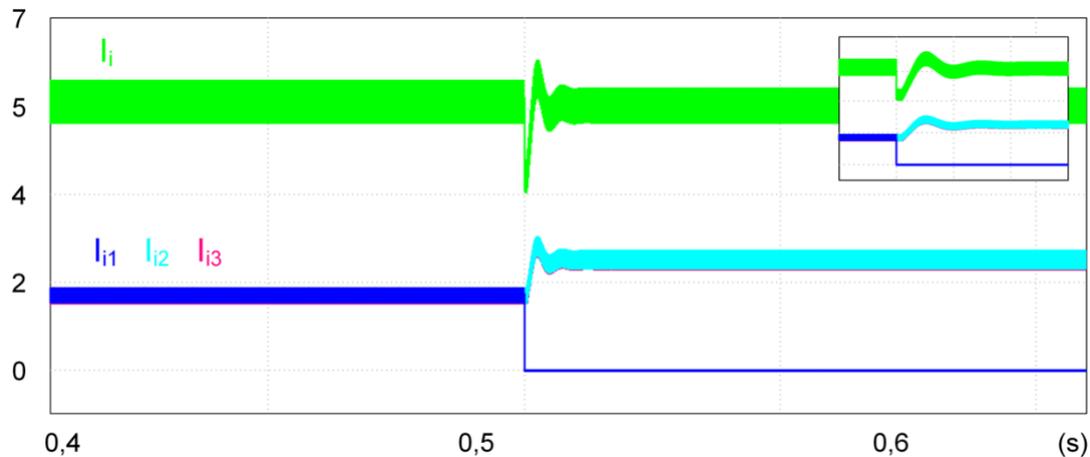
Fonte: Autoria própria.

Figura 5.24 - Corrente de entrada total (4 A/div) e correntes de entrada de cada módulo (1A/div) – desligamento de um módulo (20 ms/div).



Fonte: Autoria própria.

Figura 5.25 - Corrente de entrada total e correntes de entrada de cada módulo – desligamento de um módulo, obtidas via simulação.



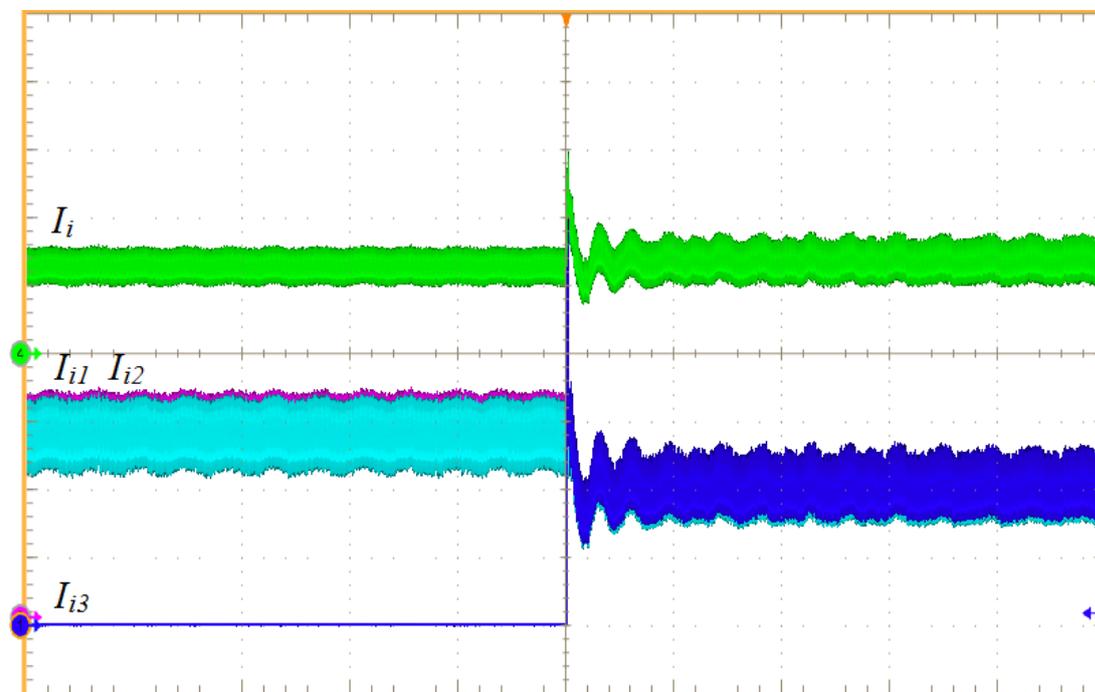
Fonte: Autoria própria.

A Figura 5.26 outro teste, no qual o sistema está com dois módulos em operação nas condições nominais e, em seguida, o terceiro módulo é acionado. O sistema volta a encontrar um novo ponto de operação, fazendo com que os três módulos passem a operar com 2/3 da potência nominal e mantendo a mesma potência processada no início da operação (1000 W). Os resultados obtidos com a conexão de um módulo também são análogos aos resultados obtidos via simulação, que são apresentados na Figura 5.27.

O sistema também foi submetido a um degrau de carga. A tensão de saída e a corrente de entrada antes, durante e após o transitório são observadas na Figura 5.28. Inicialmente o sistema opera com meia carga, processando 750 W e, em seguida, a carga é alterada para nominal, passando a processar 1500 W de potência. Novamente o controle atua e mantém a tensão de saída em 125 V. Na figura 5.29 as mesmas variáveis são apresentadas em simulação, de forma que é possível observar que o resultado obtido experimentalmente converge com o resultado das mesmas condições simuladas.

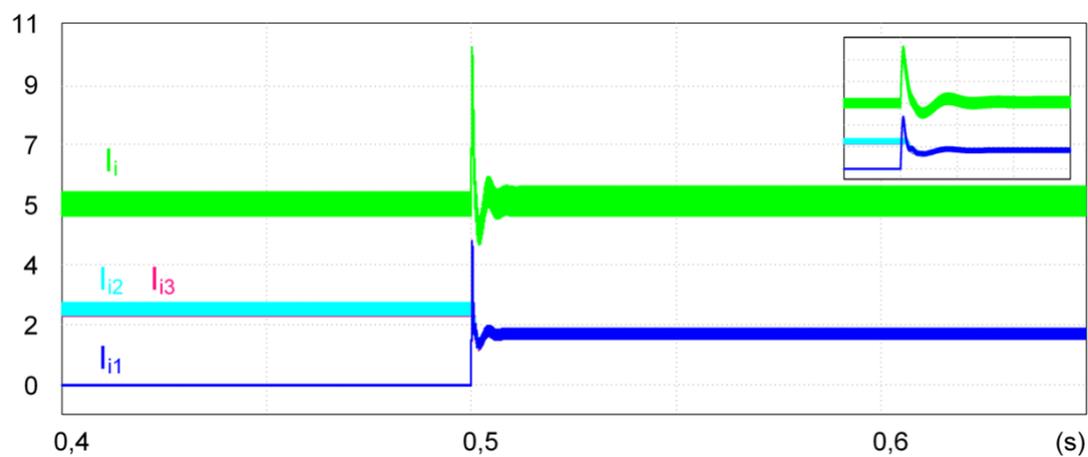
Na figura 5.30 é dado um zoom no momento em que ocorre o degrau de carga, de forma a se ter uma visão mais clara do sobressinal e do tempo de acomodação após a alteração da potência processada pelo sistema de 750 para 1500 W, e a consequente atuação do controle.

Figura 5.26 - Corrente de entrada total (4 A/div) e correntes de entrada de cada módulo (1A/div) – ligação de um módulo (20 ms/div).



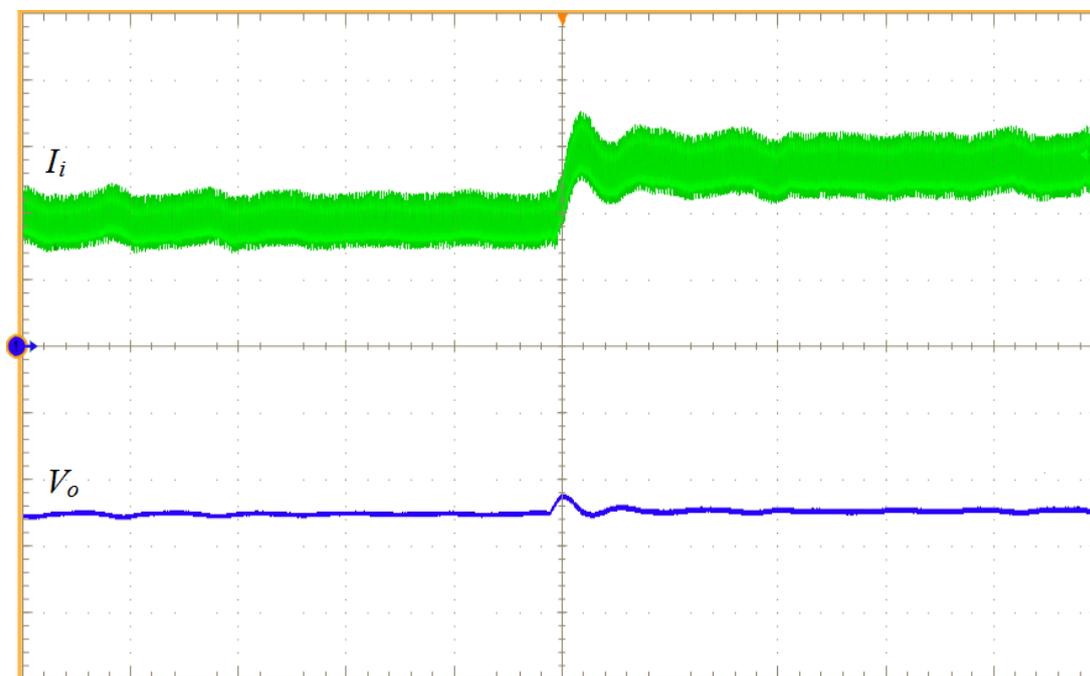
Fonte: Autoria própria.

Figura 5.27 - Corrente de entrada total e correntes de entrada de cada módulo – conexão de um módulo, obtidas via simulação.



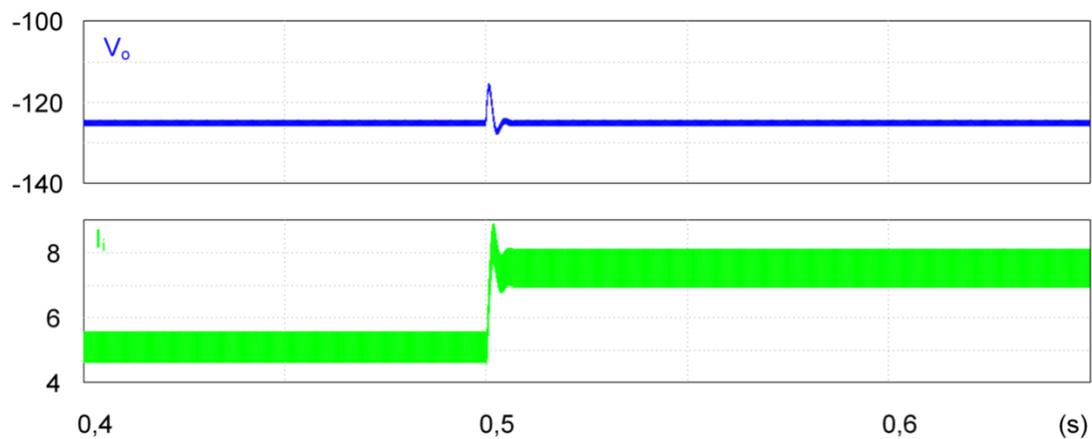
Fonte: Autoria própria.

Figura 5.28 - Comportamento da tensão de saída (50 V/div) e corrente de entrada (3 A/div) para um degrau de carga (20 ms/div).



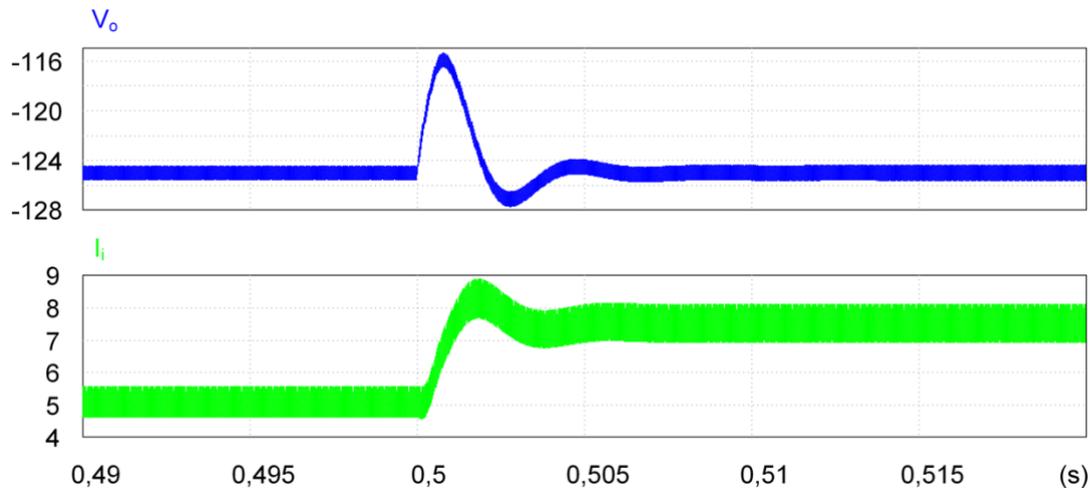
Fonte: Autoria própria.

Figura 5.29 - Comportamento da tensão de saída e corrente de entrada para um degrau de carga, em simulação.



Fonte: Autoria própria.

Figura 5.30 – Detalhe da tensão de saída e corrente de entrada no momento do degrau de carga.



Fonte: Autoria própria.

Os resultados obtidos experimentalmente validam a operação IPOPOP do conversor \acute{C} UK não-isolado em MCD e o auto compartilhamento das correntes, e reproduziram fielmente os resultados obtidos em simulação. Os resultados também convergiram com os resultados obtidos pelas expressões levantadas no capítulo 4, por exemplo, para uma variação de razão cíclica entre os módulos (0,32, 0,35 e 0,38), através da expressão (4.8), os valores médios das correntes de entrada de cada módulo são: 2,1 A, 2,5 A e 2,9 A; na Figura 5.23, nota-se que os valores encontrados em bancada foram de 2,105 A, 2,507 A e 2,816 A.

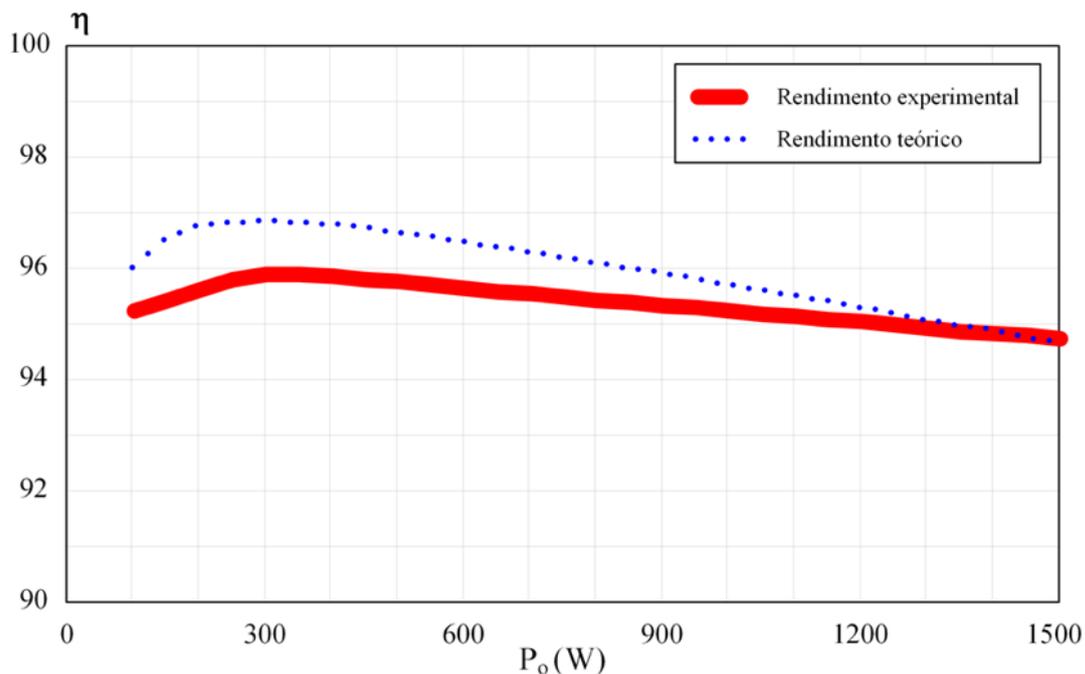
Na Figura 5.31 são apresentadas as curvas de rendimento experimental e teórica do sistema. O rendimento máximo do sistema foi obtido com 20% da potência nominal (300 W) e foi cerca de 96%. Nas condições nominais (1500 W), o rendimento foi de cerca de 95%.

5.7 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Este capítulo foi elaborado com o objetivo principal de apresentar os resultados experimentais. Em primeiro lugar, para que os sistemas operassem de forma apropriada, desenvolveu-se uma modelagem a fim de se obter a planta da tensão de saída. Conhecendo a planta, esta foi validada, e então, o compensador pôde ser projetado. Em seguida, partiu-se para a construção dos protótipos, cada um formado por 3 conversores. A modelagem do sistema com conexão IPOPOP, é muito similar ao de um único conversor; o modelo final é um circuito que

abrange todos os módulos em paralelo, e a expressão encontrada é muito semelhante ao de um módulo, aparecendo apenas um fator n em um dos termos, que é referente ao número de módulos que compõem o sistema. Os resultados obtidos experimentalmente comprovam o auto compartilhamento e a operação estável dos conversores não-isolados na conexão IPOP e operando em MCD, mediante variações paramétricas. Isso fica bem evidente quando as variações são acentuadas propositalmente, para verificar até que ponto se tem a estabilidade. Além disso, pode-se comprovar também todas as vantagens proporcionadas pelos sistemas modulares. Quantificando o rendimento, obteve-se 95% de eficiência em condições nominais e picos de aproximadamente 97%, mesmo com os protótipos sendo montados com componentes relativamente de baixo custo e operando em condução descontínua. Se, para processar os 1500 W fosse utilizado apenas um conversor com componentes de características similares às dos componentes utilizados, provavelmente o rendimento deste conversor seria menor do que para o sistema modular.

Figura 5.31 - Curva de rendimento para o sistema modular ĆUK IPOP.



Fonte: A autoria própria.

6 RETIFICADORES SEPIC MONOFÁSICOS COM CONEXÃO MODULAR IPOP

Este capítulo apresenta as arquiteturas de conexão modulares IPOP para os conversores CA-CC não isolados. O objetivo é comprovar que o efeito tombante garante o autobalanco na conexão IPOP também na operação como retificador. O conceito será verificado para as estruturas do tipo SEPIC. Da mesma forma que para os conversores CC-CC, as análises são baseadas no efeito tombante da característica de saída das topologias abordadas operando no MCD.

6.1 RETIFICADOR SEPIC

O retificador SEPIC pode apresentar uma tensão de saída maior, menor ou igual à tensão de entrada. A transferência de energia da fonte para a carga é realizada via capacitor.

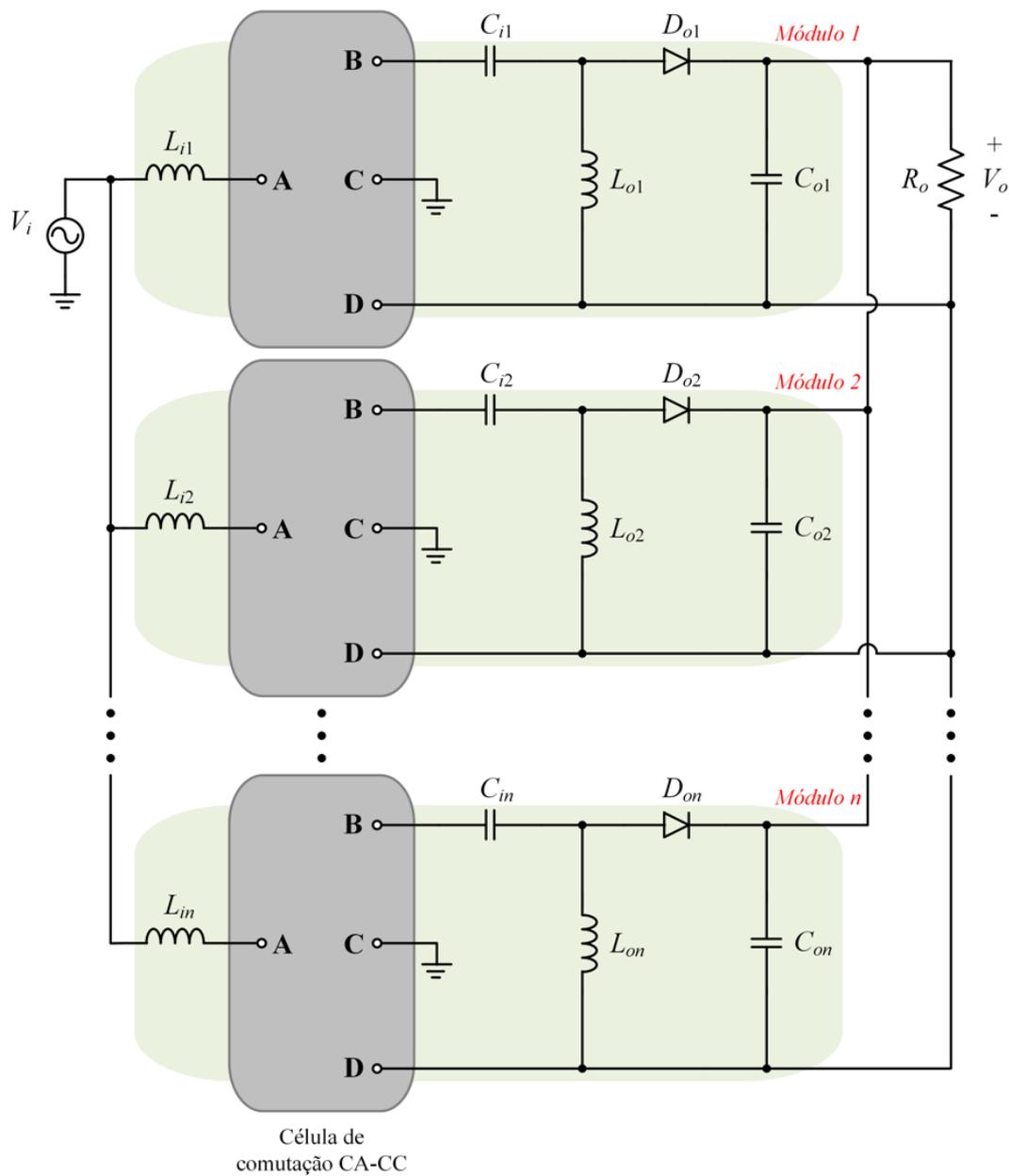
A utilização de um retificador SEPIC operando em MCD possui vantagens interessantes, tais como: (i) no retificador SEPIC MCD, a corrente de entrada segue naturalmente a tensão de entrada, sem a necessidade de uma malha de controle de corrente para PFC (COSTA, 2017), e; (ii) possibilita fácil isolamento entre a entrada e a saída; opera como abaixador e elevador, entre outras vantagens.

Em contrapartida, da mesma forma que os conversores SEPIC e ĆUK CC-CC, as principais desvantagens do retificador SEPIC são os esforços de tensão nos interruptores e o maior número de componentes, quando comparado às topologias Buck, Boost e Buck-Boost.

A conexão modular IPOP de retificadores SEPIC proposta nesta tese é apresentada na Figura 6.1. Além de operar como um seguidor de tensão, trabalhando em MCD, tem-se a possibilidade de enviar um único sinal de comando para todos os transistores, devido ao mecanismo de auto compartilhamento (*self-sharing*) na distribuição das correntes entre os módulos. Os retificadores da Figura 6.1 são constituídos por uma célula de comutação genérica, podendo ser qualquer uma das topologias apresentadas na Figura 6.2.

A célula de comutação da Figura 6.2 (a) é formada por quatro diodos e um interruptor controlado. A célula de comutação da Figura 6.2 (b) é constituída por dois diodos e dois interruptores controlados. Na Figura 6.2 (c), tem-se quatro interruptores controlados. Por último, a célula de comutação da Figura 6.4 (d) possui um interruptor bidirecional.

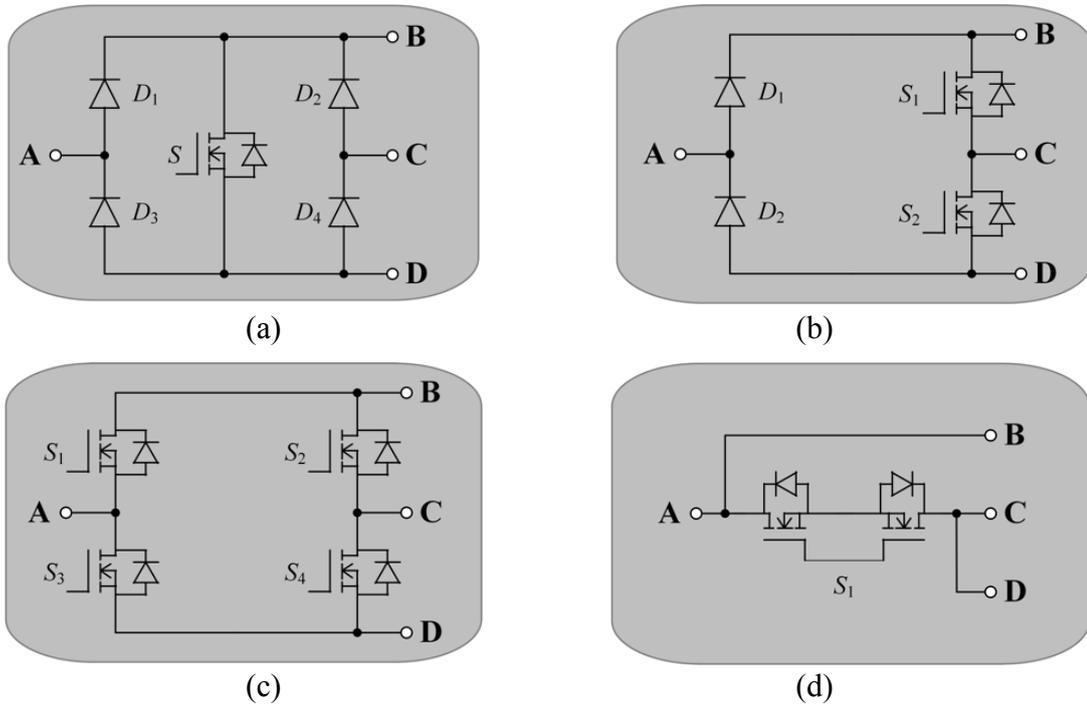
Figura 6.1 - Retificadores SEPIC com conexão modular IPOP.



Fonte: Autoria própria.

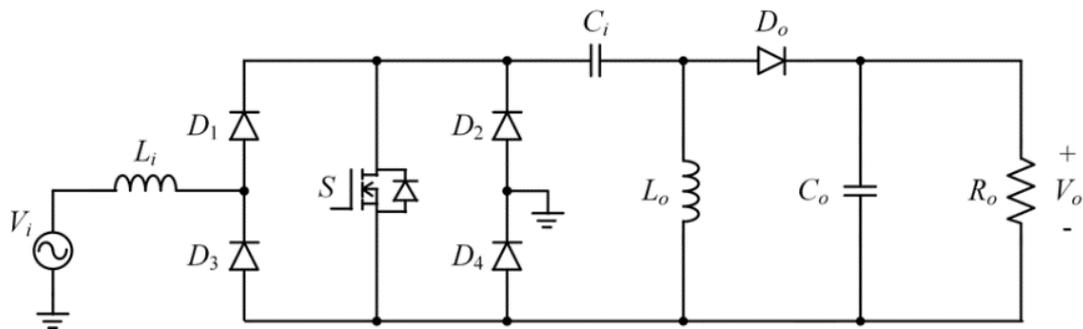
Ao aplicar a célula de comutação com um interruptor controlado [apresentada na Figura 6.2 (a)] em um dos módulos do retificador SEPIC, tem-se o conversor apresentado na Figura 6.3.

Figura 6.2 - Células de comutação: (a) com um interruptor ativo, (b) com dois interruptores ativos, (c) com quatro interruptores ativos e (d) com um interruptor bidirecional.



Fonte: Autoria própria.

Figura 6.3 - Retificador SEPIC com um interruptor controlado.

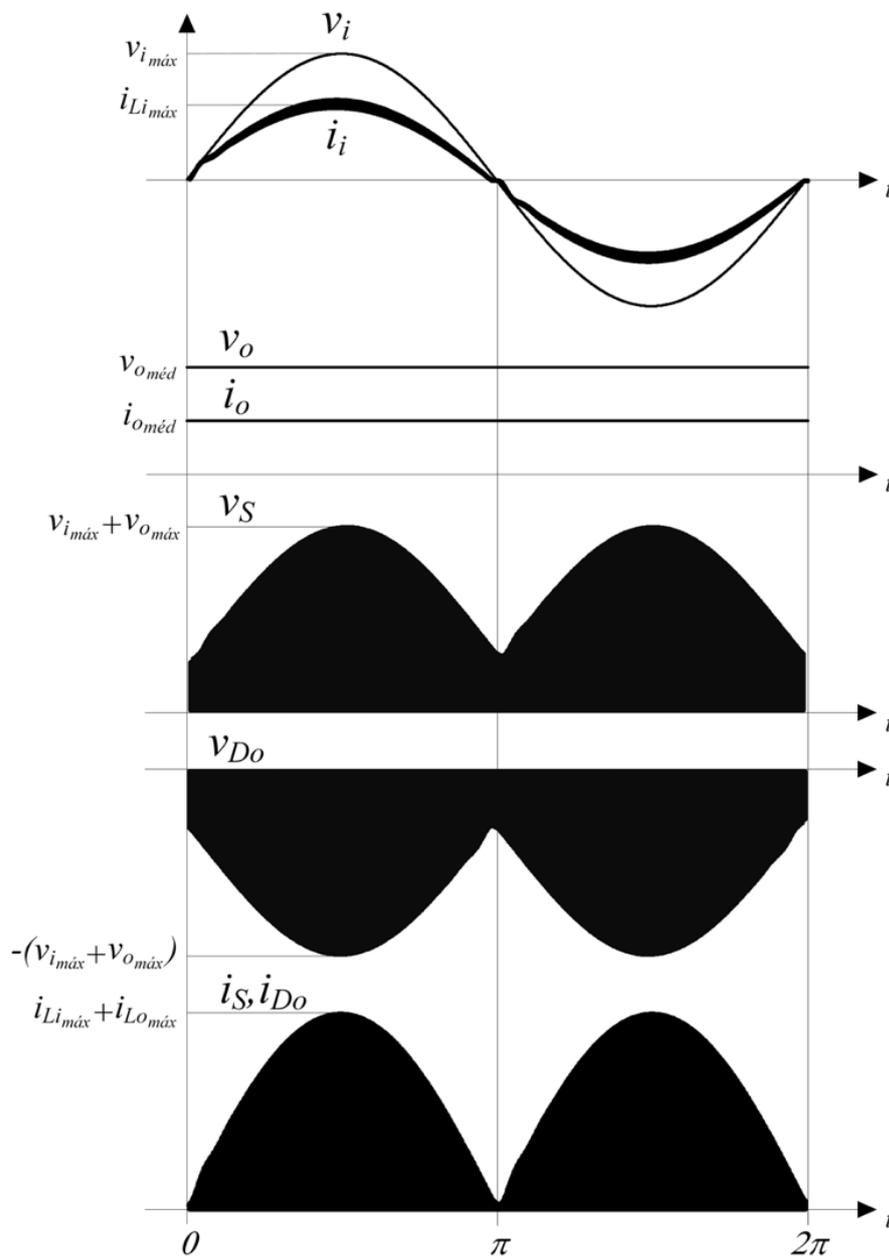


Fonte: Autoria própria.

6.2 PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA EM MCD

Com base nas etapas de operação em MCD, na Figura 6.4 são apresentadas as principais formas de onda de tensão e de corrente para um período da rede de alimentação. As formas de onda são válidas para quaisquer um dos módulos que compõem o sistema modular.

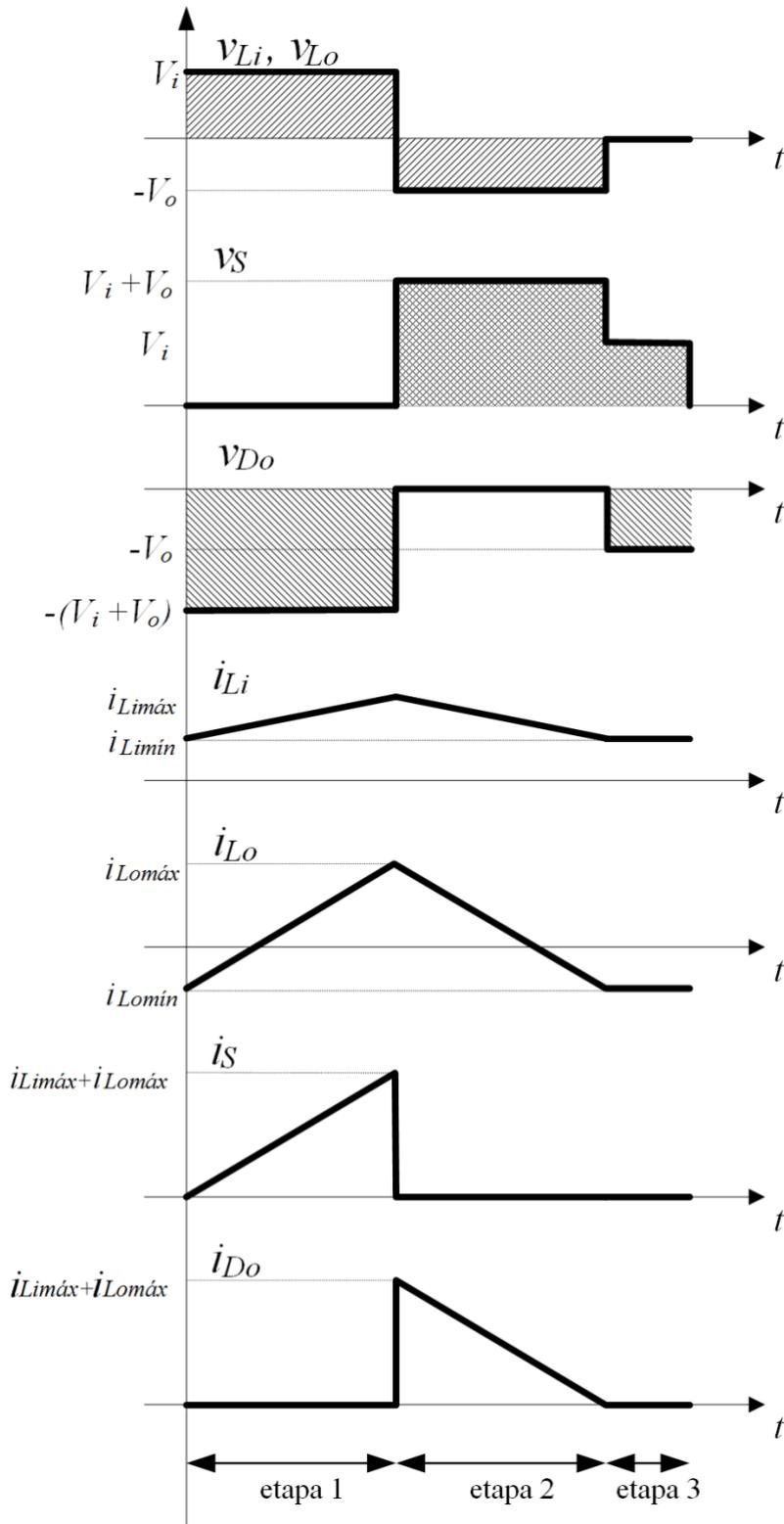
Figura 6.4 - Principais formas de onda para um período da rede elétrica.



Fonte: Autoria própria.

As principais formas de onda de tensão e de corrente são apresentadas em alta frequência (período de comutação) na Figura 6.5.

Figura 6.5 - Principais formas de onda para um período de comutação.



Fonte: Autoria própria.

6.3 CORRENTES DE ENTRADA E DE SAÍDA DE CADA MÓDULO

As equações para cálculo dos valores eficazes das correntes de entrada de cada módulo são definidas em (6.1), de acordo com Costa (2017). V_p é o valor de pico da tensão de entrada.

$$\begin{aligned}
 I_{i_rms_1} &= \frac{D_1 V_p}{24 V_o L_{i_1} L_{o_1} f_s} \sqrt{6 D_1 \left[\begin{array}{l} 12 V_o^2 L_{i_1} D_1 (L_{i_1} + 2 L_{o_1}) \\ + L_{o_1}^2 (16 V_o^2 - 9 V_p^2 D_1^2) \end{array} \right]} \\
 I_{i_rms_2} &= \frac{D_2 V_p}{24 V_o L_{i_2} L_{o_2} f_s} \sqrt{6 D_2 \left[\begin{array}{l} 12 V_o^2 L_{i_2} D_2 (L_{i_2} + 2 L_{o_2}) \\ + L_{o_2}^2 (16 V_o^2 - 9 V_p^2 D_2^2) \end{array} \right]} \\
 &\vdots \\
 I_{i_rms_n} &= \frac{D_n V_p}{24 V_o L_{i_n} L_{o_n} f_s} \sqrt{6 D_n \left[\begin{array}{l} 12 V_o^2 L_{i_n} D_n (L_{i_n} + 2 L_{o_n}) \\ + L_{o_n}^2 (16 V_o^2 - 9 V_p^2 D_n^2) \end{array} \right]}
 \end{aligned} \tag{6.1}$$

Ainda de acordo com Costa (2017), os valores médios das correntes de saída de cada módulo são expressas por (6.2).

$$\begin{aligned}
 I_{o_1} &= \frac{D_1^2 V_p^2}{4 V_o L_{eq_1} f_s} \\
 I_{o_2} &= \frac{D_2^2 V_p^2}{4 V_o L_{eq_2} f_s} \\
 &\vdots \\
 I_{o_n} &= \frac{D_n^2 V_p^2}{4 V_o L_{eq_n} f_s}
 \end{aligned} \tag{6.2}$$

6.4 GANHO ESTÁTICO DE CADA MÓDULO

A análise das equações em (6.2) permite obter a expressão (6.3) do ganho estático de um módulo.

$$\begin{aligned}
G_{MCD_1} &= \frac{V_o}{V_p} = \frac{D_1^2 V_p}{4I_{o_1} L_{eq_1} f_s} \\
G_{MCD_2} &= \frac{V_o}{V_p} = \frac{D_2^2 V_p}{4I_{o_2} L_{eq_2} f_s} \\
&\vdots \\
G_{MCD_n} &= \frac{V_o}{V_p} = \frac{D_n^2 V_p}{4I_{o_n} L_{eq_n} f_s}
\end{aligned} \tag{6.3}$$

6.5 GANHO ESTÁTICO DO SISTEMA DE CONVERSORES MODULARES SEPIC COM CONEXÃO IPOP

Utilizando-se a lei de Ohm na expressão (6.3), o ganho estático de cada módulo individual pode ser reescrito da forma apresentada em (6.4).

$$\begin{aligned}
G_{MCD_1} &= D_1 \sqrt{\frac{R_1}{4L_{eq_1} f_s}} \\
G_{MCD_2} &= D_2 \sqrt{\frac{R_2}{4L_{eq_2} f_s}} \\
&\vdots \\
G_{MCD_n} &= D_n \sqrt{\frac{R_n}{4L_{eq_n} f_s}}
\end{aligned} \tag{6.4}$$

Reorganizando as equações (6.4), tem-se as expressões apresentadas em (6.5).

$$\begin{aligned}
\frac{1}{R_1} &= \frac{D_1^2}{4G_{MCD_1}^2 L_{eq_1} f_s} \\
\frac{1}{R_2} &= \frac{D_2^2}{4G_{MCD_2}^2 L_{eq_2} f_s} \\
&\vdots \\
\frac{1}{R_n} &= \frac{D_n^2}{4G_{MCD_n}^2 L_{eq_n} f_s}
\end{aligned} \tag{6.5}$$

As saídas de todos os módulos estão em paralelo na configuração IPOP e, dessa forma, a resistência de carga é o resultado da associação paralela das “resistências virtuais” de cada módulo, conforme mostra a expressão (6.6).

$$\frac{1}{R_o} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n} \quad (6.6)$$

Substituindo (6.5) em (6.6), sabendo que o ganho de todos os módulos são iguais, e, considerando que todos os módulos estão submetidos à mesma frequência de comutação, tem-se (6.7).

$$\frac{1}{R_o} = \frac{1}{4G_{MCD}^2 f_s} \left(\frac{D_1^2}{L_{eq1}} + \frac{D_2^2}{L_{eq2}} + \dots + \frac{D_n^2}{L_{eqn}} \right) \quad (6.7)$$

Isolando o ganho G_{MCD} na expressão (6.7), tem-se a equação do ganho estático para as estruturas modulares de n conversores SEPIC, operando em MCD e com conexão IPOP, definido em (6.8).

$$G_{MCD} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_o}{f_s} \left(\frac{D_1^2}{L_{eq1}} + \frac{D_2^2}{L_{eq2}} + \dots + \frac{D_n^2}{L_{eqn}} \right)} \quad (6.8)$$

6.6 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA

Reescrevendo o ganho estático em MCD em função da corrente de saída de cada módulo parametrizada, tem-se (6.9).

A parametrização das correntes de saída dos módulo utilizam as beses definidas em (6.10).

$$\begin{aligned}
 G_{MCD_1} &= \frac{D_1^2}{4I_{o_1}} \\
 G_{MCD_2} &= \frac{D_2^2}{4I_{o_2}} \\
 &\vdots \\
 G_{MCD_n} &= \frac{D_n^2}{4I_{o_n}}
 \end{aligned} \tag{6.9}$$

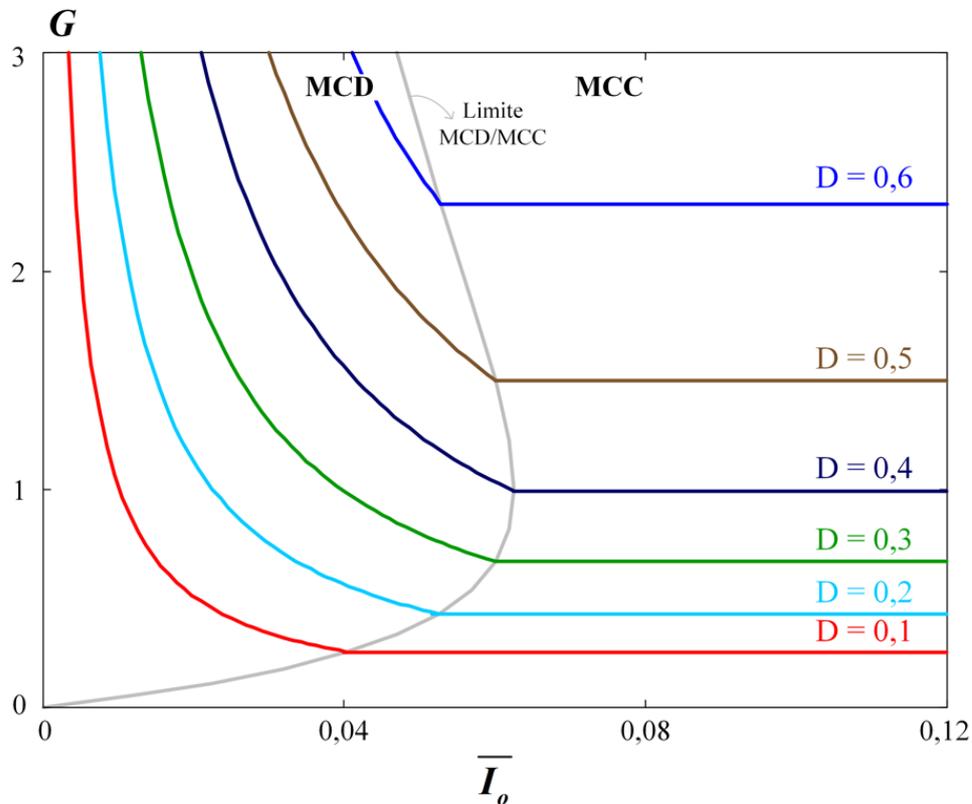
$$\begin{aligned}
 \overline{I_{o_1}} &= \frac{L_{eq_1} f_s}{V_i} I_{o_1} \\
 \overline{I_{o_2}} &= \frac{L_{eq_2} f_s}{V_i} I_{o_2} \\
 &\vdots \\
 \overline{I_{o_n}} &= \frac{L_{eq_n} f_s}{V_i} I_{o_n}
 \end{aligned} \tag{6.10}$$

O ganho estático das topologias SEPIC operando em MCC é calculado através da equação apresentada em (6.11).

$$G_{MCC} = \frac{D}{1-D} \tag{6.11}$$

A partir das expressões (6.9) e (6.11), é possível traçar o gráfico da característica externa dos retificadores SEPIC, que é mostrado na Figura 6.6. É possível visualizar também para os retificadores um efeito “tombante” em MCD; já em MCC, o perfil da característica de saída para uma mesma razão cíclica é de uma linha reta horizontal.

Figura 6.6 - Característica de saída dos retificadores SEPIC.



Fonte: Autoria própria.

6.7 MECANISMO DE AUTO COMPARTILHAMENTO DAS CORRENTES NAS CONEXÕES IPOP

A manipulação de (6.9) permite obter uma expressão igual (4.1), o que comprova que as análises, equações e verificações discutidas no capítulo 4 para os conversores CC-CC também são válidas para os conversores CA-CC.

6.8 MODELO DINÂMICO DOS SISTEMAS MODULARES ORIENTADO PARA O CONTROLE DA TENSÃO DE SAÍDA

A utilização da mesma metodologia apresentada no capítulo 5, seção 5.1, permite obter a função transferência da tensão de saída pela razão cíclica do modelo de pequenos sinais, para o retificador, a qual é expressa em (6.12).

$$\frac{v_o(s)}{d(s)} = \frac{\frac{DV_p^2}{2V_o L_{eq} f_s}}{C_o s + \frac{D^2 V_p^2}{4V_o^2 L_{eq} f_s} + \frac{1}{nR_o}} \quad (6.12)$$

6.9 ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO E CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO

As especificações utilizadas para projetar os módulos de retificadores SEPIC estão na Tabela 6.1. A partir da lista de especificações, chegam-se aos valores das indutâncias e capacitâncias que satisfazem os requisitos de projeto, que são apresentados na Tabela 6.2.

Tabela 6.1 - Especificações de projeto.

	Parâmetros	Valores
D	Razões cíclicas	0,27
V_{i_rms}	Tensão de entrada (eficaz)	220 V
V_o	Tensão de saída	125 V
f_s	Frequência de comutação	35 kHz
Δi_{Li}	Ondulação das correntes de entrada	12,5%
ΔV_{Ci}	Ondulação da tensão nos capacitores de entrada	10% (SEPIC) 7% (ĆUK)
ΔV_{Co}	Ondulação da tensão nos capacitores de saída	2%
P_o	Potência de saída	1500 W
n	Número de módulos	3

Fonte: Autoria própria.

Tabela 6.2 - Valores dos componentes utilizados no projeto dos conversores.

	Parâmetros	Valores
L_i	Indutores de entrada	6 mH
L_o	Indutores de saída	89,451 μ H
C_i	Capacitores de entrada	2,2 μ F
C_o	Capacitores de saída	4,2 mF

Fonte: Autoria própria.

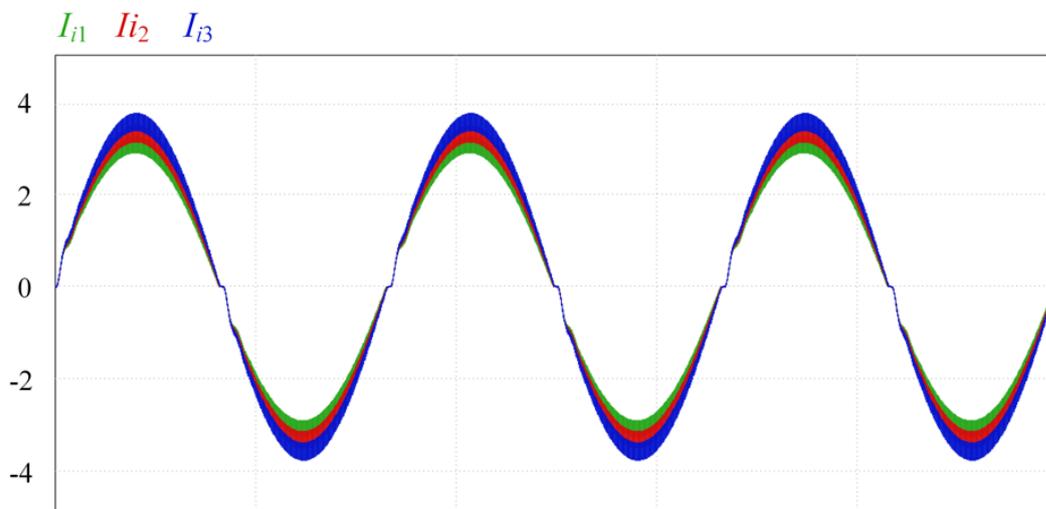
As correntes de entrada para o sistema formado pelos três retificadores SEPIC com um interruptor controlado e conexão modular IPOP, obtidas em simulação numérica, são exibidas na Figura 6.7. O resultado é obtido com os módulos operando com razões cíclicas de 0,26, 0,27 e 0,28 (3,70 % de variação). As medições dos valores eficazes das correntes de entrada foram de 2,17 A, 2,34 A e 2,52 A, respectivamente (desequilíbrio de cerca de 7 %). Nota-se um desequilíbrio entre os módulos, porém também é visível que a operação do sistema é estável e mantendo um compartilhamento adequado diante da variação de razão cíclica utilizado.

Os componentes utilizados nos protótipos estão no Quadro 6.1 e a fotografia dos protótipos são vistas na Figura 6.8.

6.10 VALIDAÇÃO DA FUNÇÃO TRANSFERÊNCIA E PROJETO DO COMPENSADOR

A validação da função transferência foi realizada em simulação do sistema modular. Um degrau de 3% na razão cíclica é aplicado e o resultado da tensão de saída visto na Figura 6.9, para 3 conversores operando em paralelo é analisado. Nota-se que a resposta dinâmica do modelo de pequenos sinais segue a resposta do conversor e ambas apresentam o mesmo comportamento, o que valida a função transferência proposta.

Figura 6.7 - Correntes de entrada de cada módulo SEPIC para uma simulação com variações na razão cíclica ($D_1 = 0,26$, $D_2 = 0,27$ e $D_3 = 0,28$).



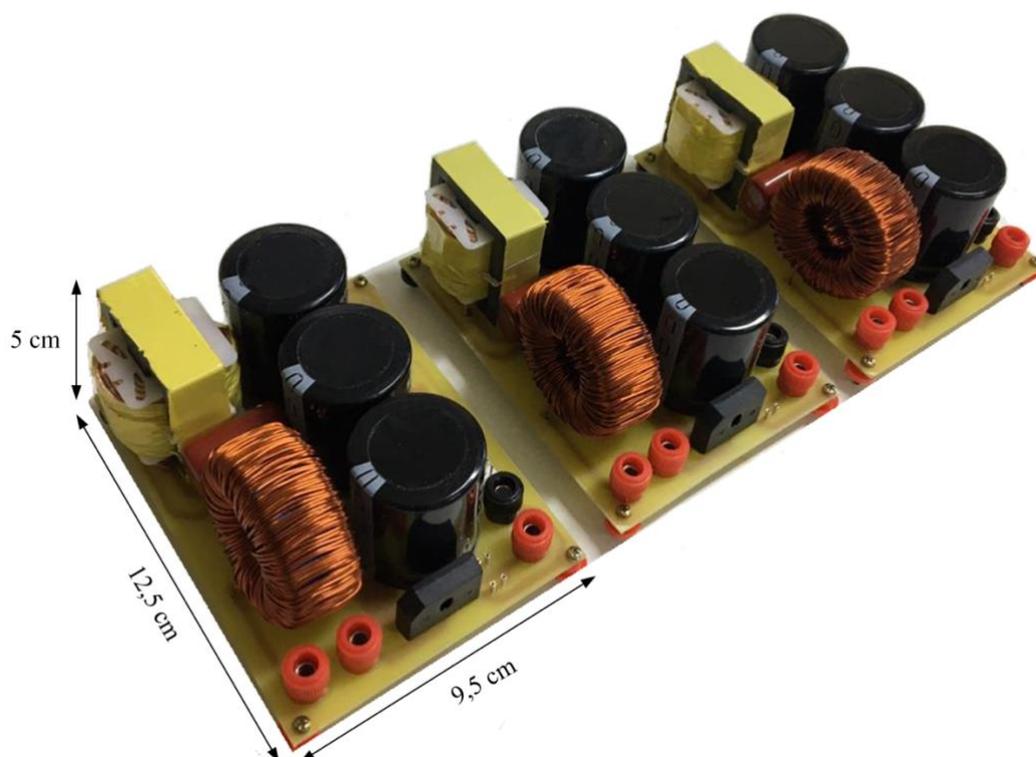
Fonte: Autoria própria.

Quadro 6.1 - Componentes utilizados na construção do protótipo.

Componentes	Especificações
Indutores L_i	Indutância: 6 mH Número de espiras: 207 Fio condutor: 21 AWG Núcleo: APH46P60
Indutores L_o	Indutância: 102,25 μ H Número de espiras: 38 Fio condutor: 32x32 AWG Núcleo: EE 42/15 3C90
Capacitores C_i	EPCOS – 2,2 μ F/450V
Capacitores C_o	3x1500 μ F/250V
Transistores S	SCT3120AL – 650V/21A
Diodos D_o	R1560PF2 – 600V/15A

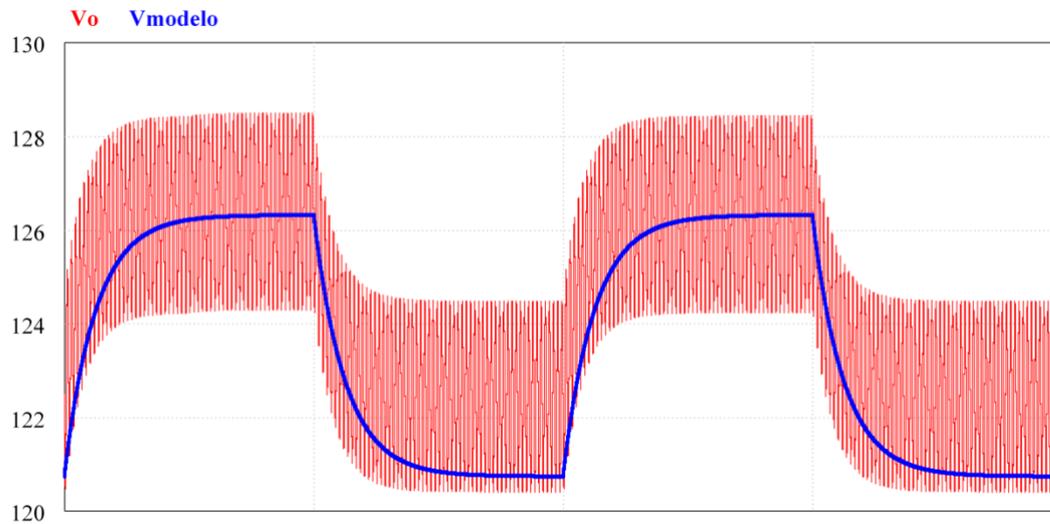
Fonte: Autoria própria.

Figura 6.8 - Fotografia dos protótipos construídos.



Fonte: Autoria própria.

Figura 6.9 - Validação da função transferência para o retificador SEPIC com 3 conversores em paralelo.



Fonte: Autoria própria.

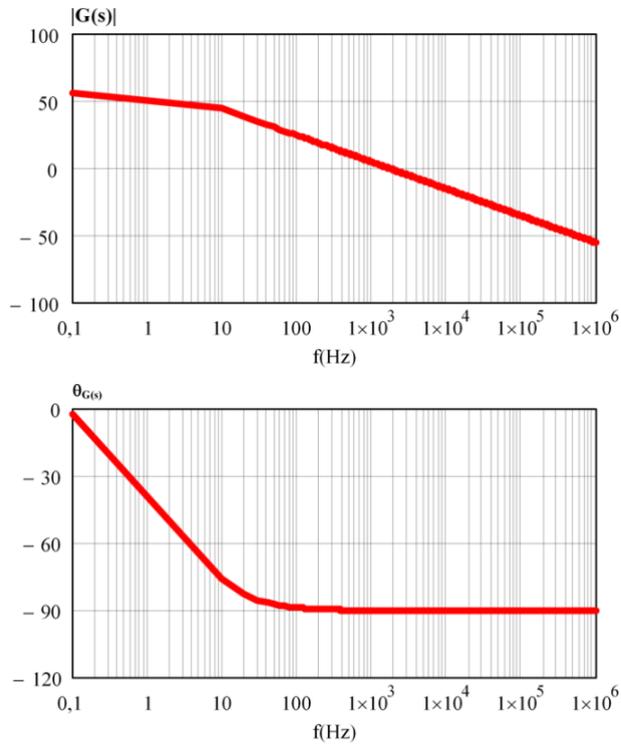
Substituindo os valores dos parâmetros das Tabelas 6.1 e 6.2, a função transferência referente aos retificadores SEPIC é apresentada na expressão (6.13). O diagrama de Bode desta função transferência se encontra na Figura 6.10.

$$G(s) = \frac{11000}{s + 15,833} \quad (6.13)$$

O controle da tensão de saída do sistema pode ser realizado com um controlador PI. O controlador foi projetado para uma frequência de cruzamento de 4 Hz e margem de fase de 90°. O sensoriamento foi realizado por um divisor resistivo com ganho de 0,01404. O compensador PI projetado é encontrado na expressão (6.14). Na Figura 6.11, tem-se o diagrama de Bode para o sistema compensado.

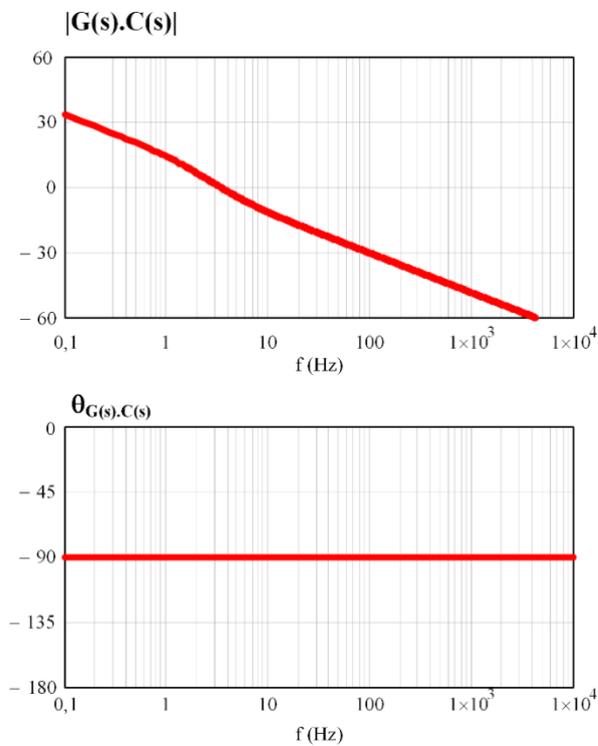
$$C(s) = \frac{0,391(s + 15,833)}{s} \quad (6.14)$$

Figura 6.10 - Diagrama de Bode do sistema de retificadores SEPIC, não-compensado.



Fonte: Autoria própria.

Figura 6.11 - Diagrama de Bode do sistema de retificadores SEPIC, compensado.



Fonte: Autoria própria.

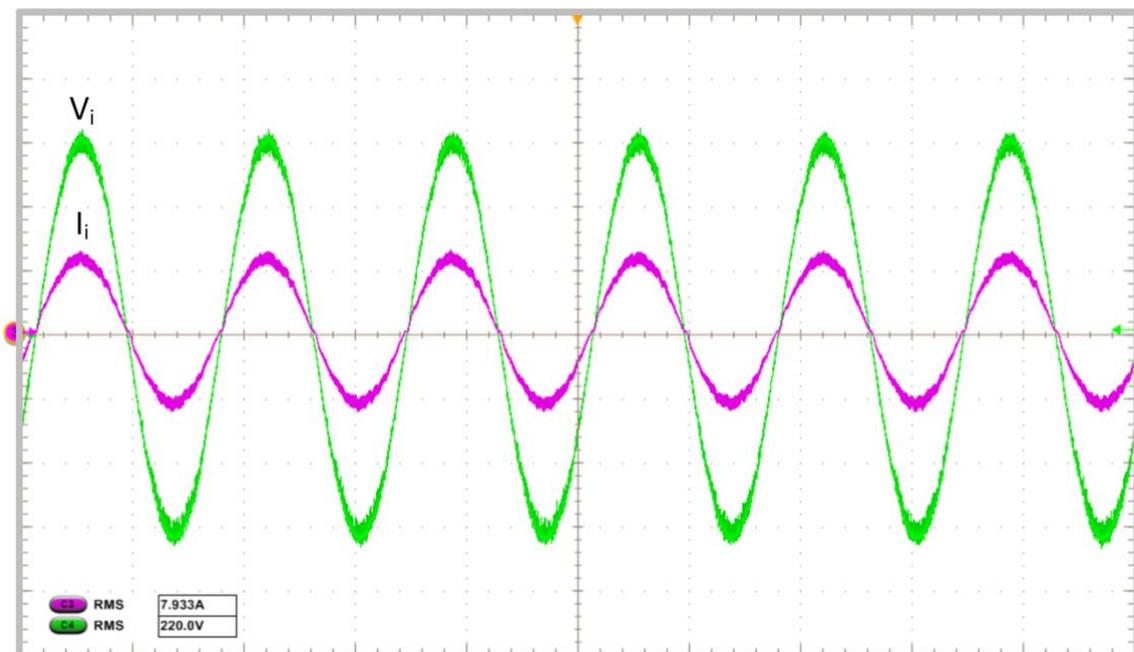
6.11 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A Figura 6.12 apresenta as formas de onda da tensão de entrada e da corrente de entrada do sistema. Observa-se que a corrente de entrada possui formato senoidal e está em fase com a tensão de entrada, caracterizando o elevado fator de potência da estrutura em modo de condução descontínuo.

O espectro harmônico da corrente de entrada do sistema está na Figura 6.13. Nota-se que todos os harmônicos estão em níveis abaixo dos limites regulamentados pelas normas. A THD de corrente foi de 2,85% e o fator de potência foi de 0,99, ambos em condições nominais.

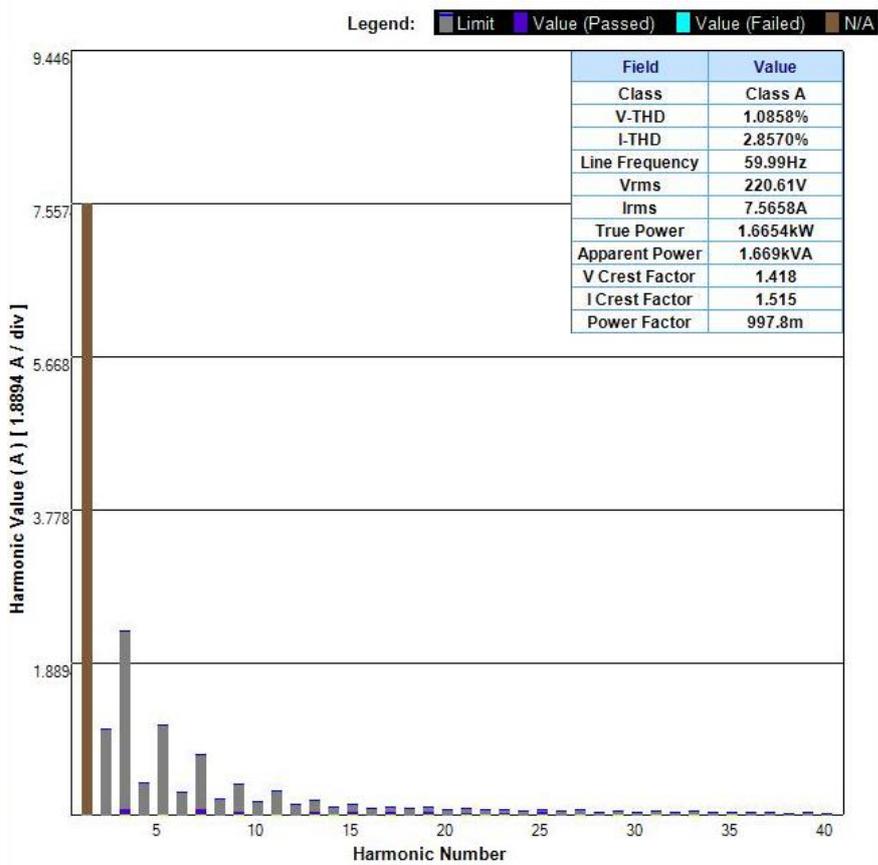
A figura 6.14 apresenta as correntes de entrada de cada módulo e a corrente de entrada total do sistema, correspondendo à somatória das três primeiras. Os valores eficazes mensurados das correntes de entrada de cada módulo foram de 2,599 A, 2,504 A e 2,571 A, corroborando as análises de auto compartilhamento. Ainda nesta figura, verifica-se que as três correntes de entrada dos módulos estão sobrepostas, apresentando um desequilíbrio mínimo na distribuição da potência entre os módulos.

Figura 6.12 – Tensão (100V/div) e corrente (10A/div) de entrada (10ms/div) do sistema.



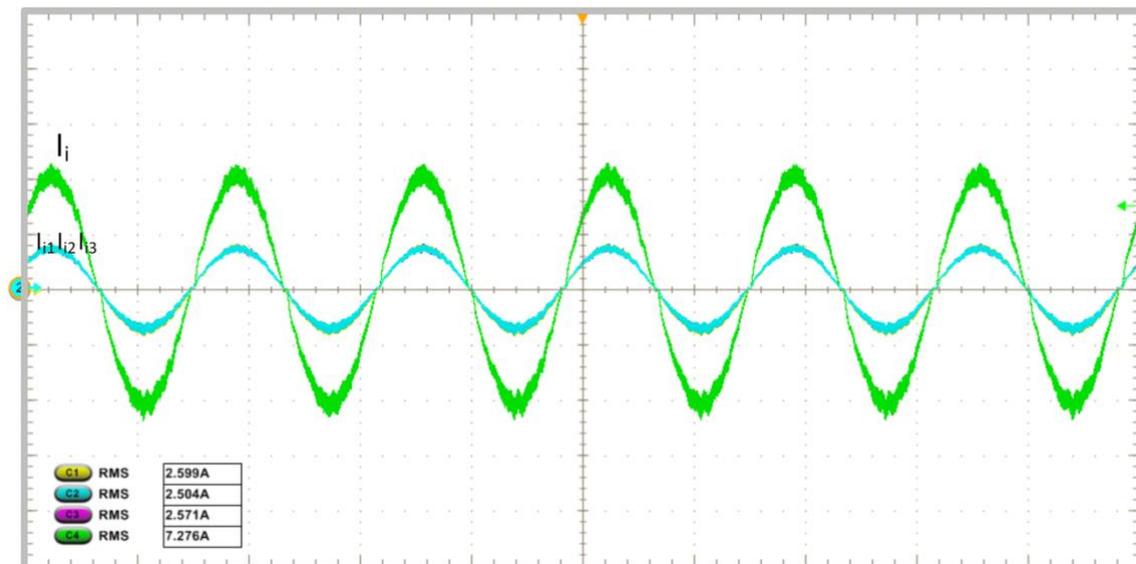
Fonte: Autoria própria.

Figura 6.13 – Espectro harmônico da corrente de entrada do sistema.



Fonte: Autoria própria.

Figura 6.14 – Correntes de entrada de cada módulo e total do sistema (5A/div) (10ms/div).

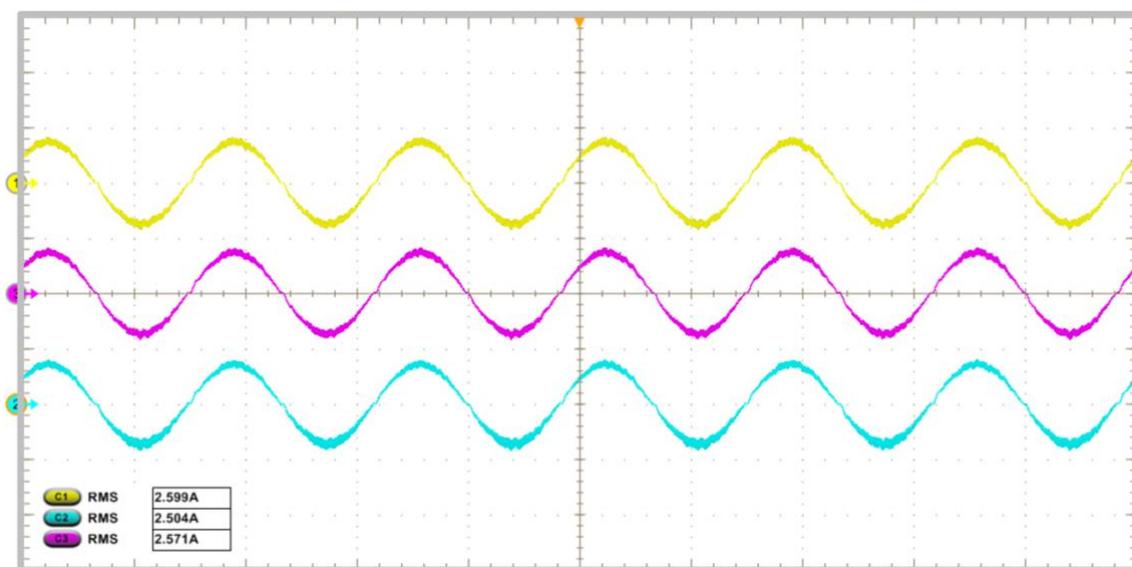


Fonte: Autoria própria.

Na Figura 6.15, as correntes de entrada de cada módulo são apresentadas em eixos distintos, a fim de possibilitar a visualização do formato senoidal e em fase de todas elas.

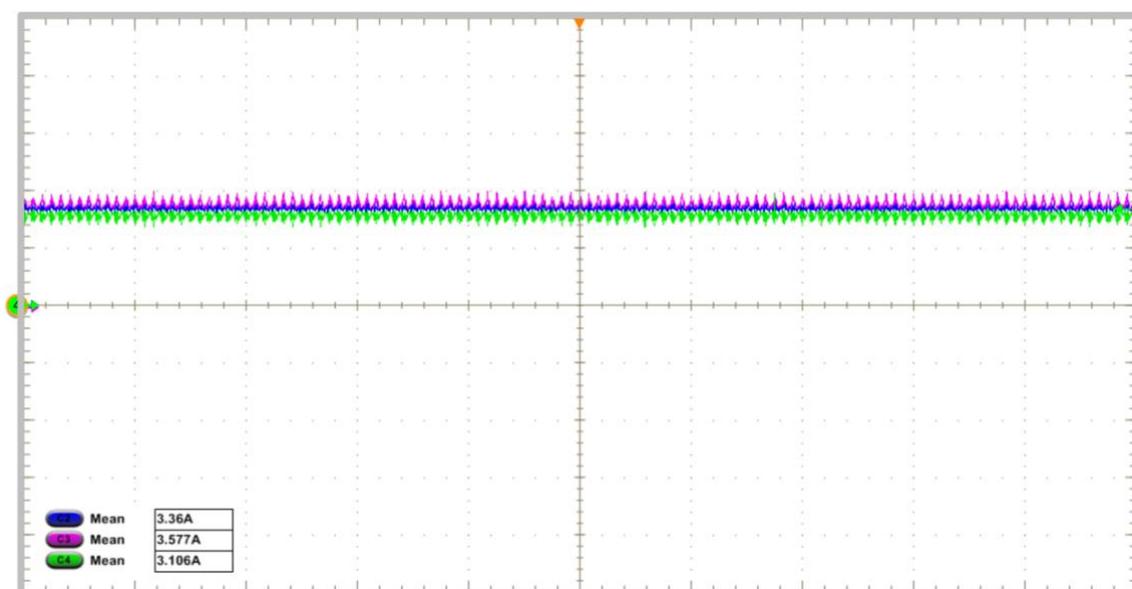
A Figura 6.16 mostra as correntes de saída de cada módulo. Os valores médios dessas correntes são: 3,40 A, 3,60 A e 3,10 A, processando cerca de 435 W (33,6%), 460 W (35,5%) e 400 W (30,9%) de potência, respectivamente.

Figura 6.15 – Correntes de entrada de cada módulo (5A/div) (10ms/div).



Fonte: Autoria própria.

Figura 6.16 – Correntes de saída de cada módulo (2A/div) (200ms/div) em plena carga.



Fonte: Autoria própria.

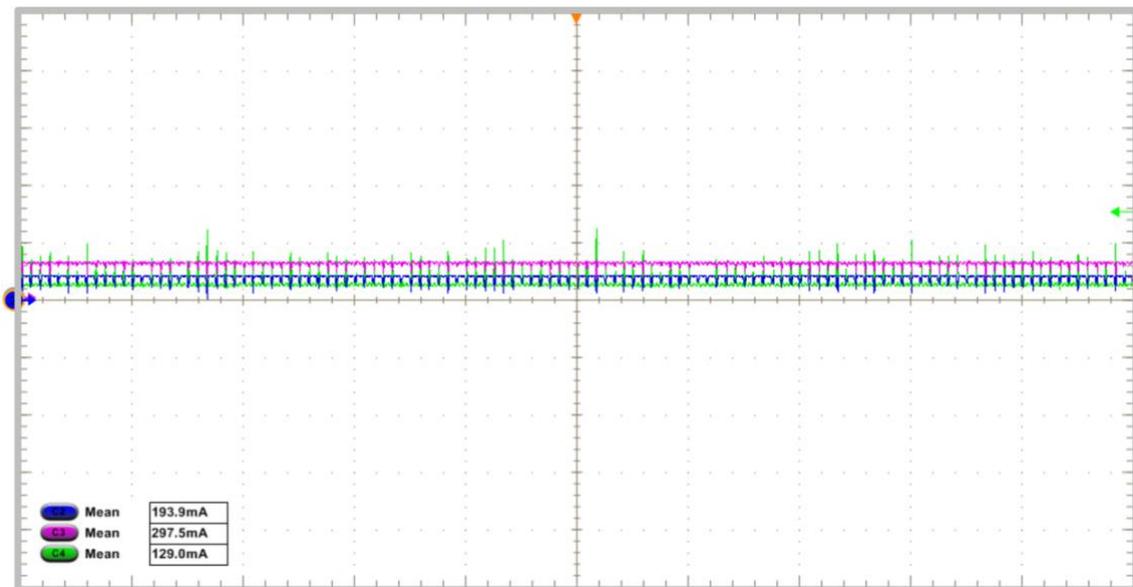
As correntes de saída de cada módulo com baixa potência na carga são vistas na Figura 6.17. A potência processada nesse instante é de cerca de 75 W, (5% da potência nominal), mostrando o auto compartilhamento presente em todas as faixas de operação do sistema. As potências processadas por cada módulo nesse instante são de cerca de: 25 W (33,3 %), 34 W (45,3 %) e 16 W (21,3 %).

A figura 6.18 apresenta tensão e corrente na saída do sistema. Verifica-se que a tensão é de pouco mais de 125 V e a corrente de saída 12 A, resultando em aproximadamente 1500W, conforme projetado.

Na figura 6.19 tem-se o resultado da tensão de saída e corrente de entrada após um degrau de carga, partindo de meia-carga para carga nominal.

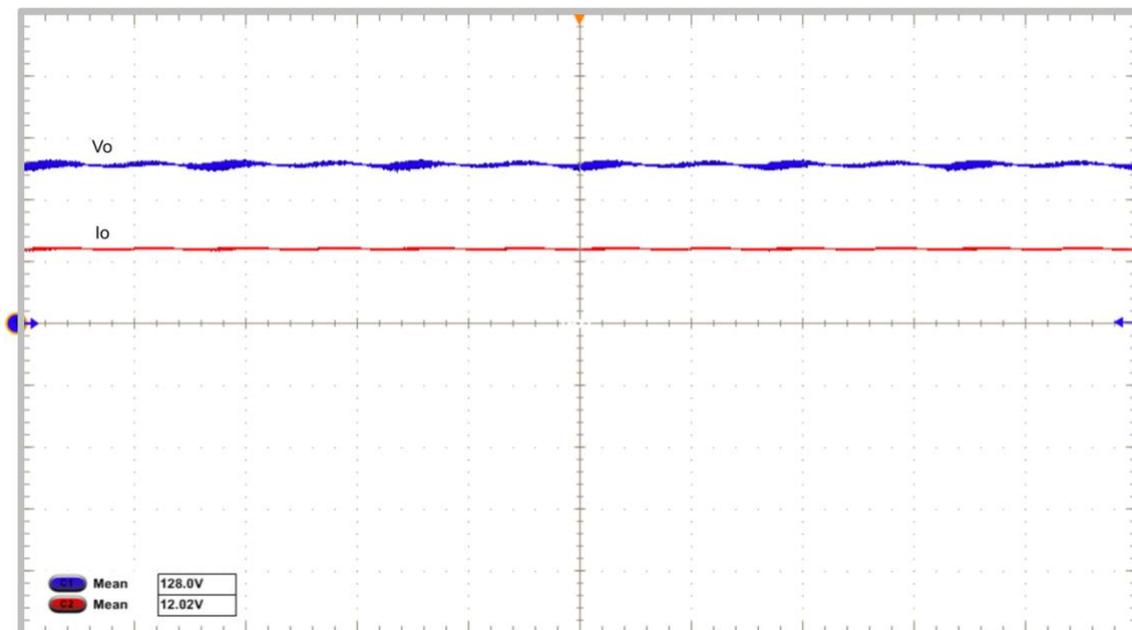
Na figura 6.20, o degrau agora parte da carga nominal para meia-carga. Os dois resultados validam a modelagem e o projeto do controlador para o sistema.

Figura 6.17 – Correntes de saída de cada módulo com baixa potência (500mA/div) (200ms/div).



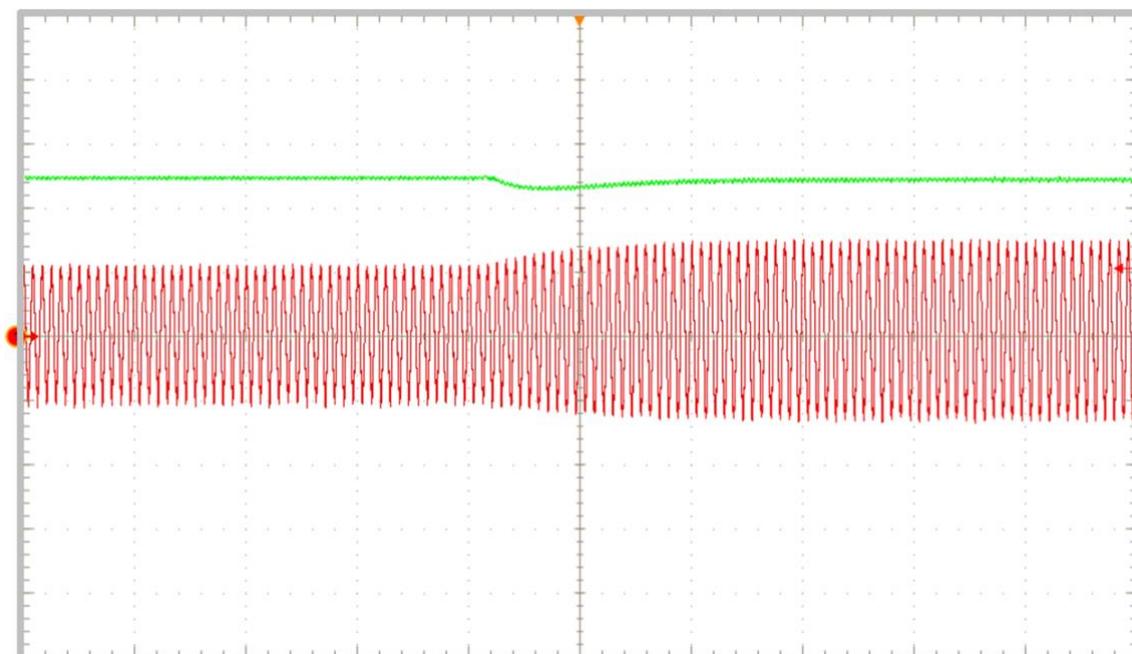
Fonte: Autoria própria.

Figura 6.18 – Tensão (50V/div) e corrente (10A/div) na carga (10ms/div).



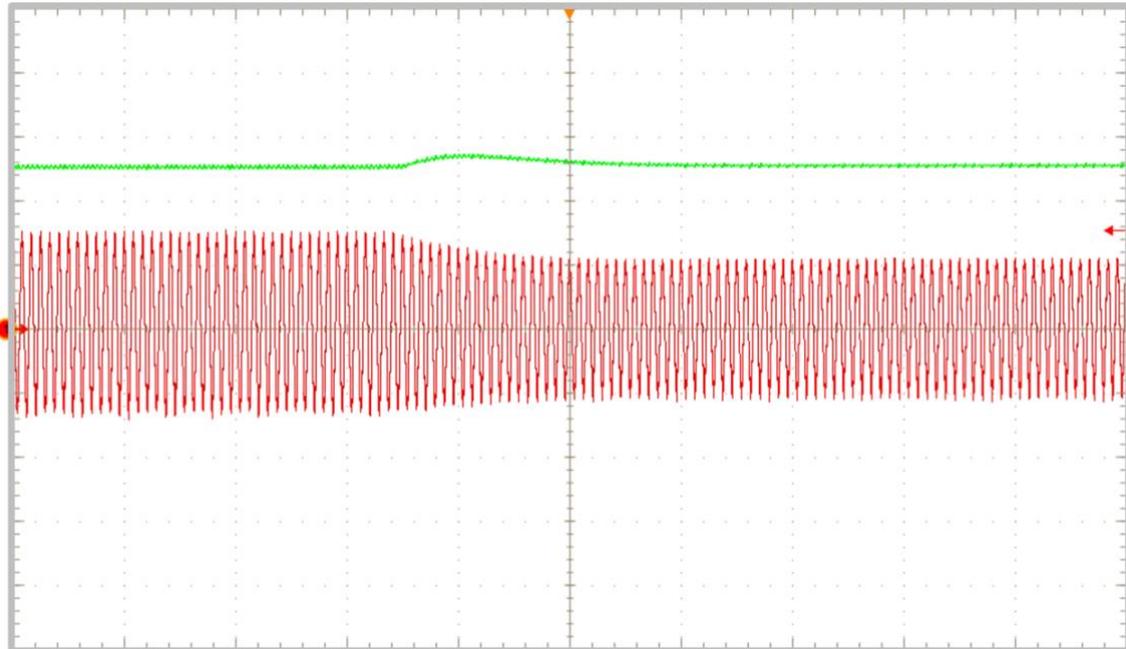
Fonte: Autoria própria.

Figura 6.19 – Tensão (50V/div) e corrente (6A/div) para um degrau de carga, de meia-carga para carga nominal (200ms/div).



Fonte: Autoria própria.

Figura 6.20 – Tensão (50V/div) e corrente (6A/div) para um degrau de carga, de carga nominal para meia-carga (200ms/div).

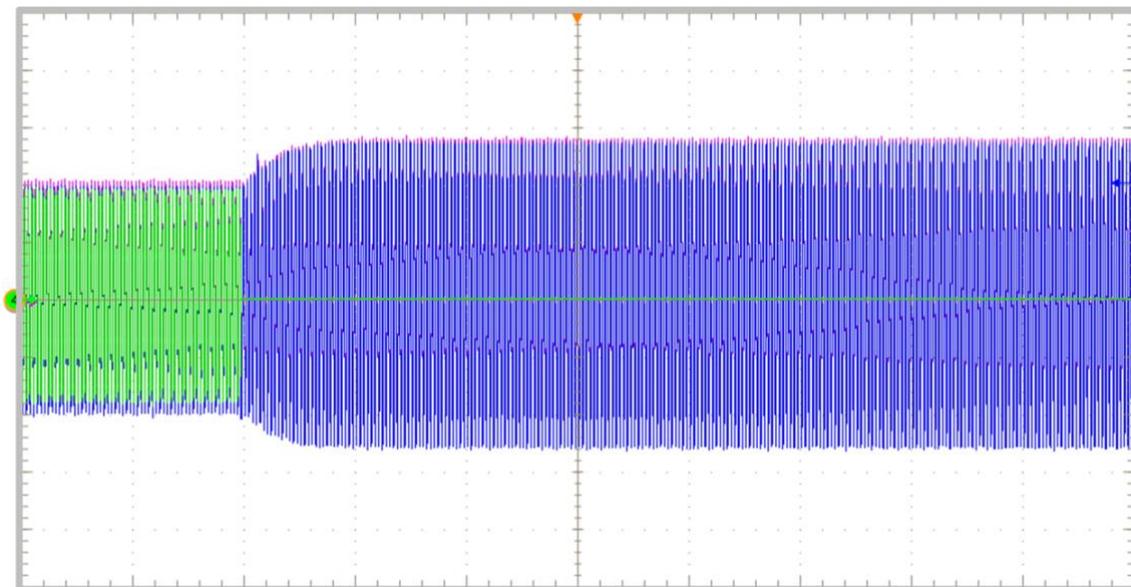


Fonte: Autoria própria.

Um teste com o desligamento de um dos módulos foi realizado e o resultado é apresentado na Figura 6.21. Inicialmente, têm-se os três módulos operando, cada um com 2/3 da sua capacidade de potência nominal, de forma que o sistema total processa 1000 W. Após um período de tempo, um dos módulos é desligado e, neste instante, os demais módulos mantêm-se em operação, buscando um novo ponto de operação estável. A partir desse momento, os dois módulos ativos passam a processar 100% da sua potência nominal, e, assim, o sistema continua a processar 1000 W de potência, como no início do funcionamento. Os resultados mostram o auto compartilhamento do sistema, a fim de encontrar um novo ponto de operação estável.

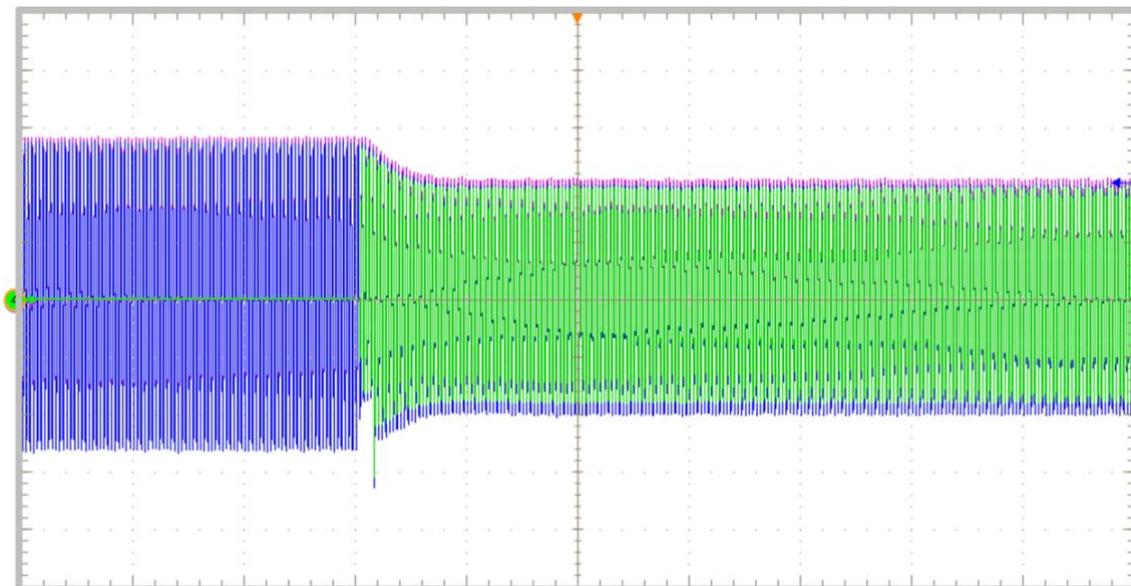
Um segundo teste foi realizado ligando um terceiro módulo quando dois estão inicialmente operando nas condições nominais (Figura 6.22). Ao ligar o terceiro módulo, o sistema volta a encontrar um novo ponto de operação estável, com os três módulos dividindo a potência nominal.

Figura 6.21 – Correntes de entrada de cada módulo (1A/div) com desligamento de um módulo (500ms/div).



Fonte: Autoria própria.

Figura 6.22 – Correntes de entrada de cada módulo (1A/div) com ligação de um módulo (500ms/div).



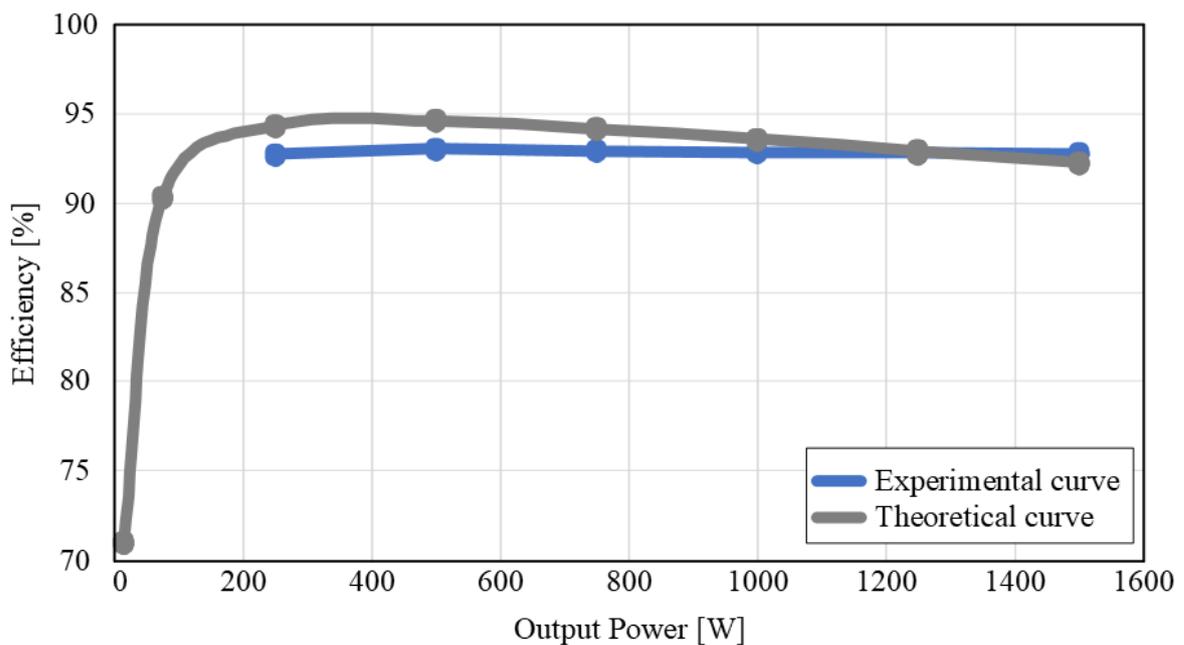
Fonte: Autoria própria.

Os pontos de THD da corrente de entrada medidos e a curva de tendência em função da potência de saída são apresentados na Figura 6.24. Nota-se que em condições nominais, a THD foi de 2,85%.

As curvas de rendimento experimental e teórico em função da potência de saída são mostradas na Figura 6.23. O rendimento obtido foi próximo de 93% para toda a faixa de operação, tendo o valor máximo de 93% com 1/3 da potência nominal. Ressalta-se, com base nos cálculos teóricos de perdas, que a maior parcela das perdas ocorre nos indutores, cerca de 46% do total; o restante das perdas está distribuído entre os interruptores controlados (36%) e os diodos (18%).

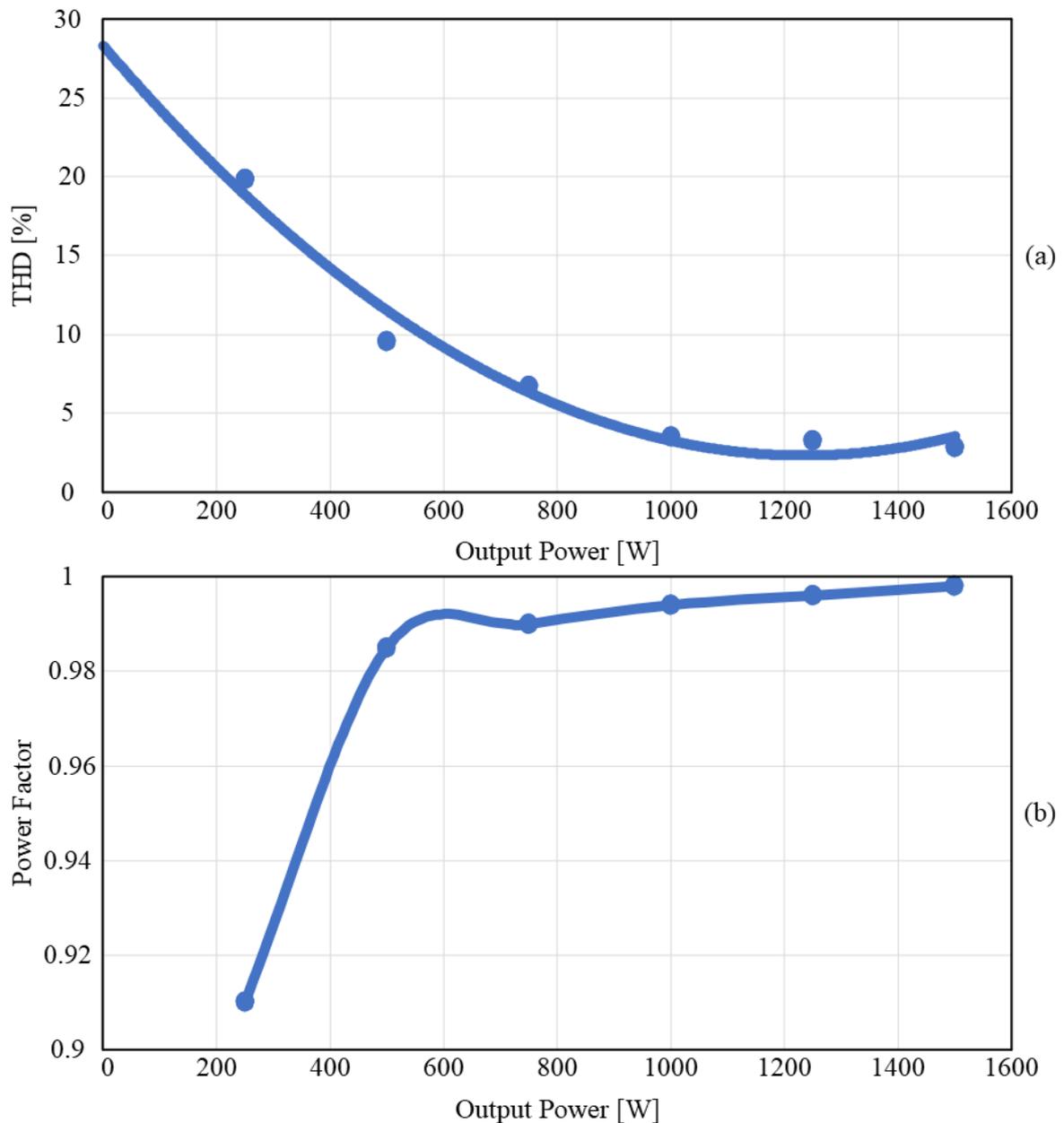
Os pontos de THD da corrente de entrada medidos e a curva de tendência em função da potência de saída são apresentados na Figura 6.24 (a). Os pontos medidos e a respectiva curva de tendência para o Fator de Potência (FP) em função da potência de saída, são apresentados na Figura 6.24 (b). Nota-se que em condições nominais, a THD foi de 2,85% e o FP 0,998.

Figura 6.23 - Curva de rendimento para o sistema de retificadores SEPIC IPOP.



Fonte: Autoria própria.

Figura 6.24 - Curva de THD e FP para o sistema de retificadores SEPIC IPOP.



Fonte: Autoria própria.

6.12 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Este capítulo analisou e comprovou o princípio do autobalço nos retificadores, quando operando em MCD. Isso permite utilizar os retificadores em MCD de forma modular, conectados em IPOP, em aplicações de elevadas potências, sem grandes esforços nos semicondutores. O texto apresentou a análise, que é uma extrapolação do conceito visto nos

capítulos anteriores nos conversores CC-CC, de forma que se pode quantificar o desequilíbrio e verificar a existência de um ponto de operação estável, mesmo com variações paramétricas entre os módulos. Em seguida, a partir de uma tabela de especificações, foi projetado um sistema modular de 1500 W, com três módulos de retificadores SEPIC. Com os módulos projetados, o auto compartilhamento pode ser verificado através de simulação numérica, concluindo-se que o auto compartilhamento é preservado nos conversores CA-CC. Esse fato faz com que seja possível um módulo para a faixa ótima de eficiência e então adicionar mais módulos para aumentar a potência do sistema. Posteriormente, foram construídos protótipos que compuseram o sistema abordado, que foram usados para comprovar experimentalmente as análises de auto compartilhamento das correntes em um sistema IPOP de retificadores SEPIC. Para o protótipo construído para processar 1500W de potência, o rendimento ficou próximo de 93% em toda a faixa de operação e, em condições nominais, o valor da THD da corrente de entrada foi inferior a 3%. Sendo assim, o trabalho traz uma possibilidade de aumentar a faixa de potência dos retificadores em MCD, sem trazer prejuízo à eficiência e mantendo componentes mais fáceis de serem encontrados e adquiridos no mercado e trazendo a simplicidade para controlar o sistema, independente de quantos módulos o compor.

7 CONCLUSÃO

A partir da elaboração deste trabalho, pode-se concluir que os sistemas modulares IPOPOP são ótimas alternativas para ampliar a faixa de potência dos conversores não isolados em MCD. Este modo de operação tem alguns atrativos, mas a faixa de potência é restrita. Trabalhando com módulos, a potência total do sistema é distribuída entre n conversores, e, dessa forma o número de opções de semicondutores é aumentada, as perdas também são distribuídas, as frequências de comutação podem ser aumentadas, diminuindo os volumes dos magnéticos. Além dessas vantagens, pode-se alcançar elevados valores de rendimento para altas potências.

Verificou-se que o grande desafio dos sistemas modulares é garantir o compartilhamento de potência entre todos os módulos de conversores. No entanto, algumas topologias possuem um compartilhamento natural e, assim operação estável, sem a necessidade de malhas de controle adicionais. Esse fato é explicado com auxílio do perfil tombante presente na característica de saída de alguns conversores (um efeito de *droop* natural, também chamado na literatura de *self-sharing*).

O auto compartilhamento das correntes em sistemas IPOPOP foi abordado para as seis topologias básicas não-isoladas nos campos CC-CC e CA-CC; em seguida foi comprovado experimentalmente para os conversores CC-CC SEPIC e ĆUK em MCD.

Os resultados de simulação e experimentais corroboraram as análises teóricas e apresentaram operações estáveis, mesmo com diferenças paramétricas entre os módulos. O desequilíbrio entre as correntes foi baixo. Dessa forma, a operação é adequada.

Testes experimentais foram realizados provocando um aumento no desequilíbrio entre os módulos através do uso de diferentes razões cíclicas em cada conversor. No caso dos sistemas CC-CC, variou-se em quase 3% para cima e para baixo do valor nominal (0,35, 0,34 e 0,36); o resultado obtido foi uma diferença de 16 % nos valores médios das correntes de entrada, em relação à nominal (2,5 A, 2,1 A e 2,4 A).

Para ambos os sistemas, o rendimento foi satisfatório, considerando componentes de custo relativamente reduzido e com operação em condução descontínua. Os sistemas alcançaram quase 97% de eficiência em seu valor máximo, e 95% para carga nominal.

Em seguida, a mesma metodologia de análise de *self-sharing* foi aplicada em um sistema IPOPOP constituído de retificadores do tipo SEPIC não isolados operando em MCD. As análises de auto compartilhamento também foram validadas para o sistema formado por

retificadores. Considerando os componentes de baixo custo que foram utilizados, um rendimento de 93% para processamento de 1500 W foi satisfatório; também foi satisfatória a qualidade da corrente de entrada, com uma THD inferior a 3%.

Desta forma, esta tese contribui provando que os conversores não isolados também podem usufruir do mecanismo de auto balanço quando operando em MCD, pois eles funcionam adequadamente em paralelo na conexão IPOP. A Tese também contribui extrapolando o conceito, até o momento usando em conversores CC-CC, para os retificadores não isolados. Por fim, como resultado das contribuições da Tese, a conexão aqui proposta amplia a faixa de utilização dos conversores CC-CC e CA-CC não isolados operando em MCD, pois em faixas de potências maiores pode-se utilizar módulos em paralelo sem a adição de malhas de controle extras.

Por fim, pode se concluir que a metodologia proposta apresenta algumas vantagens e contribuições: topologias não isoladas, autoequilíbrio das correntes sem técnicas de controle extras, implementação simples e validação para as topologias convencionais de conversores.

Em 2018 foi publicado no IEEE 9th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), um artigo com o título: *Analysis of self-sharing of currents in steady-state of IPOP connected modular SEPIC converter in DCM*, apresentando uma parcela dos resultados obtidos nesta Tese.

Em setembro de 2022, o artigo *Input parallel–output parallel connected modular non-isolated DC-DC converters with current self-sharing capability operating in discontinuous conduction mode* foi publicado no International Journal of Circuit Theory and Applications.

E, em julho de 2023, o artigo *Non-Isolated PFC SEPIC Rectifier in IPOP Connection with Current Self-Sharing Capability* foi publicado na IEEE Transactions on Power Electronics.

REFERÊNCIAS

- AYYANAR, R.; GIRI, R.; MOHAN, N. Active input-voltage and load-current sharing in input-series and output-parallel connected modular DC-DC converters using dynamic input-voltage reference scheme. *IEEE Power Electronics Society*, vol. 19, no. 6, pp. 1462-1473, nov. 2004.
- BHINGE, A.; MOHAN, N.; GIRI, R.; AYYANAR, R. Series- parallel connection of DC-DC converter modules with active sharing of input voltage and load current. *IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC)*, mar. 2002.
- BOTTION, A. J. B.; BARBI, I. Input-series and output-series connected modular output capacitor Full-Bridge PWM dc-dc converter. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 10, pp. 6213-6221, out. 2015.
- BOTTION, A. J. B.; BARBI, I. Series-series association of two dual active bridge (DAB) converters. *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, mar. 2015.
- CHEN, W.; RUAN, X.; YAN, H.; TSE, C. K. DC/DC conversion systems consisting of multiple converter modules: stability, control, and experimental verifications. *IEEE Trans. on Power Electronics*. vol. 24, no. 6, pp. 1463-1474, jun. 2009.
- CHENG, J.; SHI, J. A novel input-parallel output-parallel connected dc-dc converter modules with automatic sharing of currents. *IEEE 7th International Power Electronics and Motion Control Conference (ECCE)*, jun. 2012.
- COSTA, P. J. S. Retificadores SEPIC monofásicos e trifásicos com elevação do ganho estático e redução dos esforços de tensão sobre os semicondutores. 2017. Tese de Doutorado. Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2017.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of Power Electronics*. 2 ed. New York: Kluwer Academic, 2001.
- FAUST, R. G. Conversor flyback modular conectado em série na entrada e série na saída operando no modo descontinuo com pulso único de comando. 2014. Dissertação de Mestrado. Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2014.
- FOLEY, R.; KAVANAGH, R. C.; EGAN, M. G. Sensorless current estimation and sharing in multiphase Buck converters. *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 27, no. 6, pp. 2936-2946, jun. 2012.
- FUERBACK, V. B.; PAGLIOSA, M. A.; DALL'ASTA, M. S.; LAZZARIN, T. B. Modular ISOP Flyback converter: analysis of auto-balancing mechanism in steady state. *IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, Florianópolis, Brasil, abr. 2017.

FUJIII, K.; KOELLENSPERGER, P.; DE DEONCKER, R. W. Characterization and Comparison of High Blocking Voltage IGBTs and IEGTs under Hard- and Soft-Switching Conditions. IEEE 37th Power Electronics Specialists Conference (PESC), jun. 2006.

GIRI, R.; AYYANAR, R.; MOHAN, N. Common duty ratio control of input series connected modular DC-DC converters with active input voltage and load current sharing. IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 42, no. 4, pp. 1101-1111, jul./ago. 2006.

GRBOVIC, P. J. Master/slave control of input-series-and output-parallel- connected converters: Concept for low-cost high-voltage auxiliary power supplies. IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 24, no. 2, pp. 316-328, feb. 2009.

JAMERSON, C.; MULLETT, C. Parallel supplies via various droop methods. HFPC, pp. 68-76, 1994.

JOVANOVIC, M. M.; CROW, D. E.; FANG-YI, L. A novel, low-cost implementation of "democratic" load-current sharing of paralleled converter modules. Telecommunications Energy Conference. INTELEC '94., 16th International. 1994. p. 420-427.

KAMINSKI, N. State of the art and the future of wide band-gap devices. IEEE 13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009.

KIM, J. W.; CHOI, H. S.; CHO, B. H. A novel droop method for converter parallel operation. IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 17, no. 1, pp. 25-32, jan. 2002.

KIM, J. W.; YON, J. S.; CHO, B. H. Modeling, control and design of input-series output-parallel connected converter for high speed train power system. IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 48, no. 3, pp. 536-544, jun. 2001.

KREMES, W. J. Retificador bridgeless SEPIC PFC com rastreamento de máxima potência para processar energia elétrica de um sistema eólico de pequeno porte. 2016. Dissertação de Mestrado. Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Ponta Grossa, 2016.

KREMES, W. J.; EWERLING, M. V. M.; ILLA FONT, C. H.; LAZZARIN, T. B. Analysis of self-sharing of currents in steady-state of IPOP connected modular SEPIC converter in DCM. IEEE 9th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), Charlotte, Estados Unidos, jun. 2018.

LI, M.; TSE, C. K.; IU, H. H. C.; MA, X. Unified Equivalent Modeling for Stability Analysis of Parallel-Connected DC/DC Converters. IEEE Trans. on Circuits and Systems – II: Express Briefs, vol. 57, no. 11, pp. 898-902, nov. 2010.

LIU, C. et al. Magnetic-coupling current-balancing cells based input-parallel output-parallel LLC resonant converter modules for high-frequency isolation of DC distribution systems. IEEE Power Electronics Society, vol. 31, no. 10, pp. 6968-6979, out. 2015.

- LUO, S.; YE, Z.; LIN, R. L.; LEE, F. C. A classification and evaluation of paralleling methods for power supply modules. IEEE 30th Power Electronics Specialists Conference (PESC), Charleston, Estados Unidos, jun. 1999.
- MAO, H.; YAO, L.; WANG, C.; BATARSEH, I. Analysis of inductor current sharing in non-isolated and isolated multiphase dc–dc converters. IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 54, no. 6, pp. 3379-3388, dez. 2007.
- PAGLIOSA, M. A. Conexão série de conversores modulares: metodologia para análise do auto-equilíbrio das tensões e estudo do conversor Flyback a duas chaves. 2018. Tese de Doutorado. Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2018.
- PAGLIOSA, M. A.; FAUST, R. G.; LAZZARIN, T. B.; BARBI, I. Input-series and output-series connected modular single-switch Flyback converter operating in the discontinuous conduction mode. IET Power Electronics, vol. 9, no. 9, pp. 1962-1970, 2016.
- PANOV, Y.; RAJAGOPALAN, J.; LEE, F. C. Analysis and design of N parallel DC–DC converters with master–slave current control. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), fev. 1997.
- PARCHOMIUK, M.; STRZELECKI, R.; ZYMMER, K.; DOMINO, A. Modular power converter with superconducting magnetic energy storage for electric power distribution system – analysis and simulation. IEEE 19th European Conference on Power Electronics and Applications, 2017.
- POMILIO, J. A. Conversores ĆUK, SEPIC e ZETA como PFP. In: Pré-reguladores de Fator de Potência. Universidade de Campinas, Campinas, 2005.
- QIWEI, L. et al. Research on voltage sharing for input-series-output-series phase-shift full-bridge converters with common-duty-ratio. IEEE 37th Conference on Industrial Electronics Society (IECON), nov. 2011.
- RODRIGUEZ, J.; LAI, J. S.; PENG, F. Z. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 49, no. 4, pp. 724-738, ago. 2002.
- SEDAGHATI, F.; HOSSEINI, S. H.; SABAH, M.; GHAREHPETIAN, G. B. Analysis and implementation of a modular isolated zero-voltage switching bidirectional dc–dc converter. IET Power Electronics, vol. 7, pp. 2035-2049, 2014.
- SHI, J.; LIU, T.; CHENG, J.; HE, X. Automatic Current Sharing of an Input-Parallel Output-Parallel (IPOP)-Connected DC–DC Converter System with Chain-Connected Rectifiers. IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 30, no. 6, pp. 2997-3016, jun. 2015.
- SHI, J.; LUO, J.; HE, X. Common-duty-ratio control of input-series output-parallel connected phase-shift full-bridge dc–dc converter modules. IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 26, no. 11, pp. 3318-3329, nov. 2011.
- SHI, J.; ZHOU, L.; HE, X. Common-duty-ratio control of input-parallel output-parallel (IPOP) connected dc–dc converter modules with automatic sharing of currents. IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 27, no. 7, pp. 3277-3291, jul. 2012.

VAN DER MERWE, J.; DU T MOUTON, H. An investigation of the natural balancing mechanisms of modular input-series-output-series dc-dc converters. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Atlanta, Estados Unidos, set. 2010.

VAZQUEZ, A.; RODRIGUEZ, A.; LAMAR, D. G.; HERNANDO, M. M. Advanced Control Techniques to Improve the Efficiency of IPOP Modular QSW-ZVS Converters. IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 33, no. 1, pp. 73-86, jan. 2018.

WANG, F. et al. A control strategy for suppressing circulating currents in parallel-connected PMSM drives with individual DC links. IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 31, no. 2, pp. 1680-1691, fev. 2016.

YIFEI, L.; YUBIN, W.; SHANSHAN, W. Sensorless current sharing in two-phase input-parallel output-parallel dc-dc converters. International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Pattaya, Tailandia, jan. 2016.

ZHANG, X.; CORRADINI, L.; MAKSIMOVIC, D. Sensorless current sharing in digitally controlled two-phase Buck dc-dc converters. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Washington, Estados Unidos, fev. 2009.