

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

Mateus José Tiburski

**TÉCNICAS PARA OTIMIZAÇÃO DE CONVERSORES DA
FAMÍLIA BOOST COM ALTO GANHO DE TENSÃO E
ALTO RENDIMENTO APLICADOS À CÉLULA A
COMBUSTÍVEL**

Santa Maria, RS
2019

Mateus José Tiburski

**TÉCNICAS PARA OTIMIZAÇÃO DE CONVERSORES DA
FAMÍLIA BOOST COM ALTO GANHO DE TENSÃO E ALTO
RENDIMENTO APLICADOS À CÉLULA A COMBUSTÍVEL**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM-RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

Orientador: Prof. Dr. José Renes Pinheiro

Santa Maria, RS
2019

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Tiburski, Mateus José

Técnicas para otimização de conversores da família Boost com alto ganho de tensão e alto rendimento aplicados à célula a combustível / Mateus José Tiburski - 2019
208 p.; 30 cm

Orientador: José Renes Pinheiro

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2019

1. Engenharia elétrica 2. Eletrônica de potência 3. Energias renováveis 4. Conversores CC-CC 5. Otimização de conversores I. Pinheiro, José Renes II. Título.

© 2019

Todos os direitos autorais reservados a Mateus José Tiburski. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Rua 1A Congonhas, Nº 257, Bairro Camobi, Santa Maria, RS, Brasil, CEP: 97105-050;

Endereço Eletrônico: mateustiburski94@gmail.com

Mateus José Tiburski

**TÉCNICAS PARA OTIMIZAÇÃO DE CONVERSORES DA FAMÍLIA
BOOST COM ALTO GANHO DE TENSÃO E ALTO RENDIMENTO
APLICADOS À CÉLULA A COMBUSTÍVEL**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM-RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

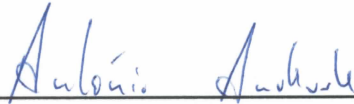
Aprovado em 28 de Fevereiro de 2019:



José Renes Pinheiro, Dr. (UFSM)
(Presidente/ Orientador)



Fabrício Hoff Dupont, Dr. (UNOCHAPECÓ)
(participação por videoconferência)



Antônio Manuel Santos Spencer Andrade, Dr. (UFSM)



Hamiltom Confortin Sartori, Dr. (UFSM)

*Dedicado a minha família, Alfredo, Cirlene, Marcia, Silvana,
Denise, Eliane e Marta (in memoriam)*

AGRADECIMENTOS

Acredito que a conclusão desta dissertação é o resultado de uma longa jornada que envolve muita dedicação e comprometimento. No entanto, não posso dizer que cheguei até aqui sozinho, pois recebi o apoio de diversas pessoas. Por isso, quero agradecer a todos que me ajudaram nesta caminhada, seja por compartilharem seus conhecimentos e experiências, ou simplesmente pelo carinho e amizade.

Ao professor José Renes Pinheiro, que confiou em mim como seu orientado e acabou se tornando muito mais do que um orientador: foi um mentor e um grande amigo. Além de me ensinar conhecimentos técnicos, tornou-se um exemplo de profissionalismo, caráter e dedicação.

Aos demais professores do PPGEE e em especial ao professor Hamilton Confortin Sartori, que contribuiu significativamente na minha formação e na construção deste trabalho.

À minha família, em especial aos meus pais, Alfredo e Cirlene, por apoiarem minhas escolhas e por terem me proporcionado as condições necessárias para meu desenvolvimento pessoal e profissional.

Às minhas irmãs, Marcia, Denise, Silvana e Eliane, por me apoiarem ao longo de tantas idas e vindas, pelos ensinamentos ao longo da vida, o incentivo aos estudos, pela torcida e apoio em cada etapa conquistada.

Aos amigos, Junior Romani, Carlos Antônio de Souza, Leonardo Lima Carvalho, Wellerson Pessoto e Éder Bridi, que me apoiaram durante todo o trabalho e por proporcionarem momentos de alegrias e muita descontração. Aos demais amigos do GEPOC, em especial ao André Meurer e Carlos Antônio de Souza por compartilharem seus computadores para retirada dos dados da metodologia, com os quais tive a oportunidade de partilhar momentos de aprendizado mútuo e descontração, entre eles: Maicom Luiz Flach, Wagner Ayres, Fernando Grassi, Pedro Bolsi, Edemar Prado, Nataniel Rigo, Dalton Vidor, Tiago Faistel, Thiago Lazzari, André Nicolini, Bernardo Andres, Caio Osorio, João Lenz, Henrique Jank, João Manoel Lenz, Ronaldo Guisso, Thieli Gabbi, William Venturini e Wilmar Pineda.

Aos funcionários da UFSM, André Borniatti, Luciana Kapelinski e Roger Karnopp.

À Universidade Federal de Santa Maria, pela excelência e oportunidade. Também à CAPES e ao CNPq pelo suporte financeiro.

A todos meu muito obrigado!

“Science is more than a body of knowledge.
It is a way of thinking; a way of skeptically
interrogating the universe with a fine
understanding of human fallibility.”

Carl Sagan (1996)

“Today’s science is tomorrow’s technology.”

Edward Teller (1962)

RESUMO

TÉCNICAS PARA OTIMIZAÇÃO DE CONVERSORES DA FAMÍLIA BOOST COM ALTO GANHO DE TENSÃO E ALTO RENDIMENTO APLICADOS À CÉLULA A COMBUSTÍVEL

AUTOR: MATEUS JOSÉ TIBURSKI

ORIENTADOR: JOSÉ RENES PINHEIRO

Neste trabalho são propostas metodologias de projetos otimizados para conversores estáticos da família *Boost* com alto ganho de tensão aplicados à célula a combustível. Nessa aplicação, dois conversores são avaliados, o primeiro, a topologia *Boost* convencional é tratada na literatura como um conversor não usual para aplicações com alto ganho de tensão, devido à presença de elementos resistivos nos componentes que limitam seu ganho. Logo, um método é proposto, visando analisar os limites de operação desse conversor, através de análises matemáticas as quais estimam suas perdas e volumes, e o uso de técnicas que reduzem as resistências séries nos elementos do conversor. O segundo, o conversor *Boost* em cascata ou, simplesmente, *Boost Cascaded* é avaliado; o alto ganho não é um fator limitante, pois a associação de dois conversores *Boost* convencionais proporcionam elevado ganho estático. No entanto, o baixo rendimento ocasionado pelo número elevado de componentes torna o uso deste conversor pouco atrativo para aplicações que exigem alto ganho de tensão. Diante disso, uma metodologia é desenvolvida, visando encontrar soluções ótimas através da varredura de alguns parâmetros do conversor, como: frequência de chaveamento, ondulação de corrente do indutor, variação da densidade de corrente no condutor e tensão intermediária do conversor *Boost Cascaded*. Para o estudo, bancos de dados com diversas opções de núcleo magnéticos, semicondutores, dissipadores e capacitores são analisados, para que diferentes possibilidades de projetos sejam testadas de acordo com o objetivo de otimização proposto (maior rendimento ou menor volume). Ao final, resultados de simulações expõem as melhores soluções em rendimento ou menor volume para cada conversor, evidenciando a utilização do *Boost* convencional para aplicações de alto ganho e soluções com alto rendimento ou reduzido volume são encontradas para o conversor *Boost Cascaded*.

Palavras-chave: Engenharia elétrica, eletrônica de potência, energias renováveis, célula a combustível, conversores CC-CC de alto ganho, otimização de conversores.

ABSTRACT

OPTIMIZATION TECHNIQUES OF BOOST CONVERTERS FAMILY WITH HIGH VOLTAGE GAIN AND HIGH EFFICIENCY APPLIED TO FUEL CELLS

AUTHOR: MATEUS JOSÉ TIBURSKI

ADVISOR: JOSÉ RENES PINHEIRO

In this work, it is proposed methodologies for design optimization of high gain boost static converters applied to fuel cells. In this application, two types of boost converters are evaluated. The first one is based on the conventional boost topology, reported in literature as an unusual converter for high gain applications due to limitations caused by the resistive elements present in the components. Therefore, a method is proposed, aiming to analyze the operating limits of this converter, through mathematical analyses which estimate its losses and volumes, and the use of techniques that reduce the series resistances in the converter's components. For the second, based on the cascade boost topology, or just boost cascaded, the high gain is not a limiting factor, but rather the low efficiency associated with the high number of components, which makes this converter unattractive when high voltage gain applications are required. Thus, a methodology is developed, aiming to find optimal solutions by scanning converter's parameters such as, switching frequency, inductor current ripple, variation of the current density in the conductor and the intermediate voltage of the converter. For this study, a database with several options of magnetic cores, semiconductors, sinks and capacitors are analyzed so that different projects possibilities are tested, according to the optimization objective (efficiency and volume). Finally, simulation results expose the best solutions for efficiency and volume for each converter, indicating the possibility of obtaining a high gain for the conventional boost converter and high throughput or low volume for the boost cascaded converter.

Keywords: electrical engineering, power electronics, renewable energy sources, fuel cell, high step-up dc-dc converters, converter optimization.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	–	Projeção da demanda por energia elétrica no mundo até 2040.	38
Figura 1.2	–	Participação das fontes na energia elétrica produzida no mundo em 2016.	38
Figura 1.3	–	Matriz energética brasileira.	39
Figura 1.4	–	Número de sistemas instalados e potência gerada por células a combustível em todo o mundo em relação à aplicação.	40
Figura 1.5	–	Arquitetura típica de um sistema estacionário baseado em célula a combustível.	41
Figura 1.6	–	Influência da resistência série no indutor no ganho estático e rendimento do conversor <i>Boost</i> convencional.	42
Figura 2.1	–	Esquema básico de funcionamento da célula a combustível.	46
Figura 2.2	–	Tipos de células a combustível em função da temperatura de operação e do íon transportado.	48
Figura 2.3	–	Faixa de operação para cada tipo de célula a combustível em função da potência.	49
Figura 2.4	–	Curva de polarização característica de uma CaC tipo PEMFC.	51
Figura 2.5	–	Circuito equivalente de uma CaC do tipo PEMFC.	54
Figura 2.6	–	Limite de ondulação de corrente em função da frequência de operação da CaC do tipo PEMFC.	55
Figura 2.7	–	Curvas de corrente da CaC de acordo com a frequência e a magnitude da ondulação de corrente.	56
Figura 2.8	–	Curvas de polarização da CaC tipo PEMFC em função de diferentes frequências de operação.	57
Figura 3.1	–	Diagrama de aplicação da CaC.	59
Figura 3.2	–	Circuito equivalente do conversor <i>Boost</i> convencional.	60
Figura 3.3	–	Circuito equivalente do conversor <i>Buck-Boost</i>	61
Figura 3.4	–	Circuito do conversor <i>Ćuk</i>	62
Figura 3.5	–	Circuito do conversor <i>SEPIC</i>	63
Figura 3.6	–	Circuito do conversor <i>Zeta</i>	64
Figura 3.7	–	Circuito do conversor <i>Boost Cascaded</i>	65
Figura 3.8	–	Comparativo entre os ganhos estáticos dos conversores para operação com ganho 8.	65
Figura 3.9	–	Circuito equivalente do conversor <i>Boost</i> considerando as resistências séries equivalentes.	67
Figura 3.10	–	Etapa de operação do conversor <i>Boost</i> para o interruptor fechado.	68
Figura 3.11	–	Circuito equivalente do conversor <i>Boost</i> para a segunda etapa de operação.	69
Figura 3.12	–	Influência das resistências séries no ganho estático do conversor <i>Boost</i> em MCC.	73
Figura 3.13	–	Influência da potência no ganho estático em MCC.	74

Figura 3.14 – Terceira etapa de operação do conversor em MCD.....	75
Figura 3.15 – Influência das resistências séries no ganho do conversor <i>Boost</i> em MCD.....	78
Figura 3.16 – Influência da potência no ganho do conversor <i>Boost</i> operando em MCD.....	78
Figura 3.17 – Rendimento Vs razão cíclica com adição de perdas no indutor.	79
Figura 3.18 – Correntes no conversor <i>Boost</i> em MCC e MCD.	81
Figura 3.19 – Forma de onda da corrente no indutor do conversor <i>Boost</i> reconstruídas através da série de Fourier.	83
Figura 3.20 – Circuito equivalente para cálculo do capacitor de filtro.	84
Figura 3.21 – Ondulação de corrente na CaC, no indutor e capacitor de entrada após inserção do filtro capacitivo.	85
Figura 3.22 – Circuito do conversor <i>Boost Cascaded</i>	86
Figura 3.23 – Razão cíclica de cada estágio do conversor <i>Boost Cascaded</i> em função da tensão intermediária.	87
Figura 4.1 – Ábaco de seleção do núcleo magnético <i>High Flux</i>	91
Figura 4.2 – Curva das perdas para o material <i>High flux</i> para permeabilidade de 60μ e 125μ	95
Figura 4.3 – Modelo equivalente do capacitor (a); modelo simplificado do capacitor (b).	98
Figura 4.4 – Curva da resistência série equivalente do capacitor em função da frequência de operação e da temperatura.	98
Figura 4.5 – Resistência de condução da chave em função da temperatura de junção.	99
Figura 4.6 – Perdas por entrada e saída de condução da chave.	101
Figura 4.7 – Perdas de comutação no interruptor.	103
Figura 4.8 – Queda de tensão para o diodo <i>SiC Schottky</i> IDW40G65C5.	104
Figura 4.9 – Corrente de recuperação reversa no Diodo.	105
Figura 4.10 – Carga de recuperação reversa do diodo VS-60EPU06PbF.....	105
Figura 4.11 – Circuito térmico equivalente unidimensional de um dispositivo semicondutor.	106
Figura 4.12 – Sistema de transferência de calor para dois semicondutores diferentes montados em um único dissipador.	107
Figura 4.13 – Modelo com várias chaves em um único dissipador.	108
Figura 4.14 – Variação da resistência térmica em função da mudança de temperatura.	109
Figura 4.15 – Fator de correção do comprimento dissipador.	109
Figura 5.1 – Estrutura básica padrão da metodologia.	112
Figura 5.2 – Matriz multidimensional do rendimento resultante da metodologia de projetos.	112
Figura 5.3 – Fluxograma de projeto do indutor.	115
Figura 5.4 – Fluxograma de dimensionamento do capacitor de entrada.	117

Figura 5.5	– Fluxograma de seleção e projeto de transferência de calor do interruptor.	118
Figura 5.6	– Interruptores em paralelo com resistor em cada <i>gate</i>	119
Figura 5.7	– Diferentes <i>layouts</i> para aplicação de MOSFETs em paralelo.	120
Figura 5.8	– Fluxograma de estimação das perdas do diodo e projeto do dissipador de calor.	122
Figura 5.9	– Fluxograma de estimação das perdas e seleção do capacitor de saída.	123
Figura 5.10	– Associação de capacitores em paralelo e circuito equivalente.	123
Figura 5.11	– Fluxograma de projeto do conversor <i>Boost</i> convencional.	126
Figura 5.12	– Fluxograma de projeto do conversor <i>Boost Cascaded</i>	128
Figura 6.1	– Comportamento da razão cíclica a variação dos pontos de operação do conversor <i>Boost</i>	131
Figura 6.2	– Relação entre as perdas e resistência série equivalente pelo número de capacitores em paralelo.	132
Figura 6.3	– Relação entre perda, volume e resistência série em função da variação da densidade de corrente no condutor do indutor.	133
Figura 6.4	– Relação entre as perdas e resistência série pelo número de interruptores em paralelo.	134
Figura 6.5	– Capacitância do filtro de entrada do conversor <i>Boost</i> convencional. ...	135
Figura 6.6	– Perdas relacionadas ao filtro capacitivo de entrada do conversor <i>Boost</i> convencional.	135
Figura 6.7	– Volume relacionado ao filtro capacitivo de entrada do conversor <i>Boost</i> convencional.	136
Figura 6.8	– Perdas relacionadas ao capacitor de saída do conversor <i>Boost</i> convencional.	136
Figura 6.9	– Resistência série equivalente no capacitor de saída do conversor <i>Boost</i> convencional.	137
Figura 6.10	– Perdas totais para diferentes tecnologias de diodos utilizadas no conversor <i>Boost</i> convencional.	138
Figura 6.11	– Comportamento da resistência série no diodo do conversor <i>Boost</i> convencional.	138
Figura 6.12	– Perdas no núcleo para o material magnético <i>High Flux</i>	139
Figura 6.13	– Perdas no núcleo para o material magnético <i>Molypermalloy</i>	139
Figura 6.14	– Perdas no núcleo para o material magnético <i>Kool Mμ</i>	140
Figura 6.15	– Perdas no enrolamento para o material magnético <i>High Flux</i>	140
Figura 6.16	– Perdas no enrolamento para o material magnético <i>Molypermalloy</i>	140
Figura 6.17	– Perdas no enrolamento para o material magnético <i>Kool Mμ</i>	141
Figura 6.18	– Perdas totais no indutor para o material magnético <i>High Flux</i>	141
Figura 6.19	– Perdas totais no indutor para o material magnético <i>Molypermalloy</i> . ..	142
Figura 6.20	– Perdas totais no indutor para o material magnético <i>Kool Mμ</i>	142
Figura 6.21	– Temperatura do indutor para o material magnético <i>High Flux</i>	142
Figura 6.22	– Temperatura do indutor para o material magnético <i>Molypermalloy</i> . ..	143

Figura 6.23 – Temperatura do indutor para o material magnético <i>Kool Mμ</i>	143
Figura 6.24 – Volume no indutor para o material magnético <i>High Flux</i>	144
Figura 6.25 – Volume no indutor para o material magnético <i>Molypermalloy</i>	144
Figura 6.26 – Volume no indutor para o material magnético <i>Kool Mμ</i>	144
Figura 6.27 – Resistência série no indutor para o material magnético <i>High Flux</i>	145
Figura 6.28 – Resistência série no indutor para o material magnético <i>Molypermalloy</i>	145
Figura 6.29 – Resistência série no indutor para o material magnético <i>Kool Mμ</i>	146
Figura 6.30 – Perdas totais no interruptor para diferentes tecnologias.	147
Figura 6.31 – Perdas totais e seleção do interruptor através da metodologia.	147
Figura 6.32 – Resistência série total na chave do conversor <i>Boost</i>	148
Figura 6.33 – Rendimento resultante dos projetos ótimos para o núcleo HF.	149
Figura 6.34 – Rendimento resultante dos projetos ótimos para o núcleo MPP.	149
Figura 6.35 – Rendimento resultante dos projetos ótimos para o núcleo <i>Kool Mμ</i>	150
Figura 6.36 – Perdas percentuais em cada elemento resultantes da seleção pelo maior rendimento.	151
Figura 6.37 – Volumes percentuais em cada elemento resultantes da seleção pelo maior rendimento.	152
Figura 6.38 – Fronteira de Pareto-ótima para o material magnético HF, MPP e <i>Kool Mμ</i> a adição de chaves em paralelo.	153
Figura 6.39 – Fronteira de Pareto-ótima para diferentes materiais magnéticos.	153
Figura 6.40 – Fronteira de Pareto-ótima para o material magnético HF, MPP e <i>Kool Mμ</i> em relação aos modos de condução do conversor.	154
Figura 6.41 – Perdas percentuais em cada elemento resultantes da seleção pelo rendimento em MCD.	156
Figura 6.42 – Volumes percentuais em cada elemento resultantes da seleção pelo rendimento em MCD.	156
Figura 6.43 – Relação entre o rendimento e custo total do conversor para os três materiais magnéticos estudados.	157
Figura 6.44 – Volume resultante do conversor para o material magnético <i>High Flux</i>	158
Figura 6.45 – Volume resultante do conversor para o material magnético <i>Molypermalloy</i>	158
Figura 6.46 – Volume resultante do conversor para o material magnético <i>Kool Mμ</i>	158
Figura 6.47 – Perdas percentuais em cada elemento resultantes da seleção pelo menor volume.	160
Figura 6.48 – Volumes percentuais em cada elemento resultantes da seleção pelo menor volume.	161
Figura 6.49 – Ganho estático do conversor <i>Boost</i> convencional com compensação da razão cíclica em MCC para os três materiais magnéticos.	162
Figura 6.50 – Ganho estático do conversor <i>Boost</i> convencional com compensação da razão cíclica em MCD para os três materiais magnéticos.	162
Figura 6.51 – Comportamento da razão cíclica para os dois estágios do conversor <i>Boost Cascaded</i>	164

Figura 6.52 – Curvas de Pareto-Ótima a associação de chaves em paralelo no primeiro estágio do conversor <i>Boost Cascaded</i> para o material magnético MPP.	165
Figura 6.53 – Comportamento do rendimento nos dois estágios do conversor para o material magnético <i>High Flux</i>	165
Figura 6.54 – Comportamento do rendimento nos dois estágios do conversor para o material magnético <i>Molypermalloy</i>	166
Figura 6.55 – Comportamento do rendimento nos dois estágios do conversor para o material magnético <i>Kool Mμ</i>	166
Figura 6.56 – Comportamento do rendimento máximo do conversor a variação da tensão intermediária para diferentes transistores.	167
Figura 6.57 – Perdas nos componentes com núcleo MPP a variação da V_{int}	168
Figura 6.58 – Perdas nos componentes com núcleo MPP a variação da V_{int}	168
Figura 6.59 – Perdas nos componentes com núcleo <i>Kool Mμ</i> a variação da V_{int}	168
Figura 6.60 – Perdas no diodo para os dois estágios do conversor sob variação da V_{int}	169
Figura 6.61 – Perdas na chave para os dois estágios do conversor sob variação da V_{int}	169
Figura 6.62 – Perdas nos indutores do conversor para o núcleo magnético HF sob variação da V_{int}	170
Figura 6.63 – Perdas nos indutores do conversor para o núcleo magnético MPP sob variação da V_{int}	170
Figura 6.64 – Perdas nos indutores do conversor para o núcleo magnético <i>Kool Mμ</i> sob variação da V_{int}	171
Figura 6.65 – Fronteira de Pareto-Ótima para os materiais magnéticos selecionados pelo maior rendimento.	171
Figura 6.66 – Perdas e volumes percentuais para pontos de operação iguais em ambos os estágios do conversor com material HF.	174
Figura 6.67 – Perdas e volumes percentuais para pontos de operação iguais em ambos os estágios do conversor com material MPP.	174
Figura 6.68 – Perdas e volumes percentuais para pontos de operação iguais em ambos os estágios do conversor com material <i>Kool Mμ</i>	174
Figura 6.69 – Perdas e volumes percentuais para pontos de operação diferentes em ambos os estágios do conversor com material <i>High flux</i>	176
Figura 6.70 – Perdas e volumes percentuais para pontos de operação diferentes em ambos os estágios do conversor com material <i>Molypermalloy</i>	176
Figura 6.71 – Perdas e volumes percentuais para pontos de operação diferentes em ambos os estágios do conversor com material <i>Kool Mμ</i>	177
Figura 6.72 – Volume dos componentes nos dois estágios do conversor com núcleo MPP.	178
Figura 6.73 – Comportamento da indutância nos dois estágios do conversor sob variação da tensão intermediária e ondulação de corrente.	178
Figura 6.74 – Fronteira de Pareto-Ótima para os três materiais magnéticos selecionadas pelo menor volume.	179

Figura 6.75 – Perdas e volumes percentuais com pontos de operação iguais para o material HF.....	180
Figura 6.76 – Perdas e volumes percentuais com pontos de operação iguais para o material MPP.....	181
Figura 6.77 – Perdas e volumes percentuais com pontos de operação iguais para o material <i>Kool Mμ</i>	181
Figura 6.78 – Perdas e volumes percentuais com pontos de operação diferentes em ambos os estágios do conversor para o material HF.....	182
Figura 6.79 – Perdas e volumes percentuais com pontos de operação diferentes em ambos os estágios do conversor para o material MPP.	183
Figura 6.80 – Perdas e volumes percentuais com pontos de operação diferentes em ambos os estágios do conversor para o material <i>Kool Mμ</i>	183
Figura 6.81 – Comparativo entre as soluções ótimas para o conversor <i>Boost</i> convencional e <i>Cascaded</i>	185
Figura 6.82 – Comparação entre o custo relativo aos componentes dos dois conversores.	185
Figura A.1 – Forma de onda da corrente na chave.	204
Figura A.2 – Forma de onda da corrente no diodo.	206
Figura A.3 – Forma de onda da corrente no capacitor de saída.	207
Figura A.4 – Forma de onda da corrente no capacitor intermediário.	208

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1	– Comparativo entre os conversores clássicos elevadores de tensão e de alto ganho.	66
Tabela 6.1	– Comparativo de projetos ótimos selecionados pelo maior rendimento.	151
Tabela 6.2	– Comparativo de projetos ótimos selecionados pelo maior rendimento em MCD.	155
Tabela 6.3	– Comparativo de projetos ótimos selecionados pelo menor volume.	159
Tabela 6.4	– Resistência série dos componentes selecionados para o MCC e MCD pelo maior rendimento.	163
Tabela 6.5	– Comparativo de projetos ótimos selecionados pelo maior rendimento para pontos de operação iguais em ambos os estágios.	172
Tabela 6.6	– Comparativo de projetos ótimos selecionados pelo maior rendimento para pontos de operação diferentes.	175
Tabela 6.7	– Projetos ótimos selecionados pelo menor volume com pontos de operação iguais.	180
Tabela 6.8	– Comparativo de projetos ótimos selecionados pelo menor volume para pontos de operação diferentes.	182

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

GD	Geração distribuída
CaC	Células a combustível
PEMFC	Célula a Combustível de Membrana de Troca de Prótons (do inglês, <i>Proton Exchange Membrane Fuel Cell</i>)
AFC	Célula a Combustível Alcalina (do inglês, <i>Alkaline Fuel Cell</i>)
PAFC	Célula a Combustível de Ácido Fosfórico (do inglês, <i>Phosphoric Acid Fuel Cell</i>)
MCFC	Célula a Combustível de Carbonato Fundido (do inglês, <i>Molten Carbonate Fuel Cell</i>)
SOFC	Célula a Combustível de Óxido Sólido (do inglês, <i>Solid Oxide Fuel Cell</i>)
MCC	Modo de condução contínua
MCD	Modo de condução descontínua
HF	<i>High Flux</i>
MPP	<i>Molypermalloy</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

V_{Nernst}	Tensão de Nernst
V_{ativ}	Tensão de ativação
V_{res}	Tensão ôhmica
V_{trans}	Tensão de transporte de massa
P_{H_2}	Pressão parcial na interface do ânodo
P_{O_2}	pressão parcial na interface do cátodo
i_{CaC}	Corrente na célula a combustível
i_0	Corrente de troca
A	Constante de inclinação da curva
R	Constante universal dos gases
T_{CaC}	Temperatura da célula a combustível
α	Coefficiente de transferência
F	Constante de Faraday
R_{elet}	Resistência do eletrodo
R_{ohm}	Resistência total ôhmica
R_{memb}	Resistência da membrana
l_{memb}	Espessura da membrana da CaC
A_{CaC}	Área ativa da CaC
ρ_{memb}	Resistividade da membrana da CaC
i_l	Valor da corrente no momento que o fenômeno transporte de massa começa a se manifestar
B_{CaC}	Constante que varia conforme o tipo de reagente utilizado ou pelo estado de operação da CaC
R_{ativ}	Resistência de ativação
C_{ativ}	Capacitância relativa ao armazenamento de carga elétrica
V_{in}	Tensão de entrada
R_L	Resistência série do indutor
R_{SW}	Resistência série da chave
i_c	Corrente instantânea no capacitor
i_L	Corrente instantânea no indutor
v_{out}	Tensão instantânea de saída

R_o	Resistência de carga
R_c	Resistência do capacitor
R_D	Resistência do diodo
L	Indutância
$i_C(t)$	Corrente instantânea no capacitor
i_{out}	Corrente instantânea de saída
v_C	Tensão no capacitor
R_C	Resistência série do capacitor
R_D	Resistência série do diodo
A	Matriz de estados
B	Matriz de entrada
C	Matriz de saída
E	Matriz de transmissão direta
\dot{x}	Vetor das variáveis de estado
y	Vetor de saída
u	Vetor de entrada
M_{ef}	Ganho estático do conversor <i>Boost</i> para o modo de condução contínua com perdas
P_{comp}	Perda associada a cada componente
$I_{comp(rms)}$	Corrente eficaz quadrática associada a cada componente
d	Razão de trabalho
d_2	Complemento da razão de trabalho
\mathcal{L}^{-1}	Transformada inversa de Laplace
$M_{MCD(ef)}$	Ganho estático para o modo de condução descontínua com perdas
A_o	Valor médio
A_n	Coefficiente que representa a parte imaginária da série de Fourier
B_n	Coefficiente que representa a parte real da série de Fourier
n	Número de harmônicos
ω	Frequência angular
ΔI_L	Ondulação de pico a pico de corrente no indutor
ΔV_{out}	Ondulação de tensão no capacitor
ΔQ_C	Variação de carga no capacitor
ΔV_{out}	Variação de tensão sobre o capacitor

ΔQ_C	Variação de carga sobre o capacitor
i_{La}	Componente alternada da corrente drenada pelo conversor <i>Boost</i>
i_{CaC}	Corrente instantânea da CaC
i_{Cin}	Corrente instantânea do filtro capacitivo de entrada
C_{in}	Capacitor de entrada do conversor
B_{max}	Densidade de fluxo máxima
H	Força magnetizante
E_{arm}	Energia armazenada no indutor
$I_{L(max)}$	Corrente máxima no indutor
l_e	Comprimento médio do caminho magnético
μ_i	Permeabilidade inicial do núcleo
A_e	Área efetiva ou a seção transversal do núcleo
μ_{ef}	Permeabilidade efetiva do núcleo
N_{ef}	Número final de espiras
δ	Profundidade de penetração do condutor de cobre para o efeito pelicular
ρ	Resistividade do cobre
μ_0	Permeabilidade do ar
μ_r	Permeabilidade relativa do cobre
$I_{L(rms)}$	Corrente eficaz que circula pelo indutor
J	Densidade de corrente no condutor
A_{cond}	Área do fio selecionado pelo efeito <i>Skin</i>
E_{nu}	Área de execução do projeto do indutor
k_w	Fator de ocupação da área da janela do núcleo
l_w	Comprimento do enrolamento
l_{esp}	Comprimento médio da espira
f_h	Frequência do harmônico
d_w	Diâmetro do condutor
t_w	Distância entre dois condutores adjacentes
N_{cam}	Número de camadas de enrolamento
P_{cobre}	Perdas no enrolamento do indutor
$i_L(f_h)$	Magnitude de corrente para cada harmônico considerado
P_{nu}	Perdas no núcleo do indutor
B_{max}	Densidade de fluxo magnético máximo em um período de chaveamento

B_{min}	Densidade de fluxo magnético mínima em um período de chaveamento
k_n	Coefficientes fornecidos pelo fabricante para obtenção da densidade de fluxo magnético
T_{amb}	Temperatura ambiente
T_{ind}	Temperatura do indutor
A_s	Área da superfície do indutor
R_{esr}	Resistência série equivalente do capacitor
L_{esl}	Indutância série equivalente presente nos eletrodos do capacitor
R_{isol}	Resistência de isolamento do dielétrico do capacitor
i_{Cap}	corrente instantânea no capacitor
i_{sw}	corrente instantânea na chave
$R_{ds(on)}$	Resistência da chave no período de condução
T_j	Temperatura de junção do semiconductor
C_{gs}	Capacitância parasita entre o gatilho e fonte
C_{gd}	Capacitância parasita entre o gatilho e dreno
C_{ds}	Capacitância parasita entre o dreno e fonte
V_{th}	Tensão de <i>threshold</i> ou tensão limiar
I_{rr}	Corrente de recuperação reversa no diodo
Q_{gs}	Carga do capacitor C_{gs}
Q_{gd}	Carga do capacitor C_{gd}
Q_{ds}	Carga do capacitor C_{ds}
C_{rss}	Capacitância de transferência reversa
C_{oss}	Capacitância na saída de condução
C_{iss}	Capacitância na entrada em condução
$V_{plateau}$	Tensão de <i>plateau</i>
V_{gs}	Tensão entre o gatilho e a fonte
R_g	Resistência de gate
I_g	Corrente de gate
$R_{int(sw)}$	Resistência interna do transistor
p_{sw}	Perda instantânea de chaveamento o transistor
v_{sw}	Tensão instantânea de chaveamento o transistor
i_{sw}	Corrente instantânea de chaveamento o transistor
P_{rr}	Perda por recuperação reversa

t_{rr}	Tempo de recuperação reversa
$P_{sw(com)}$	Perda de chaveamento no transistor
$P_{sw(on)}$	Perda em entrada de condução no transistor
$P_{sw(off)}$	Perda em saída de condução no transistor
$P_{D(con)}$	Perdas de condução do diodo
i_D	Corrente instantânea no diodo
v_f	Queda de tensão durante o período de condução do diodo
$P_{D(rr)}$	Perdas de recuperação reversa no diodo
Q_{rr}	Carga de recuperação reversa no diodo
R_{jc}	Resistências térmica da junção para o encapsulamento
R_{cd}	Resistências térmica do encapsulamento para o dissipador
R_{da}	Resistências térmica do dissipador para o ambiente
T_d	Temperatura do dissipador
T_c	Temperatura do encapsulamento
$f_{c(temp)}$	Fator de correção da temperatura
ΔT	Varição da temperatura do dissipador
$I_{L(pk-pk)}$	Corrente de pico a pico

LISTA DE APÊNDICES

Apêndice A – Obtenção das correntes de cada componente do conversor	203
---	-----

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	37
1.1 PANORAMA DA PRODUÇÃO E CONSUMO DE ENERGIA ELÉTRICA NO BRASIL E NO MUNDO	37
1.2 MOTIVAÇÃO E JUSTIFICATIVA	41
1.3 ORGANIZAÇÃO DO DOCUMENTO	43
2 CÉLULA A COMBUSTÍVEL	45
2.1 PRINCÍPIO BÁSICO DE FUNCIONAMENTO DA CÉLULA A COMBUS- TÍVEL	45
2.2 DIFERENTES TIPOS DE CACS	46
2.3 APLICAÇÕES COM CÉLULAS A COMBUSTÍVEL	48
2.4 MODELAGEM DA CÉLULA A COMBUSTÍVEL	50
2.4.1 Característica estática da célula a combustível	50
2.4.1.1 Tensão de Nernst	51
2.4.1.2 Tensão de ativação	52
2.4.1.3 Tensão Ôhmica	52
2.4.1.4 Queda de tensão ocasionada pelo transporte de massa - V_{trans}	53
2.4.2 Característica dinâmica da célula a combustível	53
2.5 INFLUÊNCIA DA ONDULAÇÃO DE CORRENTE NA CÉLULA A COM- BUSTÍVEL	54
2.6 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO	58
3 ESCOLHA DA TOPOLOGIA DE CONVERSOR CC-CC	59
3.1 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE CONVERSORES NÃO-ISOLADOS	60
3.1.1 Conversor <i>Boost</i> Convencional	60
3.1.2 Conversor <i>Buck-Boost</i>	61
3.1.3 Conversor <i>Ćuk</i>	62
3.1.4 Conversor <i>SEPIC</i>	62
3.1.5 Conversor <i>Zeta</i>	63
3.1.6 Conversor elevador de alto ganho <i>Boost Cascaded</i>	64
3.1.7 Escolha e análise das topologias CC-CC	65
3.2 ANÁLISE DO CONVERSOR <i>BOOST</i> CONVENCIONAL	66
3.2.1 Modelagem do ganho estático em modo de condução contínua e limiar	67
3.2.1.1 Primeira etapa de operação: interruptor fechado	67
3.2.1.2 Segunda etapa de operação: interruptor aberto	69

3.2.2	Influências das resistências séries no ganho estático do conversor <i>Boost</i> em MCC	72
3.2.3	Modelagem do ganho estático em modo de condução descontínua	74
3.2.4	Influências das resistências séries no ganho estático do conversor <i>Boost</i> em MCD	77
3.2.5	Análise do conversor <i>Boost</i> convencional operando em alto ganho	79
3.2.6	Cálculo das correntes do conversor	80
3.2.7	Dimensionamento do indutor de entrada e capacitor de saída do conversor <i>Boost</i> convencional	83
3.2.8	Dimensionamento do capacitor de entrada do conversor	84
3.3	ANÁLISE DO CONVERSOR BOOST CASCADED	85
3.4	CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO	87
4	CÁLCULO DE PERDAS E DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES	89
4.1	DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR	89
4.1.1	Núcleos magnéticos toroidais de tecnologia <i>Powder</i>	90
4.1.2	Seleção do núcleo magnético	91
4.1.3	Seleção do enrolamento	92
4.1.4	Modelo matemático de perdas no indutor	94
4.1.5	Estimação da elevação da temperatura no indutor	97
4.2	ANÁLISE DE PERDAS NO CAPACITOR	97
4.3	ANÁLISE DE PERDAS NA INTERRUPTOR	99
4.3.1	Perdas em condução do interruptor	99
4.3.2	Perdas de chaveamento do interruptor	100
4.3.3	Modelo simplificado de perdas de chaveamento do interruptor	103
4.4	ANÁLISE DE PERDAS NO DIODO	104
4.4.1	Perdas em condução do diodo	104
4.4.2	Perdas de recuperação reversa do diodo	105
4.5	PROJETO DO SISTEMA DE TRANSFERÊNCIA DE CALOR	106
4.5.1	Projeto do dissipador	107
4.6	CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO	110
5	METODOLOGIA DE PROJETOS	111
5.1	DESCRIÇÃO DA METODOLOGIA DE PROJETO	111
5.1.1	Especificações do conversor	113
5.1.2	Metodologia de projeto do indutor	114

5.1.3 Metodologia de projeto do capacitor de entrada	116
5.1.4 Metodologia de seleção da chave e do projeto do mecanismo de transferência de calor	117
5.1.4.1 Associação de chaves em paralelo	119
5.1.5 Metodologia de seleção do diodo e projeto do mecanismo de transferência de calor	121
5.1.6 Metodologia de projeto do capacitor de saída	122
5.1.6.1 Associação de capacitores em paralelo	123
5.2 METODOLOGIA DE PROJETO PROPOSTA PARA O CONVERSOR <i>BOOST</i> CONVENCIONAL	124
5.3 FLUXOGRAMA DE PROJETO GLOBAL DO CONVERSOR <i>BOOST CASCADED</i>	127
5.4 COMPONENTES UTILIZADOS	129
5.5 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO	130
6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	131
6.1 ANÁLISE DO CONVERSOR <i>BOOST</i> CONVENCIONAL	131
6.1.1 Técnicas de redução das resistências séries para elevação do rendimento do conversor	132
6.1.2 Análise individual de cada componente do conversor	134
6.1.2.1 Capacitor de entrada	134
6.1.2.2 Capacitor de saída do conversor	136
6.1.2.3 Resultados para o diodo	137
6.1.2.4 Resultados para o indutor	137
6.1.2.5 Resultados para o interruptor	145
6.1.3 Seleção do projeto considerando o maior rendimento	148
6.1.4 Seleção do projeto considerando o volume do conversor	157
6.1.5 Análises do conversor <i>Boost</i> convencional operando em alto ganho	161
6.2 ANÁLISE DO CONVERSOR <i>BOOST CASCADED</i>	163
6.2.1 Análise do conversor <i>Boost Cascaded</i> pelo maior rendimento ..	164
6.2.2 Análise do conversor <i>Boost Cascaded</i> pelo menor volume	177
6.3 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE O CONVERSOR <i>BOOST</i> CONVENCIONAL E <i>BOOST CASCADED</i>	183
6.4 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO	186
7 CONSIDERAÇÕES FINAIS	189
7.1 PUBLICAÇÕES REALIZADAS	190
7.1.1 Publicações em congressos e seminários	190
7.2 SUGESTÕES PARA INVESTIGAÇÕES FUTURAS	191

REFERÊNCIAS	193
APÊNDICES	201

1 INTRODUÇÃO

Nesse capítulo, pretende-se realizar uma breve introdução ao tema proposto por este trabalho e onde este se encaixa no contexto atual da eletrônica de potência. Ainda, perspectivas do uso de fontes renováveis para geração de energia elétrica são expostas, englobando à produção de energia através de células a combustível.

Os principais desafios do uso da célula a combustível são abordados, como melhorias no processamento de energia através da utilização de conversores CC-CC elevadores de tensão, o qual o meio acadêmico e industrial vem buscando formas de reduzir as perdas e volumes desses conversores durante o processamento da energia. Por fim, são apresentadas as motivações, justificativas e contribuições para o desenvolvimento de projetos voltados a conversores estáticos.

1.1 PANORAMA DA PRODUÇÃO E CONSUMO DE ENERGIA ELÉTRICA NO BRASIL E NO MUNDO

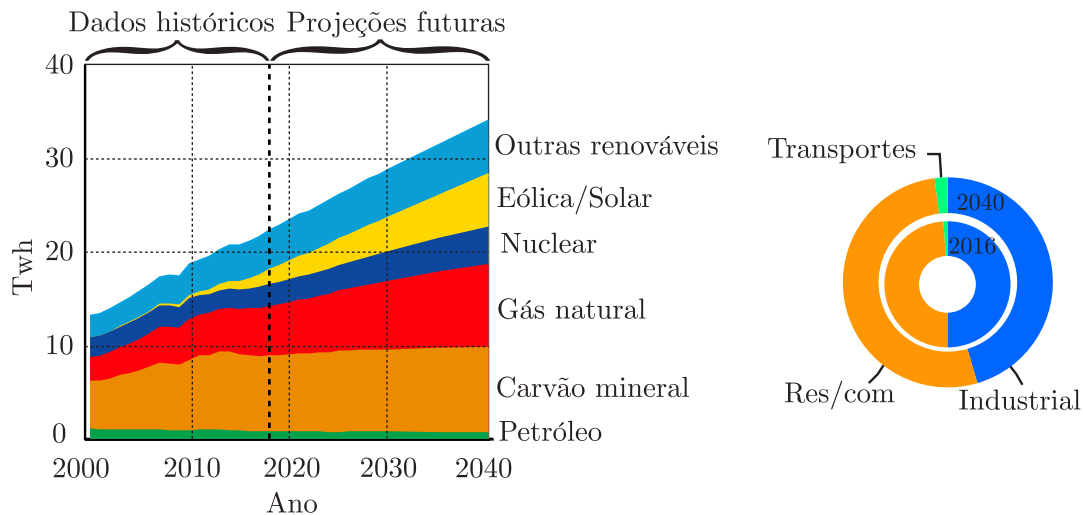
A energia é um fator primordial para o crescimento de qualquer país. Por esse motivo, a demanda energética cresce continuamente, pois sua energia proveniente de diversas fontes é utilizada no fornecimento de amplas aplicações, desde iluminação a eletrodomésticos, comércio e serviços digitais. A geração de energia utiliza uma vasta gama de fontes, como: carvão, gás natural, nuclear e renovável, destacando-se: a solar, a eólica, a biomassa, a célula a combustível, entre outras.

A medida que o consumo de eletricidade aumenta, os tipos de combustíveis utilizados para geração energia elétrica mudam, tanto globalmente quanto regionalmente. Estas mudanças são ocasionadas, principalmente, por políticas que tratam sobre preservação ambiental que buscam a redução gradativa de fontes a base de combustíveis fósseis, que causam efeito estufa. Conseqüentemente, um crescimento na geração de energia através de fontes renováveis é esperado. Conforme estudos realizados pela Exxon Mobil (2018), estima-se que a demanda global por eletricidade crescerá cerca de 60% entre 2016 a 2040, impulsionada pela demanda nos setores: residencial, comercial, industrial e de transporte, conforme Figura 1.1. Desta produção, destaca-se o uso de fontes, como: eólica, solar, gás natural, combustível nuclear e outras fontes alternativas de energias.

A crescente demanda no consumo de energia elétrica aliada à preocupação ambiental que envolve os meios de geração, tem guiado entidades e governos a desestimular o uso de fontes emissoras de gases que causam o efeito estufa (ZIENTARSKI, 2017). Logo, uma forma de reduzir esse problema é o uso de fontes que durante o processo de geração de energia não liberam poluentes, como as renováveis. No entanto, existem muitos desafios a serem superados, visto que a matriz energética mundial é constituída, em sua maioria,

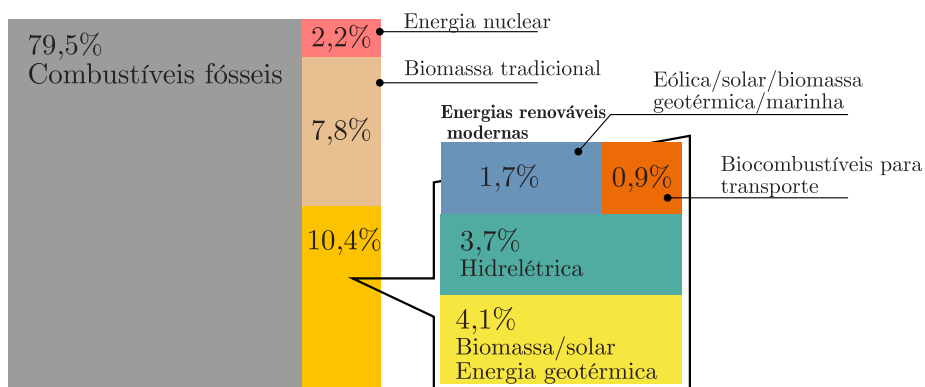
por fontes provenientes de combustíveis fósseis. Em 2016, 79,5% de toda produção de energia elétrica era oriunda de recursos não-renováveis (combustíveis fósseis), conforme Figura 1.2 (REN21, 2018). Observa-se, que as fontes renováveis de energia (eólica, solar, biomassa, geotérmica, entre outras) representam um percentual de 10,4% do total produzido naquele ano.

Figura 1.1 – Projeção da demanda por energia elétrica no mundo até 2040.



Fonte: Adaptado de Exxon Mobil (2018).

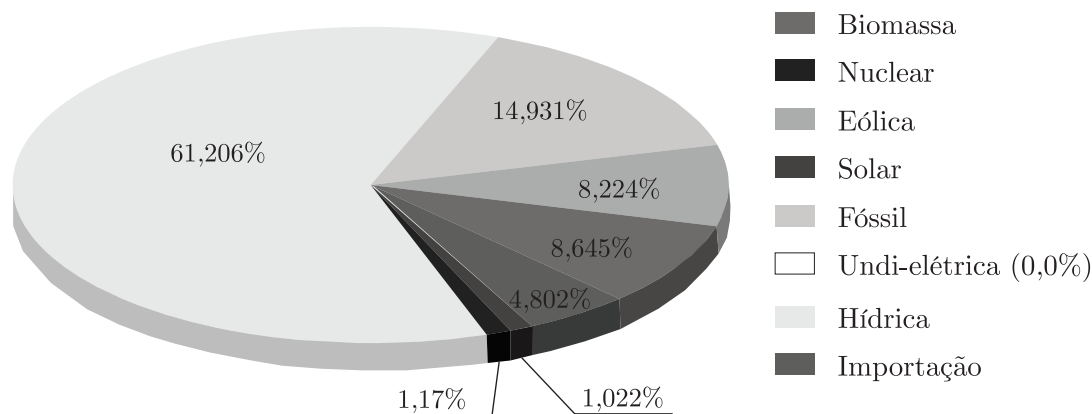
Figura 1.2 – Participação das fontes na energia elétrica produzida no mundo em 2016.



Fonte: Adaptado de REN21 (2018).

No contexto brasileiro, o panorama energético é diferente do mundial, pois sua matriz é altamente renovável, devido à ampla participação de fontes de biomassa, com cerca de 8,645%, eólica (8,224%) e por boa parte da energia elétrica gerada, cerca de 61,2%, são oriundas de usinas hidrelétricas, conforme Figura 1.3 (ANEEL, 2018).

Figura 1.3 – Matriz energética brasileira.



Fonte: Adaptado de ANEEL (2018).

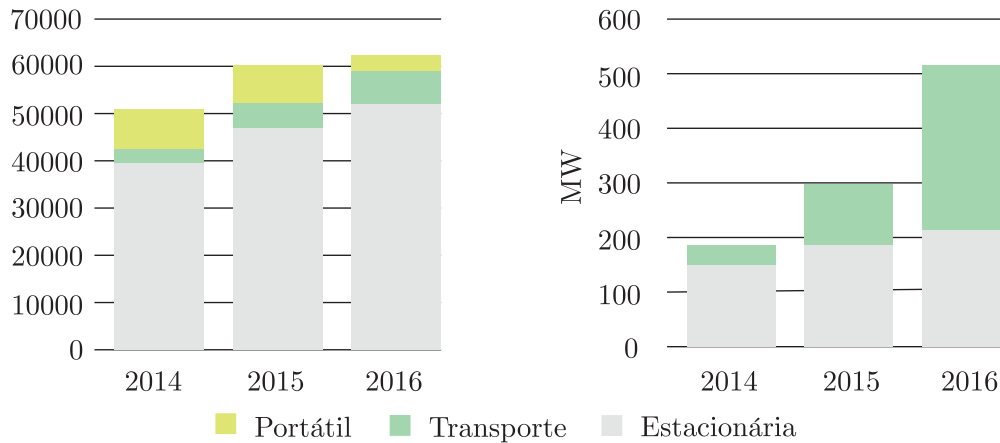
De acordo com Zientarski (2017), os sistemas de geração baseados em fontes renováveis são geralmente instalados em locais onde há a disponibilidade dos recursos naturais que, por sua vez, podem estar situados longe dos grandes centros consumidores. No Brasil, por exemplo, as grandes centrais hidrelétricas estão localizadas distantes dos locais de maior consumo, necessitando de um grande sistema de transmissão. Consequentemente, ocasionando um aumento no custo, redução da confiabilidade do sistema elétrico e, segundo Moreira (2012), perdas por transmissão na ordem de 20%.

Desse modo, a geração distribuída (GD) apresenta-se como uma solução que permite evitar o uso de longos sistemas de transmissão e contribui para a redução do uso de fontes não-renováveis, prejudiciais ao meio ambiente. Nesse sentido, sistemas estacionários baseados em células a combustível vêm crescendo continuamente nos últimos anos. Energy Efficiency & Renewable Energy (2018) explanam que, em 2016, aproximadamente 62 mil sistemas de célula a combustível foram instalados em todo o mundo, superior a 2015 com cerca de 60 mil sistemas. Mais significativamente, foi o total de potência instalada, crescendo substancialmente de 300MW em 2015 para 500 MW em 2016, impulsionada por aplicações estacionárias e de transportes, Figura 1.4. Logo, em sistemas de geração distribuída, o uso desta fonte mostra-se como uma solução de baixo impacto ambiental e podem ser instaladas próximos ao local de consumo.

As células a combustível são fontes de energia limpa que combinam a reação química do hidrogênio e oxigênio para produzir eletricidade, água e calor. Ao contrário das baterias, as células a combustível geram eletricidade continuamente desde que haja fornecimento de uma fonte de hidrogênio e oxigênio (geralmente ar). A fonte de hidrogênio é frequentemente referida como o combustível e isso dá seu nome "célula a combustível", mesmo que a expressão sugira, não há combustão envolvida, o que torna o processo silencioso, livre de poluição e até duas a três vezes mais eficiente que as tecnologias a combustão (ENERGY EFFICIENCY & RENEWABLE ENERGY, 2018). As células a combustível

podem variar de pequenos dispositivos que produzem apenas alguns watts de eletricidade até grandes usinas geradoras e são geralmente classificadas de acordo com a composição do seu eletrólito.

Figura 1.4 – Número de sistemas instalados e potência gerada por células a combustível em todo o mundo em relação à aplicação.



Fonte: Adaptado de Energy Efficiency & Renewable Energy (2018).

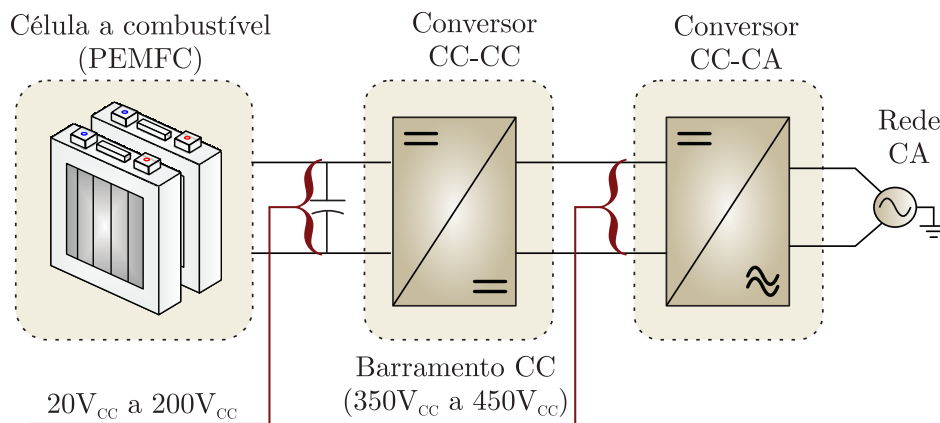
Entretanto, independentemente do combustível ou da tecnologia das células utilizadas, a energia elétrica gerada em seus terminais é em corrente contínua e com baixos valores de tensão (entre 20 a 200 V_{CC}). Logo, em quase todas as aplicações que envolvam células a combustível, necessita-se processar a energia de modo a adequar as grandezas elétricas (NOVAES, 2006). Uma forma de processar essa energia é o uso da eletrônica de potência, através de conversores CC-CC (CC, corrente contínua) ou CC-CA (CA, corrente alternada) que realizam a interface entre a célula e um barramento CC ou a rede elétrica, respectivamente.

Esse trabalho abordará exclusivamente o uso dos conversores CC-CC para aplicações estacionárias, os quais são encarregados de efetuar o processamento da energia entre a célula a combustível do tipo PEMFC (do inglês, *Proton-exchange membrane fuel cell*) para um barramento CC, adequando as grandezas elétricas a níveis de conversão CC-CA ($350V_{CC}$ a $450V_{CC}$), protegendo contra variações de carga e limitando a ondulação de corrente na célula, conforme Figura 1.5. Para isso, dois conversores elevadores da família *Boost* serão analisados, o conversor *Boost* convencional e o *Boost Cascaded*.

Além disso, é desejável pela indústria e pelo meio acadêmico que os conversores possuam alto rendimento e sejam compactos. Sartori (2013) salienta que equipamentos com estas características possuem um grande diferencial de mercado, principalmente se o modelo atenda estas especificações com custo mínimo. Contudo, a complexidade em aliar esses três fatores é grande, pois estão diretamente ligados. Por exemplo, a busca por

soluções com baixo custo penaliza o rendimento e o volume do conversor, pois as soluções com menor custo tendem a resultar na escolha de dispositivos com desempenho inferior. Desse modo, o sistema torna-se suscetível à baixos rendimentos e com menor densidade volumétrica de potência.

Figura 1.5 – Arquitetura típica de um sistema estacionário baseado em célula a combustível.



Fonte: Autor.

Esses pontos são objetivos comuns em otimização de conversores, no entanto, o mais difundido, de acordo com Sartori (2013), é o custo, pois esse pode solucionar problemas como competição de mercado. Contudo, a solução custo traz grandes desafios e dificuldades em concluir pontualmente um projeto, em razão que este pode variar conforme a região, país ou da disponibilidade das tecnologias.

Dessa forma, torna-se evidente que a otimização considerando o volume e o rendimento do conversor é mais usual, pois esses parâmetros dependem apenas de grandezas elétricas, das tecnologias aplicadas ao projeto do conversor e não sofrem com influências de variáveis externas como oscilação da economia ou questões geográficas. Logo, esse trabalho busca a otimização dos conversores *Boost* convencional e *Boost Cascaded* através do desenvolvimento de metodologias que expõem as melhores soluções para a aplicação em rendimento ou volume e garanta o alto ganho de tensão para o conversor *Boost* convencional.

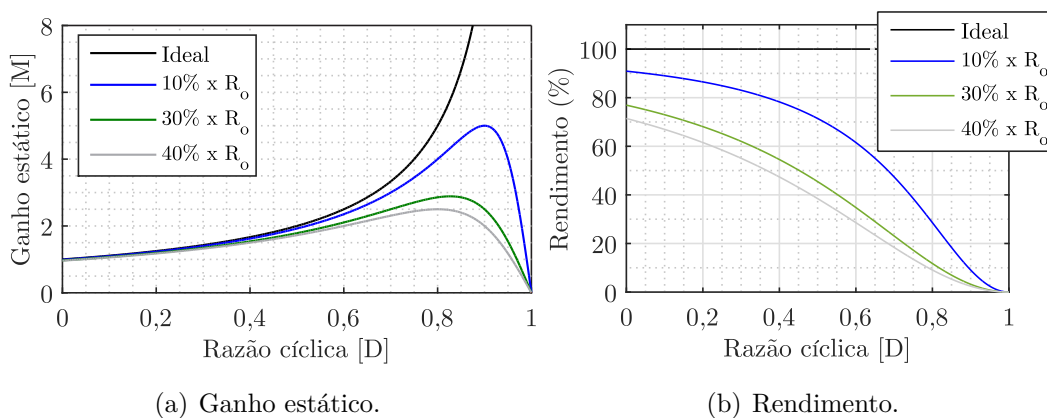
1.2 MOTIVAÇÃO E JUSTIFICATIVA

Conforme mencionado anteriormente, a célula a combustível produz em seus terminais baixos valores de tensão, necessitando de conversores CC-CC elevadores que realizam a conexão entre a célula e o barramento CC. Nessa aplicação, a célula fornece aproximadamente $50 V_{CC}$ (pior caso) e se faz necessário um conversor com elevado ganho para

manter a tensão à níveis adequados de conversão CC-CA (entre 350 a 450V_{CC}) (WANG et al., 2004).

Na literatura quando pretende-se elevar a tensão de saída a um nível superior à entrada. Logo, pensa-se no conversor *Boost* convencional, devido à sua simplicidade e baixo número de componentes que tornam sua utilização atrativa. No entanto, essa topologia é citada na literatura como inadequada ou não usual para aplicações com alto ganho de tensão, pois o alto valor das resistências séries ou perdas inerentes a cada componente tornam o ganho limitado em razões cíclicas elevadas (MUHAMMAD; ARMSTRONG; ELGENDY, 2016; SATHYAN et al., 2016; SCHMITZ; MARTINS; COELHO, 2017; PRABHALA et al., 2016; LEE; DO, 2018; BENI et al., 2017; SHITOLE et al., 2018; SIWAKOTI; BLAABJERG, 2017). Para exemplificar, na Figura 1.6 são demonstradas as influências no ganho estático e rendimento do conversor para diferentes valores de resistência série no indutor sob variação da razão cíclica, percebe-se que o ganho do conversor se torna limitado em razões cíclicas elevadas e o seu rendimento é reduzido significativamente.

Figura 1.6 – Influência da resistência série no indutor no ganho estático e rendimento do conversor *Boost* convencional.



Fonte: Autor.

Como mencionado pelos autores supracitados e demonstradas através das figuras acima, as resistências séries têm grande impacto na limitação do ganho estático e na redução do rendimento do conversor. No entanto, muitas dúvidas relacionadas à estas deduções não foram claramente explicadas e ainda trazem questionamentos como, por exemplo:

- Qual é o limite de ganho efetivo possível de se obter com o conversor *Boost* convencional para um determinado arranjo de componentes?
- Como é possível tratar uma topologia como não usual ou inadequada, pelos autores citados, se a mesma não foi analisada?

- Caso implementado, será que as tecnologias utilizadas no dimensionamento do conversor apresentavam reduzida resistência série?
- O ponto de operação selecionado pelos autores proporcionava o melhor desempenho para o conjunto de componentes utilizado?

A partir desses questionamentos, surge uma das principais motivações e contribuições desse trabalho que são o estudo e investigação dos limites relacionados ao conversor *Boost* convencional, aplicando uma metodologia de projeto voltada a sua otimização e redução das resistências séries dos componentes.

Por outro lado, o ganho do conversor *Boost Cascaded* não é o principal problema, pois a associação em cascata de dois conversores *Boost* convencionais possibilitam a operação com elevados ganhos de tensão. No entanto, este arranjo proporciona projetos com baixos rendimentos e elevados volumes, ocasionados pelo maior número de componentes e o produto do rendimento (em pu, "por unidade") de cada estágio produzir um rendimento total ainda menor (FUZATO, 2015; HUBER; JOVANOVIĆ, 2000; FIORI, 2016; KADRI et al., 2010; GRAGGER; HIMMELSTOSS; PIRKER, 2008). Desse modo, uma metodologia de projeto voltada a otimização deste conversor é proposta que faz a varredura dos principais parâmetros do conversor, visando encontrar soluções dentre um conjunto de componentes e pontos de operação que possibilitem a utilização dessa topologia com elevado rendimento ou baixo volume.

1.3 ORGANIZAÇÃO DO DOCUMENTO

O seguinte documento está organizado em sete capítulos. O Capítulo 2 apresenta uma revisão bibliográfica sobre as células a combustível, seus princípios básicos de operação, os principais tipos de células presentes no mercado e suas aplicações. Além disso, as características estáticas e dinâmicas foram levantadas e o impacto da degradação proveniente da ondulação de corrente na entrada do conversor foi analisado.

O Capítulo 3 exhibe uma análise das topologias de conversores não isolados para elevação de tensão da célula a combustível. Após seleção das topologias *Boost* convencional e *Cascaded*, são apresentadas as análises matemáticas referentes ao dimensionamento e comportamento dinâmico das correntes nos componentes dos conversores.

O Capítulo 4 expõem o dimensionamento dos indutores dos conversores. A seguir, é realizada uma revisão matemática das perdas, como: por condução e comutação dos semicondutores, no cobre e núcleo dos indutores e por condução nos capacitores. Por fim, o projeto do mecanismo de transferência de calor dos semicondutores é exposto.

No Capítulo 5 é apresentado o desenvolvimento das metodologias de projetos propostas para as duas topologias selecionadas no Capítulo 3. Além disso, são definidas as rotinas de seleção e projetos dos componentes do conversor.

Na sequência, o Capítulo 6 indica os resultados de simulação obtidos a partir dos métodos apresentados no capítulo anterior, bem como, as regiões de operação e análises das melhores soluções tanto pelo menor volume quanto pelo maior rendimento são realizadas para os diferentes modos de condução. Ao final do capítulo, análises comparativas entre os dois conversores são realizadas e a melhor solução para a aplicação é encontrada.

Por fim, no Capítulo 7 exibem as conclusões gerais do trabalho em relação aos resultados obtidos, as publicações realizadas e algumas sugestões para trabalhos futuros.

2 CÉLULA A COMBUSTÍVEL

Neste capítulo será realizada uma revisão das tecnologias de células a combustível (CaC), discorrendo sobre seus principais tipos, princípios básicos de funcionamento, suas aplicações e modelagem estática/dinâmica. Essas fontes, por usar hidrogênio como combustível, destacam-se como potenciais fontes alternativas de energia, pois proporcionam emissão zero de poluentes e alta taxa de eficiência (RASID; RAHIM; RAIHAN, 2016). Apesar de o hidrogênio ser um elemento químico abundante, ele não está disponível diretamente na natureza. Esse elemento necessita de processo de mineração como, por exemplo, hidrólise das moléculas de água que separam hidrogênio do oxigênio ou a partir da reforma de outros combustíveis, como: gás natural, etanol, metanol e gasolina. Portanto, um dos grandes desafios que fazem as CaCs não serem viáveis economicamente é a falta de infraestrutura na distribuição e a obtenção do seu combustível (NOVAES, 2006).

2.1 PRINCÍPIO BÁSICO DE FUNCIONAMENTO DA CÉLULA A COMBUSTÍVEL

As células a combustível são constituídas basicamente por dois eletrodos (ânodo e cátodo) de difusão com catalisadores em sua superfície, geralmente de platina ou níquel, e de um eletrólito que permite o movimento de íons entre seus eletrodos. A Figura 2.1 apresenta a estrutura básica e o princípio de funcionamento de uma CaC, ilustrando as reações químicas que ocorrem durante o processo de geração de energia elétrica (LARMINIE; DICKS, 2003; MAHER.; AL-BAGHDADI, 2005; MANN et al., 2000).

Conforme a Figura 2.1, o hidrogênio é encaminhado através de dutos para o eletrodo denominado de ânodo. Nesta região, as moléculas do hidrogênio são quebradas, liberando íons e elétrons (para cada molécula de hidrogênio, dois prótons e dois elétrons são liberados) (LARMINIE; DICKS, 2003; MAHER.; AL-BAGHDADI, 2005; NOVAES, 2006), conforme:



Os prótons H^+ circulam através do eletrólito que é bom condutor iônico, no entanto, isolante elétrico. Os elétrons circulam pelo eletrodo até o circuito externo, realizando trabalho devido à diferença de potencial originada entre os eletrodos. No cátodo, esses prótons recombina-se com o oxigênio e com os elétrons, formando água e liberando calor (LARMINIE; DICKS, 2003; NOVAES, 2006), de acordo com a reação química:

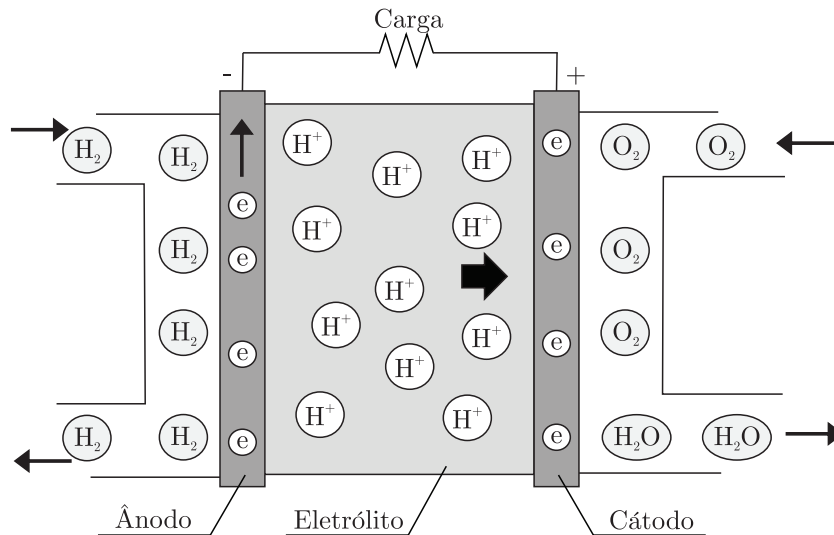


A reação eletroquímica completa da célula a combustível do tipo PEMFC é apresentada por:



esta combinação resulta em água, calor e eletricidade (MANN et al., 2000; MAHER.; AL-BAGHDADI, 2005).

Figura 2.1 – Esquema básico de funcionamento da célula a combustível.



Fonte: Adaptado de Novaes (2006) e Wang, Nehrir e Shaw (2005).

2.2 DIFERENTES TIPOS DE CACS

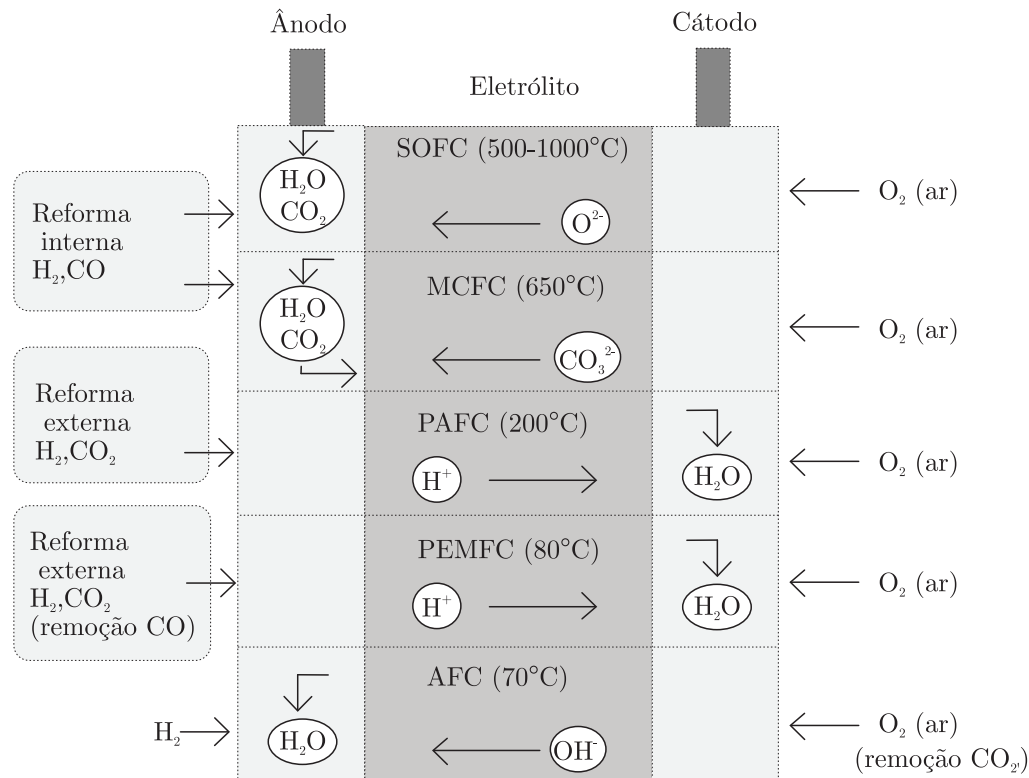
Atualmente, há uma grande quantidade de CaCs presentes no mercado e com diferentes formas de classificá-las. Os métodos mais comuns de classificação são em função da temperatura de operação, do combustível e do eletrólito utilizado. A Figura 2.2 apresenta um comparativo entre as principais células a combustível e suas características (temperatura e íon transportado). A seguir será apresentada uma descrição detalhada das principais tecnologias de CaCs, como:

- **Proton Exchange Membrane Fuel Cell (PEMFC):** estas CaCs operam em temperaturas menores que as demais células a combustíveis (30 a 100°C) (AGUIAR, 2016). Além do mais, possuem eletrólito sólido, tornando maior a densidade de corrente e menor preocupação com a corrosão em relação as outras tecnologias (NOVAES, 2006). Por operar em baixas temperaturas, possui expectativa de vida útil maior e resposta dinâmica mais rápida quando comparada às demais células a combustíveis. Por outro lado, como o calor gerado é em baixa temperatura, o aproveitamento da energia térmica é pouco eficiente. Além disso, um dos maiores empecilhos

na comercialização dessa tecnologia é a redução dos custos com o catalisador de platina. Nas últimas décadas, esforços em buscar novas soluções estão sendo realizadas para que essa fonte seja viável economicamente. As reações químicas desta CaC relativas ao ânodo, cátodo e a reação completa foram demonstradas em (2.1), (2.2) e (2.3), respectivamente (LARMINIE; DICKS, 2003; HERNÁNDEZ, 2006; NOVAES, 2006; SMITH et al., 2002).

- ***Alkaline Fuel Cell (AFC)***: essa CaC opera com temperaturas entre 60°C a 90°C. No entanto, na missão espacial Apollo, que levou o homem a lua, a temperatura de operação adotada foi de 200°C (NOVAES, 2006). O eletrólito é composto por uma solução de potássio, ou hidróxido de sódio e ou ácidos diluídos, aumentando a velocidade da reação química e o desempenho da CaC. Entretanto, seu eletrólito líquido traz como desvantagem a corrosão da célula (SMITH et al., 2002). Devido ao sucesso da missão Apollo, a utilização desta CaC foi expandida para demais aplicações, como: tratores agrícolas, carros e equipamentos de navegação, entre outros (AGUIAR, 2016). Mas a sensibilidade ao dióxido de carbono fez com que houvesse um desinteresse por esta tecnologia (LARMINIE; DICKS, 2003).
- ***Phosphoric Acid Fuel Cell (PAFC)***: essa tecnologia utiliza eletrólito líquido de ácido fosfórico e sua temperatura de operação está na faixa de 150°C a 220°C, facilitando a co-geração de energia e podendo atingir um rendimento total de 85%. Do mesmo modo ao que ocorre com a PEMFC, a PAFC tem custo elevado, pois utiliza platina como catalisador. Além disso, esta tecnologia não é empregada em aplicações embarcadas com reduzido volume, pois possui baixa densidade de potência (LARMINIE; DICKS, 2003; NOVAES, 2006; SMITH et al., 2002).
- ***Molten Carbonate Fuel Cell (MCFC)***: o eletrólito dessa CaC é formado por uma solução líquida de carbonatos (geralmente, lítio e potássio ou sódio). Essa CaC opera com temperaturas em torno de 650°C. A elevada temperatura facilita a ocorrência das reações químicas, pois há uma melhor condução iônica pelo eletrólito e também reduz a quantidade de catalisador necessária para a reação química (LARMINIE; DICKS, 2003; NOVAES, 2006; SMITH et al., 2002).
- ***Solid Oxide Fuel Cell (SOFC)***: essa célula possui eletrólito sólido, normalmente formado por óxido de zircônio e ítrio, permitindo a operação com temperaturas entre 600°C a 1000°C. A alta temperatura possibilita o uso de catalisadores com baixo custo e elevação da eficiência do sistema, devido à cogeração de energia. Atualmente, esta fonte é utilizada para a geração distribuída de energia em média e elevada potência ($\approx 1\text{MW}$) (LARMINIE; DICKS, 2003; SMITH et al., 2002; HERNÁNDEZ, 2006; NOVAES, 2006).

Figura 2.2 – Tipos de células a combustível em função da temperatura de operação e do íon transportado.



Fonte: Adaptado de Steele e Heinzeli (2001).

2.3 APLICAÇÕES COM CÉLULAS A COMBUSTÍVEL

A CaC é uma fonte de energia elétrica similar às baterias, ambas têm o mesmo princípio de operação transformam energia química em eletricidade. No entanto, enquanto as baterias precisam ser recarregadas, as células a combustível produzem energia elétrica enquanto houver fornecimento de combustível (LARMINIE; DICKS, 2003). Por outro lado, a CaC tem sua aplicação limitada em comparação a bateria, pois problemas, como: durabilidade, confiabilidade, custo elevado e combustíveis especiais (hidrogênio puro) impedem a comercialização em larga escala destas fontes (NOVAES, 2006).

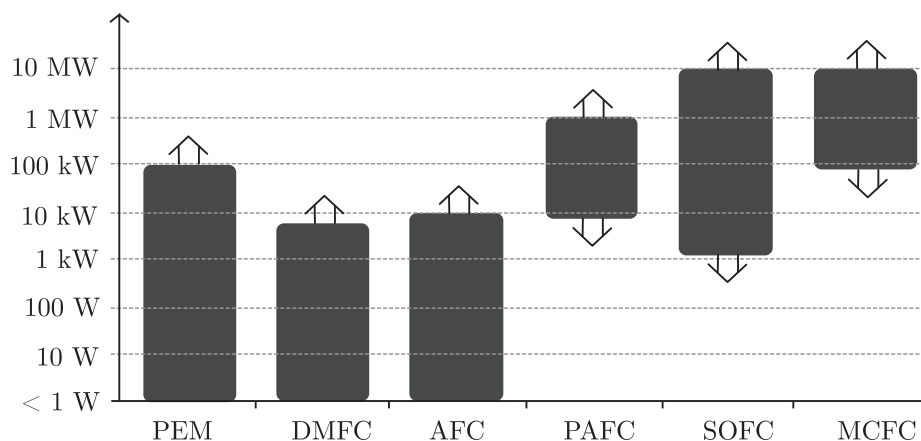
Apesar de as células a combustível terem utilidade em qualquer aplicação que envolva o uso da energia elétrica, suas características colocam estas tecnologias como alternativa de geração, principalmente em aplicações estacionárias e automotivas (SANTOS, 2008). Garche e Jörissen (2015) destacam que a escolha da CaC adequada para a aplicação está associada à temperatura de trabalho da célula a combustível, que é governada pelo eletrólito, determina:

- **Eficiência:** com o aumento da temperatura, a resistividade interna e a polarização são reduzidas, compensando a diminuição da tensão dependente desta temperatura.
- **Tempo de inicialização (*start-up time*):** tempo para atingir à temperatura ideal de operação, aumentando com a elevação da temperatura de operação da célula a combustível.
- **Comportamento dinâmico:** as variações de carga levam à mudanças de temperatura (expansões/contrações) no material da célula, resultando em estresse mecânico e reduzindo a vida útil.

Estes parâmetros indicam as possíveis aplicações das diferentes tecnologias de CaCs. Para grandes aplicações estacionárias, necessita-se de sistemas com alta eficiência, normalmente, as tecnologias MCFC, SOFC e PEMFC são as mais indicadas. Por outro lado, para aplicações móveis e portáteis, o tempo de inicialização baixo e alta dinâmica de carga são importantes, portanto, a tecnologia PEMFC é a melhor opção (GARCHE; JÖRISSEN, 2015).

Além destes fatores, a potência da aplicação é importante para a escolha da tecnologia utilizada. A Figura 2.3 apresenta um comparativo em função da faixa de potência que cada CaC é indicada. Algumas tecnologias operam em faixas de potências similares, abrindo espaço para concorrência no qual, provavelmente, se sobressairá a tecnologia com menor custo ou com maior avanço tecnológico (NOVAES, 2006).

Figura 2.3 – Faixa de operação para cada tipo de célula a combustível em função da potência.



Fonte: Adaptado de Novaes (2006).

De acordo com Novaes (2006), em baixa potência (1kW-10kW), tem-se maior interesse na tecnologia PEMFC devido à elevada eficiência elétrica entre as demais CaCs. Recentemente, as PAFC e AFC foram usadas em menor escala (aplicações domésticas

e residenciais) (GARCHE; JÖRISSEN, 2015). Em média potência (10kW-250kW), a abrangência de todas as tecnologias de CaC, exceto pelas AFC e DMFC (aplicações residenciais e hospitalares, comerciais e indústrias de pequeno porte). Por fim, em alta potência (250kW-10MW), têm-se interesse pelas células a combustível SOFC, PAFC e MCFC, devido às características de cogeração (NOVAES, 2006). Para aplicações portáteis, mercado que abrange principalmente computadores, telefones e ferramentas sem fio, etc, as fontes de alimentação baseadas em CaCs são do tipo DMFC e PEMFC com potência entre 5 W a 75 W (GARCHE; JÖRISSEN, 2015).

2.4 MODELAGEM DA CÉLULA A COMBUSTÍVEL

A obtenção das características estática e dinâmica da célula a combustível do tipo PEMFC, utilizada neste trabalho, exigem grandes esforços, pois envolve um alto grau de complexidade matemática e conhecimentos avançados em eletroquímica. Uma vez que seu funcionamento requer um grande número de variáveis, como: pressão dos gases, hidratação da membrana, temperatura, dimensões da célula, propriedades dos materiais que formam o eletrólito e os eletrodos, estequiometria dos gases e fenômenos de difusão, como: capilaridade, transferência de elétrons e íons, entre outros (PAGLIOSA, 2005; NOVAES, 2006).

Logo, devido à dificuldade em obter alguns parâmetros sob domínio dos fabricantes, modelos analíticos genéricos da CaC podem ser utilizados, trazendo resultados satisfatórios. A seguir, serão abordadas, detalhadamente, os comportamentos estático e dinâmico de operação da célula a combustível que garantam longa vida útil.

2.4.1 Característica estática da célula a combustível

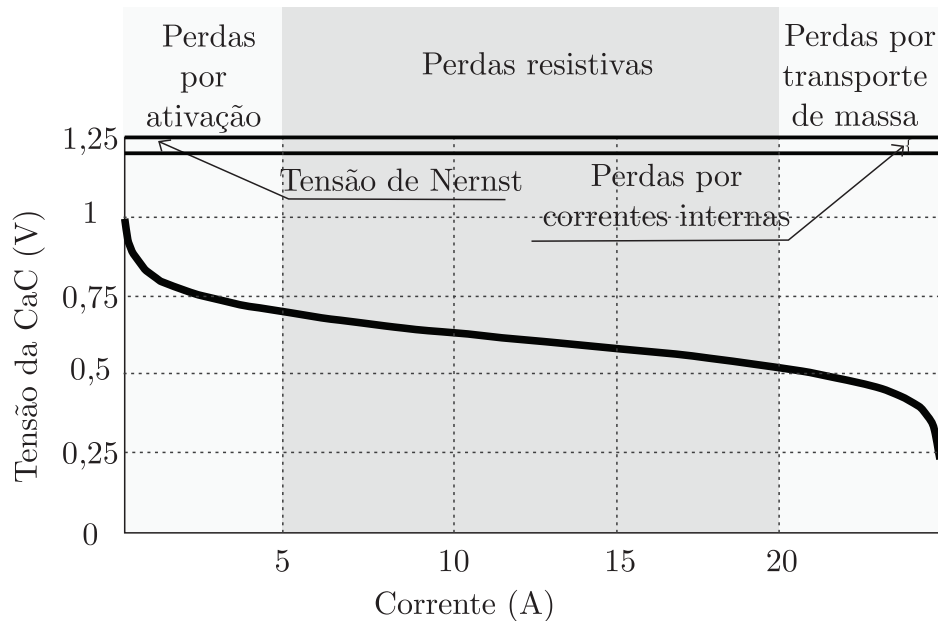
Há diversos fatores que influenciam na característica estática da CaC, por exemplo, a tensão da célula, mesmo em circuito aberto, apresenta um valor menor do que a produzida pela reação química. Essa diferença é provocada pela circulação de correntes internas na CaC, ocasionando quedas de tensão, e por fenômenos ocorridos na célula. As quedas são separadas em três regiões de operação da CaC: a região de perdas por ativação, resistivas e por transporte de massa (LARMINIE; DICKS, 2003; NOVAES, 2006), conforme ilustra a Figura 2.4.

Esta diferença de tensão nos terminais da célula a combustível do tipo PEMFC em relação ao potencial de Nernst é descrita por:

$$V_{CaC} = V_{Nernst} - V_{ativ} - V_{res} - V_{trans} \quad (2.4)$$

e leva em consideração as quedas oriundas dos fenômenos descritos na Figura 2.4. Sendo, V_{Nernst} a tensão ou potencial de Nernst e V_{ativ} , V_{res} e V_{trans} são, respectivamente, a queda de tensão referentes as perdas por ativação, resistivas e por transporte de massa (LARMINIE; DICKS, 2003; NOVAES, 2006; MANN et al., 2000; AMPHLETT et al., 1995; MAHER.; AL-BAGHDADI, 2005).

Figura 2.4 – Curva de polarização característica de uma CaC tipo PEMFC.



Fonte: Adaptado de Pagliosa (2005) e Novaes (2006).

2.4.1.1 Tensão de Nernst

A tensão de *Nernst* é o potencial que uma célula pode gerar sob determinadas condições de operação. Essa tensão varia em função da temperatura e da pressão dos gases reagentes nas superfícies dos catalizadores. A tensão de *Nernst* ou também chamada de tensão termodinâmica é modelada por:

$$V_{Nernst} = 1,229 - 8,510^{-4}(T - 298,15) + 4,30610^{-5}T \left(\ln(P_{H_2}) + \frac{1}{2}\ln(P_{O_2}) \right) \quad (2.5)$$

sendo T a temperatura da célula, P_{H_2} e P_{O_2} são as pressões parciais na interface do ânodo e cátodo, respectivamente (LARMINIE; DICKS, 2003; NOVAES, 2006; MANN et al., 2000).

2.4.1.2 Tensão de ativação

Essa tensão é vinculada às perdas de ativação da CaC, que por sua vez, está relacionada com a energia necessária para romper a barreira de ativação da reação química. Esta queda de tensão possui o mesmo padrão da maioria das reações químicas e segue um comportamento logarítmico de corrente, conforme:

$$V_{ativ} = A \ln \left(\frac{i_{CaC}}{i_0} \right) \quad (2.6)$$

sendo i_{CaC} a corrente na célula a combustível e i_0 a corrente de troca (LARMINIE; DICKS, 2003; NOVAES, 2006; MANN et al., 2000). Já A é conhecida como a constante de inclinação da curva e é descrita para CaCs do tipo PEMFC por:

$$A = \frac{RT_{CaC}}{2\alpha F} \quad (2.7)$$

sendo R a constante universal dos gases ($8,314 \text{ J.mol}^{-1}.\text{K}^{-1}$), T_{CaC} a temperatura da célula, α o coeficiente de transferência (para PEMFC, no anodo $\alpha=0,5$ e no catodo $\alpha=0,1$ a $0,5$) e F a constante de Faraday ($96485,34 \text{ C.mol}^{-1}$) (LARMINIE; DICKS, 2003).

Uma análise sucinta de (2.7) leva a acreditar que o aumento da temperatura indica uma elevação da queda de tensão. No entanto, o aumento da temperatura causa um maior impacto na corrente de troca, resultando em uma redução global das perdas (NOVAES, 2006).

2.4.1.3 Tensão Ôhmica

A tensão ôhmica é resultante das perdas decorrentes da passagem de íons através da membrana e pela circulação de elétrons pelos eletrodos. Essas perdas são as mais lineares dentre as demais citadas e podem ser aproximadas por simples resistências (NOVAES, 2006). A queda de tensão pode ser expressa pela Lei de Ohm, conforme:

$$V_{res} = i_{CaC} \underbrace{(R_{memb} + R_{elet})}_{R_{ohm}} \quad (2.8)$$

sendo R_{elet} a resistência do eletrodo, R_{ohm} a resistência total ôhmica e R_{memb} é a resistência da membrana calculada por:

$$R_{memb} = \frac{\rho_{memb} l_{memb}}{A_{CaC}} \quad (2.9)$$

sendo l_{memb} é a espessura da membrana, A_{CaC} área ativa da CaC e ρ_{memb} simboliza a resistividade da membrana (LARMINIE; DICKS, 2003; NOVAES, 2006; MANN et al.,

2000; MAHER.; AL-BAGHDADI, 2005). A resistividade da membrana é expressa por:

$$\rho_{memb} = \frac{181,6 \left[1 + 0,03 \left(\frac{i_{CaC}}{A_{CaC}} \right) + 0,062 \left(\frac{T}{303} \right)^2 \left(\frac{i_{CaC}}{A_{CaC}} \right)^{2,5} \right]}{\left[\lambda - 0,634 - 3 \left(\frac{i_{CaC}}{A_{CaC}} \right) \right] 10^{\left[4,18 \left(\frac{T-303}{T} \right) \right]}}. \quad (2.10)$$

Em (2.10), a exponencial presente no denominador efetua a correção do valor da resistividade para temperaturas diferentes de 303 K. A variável λ apresenta em condições ideais e com 100% de umidade relativa, valores típicos de 14, e sob condições de supersaturação da membrana, valores entre 22 e 23 (NOVAES, 2006; MANN et al., 2000).

2.4.1.4 Queda de tensão ocasionada pelo transporte de massa - V_{trans}

Essa queda de tensão é originada pelas perdas por transporte de massa, sendo expressiva em altas correntes e faz com que a tensão da CaC diminua excessivamente, conforme apresentado na Figura 2.4. Nesta região de operação, o transporte de reagentes se torna insuficiente para os eletrodos devido à redução da pressão parcial do hidrogênio e do oxigênio. Esta redução é ocasionada pelas impurezas presentes no interior da CaC e por outros gases contidos no ar que podem dificultar o fornecimento adequado de combustível. Este caso ocorre quando a CaC chega ao limite do seu fornecimento de reagentes ou por limites de geração de energia. Entretanto, em projetos que respeitam a faixa de operação da CaC, este fenômeno não é acentuado (LARMINIE; DICKS, 2003; NOVAES, 2006).

A queda de tensão originada pelas perdas por transporte de massa é descrita por:

$$V_{trans} = - \underbrace{\frac{RT}{2F}}_{B_{CaC}} \ln \left(\frac{i_{CaC}}{i_l} \right) \quad (2.11)$$

sendo i_l o valor da corrente no momento que o fenômeno começa a se manifestar e B_{CaC} é uma constante que varia conforme o reagente utilizado ou pelo estado de operação da CaC (LARMINIE; DICKS, 2003).

2.4.2 Característica dinâmica da célula a combustível

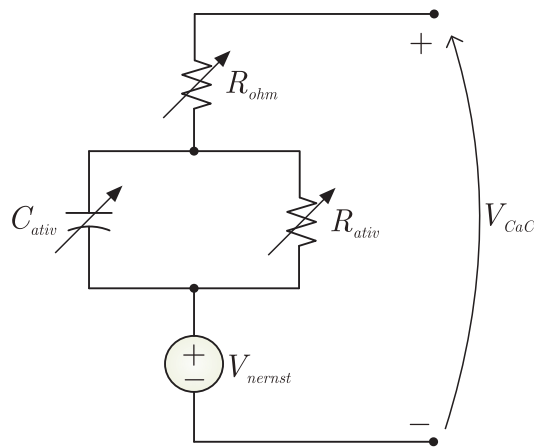
Em uma CaC, os dois eletrodos são separados pelo eletrólito, conforme apresentado na Figura 2.1. Durante a operação da célula a combustível, duas camadas são formadas pela concentração de elétrons e íons entre o eletrólito e os eletrodos, por exemplo, a camada ânodo-eletrólito e eletrólito-cátodo. Essas camadas podem ser carregadas, conhecida como efeito de carga eletroquímica de camada dupla (do inglês, *charge double layer*). Esta concentração de carga faz com que surja uma queda de tensão relativa às perdas de

ativação e armazenam energia, comportando-se similarmente a um capacitor (TUYEN; FUJITA, 2012).

Na prática, uma variação na corrente da célula a combustível causará uma mudança na tensão de seus terminais. Uma parcela desta variação é proporcional à queda de tensão instantânea referente às perdas resistivas, enquanto outra varia lentamente, devido ao fenômeno *charge double layer* (NOVAES, 2006).

O modelo dinâmico da CaC, considerando este efeito, é descrito pelo circuito equivalente da Figura 2.5. Nesta figura, as resistências R_{ohm} representa as perdas resistivas, R_{ativ} as perdas de ativação e C_{ativ} a capacitância relativa ao armazenamento de carga elétrica (NOVAES, 2006).

Figura 2.5 – Circuito equivalente de uma CaC do tipo PEMFC.



Fonte: Adaptado de Novaes (2006), Tuyen e Fujita (2012).

A partir da Figura 2.5 a impedância do circuito da CaC é definida por:

$$Z_{CaC}(s) = R_{ohm} + \frac{R_{ativ}}{s \times R_{ativ} \times C_{ativ} + 1}. \quad (2.12)$$

2.5 INFLUÊNCIA DA ONDULAÇÃO DE CORRENTE NA CÉLULA A COMBUSTÍVEL

O sucesso comercial de uma célula a combustível está associado à elevada eficiência da mesma, para garanti-la é necessário que alguns fatores sejam atendidos. Um deles, é que o combustível utilizado seja todo consumido na reação química (NOVAES, 2006). No entanto, para que a CaC forneça uma tensão de saída utilizável e sem danos internos, o fornecimento de combustível deve ser maior que o seu consumo, mantendo desse modo um valor mínimo de concentração de reagentes no seu interior, sendo a quantidade de combustível estimada a partir de fatores de utilização. Conforme Novaes (2006), tanto estes

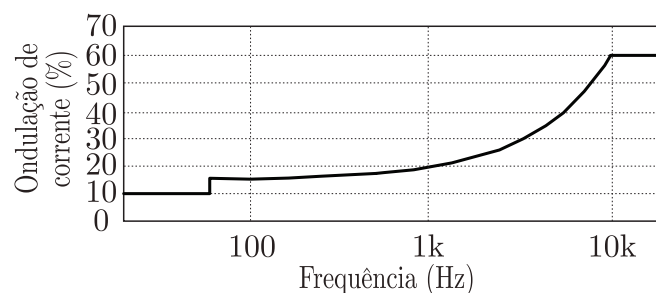
fatores quanto o impacto destes sobre durabilidade da CaC não são bem compreendidos pelos pesquisadores.

Outro fator que é escasso na literatura e que está diretamente ligado à vida útil da CaC é o impacto da ondulação de corrente. Poucos trabalhos apresentam de forma clara qual a máxima ondulação de corrente permitida e o que esta causará na vida útil da célula a combustível. Alguns autores expõem que a alta ondulação de corrente ocasionam problemas, como:

- Desperdício significativo no consumo de combustível (CHOI; ENJETI; HOWZE, 2004; PRADHAN et al., 2007);
- A falta de oxigênio reduz a geração de máxima potência (WUA et al., 2008; KIM et al., 2008);
- Resposta dinâmica lenta (GEMMEN, 2003);
- Desarme indevido em situações de sobrecarga da CaC (KIM et al., 2010);
- Redução do tempo de vida das células de combustível (KIM et al., 2010).

Pagliosa (2005) e EG&G (2004) destacam os limites máximos permitidos de ondulação de corrente em função da frequência de operação da CaC na Figura 2.6. Para ondulações de corrente de pico a pico com frequências de até 60Hz devem ser menores que 10%, para variações de corrente em 120Hz, a ondulação deve ser menor ou igual a 15% e para valores entre 120Hz e 10kHz é feita a interpolação da curva. Por fim, em alta frequência (acima 10kHz) a ondulações de corrente deve ser igual ou menor a 60%.

Figura 2.6 – Limite de ondulação de corrente em função da frequência de operação da CaC do tipo PEMFC.

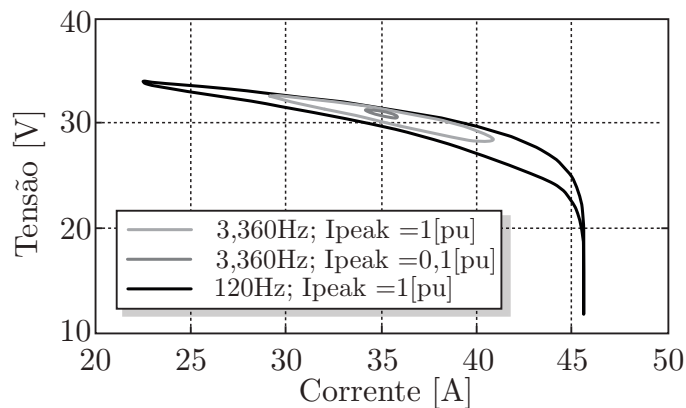


Fonte: Adaptado de Pagliosa (2005).

Este efeito da ondulação de corrente em função da frequência de operação do conversor foi observado por Kim et al. (2010) em suas simulações. Seu trabalho demonstrou as trajetórias de corrente da CaC de acordo com a frequência e magnitude da variação de corrente, conforme Figura 2.7. Para a simulação, Kim et al. (2010) assumiram uma

corrente nominal de 35 A com potência de 1 kW, avaliando diferentes valores de ondulação de corrente e frequência. Para ondulação de 0,1 pu a 3360 Hz, a variação de corrente não afetou a CaC. No caso de 1 pu a 3360 Hz, a corrente não entrou na região de transporte de massa. No entanto, para a mesma ondulação (1 pu), porém em baixa frequência (120 Hz), a curva da corrente entrou na região de transporte de massa, onde a corrente é limitada. Essa ondulação de corrente afetou diretamente a operação segura da célula a combustível, provocando: desperdício de oxigênio, queda de tensão repentina e aumento do consumo de combustível. Portanto, Kim et al. (2010) afirmam que ondulações de corrente em baixa frequência, especialmente menores que 400 Hz, devem ser filtradas.

Figura 2.7 – Curvas de corrente da CaC de acordo com a frequência e a magnitude da ondulação de corrente.

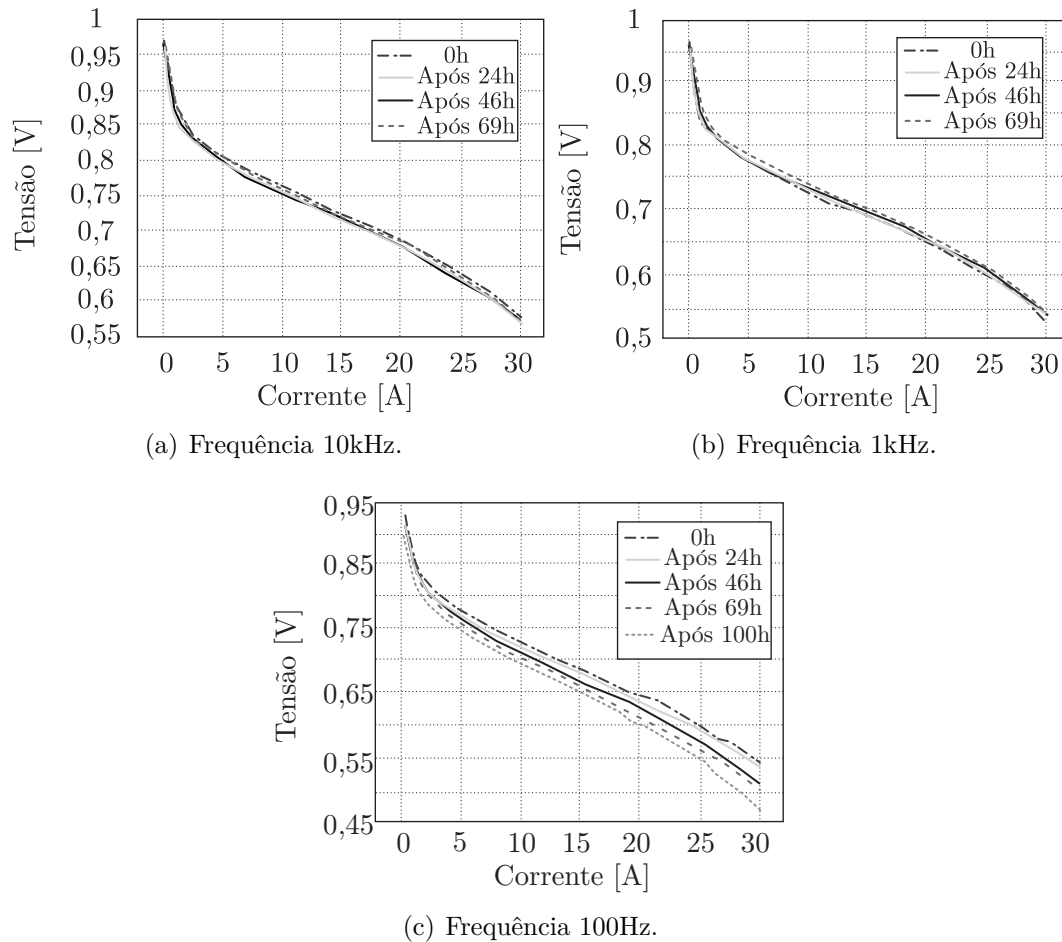


Fonte: Adaptado de Kim et al. (2010).

Kim et al. (2008), por sua vez, analisaram experimentalmente três células do tipo PEMFC com especificações equivalentes, aplicando a mesma ondulação de corrente, porém para diferentes frequências (100 Hz, 1 kHz e 10 kHz) e períodos de análise (24h, 46h e 69h). Conforme Kim et al. (2008), o desempenho de uma célula a combustível pode ser avaliado pela sua curva de polarização, Figura 2.8. Na Figura 2.8(a) e Figura 2.8(b), as curvas de polarização em alta frequência (1 kHz e 10 kHz, respectivamente) apresentam pouca diferença independentemente do tempo de operação da CaC. Entretanto, na Figura 2.8(c), fica evidente que o aumento do tempo de operação, produz uma curva de polarização inferior, mostrando que o desempenho da CaC diminui para ondulações de corrente em baixa frequência (100 Hz). Com isso, Kim et al. (2008) concluíram que a ondulação de corrente em baixa frequência aplicada a uma CaC do tipo PEMFC por um longo período, pode reduzir a vida útil da célula a combustível.

Em virtude de o impacto da ondulação de corrente em alta frequência ser pouco tratado na literatura e as análises citadas acima apontarem pouca influência no desempenho e na degradação da CaC, define-se a ondulação máxima permitida que garanta baixa degradação da célula, conforme curva apresentada na Figura 2.6. Para manter a variação

Figura 2.8 – Curvas de polarização da CaC tipo PEMFC em função de diferentes frequências de operação.



Fonte: Adaptado de Kim et al. (2008).

dentro dos níveis aceitáveis, define-se o uso de um filtro passivo (capacitor) que regulará em toda faixa de varredura da metodologia a ondulação de corrente na CaC dentro dos limites impostos pela Figura 2.6.

Para determinar o filtro de entrada é necessário conhecer as especificações da CaC dispostas na Figura 2.5, nesse trabalho é utilizado uma célula do tipo PEMFC T-1000 de 1,2 kW, da fabricante ReliOn[®] (aplicação 1 kW, 50 V - 20 A)(KRISHNAN et al., 2012; RELION, 2018). Os parâmetros da célula a combustível possuem elevado grau de complexidade para serem obtidos, como métodos de interrupção de corrente ou espectrometria de impedância, conforme apresentado por Novaes (2006). Assim, estes parâmetros, como: resistência ôhmica e de ativação, e capacitor de ativação para validação da metodologia foram atribuídos do trabalho apresentado por Pagliosa (2005), o qual sua célula possui especificações similares à CaC utilizada neste trabalho, conforme:

- Resistência Ôhmica (R_{ohm}): 0,18 Ω ;

- Resistência de Ativação (R_{ativ}): 0,832 Ω ;
- Capacitor de Ativação (C_{ativ}): 0,07 F;

2.6 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi apresentada uma breve explanação sobre as células a combustível, tecnologias presentes no mercado, suas aplicações e funcionamento básico de uma célula do tipo PEMFC. Além disso, foram expostas as regiões de operação que garantem a célula baixa degradação e maior eficiência durante geração de energia. Para isso, há a necessidade de conhecer as características estáticas e dinâmicas da célula a combustível.

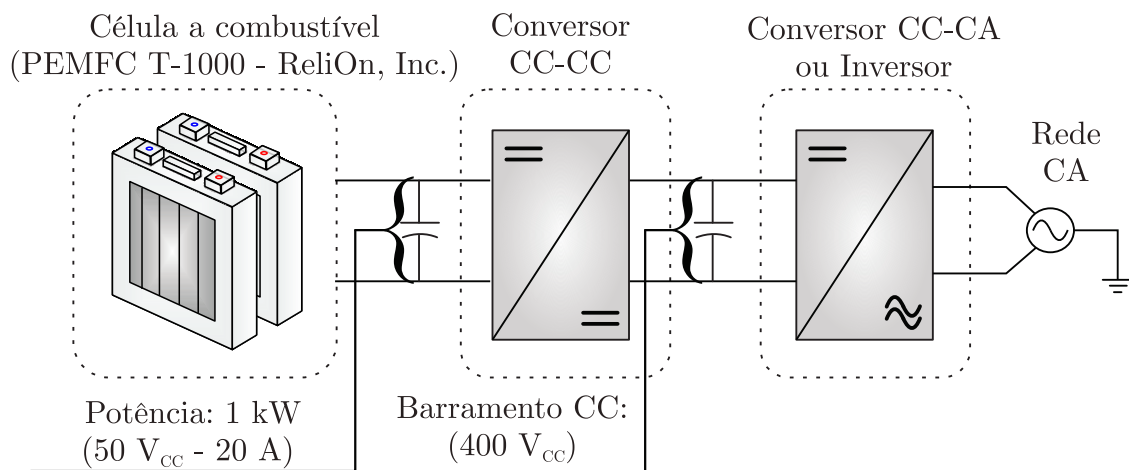
Inclusive, foram apresentados os efeitos causados pela ondulação de corrente na CaC, os quais degradam e diminuem sua vida útil. Os limites máximos de ondulações de corrente definidos por autores e fabricantes que garantem a mínima degradação da célula a combustível foram expostos. Devido as poucas informações encontradas sobre os efeitos da ondulação de corrente em alta frequência, definem-se os limites que garantam baixa degradação em toda faixa de operação do conversor.

Por fim, conhecer o comportamento e as características da célula a combustível são fundamentais para projetar de forma otimizada um sistema de geração estacionário. Mesmo que o enfoque deste trabalho seja a otimização do conversor responsável pela elevação da tensão da célula, é fundamental garantir adequado funcionamento e operação em regiões onde a CaC tenha bom desempenho e reduzida degradação. Assim, as características da célula são utilizadas nas metodologias propostas para garantir além de um conversor com elevado rendimento ou reduzido volume, uma elevada eficiência da CaC.

3 ESCOLHA DA TOPOLOGIA DE CONVERSOR CC-CC

Conforme foi exposto no Capítulo 2, a CaC possui algumas características de operação e geração de energia elétrica. A principal é a baixa tensão aliada a alta corrente nos terminais de saída, tornando necessário o uso de conversores que adéquam a tensão a níveis de aplicabilidade (conversão CC-CA), conforme Figura 3.1. Através da potência exigida pela carga (1 kW) a tensão de saída da CaC é de aproximadamente $50 V_{CC}$, enquanto para conversão CC-CA a faixa de tensão fica entre $350 V_{CC}$ a $450 V_{CC}$ para aplicações residenciais (WANG et al., 2004). Assim, utilizou-se um barramento CC de $400 V_{CC}$ que alimenta um inversor.

Figura 3.1 – Diagrama de aplicação da CaC.



Fonte: Autor.

No entanto, esse trabalho tratará de maneira específica o condicionamento da tensão da CaC até um barramento CC através do uso de conversores CC-CC, já o dimensionamento e os efeitos causados pelo conversor CC-CA subsequente serão desprezados. Nesse capítulo é apresentado uma análise das topologias de conversores não-isolados e clássicas que podem ser aplicadas na elevação da tensão da CaC. A escolha por topologias não isoladas está relacionada ao número maior de interruptores e pela utilização de transformadores que contribuem significativamente para o aumento das perdas do conversor. Por outro lado, a utilização de conversores com multiplicador de tensão possui também um número maior de componentes, o que contribui para o aumento das perdas.

Após análise comparativa, serão realizadas as escolhas das topologias utilizadas e a modelagem matemática do comportamento dinâmico das correntes e o dimensionamento dos componentes dos respectivos conversores serão apresentados.

3.1 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE CONVERSORES NÃO-ISOLADOS

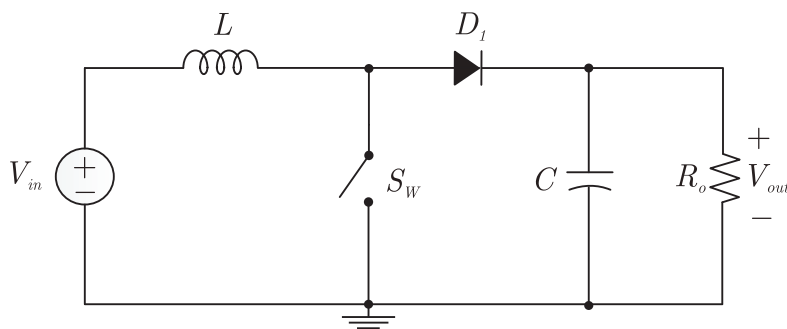
Atualmente, há um grande arranjo de conversores CC-CC elevadores que utilizam diferentes técnicas para alcançar o alto ganho de tensão da aplicação. No entanto, além das desvantagens apresentadas acima, uma complexidade maior na análise realizada pela metodologia seria necessária. Com isso, nesse trabalho será analisada apenas as topologias clássicas presentes na literatura, como: os conversores *Boost* Convencional, *Buck-Boost*, *Ćuk*, *Zeta*, *SEPIC* e um conversor de alto ganho *Boost Cascaded* (em cascata). Estes conversores, serão apresentados brevemente nas subseções a seguir.

3.1.1 Conversor *Boost* Convencional

As características de bom desempenho e alto rendimento fazem com que o conversor *Boost* seja a topologia mais lembrada quando busca-se elevar a tensão de saída a níveis superiores à sua entrada. Esta topologia é referenciada por sua simplicidade, sendo composto por um indutor de entrada (L), um interruptor (S_W), um diodo (D_1) e por um capacitor de saída (C), conforme Figura 3.2. De acordo com Hart (2012), o ganho estático deste conversor é calculado por:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D}. \quad (3.1)$$

Figura 3.2 – Circuito equivalente do conversor *Boost* convencional.



Fonte: Adaptado de Erickson e Maksimovic (2001).

Na literatura não há trabalhos utilizando este conversor para aplicações com alto ganho, devido às resistências séries nos componentes mencionadas no Capítulo 1. Em sua maioria, utiliza-se derivações deste conversor através da utilização de técnicas que aumentam o ganho de tensão, como: conversores em cascata (SCHMITZ; MARTINS; COELHO, 2017), multiplicadores de tensão (YANG; LIANG; CHEN, 2009), indutores

acoplados (LIU et al., 2016) e intercalamento de células com multiplicador de tensão (ZHANG et al., 2015).

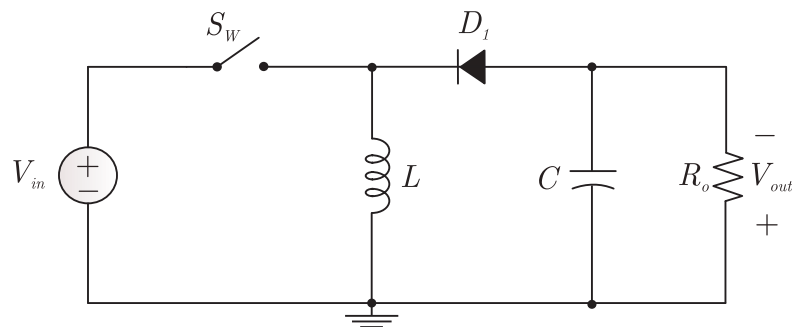
3.1.2 Conversor *Buck-Boost*

A Figura 3.3 apresenta o circuito do conversor, este combina as características de entrada de um conversor *Buck* e saída de um conversor *Boost*, tornando esta topologia tanto elevadora quanto abaixadora de tensão. Porém, possui polaridade invertida em relação à tensão de entrada (HART, 2012).

Quando o interruptor é acionado, a fonte magnetiza o indutor, o diodo é polarizado inversamente e o capacitor alimenta a carga. Quando o interruptor é aberto, o diodo entra em condução e a energia armazenada no indutor é entregue ao capacitor e a carga. Tanto a entrada quanto a saída possuem correntes pulsadas, penalizando o filtro capacitivo. A tensão suportada pelo diodo e pelo transistor é a soma das tensões de entrada e de saída (POMILIO, 2016; MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003). Conforme Mohan, Undeland e Robbins (2003) o ganho estático deste conversor é calculado por:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{D}{1-D}. \quad (3.2)$$

Figura 3.3 – Circuito equivalente do conversor *Buck-Boost*.



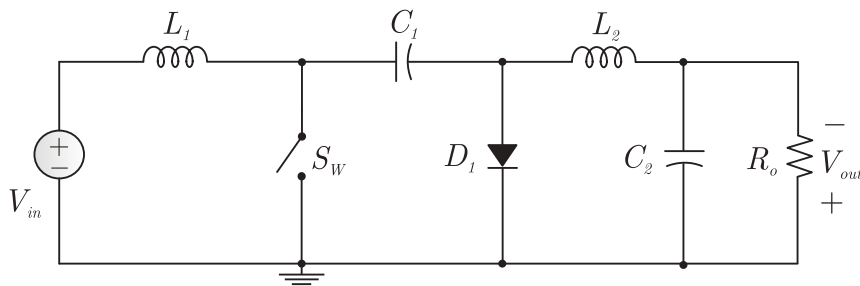
Fonte: Adaptado de Hart (2012).

Igualmente à topologia *Boost*, este conversor não é utilizado em aplicações que exijam alto ganho de tensão. Em sua maioria, utilizam-se derivações desta topologia através do uso de métodos que garantam elevados níveis de tensão, como: isolamento galvânico (LU et al., 2016) e indutores acoplados (RESTREPO et al., 2011).

3.1.3 Conversor Ćuk

A Figura 3.4 apresenta o circuito do conversor Ćuk, esta topologia possui um indutor e um capacitor a mais em relação aos conversores estudados anteriormente. Similarmente à topologia *Buck-Boost*, este conversor apresenta inversão na polaridade da tensão de saída. Entretanto, no conversor Ćuk a transferência de energia está associada ao capacitor C_1 e não ao indutor como nos conversores *Boost* e *Buck-Boost* (HART, 2012). A tensão sobre C_1 é a soma das tensões de entrada e saída, sendo a mesma tensão que os semicondutores devem suportar (POMILIO, 2016).

Figura 3.4 – Circuito do conversor Ćuk.



Fonte: Adaptado de Pomilio (2016).

A presença de um indutor na entrada L_1 torna a topologia interessante para a aplicação pensando em redução do filtro capacitivo. Esta indutância atua como um filtro, fornecendo corrente contínua para a CaC e impedindo grande conteúdo harmônico (HART, 2012). Para modo de condução contínua (MCC) o ganho do conversor Ćuk é definido por:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{D}{1-D}. \quad (3.3)$$

Logo, para razões cíclicas menores que 0,5 o circuito funciona como abaixador e acima de 0,5 como elevador de tensão.

Para evitar a utilização em elevadas razões cíclicas que proporcionam altos ganhos de tensão, este conversor é encontrado na literatura com uso de técnicas, como: células intercaladas e multiplicador de tensão (PAN; LAI, 2010) ou com indutores acoplados e dobrador de tensão (ANDRADE; HEY; MARTINS, 2017).

3.1.4 Conversor SEPIC

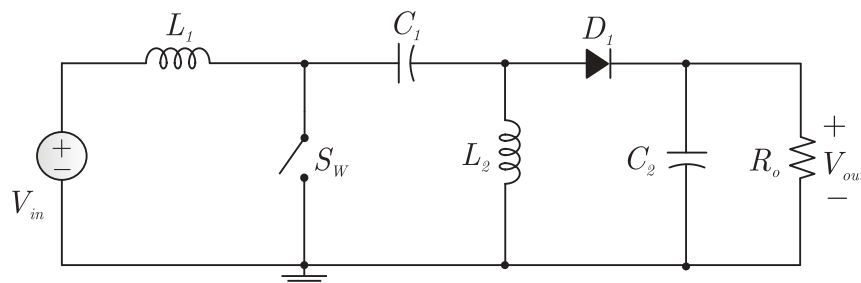
O conversor *SEPIC* (do inglês, *Single Ended Primary Inductance Converter*) ou conversor com indutância simples no primário é apresentado na Figura 3.5. Similar aos

demais conversores descritos anteriormente, exceto pelo *Boost* convencional, esta topologia possui característica abaixadora e elevadora de tensão. Do mesmo modo ao conversor *Ćuk*, a transferência de energia da entrada para a carga é realizada via capacitor C_1 . Entretanto, devido à presença do diodo na saída sua corrente é pulsada. O ganho estático deste conversor é calculado por:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D}{1-D}, \quad (3.4)$$

comportando-se como elevador para razões cíclicas maiores que 50% e abaixador para valores menores que 50% (POMILIO, 2016; HART, 2012).

Figura 3.5 – Circuito do conversor *SEPIC*.



Fonte: Adaptado de Hart (2012).

O conversor SEPIC não é empregado convencionalmente em trabalhos com alto ganho de tensão devido à alta razão cíclica. Trabalhos com uso de técnicas de elevação do ganho, como: indutores acoplados e multiplicadores de tensão como em Andrade, Hey e Martins (2017) e Ardi e Ajami (2018) e isolados (LEE; DO, 2018) são frequentemente encontrados.

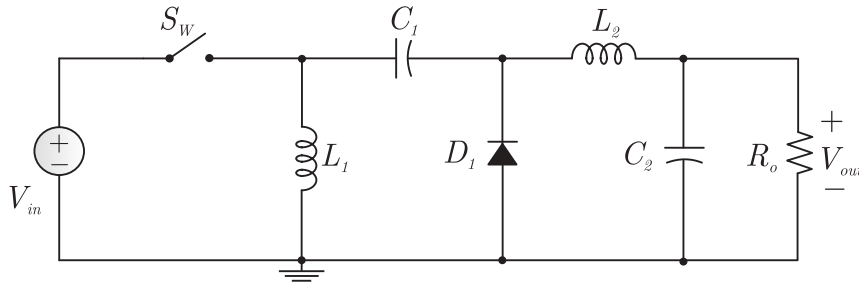
3.1.5 Conversor Zeta

O circuito do conversor *Zeta* é apresentado na Figura 3.6. Este conversor possui característica tanto abaixadora quanto elevadora de tensão. Possui grande similaridade com os conversores *Ćuk* e *SEPIC*, pois a transferência de energia se faz via capacitor intermediário, diferindo apenas na posição dos componentes e pela corrente de entrada ser pulsada. A tensão a ser suportada pelo transistor e pelo diodo é igual à soma das tensões de saída e entrada (POMILIO, 2016). O ganho estático deste conversor, operando em MCC, é descrito por:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D}{1-D}. \quad (3.5)$$

Igualmente aos demais conversores analisados anteriormente, este conversor é utilizado para aplicações com altos ganhos de tensão, sem a necessidade de razões cíclicas elevadas, com uso de técnicas, como: indutores acoplados com dobrador de tensão como exposto por Andrade, Hey e Martins (2017) e integração com demais topologias, como apresentado em Dreher et al. (2013).

Figura 3.6 – Circuito do conversor *Zeta*.



Fonte: Adaptado de Erickson e Maksimovic (2001).

3.1.6 Conversor elevador de alto ganho *Boost Cascaded*

A Figura 3.7 apresenta o conversor *Boost* em cascata ou conhecido na literatura por *Boost Cascaded*. Este conversor é constituído por dois conversores *Boost* convencionais conectados em cascata, tornando o ganho de tensão elevado. A expressão que define o ganho estático ideal do conversor *Boost Cascaded* operando em MCC é:

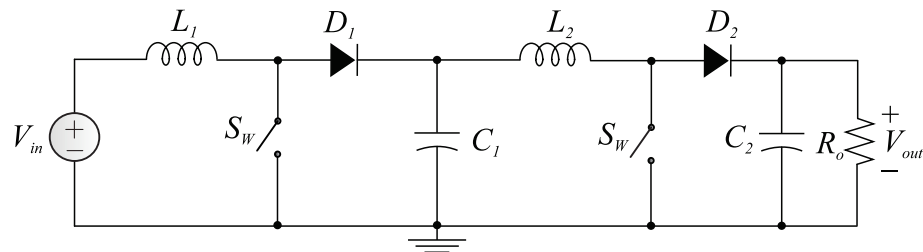
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \left(\frac{1}{1-D} \right)^2. \quad (3.6)$$

Segundo Fuzato (2015), Huber e Jovanovic (2000), o número elevado de componentes e a presença de dois conversores indicam menores rendimentos relacionados a este conversor. Desta forma, o principal obstáculo dessa topologia é garantir elevados rendimentos durante o processamento de energia nos dois estágios, pois o número elevado de componentes associado ao produto dos rendimentos (em pu) de cada estágio proporcionam uma redução no rendimento total do conversor.

Na literatura, este conversor é usual em aplicações com elevado ganho como apresentado em Gragger, Himmelstoss e Pirker (2008), Huber e Jovanovic (2000). Além disso, uma modificação deste conversor é bastante utilizada na literatura, o qual utiliza um único interruptor, denominado de conversor *Boost* quadrático (BOUJELBEN et al., 2017; SIVARAJ; AROUNASSALAME, 2017; CHOUDHURY; NAYAK, 2015). No entanto, mesmo apresentando menor número de interruptores quando comparado ao *Boost Cascaded*. Este interruptor precisa conduzir a corrente do estágio de entrada somada a corrente do está-

gio intermediário e bloquear a tensão de saída, induzindo maior esforço no interruptor, aumentando as perdas e inibindo a possibilidade de operação com transistores de menor tensão.

Figura 3.7 – Circuito do conversor *Boost Cascaded*.

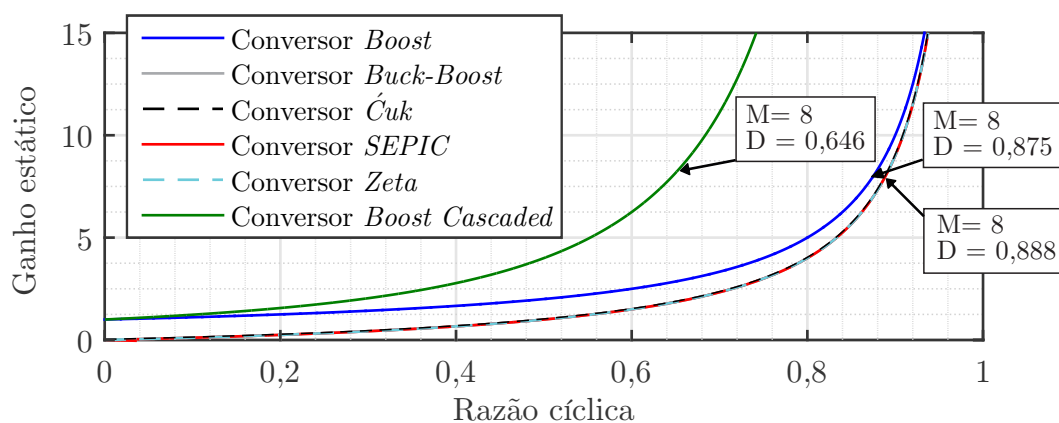


Fonte: Adaptado de Erickson e Maksimovic (2001).

3.1.7 Escolha e análise das topologias CC-CC

Devido à baixa tensão produzida pela célula a combustível há a necessidade que os conversores operem com elevado ganho. Na Figura 3.8 são apresentados os ganhos estáticos dos conversores mencionados anteriormente para a tensão de saída da aplicação, isto é, $50 V_{CC}$ da CaC para $400 V_{CC}$ do barramento CC, resultando em ganho 8.

Figura 3.8 – Comparativo entre os ganhos estáticos dos conversores para operação com ganho 8.



Fonte: Autor.

Nestas condições, os conversores *Boost* convencional e *Boost Cascaded* apresentam vantagem em relação a menor razão cíclica (D). O valor reduzido de D proporciona a operação do conversor em uma região onde a derivada de ganho não é acentuada, reduzindo

a instabilidade do sistema e diminuindo problemas de controlabilidade do conversor a variações de carga. Além de menor esforço no interruptor, reduzindo o tempo de condução e as perdas deste componente.

A Tabela 3.1 apresenta um comparativo dos conversores em relação ao número de componentes, razão cíclica e característica das correntes de entrada e saída ($I_{in} - I_{out}$, respectivamente). Nesta análise, a CaC necessita reduzida ondulação de corrente para evitar sua degradação, assim os conversores *Zeta* e *Buck-Boost* apresentam descontinuidade na corrente de entrada, necessitando de elevado filtro capacitivo e, conseqüentemente, proporcionando altos volumes e perdas. Além disso, os conversores *Boost* convencional e *Buck-Boost* possuem menor número de componentes. No entanto, o conversor *Buck-Boost* apresenta corrente pulsada tanto na entrada quanto na saída e elevada razão cíclica, o que penaliza este conversor.

Tabela 3.1 – Comparativo entre os conversores clássicos elevadores de tensão e de alto ganho.

Conversor	L	C	S_W	D_1	D	$I_{in} - I_{out}$
<i>Boost</i> convencional	1	1	1	1	0,875	Contínua - Pulsada
<i>Buck-Boost</i>	1	1	1	1	0,8889	Pulsada - Pulsada
<i>Ćuk</i>	2	2	1	1	0,8889	Contínua - Contínua
<i>SEPIC</i>	2	2	1	1	0,8889	Contínua - Pulsada
<i>Zeta</i>	2	2	1	1	0,8889	Pulsada - Contínua
<i>Boost Cascaded</i>	2	2	2	2	0,646	Contínua - Pulsada

Após pequena revisão das topologias clássicas CC-CC e de alto ganho, os conversores da família *Boost* serão estudados, pois apresentam melhores soluções em relação à corrente de entrada, menor razão cíclica e, para o *Boost* convencional, menor número de componentes. Para o conversor *Boost* convencional, o desafio estará no alcance do ganho proposto sem o mesmo apresentar limitação. Desse modo, uma metodologia de projetos é aplicada, visando utilizar técnicas que reduzem as resistências séries e um método de varredura dos pontos de operação para encontrar projetos que alcancem o ganho proposto. Já pelo conversor *Boost Cascaded* o desafio estará na aplicação de uma metodologia de projeto global, onde se possa encontrar soluções com elevados rendimentos e reduzidos volumes para ambos os estágios.

3.2 ANÁLISE DO CONVERSOR BOOST CONVENCIONAL

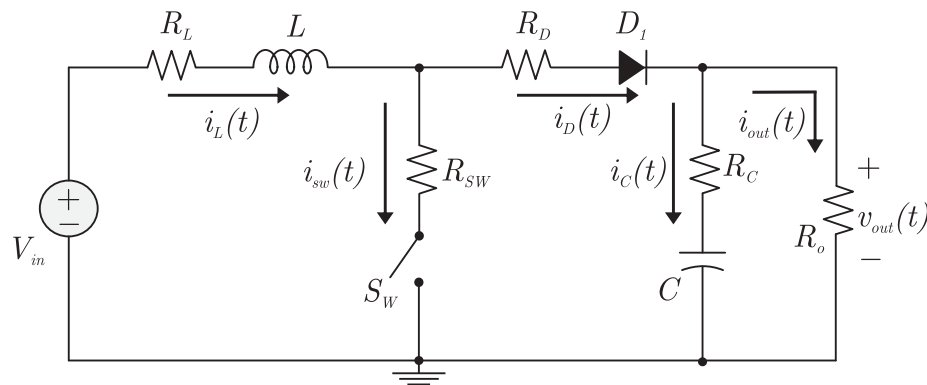
Nesta seção será apresentada a modelagem do ganho do conversor *Boost* convencional nos três modos de condução: contínua, descontínua (MCD) e limiar (igual ao MCC). A modelagem do ganho estático do conversor considerando as resistências dos componen-

tes são importantes para verificar quais contribuem significativamente na limitação da tensão em razões cíclicas elevadas e para as análises do dimensionamento dos elementos e estruturação das rotinas da metodologia. O ganho ideal não será apresentado para os três modos de condução, mas pode ser obtido nos livros Hart (2012), Erickson e Maksimovic (2001).

3.2.1 Modelagem do ganho estático em modo de condução contínua e limiar

O circuito equivalente com as resistências séries dos componentes do conversor *Boost* para modelagem do ganho estático é apresentado na Figura 3.9. Essas resistências devem ser modeladas a fim de garantir que os componentes utilizados pela metodologia no projeto atendam o ganho necessário para elevação de tensão da CaC e também na determinação da compensação de razão cíclica necessária para cada ponto de operação.

Figura 3.9 – Circuito equivalente do conversor *Boost* considerando as resistências séries equivalentes.



Fonte: Autor.

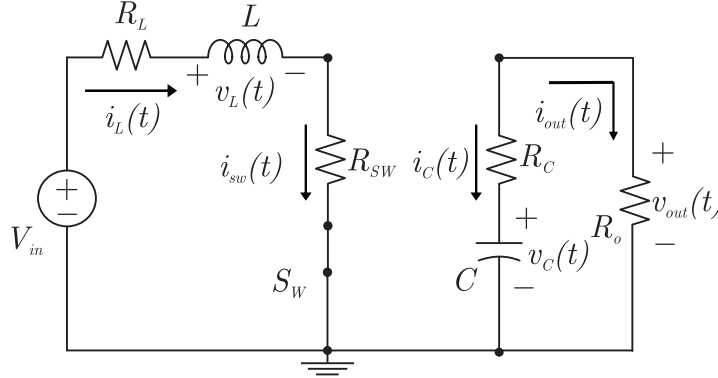
A modelagem do ganho estático com as resistências séries juntamente as etapas de operação do conversor serão apresentadas a seguir. Para isso, a definição do ganho estático do conversor será feita matematicamente através do modelo médio em espaço de estados.

3.2.1.1 Primeira etapa de operação: interruptor fechado

A primeira etapa de operação do conversor *Boost* é apresentada na Figura 3.10. Neste instante, o interruptor é fechado e o diodo é polarizado reversamente, separando a fonte de alimentação (V_{in}) do estágio de saída do conversor. A corrente que circula pelo

indutor é igual à da chave, magnetizando-o, enquanto o capacitor fornece energia para a carga.

Figura 3.10 – Etapa de operação do conversor *Boost* para o interruptor fechado.



Fonte: Adaptado de Erickson e Maksimovic (2001).

Aplicando as Leis de Kirchhoff, a equação que descreve o comportamento do indutor é igual a:

$$-V_{in} + R_L i_L(t) + v_L(t) + R_{SW} i_L(t) = 0 \quad (3.7)$$

sendo v_L a tensão do indutor. Ainda, R_L e R_{SW} são as resistências séries do indutor e da chave, respectivamente, e i_L a corrente que circula pelo indutor. A tensão v_L é calculada pela derivada da corrente, como:

$$v_L(t) = L \frac{di_L}{dt}, \quad (3.8)$$

organizando e substituindo (3.8) em (3.7), tem-se:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_{in}}{L} - \frac{(R_L + R_{SW})}{L} i_L(t). \quad (3.9)$$

Para o balanço de corrente no capacitor, tem-se:

$$-i_C(t) + i_{out}(t) = 0 \quad (3.10)$$

sendo $i_C(t)$ e $i_{out}(t)$ as correntes no capacitor e na saída do conversor, calculadas por:

$$i_C(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt} \quad (3.11)$$

$$i_{out}(t) = \frac{v_{out}(t)}{R_o} \quad (3.12)$$

onde $v_{out}(t)$ é a tensão de saída, dada em função da queda de tensão resultante da resistência série equivalente do capacitor, obtida por:

$$v_{out}(t) = v_C(t) \frac{R_o}{R_o + R_C}. \quad (3.13)$$

Ao reorganizar as equações (3.10) a (3.13), tem-se:

$$\frac{dv_C(t)}{dt} = -v_C(t) \frac{1}{(R_o + R_C)C}. \quad (3.14)$$

Assim, as equações que definem a primeira etapa de operação em espaço de estados são expressas por:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L(t) \\ \dot{v}_C(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{(R_L + R_{sw})}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{(R_o + R_C)C} \end{bmatrix}}_{A_1} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_1} V_{in} \quad (3.15)$$

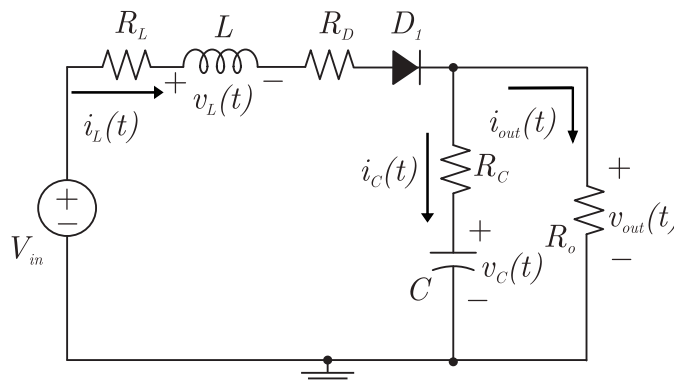
$$v_{out}(t) = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{R_o}{R_o + R_C} \end{bmatrix}}_{C_1} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (3.16)$$

sendo, A_1 , B_1 e C_1 as matrizes de estados para a primeira etapa do conversor.

3.2.1.2 Segunda etapa de operação: interruptor aberto

No momento que o interruptor é aberto, o diodo é polarizado diretamente, entrando em condução. Com isso, a energia armazenada pelo indutor na primeira etapa é liberada para a carga, ocorre o armazenamento de energia no capacitor e a corrente que circula pelo indutor é a mesma presente no diodo, conforme Figura 3.11.

Figura 3.11 – Circuito equivalente do conversor *Boost* para a segunda etapa de operação.



Fonte: Adaptado de Erickson e Maksimovic (2001).

Aplicando as Leis de Kirchhoff das tensões, tem-se:

$$-V_{in} + R_L i_L(t) + v_L(t) + R_D i_L(t) + \frac{R_o R_C}{R_o + R_C} i_L(t) + v_C(t) \frac{R_o}{R_o + R_C} = 0 \quad (3.17)$$

então, organizando e substituindo (3.8) em (3.17), obtém-se:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_{in}}{L} - \left(\frac{(R_L + R_D) + \frac{R_o R_C}{R_o + R_C}}{L} \right) i_L(t) - v_C(t) \frac{R_o}{(R_o + R_C)L}. \quad (3.18)$$

Aplicando as Leis de Kirchhoff das tensões na malha de saída do conversor *Boost*, tem-se:

$$v_C + R_c i_C(t) = R_o i_L(t) - R_o i_C(t) \quad (3.19)$$

e organizando as equações (3.11) a (3.13) em (3.19), obtém-se:

$$\frac{dv_C(t)}{dt} = i_L(t) \frac{R_o}{(R_o + R_C)C} - v_C(t) \frac{1}{(R_o + R_C)C}. \quad (3.20)$$

As representações para a 2ª etapa de operação no espaço de estados são expressas por:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\left(\frac{(R_L + R_D) + \frac{R_o R_C}{R_o + R_C}}{L} \right) & -\frac{R_o}{(R_o + R_C)L} \\ \frac{R_o}{(R_o + R_C)C} & -\frac{1}{(R_o + R_C)C} \end{bmatrix}}_{A_2} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_2} V_{in} \quad (3.21)$$

$$v_{out}(t) = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{R_o}{R_o + R_C} \end{bmatrix}}_{C_2} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} V_{in}. \quad (3.22)$$

Conforme Mattavelli, Rossetto e Spiazzi (1997), o modelo médio no espaço de estados que descreve o comportamento do sistema é dada por

$$\dot{x} = \mathbf{A}x + \mathbf{B}u \quad (3.23)$$

$$y = \mathbf{C}x + \mathbf{E}u \quad (3.24)$$

sendo \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} e \mathbf{E} as matrizes de entrada, saída e de transmissão direta. Além disso, \dot{x} é o vetor das variáveis de estado, definido por:

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{i}_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

e u o vetor de entrada e y o vetor de saída.

Após obter as equações referentes ao comportamento de cada etapa de operação do conversor é necessário ponderá-las ao longo do período de comutação para que a média

do espaço de estados seja obtida. O valor médio é obtido através das equações:

$$\mathbf{A} = A_1 d + A_2(1 - d) \quad (3.26)$$

$$\mathbf{B} = B_1 d + B_2(1 - d) \quad (3.27)$$

$$\mathbf{C} = C_1 d + C_2(1 - d) \quad (3.28)$$

$$\mathbf{E} = E_1 d + E_2(1 - d). \quad (3.29)$$

sendo d o ciclo de trabalho. Aplicando (3.15), (3.16), (3.21) e (3.22) nas equações supracitadas têm-se as matrizes médias, conforme:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{(d-1)(R_o(R_C+R_D+R_L)+R_C(R_D+R_L))}{L(R_o+R_C)} - \frac{d(R_L+R_{SW})}{L} & \frac{R_o(d-1)}{L(R_o+R_C)} \\ -\frac{R_o(d-1)}{C(R_o+R_C)} & \frac{d-1}{C(R_o+R_C)} - \frac{d}{C(R_o+R_C)} \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{d}{L} - \frac{d-1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{dR_o}{R+R_C} - \frac{R_o(d-1)}{R_o+R_C} \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

$$\mathbf{E} = 0. \quad (3.33)$$

As matrizes médias descritas em (3.30), (3.31), (3.32) e (3.33) sofrerão perturbações e devem ser substituídas por seu valor médio da variável somado de uma perturbação, como apresentado a seguir:

$$x = X + \hat{x} \quad (3.34)$$

$$u = U + \hat{u} \quad (3.35)$$

$$d = D + \hat{d} \quad (3.36)$$

$$y = Y + \hat{y}. \quad (3.37)$$

Ao utilizar (3.34), (3.35), (3.36) em (3.23), tem-se:

$$\hat{\dot{x}} = \mathbf{A}X + \mathbf{B}U + \mathbf{A}\hat{x} + \mathbf{B}\hat{u} + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U]\hat{d}. \quad (3.38)$$

Em regime permanente, admitindo que a matriz \mathbf{A} possui inversa, anulam-se as variáveis no tempo e suas perturbações, resultando em:

$$0 = \mathbf{A}X + \mathbf{B}U \quad (3.39)$$

$$X = \mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}U. \quad (3.40)$$

Ainda, aplicando as perturbações (3.34), (3.35), (3.36) para o vetor de saída obtido em (3.24), calcula-se:

$$\hat{y} = \mathbf{C}X + \mathbf{C}\hat{x} + [(C_1 - C_2)X]\hat{d}. \quad (3.41)$$

Em regime permanente e anulando as variáveis no tempo e suas perturbações, tem-se:

$$Y = \mathbf{C}X. \quad (3.42)$$

As variáveis Y e U são os vetores de saída ($Y = V_{out}$) e entrada ($U = V_{in}$). Então, organizando (3.40) em (3.42) define-se a equação do ganho estático do conversor, conforme:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\mathbf{C}\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}. \quad (3.43)$$

Por fim, utilizando as matrizes obtidas em (3.30), (3.31) e (3.32) em (3.43), obtém-se o ganho estático do conversor *Boost* para o modo de condução contínua, calculado por:

$$M_{ef} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_o^2 (D - 1)}{F - 2D R_o^2 + R_o^2 + D^2 R_o^2 - DF_1} \quad (3.44)$$

sendo as constantes F e F_1 expressas por:

$$F = R_o (R_C + R_D + R_L) + R_C (R_D + R_L) \quad (3.45)$$

$$F_1 = R_o (R_C - R_D + R_{SW}) + R_C (-R_D + R_{SW}). \quad (3.46)$$

3.2.2 Influências das resistências séries no ganho estático do conversor *Boost* em MCC

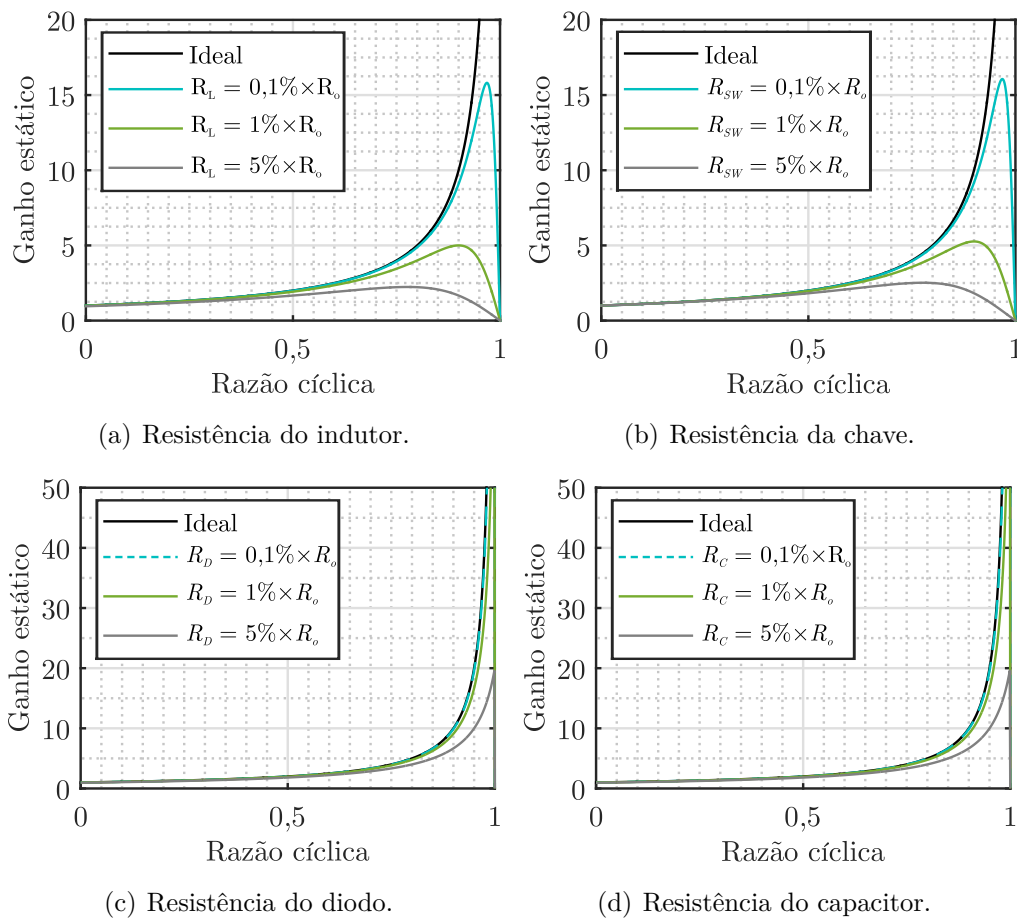
A análise do impacto das resistências séries no ganho estático do conversor *Boost* é imprescindível para quem busca elevá-lo. Estas resistências afetam diretamente a relação ganho/razão cíclica, necessitando, muitas vezes, altas compensações de D ou ainda limitando o ganho a níveis abaixo do desejado. Nesta aplicação, devido ao ganho do conversor ser elevado necessita-se de um estudo para verificar quais resistências terão maior impacto em altas razões cíclicas.

A Figura 3.12 apresenta as curvas de ganho estático em função da razão cíclica para cada resistência série do conversor. Estas resistências, na figura, são determinadas a partir do percentual da resistência de carga (R_o). Entretanto, na prática, estas são obtidas em função das perdas totais (P_{comp}) e pela corrente eficaz quadrática ($I_{comp(rms)}$) associada a cada componente, conforme:

$$R_{comp} = \frac{P_{comp}}{I_{comp(rms)}^2}. \quad (3.47)$$

Ao observar as curvas de ganho da Figura 3.12, percebe-se que dois elementos do conversor são críticos em elevadas razões cíclicas, sendo estes: o indutor, Figura 3.12(a), e a chave, Figura 3.12(b). Estas resistências limitam o alto ganho em elevadas razões cíclicas, pois no indutor ela está presente nas duas etapas de operação do conversor e na chave sua influência torna-se maior a medida que o valor da razão cíclica aumenta, devido ao seu comportamento ser aproximado pelo produto de $R_{SW}D$.

Figura 3.12 – Influência das resistências séries no ganho estático do conversor *Boost* em MCC.

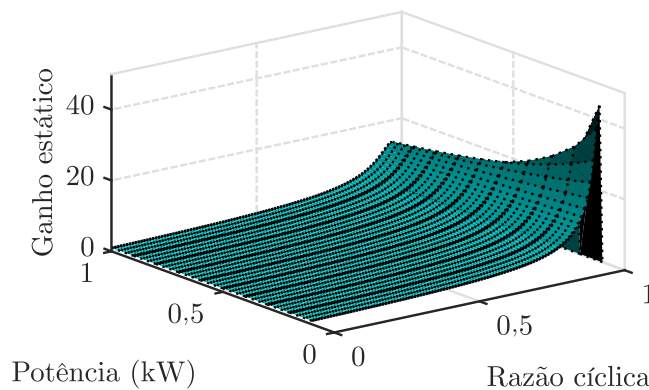


Fonte: Autor.

Por outro lado, as resistências séries do capacitor e do diodo, figuras 3.12(c) e 3.12(d), não limitam o ganho em razões cíclicas elevadas. No entanto, elas fazem com que o conversor necessite de uma elevada compensação de D para atingir o ganho. Seu maior impacto está em razões cíclicas menores, visto que sua influência pode ser aproximada, como: $(R_D(1 - D))$ para o diodo e $(R_C(1 - D) - R_C(1 - D)^2)$ para o capacitor.

A potência de operação afeta significativamente o ganho estático do conversor. Conforme apresentado em (3.44), a resistência da carga é proporcional a razão cíclica, conseqüentemente, para razões cíclicas elevadas, a potência apresenta maior influência no ganho. Além do mais, a resistência de carga é inversamente proporcional a potência, isto é, quanto maior a sua potência menor será sua resistência. Então, mantendo as mesmas resistências séries nos componentes o ganho alcançado será menor. Estas conclusões podem ser observadas na Figura 3.13, a qual apresenta o ganho estático para variações de potência e razão cíclica do conversor. Observa-se que em razões cíclicas elevadas, com perdas constantes, o ganho estático do conversor diminui exponencialmente a medida que há um aumento da potência do conversor e possui baixa influência no ganho para menores razões cíclicas, devido à proporcionalidade (DR_o) .

Figura 3.13 – Influência da potência no ganho estático em MCC.

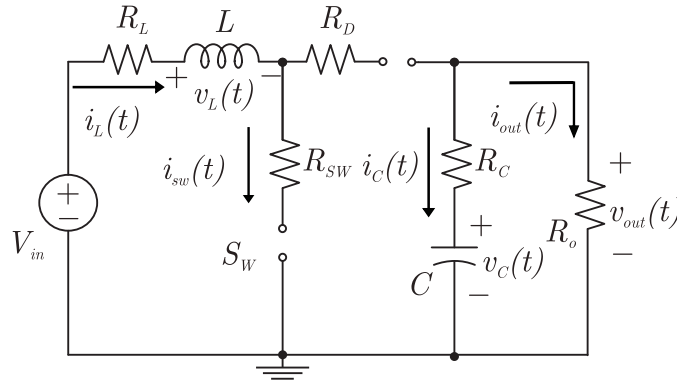


Fonte: Autor.

3.2.3 Modelagem do ganho estático em modo de condução descontínua

O modo de condução descontínua é caracterizado pela corrente do indutor chegar a zero, isto é, durante o período de condução do diodo, a energia armazenada pelo indutor durante a primeira etapa acaba. Esta corrente só não é menor que zero, devido ao diodo ser bloqueado, caracterizando uma nova etapa de operação, onde apenas o capacitor alimenta a carga (HART, 2012), conforme Figura 3.14.

Figura 3.14 – Terceira etapa de operação do conversor em MCD.



Fonte: Autor.

Aplicando as Leis de Kirchhoff na malha de entrada do circuito da Figura 3.14, obtém-se:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = 0 \quad (3.48)$$

da mesma forma, mas na malha de saída do conversor *Boost*, tem-se:

$$v_C + R_C i_C(t) = -R_o i_C(t) \quad (3.49)$$

resolvendo (3.49), encontra-se:

$$\frac{dv_C(t)}{dt} = -v_C(t) \frac{1}{(R_o + R_C)C} \quad (3.50)$$

e escrevendo (3.50) na forma de matrizes em espaços de estados, têm-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{(R_o + R_C)C} \end{bmatrix}}_{A_3} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_3} V_{in} \quad (3.51)$$

$$v_{out}(t) = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{R_o}{R_o + R_C} \end{bmatrix}}_{C_3} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} V_{in}. \quad (3.52)$$

Diferentemente ao MCC, o valor médio em MCD possui uma etapa a mais de operação. Dessa forma, as matrizes médias são obtidas através das equações destacadas a seguir:

$$\mathbf{A} = A_1 d + A_2 d_2 + A_3 (1 - d - d_2) \quad (3.53)$$

$$\mathbf{B} = B_1 d + B_2 d_2 + B_3 (1 - d - d_2) \quad (3.54)$$

$$\mathbf{C} = C_1d + C_2d_2 + C_3(1 - d - d_2) \quad (3.55)$$

$$\mathbf{E} = E_1d + E_2d_2 + E_3(1 - d - d_2). \quad (3.56)$$

Nessa etapa, o complemento da razão cíclica do conversor d_2 não é definido. Com isso, é necessário encontrar seu valor e substituí-lo, deixando o valor médio das matrizes apenas em função de d . O termo d_2 pode ser definido em função da corrente de pico no indutor. Aplicando as Leis de Kirchhoff na primeira etapa de operação do conversor, na Figura 3.10, no domínio da frequência, encontra-se:

$$-\frac{V_{in}}{s} + R_L I_L(s) + sL I_L(s) + R_{SW} I_L(s) = 0 \quad (3.57)$$

reorganizando (3.57), tem-se:

$$I_L(s) = \frac{V_{in}}{s^2 + (R_L + R_{SW})s}. \quad (3.58)$$

Aplicando a transformada inversa de Laplace em (3.58), obtêm-se:

$$\mathcal{L}^{-1}[I_L(s)] = i_L(t) \quad (3.59)$$

$$i_L(t) = \frac{V_{in}}{R_L + R_{SW}} - \frac{V_{in} e^{-\frac{t(R_L + R_{SW})}{L}}}{R_L + R_{SW}}. \quad (3.60)$$

Logo tem-se a corrente de pico é obtida através de (3.60), no instante ($t = dT_s$), tem-se:

$$i_{pk} = \frac{V_{in}}{R_L + R_{SW}} - \frac{V_{in} e^{-\frac{dT_s(R_L + R_{SW})}{L}}}{R_L + R_{SW}}. \quad (3.61)$$

Sabe-se que a corrente média no diodo é igual a corrente de carga e pode ser aproximada pela área do triângulo, conforme:

$$\langle i_D \rangle = \frac{1}{2} i_{pk} d_2 T_s = \frac{V_{out}}{R_o} \quad (3.62)$$

rearranjando (3.61) em (3.62), calcula-se o complemento da razão cíclica d_2 por:

$$d_2 = \frac{2V_{out} e^{\frac{dT_s(R_L + R_{SW})}{L}} (R_L + R_{SW})}{R_o V_{in} \left[e^{\frac{dT_s(R_L + R_{SW})}{L}} - 1 \right]} \quad (3.63)$$

Definidas as equações de estado (3.15), (3.16), (3.21), (3.22), (3.51) e (3.52) aplica-se nas equações (3.53), (3.54), (3.55), (3.56) para encontrar as matrizes médias expressas

por:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{d(R_L+R_{SW})}{L} - \frac{d_2 F}{L(R_o+R_C)} & -\frac{d_2 R_o}{L(R_o+R_C)} \\ \frac{d_2 R_o}{C(R_o+R_C)} & \frac{d+d_2-1}{C(R_o+R_C)} - \frac{d}{C(R_o+R_C)} - \frac{d_2}{C(R_o+R_C)} \end{bmatrix} \quad (3.64)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{d}{L} + \frac{d_2}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.65)$$

$$\mathbf{C} = \left[0 \quad \frac{d R}{R+R_C} + \frac{d_2 R}{R+R_C} - \frac{R(d+d_2-1)}{R+R_C} \right] \quad (3.66)$$

$$\mathbf{E} = 0 \quad (3.67)$$

sendo F definido em (3.45). Logo, utilizando as matrizes médias (3.64)-(3.67) e (3.43), define-se o ganho estático para o modo de condução descontínua, conforme:

$$M_{MCD(ef)} = \frac{k_1^2 R_o^2 + \sqrt{g_2^2 k_1^2 + D (4 k_1^3 R_o^4 - 4 g_1 k_1^2 R_o^2) + k_1^4 R_o^4 - 2 g_2 k_1^3 R^2 - g_2 k_1}}{2 k_1^2 R_o^2} \quad (3.68)$$

sendo as constantes g_1 , g_2 e k_1 definidas por:

$$g_1 = R_o(R_L + R_{SW}) + R_C(R_L + R_{SW}) \quad (3.69)$$

$$g_2 = R_o(R_C + R_D + R_L) + R_C(R_D + R_L) \quad (3.70)$$

$$k_1 = \frac{2e^{\frac{dT_s(R_L+R_{SW})}{L}} (R_L + R_{SW})}{R_o \left[e^{\frac{dT_s(R_L+R_{SW})}{L}} - 1 \right]}. \quad (3.71)$$

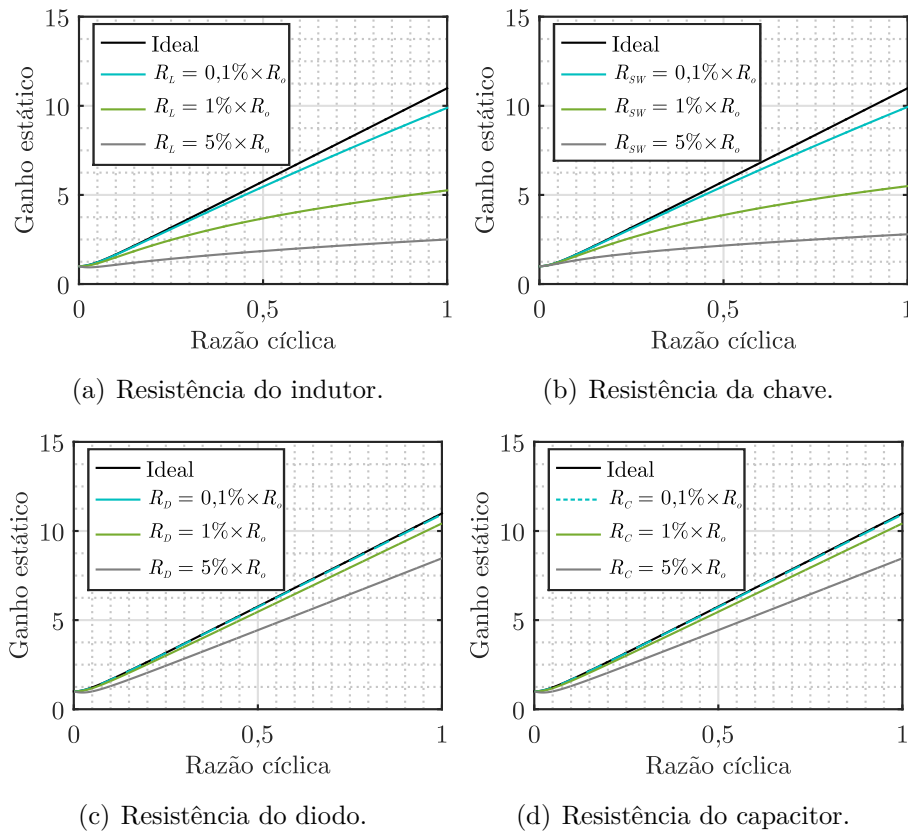
3.2.4 Influências das resistências séries no ganho estático do conversor *Boost* em MCD

A Figura 3.15 apresenta o comportamento do ganho estático em MCD do conversor para diferentes resistências séries de cada componente. Percebe-se que o aumento percentual da resistência torna a possibilidade de alcançar elevados ganhos menor (maior compensação de D) e em certos valores restringir o ganho em um valor abaixo do desejado.

Similarmente ao MCC, as resistências com maior impacto em elevadas razões cíclicas são as do indutor e da chave, Figura 3.15(a) e 3.15(b), respectivamente. Por outro lado, as resistências do diodo e capacitor, figuras 3.15(c) e 3.15(d), possuem maior impacto em ganhos menores, mas não devem ser desprezadas em elevados D , pois maiores compensações de razões cíclicas seriam necessárias para alcançar o ganho desejado.

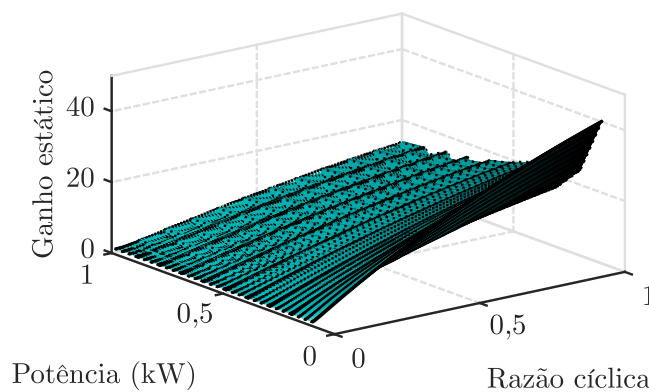
O comportamento da potência de operação do conversor em função do seu ganho estático é apresentado na Figura 3.16.

Figura 3.15 – Influência das resistências séries no ganho do conversor *Boost* em MCD.



Fonte: Autor.

Figura 3.16 – Influência da potência no ganho do conversor *Boost* operando em MCD.



Fonte: Autor.

A influência da potência é similar ao demonstrado para o MCC, em elevadas razões cíclicas, o ganho torna-se menor à medida que há o aumento da potência do conversor, mantendo as resistências série dos componentes constantes.

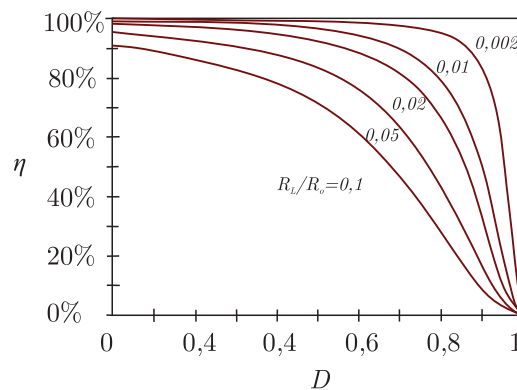
3.2.5 Análise do conversor *Boost* convencional operando em alto ganho

Conforme Erickson e Maksimovic (2001), o alto ganho do conversor *Boost* está relacionado a projetos com alto rendimento e atreladas a resistências séries nos componentes muito menores que a de carga. Desse modo, conclui-se que para buscar altos ganhos, obrigatoriamente o conversor necessita possuir elevados rendimentos. De acordo com Erickson e Maksimovic (2001), o rendimento (η) possui uma relação entre o ganho efetivo (M_{ef}) e o complemento da razão cíclica (D_2), sendo calculado por:

$$\eta = M_{ef} \times D_2. \quad (3.72)$$

A Figura 3.17 apresenta o comportamento do rendimento em relação à razão cíclica do conversor sob diferentes valores percentuais de resistência série no indutor. Em baixa razão cíclica, o rendimento é tipicamente alto e diminui rapidamente para valores próximos da unidade à medida que R_L aumenta (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001). Logo, para razões cíclicas altas, o rendimento do conversor deve ser elevado para manter o ganho desejado. Com base na Figura 3.17, a metodologia proposta para o conversor *Boost* convencional visa buscar altos rendimentos através de uma rotina computacional que considera o dimensionamento do projeto para a razão cíclica efetiva, ou seja, este método além de verificar se o ganho é alcançado, ele projeta os componentes para atender as condições impostas pela carga e pela CaC para o valor real de D .

Figura 3.17 – Rendimento Vs razão cíclica com adição de perdas no indutor.



Fonte: Adaptado de Erickson e Maksimovic (2001).

3.2.6 Cálculo das correntes do conversor

As correntes do conversor *Boost* para os modos de operação MCC, limiar e MCD são apresentadas na Figura 3.18, estas são obtidas conforme as etapas de operação demonstradas nas figuras 3.10, 3.11 e 3.14. Para representação das correntes utilizadas pela metodologia no cálculo das perdas e dimensionamento dos componentes, considera-se a decomposição das formas de onda em séries de Fourier. A série de Fourier é usada para aproximar uma forma de onda periódica e representa-la por uma série de termos senoidais de diferentes frequências e amplitudes (ANUMAKA, 2012), conforme:

$$f(t) = \underbrace{A_o}_{\text{Valor médio}} + \underbrace{\sum_{n=1}^{\infty} \{A_n \cos(n\omega t) + B_n \text{sen}(n\omega t)\}}_{\text{Componente alternada}} \quad (3.73)$$

sendo n o número de harmônicos, w a frequência angular ($\omega = 2\pi f_s$) e A_o , A_n e B_n são conhecidos como os coeficientes da série de Fourier $f(t)$, determinados por:

$$A_o = \frac{1}{T_s} \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} f(t) dt \quad (3.74)$$

$$A_n = \frac{1}{T_s} \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} f(t) \cos(n\omega t) dt \quad (3.75)$$

$$B_n = \frac{1}{T_s} \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} f(t) \text{sen}(n\omega t) dt. \quad (3.76)$$

Para decompor em séries de Fourier é necessário encontrar as equações que determinam o comportamento dinâmico da forma de onda. No indutor, por exemplo, é uma equação linear por partes definida para cada intervalo de tempo, conforme Figura 3.18. Para a primeira etapa, momento que a chave está fechada, a função linear que representa a corrente no indutor é expressa por:

$$i_{L(D)}(t) = I_{min} + \frac{V_{in}t}{L}. \quad (3.77)$$

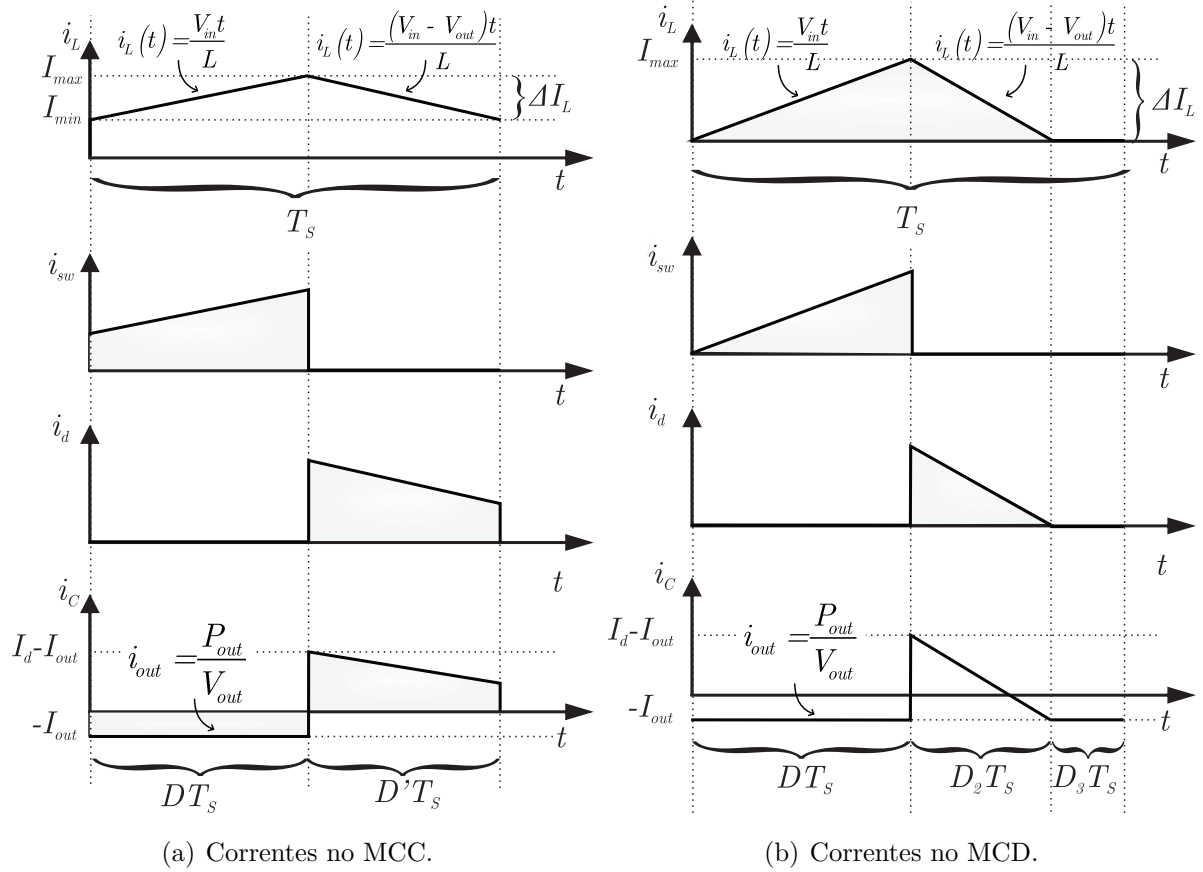
Já para a segunda etapa, a equação que determina o comportamento da corrente no indutor é calcula conforme:

$$i_{L(D_2)}(t) = I_{max} + \frac{(V_{in} - V_{out})t}{L} \quad (3.78)$$

e terceira etapa, momento que o conversor está operando em modo de condução descontínua, a função é igual a zero, conforme:

$$i_{L(D_3)}(t) = 0. \quad (3.79)$$

Figura 3.18 – Correntes no conversor *Boost* em MCC e MCD.



Fonte: Autor.

Aplicando as funções lineares (3.77), (3.78) e (3.79) nas equações que definem os coeficientes da série de Fourier (3.74)-(3.76), encontram-se as seguintes equações, definidas por:

$$A_{o(ind)} = \frac{[(V_{in} - V_{out}) D_2^2 + V_{in} D^2] T_s}{2} + \frac{V_{in} D D_2 T_s + (D + D_2) L I_{min}}{L} \quad (3.80)$$

$$A_{n(ind)} = \frac{h_1 - h_2 + h_3 + (L I_{min} + V_{in} D T_s) n \pi h_4 - \frac{T_s (V_{in} + 2 D_2 h_5)}{2}}{\pi^2 n^2 L} \quad (3.81)$$

$$B_{n(ind)} = \frac{\frac{(V_{in} - V_{out}) T_s}{2} u_1 + u_4 + u_3 + (V_{out} D_2 - V_{in} D) n \pi T_s u_2}{\pi^2 n^2 L} \quad (3.82)$$

sendo os coeficientes h_n ($n=1,\dots,5$) expressos por:

$$h_1 = \frac{T_s V_{in} \cos(2\pi n (D_2 + D))}{2} \quad (3.83)$$

$$h_2 = \frac{T_s V_{out} \cos(2\pi n (D_2 + D))}{2} \quad (3.84)$$

$$h_3 = \frac{T_s V_{out} \cos(2\pi D n)}{2} \quad (3.85)$$

$$h_4 = \sin(2\pi n (D_2 + D)) \quad (3.86)$$

$$h_5 = (V_{in} - V_{out}) \pi n h_4 \quad (3.87)$$

e os coeficientes u_n ($n=1,\dots,4$) por:

$$u_1 = \sin(2\pi n (D_2 + D)) \quad (3.88)$$

$$u_2 = \cos(2\pi n (D_2 + D)) \quad (3.89)$$

$$u_3 = [(1 - u_2) LI_{min} - V_{in} u_2 D_2 T_s] \pi n \quad (3.90)$$

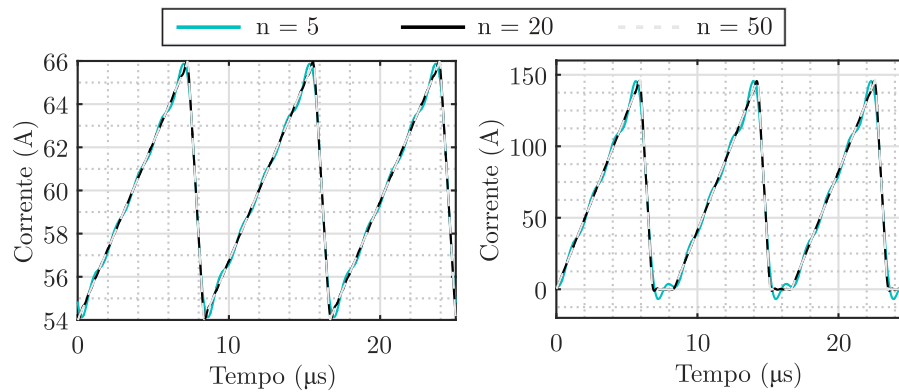
$$u_4 = \frac{T_s V_{out} \sin(2\pi D n)}{2} \quad (3.91)$$

Logo, utilizando (3.73), a corrente instantânea no indutor e de entrada do conversor é calculada por:

$$i_L(t) = \underbrace{A_{o(ind)}}_{\text{Valor médio}} + \underbrace{\sum_{n=1}^{\infty} \{A_{n(ind)} \cos(n\omega t) + B_{n(ind)} \sin(n\omega t)\}}_{\text{Componente alternada}} \quad (3.92)$$

Devido ao grande número de equações, no Anexo A contém as decomposições relativas as demais correntes dos conversores *Boost* convencional e *Cascaded*. A Figura 3.19 apresenta as formas de onda da corrente no indutor, considerando os dois modos de operação do conversor, para diferentes números de harmônicos ($n = 5, 20$ e 50) obtidas do equacionamento acima. Uma boa precisão nos resultados é alcançado com um número 20 e 50 harmônicas, entretanto, para $n=5$ o valor compromete a precisão nos cálculos da corrente e das perdas do conversor.

Figura 3.19 – Forma de onda da corrente no indutor do conversor *Boost* reconstruídas através da série de Fourier.



Fonte: Autor.

3.2.7 Dimensionamento do indutor de entrada e capacitor de saída do conversor *Boost* convencional

Segundo Hart (2012), a indutância mínima necessária para garantir uma ondulação de pico a pico (ΔI_L) desejável para o conversor *Boost* é calculada por:

$$L = \frac{V_{in} D}{\Delta I_L f_s} \quad (3.93)$$

Por outro lado, o dimensionamento do capacitor de saída do conversor é realizado em função da ondulação de tensão (ΔV_{out}) conforme apresentado por Hart (2012). No conversor *Boost*, esta ondulação é resultado da variação de corrente do diodo sobre o capacitor, provocando uma variação de carga (ΔQ_C) definida por:

$$\Delta Q_C = \frac{V_{out} D T_s}{R_o} = C \Delta V_{out} \quad (3.94)$$

a qual provocará uma variação de tensão sobre o capacitor (ΔV_{out}). De acordo com Hart (2012), a expressão que define a capacitância de saída, garantindo uma ondulação de tensão dentro dos limites de projeto é calculada por:

$$C = \frac{I_{out} D}{f_s \Delta V_{out}}. \quad (3.95)$$

Ademais, a resistência equivalente série do capacitor R_c pode contribuir de forma significativa para a ondulação de tensão na saída, provocando uma queda tensão. O que

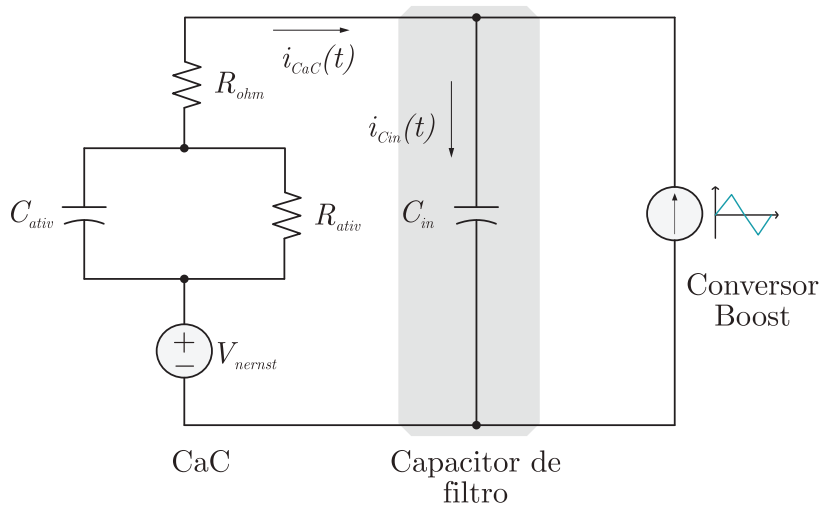
resulta em uma nova ondulação definida por:

$$\Delta V_{out(R_c)} = R_C \Delta I_C. \quad (3.96)$$

3.2.8 Dimensionamento do capacitor de entrada do conversor

Conforme visto na Seção 2.5, a célula a combustível apresenta degradação em elevadas ondulações de corrente. Com a finalidade de proteger a célula, garantindo longa vida útil e bom desempenho é incluído, entre a célula a combustível e o conversor, um filtro capacitivo para reduzir as ondulações de corrente em alta frequência. A Figura 3.20 apresenta o circuito utilizado para obter a corrente instantânea da CaC (i_{CaC}) necessária para determinar o respectivo capacitor de entrada.

Figura 3.20 – Circuito equivalente para cálculo do capacitor de filtro.



Fonte: Autor.

Para o dimensionamento do capacitor, necessita-se conhecer a componente alternada da corrente drenada pelo conversor *Boost* (i_{La}), esta pode ser reproduzida numericamente através de :

$$i_{La}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \{A_{n(ind)} \cos(n\omega t) + B_{n(ind)} \sin(n\omega t)\} \quad (3.97)$$

A partir da equação (3.97) e do circuito da Figura 3.20, realiza-se um divisor de corrente no capacitor (C_{in}) e obtém-se o cálculo do valor instantâneo da corrente neste

elemento conforme:

$$i_{C_{in}}(t) = \frac{\frac{V_{Nernst}}{\omega n} - i_{La}(t) \times \left(R_{ohm} + \frac{R_{ativ}}{\omega n \times R_{ativ} \times C_{ativ} + 1} \right)}{\frac{1}{\omega n C_{in}} + \left(R_{ohm} + \frac{R_{ativ}}{\omega n \times R_{ativ} \times C_{ativ} + 1} \right)}. \quad (3.98)$$

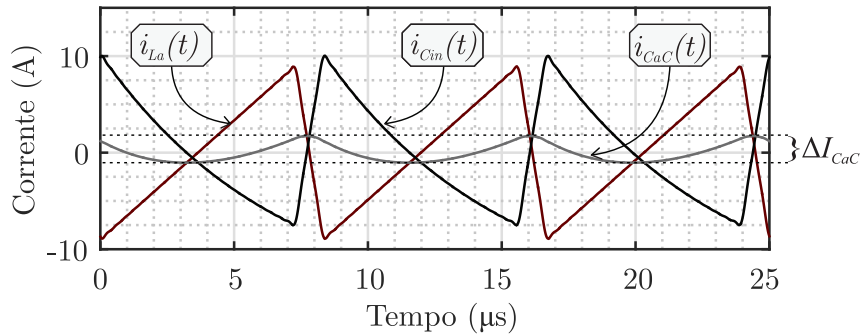
Por fim, encontra-se o valor da corrente instantânea da CaC através da soma das correntes do capacitor e indutor de entrada do conversor, conforme:

$$i_{CaC}(t) = i_{C_{in}}(t) + i_{La}(t) \quad (3.99)$$

Devido à complexidade das equações, a solução numérica é a mais adequada. Assim, define-se o valor do capacitor através do incremento da capacitância do filtro até a ondulação de corrente na célula a combustível estar dentro do valor predeterminado na Figura 2.6. Quando as especificações da CaC forem atendidas, tem-se o valor de C_{in} necessário.

A Figura 3.21 apresenta as ondulações de corrente do indutor, capacitor de entrada e da célula a combustível. Percebe-se que a adição do capacitor dimensionado através do equacionamento anterior, reduz a ondulação de corrente na célula a combustível (ΔI_{CaC}), absorvendo grande parte do conteúdo harmônico proveniente do conversor.

Figura 3.21 – Ondulação de corrente na CaC, no indutor e capacitor de entrada após inserção do filtro capacitivo.



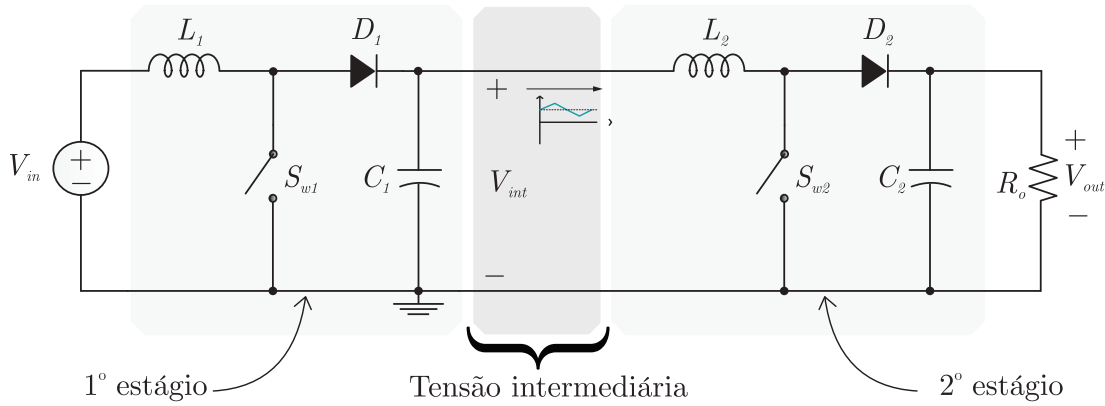
Fonte: Autor.

3.3 ANÁLISE DO CONVERSOR BOOST CASCADED

A análise e dimensionamento dos componentes do conversor *Boost Cascaded* são realizadas considerando a mesma modelagem matemática apresentada para o conversor *Boost* convencional (Seção 3.2), similarmente aos demais trabalhos apresentados por Lwin (2017) e Gragger, Himmelstoss e Pirker (2008). A Figura 3.22 apresenta o conversor *Boost Cascaded*, a ideia é realizar o projeto individualmente em cada estágio, pois os dois conversores compartilham a tensão intermediária (tensão de saída do primeiro estágio é

a entrada para o segundo) e a corrente no indutor L_2 , sendo esta, a corrente de carga do primeiro estágio. O transistor S_{w1} e o diodo D_1 devem suportar a tensão intermediária, enquanto o transistor S_{w2} e o diodo D_2 a tensão de saída.

Figura 3.22 – Circuito do conversor *Boost Cascaded*.



Fonte: Autor.

A combinação destes dois estágios produz um ganho estático descrito por:

$$M_{B(cascaded)} = \frac{V_{int}}{V_{in}} \times \frac{V_{out}}{V_{int}} = \frac{1}{1 - D_p} \times \frac{1}{1 - D_s} \quad (3.100)$$

sendo, D_p e D_s a razão cíclica do primeiro e segundo estágio, respectivamente. No primeiro estágio, o conversor possui baixa tensão e alta corrente, enquanto o segundo apresenta alta tensão e baixa corrente.

O projeto individual é interessante quando se busca altos rendimentos, pois nestes conversores o rendimento total η_T é definido através do produto dos rendimentos de cada estágio (em pu), conforme:

$$\eta_T = \eta_{1(pu)} \times \eta_{2(pu)} \quad (3.101)$$

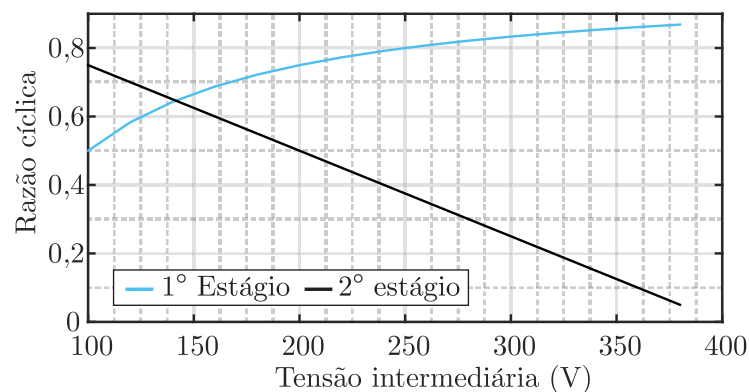
sendo, η_1 e η_2 os rendimentos do primeiro e segundo estágio, respectivamente. A multiplicação de η_1 e η_2 produz um valor ainda menor, por exemplo, para um rendimento de 98% nos dois estágios, o η_T é de 96,04%.

Para buscar o ponto ótimo de operação do conversor não basta apenas encontrar os melhores pontos de frequência e variação de corrente, mas também de ganho estático para cada estágio que possibilite o melhor desempenho em volume e rendimento. A variação da tensão intermediária acaba influenciando na escolha dos componentes do conversor, visto que a tensão do primeiro estágio é menor em relação à saída, possibilitando a escolha de chaves com menor tensão e resistência de condução.

A Figura 3.23 apresenta o comportamento da razão cíclica de cada estágio a variação da tensão intermediária do conversor *Boost Cascaded* (100 V_{CC} - 380 V_{CC}), considerando as especificações da aplicação (50 V_{CC} de entrada para 400 V_{CC} na saída).

Inicialmente, a razão cíclica do segundo estágio é elevada 0,75 (maior ganho, $100 V_{CC}$ para $400 V_{CC}$). A medida que a tensão intermediária aumenta, o valor de D_s decresce linearmente, em $141,2 V_{CC}$, os dois estágios apresentam a mesma razão cíclica (0,646). Após, a razão cíclica (2º estágio) diminui alcançando 0,05 (valor de tensão intermediária máxima definida para varredura ($380 V_{CC}$)) e um alto ganho no primeiro estágio é necessário ($50 V_{CC}$ para $380 V_{CC}$).

Figura 3.23 – Razão cíclica de cada estágio do conversor *Boost Cascaded* em função da tensão intermediária.



Fonte: Autor.

3.4 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram abordadas as topologias de conversores elevadores clássicos e de alto ganho de tensão que podem ser aplicadas à célula a combustível. Após análise, optou-se pela utilização de dois conversores da família *Boost*, o *Boost* convencional e o *Boost Cascaded*, os quais destacaram-se dos demais em relação ao ganho necessário e, para o *Boost* convencional, o número baixo de componentes, tornando sua utilização atraente na busca de altos rendimentos. No entanto, o conversor *Boost* convencional tem seu ganho limitado, caso o mesmo apresente elevadas resistências séries. Com isso, a modelagem do conversor considerando a adição das resistências séries e análise das quais impactavam no ganho estático do conversor para os três modos de condução foram realizadas. A mesma análise e dimensionamento são válidas para o conversor *Boost Cascaded*, o qual considerou-se dois conversores individuais, onde apenas a tensão e corrente intermediárias são compartilhadas por ambos os estágios. Estas análises são fundamentais, pois ajudarão no projeto e desenvolvimento das metodologias de cada conversor.

4 CÁLCULO DE PERDAS E DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES

Nesse capítulo serão apresentados os métodos de estimação das perdas dos principais componentes do conversor, os quais serão utilizados pela metodologia para ajudar o projetista na escolha das melhores soluções para a aplicação como, por exemplo, as regiões de operação onde os conversores apresentam elevado rendimento e baixo volume. Primeiramente, será exposto o método de projeto dos indutores dos conversores, abordando sobre as tecnologias de núcleos magnéticos utilizados, dimensionamento, estimação das suas perdas e elevação de sua temperatura. Após, é apresentado à análise de perdas nos capacitores de entrada e saída do conversor. Por fim, são apresentados os métodos de obtenção das perdas relacionadas aos semicondutores de potência (diodo e chave) e o projeto dos sistemas de transferência de calor dos mesmos.

4.1 DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR

A escolha da tecnologia do material magnético utilizado em aplicações com conversores chaveados é de suma importância, pois suas características construtivas e magnéticas podem influenciar diretamente em fatores relevantes de projetos, como:

- Custo;
- Rendimento;
- Densidade volumétrica de potência;
- Confiabilidade;

Esses pontos estão diretamente ligados, por exemplo, se a busca por melhores soluções for priorizada em qualquer um dos três últimos itens, conseqüentemente, haverá a penalização do primeiro. Assim, o grande desafio dos projetistas é analisar diferentes caminhos que permitam encontrar a melhor solução custo/benefício para a aplicação. Além desses índices, as propriedades magnéticas do núcleo influenciam na escolha do material, como: temperatura, frequência de operação, perdas, peso, variação da permeabilidade em relação ao nível de corrente CC e fluxo CA e densidade de fluxo máxima (SARTORI, 2013; ZIENTARSKI, 2009).

De acordo com Zientarski (2009), a densidade de fluxo máxima (B_{max}) que o material magnético suporta, influencia no volume do indutor. Isto porque, núcleos magnéticos com densidade de fluxo superiores apresentam menor volume para uma mesma força magnetizante (H). Contudo, uma maior densidade de fluxo causa um aumento nas perdas ocasionadas pelas correntes de *Foucault* e pelos efeitos de histerese.

4.1.1 Núcleos magnéticos toroidais de tecnologia *Powder*

No presente trabalho, para o dimensionamento do indutor e análises das perdas e volume dos conversores, os núcleos magnéticos da família *Powder* serão utilizados, sendo estes: *High Flux*, *Molypermalloy* e *Kool M μ* . Esses núcleos são caracterizados pelas partículas isolantes presentes em sua composição, o que dá a eles a característica de entreferro distribuído. Isso significa que o entreferro presente neste material tem um valor fixo e a permeabilidade inicial depende do percentual de partículas isolantes, sendo estas padronizadas em certos valores pelos fabricantes (BELTRAME, 2017; SARTORI, 2013; ZIENTARSKI, 2009).

Os núcleos magnéticos do tipo *Powder* são geralmente construídos em formato toroidal e apresentam vantagens, como: reduções das indutâncias de dispersão e da interferência eletromagnética irradiada (BELTRAME, 2017). As características principais dos três núcleos analisados são apresentadas a seguir.

High Flux (HF): é uma liga metálica que apresenta alta densidade de fluxo magnético 1,5 T (*Tesla*) e tem em sua composição, 50% de pó de ferro e 50% de níquel. Também possui baixa estabilidade magnética devido à menor quantidade de material isolante que forma o entreferro distribuído. A elevada densidade de fluxo suportada por esse material permite que o projetista reduza o tamanho do componente indutivo em comparação com as demais ligas de pó de ferro ou ferrites (ARNOLD MAGNETIC TECHNOLOGIES, 2015; MAGNETICS, 2017).

Molypermalloy (MPP): esse material apresenta em sua composição, 79% de níquel, 17% de ferro e 4% de molibdênio, tem como principais vantagens: baixas perdas e grande estabilidade térmica. Possui densidade de fluxo magnético na ordem de 0,75 T, sendo indicado para altas frequências. O MPP possui um custo elevado dentre os demais núcleos *Powder*, devido à sua maior composição ser a base de Níquel e materiais cerâmicos isolantes de alta temperatura. Os núcleos *Molypermalloy* possuem excelentes características magnéticas, como: alta resistividade, baixa histerese e perdas por corrente parasita e estabilidade da indutância sob condições de elevada polarização CC (ARNOLD MAGNETIC TECHNOLOGIES, 2015; MAGNETICS, 2017).

Kool M μ : também conhecido como *Sendust*, é tipicamente formado por 85% de ferro, 9% de silício, 6% de alumínio e outros materiais cerâmicos isolantes. Possui densidade de fluxo máxima na ordem de 1,05 T, sendo bastante empregado no ambiente industrial devido ao baixo preço e a suas reduzidas perdas em médias frequências (ARNOLD MAGNETIC TECHNOLOGIES, 2015; MAGNETICS, 2017).

4.1.2 Seleção do núcleo magnético

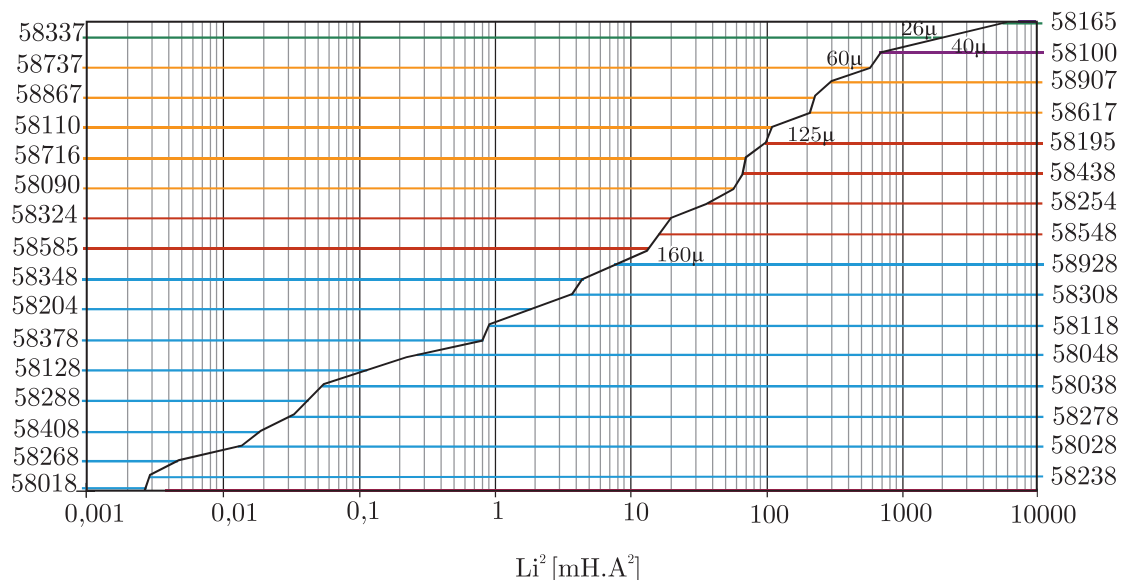
As principais características construtivas disponibilizadas pelos fabricantes de núcleos magnéticos, como permeabilidade inicial, energia e dimensões são inseridas em um banco de dados que é utilizado pela metodologia para escolha do núcleo adequado para cada ponto de operação. O método de seleção do núcleo é proposto pelo fabricante Magnetics[®], que fornecem ábacos indicando o núcleo apropriado para a aplicação em função da energia armazenada (MAGNETICS, 2017). Contudo, conforme Zientarski (2009), este método não oferece nenhuma garantia de que o indutor não irá apresentar sobreaquecimento em determinadas aplicações ou situações. A energia armazenada (E_{arm}) é calculada a partir de:

$$E_{arm} = I_{L(max)}^2 L \quad (4.1)$$

sendo $I_{L(max)}$ a corrente máxima no indutor e L a indutância.

Esta energia é utilizada para escolha do núcleo magnético a partir dos gráficos disponibilizados pelos fabricantes. A Figura 4.1 apresenta o ábaco de seleção para o núcleo *High Flux*, sendo o eixo das abscissas correspondente ao nível de energia armazenada, enquanto o eixo das ordenadas demonstra o código do fabricante para o menor nível de energia suportada pelo núcleo magnético. Portanto, todos os núcleos que contenham energia superior a energia calculada em (4.1) são exequíveis de serem projetados.

Figura 4.1 – Ábaco de seleção do núcleo magnético *High Flux*.



Fonte: Adaptado de Magnetics (2017).

Após seleção do núcleo magnético é necessário estimar o número inicial de espiras que garanta a indutância calculada. Este valor é calculado a partir de:

$$N_i = \sqrt{\frac{Ll_e 10^8}{0,4\pi\mu_i A_e}} \quad (4.2)$$

sendo l_e o comprimento médio do caminho magnético, μ_i a permeabilidade inicial do núcleo e A_e área efetiva ou a seção transversal do núcleo (SARTORI et al., 2015).

Após estimar o número de espiras inicial, determina-se a força magnetizante (H) para o maior nível de corrente no indutor, conforme:

$$H = \frac{410^{-3}\pi N_i I_{L(max)}}{l_e}. \quad (4.3)$$

A tecnologia *Powder* apresenta variação da permeabilidade magnética em função da corrente aplicada no indutor, esta mudança implica em uma variação na indutância inicial calculada. Logo, há a necessidade de correção do valor da indutância de modo assegurar que na máxima intensidade de campo tenha a ondulação de corrente do projeto (ZIENTARSKI et al., 2011). Estas curvas de variação da permeabilidade efetiva (μ_{ef}) do núcleo em função da força magnetizante CC são modeladas para cada tipo de material por:

$$\mu_{ef} = \mu_i (a_1 + a_2 H + a_3 H^2 + a_4 H^3 + a_5 H^4) \quad (4.4)$$

sendo a_n ($n = 1, \dots, 5$) coeficientes fornecidos pelo fabricante (MAGNETICS, 2017).

Desse modo, um novo valor corrigido do número de espiras (N_{ef}) pode ser obtido através de:

$$N_{ef} = \sqrt{\frac{Ll_e 10^8}{0,4\pi\mu_{ef} A_e}}, \quad (4.5)$$

este valor é recalculado até que o número de espiras obtido não seja mais alterado, quando isso acontece, o algoritmo encontrou seu valor final (ZIENTARSKI et al., 2011).

4.1.3 Seleção do enrolamento

Com o número final de espiras definido, realiza-se o cálculo da área de seção do condutor considerando o efeito *skin* ou pelicular, que é a tendência da corrente em alta frequência circular pela extremidade da seção transversal do condutor, diminuindo sua área útil (SARTORI, 2013). Nesse caso, o raio de cada condutor deve ser menor que a profundidade de penetração calculada, conforme ilustrado em Erickson e Maksimovic (2001) e Zientarski (2009). A profundidade de penetração do condutor de cobre para o

efeito pelicular é calculada por:

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi\mu_0\mu_r f_s}} \approx \delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \quad (4.6)$$

sendo:

- ρ - Resistividade do cobre ($1,72 \times 10^{-4} \Omega \text{cm}^2/m$).
- μ_0 - Permeabilidade do ar ($4 \times 10^{-7} H/m$).
- μ_r - Permeabilidade relativa do cobre ($\mu_r = 1$).

Por conseguinte, seleciona-se o condutor com raio menor ao calculado em (4.6). A seção transversal necessária para suportar a corrente no enrolamento é calculada por:

$$A_{nec} = \frac{I_{L(rms)}}{J}. \quad (4.7)$$

Esta seção é calculada com base na corrente eficaz que circula pelo indutor $I_{L(rms)}$ e pela densidade de corrente no condutor, definida pelo projetista J (SARTORI, 2013). A redução da densidade de corrente no condutor provoca uma minimização da resistência CC do cobre, sendo esta umas das técnicas empregadas neste trabalho para obter menores resistências séries no indutor. Por outro lado, esta redução provoca um aumento do volume magnético devido à elevação da área de seção transversal do condutor.

Definido (4.6) e (4.7), calcula-se o número de fios em paralelo, como:

$$N_p = \frac{A_{nec}}{A_{cond}} \quad (4.8)$$

sendo A_{cond} a área do fio selecionado através do cálculo do efeito skin através de (4.6). Por fim, realiza-se a verificação de execução do projeto do indutor, isto é, se a área do enrolamento da espira é menor que a área da janela do núcleo magnético selecionado e multiplicado por um fator de ocupação da janela do núcleo (K_w). Esta verificação de execução é calculada por:

$$E_{nu} = \frac{N_{ef} N_p A_{cond}}{A_{jan} K_w} < 1 \quad (4.9)$$

sendo A_{jan} a área da janela do núcleo (BARBI; FONT; ALVES, 2002). Sempre que E_{nu} for menor que 1 o projeto é realizável, caso contrário, todo o processo é realizado novamente, selecionando um núcleo ligeiramente maior. O fator de ocupação da área da janela adotado neste trabalho é 0,4, isto é, 40% de ocupação da área da janela do núcleo. Ou ainda, pode ser calculada conforme:

$$k_w = S_1 S_2 S_3 S_4 \quad (4.10)$$

sendo S_1 a área utilizada pelo isolamento dos fios, S_2 considera o fator de preenchimento do fio devido à geometria circular do condutor. As voltas do indutor estão sujeitas a intervalos entre camadas e, portanto, ocupam espaço adicional. S_3 é a folga necessária para o processo de enrolamento dos núcleos e S_4 é a lacuna ocupada pelo isolamento camada-a-camada (MCLYMAN, 2004).

4.1.4 Modelo matemático de perdas no indutor

As perdas no indutor devem possuir boa exatidão, pois afetam diretamente na temperatura e volume do indutor, as quais podem propiciar rendimentos e densidades volumétricas de potência baixas ao conversor. As perdas do indutor são divididas em magnéticas (provenientes do núcleo) e elétricas (oriundas do enrolamento).

As perdas no enrolamento do indutor são divididas em duas parcelas. A primeira está ligada a resistividade do material (modeladas pela resistência CC) e a segunda, obtida através dos efeitos pelicular e de proximidade (resistência CA). A Resistência CC do condutor é modelada por:

$$R_{CC} = \frac{\rho l_w}{A_{nec}} \quad (4.11)$$

a qual, depende da resistividade elétrica do fio (ρ) e do comprimento do enrolamento (l_w) (SARTORI et al., 2015).

Por outro lado, conforme Zientarski (2009), os efeitos pelicular e de proximidade são responsáveis pelo aumento da resistência de um material condutor. Isso porque, estes efeitos causam a repulsão entre as linhas de corrente, tendenciando-as, a fluir pela superfície do condutor. O mesmo comportamento é verificado pelo efeito de proximidade. No entanto, esta repulsão ocorre entre dois condutores adjacentes. O aumento na resistência efetiva causado por estes efeitos depende da amplitude e da frequência dos harmônicos de corrente que circulam pelo condutor. A resistência CA é obtida para núcleos toroidais através de:

$$R_{CA}(f_h) = \left(\frac{4}{\pi}\right)^{\frac{1}{4}} N_{ef} l_{esp} \sqrt{\frac{\rho \mu_r \pi f_h}{d_w t_w}} \left(1 + \frac{2(N_{cam}^2 - 1)}{3}\right) \quad (4.12)$$

sendo, os coeficientes:

- l_{esp} - Comprimento médio da espira.
- f_h - Frequência do harmônico.
- d_w - Diâmetro do condutor.
- t_w - Distância entre dois condutores adjacentes.
- N_{cam} - Número de camadas do enrolamento.

Logo, as perdas no enrolamento (P_{cobre}) são calculadas pelo somatório da parcela CC e CA, conforme:

$$P_{cobre} = R_{CC} I_{L(rms)}^2 + \sum_{f_h=0}^{\infty} (R_{AC}(f_h) i_L^2(f_h)). \quad (4.13)$$

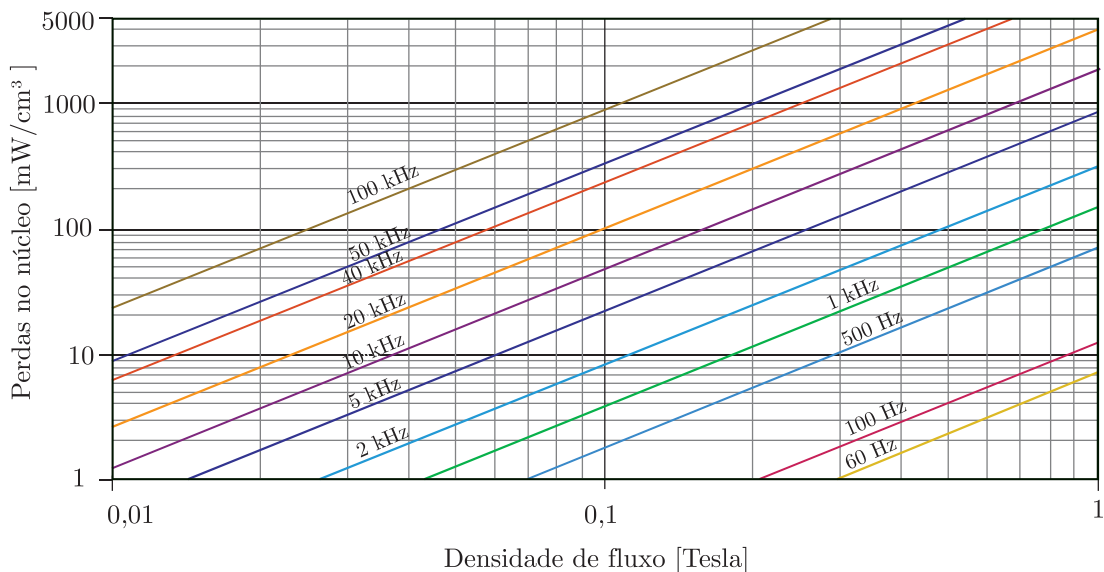
sendo $I_{L(rms)}$ a corrente eficaz do indutor e $i_L(f_h)$ a magnitude de corrente de cada harmônico considerado (ZIENTARSKI et al., 2011).

Já as perdas relacionadas ao núcleo (P_{nu}) são geralmente estimadas através de curvas fornecidas pelo fabricante do material magnético, conforme Figura 4.2. Essas curvas dependem diretamente do volume V_{nu} , da frequência de operação do núcleo, da variação da densidade do fluxo magnético e podem ser aproximadas pela equação de *Steinmetz*, conforme:

$$P_{nu} = V_{nu} a f_s^b \Delta B^c \quad (4.14)$$

a qual expõe que as perdas têm uma dependência exponencial tanto da amplitude de variação da densidade de fluxo quanto da frequência de operação (MAGNETICS, 2017).

Figura 4.2 – Curva das perdas para o material *High flux* para permeabilidade de 60μ e 125μ .



Fonte: Adaptado de Magnetics (2017).

De acordo com Sartori (2013) e Bossche e Valchev (2005), o método é simples e eficiente para cálculo das perdas magnéticas, no entanto, apresenta imprecisões para aplicações em conversores chaveados, como:

- As curvas de magnetização fornecidas pelo fabricante são adquiridas para uma excitação senoidal. Assim, um erro é incluído nas perdas para aplicações com conversores chaveados.

- A equação (4.14), produz resultados coerentes para razão cíclica fixa em 50%. No entanto, a maioria dos conversores opera com razão cíclica variável, introduzindo um erro no cálculo de perdas.
- Um erro é provocado em conversores que operam em modo de condução descontínua, pois estes possuem intervalos onde não há variação do fluxo magnético e o tempo em que ocorre a variação do fluxo é menor que o período de chaveamento do conversor.

Por essa razão, um método apresentado por Sartori (2013) e Bossche e Valchev (2005) é utilizado, o qual baseia-se na equação de *Steinmetz* (4.14). Todavia, tanto variação da frequência quanto da razão cíclica são consideradas, conforme:

$$P_{nu} = V_{nu} \cdot a_{nu} \left(\frac{\Delta B^{b_{nu}} t_{on}}{(2t_{on})^{c_{nu}}} \frac{1}{T_s} + \frac{\Delta B^{b_{nu}} t_{off}}{(2t_{off})^{c_{nu}}} \frac{1}{T_s} \right). \quad (4.15)$$

Essa equação depende do tempo de condução da chave t_{on} , do tempo em que o diodo é polarizado diretamente t_{off} , do período T_s , da variação da densidade de fluxo magnético ΔB e das características magnéticas do núcleo selecionado, obtido do catálogo do fabricante (a_{nu} , b_{nu} e c_{nu}) (MAGNETICS, 2017).

Para determinação da variação da densidade de fluxo é necessário conhecer o fluxo magnético variante, obtido através da variação da força magnetizante ($H_{max} - H_{min}$) (BELTRAME, 2017), conforme:

$$H_{max} = \frac{N_i I_{L(max)}}{l_e} \quad (4.16)$$

$$H_{min} = \frac{N_i I_{L(min)}}{l_e} \quad (4.17)$$

sendo $I_{L(max)}$ e $I_{L(min)}$ são, nessa ordem, as correntes máxima e mínima, e H_{max} e H_{min} são as forças magnetizantes máxima e mínima, respectivamente.

As curvas de magnetização ($B \times H$) dos materiais magnéticos são modeladas segundo o fabricante por:

$$B_{max} = \left(\frac{k_1 + k_2 H_{max} + k_3 H_{max}^2}{1 + k_4 H_{max} + k_5 H_{max}^2} \right)^{k_6} \quad (4.18)$$

$$B_{min} = \left(\frac{k_1 + k_2 H_{min} + k_3 H_{min}^2}{1 + k_4 H_{min} + k_5 H_{min}^2} \right)^{k_6} \quad (4.19)$$

sendo B_{max} e B_{min} as densidades de fluxo magnético máxima e mínima em um período de chaveamento, respectivamente, e k_n ($n = 1, \dots, 6$) os coeficientes fornecidos pelo fabricante que variam conforme o material (MAGNETICS, 2017). Por fim, a variação da densidade de fluxo é definida por:

$$\Delta B = \frac{B_{max} - B_{min}}{2}. \quad (4.20)$$

4.1.5 Estimação da elevação da temperatura no indutor

Para garantir a confiabilidade e durabilidade do indutor é necessário estimar de maneira precisa a elevação da temperatura e que esta não exceda níveis pré-estipulados. Entretanto, para determinar a temperatura exata do indutor há a necessidade de cálculos que envolvem inúmeras variáveis e tornam sua obtenção complexa, pois necessitam de parâmetros, como: área externa de dissipação, velocidade e sentido do fluxo de ar e resistividade térmica dos materiais utilizados (ZIENTARSKI, 2009).

Para facilitar o cálculo, um modelo simplificado permite estimar de maneira aproximada o valor da temperatura do indutor, o qual considera apenas as perdas e a área de superfície do indutor (A_s). Com isso, a elevação da temperatura dissipada por esse elemento é definida por:

$$T_{ind} = T_{amb} + \left(\frac{P_{nu} + P_{cobre}}{A_s} \right)^{0,833} \quad (4.21)$$

sendo T_{amb} a temperatura ambiente (MAGNETICS, 2017).

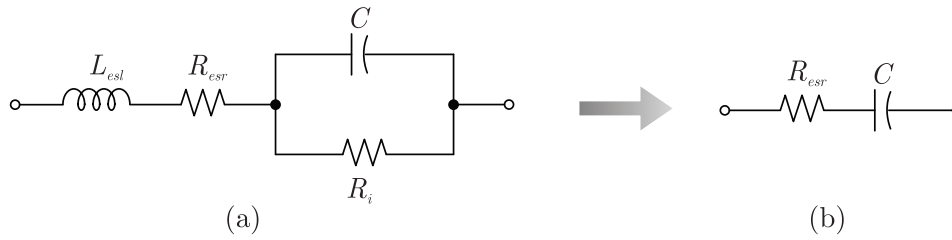
A temperatura de operação do indutor pode afetar diretamente as perdas dos demais elementos que compõe o conversor (interruptor, diodo e capacitor). Assim, determinou-se uma temperatura máxima de até 100°C. Com isso, indutores com valores superiores a esta temperatura serão reprojatados, considerando núcleos com maiores dimensões, esse processo é realizado até que a temperatura seja menor ou igual a 100°C ou descartando o projeto quando não há núcleos presentes no banco de dados que atendam ao ponto de operação.

4.2 ANÁLISE DE PERDAS NO CAPACITOR

O circuito equivalente do capacitor é apresentado na Figura 4.3(a), no qual C é a capacitância nominal, R_{esr} é a resistência série equivalente que resume todas as perdas ôhmicas do capacitor, enquanto L_{esl} é a indutância série equivalente presente nos eletrodos e R_{isol} a resistência de isolamento do dielétrico. Todavia, conforme Williams (1992), o valor de L_{esl} e a R_{isol} podem ser negligenciados, simplificando a uma única resistência série equivalente, conforme Figura 4.3(b).

Esta simplificação reduz a complexidade do cálculo das perdas no capacitor e mantém a resposta próxima do valor real. A perda associada ao capacitor de saída, intermediário e de entrada dos conversores está relacionada à potência dissipada sobre a resistência série equivalente. Essa resistência é vinculada a temperatura e a frequência da ondulação de corrente sobre o capacitor (WILLIAMS, 1992). A Figura 4.4 apresenta as curvas típi-

Figura 4.3 – Modelo equivalente do capacitor (a); modelo simplificado do capacitor (b).



Fonte: Adaptado de Williams (1992).

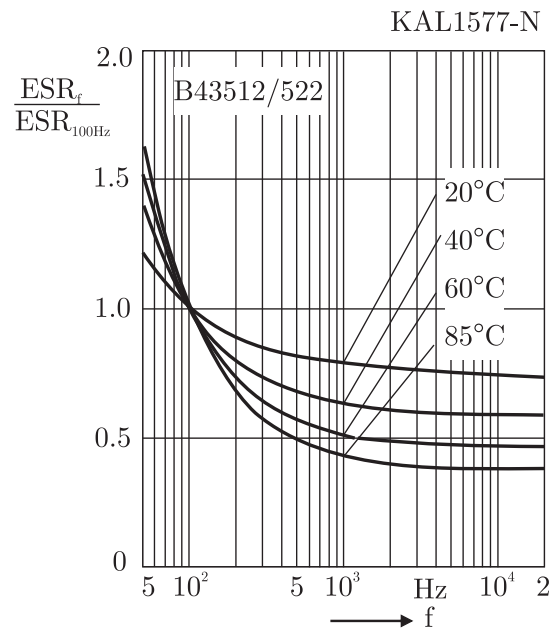
cas dessa resistência em função da frequência e temperatura para o capacitor eletrolítico modelo B43512 (TDK GROUP COMPANY, 2016).

A equação que descreve o comportamento das perdas em condução no capacitor é definida por:

$$P_{Cap} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{Cap}^2(t) R_{esr}(T, f_s) dt. \quad (4.22)$$

sendo i_{Cap} a corrente instantânea no capacitor e T a temperatura de operação do capacitor (BELTRAME, 2017).

Figura 4.4 – Curva da resistência série equivalente do capacitor em função da frequência de operação e da temperatura.



Fonte: Adaptado de TDK Group Company (2016).

4.3 ANÁLISE DE PERDAS NA INTERRUPTOR

4.3.1 Perdas em condução do interruptor

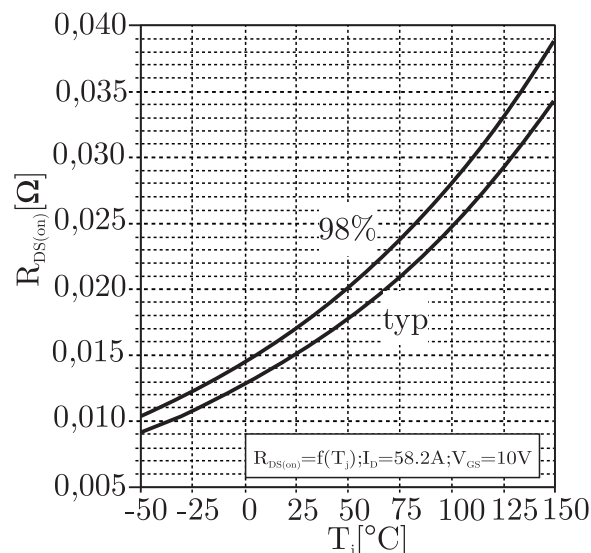
A potência dissipada durante o período de condução do transistor é bastante elevada nesta aplicação, devido a dois fatores, como: a alta razão cíclica do conversor e o alto valor da corrente de entrada. Além do mais, o transistor, durante o período de condução, se comporta como um elemento resistivo, fazendo com que a perda sobre o dispositivo seja em função do quadrado da corrente, conforme:

$$P_{sw(Cond)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{sw}^2(t) R_{ds(on)}(T_j) dt \quad (4.23)$$

sendo i_{sw} a corrente instantânea que circula pela chave, $R_{ds(on)}$ a resistência da chave no período de condução e T_j a temperatura de junção do semiconductor.

Esta resistência, conforme observado em (4.23), está ligada diretamente a temperatura de junção que o dispositivo opera. Fabricantes de dispositivos semicondutores fornecem curvas de resistência de condução em função da temperatura de junção que ajudam o projetista na sua obtenção. A Figura 4.5 apresenta estas curvas para o dispositivo CoolMOS C7[®] (IPW60R017C7) da fabricante *Infineon Technologies*[®] (INFINEON TECHNOLOGIES, 2016).

Figura 4.5 – Resistência de condução da chave em função da temperatura de junção.



Fonte: Adaptado de Infineon Technologies (2016).

Essa resistência se eleva medida que a temperatura de junção aumenta, por essa razão deve-se projetar o sistema de dissipação de calor para que assegure a operação do

dispositivo próxima da temperatura pré-estipulada, evitando assim sobreaquecimento e até queima do semicondutor (SARTORI, 2013; BELTRAME, 2017).

4.3.2 Perdas de chaveamento do interruptor

Segundo Damasceno (2006) as perdas durante o chaveamento do transistor podem ser divididas em:

- Perdas relacionadas a sobreposições de corrente e tensão durante a entrada e saída de condução (*Overlap*);
- Perdas capacitivas de entrada em condução (*turn-on capacitive*);
- Perdas ocasionadas devido a recuperação reversa do diodo;

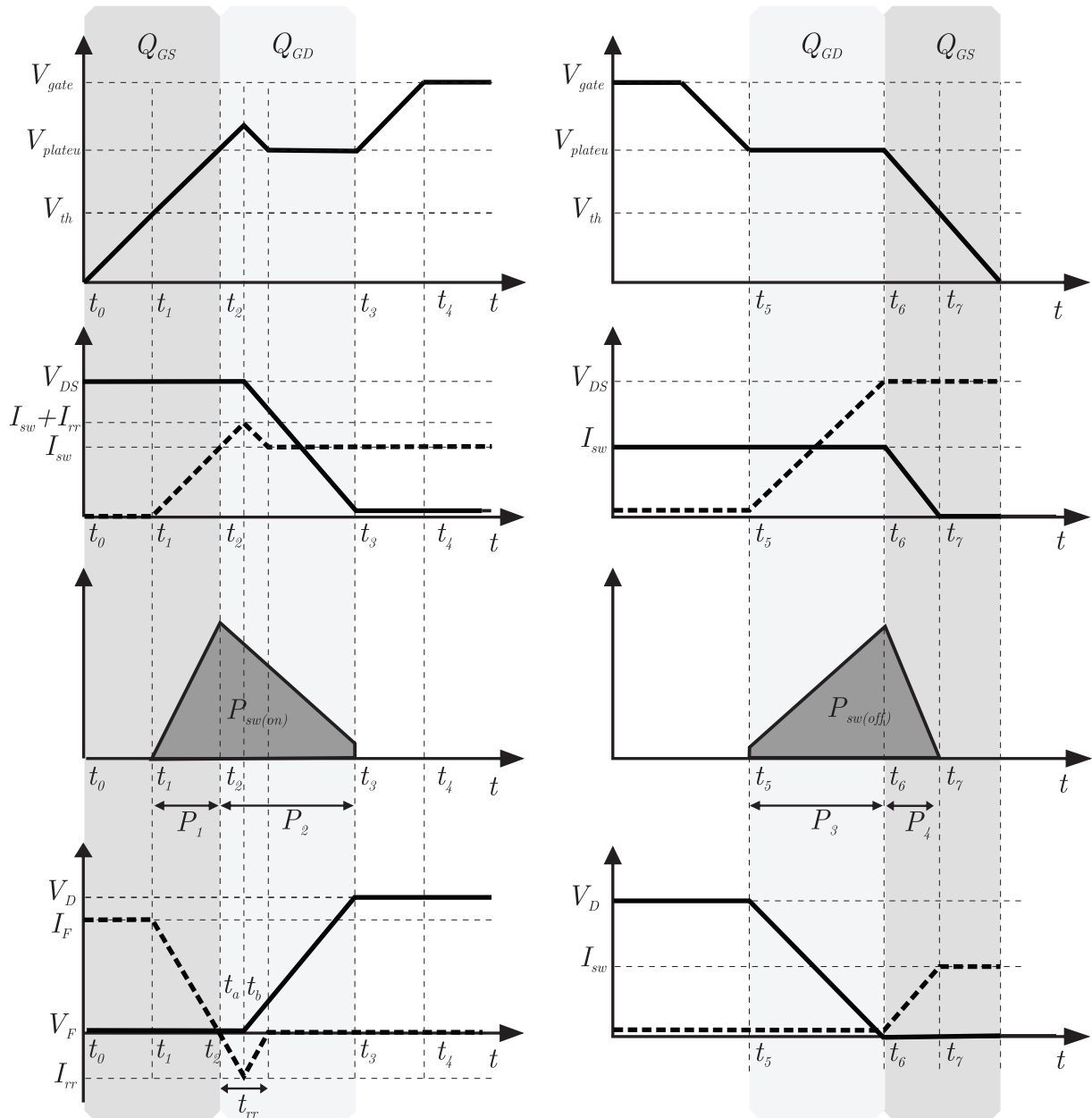
As perdas por *overlap* são as mais significativas e são determinadas a partir dos tempos que essas sobreposições ocorrem. Esses tempos são determinados pela carga e descarga das capacitâncias parasitas presentes entre o gatilho/fonte (C_{gs}), gatilho/dreno (C_{gd}) e dreno/fonte (C_{ds}) no transistor. Portanto, para definir a energia dissipada no período de comutação do transistor é preciso obter o tempo de duração dessas sobreposições (DAMASCENO, 2006; SARTORI, 2013).

A Figura 4.6 apresenta as sobreposições de corrente e tensão sobre a chave durante o bloqueio e ativação do interruptor. Inicialmente, admite-se que a chave está bloqueada e o diodo está em condução no período antecedente a t_0 . No instante t_0 , ocorre o disparo do gatilho do transistor, no entanto, a chave entra em condução apenas no momento em que a tensão de gatilho chega em V_{th} (tensão de *threshold* ou limiar, a qual define a mínima polarização necessária para formar o canal de condução dreno/fonte) ou t_1 . Nesse instante, a corrente no dreno da chave começa a aumentar, enquanto a corrente que circula no diodo começa a diminuir. Em t_2 , a corrente na chave chega ao valor nominal de carga e a corrente no diodo é nula, mas devido à recuperação reversa presente no diodo a corrente decresce até chegar em I_{rr} ($t_2 + t_a$). A tensão na chave no instante ($t_2 + t_a$ a t_3) cai a uma taxa de $I_{sw}R_{ds(on)}$, anulando-se em t_3 (DAMASCENO, 2006; SARTORI, 2013).

Desse modo, durante o intervalo de tempo t_0 a t_2 há a carga referente a capacitância entre o gatilho e a fonte (Q_{gs}) e durante o período entre t_2 a t_3 há a carga da capacitância entre o gatilho e dreno (Q_{gd}). A carga adicional após o instante t_3 não representa a carga necessária para a comutação, mas um excesso que será entregue pelo circuito de acionamento. Uma vez que a amplitude de tensão do circuito de acionamento é maior que o mínimo exigido pelo transistor para que ocorra a comutação. Além disso, a carga das capacitâncias parasitas possui uma ligação direta com a corrente de gatilho no tempo, então o aumento dessa corrente provocará uma diminuição nos tempos de carga dessas

capacitâncias e conseqüentemente uma menor perda (DAMASCENO, 2006; SARTORI, 2013). Contudo, a análise das diferentes tecnologias de materiais semicondutores serão realizadas considerando os mesmos parâmetros de acionamento.

Figura 4.6 – Perdas por entrada e saída de condução da chave.



Fonte: Adaptado de Damasceno (2006).

A seguir, são apresentadas as expressões que definem a obtenção das perdas durante o processo de chaveamento do MOSFET, baseadas em Damasceno (2006) e Sartori (2013). As capacitâncias mencionadas anteriormente (C_{ds} , C_{gs} e C_{gd}) podem ser calculadas a partir da capacitâncias de entrada (C_{iss}), de saída (C_{oss}) e de transferência reversa (C_{rss})

disponibilizadas pelo fabricante, conforme:

$$C_{rss} = C_{gd} \quad (4.24)$$

$$C_{oss} = C_{ds} + C_{gd} \quad (4.25)$$

$$C_{iss} = C_{gd} + C_{gs}. \quad (4.26)$$

De acordo com a Figura 4.6, entre o intervalo t_0 a t_2 ocorre a carga da capacitância C_{gs} . Para definir o período de tempo entre t_0 a t_2 , é necessário calcular a corrente no *gate*, como:

$$I_g = \frac{V_{gs} - V_{plateu}}{R_g + R_{int(sw)}} \quad (4.27)$$

sendo V_{plateu} a tensão de *plateau*, V_{gs} a tensão entre o gatilho e a fonte, R_g a resistência de *gate* e $R_{int(sw)}$ a resistência interna do transistor. Assim, os tempos t_2 e t_1 são calculados, respectivamente, por:

$$t_2 = \frac{Q_{gs}}{I_g} \quad (4.28)$$

$$t_1 = \frac{V_{th}}{V_{plateu}} t_2. \quad (4.29)$$

Durante o intervalo t_2 e t_3 ocorre a carga da capacitância C_{gd} . O tempo t_3 é calculado por:

$$t_3 = \frac{Q_{gd}}{I_g} + t_2. \quad (4.30)$$

Com a definição dos tempos, a potência dissipada durante o chaveamento, proveniente das sobreposições entre tensões e correntes, podem ser calculadas a partir das equações apresentadas abaixo de acordo com seus respectivos tempos de atuação.

Durante o intervalo de tempo entre t_1 e t_2 as perdas são calculadas por:

$$\overline{p_{sw}(t)} = \overline{v_{sw}(t) i_{sw}(t)} \quad (4.31)$$

$$P_1 = \overline{p_{sw}}(t_2 - t_1) f_s. \quad (4.32)$$

Durante o instante de tempo entre t_2 e t_{rr} ocorrem as perdas ocasionadas pela recuperação reversa do diodo, conforme:

$$P_{rr} = V_{out} (Q_{rr}(T_j, f_s) + t_{rr} I_{sw}) f_s. \quad (4.33)$$

Durante o intervalo de tempo entre t_2+t_{rr} e t_3 as perdas são definidas por:

$$P_2 = \overline{p_{sw}}(t_3 - t_2 - t_{rr}) f_s. \quad (4.34)$$

Ao mesmo tempo, ocorrem perdas por entrada em condução capacitiva, obtida por:

$$P_3 = \frac{V_{sw}^2 C_{ds}}{2}. \quad (4.35)$$

Durante o intervalo de tempo entre t_5 e t_6 as perdas são calculadas por:

$$P_4 = \overline{p_{sw}}(t_6 - t_5)f_s \quad (4.36)$$

e durante o intervalo de tempo entre t_6 e t_7 por:

$$P_5 = \overline{p_{sw}}(t_7 - t_6)f_s. \quad (4.37)$$

Dessa maneira, a potência total dissipada durante a comutação do transistor é definida pelo somatório das perdas calculadas acima, conforme:

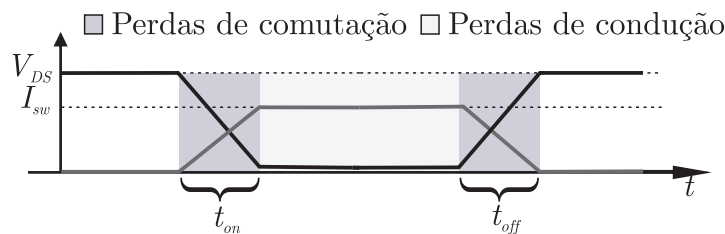
$$P_{sw(com)} = \overbrace{P_1 + P_2 + P_{rr} + P_3}^{P_{sw(on)}} + \overbrace{P_4 + P_5}^{P_{sw(off)}} \quad (4.38)$$

sendo $P_{sw(on)}$ as perdas por entrada em condução e $P_{sw(off)}$ as perdas em saída de condução do interruptor.

4.3.3 Modelo simplificado de perdas de chaveamento do interruptor

Além do modelo exposto acima, um método bastante empregado por diversos autores como em Beltrame (2017), Chen et al. (2015) e Zhong et al. (2017) é apresentado a seguir. Esse método de obtenção das perdas de chaveamento é rápido e fácil, pois as perdas são definidas através da identificação dos tempos de transição (*turn-on* e *turn-off*) do interruptor, conforme a Figura 4.7.

Figura 4.7 – Perdas de comutação no interruptor.



Fonte: Autor.

As perdas são calculadas no momento em que o interruptor é ativado por:

$$P_{sw(on)} = \frac{1}{2}I_{dreno}V_{out}t_{on}f_s + \frac{1}{2}C_{oss}V_{out}^2f_s \quad (4.39)$$

e durante o bloqueio por:

$$P_{sw(off)} = \frac{1}{2} I_{dreno} V_{out} t_{off} f_s \quad (4.40)$$

sendo I_{dreno} a corrente instantânea no momento da comutação do componente. Já, t_{on} e t_{off} simbolizam os tempos de subida e descida, C_{oss} é a capacitância de saída do interruptor e f_s é a frequência de chaveamento do conversor.

4.4 ANÁLISE DE PERDAS NO DIODO

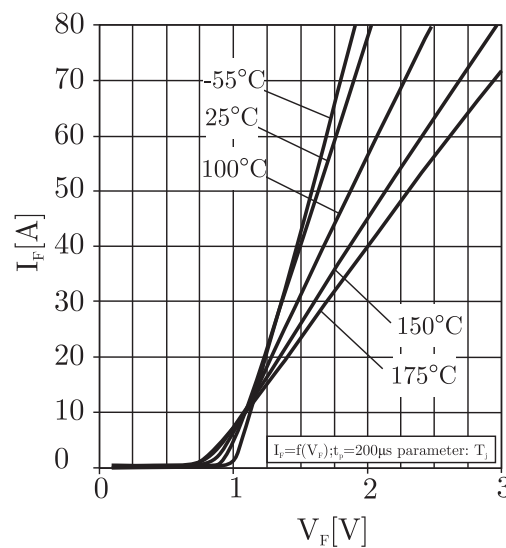
4.4.1 Perdas em condução do diodo

Grande parte das perdas relacionadas ao diodo ocorre durante o período de condução. No entanto, em frequências elevadas e dependendo da tecnologia do diodo, uma parcela significativa das perdas são ocasionadas pela recuperação reversa. As perdas por condução do diodo são definidas em função da queda de tensão e pela corrente que circula por ele, conforme:

$$P_{D(con)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_D(t) v_f(T_j, i_D) dt \quad (4.41)$$

sendo, i_D a corrente instantânea e v_f a queda de tensão durante o período de condução. Essa tensão, depende da corrente e da temperatura de junção em que o diodo está operando e pode ser obtida através das curvas disponibilizadas pelo fabricante do componente, conforme Figura 4.8.

Figura 4.8 – Queda de tensão para o diodo *SiC Schottky* IDW40G65C5.

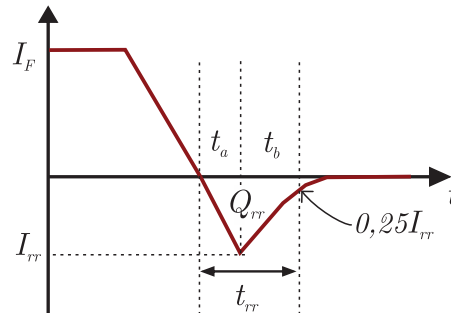


Fonte: Adaptado de Infineon Technologies (2013).

4.4.2 Perdas de recuperação reversa do diodo

A perda de comutação do diodo está ligada à carga de recuperação reversa (Q_{rr}). Essa carga tem seu valor estimado pela área abrangida pela corrente de recuperação reversa em função do tempo t_{rr} (área do triângulo), conforme ilustrado na Figura 4.9.

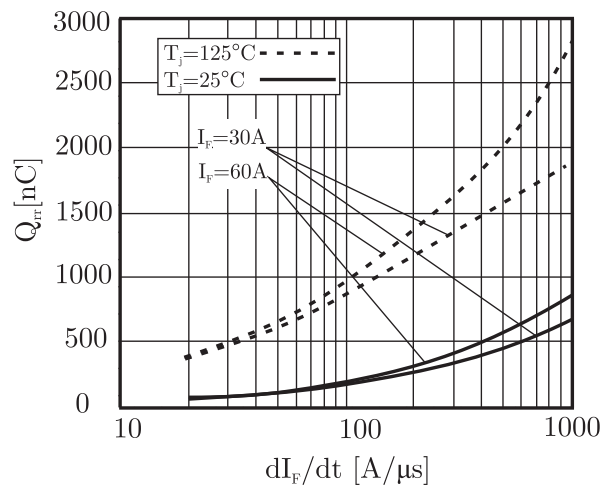
Figura 4.9 – Corrente de recuperação reversa no Diodo.



Fonte: Adaptado de Pinheiro (2012).

O valor de Q_{rr} pode ser obtido através da interpolação das curvas fornecidas pelo fabricante para diferentes níveis de correntes, temperaturas de junção (25°C e 125°C) e da taxa de decrescimento da corrente (di_F/dt), de acordo com a Figura 4.10 que mostra as curvas de $di_F/dt \times Q_{rr}$ do diodo VS-60EPU06PbF.

Figura 4.10 – Carga de recuperação reversa do diodo VS-60EPU06PbF.



Fonte: Adaptado de Vishay Semiconductors (2015).

Com isso, as perdas de recuperação reversa são definidas a partir de:

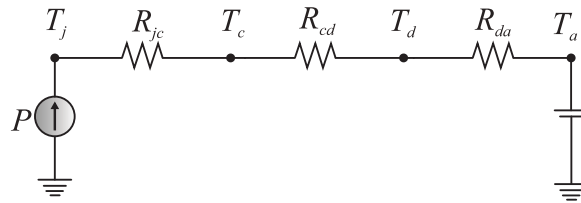
$$P_{D(rr)} = Q_{rr}(T_j, I_D)V_{out}f_s \quad (4.42)$$

sendo V_{out} a tensão de saída do conversor ou sobre o diodo (BELTRAME et al., 2014; SARTORI, 2013).

4.5 PROJETO DO SISTEMA DE TRANSFERÊNCIA DE CALOR

A elevação da temperatura causada pelas perdas dos semicondutores durante a operação do conversor pode afetar a durabilidade e até mesmo ocasionar falhas do sistema, como a queima do dispositivo. Dessa forma, sistemas de transferência de calor que dissipam altas temperaturas nesses componentes durante a operação se faz necessário. Um método de representação simples de projeto do mecanismo de dissipação é através do modelo unidimensional apresentado na Figura 4.11. Com esse modelo é possível calcular a resistência térmica do dissipador necessária para manter o diodo ou transistor em um nível adequado de temperatura.

Figura 4.11 – Circuito térmico equivalente unidimensional de um dispositivo semicondutor.



Fonte: Adaptado de Williams (1992).

Esse circuito é formado pela fonte de corrente que representa as perdas no semicondutor P , pelas resistências térmicas (junção para o encapsulamento (R_{jc}), encapsulamento para o dissipador (R_{cd}) e do dissipador para o ambiente (R_{da})) e pela fonte tensão que representa a temperatura ambiente onde o conversor está operando T_a . Com base no circuito e tendo posse das perdas totais do semicondutor e das resistências térmicas é possível determinar, respectivamente, a temperatura do dissipador (T_d), de junção (T_j) e do encapsulamento (T_c) (WILLIAMS, 1992; BELTRAME et al., 2013), conforme:

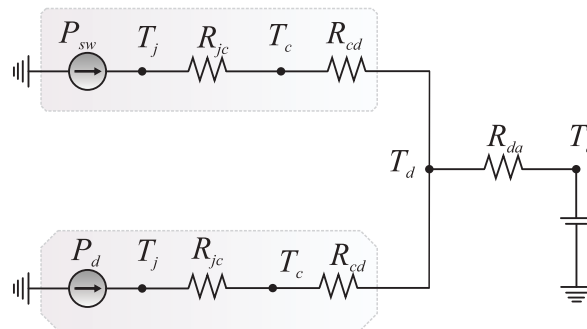
$$T_d = T_a - PR_{da} \quad (4.43)$$

$$T_j = T_d + P(R_{jc} + R_{cd}) \quad (4.44)$$

$$T_c = T_j - PR_{jc}. \quad (4.45)$$

De acordo com Williams (1992), o projeto do sistema de transferência de calor para dois semicondutores diferentes montados em um único dissipador é realizado considerando a temperatura do dissipador a mesma para cada semicondutor, conforme ilustrado na Figura 4.12. No entanto, a temperatura de junção para cada dispositivo é diferente. Então, projeta-se, considerando o componente com maior temperatura de junção e verifica-se se os dois semicondutores apresentam temperaturas menores que a pré-definida no projeto. Caso isto ocorra, o sistema de dissipação está correto.

Figura 4.12 – Sistema de transferência de calor para dois semicondutores diferentes montados em um único dissipador.



Fonte: Adaptado de Williams (1992).

Além disso, o presente trabalho estuda a análise de interruptores em paralelos visando diminuir a corrente que circula por este componente e, conseqüentemente, reduzir as resistências séries, elevando o ganho estático do conversor *Boost* convencional. Nesse caso, uma aproximação do modelo unidimensional térmico é apresentado na Figura 4.13. Esse circuito, exposto por Williams (1992), representa a montagem de vários semicondutores iguais em único dissipador. Esse modelo pode ser simplificado realizando o paralelo das resistências de junção-encapsulamento, tornando o circuito térmico similar ao modelo apresentado na Figura 4.11. Contudo, diferenças fabris entre os componentes causam diferentes temperaturas e este modelo pode tornar-se impreciso no projeto, pois não contempla as interações térmicas entre os componentes.

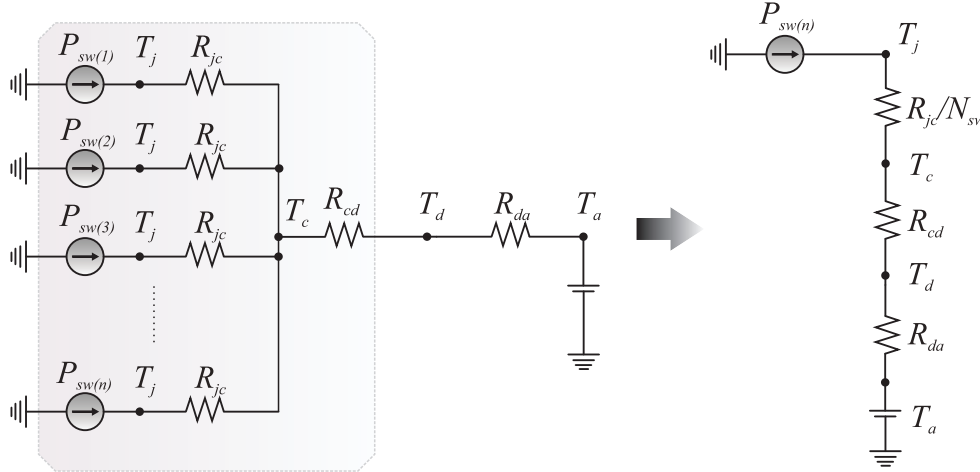
4.5.1 Projeto do dissipador

Com a obtenção das perdas em cada dispositivo semicondutor e conhecendo os parâmetros térmicos do componente (R_{jc} e R_{cd}) obtidos através do catálogo do fabricante, projeta-se o sistema de transferência de calor dos semicondutores. Primeiramente é necessário calcular a resistência térmica do dissipador para o ambiente através do modelo unidimensional apresentado na Figura 4.11, considerando a temperatura de junção constante. Logo, aplicando as Leis de Kirchhoff, a resistência é definida a partir da perda no

semicondutor e da temperatura do dissipador e do ambiente, conforme:

$$R_{da} = \frac{T_d - T_a}{P}. \quad (4.46)$$

Figura 4.13 – Modelo com várias chaves em um único dissipador.



Fonte: Adaptado de Williams (1992).

Determinada a resistência térmica, seleciona-se o perfil do dissipador utilizado para transferir o calor do semicondutor. Esse perfil deve possuir uma resistência menor que a calculada em (4.46). No entanto, esta resistência térmica sofre variações a medida que temperatura ambiente se modifica, conforme Figura 4.14. Logo, é necessário corrigir seu valor para determinada temperatura ambiente, este fator de correção da temperatura $f_{c(temp)}$ é calculado por:

$$f_{c(temp)} = 0,655e^{-0,04587\Delta T} + 1,174e^{-0,002419\Delta T} \quad (4.47)$$

obtida a partir da curva da Figura 4.14. Na qual, ΔT é a variação da temperatura definida por:

$$\Delta T = T_d - T_a. \quad (4.48)$$

Desse modo, define-se a partir da variação da temperatura, o fator de correção do comprimento $F_{c(comp)}$, pois a resistência térmica do perfil R_{diss} , disponibilizada pelo fabricante é dada para quatro polegadas (BELTRAME, 2017; SARTORI, 2013). O fator de correção de comprimento é calculado a partir de:

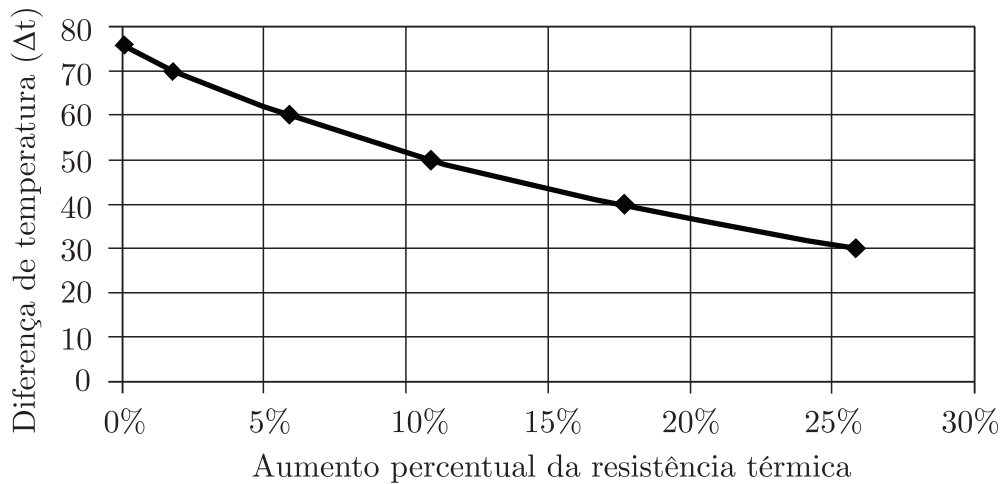
$$F_{c(comp)} = \frac{R_{da}}{R_{diss} f_{c(temp)}}. \quad (4.49)$$

Esse $F_{c(comp)}$ é utilizado para determinar o comprimento do dissipador necessário para manter a temperatura de junção no valor pré-definido para o dispositivo semicondu-

tor (BELTRAME, 2017; SARTORI, 2013). A Figura 4.15 apresenta a curva que relaciona o comprimento em função de $F_{c(comp)}$ e seu modelo matemático que descreve o comportamento da curva é modelado por:

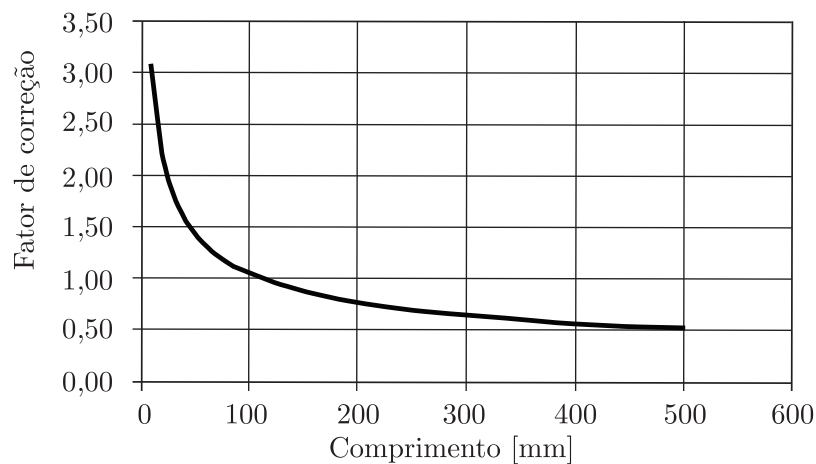
$$l_{diss} = \frac{8,24F_{c(comp)} - 1,74}{F_{c(comp)}^3 - 0,61F_{c(comp)}^2 + 0,27F_{c(comp)} - 0,056}. \quad (4.50)$$

Figura 4.14 – Variação da resistência térmica em função da mudança de temperatura.



Fonte: Adaptado de HS Dissipadores (2018).

Figura 4.15 – Fator de correção do comprimento dissipador.



Fonte: Adaptado de HS Dissipadores (2018).

4.6 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO

Esse capítulo abordou métodos matemáticos de estimação de perdas no indutor, capacitor e nos semicondutores do conversor. Estes métodos já consagrados na academia servem para o projetista estimar e verificar quais componentes terão maior contribuição nas perdas do conversor. Primeiramente foram apresentados de maneira breve os materiais magnéticos utilizados no trabalho, escolha e dimensionamento dos mesmos. A seleção adequada destes materiais é fundamental para o desenvolvimento de projetos com alta densidade volumétrica de potência e elevado rendimento. Uma vez que escolhas inadequadas dos núcleos magnéticos podem comprometer todo o projeto, como: elevado volume, redução do rendimento e elevadas temperaturas, prejudicando a vida útil e influenciado nos demais componentes próximos ao indutor.

Por conseguinte, foram apresentados os modelos matemáticos utilizados para estimar as perdas do indutor (magnéticas e relacionadas ao enrolamento). Inclusive, foram expostos os meios de obtenção da resistência série do capacitor, crucial para a estimação de suas perdas. Para finalizar, foram apresentados os meios de verificação das perdas relacionadas aos semicondutores. Essas perdas são utilizadas para o projeto do sistema de transferência de calor necessário para dissipar a temperatura produzida por estes dispositivos.

5 METODOLOGIA DE PROJETOS

Esse capítulo apresenta as metodologias de projeto propostas para a otimização dos conversores *Boost* e *Boost Cascaded*. Esses métodos são desenvolvidos na plataforma Matlab[®], a qual auxiliará o projetista na seleção dos pontos de operação onde cada conversor apresente altos rendimentos ou reduzidos volumes através da varredura de parâmetros, como: frequência de chaveamento (f_s), ondulação de corrente no indutor (ΔI_L), densidade corrente no condutor (J), tensão intermediária do conversor *Boost Cascaded* (V_{int}). Ademais, esse método realiza a seleção dos componentes que proporcionam estes projetos ótimos, como: material magnético, condutor, semicondutores e capacitores, entre outros.

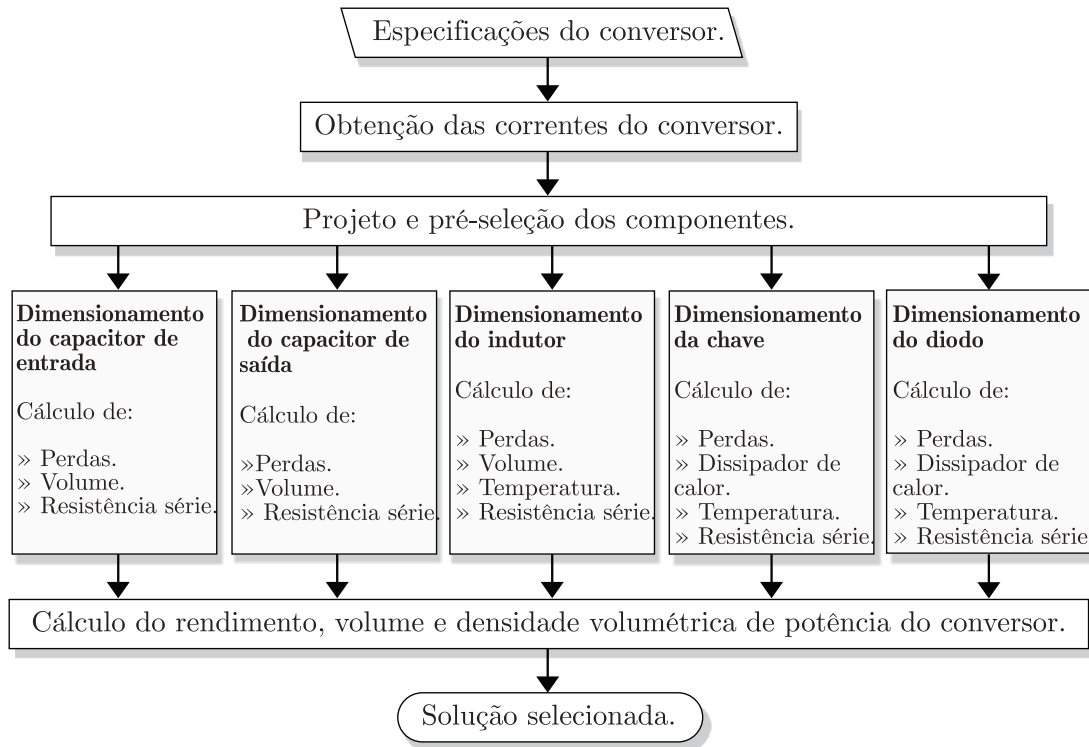
5.1 DESCRIÇÃO DA METODOLOGIA DE PROJETO

A Figura 5.1 apresenta, resumidamente, a metodologia de projeto proposta. Esse algoritmo baseia-se na seleção das soluções através da varredura de determinados parâmetros de projeto do conversor, para o *Boost* convencional ($f_s@I_L@J$) e *Boost Cascaded* ($f_s@I_L@J@V_{int}$). A partir da definição dos parâmetros de entrada, a metodologia seleciona o melhor ponto de operação e as tecnologias de materiais magnéticos, diodos, chaves e capacitores que proporcionam o melhor arranjo para o projeto. Por meio da varredura dos pontos de operação são avaliados projetos em todos os modos de condução do conversor (MCC, MCD e limiar). Para o desenvolvimento do código, toda a modelagem matemática, dimensionamento dos elementos e estimação das perdas descritas nos capítulos anteriores são inseridas na estrutura da metodologia para avaliação dos conversores.

Conforme Figura 5.1, primeiramente, são definidos os parâmetros de operação do conversor para varredura da metodologia, obtêm-se as correntes dos respectivos componentes e assim, projeta-se cada elemento individualmente. Nessa etapa de projeto é realizada a seleção dos componentes, dimensionamento e análises de perdas, temperatura, volume e resistências série. Após, estima-se o rendimento, densidade de potência, custo e volume total do conversor. Ao final, a metodologia seleciona o melhor projeto para a aplicação.

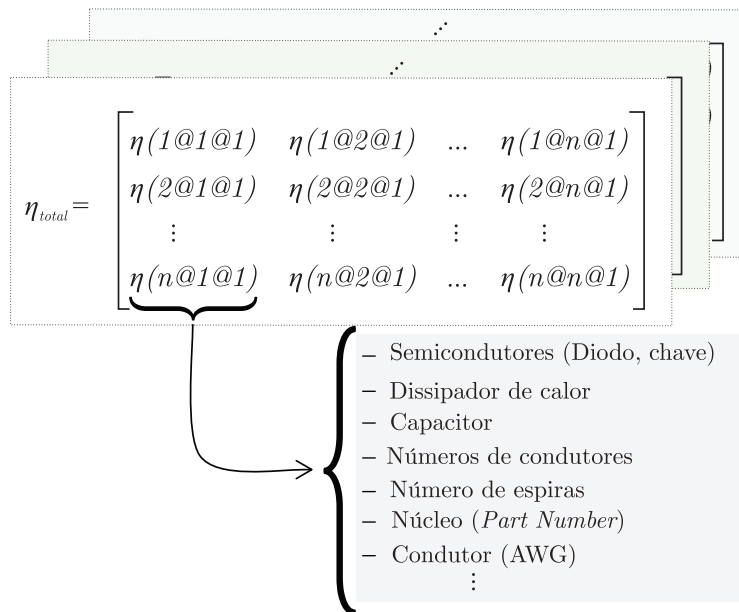
A varredura dos códigos propostos resulta em matrizes multidimensionais conforme é exposto na Figura 5.2, a qual apresenta o rendimento total para cada ponto de operação do conversor. Cada ponto ($f_s@I_L@J$) contém um projeto otimizado que possui todas as informações referentes aos elementos do conversor. A partir dessas matrizes, seleciona-se o melhor ponto de operação que contenha a solução desejada pelo projetista em rendimento ou volume.

Figura 5.1 – Estrutura básica padrão da metodologia.



Fonte: Autor.

Figura 5.2 – Matriz multidimensional do rendimento resultante da metodologia de projetos.



Fonte: Autor.

Nos tópicos a seguir, serão abordados o funcionamento de cada bloco individualmente de acordo com a Figura 5.1.

5.1.1 Especificações do conversor

Nessa etapa são definidos os parâmetros de varredura e as especificações do conversor. Esses pontos serão apresentados juntamente com os valores utilizados para simulação e análises das metodologias para ambos os conversores no capítulo seguinte, sendo estes:

- Tensão de entrada (para a potência nominal - 50 V);
- Tensão de saída ($V_{out} = 400$ V);
- Potência de saída ($P_{out} = 1000$ W);
- Faixa de valores de frequência de chaveamento (4 kHz a 100 kHz, intervalo 2 kHz);
- Faixa de valores de ondulação de corrente no indutor (10% a 300%, intervalo de 5%);
- Faixa de valores de densidade de corrente no condutor (300 A/cm² a 500 A/cm², intervalo 25 A/cm²);
- Faixa de valores de tensão intermediária do conversor *Boost Cascaded* (80 V a 380 V, intervalo de 20 V);
- Ondulação de tensão de saída e intermediária ($\Delta V_{out(\%)} = 1\%$ e $\Delta V_{int(\%)} = 1\%$);
- Temperatura ambiente ($T_{amb} = 25$ °C);
- Temperatura de junção desejada ($T_j = 100$ °C);
- Temperatura máxima de operação do indutor ($T_{ind(max)} = 100$ °C);
- Tipo de varredura (rendimento e volume);
- Tipo de material magnético utilizado (*High Flux*, *Molypermalloy* e *Kool M μ*);
- Número de capacitores em paralelo, tanto na entrada quanto na saída ($N_{cap} = 1$ a 4);
- Número de chaves em paralelo ($N_{sw} = 1$ a 5);
- Percentual de utilização da janela ($K_w = 40\%$);

- Parâmetros da célula a combustível ($C_{ativ} = 0,07$ F, $R_{ativ} = 0,832$ Ω e $R_{ohm} = 0,18$ Ω);
- Ondulação máxima permitida na CaC ($\Delta I_{CaC(max)} = 60\%$);
- Número de pontos para reconstrução das correntes ($N_{pp} = 1024$);
- Números de harmônicos considerados ($n = 20$).

A obtenção das correntes mencionadas no fluxograma da Figura 5.1 foram apresentadas na Seção 3.2.6 e no Anexo A.

5.1.2 Metodologia de projeto do indutor

Nessa etapa é realizado o projeto do indutor de entrada e intermediário dos conversores, conforme abordado no Capítulo 4. O fluxograma que realiza o dimensionamento do indutor é apresentado na Figura 5.3, a partir dessa imagem será descrito um passo a passo que descreve a rotina de seleção e projeto.

1º passo: determinadas as especificações do conversor. Primeiramente, calcula-se a indutância que garanta a ondulação de corrente pré-especificada, conforme (3.93). A partir dessa indutância, calcula-se a energia armazenada, conforme (4.1), utilizada para seleção do núcleo magnético.

2º passo: nessa etapa é selecionado o núcleo magnético através da energia definida no 1º passo. Os núcleos que possuem energias menores que a calculada em (4.1) são descartados e todos os núcleos com energia superior são possíveis candidatos para o projeto. No primeiro projeto, seleciona-se o primeiro núcleo acima da energia calculada, conforme Seção 4.1.2.

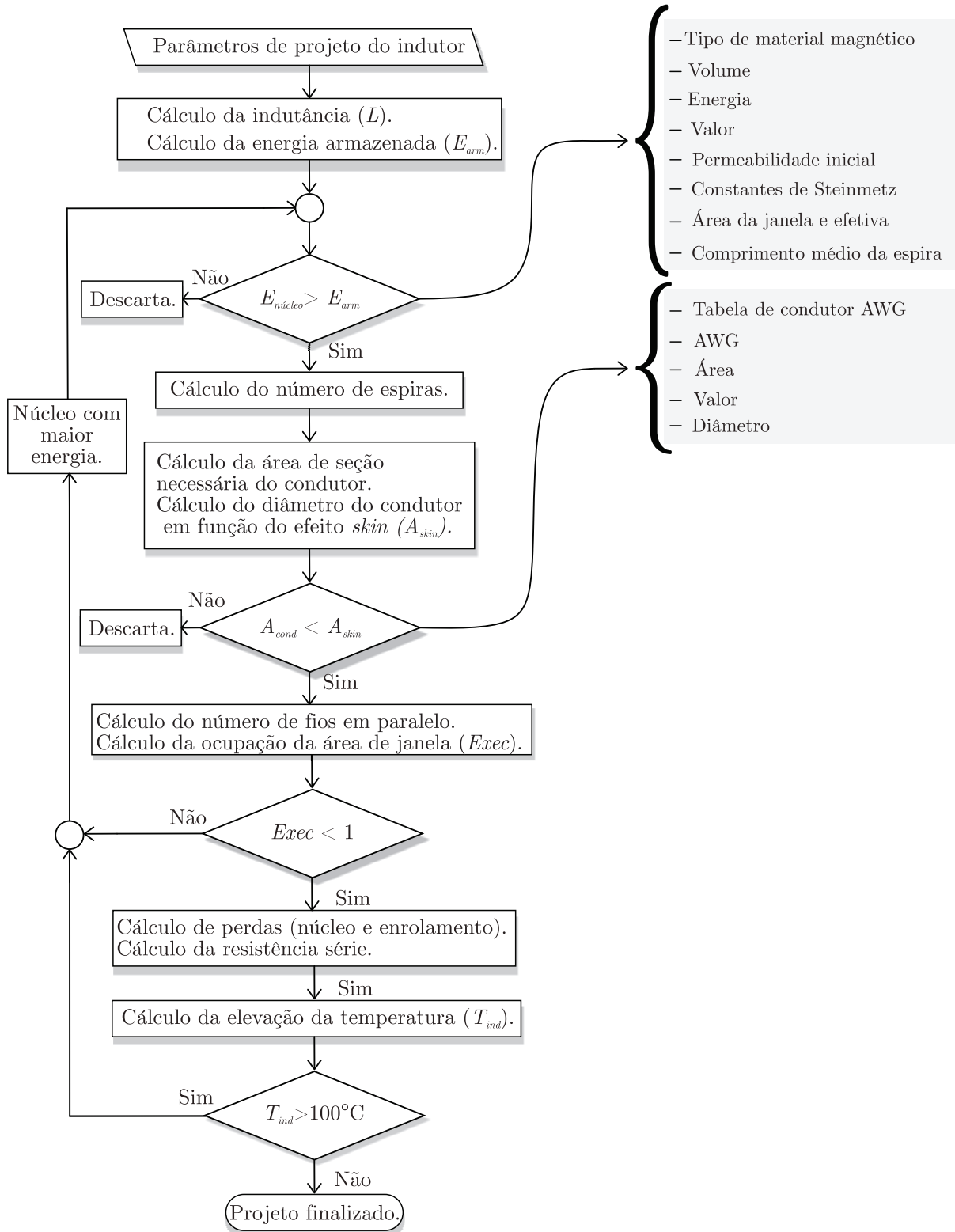
3º passo: obtidas as características magnéticas do núcleo, calcula-se o número de espiras necessárias, conforme apresentado na Seção 4.1.2.

4º passo: determinado o número de espiras, realiza-se a seleção do condutor considerando o efeito *skin*. Nessa etapa, o condutor com área de seção transversal menor que a calculada pelo efeito *skin* é selecionado e os condutores com áreas acima são descartados. Após seleção, verifica-se se a área do enrolamento é menor que a área da janela do núcleo, conforme cálculo de verificação de execução (4.9). Ou seja, o projeto que apresenta área do enrolamento superior a área da janela do núcleo selecionado retorna ao segundo passo, sendo reprojetoado com um núcleo de maior dimensão em relação ao primeiro selecionado, conforme Seção 4.1.3.

5º passo: Em caso positivo no 4º passo, são calculadas as resistências CA e CC referentes ao enrolamento, conforme equações (4.12) e (4.11). A partir disso, estimam-se as perdas do enrolamento e do núcleo selecionado, conforme apresentado na Seção 4.1.4.

6º passo: Definidas as perdas totais, estima-se a elevação da temperatura para o indutor projetado, conforme exposto na Seção 4.1.5.

Figura 5.3 – Fluxograma de projeto do indutor.



7º passo: Com a temperatura calculada, verifica-se se o núcleo selecionado não apresentará aquecimento térmico maior do que o valor pré-definido. Nesse trabalho, o valor máximo definido é de 100°C, baseado em Beltrame (2017) e Zientarski et al. (2011). É evidente que outros valores poderiam ser utilizados, ficando a cargo da experiência do projetista. Desse modo, caso o indutor não atenda esta especificação, o projeto retorna ao segundo passo e um arranjo magnético com maior dimensão é selecionado e todo o dimensionamento é realizado novamente, até o mesmo apresentar temperatura menor que o valor definido. Contudo, caso os núcleos magnéticos presentes no banco de dados não atendam o critério de temperatura, o projeto do indutor e o ponto de operação são descartados (representado por um valor numérico não válido NaN, do inglês "*Not a Number*").

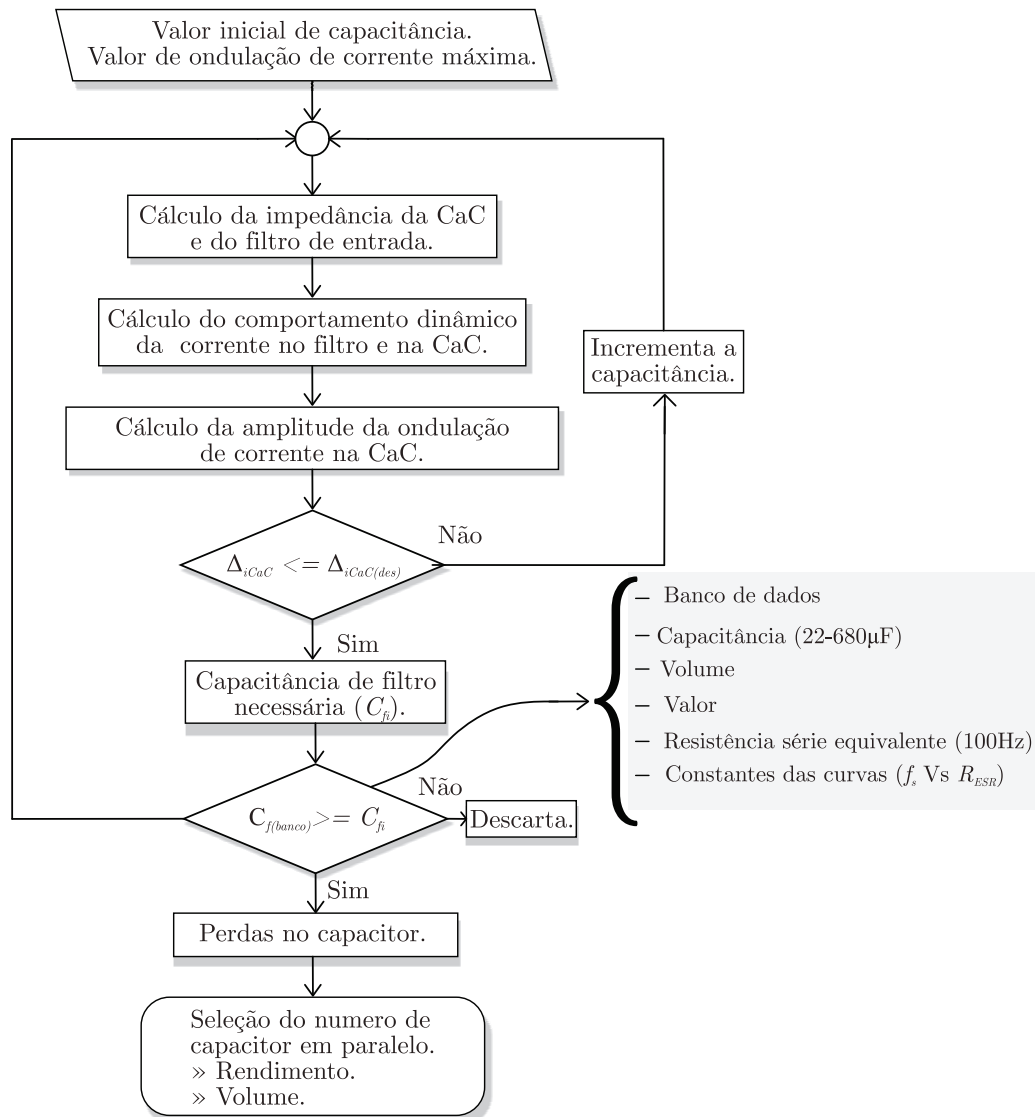
8º passo: Quando todas as especificações forem atendidas, tem-se para cada ponto de operação ($f_s@ΔI_L@J$ ou $f_s@ΔI_L@J@V_{int}$) um projeto do indutor.

5.1.3 Metodologia de projeto do capacitor de entrada

O fluxograma de projeto, seleção e análise de perda/volume do capacitor de entrada é apresentado na Figura 5.4. Nessa rotina são definidas um valor inicial de capacitância, nesse trabalho considerou-se $5\mu F$, e a ondulação de corrente máxima permitida na CaC, de acordo com a Figura 2.6. Posteriormente, conforme a Seção 3.2.8, realiza-se o cálculo das impedâncias do filtro e do circuito da CaC necessárias para determinar o comportamento dinâmico das correntes da célula e do capacitor de entrada.

Desse modo, define-se a amplitude da ondulação de corrente da CaC e verifica-se se o valor da ondulação de corrente na CaC é igual ou menor que a ondulação de corrente pré-definida para os valores de capacitância e frequência utilizados. Em caso negativo, o valor da capacitância é incrementado até atingir a ondulação de corrente desejada na CaC. Determinada a capacitância necessária é realizada a seleção do capacitor no banco de dados considerando o uso de capacitores em paralelo. Logo, obtidas as especificações necessárias para a determinação das perdas, a rotina é refeita, porém com as especificações dos capacitores selecionados. Dessa forma, definem-se as correntes reais necessárias para estimação das perdas por condução do capacitor. Ao final, são calculadas as perdas e volumes para os arranjos de capacitores e a metodologia seleciona a melhor combinação para a análise considerada.

Figura 5.4 – Fluxograma de dimensionamento do capacitor de entrada.



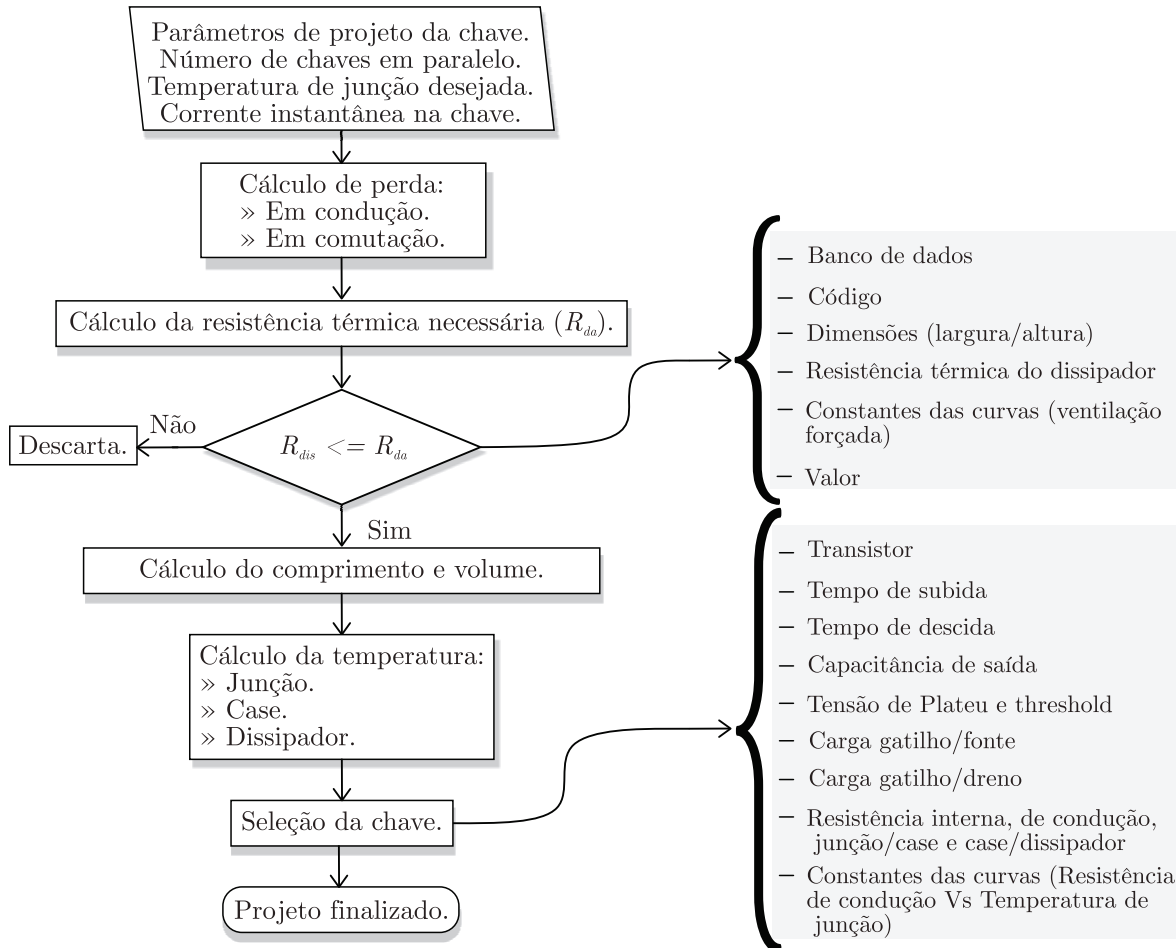
Fonte: Autor.

5.1.4 Metodologia de seleção da chave e do projeto do mecanismo de transferência de calor

A metodologia que descreve o método de cálculo das perdas relacionadas às chaves dos conversores estudados é apresentada na Figura 5.5. Nesse fluxograma é realizado, primeiramente, a estimativa das perdas de condução e comutação para cada chave presente no banco de dados, considerando a utilização de arranjos de chaves em paralelo, conforme Seção 4.3.3. Estimadas as perdas, efetua-se o projeto do mecanismo de transferência de calor para cada chave adicionada em paralelo, calculando a resistência térmica necessária para dissipar a potência perdida pelo transistor, conforme equação (4.46), e selecionando,

em um banco de dados de dissipadores, o perfil que contenha resistência menor que a calculada anteriormente.

Figura 5.5 – Fluxograma de seleção e projeto de transferência de calor do interruptor.



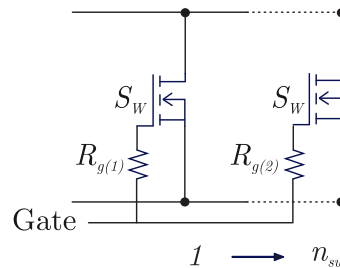
Fonte: Autor.

Em caso negativo, o projeto é descartado e se o perfil do dissipador atenda os requisitos são definidos o comprimento e o volume necessário para dissipar o calor produzido. Com as especificações do perfil do dissipador e com as resistências térmicas do semiconductor são calculadas as temperaturas de junção, do case e do dissipador de calor, conforme as equações (4.44), (4.45) e (4.43), respectivamente. Por fim, para cada ponto de operação, a metodologia de projetos seleciona a chave e o número de componentes em paralelo que apresentam menores perdas.

5.1.4.1 Associação de chaves em paralelo

Um dos objetivos desse trabalho é a elevação do ganho estático do conversor *Boost* através da redução das resistências séries. Assim, propõem-se a análise do uso de interruptores em paralelo, conforme demonstrado na Figura 5.6.

Figura 5.6 – Interruptores em paralelo com resistor em cada *gate*.



Fonte: Autor.

Conforme Martins et al. (1995), a associação de chaves em paralelo é recomendável para reduzir a resistência ôhmica a um menor valor, mesmo que a magnitude de corrente não seja a principal razão para isso. Essa técnica, segundo o autor, conduz ao aumento do rendimento e redução do dissipador de calor, conseqüentemente, menor volume e massa do conversor.

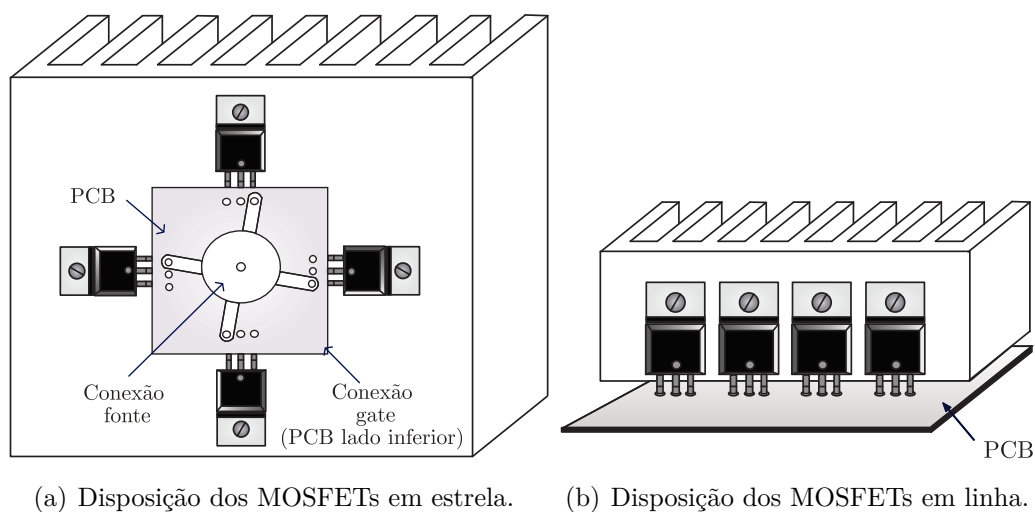
Contudo, Martins et al. (1995) comentam que algumas precauções devem ser tomadas na utilização dessa técnica, principalmente em operações de alta frequência (a partir de 200 ou 300kHz). Elementos parasitas como capacitâncias intrínsecas ao interruptor e indutâncias de trilha, provocam oscilações que podem causar transientes de sobretensão no gate, emissão de ruídos de radiofrequência, altas perdas de comutação e podem levar a destruição do dispositivo.

Esses problemas não são de fácil solução e devem ter toda atenção do projetista. Em muitos casos, um estudo do *layout* adequado da placa de circuito impresso (PCB) pode reduzir substancialmente os problemas gerados pelos elementos parasitas. De acordo com Martins et al. (1995) a disposição dos semicondutores é um dos principais fatores que causam desbalanceamento das correntes e o surgimento de oscilações. Conforme o autor, esse desbalanceamento é mais preocupante em frequências de chaveamento elevadas. Contudo, para assegurar uma operação segura de uma associação de interruptores em paralelo é importante que eles se concentrem próximos, de maneira que a trilha da PCB não seja extensa, evitando assim a origem de indutâncias parasitas elevadas. Assim, conforme Martins et al. (1995) e International Rectifier (2018) a distribuição equidistante dos semicondutores pode reduzir este problema, dispondo os interruptores em uma configuração circular, conforme mostrado na Figura 5.7(a). Isso permite que se obtenha uma

distribuição uniforme das trilhas que interligam os terminais do transistor, reduzindo as indutâncias parasitas e equalizando as perdas por chaveamento.

De acordo com International Rectifier (2018), se as perdas de comutação são relativamente pequenas em relação às perdas de condução, um certo desequilíbrio induzido pelo circuito de acionamento pode ser tolerável e a disposição das chaves não vai ser crítica. Nesse caso, um simples arranjo em linha é frequentemente utilizado, podendo ter resultados satisfatórios, mesmo que sua disposição não seja simétrica, conforme Figura 5.7(b).

Figura 5.7 – Diferentes *layouts* para aplicação de MOSFETs em paralelo.



Fonte: Adaptado de International Rectifier (2018).

Além do mais, diferenças internas ou construtivas entre os demais componentes em paralelo podem ocasionar desequilíbrios de corrente entre os dispositivos, submetendo um transistor a uma corrente maior do que outro. Contudo, os MOSFETs de potência são dispositivos que se adequam bem à associação em paralelo, pois possuem coeficiente de temperatura positivo. Este fator tem como característica distribuir uniformemente a corrente total entre as várias chaves ligadas em paralelo. Em caso de desequilíbrio na distribuição da corrente, a chave com maior corrente apresentará aumento na temperatura de junção do dispositivo. No entanto, esse aumento da temperatura causa uma elevação na resistência de condução da chave, conforme visto na Figura 4.5, reduzindo o valor da corrente (MARTINS et al., 1995). Com isso, a associação em paralelo de MOSFETs resulta em uma distribuição de corrente parcialmente estável entre os componentes.

Geralmente, um desequilíbrio de corrente aparece durante os períodos de ativação e bloqueio dos dispositivo, isso é ocasionado devido às desigualdades entre os parâmetros internos dos próprios componentes. Até dispositivos de mesmo fabricante e lote apresentam diferenças entre suas características intrínsecas (MARTINS et al., 1995). Esse fato,

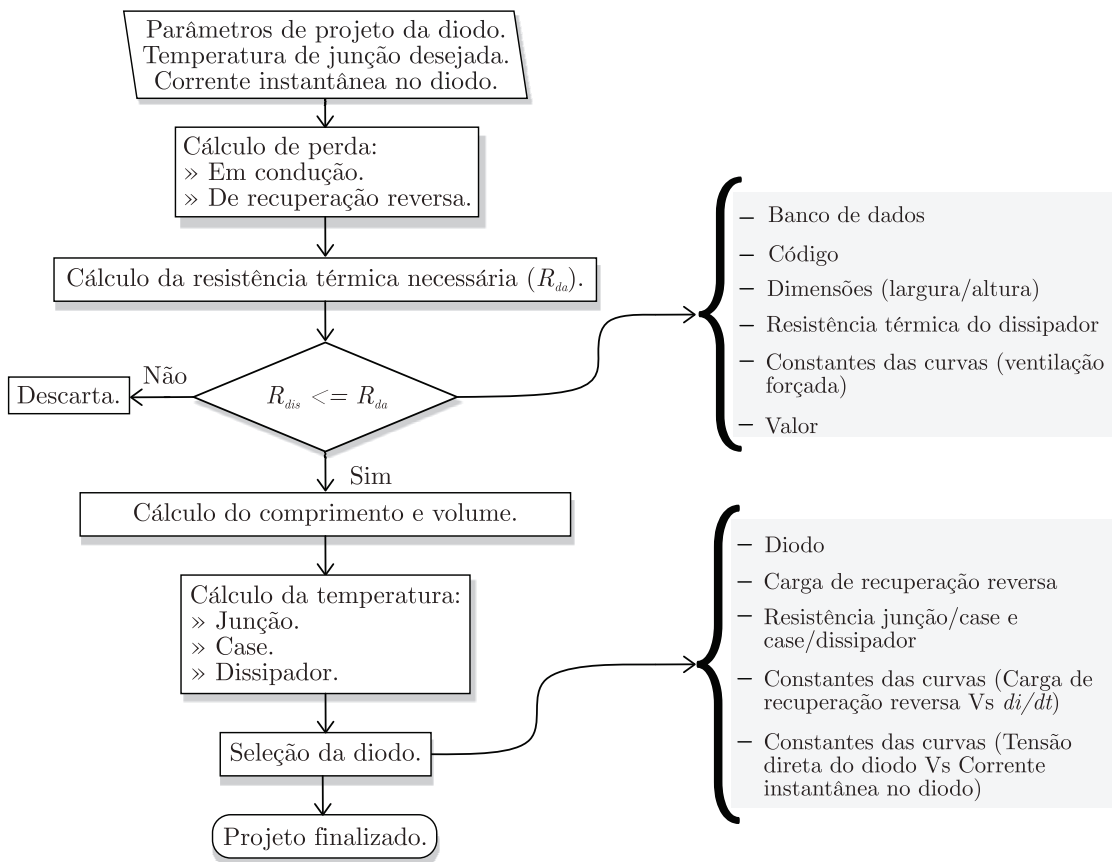
gera uma distribuição não uniforme da corrente total entre os componentes provocada pelas diferenças nos tempos de comutação entre as chaves de potência conectadas em paralelo. Essas variações nos tempos de comutação são altamente dependentes do valor da tensão de *threshold* (V_{th}). Ou seja, quanto menor o valor de V_{th} , menor é o tempo de ativação e quanto maior o valor de V_{th} , menor será o tempo de bloqueio. Portanto, ocorre um desequilíbrio de corrente durante a ativação e bloqueio quando MOSFETs apresentam valores diferentes de V_{th} . Esse desequilíbrio de corrente pode acarretar em carga excessiva em um dispositivo, causando-lhe a falha. Para conexões em paralelo, os MOSFETs de potência com tensão de *threshold* próximas são preferíveis para reduzir as diferenças nos tempos de chaveamento durante os transitórios (TOSHIBA, 2018).

O *layout* da PCB pode causar desequilíbrio de corrente durante o chaveamento se as chaves em paralelo tiverem diferentes indutâncias dispersas em suas trilhas de interconexão. Em particular, a indutância da fonte afeta a tensão do *gate drive* (TOSHIBA, 2018). Por isso, conforme mencionado, é desejável equalizar os comprimentos de interconexões entre transistores paralelos e, segundo Forsythe (1981), os MOSFETs em paralelo devem possuir resistores de *gate* (R_{gate}) individuais, pois estes possuem um caminho comum de baixa impedância que é propenso a auto-oscilações parasitas. Os resistores de *gate* individuais fornecem amortecimento e desacoplamento de porta necessários para evitar oscilações.

5.1.5 Metodologia de seleção do diodo e projeto do mecanismo de transferência de calor

Nessa rotina, similarmente ao proposto para chave, realizam-se a estimativa das perdas referentes ao diodo e o projeto do seu mecanismo de transferência de calor, conforme exposto na Figura 5.8. Primeiramente, determinam-se as perdas por condução e de recuperação reversa para cada diodo presente no banco de dados, conforme analisado na Seção 4.4. Após estimativa das perdas é realizado o projeto do mecanismo de transferência de calor necessário para o arrefecimento da energia perdida pelo semicondutor, de acordo com a Seção 4.5. Nessa etapa, a metodologia calcula a R_{DA} e seleciona o perfil do dissipador apropriado que contenha uma resistência térmica menor que a calculada, caso contrário, o projeto é descartado. Por outro lado, definido o perfil, são calculados o comprimento e o volume necessários para dissipar o calor produzido. Por fim, a rotina seleciona o diodo que apresenta a melhor solução em perdas para a aplicação.

Figura 5.8 – Fluxograma de estimação das perdas do diodo e projeto do dissipador de calor.



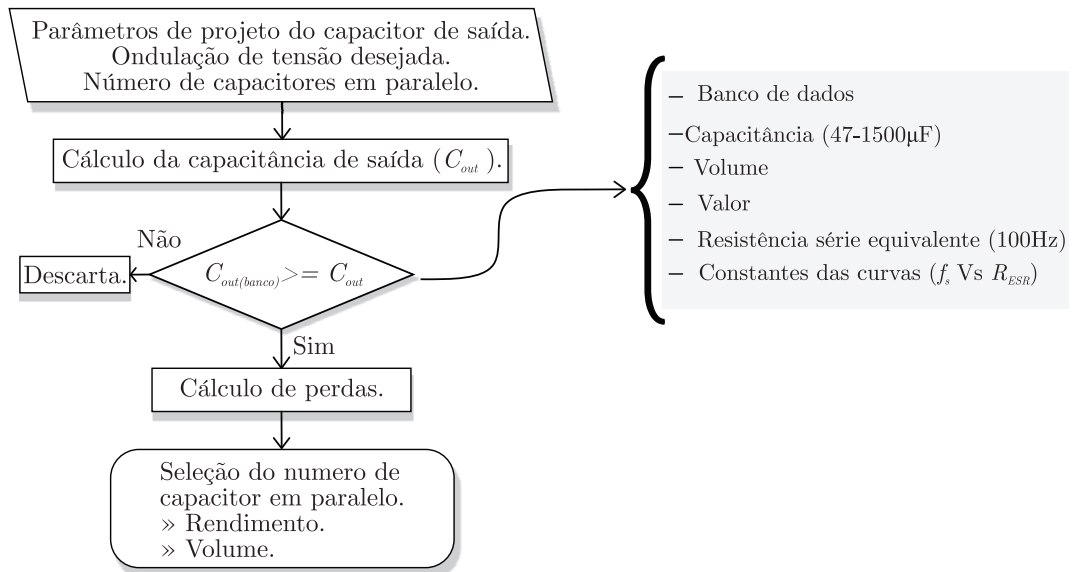
Fonte: Autor.

5.1.6 Metodologia de projeto do capacitor de saída

A rotina que descreve o projeto do capacitor de saída é apresentada na Figura 5.9. Nessa etapa, é realizado o dimensionamento da capacitância necessária para garantir a ondulação de tensão pré-definida, considerando a associação de arranjos de capacitores em paralelo. A partir da capacitância calculada, seleciona-se no banco de dados os capacitores que contenham a capacitância igual ou superior ao valor calculado para cada ponto de operação. Em caso de não conter capacitores que atendam as especificações da aplicação, o ponto de operação é descartado (NaN).

Definido o capacitor, a metodologia estima as perdas e define o volume para cada arranjo de capacitores em paralelo. Ao fim, a metodologia seleciona a melhor combinação de capacitores em paralelo através do menor volume ou perda.

Figura 5.9 – Fluxograma de estimação das perdas e seleção do capacitor de saída.

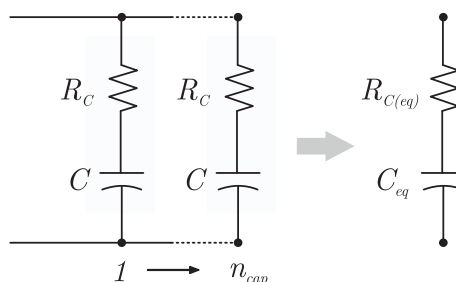


Fonte: Autor.

5.1.6.1 Associação de capacitores em paralelo

Conforme exposto anteriormente, esse trabalho analisa a aplicação de capacitores em paralelo na entrada, saída e intermediário dos conversores, verificando o número ideal de componentes em paralelos que atendam a melhor solução para o projeto em relação à função objetivo proposta. O paralelismo é interessante pensando no aumento do ganho estático do conversor *Boost* convencional, pois as resistências séries equivalentes diminuem a medida que o número de capacitores em paralelo aumenta, conforme Figura 5.10.

Figura 5.10 – Associação de capacitores em paralelo e circuito equivalente.



Fonte: Adaptado de Huang et al. (2005).

Dessa forma, conforme Huang et al. (2005), a resistência série é definida por (5.1) e sua capacitância por (5.2), considerando capacitores com mesmas especificações.

$$R_{C(eq)} = \frac{R_C}{n_{cap}} \quad (5.1)$$

$$C_{eq} = C \times n_{cap} \quad (5.2)$$

5.2 METODOLOGIA DE PROJETO PROPOSTA PARA O CONVERSOR *BOOST* CONVENCIONAL

Nas seções acima foram apresentadas as rotinas relacionadas a cada componente, suas etapas de dimensionamento, estimação de perdas e seleção de cada elemento associado aos dois conversores estudados. Contudo, falta definir a metodologia que determina o modo de operação, analisa de alto ganho e seleciona o ponto de operação do conversor *Boost* convencional.

O conversor *Boost* convencional, exposto no Capítulo 3, possui limitações relacionadas ao ganho devido a presença de resistências séries dos componentes. Com a análise realizada, apresentaram-se as resistências com maior impacto no ganho do conversor, mas não desprezando as demais visto que uma maior compensação de razão cíclica seria necessária. Desse modo, a metodologia busca aplicar técnicas que visam reduzir as influências destes elementos sobre o ganho, como: redução da densidade de corrente no condutor, reduzindo a resistência CC do cobre e o paralelismo de componentes tanto no interruptor quanto nos capacitores de entrada e saída.

A metodologia proposta para o conversor *Boost* convencional é apresentada na Figura 5.11. Nesse fluxograma, além de analisar a topologia do conversor aplicado a célula a combustível, esse verifica através da obtenção das resistências séries dos componentes o ganho alcançado para cada ponto de operação ($f_s @ \Delta I_L @ J$). Caso o ganho não seja atingido com a solução encontrada, o projeto é novamente refeito, compensando o valor da razão cíclica e das perdas calculadas na rotina atual, mantendo a potência de saída constante e exigindo da CaC uma maior energia para compensar essas perdas. A partir da Figura 5.11 é exposto um passo a passo de funcionamento da metodologia de projetos proposta, conforme:

1º passo: são definidas as especificações do conversor *Boost* convencional, conforme foi exposto na Seção 5.1.1. Na primeira iteração, a metodologia realiza o projeto considerando a potência de entrada igual à saída. Contudo, devido às resistências nos elementos, a potência de saída é menor que a de entrada e o ganho alcançado é menor que o proposto. Logo, a metodologia retorna a fazer o projeto do conversor considerando a

potência perdida nos componentes e compensando a razão cíclica necessária para atender o nível de tensão de saída desejado.

2º passo: após definição dos parâmetros, para cada ponto de operação, verifica-se o modo de condução do conversor. Dessa forma, a metodologia projeta os elementos do conversor para o modo de condução contínua, limiar e descontínua, visto que a faixa de varredura da ondulação de corrente faz com que o conversor opere nos três modos, verificando aprofundadamente todas as possíveis soluções de projeto para a aplicação.

3º passo: nessa etapa, define-se a razão cíclica para cada modo de condução do conversor. Na primeira iteração, o cálculo da razão cíclica é realizado idealmente para os três modos de operação. Contudo, devido às resistências séries dos componentes, o ganho alcançado por D ideal é menor, necessitando de um acréscimo para manter a tensão de saída definida. Assim, nas próximas iterações o valor da razão cíclica é a soma de D ideal mais o valor compensado.

4º passo: nessa etapa da metodologia é realizado o dimensionamento e seleção dos componentes do conversor *Boost*, estimando suas perdas, volumes e resistências séries, conforme apresentado nas seções 5.1.2 a 5.1.6.

5º passo: obtidas as resistências séries dos componentes para cada ponto de operação do conversor, é realizado o cálculo do ganho estático do conversor considerando as equações (3.44) e (3.68), para o modo de condução contínua/limiar e descontínua, respectivamente. Nesse ponto, verifica-se o ganho atingido pelo conversor para o conjunto de componentes selecionado a metodologia.

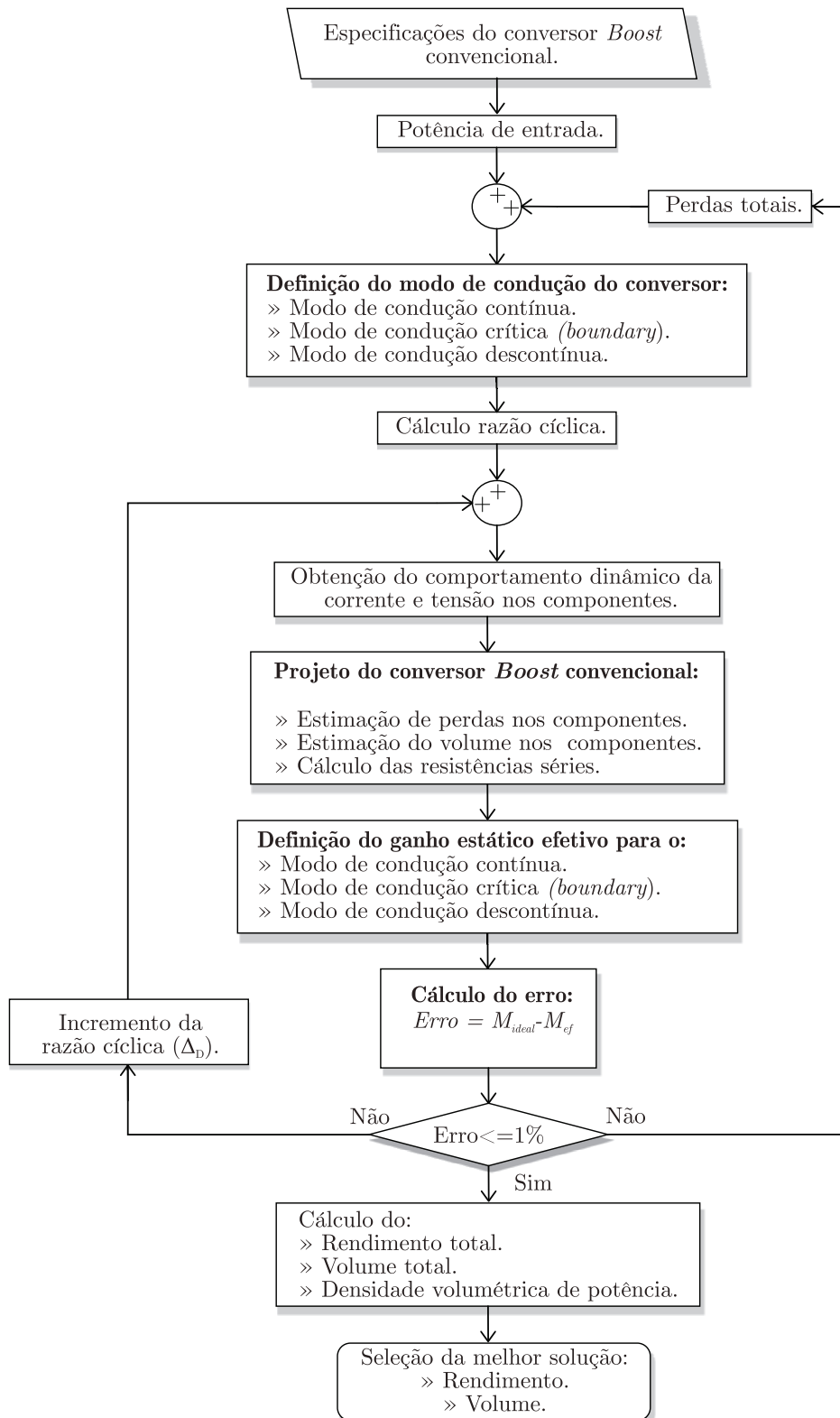
6º passo: com a obtenção do ganho estático não ideal, realiza-se a estimação do erro ($E_{M(\%)}$), isto é, a diferença percentual entre o ganho ideal e o ganho efetivo encontrado no 5º passo, conforme:

$$E_{M(\%)} = (M_{ideal} - M_{ef}) \times 100. \quad (5.3)$$

7º passo: nessa etapa, verifica-se se o erro calculado em (5.3) é menor que 1%, valor pré-definido. Caso o erro seja superior, a rotina retorna ao 1º passo e o projeto é realizado novamente, compensando o valor de D e somando as perdas totais calculadas no passo atual. Esse processo é repedido até a solução atingir o ganho desejado. Caso o ganho não seja atingido em 20 incrementos ou a potência da CaC for insuficiente para manter a carga constante, o projeto é descartado (NaN).

8º passo: obtido o ganho, a metodologia calcula o rendimento, volume e densidade volumétrica de potência total do conversor.

9º passo: ao fim, a rotina seleciona o melhor ponto de operação do conversor através do maior rendimento ou do menor volume.

Figura 5.11 – Fluxograma de projeto do conversor *Boost* convencional.

Fonte: Autor.

A rotina descrita acima é uma boa maneira de realização de projeto, visto que o conversor já é dimensionado para atender determinada potência de carga, considerando as

perdas oriundas do processamento da energia e a compensação da razão cíclica necessária para que o conversor forneça a tensão de saída desejada. A metodologia apresenta os pontos de operação que o conversor opera com menores perdas e volumes para determinados componentes presentes no banco de dados, demonstrando ao projetista quais regiões estes dispositivos apresentarão melhor desempenho.

5.3 FLUXOGRAMA DE PROJETO GLOBAL DO CONVERSOR *BOOST CASCADED*

A metodologia que realiza o dimensionamento conversor *Boost Cascaded* e seleção do melhor ponto de operação é apresentada na Figura 5.12. Diferentemente da metodologia apresentada anteriormente para o conversor *Boost* convencional, esse algoritmo não realiza a compensação de razão cíclica e das perdas do conversor, pois uma maior complexidade e tempo de processamento seria necessário sem um retorno significativo na precisão da estimação do rendimento e volume do conversor. No conversor *Boost* convencional operando em alto ganho, uma pequena variação da razão cíclica altera significativamente o comportamento dinâmico do conversor. Nessas condições de operação, a derivada de ganho estático é elevada, fazendo com que uma pequena modificação no valor de D torne a variação da tensão de saída elevada, afetando o dimensionamento dos componentes e o rendimento do conversor.

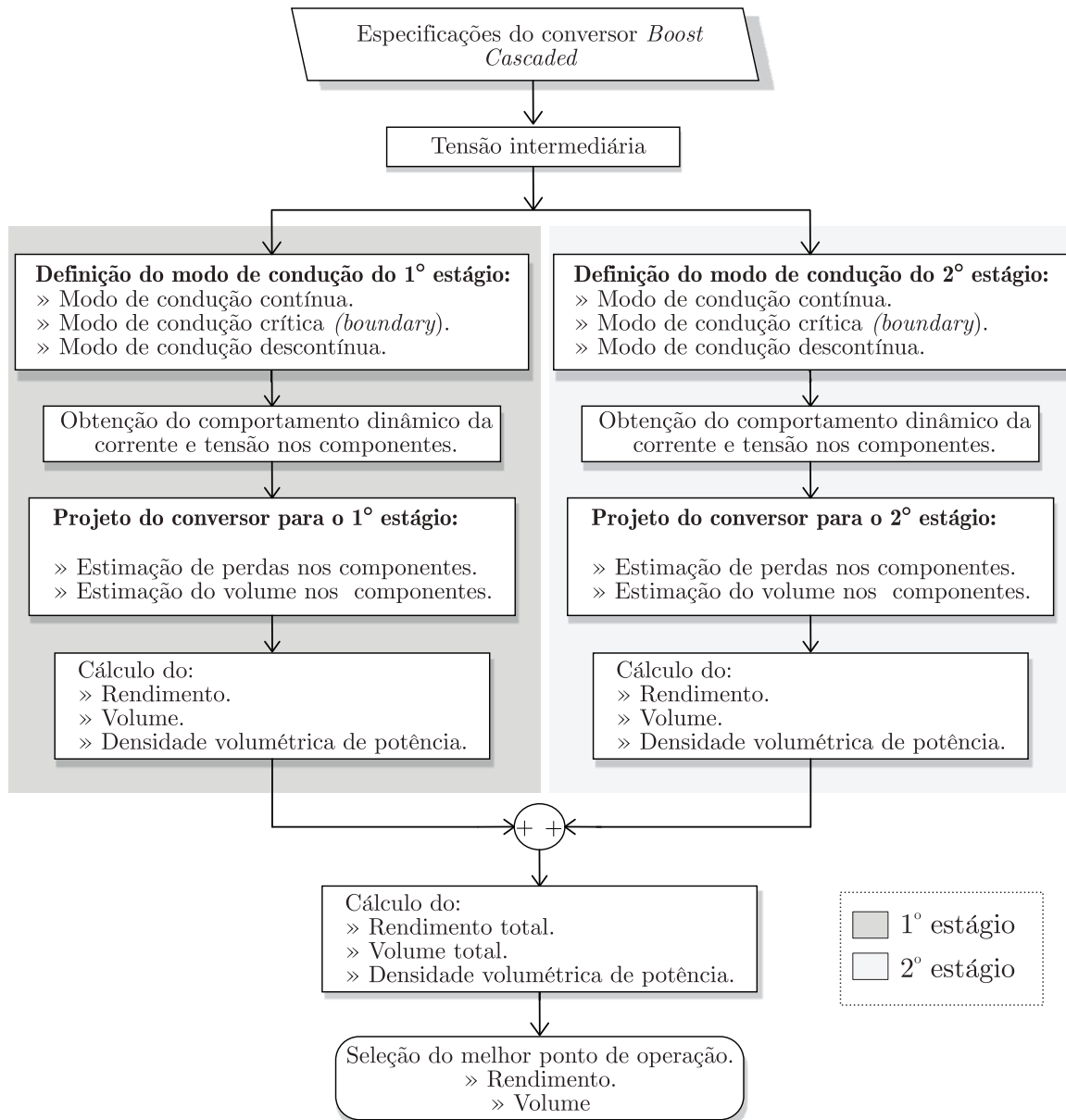
O funcionamento básico dessa metodologia é similar ao que já foi apresentado anteriormente, definindo primeiramente as especificações do conversor. Posteriormente, conforme Figura 5.12, um destaque é dado a tensão intermediária, pois ela está associada aos dois estágios do conversor *Boost Cascaded*, sendo a tensão de saída e entrada do primeiro e segundo estágio, respectivamente. A varredura desse parâmetro possibilita a operação dos dois estágios com diferentes razões cíclicas, deixando a metodologia encontrar o valor de tensão que possibilite o melhor resultado em rendimento ou volume para ambos os estágios do conversor.

Igualmente à metodologia apresentada anteriormente, analisa-se a operação nos três modos de condução do conversor para ambos os estágios. Dessa forma, para cada modo de condução são calculadas a razão cíclica e as correntes instantâneas de cada componente do conversor para cada estágio. A partir disso, a metodologia projeta cada elemento do conversor, estimando suas perdas e volume. Em seguida, para cada estágio do conversor, são calculados o volume, o rendimento e a densidade volumétrica de potência total.

Por fim, a metodologia realiza a estimação do rendimento, do volume e da densidade volumétrica de potência total do conversor *Boost Cascaded* e seleciona a melhor solução para aplicação, visando o maior rendimento ou menor volume. Essa seleção é

feita considerando o mesmo ponto de operação para os dois estágios ou escolhendo o melhor ponto em tensão intermediária e, em seguida, selecionando pontos de frequência, ondulação de corrente e densidade de corrente no condutor diferentes para cada estágio. No entanto, o impacto no dimensionamento no filtro capacitivo intermediário a diferentes pontos de operação, não foram aqui analisados e sim, apenas o projeto e estimação de suas perdas e volumes.

Figura 5.12 – Fluxograma de projeto do conversor *Boost Cascaded*.



Fonte: Autor.

5.4 COMPONENTES UTILIZADOS

A análise do dimensionamento do conversor envolve a seleção de componentes como, por exemplo, chaves, capacitores, núcleos magnéticos e diodos. Assim, um banco de dados é necessário para análise do volume e perdas do conversor. As chaves utilizadas englobam três diferentes tecnologias, silício (XFX90N60X (600 V_{CC}) e IRF250P224 (250 V_{CC}), super-junção (CoolMOS C7, IPW60R017C7 e IPW65R045C7 (650 V_{CC})) e carbeto de silício (SiC SCT3022AL (650 V_{CC})).

Os diodos utilizados são de tecnologia SiC da fabricante *Infineon technologies* (IDW20G65C5, IDW30G65C5 e IDW40G65C5) e de silício da fabricante *Vishay Semiconductors* (15ETH06FP-N3), de 650 V_{CC} e 600 V_{CC}, respectivamente.

Dessa forma, para a inclusão destes novos semicondutores, os seguintes parâmetros devem ser informados ao banco de dados da metodologia: número do modelo do fabricante, contantes das curvas de $R_{ds(on)} \times T_j$, cargas referentes as capacitâncias parasitas dos transistores, resistência interna de *gate*, tensão de *Plateu*, tempos de comutação, capacitâncias parasitas dos transistores, dimensões do dispositivo (altura/largura), resistência térmicas (junção/encapsulamento e encapsulamento/dissipador), constantes das curvas de corrente instantânea em função da queda de tensão direta, para 25°C e 175°C, constantes das curvas de carga de recuperação reversa para o diodo, para 25°C e 125°C e valor.

Os capacitores utilizados tanto na entrada quanto na saída dos conversores são da fabricante *TDK Group Company*, com tensão de 160 V_{CC} para o filtro de entrada (22-680 μF) e de 250 V_{CC} - 450 V_{CC} para o capacitor intermediário e de saída (47-1500 μF), respectivamente. Esses capacitores possuem no banco de dados as seguintes especificações: número do modelo do fabricante, capacitância, dimensões do dispositivo (altura/largura), resistência série equivalente (100 Hz), constantes das curvas de frequência V_s resistência série e valor.

Os núcleos utilizados no banco de dados são da fabricante *Magnetics*[®], os quais três tecnologias foram analisadas, sendo estas: o *High Flux*, *Molypermalloy* e o *Kool M μ* . Desses, as características construtivas e magnéticas são inseridas com cada modelo de material, como: número do modelo do fabricante, tecnologia de núcleos magnéticos, dimensões do núcleo (altura/largura/volume), constantes das curvas $B \times H$ e $\mu \times H$, constantes das curvas de perdas no núcleo, equações de *Steinmetz*, e valor.

Os dissipadores de calor utilizados são da fabricante *HS dissipadores*[®], os quais o banco de dados é composto pelas seguintes especificações: código do modelo do fabricante, dimensões do dissipador (altura/largura/volume), resistência térmica, constantes das curvas (ventilação forçada) e valor.

5.5 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO

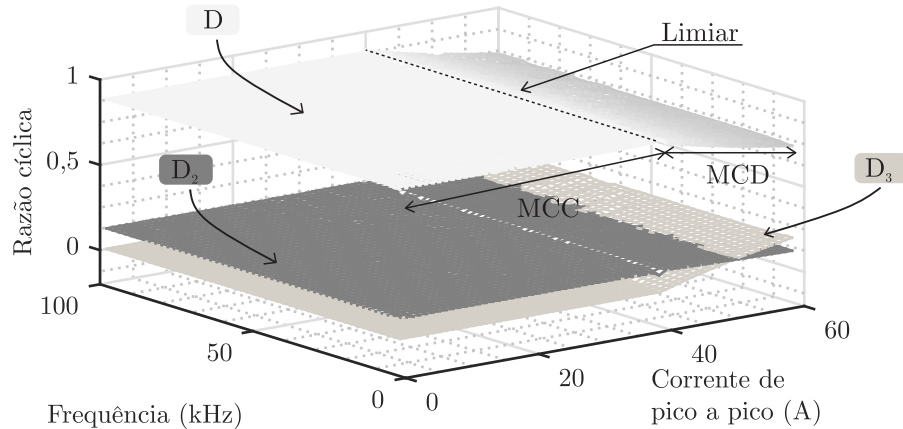
O projeto otimizado traz grandes desafios aos pesquisadores atuais, pois a análise global dos componentes torna o projeto de conversores complexo. Aliar o dimensionamento de elementos ativos aos passivos torna a busca por soluções com elevados rendimentos ou reduzidos volumes difíceis de serem obtidas, visto que o desempenho destes elementos ocorre em diferentes regiões de operação. Os elementos passivos têm seu volume reduzido em altas frequências, enquanto os semicondutores têm seu valor acrescido em elevadas frequências de operação, devido aos dissipadores. Assim, as metodologias apresentadas anteriormente vêm a corroborar com os pesquisadores para análise de diferentes projetos e na busca pelo ponto ótimo de operação, que atenda aos requisitos de mínimo volume ou perda para uma vasta gama de aplicações, reduzindo o tempo na análise das topologias da família *Boost*.

6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesse capítulo serão expostos os resultados obtidos através das metodologias de projeto propostas para os diferentes conversores. Posteriormente, serão apresentadas as técnicas que visam reduzir as resistências séries nos componentes do conversor *Boost* convencional para elevação do seu ganho e rendimento. Além disso, as soluções ótimas em rendimento e volume são demonstradas e análises comparativas entre os dois conversores são realizadas, buscando expor quais apresentam melhores desempenhos para a aplicação com células a combustível.

Os modos de condução do conversor *Boost* (MCC, limiar e MCD) juntamente ao comportamento da razão cíclica do conversor a variação da frequência e corrente de pico a pico ($I_{L(pk-pk)}$, $I_{L(pk-pk)} = \Delta I_L \times 20$) são expostas na Figura 6.1. Em MCD, a razão cíclica apresenta redução do seu valor ao aumento da corrente de pico a pico no indutor, tornando a análise em MCD interessante, pois garante a operação do conversor em alto ganho com menor razão cíclica.

Figura 6.1 – Comportamento da razão cíclica a variação dos pontos de operação do conversor *Boost*.



Fonte: Autor.

6.1 ANÁLISE DO CONVERSOR BOOST CONVENCIONAL

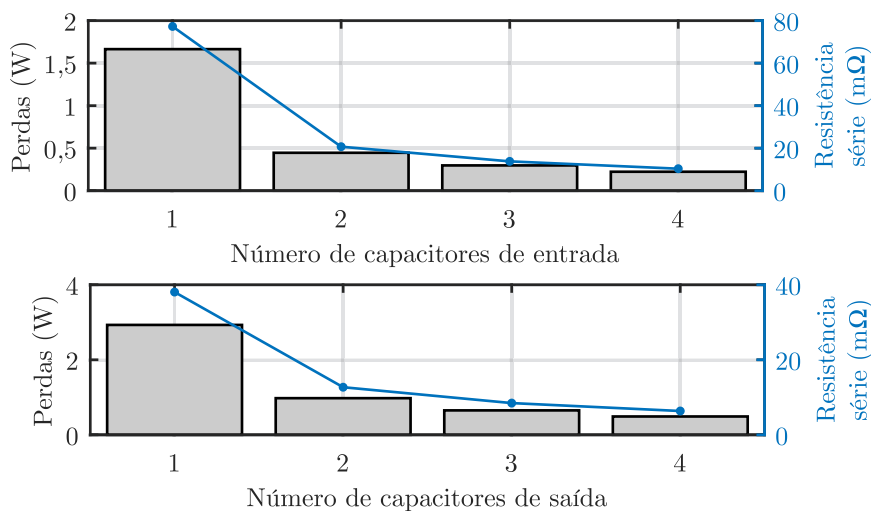
Nessa seção serão apresentados os resultados de simulação da metodologia, buscando a otimização e elevação do ganho estático do conversor *Boost* convencional.

6.1.1 Técnicas de redução das resistências séries para elevação do rendimento do conversor

Como abordado anteriormente, esse trabalho explora técnicas de redução das resistências séries nos componentes e assim elevar o ganho e rendimento do conversor. Nessa aplicação, os componentes apresentam elevadas condições de estresse, devido ao alto ganho e alta corrente de entrada. Desse modo, no Capítulo 3 avaliou-se quais elementos do conversor possuíam maior influência na limitação do ganho, sendo estes: o indutor e a chave. Contudo, não desprezando os demais componentes, pois estes devem ser selecionados de tal forma a apresentar reduzidas perdas, evitando uma maior compensação de razão cíclica. As técnicas utilizadas na metodologia são o paralelismo de transistores e capacitores e a utilização de menores densidades de corrente no condutor, reduzindo a resistência CC do enrolamento.

A adição de capacitores em paralelo, considerando componentes com mesmas especificações, são apresentadas na Figura 6.2. O acréscimo de capacitores em paralelo proporciona uma redução das perdas por condução, devido à divisão da corrente pelos elementos, reduzindo exponencialmente a resistência série equivalente total do arranjo de capacitores, esta relação de perdas e o número de componentes em paralelo fica evidenciada na equação (4.22).

Figura 6.2 – Relação entre as perdas e resistência série equivalente pelo número de capacitores em paralelo.

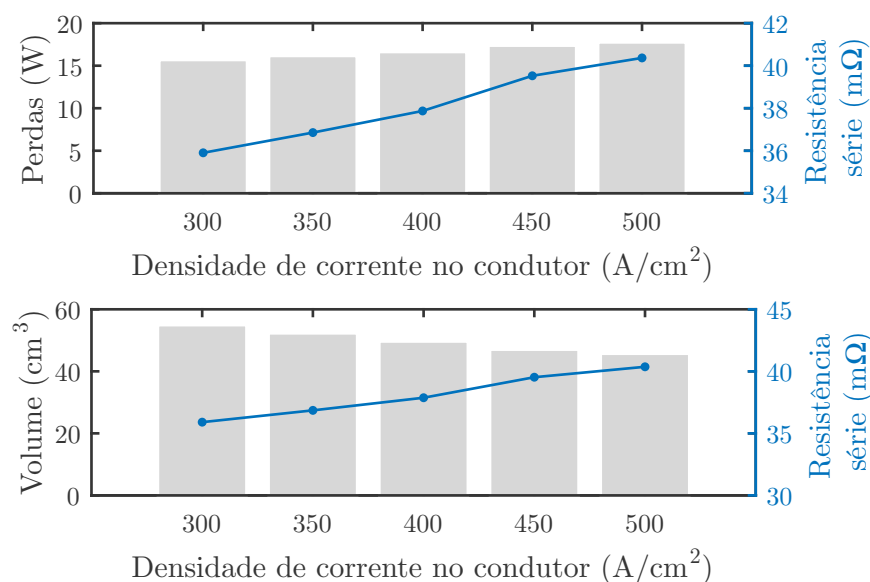


Fonte: Autor.

Por outro lado, a redução da densidade de corrente no condutor faz com que a resistência e a perda CC do condutor diminuam, conforme ilustrado na Figura 6.3. Isso ocorre devido à área do enrolamento do indutor ser inversamente proporcional à densidade de corrente. Logo, para J menores, a seção transversal do condutor se torna

maior, conforme equação (4.7), diminuindo a resistência CC, de acordo com a equação (4.11). No entanto, a redução ilimitada da densidade de corrente influencia na escolha do núcleo magnético, tornando o indutor volumoso devido ao aumento da área de ocupação do enrolamento para uma determinada área da janela do núcleo. Em alguns casos, torna o projeto infactível, isto é, a $A_{jan} < A_{enr}$, necessitando de núcleos com maiores dimensões para atender a área de seção do condutor, conforme verificação realizada na equação (4.9). Desta forma, um limite mínimo de densidade de corrente no condutor foi definido, sendo este, $J_{min} = 300 A/cm^2$.

Figura 6.3 – Relação entre perda, volume e resistência série em função da variação da densidade de corrente no condutor do indutor.



Fonte: Autor.

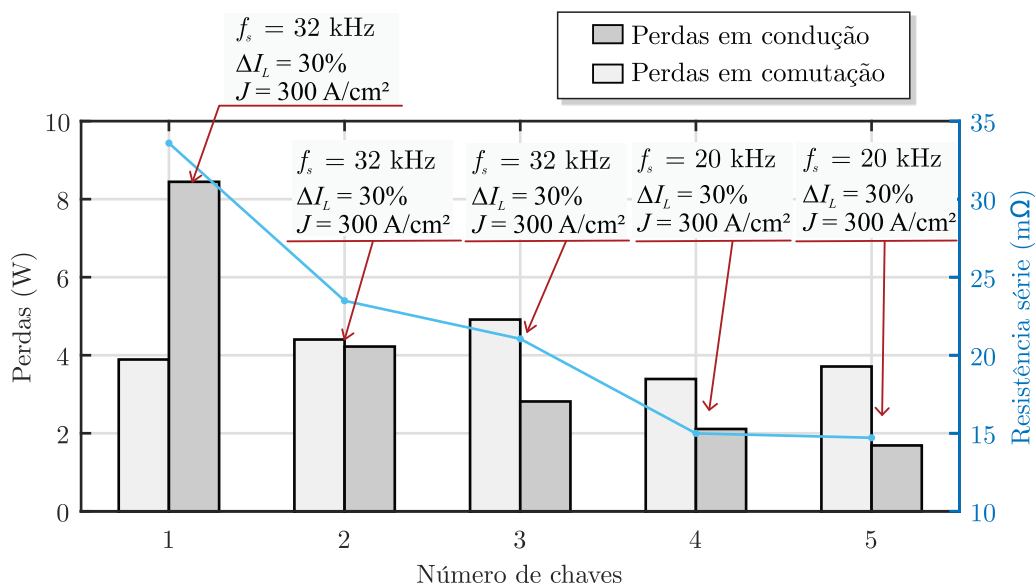
A adição de chaves em paralelo reduz a corrente que circula em cada dispositivo, causando uma diminuição nas perdas por condução das chaves, conforme equação (4.23) e Figura 6.4. Além disso, o aumento do número de chaves em paralelo proporciona a elevação das perdas de comutação ocasionadas pela soma das capacitâncias parasitas de saída. Contudo, esse aumento é limitado pela escolha da metodologia que seleciona o melhor ponto de operação para a aplicação, reduzindo as perdas e a resistência série total da chave.

A associação de interruptores traz além da redução da resistência série outros pontos importantes de projeto como o aumento na densidade volumétrica de potência do conversor, visto que uma redução nas perdas totais provoca uma diminuição no volume do mecanismo de transferência de calor. Além disso, o uso de chaves em paralelo torna o sistema com elevado custo sem um aumento significativo no rendimento ou na densidade de potência do conversor e, ainda, torna o sistema mais complexo, pois diferenças constru-

tivas entre os transistores podem gerar diferentes $R_{ds(on)}$ e capacitâncias, ruídos e sinais indesejados no circuito de comando e interligação de potência, causando desequilíbrio nas comutações e térmico.

Dessa forma, conforme Figura 6.4, um número adequado de interruptores em paralelo são quatro, visto que um número maior não provoca uma diminuição significativa nas perdas e nem na resistência série. Além disso, conforme Martins et al. (1995) e International Rectifier (2018), esta associação possui um *layout* circular adequado para a configuração da PCB, reduzindo oscilações e problemas ocasionados durante a operação do interruptor. Logo, os resultados apresentados a seguir serão expostos considerando o arranjo de quatro chaves em paralelo.

Figura 6.4 – Relação entre as perdas e resistência série pelo número de interruptores em paralelo.



Fonte: Autor.

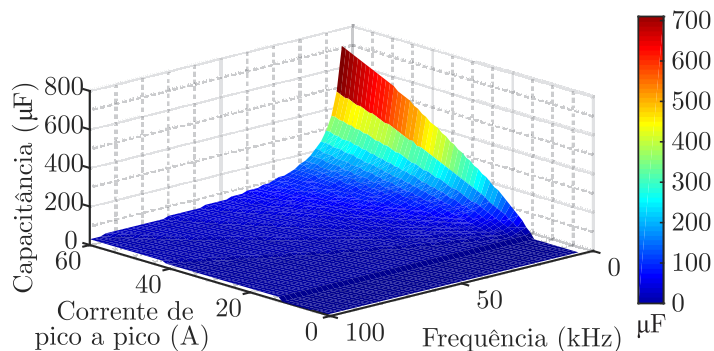
6.1.2 Análise individual de cada componente do conversor

6.1.2.1 Capacitor de entrada

O capacitor de entrada é utilizado para garantir que a ondulação de corrente na célula a combustível esteja dentro do valor pré-especificado, evitando a sua degradação. A Figura 6.5 apresenta o comportamento da capacitância do filtro de entrada em relação à varredura dos pontos de operação do conversor ($f_s @ \Delta I_L$). Nessa e nas demais figuras a seguir, para facilitar o entendimento, são utilizadas o valor da corrente de pico a pico no

indutor. Na Figura 6.5, o aumento da ondulação de corrente em baixa frequência torna o tamanho do filtro capacitivo elevado, principalmente em MCD, onde o pico de corrente no indutor é alto. Além disso, conforme abordado na Seção 2.5 e observado na Figura 6.5, o filtro capacitivo de entrada é inserido apenas quando a ondulação de corrente na entrada do conversor for superior a 60%. Caso contrário, apenas o conversor é responsável por limitar a ondulação de corrente da CaC.

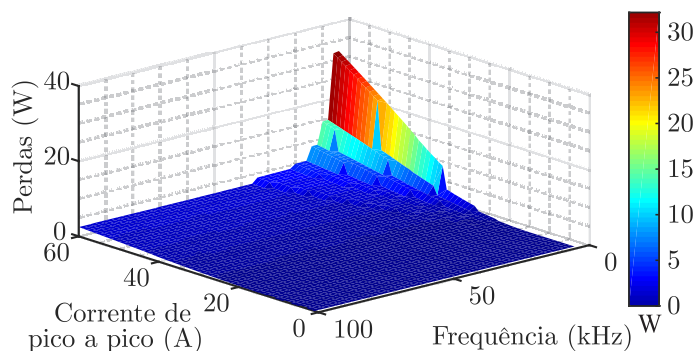
Figura 6.5 – Capacitância do filtro de entrada do conversor *Boost* convencional.



Fonte: Autor.

Após cálculo da capacitância, a metodologia realiza a seleção do arranjo de capacitores que melhor se adequam à solução pelo maior rendimento ou menor volume. Assim, o comportamento relativo às perdas e volume relacionadas ao filtro capacitivo de entrada são apresentadas, respectivamente, nas Figuras 6.6 e 6.7, buscando a solução pelo maior rendimento.

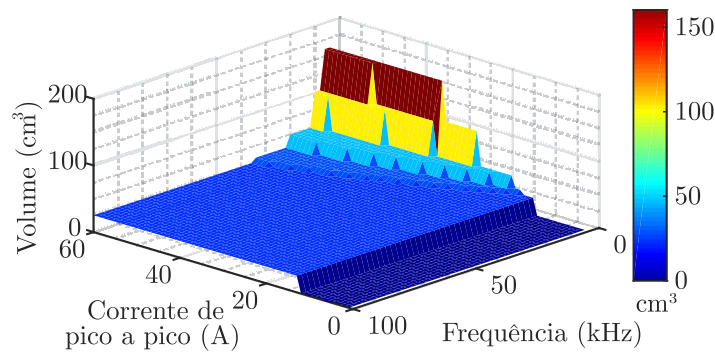
Figura 6.6 – Perdas relacionadas ao filtro capacitivo de entrada do conversor *Boost* convencional.



Fonte: Autor.

Conforme as figuras, o aumento nas perdas e no volume são ocasionados pela elevação da capacitância necessária para filtrar a ondulação de corrente na entrada do conversor e pela elevada corrente eficaz em MCD.

Figura 6.7 – Volume relacionado ao filtro capacitivo de entrada do conversor *Boost* convencional.



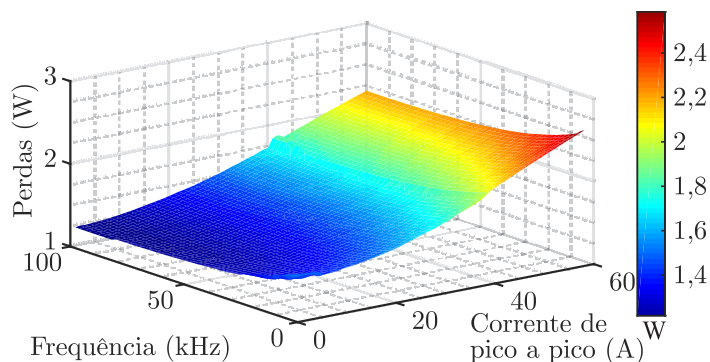
Fonte: Autor.

6.1.2.2 Capacitor de saída do conversor

A análise da variação da ondulação de tensão para o projeto do capacitor de saída e a filtragem da oscilação de 120 Hz proveniente do inversor conectado ao barramento CC não foram consideradas. Logo, para o dimensionamento do capacitor e validação da metodologia proposta, determinou-se uma ondulação de tensão sobre o capacitor de saída de 1%. A metodologia de projeto mesmo não avaliando a variação da ondulação de tensão sobre o capacitor, ela possibilita a verificação da associação de capacitores em paralelo, selecionando a melhor combinação de componentes para cada ponto de operação, priorizando o maior rendimento ou menor volume.

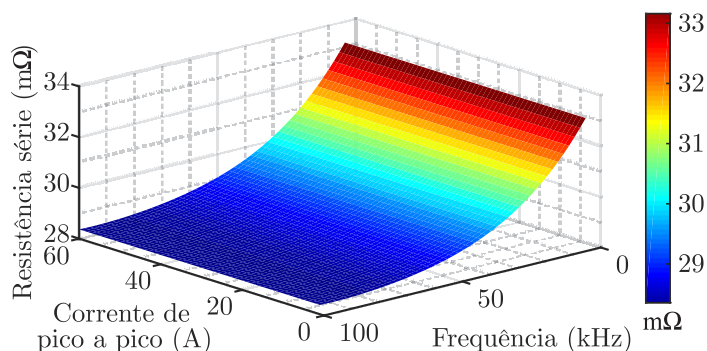
As perdas possuem maiores valores em MCD devido à elevada corrente eficaz, conforme Figura 6.8. Além disso, de acordo com a Figura 6.9, as regiões de operação onde o conversor apresenta menor resistência série equivalente estão em elevadas frequências de operação do conversor.

Figura 6.8 – Perdas relacionadas ao capacitor de saída do conversor *Boost* convencional.



Fonte: Autor.

Figura 6.9 – Resistência série equivalente no capacitor de saída do conversor *Boost* convencional.



Fonte: Autor.

6.1.2.3 Resultados para o diodo

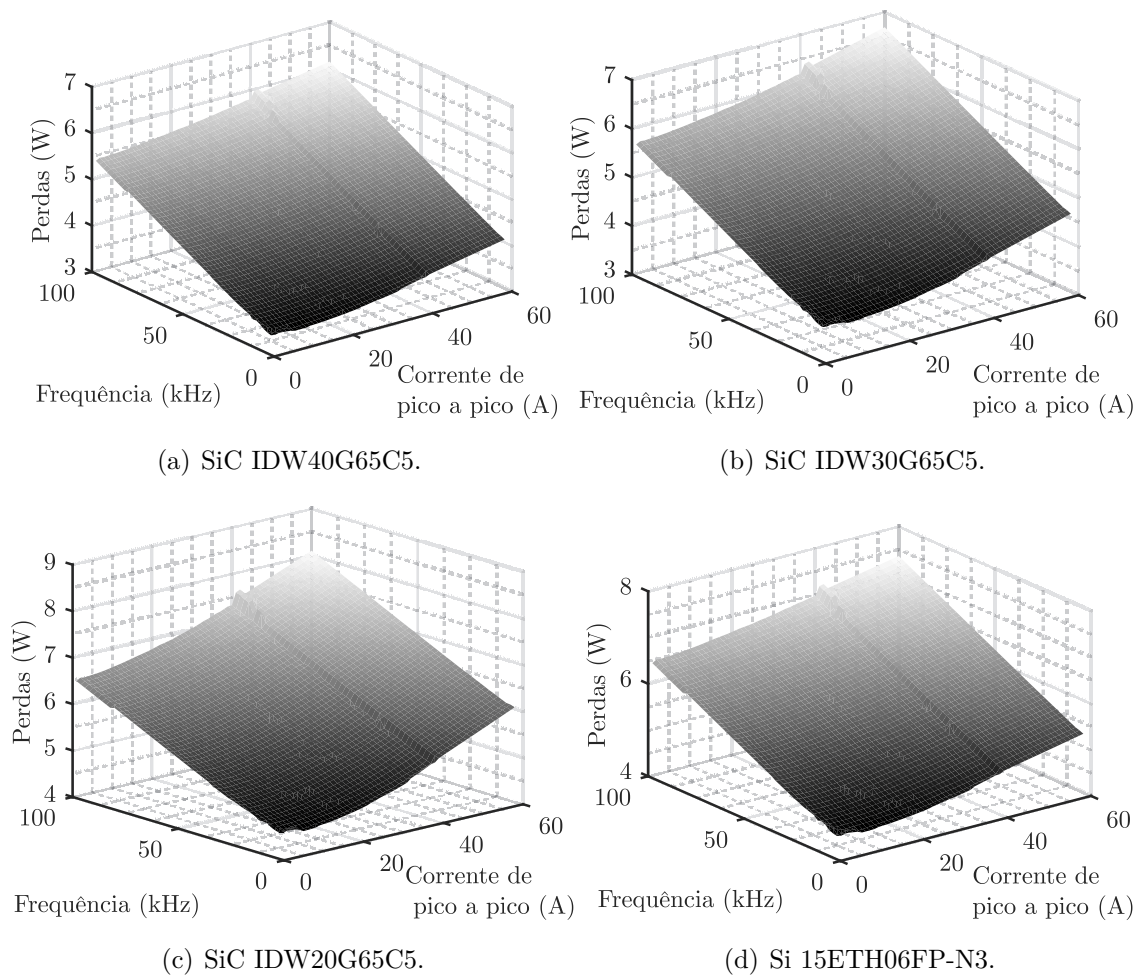
As perdas totais relacionadas ao diodo para as diferentes tecnologias de materiais semicondutores são apresentadas na Figura 6.10. Nessa figura, o melhor desempenho é observado para o dispositivo SiC IPW40G65C5, pois este possui menores valores em relação a queda de tensão direta e corrente instantânea do que os demais componentes analisados. Conseqüentemente, as perdas em condução deste dispositivo são levemente menores que os demais diodos, sendo assim selecionado pela metodologia em todos os pontos de operação. A descontinuidade nas perdas entre o modo de condução limiar e descontínua, visualizadas na Figura 6.10, são ocasionadas pela imprecisão no número de pontos de ΔI_L , provocando um leve aumento nas perdas do componente na mudança do modo de condução do conversor. Assim, um aumento no número de amostras entre os valores de ondulação de corrente máxima e mínima esta descontinuidade reduzirá, entretanto, o tempo de processamento computacional do algoritmo será maior.

A Figura 6.11 expõem o comportamento da resistência série do diodo a variação dos pontos de operação do conversor. Os menores valores de R_D são encontrados em MCD, devido à elevada corrente eficaz que torna seu valor pequeno ou em baixas frequências no MCC, devido às menores perdas de recuperação reversa.

6.1.2.4 Resultados para o indutor

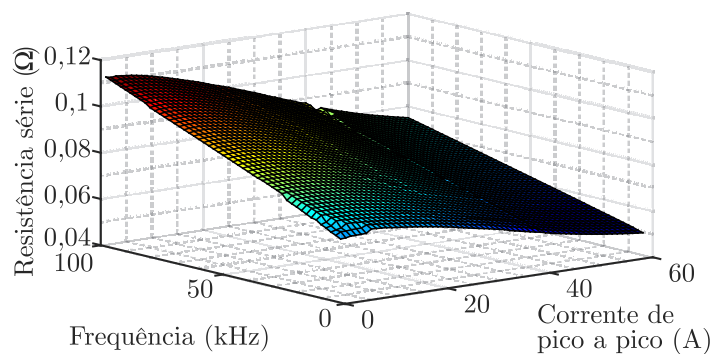
Grande parte da limitação do ganho estático do conversor é proveniente da resistência do indutor de entrada, um bom dimensionamento deste elemento aliado à varredura de três parâmetros diretamente ligados ($f_s @ \Delta I_L @ J$) são fundamentais para encontrar soluções com reduzidas resistências, perdas e volumes.

Figura 6.10 – Perdas totais para diferentes tecnologias de diodos utilizadas no conversor *Boost* convencional.



Fonte: Autor.

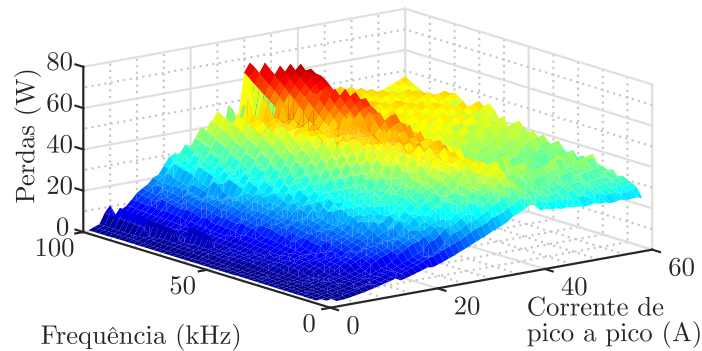
Figura 6.11 – Comportamento da resistência série no diodo do conversor *Boost* convencional.



Fonte: Autor.

Nas figuras 6.12, 6.13 e 6.14 são expostas as perdas relacionadas ao núcleo de cada tecnologia de material magnético (HF, MPP e *Kool M μ* , respectivamente). O material *High Flux* apresenta maiores perdas em alta frequência e elevada ondulação de corrente, pois suporta maior densidade de fluxo antes da saturação que os demais materiais, conforme Figura 6.12.

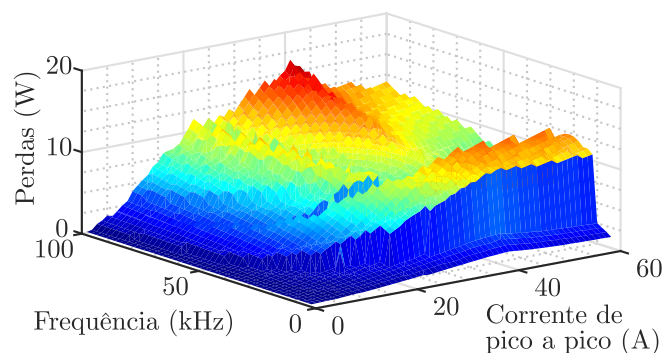
Figura 6.12 – Perdas no núcleo para o material magnético *High Flux*.



Fonte: Autor.

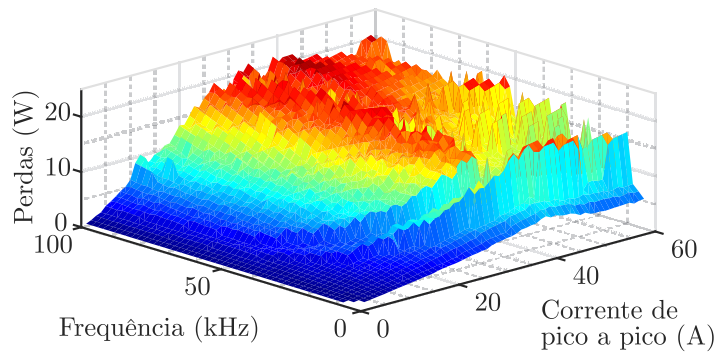
Por outro lado, o material MPP apresenta bom desempenho em elevadas frequências e variações de densidade de fluxo. Assim, suas perdas, nesta aplicação, são cerca de três vezes menores que o material HF (pior caso).

Figura 6.13 – Perdas no núcleo para o material magnético *Molypermalloy*.



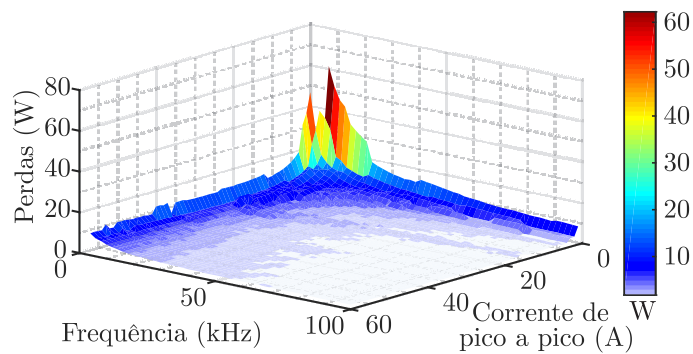
Fonte: Autor.

O material *Kool M μ* , apresenta comportamento similar ao núcleo MPP, entretanto, por possuir características intermediárias a este material, tem suas perdas superiores. Os degraus das curvas são ocasionados pelas mudanças dos núcleos magnéticos selecionados pela metodologia.

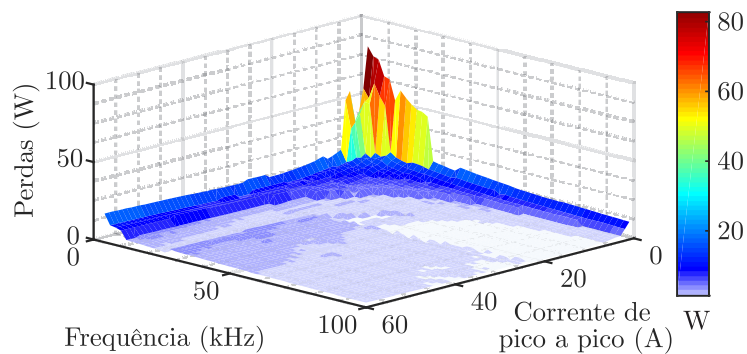
Figura 6.14 – Perdas no núcleo para o material magnético *Kool M μ* .

Fonte: Autor.

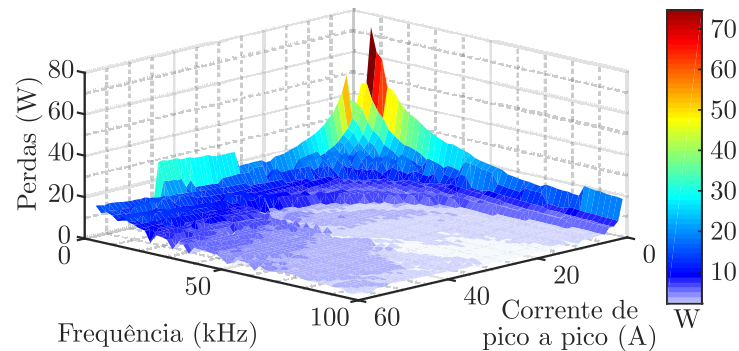
As figuras 6.15, 6.16 e 6.17 apresentam as perdas no enrolamento do indutor para os três materiais magnéticos estudados.

Figura 6.15 – Perdas no enrolamento para o material magnético *High Flux*.

Fonte: Autor.

Figura 6.16 – Perdas no enrolamento para o material magnético *Molypermalloy*.

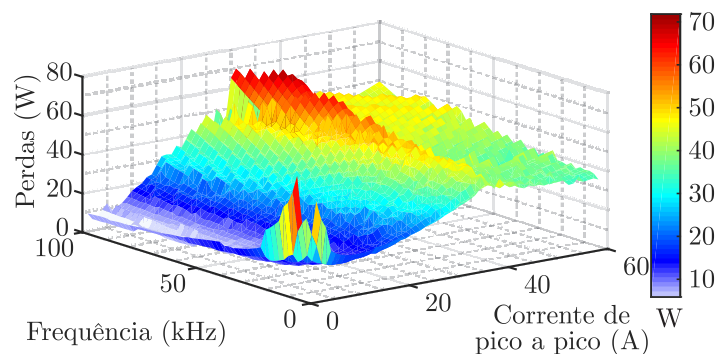
Fonte: Autor.

Figura 6.17 – Perdas no enrolamento para o material magnético *Kool Mμ*.

Fonte: Autor.

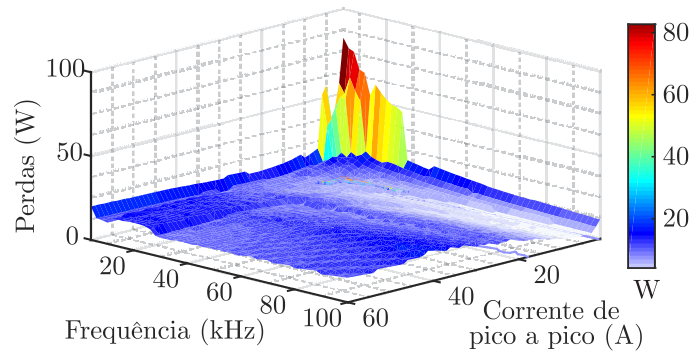
O comportamento é similar para as três tecnologias, tendo um aumento acentuado nas perdas em baixas frequências e ondulações de corrente, devido ao aumento no número e do comprimento médio das espiras, pois os núcleos selecionados possuem maior energia e, conseqüentemente, alto volume. As perdas ôhmicas são mais acentuadas que as ocasionadas pelo efeito pelicular e de proximidade. O material magnético *High Flux*, Figura 6.15, quando analisado comparativamente aos demais materiais, figuras 6.16 e 6.17, apresenta menores perdas no cobre, pois possui menor volume entre as tecnologias. Este volume está relacionado com a máxima densidade de fluxo magnético suportada pelo material, isto é, núcleos com maior densidade de fluxo apresentam menor volume para uma mesma força magnetizante (ZIENTARSKI, 2009).

As figuras 6.18, 6.19 e 6.20 apresentam as perdas totais do indutor para as três tecnologias de materiais magnéticos. Nessas figuras, as regiões com menores perdas no indutor estão situadas em uma estreita faixa de operação, em baixa ondulação de corrente (HF - $\Delta I_L < 50\%$, MPP - $\Delta I_L < 80\%$ e *Kool Mμ* - $\Delta I_L < 60\%$) e em frequências acima 15 kHz (HF), 20 kHz (MPP) e 15 kHz (*Kool Mμ*).

Figura 6.18 – Perdas totais no indutor para o material magnético *High Flux*.

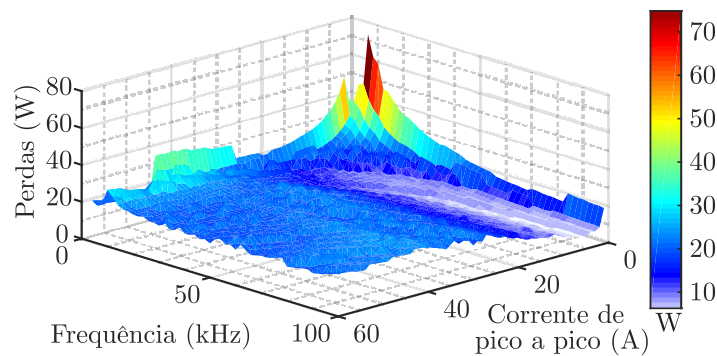
Fonte: Autor.

Figura 6.19 – Perdas totais no indutor para o material magnético *Molypermalloy*.



Fonte: Autor.

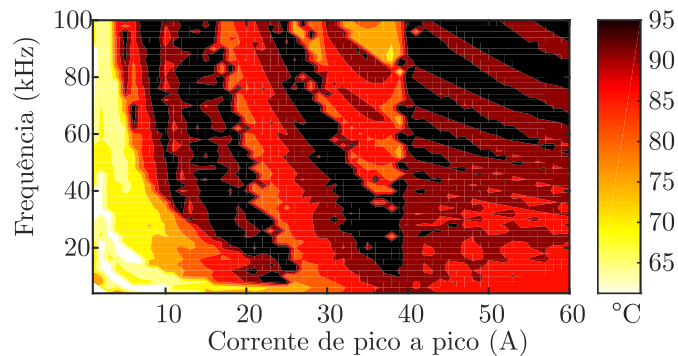
Figura 6.20 – Perdas totais no indutor para o material magnético *Kool M μ* .



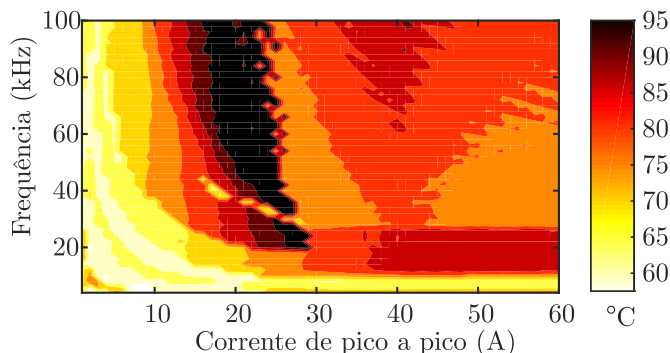
Fonte: Autor.

A temperatura nos indutores são apresentadas nas figuras 6.21, 6.22 e 6.23 para os materiais HF, MPP e *Kool M μ* , respectivamente, variando a frequência e a corrente de pico a pico do indutor.

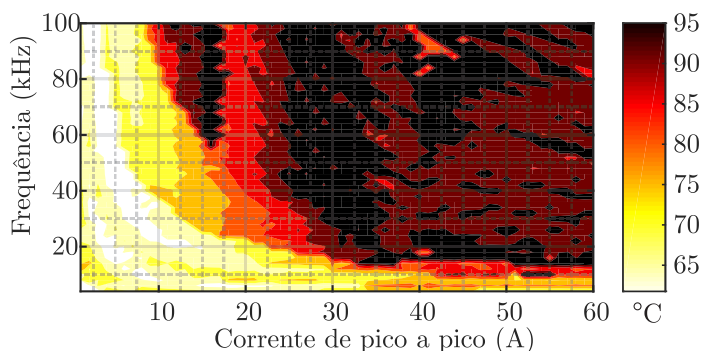
Figura 6.21 – Temperatura do indutor para o material magnético *High Flux*.



Fonte: Autor.

Figura 6.22 – Temperatura do indutor para o material magnético *Molypermalloy*.

Fonte: Autor.

Figura 6.23 – Temperatura do indutor para o material magnético *Kool M μ* .

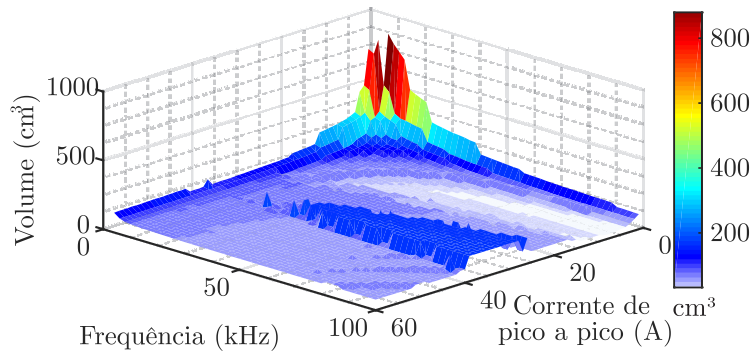
Fonte: Autor.

Com isso, a temperatura manteve-se abaixo dos 100°C em todos os pontos de operação analisados, em algumas regiões o indutor apresenta temperaturas próximas a 100°C ocasionadas pela menor área de superfície de dissipação de calor aliada às elevadas perdas. No entanto, para manter a temperatura abaixo do valor pré-estabelecido, o volume do indutor em alguns pontos aumenta, principalmente em alta frequência e ondulação de corrente (MCD), pois as perdas no núcleo nessas regiões são elevadas, ocasionadas pela maior variação da densidade de fluxo. As figuras 6.24, 6.25 e 6.26 apresentam o comportamento do volume no indutor para cada material magnético. Em $f_s @ \Delta I_L$ baixos, o valor da indutância aumenta, conforme equação (3.93), conseqüentemente, elevando o valor da energia armazenada (4.1) e do volume do núcleo magnético selecionado, conforme método de seleção do fabricante, Figura 4.1.

Em valores de $f_s @ \Delta I_L$ elevados o volume é menor, entretanto, devido à limitação da temperatura seu valor torna-se significativo em alguns pontos de operação. Este comportamento fica evidente principalmente para o material *High Flux*, Figura 6.24, em que as perdas magnéticas são elevadas e um volume maior é necessário para manter a

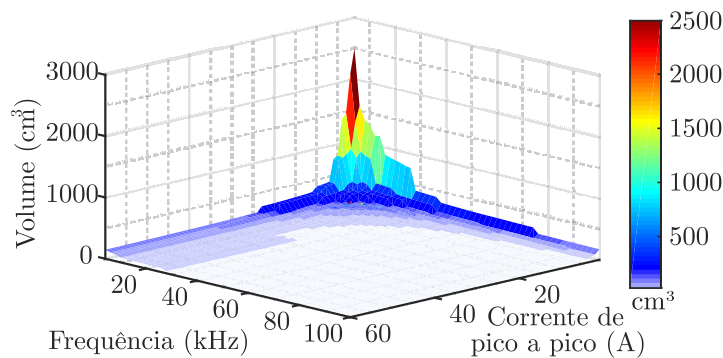
temperatura abaixo dos 100°C. Os demais materiais MPP e *Kool M μ* , por suportar menor densidade de fluxo ao material HF, necessitam de um número menor de incrementos. Logo, seus volumes são reduzidos em regiões de operação de $f_s @ \Delta I_L$ elevadas, conforme Figura 6.25 e Figura 6.26.

Figura 6.24 – Volume no indutor para o material magnético *High Flux*.



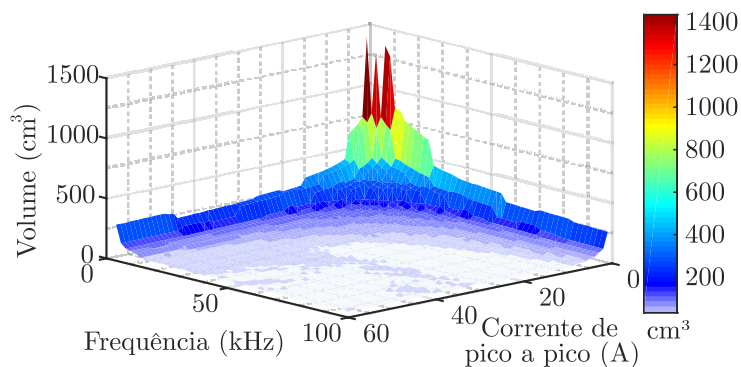
Fonte: Autor.

Figura 6.25 – Volume no indutor para o material magnético *Molypermalloy*.



Fonte: Autor.

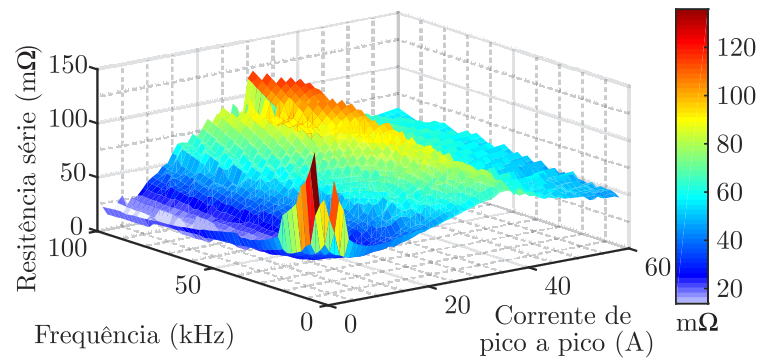
Figura 6.26 – Volume no indutor para o material magnético *Kool M μ* .



Fonte: Autor.

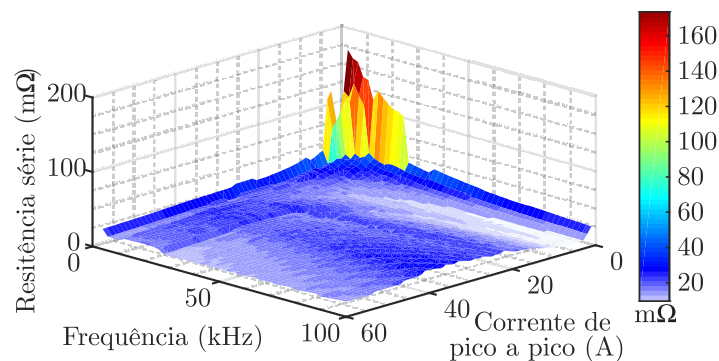
A estimação da resistência série do indutor é necessária para encontrar os pontos de operação ($f_s @ \Delta I_L @ J$) onde seu impacto no ganho estático do conversor seja baixo. Nas figuras 6.27, 6.28 e 6.29 são ilustrados os valores de resistência série no indutor em função da frequência e corrente de pico a pico para os três materiais magnéticos (HF, MPP e *Kool M μ* , respectivamente), seus comportamentos são similares as perdas totais no indutor apresentadas nas figuras 6.18, 6.19 e 6.20.

Figura 6.27 – Resistência série no indutor para o material magnético *High Flux*.



Fonte: Autor.

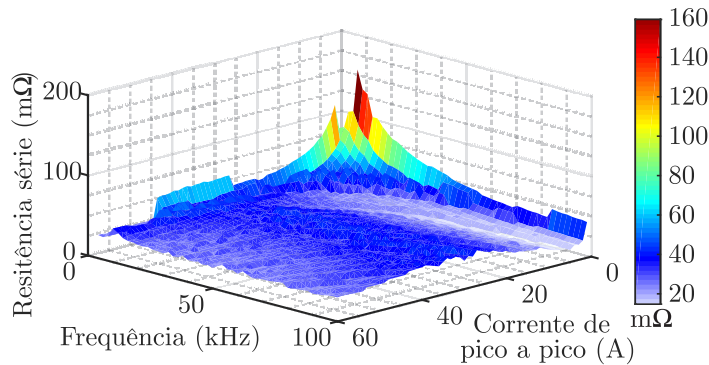
Figura 6.28 – Resistência série no indutor para o material magnético *Molypermalloy*.



Fonte: Autor.

6.1.2.5 Resultados para o interruptor

Na busca por altos ganhos de tensão, a escolha da tecnologia de chave utilizada é imprescindível para alcançar a tensão de saída desejada. Atualmente, há uma grande quantidade de chaves com diferentes especificações e tecnologias que podem ser utilizadas na aplicação em questão.

Figura 6.29 – Resistência série no indutor para o material magnético *Kool M μ* .

Fonte: Autor.

A Figura 6.30 apresenta as perdas para três tecnologias de semicondutores (Si, SiC e super-junção), a tecnologia de super-junção IPW60R017C7, Figura 6.30(a), e IPW65R045C7, Figura 6.30(b) apresentam menores perdas para as especificações em análise, expostas na Seção 5.1.1. Estas chaves se destacam por sua baixa resistência de condução (IPW60R017C7) e por suas baixas capacitâncias parasitas (IPW65R045C7), proporcionando reduzidas perdas de condução e comutação, respectivamente.

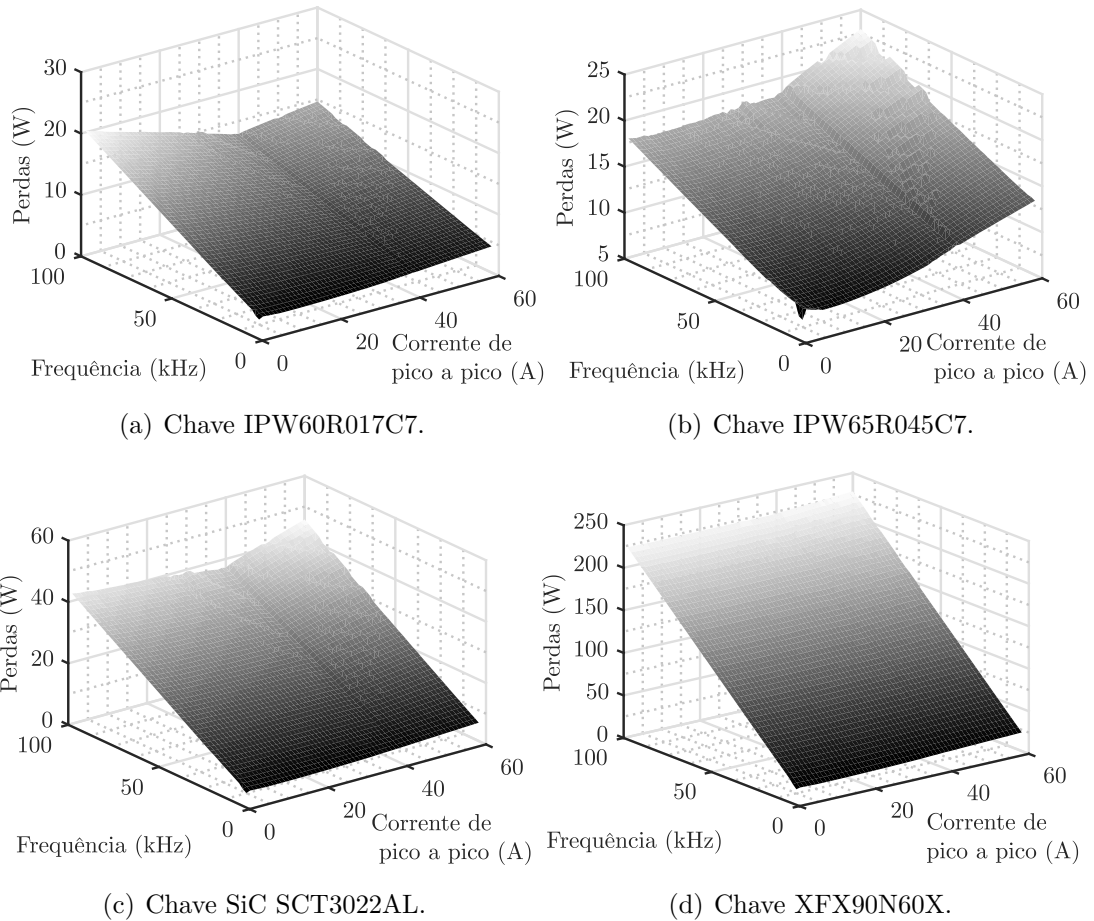
A varredura da metodologia nos três modos de condução traz alguns desafios, principalmente nos semicondutores, pois estes apresentam vantagens e desvantagens em sua aplicação. Por exemplo, em MCD e limiar os semicondutores apresentam diminuição nas perdas de comutação, devido ao bloqueio natural do diodo, entrada suave em condução da chave (corrente nula) e redução da razão cíclica mesmo o conversor operando em alto ganho. No entanto, a operação em modo de condução descontínua apresenta elevação do valor eficaz da corrente nos semicondutores, devido aos altos picos de corrente no indutor, aumentando as perdas de condução e esforços nos componentes do conversor (SOUZA et al., 2000). Assim, esta metodologia avalia a possibilidade de operação nos três modos de operação, deixando esta escolher o melhor modo de condução para aplicação.

Na Figura 6.31 é apresentada as perdas totais e seleção do interruptor que melhor se adequa a cada ponto de operação do conversor. A medida que a ondulação de corrente no indutor aumenta, as perdas no interruptor diminuem até o modo de condução crítica (predomínio maior da redução nas perdas de chaveamento). Após, ocorre a elevação das perdas em condução, devido ao maior aumento da corrente eficaz na chave.

Quando o conversor *Boost* opera com alto ganho, a chave permanece a maior parte do tempo em condução e sua influência no ganho estático é proporcional ao produto entre a sua resistência e o período de condução ($DT_s R_{sw}$). A maneira mais fácil para reduzir a resistência série na chave é encontrar tecnologias com reduzido $R_{ds(on)}$ ou utilizar o paralelismo de transistores, reduzindo a corrente que circula por uma única chave, aumentando a área do canal de condução e diminuindo a resistência total do interruptor.

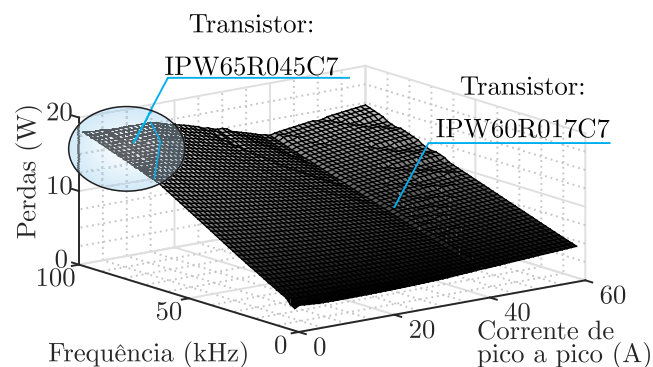
Com esta metodologia, uma única chave necessita de uma maior compensação de razão cíclica, tornando D muito elevado. Assim, aplicando o paralelismo, além da redução da resistência série um menor incremento de D é necessário.

Figura 6.30 – Perdas totais no interruptor para diferentes tecnologias.



Fonte: Autor.

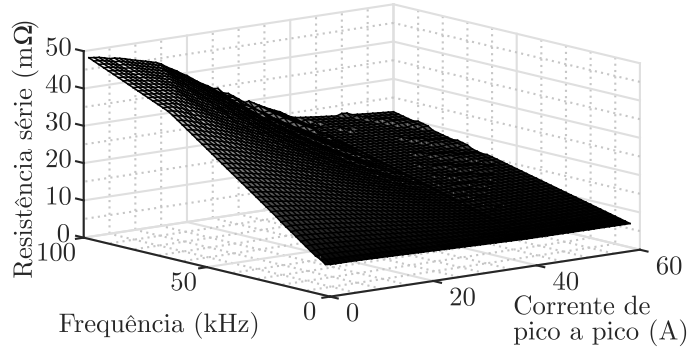
Figura 6.31 – Perdas totais e seleção do interruptor através da metodologia.



Fonte: Autor.

A Figura 6.32 apresenta o valor de resistência série do interruptor para cada ponto de operação do conversor *Boost*, considerando a associação de quatro chaves em paralelo.

Figura 6.32 – Resistência série total na chave do conversor *Boost*.



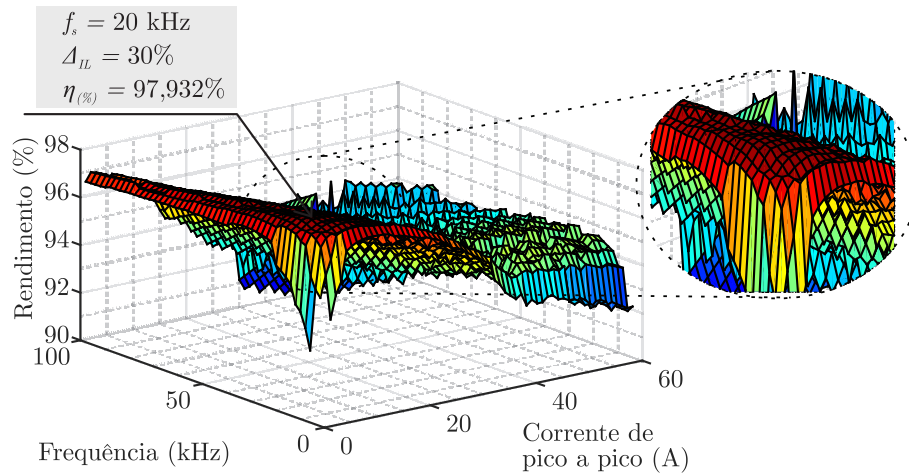
Fonte: Autor.

6.1.3 Seleção do projeto considerando o maior rendimento

Nesta seção serão apresentados os resultados obtidos pela metodologia proposta, considerando a seleção do projeto pelo maior rendimento do conversor. Esta varredura encontrará a melhor solução para os diferentes núcleos magnéticos, capacitores e semicondutores utilizados, considerando quatro interruptores associados em paralelo, visto que uma maior associação não trará aumento significativo no rendimento e nem na redução da resistência série, conforme exposto na Figura 6.4, mas um custo adicional ao conversor.

O comportamento do rendimento (η) resultante para o projeto ótimo com o núcleo magnético *High Flux* é exposto na Figura 6.33. Como é observado, o aumento da frequência e da ondulação de corrente no indutor provoca uma diminuição do rendimento. Esta redução é causada pelos semicondutores, pois há o aumento nas perdas de comutação, e pela elevação das perdas no núcleo magnético, uma vez que a variação da densidade de fluxo (ΔB) e a frequência aumentam, conforme (4.15). Em baixa $f_s @ \Delta I_L$, o rendimento é comprometido pelas perdas no enrolamento, devido ao elevado número de espiras nos indutores, conforme apresentou a Figura 6.15. Em MCD, os melhores resultados são encontrados em baixas frequências e ondulações próximas do modo de condução crítica ($I_{pk-pk} = 40$ A), pois a medida que a corrente de pico a pico aumenta, o rendimento do conversor diminui devido ao aumento da corrente eficaz nos componentes do conversor. Logo, a solução ótima encontrada pela metodologia para os componentes considerados, é o ponto de operação destacado na Figura 6.33 juntamente ao respectivo rendimento alcançado.

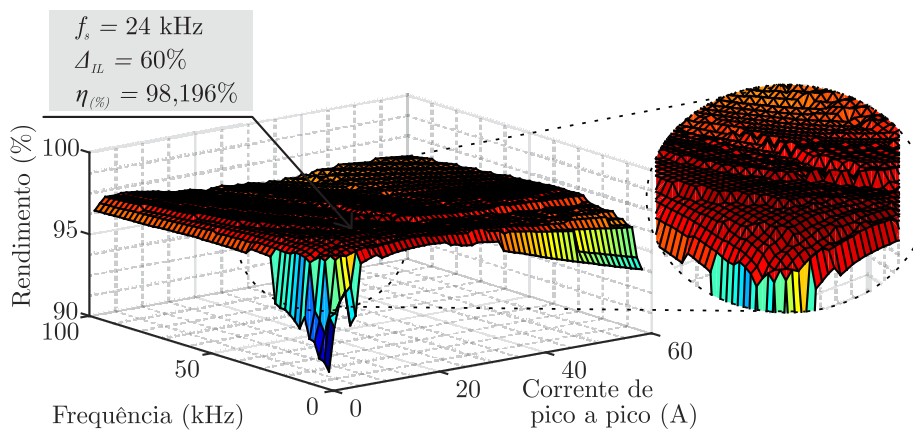
Figura 6.33 – Rendimento resultante dos projetos ótimos para o núcleo HF.



Fonte: Autor.

O rendimento resultante dos projetos ótimos para o núcleo *Molypermalloy* são apresentados na Figura 6.34, este material apresenta maior uniformidade no rendimento tanto em MCC quanto no limiar e MCD. Visto que, a variação da densidade de fluxo nesta tecnologia é menor e o desempenho em alta frequência é superior aos demais materiais. Dessa forma, este material apresenta leve redução no rendimento ao aumento da frequência e da ondulação de corrente em relação ao material *High Flux*. Essa limitação é pouco significativa no rendimento em alto $f_s @ \Delta I_L$, devido às perdas nos interruptores serem menores, ocasionadas pela associação de chaves em paralelo.

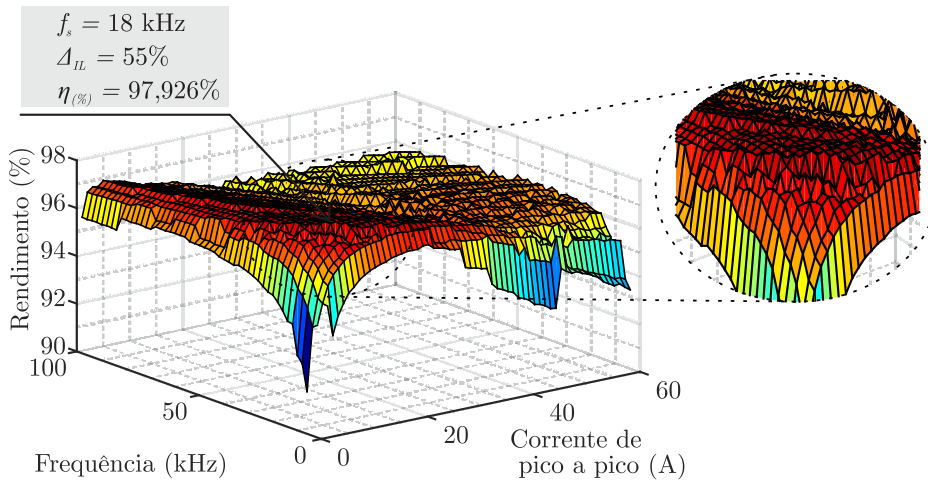
Figura 6.34 – Rendimento resultante dos projetos ótimos para o núcleo MPP.



Fonte: Autor.

O comportamento do rendimento para o material *Kool M μ* é demonstrado na Figura 6.35, seus resultados são similares ao apresentado anteriormente para o núcleo MPP. No entanto, com valores inferiores devido às características construtivas desta tecnologia serem intermediárias ao *Molypermalloy*.

Figura 6.35 – Rendimento resultante dos projetos ótimos para o núcleo *Kool Mμ*.



Fonte: Autor.

A Tabela 6.1 apresenta um comparativo dos projetos destacados nas figuras 6.33, 6.34 e 6.35. A tecnologia de semicondutores para as soluções selecionadas são as mesmas, bem como, o número de capacitores em paralelo na saída do conversor. A ondulação de corrente para as três soluções estão abaixo de 60%, não necessitando a utilização de capacitores na entrada, pois esta ondulação em alta frequência não afetará a vida útil da célula a combustível. Além disso, são apresentados os volumes, perdas e a densidade volumétrica de potência (ρ) das soluções. O valor de ρ é calculado, segundo Beltrame (2017), por:

$$\rho = \frac{P_{out}}{V_T} \quad (6.1)$$

sendo V_T o volume total do conversor, obtido a partir do somatório de todos os componentes do conversor, conforme:

$$V_T = V_{núcleo} + V_{enrolamento} + V_{diss(SW)} + V_{diss(Diodo)} + V_{C(in)} + V_{C(out)} \quad (6.2)$$

onde: $V_{núcleo}$, $V_{enrolamento}$, $V_{diss(SW)}$, $V_{diss(Diodo)}$, $V_{C(in)}$ e $V_{C(out)}$ são, respectivamente, os volumes do núcleo, enrolamento, dissipador da chave e diodo e capacitor de entrada e saída.

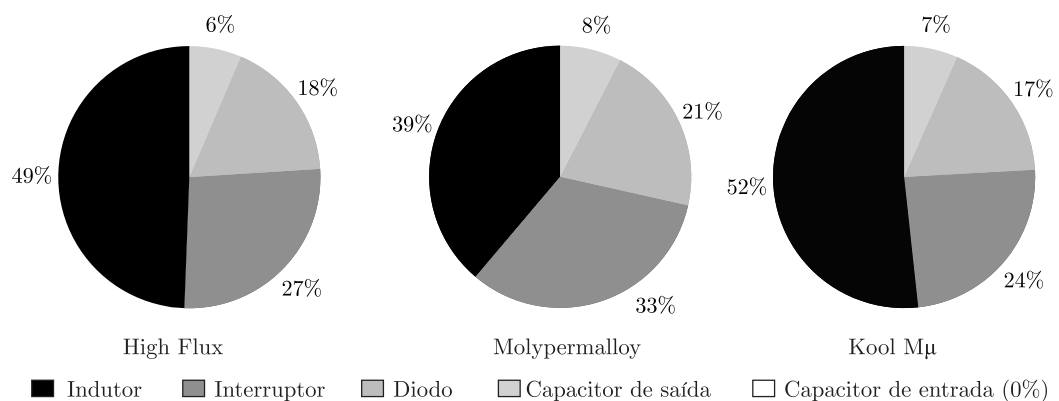
As perdas e volumes percentuais resultantes das soluções expostas na Tabela 6.1 são apresentadas nas figuras 6.36 e 6.37, respectivamente. Para garantir projetos com altos rendimentos, a metodologia selecionou componentes com alto desempenho em perdas, sem considerar o volume resultante destas soluções. Nesse caso, ao analisar o percentual volumétrico, percebe-se que grande impacto é proveniente do indutor, pois as soluções encontradas possuem densidade de corrente no condutor de 300 A/cm² (limite da variação de J pré-definido), tornando o indutor volumoso, devido à área de seção do condutor ser maior. Além disso, diferente das metodologias desenvolvidas anteriormente por Beltrame

(2017), Sartori (2013), não há o descarte do projeto em temperaturas superiores a 100°C, mas um arranjo magnético com maior volume é selecionado.

Tabela 6.1 – Comparativo de projetos ótimos selecionados pelo maior rendimento.

Parâmetros	Valores		
	<i>Molypermalloy</i>	<i>High Flux</i>	<i>Kool Mμ</i>
Tecnologia			
Rendimento (%)	98,19	97,93	97,92
Volume (cm ³)	145,16	170,65	217,9
Número de chaves	4	4	4
Perdas totais (W)	18,0428	20,6817	20,7358
ρ (W/cm ³)	6,8884	5,8601	4,588
f_s (kHz)	24	20	18
ΔI_L (%)	60	30	55
D	0,877	0,878	0,878
J (W/cm ²)	300	300	300
L (μ H)	0,14957	0,35881	0,21746
Permeabilidade do núcleo	60	60	26
Número de espiras	36	90	63
Núcleo selecionado	55617	58907	77735
Condutor selecionado	12×20AWG	10×19AWG	8×18AWG
Capacitância de entrada	-	-	-
Capacitância de saída	4×47 μ F	4×47 μ F	4×47 μ F
Interruptor	IPW60R017C7	IPW60R017C7	IPW60R017C7
Diodo	IDW40G65C5	IDW40G65C5	IDW40G65C5

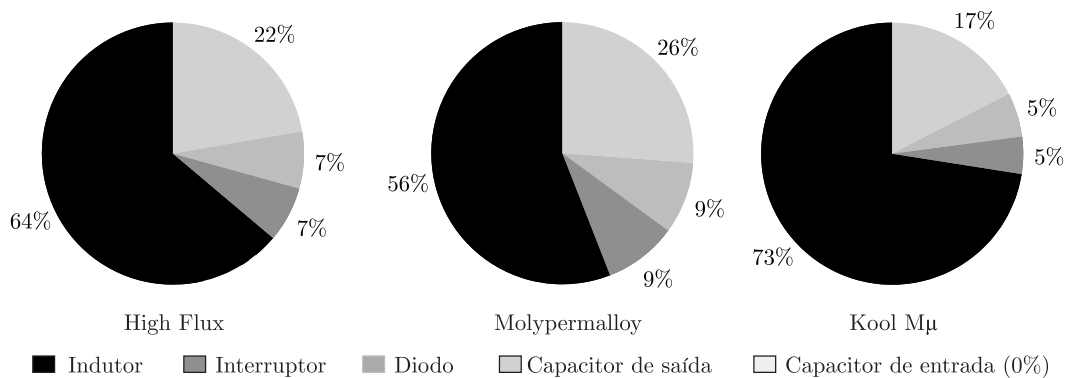
Figura 6.36 – Perdas percentuais em cada elemento resultantes da seleção pelo maior rendimento.



Fonte: Autor.

Um ponto interessante nestas soluções é baixa influência do volume dos semicondutores, visto que o paralelismo de chaves reduz o volume do dissipador. Com quatro chaves associadas em paralelo, o volume é similar ao dissipador do diodo. Isso, deve-se ao componente possuir resistência térmica de junção-encapsulamento maior que a chave ($0,8^{\circ}\text{C}/\text{W}$ para o diodo e $0,28^{\circ}\text{C}/\text{W}$ para a chave). Por mais que as perdas no diodo sejam menores, um volume maior do dissipador é necessário para transferir o calor produzido.

Figura 6.37 – Volumes percentuais em cada elemento resultantes da seleção pelo maior rendimento.

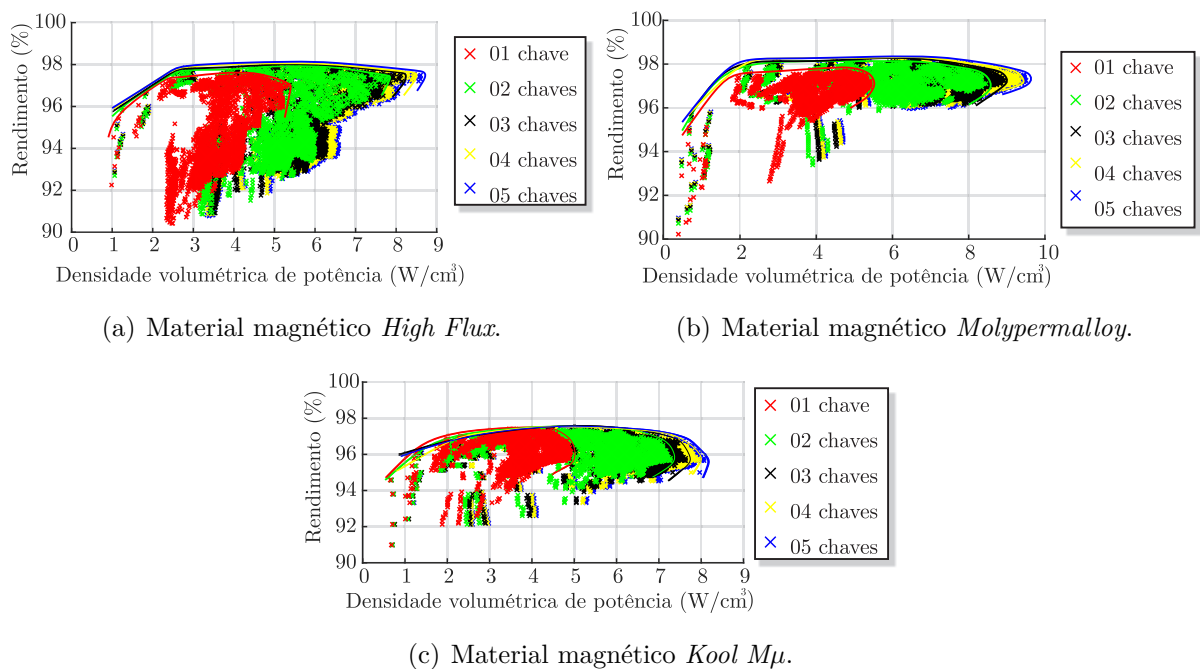


Fonte: Autor.

Ao associar chaves em paralelo ocorre a redução das perdas de condução, diminuindo o volume do dissipador necessário para arrefecimento dos semicondutores e aumentando a densidade volumétrica de potência do conversor. O comportamento das soluções a adição de chaves em paralelo é apresentado na Figura 6.38, junto a curva de Pareto-Ótima, nota-se que a associação de um número maior de componentes causa um aumento no rendimento e, mais significativamente, na densidade volumétrica de potência, devido à redução ser mais acentuada no volume do dissipador do que nas perdas totais do conversor.

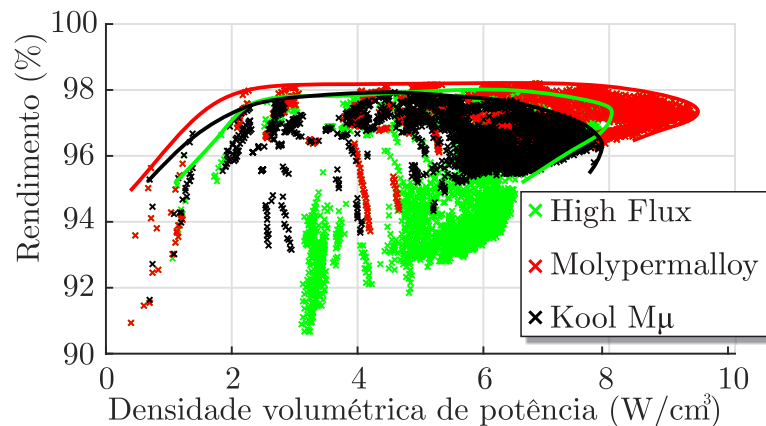
A metodologia calcula diferentes possibilidades e arranjos para encontrar as melhores soluções para a aplicação. Os projetos resultantes são expressos na Figura 6.39 e as soluções dos materiais *High Flux*, *Molypermalloy* e *Kool M μ* são comparadas. Juntamente, a fronteira de Pareto-Ótima é traçada, sendo essa a curva aproximada das melhores soluções para a aplicação (BELTRAME, 2017). Dentre as soluções apresentadas na Figura 6.39, existe um conjunto de soluções que possuem vantagens em relação ao rendimento, mas que não são melhores em densidade volumétrica de potência ou vice-versa. Os projetos utilizando o material MPP apresenta as melhores soluções para a aplicação em toda a curva de Pareto-Ótima.

Figura 6.38 – Fronteira de Pareto-ótima para o material magnético HF, MPP e *Kool M μ* a adição de chaves em paralelo.



Fonte: Autor.

Figura 6.39 – Fronteira de Pareto-ótima para diferentes materiais magnéticos.

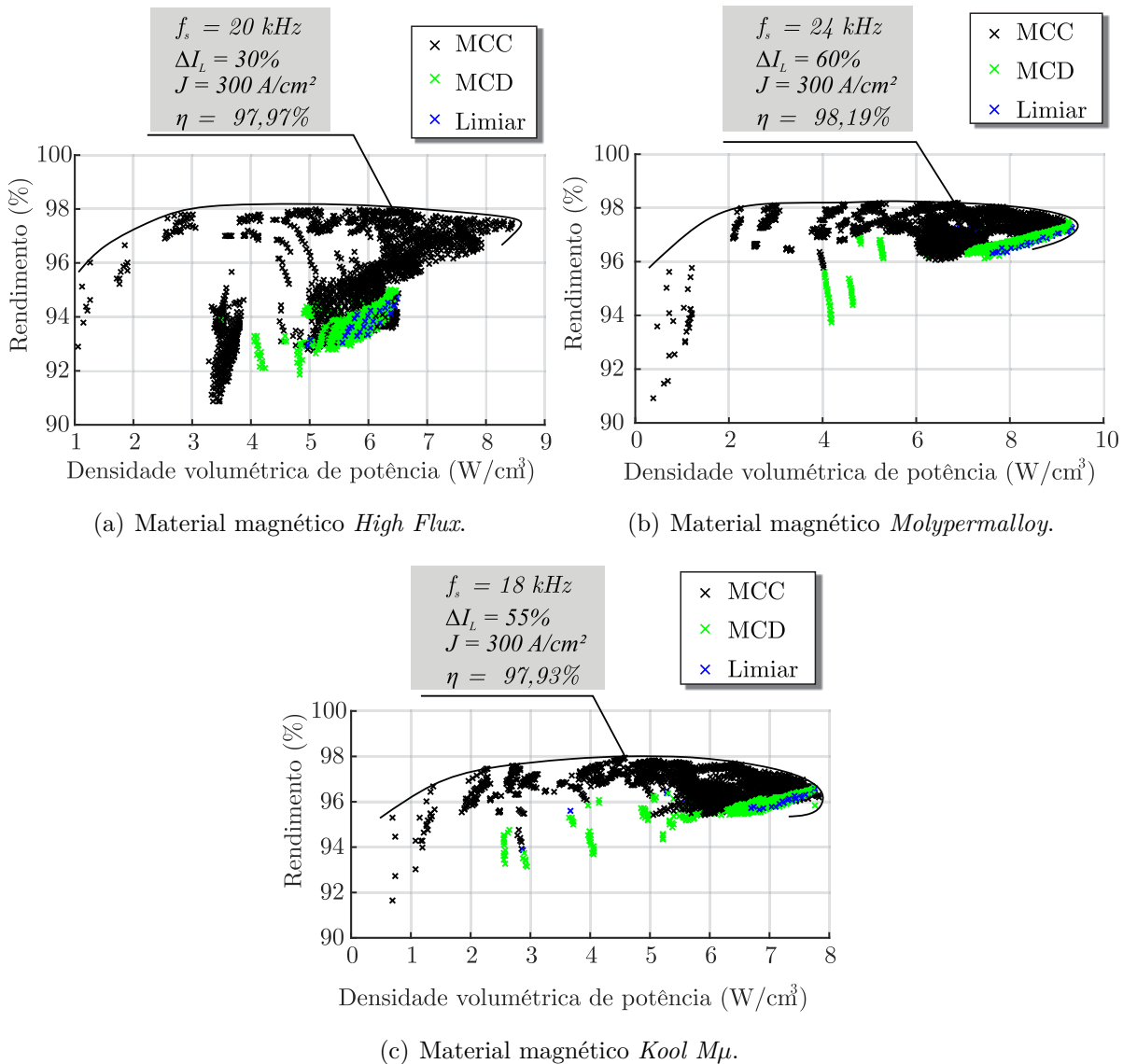


Fonte: Autor.

Na Figura 6.40 são destacadas as melhores soluções de cada material de acordo com o modo de condução do conversor (MCC, limiar e MCD). Os projetos com núcleos HF não apresentam soluções ótimas em outros modos de condução a não ser em MCC, pois sua utilização em altas variações na densidade de fluxo proporcionam volumes e perdas elevadas. No entanto, os demais materiais magnéticos apresentam bom desempenho e as soluções encontradas para os modos de condução descontínua e limiar exibem bons

resultados em relação à densidade de potência do conversor quando comparado ao MCC, tendo soluções junto a curva de Pareto-Ótima.

Figura 6.40 – Fronteira de Pareto-ótima para o material magnético HF, MPP e *Kool M μ* em relação aos modos de condução do conversor.



Fonte: Autor.

De acordo com a Figura 6.40, há soluções em modo de condução descontínua que podem ser utilizadas na aplicação, principalmente, para os materiais MPP e *Kool M μ* . Logo, aplicou-se a metodologia de projetos visando encontrar soluções com maior rendimento para o MCD, os resultados são apresentados na Tabela 6.2. Conforme já mencionado e apresentado na Figura 6.40, o projeto com material magnético *High Flux* apresenta rendimento e volume inferiores entre os núcleos analisados. O material MPP possui superioridade nas soluções tanto em volume quanto em rendimento, seguido pelo material *Kool M μ* .

Tabela 6.2 – Comparativo de projetos ótimos selecionados pelo maior rendimento em MCD.

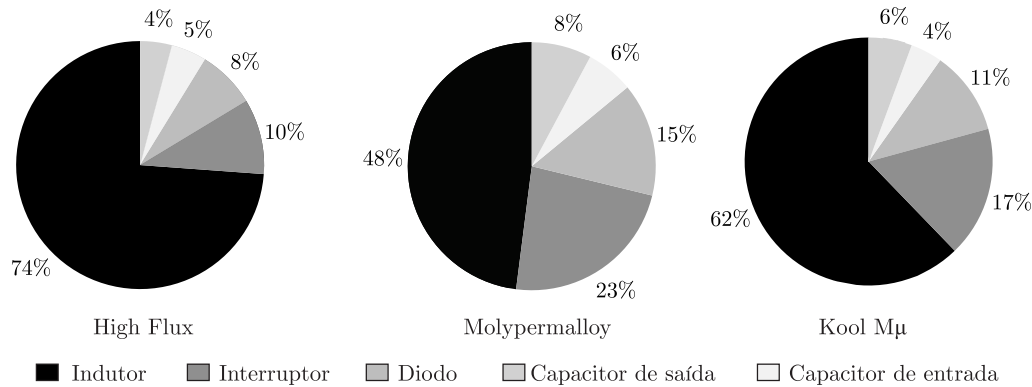
Parâmetros	Valores		
	<i>Molypermalloy</i>	<i>High Flux</i>	<i>Kool Mμ</i>
Tecnologia			
Rendimento (%)	97,50	95,01	96,66
Volume (cm ³)	107,92	157,34	131,71
Número de chaves	4	4	4
Perdas totais (W)	24,97	49,86	33,31
ρ (W/cm ³)	9,25	6,38	7,60
f_s (kHz)	28	18	28
ΔI_L (%)	220	210	205
J	300	300	300
D	0,84435	0,86155	0,86963
L (μ H)	34,671	54,879	36,83
Permeabilidade do núcleo	26	60	26
Numero de espiras	34	23	46
Núcleo selecionado	55111	2-58867	77868
Condutor selecionado	12×20AWG	8×18AWG	12×20AWG
Capacitância de entrada	4×22 μ F	4×33 μ F	4×22 μ F
Capacitância de saída	4×47 μ F	4×47 μ F	4×47 μ F
Interrupor	IPW60R017C7	IPW60R017C7	IPW60R017C7
Diodo	IDW40G65C5	IDW40G65C5	IDW40G65C5

As figuras 6.41 e 6.42 apresentam os percentuais de perdas e volume de cada solução selecionada pela metodologia da Tabela 6.2, respectivamente. Nas figuras, similarmente ao apresentado nas soluções pelo maior rendimento no MCC, grande parcela percentual das perdas e do volume são decorrentes do indutor, pois neste modo de operação as perdas provenientes do núcleo são superiores, ocasionadas pela maior variação da densidade de fluxo e, conseqüentemente, um volume maior é necessário para manter a temperatura no valor desejado. O material MPP por suportar menor variação de B apresenta menores perda e volume magnético.

Outro fator importante na otimização de conversores é o custo de implementação da topologia. Na Figura 6.43 são esboçados as soluções ótimas em rendimento, levando em consideração o custo do projeto (em dólar) para as três tecnologias de materiais magnéticos. Nessa figura, os pontos de menor custo estão próximos das regiões de maior rendimento. Por exemplo, o material MPP, para o projeto com menor custo, apresenta diferença de 1,01% no rendimento e US\$ 66,44 no custo para a solução com maior rendimento, enquanto o conversor com núcleo HF apresenta diferença de 1,25% para US\$

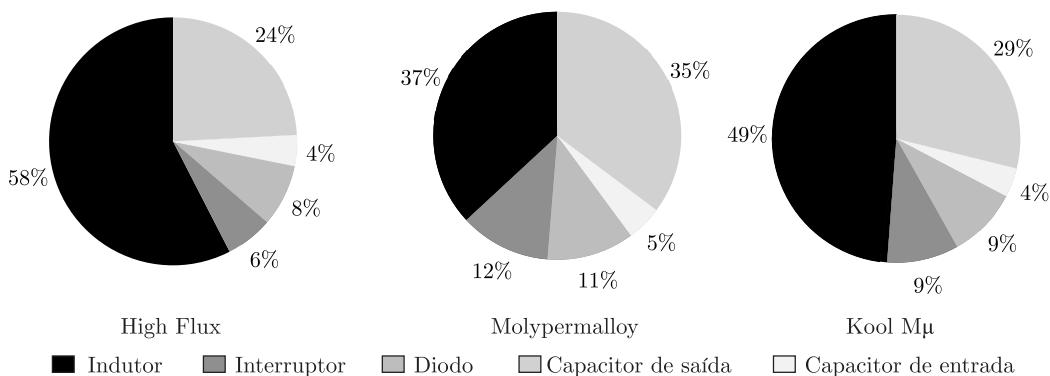
34,80 e com núcleo *Kool M μ* apresenta uma diferença percentual de 1,54% no rendimento para US\$ 30,90 no custo.

Figura 6.41 – Perdas percentuais em cada elemento resultantes da seleção pelo rendimento em MCD.



Fonte: Autor.

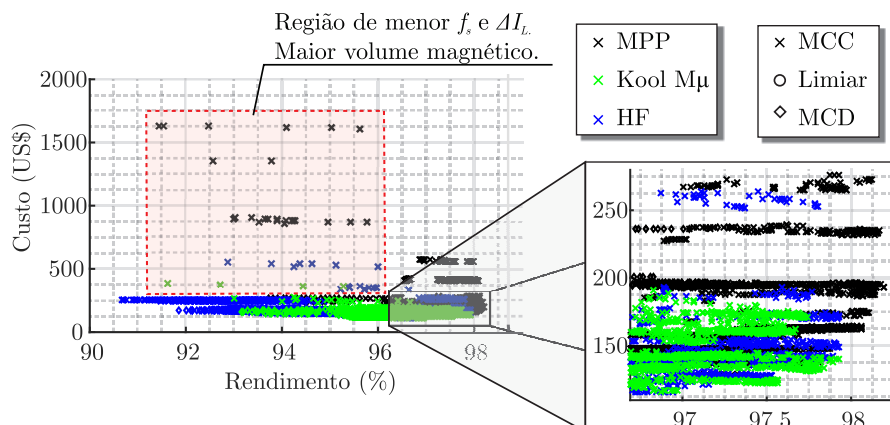
Figura 6.42 – Volumes percentuais em cada elemento resultantes da seleção pelo rendimento em MCD.



Fonte: Autor.

Estas proximidade das soluções custo/rendimento estão relacionadas ao número elevado de chaves e ao indutor ser praticamente o único elemento a contribuir para variação no custo do projeto. Ainda, as soluções com custo elevado estão associadas diretamente com o ponto de operação do conversor. Por exemplo, em menores $f_s @ \Delta I_L @ J$ resultam em projetos com elevados volumes magnéticos, causando um aumento no custo total do conversor, principalmente para o núcleo *Molypermalloy* cujo o valor deste material é superior em relação aos demais. Nessas soluções, O material *Kool M μ* apresentou os menores custos. As soluções expostas Figura 6.43 relaciona apenas o custo do componente e não leva em consideração valores adicionais, como: tributação, transporte, circuito de acionamento e PCB.

Figura 6.43 – Relação entre o rendimento e custo total do conversor para os três materiais magnéticos estudados.



Fonte: Autor.

As soluções selecionadas pelo maior rendimento, a metodologia prioriza a seleção de componentes eficientes em perdas, sem levar em consideração o volume resultante do conversor. Desse modo, projetos com elevados rendimentos são alcançados, porém com volume acentuado, principalmente no indutor do conversor, sendo superior a 50% do projeto para soluções encontradas anteriormente. Logo, para buscar diminuir o volume, outra proposta de seleção será analisada, a qual irá priorizar o volume total do conversor e analisar o impacto dessa escolha sobre o rendimento.

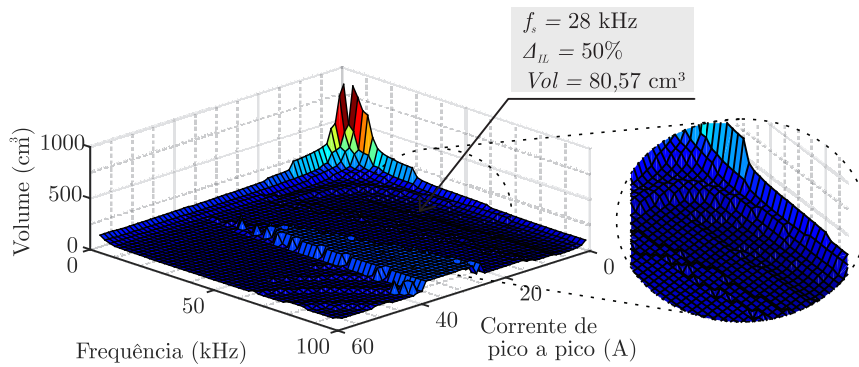
6.1.4 Seleção do projeto considerando o volume do conversor

Os projetos priorizando o menor volume do conversor serão apresentados nessa seção para os diferentes materiais magnéticos. As figuras 6.44, 6.45 e 6.46 apresentam o volume total resultante do conversor *Boost*, considerando a seleção dos componentes através do menor volume para os materiais *High Flux*, *Molypermalloy* e *Kool Mμ*, respectivamente. Ainda, nas figuras são enfatizados os pontos de operação do conversor com menor volume.

Diferentemente dos resultados apresentados em trabalhos anteriores, que abordam a otimização do conversor *Boost* convencional, como: em Beltrame (2017) e Sartori (2013), o volume do conversor não aumenta significativamente em alta frequência, pois o mecanismo de transferência de calor dos semicondutores é menor devido ao paralelismo de chaves. Nesse caso, com o alto ganho do conversor, o diodo possui baixo tempo de condução e a seleção de dispositivos com tecnologia SiC proporcionam reduzidas perdas, possuindo baixo volume do dissipador em altas frequências. Por outro lado, as perdas totais na chave com o paralelismo são reduzidas quando comparada a uma única chave

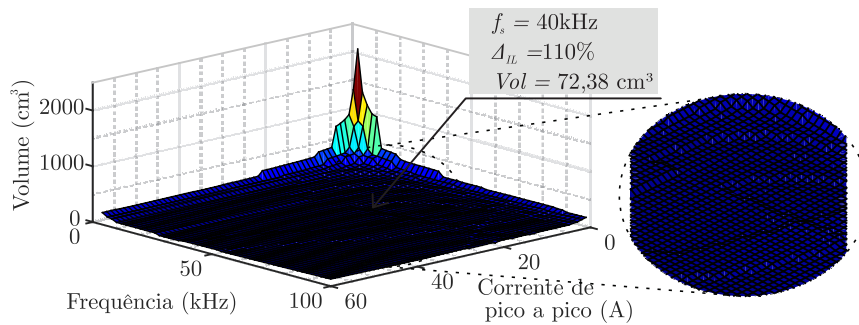
em alta frequência, tornando menor o volume do dissipador, conforme demonstrou a Figura 6.38. Mesmo possuindo baixa influência, estes semicondutores limitam a seleção de pontos em elevadas frequências, o que proporcionaria ao projeto um volume magnético menor.

Figura 6.44 – Volume resultante do conversor para o material magnético *High Flux*.



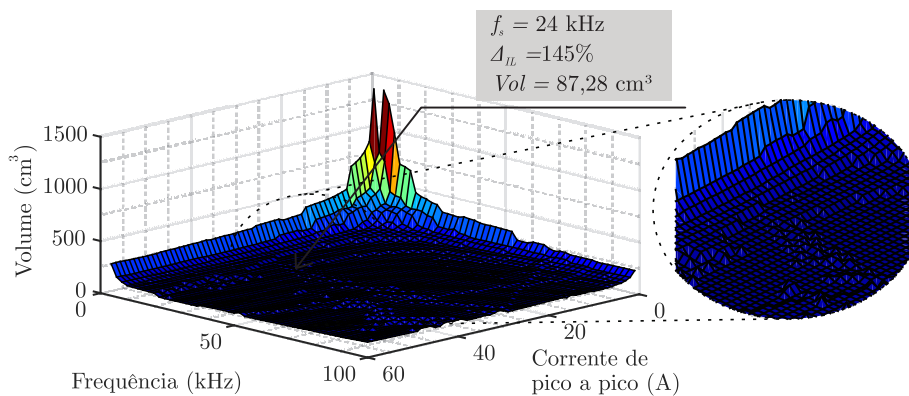
Fonte: Autor.

Figura 6.45 – Volume resultante do conversor para o material magnético *Molypermalloy*.



Fonte: Autor.

Figura 6.46 – Volume resultante do conversor para o material magnético *Kool Mμ*.



Fonte: Autor.

A Tabela 6.3 apresenta um comparativo dos projetos ótimos destacados nas figuras 6.44, 6.45 e 6.46. Estes resultados mostram grande similaridade nos pontos de frequência selecionadas pelo maior rendimento, devido à limitação imposta pelos volumes dos semicondutores. No entanto, de modo a minimizar o volume do indutor os pontos de ΔI_L e J aumentaram, para ondulações de corrente maiores, menor será a indutância e o núcleo selecionado pela metodologia. Por outro lado, em densidades de corrente elevadas, a área de seção do condutor e volume ocupado pelo enrolamento são menores. Contudo, o aumento nesses dois parâmetros penalizam as perdas do indutor, prejudicando o rendimento. Os filtros capacitivos de entrada e saída possuem apenas um capacitor, aumentando a perda associada a esse elemento. Desse modo, os resultados obtidos possuem rendimentos inferiores aos apresentados anteriormente, porém com maior densidade volumétrica de potência e com rendimentos próximos aos alcançados anteriormente, exceto pelo material *Kool M μ* com diferença de 2,64%.

Tabela 6.3 – Comparativo de projetos ótimos selecionados pelo menor volume.

Parâmetros	Valores		
	<i>Molypermalloy</i>	<i>High Flux</i>	<i>Kool Mμ</i>
Tecnologia			
Rendimento (%)	96,89	97,03	95,28
Volume (cm ³)	72	80,5750	87,280
Número de chaves	4	4	4
Perdas totais (W)	31,0953	29,6857	47,1915
ρ (W/cm ³)	14	12,3600	11,270
f_s (kHz)	40	28	24
ΔI_L (%)	110	50	145
J (A/cm ²)	500	500	500
D	0,878	0,878	0,879
L (μ H)	48,8	153	61,22
Permeabilidade do núcleo	60	60	40
Numero de espiras	31	64	38
Núcleo selecionado	55716	57110	2-77721
Condutor selecionado	11 \times 22AWG	7 \times 20AWG	8 \times 18AWG
Capacitância de entrada	1 \times 33 μ F	-	1 \times 68 μ F
Capacitância de saída	1 \times 47 μ F	1 \times 47 μ F	1 \times 47 μ F
Interruptor	IPW60R017C7	IPW60R017C7	IPW60R017C7
Diodo	IDW40G65C5	IDW40G65C5	IDW40G65C5

A solução com o material *High Flux* proporcionou um projeto com alta eficiência, pois o ponto de operação selecionado está em baixa ΔI_L , proporcionando menores perdas

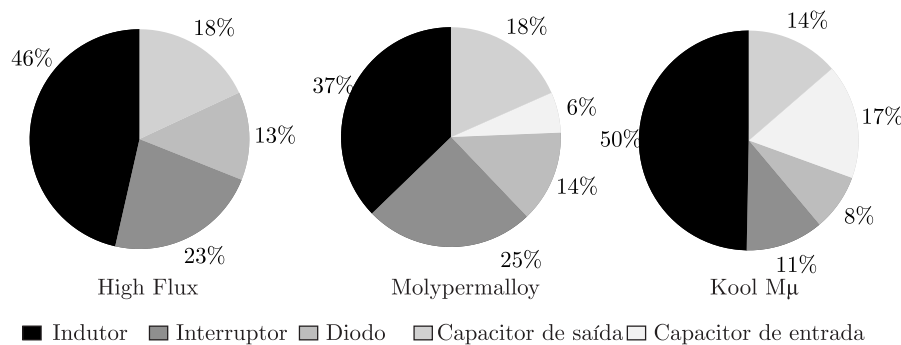
no núcleo e nos demais componentes do conversor, devido à menor corrente eficaz e pela não necessidade do filtro de entrada ($\Delta I_L < 60\%$). Essa escolha ocorre devido ao material HF apresentar consideráveis perdas em elevadas frequências e ondulações de corrente, vide Figura 6.18, causando uma elevação na temperatura do indutor e, conseqüentemente, tornando necessário o uso de núcleos com maior área de superfície para manter o valor abaixo de 100°C . Nessa análise, o próprio volume do indutor influenciou a escolha de pontos com menor f_s e ΔI_L , aproximando as regiões de maior eficiência e menores volumes, conforme as figuras 6.33 e 6.44, respectivamente.

Para os demais núcleos esse limitante em temperatura não é tão visível, visto que estes materiais possuem desempenhos superiores em elevadas f_s e ΔI_L ao *High Flux*. Essa característica proporciona escolhas por ΔI_L superiores que reduzem o volume do indutor, porém com aumento das perdas. Logo, a seleção de ΔI_L maiores fica restringida apenas pelo aumento do filtro de entrada e pelos dissipadores. Desse modo, a metodologia encontra o ponto em que os pesos destes elementos sejam os menores possíveis, isto é, seleciona-se o ponto de operação onde o somatório destes volumes dê o menor valor.

Com o auxílio das figuras 6.47 e 6.48, a distribuição percentual das perdas e volumes das soluções selecionadas são novamente analisadas. Nessa forma de seleção, as perdas relacionadas ao indutor representam maior parcela percentual em relação as perdas totais (aumento de ΔB). A elevação da frequência proporciona o aumento das perdas de comutação nos semicondutores, causando uma elevação no volume dos dissipadores.

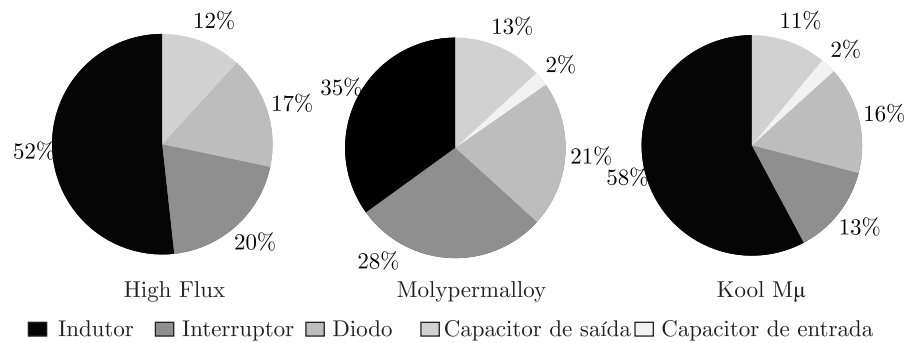
Por fim, a seleção de pontos em frequências e ondulações de corrente elevadas proporcionou a redução no volume do indutor. Ainda, constatou-se que esta redução não é mais significativa devido às perdas de chaveamento nos semicondutores e pelo volume do filtro capacitivo de entrada, os quais limitam a elevação da frequência e ondulação de corrente.

Figura 6.47 – Perdas percentuais em cada elemento resultantes da seleção pelo menor volume.



Fonte: Autor.

Figura 6.48 – Volumes percentuais em cada elemento resultantes da seleção pelo menor volume.



Fonte: Autor.

6.1.5 Análises do conversor *Boost* convencional operando em alto ganho

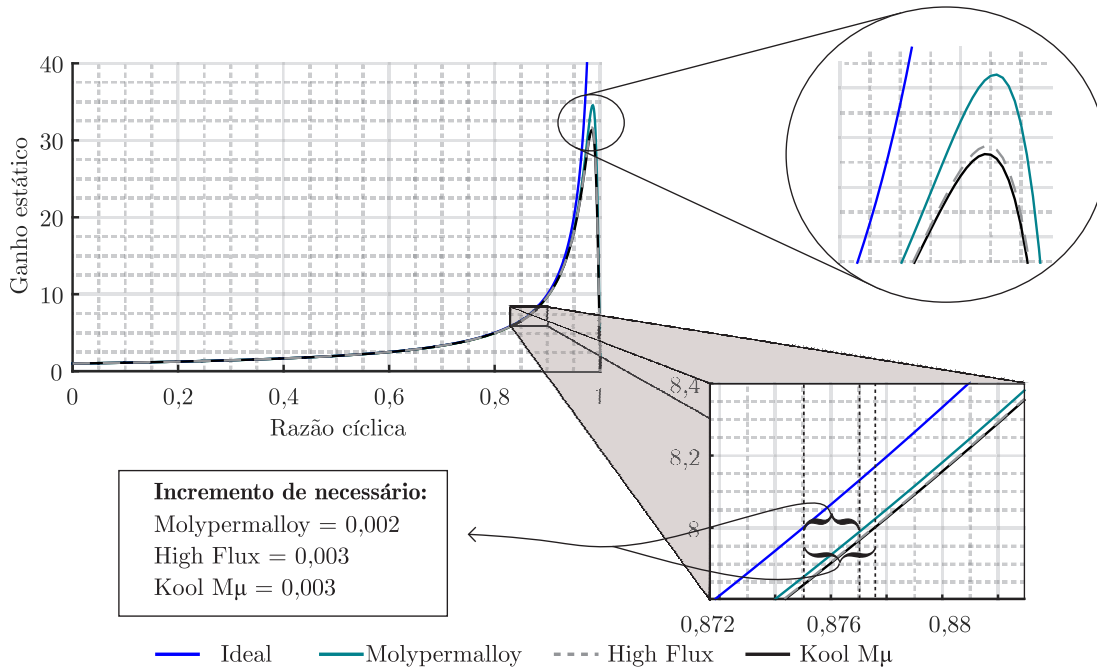
Após expor e analisar as diferentes condições de operação, resultados e técnicas de redução das resistências séries é exposto na Figura 6.49 o ganho estático do conversor em MCC. Juntamente, a compensação de razão cíclica necessária para obter a tensão de saída pré-definida com base nos projetos selecionados anteriormente pela metodologia para o maior rendimento na Tabela 6.1. As resistências séries obtidas para cada componente são definidas na Tabela 6.4 a seguir, as quais são utilizadas junto a equação (3.44), que define o ganho efetivo do conversor em MCC, para obter as curvas teóricas. Vale lembrar, que a solução selecionada já é projetada considerando a compensação de razão cíclica, isto é, o dimensionamento do conversor é feito considerando as condições de operação para o valor de D efetivo, assegurando que para aquele ponto, o conversor atinja o ganho necessário.

Nestes resultados, o material *Molypermalloy*, por possuir maior rendimento, necessitou de menor incremento de razão cíclica (0,002). Enquanto que, os demais materiais apresentaram rendimentos inferiores e necessitaram maior compensação de D , cerca de 0,003 acima dos 0,875 necessários em caso ideal. Em uma primeira análise, o valor de compensação de razão cíclica representa ser baixo, entretanto esse valor equivale a aproximadamente 7 e 10 V na tensão de saída, respectivamente.

Além disso, a metodologia analisou a operação nos modos de condução descontínua e crítica. Porém, o modo de condução crítica não traz vantagens ao conversor, pois além do aumento nas perdas totais, a razão cíclica permanece igual ao MCC. Contudo, o MCD apresenta redução da razão cíclica do conversor *Boost*, tornando a análise deste modo de operação interessante, pois pode-se operar em alto ganho com menor valor de D . Estas soluções foram apresentadas, anteriormente, na Tabela 6.2 e suas respectivas resistências séries na Tabela 6.4 a seguir. A partir disso, as curvas de ganho estático do conversor

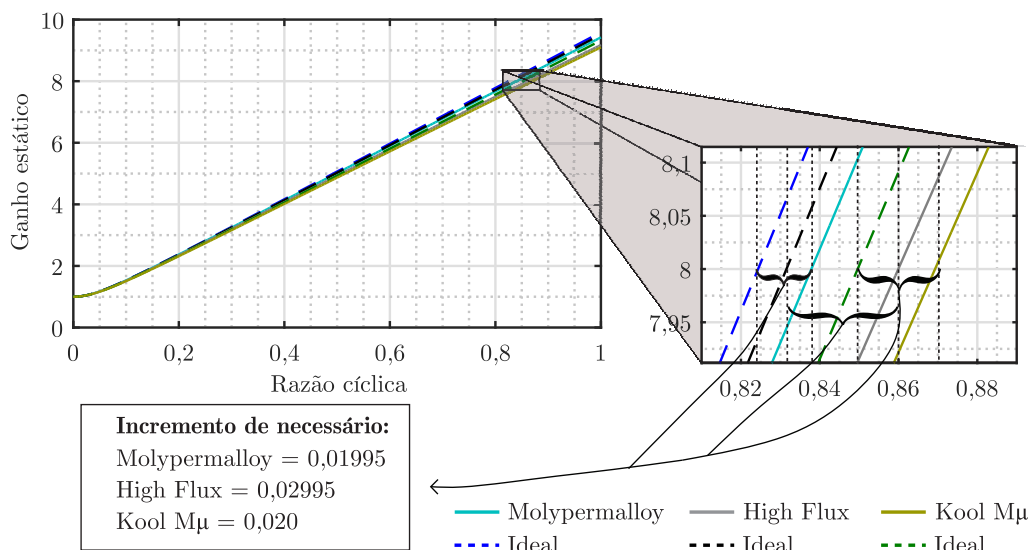
juntamente com a compensação de razão cíclica para os diferentes materiais magnéticos são expostas na Figura 6.50, obtidas através da equação (3.68).

Figura 6.49 – Ganho estático do conversor *Boost* convencional com compensação da razão cíclica em MCC para os três materiais magnéticos.



Fonte: Autor.

Figura 6.50 – Ganho estático do conversor *Boost* convencional com compensação da razão cíclica em MCD para os três materiais magnéticos.



Fonte: Autor.

Com a análise destas resistências expostas na Tabela 6.4, percebe-se que o componente que apresenta maior diferença em relação aos demais elementos é o indutor. O material MPP por apresentar menores perdas, possui menor resistência série em relação aos demais materiais magnéticos nos dois modos de condução, refletindo em uma menor compensação de razão cíclica para alcançar o ganho de tensão necessário, conforme demonstrado nas figuras 6.49 e 6.50. Dessa forma, a partir das soluções obtidas através da metodologia, seleção adequada de componentes e aplicação de técnicas que minimizem as resistências série fica evidenciado a utilização do conversor *Boost* convencional para aplicações que exijam alto ganho de tensão.

Tabela 6.4 – Resistência série dos componentes selecionados para o MCC e MCD pelo maior rendimento.

Modo de condução contínua				
Parâmetros	Valor			Unidade
Material magnético	MPP	HF	<i>Kool Mμ</i>	-
Resistência do indutor	17,203	24,289	25,062	mΩ
Resistência da chave	15,837	14,991	13,408	mΩ
Resistência do diodo	74,487	73,927	71,916	mΩ
Resistência do capacitor	30,6	31,02	31,23	mΩ
Modo de condução descontínua				
Parâmetros	Valor			Unidade
Material magnético	MPP	HF	<i>Kool Mμ</i>	-
Resistência do indutor	19,702	58,978	35,179	mΩ
Resistência da chave	10,993	9,038	11,106	mΩ
Resistência do diodo	51,748	51,616	52,752	mΩ
Resistência do capacitor	30,295	31,233	30,295	mΩ

6.2 ANÁLISE DO CONVERSOR *BOOST CASCADED*

Nessa seção serão apresentados os resultados simulados pela metodologia proposta para análise do rendimento e volume do conversor *Boost Cascaded*. Na Figura 6.51 é apresentado o comportamento da razão cíclica nos dois estágios do conversor sob variação da tensão intermediária e da ondulação de corrente nos indutores de entrada e intermediário.

As ondulações de correntes representadas nessa figura e nas demais a seguir, referem-se ao valor percentual de pico a pico. Assim, em 200%, os estágios do conversor estão em modo de condução crítica e para valores superiores o conversor está operando

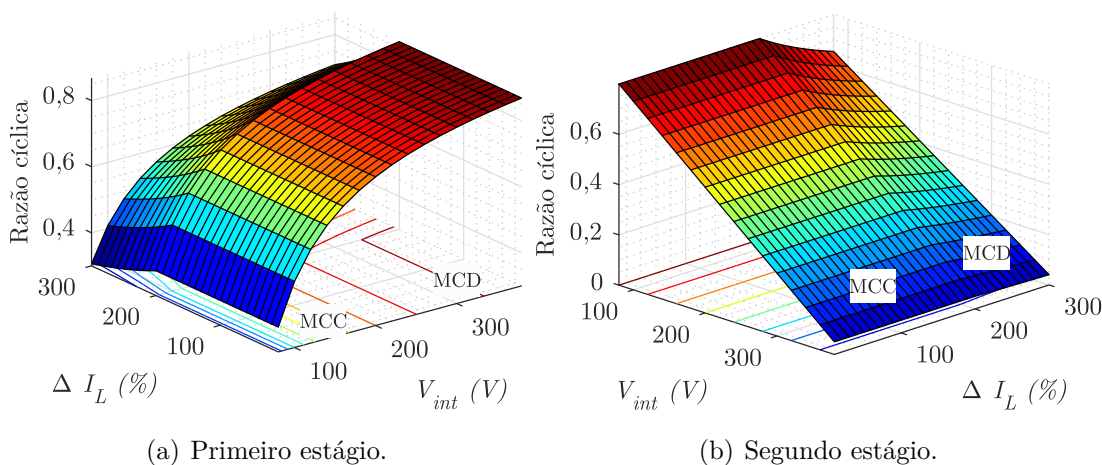
em MCD, reduzindo a razão cíclica, conforme Figura 6.51. Além disso, a medida que a tensão intermediária aumenta, os ganhos de cada estágio se modificam, alterando a razão cíclica, ou seja, elevando-a no primeiro estágio e diminuindo-a no segundo.

6.2.1 Análise do conversor *Boost Cascaded* pelo maior rendimento

Conforme Huber e Jovanovic (2000), em elevadas potências, tipicamente acima de 1000W-1500W, uma alternativa para minimizar os esforços nos componentes devido à alta corrente é a utilização de chaves em paralelo no primeiro estágio do conversor *Boost Cascaded*, esse emprego proporciona além da redução nos esforços do componente uma elevação no rendimento do conversor. Em vista disso, a metodologia de projeto busca aplicar esta técnica no conversor, visando aumentar o rendimento e a densidade volumétrica de potência.

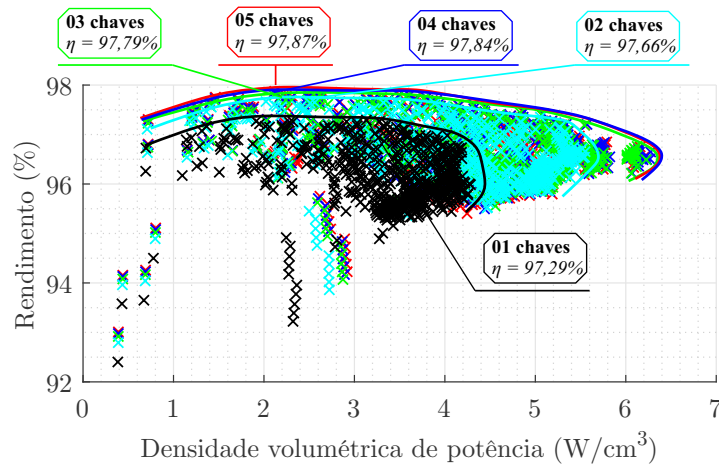
O comportamento a adição de chaves em paralelo no primeiro estágio do conversor *Boost Cascaded* é apresentado na Figura 6.52. Estas soluções relacionam o rendimento global com a densidade volumétrica de potência do conversor, juntamente, a curva de Pareto-Ótimo é traçada. A adição de duas chaves provoca um aumento na eficiência e mais significativamente na densidade volumétrica de potência ($\approx 4,3 \text{ W/cm}^3$ para $\approx 5,7 \text{ W/cm}^3$). Contudo, a adição de um número maior de chaves não trás soluções com maior rendimento ou densidade de potência, pois as soluções ótimas para 3, 4 e 5 transistores são próximas em relação as curvas de Pareto-Ótima; não possuindo um ganho expressivo no rendimento ou na densidade de potência, mas apenas um custo adicional em semicondutores e circuitos de acionamento.

Figura 6.51 – Comportamento da razão cíclica para os dois estágios do conversor *Boost Cascaded*.



Fonte: Autor.

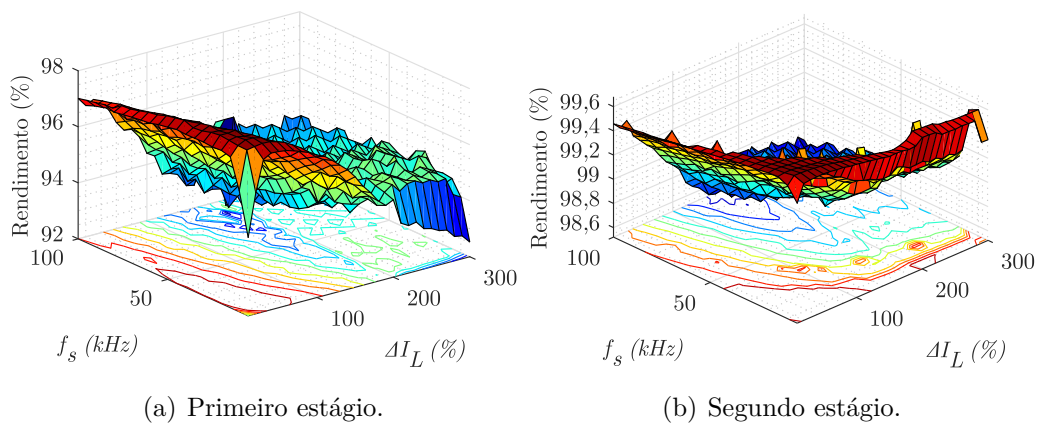
Figura 6.52 – Curvas de Pareto-Ótima a associação de chaves em paralelo no primeiro estágio do conversor *Boost Cascaded* para o material magnético MPP.



Fonte: Autor.

Assim, para a análise dos resultados apresentados a seguir, considerou-se a associação de duas chaves em paralelo no primeiro estágio do conversor. Para o segundo estágio esta análise não se faz necessário, pois a reduzida corrente que circula por este elemento torna suas perdas pequenas, sem um aumento significativo no rendimento ou na densidade volumétrica de potência do conversor. Esta afirmação fica evidente nas figuras 6.53, 6.54 e 6.55, as quais apresentam o rendimento resultante para cada estágio do conversor para variações de frequência e ondulação de corrente nos seus respectivos indutores para os diferentes materiais magnéticos. O rendimento no segundo estágio é superior ao primeiro, devido ao menor esforço e ganho exigido, pois a tensão intermediária selecionada está no limite pré-estabelecido pela metodologia ($V_{int} = 380 V_{CC}$).

Figura 6.53 – Comportamento do rendimento nos dois estágios do conversor para o material magnético *High Flux*.

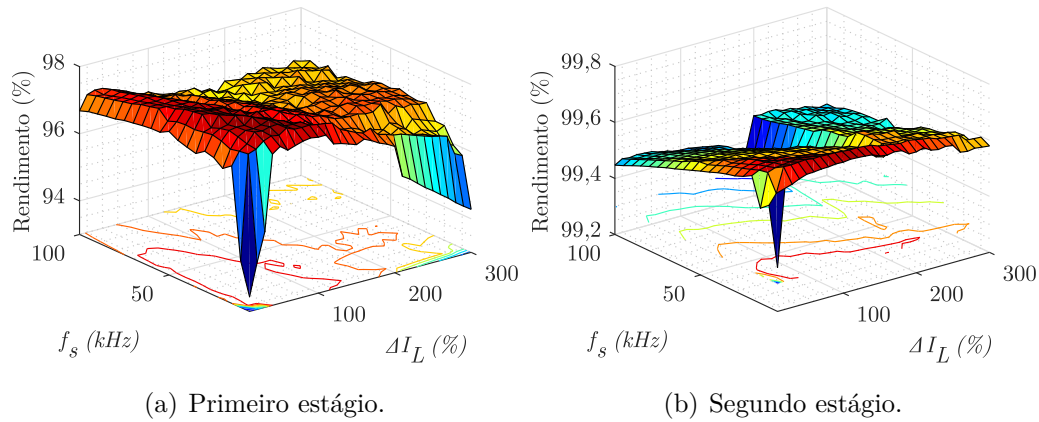


(a) Primeiro estágio.

(b) Segundo estágio.

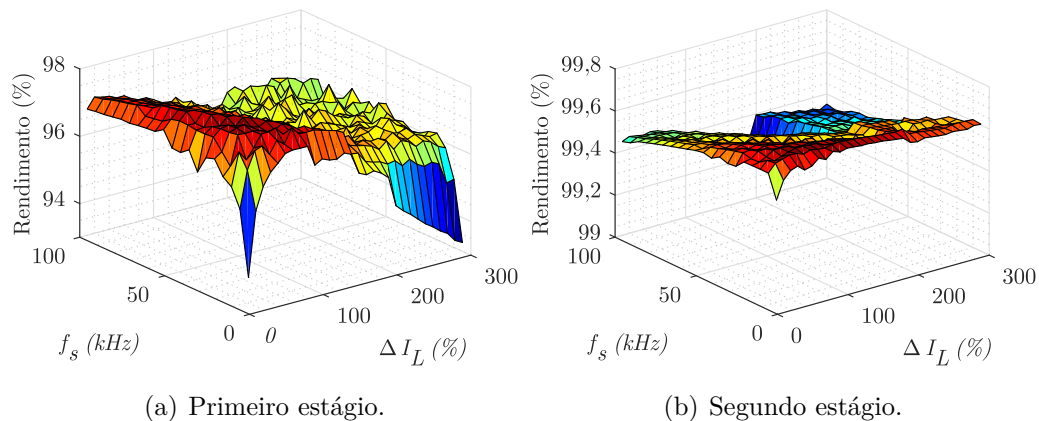
Fonte: Autor.

Figura 6.54 – Comportamento do rendimento nos dois estágios do conversor para o material magnético *Molypermalloy*.



Fonte: Autor.

Figura 6.55 – Comportamento do rendimento nos dois estágios do conversor para o material magnético *Kool Mμ*.



Fonte: Autor.

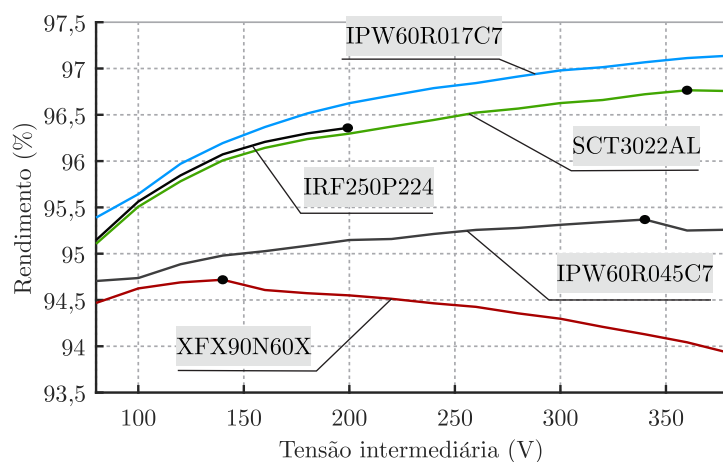
A escolha da tensão intermediária no limite de operação do conversor está relacionada com a seleção de componentes feita pela metodologia, a qual prioriza dispositivos eficientes em perdas. Ao analisar o conversor *Boost Cascaded*, os semicondutores apresentam maior influência nas perdas sob variação da tensão intermediária, a chave por ser proporcional a razão cíclica e o diodo por ter seu tempo de condução proporcional ao complemento de D .

A medida que a tensão intermediária se eleva, as perdas totais na chave aumentam, devido ao produto de $DT_s R_{SW}$. No entanto, esta elevação não é significativa quanto a redução das perdas dos demais componentes, seja ela pela tecnologia do transistor (baixa resistência de condução e baixas capacitâncias parasitas) ou pela adição de chaves em paralelo. Esta análise é melhor verificada na Figura 6.56, o qual mostra o rendimento total

do conversor para as diferentes tecnologias de chaves a variação da tensão intermediária, considerando uma única chave no primeiro estágio.

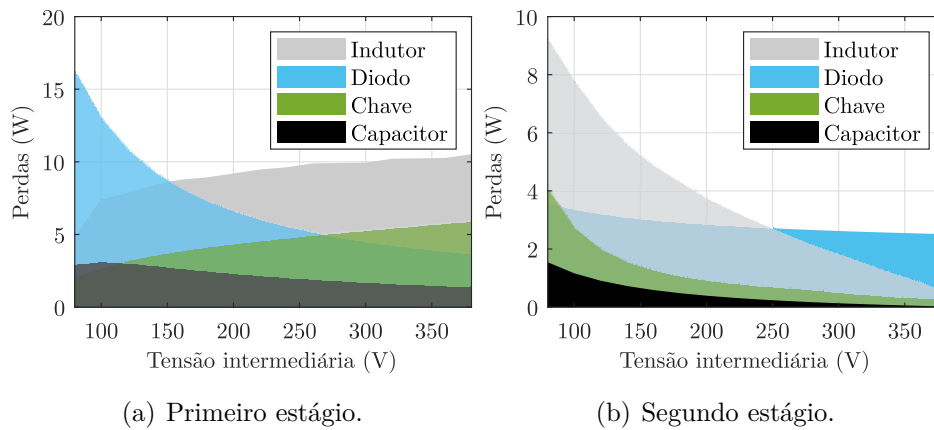
A chave *CoolMOS* IPW60R017C7 por possuir reduzida resistência de condução aliada às baixas capacitâncias parasitas, tem seu rendimento máximo no limite de V_{int} , o mesmo comportamento é verificado para o componente IRF250P224, limite máximo definido de $200 V_{CC}$, chave de menor tensão ($250 V_{CC}$). Os demais semicondutores possuem menor desempenho em perdas e tem seu ponto de tensão intermediária reduzido. Isso é evidente para o dispositivo XFX90N60X da fabricante Vishay *Semiconductors* em que suas altas perdas limitam V_{int} em $140 V_{CC}$, ponto de maior rendimento do conversor. Entretanto, com as tecnologias presentes no banco de dados e a seleção de dispositivos com baixas perdas aliadas ao paralelismo de transistores, a seleção da tensão intermediária fica no limite de seu valor.

Figura 6.56 – Comportamento do rendimento máximo do conversor a variação da tensão intermediária para diferentes transistores.

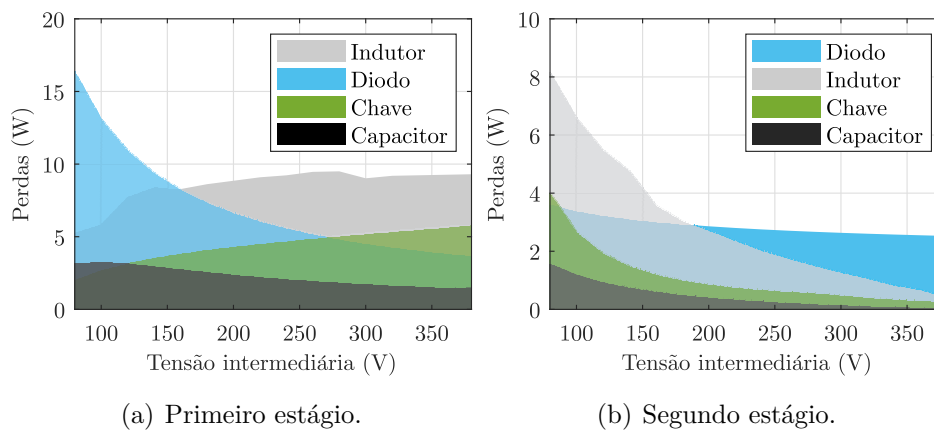


Fonte: Autor.

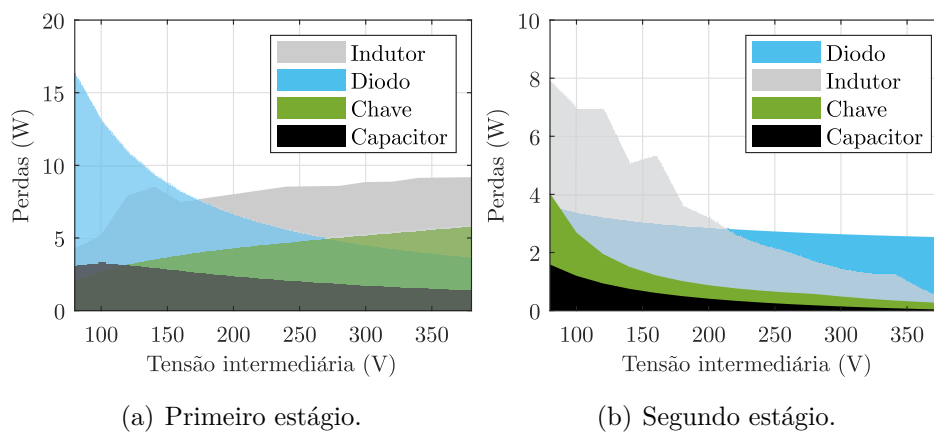
Nas figuras 6.57, 6.58 e 6.59 são apresentadas as perdas nos componentes sob variação da tensão intermediária do conversor *Boost Cascaded*. De acordo com as figuras, a chave e o indutor são responsáveis pelo aumento nas perdas relacionadas ao primeiro estágio, enquanto que os demais componentes do conversor apresentam redução das perdas. No segundo estágio, a diminuição das perdas são ocasionadas pela redução das correntes que circulam pelos elementos, decorrentes do aumento da tensão intermediária. Conforme as figuras, o capacitor do primeiro estágio apresenta redução das perdas ao aumento da tensão intermediária ocasionadas pela diminuição da corrente eficaz e de sua capacitância, conforme equação (3.95).

Figura 6.57 – Perdas nos componentes com núcleo MPP a variação da V_{int} .

Fonte: Autor.

Figura 6.58 – Perdas nos componentes com núcleo MPP a variação da V_{int} .

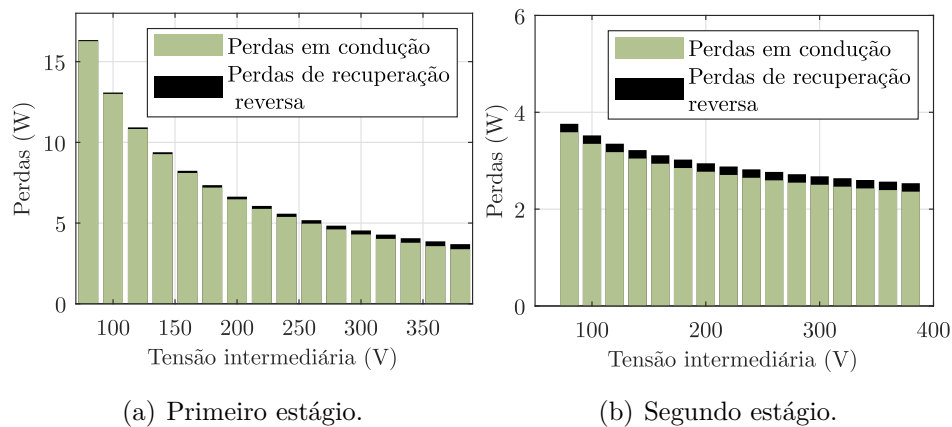
Fonte: Autor.

Figura 6.59 – Perdas nos componentes com núcleo *Kool Mμ* a variação da V_{int} .

Fonte: Autor.

Para o diodo, seu tempo de condução diminui com a elevação da V_{int} , reduzindo as perdas por condução e aumentando por recuperação reversa para o primeiro estágio do conversor *Boost Cascaded*, conforme Figura 6.60(a). Contudo, as perdas por recuperação reversa não são significativas, pois a tecnologia selecionada pela metodologia é de SiC. Por outro lado, no segundo estágio, as perdas no diodo diminuem devido à menor corrente mesmo este apresentado maior tempo de condução, conforme a Figura 6.60(b).

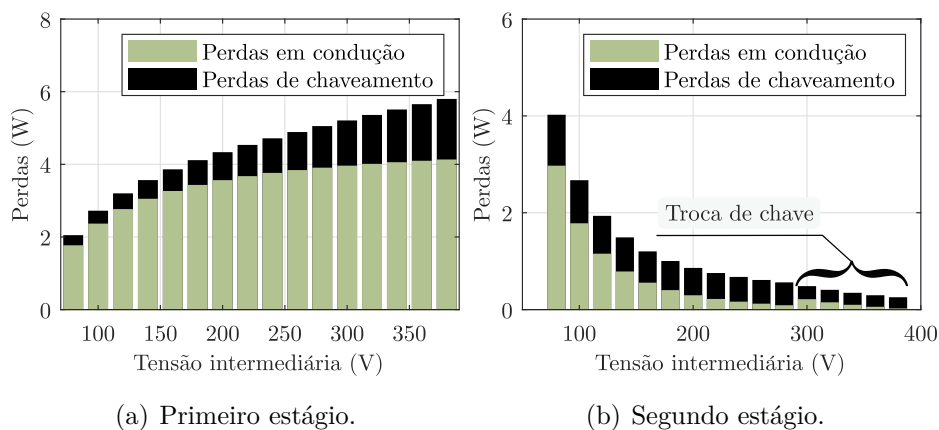
Figura 6.60 – Perdas no diodo para os dois estágios do conversor sob variação da V_{int} .



Fonte: Autor.

No primeiro estágio do conversor a elevação da tensão intermediária provoca um aumento nas perdas de chaveamento (aumento da tensão sobre a chave) e por condução, conforme a Figura 6.61(a). Por outro lado, no segundo estágio, a chave reduz suas perdas exponencialmente com o aumento da tensão intermediária, pois a corrente que circula por este dispositivo é menor, conforme Figura 6.61(b). O aumento das perdas por condução em 300 V_{CC} é ocasionado pela troca da chave selecionada pela metodologia.

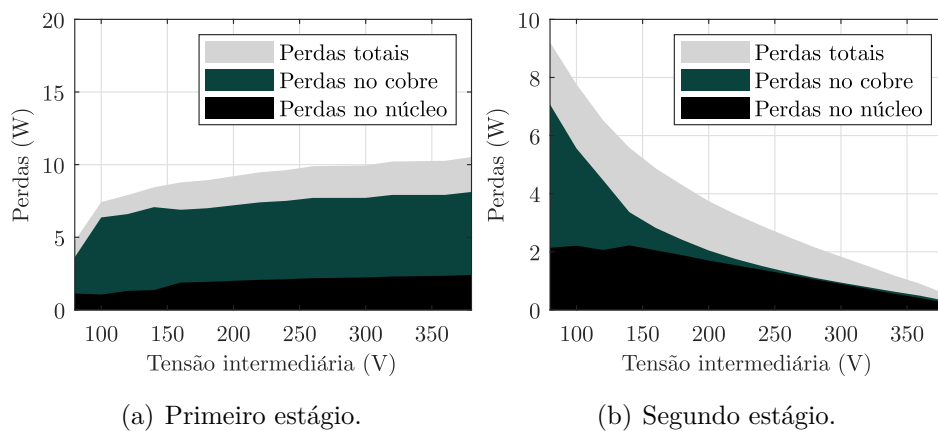
Figura 6.61 – Perdas na chave para os dois estágios do conversor sob variação da V_{int} .



Fonte: Autor.

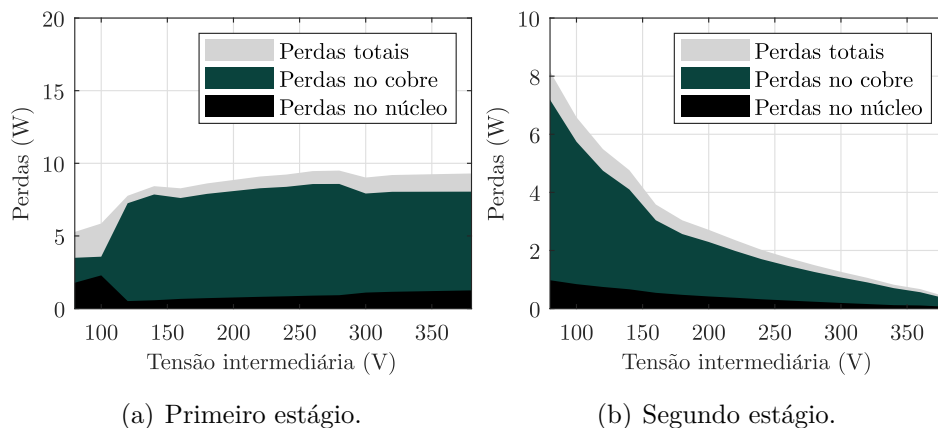
De acordo com a Figura 6.59, os indutores do conversor *Boost Cascaded* apresentam comportamento distintos a elevação da tensão intermediária, aumentando as perdas no primeiro e diminuindo-as no segundo estágio, conforme figuras 6.64, 6.63 e 6.64. Esse comportamento está relacionado com a razão cíclica de ambos os estágios do conversor, pois a indutância é proporcional a razão cíclica e a tensão de entrada ou intermediária, conforme apresentado na equação (3.93). Conseqüentemente, para indutâncias pequenas, o núcleo magnético selecionado é menor.

Figura 6.62 – Perdas nos indutores do conversor para o núcleo magnético HF sob variação da V_{int} .



Fonte: Autor.

Figura 6.63 – Perdas nos indutores do conversor para o núcleo magnético MPP sob variação da V_{int} .

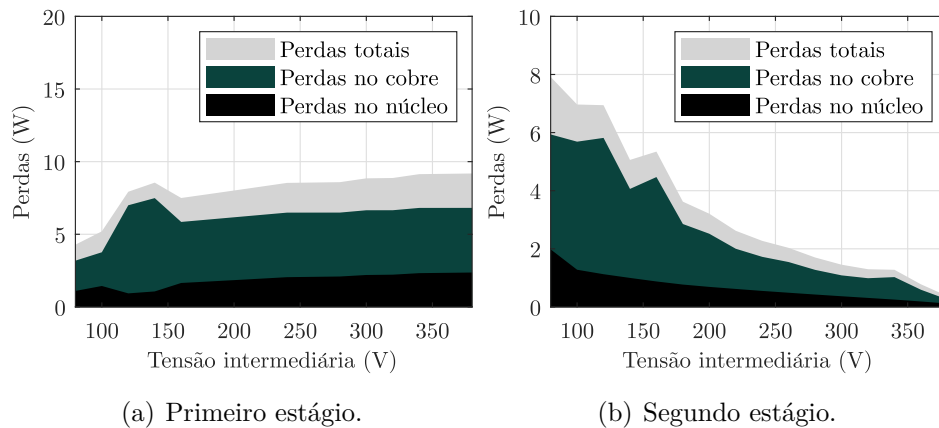


Fonte: Autor.

Núcleos com dimensões inferiores resultam em um número e comprimento médio de espiras menores, o que acarreta em reduzidas perdas no enrolamento. A mesma análise vale para as perdas núcleo, pois estas são proporcionais ao volume e a variação da

densidade de fluxo. Desse modo, um aumento da tensão intermediária acarreta em uma elevação das perdas no núcleo e enrolamento do indutor para o primeiro estágio do conversor (aumento da indutância). Diferentemente do segundo estágio, onde o crescimento da V_{int} provoca uma redução nas perdas devido à menor corrente eficaz no condutor e a baixa variação da densidade de fluxo.

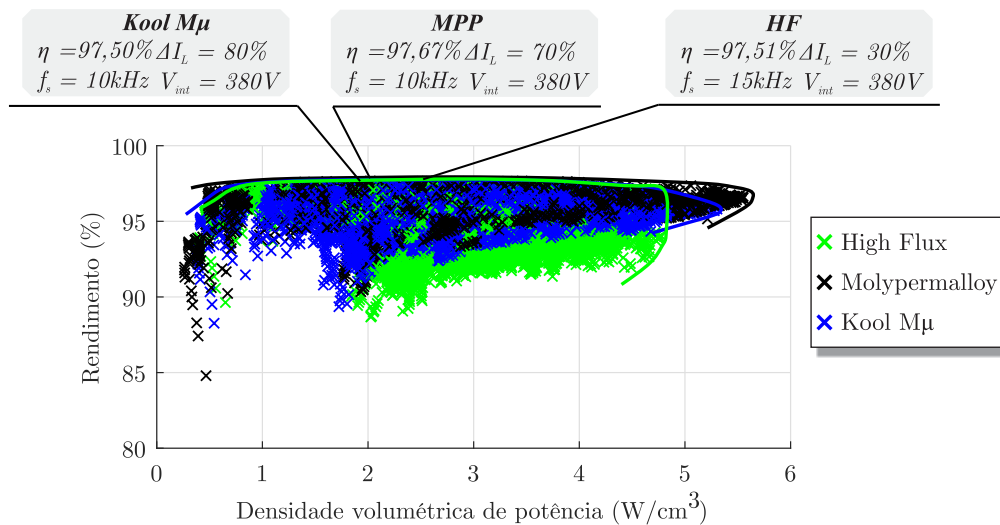
Figura 6.64 – Perdas nos indutores do conversor para o núcleo magnético *Kool M μ* sob variação da V_{int} .



Fonte: Autor.

Na Figura 6.65 é exposto as soluções encontradas priorizando o maior rendimento em relação a densidade volumétrica de potência do conversor *Boost Cascaded*, junto a fronteira de Pareto-Ótima dos três materiais magnéticos.

Figura 6.65 – Fronteira de Pareto-Ótima para os materiais magnéticos selecionados pelo maior rendimento.



Fonte: Autor.

Além disso, a figura destaca os pontos de operação em que cada material magnético apresentou maior rendimento para o conversor, considerando a mesma tecnologia para ambos os estágios. De acordo com a figura, os projetos selecionados pela metodologia apresentam altos rendimentos para o conversor *Boost Cascaded* e estão situados junto à curva de Pareto-Ótima. Esta relação de rendimento junto ao comparativo entre as diferentes tecnologias destacadas na Figura 6.65 são demonstradas na Tabela 6.5.

Tabela 6.5 – Comparativo de projetos ótimos selecionados pelo maior rendimento para pontos de operação iguais em ambos os estágios.

Parâmetros	Valores					
	<i>Molypermalloy</i>		<i>High Flux</i>		<i>Kool Mμ</i>	
Tecnologia						
f_s (kHz)	10		15		10	
ΔI_L (%)	70		30		80	
J (A/cm ²)	300		300		300	
V_{int} (V)	380		380		380	
η_{tot} (%)	97,667		97,517		97,50	
V_T (cm ³)	494,32		397,15		507,28	
ρ (W/cm ³)	2,02		2,517		1,97	
Estágio	1°	2°	1°	2°	1°	2°
$\eta_{estágio}$ (%)	97,98	99,689	97,851	99,667	97,83	99,672
$V_{T(est)}$ (cm ³)	265,44	229,03	225,61	171,53	263,27	244,01
P_{est} (W)	20,19	3,13	21,49	3,334	21,63	3,27
D	0,8684	0,05	0,8684	0,05	0,8684	0,05
L (mH)	0,31015	1,0314	0,4824	1,604	0,2713	0,9025
μ_i	26	26	60	60	26	26
N_{ef}	73	153	80	115	71	115
Núcleo	55735	55102	2-58867	2-58867	77735	2-77908
Condutor (AWG)	4x14	3x14	6x16	4x16	4x14	3x14
C_{in} (μ F)	4x22	-	-	-	4x22	-
C_{out} (μ F)	4x47	2x47	4x47	2x47	4x47	2x47
Interruptor	chave ¹	chave ²	chave ¹	chave ²	chave ¹	chave ²
Diodo	diodo ¹	diodo ²	diodo ¹	diodo ²	diodo ¹	diodo ²

diodo¹ \Rightarrow IDW40G65C5. diodo² \Rightarrow IDW20G65C5.

chave¹ \Rightarrow IPW60R017C7. chave² \Rightarrow IPW65R045C7.

Novamente, o material MPP possui a melhor solução seguido pelos núcleos *High Flux* e *Kool M μ* com rendimentos similares. Nesta aplicação, os pontos de operação selecionados apontam para regiões em que os dois estágios conciliam o maior rendimento,

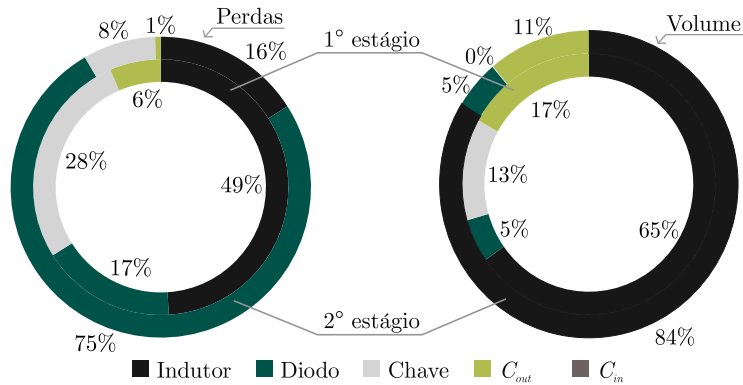
conforme apresentado nas figuras 6.53, 6.54 e 6.55. No entanto, como abordado anteriormente, a metodologia ao buscar maior rendimento seleciona componentes com reduzidas perdas e aliada ao paralelismo de chaves faz com que a tensão intermediária escolhida esteja no limite pré-definido para varredura. Esta escolha demonstra que a utilização do conversor *Boost Cascaded* visando altos rendimentos, através do uso de tecnologias com alto desempenho, tenha uma tendência natural a operar com um único estágio, isto é, tende a se equiparar ao conversor *Boost* convencional.

O primeiro estágio do conversor, por processar toda a corrente fornecida pela célula a combustível, possui maior esforço nos componentes em relação ao segundo. Consequentemente, um menor rendimento é verificado nesse estágio. O *Molypermalloy*, conforme verificado na análise do conversor *Boost* convencional, apresenta o melhor desempenho em relação ao rendimento aos demais núcleos magnéticos. No entanto, sua densidade volumétrica de potência é menor que ao material *High Flux*, pois a frequência de operação é maior.

Esse aumento no volume está relacionado a seleção do ponto de operação efetuada pela metodologia. Ao optar pelo maior rendimento, a frequência de operação nos dois estágios é reduzida a 10 e 15 kHz, acarretando em um maior volume magnético. A baixa frequência de operação está vinculada ao produto dos rendimentos entre os dois estágios do conversor *Boost Cascaded*. Ao analisar as figuras 6.53, 6.54 e 6.55 apresentadas anteriormente, percebe-se que tanto o material MPP quanto *Kool M μ* possuem uma estreita faixa de frequência em que o rendimento é elevado para o segundo estágio. Ao realizar a escolha global do ponto de operação do conversor, a metodologia prioriza a seleção do ponto em que os dois estágios proporcionem o maior rendimento, reduzindo assim, o valor de f_s para esses materiais magnéticos. Por outro lado, o núcleo *High Flux* possui uma faixa maior de frequência no segundo estágio em relação ao rendimento e assim apresenta menor volume entre as soluções encontradas.

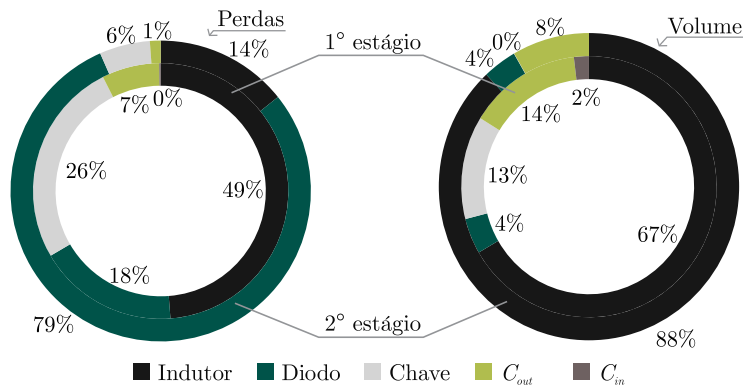
O volume elevado dos indutores pode ser verificado nas figuras 6.66, 6.67 e 6.68, as quais apresentam a relação percentual de perda e volume para cada material magnético. Nessas figuras, percebe-se que o indutor apresenta volume superior a 65% em todas as soluções selecionadas pela metodologia. No segundo estágio, esse percentual é ainda maior devido ao baixo volume relacionado aos dissipadores dos semicondutores. Por outro lado, o diodo do segundo estágio apresenta perdas percentuais elevadas aos demais componentes decorrentes do ponto de operação selecionado, tendo um ganho de tensão menor e, consequentemente, um tempo de condução maior, conforme demonstrado na Figura 6.59.

Figura 6.66 – Perdas e volumes percentuais para pontos de operação iguais em ambos os estágios do conversor com material HF.



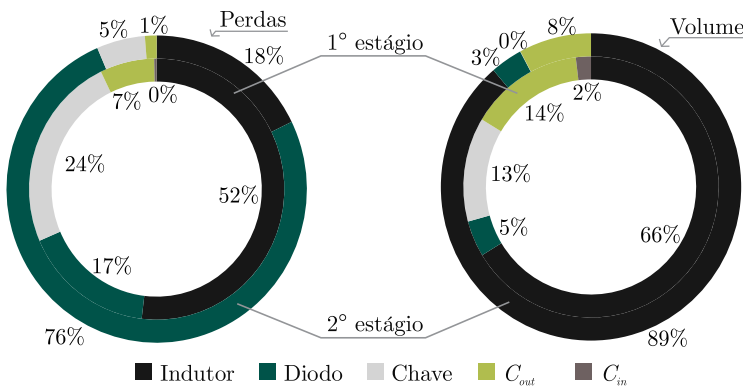
Fonte: Autor.

Figura 6.67 – Perdas e volumes percentuais para pontos de operação iguais em ambos os estágios do conversor com material MPP.



Fonte: Autor.

Figura 6.68 – Perdas e volumes percentuais para pontos de operação iguais em ambos os estágios do conversor com material *Kool Mμ*.



Fonte: Autor.

Outro método de seleção que busca o maior rendimento é apresentado na Tabela 6.6, esse seleciona primeiramente a tensão intermediária comum para ambos estágios e após os demais pontos de operação. A seleção é realizada conforme o objetivo de otimização selecionado pelo projetista (maior rendimento ou menor volume). Logo, a metodologia seleciona o ponto de tensão intermediária que proporcionou o melhor desempenho em um dos dois itens e define, para ambos os estágios, os demais pontos de operação ($f_s @ \Delta I_L @ J$). Essa seleção proporciona projetos com rendimentos superiores às soluções apresentadas na Tabela 6.5, pois seleciona individualmente o melhor ponto de operação para cada estágio do conversor *Boost Cascaded*.

Tabela 6.6 – Comparativo de projetos ótimos selecionados pelo maior rendimento para pontos de operação diferentes.

Parâmetros	Valores					
	<i>Molypermalloy</i>		<i>High Flux</i>		<i>Kool Mμ</i>	
Tecnologia	<i>Molypermalloy</i>		<i>High Flux</i>		<i>Kool Mμ</i>	
η_{tot} (%)	97,699		97,532		97,519	
V_T (cm ³)	500,5		570,01		615,16	
ρ (W/cm ³)	1,998		1,75		1,62	
Estágio	1°	2°	1°	2°	1°	2°
$\eta_{estágio}$ (%)	98,007	99,69	97,85	99,682	97,836	99,6868
f_s (kHz)	25	10	15	10	10	10
ΔI_L (%)	60	60	30	20	80	40
J (A/cm ²)	300	300	300	300	300	300
V_{int} (V)	380	380	380	380	380	380
$V_{T(est)}$ (cm ³)	174,21	326,28	225,616	344,39	263,27	351,89
P_{est} (W)	19,923	3,09	21,49	3,184	21,638	3,17
D	0,8684	0,05	0,8684	0,05	0,8684	0,05
L (mH)	0,1447	1,2033	0,4824	3,61	0,2713	1,805
μ_i	25	60	60	60	26	26
N_{ef}	40	117	80	134	71	141
Núcleo	55617	2-55102	2-58867	2-58099	77735	2-77102
Condutor	9x18	3x14	6x16	3x14	4x14	3x14
C_{in} (μ F)	-	-	-	-	4x22	-
C_{out} (μ F)	4x47	2x47	4x47	2x47	4x47	2x47
Interruptor	chave ¹	chave ²	chave ¹	chave ²	chave ¹	chave ²
Diodo	diodo ¹	diodo ²	diodo ¹	diodo ²	diodo ¹	diodo ²

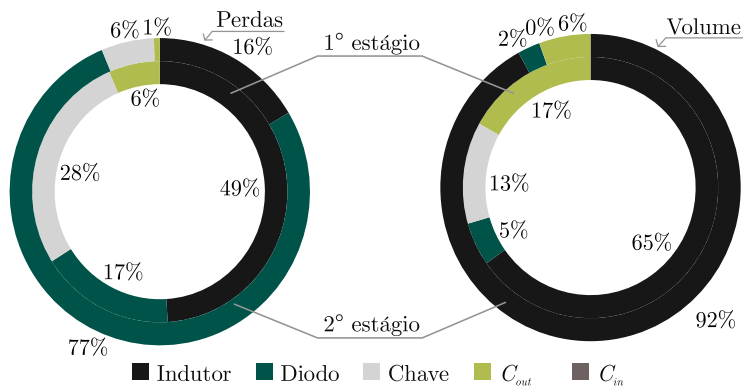
diodo¹ \Rightarrow IDW40G65C5. diodo² \Rightarrow IDW20G65C5.

chave¹ \Rightarrow IPW60R017C7. chave² \Rightarrow IPW65R045C7.

No entanto, estas soluções tornaram o volume do indutor maior ao apresentado anteriormente, devido à redução da ondulação de corrente no indutor aliadas a baixa frequência e densidade de corrente no condutor. Principalmente, no segundo estágio onde um número elevado de arranjos de núcleos são necessários para manter a área de ocupação da janela no valor pré-estabelecido.

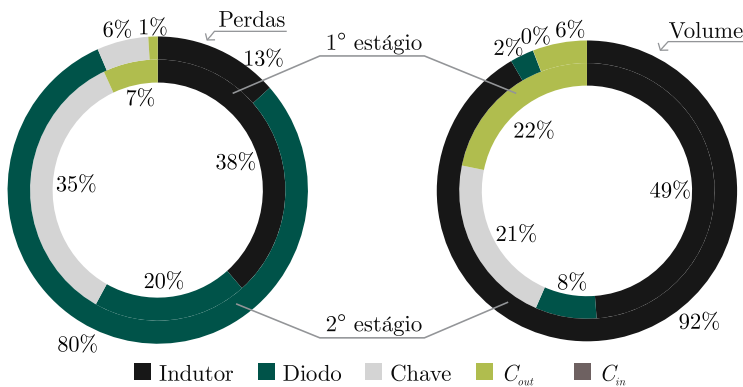
A relação percentual de perdas e volumes dos projetos selecionados na Tabela 6.6 são expostas nas figuras 6.69, 6.70 e 6.71. Estas soluções apresentaram elevados rendimentos, novamente o material *Molypermalloy* se destacou nesta aplicação, tendo o maior rendimento associado a maior densidade volumétrica de potência dentre as demais soluções selecionadas. Isso tudo, devido à maior frequência selecionada pela metodologia para o primeiro estágio, a qual proporcionou um menor volume do indutor.

Figura 6.69 – Perdas e volumes percentuais para pontos de operação diferentes em ambos os estágios do conversor com material *High flux*.



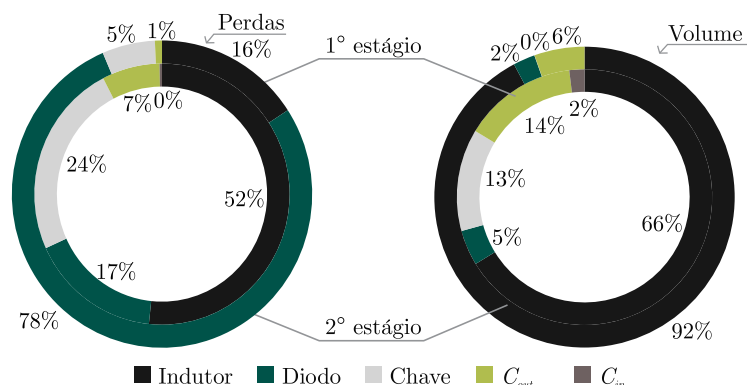
Fonte: Autor.

Figura 6.70 – Perdas e volumes percentuais para pontos de operação diferentes em ambos os estágios do conversor com material *Molypermalloy*.



Fonte: Autor.

Figura 6.71 – Perdas e volumes percentuais para pontos de operação diferentes em ambos os estágios do conversor com material *Kool M μ* .



Fonte: Autor.

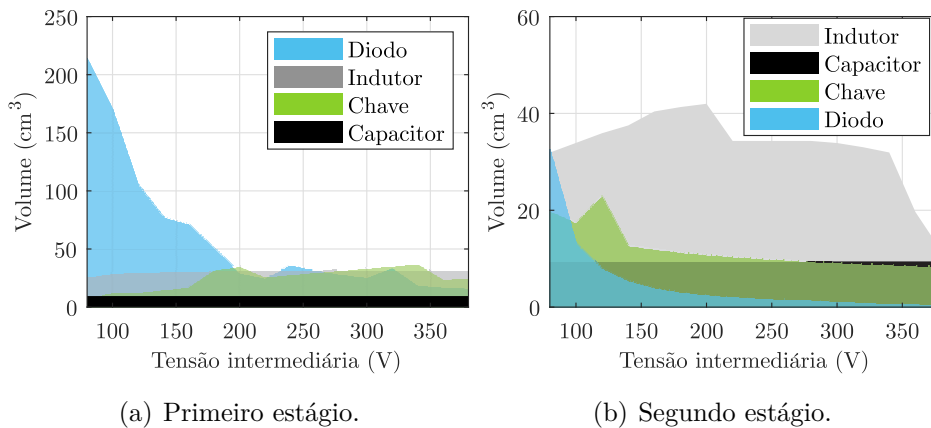
O núcleo *Kool M μ* teve a ondulação de corrente selecionada acima do valor máximo permitido ($\Delta I_L > 60\%$), necessitando do uso de capacitores na entrada do conversor para filtrar a ondulação excedente. No entanto, devido à magnitude do valor eficaz de corrente ser baixa aliada ao paralelismo de capacitores suas perdas são pequenas e não afetam significativamente o rendimento do conversor, conforme figuras 6.69, 6.70 e 6.71.

6.2.2 Análise do conversor *Boost Cascaded* pelo menor volume

Os volumes resultantes das soluções selecionadas pelo maior rendimento são elevados, o que provocou uma baixa densidade volumétrica de potência do conversor. Para minimizar esse problema, essa seção apresentará a seleção de projetos priorizando o menor volume do conversor *Boost Cascaded*. O comportamento do volume sob variação da tensão intermediária é apresentado na Figura 6.72, o aumento da V_{int} acarreta em uma elevação do volume tanto da chave quanto do indutor no primeiro estágio do conversor.

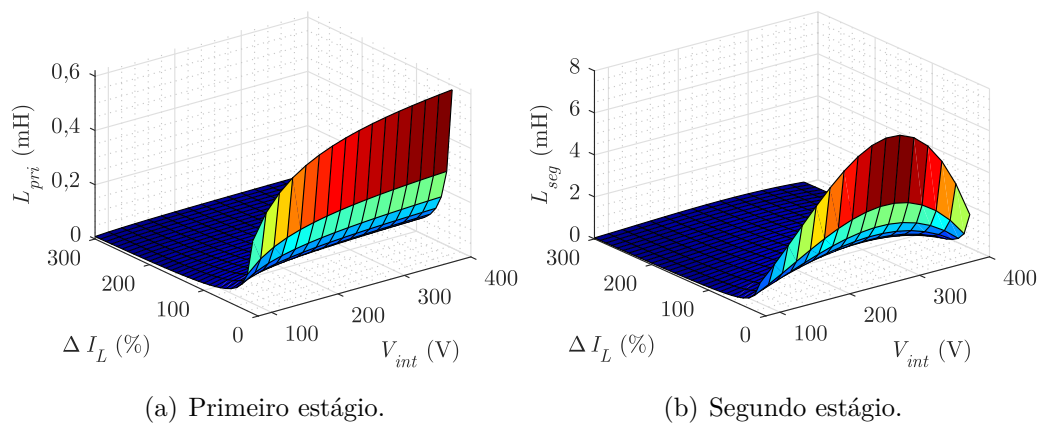
A chave por apresentar maiores perdas de condução e comutação necessita de um maior volume do dissipador para manter a temperatura de junção pré-definida. Por outro lado, o indutor apresenta um crescimento no volume devido ao aumento da indutância, conforme Figura 6.73(a), a qual requer um núcleo com maior energia e, conseqüentemente, com maior dimensão. No segundo estágio do conversor, o indutor apresenta maior volume em relação aos demais componentes, seu comportamento varia com o aumento da tensão intermediária, sendo reduzido em baixa V_{int} , elevando-se em valores intermediários e novamente reduzindo no limite de V_{int} , conforme Figura 6.72(b). Esse comportamento é decorrente da indutância calculada para cada ponto de operação, conforme Figura 6.73(b). O volume dos demais materiais magnéticos são similares ao apresentado para a tecnologia *Molypermalloy*.

Figura 6.72 – Volume dos componentes nos dois estágios do conversor com núcleo MPP.



Fonte: Autor.

Figura 6.73 – Comportamento da indutância nos dois estágios do conversor sob variação da tensão intermediária e ondulação de corrente.

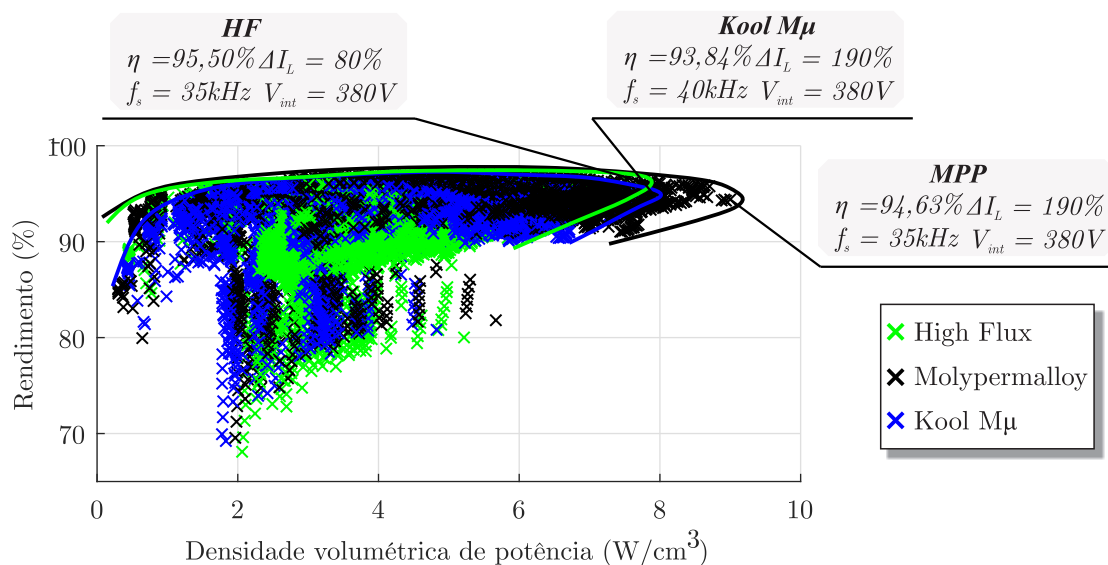


Fonte: Autor.

A Figura 6.74 apresenta as soluções encontradas para o conversor priorizando o menor volume, juntamente as curvas de Pareto-Ótima para os três materiais magnéticos estudados. As soluções selecionadas pela metodologia para o menor volume são destacadas na figura, as quais encontram-se junto a fronteira de Pareto.

As soluções com menor volume, considerando o mesmo ponto de operação para ambos os estágios, apresentam rendimentos inferiores às soluções pelo maior rendimento, devido aos pontos selecionados pela metodologia estarem em elevadas f_s e ΔI_L . Como os indutores possuem a maior contribuição no volume do conversor, a metodologia prioriza à seleção de pontos que contenham reduzido volume, ou seja, em ondulações de corrente e frequências elevadas. No entanto, esses pontos são limitados, devido ao volume dos dissipadores e do filtro capacitivo de entrada.

Figura 6.74 – Fronteira de Pareto-Ótima para os três materiais magnéticos selecionadas pelo menor volume.



Fonte: Autor.

Na Tabela 6.7 é apresentado um comparativo entre as soluções ótimas destacadas na Figura 6.74, observa-se que os materiais magnéticos *Molypermalloy* e *Kool M μ* possuem projetos próximos ao modo de condução crítica (190%). Com ΔI_L elevada, tornou-se necessário o uso de capacitores na entrada para manter a ondulação de corrente na CaC abaixo de 60%. Por outro lado, o material *High Flux* apresenta menor ΔI_L , pois suas perdas em elevadas ΔB são maiores, necessitando de núcleos com volume superior para manter a temperatura abaixo dos 100°C, conforme já demonstrado para o conversor *Boost* convencional na Figura 6.24. Devido à baixa corrente decorrente do ponto de operação, o diodo selecionado pela metodologia para o segundo estágio é de menor corrente (SiC IDW20G65C5). Na Figura 6.75, 6.76 e 6.77 são apresentadas as perdas e volumes percentuais das soluções expostas na Tabela 6.7 para os diferentes materiais magnéticos.

Conforme as figuras, o volume percentual do indutor apresentou redução acima de 40% quando comparado aos projetos selecionados pelo maior rendimento, Figura 6.71 (para o segundo estágio), proporcionando a elevação da densidade volumétrica de potência do conversor. Contudo, a seleção de pontos de operação iguais para ambos os estágios têm-se uma maior influência na escolha o volume do primeiro estágio do conversor, pois esse apresenta maior corrente e volume, podendo esta seleção não ser a melhor solução para o estágio seguinte, por exemplo.

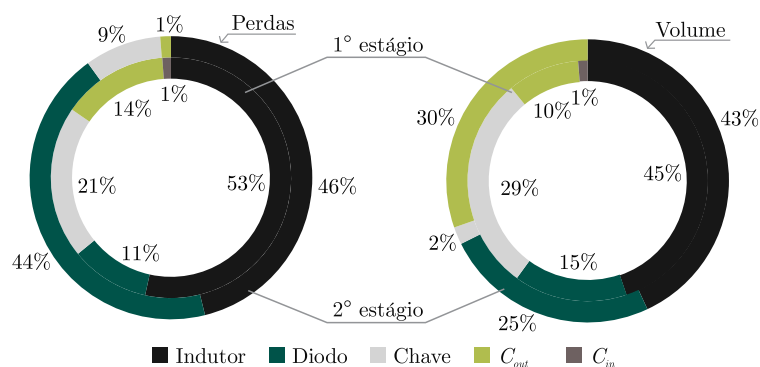
Tabela 6.7 – Projetos ótimos selecionados pelo menor volume com pontos de operação iguais.

Parâmetros	Valores					
	<i>Molypermalloy</i>		<i>High Flux</i>		<i>Kool Mμ</i>	
Tecnologia						
f_s (kHz)	35		35		40	
ΔI_L (%)	190		80		190	
J (A/cm ²)	500		500		500	
V_{int} (V)	380		380		380	
η_{tot} (%)	94,63		95,501		93,84	
V_T (cm ³)	115,4		129,423		128,41	
ρ (W/cm ³)	8,67		7,75		7,8	
Estágio	1°	2°	1°	2°	1°	2°
$\eta_{estágio}$ (%)	95,115	99,49	96,13	99,37	94,59	99,47
$V_{T(est)}$ (cm ³)	85,52	29,88	98	31,43	97,97	30,43
P_{est} (W)	48,64	5,008	38,71	6,275	55,84	5,71
D	0,8684	0,05	0,8684	0,05	0,8684	0,05
L (mH)	0,03264	0,1085	0,077538	0,25786	0,02856	0,095
μ_i	26	60	60	125	40	60
N_{ef}	36	60	25	53	22	54
Núcleo	55111	55586	2-58090	58324	2-77721	77586
Condutor (AWG)	8x20	5x20	8x20	5x20	8x20	5x20
C_{in} (μ F)	1x68 μ F	-	1x22 μ F	-	1x68 μ F	-
C_{out} (μ F)	1x47 μ F	1x47uF	1x47uF	1x47uF	1x47uF	1x47uF
Interruptor	chave ¹	chave ²	chave ¹	chave ²	chave ¹	chave ²
Diodo	diodo ¹	diodo ²	diodo ¹	diodo ²	diodo ¹	diodo ²

diodo¹ \Rightarrow IDW40G65C5. diodo² \Rightarrow IDW20G65C5.

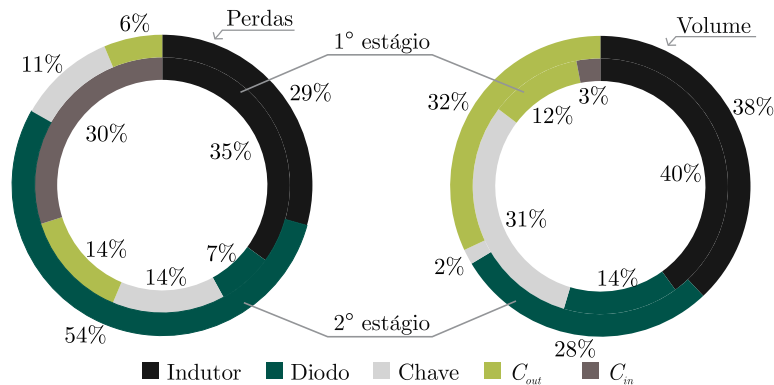
chave¹ \Rightarrow IPW60R017C7. chave² \Rightarrow IPW65R045C7.

Figura 6.75 – Perdas e volumes percentuais com pontos de operação iguais para o material HF.



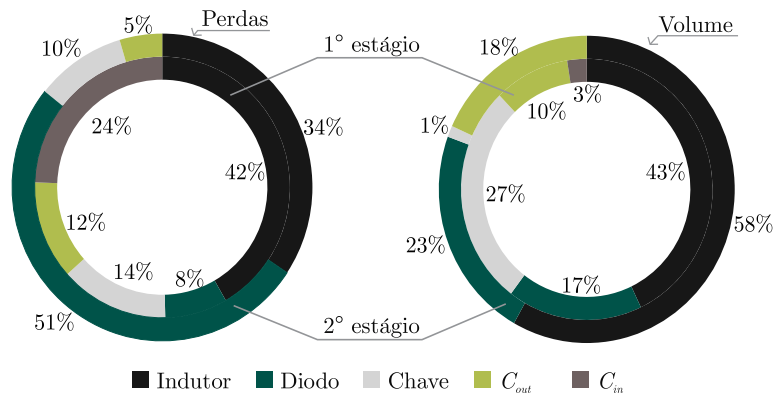
Fonte: Autor.

Figura 6.76 – Perdas e volumes percentuais com pontos de operação iguais para o material MPP.



Fonte: Autor.

Figura 6.77 – Perdas e volumes percentuais com pontos de operação iguais para o material *Kool M μ* .



Fonte: Autor.

Dessa forma, na Tabela 6.8 é apresentado a seleção da metodologia considerando a tensão intermediária comum para ambos os estágios e após seleção individual dos demais pontos de operação ($f_s @ \Delta I_L @ J$) para cada estágio.

Conforme pode ser visto na Tabela 6.8, os pontos de operação para as diferentes tecnologia de núcleos magnéticos foram alterados para atender o menor volume de cada estágio. O material MPP novamente apresentou a melhor solução entre os demais materiais, seguido pelo material *High Flux* e *Kool M μ* . O HF por operar em modo condução contínua nos dois estágios e com menor ondulação de corrente aos demais núcleos possui maior rendimento entre as soluções. Neste método de solução os dois estágios apresentaram melhoras tanto no rendimento quanto no volume do conversor, quando comparado com as soluções anteriores apresentadas na Tabela 6.7. O percentual de perdas e volume das soluções selecionadas na Tabela 6.8 acima são apresentadas na figuras 6.78, 6.79 e 6.80.

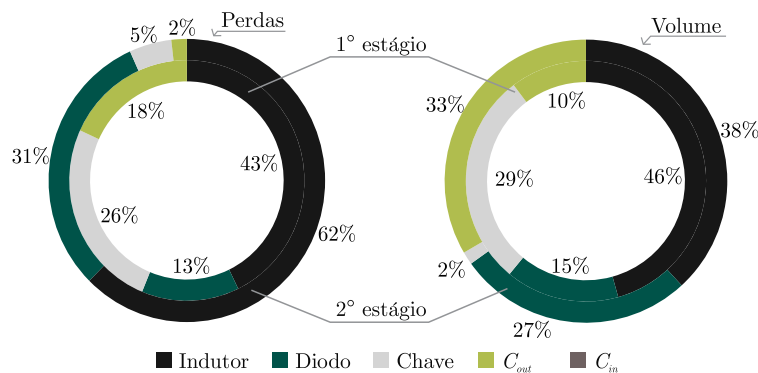
Tabela 6.8 – Comparativo de projetos ótimos selecionados pelo menor volume para pontos de operação diferentes.

Parâmetros	Valores					
	<i>Molypermalloy</i>		<i>High Flux</i>		<i>Kool Mμ</i>	
Tecnologia	<i>Molypermalloy</i>		<i>High Flux</i>		<i>Kool Mμ</i>	
η_{tot} (%)	94,39		96,13		94,61	
Vol_{tot} (cm ³)	113,87		120,88		126,406	
ρ (W/cm ³)	8,78		8,27		7,91	
Estágio	1°	2°	1°	2°	1°	2°
$\eta_{estágio}$ (%)	95,13	99,26	97,0245	99,108	95,22	99,389
f_s (kHz)	35	55	30	30	30	35
ΔI_L (%)	190	240	50	140	160	300
J (A/cm ²)	500	500	500	500	500	500
V_{int} (V)	380	380	380	380	380	380
Vol_{est} (cm ³)	85,52	27,9	92,43	28,44	96,62	29,7
P_{est} (W)	48,64	7,36	29,755	8,9112	47,773	6,103
D	0,8684	0,0456	0,8684	0,05	0,8684	0,0408
L (mH)	0,0326	0,0546	0,1447	0,1719	0,0452	0,0687
μ_i	26	125	60	125	40	60
N_{ef}	36	24	61	54	27	52
Núcleo	55111	55930	58110	58585	2-77095	77586
Condutor	8x20	8x22	7x19	4x19	7x19	5x20
C_{in} (μ F)	1x68	-	-	-	1x68	-
C_{out} (μ F)	1x47	1x47	1x47	1x47	1x47	1x47
Interruptor	chave ¹	chave ²	chave ¹	chave ²	chave ¹	chave ²
Diodo	diodo ¹	diodo ²	diodo ¹	diodo ²	diodo ¹	diodo ²

diodo¹ \Rightarrow IDW40G65C5. diodo² \Rightarrow IDW20G65C5.

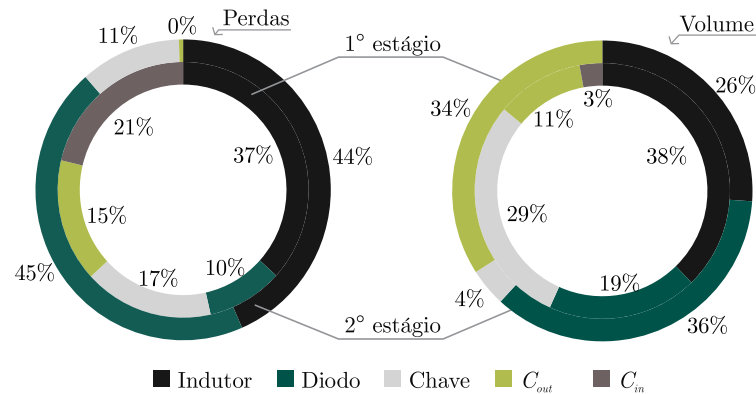
chave¹ \Rightarrow IPW60R017C7. chave² \Rightarrow IPW65R045C7.

Figura 6.78 – Perdas e volumes percentuais com pontos de operação diferentes em ambos os estágios do conversor para o material HF.



Fonte: Autor.

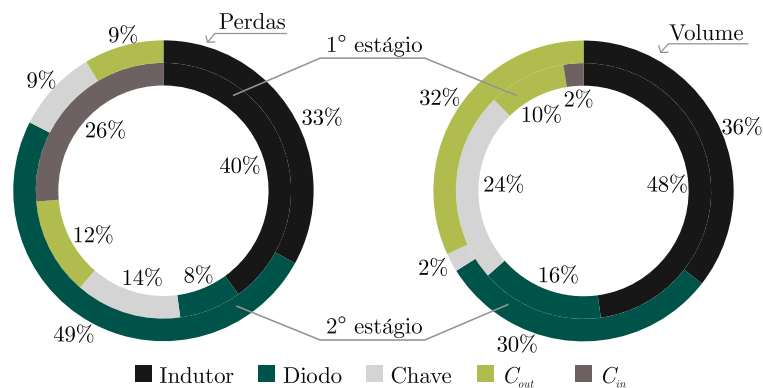
Figura 6.79 – Perdas e volumes percentuais com pontos de operação diferentes em ambos os estágios do conversor para o material MPP.



Fonte: Autor.

Novamente, percebe-se uma redução do volume ocasionadas principalmente pela maior ondulação de corrente no indutor do segundo estágio, os quais, em alguns casos, operam em MCD. Nessa configuração de seleção por volume mínimo, os materiais *Molypermalloy* e *Kool M μ* , operarão com modos de condução distintos em cada estágio, no primeiro em MCC e no segundo em MCD.

Figura 6.80 – Perdas e volumes percentuais com pontos de operação diferentes em ambos os estágios do conversor para o material *Kool M μ* .



Fonte: Autor.

6.3 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE O CONVERSOR BOOST CONVENCIONAL E BOOST CASCADED

Após analisar os dois conversores da família *Boost* para aplicações com elevado ganho de tensão aplicados a uma célula a combustível, esta seção busca analisar de forma geral o desempenho destes dois conversores em relação ao rendimento, volume e custo,

sendo este, o valor relativo aos componentes do conversor sem levar em consideração a PCB e o circuito de acionamento.

Na análise dessa dissertação, buscou-se aplicar dois conversores elevadores, o *Boost* convencional e o *Boost Cascaded*, visando aplicar uma metodologia para elevar o ganho estático do primeiro e buscar soluções compactas e de alto rendimento para o segundo. Assim, soluções com alto rendimento e alta densidade de potência foram encontradas para o conversor *Boost* convencional, possibilitando através das tecnologias presentes no banco de dados alcançar o alto ganho de tensão que a aplicação exige.

Já para o conversor *Boost Cascaded*, a análise através do maior rendimento mostrou-se efetiva, entretanto, os projetos apresentaram reduzidas densidades de potência decorrentes do alto volume dos dois indutores, sendo minimizadas posteriormente através da seleção pelo menor volume. Além disso, as soluções encontradas para este conversor estão no limite da tensão intermediária, o que leva a concluir que a busca por elevados rendimentos ou densidades volumétricas de potência, a metodologia induz a utilização de um único estágio. Estas afirmações são decorrentes das tecnologias aqui utilizadas e comparadas aos dois conversores. Entretanto, se novos componentes fossem utilizados com menor eficiência em perdas, a escolha do ponto de operação seria diferente, conforme apresentado na Figura 6.56; e a utilização do conversor *Boost* convencional não seria a melhor opção, devido à limitação do seu ganho ou a alta compensação de razão cíclica.

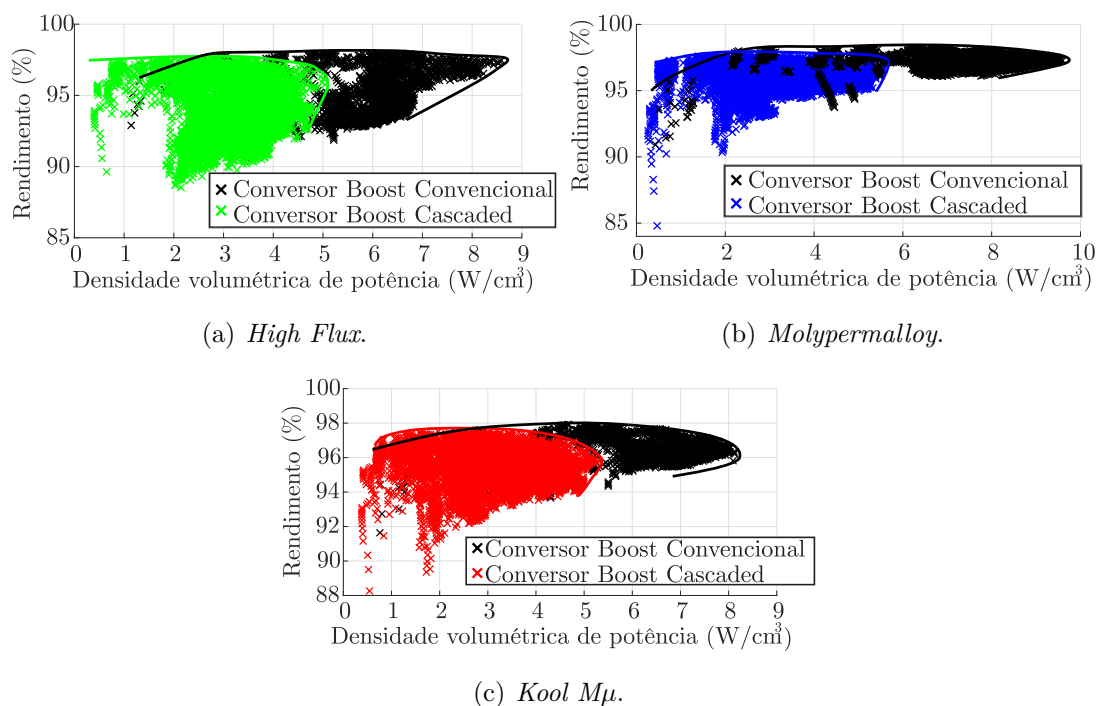
Estas deduções ficam evidentes nas figuras 6.81 e 6.82, as quais demonstram um comparativo das soluções encontradas visando o maior rendimento para os dois conversores em relação a densidade volumétrica de potência e o rendimento, junto as curvas de Pareto; e pelo custo e rendimento dos conversores para os diferentes materiais magnéticos, respectivamente.

Com a análise da Figura 6.81 é possível observar que o conversor *Boost* convencional apresenta melhores soluções em rendimento e volume do que o conversor *Boost Cascaded*. Porém, há pontos em baixa densidade volumétrica de potência, onde o conversor *Boost Cascaded* apresenta melhores resultados em relação a fronteira de Pareto.

A predisposição da metodologia a buscar soluções no limite da tensão intermediária do conversor *Boost Cascaded* fica clara na Figura 6.81. O método ao buscar soluções ótimas em rendimento ou volume, seleciona projetos junto a fronteira de Pareto. No entanto, estas soluções estão em pontos abaixo das apresentadas pelo conversor *Boost* convencional, fazendo com que a metodologia aumente sua tensão intermediária tentando equalizar os rendimentos e as topologias dos conversores, tornando o uso do segundo estágio desnecessário.

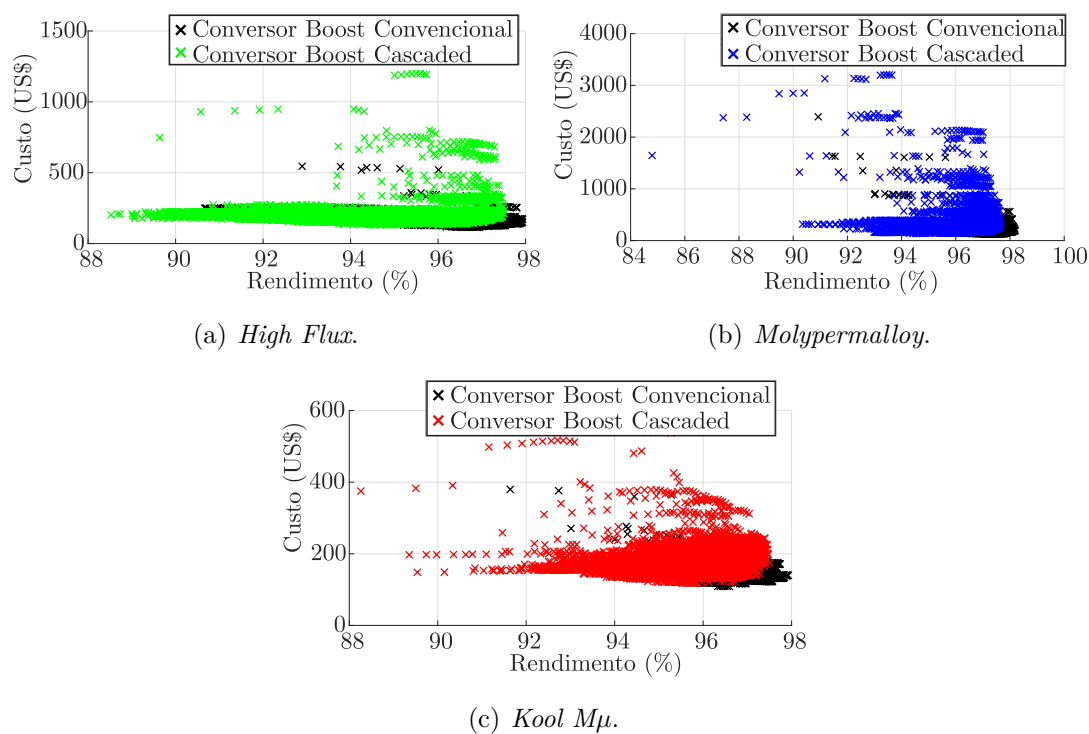
A adição de um segundo estágio ao conversor traz um número maior de componentes, reduzindo a densidade volumétrica de potência e o rendimento associado a um maior custo do conversor, Figura 6.82, tornando seu uso não tão vantajoso para os métodos de seleção expostos pelas metodologias.

Figura 6.81 – Comparativo entre as soluções ótimas para o conversor *Boost* convencional e *Cascaded*.



Fonte: Autor.

Figura 6.82 – Comparação entre o custo relativo aos componentes dos dois conversores.



Fonte: Autor.

No entanto, se analisar outros fatores importantes para projeto, por exemplo, a controlabilidade do conversor, esta topologia torna-se interessante para a aplicação. O alto valor da razão cíclica do conversor *Boost* convencional pode tornar o sistema difícil de ser implementado, sendo um dos desafios a serem investigados futuramente. No entanto, não é o foco deste trabalho e sim a análise da elevação do seu ganho e projeto dos conversores.

O custo associado a cada projeto do conversor foi apresentado na Figura 6.82, o qual expôs soluções de baixo valor com o uso do material magnético *Kool M μ* para ambos os conversores. O conversor *Boost* convencional mesmo tendo um número maior de chaves (04 transistores) possui soluções com menor custo relativo em relação ao conversor *Boost Cascaded* nas regiões de maior eficiência, devido ao menor número de componentes. O material *Molypermalloy* mostrou-se mais eficiente em todas as soluções apresentadas anteriormente, mas o custo relativo deste material é superior aos demais analisados nesse trabalho, mostrando que as soluções com maior eficiência estão atreladas a um maior custo. Ficando a cargo do projetista a escolha da melhor opção para a aplicação ou através de metodologias que contenham múltiplos objetivos, sendo esta uma das sugestões para trabalhos futuros.

Por fim, as figuras acima apontam diversas soluções ótimas em rendimento, volume e custo para os dois conversores que podem ser utilizadas nesta aplicação, deixando a seleção do melhor projeto a cargo da metodologia ou do próprio projetista. Essas metodologias são ferramentas poderosas que agregam a análise e projeto dos conversores a seleção da melhor solução para aplicação, nas quais auxiliaram o projetista no desenvolvimento e na escolha de componentes e pontos de operação em que cada conversor apresente maior rendimento, menor volume ou custo.

6.4 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO

Nesse capítulo foram apresentados os resultados de simulação das metodologias de projetos propostas para os dois conversores da família *Boost*. Inicialmente foram demonstradas as técnicas que visam reduzir as resistências série presentes nos componentes do conversor *Boost* convencional, as quais mostraram-se eficientes na busca pela elevação do ganho e reduzindo o valor da razão cíclica a ser compensado.

Por conseguinte, foram expostas as perdas, volumes e resistência série em cada componente sob variação dos pontos de operação do conversor, expondo as regiões que cada elemento apresenta menor valor. Após, realizou-se a seleção dos projetos priorizando o maior rendimento e menor volume do conversor, obtendo altos rendimentos e densidades volumétricas de potência, principalmente, para o material magnético *Molypermalloy* e a utilização do paralelismo de chaves. Por fim, foram apresentados os ganhos estáticos do conversor *Boost* convencional para os projetos ótimos em rendimento nos dois mo-

dos de condução (MCC e MCD), ficando claro que a análise e seleção de componentes com reduzidas resistências séries efetuadas pela metodologia é possível o conversor *Boost* convencional operar com elevados ganhos de tensão.

Para o conversor *Boost Cascaded*, as soluções selecionadas pela metodologia alcançaram elevados rendimentos e densidades volumétricas de potência. No entanto, com as análises de perdas e volumes realizadas nos componentes sob variação da tensão intermediária do conversor apontaram a utilização de único estágio, isto é, o uso do conversor *Boost* convencional.

Por fim, uma análise comparativa entre os dois conversores foi realizada, mostrando que as soluções visando maior rendimento e menor volume para o conversor *Boost* convencional apresentam vantagens tanto em rendimento quanto em densidade volumétrica de potência, haja vista que o conversor *Boost Cascaded* possui maior número de componentes. Por fim, com a metodologia proposta para cada conversor é possível ter uma base das regiões onde cada componente ou conversor atuam com melhor desempenho e quais soluções são mais vantajosas para aplicação, auxiliando o projetista na análise e no projeto de conversores CC-CC com alto ganho de tensão.

7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Embora o projeto de conversores na eletrônica de potência seja algo trivial para a maioria dos pesquisadores, o projeto otimizado que garante bom desempenho ao conversor traz grandes desafios e não é de domínio sólido dos projetistas atuais. Com o crescente desenvolvimento tecnológico e a descoberta de novos materiais semicondutores e magnéticos muitas suposições e afirmações realizadas em décadas anteriores podem não ser mais válidas. Não por serem inverdades, mas pelas condições tecnológicas da época proporcionarem estas hipóteses, como muitas afirmações realizadas nos dias atuais, podem ser, futuramente, analisadas e não serem mais coerentes. Tudo isso, devido a constante evolução tecnológica.

A partir dessas indagações e do avanço tecnológico surgiu uma das principais contribuições desse trabalho, que busca analisar a utilização do conversor *Boost* convencional em aplicações com elevado ganho de tensão, realizando a interface entre uma célula a combustível e um barramento CC. Esse conversor é tratado na literatura como inadequado para aplicações com alto ganho, devido à presença de elementos resistivos nos componentes que limitam sua tensão de saída.

A partir disso, foi realizado uma revisão bibliográfica das tecnologias de células a combustível, abordando os principais tópicos voltados a modelagem estática e dinâmica da CaC, suas aplicações, tipos e princípios básicos de funcionamento. No capítulo seguinte, uma análise dos conversores não isolados clássicos e de alto ganho para aplicação em questão foi realizada, selecionando os conversores *Boost* convencional e *Boost Cascaded*. Dessa forma, o ganho estático do conversor *Boost* foi modelado matematicamente para os diferentes modos de condução considerando as resistências série de cada elemento. Assim, analisou-se a influência das resistências no ganho estático e uma nova metodologia de projeto foi proposta, a qual leva em consideração no dimensionamento do projeto a varredura de parâmetros, técnicas de redução das resistências e seleção adequada dos componentes junto a compensação da razão cíclica necessária para alcançar o ganho de tensão desejado. Já para o conversor *Boost Cascaded* uma metodologia voltada a redução do volume e elevação do rendimento foi proposta, a qual a partir da varredura de parâmetros diretamente ligados ao projeto do conversor e seleção de componentes a melhor solução para a aplicação é alcançada.

Os resultados apresentados pelas metodologias apontam o uso do conversor *Boost* convencional para aplicação de alto ganho. O paralelismo de chaves, seleção adequada dos componentes e do ponto de operação mostraram que é possível este conversor operar com alto ganho sem o mesmo apresentar limitação, aliado ao alto rendimento e baixo volume proporcionado pela associação de chaves em paralelo.

Dentre os materiais magnéticos do tipo *Iron Powder* investigados, conclui-se que o material *Molypermalloy* proporcionou as melhores soluções em rendimento e densidade

volumétrica de potência. O transistor da família CoolMOS IPW60R017C7 destacou-se juntamente ao diodo SiC IDW40G65C5 da fabricante Infineon[®] em todas as soluções selecionadas pela metodologia. Essas tecnologias apresentam um alto valor agregado, em aplicações onde o custo das soluções é relevante e este for um objetivo da metodologia, outros projetos com menor valor, rendimentos e densidade de potência seriam selecionados. Nesse caso, como busca-se a elevação do ganho com uso de tecnologias altamente eficientes em perdas este custo não foi observado nas análises, apenas demonstrou-se o valor associado a cada projeto.

Para o conversor *Boost Cascaded* a metodologia de projeto selecionou soluções com elevados rendimentos e com reduzidos volumes, entretanto, situadas no limite de tensão intermediária pré-definida para a análise deste trabalho, levando a concluir que a busca pelo maior rendimento ou menor volume deste conversor, a metodologia induz a utilização de um único estágio ou do conversor *Boost* convencional. Vale lembrar que estes resultados são válidos apenas para os componentes presentes no banco de dados, se outros dispositivos forem adicionados, novos parâmetros forem testados ou outra técnica de seleção for empregada, novas soluções serão encontradas.

Verificando o comportamento das soluções selecionadas teoricamente com as fronteiras de Pareto-Ótima do conversor, constatou-se que em todos as soluções encontradas, a metodologia selecionou projetos que se encontram junto a fronteira de Pareto. Visto que, um dos principais objetivos de algoritmos que solucionam problemas é encontrar soluções o mais próximo possível da fronteira de Pareto. Nesse trabalho, o método apresenta dois objetivos: volume e rendimento, mas não múltiplos. As soluções com múltiplos objetivos, bem como a adição do custo poderiam ser envolvidos em uma análise futura, onde o projetista optaria por diversas soluções em rendimento e volume em função do custo relativo do projeto.

Por fim, vale destacar que estas metodologias de projeto aplicadas aos dois conversores da família *Boost* podem ser expandidas aos demais conversores CC-CC, tornando uma ferramenta importante para nortear os projetistas e engenheiros na seleção de componentes e projetos, e diminuindo o tempo na elaboração e desenvolvimento de conversores.

7.1 PUBLICAÇÕES REALIZADAS

7.1.1 Publicações em congressos e seminários

No decorrer do curso de mestrado foram apresentados e publicados alguns trabalhos em congressos e seminários:

- TIBURSKI, M. J.; Bridi, É.; SARTORI, H. C.; PINHEIRO, J. R. Analysis and Design of a High Step-Up Boost Converter Applied to Fuel Cell. *13th IEEE/IAS*

International Conference on Industry Applications (INDUSCON 2018), 2018, São Paulo.

- TIBURSKI, M. J.; SARTORI, H. C.; PINHEIRO, J. R. Comparativo entre tecnologias de materiais magnéticos aplicado ao conversor *Boost Cascaded*. *11º Seminário de Eletrônica de Potência e Controle (SEPOC 2018)*, 2018, Santa Maria.
- TIBURSKI, M. J.; SARTORI, H. C.; PINHEIRO, J. R. Ferramenta De Análise E Projeto De Indutores Aplicado Ao Conversor Boost Cascaded. *13th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON 2018)*, 2018, São Paulo.
- TIBURSKI, M. J.; SARTORI, H. C.; PINHEIRO, J. R. Ferramenta de análise e projeto de um conversor *Boost Cascaded* aplicado a célula a combustível. *11º Seminário de Eletrônica de Potência e Controle (SEPOC 2018)*, 2018, Santa Maria.
- TIBURSKI, M. J.; Bridi, É.; SARTORI, H. C.; PINHEIRO, J. R. Metodologia de projeto de conversores Boost para aplicações de alta eficiência e elevado ganho de tensão. *11º Seminário de Eletrônica de Potência e Controle (SEPOC 2018)*, 2018, Santa Maria.
- Bridi, É.; TIBURSKI, M. J.; AYRES, W. A.; SARTORI, H. C.; ANDRADE, A. M. S. S. PINHEIRO, J. R. Otimização de Conversores Boost Intercalado de Alto Ganho de Tensão e Alta Eficiência. *11º Seminário de Eletrônica de Potência e Controle (SEPOC 2018)*, 2018, Santa Maria.
- TIBURSKI, M. J.; Bridi, É.; SARTORI, H. C.; PINHEIRO, J. R. Projeto de um conversor Boost com alto ganho e alto rendimento aplicado à célula combustível. *XXII Congresso Brasileiro de Automática - CBA*, 2018, João Pessoa - PB.

7.2 SUGESTÕES PARA INVESTIGAÇÕES FUTURAS

Para finalizar, ainda há muitas possibilidades de trabalhos que podem dar continuidade e complementar as metodologias propostas nessa dissertação. Dessa forma, algumas sugestões e melhorias para o desenvolvimento de trabalhos futuros são listadas a seguir:

- Implementar experimentalmente e investigar a melhor estratégia de layout do protótipo para os dois conversores.
- Avaliar a varredura de demais parâmetros do conversor como a variação da ondulação da tensão de saída e intermediária sobre os capacitores. Além disso, analisar o impacto no volume e perdas do conversor sob diferentes temperaturas, por exemplo,

um aumento na temperatura de junção dos semicondutores influencia diretamente no volume do mecanismo de transferência de calor. No entanto, conforme Beltrame (2017), este resultado pode acarretar em um aumento nas perdas de condução da chave e uma diminuição das perdas por condução dos diodos. Assim, uma análise da temperatura de operação dos componentes do conversor é importante, afim de identificar quais benefícios esta traria sobre o rendimento, volume e densidade volumétrica de potência.

- Utilizar ventilação forçada nos semicondutores como alternativa para redução do volume de dissipadores.
- Analisar o impacto sobre o capacitor intermediário a operação com diferentes frequências em cada estágio do conversor *Boost Cascaded* e observar quais consequências esta operação trará sobre a ondulação de tensão, volume e perdas do conversor.
- Incluir novos dispositivos semicondutores ao banco de dados da metodologia que proporcionem soluções com menores perdas. Uma alternativa é a inclusão de tecnologia GaN (Nitreto de gálio), pois podem operar em elevadas frequências de chaveamento com reduzidas perdas. O que proporcionaria uma redução significativa no volume dos elementos passivos (SARTORI, 2013).
- Incluir novos materiais magnéticos que proporcionem reduzidas perdas e elevadas densidades volumétricas de potência, como materiais nanocristalinos e amorfos.
- Aplicar a metodologia desenvolvida na análise de demais conversores, visando explorar as melhores soluções de operação que atendam não só a aplicação com célula a combustível, mas nas demais fontes renováveis.
- Utilizar critérios multiobjetivos para seleção da melhor solução, encontrando projetos que atendam mais do que um objetivo específico, isto é com elevados rendimentos e baixo volume aliado ao baixo custo do conversor.

REFERÊNCIAS

- AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. **Matriz Energia Elétrica**. Brasil, 2018. Disponível em: <<http://www2.aneel.gov.br/aplicacoes/capacidadebrasil/OperacaoCapacidadeBrasil.cfm>>. Acesso em: 14 de Dezembro de 2018.
- AGUIAR, C. R. de. **Contribuições ao gerenciamento e controle de células a combustível e armazenamento de energia para a operação em geração distribuída**. Tese (Doutor em Engenharia Elétrica) — Universidade São Paulo, 2016.
- AMPHLETT, J. C. et al. Performance modeling of the ballard mark iv solid polymer electrolyte fuel cell: II . empirical model development. **Electrochemical Science and Technology**, v. 142, p. 9 – 15, 1995.
- ANDRADE, A. M. S. S.; HEY, H. L.; MARTINS, M. L. d. S. Non-pulsating input and output current c^ok, sepic, zeta and forward converters for high-voltage step-up applications. **Electronics Letters**, v. 53, n. 18, p. 1276–1277, 2017. ISSN 0013-5194.
- ANUMAKA, M. Analysis of electric circuits using fourier series. **International Journal of Engineering and Innovative Technology (IJEIT)**, v. 1, n. 1, p. 125–128, 2012. Disponível em: <https://www.researchgate.net/publication/294088651_Analysis_of_Electric_circuits_using_Fourier_series>.
- ARDI, H.; AJAMI, A. Study on a high voltage gain sepic-based dc-dc converter with continuous input current for sustainable energy applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 12, p. 10403–10409, Dec 2018. ISSN 0885-8993.
- ARNOLD MAGNETIC TECHNOLOGIES. **Soft Magnetic Applications Guide**. New York, USA, 2015. 112 p. Disponível em: <<https://www.arnoldmagnetics.com/resources/technical-publications/>>. Acesso em: 17 de Dezembro de 2018.
- BARBI, I.; FONT, C. H. I.; ALVES, R. L. **Pojeto físico de indutores e transformadores**. Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, 2002. 11 p. Disponível em: <http://www.joinville.udesc.br/portal/professores/sergiovgo/materiais/Apostila_Projeto_Fisico_De_Magneticos.pdf>.
- BELTRAME, F. **Metodologia de projeto otimizado de conversores estáticos aplicados a sistemas fotovoltaicos**. 2017. 205 p. Tese (Doutor em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Brasil, 2017.
- BELTRAME, F. et al. Different optimum designs investigation of dc/dc boost converter applied to the photovoltaic system. In: **2013 Brazilian Power Electronics Conference**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 538–543. ISSN 2165-0454.
- _____. Design methodology to improve the converters' efficiency applied to photovoltaic systems. In: **IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1397–1403. ISSN 1553-572X.

- BENI, S. H. et al. Design and improvement of a soft switching high step-up boost converter with voltage multiplier. **IET Power Electronics**, v. 10, n. 15, p. 2163–2169, 2017. ISSN 1755-4535.
- BOSSCHE, A. V. den; VALCHEV, V. C. **Inductors and Transformers for Power Electronics**. 2. ed. New York, USA: Taylor & Francis Group, 2005. 456 p.
- 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)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 245–252. ISSN 2474-0446.
- CHEN, B. et al. A high-efficiency mosfet transformerless inverter for nonisolated microinverter applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 7, p. 3610–3622, July 2015. ISSN 0885-8993.
- CHOI, W.; ENJETI, P. N.; HOWZE, J. W. Development of an equivalent circuit model of a fuel cell to evaluate the effects of inverter ripple current. In: **Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04**. [S.l.: s.n.], 2004. v. 1, p. 355–361 Vol.1.
- CHOUDHURY, T. R.; NAYAK, B. Comparison and analysis of cascaded and quadratic boost converter. In: **2015 IEEE Power, Communication and Information Technology Conference (PCITC)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 78–83.
- DAMASCENO, D. da M. S. **Metodologia de Projeto de conversores Boost para Correção de Fator de Potência Aplicada a Sistemas Ininterruptos de Energia**. 154 p. Tese (Mestre em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Brasil, 2006.
- DREHER, J. R. et al. Extended methodology to synthesize high step-up integrated dc-dc converters. In: **2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–10.
- EG&G, T. S. I. **Fuel Cell Handbook**. 7. ed. States Unites of America: National Technical Information Service, 2004. 427 p.
- ENERGY EFFICIENCY & RENEWABLE ENERGY. **Fuel Cell Technologies Market Report 2016**. Washington, D.C., 2018. 63 p. Disponível em: <https://www.energy.gov/sites/prod/files/2017/10/f37/fcto_2016_market_report.pdf>. Acesso em: 14 de Dezembro de 2018.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of power electronics**. 2. ed. New York: Springer US, 2001. 883 p. ISBN 978-0-7923-7270-7.
- EXXON MOBIL CORPORATION. **2018 Outlook for Energy: A View to 2040**. Irving, Texas, 2018. 63 p. Disponível em: <<https://cdn.exxonmobil.com/~media/global/files/outlook-for-energy/2018/2018-outlook-for-energy.pdf>>. Acesso em: 13 de Dezembro de 2018.

- FIORI, M. **Conversor Boost Quadrático G de Três Níveis**. 149 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Estadual de Londrina, Londrina, Brasil, 2016.
- FORSYTHE, J. B. Paralleling of power mosfets for higher power output. In: **IEEE-IAS Conference Record**. [S.l.: s.n.], 1981.
- FUZATO, G. H. F. **Análise de um conversor Boost interleaved com multiplicador de tensão para sistemas de geração Distribuída que utilizam células a combustível como fonte primária**. 149 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade de São Paulo, São Carlos, Brasil, 2015.
- GARCHE, J.; JÖRISSEN, L. Applications of fuel cell technology: Status and perspectives. **The Electrochemical Society**, p. 1–5, 2015.
- GEMMEN, R. S. Analysis for the effect of inverter ripple current on fuel cell operating condition. **Transactions of the ASME**, v. 125, p. 576–585, may 2003.
- GRAGGER, J. V.; HIMMELSTOSS, F. A.; PIRKER, F. Analysis and control of a bidirectional two-stage boost converter. In: **2008 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 667–673.
- HART, D. W. **Eletrônica de Potência: análise e projetos de circuitos**. 1. ed. Porto Alegre: Porto Alegre Br, 2012. 480 p. ISBN 978-85-8055-045-0.
- HERNÁNDEZ, V. G. **Preparación y caracterización de materiales cerámicos para su uso como componentes: electrolito, ánodo y cátodo, en pilas de combustible de óxido sólido de temperatura intermedia. Estudio de sus compatibilidades**. Tese (Doutor em Engenharia Elétrica) — Universidad Autónoma de Madrid, 2006.
- HS DISSIPADORES. **Cátalogo HS Dissipadores**. São Paulo, 2018. 63 p. Disponível em: <<https://www.hsdissipadores.com.br/catalogo.pdf>>. Acesso em: 31 de Dezembro de 2018.
- HUANG, C. et al. Loss estimation of capacitor in high rep-rate pulsed power system. In: **2005 IEEE Pulsed Power Conference**. [S.l.: s.n.], 2005. p. 1077–1080. ISSN 2158-4915.
- HUBER, L.; JOVANOVIC, M. M. A design approach for server power supplies for networking applications. In: **APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.00CH37058)**. [S.l.: s.n.], 2000. v. 2, p. 1163–1169 vol.2.
- INFINEON TECHNOLOGIES. **650V SiC Schottky Diode IDW40G65C5**. [S.l.], 2013. 11 p. Disponível em: <https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IDW40G65C5-DS-v02_02-en.pdf?fileId=db3a30433899edae0138a4c399d32237>. Acesso em: 28 de Dezembro de 2018.

_____. **MOSFET 600V CoolMOS C7 Power Transistor IPW60R017C7**. [S.l.], 2016. 14 p. Disponível em: <https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPW60R017C7-DS-v02_00-EN.pdf?fileId=5546d46253a864fe0153cc8319e77eb8>. Acesso em: 27 de Dezembro de 2018.

International Rectifier. Paralleling power mosfets. In: **Application Note AN-941**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–12.

KADRI, R. et al. Performance analysis of transformless single switch quadratic boost converter for grid connected photovoltaic systems. In: **The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–7.

KIM, J.-H. et al. An experimental analysis of the ripple current applied variable frequency characteristic in a polymer electrolyte membrane fuel cell. In: **Journal of Power Electronics**. [S.l.: s.n.], 2008. v. 11, n. 1, p. 82–89.

KIM, J.-S. et al. Robust low frequency current ripple elimination algorithm for grid-connected fuel cell systems with power balancing technique. In: **Renewable Energy**. [S.l.: s.n.], 2010. v. 36, n. 5, p. 1392–1400.

KRISHNAN, K. J. et al. Experimental investigation of h₂ generator and pem fuel cell as a remote area back-up power. **Evolving Energy-IEF International Energy Congress (IEF-IEC2012)**, v. 49, n. 1, p. 66–73, 2012. Disponível em: <<https://core.ac.uk/download/pdf/82424947.pdf>>.

LARMINIE, J.; DICKS, A. **Fuel Cell Systems Explained**. 2. ed. England: British Library, 2003. 433 p. ISBN 0-470-84857-X.

LEE, S. W.; DO, H. L. High step-up cascade synchronous boost dc-dc converter with zero-voltage switching. **IET Power Electronics**, v. 11, n. 3, p. 618–625, 2018. ISSN 1755-4535.

LIU, H. et al. Overview of high-step-up coupled-inductor boost converters. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 4, n. 2, p. 689–704, June 2016. ISSN 2168-6777.

LU, Y. et al. A family of isolated buck-boost converters based on semiactive rectifiers for high-output voltage applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 9, p. 6327–6340, Sep. 2016. ISSN 0885-8993.

LWIN, M. M. High-performance double boost dc-dc converter based on fuzzy logic controller. **Mechatronics and Applications: An International Journal (MECHATROJ)**, v. 2, n. 1, p. 01–12, 2017. Disponível em: <<https://aircse.com/mechatroj/papers/2118mechatroj01.pdf>>.

MAGNETICS. **Powder Cores**. Pittsburgh, PA, 2017. 112 p. Disponível em: <<https://www.mag-inc.com>>. Acesso em: 17 de Dezembro de 2018.

- MAHER., A.; AL-BAGHDADI, S. Modelling of proton exchange membrane fuel cell performance based on semi-empirical equations. **Renewable Energy**, v. 30, p. 1587–1599, August 2005. ISSN 0960-1481.
- MANN, R. F. et al. Development and application of a generalised steady-state electrochemical model for a pem fuel cell. **Journal of Power Sources**, v. 86, p. 173 – 180, November 2000. ISSN S0378- 7753 99 00484-X.
- MARTINS, D. C. et al. Aplicação do paralelismo de mosfets de potência em conversores quase-ressonantes tipo zcs. In: **SBA Controle & Automação**. [S.l.: s.n.], 1995. v. 6, n. 3.
- MATTAVELLI, P.; ROSSETTO, L.; SPIAZZI, G. Small-signal analysis of dc-dc converters with sliding mode control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 12, n. 1, p. 96–102, Jan 1997. ISSN 0885-8993.
- MCLYMAN, C. **Transformer and Inductor design Handbook**. 3. ed. California,: Universidade Federal de Santa Catarina, 2004. 533 p.
- MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power Electronics: Converters, Applications, and Design**. 3. ed. Minnesota: John Wiley & Sons, INC, 2003. 811 p. ISBN 978-0-471-22693-2.
- MOREIRA, P. F. **Setor Elétrico Brasileiro e a Sustentabilidade no Século 21: Oportunidades e Desafios**. 2. ed. Brasília, DF, Brazil: International Rivers Network, 2012. 102 p. Disponível em: <https://www.internationalrivers.org/sites/default/files/attached-files/setor_eletrico_desafios-opportunidades_2_edicao_nov2012.pdf>. Acesso em: 14 de Dezembro de 2018.
- MUHAMMAD, M.; ARMSTRONG, M.; ELGENDY, M. A. A nonisolated interleaved boost converter for high-voltage gain applications. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 4, n. 2, p. 352–362, June 2016. ISSN 2168-6777.
- NOVAES, Y. R. de. **Contribuições para sistemas de processamento de energia de células a combustível**. Tese (Doutor em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2006.
- PAGLIOSA, M. A. **Contribuição ao estudo de um conversor CC-CC isolado de 1,5kW aplicado a célula a combustível**. 110 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, 2005.
- PAN, C.; LAI, C. A high-efficiency high step-up converter with low switch voltage stress for fuel-cell system applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 6, p. 1998–2006, June 2010. ISSN 0278-0046.
- PINHEIRO, J. R. **Semindutores de Potência**. Santa Maria: Universidade Federal de Santa Maria, 2012. 72 p.

- POMILIO, J. A. **Pré-reguladores de Fator de Potência**. Apostila didática. Campinas: Universidade Estadual de Campinas, 2016.
- PRABHALA, V. A. K. et al. A dc-dc converter with high voltage gain and two input boost stages. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 6, p. 4206–4215, June 2016. ISSN 0885-8993.
- PRADHAN, S. et al. Effects of electrical feedbacks on planar solid-oxide fuel cell. In: **Trans. ASME, J. Fuel Cell Sci. Tech.** [S.l.: s.n.], 2007. v. 4, n. 2, p. 154–166.
- RASID, N.; RAHIM, N. A.; RAIHAN, S. R. S. Comparative study of dc-dc converters for fuel cell vehicle. In: **4th IET Clean Energy and Technology Conference (CEAT 2016)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–4.
- RELION. **T-1000 Hydrogen Fuel Cell**. Spokane, 2018. 2 p. Disponível em: <<http://literature.puertoricosupplier.com/001/MA491.pdf>>. Acesso em: 08 de Fevereiro de 2019.
- RENEWABLE ENERGY POLICY NETWORK FOR THE 21ST CENTURY. **Renewables Global Status Report 2018**. Paris, 2018. 32 p. Disponível em: <http://www.ren21.net/wp-content/uploads/2018/06/17-8652_GSR2018_FullReport_web_-1.pdf>. Acesso em: 13 de Dezembro de 2018.
- RESTREPO, C. et al. A noninverting buck-boost dc-dc switching converter with high efficiency and wide bandwidth. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 9, p. 2490–2503, Sep. 2011. ISSN 0885-8993.
- SANTOS, A. M. R. **Tendências tecnológicas das células a combustível para uso do hidrogênio derivado de petróleo e gás natural**. Tese (Doutor em Engenharia Mecânica) — Universidade Estadual de Campinas, 2008.
- SARTORI, H. C. **Projeto de conversores estáticos fazendo uso de uma metodologia de minimização de volume/perdas/custo**. 2013. 165 p. Tese (Doutor em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Brasil, 2013.
- SARTORI, H. C. et al. Integrated methodology design to improve the efficiency and reduce volume of the ccm pfc boost converters with pre-sizing settings. In: **2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1378–1385. ISSN 2163-5145.
- SATHYAN, S. et al. Zvs-zcs high voltage gain integrated boost converter for dc microgrid. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 11, p. 6898–6908, Nov 2016. ISSN 0278-0046.
- SCHMITZ, L.; MARTINS, D. C.; COELHO, R. F. Generalized high step-up dc-dc boost-based converter with gain cell. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, v. 64, n. 2, p. 480–493, Feb 2017. ISSN 1549-8328.

- SHITOLE, A. B. et al. Soft-switched high voltage gain boost-integrated flyback converter interfaced single-phase grid-tied inverter for spv integration. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 54, n. 1, p. 482–493, Jan 2018. ISSN 0093-9994.
- SIVARAJ, D.; AROUNASSALAME, M. High gain quadratic boost switched capacitor converter for photovoltaic applications. In: **2017 IEEE International Conference on Power, Control, Signals and Instrumentation Engineering (ICPCSI)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1234–1239.
- SIWAKOTI, Y. P.; BLAABJERG, F. Single switch nonisolated ultra-step-up dc-dc converter with an integrated coupled inductor for high boost applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 11, p. 8544–8558, Nov 2017. ISSN 0885-8993.
- SMITH, J. A. et al. A broad look at the workings, types, and applications of fuel cells. In: **IEEE Power Engineering Society Summer Meeting**. [S.l.: s.n.], 2002. v. 1, p. 70–75 vol.1.
- SOUZA, A. F. de et al. Conversor boost operando em condução descontínua e malha aberta aplicado à correção de fator de potência. In: **Universidade Federal de Santa Catarina**. [S.l.: s.n.], 2000.
- STEELE, B. C. H.; HEINZELI, A. Materials for fuel-cell technologies. **Nature**, v. 414, p. 345–352, Nov 2001.
- TDK GROUP COMPANY. **Aluminum electrolytic capacitors**. Washington, D.C., 2016. 26 p. Disponível em: <https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/20/30/db/aec/B43512_B43522.pdf>. Acesso em: 27 de Dezembro de 2018.
- TOSHIBA, E. D. . S. C. Mosfet paralling (parasitic oscillation between parallel power mosfets). In: **Application Note**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–21.
- TUYEN, N. D.; FUJITA, G. Modelling a sofc power unit using natural gas fed directly. **Advances in Natural Gas Technology**, p. 498–523, 2012.
- VISHAY SEMICONDUCTORS. **Ultrafast Soft Recovery Diode, 60 A FRED Pt.** [S.l.], 2015. 8 p. Disponível em: <<https://www.vishay.com/docs/94023/vs-60epu06p.pdf>>. Acesso em: 28 de Dezembro de 2018.
- WANG, C.; NEHRIR, M. H.; SHAW, S. R. Dynamic models and model validation for pem fuel cells using electrical circuits. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 20, n. 2, p. 442 – 451, June 2005. ISSN 0885-8969.
- WANG, J. et al. Low cost fuel cell converter system for residential power generation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 19, n. 5, p. 1315–1322, Sept 2004. ISSN 0885-8993.
- WILLIAMS, B. W. **Power Electronics: Devices, Drivers, Applications, and Passive Components**. 2. ed. Glasgow: Palgrave Macmillan, 1992. 560 p.

- WUA, J. et al. A review of pem fuel cell durability: Degradation mechanisms and mitigation strategies. In: **Journal of Power Sources**. [S.l.: s.n.], 2008. v. 184, p. 104–119.
- YANG, L.; LIANG, T.; CHEN, J. Transformerless dc-dc converters with high step-up voltage gain. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 8, p. 3144–3152, Aug 2009. ISSN 0278-0046.
- ZHANG, L. et al. A high step-up dc to dc converter under alternating phase shift control for fuel cell power system. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 3, p. 1694–1703, March 2015. ISSN 0885-8993.
- ZHONG, Y. et al. Mmc with parallel-connected mosfets as an alternative to wide bandgap converters for lvdc distribution networks. **The Journal of Engineering**, v. 1, 03 2017.
- ZIENTARSKI, J. R. R. **Análise, modelagem e validação experimental de uma metodologia para o projeto do indutor em conversor Boost PFC**. 236 p. Tese (Mestre em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Brasil, 2009.
- ZIENTARSKI, J. R. R. **Contribuições ao estudo de conversores CC-CC com processamento parcial de energia aplicados a sistemas fotovoltaicos**. 236 p. Tese (Doutor em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Brasil, 2017.
- ZIENTARSKI, J. R. R. et al. Design methodology for universal line input boost power factor correction magnetics. **IET Power Electronics**, v. 4, n. 6, p. 715–724, July 2011. ISSN 1755-4535.

APÊNDICES

Apêndice A – OBTENÇÃO DAS CORRENTES DE CADA COMPONENTE DO CONVERSOR

Este apêndice apresenta a dedução das equações para o cálculo das correntes do conversor para o modo de condução contínua, limiar e descontínua utilizados para estimação das perdas dos componentes. Conforme já demonstrado acima, Capítulo 3, a geração das correntes é feita em através da decomposição em séries de Fourier.

A.1 Corrente na chave

As equações que determinam o comportamento da corrente instantânea na chave para o instante que ela está em condução e bloqueio é definida por:

$$i_{sw(D)} = I_{min} + \frac{V_{in}t}{L} \quad (A.1)$$

$$i_{sw(D_2, D_3)} = 0 \quad (A.2)$$

Aplicando (A.2) e(A.1) na série de Fourier (3.73)-(3.76) para decomposição da corrente no interruptor do conversor *Boost*, encontra-se os seguintes coeficientes apresentados por:

$$A_{o(sw)} = \frac{D (2 I_{min} L + D T_s V_{in})}{2 L} \quad (A.3)$$

$$A_{n(sw)} = \frac{\frac{I_{min} T_s \sin(2 \pi D n)}{\pi n} - \frac{T_s^2 V_{in} (2 \sin(\pi D n)^2 - 2 \pi D n \sin(2 \pi D n))}{2 L \pi^2 n^2}}{T_s} \quad (A.4)$$

$$B_{n(sw)} = \frac{B_{n(sw1)} + \pi I_{min} L n - \pi I_{min} L n \cos(2 \pi D n)}{L \pi^2 n^2} \quad (A.5)$$

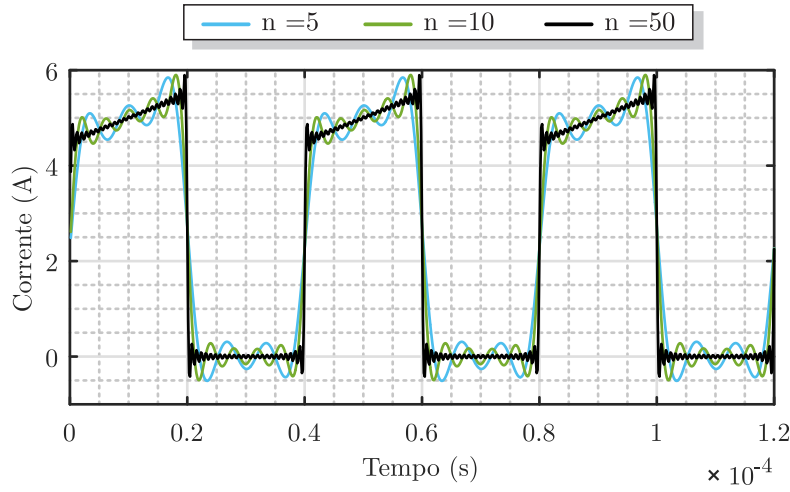
Sendo, os coeficientes $B_{n(sw1)}$, definido por:

$$B_{n(sw1)} = \frac{T_s (V_{in} \sin(2 \pi D n) - 2 \pi D V_{in} n \cos(2 \pi D n))}{2} \quad (A.6)$$

A Figura A.1 apresenta a forma de onda na chave do conversor, considerando a reconstituição da corrente com 5, 10 e 50 harmônicas.

A.2 Corrente no diodo

Figura A.1 – Forma de onda da corrente na chave.



Fonte: Autor.

As funções (A.7) e (A.8) determinam o comportamento da corrente instantânea no diodo, para os três modos de condução, para o momento em que ele está em bloqueio e condução, respectivamente.

$$i_{D(D,D_3)} = 0 \quad (\text{A.7})$$

$$i_{D(D_2)} = I_{min} + \frac{D T_s V_{in}}{L} + \frac{(V_{in} - V_{out}) (t - D T_s)}{L} \quad (\text{A.8})$$

Resolvendo (A.7) e (A.8) na série de Fourier (3.73)-(3.76) para decomposição da corrente no diodo, obtêm-se os seguintes coeficientes apresentados em:

$$A_{o(D)} = \frac{\frac{T_s (D_2^2 V_{in} - D_2^2 V_{out} + 2 D_2 D V_{in})}{2} + D_2 I_{min} L}{L} \quad (\text{A.9})$$

$$A_{n(D)} = \frac{A_{n(D1)} + A_{n(D2)} + A_{n(D3)} + A_{n(D4)} + A_{n(D5)}}{L \pi^2 n^2} \quad (\text{A.10})$$

Sendo, os coeficientes $A_{n(Dk)}$ ($k=1, \dots, 5$), definidos por:

$$A_{n(D1)} = \frac{T_s V_{in} \cos(2 \pi n (D_2 + D))}{2} - \frac{T_s V_{out} \cos(2 \pi n (D_2 + D))}{2} \quad (\text{A.11})$$

$$A_{n(D2)} = -\frac{T_s V_{in} \cos(2 \pi D n)}{2} + \frac{T_s V_{out} \cos(2 \pi D n)}{2} \quad (\text{A.12})$$

$$A_{n(D3)} = \pi I_{min} L n \sin(2 \pi n (D_2 + D)) - \pi I_{min} L n \sin(2 \pi D n) \quad (\text{A.13})$$

$$A_{n(D4)} = \pi D_2 T_s V_{in} n \sin(2 \pi n (D_2 + D)) + \pi D T_s V_{in} n \sin(2 \pi n (D_2 + D)) \quad (A.14)$$

$$A_{n(D5)} = -\pi D_2 T_s V_{out} n \sin(2 \pi n (D_2 + D)) - \pi D T_s V_{in} n \sin(2 \pi D n) \quad (A.15)$$

$$B_{n(D)} = \frac{B_{n(D1)} + B_{n(D2)} + B_{n(D3)} + B_{n(D4)} + B_{n(D5)}}{L \pi^2 n^2} \quad (A.16)$$

Sendo, os coeficientes $B_{n(Dk)}$ ($k=1, \dots, 5$), definidos por:

$$B_{n(D1)} = \frac{T_s V_{in} \sin(2 \pi n (D_2 + D))}{2} - \frac{T_s V_{out} \sin(2 \pi n (D_2 + D))}{2} \quad (A.17)$$

$$B_{n(D2)} = -\frac{T_s V_{in} \sin(2 \pi D n)}{2} + \frac{T_s V_{out} \sin(2 \pi D n)}{2} \quad (A.18)$$

$$B_{n(D3)} = -\pi I_{min} L n \cos(2 \pi n (D_2 + D)) + \pi I_{min} L n \cos(2 \pi D n) \quad (A.19)$$

$$B_{n(D4)} = -\pi D_2 T_s V_{in} n \cos(2 \pi n (D_2 + D)) - \pi D T_s V_{in} n \cos(2 \pi n (D_2 + D)) \quad (A.20)$$

$$B_{n(D5)} = \pi D_2 T_s V_{out} n \cos(2 \pi n (D_2 + D)) + \pi D T_s V_{in} n \cos(2 \pi D n) \quad (A.21)$$

O comportamento da corrente no diodo do conversor é apresentado na Figura A.2, considerando um número de 5, 10 e 50 harmônicas.

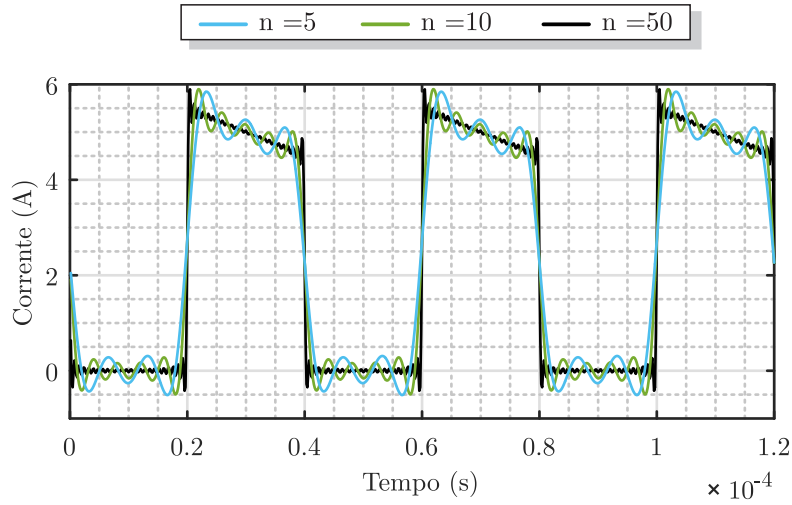
A.3 Corrente no capacitor de saída

As equações que regem o comportamento do capacitor de saída são dadas por:

$$i_{cap(D, D_3)} = -\frac{P_{in}}{V_{out}} \quad (A.22)$$

$$i_{cap(D_2)} = I_{min} + \frac{D T_s V_{in}}{L} + \frac{(V_{in} - V_{out})(t - D T_s)}{L} - \frac{P_{in}}{V_{out}} \quad (A.23)$$

Figura A.2 – Forma de onda da corrente no diodo.



Fonte: Autor.

Aplicando as equações (A.22) e (A.23) na série de Fourier (3.73)-(3.76) para decomposição da corrente no capacitor, obtêm-se os seguintes coeficientes definidos por:

$$A_{o(Cap)} = \frac{\frac{T_s (-D_2^2 V_{out}^2 + V_{in} D_2^2 V_{out} + 2 D V_{in} D_2 V_{out})}{2} - L P_{in} + D_2 I_{min} L V_{out}}{L V_{out}} \quad (A.24)$$

$$A_{n(Cap)} = - \frac{A_{n(Cap1)} + A_{n(Cap2)} + A_{n(Cap3)} + A_{n(Cap4)} + A_{n(Cap5)} + A_{n(Cap6)}}{L \pi^2 V_{out} n^2} \quad (A.25)$$

Sendo, os coeficientes $A_{n(Capk)}$ ($k=1, \dots, 6$), calculados por:

$$A_{n(Cap1)} = \frac{T_s V_{out}^2 \cos(2 \pi n (D_2 + D))}{2} - \frac{T_s V_{out}^2 \cos(2 \pi D n)}{2} \quad (A.26)$$

$$A_{n(Cap2)} = \frac{T_s V_{in} V_{out} \cos(2 \pi D n)}{2} - \frac{T_s V_{in} V_{out} \cos(2 \pi n (D_2 + D))}{2} \quad (A.27)$$

$$A_{n(Cap3)} = \pi L P_{in} n \sin(2 \pi n) - \pi I_{min} L V_{out} n \sin(2 \pi n (D_2 + D)) \quad (A.28)$$

$$A_{n(Cap4)} = \pi I_{min} L V_{out} n \sin(2 \pi D n) + \pi D_2 T_s V_{out}^2 n \sin(2 \pi n (D_2 + D)) \quad (A.29)$$

$$A_{n(Cap5)} = \pi D T_s V_{in} V_{out} n \sin(2 \pi D n) - \pi D_2 T_s V_{in} V_{out} n \sin(2 \pi n (D_2 + D)) \quad (A.30)$$

$$A_{n(Cap6)} = -\pi D T_s V_{in} V_{out} n \sin(2\pi n (D_2 + D)) \quad (A.31)$$

$$B_{n(Cap)} = \frac{B_{n(Cap1)} + B_{n(Cap2)} + B_{n(Cap3)} + B_{n(Cap4)} + B_{n(Cap5)} + B_{n(Cap6)} + B_{n(Cap7)}}{L \pi^2 V_{out} n^2} \quad (A.32)$$

Sendo, os coeficientes $B_{n(Capk)}$ ($k=1, \dots, 7$), dados por:

$$B_{n(Cap1)} = \frac{T_s V_{out}^2 \sin(2\pi D n)}{2} - \frac{T_s V_{out}^2 \sin(2\pi n (D_2 + D))}{2} \quad (A.33)$$

$$B_{n(Cap2)} = -\frac{T_s V_{in} V_{out} \sin(2\pi D n)}{2} - \pi L P_{in} n \quad (A.34)$$

$$B_{n(Cap3)} = \frac{T_s V_{in} V_{out} \sin(2\pi n (D_2 + D))}{2} + \pi L P_{in} n \cos(2\pi n) \quad (A.35)$$

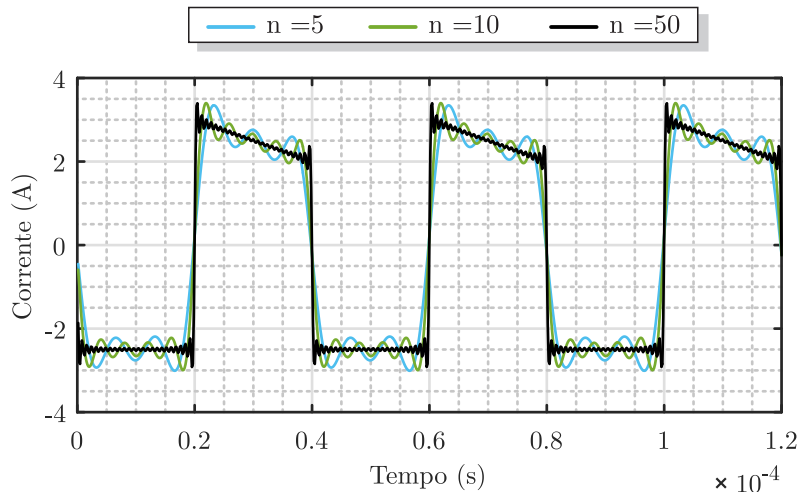
$$B_{n(Cap4)} = -\pi I_{min} L V_{out} n \cos(2\pi n (D_2 + D)) \quad (A.36)$$

$$B_{n(Cap5)} = \pi I_{min} L V_{out} n \cos(2\pi D n) + \pi D_2 T_s V_{out}^2 n \cos(2\pi n (D_2 + D)) \quad (A.37)$$

$$B_{n(Cap6)} = \pi D T_s V_{in} V_{out} n \cos(2\pi D n) - \pi D_2 T_s V_{in} V_{out} n \cos(2\pi n (D_2 + D)) \quad (A.38)$$

$$B_{n(Cap7)} = -\pi D T_s V_{in} V_{out} n \cos(2\pi n (D_2 + D)) \quad (A.39)$$

Figura A.3 – Forma de onda da corrente no capacitor de saída.



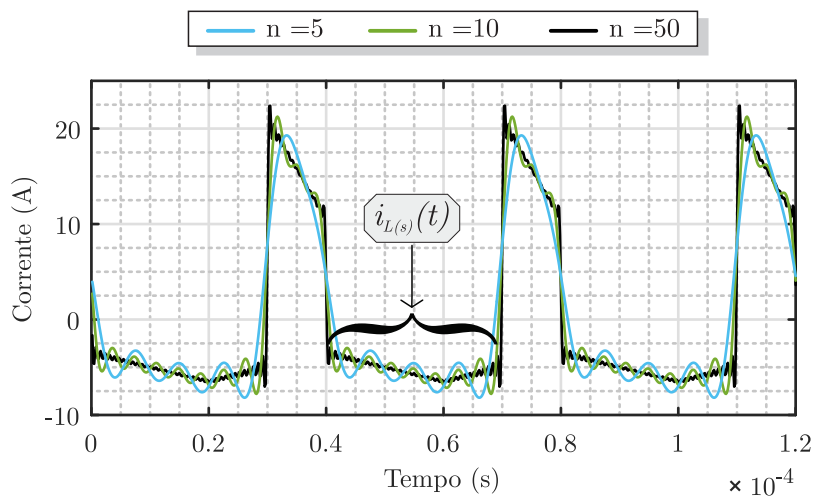
A.4 Corrente no capacitor intermediário

A corrente no capacitor intermediário é obtida pela subtração entre a corrente instantânea do diodo do primeiro estágio $i_{D(p)}(t)$ com a corrente instantânea do indutor do segundo estágio $i_{L(s)}(t)$, conforme:

$$i_{C(int)}(t) = i_{D(p)}(t) - i_{L(s)}(t) \quad (\text{A.40})$$

A forma de onda instantânea de corrente no capacitor intermediário considerando diferentes números de harmônicas é apresentado na Figura A.4.

Figura A.4 – Forma de onda da corrente no capacitor intermediário.



Fonte: Autor.