



MARCELO NOGUEIRA TIROLI

**PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR
CC-CC MULTICELULAR COM OPERAÇÃO
ASSIMÉTRICA NO MODO DE CONDUÇÃO CRÍTICA**

Bauru
2022

MARCELO NOGUEIRA TIROLI

**PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR
CC-CC MULTICELULAR COM OPERAÇÃO
ASSIMÉTRICA NO MODO DE CONDUÇÃO CRÍTICA**

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia
do Câmpus de Bauru - UNESP como parte
dos requisitos para obtenção do título de
Doutor em Engenharia Elétrica.
Área de Conhecimento: Automação.

Prof. Dr. Flávio Alessandro Serrão Gonçalves
Orientador

Prof. Dr. Helmo Kelis Morales Paredes
Coorientador

Bauru
2022

T597p

Tirolli, Marcelo Nogueira

Projeto e desenvolvimento de um conversor CC-CC multicelular com operação assimétrica no modo de condução crítica / Marcelo Nogueira Tirolli. -- Bauru, 2022

136 p.

Tese (doutorado) - Universidade Estadual Paulista (Unesp), Faculdade de Engenharia, Bauru

Orientador: Flávio Alessandro Serrão Gonçalves

Coorientador: Helmo Kelis Morales Paredes

1. Conversor boost. 2. Modo de condução crítica. 3. Operação assimétrica. 4. Ondulação da corrente. 5. Rendimento. I. Título.

Sistema de geração automática de fichas catalográficas da Unesp. Biblioteca da Faculdade de Engenharia, Bauru. Dados fornecidos pelo autor(a).

Essa ficha não pode ser modificada.



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA

Câmpus de Bauru



ATA DA DEFESA PÚBLICA DA TESE DE DOUTORADO DE MARCELO NOGUEIRA TIROLI, DISCENTE DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, DA FACULDADE DE ENGENHARIA - CÂMPUS DE BAURU.

Aos 02 dias do mês de maio do ano de 2022, às 14:00 horas, por meio de Videoconferência, realizou-se a defesa de TESE DE DOUTORADO de MARCELO NOGUEIRA TIROLI, intitulada **PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR CC-CC MULTICELULAR COM OPERAÇÃO ASSIMÉTRICA NO MODO DE CONDUÇÃO CRÍTICA**. A Comissão Examinadora foi constituída pelos seguintes membros: Prof. Dr. FLÁVIO ALESSANDRO SERRÃO GONÇALVES (Orientador(a) - Participação Virtual) do(a) Departamento de Engenharia de Controle e Automação / Instituto de Ciência e Tecnologia - UNESP - Câmpus de Sorocaba, Prof. Dr. FERNANDO PINHABEL MARAFÃO (Participação Virtual) do(a) Departamento de Engenharia de Controle e Automação / Instituto de Ciência e Tecnologia - UNESP - Câmpus de Sorocaba, Prof. Dr. MARCELO PATRÍCIO DE SANTANA (Participação Virtual) do(a) Indústria / Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de São Paulo - IFSP - Campus Sorocaba, Prof. Dr. JAKSON PAULO BONALDO (Participação Virtual) do(a) Departamento de Engenharia Elétrica / Universidade Federal do Mato Grosso - UFMT, Prof. Dr. EDUARDO VERRI LIBERADO (Participação Virtual) do(a) Departamento de Engenharia de Controle e Automação / Instituto de Ciência e Tecnologia - UNESP - Câmpus de Sorocaba. Após a exposição pelo doutorando e arguição pelos membros da Comissão Examinadora que participaram do ato, de forma presencial e/ou virtual, o discente recebeu o conceito final: APROVADO. Nada mais havendo, foi lavrada a presente ata, que após lida e aprovada, foi assinada pelo(a) Presidente(a) da Comissão Examinadora.

Prof. Dr. FLÁVIO ALESSANDRO SERRÃO GONÇALVES

*Dedico este trabalho aos meus pais, pelo
que fizeram por mim ao longo da vida.*

AGRADECIMENTOS

À minha família pelo incentivo dado ao longo deste trabalho.

À Laís pelo tempo de convívio privado.

Ao Prof. Flávio A. S. Gonçalves, pela orientação e oportunidade dada.

Aos professores Fernando P. Marafão, Helmo K. M. Paredes e Eduardo V. Liberado pelas conversas, dicas e ensinamentos fornecidos durante a execução deste trabalho.

Aos técnicos de laboratório Claudio, Sandro e Lucas pela prestatividade e atenção fornecidas principalmente durante a composição do protótipo.

Aos amigos e colegas de laboratório Augusto e Felipe Paes pelas conversas, convívio e troca de conhecimentos.

Ao pós-doutorando Luis de Oro pela amizade, ajuda, paciência e conhecimentos transmitidos, em especial ao longo dos testes e ensaios realizados no laboratório.

Aos membros da banca Jakson P. Bonaldo, Marcelo P. Santana, Fernando P. Marafão e Eduardo V. Liberado pelas sugestões e comentários passados para melhoraria deste trabalho.

À todos aqueles que de alguma forma participaram deste trabalho e foram involuntariamente omitidos.

Construimos muros demais

e pontes de menos.

Isaac Newton

RESUMO

Este trabalho envolve o estudo e o desenvolvimento de um conversor CC-CC boost composto por arquitetura multicelular que pode vir a operar com células iguais ou diferentes permitindo que o balanço de potência entre as células seja assimétrico. Cada célula do conversor, independente do fluxo de potência que estiver trabalhando deve operar preferencialmente no modo de condução crítica, com a finalidade de diminuir os esforços sobre os transistores, resultando em menores perdas de condução e de chaveamento, além de praticamente eliminar as perdas de recuperação reversa nos diodos. O modelamento matemático que caracteriza a ondulação da corrente de entrada do conversor foi desenvolvido baseado na série de Fourier. Com isso é possível chegar a um modelo matemático generalizado podendo ser aplicado para configurações simétricas e assimétricas, independentemente da quantidade de células. No modelo proposto também é considerado uma variável manipulável referente ao deslocamento de fase entre as células. Baseado na configuração adotada, pode-se estabelecer o valor do ângulo de defasagem de cada célula para que resulte na menor ondulação da corrente de entrada. Com as condições propostas para a obtenção das menores ondulações, é apresentado um estudo referente ao rendimento do conversor, desmembrando as perdas em cada elemento, considerando configurações simétricas e assimétricas. Simulações das ondulações das correntes foram realizadas e comparadas com o modelo matemático proposto, assim como estimativas das perdas nos elementos. Resultados de ensaios experimentais são apresentados considerando um protótipo constituído por quatro células com capacidades de 250 W e 125 W, semicondutores de carbeto de silício, e sistema de controle baseado em uma placa de desenvolvimento FPGA.

Palavras-chave: Conversor Boost, Modo de Condução Crítica, Operação Assimétrica, Ondulação da Corrente, Rendimento.

ABSTRACT

This work involves studying and developing a DC-DC boost converter composed of a multi-cell architecture that can operate with the same or different cells, allowing the power balance between the cells to be asymmetrical. Regardless of power flow, each converter cell should preferably operate in the critical conduction mode to reduce the stress on the transistors, resulting in lower conduction and switching losses and almost eliminating reverse recovery losses in the diodes. The mathematical modeling that characterizes the converter's input current ripple was developed based on the Fourier series. Thus, it is possible to arrive at a generalized mathematical model that can be applied to symmetrical and asymmetrical configurations, regardless of the number of cells. The proposed model also considers a manipulable variable referring to the phase shift between the cells. Based on the adopted configuration, the value of the phase shift angle of each cell can be defined so that it results in a minor ripple of the input current. With the proposed conditions for obtaining the lowest ripples, a study is presented regarding the converter's performance, separating the losses in each element, and considering symmetrical and asymmetrical configurations. Current ripples simulations were performed and compared with the proposed mathematical model and estimates of the losses in the elements. Experimental test results are presented considering a prototype consisting of four cells with 250 W and 125 W capacities, silicon carbide semiconductors, and control system based on an FPGA development board.

Keywords: Boost Converter, Critical Conduction Mode, Asymmetric Operation, Current Ripple, Efficiency.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Circuito esquemático do conversor boost.	23
Figura 2 – Modos de condução do conversor boost.	24
Figura 3 – Circuitos equivalentes do conversor Boost em MCCr. (a) Etapa 1 - Q conduzindo e D bloqueado; (b) Etapa 2 - Q bloqueado e D conduzindo.	25
Figura 4 – Formas de onda da tensão e corrente nos elementos do conversor boost em MCCr desprezando as perdas.	26
Figura 5 – Comportamento de f_{SW} normalizado em função de variações em P_{out} e D .	31
Figura 6 – Circuito equivalente do conversor Boost com resistências parasitas e tensão direta no diodo.	32
Figura 7 – Comportamento do chaveamento do MOSFET.	35
Figura 8 – Conversor boost três níveis.	38
Figura 9 – Conversor boost configuração cascata.	39
Figura 10 – Conversor boost configuração paralela.	39
Figura 11 – Comportamento das formas de onda das correntes de entrada do conversor. (a) técnica aditiva; (b) técnica <i>interleaved</i> .	40
Figura 12 – Conversor boost com estágios de diodo e capacitor.	41
Figura 13 – Comportamento da f_{SW} . (a) variações em P_{out} e K ; (b) variações em D e K .	41
Figura 14 – Forma de onda da corrente elétrica no indutor do conversor boost em MCCr.	43
Figura 15 – Erro relativo de $i_L(D \cdot T_{SW})$ em função de N .	47
Figura 16 – Circuito esquemático do conversor boost com células conectadas em paralela.	48
Figura 17 – Comportamento da Δi_{in} na configuração simétrica com 2 células. (a) variações em P_{out} e θ ; (b) variações em D e θ .	51
Figura 18 – Δi_{in} por componente harmônica (n) em função de θ ; configuração simétrica com 2 células.	51
Figura 19 – Comportamento da Δi_{in} na configuração simétrica com 3 células. (a) variações em P_{out} e θ ; (b) variações em D e θ .	53
Figura 20 – Δi_{in} por componente harmônica em função de θ ; configuração simétrica com 3 células.	54

Figura 21 – Comportamento da Δi_{in} na configuração simétrica com 4 células. (a) variações em P_{out} e θ ; (b) variações em D e θ .	55
Figura 22 – Δi_{in} por componente harmônica em função de θ ; configuração simétrica com 4 células.	56
Figura 23 – Δi_{in} por componente harmônica considerando (84).	57
Figura 24 – Δi_{in} normalizada em função de K .	58
Figura 25 – Formas de onda das correntes nos indutores de três células assimétricas.	59
Figura 26 – Comportamento da Δi_{in} referente a primeira componente harmônica em função dos ângulos de defasagens; configuração assimétrica com 3 células.	61
Figura 27 – Representação geométrica para anular a soma das amplitudes da primeira componente harmônica; configuração assimétrica com 3 células ($C1_1 = C2_1$ e $C3_1 < C1_1$).	62
Figura 28 – Representação geométrica para anular a soma das amplitudes da primeira componente harmônica; configuração assimétrica com 3 células ($C3_1 < C1_1$ e $C1_1 = C2_1$).	63
Figura 29 – Comportamento da Δi_{in} considerando $N \rightarrow \infty$ em função dos ângulos de defasagens; configuração assimétrica com 3 células.	64
Figura 30 – Composição da Δi_{in} em função das componentes harmônicas; configuração assimétrica com 3 células.	64
Figura 31 – Representação geométrica para anular a soma das amplitudes da primeira componente harmônica; configuração assimétrica com 3 células ($C2_1 = C3_1 = 0,5 \cdot C1_1$).	65
Figura 32 – Representação geométrica para anular a soma das amplitudes da primeira componente harmônica; configuração assimétrica com 4 células ($C1_1 = C2_1$ e $C3_1 = C4_1 < C1_1$).	66
Figura 33 – Composição da Δi_{in} em função das componentes harmônicas; configuração assimétrica com 4 células.	67
Figura 34 – Representação geométrica para anular a soma das amplitudes da primeira componente harmônica; configuração assimétrica com 4 células ($C1_1 = C2_1$ e $C3_1 = C4_1 = 0,5 \cdot C1_1$).	68
Figura 35 – Forma de onda da corrente de entrada; configuração unicelular $[1 \cdot 250W]_{100\%}$.	70
Figura 36 – Sinal da corrente reconstruído em função da quantidade de N .	71
Figura 37 – Divergências do sinal reconstruído da corrente em função de N .	71
Figura 38 – Formas de onda das correntes; configuração simétrica com 2 células $[2 \cdot 250W]_{100\%}$.	72

Figura 39 – Formas de onda das correntes com $D = 0,5$ e $\theta = 180^\circ$; configuração simétrica com 2 células $[2 \cdot 250W]_{100\%}$.	74
Figura 40 – Formas de onda das correntes; configuração simétrica com 3 células $[3 \cdot 250W]_{100\%}$.	74
Figura 41 – Formas de onda das correntes com $D = 2/3$ e $\theta = 120^\circ$; configuração simétrica com 3 células $[3 \cdot 250W]_{100\%}$.	76
Figura 42 – Formas de onda das correntes; configuração simétrica com 4 células $[4 \cdot 250W]_{100\%}$.	77
Figura 43 – Formas de onda das correntes com $D = 3/4$ e $\theta = 90^\circ$; configuração simétrica com 4 células $[4 \cdot 250W]_{100\%}$.	78
Figura 44 – Rendimento estimado das células de 125 W e 250 W; (a) em função de D ; (b) em função de P_{out} .	79
Figura 45 – Perdas estimadas em função da variação da potência para as células de 125 W e 250 W.	80
Figura 46 – Perdas acumuladas estimada na condição de operação nominal.	82
Figura 47 – Percentual de perdas acumuladas na condição de operação nominal; (a) célula de 250 W; (b) célula de 125 W.	82
Figura 48 – Circuito esquemático do Boost multicelular com 4 células.	83
Figura 49 – Formas de onda das correntes; configuração simétrica com 2 células $[2 \cdot 125W]_{100\%}$; $\theta_4 = 180^\circ$.	84
Figura 50 – Perdas acumuladas estimada para a configuração simétrica com 2 células $[2 \cdot 125W]_{100\%}$.	84
Figura 51 – Formas de onda das correntes; configuração simétrica com 2 células $[2 \cdot 250W]_{50\%}$; $\theta_2 = 180^\circ$.	85
Figura 52 – Perdas acumuladas estimada para a configuração simétrica com 2 células $[2 \cdot 250W]_{50\%}$.	85
Figura 53 – Formas de onda das correntes; configuração assimétrica com 3 células $[1 \cdot 250W + 2 \cdot 125W]_{50\%}$; $\theta_3 = \theta_4 = 180^\circ$.	86
Figura 54 – Perdas acumuladas estimada para a configuração assimétrica com 3 células $[1 \cdot 250W + 2 \cdot 125W]_{50\%}$.	86
Figura 55 – Formas de onda das correntes; configuração assimétrica com 3 células $[2 \cdot 250W + 1 \cdot 125W]_{40\%}$.	87
Figura 56 – Perdas acumuladas estimada para a configuração assimétrica com 3 células $[2 \cdot 250W + 1 \cdot 125W]_{40\%}$.	88
Figura 57 – Formas de onda das correntes; configuração assimétrica com 4 células $[2 \cdot 250W + 2 \cdot 125W]_{33,33\%}$; $\theta_2 = 180^\circ$, $\theta_3 = 90^\circ$ e $\theta_4 = 270^\circ$.	88

Figura 58 – Perdas acumuladas para a configuração assimétrica com 4 células $[2 \cdot 250W + 2 \cdot 125W]_{33,33\%}$.	89
Figura 59 – Formas de onda das correntes; configuração assimétrica com 4 células $[2 \cdot 250W + 2 \cdot 125W]_{33,33\%}$; $\theta_2 = 120^\circ$ e $\theta_3 = \theta_4 = 240^\circ$.	89
Figura 60 – Formas de onda das correntes; configuração assimétrica com 3 células $[2 \cdot 250W + 1 \cdot 125W]_{100\%}$.	91
Figura 61 – Perdas acumuladas para a configuração assimétrica com 3 células $[2 \cdot 250W + 1 \cdot 125W]_{100\%}$.	92
Figura 62 – Formas de onda das correntes; configuração assimétrica com 4 células $[2 \cdot 250W + 2 \cdot 125W]_{83,33\%}$; $\theta_2 = 180^\circ$, $\theta_3 = 90^\circ$ e $\theta_4 = 270^\circ$.	93
Figura 63 – Perdas acumuladas para a configuração assimétrica com 4 células $[2 \cdot 250W + 2 \cdot 125W]_{83,33\%}$.	93
Figura 64 – Formas de onda das correntes; configuração assimétrica com 4 células $[2 \cdot 250W + 2 \cdot 125W]_{83,33\%}$; $\theta_2 = 120^\circ$ e $\theta_3 = \theta_4 = 240^\circ$.	94
Figura 65 – Fluxograma das etapas para o projeto dos indutores.	100
Figura 66 – Módulos integrantes do conversor multicelular.	103
Figura 67 – Sistema de detecção de corrente nula (DCN) no indutor.	104
Figura 68 – Formas de onda das etapas para detecção da corrente nula.	105
Figura 69 – Sistema de acionamento dos transistores (<i>driver</i>) implementado.	106
Figura 70 – Protótipo do conversor boost multicelular.	106
Figura 71 – Formas de onda da corrente de entrada (a) e tensão de saída (b) para a configuração unicelular $[1 \cdot 250W]_{100\%}$.	108
Figura 72 – Formas de onda da tensão e corrente no transistor da configuração unicelular $[1 \cdot 250W]_{100\%}$.	109
Figura 73 – Formas de onda da tensão e corrente no diodo da configuração unicelular $[1 \cdot 250W]_{100\%}$.	110
Figura 74 – Formas de onda das correntes de entrada (a) e tensão de saída (b) para a configuração simétrica com 2 células $[2 \cdot 125W]_{100\%}$; $\theta_4 = 180^\circ$.	111
Figura 75 – Formas de onda das correntes de entrada (a) e tensão de saída (b) para a configuração simétrica com 2 células $[2 \cdot 250W]_{50\%}$; $\theta_2 = 180^\circ$.	112
Figura 76 – Formas de onda das correntes de entrada (a) e tensão de saída (b) para a configuração assimétrica com 3 células $[1 \cdot 250W + 2 \cdot 125W]_{50\%}$; $\theta_3 = \theta_4 = 180^\circ$.	113
Figura 77 – Formas de onda das correntes de entrada (a) e tensão de saída (b) para a configuração assimétrica com 3 células $[2 \cdot 250W + 1 \cdot 125W]_{40\%}$; $\theta_2 = 150^\circ$, $\theta_3 = 255^\circ$.	114

- Figura 78 – Formas de onda das correntes de entrada (a) e tensão de saída (b) para a configuração assimétrica com 4 células $[2 \cdot 250W + 2 \cdot 125W]_{33,33\%}$; $\theta_2 = 180^\circ$, $\theta_3 = 90^\circ$, $\theta_4 = 270^\circ$. 115
- Figura 79 – Formas de onda das correntes de entrada (a) e tensão de saída (b) para a configuração assimétrica com 4 células $[2 \cdot 250W + 2 \cdot 125W]_{33,33\%}$; $\theta_2 = 120^\circ$, $\theta_3 = \theta_4 = 240^\circ$. 116
- Figura 80 – Formas de onda das correntes de entrada (a) e tensão de saída (b) para a configuração assimétrica com 3 células $[2 \cdot 250W + 1 \cdot 125W]_{100\%}$; $\theta_2 = 150^\circ$, $\theta_3 = 255^\circ$. 118
- Figura 81 – Formas de onda da tensão e corrente no transistor da primeira célula; configuração assimétrica com 3 células $[2 \cdot 250W + 1 \cdot 125W]_{100\%}$. 119
- Figura 82 – Formas de onda da tensão e corrente no diodo da primeira célula; configuração assimétrica com 3 células $[2 \cdot 250W + 1 \cdot 125W]_{100\%}$. 120
- Figura 83 – Formas de onda da tensão e corrente no transistor da terceira célula; configuração assimétrica com 3 células $[2 \cdot 250W + 1 \cdot 125W]_{100\%}$. 121
- Figura 84 – Formas de onda da tensão e corrente no diodo da terceira célula; configuração assimétrica com 3 células $[2 \cdot 250W + 1 \cdot 125W]_{100\%}$. 122
- Figura 85 – Formas de onda das correntes de entrada (a) e tensão de saída (b) para a configuração assimétrica com 4 células $[2 \cdot 250W + 2 \cdot 125W]_{83,33\%}$; $\theta_2 = 180^\circ$, $\theta_3 = 90^\circ$, $\theta_4 = 270^\circ$. 122
- Figura 86 – Formas de onda das correntes de entrada (a) e tensão de saída (b) para a configuração assimétrica com 4 células $[2 \cdot 250W + 2 \cdot 125W]_{83,33\%}$; $\theta_2 = 120^\circ$, $\theta_3 = \theta_4 = 240^\circ$. 123

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Instantes das amplitudes máxima e mínima da corrente de entrada; configuração simétrica com 2 células.	50
Tabela 2 – Instantes das amplitudes máxima e mínima da corrente de entrada; configuração simétrica com 3 células.	52
Tabela 3 – Instantes das amplitudes máxima e mínima da corrente de entrada; configuração simétrica com 4 células.	54
Tabela 4 – Erro relativo da Δi_{in} ; configuração unicelular $[1 \cdot 250W]_{100\%}$.	72
Tabela 5 – Erro relativo da Δi_{in} ; configuração simétrica com 2 células $[2 \cdot 250W]_{100\%}$.	73
Tabela 6 – Erro relativo da Δi_{in} ; configuração simétrica com 3 células $[3 \cdot 250W]_{100\%}$.	76
Tabela 7 – Erro relativo da Δi_{in} ; configuração simétrica com 4 células $[4 \cdot 250W]_{100\%}$.	78
Tabela 8 – Resultados da Δi_{in} , e perdas acumuladas e η estimados para as configurações analisadas com demanda de potência de 250 W.	90
Tabela 9 – Resultados da Δi_{in} , e perdas acumuladas e η estimados para as configurações analisadas com demanda de potência de 625 W.	94
Tabela 10 – Especificações do projeto dos indutores.	101
Tabela 11 – Valores máximos das correntes e tensão nos semicondutores	102
Tabela 12 – Resultados da Δi_{in} e do η para as configurações ensaiadas com demanda de potência de 250 W.	117
Tabela 13 – Resultados da Δi_{in} e do η para as configurações ensaiadas com demanda de potência de 625 W.	124

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

DHT	Distorção Harmônica Total
CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
MCC	Modo de Condução Contínua
MCD	Modo de Condução Descontínua
MCCr	Modo de Condução Crítica
MPPT	Rastreamento do Ponto de Máxima Potência (do inglês, <i>Maximum Power Point Tracking</i>)
SiC	Carbeto de Silício (do inglês, <i>Silicon Carbide</i>)
FPGA	Matriz de Portas Programáveis (do inglês, <i>Field Programmable Gate Array</i>)
PWM	Modulação por Largura de Pulso (do inglês, <i>Pulse Width Modulation</i>)
LKT	Lei de Kirchhoff das Tensões
LKC	Lei de Kirchhoff das Correntes
ESR	Resistência Série Equivalente (do inglês, <i>Equivalent Series Resistance</i>)
MOSFET	Transistor de Efeito de Campo Metal Óxido Semicondutor (do inglês, <i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>)
ZCS	Chaveamento com corrente nula (do inglês, <i>Zero Current Switching</i>)
ZVS	Chaveamento com tensão nula (do inglês, <i>Zero Voltage Switching</i>)
RMSE	Raiz do Erro Médio Quadrático (do inglês, <i>Root Mean Square Error</i>)
JFET	Transistor de Efeito de Campo de Junção (do inglês, <i>Junction Field Effect Transistor</i>)
IGBT	Transistor Bipolar de Porta Isolada (do inglês, <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>)
DCN	Detecção de Corrente Nula
VHDL	Linguagem de Descrição de <i>Hardware</i> (do inglês, <i>VHSIC Hardware Description Language</i>)

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES	22
2	CONVERSOR BOOST	23
2.1	ANÁLISE CC NA ETAPA 1: INTERVALO DE TEMPO $0 < t < D \cdot T_{SW}$	27
2.2	ANÁLISE CC NA ETAPA 2: INTERVALO DE TEMPO $D \cdot T_{SW} < t < T_{SW}$	28
2.3	ANÁLISE DO GANHO CC E DA FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO	29
2.4	ANÁLISE CC DO CONVERSOR BOOST CONSIDERANDO PERDAS NOS ELEMENTOS	32
2.5	ARQUITETURA CELULAR	38
2.6	ANÁLISE DAS PERDAS EM CONFIGURAÇÃO PARALELA	42
3	MODELAMENTO DA CORRENTE DE ENTRADA	43
3.1	CONFIGURAÇÃO UNICELULAR	43
3.2	CONFIGURAÇÃO MULTICELULAR SIMÉTRICA	47
3.2.1	Configuração Simétrica com Duas Células	50
3.2.2	Configuração Simétrica com Três Células	52
3.2.3	Configuração Simétrica com Quatro Células	54
3.3	ANÁLISE DAS CONFIGURAÇÕES MULTICELULARES SIMÉTRICAS	56
3.4	CONFIGURAÇÃO MULTICELULAR ASSIMÉTRICA	58
3.4.1	Configuração Assimétrica com Três Células	61
3.4.2	Configuração Assimétrica com Quatro Células	65
4	RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES	69
4.1	CASO 1: UNICELULAR	70
4.2	CASO 2: DUAS CÉLULAS SIMÉTRICAS	72
4.3	CASO 3: TRÊS CÉLULAS SIMÉTRICAS	74
4.4	CASO 4: QUATRO CÉLULAS SIMÉTRICAS	76

4.5	PERDAS E RENDIMENTO	78
4.6	CASO 5: DEMANDA DE 250 W	83
4.7	CASO 6: DEMANDA DE 625 W	91
5	PROTÓTIPO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	96
5.1	CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO	96
5.1.1	Indutores	96
5.1.2	Semicondutores	101
5.1.3	Módulos Integrantes do Conversor	103
5.2	RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO PROTÓTIPO	107
5.2.1	Resultados Experimentais Caso 5: Demanda de 250 W	107
5.2.2	Resultados Experimentais Caso 6: Demanda de 625 W	118
6	CONCLUSÕES	126
6.1	PROPOSTAS PARA CONTINUIDADE DA PESQUISA	128
	REFERÊNCIAS	129
	ANEXO A	134

1 INTRODUÇÃO

O uso de fontes de energia renováveis vem sendo um dos pilares das soluções empregadas para amenizar o aquecimento global. Como exemplos de fontes de energias renováveis, que vem sendo amplamente aplicadas, é possível citar os painéis fotovoltaicos, turbinas eólicas, marítimas, células a combustível, entre outras (TALAAT; FARAHAT; ELKHOLY, 2019; AL-SHETWI et al., 2020; ALASWAD et al., 2016). Outro conceito que vem sendo aplicado é a geração distribuída e a formação de micro-redes, em que são utilizadas fontes de energia renováveis de menor capacidade, amenizando a dependência das grandes fontes geradoras primárias, quer sejam renováveis como as hidroelétricas ou não renováveis como carvão, gás e óleo. Além disso, também podem ser utilizadas para auxiliar a conformidade com determinados parâmetros de qualidade na rede principal de energia (HOSSAIN et al., 2019).

Com relação ao segmento de transportes, ações também vêm sendo tomadas no sentido de substituir os veículos a combustão por sistemas baseados em propulsão elétrica. Como exemplo, diversos fabricantes vêm ofertando veículos elétricos baseados em células a combustível, híbridos, híbridos plugados na rede e elétricos puros (WEN; SU, 2016; KIM; CHOE; LEE, 2011).

Com o uso de energias renováveis em suas diversas formas, a Eletrônica de Potência, por meio dos conversores chaveados associados a um sistema de controle, desempenham um papel fundamental na aplicação destes recursos provendo regulação dos níveis de tensão, ajuste de frequências, controle e adequação de distorções harmônicas totais (DHT) de corrente e tensão, entre outros, de forma a atender as necessidades e maximizar o desempenho do sistema (HANNAN et al., 2019). Além do segmento de energias renováveis, os conversores chaveados também são amplamente empregados em diversos sistemas de potência como carregadores de baterias, alimentação de computadores, acionamento e controle de velocidade de motores, sistemas de corrente contínua (CC) de alta tensão, etc (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

O conversor boost é um tipo de conversor estático de potência que tem por finalidade elevar o nível de tensão em sua saída com relação a entrada (HANNAN et al., 2019; FOROUZESH et al., 2017). Normalmente, em aplicações de sistemas de geração distribuída, os níveis de tensão de saída dos painéis fotovoltaicos e células a combustível não possuem amplitude resultante o suficiente para serem utilizados no estágio de entrada de inversores conectados à rede, que

usualmente empregam nível de tensão no barramento CC em torno de 380 - 400 V. Assim, sendo necessário o uso de arranjos (*strings*) com maior número de painéis fotovoltaicos ou o emprego de conversores elevadores de tensão que apresentem ganhos elevados (KASPER; BORTIS; KOLAR, 2014; CHANGCHIEN et al., 2010).

Outra aplicação do conversor boost é no controle e ajuste do fator de potência. Em função da grande quantidade de fontes chaveadas presentes no sistema elétrico, pode-se ter um elevado nível de distorção harmônica, comprometendo a qualidade. O conversor boost pode ser utilizado como pré-regulador para correção ativa do fator de potência, fazendo com que a forma de onda da corrente esteja em fase com a forma de onda da tensão, levando o fator de potência para próximo à unidade. Além disso, a depender do arranjo e modo de operação, pode drenar correntes da fonte com conteúdo harmônico baixo e em conformidade com normas nacionais / internacionais (XU; HUANG, 2008; NAM et al., 2017; WANG; ETO; KUROKAWA, 2017).

Dentro das suas diversas aplicações, o conversor boost pode operar por meio de três modos diferentes de condução, denominados: Modo de Condução Contínua (MCC), Modo de Condução Descontínua (MCD) e Modo de Condução Crítica (MCCr). O modo (MCCr) também é denominado na literatura como sendo o limiar entre os modos MCC e MCD. O modo de condução que o conversor opera é definido em função do comportamento da corrente no indutor (i_L).

O modo de condução contínua (MCC) é caracterizado quando a corrente no indutor apresenta sempre valores superiores a zero durante o período de chaveamento. Normalmente, tal modo de operação é preferido para sistemas de maior potência por apresentar uma menor ondulação da corrente de entrada. Outra característica do boost em MCC é que sua frequência de operação é constante. Porém, à medida que se aumenta a potência, o seu rendimento é afetado em função de ambos interruptores serem atuados, tanto para o estado de condução como para o bloqueio, de maneira dissipativa, resultando em aumento das perdas. Além disso, outro fator que também compromete seu rendimento é a recuperação reversa do diodo, devido a comutação envolver altas frequências e a tensão elevada na saída (XU; HUANG, 2008; GROTE et al., 2011).

No modo de condução descontínua (MCD), a corrente no indutor apresenta descontinuidade, permanecendo um intervalo do período de chaveamento com valor zero. Como vantagem deste modo de condução, é possível salientar que as perdas nos interruptores são minimizadas, pois o transistor é acionado com corrente nula e o diodo entra em bloqueio com derivada suave de decrescimento da corrente, minimizando fortemente as perdas devido à recuperação reversa no diodo. Como desvantagem, a corrente apresenta uma característica pulsante, em que o valor de pico (máximo) pode ser superior a duas vezes o valor médio. Em função desta característica,

normalmente são usados filtros nas entradas para atenuar os efeitos causados pela ondulação da corrente de entrada, maiores que os convencionalmente empregados no MCC, e seu uso tende a aplicações de menor potência (XU; HUANG, 2008; GROTE et al., 2011).

O conversor boost operando no modo de condução crítica (MCCr) possui operação semelhante à do MCD, entretanto, sem a ocorrência da região de descontinuidade. A diferença está no fato de que sempre que a corrente no indutor se anula, um novo período de chaveamento é iniciado com o acionamento do transistor, tornando a operação vinculada a necessidade da alteração da frequência de chaveamento. Com esta característica do comportamento da corrente no indutor, obtêm-se as mesmas vantagens com relação as perdas nos interruptores do modo descontinuo, além de uma diminuição na corrente de pico que passa a ser duas vezes o valor médio, podendo apresentar um melhor rendimento comparado ao modo descontinuo. Como desvantagens, o conversor boost continua apresentando característica de corrente pulsante, e passa a operar com frequência de chaveamento variável, o que torna o sistema de controle mais complexo. Também demanda mecanismo de detecção do exato momento que a corrente no indutor alcança o zero, podendo ser implementado através de sensores, circuitos dedicados ou através de alguma técnica preditiva (XU; HUANG, 2008; WANG; ETO; KUROKAWA, 2017; LAI; YEH; HO, 2012).

Independentemente do modo de operação do conversor, ao aumentar sua capacidade de potência em conjunto com a necessidade de se obter elevados ganhos, há uma tendência de exigir maiores esforços dos interruptores. Este cenário leva a um aumento nas perdas e a utilização de dissipadores de calor maiores, além de um aumento no valor da indutância e no seu tamanho físico, para evitar saturação e aquecimento, respectivamente. Outro fator está relacionado com o capacitor de saída, que também tem que ter um aumento em função da maior demanda de corrente para diminuir as ondulações da tensão de saída (WEN; SU, 2016; LI; HE, 2011).

Uma forma de aumentar a potência, sem exigir o aumento das especificações dos esforços suportados pelos componentes, pode ser concretizada através da associação de diversos conversores de menor potência, denominadas de células de potência de conversores. Assim, associações em cascata normalmente são aplicadas quando se necessita obter uma elevação do ganho em comparação ao obtido pela operação de um único conversor (BOUJELBEN et al., 2017). Por outro lado, as associações paralelas são empregadas para prover o aumento na capacidade de processamento da corrente total, através da divisão simétrica pelos múltiplos ramos. A operação de associações paralelas seguindo determinadas técnicas de sincronização são usualmente denominadas na literatura como entrelaçamento (*interleaved*) (ARIAS-ANGULO et al., 2018). Também podem ser aplicadas associações que utilizam ambas

as combinações *interleaved* e cascata (SABANCI; BALCI, 2020).

Considerando o conversor boost em associação paralela, e na condição das células receberem o sinal de controle de ativação de forma sincronizada (PERREAULT; KASSAKIAN, 1997), todos os transistores são comandados para entrar em estado de condução ao mesmo tempo. Analogamente, o mesmo comportamento pode ocorrer com o sinal de comando para entrarem em estado de bloqueio. Esta técnica de operação é denominada como aditiva, em que todas as células operam com a mesma fase. Como vantagens, o sistema de controle é considerado simples de ser implementado, os esforços de corrente dos interruptores e consequentemente suas perdas de condução passam a ser divididas entre as células, assim como a geração de calor nos interruptores e no indutor. Como desvantagem, ocorre um aumento na característica pulsante (ondulação) da corrente de entrada do conversor.

Para diminuir, ou até mesmo eliminar a ondulação da corrente de entrada do conversor, pode-se utilizar um sistema de controle de defasagem entre cada uma das células conectadas em paralelo (XU; HUANG, 2008; GROTE et al., 2011; RYAN et al., 2017). Considerando que as células estejam operando nos modos de condução descontínua ou crítica, cada célula ainda continua apresentando uma corrente com característica pulsante, porém, o somatório das correntes de todas as células associada com uma técnica de defasagem pode levar a diminuição da ondulação da corrente total observada na entrada do conversor.

Desta forma, obtêm-se uma redução nas perdas dos interruptores em função das células operarem nos modos de condução descontínua e crítica, além da corrente de entrada do conversor apresentar uma característica contínua. Outro ganho é com relação a ondulação da tensão de saída, que diminui em função do aumento da frequência de chaveamento, permitindo o uso de um capacitor menor para um mesmo atendimento de ondulação (SABANCI; BALCI, 2020; BANERJEE; GHOSH; RANA, 2017).

A questão de diminuir a ondulação da corrente de entrada é benéfica tanto em aplicações de conversão CC-CC quanto em aplicações CA-CC. Fontes renováveis de energia, como painéis fotovoltaicos e células a combustível apresentam um melhor rendimento quando a ondulação da corrente drenada pelo conversor é pequena, além de aumentar o tempo de vida útil (ARIAS-ANGULO et al., 2018; SALEHI; ZAHEDI; BABAEI, 2018; KIM et al., 2013). O conversor de energia que integra as fontes de energia renováveis emprega algoritmos de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT do inglês, *Maximum Power Point Tracking*), que acabam sendo afetados pela ondulação da corrente, denegrindo a operação e dificultando o estabelecimento do ponto de máxima potência (ELKHATEB et al., 2015, 2013; BENYAHIA et al., 2014; LIN et al., 2012).

Diversos estudos com o conversor boost *interleaved*, operando como conversor CC-CC, vem sendo feitos no sentido de permitir a obtenção de ganhos de tensão mais elevados, maior rendimento (associado as perdas de condução), aumento da capacidade de potência, e menores ondulações da corrente de entrada e da tensão de saída, em relação a operação do conversor implementado em célula única. Em (KIM; CHOE; LEE, 2011) é apresentado o estudo do conversor boost entrelaçado com três células operando em MCD para aplicação em veículos elétricos, mencionando o dimensionamento do indutor para se obter uma diminuição da ondulação da corrente de entrada. Em (SELVARAJU; SHANMUGHAM; SOMKUN, 2017) é apresentado um estudo com relação ao uso de indutores não acoplados, acoplados diretamente e inversamente, e o resultado da ondulação da corrente de entrada em MCC. Em (SABANCI; BALCI, 2020) através de uma topologia englobando *interleaved* e cascata, e do uso de indutores acoplados, busca-se um modelamento matemático para caracterização da ondulação da tensão de saída do conversor. Em (WANG; GAILLARD; HISSEL, 2016), é apresentado um conversor boost com seis células compostas por semicondutores de carbeto de silício (SiC), com a finalidade de obter menores ondulações, maior capacidade de potência e maiores rendimentos, para aplicação em veículos a base de célula a combustível.

Com relação a caracterização do comportamento da ondulação da corrente de entrada, em (CHOE et al., 2010; ZHANG, 2012; SHIN et al., 2005) são apresentados modelos matemáticos para os modos de operação MCC e ou MCD. Nestes casos são consideradas células com potências iguais e com ângulos de defasagens fixos entre as células. Em (LIU; XU; ZHANG, 2021) é proposto um método para detecção de falhas nas células do conversor que operam em MCC e MCD, seguido por ajustes na fase e na frequência de chaveamento. Todos os trabalhos mencionados anteriormente consideram que as células estejam operando de forma simétrica.

Em (SCHUCK; PILAWA-PODGURSKI, 2015), é apresentado um estudo a partir de um conversor do tipo buck, em que as células operam em MCC, podendo trabalhar de forma assimétrica em função das diferentes tensões de entradas em cada célula. Neste caso todas as células possuem a mesma capacidade de potência, e operam de forma assimétrica em razão da variação da razão cíclica. Em (CERVellini et al., 2020), trata-se da caracterização da ondulação das correntes de entrada e saída do conversor operando em MCD, considerando pequenas variações nas indutâncias entre as células.

Em condições em que o conversor necessita operar em pontos específicos que acarreta ganhos elevados, em função das próprias limitações dos conversores, pode-se utilizar circuitos auxiliares compostos por arranjos de diodos e capacitores, denominados como multiplicadores de tensão (ZHENG; XIE; SMEDLEY, 2020; ROY; AYYANAR, 2017).

A maioria dos trabalhos existentes na literatura envolvendo a operação e o projeto de conversores boost, em arquitetura celular paralela, consideram os modos de condução como sendo contínuo ou descontínuo, e distribuem de forma simétrica o fluxo de potência entre as diversas células que compõem o conversor. Em função das células serem iguais, a redução da ondulação da corrente pode ficar limitada a determinadas condições de operação, o que pode resultar em diminuição de rendimento. Desta forma, existem lacunas no estado do conhecimento que podem ser exploradas considerando a aplicação de conversores chaveados, em específico o conversor boost com células de diferentes capacidades conectadas em paralelo, em que até o presente momento não foram encontrados trabalhos com operações assimétricas em modo de condução crítica.

1.1 OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES

O objetivo geral deste trabalho consiste em contribuir com o estado do conhecimento por meio da avaliação e do estabelecimento do conceito de operação assimétrica do conversor boost multicelular, considerando associações paralelas de células com capacidades de potência diferentes e que operem no modo de condução crítica.

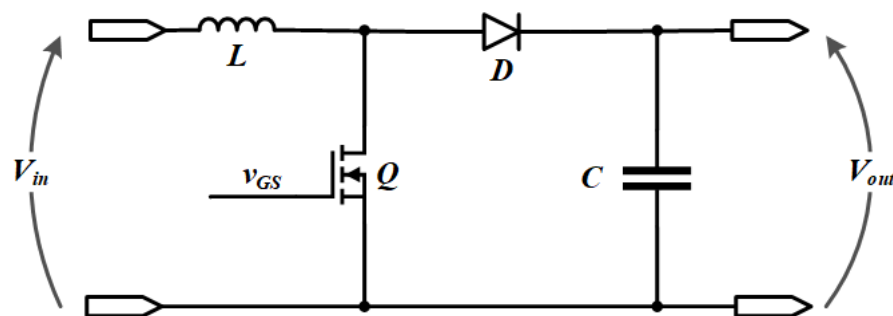
Diante deste cenário, os objetivos específicos estão relacionados com o desenvolvimento do modelo matemático que caracteriza a ondulação da corrente de entrada, análise, projeto e implementação de um conversor boost multicelular constituído por células de potência que operam no modo de condução crítica, podendo ser na forma assimétrica com fluxos de potências distintos entre as células, ou na forma simétrica com fluxos de potências iguais. Com isso obteve-se contribuições no sentido de identificar e definir a melhor combinação de células, provendo a respectiva defasagem entre elas, para que possa resultar na minimização das perdas nos elementos, e mantenha uma característica de continuidade da corrente no estágio de entrada, incluindo toda a faixa de operação do conversor.

A implementação para validação da proposta do trabalho foi efetuada por meio de um protótipo do conversor boost composto por quatro células, sendo duas com capacidade de potência de 125 W, e duas de 250 W, totalizando 750 W de capacidade máxima. Para o sistema de controle foi utilizado uma placa de desenvolvimento baseada em FPGA (do inglês, *Field Programmable Gate Array*).

2 CONVERSOR BOOST

O conversor boost é um tipo de conversor estático de potência que tem por finalidade elevar a tensão de saída frente a amplitude no estágio de entrada. É composto basicamente por dois elementos armazenadores de energia, o indutor (L) no estágio de entrada e o capacitor (C) no estágio de saída, além de dois semicondutores que atuam como interruptores, sendo um transistor (Q) de potência que é controlado e um diodo (D). A Figura 1 apresenta o circuito esquemático do conversor boost não isolado.

Figura 1 – Circuito esquemático do conversor boost.



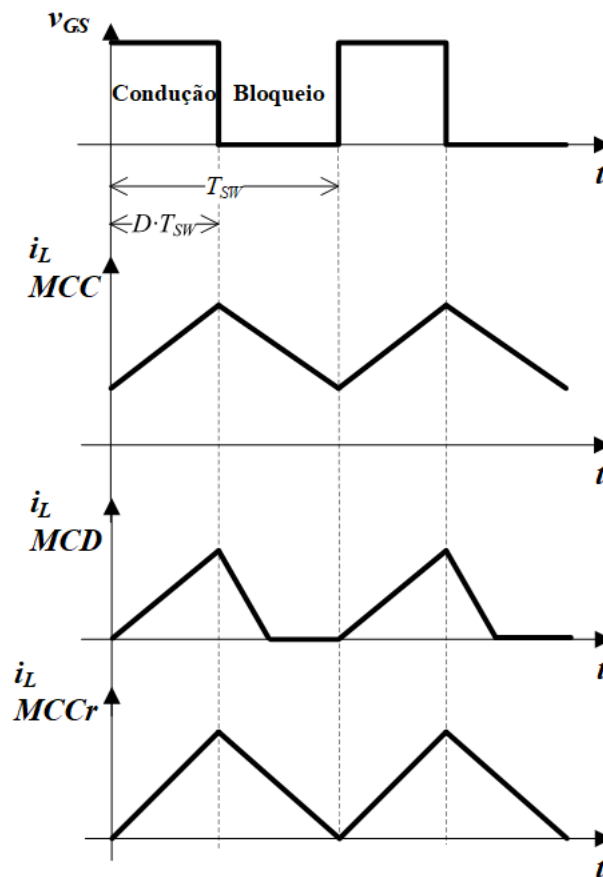
Fonte: Próprio Autor.

O princípio básico de funcionamento baseia-se na operação cíclica do transistor Q e nas alterações providas no circuito devido aos estados de condução e bloqueio. Assim, quando o transistor se encontra no estado de condução, uma corrente percorre a malha de entrada, fluindo pelo indutor e transistor. Neste período o indutor armazena energia, o diodo se encontra bloqueado e a saída é alimentada pelo capacitor. Com a interrupção do fluxo de corrente através do bloqueio do transistor, e considerando que a energia armazenada no indutor adicionada com a tensão de entrada é superior a tensão de saída, o diodo entra em condução, permitindo a transferência de energia para a carga conectada no estágio de saída do conversor e para o capacitor que supriu a mesma no intervalo anterior.

Supondo a aplicação de uma estratégia de modulação por largura de pulso (PWM), o transistor é comandado para os estados de condução e bloqueio por meio de uma frequência de chaveamento (f_{SW}). Baseado na razão cíclica do PWM o transistor permanece no estado de condução por um intervalo de tempo do período de chaveamento (T_{SW}).

O conversor boost pode operar considerando três diferentes modos de condução, o qual são caracterizados pela forma de onda da corrente no indutor (i_L). O conversor opera no modo de condução contínua (MCC) quando a corrente no indutor sempre apresenta valores superiores a zero. No modo de condução descontínua (MCD), a corrente no indutor chega a permanecer um período com valor nulo, que ocorre quando os dois interruptores estão bloqueados. Por fim, o modo de condução crítica (MCCr) diferencia-se do MCD pelo fato de que no instante que a corrente no indutor apresentar valor nulo, o transistor é imediatamente comandado para o estado de condução, iniciando um novo período de chaveamento, não havendo intervalo com descontinuidade. A Figura 2 apresenta o comportamento das formas de onda da corrente no indutor, para os três modos de condução.

Figura 2 – Modos de condução do conversor boost.

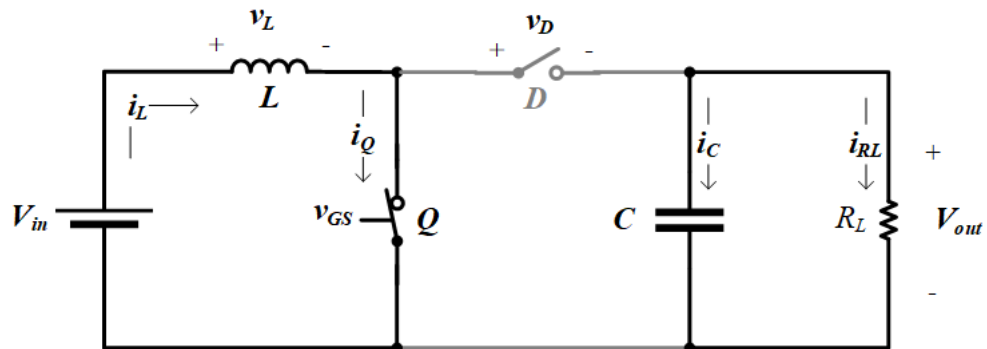


Fonte: Próprio Autor.

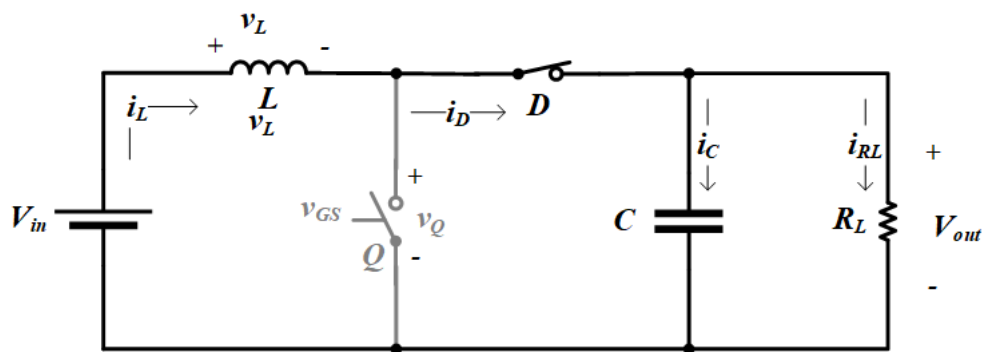
Considerando o conversor boost operando em modo de condução crítica (MCCr) durante o período de chaveamento (T_{SW}), pode-se estabelecer dois circuitos equivalentes de operação baseados nos estados do transistor (Q). O primeiro (Etapa 1) relacionado ao intervalo em que

Q encontra-se em estado de condução e com o diodo (D) bloqueado. O segundo (Etapa 2) relaciona-se com a condição de Q em bloqueio, e o diodo passa a conduzir estabelecendo o fluxo de corrente conforme Figura 3.

Figura 3 – Circuitos equivalentes do conversor Boost em MCCr. (a) Etapa 1 - Q conduzindo e D bloqueado; (b) Etapa 2 - Q bloqueado e D conduzindo.



(a)

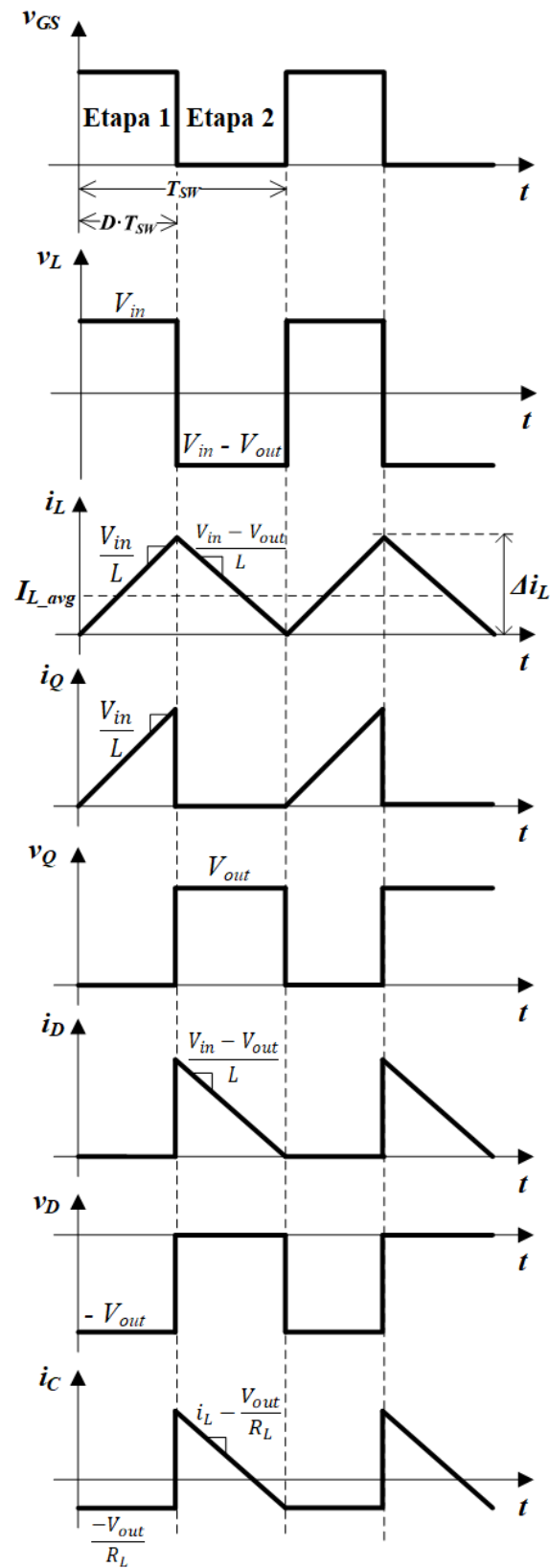


(b)

Fonte: Próprio Autor.

Desprezando as perdas nos elementos armazenadores de energia e nos semicondutores, as formas de ondas características dos elementos que compõem o conversor boost são apresentadas na Figura 4.

Figura 4 – Formas de onda da tensão e corrente nos elementos do conversor boost em MCCr desprezando as perdas.



Fonte: Próprio Autor.

2.1 ANÁLISE CC NA ETAPA 1: INTERVALO DE TEMPO $0 < t < D \cdot T_{SW}$

Baseado na Figura 3 (a), quando Q está no estado de condução, a tensão sobre os terminais do diodo (v_D) é igual a $-V_{out}$, e portanto, encontra-se bloqueado. Considerando Q ideal ($v_Q = 0$), e aplicando a Lei de Kirchhoff das Tensões (LKT) na malha de entrada, pode-se definir a tensão no indutor (v_L) conforme (1).

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = V_{in} \quad (1)$$

A partir de (1) a corrente no transistor (i_Q) e no indutor (i_L) pode ser determinada por (2).

$$i_Q(t) = i_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^{D \cdot T_{SW}} v_L(t) dt + i_L(0) = \frac{1}{L} \int_0^{D \cdot T_{SW}} V_{in} dt + i_L(0) \quad (2)$$

Considerando que em MCCr o transistor entra em condução de forma não dissipativa ($i_Q(0) = 0 = i_L(0)$) a partir de (2) o valor máximo da corrente no indutor (i_{L_max}) pode ser determinado por (3).

$$i_{L_max} = i_L(D \cdot T_{SW}) = \frac{V_{in}}{L} D \cdot T_{SW} = \Delta i_L \quad (3)$$

em que a parcela $D \cdot T_{SW} = t_{on}$ representa o período que o transistor (Q) se encontra em condução.

A equação (3) mostra que ao longo do intervalo de tempo entre 0 e $D \cdot T_{SW}$ a corrente no indutor parte de zero e apresenta uma derivada crescente de V_{in}/L atingindo seu valor máximo em $D \cdot T_{SW}$. Esta diferença entre o valor máximo e o zero representa a ondulação total da corrente no indutor (Δi_L) do conversor boost operando em MCCr.

Aplicando a Lei de Kirchhoff das Correntes (LKC) no nó do catodo do diodo da Figura 3 (a), a corrente no capacitor (i_C) pode ser definida conforme (4).

$$i_C(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt} = -i_{R_L} = -\frac{V_{out}}{R_L} \quad (4)$$

A variação da tensão sobre o capacitor pode ser determinada a partir de (4), e definida conforme (5).

$$v_C(t) = \frac{1}{C} \int_0^{D \cdot T_{SW}} i_C(t) dt \cong \frac{V_{out}}{R_L \cdot C} D \cdot T_{SW} \quad (5)$$

2.2 ANÁLISE CC NA ETAPA 2: INTERVALO DE TEMPO $D \cdot T_{SW} < t < T_{SW}$

A partir da Figura 3 (b), Q está bloqueado e a tensão sobre seus terminais (v_Q) é igual a V_{out} . Considerando que V_{in} adicionada da energia armazenada no indutor no intervalo anterior seja superior a V_{out} , o diodo está no estado de condução, e o indutor começa a se descarregar. Aplicando a LKT na malha externa do circuito da Figura 3 (b), pode-se determinar v_L para este intervalo de tempo conforme (6).

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = V_{in} - V_{out} \quad (6)$$

A partir de (6) pode-se determinar a corrente no diodo (i_D) e no indutor (i_L) conforme (7).

$$i_D(t) = i_L(t) = \frac{1}{L} \int_{D \cdot T_{SW}}^{T_{SW}} v_L(t) dt + i_L(D \cdot T_{SW}) = \frac{1}{L} \int_{D \cdot T_{SW}}^{T_{SW}} (V_{in} - V_{out}) dt + i_L(D \cdot T_{SW}) \quad (7)$$

Com o conversor boost operando em MCCr o diodo entra em estado de bloqueio através de uma derivada suave de decrescimento minimizando as perdas de recuperação reversas ($i_D(T_{SW}) = 0 = i_L(T_{SW})$). A partir de (7) o comportamento da corrente no indutor para o intervalo de tempo entre $D \cdot T_{SW}$ e T_{SW} pode ser reescrito conforme (8).

$$i_L(t) = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} (t - D \cdot T_{SW}) + i_L(D \cdot T_{SW}) \quad (8)$$

Com a equação (8), observa-se que entre o intervalo $D \cdot T_{SW}$ e T_{SW} a corrente no indutor parte do valor máximo em $D \cdot T_{SW}$ e apresenta uma derivada decrescente de $(V_{in} - V_{out})/L$ atingindo seu valor mínimo em T_{SW} . Esta diferença representa o Δi_L , e pode ser determinado conforme (9).

$$\Delta i_L = i_L(D \cdot T_{SW}) - i_L(T_{SW}) = \frac{V_{out} - V_{in}}{L} (1 - D) T_{SW} \quad (9)$$

em que a parcela $(1 - D)T_{SW} = t_{off}$ representa o período que o transistor (Q) se encontra bloqueado.

O comportamento da corrente no capacitor (i_C) pode ser definido aplicando a LKC no nó do catodo do diodo do circuito da Figura 3 (b), conforme (10).

$$i_C(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt} = i_L(t) - i_{R_L} = i_L(t) - \frac{V_{out}}{R_L} \quad (10)$$

A partir de (10) pode-se determinar a variação da tensão no capacitor (v_C), conforme (11).

$$v_C(t) = \frac{1}{C} \int_{D \cdot T_{SW}}^{T_{SW}} i_C(t) dt = \frac{1}{C} \left(i_L(t) - \frac{V_{out}}{R_L} \right) (1 - D) T_{SW} \quad (11)$$

2.3 ANÁLISE DO GANHO CC E DA FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO

Em regime permanente, a tensão no indutor (v_L) apresenta um comportamento periódico, e por meio do critério do balanço de energia (Volts por segundo) no indutor considera-se que a tensão média no indutor ao longo de um período (T_{SW}) seja nula. Com isso, a partir de (1) e (6) chega-se a (12).

$$\int_0^{T_{SW}} v_L(t) dt = V_{in} \cdot D \cdot T_{SW} + (V_{in} - V_{out}) (1 - D) T_{SW} = 0 \quad (12)$$

Desenvolvendo (12) pode-se determinar a relação entre as tensões de saída e de entrada, obtendo-se o ganho estático de tensão (G) do conversor boost operando em MCCr conforme (13).

$$G = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{(1 - D)} \quad (13)$$

em que D representa a razão cíclica para um período (T_{SW}).

Manipulando (13), a razão cíclica pode ser representada por (14).

$$D = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} \quad (14)$$

Analogamente para o capacitor, tomando o critério do balanço de carga, em que se supõe que em regime permanente a corrente média no capacitor em um período (T_{SW}) seja nula. A partir de (4) e (10), define-se (15).

$$\int_0^{T_{SW}} i_C(t) dt = -\frac{V_{out}}{R_L} D \cdot T_{SW} + \left(i_L - \frac{V_{out}}{R_L} \right) (1-D) T_{SW} = 0 \quad (15)$$

Desenvolvendo (15) pode-se determinar a relação entre as correntes de saída (I_{out}) e de entrada (I_{in}) do conversor boost em MCCr conforme (16).

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = (1-D) \quad (16)$$

A partir da forma de onda de i_L apresentada na Figura 4, o valor médio da corrente no indutor (i_{L_avg}) pode ser definido conforme (17).

$$i_{L_avg} = \frac{\Delta i_L}{2} \quad (17)$$

Substituindo (3) em (17), o valor médio da corrente no indutor pode ser reescrito conforme (18).

$$i_{L_avg} = \frac{V_{in}}{2 \cdot L} D \cdot T_{SW} \quad (18)$$

Supondo uma condição ideal, em que a potência de saída (P_{out}) dada por (19) é igual a potência de entrada (P_{in}) definida por (20), e substituindo (18) em (20), pode-se obter o período de chaveamento conforme (21).

$$P_{out} = \frac{V_{out}^2}{R_L} \quad (19)$$

$$P_{in} = V_{in} \cdot i_{L_avg} \quad (20)$$

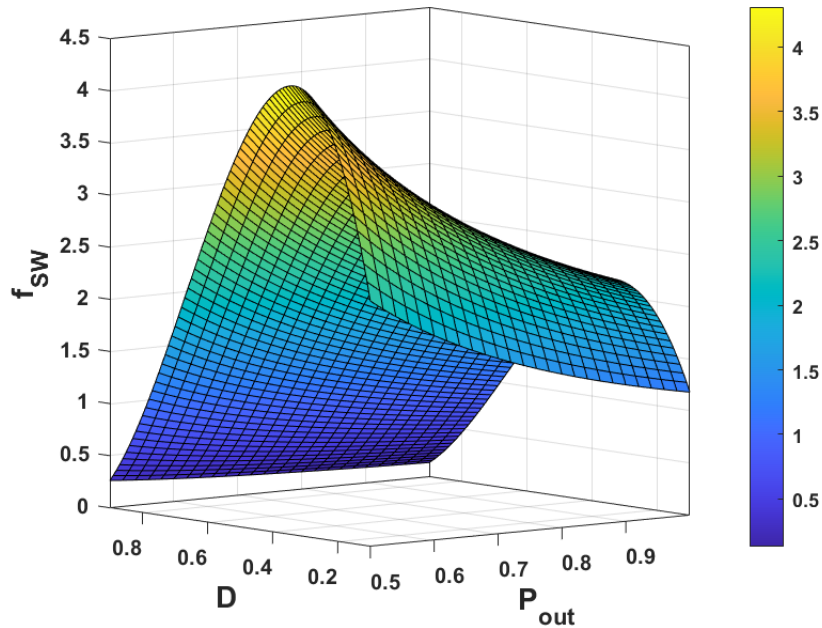
$$T_{SW} = \frac{2 \cdot L \cdot P_{out}}{V_{in}^2 \cdot D} \quad (21)$$

A partir de (14) e (21), pode-se definir a frequência de chaveamento (f_{SW}) conforme (22).

$$f_{SW} = \frac{V_{out}^2 (1-D)^2 D}{2 \cdot L \cdot P_{out}} \quad (22)$$

Através de (22), pode-se observar que caso ocorra alguma alteração na potência de saída em função de uma mudança na carga, para que se mantenha o valor da tensão de saída, é necessário ajustar a frequência de chaveamento para manter o conversor boost operando em modo de condução crítica. O mesmo é válido caso ocorra alterações na tensão de entrada, o que acarreta mudanças na razão cíclica. A superfície tridimensional do gráfico da Figura 5 apresenta o comportamento da frequência de chaveamento (f_{SW}) normalizada, a partir de variações nos parâmetros da potência de saída (P_{out}) e na razão cíclica (D).

Figura 5 – Comportamento de f_{SW} normalizado em função de variações em P_{out} e D .



Fonte: Próprio Autor.

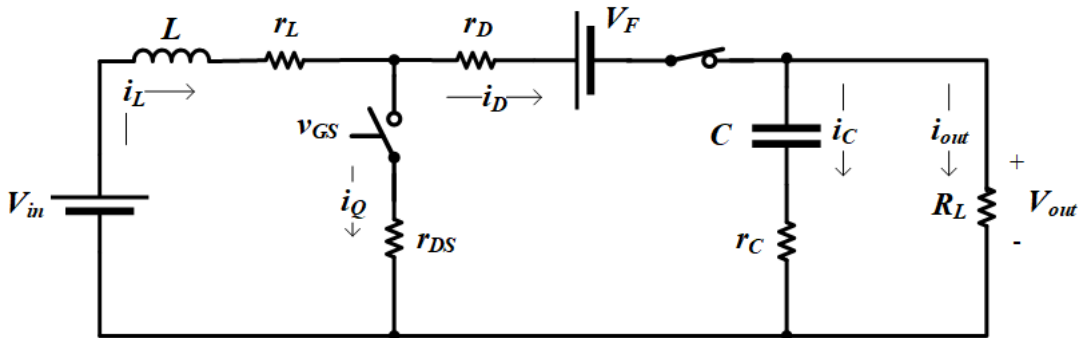
Baseado em (22), nota-se que a potência de saída é inversamente proporcional a frequência de chaveamento. Por outro lado, a parcela $(1-D)^2 D$, considerando $0 < D < 1$, apresenta o formato de uma parábola com concavidade para baixo, tendo seu valor máximo quando a razão cíclica apresenta valores em torno de um terço.

2.4 ANÁLISE CC DO CONVERSOR BOOST CONSIDERANDO PERDAS NOS ELEMENTOS

Considerando que na prática o comportamento dos conversores pode diferir do seu comportamento ideal, é importante avaliar os impactos e limitações que as não idealidades causam em sua operação.

A Figura 6 apresenta o diagrama esquemático do conversor boost considerando a contabilização de algumas não idealidades de cada um dos elementos. Especificamente, r_{DS} representa a resistência dreno – fonte do transistor, r_D é a resistência de polarização direta do diodo, r_L e r_C são as resistências série equivalente (ESR) do indutor e capacitor, respectivamente. Além disso, V_F representa a tensão de polarização direta no diodo (KAZIMIERCZUK, 2016). Para a contabilização destas perdas, é necessário a definição dos valores eficaz (rms) e médio (avg) das correntes nos elementos do conversor boost.

Figura 6 – Circuito equivalente do conversor Boost com resistências parasitas e tensão direta no diodo.



Fonte: Adaptado de (KAZIMIERCZUK, 2016).

A partir da forma de onda da corrente no indutor, conforme apresentado na Figura 4, ao longo de um período de chaveamento (T_{SW}), pode-se definir (23).

$$i_L(t) = \begin{cases} \frac{V_{in}}{L}t, & 0 < t \leq D \cdot T_{SW} \\ \frac{(V_{in} - V_{out})}{L}(t - T), & D \cdot T_{SW} < t \leq T_{SW} \end{cases} \quad (23)$$

O valor eficaz da corrente no indutor é definido por (24).

$$i_{L_rms} = \sqrt{\frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} i_L^2 dt} = \frac{2 \cdot I_{out}}{(1-D) \sqrt{3}} \quad (24)$$

A partir de (24) a potência dissipada na resistência série do indutor é definida por (25).

$$P_{rL} = r_L (i_{L_rms})^2 = \frac{4}{3} \frac{r_L \cdot P_{out}}{(1-D)^2 R_L} \quad (25)$$

Outra perda associada ao indutor se refere as perdas no núcleo. De forma geral a equação de Steinmetz é utilizada quando o comportamento da corrente no indutor apresenta característica senoidal, o que não acontece com o conversor boost. Adequações na equação de Steinmetz são propostas (VILLAR et al., 2009) a fim de permitir uma melhor precisão no cálculo das perdas no núcleo em conversores chaveados. Considerando o formato triangular do sinal da corrente no indutor do conversor boost operando em MCCr, as perdas no núcleo podem ser determinadas conforme (26) (HURLEY; WÖLFLE, 2013; NUSSBAUMER; RAGGL; KOLAR, 2009; ANTOSZCZUK; RETEGUI; UICICH, 2016).

$$P_{núcleo} = k_i |\Delta B|^\beta \frac{1}{T_{SW}} \left[(D \cdot T_{SW})^{1-\alpha} + [(1-D) T_{SW}]^{1-\alpha} \right] \quad (26)$$

em que k_i é definido por (27) e ΔB é o pico a pico da densidade de fluxo magnético, que no caso do conversor boost operando em MCCr é definido por (28).

$$k_i = \frac{k_c}{2^{\beta+\alpha} \pi^{\alpha-1} \left(0.2761 + \frac{1.7061}{\alpha + 1.354} \right)} \quad (27)$$

$$\Delta B = \frac{V_{in} \cdot D \cdot T_{SW}}{N_{esp} \cdot A_{sec}} \quad (28)$$

Os parâmetros α , β e k_c , são os coeficientes da equação de Steinmetz, referentes as características do núcleo. Os parâmetros N_{esp} e A_{sec} são a quantidade de espiras e a área da seção transversal do núcleo, respectivamente.

Na ausência dos parâmetros referentes as características do núcleo, outra forma para determinar as perdas no núcleo é através de curvas levantadas experimentalmente. Os fabricantes costumam fornecer curvas de perdas no núcleo em função do fluxo magnético e da frequência de operação. Através do modelo matemático (29) proposto por (MICROMETALS, 2022), pode-se

efetuar uma regressão linear e determinar os valores dos parâmetros a , b , c e d do modelo proposto. O parâmetro B_{pk} representa o valor máximo da densidade de fluxo magnético, e é definido por (30). O parâmetro Vol representa o volume do núcleo.

$$P_{núcleo} = \left(\frac{\frac{f_{SW}}{\frac{a}{B_{pk}^3} + \frac{b}{B_{pk}^{2,3}} + \frac{c}{B_{pk}^{1,65}}} + d \cdot B_{pk}^2 \cdot f_{SW}^2}{1} \right) Vol \quad (29)$$

$$B_{pk} = \frac{\Delta B}{2} \quad (30)$$

A perda total no indutor (31) é composta pelas parcelas da resistência série e do núcleo.

$$P_L = P_{rL} + P_{núcleo} \quad (31)$$

Para o transistor, ao longo de um período, a forma de onda da corrente pode ser representada por (32), e o valor eficaz é dado por (33).

$$i_Q(t) = \begin{cases} \frac{V_{in}}{L}t, & 0 < t \leq D \cdot T_{SW} \\ 0, & D \cdot T_{SW} < t \leq T_{SW} \end{cases} \quad (32)$$

$$i_{Q_rms} = \sqrt{\frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} i_Q^2 dt} = \frac{2I_{out}}{(1-D)} \sqrt{\frac{D}{3}} \quad (33)$$

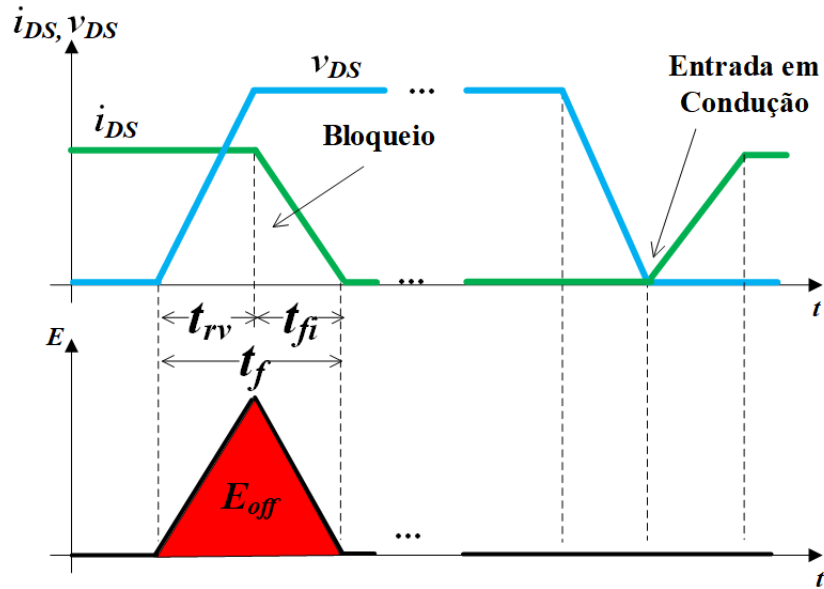
Supondo o transistor do tipo MOSFET (Transistor de Efeito de Campo Metal Óxido Semicondutor), a potência dissipada na resistência série dreno fonte (r_{DS}) é determinada por (34).

$$P_{rDS} = r_{DS} (i_{Q_rms})^2 = \frac{4}{3} \frac{r_{DS} \cdot P_{out} \cdot D}{(1-D)^2 R_L} \quad (34)$$

A parcela de perda de potência referente ao chaveamento é função dos tempos de transição (t_{fi} e t_{rv}) dos sinais de corrente (i_{DS}) e da tensão (v_{DS}) no MOSFET, como mostra a Figura 7. Vale ressaltar que considerando que o conversor boost está operando em modo de condução

crítica, Q entra em condução com condições de corrente nula, minimizando as perdas neste momento, portanto, podendo ser desprezadas. A energia gerada durante o chaveamento é definida conforme (35).

Figura 7 – Comportamento do chaveamento do MOSFET.



Fonte: Próprio Autor.

$$E_{off} = \int_0^{t_f} v_{DS}(t) \cdot i_{DS}(t) dt = V_{out} \cdot \Delta i_L \cdot \frac{t_f}{2} \quad (35)$$

Assim, a parcela de perda de potência referente ao chaveamento é definida por (36), em que t_f representa o tempo total que o transistor leva para mudar do estado em condução para o estado de bloqueio.

$$P_{SW} = \frac{1}{2} t_f \cdot \Delta i_L \cdot V_{out} \cdot f_{SW} = t_f \frac{P_{out}}{(1-D)} f_{SW} \quad (36)$$

A capacitância C_{oss} é constituída pela soma das capacitâncias dreno-fonte (C_{DS}) e gate-dreno (C_{GD}), representando a capacitância parasita de saída. Quando o MOSFET está no estado de condução, C_{oss} é carregado. Ao passar para o estado de bloqueio, C_{oss} é descarregado causando perdas. Considerando C_{oss} linear, pode-se definir (37).

$$P_{Coss} = \frac{1}{2} C_{oss} \cdot V_{out}^2 \cdot f_{SW} = \frac{1}{2} C_{oss} \cdot P_{out} \cdot R_L \cdot f_{SW} \quad (37)$$

Com isso, a potência total dissipada no transistor é composta pelas parcelas da resistência dreno-fonte, do chaveamento e da capacitância parasita de saída, conforme (38).

$$P_Q = P_{rDS} + P_{SW} + P_{Coss} \quad (38)$$

A corrente no diodo pode ser expressa por (39), e o correspondente valor eficaz por (40).

$$i_D(t) = \begin{cases} 0, & 0 < t \leq D \cdot T_{SW} \\ \frac{(V_{in} - V_{out})}{L} (t - T_{SW}), & D \cdot T_{SW} < t \leq T_{SW} \end{cases} \quad (39)$$

$$i_{D_rms} = \sqrt{\frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} i_D^2 dt} = \frac{2I_{out}}{(1-D)} \sqrt{\frac{1-D}{3}} \quad (40)$$

Assim sendo, a potência dissipada na resistência série do diodo é definida por (41).

$$P_{rD} = r_D (i_{D_rms})^2 = \frac{4}{3} \frac{r_D \cdot P_{out}}{(1-D) R_L} \quad (41)$$

A corrente média no diodo pode ser aproximada por (42).

$$i_{D_avg} = \frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} i_D dt = \frac{1}{T_{SW}} \int_{D \cdot T_{SW}}^{T_{SW}} \left(\frac{(V_{in} - V_{out})}{L} (t - T_{SW}) \right) dt = I_{out} \quad (42)$$

A potência dissipada referente a polarização direta do diodo é determinada por (43). Caso a queda de tensão de polarização direta for considerada constante, esta parcela de potência dissipada independe da variação da razão cíclica.

$$P_{VF} = V_F \cdot i_{D_avg} = V_F \frac{P_{out}}{V_{out}} \quad (43)$$

A potência total dissipada no diodo é composta pelas parcelas da resistência série e da queda de tensão em polarização direta, conforme (44).

$$P_D = P_{rD} + P_{VF} \quad (44)$$

A corrente no capacitor pode ser expressa conforme (45).

$$i_C(t) = \begin{cases} \frac{-V_{out}}{R_L}, & 0 < t \leq D \cdot T_{SW} \\ \frac{(V_{in} - V_{out})}{L} (t - T_{SW}), & D \cdot T_{SW} < t \leq T_{SW} \end{cases} \quad (45)$$

A corrente eficaz no capacitor é determinada através de (46).

$$i_{C_rms} = \sqrt{\frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} i_C^2 dt} = I_{out} \sqrt{\frac{3D+1}{3(1-D)}} \quad (46)$$

A partir de (46), a potência na resistência série do capacitor é definida por (47).

$$P_{rC} = r_C (i_{C_rms})^2 = \frac{r_C (3 \cdot D + 1) P_{out}}{3(1-D) R_L} = P_C \quad (47)$$

Por fim, a somatória total das perdas de potência no conversor boost operando no MCCr pode ser determinada por (48).

$$P_{loss} = P_L + P_Q + P_D + P_C \quad (48)$$

Por conseguinte, o rendimento pode ser determinado através de (49).

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{loss}} \quad (49)$$

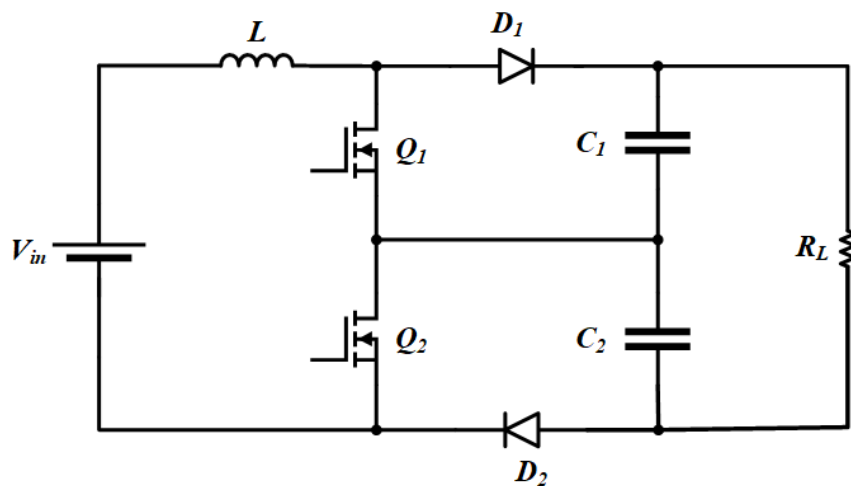
A partir das equações do ganho (13) e (16) junto com o rendimento (49), o ganho do conversor boost considerando as perdas nos elementos passa a ser definido por (50).

$$G = \frac{\eta}{(1-D)} \quad (50)$$

2.5 ARQUITETURA CELULAR

Como mencionado anteriormente, algumas topologias como associações série, paralela e multinível costumam ser aplicadas com o intuito de diminuir as ondulações da corrente e os esforços de tensão, elevar o ganho dos conversores e reduzir as perdas. Um tipo de topologia multinível é apresentado na Figura 8, denominada de boost três níveis, em que ocorre uma divisão da tensão e com isso os elementos que compõem o circuito passam a ficar submetidos a metade do valor da tensão de saída do conversor, reduzindo os esforços de tensão nos interruptores.

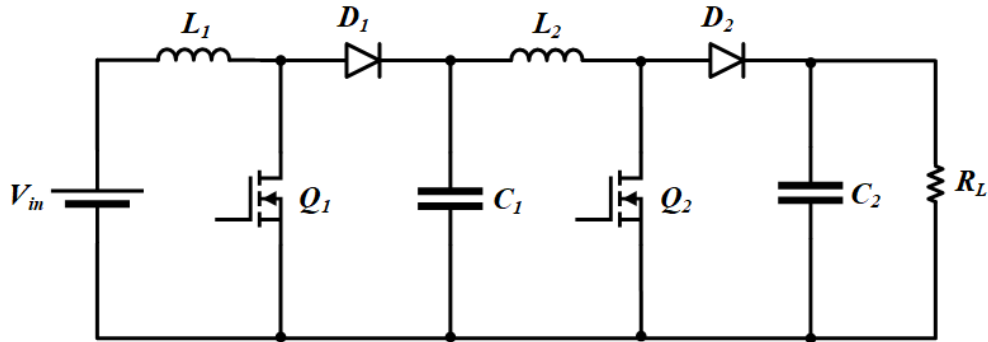
Figura 8 – Conversor boost três níveis.



Fonte: Próprio Autor.

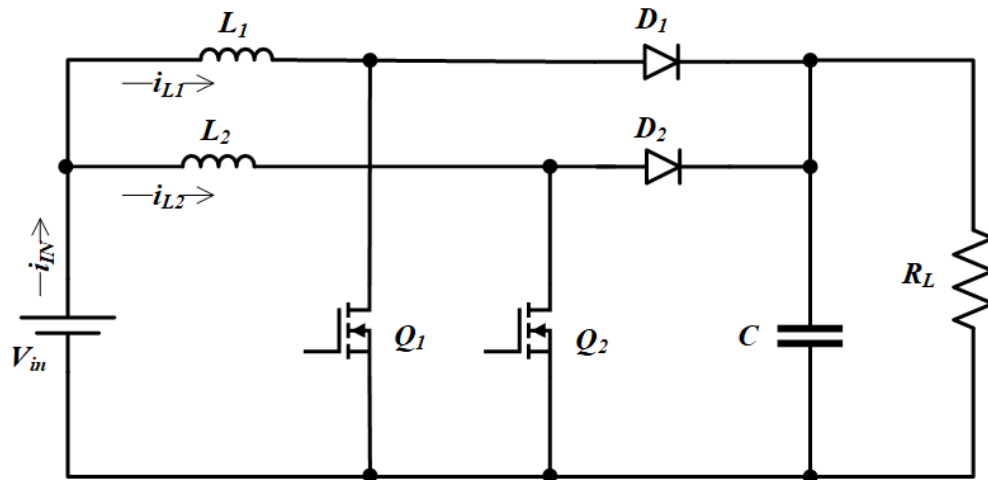
Configurações em séries também denominadas como cascatas são aplicadas quando se deseja obter um ganho elevado. A Figura 9 apresenta uma topologia em cascata, em que dois módulos de conversores boost são conectados em série. O interruptor do primeiro módulo apresenta um nível de esforço de tensão menor que o segundo, podendo vir a trabalhar com uma frequência de chaveamento maior. Já o segundo estágio está sujeito a um alto nível de esforço de tensão, vindo a trabalhar com uma frequência maior para redução das perdas. Com isso, o sistema de controle se torna mais complexo.

Já as topologias paralelas, são aplicadas com o intuito de elevar o nível de potência total do conversor. Módulos de conversores boost de menores capacidades passam a dividir os esforços de corrente, reduzindo o tamanho do indutor. A frequência de chaveamento das células de potência pode ser a mesma, sendo que ao associar alguma técnica de controle de

Figura 9 – Conversor boost configuração cascata.

Fonte: Próprio Autor.

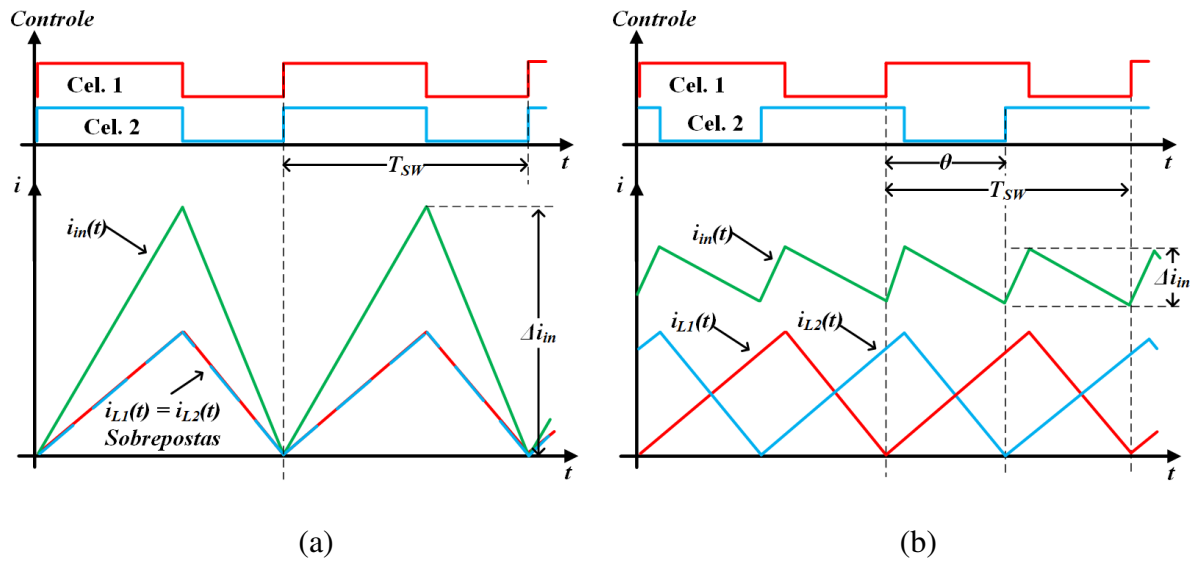
defasagem entre as células, como por exemplo, a denominada de *interleaved*, é possível reduzir a ondulação da corrente de entrada do conversor. A Figura 10 mostra o arranjo do conversor boost considerando duas células de potência na configuração paralela.

Figura 10 – Conversor boost configuração paralela.

Fonte: Próprio Autor.

A configuração paralela apresentada na Figura 10, também pode vir operar sem defasagem entre uma célula e outra, em que os interruptores controlados de cada célula entram nos estados de condução e bloqueio de forma sincronizada. Esta técnica de operação é denominada de aditiva, a corrente máxima de entrada do conversor é a soma das correntes máximas de cada uma das células. A Figura 11 apresenta o comportamento das formas de onda das correntes de entrada do conversor boost operando em MCCr, na configuração paralela com duas células idênticas, para as técnicas aditiva e *interleaved* com defasagem (θ) de meio período de chaveamento entre as células.

Figura 11 – Comportamento das formas de onda das correntes de entrada do conversor. (a) técnica aditiva; (b) técnica *interleaved*.



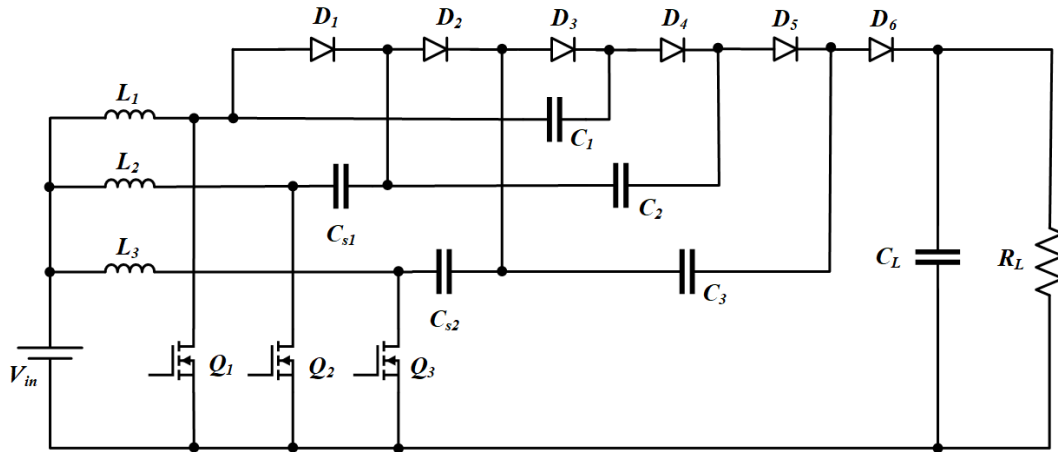
Fonte: Próprio Autor.

Além das topologias apresentadas anteriormente, outras técnicas também vêm sendo aplicadas com o objetivo de permitir a elevação no ganho dos conversores, e diminuição das perdas nos elementos, na ondulação da corrente de entrada, no custo e no tamanho / volume. Alguns exemplos fazem uso de indutores acoplados, em que um único núcleo magnético associa dois ou mais indutores.

Outra técnica utilizada é a adição de circuitos auxiliares para realizarem a comutação suave nos transistores e diodos, fazendo com que os mesmos entrem em condução com corrente nula (ZCS do inglês, *Zero Current Switch*) e em bloqueio com tensão nula (ZVS do inglês, *Zero Voltage Switch*) (CANESIN; GONCALVES, 2005). Estágios multiplicadores de tensão, compostos por associações de capacitores e diodos também são utilizados para obtenção de ganhos maiores (LI; HE, 2011; ZHENG; XIE; SMEDLEY, 2020; ROY; AYYANAR, 2017), como apresentado na Figura 12.

A quantidade de células associada a um conversor multicelular passa a ser mais um fator de influência na definição da frequência de operação do conversor boost operando em MCCr. Tomando como base a configuração com células conectadas em paralelo, objeto de estudo deste trabalho, partindo da equação (22), e considerando as células iguais, a frequência de chaveamento passa a ser definida conforme (51), passando a variar em função da potência de saída do conversor, da razão cíclica e da quantidade de células (K). As superfícies tridimensionais dos gráficos da Figura 13 apresentam o comportamento da frequência de chaveamento (f_{sw})

Figura 12 – Conversor boost com estágios de diodo e capacitor.

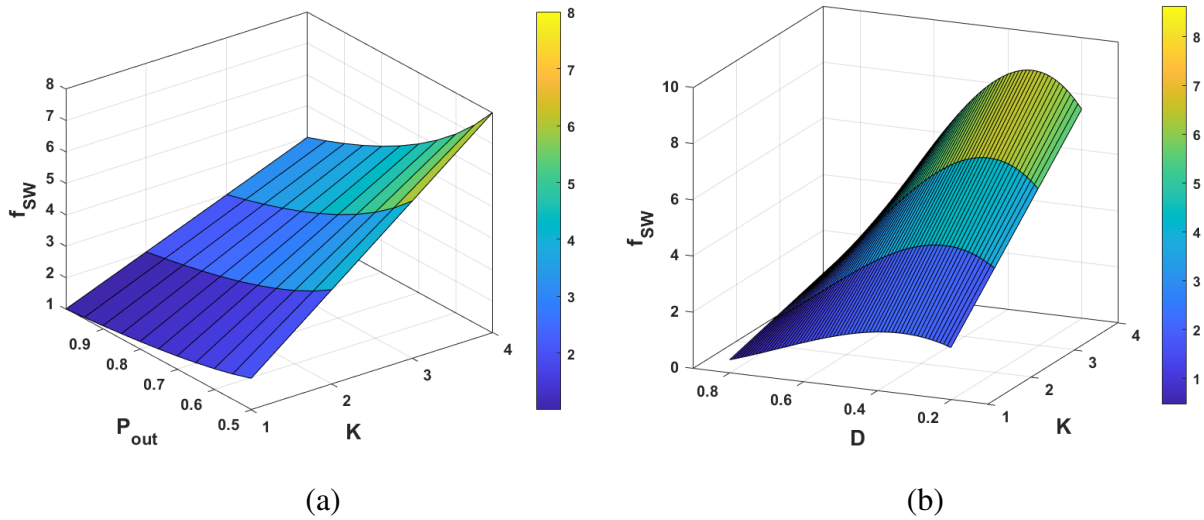


Fonte: Adaptado de (ZHENG; XIE; SMEDLEY, 2020).

normalizado em função de variações na quantidade de células (K), associada a variações na potência de saída (P_{out}) e na razão cíclica (D) do conversor.

$$f_{sw} = \frac{V_{out}^2 (1-D)^2 D \cdot K}{2 \cdot L \cdot P_{out}} \quad (51)$$

Figura 13 – Comportamento da f_{sw} . (a) variações em P_{out} e K ; (b) variações em D e K .



Fonte: Próprio Autor.

2.6 ANÁLISE DAS PERDAS EM CONFIGURAÇÃO PARALELA

Ao associar de forma paralela uma determinada quantidade de células de conversores boost, há o compartilhamento dos requerimentos de corrente entre as mesmas, diminuindo os esforços de corrente sobre os semicondutores. Assim, o rendimento total do conversor pode variar conforme condições de operação.

A análise das perdas apresentada anteriormente (seção 2.4), associadas aos indutores e aos semicondutores, podem ser aplicadas de acordo com a quantidade de células em operação do conversor. Com isso, supondo uma configuração com um total de K células conectadas em paralelo, as perdas associadas aos indutores, transistores e diodos são definidas conforme (52), (53) e (54), respectivamente.

$$P_L = P_{rL1} + P_{núcleo1} + P_{rL2} + P_{núcleo2} + \dots + P_{rLK} + P_{núcleoK} \quad (52)$$

$$P_Q = P_{rDS1} + P_{SW1} + P_{Coss1} + P_{rDS2} + P_{SW2} + P_{Coss2} + \dots + P_{rDSK} + P_{SWK} + P_{CossK} \quad (53)$$

$$P_D = P_{rD1} + P_{VF1} + P_{rD2} + P_{VF2} + \dots + P_{rDK} + P_{VFK} \quad (54)$$

Com relação ao capacitor, deve-se levar em consideração a diferença de fase presente entre as células para a composição do valor eficaz da corrente que percorre o ramo do capacitor.

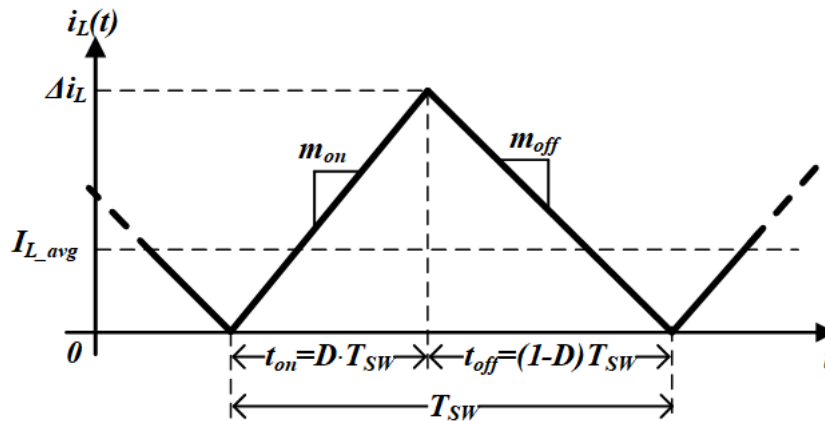
3 MODELAMENTO DA CORRENTE DE ENTRADA

Neste capítulo é descrito de forma detalhada o modelamento matemático aplicado a corrente de entrada do conversor boost operando em MCCr. Inicialmente é apresentado o modelo na configuração unicelular, em que a corrente de entrada é a mesma corrente no indutor. Na sequência é apresentado o modelamento da corrente de entrada para configurações multicelulares, composta por células iguais (simétricas) conectadas em paralelo. Por fim, é discutido o comportamento da corrente de entrada em configurações com células diferentes (assimétricas) conectadas em paralelo.

3.1 CONFIGURAÇÃO UNICELULAR

Em MCCr, o sinal da corrente no indutor do conversor boost apresenta um formato triangular conforme Figura 14. As inclinações (derivadas de crescimento e decrescimento) dos lados do triângulo podem variar em função das tensões de entrada e saída e da indutância, e podem ser determinadas conforme (55) e (56).

Figura 14 – Forma de onda da corrente elétrica no indutor do conversor boost em MCCr.



Fonte: Próprio Autor.

$$m_{on} = \frac{V_{in}}{L} \quad (55)$$

$$m_{off} = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} \quad (56)$$

Em regime permanente, a corrente no indutor ($i_L(t)$) do conversor boost pode ser interpretada como uma função periódica com período T_{SW} conforme (57).

$$i_L(t) = i_L(t + T_{SW}) \quad (57)$$

A série de Fourier estabelece que uma função periódica pode ser representada por um termo constante acrescentado de uma série infinita de termos em senos e cossenos com frequência $n \cdot \omega$, sendo n um número inteiro positivo. Com isso, $i_L(t)$ pode ser representada conforme (58).

$$i_L(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1, 2, 3, \dots}^{\infty} (a_n \cos(n \cdot \omega \cdot t) + b_n \sin(n \cdot \omega \cdot t)) \quad (58)$$

sendo o termo $a_0/2$ o valor médio da corrente (I_{L_avg}), e ω a frequência angular, definida por (59).

$$\omega = \frac{2 \cdot \pi}{T_{SW}} = 2 \cdot \pi \cdot f_{SW} \quad (59)$$

Os termos a_0 , a_n e b_n são definidos conforme (60), (61) e (62), respectivamente.

$$a_0 = \frac{2}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} i_L(t) dt \quad (60)$$

$$a_n = \frac{2}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} i_L(t) \cos(n \cdot \omega \cdot t) dt \quad (61)$$

$$b_n = \frac{2}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} i_L(t) \sin(n \cdot \omega \cdot t) dt \quad (62)$$

A partir da Figura 14, a corrente no indutor pode ser definida em função das derivadas de crescimento e decrescimento conforme (63).

$$i_L(t) = \begin{cases} m_{on} \cdot t, & 0 < t \leq D \cdot T_{SW} \\ m_{off}(t - T_{SW}), & D \cdot T_{SW} < t \leq T_{SW} \end{cases} \quad (63)$$

Substituindo (63) em (60) - (62), e considerando (59), pode-se determinar os termos a_0 , a_n e b_n da série de Fourier que representa o comportamento da corrente no indutor em função das tensões de entrada (V_{in}) e saída (V_{out}), do período de chaveamento (T_{SW}) e da indutância (L), conforme (64) - (66).

$$a_0 = \frac{T_{SW} \cdot V_{in} (V_{out} - V_{in})}{V_{out} \cdot L} \quad (64)$$

$$a_n = \frac{T_{SW} \cdot V_{out} \left(\cos \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot n (V_{in} - V_{out})}{V_{out}} \right) - 1 \right)}{L \cdot 2 \cdot \pi^2 \cdot n^2} \quad (65)$$

$$b_n = \frac{T_{SW} \cdot V_{out} \cdot \sin \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot n (V_{out} - V_{in})}{V_{out}} \right)}{L \cdot 2 \cdot \pi^2 \cdot n^2} \quad (66)$$

A série de Fourier também pode ser representada na sua forma compacta. Para isso, uma parte de (58) é reescrita conforme (67).

$$a_n \cos(n \cdot \omega \cdot t) + b_n \sin(n \cdot \omega \cdot t) = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \left(\frac{a_n}{\sqrt{a_n^2 + b_n^2}} \cos(n \cdot \omega \cdot t) + \frac{b_n}{\sqrt{a_n^2 + b_n^2}} \sin(n \cdot \omega \cdot t) \right) \quad (67)$$

Supondo um triângulo retângulo com hipotenusa representada por $\sqrt{a_n^2 + b_n^2}$, ϕ_n é o ângulo que o cateto oposto é representado por a_n , e o cateto adjacente é representado por b_n , (67) pode ser reescrita conforme (68).

$$a_n \cos(n \cdot \omega \cdot t) + b_n \sin(n \cdot \omega \cdot t) = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} [\sin(\phi_n) \cos(n \cdot \omega \cdot t) + \cos(\phi_n) \sin(n \cdot \omega \cdot t)] \quad (68)$$

Manipulando (68), e utilizando identidades trigonométricas, chega-se a (69), e os termos C_n e ϕ_n são definidos a partir de (70) e (71), respectivamente.

$$a_n \cos(n \cdot \omega \cdot t) + b_n \sin(n \cdot \omega \cdot t) = C_n \sin(n \cdot \omega \cdot t + \phi_n) \quad (69)$$

$$C_n = \sqrt{\frac{T_{SW}^2 \cdot V_{out}^2 \left(\sin \left(\frac{\pi \cdot n (V_{in} - V_{out})}{V_{out}} \right) \right)^2}{L^2 \cdot n^4 \cdot \pi^4}} \quad (70)$$

$$\phi_n = \tan^{-1} \cdot \frac{2 \cdot \sin \left(\frac{\pi \cdot n (V_{in} - V_{out})}{V_{out}} \right)^2}{\sin \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot n (V_{in} - V_{out})}{V_{out}} \right)} \quad (71)$$

Substituindo (69) em (58), a corrente no indutor pode ser representada por série de Fourier na forma compacta conforme (72).

$$i_L(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1, 2, 3, \dots}^N C_n (\sin(n \cdot \omega \cdot t + \phi_n)) \quad (72)$$

sendo N o total de componentes harmônicas consideradas, C_n e ϕ_n são a amplitude máxima e o ângulo de atraso, respectivamente, da n -ésima componente harmônica do sinal de corrente $i_L(t)$.

A forma compacta permite a representação das componentes harmônicas de cada uma das n ordens em sua forma fasorial.

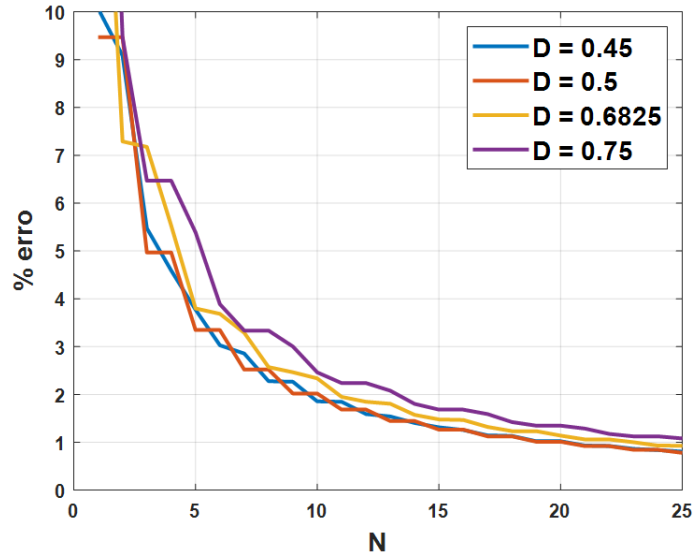
A partir da Figura 14, nota-se que o valor máximo da corrente no indutor acontece no instante de bloqueio do transistor ($t = D \cdot T_{SW}$), e que o valor mínimo que tende a zero no modo de condução crítica acontece no instante de bloqueio do diodo ($t = T_{SW}$). Considerando a definição da ondulação da corrente como sendo a diferença entre os valores máximo e mínimo, substituindo os instantes em (72) é possível determinar a ondulação da corrente conforme (73). A parcela referente ao valor médio não foi considerada por ser comum nos dois instantes de tempo.

$$\Delta i_L = \sum_{n=1, 2, 3, \dots}^N C_n \cdot 2 \cdot \sin[n \cdot \pi (D - 1)] \cdot \cos[n \cdot \pi (D + 1) + \phi_n] \quad (73)$$

O total de componentes harmônicas N considerado no cálculo influencia na precisão do resultado. Considerando uma condição com os parâmetros de potência de saída e tensão de saída constantes, para algumas variações na razão cíclica (D), o gráfico da Figura 15 apresenta o erro relativo no resultado de i_L , em função da quantidade total de componentes harmônicas

consideradas em (72), para o instante de maior amplitude da corrente ($t = D \cdot T_{SW}$). O mesmo comportamento acontece no instante de menor amplitude do sinal da corrente em $t = T_{SW}$.

Figura 15 – Erro relativo de $i_L(D \cdot T_{SW})$ em função de N .



Fonte: Próprio Autor.

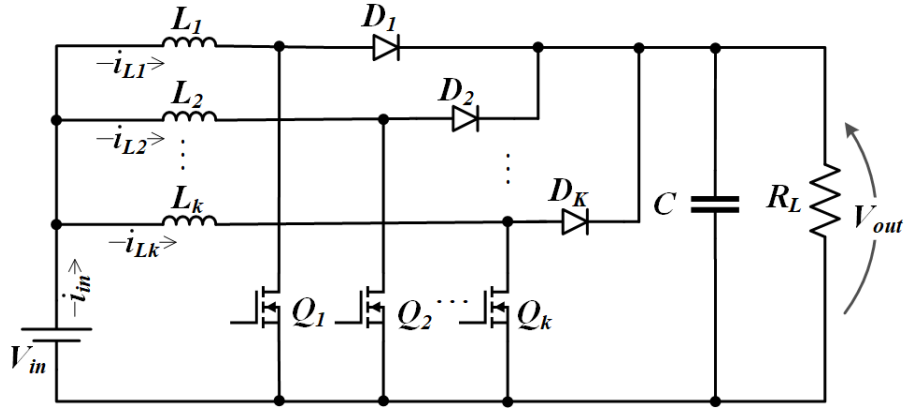
Supondo um modelo preditivo que venha a ser implementado digitalmente com a finalidade de reconstrução da forma de onda, analisando a Figura 15 pode-se verificar que a partir do uso das cinco primeiras componentes harmônicas, o erro relativo no cálculo de $i_L(D \cdot T_{SW})$ é de aproximadamente 5 %, independente da razão cíclica. O total de componentes harmônicas considerado no cálculo deve ser levado em consideração com relação as necessidade na precisão do resultado e do esforço computacional requerido para a execução.

3.2 CONFIGURAÇÃO MULTICELULAR SIMÉTRICA

Considerando um conversor boost com um total de K células conectadas em paralelo, conforme circuito esquemático apresentado na Figura 16, operando de forma simétrica ($L_1 = L_2 = L_K = L$), as células possuem a mesma capacidade de potência. Supondo que todas as células operam com a mesma frequência de chaveamento ($f_{SW1} = f_{SW2} = f_{SWK} = f_{SW}$), os parâmetros da série de Fourier de (72) para uma mesma componente harmônica n , são iguais: $C_{1n} = C_{2n} = C_{Kn} = C_n$; $a_{1_0} = a_{2_0} = a_{K_0} = a_0$; $n \cdot \omega_1 = n \cdot \omega_2 = n \cdot \omega_K = n \cdot \omega$; $\phi_{1n} = \phi_{2n} = \phi_{Kn} = \phi_n$.

Na condição do conversor trabalhar com a técnica aditiva, em que os sinais de controle de todas as células estão sincronizados, a ondulação da corrente de entrada do conversor pode ser

Figura 16 – Circuito esquemático do conversor boost com células conectadas em paralelo.



Fonte: Próprio Autor.

determinada a partir de (73), proporcionalmente ao total de células (K) do conversor multicelular, conforme (74). Como consequência, com a técnica aditiva o resultado da ondulação da corrente de entrada aumenta a medida que o total de células aumenta.

$$\Delta i_L = K \cdot \left[\sum_{n=1, 2, 3, \dots}^N C_n \cdot 2 \cdot \sin [n \cdot \pi (D - 1)] \cdot \cos [n \cdot \pi (D + 1) + \phi_n] \right] \quad (74)$$

Como mencionado anteriormente, uma forma de diminuir a ondulação da corrente de entrada em conversores multicelulares, é através da técnica *interleaved*, em que os sinais de controle das células estão todos sincronizados, mas considerando um deslocamento de fase (θ) entre eles, e por consequência nos sinais da corrente.

Assumindo que uma das células do conversor boost multicelular seja denominada de mestre, as demais células denominadas escravas passam a estar defasadas por um ângulo de fase (θ). Da equação (72), o termo responsável para impor o deslocamento de fase θ pode ser considerado para as células escravas conforme (75).

$$i_L(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1, 2, 3, \dots}^N C_n (\sin (n \cdot \omega \cdot t + \phi_n - n \cdot \theta)) \quad (75)$$

A composição da corrente de entrada do conversor boost multicelular operando em MCCr associada a técnica *interleaved*, pode ser determinada através do somatório das correntes de todas as células, sendo composta por (72) referente a célula mestre e (75) referente as células escravas, incluindo o deslocamento de fase. Aplicando algumas identidades trigonométricas e considerando as seguintes condições:

- Todas as células são consideradas iguais (operação simétrica);
- Todas as células operam com a mesma frequência de chaveamento;
- As células estão defasadas pelo mesmo ângulo de fase (de forma sequencial da primeira mestre até a última escrava).

Assim, é possível deduzir uma forma generalizada para determinar a corrente de entrada para um total de células pares (76), e para um total de células ímpares (77).

$$i_{in}(t) = K \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^N C_n \cdot \lambda \quad (76)$$

$$i_{in}(t) = K \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^N C_n (\lambda + \gamma) \quad (77)$$

Os termos λ e γ são definidos por (78) e (79), respectivamente. Os termos M e m representam o total de pares de células e a sequência dos pares de células, respectivamente.

$$\lambda = 2 \cdot \cos\left(n \frac{\theta}{2}\right) \left[\sum_{m=1}^M \text{sen}\left(n \cdot \omega \cdot t + \phi_n - n \frac{(4 \cdot m - 3)\theta}{2}\right) \right] \quad (78)$$

$$\gamma = \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \phi_n - n(K-1)\theta) \quad (79)$$

A ondulação da corrente de entrada do conversor é definida pela diferença entre as amplitudes máxima e mínima de $i_{in}(t)$, obtidos através de (76) ou (77), e pode ser determinada através de (80).

$$\Delta i_{in} = i_{in}(t_{\max}) - i_{in}(t_{\min}) \quad (80)$$

Os instantes que ocorrem as amplitudes máximas e mínimas da ondulação da corrente de entrada, dependem da quantidade total de células K e da razão cíclica D do conversor.

Vale ressaltar que os parâmetros C_n , ω e ϕ_n são determinados, entre outros, por T_{SW} , V_{in} e V_{out} . A partir do momento que ocorrem alterações na potência de saída (P_{out}), em função de mudanças na carga, a frequência de chaveamento altera (conforme (51)), e consequentemente o período de chaveamento (T_{SW}). O mesmo é válido quando ocorrem mudanças na tensão de entrada (V_{in}), resultando em alterações na razão cíclica (D) do conversor (conforme (14)). Em

função destas características, nas próximas seções são apresentadas análises da ondulação da corrente de entrada em função de variações na potência de saída e na razão cíclica do conversor multicelular.

3.2.1 Configuração Simétrica com Duas Células

Com duas células iguais, os instantes em que ocorrem os valores máximo e mínimo da amplitude da corrente de entrada em função da razão cíclica são apresentados na Tabela 1.

Tabela 1 – Instantes das amplitudes máxima e mínima da corrente de entrada; configuração simétrica com 2 células.

Razão Cíclica	$D < \frac{1}{2}$		$D \geq \frac{1}{2}$	
Amplitude i_{in}	min.	max.	min.	max.
Instante	T_{SW}	$(\frac{\theta}{360^\circ} + D)T_{SW}$	$(\frac{\theta}{360^\circ})T_{SW}$	$D \cdot T_{SW}$

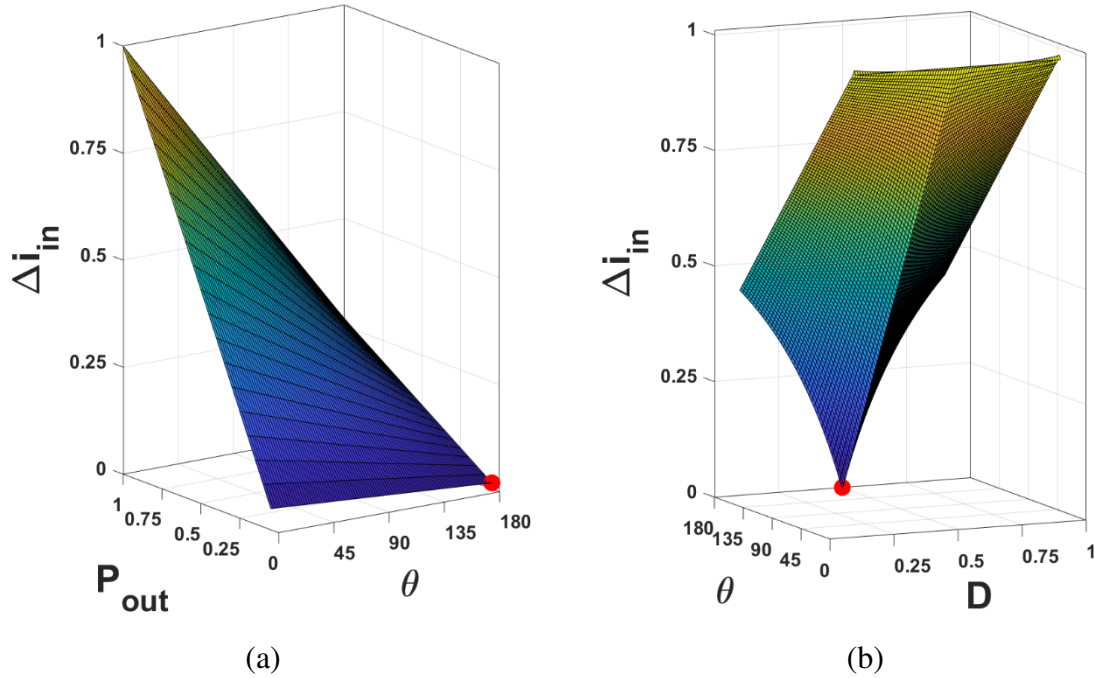
O comportamento da ondulação da corrente de entrada varia em função das condições de operação do conversor, como total de potência de saída, razão cíclica, e defasagem entre as células. Através de (76), a corrente de entrada pode ser determinada conforme (81).

$$i_{in}(t) = a_0 + \sum_{n=1}^N C_n \left\{ 2 \cdot \cos\left(n \frac{\theta}{2}\right) \left[\sin\left(n \cdot \omega \cdot t + \phi_n - n \frac{\theta}{2}\right) \right] \right\} \quad (81)$$

Aplicando (81) e (80) nos instantes de tempos mencionados na Tabela 1 é possível determinar a ondulação da corrente de entrada do conversor boost com duas células simétricas operando em MCCr. As superfícies tridimensionais apresentadas na Figura 17, mostram o comportamento da ondulação da corrente de entrada (Δi_{in}) normalizada a partir de variações nos parâmetros de operação. As marcações em vermelho indicam os pontos de menores ondulações.

Observando a Figura 17, as maiores ondulações da corrente de entrada acontecem quando não existe defasagem entre as células (técnica aditiva; $\theta = 0^\circ$). À medida que a defasagem vai se aproximando de 180° , a ondulação tende a diminuir. Analisando (81), quando $\theta = 180^\circ$, a parcela do cosseno tende a zero para todas as componentes harmônicas ímpares, diminuindo assim o valor do somatório, e prevalecendo o valor médio da corrente de ambas as células. Com isso, a ondulação da corrente de entrada passa a ser composta somente pelo somatório

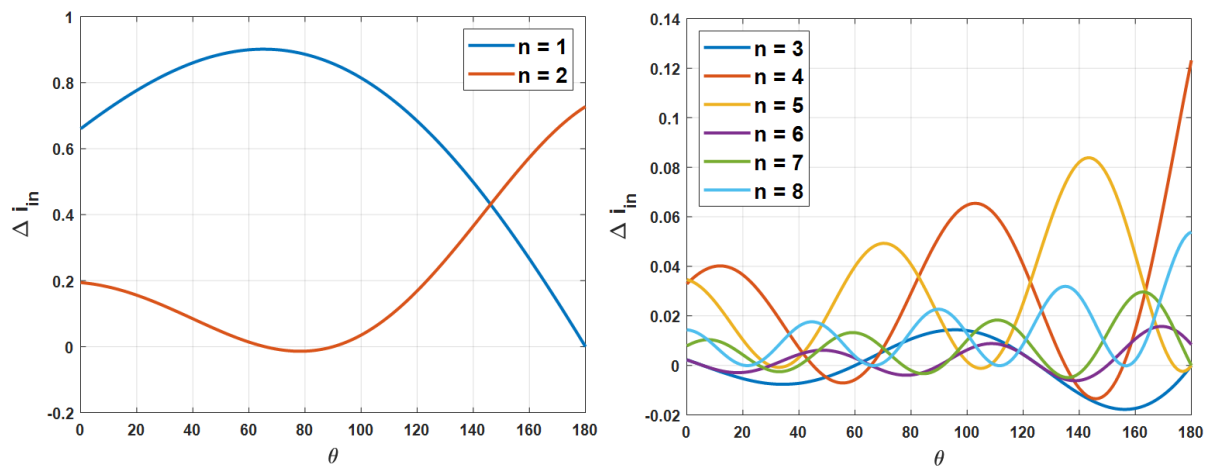
Figura 17 – Comportamento da Δi_{in} na configuração simétrica com 2 células. (a) variações em P_{out} e θ ; (b) variações em D e θ .



Fonte: Próprio Autor.

das componentes de correntes relacionadas com as componentes harmônicas n múltiplas de dois (pares). Os gráficos da Figura 18 apresentam este comportamento, mostrando as parcelas com que cada componente harmônica contribui para a composição da ondulação da corrente de entrada do conversor em função da variação do ângulo de defasagem (θ).

Figura 18 – Δi_{in} por componente harmônica (n) em função de θ ; configuração simétrica com 2 células.



Fonte: Próprio Autor.

É possível notar que quando o deslocamento tende a 180° , as contribuições por parte das componentes harmônicas ímpares são nulas, e a maior parcela da ondulação resultante é referente a segunda componente harmônica. O restante são das demais componentes harmônicas pares.

Para anular a ondulação da corrente em função das componentes harmônicas pares, o sinal da corrente em cada célula tem que ser simétrico, representando uma função par. Isso acontece quando as derivadas de subida e descida da corrente possuem a mesma inclinação, formando um triângulo isósceles. Para isso, basta igualar (55) e (56), e com o auxílio de (14) chega-se a uma razão cíclica com valor de $1/2$. Desta forma, considerando $D = 0,5$ e $\theta = 180^\circ$, tanto as componentes de ordens pares como ímpares são nulas, resultando em um sinal sem ondulação. Este ponto de operação está destacado na Figura (17) (b).

3.2.2 Configuração Simétrica com Três Células

Os instantes relacionados com a ocorrência dos valores máximo e mínimo da amplitude da corrente de entrada em função da razão cíclica são mencionados na Tabela 2 para a configuração com três células simétricas.

Tabela 2 – Instantes das amplitudes máxima e mínima da corrente de entrada; configuração simétrica com 3 células.

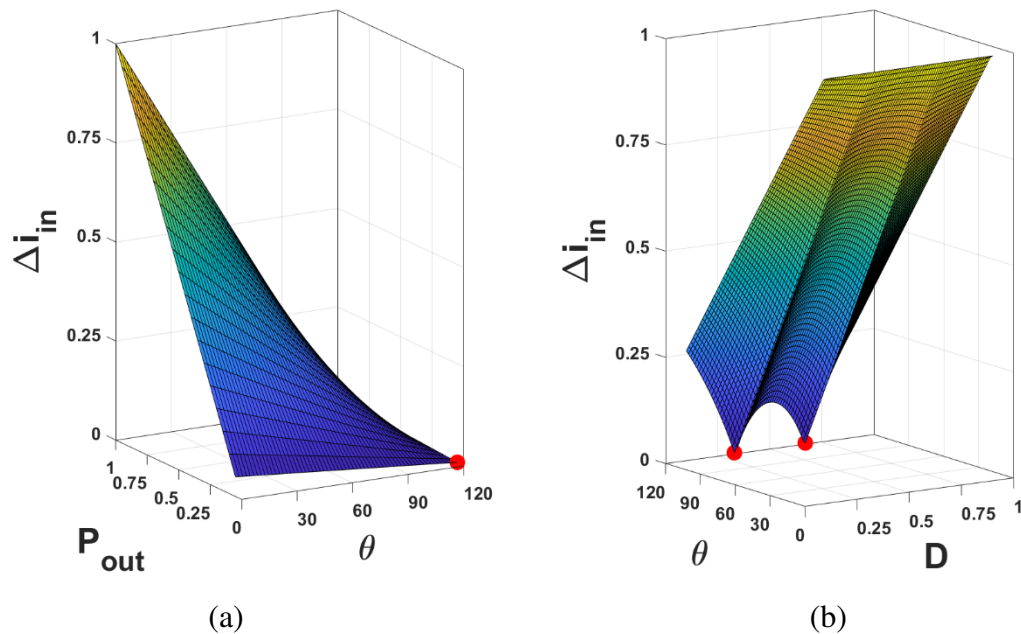
Razão Cíclica	$D < 1/3$		$1/3 \leq D \leq 2/3$		$D > 2/3$	
Amplitude i_{in}	min.	max.	min.	max.	min.	max.
Instante	T_{SW}	$(\theta/180^\circ + D)T_{SW}$	$(\theta/360^\circ)T_{SW}$	$(\theta/360^\circ + D)T_{SW}$	$(\theta/180^\circ)T_{SW}$	$D \cdot T_{SW}$

A corrente de entrada pode ser determinada a partir de (77). Substituindo a quantidade de pares de células (m) e o total de células (K), chega-se a (82).

$$i_{in}(t) = \frac{3 \cdot a_0}{2} + \sum_{n=1}^N C_n \left\{ 2 \cdot \cos\left(n \frac{\theta}{2}\right) \left[\sin\left(n \cdot \omega \cdot t + \phi_n - n \frac{\theta}{2}\right) \right] + \sin\left(n \cdot \omega \cdot t + \phi_n - n \cdot 2 \cdot \theta\right) \right\} \quad (82)$$

Aplicando (82) e (80) com os tempos mencionados na Tabela 2 é possível determinar a ondulação da corrente de entrada do conversor boost com três células simétricas operando em MCCr. A Figura 19 apresenta superfícies tridimensionais que representam o comportamento da ondulação da corrente de entrada (Δi_{in}) normalizada a partir de variações na potência de saída (P_{out}), razão cíclica (D) e deslocamento de fase (θ) entre as células. As marcações em vermelho indicam os pontos de menores ondulações.

Figura 19 – Comportamento da Δi_{in} na configuração simétrica com 3 células. (a) variações em P_{out} e θ ; (b) variações em D e θ .



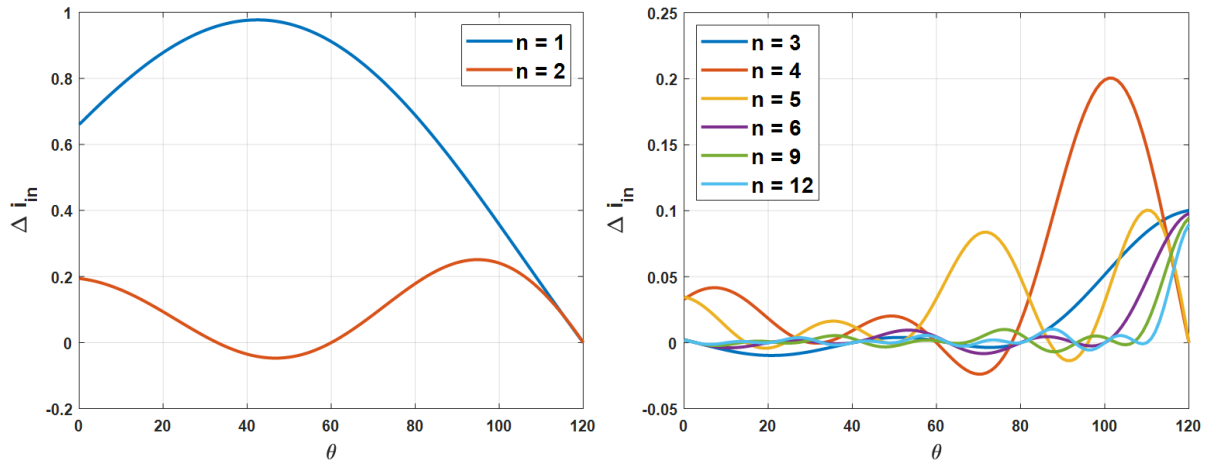
Fonte: Próprio Autor.

Observando a Figura 19, à medida que o ângulo de defasagem aplicado vai se aproximando de 120° , a ondulação da corrente de entrada tende a apresentar menores valores, tanto para variações na potência de saída como para a razão cíclica.

O comportamento das n 's componentes harmônicas em função do ângulo de defasagem na composição total da ondulação da corrente pode ser observado através da Figura 20. Quando θ se aproxima de 120° , o resultado da ondulação da corrente passa a ser proveniente das componentes múltiplas de três, que por característica apresentam amplitudes baixas, e com tendência a queda à medida que aumentam as ordens, acrescido a respectiva fase.

Através da Figura 20 nota-se que as parcelas das duas primeiras componentes harmônicas, que possuem as maiores amplitudes, apresentam valores nulo quando o ângulo de fase entre as células tende a 120° .

Figura 20 – Δi_{in} por componente harmônica em função de θ ; configuração simétrica com 3 células.



Fonte: Próprio Autor.

A condição de ondulação nula pode ser obtida quando o ângulo é igual a 120° , e a razão cíclica apresenta valores igual a $1/3$ ou $2/3$, como pode ser observado nos pontos destacados na Figura 19 (b).

3.2.3 Configuração Simétrica com Quatro Células

A mesma análise é apresentada para a configuração com quatro células. A Tabela 3 apresenta os instantes relacionados com a ocorrência dos valores máximo e mínimo das amplitudes da corrente de entrada em função da variação da razão cíclica.

Tabela 3 – Instantes das amplitudes máxima e mínima da corrente de entrada; configuração simétrica com 4 células.

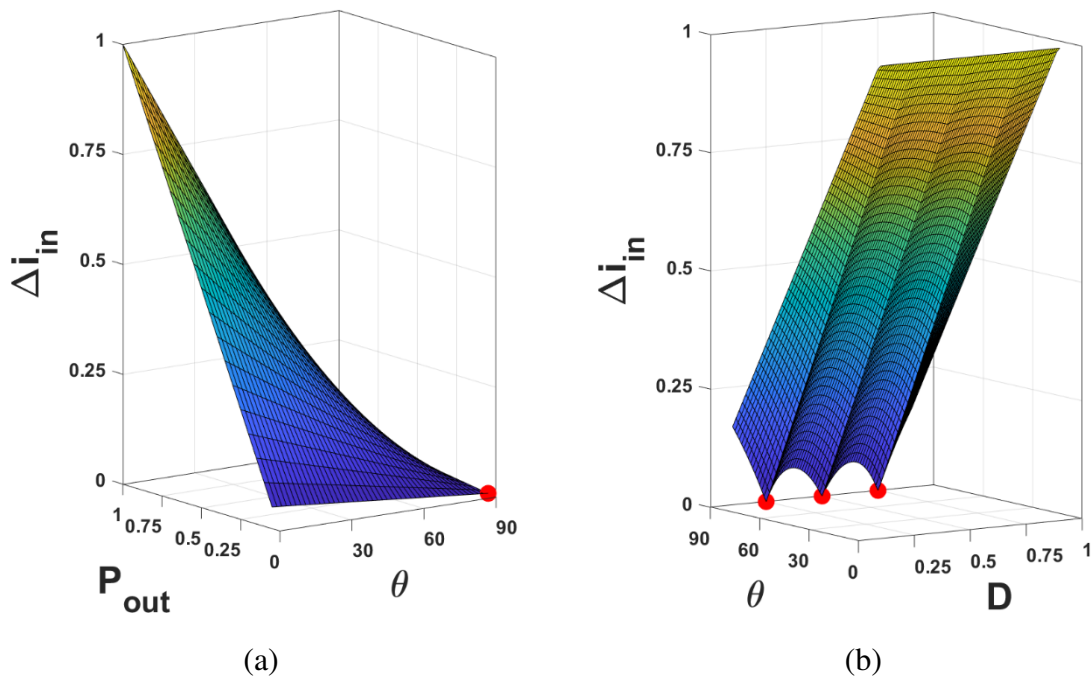
Razão Cíclica	$D < 1/4$		$1/4 \leq D < 1/2$		$1/2 \leq D < 3/4$		$D > 3/4$	
Amplitude i_{in}	min.	max.	min.	max.	min.	max.	min.	max.
Instante	T_{sw}	$(\theta/120^\circ + D)T_{sw}$	$(\theta/360^\circ)T_{sw}$	$(\theta/180^\circ + D)T_{sw}$	$(\theta/180^\circ)T_{sw}$	$(\theta/360^\circ + D)T_{sw}$	$(\theta/120^\circ)T_{sw}$	$D \cdot T_{sw}$

A corrente de entrada pode ser determinada a partir de (76). Substituindo a quantidade de pares de células (m) e o total de células (K), chega-se a (83).

$$i_{in}(t) = 2 \cdot a_0 + \sum_{n=1}^N C_n \left\{ 2 \cdot \cos\left(n \frac{\theta}{2}\right) \left[\sin\left(n \cdot \omega \cdot t + \phi_n - n \frac{\theta}{2}\right) + \sin\left(n \cdot \omega \cdot t + \phi_n - n \frac{5 \cdot \theta}{2}\right) \right] \right\} \quad (83)$$

Aplicando (83) e (80) com os tempos mencionados na Tabela 3, determina-se a ondulação da corrente de entrada do conversor boost com quatro células simétricas operando em MCCr. A Figura 21 apresenta superfícies tridimensionais que representa o comportamento da ondulação da corrente de entrada (Δi_{in}) normalizada, em função de variações na potência de saída (P_{out}), razão cíclica (D) e deslocamento de fase (θ) entre as quatro células. As marcações em vermelho indicam os pontos de menores ondulações.

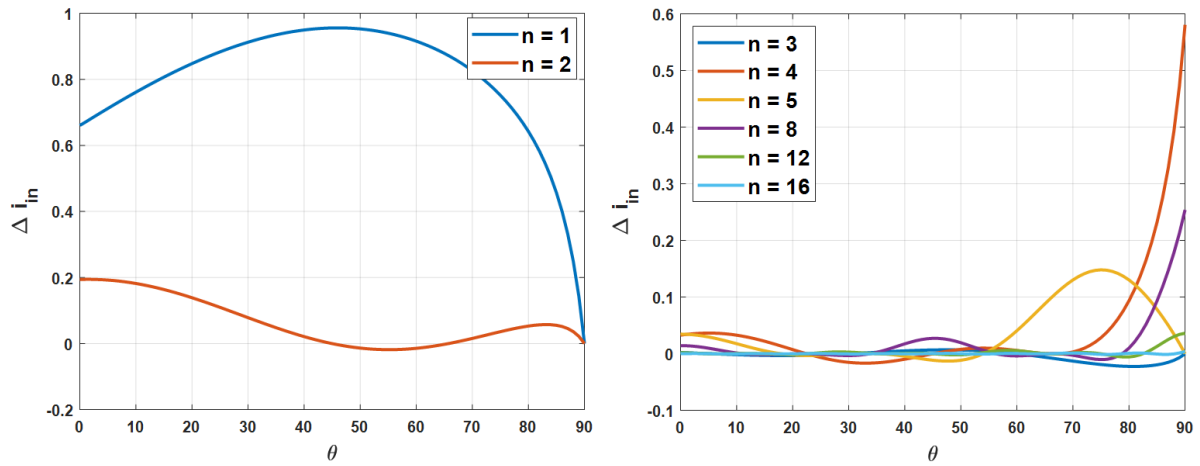
Figura 21 – Comportamento da Δi_{in} na configuração simétrica com 4 células. (a) variações em P_{out} e θ ; (b) variações em D e θ .



Fonte: Próprio Autor.

Observando a Figura 21, à medida que o ângulo de defasagem vai se aproximando de 90° , a ondulação da corrente de entrada apresenta menores valores, independente de variações na potência de saída ou na razão cíclica. O comportamento das componentes harmônicas em função do ângulo de defasagem na composição total da ondulação da corrente pode ser observado na Figura 22. Quando θ se aproxima de 90° , a resultante da ondulação da corrente é em função das componentes harmônicas múltiplas de quatro.

Figura 22 – Δi_{in} por componente harmônica em função de θ ; configuração simétrica com 4 células.



Fonte: Próprio Autor.

Através da Figura 22 nota-se que as parcelas das duas primeiras componentes harmônicas, que possuem as maiores amplitudes, apresentam valores nulos para ângulo de defasagem entre as células de 90° .

A condição de ondulação nula pode ser obtida quando o ângulo de defasagem é 90° , e a razão cíclica apresenta valores iguais a $1/4$, $1/2$ ou $3/4$, como pode ser observado nos pontos destacados na Figura 21 (b).

O método de análise apresentado anteriormente também pode ser utilizado para uma quantidade maior de células. Através das equações generalizadas (76) e (77), junto com (80), a ondulação da corrente de entrada do conversor multicelular simétrico pode ser determinada e analisada em função dos parâmetros de operação do conversor.

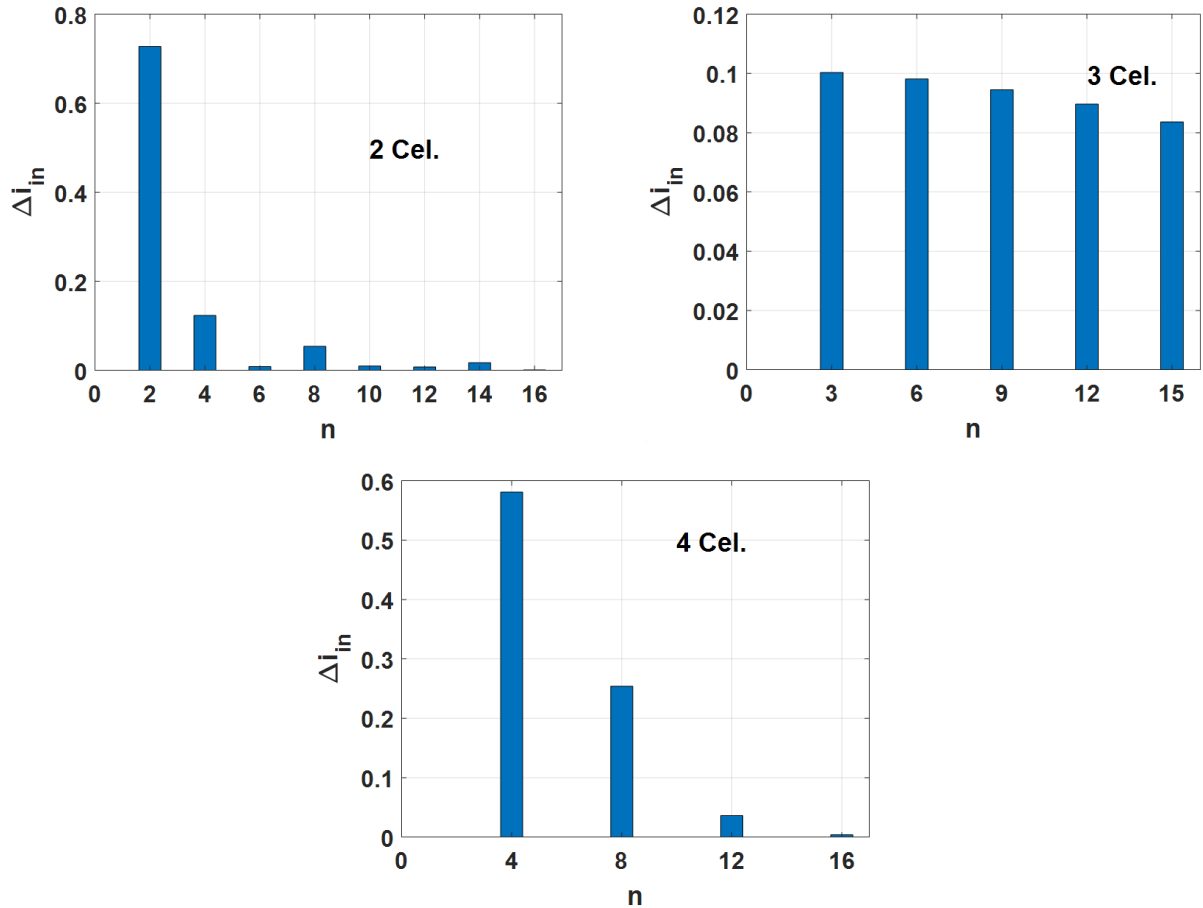
3.3 ANÁLISE DAS CONFIGURAÇÕES MULTICELULARES SIMÉTRICAS

Considerando as análises dos modelos multicelulares apresentadas anteriormente, pode-se estabelecer uma regra para obtenção das menores ondulações da corrente de entrada do conversor boost operando em MCCr. Assim, esta condição é alcançada quando o ângulo de defasagem empregado entre as células atende a (84).

$$\theta = \frac{360^\circ}{K} \quad (84)$$

Com o ângulo de defasagem estabelecido por (84), a parcela da ondulação da corrente de entrada referente as primeiras componentes harmônicas são nulas, restando o somatório das parcelas referentes as componentes múltiplas da quantidade de células do conversor (múltiplas de K) que compõem a ondulação da corrente. Os gráficos de barra apresentados na Figura 23 demonstram este comportamento.

Figura 23 – Δi_{in} por componente harmônica considerando (84).



Fonte: Próprio Autor.

Valores nulos para a ondulação da corrente de entrada em conversores boost multicelulares operando em MCCr podem ser obtidos através da combinação da quantidade de células K , do ângulo de defasagem θ com valor definido por (84), e pela razão cíclica D que atenda a condição de (85). O termo $k_{escrava}$ representa a sequência das células escravas, podendo variar de 1 até $K - 1$.

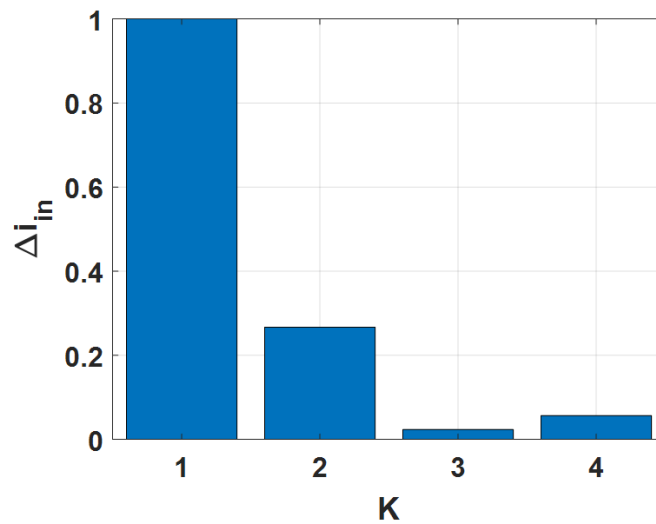
$$D = 1 - \frac{k_{escrava}}{K} \quad (85)$$

A utilização de configurações multicelulares é benéfica no sentido de reduzir a característica

pulsante da corrente de entrada o qual o conversor boost unicelular apresenta quando opera em MCCr. Quando associada a uma técnica de defasagem que atende a definição apresentada em (84), o resultado da ondulação da corrente de entrada pode diminuir de forma significativa.

Considerando uma condição de operação em que são mantidas constantes a potência de saída e a razão cíclica, a Figura 24 apresenta o resultado da ondulação da corrente de entrada (Δi_{in}) normalizada para as configurações unicelular e multicelulares variando o número de células K do conversor. Vale destacar que independentemente da quantidade de células, a potência de saída é considerada a mesma, sendo dividida de forma igual entre o total de células.

Figura 24 – Δi_{in} normalizada em função de K .



Fonte: Próprio Autor.

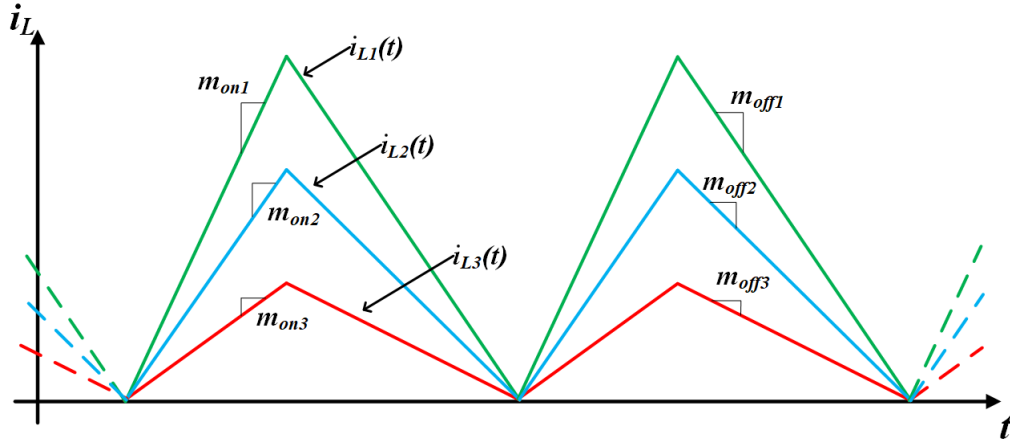
3.4 CONFIGURAÇÃO MULTICELULAR ASSIMÉTRICA

Ao considerar células diferentes, como por exemplo com valores de indutâncias distintas, o conversor boost pode operar de maneira assimétrica, condição em que as células processam potências diferentes.

Dessa forma, as derivadas de subida baseada em (55), e de descida baseada em (56) apresentam inclinações diferentes em função da diferença dos indutores. A Figura 25 apresenta as formas de onda das correntes considerando três indutores diferentes.

Considerando que a potência que cada célula irá processar é uma parcela da potência total do conversor multicelular, pode-se definir (86).

Figura 25 – Formas de onda das correntes nos indutores de três células assimétricas.



Fonte: Próprio Autor.

$$P_{out} = P_{out1} + P_{out2} + \dots + P_{outK} \quad (86)$$

Em todas as células conectadas em paralelo, a tensão de entrada e de saída é a mesma, e consequentemente a razão cíclica ($D_1 = D_2 = D_K = D$). Com isso, a partir de (22), as frequências de operação das células podem ser definidas baseadas nas respectivas indutâncias e parcelas da potência que irá processar conforme (87).

$$\begin{aligned} f_{SW1} &= \frac{V_{out}^2 (1-D)^2 D}{2 \cdot L_1 \cdot P_{out1}} \\ f_{SW2} &= \frac{V_{out}^2 (1-D)^2 D}{2 \cdot L_2 \cdot P_{out2}} \\ &\dots \\ f_{SWk} &= \frac{V_{out}^2 (1-D)^2 D}{2 \cdot L_k \cdot P_{outk}} \end{aligned} \quad (87)$$

Adotando a mesma frequência de chaveamento para todas as células do conversor ($f_{SW1} = f_{SW2} = f_{SWK} = f_{SW}$), a partir de (87), (55) e (14) pode-se definir (88).

$$\begin{aligned} m_{on1} \cdot P_{out2} - m_{on2} \cdot P_{out1} &= 0 \\ &\dots \\ m_{on1} \cdot P_{outk} - m_{onk} \cdot P_{out1} &= 0 \end{aligned} \quad (88)$$

A partir de (86) e (88) pode-se montar um sistema de equações conforme (89). A quantidade de equações no sistema está vinculada a quantidade de células do conversor (K).

$$\begin{cases} P_{out1} + P_{out2} + \dots + P_{outK} = P_{out} \\ m_{on1} \cdot P_{out2} - m_{on2} \cdot P_{out1} = 0 \\ \dots \\ m_{on1} \cdot P_{outk} - m_{onk} \cdot P_{out1} = 0 \end{cases} \quad (89)$$

Resolvendo o sistema de equações (89), a parcela de potência que cada célula irá processar em função da derivada de crescimento da corrente elétrica no indutor é definida através de (90).

$$\begin{aligned} P_{out1} &= P_{out} \frac{m_{on1}}{m_{on1} + m_{on2} + \dots + m_{onk}} \\ P_{out2} &= P_{out} \frac{m_{on2}}{m_{on1} + m_{on2} + \dots + m_{onk}} \\ &\dots \\ P_{outk} &= P_{out} \frac{m_{onk}}{m_{on1} + m_{on2} + \dots + m_{onk}} \end{aligned} \quad (90)$$

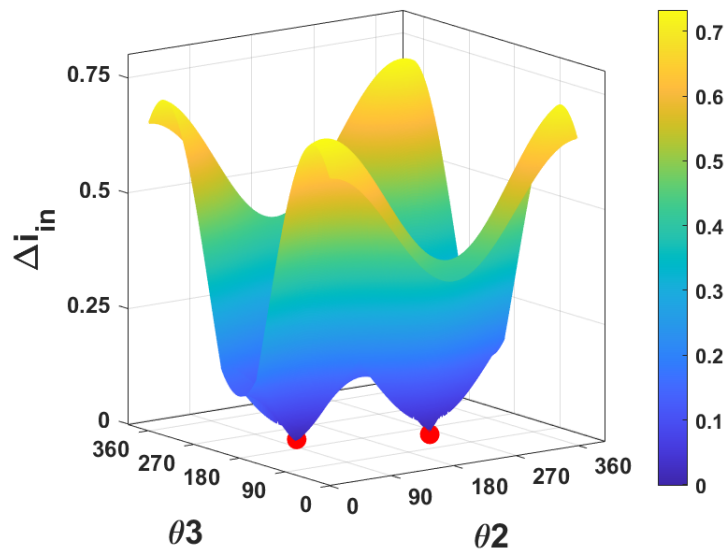
Na condição de desbalanço entre as células, alguns parâmetros da série de Fourier que descreve o comportamento da corrente em MCCr deixam de ser iguais, como exemplo, o valor médio (a_0) e a amplitude (C_n). Com a imposição de tornar comum a frequência de chaveamento entre todas as células, os parâmetros do ângulo de atraso e consequentemente da frequência angular são iguais considerando as mesmas componentes harmônicas ($\phi_{1n} = \phi_{2n} = \phi_{kn} = \phi_n$ e $n \cdot \omega_1 = n \cdot \omega_2 = n \cdot \omega_K = n \cdot \omega$).

O procedimento para determinar a corrente de entrada do conversor boost operando em MCCr com células assimétricas segue o mesmo princípio da configuração simétrica, com exceção de não serem válidas as equações generalizadas (76) e (77) em função das variações no parâmetro de amplitude. Assim, pode-se determinar a corrente de entrada a partir do somatório composto por (72) referente a célula mestre (não inclui o ângulo de deslocamento de fase), e por (75) para cada uma das células escravas. Em seguida, a ondulação da corrente de entrada pode ser determinada a partir de (80).

3.4.1 Configuração Assimétrica com Três Células

Nesta análise, inicialmente são consideradas duas células iguais ($L_1 = L_2$) e uma terceira de menor capacidade quando comparada com as outras duas. Pela análise de Fourier, a maior parcela no resultado da ondulação da corrente de entrada é referente a primeira componente harmônica. Assim, com o objetivo de minimizar a ondulação, os ângulos de defasagens impostos nas duas células escravas (θ_2 e θ_3) devem levar o resultado a apresentar valor nulo na parcela referente a primeira componente harmônica. A Figura 26 apresenta o comportamento da ondulação da corrente de entrada (Δi_{in}) normalizada referente a primeira componente ($n = 1$), a partir de variações nos ângulos de defasagens das duas células escravas.

Figura 26 – Comportamento da Δi_{in} referente a primeira componente harmônica em função dos ângulos de defasagens; configuração assimétrica com 3 células.



Fonte: Próprio Autor.

Através da Figura 26, nota-se que existem duas combinações (pontos em destaques na figura) de θ_2 e θ_3 que resultam ondulação da corrente de entrada nula. Em termos algébricos, pode-se definir como a soma das amplitudes das três células com suas respectivas defasagens apresentam valor nulo, conforme (91). Vale ressaltar que a primeira célula considerada mestre, não inclui a imposição do ângulo de defasagem.

$$C_{11}e^{i\phi_{11}} + C_{21}e^{i\phi_{21}+\theta_2} + C_{31}e^{i\phi_{31}+\theta_3} = 0 \quad (91)$$

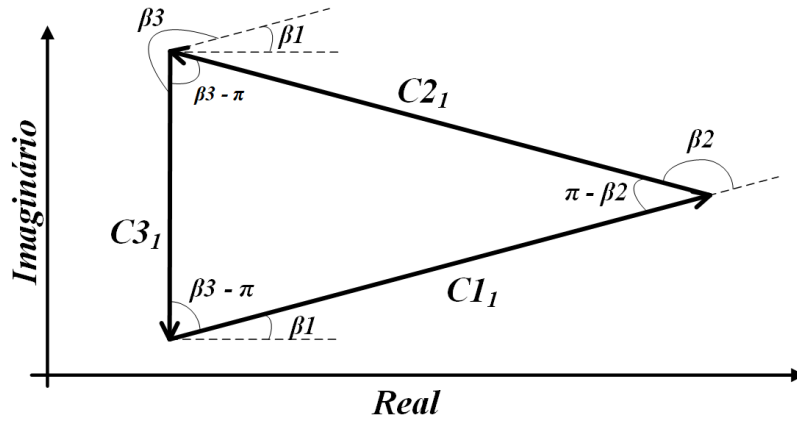
A equação (91) pode ser reescrita conforme (92), e representada na forma geométrica

através de um triângulo (ZHUO et al., 2020) conforme Figura 27. Os parâmetros β_1 , β_2 e β_3 são definidos por (93).

$$C1_1 e^{i\beta_1} + C2_1 e^{i\beta_2} + C3_1 e^{i\beta_3} = 0 \quad (92)$$

$$\begin{aligned} \beta_1 &= \phi_{1_1} \\ \beta_2 &= \phi_{2_1} + \theta_2 - \phi_{1_1} \\ \beta_3 &= \phi_{3_1} + \theta_3 - \phi_{1_1} \end{aligned} \quad (93)$$

Figura 27 – Representação geométrica para anular a soma das amplitudes da primeira componente harmônica; configuração assimétrica com 3 células ($C1_1 = C2_1$ e $C3_1 < C1_1$).



Fonte: Próprio Autor.

Aplicando funções trigonométricas baseadas em números complexos e as seguintes condições:

- Amplitudes das células um e dois são iguais ($C1_1 = C2_1$);
- Fases das três amplitudes são iguais ($\phi_{1_1} = \phi_{2_1} = \phi_{3_1}$).

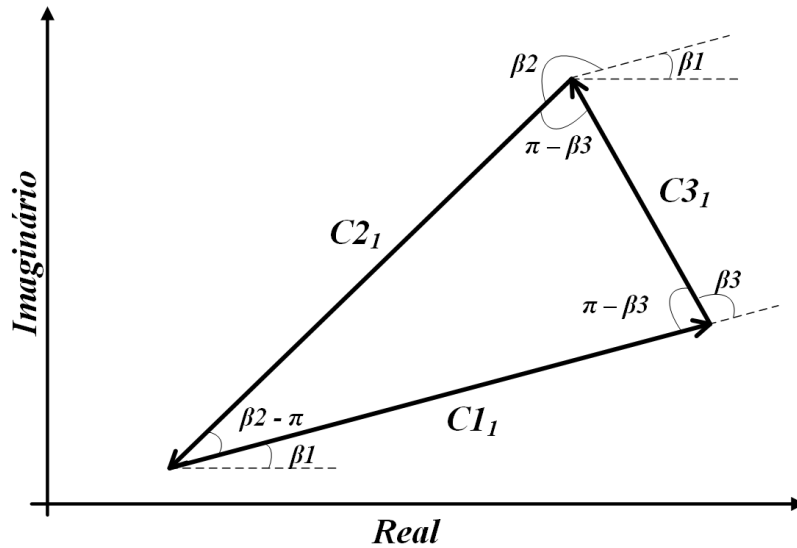
Considerando que a soma dos ângulos internos de um triângulo é 180° , e aplicando a regra dos cossenos, à partir da Figura 27 pode-se determinar duas expressões, (94) e (95) que determinam os ângulos a serem aplicados nas células escravas que resulta valor nulo da soma das amplitudes da primeira componente harmônica.

$$\theta_3 = \cos^{-1} \left(\frac{C3_1}{2 \cdot C1_1} \right) + \pi \quad (94)$$

$$\theta_2 = 2 \cdot \theta_3 \quad (95)$$

Em (92), alterando a sequência das amplitudes para $C_{2_1} + C_{3_1} + C_{2_1}$, a representação geométrica da soma das três amplitudes que resulta valor nulo passa a apresentar o formato conforme Figura 28. Os parâmetros β_1 , β_2 e β_3 mantêm os mesmos de (93).

Figura 28 – Representação geométrica para anular a soma das amplitudes da primeira componente harmônica; configuração assimétrica com 3 células ($C_{3_1} < C_{1_1}$ e $C_{1_1} = C_{2_1}$).



Fonte: Próprio Autor.

Assumindo as mesmas condições consideradas anteriormente para a Figura 27, chega-se a (96) e (97) que também resulta na anulação da soma das três amplitudes referente a parcela da primeira componente harmônica. Os pares de equações (94) - (95) e (96) - (97) que definem θ_2 e θ_3 representam os dois pontos em destaque da Figura 26.

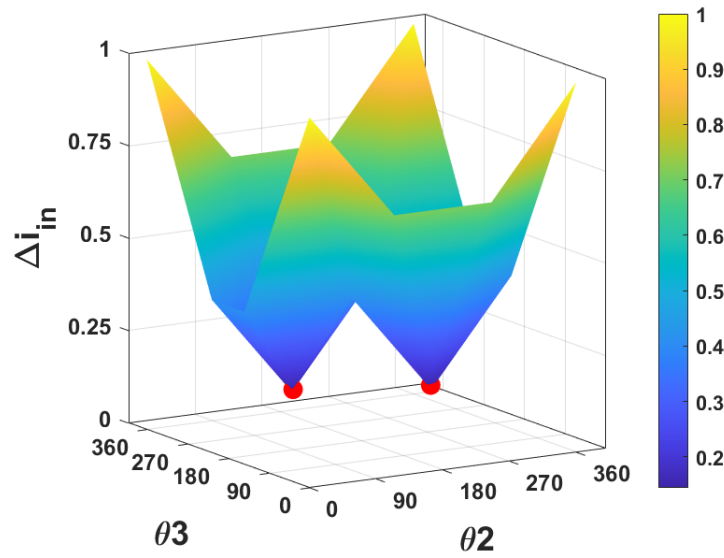
$$\theta_2 = \cos^{-1} \left(1 - \frac{C_{3_1}^2}{2 \cdot C_{1_1}^2} \right) + \pi \quad (96)$$

$$\theta_3 = \frac{\theta_2}{2} \quad (97)$$

O comportamento da ondulação da corrente de entrada (Δi_{in}) normalizada considerando o somatório com as demais componentes harmônicas ($N \rightarrow \infty$), pode ser verificado na Figura 29, em função dos valores dos ângulos de defasagem aplicados nas células escravas. Novamente

nota-se dois pontos que resultam em valores mais baixos, neste caso não atingindo o valor nulo em decorrência das parcelas das demais componentes harmônicas ($n > 1$) que não foram anuladas. Nestes pontos, a ondulação da corrente é inferior a 20 % quando comparado com a técnica aditiva, que não há defasagem entre as células ($\theta_2 = \theta_3 = 0^\circ$).

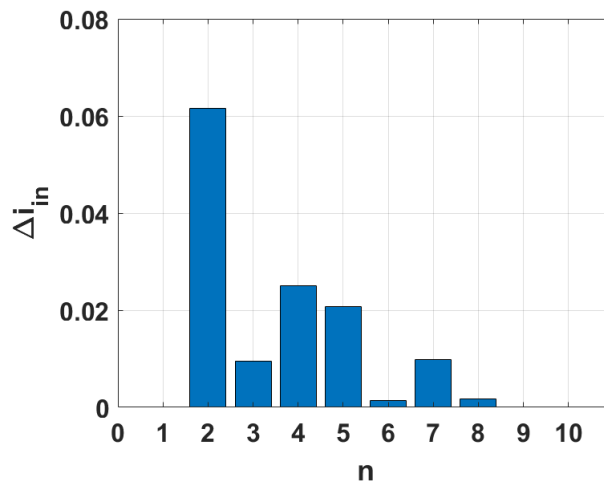
Figura 29 – Comportamento da Δi_{in} considerando $N \rightarrow \infty$ em função dos ângulos de defasagens; configuração assimétrica com 3 células.



Fonte: Próprio Autor.

A parcela com que as dez primeiras componentes harmônicas contribuem para a composição da ondulação da corrente de entrada (Δi_{in}) podem ser observadas na Figura 30. De forma análoga, a definição apresentada anteriormente para os valores das defasagens nas duas células escravas, resulta ondulação nula para a primeira componente harmônica.

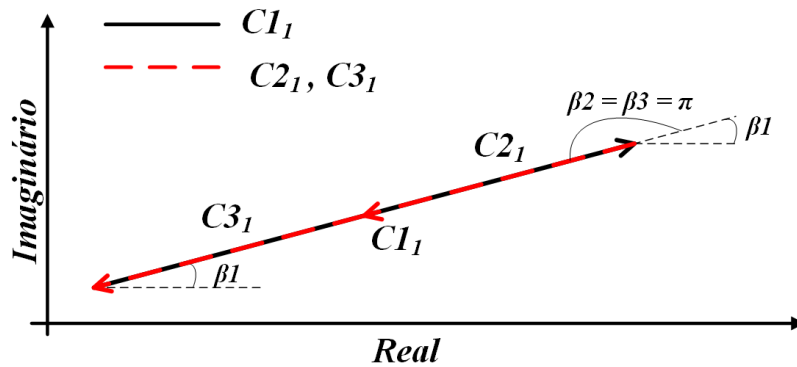
Figura 30 – Composição da Δi_{in} em função das componentes harmônicas; configuração assimétrica com 3 células.



Fonte: Próprio Autor.

Alterando a relação de capacidade entre as três células, e supondo a condição em que duas células de menor capacidade se equivalem a uma de maior capacidade ($L_2 = L_3 = 2 \cdot L_1$, resultando $C_{2_1} = C_{3_1} = 0,5 \cdot C_{1_1}$), é possível representar a soma das três amplitudes de forma a resultar valor nulo, conforme Figura 31.

Figura 31 – Representação geométrica para anular a soma das amplitudes da primeira componente harmônica; configuração assimétrica com 3 células ($C_{2_1} = C_{3_1} = 0,5 \cdot C_{1_1}$).



Fonte: Próprio Autor.

Observando a Figura 31, as células dois e três de menor capacidade possuem a mesma fase ($\theta_2 = \theta_3$), e desta forma se tornam equivalentes a uma célula de maior capacidade. O ângulo de defasagem que deve ser aplicado nas duas células escravas de menor capacidade que resulta valor nulo da soma das amplitudes referente a primeira componente harmônica é π . Esta configuração assimétrica com três células pode ser interpretada como sendo semelhante a uma configuração simétrica com duas células.

3.4.2 Configuração Assimétrica com Quatro Células

Para esta análise são consideradas dois pares de células diferentes, sendo $L_1 = L_2$ e $L_3 = L_4$ com células de menor capacidade, totalizado uma combinação com quatro células. Nesta configuração existem três células escravas, que devem receber uma combinação de valores para os ângulos de defasagem (θ_2, θ_3 e θ_4), a fim de resultar em uma menor ondulação da corrente de entrada. Assim, será desenvolvida uma análise com o objetivo de resultar valor nulo da soma das amplitudes das quatro células associadas às respectivas defasagens para a primeira componente harmônica, podendo ser representada conforme (98).

$$C_{1_1}e^{i\phi_{1_1}} + C_{2_1}e^{i\phi_{2_1}+\theta_2} + C_{3_1}e^{i\phi_{3_1}+\theta_3} + C_{4_1}e^{i\phi_{4_1}+\theta_4} = 0 \quad (98)$$

Tomando como referência o ângulo de atraso correspondente a amplitude da célula mestre (ϕ_{1_1}), a equação (98) pode ser reescrita conforme (99). Os parâmetros β_2 , β_3 e β_4 são definidos por (100).

$$C_{1_1}e^{i\beta_1} + C_{2_1}e^{i\beta_2} + C_{3_1}e^{i\beta_3} + C_{4_1}e^{i\beta_4} = 0 \quad (99)$$

$$\beta_1 = \phi_{1_1}$$

$$\beta_2 = \phi_{2_1} + \theta_2 - \phi_{1_1}$$

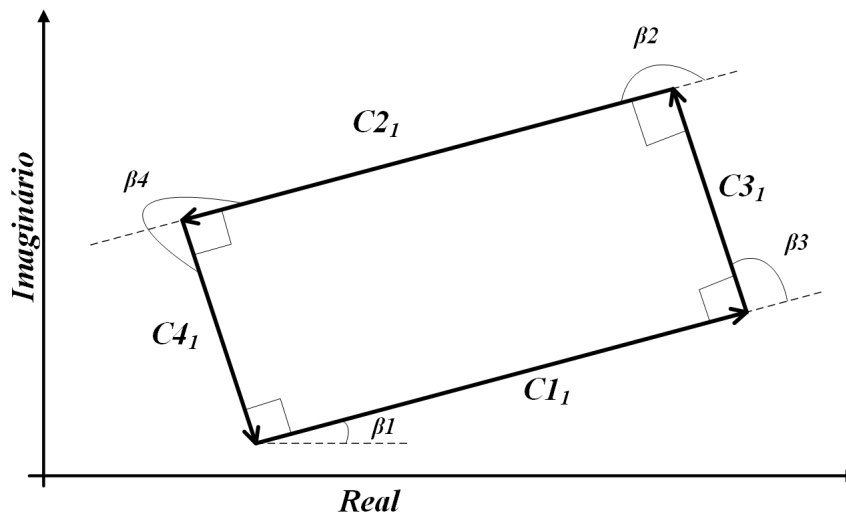
$$\beta_3 = \phi_{3_1} + \theta_3 - \phi_{1_1}$$

$$\beta_4 = \phi_{4_1} + \theta_4 - \phi_{1_1}$$

(100)

A soma das amplitudes que representam as quatro células associadas com as respectivas defasagens, para resultar valor nulo, pode ser representado de forma geométrica, como exemplo, através de um retângulo conforme Figura 32.

Figura 32 – Representação geométrica para anular a soma das amplitudes da primeira componente harmônica; configuração assimétrica com 4 células ($C_{1_1} = C_{2_1}$ e $C_{3_1} = C_{4_1} < C_{1_1}$).



Fonte: Próprio Autor.

Aplicando funções trigonométricas baseadas em números complexos e considerando as seguintes condições:

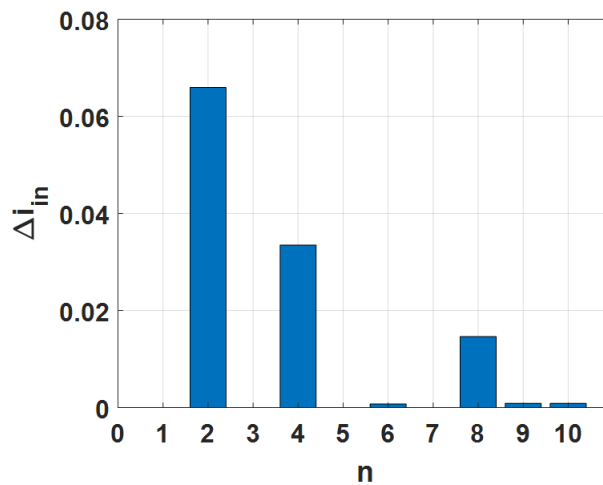
- Amplitudes das células 1 e 2 são iguais ($C1_1 = C2_1$);
- Amplitudes das células 3 e 4 são iguais ($C3_1 = C4_1$);
- Fases das quatro amplitudes são iguais ($\phi1_1 = \phi2_1 = \phi3_1 = \phi4_1$).

À partir da Figura 32, pode-se deduzir os valores dos três ângulos de defasagem que devem ser aplicados nas células escravas para que a soma das quatro amplitudes da primeira componente harmônica resulte valor nulo, conforme (101).

$$\begin{aligned}\theta2 &= \pi \\ \theta3 &= \frac{\pi}{2} \\ \theta4 &= \frac{3\pi}{2}\end{aligned}\tag{101}$$

A parcela com que as dez primeiras componentes harmônicas impactam para a composição da ondulação da corrente de entrada (Δi_{in}) podem ser observadas na Figura 33. Com a aplicação dos ângulos de defasagens nas três células escravas definidos por (101), o resultado da ondulação referente a primeira componente harmônica é nulo.

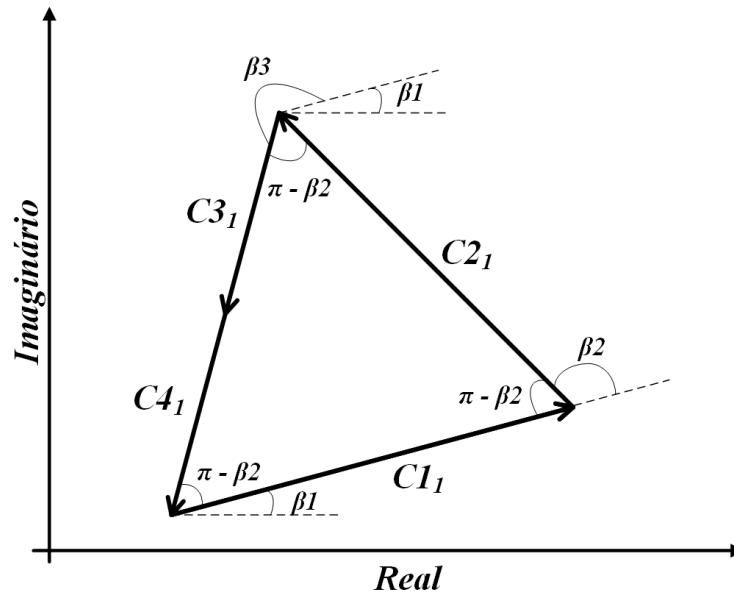
Figura 33 – Composição da Δi_{in} em função das componentes harmônicas; configuração assimétrica com 4 células.



Fonte: Próprio Autor.

Supondo uma condição em que duas células de menor capacidade se equivalem a uma de maior capacidade ($L_1 = L_2$ e $L_3 = L_4 = 2 \cdot L_1$, resulta $C_{1_1} = C_{2_1}$ e $C_{3_1} = C_{4_1} = 0,5 \cdot C_{1_1}$), é possível representar a soma das quatro amplitudes na forma de um triângulo equilátero, conforme Figura 34.

Figura 34 – Representação geométrica para anular a soma das amplitudes da primeira componente harmônica; configuração assimétrica com 4 células ($C_{1_1} = C_{2_1}$ e $C_{3_1} = C_{4_1} = 0,5 \cdot C_{1_1}$).



Fonte: Próprio Autor.

Observando a Figura 34, as células três e quatro de menor capacidade possuem a mesma fase ($\theta_3 = \theta_4$), e desta forma se tornam equivalentes a uma célula de maior capacidade. A combinação dos valores dos ângulos de defasagem que devem ser aplicados nas três células escravas para resultar valor nulo da soma das amplitudes da primeira componente harmônica é definido por (102). Esta configuração assimétrica com quatro células pode ser interpretada como sendo semelhante a uma configuração simétrica com três células.

$$\begin{aligned} \theta_2 &= \frac{2\pi}{3} \\ \theta_3 = \theta_4 &= \frac{4\pi}{3} \end{aligned} \tag{102}$$

4 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES

A fim de demonstrar as características operacionais relacionadas com as configurações simétricas e assimétricas, e a validade do emprego do modelo matemático desenvolvido na seção anterior, foram realizadas uma coletânea de simulações na plataforma *Matlab / Simulink* considerando o conversor boost operando em MCCr. Os resultados dos modelos matemáticos são confrontados com os resultados do modelo de circuito elétrico, provenientes de simulações obtidas considerando a construção do circuito do conversor empregando os blocos de modelos de indutores, capacitores, diodos e transistores disponíveis na biblioteca *Simscape / Electrical / Specialized Power Systems*.

A coletânea de simulações foi desenvolvida considerando seis diferentes casos, conforme elencado a seguir:

- Caso 1: unicelular;
- Caso 2: duas células com operação simétrica;
- Caso 3: três células com operação simétrica;
- Caso 4: quatro células com operação simétrica;
- Caso 5: Demanda de 250 W;
- Caso 6: Demanda de 675 W.

Os quatro primeiros casos têm por objetivo demonstrar a influência que o ângulo de defasagem e a quantidade de componentes harmônicas consideradas impactam no resultado da ondulação da corrente de entrada do conversor. Os casos 5 e 6 visam comparar os resultados da ondulação da corrente de entrada e do rendimento do conversor para uma mesma demanda de potência, considerando diferentes combinações baseadas na quantidade de células de potência utilizadas, operação simétrica ou assimétrica estabelecidas por diferentes valores de indutores, e operação na condição nominal ou abaixo da nominal.

Para as simulações, foi priorizada a condição da razão cíclica ser superior a meio ($D > 0,5$), visando a obtenção de ganhos estáticos mais elevados. As células de potência do conversor boost foram projetadas para atender as potências nominais de 250 W e 125 W em tensão de

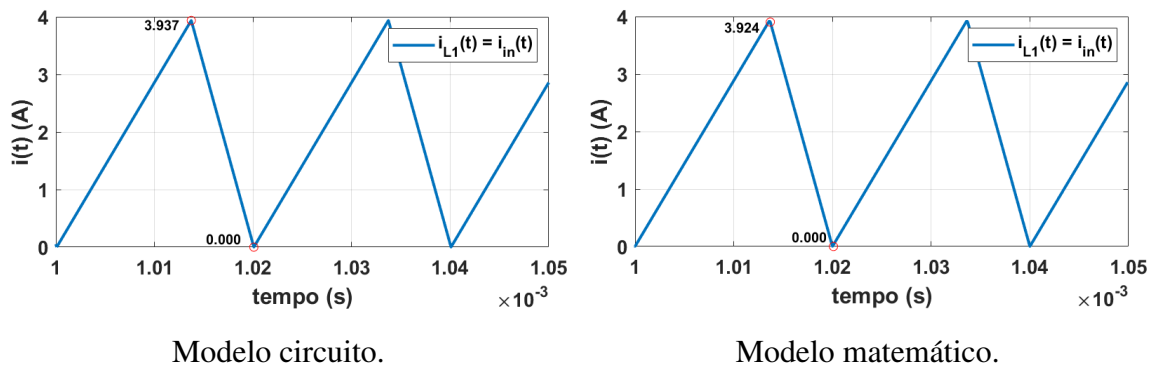
saída de 400 V, ganho estático de tensão de 3,15, frequência de chaveamento de 50 kHz na condição nominal e razão cíclica de 0,6825, sem considerar as perdas. Especificamente, os indutores projetados para as células de 250 W e de 125 W resultaram em 440,32 μH e 880,64 μH , respectivamente. Em alguns casos específicos, as células poderão a vir operar abaixo da capacidade nominal, o que resulta em alterações na frequência de chaveamento, com o intuito de verificar o impacto no rendimento do sistema.

O modelo matemático apresentado na seção 3 baseado na série de Fourier foi implementado na ferramenta computacional de forma a permitir a coleta de resultados para realização das análises. Com isso são apresentadas comparações entre os resultados do modelo matemático e do modelo circuito. Adicionalmente, para alguns casos, é apresentada uma análise com relação a exatidão do resultado do modelo matemático em função da quantidade de componentes harmônicas (N) considerada para o cálculo da ondulação da corrente. Este fator, além de estar relacionado à exatidão do resultado, pode influenciar no esforço computacional exigido para a execução do cálculo.

4.1 CASO 1: UNICELULAR

Neste caso são apresentados resultados de simulações considerando a célula com capacidade de potência de 250 W, operando em condição nominal e com razão cíclica de 0,6825. A Figura 35 apresenta as formas de onda da corrente de entrada provenientes dos resultados das simulações do modelo circuito elétrico no *Simulink* e do modelo matemático na condição ideal, em que considera uma quantidade elevada de componentes harmônicas ($N \rightarrow \infty$).

Figura 35 – Forma de onda da corrente de entrada; configuração unicelular $[1 \cdot 250\text{W}]_{100\%}$.

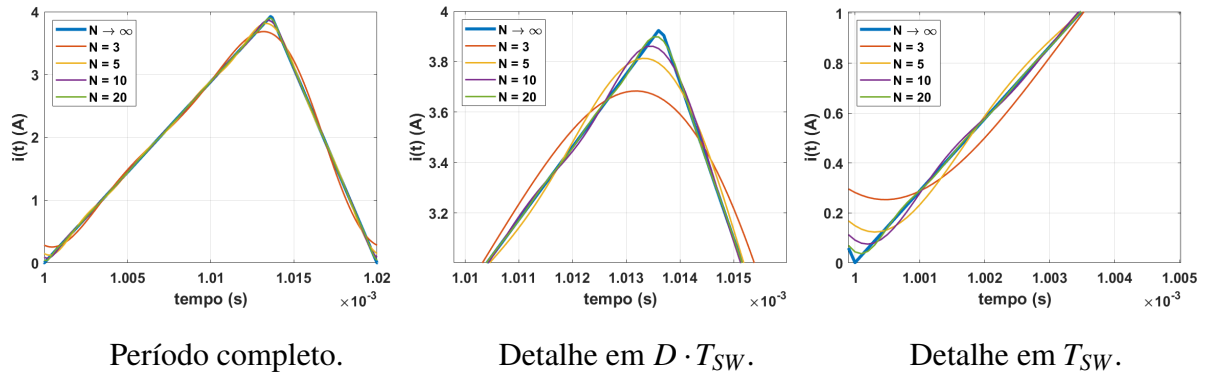


Fonte: Próprio Autor.

Observando a Figura 35, nota-se que tomando a condição ideal de reconstrução com um número elevado de componentes harmônicas sendo contabilizada, os sinais apresentam

praticamente a mesma envoltória. Todavia, conforme é variada a quantidade de componentes harmônicas N contabilizada no modelo matemático, o formato do sinal reconstruído muda, como pode ser observado na Figura 36 ao longo de um período de chaveamento. Além disso, constata-se que as maiores divergências entre valores instantâneos ocorrem nos instantes de maior e menor amplitudes ($D \cdot T_{SW}$ e T_{SW}).

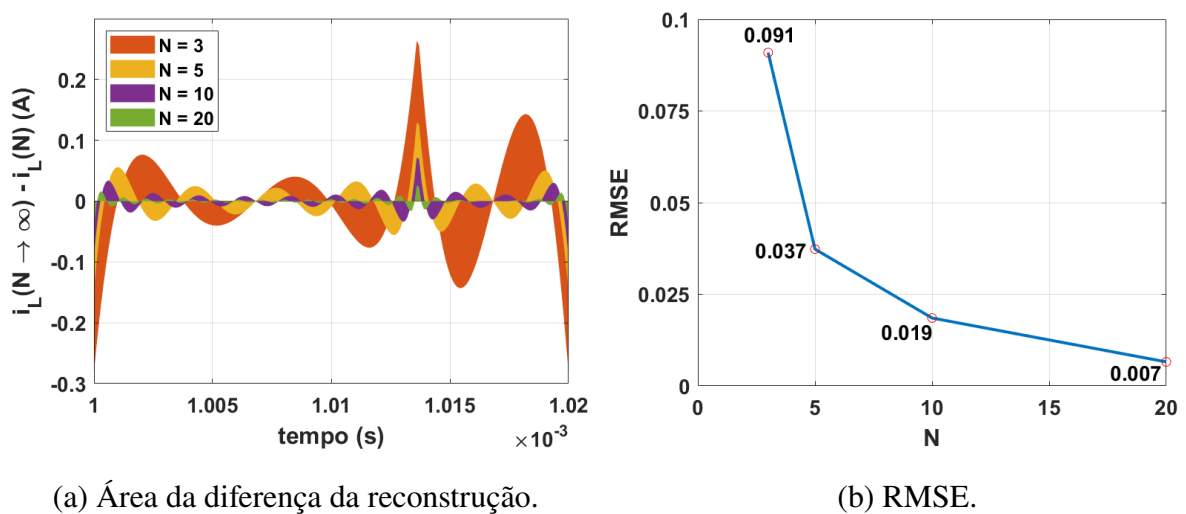
Figura 36 – Sinal da corrente reconstruído em função da quantidade de N .



Fonte: Próprio Autor.

Fazendo um comparativo com a condição ideal ($N \rightarrow \infty$), a Figura 37 (a) mostra na forma de área a diferença apresentada na reconstrução da forma de onda da corrente, em função do total de componentes harmônicas considerada, ao longo de um período de chaveamento. Aplicando a técnica da raiz do erro médio quadrático (RMSE) em um período, para valores de N maior igual a 5, o resultado passa a ser inferior a 0,05, como apresentado na Figura 37 (b).

Figura 37 – Divergências do sinal reconstruído da corrente em função de N .



Fonte: Próprio Autor.

Especificamente com relação a ondulação da corrente de entrada (Δi_{in} ; diferença entre as amplitudes máxima e mínima), que neste caso por ser unicelular é a mesma da corrente do

indutor, a Tabela 4 apresenta o erro relativo comparando o resultado do modelo matemático na condição ideal ($N \rightarrow \infty$) com os resultados dos modelos circuito e do próprio modelo considerando variações de N . Como pode ser observado, os maiores erros aparecem para valores baixos de N .

Tabela 4 – Erro relativo da Δi_{in} ; configuração unicelular $[1 \cdot 250W]_{100\%}$.

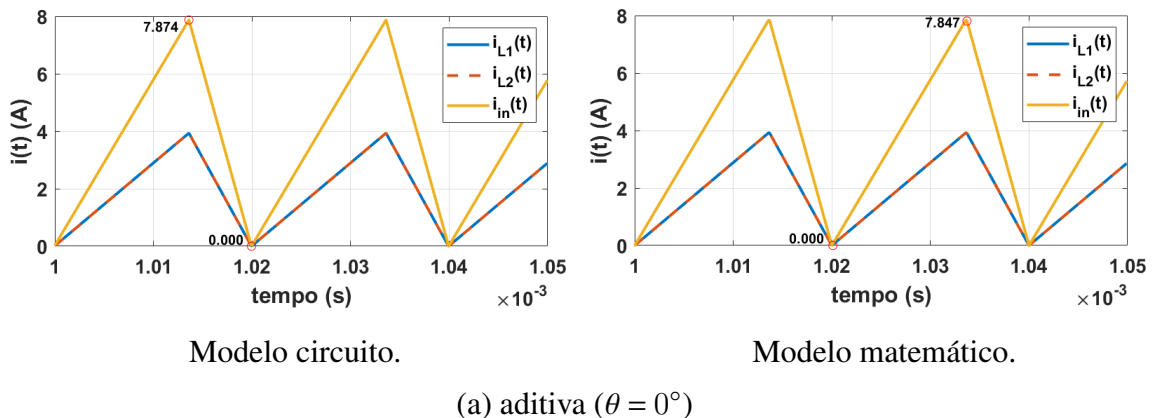
Modelo										
Matemático ($N \rightarrow \infty$)	Circuito		Matemático ($N = 20$)		Matemático ($N = 10$)		Matemático ($N = 5$)		Matemático ($N = 3$)	
Δi_{in} (A)	Δi_{in} (A)	% Erro	Δi_{in} (A)	% Erro	Δi_{in} (A)	% Erro	Δi_{in} (A)	% Erro	Δi_{in} (A)	% Erro
3,924	3,937	0,331	3,862	-1,580	3,786	-3,517	3,689	-5,989	3,430	-12,589

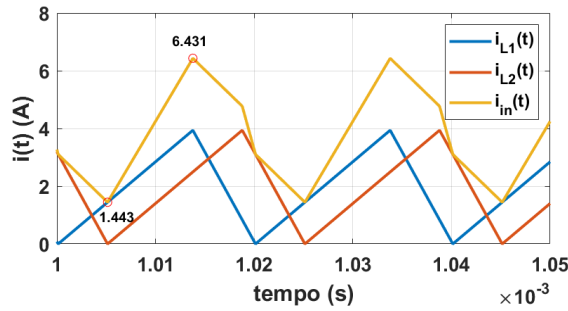
4.2 CASO 2: DUAS CÉLULAS SIMÉTRICAS

Este caso considera o emprego de duas células de potência iguais, cada uma com capacidade de fornecer potência nominal de 250 W, totalizando 500 W. A fim de demonstrar a influência do ângulo de defasagem θ na ondulação da corrente de entrada, são demonstrados três diferentes arranjos (θ de 0° , θ de 90° e θ de 180°). A Figura 38 apresenta as formas de onda das correntes obtidas a partir do modelo circuito e do modelo matemático ($N \rightarrow \infty$). Considera-se que o conversor esteja operando na condição nominal de capacidade de potência e razão cíclica.

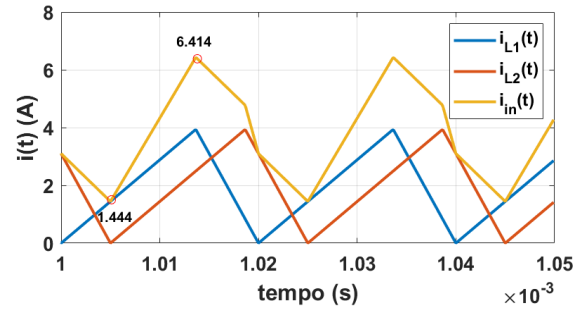
Observando o comportamento das correntes na Figura 38, nota-se à medida que o ângulo de defasagem θ avança em direção a 180° , a ondulação da corrente de entrada (Δi_{in}) do conversor tende a diminuir, apresentando uma característica de condução contínua. A menor variação ocorre exatamente em 180° como representado na Figura 38 (c). Outro fator, é com relação a frequência da ondulação da corrente de entrada, que com $\theta = 180^\circ$ resulta no dobro (100 kHz) da frequência de chaveamento das células (50 kHz).

Figura 38 – Formas de onda das correntes; configuração simétrica com 2 células $[2 \cdot 250W]_{100\%}$.

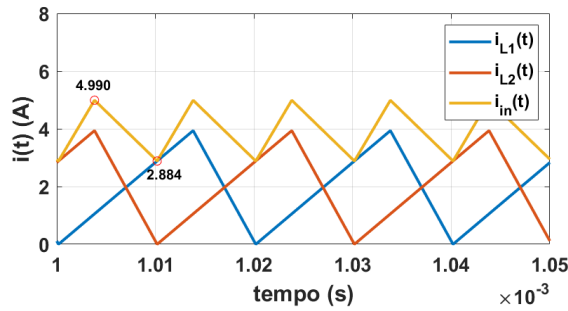




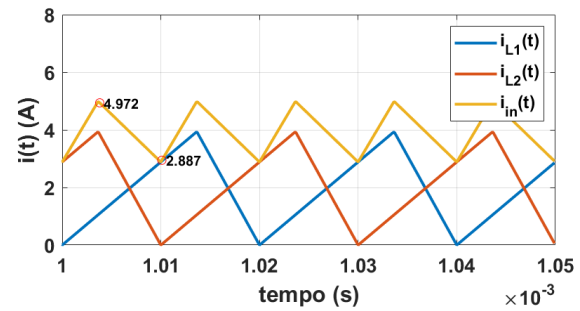
Modelo circuito.



Modelo matemático.

(b) defasagem ($\theta = 90^\circ$)

Modelo circuito.



Modelo matemático.

(c) defasagem ($\theta = 180^\circ$)

Fonte: Próprio Autor.

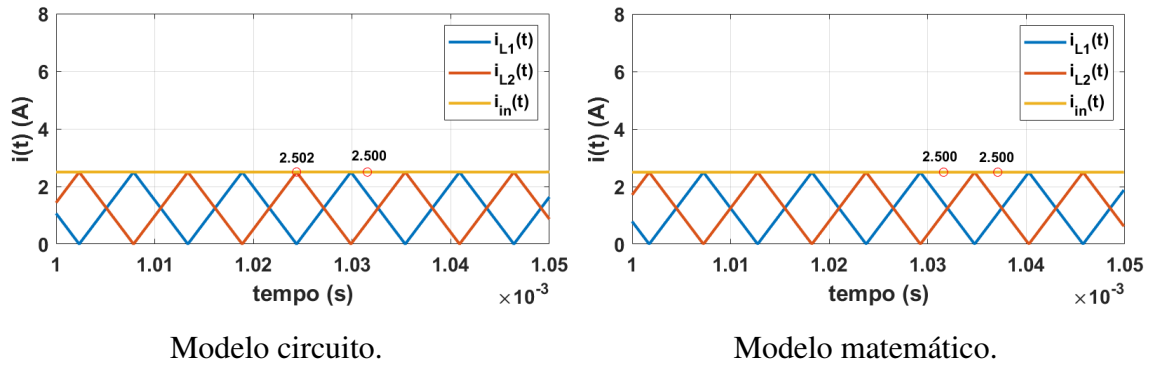
A Tabela 5 apresenta os erros relativos provenientes da comparação dos resultados da ondulação da corrente de entrada (Δi_{in}) obtidos por meio do modelo matemático na condição ideal com os resultados do modelo circuito, e considerando variações de N . Analogamente, constata-se que os maiores erros ocorrem para valores baixos de N .

Tabela 5 – Erro relativo da Δi_{in} ; configuração simétrica com 2 células $[2 \cdot 250W]_{100\%}$.

	Modelo								
	Matemático ($N \rightarrow \infty$)			Matemático ($N = 20$)			Matemático ($N = 10$)		
	Circuito			Matemático ($N = 20$)			Matemático ($N = 10$)		
	Δi_{in} (A)	Δi_{in} (A)	% Erro	Δi_{in} (A)	% Erro	Δi_{in} (A)	% Erro	Δi_{in} (A)	% Erro
Aditivo ($\theta = 0^\circ$)	7,847	7,874	0,344	7,725	-1,555	7,571	-3,517	7,379	-5,964
Interleaved ($\theta = 90^\circ$)	4,970	4,988	0,362	4,909	-1,227	4,824	-2,938	4,748	-4,467
Interleaved ($\theta = 180^\circ$)	2,085	2,106	1,007	2,028	-2,734	1,948	-6,571	1,798	-13,765

Uma condição operacional interessante à ser avaliada é considerando a razão cíclica igual a 0,5 e θ igual a 180° , conforme Figura 39. Nesta condição, a ondulação se torna praticamente nula e a potência se manteve no valor nominal do conversor (500 W).

Figura 39 – Formas de onda das correntes com $D = 0,5$ e $\theta = 180^\circ$; configuração simétrica com 2 células $[2 \cdot 250W]_{100\%}$.



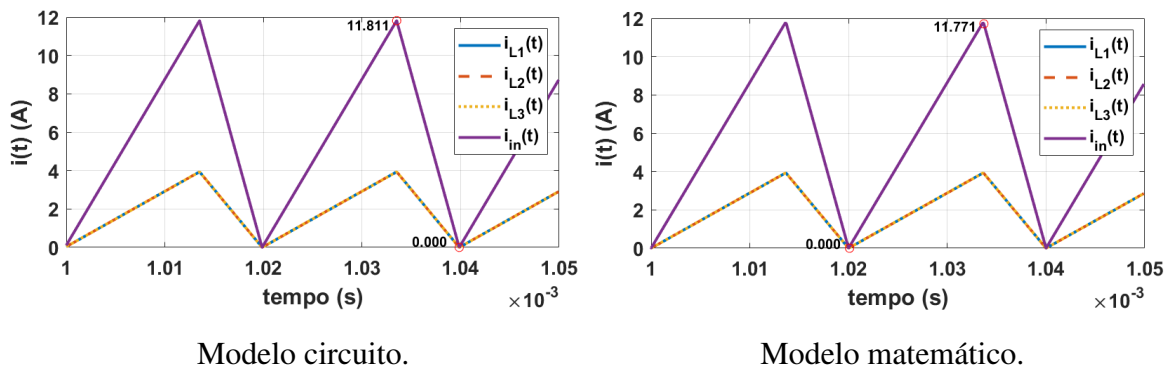
Fonte: Próprio Autor.

Pode-se notar uma elevação na frequência de chaveamento das células, além da ondulação nula da corrente de entrada tanto do modelo circuito como do modelo matemático proposto.

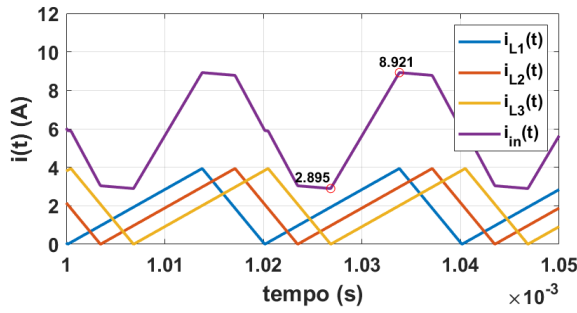
4.3 CASO 3: TRÊS CÉLULAS SIMÉTRICAS

Neste caso foram considerados três células iguais, cada uma com capacidade de potência de 250 W, totalizando 750 W. A influência do ângulo de defasagem θ nos resultados da ondulação da corrente de entrada podem ser verificados na Figura 40. Foram considerados os seguintes ângulos de defasagem entre as células: $\theta = 0^\circ$ (a), $\theta = 60^\circ$ (b) e $\theta = 120^\circ$ (c). São apresentadas as formas de onda das correntes nos indutores das três células $i_{L1}(t)$, $i_{L2}(t)$ e $i_{L3}(t)$, e o somatório das três $i_{in}(t)$, tanto do modelo circuito como do modelo matemático proposto. Para esta análise considera-se que o conversor está operando em condições nominais de capacidade de potência e razão cíclica.

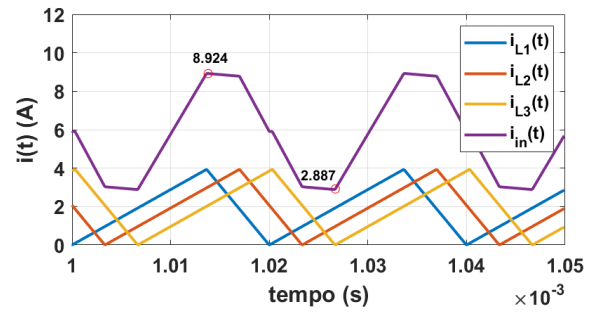
Figura 40 – Formas de onda das correntes; configuração simétrica com 3 células $[3 \cdot 250W]_{100\%}$.



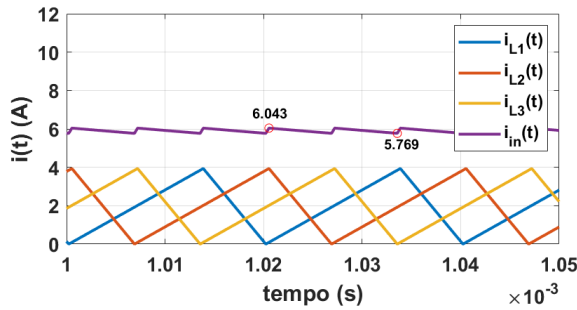
(a) aditiva ($\theta = 0^\circ$)



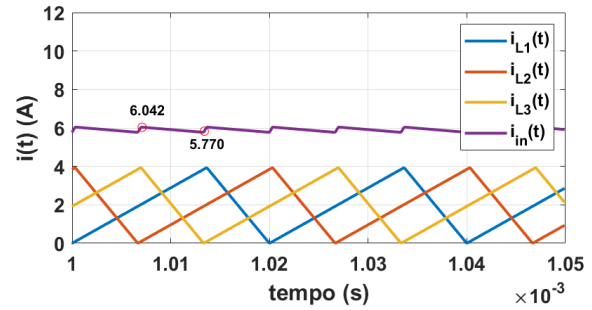
Modelo circuito.



Modelo matemático.

(b) defasagem ($\theta = 60^\circ$)

Modelo circuito.



Modelo matemático.

(c) defasagem ($\theta = 120^\circ$)

Fonte: Próprio Autor.

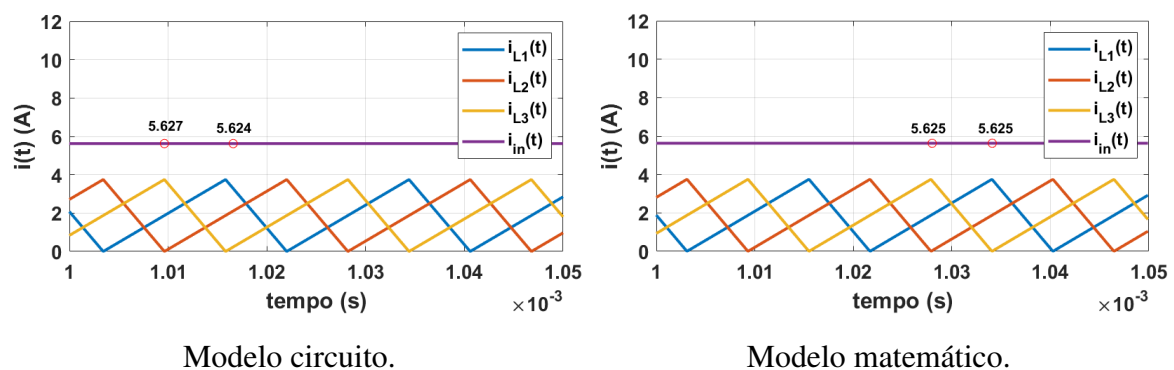
O comportamento das correntes na Figura 40 mostra que à medida que o ângulo de defasagem θ entre as células avança em direção a 120° , a ondulação da corrente de entrada do conversor diminui. O menor valor é alcançado quando θ é igual a 120° entre as três células como apresentado na Figura 40 (c). Nesta condição a frequência de ondulação da corrente de entrada é de 150 kHz ($i_{in}(t)$), três vezes maior que a frequência de chaveamento das três células (50 kHz).

Para os três casos analisados anteriormente, a Tabela 6 apresenta os erros relativos provenientes da comparação dos resultados da ondulação da corrente de entrada (Δi_{in}) obtidos por meio do modelo matemático na condição ideal com os resultados do modelo circuito, e considerando variações de N . Com o ângulo de defasagem de 120° entre as três células, a composição da ondulação da corrente de entrada é em função das componentes múltiplas de três, como mencionado nas seções anteriores 3.2.2 e 3.3. Ao considerar somente as cinco primeiras componentes harmônicas a composição da ondulação leva em consideração somente a parcela referente a terceira ordem (as demais apresentam valor nulo para $\theta = 120^\circ$), o que leva a um maior desvio no resultado.

Tabela 6 – Erro relativo da Δi_{in} ; configuração simétrica com 3 células $[3 \cdot 250W]_{100\%}$.

	Modelo								
	Matemático (N → ∞)	Circuito		Matemático (N = 20)		Matemático (N = 10)		Matemático (N = 5)	
	Δi _{in} (A)	Δi _{in} (A)	% Erro	Δi _{in} (A)	% Erro	Δi _{in} (A)	% Erro	Δi _{in} (A)	% Erro
Aditivo (θ = 0°)	11,771	11,811	0,340	11,587	-1,563	11,357	-3,517	11,068	-5,972
Interleaved (θ = 60°)	6,037	6,026	-0,182	6,051	0,232	6,081	0,729	5,965	-1,193
Interleaved (θ = 120°)	0,272	0,274	0,735	0,287	5,515	0,261	-4,044	0,183	-32,721

Para a configuração com três células simétricas, a ondulação da corrente de entrada se torna nula quando a razão cíclica é de $1/3$ ou $2/3$, mantendo o ângulo de defasagem entre as células igual a 120° . A Figura 40 apresenta os resultados obtidos através dos modelos matemático e circuito para razão cíclica de $2/3$.

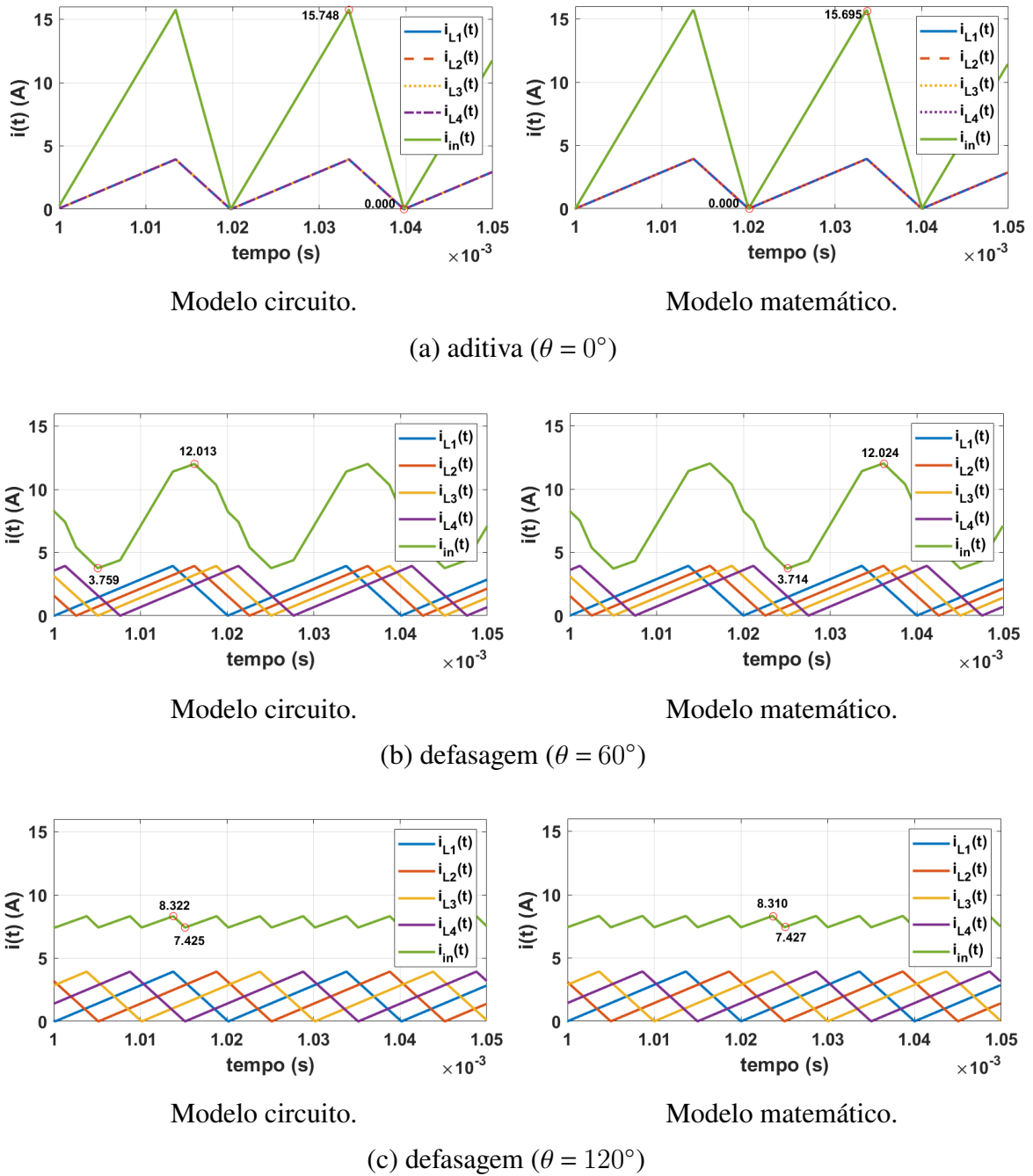
Figura 41 – Formas de onda das correntes com $D = 2/3$ e $\theta = 120^\circ$; configuração simétrica com 3 células $[3 \cdot 250W]_{100\%}$.

Fonte: Próprio Autor.

4.4 CASO 4: QUATRO CÉLULAS SIMÉTRICAS

Para esta configuração foram consideradas quatro células iguais, cada uma com capacidade de potência de 250 W, totalizando 1.000 W. Os resultados da ondulação da corrente de entrada obtidos dos modelos matemático e circuito são apresentados na Figura 42 considerando variações no ângulo de defasagem entre as quatro células para $\theta = 0^\circ$ (a), $\theta = 45^\circ$ (b) e $\theta = 90^\circ$ (c). Nesta análise foi adotado que o conversor está operando em condições nominais de capacidade de potência e razão cíclica.

Figura 42 – Formas de onda das correntes; configuração simétrica com 4 células $[4 \cdot 250W]_{100\%}$.



Fonte: Próprio Autor.

Observando a Figura 42, à medida que o ângulo de defasagem θ se aproxima de 90° entre as quatro células, a ondulação da corrente de entrada do conversor diminui. O valor mínimo é alcançado exatamente quando θ é igual a 90° representado na Figura 42 (c). Por estarem operando na condição nominal, a frequência de chaveamento das quatro células é de 50 kHz, e a ondulação da corrente de entrada é de 200 kHz, quatro vezes superior à das células, considerando $\theta = 90^\circ$.

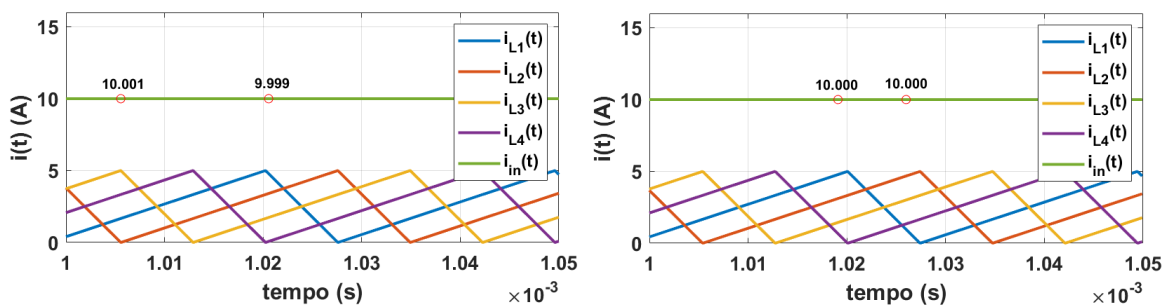
Os erros relativos provenientes da comparação dos resultados da ondulação da corrente de entrada (Δi_{in}) obtidos por meio do modelo matemático na condição ideal com os resultados do modelo circuito, e considerando variações de N , é apresentado na Tabela 7. Os maiores erros acontecem para baixos valores de N . Considerando o ângulo de defasagem em 90° , ao aplicar o modelo matemático considerando as cinco primeiras componentes harmônicas, o sinal da ondulação da corrente de entrada é reconstruído somente pela quarta componente harmônica, como mencionado nas seções 3.2.3 e 3.3.

Tabela 7 – Erro relativo da Δi_{in} ; configuração simétrica com 4 células $[4 \cdot 250W]_{100\%}$.

	Modelo								
	Matemático (N → ∞)	Circuito		Matemático (N = 20)		Matemático (N = 10)		Matemático (N = 5)	
	Δi _{in} (A)	Δi _{in} (A)	% Erro	Δi _{in} (A)	% Erro	Δi _{in} (A)	% Erro	Δi _{in} (A)	% Erro
Aditivo (θ = 0°)	15,695	15,748	0,338	15,449	-1,567	15,143	-3,517	14,757	-5,976
Interleaved (θ = 45°)	8,310	8,254	-0,674	8,257	-0,638	8,207	-1,239	7,994	-3,803
Interleaved (θ = 90°)	0,883	0,897	1,586	0,838	-5,096	0,800	-9,400	0,690	-21,857

A ondulação da corrente de entrada se torna nula para a configuração com quatro células simétricas, quando a razão cíclica é de $1/4$, $1/2$ ou $3/4$, e considerando ângulo de defasagem entre as células de 90° . A Figura 43 apresenta os resultados obtidos através dos modelos matemático e circuito considerando razão cíclica de $3/4$ e potência nominal.

Figura 43 – Formas de onda das correntes com $D = 3/4$ e $\theta = 90^\circ$; configuração simétrica com 4 células $[4 \cdot 250W]_{100\%}$.



Modelo circuito.

Modelo matemático.

Fonte: Próprio Autor.

4.5 PERDAS E RENDIMENTO

Além da ondulação da corrente de entrada do conversor, outro fator que deve ser levado em consideração é o rendimento. Dependendo das condições que o conversor vier a operar, pode-se obter melhores rendimentos. Nas configurações multicelulares, a corrente é dividida

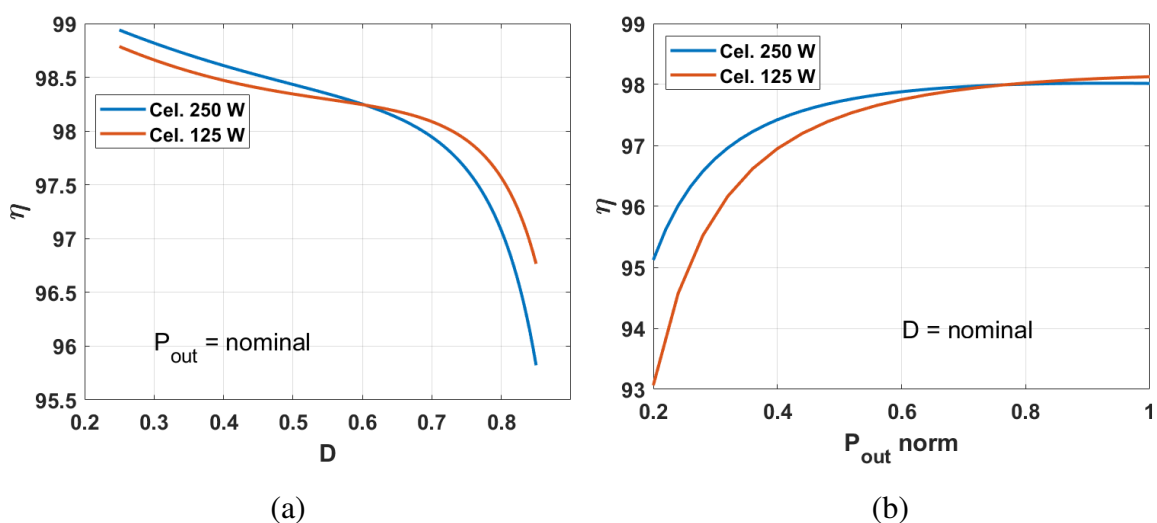
de forma proporcional a capacidade de cada célula, diminuindo os esforços de corrente sobre os semicondutores. Todavia, quando o conversor opera com potência abaixo da condição nominal há um aumento na frequência de chaveamento das células. Esses fatores, associados as defasagens aplicadas entre as células, bem como a utilização de células assimétricas, pode resultar em menores ondulações da corrente de entrada e ou melhores rendimento do conversor.

As expressões relacionas com as principais perdas associadas ao conversor boost operando em MCCr foram apresentadas nas seções 2.4 e 2.6. Os parâmetros dos indutores das células de 250 W são: indutância de $440,32 \mu\text{H}$, 110 espiras e resistência série do enrolamento de $0,2 \Omega$. Para as células de 125 W foi considerado: indutância de $880,64 \mu\text{H}$, 155 espiras e resistência série do enrolamento de $0,31 \Omega$. Ambos indutores possuem o mesmo núcleo e são constituídos pelo modelo MMTS26T4715 da empresa *MAGMATTEC*. Os parâmetros utilizados na estimativa das perdas no núcleo estão baseados nos dados fornecido pelo fabricante e constam no Anexo A.

Os semicondutores utilizados foram o transistor LSIC1MO120E0160 e o diodo LSIC2SD120A10, ambos da empresa *LITTELFUSE*. Para as estimativas das perdas foram utilizados os parâmetros do *datasheet* do fabricante.

Baseado nos dados que constam nos *datasheets* dos semicondutores e do núcleo dos indutores, a Figura 44 apresenta a estimativa do comportamento do rendimento (η) em função de variações na razão cíclica (a) e na potência de saída (b) para as células de 250 W e 125 W de capacidade.

Figura 44 – Rendimento estimado das células de 125 W e 250 W; (a) em função de D ; (b) em função de P_{out} .



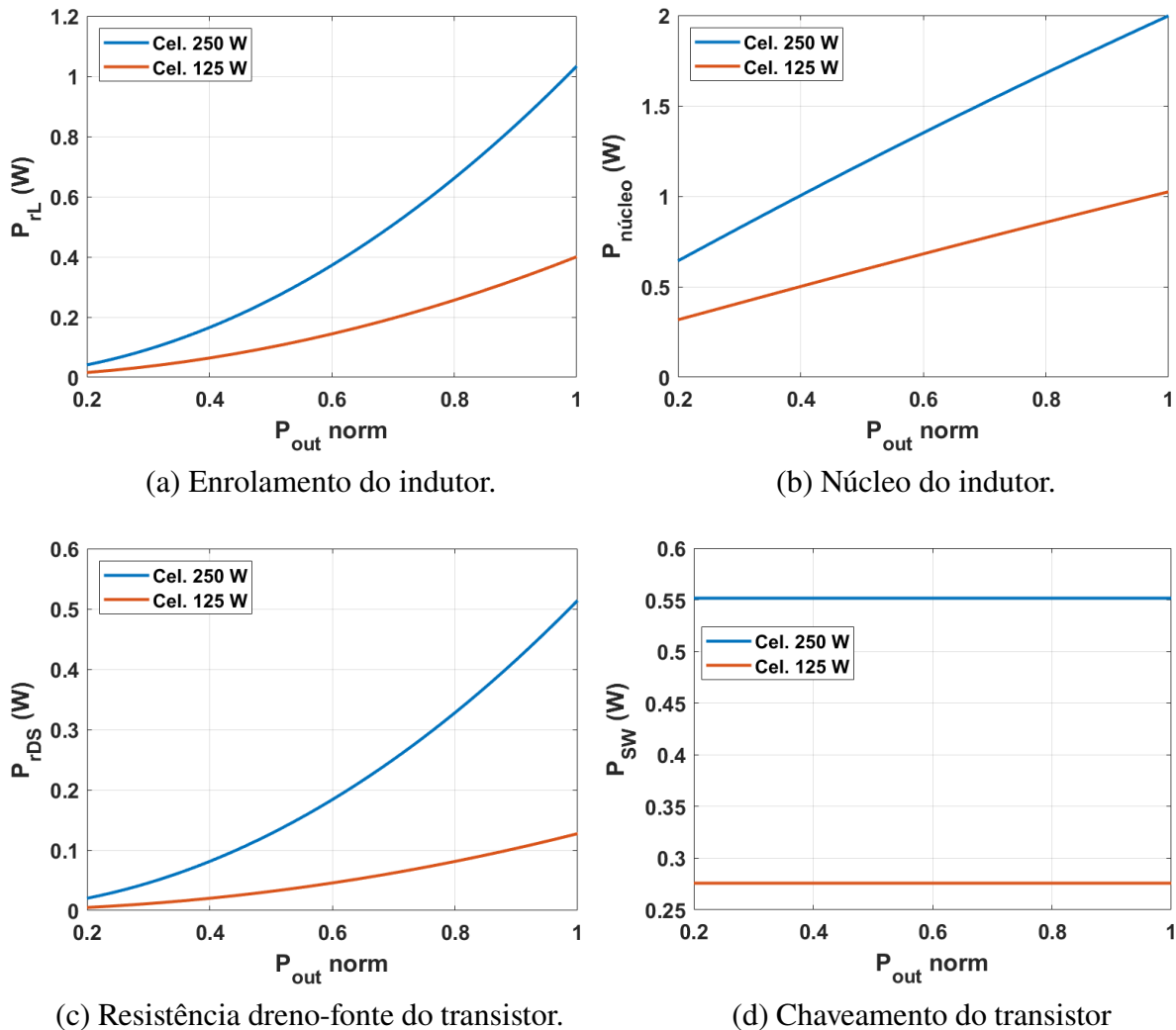
Fonte: Próprio Autor.

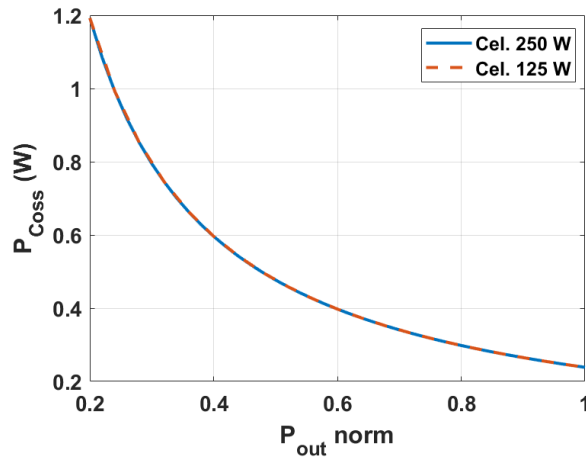
Observando a Figura 44, o rendimento tende a diminuir à medida que aumenta a razão

cíclica, assim como quando o conversor opera com potência abaixo da nominal. A célula de menor capacidade apresenta um rendimento superior quando opera com razão cíclica próximas e acima da nominal ($D = 0,6825$), assim como para potências acima de 80 % da capacidade nominal.

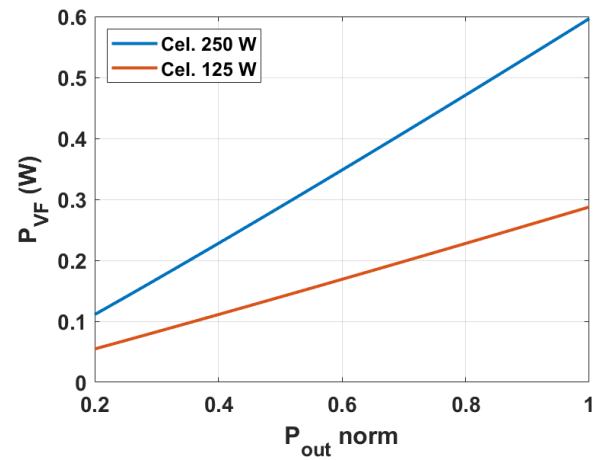
Na Figura 45 é apresentado o comportamento de cada uma das perdas em função da variação da potência de saída, para as células de maior e menor capacidades, considerando operação com razão cíclica nominal. Vale destacar que os semicondutores adotados são de carbeto de silício, tendo como uma de suas vantagens, baixas resistências de condução. No caso específico do diodo, não foi considerada a parcela da potência dissipada na resistência série do diodo (P_{rD}) em função do parâmetro não constar no *datasheet*. Além disso, considerando que em MCCr o diodo entra em estado de bloqueio com uma derivada suave de decrescimento, praticamente elimina as perdas referente a recuperação reversa do diodo. Com isso, para o diodo, foi considera apenas a perda referente a queda de tensão em polarização direta (V_F).

Figura 45 – Perdas estimadas em função da variação da potência para as células de 125 W e 250 W.

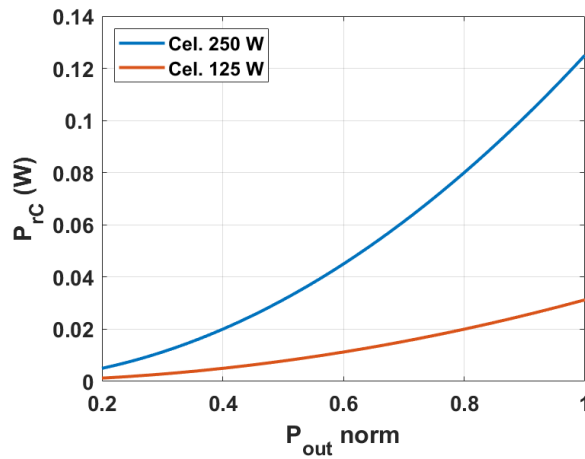




(e) Capacitância de saída do transistor.



(f) Queda de tensão em condução do diodo



(g) Resistência série do capacitor

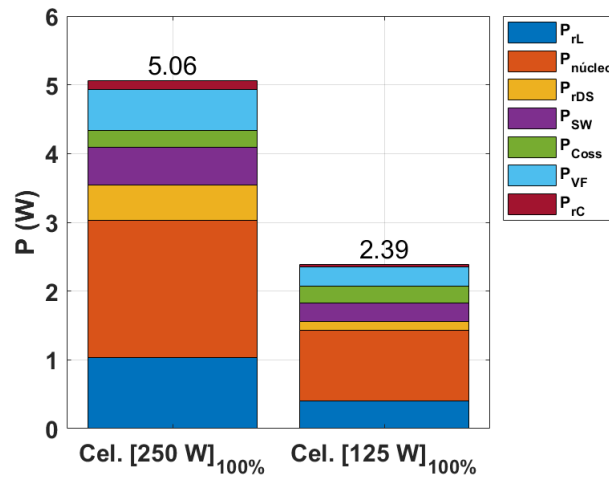
Fonte: Próprio Autor.

Vale destacar que as perdas por chaveamento apresentam um comportamento contínuo como consta na Figura 45 (d), em função da frequência de chaveamento ser inversamente proporcional a potência, associado a corrente que é proporcional a potência. Com relação as perdas na saída do capacitor parasita do transistor, na Figura 45 (e) apresentam o mesmo comportamento para as células de maior e menor capacidades. Isto decorre em razão do parâmetro C_{oss} do transistor ser definido a partir da tensão presente entre dreno e fonte do transistor (V_{DS}). Considerando o valor nominal para a tensão de saída do conversor, a tensão entre dreno e fonte é a mesma na análise para a célula de maior e menor capacidade, o que resulta no mesmo valor de C_{oss} .

Somando as perdas absolutas em watts (W) associadas a cada tipo de célula na condição nominal de operação, o total de perdas estimada é apresentada na Figura 46.

O percentual com que cada perda representa no total acumulado pode ser observado na

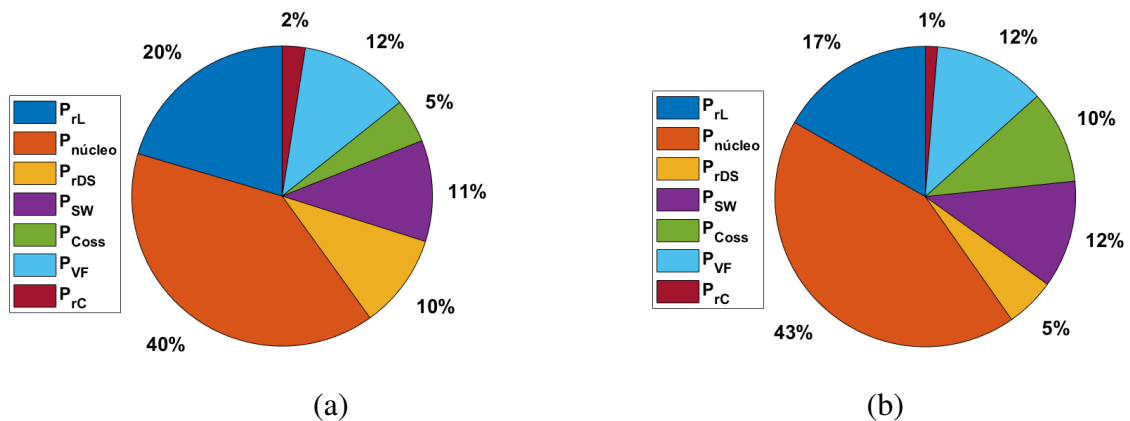
Figura 46 – Perdas acumuladas estimada na condição de operação nominal.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 47. Tanto para a célula de maior como para a de menor capacidade, as perdas no núcleo dos indutores representam as maiores parcelas, enquanto as perdas no capacitor representam as menores parcelas.

Figura 47 – Percentual de perdas acumuladas na condição de operação nominal; (a) célula de 250 W; (b) célula de 125 W.



Fonte: Próprio Autor.

Observando a Figura 47 nota-se que as maiores parcelas de perdas estão relacionadas ao indutor. Com relação as parcelas referentes ao transistor, vale destacar que por ser de carbeto de silício, a resistência entre dreno e fonte é pequena. Outro fator é com relação as perdas de chaveamento, que em MCCr o transistor entra no estado de condução com corrente nula, e com isso são contabilizadas apenas a parcela que o transistor entra em estado de bloqueio.

Configurações multicelulares atreladas a técnicas de defasamento entre as células na busca por uma menor ondulação da corrente de entrada como resultado, também costumam apresentar uma menor ondulação da tensão de saída. Com isso, as perdas associadas a resistência série do

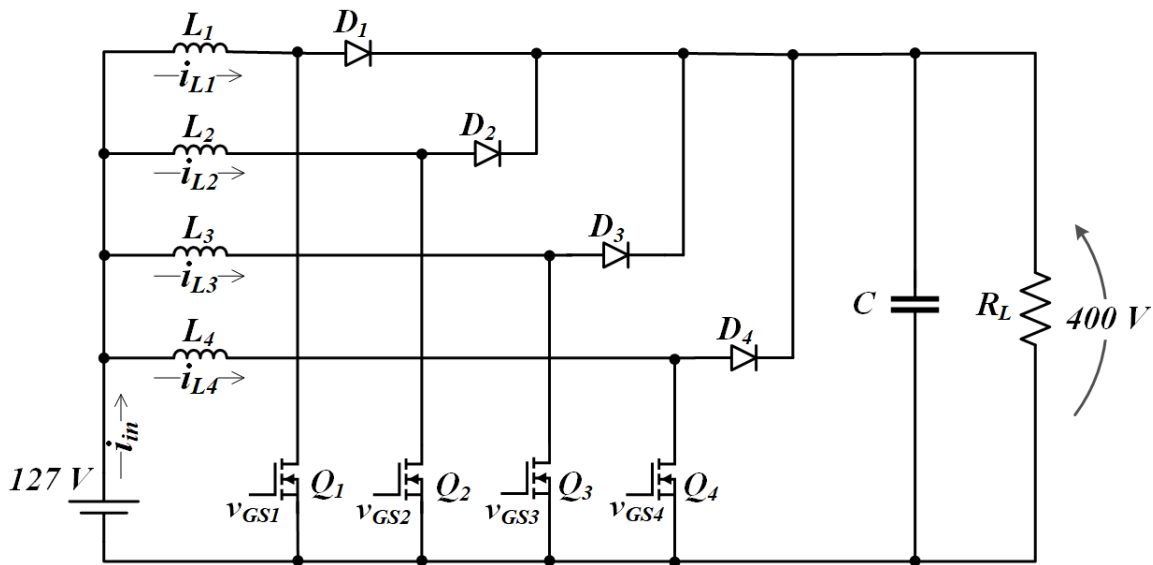
capacitor diminuam. Levando em consideração que as perdas estimadas referente ao capacitor representaram entre 1 % e 2 % do total, para as análises dos casos 5 e 6 que a maioria das configurações são multicelulares, tal perda não foi contabilizada.

4.6 CASO 5: DEMANDA DE 250 W

Esta análise apresenta os resultados da ondulação da corrente e das perdas e rendimentos estimados do conversor considerando uma demanda de potência de saída de 250 W e razão cíclica nominal ($D = 0,6825$).

As configurações analisadas foram baseadas em um conversor boost multicelular, podendo operar com até quatro células, sendo duas de 250 W ($L_1 = L_2 = 440,32\mu H$) e outras duas de 125 W ($L_3 = L_4 = 880,64\mu H$), totalizando 750 W de capacidade, conforme circuito esquemático da Figura 48. Desta forma, foram consideradas diferentes configurações como, quantidade de células utilizadas, operações assimétrica ou simétrica em condições nominal e abaixo da nominal.

Figura 48 – Circuito esquemático do Boost multicelular com 4 células.



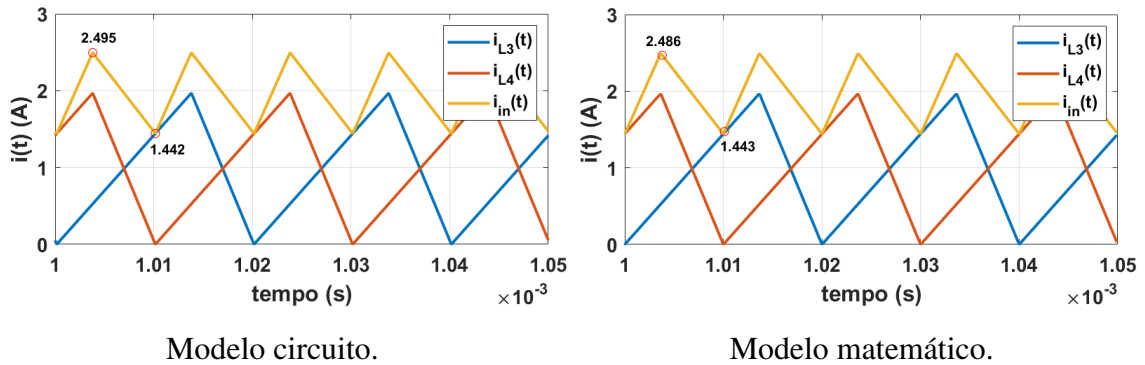
Fonte: Próprio Autor.

Considerando uma única célula de 250 W de capacidade, a ondulação da corrente e a estimativa das perdas foram apresentadas e discutidas anteriormente conforme Figuras 35 e 46.

Para uma configuração simétrica com duas células de 125 W cada, totalizando 250 W de capacidade, a figura 49 apresenta as formas de onda das correntes obtidas a partir das simulações

do modelo circuito e do modelo matemático. Comparando os resultados da ondulação da corrente de entrada (Δi_{in}) entre os dois modelos, a diferença foi de aproximadamente 1%. Nesta configuração o conversor está operando na condição nominal de capacidade de potência, e o ângulo de defasagem adotado entre as células é de 180° .

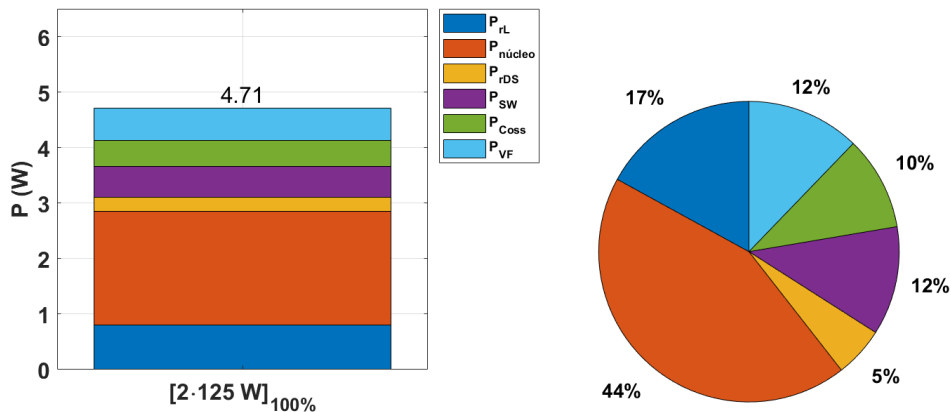
Figura 49 – Formas de onda das correntes; configuração simétrica com 2 células $[2 \cdot 125W]_{100\%}$; $\theta_4 = 180^\circ$.



Fonte: Próprio Autor.

A estimativa das perdas para a configuração simétrica com duas células de 125 W é apresentada na figura 50. As maiores perdas estão relacionadas ao indutor.

Figura 50 – Perdas acumuladas estimada para a configuração simétrica com 2 células $[2 \cdot 125W]_{100\%}$.

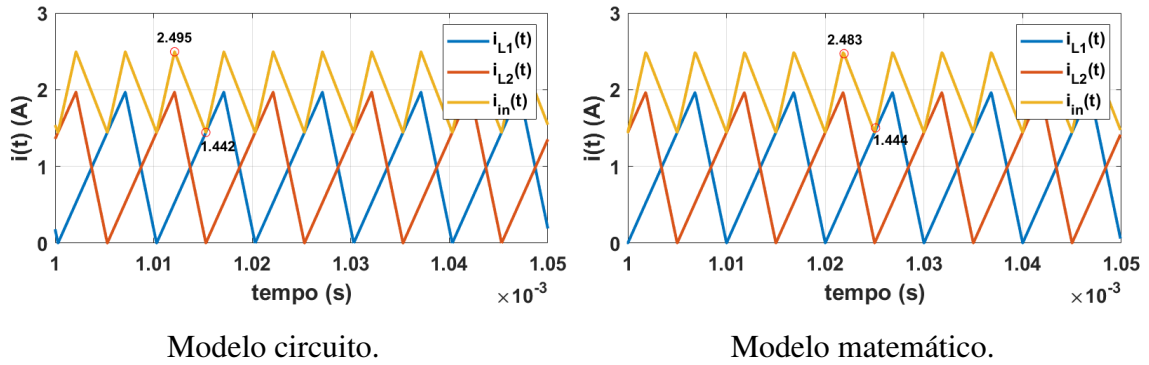


Fonte: Próprio Autor.

Outra configuração simétrica possível é com duas células de 250 W cada, em que o conversor opera com 50 % da capacidade. A Figura 51 apresenta as formas de onda das correntes obtidas a partir das simulações do modelo circuito e do modelo matemático. A diferença nos resultados da ondulação da corrente de entrada (Δi_{in}) entre os dois modelos ficou em torno de 1,35%. O ângulo de defasagem adotado entre as células é de 180° . Por estar operando abaixo da capacidade nominal, devido as características inerentes do modo de operação crítica, a frequência de chaveamento se modifica para acomodar o balanço de energia requerido. Observando a Figura

51 nota-se que a frequência de chaveamento das células dobrou (100 kHz), quando comparado com a condição de operação nominal (Figura 38 (c)).

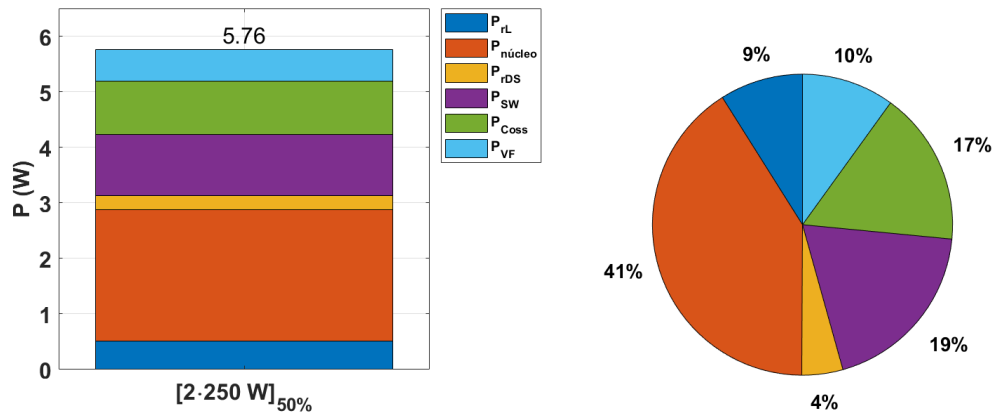
Figura 51 – Formas de onda das correntes; configuração simétrica com 2 células $[2 \cdot 250W]_{50\%}$; $\theta_2 = 180^\circ$.



Fonte: Próprio Autor.

As perdas estimadas para a configuração simétrica com duas células de 250 W operando com 50 % da capacidade é apresentada na figura 52. Comparando com a configuração com duas células de 125 W operando na condição nominal de capacidade de potência, nota-se um maior aumento nas perdas de chaveamento (P_{SW}) e da capacitância de saída (P_{Coss}), ambas no transistor, em decorrência do aumento na frequência de chaveamento.

Figura 52 – Perdas acumuladas estimada para a configuração simétrica com 2 células $[2 \cdot 250W]_{50\%}$.

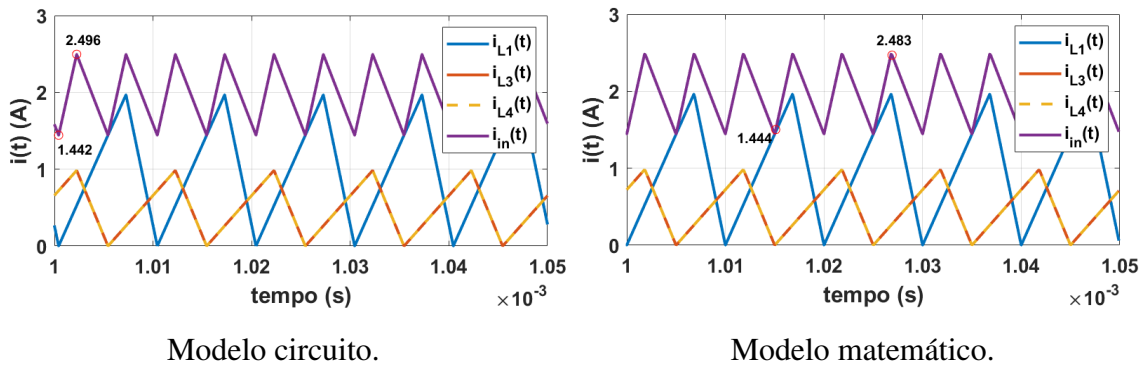


Fonte: Próprio Autor.

As formas de onda das correntes para uma configuração assimétrica constituída por uma célula de 250 W e duas de 125 W é apresentada na Figura 53. A característica de assimetria pode ser observada pelas diferentes derivadas de crescimento e decaimento das correntes individuais nas células. A capacidade total do conversor nesta configuração com três células é de 500 W, o dobro da demanda requerida de 250 W, fazendo o conversor operar com o dobro da frequência de chaveamento. O ângulo de defasagem adotado para as duas células de menor capacidade foi

$\theta_3 = \theta_4 = 180^\circ$, levando a operarem com a mesma fase ($i_{L3}(t)$ e $i_{L4}(t)$ estão sobrepostas), como mencionado na seção 3.4.1. Desta forma as duas células de 125 W podem ser interpretadas como uma de 250 W, e a configuração se torna semelhante a simétrica com duas células. Comparando os resultados da ondulação da corrente de entrada (Δi_{in}) entre os modelos circuito e o matemático, a diferença foi de aproximadamente 1,5%.

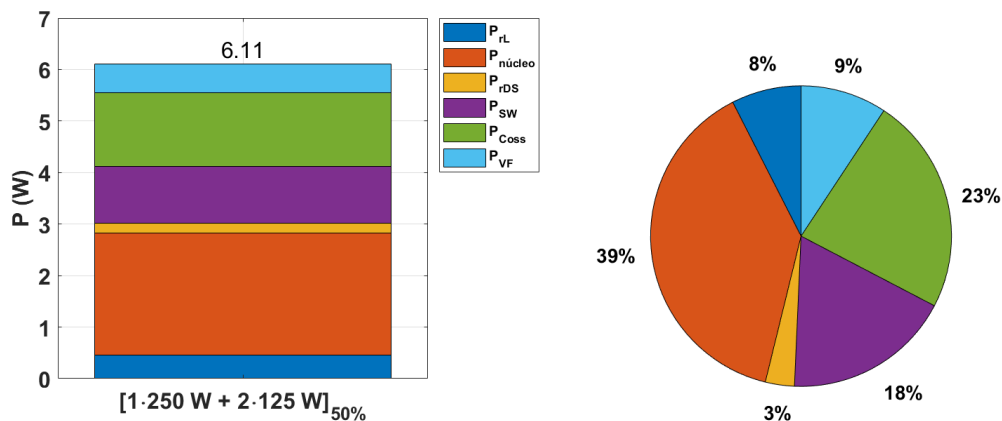
Figura 53 – Formas de onda das correntes; configuração assimétrica com 3 células $[1 \cdot 250W + 2 \cdot 125W]_{50\%}$; $\theta_3 = \theta_4 = 180^\circ$.



Fonte: Próprio Autor.

As perdas acumuladas estimada é apresentada na figura 54. Comparando com a configuração simétrica com duas células de 250 W, operando também com 50 % da capacidade nominal, nota-se um aumento no total das perdas acumuladas. Este aumento pode ser justificado em função das células de 250 W apresentarem um melhor rendimento quando operam com capacidade abaixo de 80 %, como pode ser observado na Figura 44 (b).

Figura 54 – Perdas acumuladas estimada para a configuração assimétrica com 3 células $[1 \cdot 250W + 2 \cdot 125W]_{50\%}$.

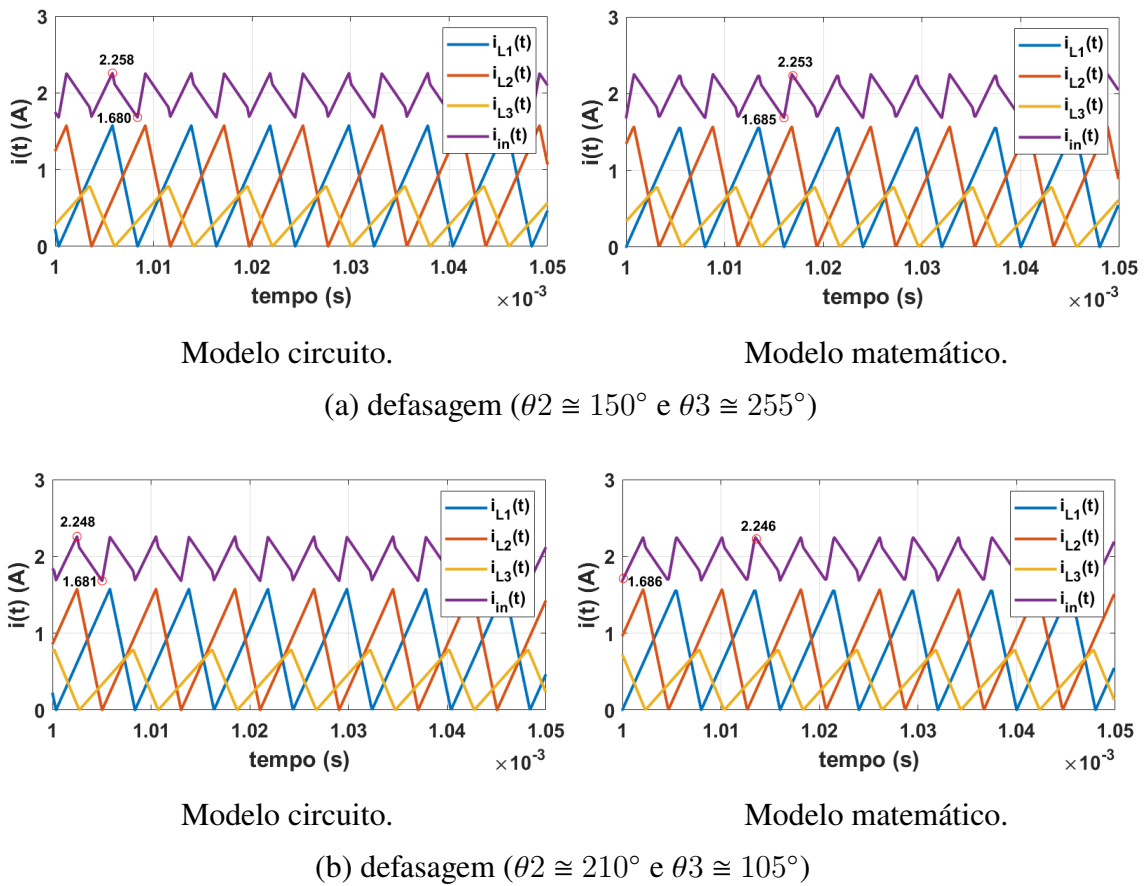


Fonte: Próprio Autor.

Outra configuração assimétrica com três células é através da combinação de duas células de 250 W e uma de 125 W, em que o conversor opera com 40 % da capacidade. Como mencionado na seção 3.4.1, a definição dos ângulos de defasagens para esta configuração assimétrica pode

ser baseada no par de equações (94) - (95) ou (96) - (97), que por sua vez estão associadas as amplitudes referente a primeira componente harmônica definida por (70). Aplicando este conceito, chega-se a duas combinações de valores para os ângulos de defasagens das células escravas: $\theta_2 \cong 150^\circ$ e $\theta_3 \cong 255^\circ$, ou $\theta_2 \cong 210^\circ$ e $\theta_3 \cong 105^\circ$. Com estas combinações de ângulos de defasagem, a parcela referente a primeira componente harmônica (que possui maior amplitude) resulta em zero, levando a menores ondulações da corrente de entrada. Nestas condições, a Figura 55 apresenta os resultados para as duas combinações de defasagens do modelo matemático proposto e do modelo de circuito das formas de onda da corrente de entrada do conversor (i_{in}) e das correntes individuais das três células (i_{L1} , i_{L2} e i_{L3}).

Figura 55 – Formas de onda das correntes; configuração assimétrica com 3 células $[2 \cdot 250W + 1 \cdot 125W]_{40\%}$.

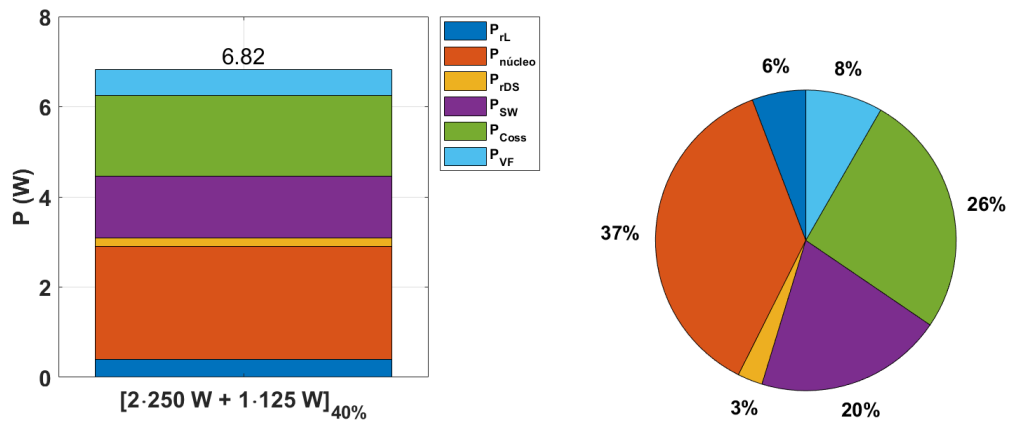


Fonte: Próprio Autor.

A diferença nos resultados da ondulação da corrente de entrada (Δi_{in}) entre os dois modelos foi de aproximadamente 1,75% na Figura 55 (a), e de 1,25% na Figura 55 (b). A estimativa das perdas acumulada pode ser observada na Figura 56.

Uma combinação assimétrica com um total de quatro células, sendo duas de 250 W e outras duas de 125 W, totalizando 750 W de capacidade, opera com 33,33 % de sua capacidade. Os

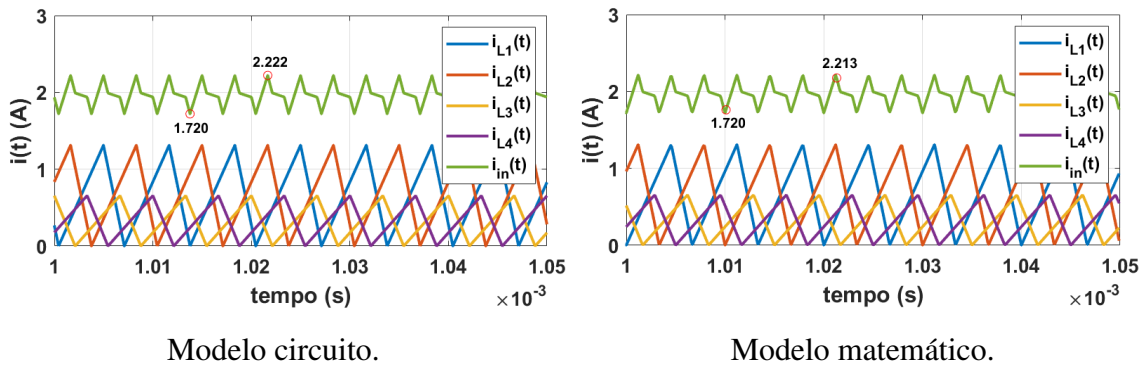
Figura 56 – Perdas acumuladas estimada para a configuração assimétrica com 3 células $[2 \cdot 250W + 1 \cdot 125W]_{40\%}$.



Fonte: Próprio Autor.

valores para os ângulos de defasagem na busca de menores ondulações da corrente de entrada são $\theta_2 = 180^\circ$, $\theta_3 = 90^\circ$ e $\theta_4 = 270^\circ$, como apresentado na seção 3.4.2. A Figura 57 apresenta as formas de onda das correntes obtidas a partir das simulações do modelo circuito e do modelo matemático. Comparando os resultados da ondulação da corrente de entrada (Δi_{in}) entre os dois modelos, a diferença foi de aproximadamente 1,85%.

Figura 57 – Formas de onda das correntes; configuração assimétrica com 4 células $[2 \cdot 250W + 2 \cdot 125W]_{33,33\%}$; $\theta_2 = 180^\circ$, $\theta_3 = 90^\circ$ e $\theta_4 = 270^\circ$.

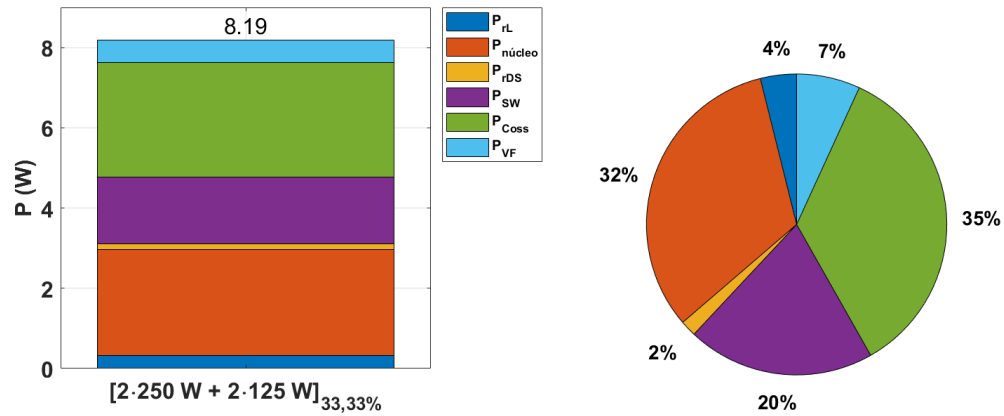


Fonte: Próprio Autor.

As perdas acumuladas referente a configuração assimétrica com quatro células pode ser observada na Figura 58. Nota-se um aumento no total acumulado, com destaque as perdas associadas com a frequência de chaveamento do conversor (P_{Coss} e P_{SW}). Considerando que o conversor esteja operando com um terço de sua capacidade de potência, a frequência de chaveamento aumenta para manter o conversor operando em MCCr.

Para este caso específico, considerando que as células de 125 W possuem 50 % da capacidade das células de 250 W, é possível alterar os ângulos de defasagem das células escravas, tornando a configuração assimétrica com quatro células semelhante a uma configuração simétrica com três

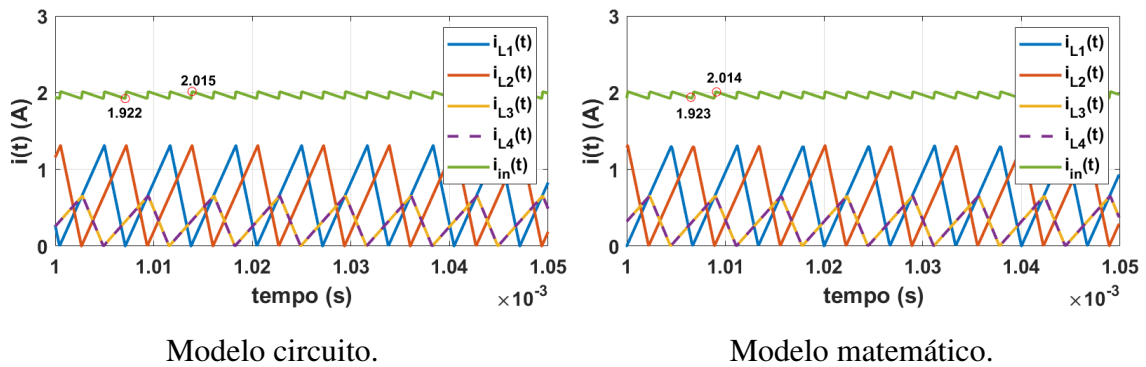
Figura 58 – Perdas acumuladas para a configuração assimétrica com 4 células $[2 \cdot 250W + 2 \cdot 125W]_{33,33\%}$.



Fonte: Próprio Autor.

células, como descrito na seção 3.4.2. A Figura 59 apresenta as formas de onda das correntes obtidas a partir das simulações do modelo circuito e do modelo matemático considerando $\theta_2 = 120^\circ$ e $\theta_3 = \theta_4 = 240^\circ$. As formas de onda das correntes das células três e quatro ($i_{L3}(t)$, $i_{L4}(t)$) estão sobrepostas em função de estarem com o mesmo ângulo de defasagem ($\theta_3 = \theta_4$). A diferença nos resultados da ondulação da corrente de entrada entre os dois modelos foi de aproximadamente 2,2%.

Figura 59 – Formas de onda das correntes; configuração assimétrica com 4 células $[2 \cdot 250W + 2 \cdot 125W]_{33,33\%}$; $\theta_2 = 120^\circ$ e $\theta_3 = \theta_4 = 240^\circ$.



Fonte: Próprio Autor.

Para a demanda de potência de 250 W, fazendo um comparativo com as configurações analisadas anteriormente, a Tabela 8 apresenta os resultados da ondulação da corrente de entrada (Δi_{in}) obtidos do modelo matemático, e das perdas acumuladas e rendimento (η) estimados.

Observando a Tabela 8, as menores ondulações foram obtidas para as duas configurações assimétricas com quatro células. A configuração que as duas células de menor capacidade

Tabela 8 – Resultados da Δi_{in} , e perdas acumuladas e η estimados para as configurações analisadas com demanda de potência de 250 W.

Configuração	Demanda de Potência (W)	Condição de Operação	Δi_{in} (A)	Frequência da Δi_{in}	Perdas Acumuladas (W)	η (%)
Unicelular (1·250 W)	250	100 % nominal	3,92	$1 \cdot f_{sw}$ ($1 \cdot f_{sw_nom}$)	5,06	98,02
Simétrica com 2 células (2·125 W) ($\theta_3 = 180^\circ$)		100 % nominal	1,04	$2 \cdot f_{sw}$ ($2 \cdot f_{sw_nom}$)	4,71	98,15
Simétrica com 2 células (2·250 W) ($\theta_2 = 180^\circ$)		50 % nominal	1,04	$2 \cdot f_{sw}$ ($4 \cdot f_{sw_nom}$)	5,76	97,75
Assimétrica com 3 células (1·250 W + 2·125 W) ($\theta_3 = \theta_4 = 180^\circ$)		50 % nominal	1,04	$2 \cdot f_{sw}$ ($4 \cdot f_{sw_nom}$)	6,11	97,61
Assimétrica com 3 células (2·250 W + 1·125 W) ($\theta_2 = 150^\circ$, $\theta_3 = 255^\circ$)		40 % nominal	0,57	$1 \cdot f_{sw}$ ($2,5 \cdot f_{sw_nom}$)	6,82	97,34
Assimétrica com 3 células (2·250 W + 1·125 W) ($\theta_2 = 210^\circ$, $\theta_3 = 105^\circ$)		40 % nominal	0,56	$1 \cdot f_{sw}$ ($2,5 \cdot f_{sw_nom}$)	6,82	97,34
Assimétrica com 4 células (2·250 W + 2·125 W) ($\theta_2 = 180^\circ$, $\theta_3 = 90^\circ$, $\theta_4 = 270^\circ$)		33,33 % nominal	0,49	$2 \cdot f_{sw}$ ($6 \cdot f_{sw_nom}$)	8,19	96,83
Assimétrica com 4 células (2·250 W + 2·125 W) ($\theta_2 = 120^\circ$, $\theta_3 = \theta_4 = 240^\circ$)		33,33 % nominal	0,09	$3 \cdot f_{sw}$ ($6 \cdot f_{sw_nom}$)	8,19	96,83

operam com o mesmo ângulo de defasagem ($\theta_3 = \theta_4$), e que pode-se interpretar a operação como uma configuração simétrica com três células, resultou em uma ondulação quase nula. Este resultado é em decorrência dos ângulos de defasagens adotados entre as células atenderem a equação (84), e a razão cíclica D do conversor apresentar valor bem próximo ao previsto pela equação (85).

Com relação ao rendimento (η), as configurações com quatro células apresentaram as maiores perdas acumuladas. Isto ocorre em função do aumento da frequência de chaveamento, que é diretamente proporcional as perdas no capacitor de saída intrínseco (C_{oss}) do transistor. O melhor rendimento foi obtido na configuração com duas células iguais de 125 W, em que ambas operam na condição nominal. De maneira geral, a variação do rendimento entre as configurações analisadas foi inferior a 2 %.

A configuração simétrica com duas células de 125 W operando na condição nominal apresentou um melhor rendimento frente a configuração simétrica com duas células de 250 W operando com 50 % da capacidade. Esta diferença pode ser ratificada através da curva de rendimento apresentada na Figura 44 (b) provenientes dos modelos matemáticos desenvolvidos,

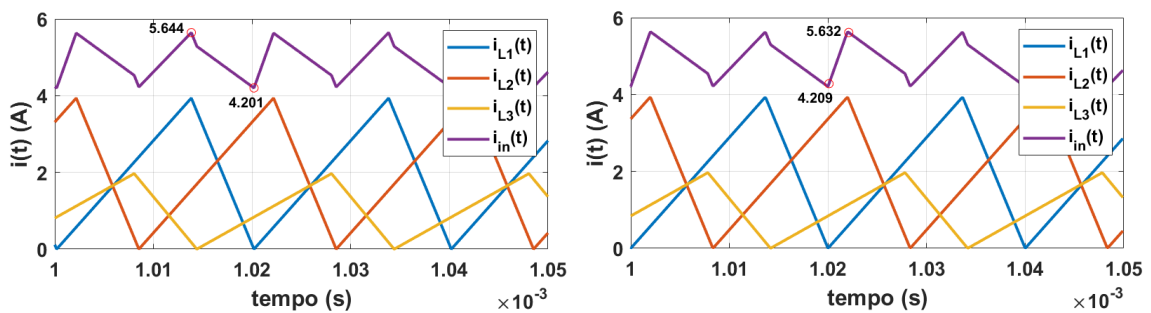
permitindo o estabelecimento de uma condição operacional aprimorada com relação ao rendimento global do conversor. A mesma interpretação é válida ao comparar o rendimento entre a configuração simétrica com duas células de 250 W e a configuração assimétrica com três células sendo uma de 250 W e duas de 125 W. Ambas configurações operam com 50 % da capacidade nominal. As menores perdas acumuladas obtidas na configuração com duas células pode ser ratificada a partir da Figura 44 (b) onde observa-se que as células de 250W apresentam um melhor rendimento quando operam com capacidade abaixo de 80 %.

4.7 CASO 6: DEMANDA DE 625 W

Nesta seção são apresentadas as análises com relação ao comportamento da ondulação da corrente de entrada e das perdas e rendimentos estimados considerando uma demanda de 625 W. Assim como na seção anterior, as configurações analisadas foram baseadas na Figura 48 variando a quantidade de células, bem como a operação em condições nominal e abaixo da nominal.

A primeira configuração analisada é constituída por duas células de 250 W e uma de 125 W, operando de forma assimétrica e em condição nominal. A Figura 60 apresenta as formas de onda da corrente de entrada do conversor (i_{in}) e das correntes individuais das três células (i_{L1} , i_{L2} e i_{L3}) obtidas a partir do modelo matemático proposto e do modelo de circuito. Foram consideradas duas combinações de valores para os ângulos de defasagem ($\theta_2 \cong 150^\circ$ e $\theta_3 \cong 255^\circ$; $\theta_2 \cong 210^\circ$ e $\theta_3 \cong 105^\circ$), como mencionado de forma detalhada na seção 3.4.1. A diferença nos resultados da ondulação da corrente de entrada (Δi_{in}) entre o modelo matemático e o modelo circuito foi de aproximadamente 1,4% para as duas combinações de ângulo de defasagem.

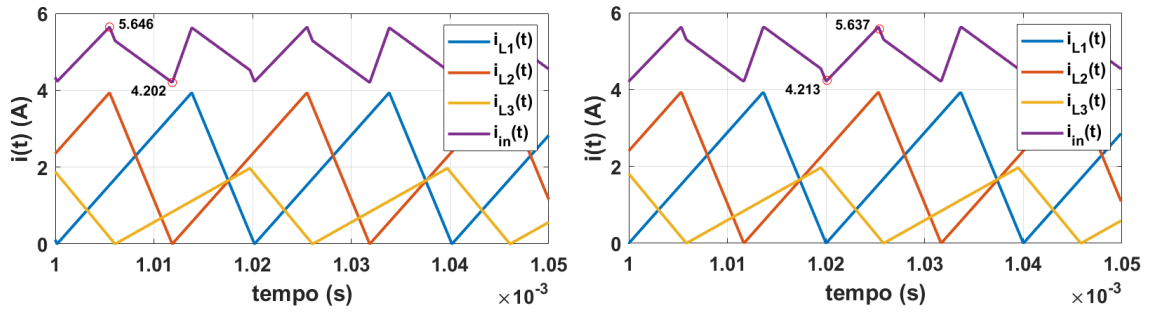
Figura 60 – Formas de onda das correntes; configuração assimétrica com 3 células $[2 \cdot 250W + 1 \cdot 125W]_{100\%}$.



Modelo circuito.

Modelo matemático.

(a) defasagem ($\theta_2 \cong 150^\circ$ e $\theta_3 \cong 255^\circ$)



Modelo circuito.

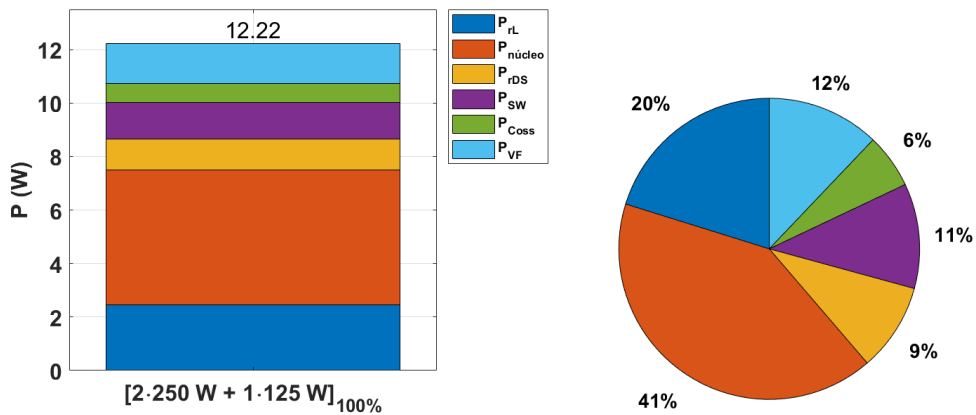
Modelo matemático.

(b) defasagem ($\theta_2 \cong 210^\circ$ e $\theta_3 \cong 105^\circ$)

Fonte: Próprio Autor.

A estimativa das perdas acumuladas para a configuração assimétrica com três células sendo duas de 250 W e uma de 125 W é apresentada na figura 61. As maiores perdas estão relacionadas ao núcleo do indutor.

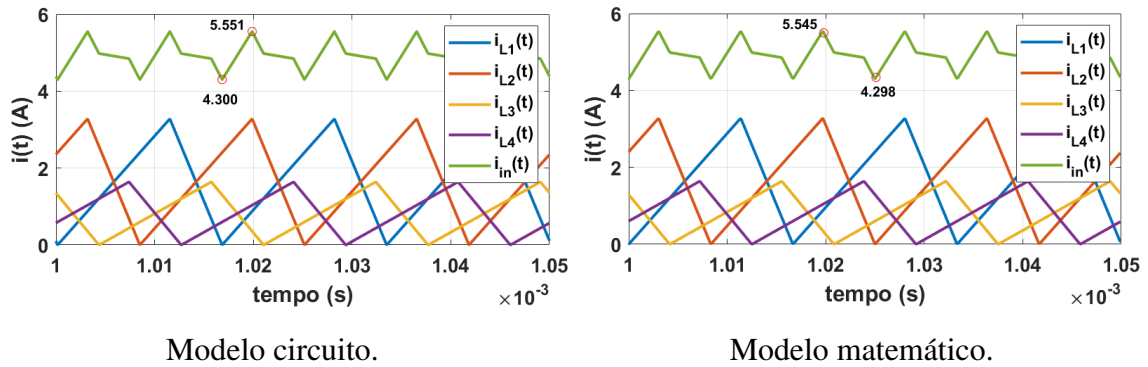
Figura 61 – Perdas acumuladas para a configuração assimétrica com 3 células
 $[2 \cdot 250W + 1 \cdot 125W]_{100\%}$.



Fonte: Próprio Autor.

A configuração utilizando as quatro células leva o conversor a operar com 83,33 % de sua capacidade, considerando a demanda de potência de 625 W. Os valores para os ângulos de defasagem adotados são $\theta_2 = 180^\circ$, $\theta_3 = 90^\circ$ e $\theta_4 = 270^\circ$, como apresentado na seção 3.4.2. As formas de onda das correntes obtidas a partir das simulações do modelo circuito e do modelo matemático são apresentadas na Figura 62. Comparando os resultados da ondulação da corrente de entrada (Δi_{in}) entre os dois modelos, a diferença foi de aproximadamente 0,3 %.

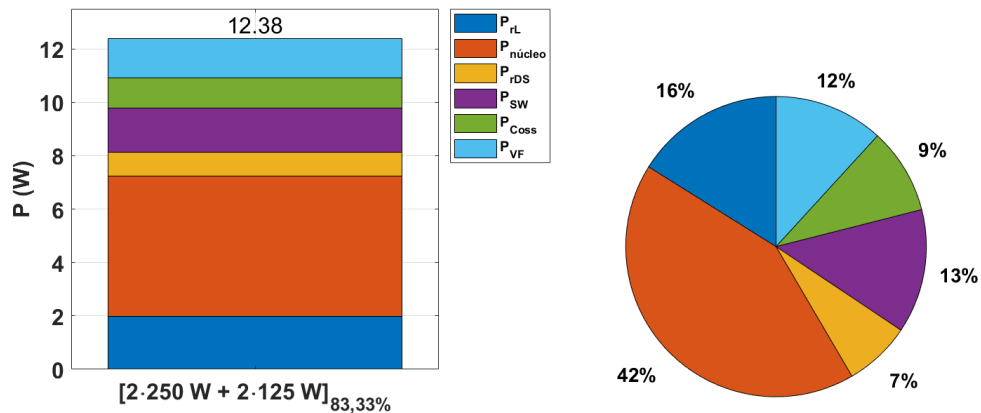
Figura 62 – Formas de onda das correntes; configuração assimétrica com 4 células $[2 \cdot 250W + 2 \cdot 125W]_{83,33\%}$; $\theta_2 = 180^\circ$, $\theta_3 = 90^\circ$ e $\theta_4 = 270^\circ$.



Fonte: Próprio Autor.

A estimativa das perdas acumuladas para a configuração assimétrica com quatro células operando com 83,33 % da capacidade nominal pode ser observada na Figura 63.

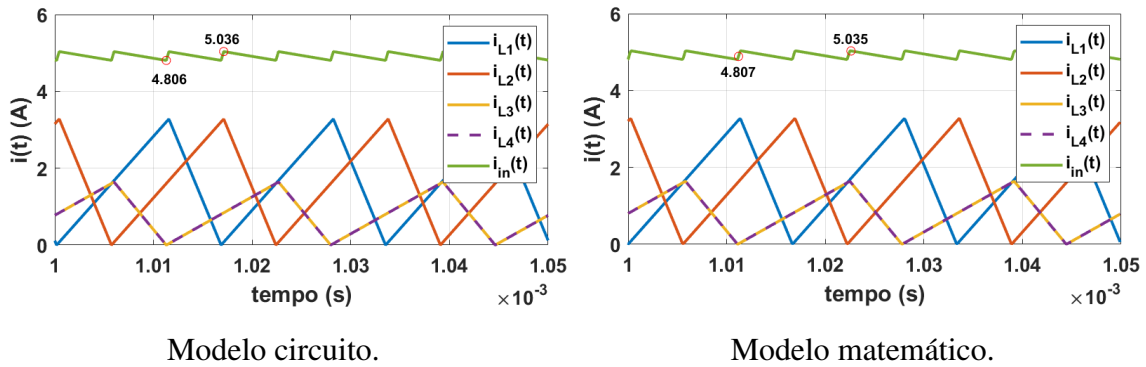
Figura 63 – Perdas acumuladas para a configuração assimétrica com 4 células $[2 \cdot 250W + 2 \cdot 125W]_{83,33\%}$.



Fonte: Próprio Autor.

Como detalhado na seção 3.4.2, as duas células de menor capacidade podem operar com o mesmo ângulo de fase, levando a interpretação de uma célula de maior capacidade, desde que as células menores possuam metade da capacidade das células maiores. A Figura 64 apresenta as formas de onda das correntes obtidas a partir das simulações do modelo circuito e do modelo matemático considerando $\theta_2 = 120^\circ$ e $\theta_3 = \theta_4 = 240^\circ$ e o conversor operando com 83,33 % da capacidade nominal. A diferença nos resultados da ondulação da corrente de entrada (Δi_{in}) entre os dois modelos para esta configuração foi de aproximadamente 0,9%.

Figura 64 – Formas de onda das correntes; configuração assimétrica com 4 células $[2 \cdot 250W + 2 \cdot 125W]_{83,33\%}$; $\theta_2 = 120^\circ$ e $\theta_3 = \theta_4 = 240^\circ$.



Fonte: Próprio Autor.

Os resultados obtidos da ondulação da corrente de entrada (Δi_{in}) do modelo matemático, e das perdas acumuladas e do rendimento (η) estimados para as quatro configurações apresentadas considerando a demanda de 625 W constam na Tabela 9.

Tabela 9 – Resultados da Δi_{in} , e perdas acumuladas e η estimados para as configurações analisadas com demanda de potência de 625 W.

Configuração	Demanda de Potência (W)	Condição de Operação	Δi_{in} (A)	Frequência da Δi_{in}	Perdas Acumuladas (W)	η (%)
Assimétrica com 3 células (2·250 W + 1·125 W) ($\theta_2 = 150^\circ$, $\theta_3 = 255^\circ$)	625	100 % nominal	1,42	$1 \cdot f_{sw}$ ($1 \cdot f_{sw_nom}$)	12,22	98,08
Assimétrica com 3 células (2·250 W + 1·125 W) ($\theta_2 = 210^\circ$, $\theta_3 = 105^\circ$)		100 % nominal	1,42	$1 \cdot f_{sw}$ ($1 \cdot f_{sw_nom}$)	12,22	98,08
Assimétrica com 4 células (2·250 W + 2·125 W) ($\theta_2 = 180^\circ$, $\theta_3 = 90^\circ$, $\theta_4 = 270^\circ$)		83,33 % nominal	1,25	$1 \cdot f_{sw}$ ($1,2 \cdot f_{sw_nom}$)	12,38	98,06
Assimétrica com 4 células (2·250 W + 2·125 W) ($\theta_2 = 120^\circ$, $\theta_3 = \theta_4 = 240^\circ$)		83,33 % nominal	0,23	$3 \cdot f_{sw}$ ($3,6 \cdot f_{sw_nom}$)	12,38	98,06

Observando a Tabela 9, a menor ondulação foi obtida na configuração com quatro células, em que as duas células de menor capacidade operam com o mesmo ângulo de defasagem ($\theta_3 = \theta_4$), podendo ser interpretada como uma célula de maior capacidade. Este valor bem abaixo, quando comparado com as demais configurações, está relacionado com o atendimento da equação (84), com relação a definição dos ângulos de defasagens das células escravas, e da razão cíclica D do conversor apresentar valor bem próximo ao previsto pela equação (85).

Com relação ao rendimento, as quatro configurações analisadas apresentaram praticamente o mesmo valor. Vale destacar que neste caso com demanda de 625 W, em função das configurações estarem operando próximo (configurações com 4 células), ou mesmo na condição nominal (configurações com 3 células), as perdas associadas a frequência de chaveamento (P_{sw}, P_{Coss}) são menores, em decorrência do conversor operar com frequência próxima a estabelecida no projeto para a condição nominal ($f_{SW_nom} = 50kHz$).

5 PROTÓTIPO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Este capítulo apresenta a metodologia adotada para as especificações dos dispositivos e a implementação do protótipo do conversor boost multicelular considerando células de potência ajustadas para prover a demonstração da operação em configurações assimétricas e simétricas. Assim, o conversor integral resulta de um arranjo paralelo composto por quatro células de potência do conversor boost associadas em paralelo, sendo duas células com capacidade de 250 W e duas com capacidade de 125 W, provendo uma capacidade máxima de atendimento de 750 W, conforme Figura 48. Para cada célula foram consideradas as seguintes condições:

- Tensão de entrada (V_{in}) nominal de 127 V, podendo variar 15 % para mais ou para menos;
- Tensão de saída(V_{out}) de 400 V;
- Frequência de chaveamento (f_{SW}) de 50 kHz para condições de atendimento nominais em cada célula;
- Capacidade mínima de operação das células de 1/3 da capacidade nominal.

Também são apresentados resultados provenientes de ensaios experimentais para uma determinada demanda de potência, variando as combinações das células, com vistas aos resultados da ondulação da corrente de entrada, nas perdas nos semicondutores e no rendimento do conversor.

5.1 CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO

Esta subseção apresenta as metodologias utilizadas para os projetos dos componentes que integram as células de potência do conversor boost e a descrição dos sistemas de controle e condicionamento de sinais utilizados no protótipo funcional avaliado nos ensaios experimentais.

5.1.1 Indutores

Os indutores são especificados a partir dos valores bases adotados para os parâmetros de operação das células, como frequência de chaveamento (f_{SW}), razão cíclica (D) e capacidade de potência, conforme (103).

$$L_{crit} = \frac{V_{out}^2 (1-D)^2 D}{2 \cdot f_{SW} \cdot P} \quad (103)$$

Os critérios para as escolhas do material e do formato do núcleo foram fundamentados nos quesitos obtenção de menores perdas dentro da faixa de operação do conversor, menor custo e maior disponibilidade. Considerando que em modo de condução crítica a frequência de chaveamento varia em função de mudanças na potência e na razão cíclica, para uma faixa entre 30 kHz a 200 kHz, optou-se pelo uso do material *sendust*, também denominado na literatura como *KoolMu*, e pertencente à família de núcleos *powder*. Este material em altas frequências apresenta menores perdas quando comparado com núcleos de pó de ferro (*powder iron*). Todavia, no confronto direto com materiais do tipo *molypermalloy*, nanocristalinos ou amorfos, que possuem um custo mais elevado, as perdas do *sendust* são maiores. Adicionalmente, os núcleos de ferrite, apresentam menores perdas e um custo baixo. Porém, apresentam baixo nível de saturação magnética (MCCLYMAN, 2004; RYLKO et al., 2008, 2009, 2011; BERAKI; TROVAO; PERDIGAO, 2020). Dentre as geometrias de núcleo *sendust* disponíveis para a construção do indutor, o formato do núcleo do tipo toroidal foi adotado.

Após as escolhas do material e formato, a estratégia adotada para a seleção do núcleo foi baseada em (SMITH, 1964). Assim, o projeto do indutor toroidal é concretizado seguindo cinco etapas, descritas a seguir:

Etapa 1: Selecionar um núcleo que atenda a inequação (104), em que L_{crit} é a indutância crítica em (H), I_{Lmax} é a corrente máxima no indutor da célula em (A), μ_i é a permeabilidade relativa inicial do material do núcleo, A_{sec} é a seção transversal do núcleo em (cm²), L_e é o comprimento médio do percurso magnético em (cm), e $H\%$ é a força de magnetização em função da variação percentual da indutância adotada.

$$L_{crit} \cdot I_{Lmax}^2 < \frac{\mu_i \cdot A_{sec} \cdot L_e \cdot H\%}{0.4 \cdot \pi \cdot 10^8} \quad (104)$$

Etapa 2: Determinar a quantidade de espiras (N_{esp}) conforme (105), em que A_L é o fator de indutância em (A/esp²).

$$N_{esp} = \sqrt{\frac{L_{crit}}{A_L}} \quad (105)$$

Determinar a indutância efetiva (L_{efet}) através de (106). O parâmetro $\% \mu$ é extraído a partir

da curva percentual de permeabilidade em função da força de magnetização CC fornecida pelo fabricante (Anexo A). A força de magnetização (H) é determinada por (107).

$$L_{efet} = L_{crit} \frac{\% \mu}{100} \quad (106)$$

$$H = \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N_{esp} \cdot I_{Lmax}}{L_e} \quad (107)$$

Caso o valor da indutância efetiva não apresente resultado dentro dos limites adotados, deve-se alterar a quantidade de espiras (N_{esp}) e refazer o cálculo, até chegar no valor desejado.

Etapa 3: Determinar a temperatura do núcleo a partir de (108), em que A_{sup} representa a área superficial do núcleo em (cm²) e $P_{núcleo}$ as perdas no núcleo em (W). Caso a temperatura esteja acima do valor máximo esperado, deve-se trocar o núcleo.

$$\Delta T = \left(\frac{P_{núcleo} \cdot 10^3}{A_{sup}} \right)^{0.833} \quad (108)$$

Conforme mencionado na seção 2.4, as perdas no núcleo podem ser determinadas a partir da equação de *Steinmetz* adaptada para conversores chaveados, ou através de curvas obtidas experimentalmente e fornecidas pelos fabricantes que estimam as perdas em função do fluxo magnético e da frequência de operação. Neste trabalho optou-se por fazer a regressão linear nas curvas fornecidas pelo fabricante (Anexo A), o qual definiu-se a expressão (109) que pode ser utilizada para determinar as perdas no núcleo. O parâmetro Vol representa o volume do núcleo em cm³, e B_{pk} é o valor máximo da densidade de fluxo magnético em (Gauss). Substituindo a equação (28) na (30), pode-se determinar o valor máximo da densidade de fluxo magnético através de (110).

$$P_{núcleo} = \left(\frac{f_{sw} \cdot 10^3}{\frac{2.391 \cdot 10^5}{B_{pk}^3} + \frac{4.4 \cdot 10^5}{B_{pk}^{2.3}} + \frac{1.011 \cdot 10^4}{B_{pk}^{1.65}}} + 2.385 \cdot 10^{-8} \cdot B_{pk}^2 \cdot (f_{sw} \cdot 10^3)^2 \right) Vol \cdot 10^{-3} \quad (109)$$

$$B_{pk} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{in} \cdot D \cdot T_{sw}}{N_{esp} \cdot A_{sec}} \quad (110)$$

Etapa 4: Determinar o tipo e a seção do fio que será utilizado. Inicialmente deve-se selecionar um condutor com seção transversal superior ao definido por (111), em que J_{max} representa a densidade de corrente máxima em (A/cm^2).

$$S_{cobre} > \frac{I_{L_rms_max}}{J_{max}} \quad (111)$$

Em seguida, deve-se verificar a necessidade do uso de fio *litz*, em função do efeito pelicular, a partir de (112). O coeficiente de penetração δ é determinado por (113).

$$\delta > \sqrt{\frac{S_{cobre}}{\pi}} \quad (112)$$

$$\delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_{SWmax}}} \quad (113)$$

Na condição da inequação (112) não ser verdadeira, há a necessidade de utilizar fio *litz* no indutor. Caso seja verdadeira, utilizar o fio determinado por (111).

Caso seja necessário a utilização de fio *litz*, deve-se determinar a quantidade e a seção dos fios para a composição do fio *litz*. A seção do fio *litz* deve satisfazer a inequação (114).

$$S_{litz} < \pi \cdot \delta^2 \quad (114)$$

A partir da seção do fio litz (S_{litz}), a quantidade de fios (N_{litz}) é definida por (115) compondo o condutor do indutor.

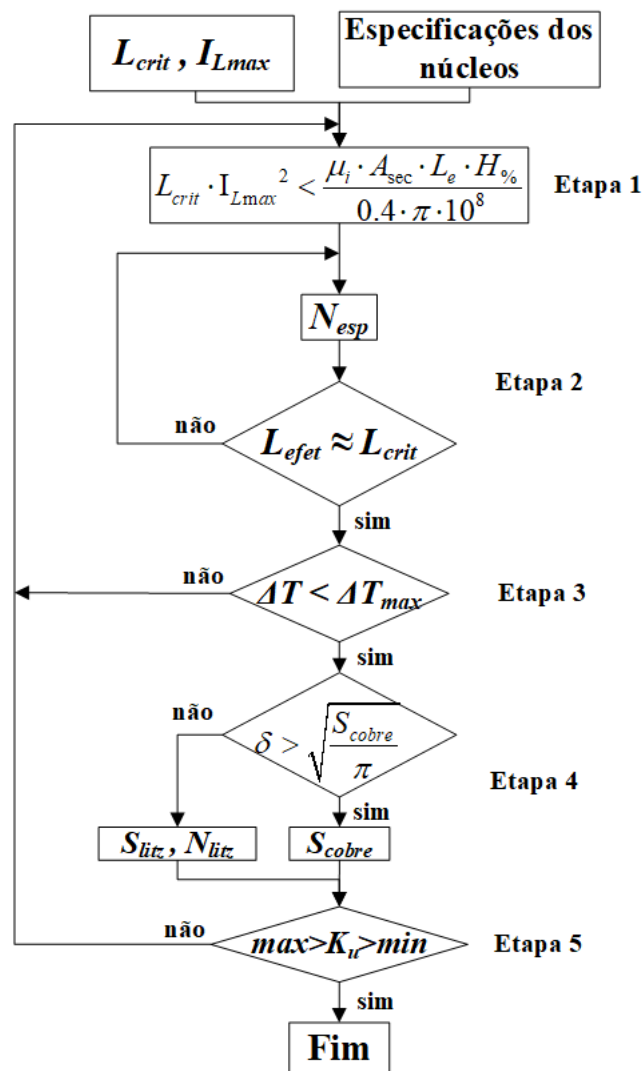
$$N_{litz} > \frac{S_{cobre}}{S_{litz}} \quad (115)$$

Etapa 5: Após a especificação do núcleo e do condutor, é necessário verificar se a área que o enrolamento do condutor irá ocupar atende o limite de preenchimento da janela do núcleo. Isto se faz através do fator de utilização da janela (k_u), definido por (116). Os parâmetros A_{enrol} e ϕ_{int} , são a área ocupada pelo enrolamento, e o diâmetro interno do núcleo, respectivamente. Normalmente utiliza-se valores entre 20 e 80% (HURLEY; WÖLFLE, 2013; MCLYMAN, 2004).

$$k_u = \frac{N_{exp} \cdot A_{enrol}}{0,25 \cdot \pi \cdot \phi_{int}^2} \quad (116)$$

A Figura 65 apresenta na forma de fluxograma a sequência das cinco etapas apresentadas para a realização do projeto dos indutores. A Tabela 10 apresenta os parâmetros estabelecidos do projeto dos indutores.

Figura 65 – Fluxograma das etapas para o projeto dos indutores.



Fonte: Próprio Autor.

Tabela 10 – Especificações do projeto dos indutores.

	Célula de 250 W	Célula de 125 W
L_{crit}	440,32 μ H	880,64 μ H
I_{Lmax}	4,63 A	1,34 A
<i>Núcleo</i>	MAGMATTEC MMTS26T4715 (Sendust S26)	MAGMATTEC MMTS26T4715 (Sendust S26)
N_{exp}	110 espiras	155 espiras
L_{efet}	-2,34%	-3,03%
ΔT	15 °C	8,3 °C
S_{litz}	AWG27	AWG27
N_{litz}	9	5
K_u	40%	30%

5.1.2 Semicondutores

Nos últimos tempos, os semicondutores baseados em carbeto de silício (SiC) vem sendo utilizados em diversas aplicações na área de Eletrônica de Potência em função das vantagens que apresentam em condições de operação relacionadas com frequência elevada de chaveamento, temperatura elevada e demanda por melhores rendimentos. Conversores de energia empregando interruptores de carbeto de silício, podem operar com frequências de chaveamento maiores, em função das baixas resistência em condução, queda de tensão direta e perdas de chaveamento, e também podem ser aplicados em ambientes com temperaturas elevadas, não comprometendo seu funcionamento (RABKOWSKI; PEFTITSIS; NEE, 2012; SHE et al., 2017).

Trabalhos vêm sendo apresentados comparando o rendimento de sistemas baseados em MOSFETs, JFETs (Transistores de Efeito de Campo de Junção) e diodos de carbeto de silício, com sistemas compostos por MOSFETs, JFETs, IGBTs (Transistores Bipolar de Porta Isolada) e diodos a base de silício, para diversas condições de operação, em que os benefícios são evidenciados com a melhoria do emprego das novas tecnologias. Todavia, devido a recente entrada no mercado, o uso de interruptores baseados em SiC traz desafios de projeto dos sistemas de acionamento e pode ocasionar problemas relacionados com as elevadas derivadas de corrente e tensão providas nas comutações (ALAM; KUMAR; DUTTA, 2019; LONCARSKI et al., 2020; ALHARBI et al., 2017).

A especificação dos interruptores semicondutores foi baseada nos esforços médios, eficazes e máximos de tensão e corrente, e na frequência de chaveamento das células, considerando as condições propostas de operação do conversor mencionadas no início deste capítulo. A Tabela

11 apresenta os valores que representam os esforços máximos das correntes e da tensão no transistor e no diodo, para os dois tipos de células de potência do conversor boost consideradas neste trabalho.

Tabela 11 – Valores máximos das correntes e tensão nos semicondutores

	Célula de 250 W		Célula de 125 W	
	Transistor	Diodo	Transistor	Diodo
$I_{max} (A)$	4,63	4,63	2,32	2,32
$I_{avg} (A)$	1,69	0,625	0,85	0,31
$I_{rms} (A)$	2,29	1,39	1,14	0,7
$V_{avg} (V)$	400	400	400	400

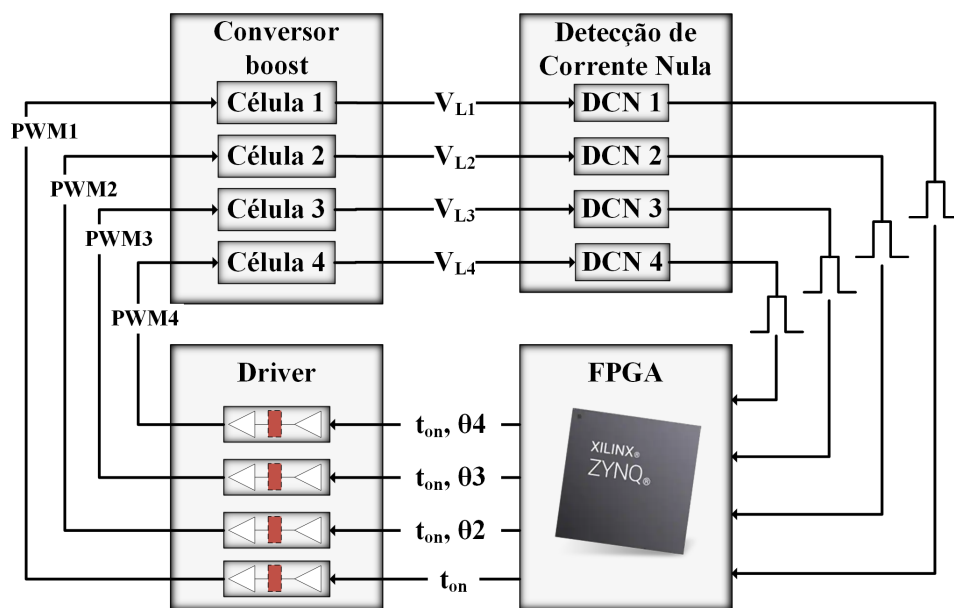
Em função da possibilidade de operação com frequências de chaveamento elevadas na faixa de 30 kHz até 200 kHz, associada a melhores rendimento, optou-se pelo emprego de interruptores semicondutores de SiC. Vale destacar que considerando o conversor boost operando em modo de condução crítica, o diodo entra em estado de bloqueio por meio de uma derivada suave de decrescimento da corrente, o que minimiza as perdas referente ao processo de recuperação reversa. Assim, o uso de diodos de carbeto de silício nestas condições não agrega ganhos significativos de melhorias de perdas neste quesito (LAI; YEH; HO, 2012; ABDEL-RAHMAN; STÜCKLER; SIU, 2016). Por outro lado, em operações considerando o modo de condução contínua, o ganho é considerável, levando-se em conta que o diodo entra em processo de bloqueio com nível elevado de corrente, o que causa maiores perdas relacionadas com a recuperação reversa. Usualmente, nos *datasheets* dos diodos Schottky SiC, em função das suas características operacionais, não constam elencados parâmetros referentes a resistência em condução (r_D).

Outra consideração a ser destacada é que independentemente do nível de atendimento de potência pelas células, optou-se pelo uso dos mesmos interruptores semicondutores, com a finalidade de comparar o rendimento com níveis de correntes diferentes. Com isso, o transistor adotado foi o LSIC1MO120E0160 que possui as especificações de 1.200 V, 14 A e 160 mΩ, e o diodo adotado foi o LSIC2SD120A10 que possui as especificações de 1.200 V e 10 A, ambos adquiridos na forma de sample da empresa *LITTELFUSE*.

5.1.3 Módulos Integrantes do Conversor

O diagrama de blocos considerando os módulos que compõe o conversor é apresentado na Figura 66. Basicamente, o conversor é constituído pelas células de potência do conversor boost em associação paralela, por sistemas de detecção de corrente nula (DCN), por sistemas de acionamento dos transistores (*drivers*) e por um sistema de controle implementado em uma placa de desenvolvimento FPGA.

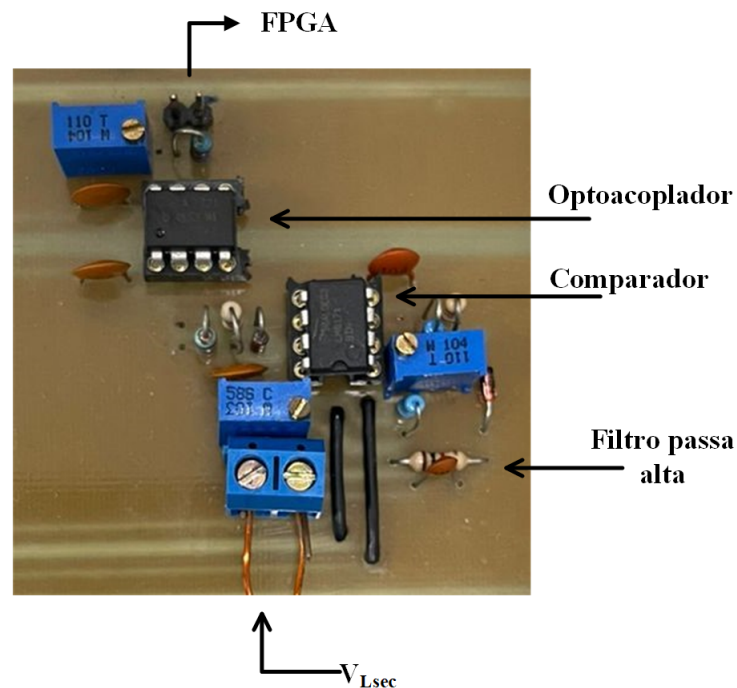
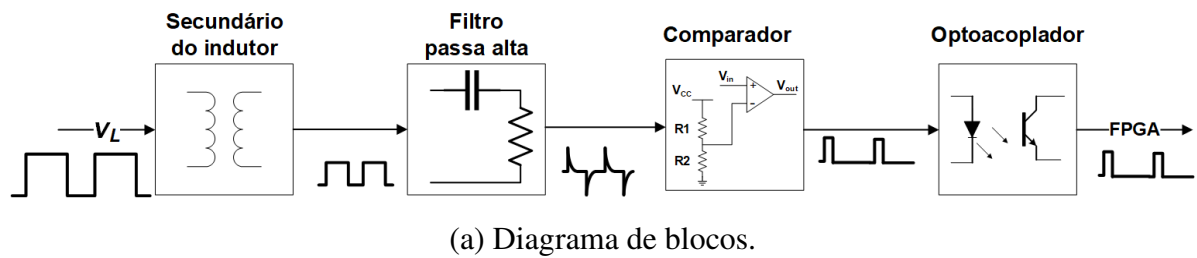
Figura 66 – Módulos integrantes do conversor multicelular.



Fonte: Próprio Autor.

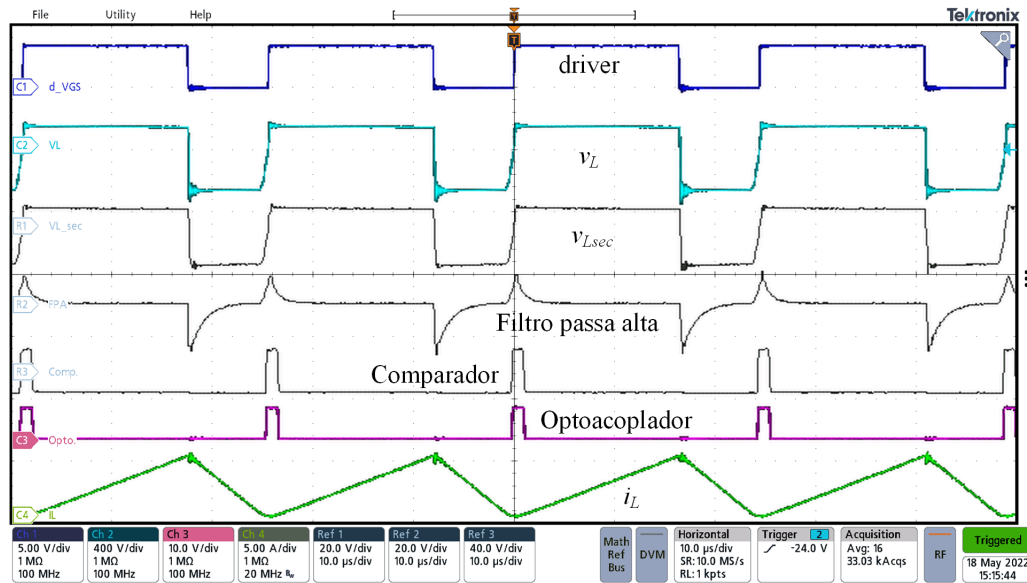
O sistema de controle é baseado na placa de desenvolvimento de circuitos digitais *Zybo*, que possui o processador *Zynq 7000* da *Xilinx*, integrado ao software de desenvolvimento *Vivado*. Os algoritmos de controle e modulação por largura de pulso foram desenvolvidos considerando a metodologia de projeto de sistemas digitais comportamental baseada na linguagem de descrição de hardware VHDL (do inglês, *VHSIC Hardware Description Language*).

Os sistemas de detecção de corrente nula (DCN) monitoram os sinais da tensão no indutor a partir de um enrolamento secundário (V_{Lsec}). Através de um filtro passa alta, que atua como um diferenciador, nas transições do sinal de tensão de $V_{in} - V_{out}$ para V_{in} e vice-versa, o sistema resulta em uma resposta na forma de um pulso. De forma simplificada, a Figura 67 (a) apresenta o princípio de funcionamento do sistema de detecção de corrente nula, e a Figura 67 (b) a imagem da placa implementada.

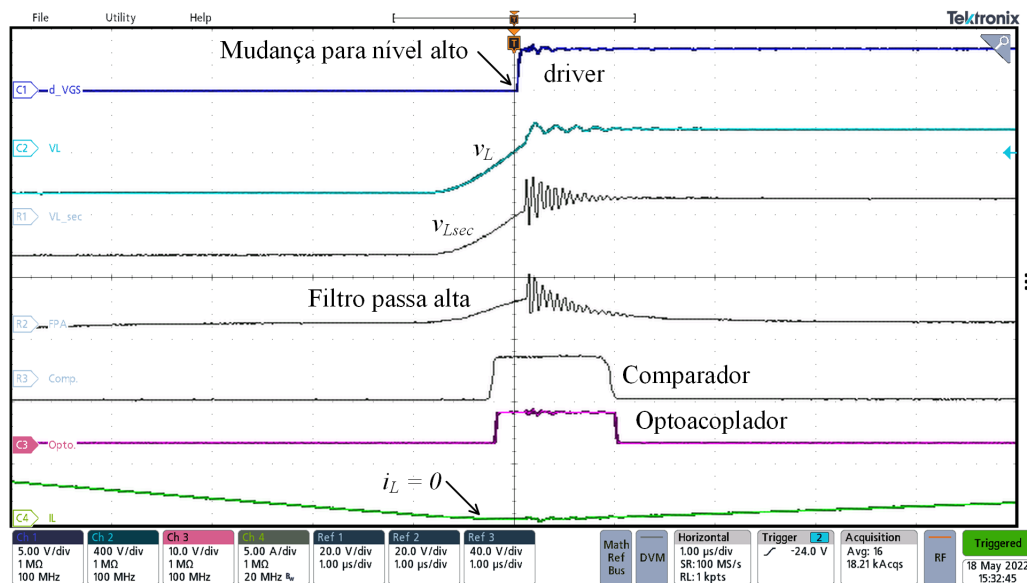
Figura 67 – Sistema de detecção de corrente nula (DCN) no indutor.

Fonte: Próprio Autor.

Vale destacar que o conversor boost operando em modo de condução crítica (MCCr), os transistores somente entram em estado de condução quando a corrente no indutor apresentar valor nulo. A Figura 68 (a) apresenta as formas de onda dos sinais envolvidos para a efetivação na detecção de corrente nula para uma célula. Na Figura 68 (b) é possível notar que o sinal do *driver* muda para o estado alto após a corrente no indutor alcançar valor nulo.

Figura 68 – Formas de onda das etapas para detecção da corrente nula.

(a)

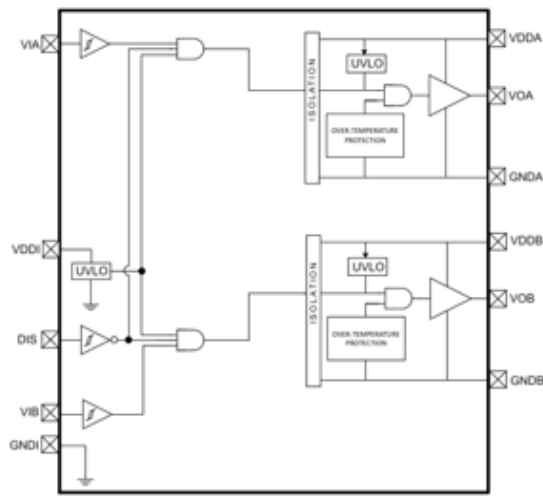


(b)

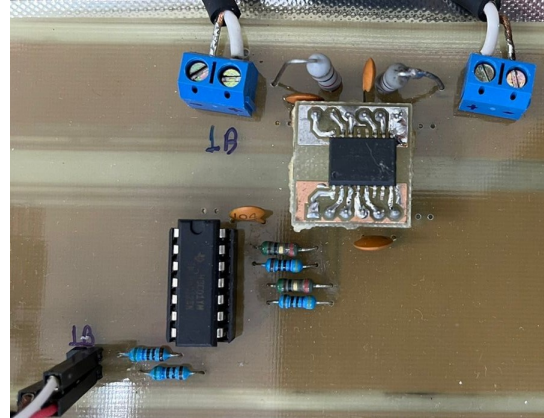
Fonte: Próprio Autor.

Para os sistemas de acionamento dos transistores de SiC (*drivers*) foram utilizados circuitos integrados dedicados que operam em alta velocidade. Optou-se pelo modelo Si823H6AB da *Skyworks / Silicon Labs*, que também foram adquiridos na forma de sample pelo fabricante. Este modelo incorpora dois drivers isolados em um único encapsulamento. A Figura 69 (a) apresenta o diagrama de blocos, e a Figura 69 (b) a imagem do *driver* implementado.

Figura 69 – Sistema de acionamento dos transistores (*driver*) implementado.



(a) Diagrama de blocos.

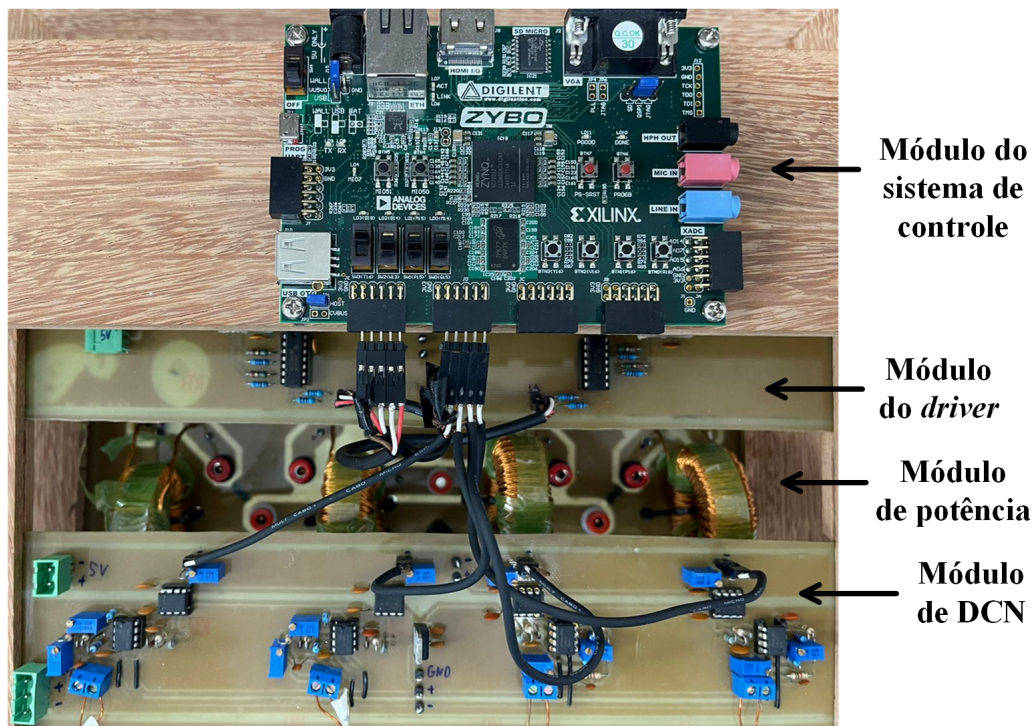


(b) Imagem da implementação.

Fonte: (a) *datasheet* Si823H6AB; (b) Próprio Autor.

O protótipo do conversor boost multicelular projetado composto pelos módulos de potência com as quatro células, do sistema de detecção de corrente nula (DCN), do sistema de acionamento dos transistores (*driver*) e do sistema de controle é apresentado na Figura 70.

Figura 70 – Protótipo do conversor boost multicelular.



Fonte: Próprio Autor.

5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO PROTÓTIPO

Com o objetivo de demonstrar e validar o conceito da operação assimétrica em conversores multicelulares em associação paralela operando em modo de condução crítica, diversos ensaios práticos foram realizados considerando o protótipo de potência do conversor boost multicelular com quatro células de potência, sendo projetado conforme as metodologias apresentadas nas subseções anteriores. Especificamente, a composição da operação proposta considera a variação na quantidade de células em operação para as demandas de potência de saída de 250 W (Caso 5) e 625 W (Caso 6), conforme analisado anteriormente nas seções 4.6 e 4.7, respectivamente, com a finalidade de verificar a ondulação da corrente de entrada e o rendimento do conversor nas diversas configurações. Para algumas configurações, será demonstrado características da operação em modo de condução crítica, como perdas no chaveamento somente quando o transistor entra em estado de bloqueio, e praticamente ausência de perdas por recuperação reversa nos diodos. Os subscritos numéricos representam as células do conversor boost multicelular, sendo 1 e 2 das células de 250 W, e 3 e 4 das células de 125 W.

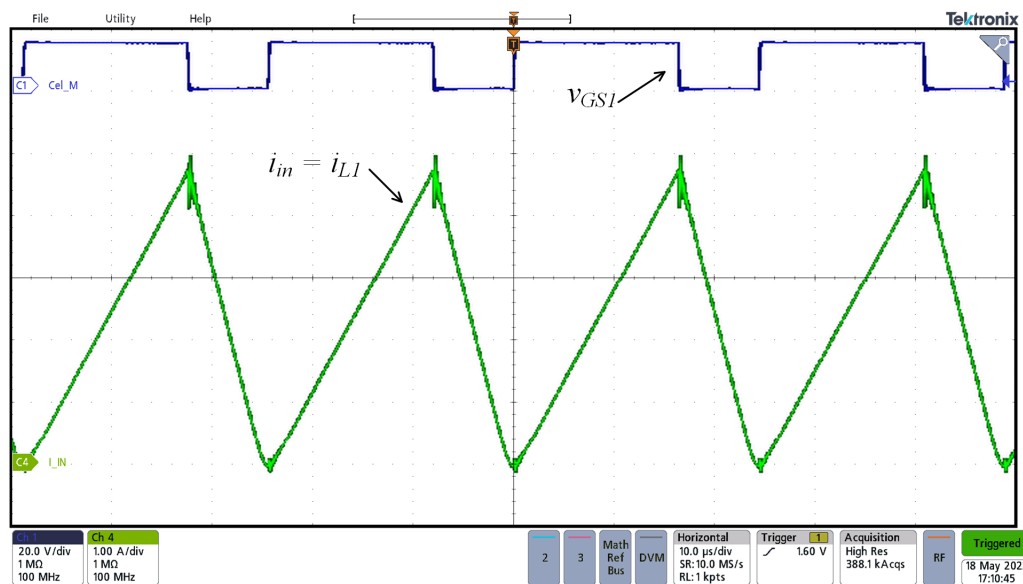
5.2.1 Resultados Experimentais Caso 5: Demanda de 250 W

Para uma demanda de 250 W, foram realizados ensaios considerando sete configurações diferentes:

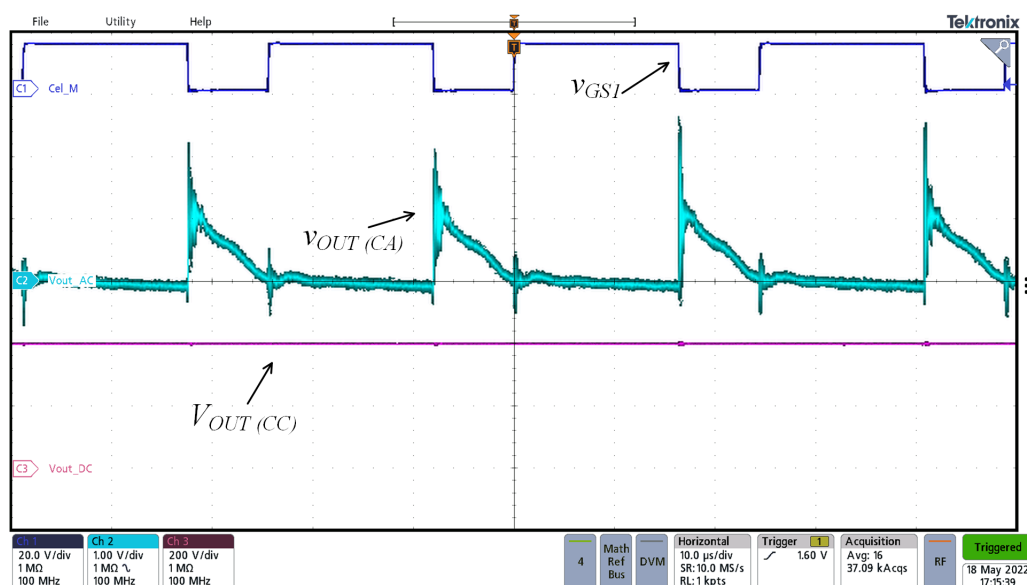
- Unicelular com célula de 250 W, operando na capacidade nominal;
- Simétrica com duas células de 125 W, operando na capacidade nominal;
- Simétrica com duas células de 250 W, operando com 50 % da capacidade nominal;
- Assimétrica com três células sendo uma de 250 W e duas de 125 W, operando com 50 % da capacidade nominal;
- Assimétrica com três células sendo duas de 250 W e uma de 125 W, operando com 40 % da capacidade nominal;
- Assimétrica com quatro células sendo duas de 250 W e duas de 125 W, operando com 33,33 % da capacidade nominal;
- Assimétrica com quatro células sendo duas de 250 W e duas de 125 W, operando com 33,33 % da capacidade nominal. As duas células de 125 W operando com o mesmo ângulo de defasagem.

A Figura 71 apresenta o comportamento da forma de onda da corrente de entrada (a), e da tensão de saída (b) para a configuração unicelular. A operação em modo de condução crítica pode ser verificada na Figura 71 (a) em que a corrente alcança o valor nulo, para na sequência iniciar um novo período. A Figura 71 (b) destaca a tensão de saída CC, bem como a variação (CA) em que se destaca os *spikes* nos momentos que os semicondutores entram em estado de condução e bloqueio.

Figura 71 – Formas de onda da corrente de entrada (a) e tensão de saída (b) para a configuração unicelular $[1 \cdot 250W]_{100\%}$.



(a)

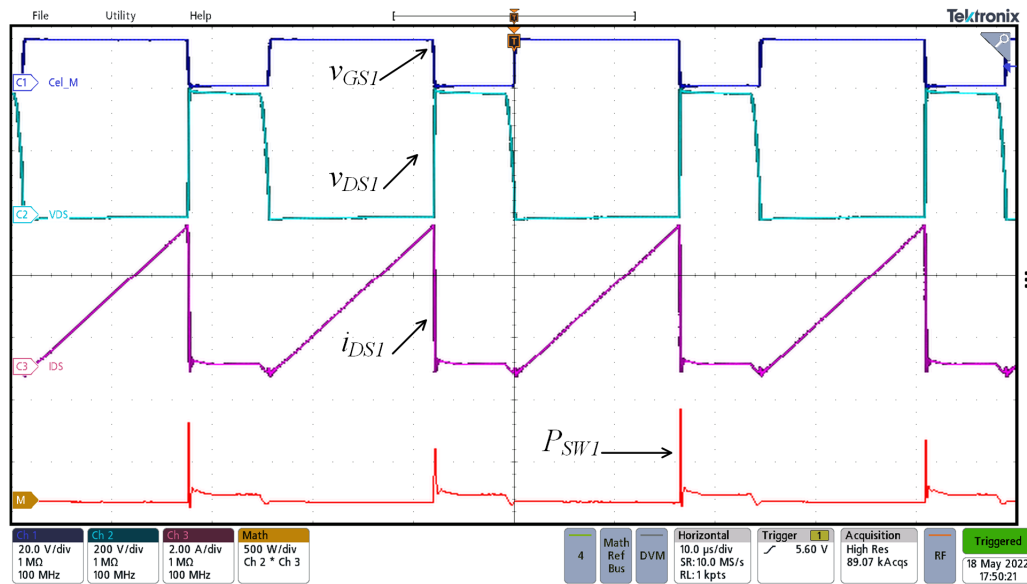


(b)

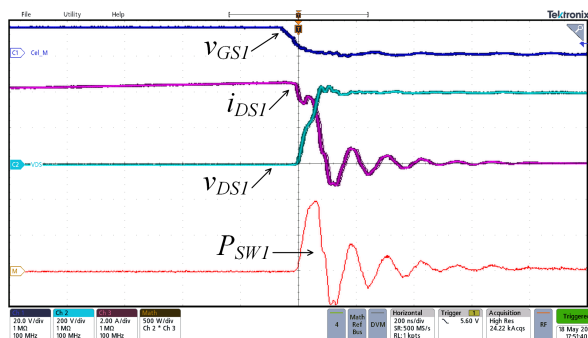
Fonte: Próprio Autor.

As formas de onda da tensão e da corrente sobre o transistor são apresentadas na Figura 72. Percebe-se em destaque na Figura 72 (b) que as perdas referentes ao chaveamento acontecem predominantemente no momento que o transistor entra em estado de bloqueio. Na condição de condução não aparecem perdas relevantes. A Figura 72 (c) destaca o momento que o transistor entra em estado de condução, praticamente não havendo perdas em função da corrente apresentar valor nulo.

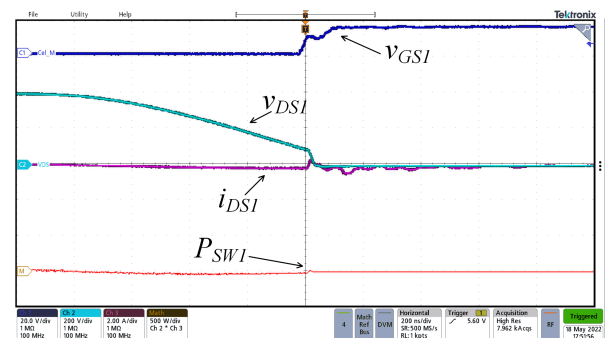
Figura 72 – Formas de onda da tensão e corrente no transistor da configuração unicelular $[1 \cdot 250W]_{100\%}$.



(a)



(b)

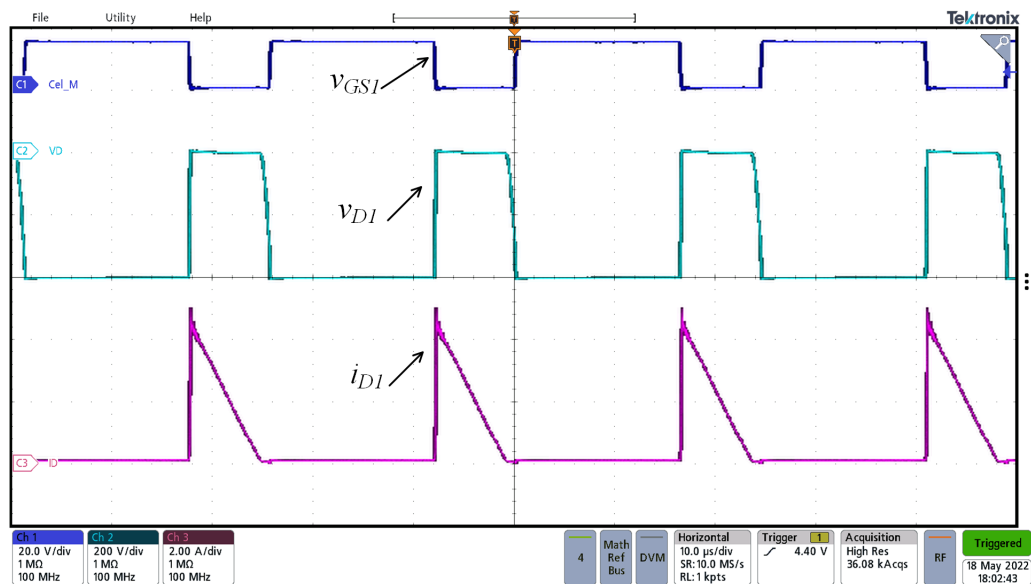


(c)

Fonte: Próprio Autor.

A Figura 73 apresenta o comportamento das formas de onda da tensão e corrente no diodo. Nota-se que a corrente não demonstra comportamento inerente da recuperação reversa, pelo fato de o conversor estar operando em modo de condução crítica.

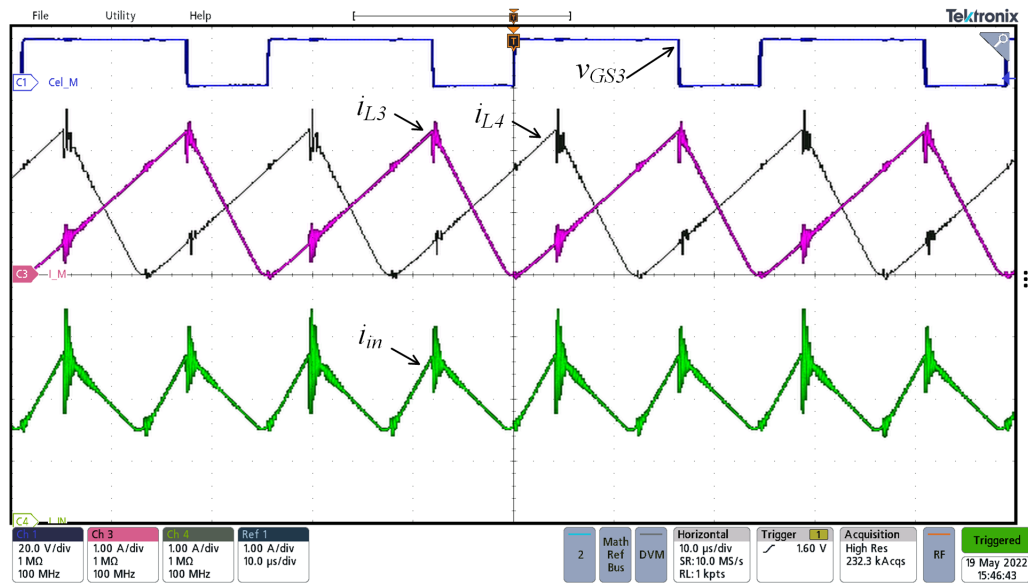
Figura 73 – Formas de onda da tensão e corrente no diodo da configuração unicelular $[1 \cdot 250W]_{100\%}$.



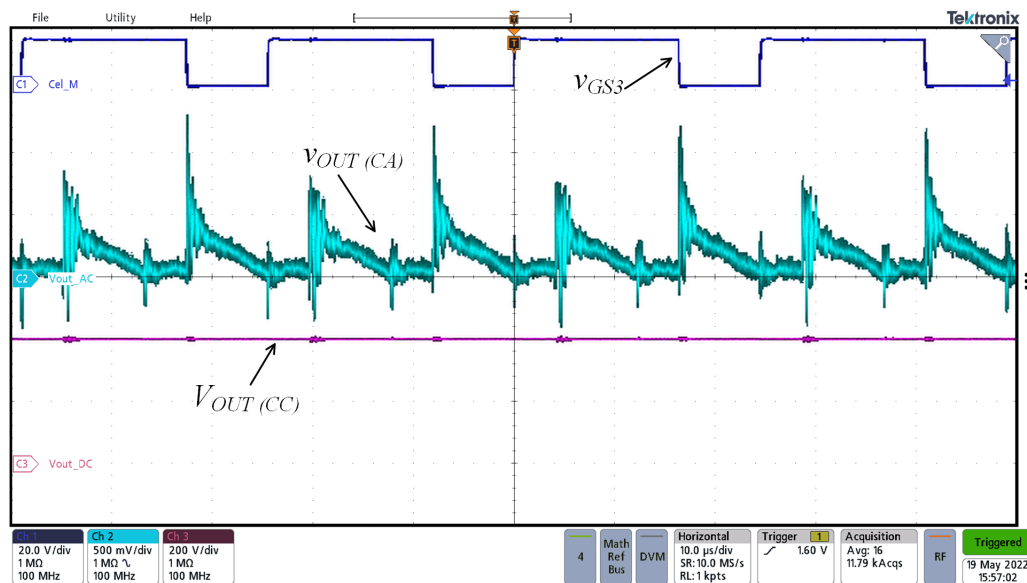
Fonte: Próprio Autor.

As formas de onda das correntes de entrada e tensão de saída para a configuração simétrica com duas células de 125 W operando com 100 % da capacidade nominal são apresentadas na Figura 74. O ângulo de defasagem considerado entre as duas células foi de 180° . Pode-se notar que ambas as células estão operando em modo de condução crítica, e que o sinal de ondulação da corrente de entrada possui o dobro da frequência de chaveamento das células. A mesma interpretação é válida para a variação do sinal da tensão de saída na figura Figura 74 (b).

Figura 74 – Formas de onda das correntes de entrada (a) e tensão de saída (b) para a configuração simétrica com 2 células $[2 \cdot 125W]_{100\%}$; $\theta_4 = 180^\circ$.



(a)



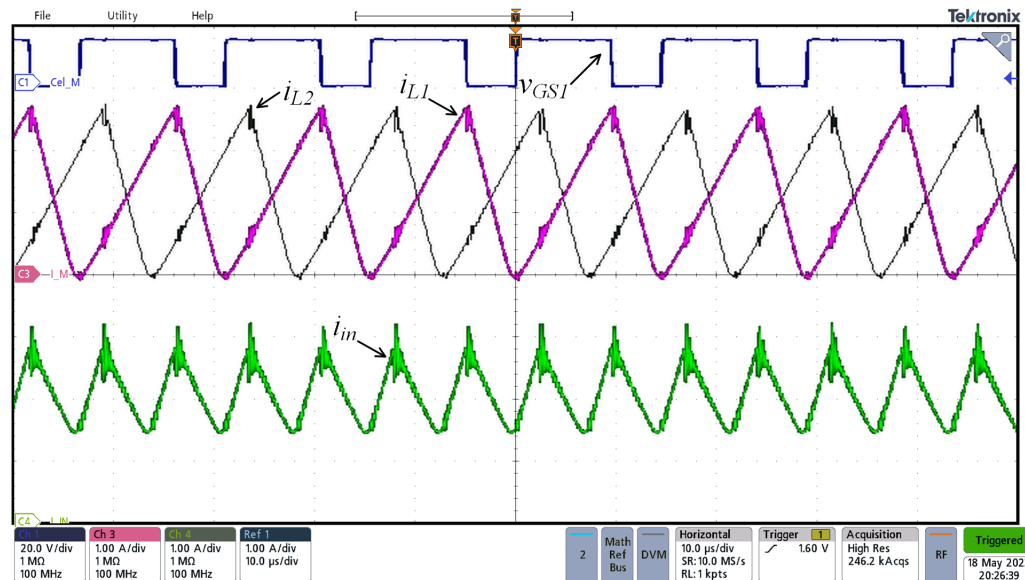
(b)

Fonte: Próprio Autor.

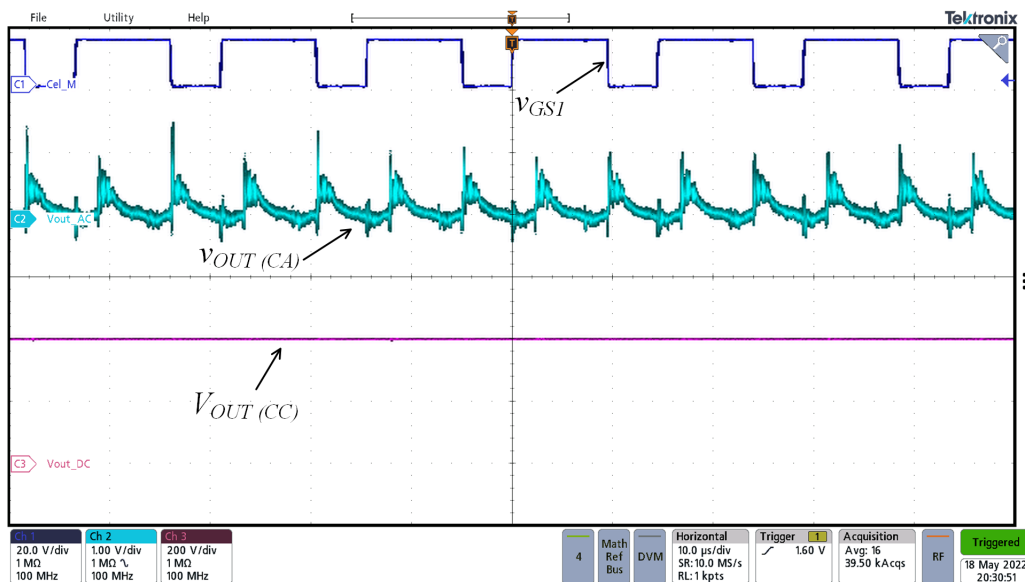
Para a configuração simétrica com duas células com capacidade de 250 W cada uma, a Figura 75 apresenta as formas de onda das correntes de entrada e da tensão de saída. Nestas condições o conversor opera com 50 % da capacidade nominal e o ângulo de defasagem entre as células é de 180° . Comparando com a Figura 74, é possível observar o aumento na frequência de chaveamento das células. Em função do conversor estar operando com 50 % da capacidade

nominal, a frequência de chaveamento é alterada para manter o conversor operando em modo de condução crítica.

Figura 75 – Formas de onda das correntes de entrada (a) e tensão de saída (b) para a configuração simétrica com 2 células $[2 \cdot 250W]_{50\%}$; $\theta_2 = 180^\circ$.



(a)



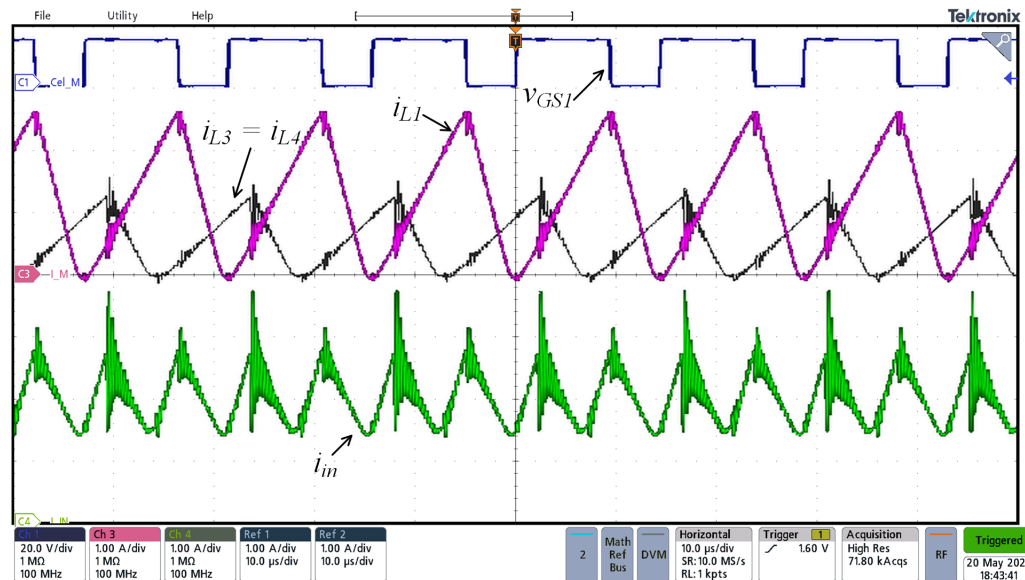
(b)

Fonte: Próprio Autor.

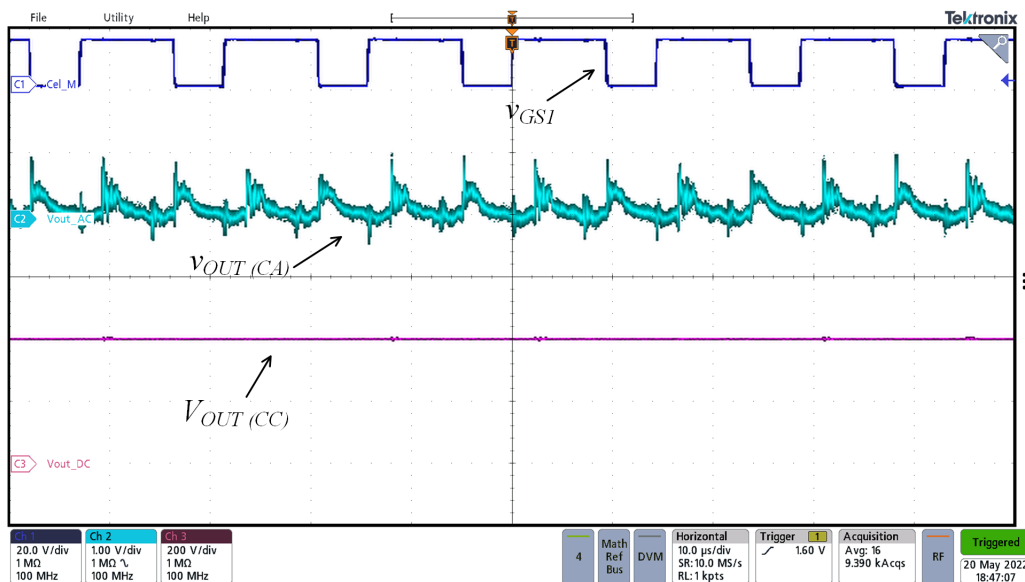
A Figura 76 apresenta as formas de onda das correntes de entrada e tensão de saída para a configuração assimétrica constituída por uma célula de 250 W e duas de 125 W. O ângulo de defasagem adotado para as duas células de 125 W é de 180° , e o conversor opera com 50 % de sua capacidade. Na Figura 76 (a) as correntes das células três e quatro (i_{L3} e i_{L4}) estão sobrepostas

em função dos ângulos de defasagem adotados serem iguais ($\theta_3 = \theta_4$), como mencionado na seção 3.4.1.

Figura 76 – Formas de onda das correntes de entrada (a) e tensão de saída (b) para a configuração assimétrica com 3 células $[1 \cdot 250W + 2 \cdot 125W]_{50\%}$; $\theta_3 = \theta_4 = 180^\circ$.



(a)



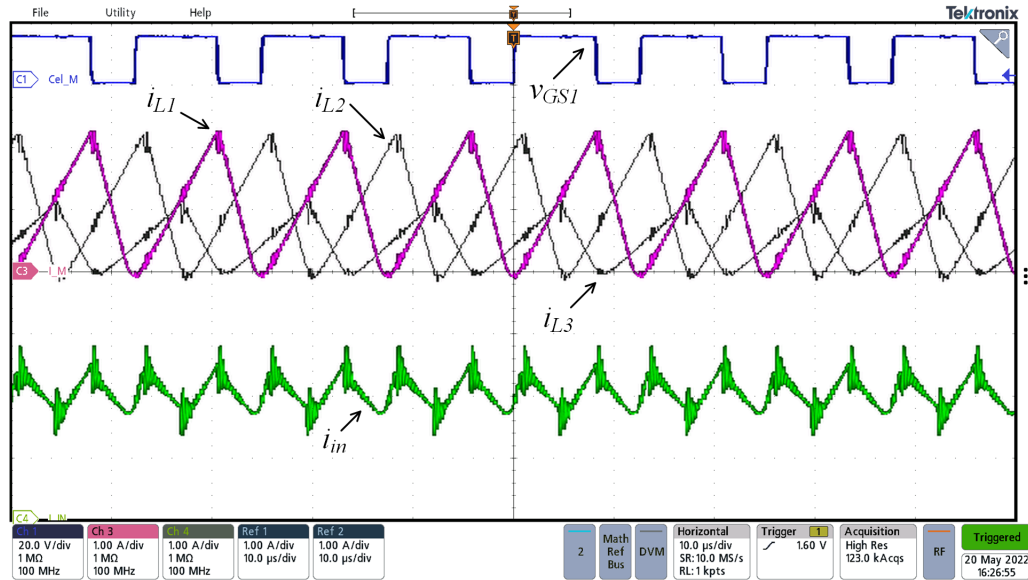
(b)

Fonte: Próprio Autor.

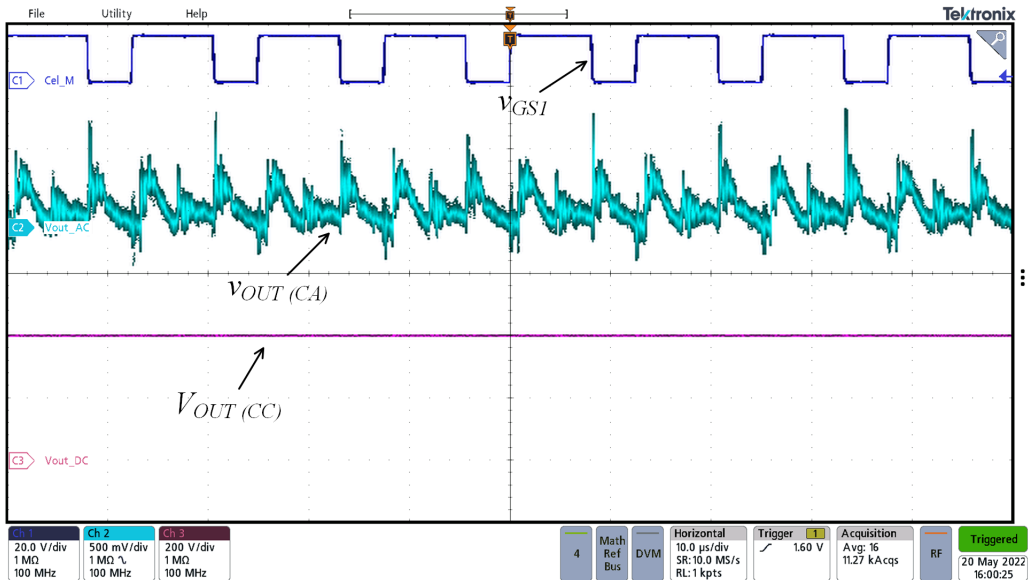
Outra configuração assimétrica com três células é através da combinação de duas células de 250 W e uma de 125 W, totalizando uma capacidade de 625 W. Nesta configuração o conversor opera com 40 % de sua capacidade, e os ângulos de defasagem adotados são de 150° para a célula dois de 250 W e de 255° para a célula três de 125 W, conforme definição mencionada na

seção 3.4.1. A Figura 77 apresenta as formas de onda das correntes de entrada (a) e da tensão de saída (b).

Figura 77 – Formas de onda das correntes de entrada (a) e tensão de saída (b) para a configuração assimétrica com 3 células $[2 \cdot 250W + 1 \cdot 125W]_{40\%}$; $\theta_2 = 150^\circ$, $\theta_3 = 255^\circ$.



(a)



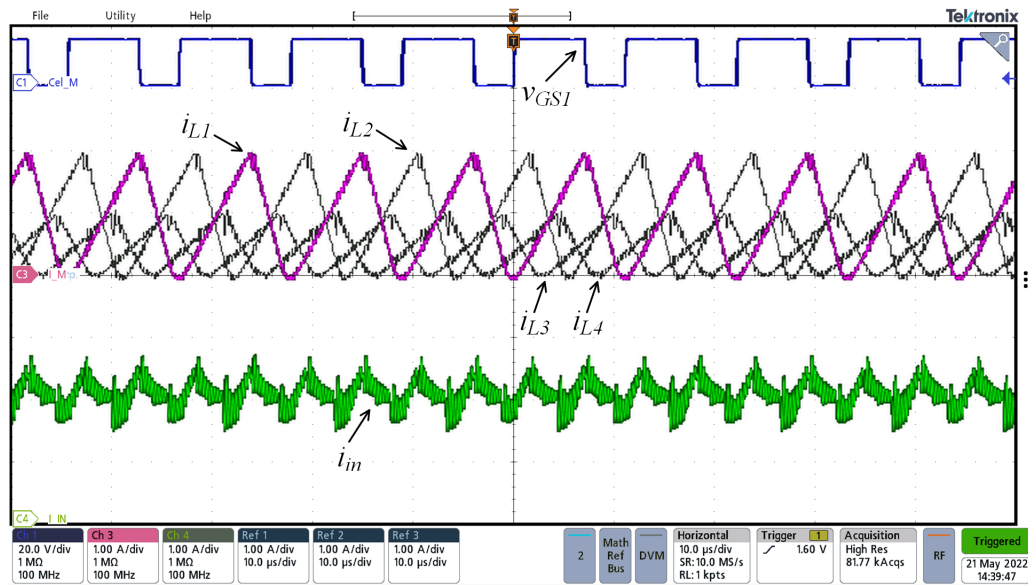
(b)

Fonte: Próprio Autor.

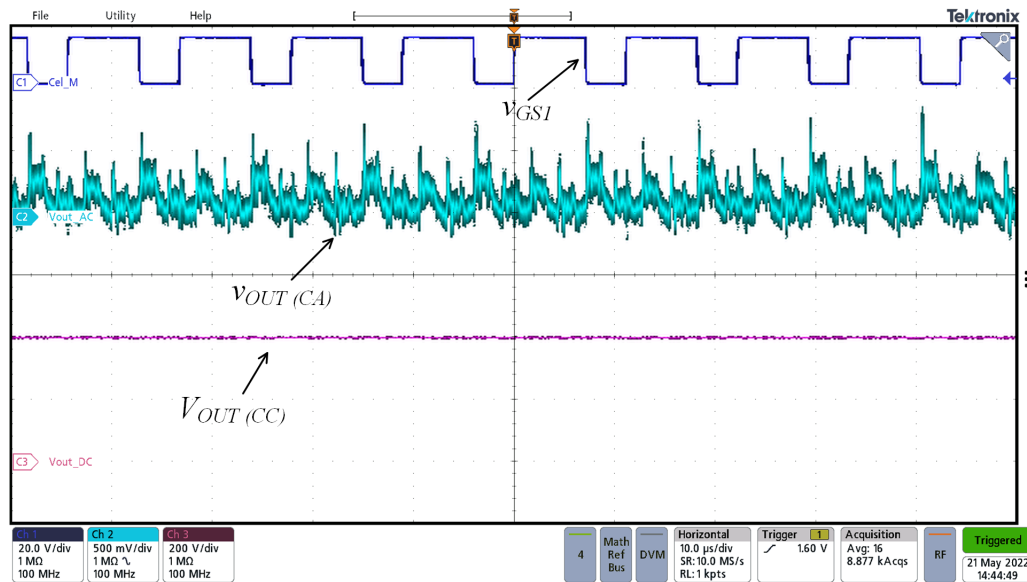
Considerando o uso das quatro células do conversor boost multicelular, chega-se a uma capacidade de potência de 750 W. Para uma demanda de 250 W, o conversor passa a operar com um terço de sua capacidade. Os ângulos de defasagem entre as quatro células é de 90° , respeitando a sequência baseada na capacidade das células escravas, como mencionado na seção

3.4.2. Desta forma, os ângulos adotados são $\theta_2 = 180^\circ$, $\theta_3 = 90^\circ$ e $\theta_4 = 270^\circ$. O comportamento das formas de onda das correntes de entrada (a) e da tensão de saída (b) podem ser observadas na Figura 78.

Figura 78 – Formas de onda das correntes de entrada (a) e tensão de saída (b) para a configuração assimétrica com 4 células $[2 \cdot 250W + 2 \cdot 125W]_{33,33\%}$; $\theta_2 = 180^\circ$, $\theta_3 = 90^\circ$, $\theta_4 = 270^\circ$.



(a)



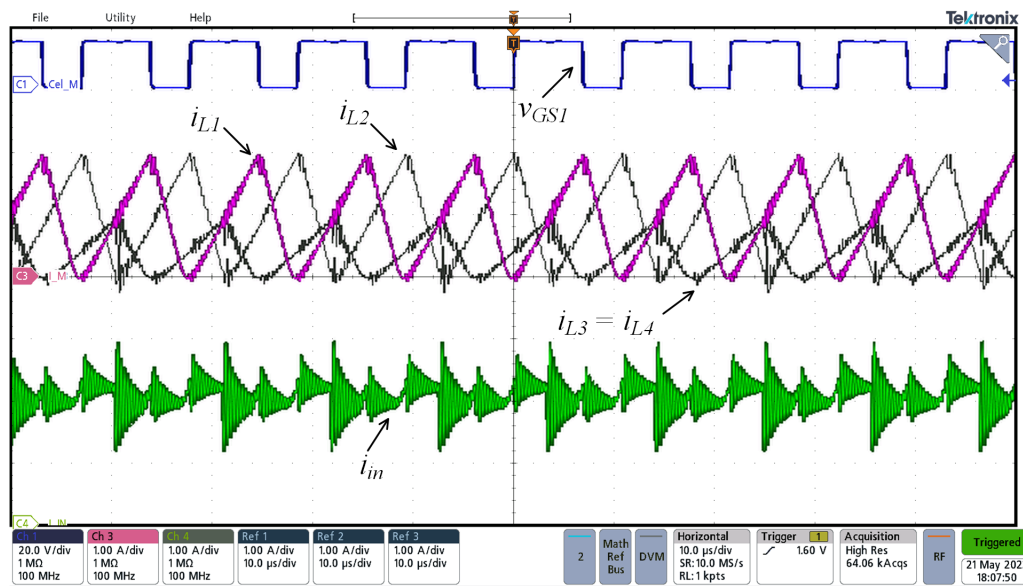
(b)

Fonte: Próprio Autor.

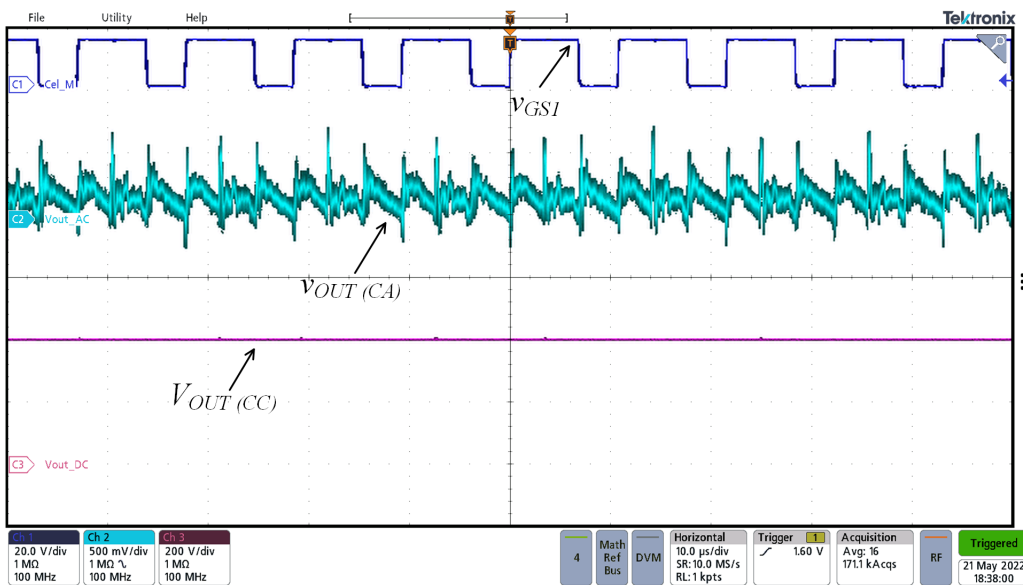
Na condição das células três e quatro (125 W) possuírem metade da capacidade das células um e dois (250 W), pode-se adotar o mesmo ângulo de defasagem para as células escravas três e

quatro. Desta forma, como descrito na seção 3.4.2, a combinação pode ser interpretada de forma semelhante a uma configuração simétrica com três células, e as menores ondulações da corrente de entrada são obtidas quando o ângulo de defasagem entre as células atende a equação (84), resultando em 120° . Considerando $\theta_2 = 120^\circ$, $\theta_3 = \theta_4 = 240^\circ$, o comportamento das formas de onda das correntes de entrada (a) e da tensão de saída (b) podem ser observadas na Figura 79. As correntes das células três e quatro (i_{L3} e i_{L4}) na Figura 79 (a) estão sobrepostas por estarem com o mesmo ângulo de defasagem.

Figura 79 – Formas de onda das correntes de entrada (a) e tensão de saída (b) para a configuração assimétrica com 4 células $[2 \cdot 250W + 2 \cdot 125W]_{33,33\%}$; $\theta_2 = 120^\circ$, $\theta_3 = \theta_4 = 240^\circ$.



(a)



(b)

Fonte: Próprio Autor.

Para efeito comparativo com relação aos resultados obtidos para a ondulação da corrente de entrada (Δi_{in}) e para o rendimento (η), a Tabela 12 apresenta os resultados obtidos nos ensaios para as sete configurações do conversor boost multicelular, considerando uma demanda de capacidade de potência de 250 W.

Tabela 12 – Resultados da Δi_{in} e do η para as configurações ensaiadas com demanda de potência de 250 W.

Configuração	Demanda de Potência (W)	Condição de Operação	Δi_{in} (A)	Frequência da Δi_{in}	η (%)
Unicelular (1·250 W)	250	100 % nominal	4,76	1·f _{sw}	98,81
Simétrica com 2 células (2·125 W) ($\theta_3 = 180^\circ$)		100 % nominal	1,33	2·f _{sw}	98,92
Simétrica com 2 células (2·250 W) ($\theta_2 = 180^\circ$)		50 % nominal	1,38	2·f _{sw}	98,51
Assimétrica com 3 células (1·250 W + 2·125 W) ($\theta_3 = \theta_4 = 180^\circ$)		50 % nominal	1,45	2·f _{sw}	98,43
Assimétrica com 3 células (2·250 W + 1·125 W) ($\theta_2 = 150^\circ$, $\theta_3 = 255^\circ$)		40 % nominal	0,82	1·f _{sw}	98,25
Assimétrica com 4 células (2·250 W + 2·125 W) ($\theta_2 = 180^\circ$, $\theta_3 = 90^\circ$, $\theta_4 = 270^\circ$)		33,33 % nominal	0,65	2·f _{sw}	97,54
Assimétrica com 4 células (2·250 W + 2·125 W) ($\theta_2 = 120^\circ$, $\theta_3 = \theta_4 = 240^\circ$)		33,33 % nominal	0,55	3·f _{sw}	97,32

Observando a Tabela 12, as menores ondulações da corrente de entrada (Δi_{in}) foram obtidas para as configurações assimétricas com quatro e três células. Fazendo um comparativo dos resultados da ondulação da corrente de entrada entre as duas configurações assimétricas com quatro células, a diferença não foi tão significativa em função dos *spikes* presentes nos momentos que os semicondutores entram em estado de condução e bloqueio, como pode ser verificado no sinal da corrente em cada uma das quatro células. Este fato pode estar associado ao semicondutor estar operando bem abaixo da sua capacidade nominal.

Entre as sete combinações ensaiadas, os resultados do rendimento (η) se mantiveram próximos, tendo uma diferença de 1,6 % entre o maior e o menor resultado. Os melhores rendimentos foram alcançados para as configurações que o conversor operou com a capacidade nominal. A medida que o conversor opera abaixo da capacidade, ocorre um aumento na frequência de chaveamento das células, elevando as perdas no capacitor de saída intrínseco (P_{Coss}) dos transistores.

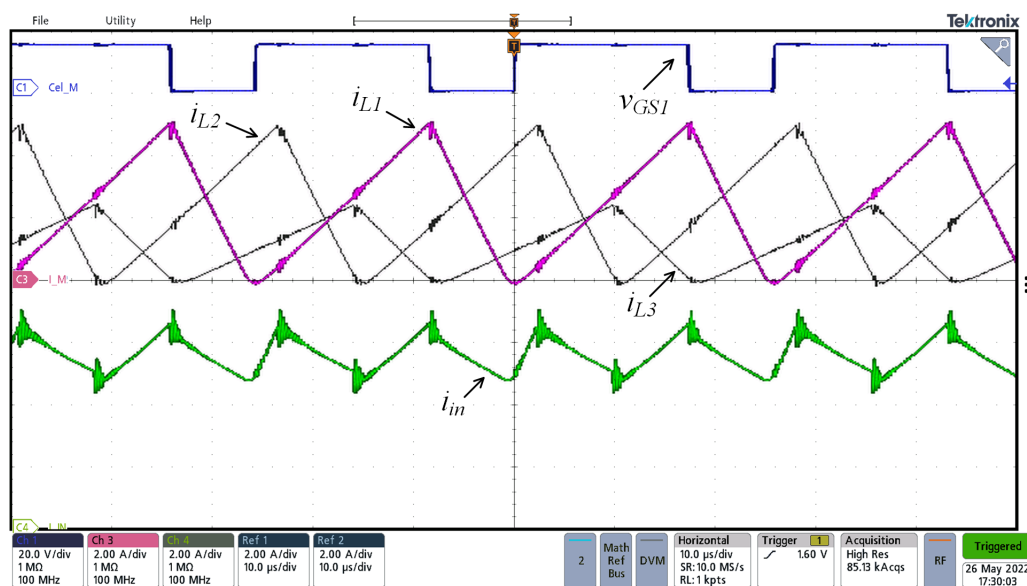
5.2.2 Resultados Experimentais Caso 6: Demanda de 625 W

Considerando uma demanda de 625 W, foram realizados ensaios considerando três configurações distintas:

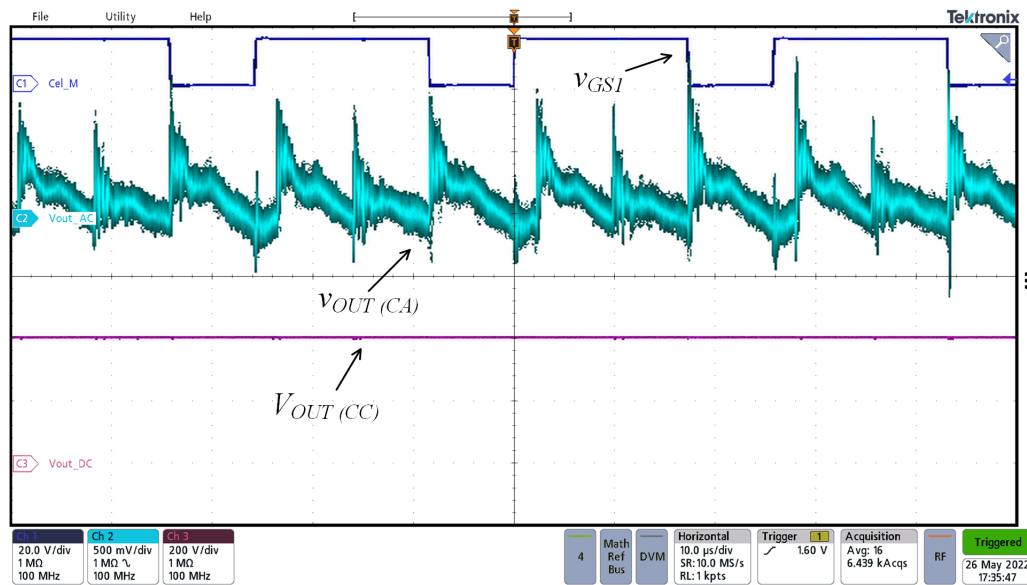
- Assimétrica com três células sendo duas de 250 W e uma de 125 W, operando com 100 % da capacidade nominal;
- Assimétrica com quatro células sendo duas de 250 W e duas de 125 W, operando com 83,33 % da capacidade nominal;
- Assimétrica com quatro células sendo duas de 250 W e duas de 125 W, operando com 83,33 % da capacidade nominal. As duas células de 125 W operando com o mesmo ângulo de defasagem.

A Figura 80 apresenta as formas de onda das correntes de entrada (a), e da tensão de saída (b) para a configuração assimétrica com três células operando na capacidade nominal, sendo duas células de 250 W e uma de 125 W. A operação em modo de condução crítica pode ser verificada na Figura 80 (a) em que as correntes nas três células alcançam o valor nulo, para na sequência iniciarem um novo período. Os ângulos de defasagens adotados nas células escravas para esta configuração são de 150° para a célula dois de 250 W, e de 255° para a célula três de 125 W. Esses valores foram definidos conforme metodologia mencionada na seção 3.4.1. A Figura 80 (b) destaca a tensão de saída CC, bem como a variação (CA).

Figura 80 – Formas de onda das correntes de entrada (a) e tensão de saída (b) para a configuração assimétrica com 3 células $[2 \cdot 250W + 1 \cdot 125W]_{100\%}$; $\theta_2 = 150^\circ$, $\theta_3 = 255^\circ$.



(a)

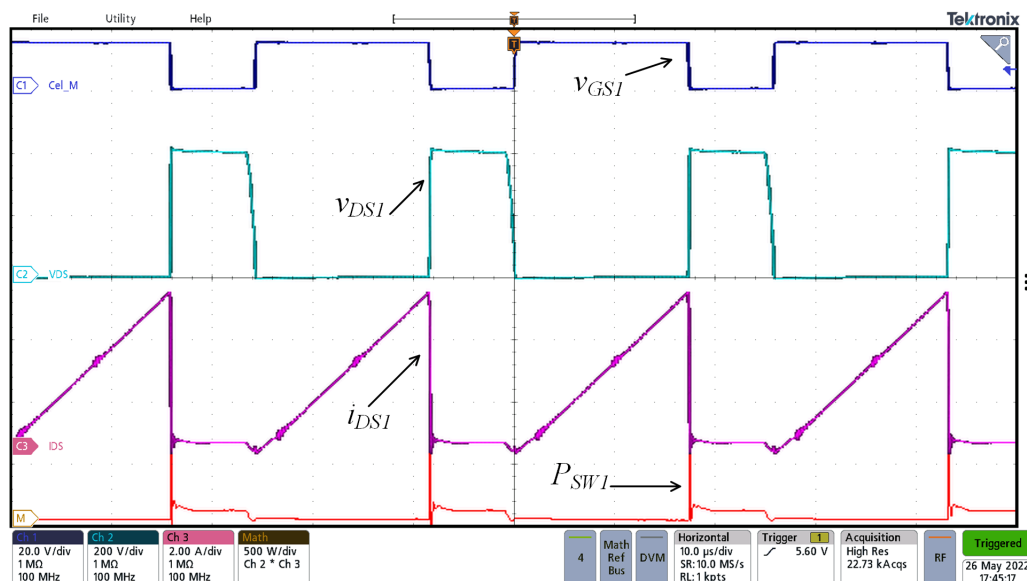


(b)

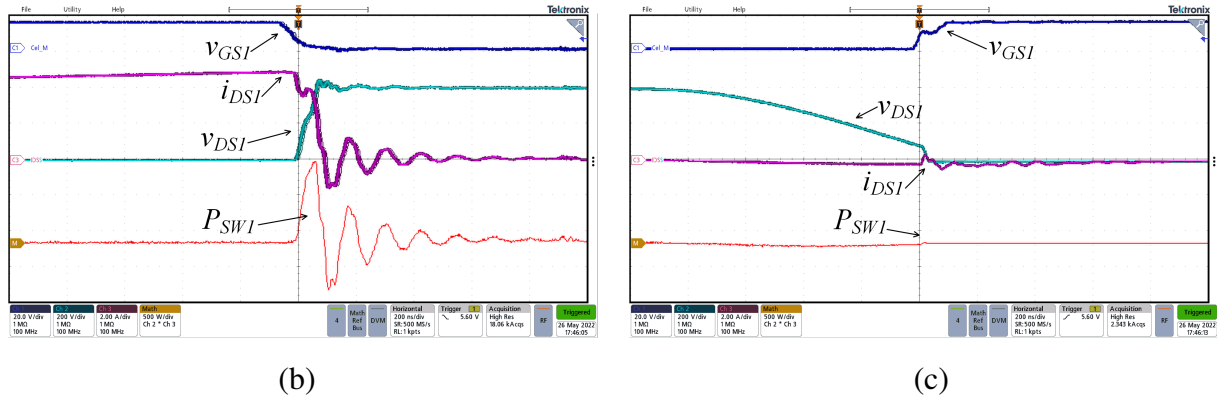
Fonte: Próprio Autor.

Considerando a primeira célula de 250 W, as formas de onda da tensão e da corrente sobre o transistor são apresentadas na Figura 81. Percebe-se em destaque na Figura 81 (b) que as perdas referentes ao chaveamento acontecem predominantemente quando o transistor entra em estado de bloqueio. A Figura 81 (c) destaca o momento que o transistor entra em estado de condução, em que praticamente não ocorrem perdas em função da corrente apresentar valor nulo.

Figura 81 – Formas de onda da tensão e corrente no transistor da primeira célula; configuração assimétrica com 3 células $[2 \cdot 250W + 1 \cdot 125W]_{100\%}$.



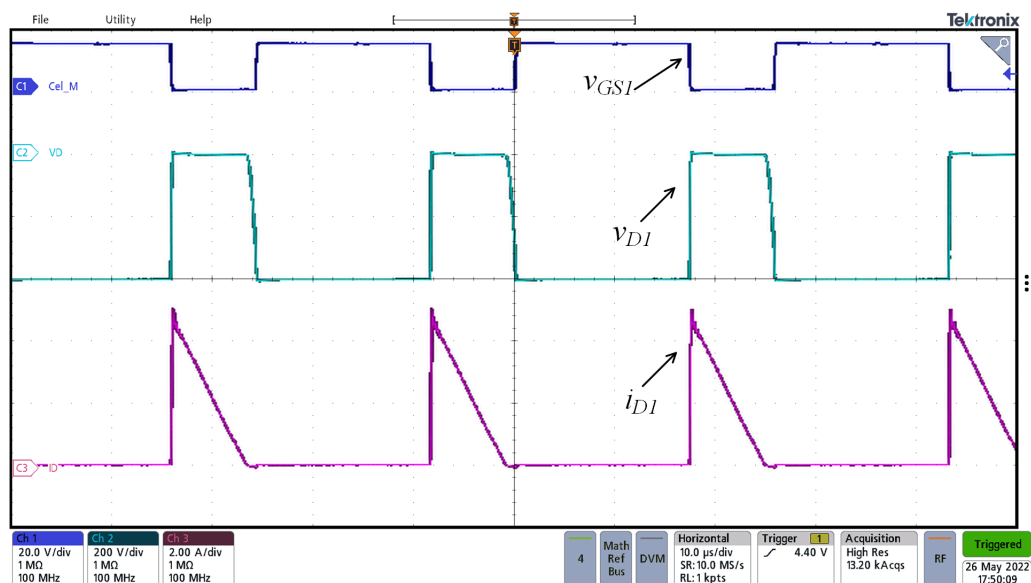
(a)



Fonte: Próprio Autor.

A Figura 82 apresenta o comportamento das formas de onda da tensão e da corrente no diodo da primeira célula. É possível notar que a corrente não demonstra comportamento inerente da recuperação reversa, pelo fato de o conversor estar operando em modo de condução crítica.

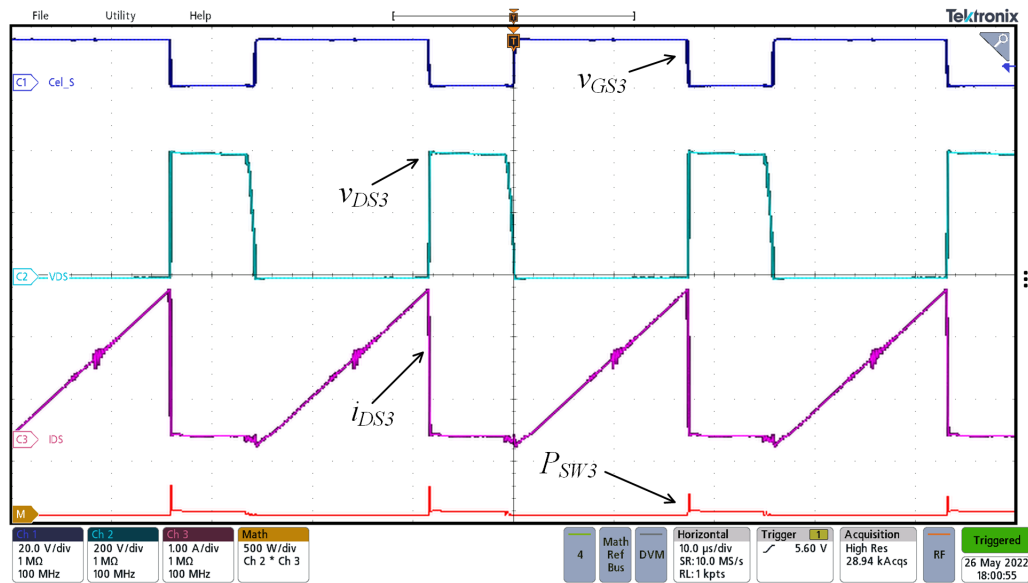
Figura 82 – Formas de onda da tensão e corrente no diodo da primeira célula; configuração assimétrica com 3 células $[2 \cdot 250W + 1 \cdot 125W]_{100\%}$.



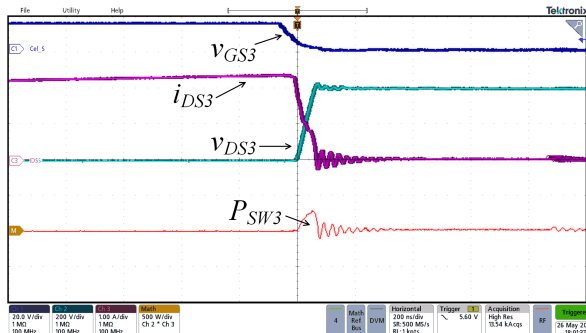
Fonte: Próprio Autor.

Também, à fim de verificar o comportamento da tensão e da corrente nos semicondutores das células de menor capacidade (125 W), a Figura 83 apresenta as formas de onda da tensão e da corrente sobre o transistor da terceira célula. Novamente, as perdas referentes ao chaveamento acontecem predominantemente quando o transistor entra em estado de bloqueio (b), não havendo indícios significantes quando o transistor entra em estado de condução (c).

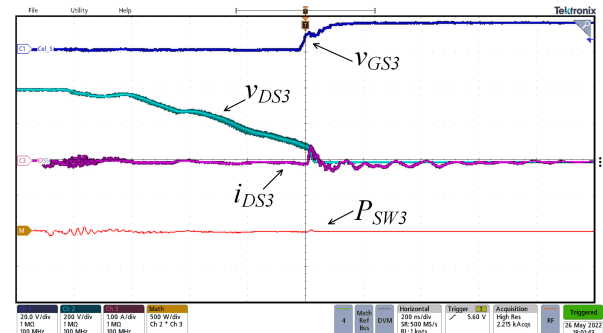
Figura 83 – Formas de onda da tensão e corrente no transistor da terceira célula; configuração assimétrica com 3 células $[2 \cdot 250W + 1 \cdot 125W]_{100\%}$.



(a)



(b)

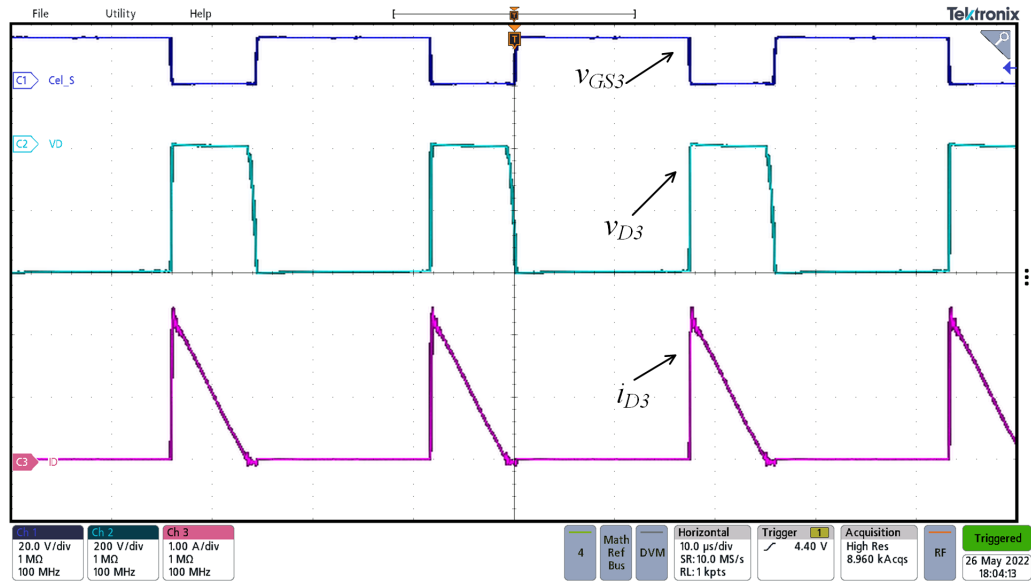


(c)

Fonte: Próprio Autor.

As formas de onda da tensão e da corrente no diodo da terceira célula são apresentadas na Figura 84. Percebe-se que a corrente não demonstra comportamento inerente da recuperação reversa.

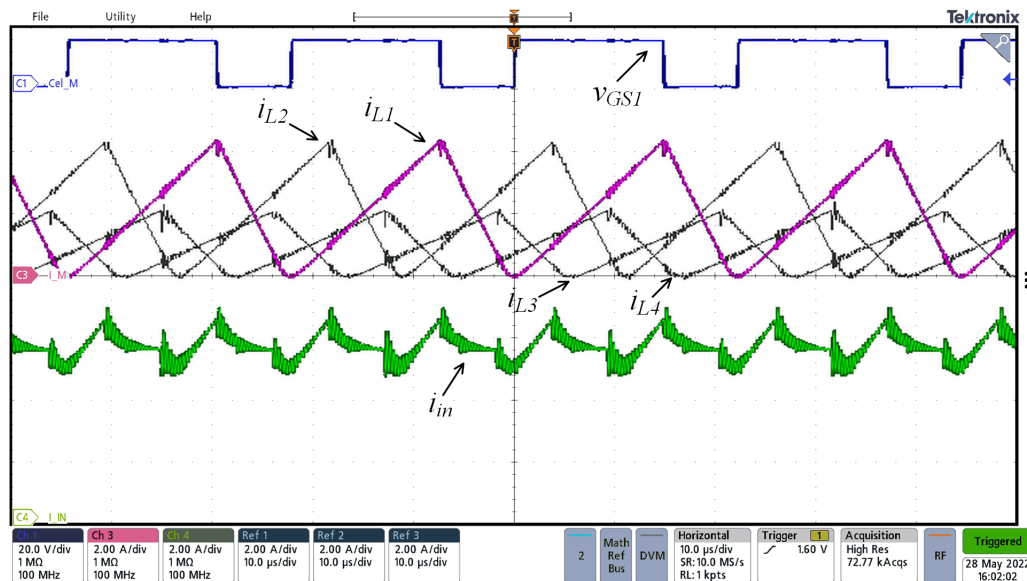
Figura 84 – Formas de onda da tensão e corrente no diodo da terceira célula; configuração assimétrica com 3 células $[2 \cdot 250W + 1 \cdot 125W]_{100\%}$.



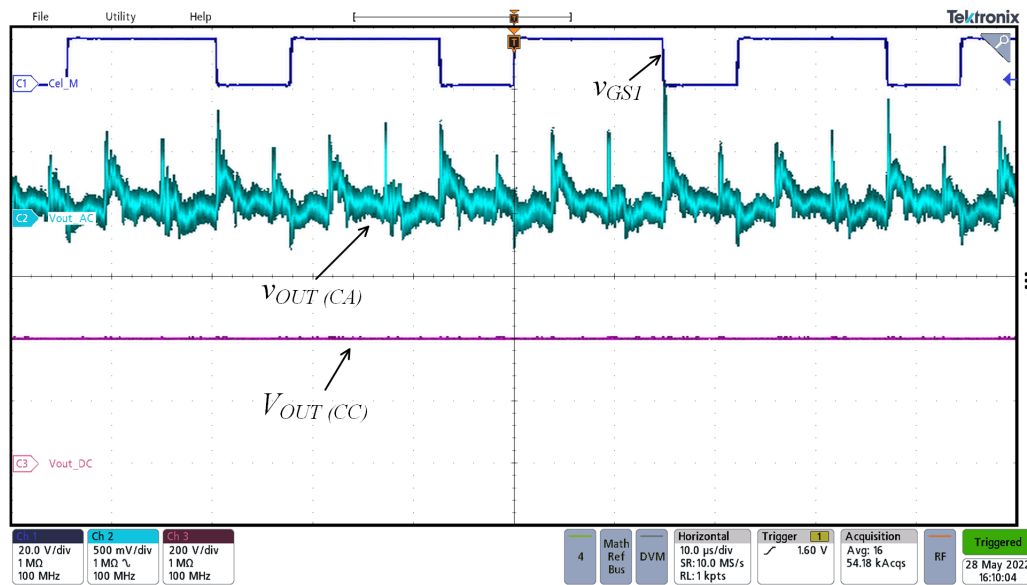
Fonte: Próprio Autor.

Considerando as quatro células do conversor boost multicelular, a configuração passa a operar com 83,33 % de capacidade. Adotando os ângulos de defasagem para as células escravas como sendo $\theta_2 = 180^\circ$, $\theta_3 = 90^\circ$ e $\theta_4 = 270^\circ$ (definição mencionada na seção 3.4.2), as formas de onda das correntes de entrada e da tensão de saída podem ser observadas na Figura 85.

Figura 85 – Formas de onda das correntes de entrada (a) e tensão de saída (b) para a configuração assimétrica com 4 células $[2 \cdot 250W + 2 \cdot 125W]_{83,33\%}$; $\theta_2 = 180^\circ$, $\theta_3 = 90^\circ$, $\theta_4 = 270^\circ$.



(a)

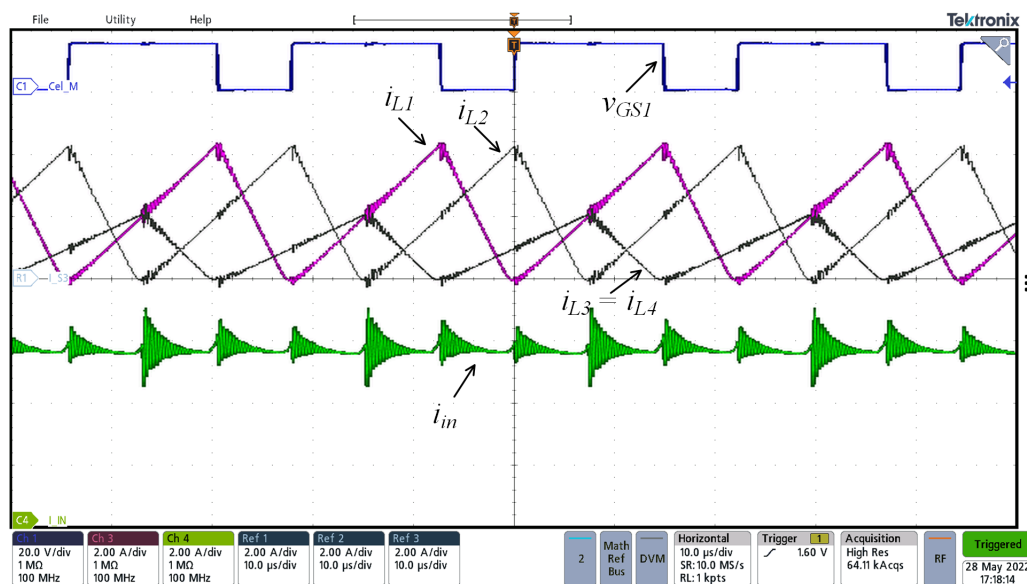


(b)

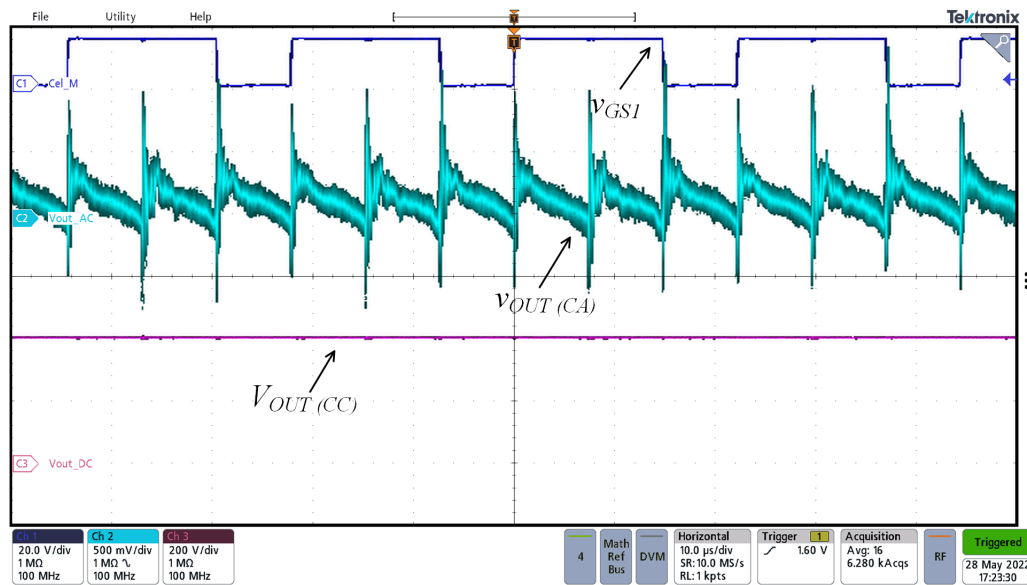
Fonte: Próprio Autor.

Mantendo as quatro células em operação, e alterando a combinação dos ângulos de defasagem das células escravas para $\theta_2 = 120^\circ$ e $\theta_3 = \theta_4 = 240^\circ$, as formas de onda das correntes de entrada e da tensão de saída podem ser observadas na Figura 86.

Figura 86 – Formas de onda das correntes de entrada (a) e tensão de saída (b) para a configuração assimétrica com 4 células $[2 \cdot 250W + 2 \cdot 125W]_{83,33\%}$; $\theta_2 = 120^\circ$, $\theta_3 = \theta_4 = 240^\circ$.



(a)



(b)

Fonte: Próprio Autor.

As correntes das células três e quatro (i_{L3} e i_{L4}) estão sobrepostas na Figura 86 (a) por estarem com o mesmo ângulo de defasagem. Esta combinação de ângulos de defasagem é viável na busca de menores ondulações da corrente de entrada, em função das células três e quatro (125 W) possuírem metade da capacidade das células um e dois (250 W), como descrito na seção 3.4.2.

A Tabela 13 apresenta os resultados da ondulação da corrente de entrada (Δi_{in}) e do rendimento (η) obtidos a partir dos ensaios para as três configurações do conversor boost multicelular, considerando uma demanda de capacidade de potência de 625 W.

Tabela 13 – Resultados da Δi_{in} e do η para as configurações ensaiadas com demanda de potência de 625 W.

Configuração	Demanda de Potência (W)	Condição de Operação	Δi_{in} (A)	Frequência da Δi_{in}	η (%)
Assimétrica com 3 células (2·250 W + 1·125 W) ($\theta_2 = 150^\circ$, $\theta_3 = 255^\circ$)	625	100 % nominal	1,83	1· f_{sw}	97,99
Assimétrica com 4 células (2·250 W + 2·125 W) ($\theta_2 = 180^\circ$, $\theta_3 = 90^\circ$, $\theta_4 = 270^\circ$)		83,33 % nominal	1,51	2· f_{sw}	97,64
Assimétrica com 4 células (2·250 W + 2·125 W) ($\theta_2 = 120^\circ$, $\theta_3 = \theta_4 = 240^\circ$)		83,33 % nominal	0,64	3· f_{sw}	97,75

Analisando os resultados da Tabela 13, a menor ondulação da corrente de entrada foi obtida

na configuração com quatro células, com a terceira e quarta células operando com o mesmo ângulo de fase, fazendo o papel de uma célula de maior capacidade. Nesta configuração, o valor alcançado da ondulação foi de aproximadamente um terço do valor da configuração com três células, para a mesma demanda de potência. Através das formas de onda da tensão de saída ($V_{out(CA)}$) e das correntes de entradas, percebe-se a presença de *spikes* nos momentos que os semicondutores entram em estado de condução e bloqueio, para todas configurações analisadas. Para a contabilização da ondulação da corrente de entrada, não foram considerados os *spikes*.

Com relação ao rendimento das três configurações ensaiadas com demanda de potência de 625 W, os resultados apresentaram valores próximos, com diferença máxima de aproximadamente 0,25 %.

6 CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou um estudo com relação ao comportamento da ondulação da corrente de entrada e do rendimento para um conversor boost multicelular operando em modo de condução crítica. O conversor é constituído por células com diferentes capacidades de potência, podendo vir a operar de forma simétrica ou assimétrica.

O modo de condução crítica foi adotado com o objetivo de se obter melhores rendimentos. Em função dos transistores entrarem em condução com corrente nula, as perdas referentes ao chaveamento diminuem. Com relação ao diodo, o ganho se obtém em decorrência da diminuição, ou mesmo eliminação das perdas de recuperação reversa, em decorrência de entrar em estado de bloqueio com uma derivada suave de decrescimento da corrente. Esses fatores, adicionado ao uso de semicondutores de carbeto de silício, contribuíram para a obtenção de ganhos elevados tanto na operação simétrica como assimétrica.

O comportamento da ondulação da corrente de entrada do conversor foi caracterizado a partir do modelo matemático desenvolvido baseado na série trigonométrica de Fourier. A corrente de entrada de cada célula do conversor é definida em função das tensões de entrada e saída, que são comuns para todas as células, e pelas indutâncias que podem ser iguais no caso de operações simétricas, ou diferentes para operações assimétricas. A frequência de chaveamento de todas as células foi considerada a mesma. Com isso, a partir da forma compacta da série de Fourier, para cada célula obtém-se uma amplitude que está associada à sua capacidade, e uma fase que é comum independente da capacidade da célula. A soma de todas as amplitudes associadas a uma fase resulta na ondulação da corrente de entrada do conversor.

Ao considerar um ângulo de defasagem, as fases associadas às amplitudes alteram, e ao efetuar a soma de todas as amplitudes com as fases alteradas, pode resultar em menores ondulações da corrente de entrada. A definição dos valores dos ângulos de defasagens que resultam nas menores ondulações possíveis depende do total de células consideradas, e se são simétricas ou assimétricas. Na composição da ondulação baseada na série de Fourier, a parcela referente à primeira componente harmônica é a que possui maior amplitude. Com isso, a definição dos ângulos associados a cada célula pode ser definida através da imposição do somatório das amplitudes associadas às fases da primeira componente harmônica que resulte valor nulo. Assim, o resultado remanescente da ondulação é em função das demais componentes

harmônicas, o qual possuem menores amplitudes. Dependendo da relação da capacidade de potência entre as diferentes células que compõem o conversor multicelular em configurações assimétricas, a combinação dos ângulos de defasagens para as células escravas pode resultar em uma interpretação semelhante a configurações simétricas. Para uma mesma configuração, independente da variação da potência demandada no conversor, os ângulos de defasagens que resultam nas menores ondulação não se alteram.

Com relação a ondulação da corrente de entrada, os menores valores alcançados considerando o protótipo deste trabalho, foram para as configurações com quatro células assimétricas. A respeito do rendimento, estas mesmas configurações apresentaram maiores perdas, quando comparada com outras configurações ensaiadas. Isto se deve em função das quatro células estarem operando abaixo da capacidade nominal, o que pelas curvas de rendimento apresentadas, demonstra um menor rendimento para os dois tipos de células consideradas. Nestas condições, pelas células estarem operando em modo de condução crítica, a frequência de chaveamento aumenta, o que resulta maiores perdas nos transistores, referentes ao capacitor intrínseco da saída, que é diretamente proporcional a frequência de chaveamento. Vale destacar que por ser um protótipo, os semicondutores utilizados estão dimensionados bem acima dos valores nominais considerados. Principalmente para a célula de menor capacidade, com o uso de semicondutores com capacidades mais próximas dos valores nominais, a tendência é que resulte em um melhor rendimento.

A utilização de configurações assimétricas pode ser benéfica em situações que o conversor venha a operar abaixo da capacidade nominal. Nestas condições, ao invés de todas as células em uma configuração simétrica estarem operando bem abaixo de suas capacidades, pode-se utilizar células de menores capacidades, fazendo com que o conjunto opere mais próximo das condições nominais, obtendo um melhor rendimento. Associado a uma definição dos ângulos de defasagens como descrito neste trabalho, é possível também obter menores ondulações da corrente de entrada do conversor.

Além disso, as estratégias de operação assimétrica podem contribuir bastante em situações de ocorrência de falha de operação nas células. Desta forma, o conversor assimétrico poderia prover uma configuração operacional com combinações de células diferentes para atender a potência de saída demandada, ajustando os ângulos de defasagens das células, visando melhorias nas condições de ondulação da corrente de entrada em conjunto com rendimento.

6.1 PROPOSTAS PARA CONTINUIDADE DA PESQUISA

Como sugestões para trabalhos futuros dando continuidade ao assunto desenvolvido até aqui, propõem-se:

- Otimizar o projeto dos interruptores semicondutores e dos elementos armazenadores de energia (indutores e capacitores), baseados na capacidade de cada célula;
- Incorporar sistemas para detecção e sinalização de falhas para contribuir com a confiabilidade do sistema e contabilização nos algoritmos de otimização de operação com relação a ondulação da corrente de entrada e rendimento;
- Estudar e desenvolver compensadores de corrente e tensão considerando a operação de forma simétrica e assimétrica;
- Aprimorar o sistema inteligente com ações preditivas relacionadas com a demanda de potência, permitindo a alteração automática da configuração das células na busca da operação provendo ondulação e rendimentos otimizados.

REFERÊNCIAS

- ABDEL-RAHMAN, S.; STÜCKLER, F.; SIU, K. Pfc boost converter design guide. **Infineon application note**, v. 2, 2016.
- AL-SHETWI, A. Q. et al. Grid-connected renewable energy sources: Review of the recent integration requirements and control methods. **Journal of Cleaner Production**, Elsevier, v. 253, 119831, 2020.
- ALAM, M.; KUMAR, K.; DUTTA, V. Comparative efficiency analysis for silicon, silicon carbide mosfets and igbt device for dc–dc boost converter. **SN Applied Sciences**, Springer, v. 1, n. 12, p. 1–11, 2019.
- ALASWAD, A. et al. Developments in fuel cell technologies in the transport sector. **International Journal of Hydrogen Energy**, Elsevier, v. 41, n. 37, p. 16499–16508, 2016.
- ALHARBI, S. S. et al. A comparative performance evaluation of si igbt, sic jfet, and sic mosfet power devices for a non-isolated dc-dc boost converter. In: **2017 North American Power Symposium (NAPS)**. 2017. p. 1–6.
- ANTOSZCZUK, P.; RETEGUI, R. G.; UICICH, G. Interleaved boundary conduction mode versus continuous conduction mode magnetic volume comparison in power converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 12, p. 8037–8041, 2016.
- ARIAS-ANGULO, J. P. et al. Input current ripple cancelation by interleaving boost and cuk dc-dc converter. In: **2018 International Conference on Electronics, Communications and Computers (CONIELECOMP)**. 2018. p. 133–138.
- BANERJEE, S.; GHOSH, A.; RANA, N. An improved interleaved boost converter with pso-based optimal type-iii controller. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 5, n. 1, p. 323–337, 2017.
- BENYAHIA, N. et al. Mppt controller for an interleaved boost dc-dc converter used in fuel cell electric vehicles. **International journal of hydrogen energy**, Elsevier, v. 39, n. 27, p. 15196–15205, 2014.
- BERAKI, M.; TROVAO, J. P.; PERDIGAO, M. Comprehensive comparison and selection of magnetic materials for powertrain dc-dc converters. **IET Electrical Systems in Transportation**, Wiley Online Library, v. 10, n. 2, p. 125–134, 2020.
- BOUJELBEN, N. et al. Design and comparison of quadratic boost and double cascade boost converters with boost converter. In: **2017 14th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD)**. 2017. p. 245–252.
- CANESIN, C.; GONCALVES, F. A 2kw interleaved zcs-fm boost rectifier digitally controlled by fpga device. In: **2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference**. 2005. p. 513–518.

CERVELLINI, P. et al. Current ripple characterization in dcm interleaved power converters under inductance mismatch. **IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs**, v. 67, n. 7, p. 1269–1273, 2020.

CHANGCHIEN, S.-K. et al. Novel high step-up dc–dc converter for fuel cell energy conversion system. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 6, p. 2007–2017, 2010.

CHOE, G.-Y. et al. An optimal design methodology of an interleaved boost converter for fuel cell applications. **Journal of Electrical Engineering and Technology**, The Korean Institute of Electrical Engineers, v. 5, n. 2, p. 319–328, 2010.

ELKHATEB, A. et al. The effect of input current ripple on the photovoltaic panel efficiency. In: **2013 IEEE Conference on Clean Energy and Technology (CEAT)**. 2013. p. 478–481.

ELKHATEB, A. et al. Dc-to-dc converter with low input current ripple for maximum photovoltaic power extraction. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 4, p. 2246–2256, 2015.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. 2nd. ed. Norwell, MA: Kluwer, 2001. ISBN 0-7923-7270-0.

FOROUZESH, M. et al. Step-up dc–dc converters: A comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 12, p. 9143–9178, 2017.

GROTE, T. et al. Digital control strategy for multi-phase interleaved boundary mode and dcm boost pfc converters. In: **2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. 2011. p. 3186–3192.

HANNAN, M. A. et al. Power electronics contribution to renewable energy conversion addressing emission reduction: Applications, issues, and recommendations. **Applied energy**, Elsevier, v. 251, 113404, 2019.

HOSSAIN, M. A. et al. Evolution of microgrids with converter-interfaced generations: Challenges and opportunities. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, Elsevier, v. 109, p. 160–186, 2019.

HURLEY, W. G.; WÖLFLE, W. H. **Transformers and inductors for power electronics: theory, design and applications**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2013. ISBN 978-1-119-95057-8.

KASPER, M.; BORTIS, D.; KOLAR, J. W. Classification and comparative evaluation of pv panel-integrated dc–dc converter concepts. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 5, p. 2511–2526, 2014.

KAZIMIERCZUK, M. K. **Pulse-width modulated DC-DC power converters**. 2nd. ed. Dayton, Ohio, USA: John Wiley & Sons, 2016. ISBN 978-1-119-00954-2.

KIM, D.-H.; CHOE, G.-Y.; LEE, B.-K. Dcm analysis and inductance selection method of interleaved boost converter for electric vehicles. In: IEEE. **2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference**. 2011. p. 1–7.

KIM, W. et al. Analysis of the effects of inverter ripple current on a photovoltaic power system by using an ac impedance model of the solar cell. **Renewable energy**, Elsevier, v. 59, p. 150–157, 2013.

- LAI, Y.-S.; YEH, C.-A.; HO, K.-M. A family of predictive digital-controlled pfc under boundary current mode control. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 8, n. 3, p. 448–458, 2012.
- LI, W.; HE, X. Review of nonisolated high-step-up dc/dc converters in photovoltaic grid-connected applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 4, p. 1239–1250, 2011.
- LIN, S.-L. et al. Ripple current effect on output power of solar-cell panel. In: **2012 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)**. 2012. p. 1–5.
- LIU, Z.; XU, Z.; ZHANG, X. A novel real-time fast fault-tolerance diagnosis and fault adjustment strategy for m-phase interleaved boost converter. **IEEE Access**, v. 9, p. 11776–11786, 2021.
- LONCARSKI, J. et al. Sic-mosfet and si-igbt-based dc-dc interleaved converters for ev chargers: Approach for efficiency comparison with minimum switching losses based on complete parasitic modeling. **Energies**, MDPI, v. 13, n. 17, p. 4585, 2020.
- MCLYMAN, C. W. T. **Transformer and inductor design handbook**. [S.l.]: Marcel Dekker, 2004.
- MICROMETALS. Datasheet, **Sendust 26 μ Toroid**. 2022. Disponível em: <https://www.micrometals.com/products/materials/ms/>. Acesso em: 23-06-2022.
- NAM, N. B. et al. Design and implementation of digital controlled boost pfc converter under boundary conduction mode. In: **2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017 - ECCE Asia)**. 2017. p. 1114–1119.
- NUSSBAUMER, T.; RAGGL, K.; KOLAR, J. W. Design guidelines for interleaved single-phase boost pfc circuits. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 7, p. 2559–2573, 2009.
- PERREAULT, D.; KASSAKIAN, J. Distributed interleaving of paralleled power converters. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications**, v. 44, n. 8, p. 728–734, 1997.
- RABKOWSKI, J.; PEFTITSIS, D.; NEE, H.-P. Silicon carbide power transistors: A new era in power electronics is initiated. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 6, n. 2, p. 17–26, 2012.
- ROY, J.; AYYANAR, R. Sensor-less current sharing over wide operating range for extended-duty-ratio boost converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 11, p. 8763–8777, 2017.
- RYAN, R. T. et al. A digital closed-loop control strategy for maintaining the 180° phase shift of an interleaved bcm boost converter for pfc applications. In: **2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. 2017. p. 4927–4934.
- RYLKO, M. S. et al. Magnetic material selection for high power high frequency inductors in dc-dc converters. In: **2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition**. 2009. p. 2043–2049.

- RYLKO, M. S. et al. Magnetic material comparisons for high-current gapped and gapless foil wound inductors in high frequency dc-dc converters. In: **2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference**. 2008. p. 1249–1256.
- RYLKO, M. S. et al. Revised magnetics performance factors and experimental comparison of high-flux materials for high-current dc-dc inductors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 8, p. 2112–2126, 2011.
- SABANCI, K.; BALCI, S. Development of an expression for the output voltage ripple of the dc-dc boost converter circuits by using particle swarm optimization algorithm. **Measurement**, Elsevier, v. 158, 107694, 2020.
- SALEHI, S.; ZAHEDI, N.; BABAEI, E. An interleaved high step-up dc-dc converter with low input current ripple. In: **2018 9th Annual Power Electronics, Drives Systems and Technologies Conference (PEDSTC)**. 2018. p. 437–442.
- SCHUCK, M.; PILAWA-PODGURSKI, R. C. N. Ripple minimization through harmonic elimination in asymmetric interleaved multiphase dc-dc converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 12, p. 7202–7214, 2015.
- SELVARAJU, N.; SHANMUGHAM, P.; SOMKUN, S. Two-phase interleaved boost converter using coupled inductor for fuel cell applications. **Energy Procedia**, Elsevier, v. 138, p. 199–204, 2017.
- SHE, X. et al. Review of silicon carbide power devices and their applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 10, p. 8193–8205, 2017.
- SHIN, H.-B. et al. Generalized analysis of multi-phase interleaved boost converter. **International journal of electronics**, v. 92, n. 1, p. 1–20, 2005.
- SMITH, G. **Designing toroidal inductors with dc bias**. [S.l.], 1964.
- TALAAT, M.; FARAHAT, M. A.; ELKHOLY, M. H. Renewable power integration: Experimental and simulation study to investigate the ability of integrating wave, solar and wind energies. **Energy**, Elsevier, v. 170, p. 668–682, 2019.
- VILLAR, I. et al. Global loss evaluation methods for nonsinusoidally fed medium-frequency power transformers. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 10, p. 4132–4140, 2009.
- WANG, H.; GAILLARD, A.; HISSEL, D. 6-phase soft-switching interleaved boost converter based on sic semiconductor for fuel cell vehicles. In: **2016 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)**. 2016. p. 1–7.
- WANG, J.; ETO, H.; KUROKAWA, F. A novel zero-voltage-switching approach for predictive boundary conduction mode pfc converter. In: **2017 IEEE 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)**. 2017. p. 723–727.
- WEN, H.; SU, B. Hybrid-mode interleaved boost converter design for fuel cell electric vehicles. **Energy Conversion and Management**, Elsevier, v. 122, p. 477–487, 2016.
- XU, X.; HUANG, A. Q. A novel closed loop interleaving strategy of multiphase critical mode boost pfc converters. In: **2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition**. 2008. p. 1033–1038.

ZHANG, S. Analysis and minimization of the input current ripple of interleaved boost converter. In: **2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. 2012. p. 852–856.

ZHENG, Y.; XIE, W.; SMEDLEY, K. M. A family of interleaved high step-up converters with diode–capacitor technique. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 8, n. 2, p. 1560–1570, 2020.

ZHUO, S. et al. Current ripple optimization of four-phase floating interleaved dc–dc boost converter under switch fault. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 56, n. 4, p. 4214–4224, 2020.

ANEXO A

PARÂMETROS DOS NÚCLEOS SENDUST S26 DA MAGMATTEC

Produto	Código	AL (nH/esp²) Tolerância = ±10%	Ø Ext (mm)	Ø Int (mm)	Altura (mm)	L (cm)	A (cm²)	V (cm³)	As (cm²)	Peso (g)
MMTS26T2711	1.01.0138	32,0	26,9	14,7	11,2	6,35	0,654	4,15	23,0	22,14
MMTS26T2715	1.01.0139	42,0	26,9	14,7	14,6	6,35	0,858	5,57	27,0	29,72
MMTS26T3311	1.01.0573	28,0	33,0	19,9	10,7	8,15	0,672	5,48	29,0	29,24
MMTS26T4015	1.01.0140	35,0	39,9	24,1	14,5	9,84	1,072	10,5	63,2	56,03
MMTS26T4713	1.01.0141	42,0	46,7	24,1	12,9	11,6	1,426	15,3	72,1	81,16
MMTS26T4715	1.01.0142	37,0	46,7	28,7	15,2	11,6	1,340	15,6	83,2	82,86
MMTS26T4718	1.01.0143	59,0	46,7	24,1	18,0	10,7	1,990	21,3	83,4	121,4
MMTS26T7716	1.01.0144	37,0	77,8	49,2	15,9	20,0	2,270	45,3	180,0	242,0
MMTS26T10216	1.01.0145	47,0	101,6	57,2	16,5	24,3	3,523	85,5	301,0	456,0
MMTS26T13325	1.01.0146	67,6	132,5	78,6	25,4	32,4	6,710	218	46,6	1161
MMTS40T2715	1.01.0217	64,0	26,9	14,7	14,6	6,35	0,858	5,57	35,5	29,72
MMTS40T13325	1.01.0218	104	132,5	78,6	25,4	32,4	6,710	217,6	723	1215
MMTS60T2711	1.01.0147	75,0	26,9	14,7	11,2	6,35	0,654	4,15	31,0	22,14
MMTS60T5715	1.01.0148	138	57,2	26,4	15,2	12,5	2,290	28,6	52,8	152,6
MMTS60T7713	1.01.0149	68,0	77,8	49,2	12,7	20,0	2,270	45,3	180	242,0
MMTS60T13325	1.01.0150	156	132,5	78,59	25,4	32,4	6,710	218	723	1215
MMTS75T4015	1.01.0219	101	39,9	24,1	14,5	9,84	1,072	10,5	63,2	56,03
MMTS25T3611	1.01.0151	117	35,8	22,4	10,5	8,98	0,678	6,09	46,8	34,00

