



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

SAMANTA GADELHA BARBOSA

**ESTUDO DE TÉCNICAS PARA A MELHORIA DA RELAÇÃO ENTRE
DENSIDADE DE POTÊNCIA E RENDIMENTO DE CONVERSORES CA-CC COM
ESTÁGIO INTEGRADO DE POTÊNCIA APLICÁVEIS A CARREGAMENTO ON-
BOARD DE VEÍCULOS ELÉTRICOS**

FORTALEZA

2025

SAMANTA GADELHA BARBOSA

ESTUDO DE TÉCNICAS PARA A MELHORIA DA RELAÇÃO ENTRE
DENSIDADE DE POTÊNCIA E RENDIMENTO DE CONVERSORES CA-CC COM
ESTÁGIO INTEGRADO DE POTÊNCIA APLICÁVEIS A CARREGAMENTO ON-
BOARD DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior.

Coorientador: Prof. Dr. José Willamy Medeiros de Araújo.

FORTALEZA

2025

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Sistema de Bibliotecas

Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

B212e Barbosa, Samanta Gadelha.

Estudo de técnicas para a melhoria da relação entre densidade de potência e rendimento de conversores CA-CC com estágio integrado de potência aplicáveis a carregamento on-board de veículos elétricos / Samanta Gadelha Barbosa. – 2025.

295 f. : il. color.

Tese (doutorado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2025.

Orientação: Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior.

Coorientação: Prof. Dr. José Willamy Medeiros de Araújo.

1. Conversor CA-CC monofásico. 2. Comutação Suave. 3. Integração de Magnéticos. 4. Modulação de Conversores CA-CC. 5. Veículos Elétricos. I. Título.

CDD 621.3

SAMANTA GADELHA BARBOSA

ESTUDO DE TÉCNICAS PARA A MELHORIA DA RELAÇÃO ENTRE
DENSIDADE DE POTÊNCIA E RENDIMENTO DE CONVERSORES CA-CC COM
ESTÁGIO INTEGRADO DE POTÊNCIA APLICÁVEIS A CARREGAMENTO ON-
BOARD DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Aprovada em: ____/____/____.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. José Willamy Medeiros de Araújo (Coorientador)
Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira (UNILAB)

Prof. Dr. Luiz Carlos Gomes de Freitas
Universidade Federal de Uberlândia (UFU)

Prof. Dr. Marcello Mezaroba
Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC)

Prof. Dr. Montiê Alves Vitorino
Universidade Federal de Campina Grande (UFCG)

A Deus,
À minha mãe Cristiane,
Ao meu pai Rui,
Ao meu companheiro Tito,
eu dedico esse trabalho.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus por todas as bênçães concedidas.

Em seguida, à minha mãe, Cristiane de Menezes Gadelha Barbosa, e ao meu pai, Rui Barbosa Filho, por todo amor, carinho, educação e suporte. Nada seria possível sem vocês.

Agradeço à minha irmã, Amanda Gadelha Barbosa, e a todos os outros membros da minha família que, mesmo distantes, torceram por mim e me apoiaram.

Ao meu parceiro, Tito Livio de Miranda Pinto Filho, pelo amor, paciência e compreensão, estando sempre ao meu lado, suportando os momentos de estresse e me ajudando a superar desafios. Agradeço também a toda sua família, que me acolheu e torceu por mim.

Ao Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior pela orientação e as oportunidades concedidas.

Ao meu coorientador, Prof. Dr. José Willamy Medeiros de Araújo, assim como aos Professores Dr. Luiz Carlos Gomes de Freitas, Dr. Marcello Mezaroba e Dr. Montiê Alves Vitorino pelas valiosas contribuições, sugestões e pelo tempo dedicado à banca examinadora.

Agradeço também a todos os outros professores e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica da UFC que, de alguma forma, contribuíram para o desenvolvimento do meu trabalho.

Ao Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC) pelo acolhimento e suporte ao projeto, e aos colegas e amigos da universidade, pelas reflexões, críticas e sugestões recebidas, além dos importantes momentos de descontração.

Aos professores e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica (LE - Fachgebiet Leistungselektronik) da Universidade de Kassel, Alemanha, que me acolheram e auxiliaram durante meu doutorado sanduíche, em especial ao Prof. Dr.-Ing. habil. Peter Zacharias, que possibilitou essa parceria entre as universidades.

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES) – Código de Financiamento 001. Agradeço, portanto, à CAPES pelo suporte financeiro tanto pela manutenção da bolsa de auxílio no Brasil quanto pelo Programa de Doutorado Sanduíche no Exterior (PDSE).

Finalmente, agradeço a todos aqueles que, de alguma maneira, contribuíram para conclusão deste trabalho e para minha formação como profissional e cidadã.

“Ler fornece ao espírito materiais para o conhecimento, mas só o pensar faz nosso o que lemos.”

(John Locke)

“Talvez não tenha conseguido fazer o melhor, mas lutei para que o melhor fosse feito. Não sou o que deveria ser, mas Graças a Deus, não sou o que era antes.”

(Martin Luther King)

RESUMO

Esta tese propõe estratégias para melhorar a relação entre rendimento e densidade de potência em conversores CA-CC monofásicos isolados com estágio de potência integrado, visando aplicações em carregadores embarcados de veículos elétricos. As contribuições principais envolvem: (i) o desenvolvimento de novas técnicas de modulação aplicadas aos conversores CA-CC monofásicos intercalados com três (3LI) e quatro braços (4LI); e (ii) a concepção de um novo arranjo magnético integrado. Na primeira etapa, são apresentadas variações de modulação que ampliam a operação com comutação suave com tensão nula (ZVS) ao longo do ciclo da rede CA, permitindo o uso de frequências de chaveamento mais elevadas com menores perdas por comutação. Em contrapartida, observa-se maior complexidade de implementação, elevação das correntes circulantes e aumento do número de elementos magnéticos. As análises teóricas foram validadas por simulações e testes experimentais. Considerando semicondutores adequados, as modulações propostas apresentaram menores perdas para frequências superiores a 160 kHz no 3LI e 75 kHz no 4LI. No caso do 4LI, observou-se aumento da densidade de potência para volumes magnéticos inferiores a 500 cm³. Na segunda etapa, foi desenvolvido um arranjo magnético cúbico que integra o indutor de filtro CA, dois autotransformadores e dois transformadores da topologia 4LI, com possibilidade de utilizar as dispersões para a transferência de energia. Com base em uma metodologia de projeto simplificada, foi realizado um processo iterativo que permite alcançar configurações otimizadas sem o uso de ferramentas de elementos finitos. O arranjo proposto foi validado por simulações e ensaios com um protótipo de 6,6 kW, demonstrando eficiência superior mesmo sob condições de carga variável. Outras vantagens da integração proposta incluem a não necessidade de núcleos especiais e uso exclusivo de ferrite como material magnético. Uma análise teórica baseada na fronteira de Pareto mostrou que, para frequências entre 50 kHz e 200 kHz, o arranjo integrado permite reduzir até 16,1% das perdas e 51,2% do volume dos magnéticos em relação à abordagem convencional. O trabalho também discute limitações identificadas e apresenta sugestões para pesquisas futuras. De modo geral, as estratégias propostas se mostraram promissoras para aplicações que exigem alta eficiência e compacidade, como os carregadores embarcados de veículos elétricos.

Palavras-chave: conversor CA-CC monofásico; comutação suave; integração de magnéticos; modulação de conversores CA-CC; veículos elétricos.

ABSTRACT

This thesis proposes new techniques to improve power density and efficiency in single-stage single-phase AC-DC converters with high-frequency isolation, aiming at applications in on-board chargers for electric vehicles. The main contributions include: (i) the development of new modulation techniques applied to single-phase interleaved AC-DC converters with three (3LI) and four legs (4LI); and (ii) the design of a novel integrated magnetic arrangement. In the first part, modulation variants are introduced to extend the Zero Voltage Switching (ZVS) operation over the AC grid cycle, enabling higher switching frequencies with reduced switching losses. On the other hand, increased implementation complexity, higher circulating currents, and a greater number of magnetic components are observed. Theoretical analyses are validated through simulations and experimental tests. Assuming suitable semiconductor devices, the proposed modulations result in lower losses for switching frequencies above 160 kHz in the 3LI and 75 kHz in the 4LI. For the 4LI, enhanced power density is also observed for magnetic volumes below 500 cm³. In the second part, a cubic magnetic arrangement is developed, integrating the AC filter inductor, two autotransformers, and two transformers from the 4LI topology, with the possibility of using leakage inductances for energy transfer. Based on a simplified design methodology, an iterative process is employed to achieve optimized configurations without relying on finite element tools. The proposed arrangement is validated by simulations and tests with a 6.6 kW prototype, demonstrating superior efficiency even under variable load conditions. Additional advantages include the use of standard core geometries and ferrite as the sole magnetic material. A theoretical analysis based on the Pareto front shows that, for switching frequencies between 50 kHz and 200 kHz, the integrated magnetic allows reductions of up to 16.1% in losses and 51.2% in magnetic volume compared to the conventional approach. The work also discusses identified limitations and suggests directions for future research. Overall, the proposed strategies proved promising for applications requiring high efficiency and compactness, such as onboard chargers for electric vehicles.

Keywords: single-stage AC-DC converter; soft switching; AC-DC converter modulation; magnetic integration; electrical vehicles.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Configuração básica de um OBC com dois estágios de potência.....	37
Figura 2.2 – Conversores CA-CC <i>Boost</i> com PFC unidirecional: (a) <i>Boost</i> convencional; (b) <i>Boost bridgeless</i>	38
Figura 2.3 – Variações do <i>Boost bridgeless</i>	39
Figura 2.4 – Conversor CA-CC em ponte bidirecional (FB).	39
Figura 2.5 – Conversor PFC com ZVS proposto em Guichao <i>et al.</i> (1994).	40
Figura 2.6 – Conversor PFC com ZVS proposto em Souza e Barbi (1995).....	41
Figura 2.7 – Conversor PFC com ZVS proposto em Cho <i>et al.</i> (1997).	41
Figura 2.8 – Conversor PFC com ZVS proposto em Arun <i>et al.</i> (1998).....	42
Figura 2.9 – Conversor PFC com ZVS proposto em Chien-Ming (2005).	42
Figura 2.10 – Conversor PFC com ZVS proposto em Alam <i>et al.</i> (2017).	43
Figura 2.11 – Conversor PFC com ZVS proposto em Park <i>et al.</i> (2019).....	43
Figura 2.12 – Conversor LLC.	44
Figura 2.13 – Conversor CLLC.....	45
Figura 2.14 – Conversor DAB.....	46
Figura 2.15 – <i>Boost bridgeless</i> + PSFB isolado.	47
Figura 2.16 – TP-BPFC + LLC.	47
Figura 2.17 – Conversor PFC FB + CLLC.....	48
Figura 2.18 – Conversor CA-CC com estágio integrado proposto em Prasanna, Singh e Rajashekara (2017).....	49
Figura 2.19 – Conversor CA-CC com estágio integrado e sem capacitor eletrolítico proposto em Belkamel, Kim e Choi (2021).....	49
Figura 2.20 – Integração magnética no conversor CC-CC <i>Boost</i> isolado com dois indutores apresentado por Yan e Lehman (2005): (a) esquemático do conversor convencional; (b) esquemático do circuito implementado.	52
Figura 2.21 – Integração de dois pares de indutores acoplados em um único núcleo para o conversor monofásico CA-CA apresentado em Khan, Cha e Kim (2016).....	52
Figura 2.22 – Conversor CC-CC <i>push-pull</i> alimentado por corrente e seu transformador de quatro fases em configuração cúbica apresentado em Le, Kim e Choi (2021).....	54
Figura 2.23 – Integração de indutores em baixa frequência com transformador de alta frequência para um conversor CA-CC de estágio único sem capacitores eletrolíticos apresentado em Hakim <i>et al.</i> (2023).....	54

Figura 2.24 – Integração magnética no conversor CA-CC totem-pole com quatro fases intercaladas e sem capacitor eletrolítico apresentado em Le, Hakim e Choi (2023).....	55
Figura 2.25 – Integração magnética no conversor CA-CA FB simétrico isolado em alta frequência apresentado em Filho <i>et al.</i> (2023).	56
Figura 2.26 – Configuração proposta em Oliveira <i>et al.</i> (2012).	57
Figura 2.27 – Circuito equivalente das topologias integradas.....	57
Figura 3.1 – <i>Three Leg Interleaved</i> (3LI).....	60
Figura 3.2 – Modulação tradicional do <i>Three Leg Interleaved</i> (3LI).....	62
Figura 3.3 – Sinais modulantes de tensão nas chaves do primário e no transformador.	62
Figura 3.4 – Regiões de potência para o 3LI com a modulação tradicional: (a) formas de onda de tensão e corrente no transformador; (b) distribuição das regiões ao longo de um período da rede CA.....	63
Figura 3.5 – Tensões no transformador e corrente no secundário com os sinais de acionamento das chaves para a modulação tradicional.....	65
Figura 3.6 – Perfil das correntes durante acionamento e desligamento das chaves do 3LI tradicional para diferentes funções de modulação no secundário.	67
Figura 3.7 – Circuito auxiliar para obtenção das correntes durante os instantes de acionamento e desligamento dos interruptores.....	68
Figura 3.8 – Correntes durante acionamento e desligamento das chaves do 3LI com modulação tradicional para diferentes funções de modulação no secundário.....	69
Figura 3.9 – Correntes nos semicondutores do 3LI tradicional com diferentes funções de modulação.....	69
Figura 3.10 – Defasagem dinâmica entre as portadoras do secundário considerando diferentes ΔTr : (a) portadoras para $\varphi_p=0^\circ$; (b) portadoras para $\varphi_p>0^\circ$; (c) tensões de gatilho correspondentes para $\varphi_p>0^\circ$	73
Figura 3.11 – Tensões no transformador e corrente no secundário com os sinais de acionamento das chaves para a modulação PSD: (a) $m_{pri} < 0,5$; (b) $m_{pri} \geq 0,5$	74
Figura 3.12 – Perfil das correntes durante acionamento e desligamento das chaves do 3LI para diferentes funções de modulação para o PSD.	75
Figura 3.13 – Modulação PSD e corrente nas chaves para (a) φ_{mod1} e (b) φ_{mod3} , sendo: (1) variação das fases de cada portadora no secundário; (2) correntes durante o ligamento e desligamento das chaves superiores; e (3) correntes nos semicondutores.	76
Figura 3.14 – Tensões no transformador e corrente no secundário com os sinais de acionamento das chaves para modulação PSDM: (a) $\varphi_{mod} < 0$; (b) $\varphi_{mod} \geq 0$	79

Figura 3.15 – Perfil das correntes durante acionamento e desligamento das chaves do 3LI para diferentes funções de modulação para o PSDM.....	80
Figura 3.16 – Regiões de operação resultantes da modulação PSDM: (a) formas de onda de tensão e corrente no transformador; (b) distribuição das regiões de potência ao longo de meio ciclo da rede CA.....	80
Figura 3.17 – Corrente eficaz no indutor de potência.....	83
Figura 3.18 – Potencias no transformador para o 3LI com PSDM variando o índice de modulação (m_a) e o ângulo de potência ($\Delta\phi$): (a) Potencia ativa; (b) Potência aparente no primário; (c) Potência aparente no secundário.....	84
Figura 3.19 – Análise do transformador em função do ângulo de defasagem para o 3LI com PSDM: (a) Potência ativa; (b) Fator de potência; (c) Relação entre as potências totais no primário e no secundário.....	84
Figura 3.20 – Análise do transformador em função do índice de modulação para o 3LI com PSDM: (a) Potência ativa; (b) Fator de potência; (c) Relação entre as potências totais no primário e no secundário.....	85
Figura 3.21 – Modulação PSDM e corrente nas chaves para (a) φ_{mod1} e (b) φ_{mod3} , sendo: (1) variação das fases de cada portadora no secundário; (2) correntes durante o ligamento e desligamento das chaves superiores; e (3) correntes nos semicondutores.....	87
Figura 3.22 – Conversor 3LI com indutor auxiliar: (a) φ_{sec1} ; (b) φ_{sec3}	89
Figura 3.23 – Correntes no secundário do 3LI com o indutor auxiliar.....	90
Figura 3.24 – Perfil das correntes durante acionamento e desligamento das chaves do 3LI com PSDM+ L_{aux}	90
Figura 3.25 – Correntes nas chaves do 3LI com o PSDM+ L_{aux} para φ_{mod3} ; (a) perfil de comutação; (b) correntes no secundário.....	91
Figura 3.26 – Perdas nas chaves (W) em função da frequência de chaveamento (kHz) para o semicondutor CCS050M12CM12: (a) Tradicional; (b) PSDM+ L_{aux} ; (c)Total.....	94
Figura 3.27 – Perdas nas chaves (W) em função da frequência de chaveamento (kHz) para o semicondutor UJ4C075018K4S: (a) Tradicional; (b) PSDM+ L_{aux} ; (c)Total.....	94
Figura 3.28 – Perdas nas chaves (W) em função da frequência de chaveamento (kHz) para o semicondutor G3R20MT12N: (a) Tradicional; (b) PSDM+ L_{aux} ; (c)Total.....	94
Figura 3.29 – Variação das perdas e volume do transformador em função da frequência de chaveamento (kHz) para o 3LI com modulação tradicional e diferentes ΔB	96
Figura 3.30 – Variação das perdas e volume do transformador em função da frequência de chaveamento para o 3LI com modulação PSDM+ L_{aux} e diferentes ΔB	96

Figura 3.31 – Comparaçao entre as perdas e volume do transformador em função da frequênciade chaveamento (kHz) para o 3LI com $\Delta B=0,3T$	97
Figura 3.32 – Variação das perdas e volume do indutor de potênciade frequênciade chaveamento (kHz) para o 3LI com modulação tradicional e diferentes ΔB	98
Figura 3.33 – Variação das perdas e volume do indutor de potênciade frequênciade chaveamento para o 3LI com modulação PSDM+ L_{aux} e diferentes ΔB	98
Figura 3.34 – Comparaçao entre as perdas e volume do indutor de potênciade frequênciade chaveamento (kHz) para o 3LI com $\Delta B=0,3T$	99
Figura 3.35 – Variação das perdas e volume do indutor auxiliar em função da frequênciade chaveamento (kHz) para o 3LI com PSDM+ L_{aux} e diferentes ΔB	99
Figura 3.36 – Perdas e volume total em função da frequênciade chaveamento (kHz) para o 3LI com $\Delta B=0,3T$	100
Figura 3.37 – Perdas totais em função da frequênciade chaveamento (kHz) para o 3LI.	100
Figura 3.38 – Protótipo do 3LI	101
Figura 3.39 – Tensões e corrente no semicondutor $\overline{S2}$ para modulação tradicional: (a) tensões e corrente durante condução; (b) Tensão e corrente no instante de acionamento.	103
Figura 3.40 – Tensões e corrente no semicondutor $\overline{S5}$ para modulação tradicional: (a) tensões e corrente durante condução; (b) Tensão e corrente no instante de acionamento.	103
Figura 3.41 – Capacitor série para evitar saturação do transformador.	104
Figura 3.42 – Tensões e corrente no DAB para modulação PSDM.	104
Figura 3.43 – Tensões e corrente no DAB para modulação PSDM durante cruzamento por zero: (a) n° 1; (b) n° 2.	105
Figura 3.44 – Tensões e correntes no semicondutor $\overline{S2}$ para modulação PSDM: (a) tensões e corrente durante condução; (b) tensão e corrente no instante de acionamento.	106
Figura 3.45 – Tensões e corrente no semicondutor $\overline{S2}$ para modulação PSDM durante cruzamento por zero n° 1: (a) durante condução; (b) no instante de acionamento.....	107
Figura 3.46 – Tensões e correntes no semicondutor $\overline{S2}$ para modulação PSDM durante cruzamento por zero n° 2: (a) durante condução; (b) no instante de acionamento.....	107
Figura 3.47 – Instantes de comutação no semicondutor $\overline{S2}$: (a) comutação forçada; (b) ZVS; (c) comutação forçada com menor tensão.	108
Figura 3.48 – Tensões e correntes no semicondutor $\overline{S5}$ para modulação PSDM: (a) tensões e corrente durante condução; (b) Tensão e correntes no instante de acionamento.	109

Figura 3.49 – Tensões e corrente no semicondutor $\overline{S5}$ durante ampliação do ruído em V_{GS} : (a) durante condução; (b) no instante de acionamento.	109
Figura 3.50 – Tensões e correntes no semicondutor $\overline{S5}$ para modulação PSDM durante cruzamento por zero nº 1: : (a) durante condução; (b) no instante de acionamento.....	110
Figura 3.51 – Tensões e correntes no semicondutor $\overline{S5}$ para modulação PSDM durante cruzamento por zero nº 2: : (a) durante condução; (b) no instante de acionamento.....	110
Figura 3.52 – Instantes de comutação no semicondutor $\overline{S5}$: (a) comutação forçada; (b) ZVS instante 1; (c) ZVS instante 2	111
Figura 4.1 – <i>Four Leg Interleaved (4LI)</i>	113
Figura 4.2 – Modulação tradicional do <i>Four Leg Interleaved (4LI)</i>	115
Figura 4.3 – Formas de onda no primário do 4LI: (a) tensão multinível e da fonte CA; (b) tensão nas pontes do primário e do secundário; (c) oscilação de corrente no indutor CA.....	116
Figura 4.4 – Sinais modulantes de tensão nas chaves do primário e no transformador para o 4LI.	116
Figura 4.5 – Regiões de potência para o 4LI com a modulação tradicional: (a) variação das regiões de potência em função do perfil da razão cíclica no transformador (ΔT_r) e do ângulo de potência; (b) distribuição das regiões ao longo de um período da rede CA.....	117
Figura 4.6 – Perfil das correntes durante acionamento e desligamento das chaves do 4LI tradicional para diferentes funções de modulação no secundário.	120
Figura 4.7 – Perfil das correntes durante acionamento e desligamento das chaves do 4LI tradicional para diferentes índices de modulação e ângulos de potência.	120
Figura 4.8 – Modulação tradicional e corrente nas chaves do 4LI para m_{sec1} , sendo: (a) correntes, tensão multinível e sinais de modulação; (b) correntes durante o ligamento e desligamento das chaves superiores; e (c) correntes nos semicondutores.	121
Figura 4.9 – Modulação tradicional e corrente nas chaves do 4LI para m_{sec2} , sendo: (a) correntes, tensão multinível e sinais de modulação; (b) correntes durante o ligamento e desligamento das chaves superiores; e (c) correntes nos semicondutores.	122
Figura 4.10 – Modulação tradicional e corrente nas chaves do 4LI para m_{sec3} , sendo: (a) correntes, tensão multinível e sinais de modulação; (b) correntes durante o ligamento e desligamento das chaves superiores; e (c) correntes nos semicondutores.	122
Figura 4.11 – Perfil das correntes durante acionamento e desligamento das chaves do 4LI com PSD para diferentes funções de modulação no secundário.	124

Figura 4.12 – Modulação PSD e corrente nas chaves do 4LI para φ_{mod1} , sendo: (a) correntes, tensão multinível e sinais de modulação; (b) correntes durante o ligamento e desligamento das chaves superiores; e (c) correntes nos semicondutores.	125
Figura 4.13 – Modulação PSD e corrente nas chaves do 4LI para φ_{mod2} , sendo: (a) correntes, tensão multinível e sinais de modulação; (b) correntes durante o ligamento e desligamento das chaves superiores; e (c) correntes nos semicondutores.	125
Figura 4.14 – Regiões de operação resultantes da modulação PSDM: (a) formas de onda de tensão e corrente no transformador; (b) distribuição das regiões de potência ao longo de meio ciclo da rede CA.	126
Figura 4.15 – Corrente eficaz no indutor de potência para o 4LI com PSDM.	128
Figura 4.16 – Potências no transformador para o 4LI com PSDM variando o índice de modulação (m_a) e o ângulo de potência ($\Delta\varphi$): (a) Potencia ativa; (b) Potência aparente no primário; (c) Potência aparente no secundário.	128
Figura 4.17 – Análise do transformador em função da defasagem para o 4LI com PSDM: (a) Potência ativa; (b) Fator de potência; (c) Relação de potência total.	129
Figura 4.18 – Análise do transformador em função do índice de modulação para o 4LI com PSDM: (a) Potência ativa; (b) Fator de potência; (c) Relação de potência total.	130
Figura 4.19 – Perfil das correntes durante acionamento e desligamento das chaves do 4LI com PSDM para diferentes funções de modulação no secundário.	131
Figura 4.20 – Perfil das correntes durante acionamento das chaves no primário do 4LI com PSDM para diferentes índices de modulação e ângulos de potência.	132
Figura 4.21 – Perfil das correntes durante acionamento das chaves no secundário do 4LI com PSDM para diferentes índices de modulação e ângulos de potência.	132
Figura 4.22 – Modulação PSDM e corrente nas chaves do 4LI para φ_{mod2} , sendo: (a) correntes, tensão multinível e sinais de modulação; (b) correntes durante o ligamento e desligamento das chaves superiores; e (c) correntes nos semicondutores.	133
Figura 4.23 – Perfil das correntes durante acionamento e desligamento das chaves do 4LI com PSDM+ L_{aux}	134
Figura 4.24 – Perfil das correntes durante acionamento das chaves no secundário do 4LI com PSDM para diferentes índices de modulação e ângulos de potência.	135
Figura 4.25 – Modulação PSDM+ L_{aux} e corrente nos indutores e nos semicondutores do 4LI para φ_{mod2} , sendo: (a) sinais de modulação, tensão e corrente em L_{aux} ; (b) correntes durante o acionamento e desligamento de S5 e S6; e (c) correntes nos semicondutores S5 e S6.	135

Figura 4.26 – Perdas nos semicondutores do 4LI em função da frequência de chaveamento (W x kHz) para o semicondutor UJ4C075018K4S: (a) Tradicional; (b) PSDM+L; (c)Total.	139
Figura 4.27 – Perdas nos semicondutores do 4LI em função da frequência de chaveamento (W x kHz) para o semicondutor G3R20MT12N: (a) Tradicional; (b) PSDM+ L_{aux} ; (c)Total.	139
Figura 4.28 – Perdas nos semicondutores do 4LI em função da frequência de chaveamento (W x kHz) para o semicondutor NV6515: (a) Tradicional; (b) PSDM+ L_{aux} ; (c)Total	140
Figura 4.29 – Variação das perdas e volume do transformador em função da frequência de chaveamento (kHz) para o 4LI com modulação tradicional e diferentes ΔB .	141
Figura 4.30 – Variação das perdas e volume do transformador em função da frequência de chaveamento para o 4LI com modulação PSDM+ L_{aux} e diferentes ΔB .	141
Figura 4.31 – Comparação entre as perdas e volume do transformador em função da frequência de chaveamento (kHz) para o 4LI com $\Delta B=0,3T$.	142
Figura 4.32 – Variação das perdas e volume do indutor de potência em função da frequência de chaveamento (kHz) para o 4LI com modulação tradicional e diferentes ΔB .	142
Figura 4.33 – Variação das perdas e volume do indutor de potência em função da frequência de chaveamento para o 4LI com modulação PSDM+ L_{aux} e diferentes ΔB .	143
Figura 4.34 – Comparação entre as perdas e volume do indutor de potência em função da frequência de chaveamento (kHz) para o 4LI com $\Delta B=0,3T$.	143
Figura 4.35 – Variação das perdas e volume do indutor auxiliar em função da frequência de chaveamento (kHz) para o 4LI com PSDM+ L_{aux} e diferentes ΔB .	144
Figura 4.36 – Perdas e volume total em função da frequência de chaveamento (kHz) para o 4LI com $\Delta B=0,3T$.	145
Figura 4.37 – Perdas totais em função da frequência de chaveamento (kHz) para o 4LI.	145
Figura 4.38 – Rendimento em função do volume total para o 4LI.	145
Figura 5.1 – Estrutura elementar do 4LI destacando seus elementos magnéticos.	147
Figura 5.2 – Formas de onda de corrente em cada elemento magnético do 4LI; (a) corrente no indutor L_g ; (b) corrente nos transformadores T_1 e T_2 ; (c) correntes no primário dos HFTs; (d) corrente no secundário dos HFTs.	148
Figura 5.3 – Integração do transformador de interfase com o HFT: (a) ilustração construtiva do T_1 e HFT ₁ separados; (b) circuito elétrico de T_1 e HFT ₁ separados; (c) ilustração construtiva de T_1 e HFT ₁ integrados; (d) circuito elétrico de T_1 e HFT ₁ integrados.	150
Figura 5.4 – Formas de onda de corrente no transformador após integração; (a) correntes no primário dos HFITs; (b) corrente no secundário dos HFITs.	151

Figura 5.5 – Redistribuição simétrica dos enrolamentos do HFIT.....	151
Figura 5.6 – Integração de todos os elementos magnéticos: (a) circuito magnético; (b) circuito elétrico.....	152
Figura 5.7 – Arranjo magnético cúbico com 4 núcleos C: (a) faces de alta frequência compostas por 2 núcleos C; (b) perspectiva do cubo completo; (c) visualização das faces laterais do cubo.....	153
Figura 5.8 – Circuito magnético equivalente do HFIT-L _g	154
Figura 5.9 – Fluxo magnético durante um ciclo da rede CA, normalizado por seus valores máximos: (a) fluxo de alta e baixa frequência nas arestas horizontais; (b) fluxo misto nas arestas verticais.....	155
Figura 5.10 – Algoritmo para projeto ótimo do arranjo magnético HFIT-L _g	158
Figura 5.11 – Curvas de perdas para seleção do projeto ótimo.....	163
Figura 5.12 – Circuito de potência utilizado no PSIM sem conexão dos magnéticos.	164
Figura 5.13 – Circuito de potência utilizado no PSIM considerando os magnéticos da configuração #1.	165
Figura 5.14 – Elementos magnéticos do PSIM utilizado para simulação do HFIT-L _g	165
Figura 5.15 – Circuito de potência utilizado no PSIM considerando o arranjo magnético proposto HFIT-L _g	166
Figura 5.16 – Circuito de aquisição e processamento utilizado no PSIM.....	168
Figura 5.17 – Tensões e corrente CA no primário do 4LI obtidos por simulação: (a) Configuração #1 (analógico); (b) Configuração #2 (analógico); (c) Configuração #1 (digital); (d) Configuração #2 (digital).....	169
Figura 5.18 – Sinais de controle de tensão (ukv_{pri}) e corrente (uki) obtidos por simulação: (a) Configuração #1 (analógico); (b) Configuração #2 (analógico); (c) Configuração #1 (digital); (d) Configuração #2 (digital).....	170
Figura 5.19 – Fluxo magnético nas arestas de alta frequência, baixa frequência e frequência mista: (a) Sistema analógico; (b) Sistema digital.	171
Figura 5.20 – Tensões nos barramentos CC e CA e corrente CA no modo retificador obtidas por simulação: (a) Configuração #1; (b) Configuração #2.....	173
Figura 5.21 – Correntes no arranjo magnético proposto simuladas para operação no modo retificador.....	173
Figura 5.22 – Fluxo magnético nas arestas de alta e baixa frequência no modo retificador obtidas por simulação.	174

Figura 5.23 – Tensões nos barramentos CC e CA e corrente CA no modo inversor obtidas por simulação: (a) Configuração 1; (b) Configuração 2	175
Figura 5.24 – Correntes no arranjo magnético proposto simuladas para operação no modo inversor	175
Figura 5.25 – Fluxo magnético nas arestas de alta e baixa frequência no modo inversor obtidas por simulação.....	176
Figura 5.26 – Tensões nos barramentos CC e CA, corrente CA e potência no secundário simuladas para degraus de carga de 50% no conversor em modo retificador.....	177
Figura 5.27 – Sinais de controle simulados para degraus de carga de 50% no conversor operando no modo retificador	178
Figura 5.28 – Tensões e correntes nos DAB ₁ e DAB ₂ simuladas para degraus de carga de 50% no conversor operando no modo retificador.....	179
Figura 5.29 – Correntes no magnético proposto simuladas para degraus de carga de 50% no conversor operando no modo retificador.....	179
Figura 5.30 – Fluxos magnéticos simulados para degraus de carga de 50% no conversor operando no modo retificador	180
Figura 5.31 – Tensões nos barramentos, corrente CA e potência no secundário simuladas para degraus de carga de 50% no conversor operando no modo inversor	181
Figura 5.32 – Sinais de controle simulados para degraus de carga de 50% no conversor operando no modo inversor	182
Figura 5.33 – Tensões e correntes nos DAB ₁ e DAB ₂ simulados para degraus de carga de 50% no conversor operando no modo inversor	183
Figura 5.34 – Correntes no magnético proposto simuladas para degraus de carga de 50% no conversor operando no modo inversor	183
Figura 5.35 – Fluxos magnéticos simulados para degraus de carga de 50% no conversor operando no modo inversor	184
Figura 5.36 – Tensões nos barramentos, corrente CA e potência no secundário simuladas para degraus de carga de 100% no conversor durante inversões de potência.....	185
Figura 5.37 – Sinais de controle simulados para degraus de carga de 100% no conversor durante inversões de potência.....	186
Figura 5.38 – Tensões e correntes nos DAB ₁ e DAB ₂ simuladas para degraus de carga de 100% no conversor durante inversões de potência.....	187
Figura 5.39 – Correntes no magnético proposto simuladas para degraus de carga de 100% no conversor durante inversões de potência.....	187

Figura 5.40 – Fluxos magnéticos simulados para degraus de carga de 100% no conversor durante inversões de potência.....	188
Figura 5.41 – Protótipo experimental do conversor 4LI.	189
Figura 5.42 – Configurações de magnéticos construídos para validação experimental: (a) Configuração #1; (b) Configuração #2; (c) Configuração #3.....	190
Figura 5.43 – Análise teórica das perdas: (a) Capacitores, semicondutores e indutores comuns em ambas as configurações; (b) Configuração #1; (c) Configuração #2.	192
Figura 5.44 – Tensões nos barramentos CC e CA e corrente CA no modo retificador: (a) configuração #1; (b) configuração #2; (c) configuração #3.	193
Figura 5.45 – Curva de rendimento, modo retificador.	194
Figura 5.46 – Correntes no arranjo magnético integrado no modo retificador.	195
Figura 5.47 – Corrente e tensão nas distintas regiões de potência dos DAB ₁ e DAB ₂ com o arranjo magnético integrado no modo retificador.	195
Figura 5.48 – Foto térmica do arranjo magnético integrado: (a) face lateral com baixa frequência; (b) face lateral com alta frequência; (c) vista superior.	196
Figura 5.49 – Tensões induzidas nas arestas de baixa, alta e mista frequência: (a) Tensões induzidas nos enrolamentos; (b) Integral das tensões induzidas para estimativa do fluxo.	197
Figura 5.50 – Fluxos de alta frequência: (a) sem compensação; (b) com compensação.....	198
Figura 5.51 – Tensões nos barramentos CC e CA e corrente CA no modo inversor: (a) configuração #1; (b) configuração #2; (c) configuração #3.	199
Figura 5.52 – Curva de rendimento, modo inversor.	200
Figura 5.53 – Correntes no arranjo magnético integrado no modo inversor.....	201
Figura 5.54 – Corrente e regiões de operação dos DAB ₁ e DAB ₂ com o arranjo magnético integrado no modo inversor.....	201
Figura 5.55 – Resposta dinâmica do conversor a degraus de 45% no modo retificador: tensão nos barramentos e corrente CA.	203
Figura 5.56 – Resposta dinâmica do conversor a degraus de 45% no modo retificador: correntes no arranjo magnético integrado.	204
Figura 5.57 – Resposta dinâmica do conversor a degraus de 45% no modo inversor: tensão nos barramentos e corrente CA.	205
Figura 5.58 – Resposta dinâmica do conversor a degraus de 45% no modo inversor: correntes no arranjo magnético integrado.	206
Figura 5.59 – Resposta dinâmica do conversor a degraus de inversão de potência de 90%: tensão nos barramentos e corrente CA.	207

Figura 5.60 – Resposta dinâmica do conversor a degraus de inversão de potência de 90%: correntes no arranjo magnético integrado.	208
Figura 5.61 – Perdas x Volume x Temperatura para diferentes projetos dos elementos magnéticos L_g , HFIT e HFIT- L_g considerando diferentes frequências de chaveamento: (a) 50 kHz; (b) 100 kHz; (c) 200 kHz.....	210
Figura 5.62 – Linha de frente de Pareto.	211
Figura C.1 – Dimensões lineares do núcleo C.....	229
Figura C.2 – Volume e Área superficial do cubo	230
Figura C.3 – Utilização de núcleos em paralelo	231
Figura D.1 – Placa de potência da ponte completa.....	232
Figura D.2 – Placa de aquisição e processamento de sinais.....	233
Figura D.3 – Circuito de medição diferencial de tensão.	234
Figura D.4 – Filtro <i>anti-aliasing</i> de 1º ordem.	235
Figura D.5 – Diagrama de blocos do controle.....	236
Figura D.6 – Diagrama de blocos do SOGI-FLL.	236
Figura D.7 – Diagrama de bode da planta de corrente i_{Lg} sem (FT) e com compensador (FTC).	238
Figura D.8 – Resposta ao degrau da malha de corrente i_{Lg} no tempo contínuo (FT _c) e discreto (FT _d).	239
Figura D.9 – Diagrama de bode da planta de tensão v_{pri} sem (FT) e com compensador (FTC).	239
Figura D.10 – Resposta ao degrau da malha de tensão v_{pri} no tempo contínuo (FT _c) e discreto (FT _d).	240
Figura D.11 – Diagrama de bode da planta de tensão v_{sec} sem (FT) e com compensador (FTC).	240
Figura D.12 – Resposta ao degrau da malha de tensão v_{sec} no tempo contínuo (FT _c) e discreto (FT _d).	241

LISTA DE TABELAS

Tabela 3-1 – Tempos e condições para mudança das regiões de potência no 3LI	64
Tabela 3-2 – Valor instantâneo da parcela variável da corrente no transformador (β_i) durante acionamento e desligamento das chaves com a modulação tradicional	65
Tabela 3-3 – Especificações adotadas para o 3LI.....	67
Tabela 3-4 – Parâmetros em regime permanente para 3LI tradicional com diferentes funções de modulação.....	70
Tabela 3-5 – Correntes e perdas por condução nos semicondutores do 3LI tradicional com diferentes funções de modulação.....	71
Tabela 3-6 – Perdas durante acionamento e desligamento das chaves do 3LI tradicional para diferentes funções de modulação.....	71
Tabela 3-7 – Parcela variável da corrente no transformador durante acionamento e desligamento das chaves no PSD	74
Tabela 3-8 – Correntes durante acionamento e desligamento das chaves com o PSD	77
Tabela 3-9 – Perdas durante acionamento e desligamento das chaves com o PSD	77
Tabela 3-10 – Parcela variável da corrente no transformador durante acionamento e desligamento das chaves no PSDM.....	79
Tabela 3-11 – Condições e instantes de transição entre as regiões de operação para o PSDM.	
.....	82
Tabela 3-12 – Valores instantâneos de potência, tensão e corrente para o PSDM.....	83
Tabela 3-13 – Valores de corrente e potência teóricos e simulados para o PSDM	86
Tabela 3-14 – Correntes nas chaves do 3LI com o PSDM.....	88
Tabela 3-15 – Perdas durante acionamento e desligamento das chaves com o PSDM.....	88
Tabela 3-16 – Correntes nas chaves do 3LI com o PSDM+ L_{aux}	92
Tabela 3-17 – Correntes durante acionamento e desligamento das chaves com o PSDM+ L_{aux}	
.....	92
Tabela 3-18 – Resumo das correntes e perdas obtidas para o 3LI com diferentes modulações	
.....	93
Tabela 3-19 – Especificações do protótipo 3LI.....	102
Tabela 4-1 – Tempos e condições para mudança das regiões de potência no 4LI	117
Tabela 4-2 – Especificações adotadas para o 4LI.....	118
Tabela 4-3 – Valor instantâneo da parcela variável da corrente no transformador (β_i) para o 4LI durante acionamento e desligamento das chaves com a modulação tradicional	119

Tabela 4-4 – Valor instantâneo da parcela variável da corrente no transformador para o 4LI durante acionamento e desligamento das chaves no PSD	123
Tabela 4-5 – Valores instantâneos de potência, tensão e corrente para o PSDM.....	127
Tabela 4-6 – Parcela variável da corrente no transformador do 4LI durante acionamento e desligamento das chaves com a modulação PSDM	130
Tabela 4-7 – Resumo dos valores de corrente e potência teóricos e simulados para o DAB ₁ do 4LI para as diferentes modulações.	136
Tabela 4-8 – Valores médios de corrente nos semicondutores do DAB ₁ do 4LI para as diferentes modulações.	137
Tabela 4-9 – Valores eficazes de corrente nos semicondutores do DAB ₁ do 4LI para as diferentes modulações.	137
Tabela 4-10 – Resumo das correntes e perdas nos semicondutores do 4LI com diferentes modulações e semicondutores	138
Tabela 5-1 – Especificações e parâmetro adotados para o 4LI	163
Tabela 5-2 – Parâmetros de operação do primário para cada configuração obtidos por simulação	171
Tabela 5-3 – Parâmetros de operação para cada configuração obtidos por simulação.	176
Tabela 5-4 – Especificações dos elementos magnéticos.	190
Tabela 5-5 – Parâmetros de operação para cada configuração de magnético no modo retificador.....	193
Tabela 5-6 – Parâmetros de operação para cada configuração de magnético no modo inversor.	198
Tabela A.1 – Coeficientes para determinação dos parâmetros físicos do núcleo em função do Ap.	225
Tabela A.2 – Parâmetros de projeto dos magnéticos.....	227
Tabela D-1 – Principais componentes para montagem do protótipo do 4LI.....	232
Tabela D-2 – Configuração dos circuitos de medição diferencial.....	234
Tabela D.3 – Especificação dos filtros de 1º ordem.	235
Tabela D.4 – Parâmetros do filtro <i>Notch</i>	237
Tabela D.5 – Parâmetros dos controladores PI.....	237

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

3LI	Conversor CA-CC intercalado com três braços
3SSC	<i>Three-State Switching Cell</i>
4LI	Conversor CA-CC intercalado com quatro braços
AD	Analógico/Digital
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCM	Modo de condução contínua
CLLC	Capacitor-indutor-indutor-capacitor
DAB	<i>Dual Active Bridge</i>
DA	Digital/Analógico
DCM	Modo de condução descontínua
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i>
EPS	<i>Extended Phase-shift</i>
FB	<i>Full-bridge</i>
FLL	<i>Frequency Locked Loop</i>
FP	Fator de Potência
FPGA	<i>Field-Programmable Gate Array</i>
FS	Fator de relação entre as potências totais nas pontes do primário e do secundário do transformador
GaN	<i>Gallium Nitride</i>
GD	Geração Distribuída
G2V	<i>Grid-to-vehicle</i>
HF	<i>Half-bridge</i>
HFT	<i>High Frequency Transformer</i>
HFIT	<i>High Frequency Transformer Integrated with 3SSC</i>
Ki	Ganho Integral
Kp	Ganho Proporcional
LC	Indutor-capacitor
LLC	Indutor-indutor-capacitor
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
OBC	<i>On-Board Charger</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>

PFC	<i>Power Factor Correction</i>
PI	Proporcional-Integral
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PR	Proporcional + Ressonante
PSD	<i>Phase-Shift</i> Dinâmico
PSDM	<i>Phase-Shift</i> Dinâmico Modificado
PSDM+ L_{aux}	<i>Phase-Shift</i> Dinâmico Modificado com indutor auxiliar L_{aux}
PS	Phase-shift
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
Si	<i>Silicon</i>
SiC	<i>Silicon Carbide</i>
SOGI	<i>Second Order Generalized Integrator</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse-Width Modulation</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
V2G	<i>Vehicles-to-grid</i>
V2H	<i>Vehicle-to-home</i>
V2L	<i>Vehicle-to-load</i>
V2V	<i>Vehicle-to-vehicle</i>
VE	Veículo Elétrico
ZCS	<i>Zero Current Switching</i>
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

α	Relação de transformação do transformador
β_i	Parcela variável da corrente instantânea no transformador
ΔB	Variação de densidade de fluxo magnético
$\Delta \varphi$	Razão entre o ângulo de potência e o período de chaveamento
Δt_x	Intervalo de tempo x
ΔTr	Razão cíclica da tensão sobre os transformadores
Δ_{up}	Razão entre o tempo de subida da corrente e o período de chaveamento
η	Rendimento
μ_0	Permeabilidade do vácuo
μ_r	Permeabilidade relativa do material magnético
ρ_c	Resistividade do cobre
τ_x	Tempo de transição x entre as regiões
ϕ_{HF}	Fluxo magnético em alta frequência
ϕ_{LF}	Fluxo magnético em baixa frequência
φ_{mod}	Ângulo de defasagem para modulação do secundário
φ_p	Ângulo de defasagem para transferência de potência
ω	Variável de frequência angular
ω_{ef}	Frequência angular efetiva no condutor
ω_r	Frequência angular da rede CA
A_e	Seção transversal do núcleo magnético
A_{AWG}	Seção transversal do AWG
b_c	Largura da área de janela
B_{HF}	Densidade de fluxo magnético em alta frequência
B_{LF}	Densidade de fluxo magnético em baixa frequência
B_T	Densidade de fluxo magnético total
C_{FI}	Capacitância do filtro <i>anti-aliasing</i> (1 ^a ordem)
C_{pri}	Capacitor do barramento CC primário
C_{sec}	Capacitor do barramento CC secundário
d_{AWG}	Diâmetro do fio AWG
d_{pri}	Razão cíclica aplicada nos interruptores do primário
d_{S3}	Estado de comutação do interruptor S3 do 3LI
e_{iLg}	Erro entre a referência e o valor medido de i_{Ls}

e_{vpri}	Erro entre a referência e o valor medido de V_{pri}
e_{vsec}	Erro entre a referência e o valor medido de V_{sec}
$E_{S(off)}$	Energia perdida durante desligamento do interruptor S
$E_{S(on)}$	Energia perdida durante acionamento do interruptor S
f_{corte}	Frequência de corte do filtro <i>anti-aliasing</i> (1 ^a ordem)
F_c	Frequência de cruzamento por zero
F_o	Frequência de operação da malha
f_r	Frequência da rede CA
f_s	Frequência de chaveamento
FT	Função de transferência no tempo contínuo sem compensador
FTC	Função de transferência no tempo contínuo com compensador
FT_c	Resposta ao degrau do sistema em tempo contínuo
FT_d	Resposta ao degrau do sistema em tempo discreto
Fr	Fator de relação entre a resistência CA e CC de um condutor
G_v	Ganho de amostragem de tensão
i_{oSEC}	Corrente no barramento CC do secundário
I_{Lac}	Corrente no indutor de filtro L_g durante ensaio experimental
i_{Laux}	Corrente no indutor auxiliar de comutação ZVS L_{aux}
i_{Ld}	Corrente na indutância de transferência de energia L_d
i_{Lg}	Corrente no indutor de filtro L_g
i_{Lg_ref}	Referência senoidal de i_{Lg}
$I_{Lg(pk)_ref}$	Referência do pico de corrente i_{Lg}
I_{mag}	Corrente de magnetização durante ensaio experimental
$i_{S(1Q)}$	Corrente no primeiro quadrante do interruptor S
$i_{S(3Q)}$	Corrente no terceiro quadrante do interruptor S
i_{Son}	Corrente durante acionamento do interruptor S
i_{Soff}	Corrente durante desligamento do interruptor S
i_{Sx}	Corrente no interruptor S_x
i_{sw}	Corrente experimental no MOSFET
i_{Trip}	Corrente nos enrolamentos do primário do transformador Tr
$i_{ai,bi}$	Corrente nos enrolamentos $w_{ai,bi}$
J_{max}	Máxima densidade de corrente
K_i	Ganho Integral
K_p	Ganho Proporcional
K_u	Fator de utilização do núcleo magnético

l	Comprimento do caminho magnético
L_d	Indutância série para transferência de energia
L_{disp}	Indutância de dispersão do transformador
L_g	Indutor de filtro para conexão com rede elétrica CA
L_m	Indutância de magnetização
m_a	Índice de modulação
MF	Margem de fase
m_{pri}	Sinal modulante dos interruptores em alta frequência no primário
m_{sec}	Sinal modulante dos interruptores em alta frequência no secundário
N_{max}	Máximo número de espiras possível em um núcleo magnético
$N_{p,s}$	Número de enrolamentos no primário/secundário
$n_{x//}$	Número de fios em paralelo
P_o	Potência ativa de saída
P_{ativa}	Potência ativa
P_{co}	Perdas no núcleo magnético
P_{cu}	Perdas no cobre
p_{ref}	Portadora de referência em 0°
$P_{S(1Q)}$	Perdas por condução no primeiro quadrante do interruptor S
$P_{S(3Q)}$	Perdas por condução no terceiro quadrante do interruptor S
$P_{S(off)}$	Perdas por desligamento do interruptor S
$P_{S(on)}$	Perdas por acionamento do interruptor S
p_{secx}	Portadora do secundário do braço x
$p_{secx_digital}$	Valor digital de deslocamento para implementação digital de p_{secx}
$p_{secx_direção}$	Valor de sentido do deslocamento para implementação digital de p_{secx}
P_{Tpri}	Potência ativa no primário do transformador
P_{Tsec}	Potência ativa no secundário do transformador
qv_k	Componente em quadratura com v_k
\mathfrak{R}	Relutância do caminho magnético
$R_{a,b,f}$	Resistor do circuito de medição diferencial de tensão
R_{ca}	Resistência CA do condutor
R_{cc}	Resistência CC do condutor
R_{F1}	Resistor do filtro <i>anti-aliasing</i> (1 ^a ordem)
R_{pri}	Resistencia no barramento V_{pri} para potência nominal
R_{sec}	Resistencia no barramento V_{sec} para potência nominal
S_{xLitz}	Seção transversal do fio Litz

$S_1 \dots S_n$	Interruptores superiores
$\overline{S}_1 \dots \overline{S}_n$	Interruptores inferiores
S_{Tpri}	Potência aparente no primário do transformador
S_{Tsec}	Potência aparente no secundário do transformador
t	Variável de tempo
$T1$	Transformador entre a ponte 1 e 2
$T2$	Transformador entre a ponte 3 e 4
T_r	Período da rede CA
T_s	Período de chaveamento
uki	Saída do controlador de corrente
ukv_{pri}	Saída do controlador da tensão v_{pri}
ukv_{sec}	Saída do controlador da tensão v_{sec}
v_{ab}	Tensão no primário do transformador
v_{cd}	Tensão no secundário do transformador
V_{dc}	Tensão CC no circuito equivalente do DAB
V_{DS}	Tensão dreno-source do MOSFET
v_g	Tensão eficaz da rede CA
$V_{g(pk)}$	Tensão de pico da rede CA
V_{GS}	Tensão gate-source do MOSFET
v_k	Componente com mesma fase e magnitude da fundamental de v_g
v_{pri}	Tensão no barramento CC primário
V_{pri}	Tensão média no barramento CC primário
v_{pri_ref}	Referência para controle de V_{pri}
v_{sec}	Tensão no barramento CC secundário
V_{sec}	Tensão média no barramento CC secundário
v_{sec_ref}	Referência para controle de V_{sec}
v_{xy}	Tensão multinível no primário
W_a	Área de janela do núcleo
$w_{abi,cdi}$	Enrolamento entre os braços a_i e b_i / c_i e d_i
$w_{ax,bx}$	Enrolamento entre os braços a e x / b e x
$w_{ay,by}$	Enrolamento entre os braços a e y / b e y

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	33
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E PROPOSTA DO TRABALHO.....	37
2.1	Topologias base para conversores com dois estágios de potência.....	37
2.1.1	<i>Estágio CA-CC.....</i>	37
2.1.1.1	<i>Retificador Boost Convencional.....</i>	37
2.1.1.2	<i>Retificador Boost Bridgeless</i>	38
2.1.1.3	<i>Conversor full-bridge bidirecional</i>	39
2.1.1.4	<i>Conversores CA-CC com comutação suave.....</i>	40
2.1.2	<i>Estágio CC-CC.....</i>	44
2.1.2.1	<i>Conversor indutor-indutor-capacitor (LLC).....</i>	44
2.1.2.2	<i>Conversor capacitor-indutor-indutor-capacitor (CLLC)</i>	45
2.1.2.3	<i>Conversor Dual Active Bridge (DAB).....</i>	45
2.2	Conversores com dois estágios de potência.....	46
2.2.1	<i>Conversor Boost bridgeless CA-CC mais conversor full-bridge CC-CC isolado....</i>	46
2.2.2	<i>Carregador bidirecional on-board com LLC.....</i>	47
2.2.3	<i>Conversor PFC full-bridge mais CLLC.....</i>	48
2.3	Conversores com estágio único de potência	48
2.3.1	<i>Conversor monofásico bidirecional isolado CA–CC com estágio integrado</i>	48
2.3.2	<i>Conversor CA-CC com estruturas Boost interleaved e DAB integradas</i>	49
2.4	Estratégias de modulação para melhoria de eficiência x densidade de potência	50
2.5	Integração dos elementos magnéticos.....	51
2.6	Trabalho proposto.....	56
2.7	Considerações finais	59
3	MODULAÇÕES PARA O CONVERSOR CA-CC INTERLEAVED COM TRÊS BRAÇOS (3LI).....	60
3.1	Conversor CA-CC intercalado com três braços - 3LI	60
3.2	Análise da comutação.....	64
3.2.1	<i>Modulação tradicional</i>	64
3.2.2	<i>Modulação com phase-shift dinâmico (PSD).....</i>	72
3.2.3	<i>Modulação Phase-Shift Modificado (PSDM)</i>	77
3.3	Análise da modulação PSDM aplicada ao conversor 3LI	80
3.3.1	<i>Resultados de simulação</i>	85

3.4	PSDM + Indutor auxiliar de comutação (PSDM+L_{aux})	88
3.4.1	Resultados de simulação	90
3.5	Análise das perdas	92
3.5.1	Perdas nos semicondutores	92
3.5.2	Volume e Perdas nos magnéticos.....	94
3.6	Resultados experimentais	101
3.6.1	Modulação Tradicional.....	102
3.6.2	Modulação PSDM	104
3.7	Considerações Finais.....	111
4	MODULAÇÕES PARA O CONVERSOR CA-CC INTERLEAVED COM QUATRO BRAÇOS (4LI).....	113
4.1	Conversor CA-CC <i>interleaved</i> com quatro braços - 4LI	113
4.2	Análise de comutação.....	118
4.2.1	Modulação tradicional	118
4.2.2	Modulação com Phase-Shift Dinâmico (PSD).....	123
4.2.3	Modulação Phase-Shift Modificado (PSDM)	125
4.2.3.1	Análise da modulação PSDM aplicada ao conversor 4LI	126
4.2.3.2	Corrente nos semicondutores com modulação PSDM.....	130
4.2.3.3	Corrente nos semicondutores com modulação PSDM e indutor auxiliar.....	134
4.3	Esforços nos semicondutores	136
4.4	Análise das perdas	138
4.4.1	Perdas nos semicondutores	138
4.4.2	Volume e Perdas nos magnéticos.....	140
4.5	Considerações finais	146
5	INTEGRAÇÃO DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS DO 4LI.....	147
5.1	Processo de integração dos elementos magnéticos	149
5.1.1	Integração do transformador de interfase com o HFT.....	149
5.1.2	Redistribuição simétrica dos enrolamentos do HFIT	151
5.1.3	Integração dos elementos magnéticos em um único arranjo	152
5.2	Análise matemática e procedimento de projeto.....	154
5.2.1	Procedimento de projeto considerando a alta frequência.....	155
5.2.2	Procedimento de projeto considerando a baixa frequência.....	156
5.2.3	Procedimento de projeto ótimo	157
5.3	Projeto do arranjo magnético	162

5.4	Resultados de simulação	164
5.4.1	Validação do arranjo magnético considerando somente o primário do 4LI	167
5.4.2	Validação do arranjo magnético proposto considerando o circuito do 4LI completo	172
5.4.2.1	Regime estacionário: modo retificador.....	172
5.4.2.2	Regime estacionário: modo inversor	174
5.4.2.3	Regime transitório: degraus de carga no modo retificador.....	177
5.4.2.4	Regime transitório: degraus de carga no modo inversor	180
5.4.2.5	Regime transitório: degraus de inversão de potência.....	184
5.4.3	Considerações finais sobre os resultados de simulação.....	188
5.5	Resultados experimentais	189
5.5.1	Regime Estacionário	192
5.5.1.1	Modo Retificador.....	192
5.5.1.2	Modo Inversor.....	198
5.5.2	Regime Transitório.....	202
5.5.2.1	Degraus de carga no modo retificador.....	202
5.5.2.2	Degraus de carga no modo inversor.....	204
5.5.2.3	Degraus de inversão de potência	206
5.5.3	Considerações finais sobre os resultados de experimentais	208
5.6	Análise teórica comparativa de volume e perdas nos elementos magnéticos das configurações tradicional e HFIT-L_g.....	209
5.7	Considerações finais	211
6	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	213
6.1	Conclusões Finais	213
6.2	Trabalhos Futuros.....	216
6.3	Publicações Resultantes	218
	REFERÊNCIAS	219
	APÊNDICE A – METODOLOGIA PARA ESTIMATIVA DE PERDAS E VOLUME DOS MAGNÉTICOS	225
	APÊNDICE B – CÓDIGO PARA PLOTAGEM DO PERFIL DE CORRENTE DURANTE ACIONAMENTO DAS CHAVES	228
	APÊNDICE C – GEOMETRIA CUBO	229
	APÊNDICE D – PROTÓTIPO EXPERIMENTAL DO 4LI E PROCEDIMENTO DE PROJETO	232

APÊNDICE E – PROJETO DOS MAGNÉTICOS	242
APÊNDICE F – ESQUEMÁTICOS	287

1 INTRODUÇÃO

Conversores eletrônicos de potência desempenham um papel essencial no desenvolvimento sustentável, permitindo o controle e adaptação de diferentes formas de energia elétrica. Logo, o desenvolvimento de novas topologias e melhorias nas tecnologias já existentes são fundamentais para enfrentar os desafios crescentes de eficiência energética, sustentabilidade e aumento da demanda por eletrificação, intensificadas pela popularização dos veículos elétricos (VE).

Os VEs já são uma realidade global, e seu crescimento vem ocorrendo em paralelo ao desenvolvimento de novas tecnologias de dispositivos e componentes eletrônicos, visando garantir maior eficiência e autonomia aos VEs nas cidades e rodovias. Em 2023, 18% das vendas totais de automóveis foram elétricos, com o mercado chinês sendo responsável por cerca de 60% das vendas globais. As políticas de incentivos e a redução dos preços, impulsionada pela maior competitividade entre os fabricantes, são os principais fatores que têm possibilitado esse crescimento, embora os VEs ainda enfrentem desafios como o alto custo inicial, entre outros limitantes (International Energy Agency, 2024).

Quando comparados aos veículos a combustão, os VEs oferecem vantagens como redução da poluição sonora e desempenho veicular elevado, com um torque superior e menor custo por km rodado. No entanto, apesar de sua crescente disseminação no mercado atual, a utilização generalizada dos VEs ainda enfrenta barreiras como: alto custo inicial de aquisição, autonomia e tempo de vida do sistema de armazenamento de energia limitados, além de possíveis impactos na rede elétrica devido a um crescimento indiscriminado. O avanço da tecnologia de baterias lítio-íon tem possibilitado um aumento na densidade energética e, embora ainda com custos elevados, vem favorecendo o crescimento dos VEs no mercado automotivo. Atualmente, há um massivo investimento na melhoria e desenvolvimento de novas tecnologias de baterias, de modo que, apesar das dificuldades técnicas, prevê-se um salto tecnológico considerável nos próximos anos (Hannan *et al.*, 2018; Keim, 2018).

O desempenho e a durabilidade da bateria também dependem das tecnologias e métodos de carregamento. Os carregadores de bateria para VEs podem ser classificados de acordo com sua localização física (*on-board* ou *off-board*), o nível de carregamento (depende da potência e da velocidade de carga, sendo divididos em níveis 1, 2 e 3), o tipo de conexão (física ou *wireless*), o tipo de alimentação (monofásico, trifásico ou CC), os estágios de conversão (integrados e não integrados) e a direção do fluxo de potência (unidirecional ou bidirecional) (Khaligh; Antonio, 2019).

Os carregadores *off-board* são estruturas externas aos veículos e consistem em estações de carregamento que garantem tempos de recarga menores que os obtidos com carregadores *on-board*. Essas estações podem ser fontes CA ou CC. Os carregadores CC, em particular, têm permitido um carregamento muito mais rápido do que o carregamento CA padrão. Um carregador CC com 150 kW pode proporcionar até 200 km de autonomia em um VE em apenas 15 minutos (Infineon, 2020).

Os carregadores de bateria *on-board* (OBCs) são sistemas embarcados nos VEs que permitem carregar o banco de baterias por meio de uma conexão direta com a rede elétrica. Porém, essa flexibilidade impõe restrições ao projeto, como capacidade de fornecimento de potência e velocidade de carregamento limitadas pelo peso e volume ocupados dentro do veículo. Assim, um carregador de bateria para aplicações embarcadas deve ser eficiente e confiável, além de possuir elevada densidade de energia, baixo volume, peso reduzido, e ser economicamente viável.

Dentro dos OBCs, os conversores eletrônicos de potência são responsáveis por adequar e controlar o fluxo de energia entre a rede de alimentação e a bateria, impactando diretamente sua capacidade de potência e velocidade de carregamento. Seu funcionamento e desempenho dependem da topologia adotada, dos componentes utilizados, da técnica de modulação e da estratégia de gerenciamento. Para realizar a conexão à rede, o conversor deve operar com correntes com baixa distorção harmônica total (THD) e alto fator de potência (PF) (Khaligh; Antonio, 2019; Yilmaz; Krein, 2013). Características como o isolamento galvânico também são desejáveis, pois contribuem para um baixo impacto na qualidade de energia e garantem a segurança do usuário (Stengert, 2013).

Atualmente, os OBCs com fluxo de potência unidirecional são mais comuns, com a função exclusiva de carregamento da bateria, sendo chamados de *grid-to-vehicle* (G2V). No entanto, OBCs bidirecionais têm sido propostos, podendo operar como unidades de geração distribuída por meio da função *vehicle-to-grid* (V2G), injetando energia na rede elétrica, ou agir como unidades de reserva de energia nos modos *vehicle-to-home* (V2H), transferindo energia do veículo para uma rede local; *vehicle-to-load* (V2L), com o veículo alimentando diferentes dispositivos elétricos; e *vehicle-to-vehicle* (V2V), onde há troca de energia entre veículos elétricos (Wouters; Martinez, 2024).

Em OBCs, são comumente utilizados conversores com dois estágios de potência, em que o primeiro estágio compreende uma topologia que realiza a conversão CA-CC e a correção do fator de potência (PFC), enquanto o segundo estágio é composto por um conversor CC-CC com isolamento galvânica. A desvantagem dos conversores com dois ou mais

estágios reside na possível redução da eficiência global. Para aumentar a eficiência dos OBCs, não apenas topologias de conversores incluindo abordagens de estágio único têm sido propostas na literatura, mas também estratégias de modulação, que buscam minimizar o impacto de estágios adicionais de processamento de energia na eficiência final; e integração dos elementos magnéticos, possibilitando reduzir o número de componentes do sistema.

Com base no cenário discutido, o presente trabalho propõe modificações em topologias de conversores CA-CC isolados, com estágio de potência integrado ao PFC, visando melhorar a relação entre densidade de potência e rendimento para uma futura aplicação em OBCs. Portanto, as principais contribuições deste trabalho são divididas em duas partes: (i) Proposição de novas modulações e variações topológicas aplicadas em duas topologias distintas, apresentadas nos capítulos 3 e 4, que permitem estender a faixa de acionamento com comutação suave ao longo de todo o ciclo da rede CA, viabilizando operação com frequências de chaveamento mais elevadas e perdas por comutação reduzidas; e (ii) Proposição de um novo arranjo magnético em formato cúbico, discutido no capítulo 5, integrando um indutor de filtro da rede CA, dois autotransformadores e dois transformadores, com possibilidade de aproveitamento das indutâncias de dispersão como elementos para transferência de energia, permitindo a redução do número de elementos magnéticos, com perdas e volume reduzidos.

O presente trabalho está organizado em seis capítulos. Incluindo esta introdução, os capítulos subsequentes estão descritos a seguir:

Capítulo 2 – Revisão bibliográfica e proposta do trabalho: Neste capítulo, é apresentada uma revisão da literatura referente aos conversores eletrônicos utilizados para carregamento *on-board* de veículos elétricos. Também são abordadas estratégias de modulação para melhoria da eficiência e densidade de potência, além da integração de elementos magnéticos. Ao final do capítulo é feita uma contextualização das topologias que motivaram o presente estudo e a proposta do trabalho.

Capítulo 3 – Modulações para o conversor CA-CC *interleaved* com três braços (3LI): Neste tópico, é inicialmente apresentada uma revisão sobre o conversor CA-CC *interleaved* com três braços, já descrito na literatura. Em seguida, são propostas novas modulações aplicadas à topologia e suas análises são validadas através de resultados de simulação e experimentais.

Capítulo 4 – Modulações para o conversor CA-CC *interleaved* com quatro braços (4LI): Neste tópico, são apresentadas uma revisão e uma expansão da análise do conversor CA-CC *interleaved* com quatro braços, já descrito na literatura. Em seguida, as novas

modulações são aplicadas à topologia e suas análises são validadas através de resultados de simulação.

Capítulo 5 – Integração dos elementos magnéticos do 4LI: Neste capítulo, é apresentado o novo arranjo magnético proposto no presente trabalho, detalhando o processo de integração, a análise matemática, além da descrição de uma metodologia de projeto simplificada e um processo iterativo para obtenção de um projeto otimizado. As análises teóricas apresentadas são validadas através de resultados de simulação e experimentais. Ao final é realizada uma análise teórica comparativa, baseada na fronteira de Pareto, relacionando as perdas e volume dos magnéticos.

Capítulo 6 – Considerações finais: Por fim, apresentam-se as considerações finais sobre os tópicos abordados e os resultados obtidos, além de sugestões para a continuidade da pesquisa e os trabalhos resultantes.

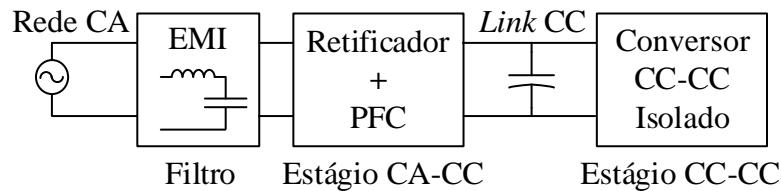
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E PROPOSTA DO TRABALHO

Neste capítulo é apresentada uma revisão da literatura referente a conversores eletrônicos, abordando estruturas relevantes utilizadas para carregamento *on-board* de veículos elétricos, além de trabalhos que serviram como base para o desenvolvimento do estudo proposto. Ao final, expõe-se a proposta do trabalho e os principais tópicos a serem alcançados com o presente documento.

2.1 Topologias base para conversores com dois estágios de potência

A estrutura convencional de um OBC com dois estágios de potência está ilustrada na Figura 2.1, no qual a conexão com a rede elétrica CA é precedida por um filtro contra interferência eletromagnética (EMI). As principais topologias utilizadas em cada estágio de potência são apresentadas a seguir.

Figura 2.1 – Configuração básica de um OBC com dois estágios de potência.



Fonte: Próprio autor.

2.1.1 Estágio CA-CC

Neste tópico são apresentadas as topologias básicas utilizadas nos estágios CA-CC. A revisão limita-se às topologias com PFC e chaveamento em alta-frequência, uma vez que são características fundamentais para OBCs.

2.1.1.1 Retificador Boost Convencional

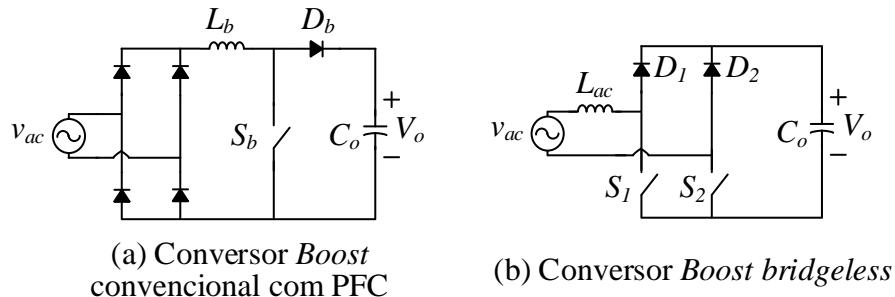
Na Figura 2.2a está ilustrado o conversor CA-CC *Boost* convencional com PFC, composto por uma ponte completa à diodo seguido por uma configuração *Boost*, com um semicondutor ativo em alta frequência (S_b), um diodo (D_b) e um indutor (L_b) no lado CC.

É um conversor unidirecional de estrutura simples e bem consolidada na literatura. Seu modo de operação mais comum para alcançar um alto fator de potência é o modo de condução contínua (CCM), porém a comutação é realizada enquanto ainda há corrente entre o semicondutor ativo e o diodo (comutação forçada). Portanto, tende a apresentar elevadas perdas pois não permite comutação suave nos semicondutores em alta frequência e sempre possui três semicondutores em condução simultaneamente.

2.1.1.2 Retificador Boost Bridgeless

O conversor CA-CC *Boost bridgeless* básico está ilustrado na Figura 2.2b, onde observa-se que há redução de dois semicondutores em relação ao convencional, e não é mais necessário um indutor no lado CC (Martinez; Enjeti, 1996).

Figura 2.2 – Conversores CA-CC *Boost* com PFC unidirecional: (a) *Boost* convencional; (b) *Boost bridgeless*.



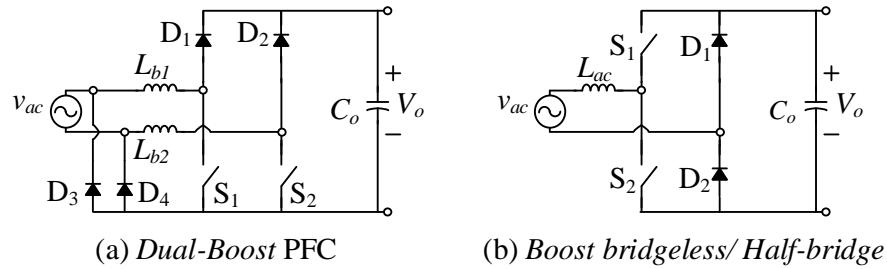
Fonte: Próprio autor.

Essa topologia oferece benefícios significativos em relação a um conversor PFC *Boost* convencional, eliminando a ponte de diodos, reduzindo o número total de dispositivos semicondutores de potência e reduzindo a perda por condução devido a presença de menos dispositivos de potência no caminho de circulação da corrente. Porém, apresenta maior ruído de modo comum, pois há instantes com variação de tensão em alta frequência entre o terra de saída e o terra da fonte CA (Haoyi *et al.*, 2004).

Modificações estruturais foram sendo propostas neste conversor visando reduzir o ruído de modo comum. Em Huber, Jang e Jovanovic (2008), são apresentadas algumas variações do *bridgeless*, cujas principais topologias estão resumidas na Figura 2.3. Na Figura 2.3a, são adicionados dois diodos e um indutor, resultando em dois circuitos *Boost* CC-CC,

cada qual operando em um semiciclo da rede, podendo ser denominado *dual-Boost* PFC. Este conversor pode operar em CCM e no modo de condução descontínuo (DCM), com reduzido ruído de modo comum, porém com um maior número de indutores. Já na Figura 2.3b tem-se uma reorganização dos semicondutores do *bridgeless* tradicional, mantendo o mesmo número de componentes. Também conhecida como *Half-bridge* (HF), opera com um braço chaveado em alta frequência e outro composto apenas por diodos, cujo ponto central possibilita a redução do ruído de modo comum. Em contrapartida, a topologia limita-se a operação no modo de condução descontínua.

Figura 2.3 – Variações do *Boost bridgeless*.

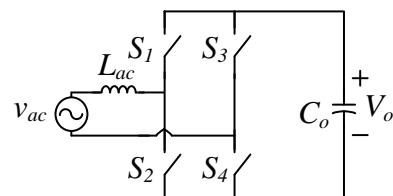


Fonte: Próprio autor.

2.1.1.3 Conversor full-bridge bidirecional

O conversor PFC *full-bridge* (FB) bidirecional é uma topologia em ponte completa composta por quatro semicondutores ativos, conforme ilustrado na Figura 2.4

Figura 2.4 – Conversor CA-CC em ponte bidirecional (FB).



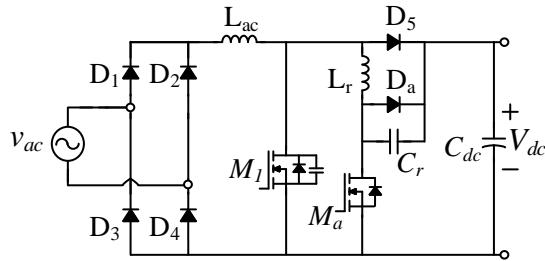
Fonte: Próprio autor.

Além do fluxo bidirecional de potência, outra vantagem de usar somente chaves ativas está no aumento da eficiência. Como consequência, a complexidade nos circuitos de acionamento dos semicondutores tende a ser maior que nas topologias unidirecionais. Pode ser acionado com um braço em baixa frequência e outro em alta frequência, ou ambos em alta frequência.

2.1.1.4 Conversores CA-CC com comutação suave

Embora as estruturas *Boost* foram sendo reorganizadas de modo a melhorar a qualidade de energia (baixo THD e alto PFC), permaneceram apresentando desvantagens em operações com alta frequência de chaveamento devido à comutação forçada. Para elevar a eficiência dos estágios PFC e reduzir ruídos EMI em elevadas faixas de frequência de chaveamento, técnicas de comutação suave foram sendo estudadas também para estágios CA-CC. No entanto, muito dos circuitos iniciais resultaram no aumento dos esforços de tensão e/ou corrente nos elementos da topologia tradicional. Algumas dessas técnicas são mencionadas por Guichao *et al.* (1994), enquanto o circuito auxiliar de comutação ilustrado na Figura 2.5 é proposto como uma solução para evitar a elevação dos esforços.

Figura 2.5 – Conversor PFC com ZVS proposto em Guichao *et al.* (1994).



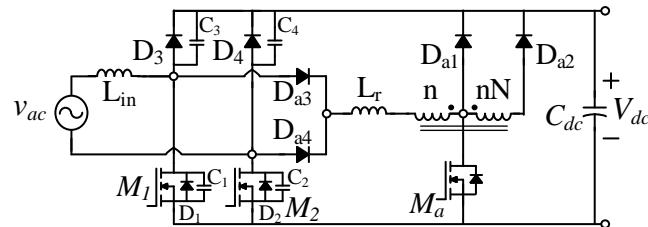
Fonte: Adaptado de Guichao *et al.* (1994).

O circuito proposto por Guichao *et al.* (1994) consiste no acréscimo de um *link* ressonante em paralelo com o semicondutor ativo do *Boost*. Desta forma, é possível obter comutação com tensão nula (ZVS) para os semicondutores ativos e passivos sem aumentar os esforços de tensão e/ou corrente nestes. Utilizando um protótipo de 600W e frequência de chaveamento de 300kHz, foi relatada uma eficiência máxima de 97%, podendo ser elevada para 98% quando se reduz a frequência para 100kHz e eleva-se a potência para 1kW. Para isso, são adicionados um semicondutor ativo e um passivo, além de um indutor e um capacitor para o *link* ressonante.

Para melhorar a eficiência, técnicas de comutação suave também foram sendo propostas para a topologia *bridgeless*. Em Souza e Barbi (1995) um novo conversor *bridgeless* com ZVS é proposto, cuja topologia está ilustrada na Figura 2.6. As chaves principais são comutadas com ZVS, enquanto a auxiliar comuta com corrente nula (ZCS). Para um protótipo de 1,6kW, e 70kHz, a eficiência relatada foi de 97,8%. São adicionados

quatro semicondutores passivos e um ativo, um indutor de ressonância e um autotransformador.

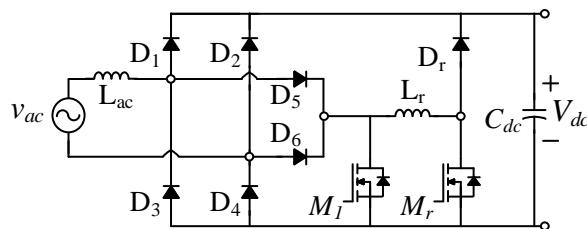
Figura 2.6 – Conversor PFC com ZVS proposto em Souza e Barbi (1995).



Fonte: Adaptado de Souza e Barbi (1995).

Uma desvantagem das soluções propostas é que os circuitos auxiliares aumentam o número de elementos nos conversores, além dos custos e complexidade nos circuitos de acionamento das chaves ativas. Visando reduzir os custos de implementação, Cho *et al.* (1997) propuseram uma variação da topologia *bridgeless* com ZVS conforme ilustrado na Figura 2.7, onde são acrescentados dois semicondutores passivos e um ativo. Apesar do menor custo por elementos, apresenta perdas por condução maiores que o relatado por Souza e Barbi (1995). Para um protótipo de 2,5kW e 100kHz, foi relatada uma eficiência máxima de 97,5%.

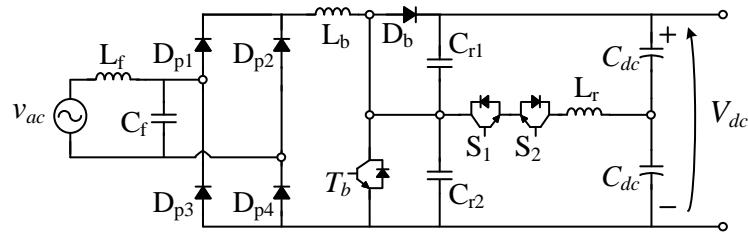
Figura 2.7 – Conversor PFC com ZVS proposto em Cho *et al.* (1997).



Fonte: Adaptado de Cho *et al.* (1997).

Em Arun, Shireen e Enjeti (1998), é adicionado um circuito auxiliar a um *Boost* convencional, cuja estrutura está ilustrada na Figura 2.8. Para obtenção de ZVS, o barramento capacitivo de saída é dividido e dois semicondutores ativos e um circuito ressonante, composto por dois capacitores e um indutor, são adicionados para possibilitar o acionamento do comutador T_b durante tensões nulas. O ZVS da topologia é validado através de um protótipo de 1kW e 6kHz. Embora uma melhoria de desempenho em conversores PFC seja comentado, nenhuma eficiência foi relatada.

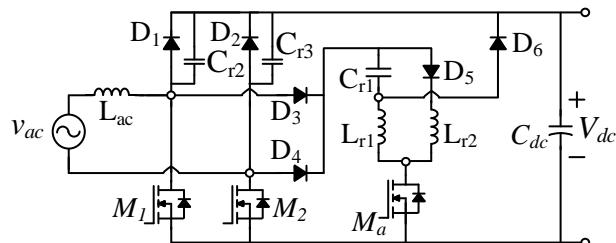
Figura 2.8 – Conversor PFC com ZVS proposto em Arun *et al.* (1998).



Fonte: Adaptado de Arun *et al.* (1998).

Chien-Ming (2005) também propõe um circuito auxiliar de ZVS para um *Boost bridgeless*, no qual são acrescentados quatro diodos, dois indutores e três capacitores ressonantes, além de um semicondutor ativo. Com esta configuração, todos os semicondutores ativos e passivos no conversor *bridgeless* operam com ZVS durante a ativação e a desativação, exceto o semicondutor do circuito auxiliar, que opera somente com ZCS. A eficiência relatada é de 96,7% para um protótipo de 1kW com frequência de chaveamento de 80kHz.

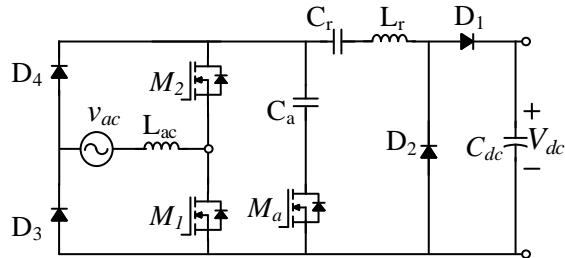
Figura 2.9 – Conversor PFC com ZVS proposto em Chien-Ming (2005).



Fonte: Adaptado de Chien-Ming (2005).

Em Alam *et al.* (2017) é proposto um conversor PFC com ZVS em todas as chaves. Sua topologia está ilustrada na Figura 2.10 e é denominado conversor PWM ressonante híbrido, no qual alterna-se entre acionamento PWM e ressonante. O conversor opera no modo ressonante quando M_1 e M_2 estão acionados, havendo ressonância entre a capacitância C_r e a indutância L_r , e no modo PWM quando M_1 e M_2 estão bloqueados e o semicondutor auxiliar M_a está acionado. Para um protótipo de 650W foi relatado um pico de eficiência de 96,95%. Para isto, são adicionados dois semicondutores passivos e um ativo, além de dois capacitores e um indutor.

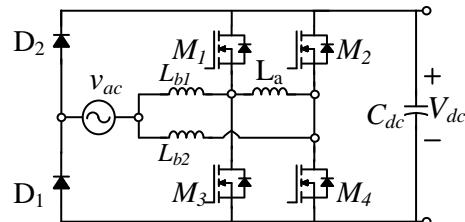
Figura 2.10 – Conversor PFC com ZVS proposto em Alam *et al.* (2017).



Fonte: Adaptado de Alam *et al.* (2017).

Já em Park *et al.* (2019) é apresentado um conversor *bridgeless interleaved*, no qual é acrescentado um indutor entre os braços ativos, possibilitando obter comutação suave. O circuito está ilustrado na Figura 2.11. Também é aplicado um *phase-shift* entre os braços *interleaved* para controle da magnitude da corrente através do indutor de comutação. Dessa forma, é possível operar tanto no modo de condução contínua quanto no modo descontínuo (conforme variação da carga e tensão de entrada), com ZVS e reduzidas correntes no indutor de comutação. Para um protótipo de 1,6kW, foi relatado um pico de eficiência de 98,21%. Uma comparação com uma topologia *Boost interleaved* tradicional é apresentada, onde verifica-se que a modulação proposta possibilitou melhoria de eficiência para cargas mais elevadas, porém, maior oscilação de corrente, com leve elevação do THD e redução do FP.

Figura 2.11 – Conversor PFC com ZVS proposto em Park *et al.* (2019).



Fonte: Adaptado de Park *et al.* (2019).

Os trabalhos citados são alguns exemplos de estudos que visam otimizar a eficiência dos estágios CA-CC, que são um limitante na elevação da eficiência e na densidade de potência dos conversores de dois estágios. Observa-se nos circuitos apresentados que o ZVS é obtido a custo de um maior número de componentes e/ou maior complexidade de acionamento dos semicondutores ativos e nem sempre as vantagens do ZVS são compensadas pela elevação das perdas por condução.

2.1.2 Estágio CC-CC

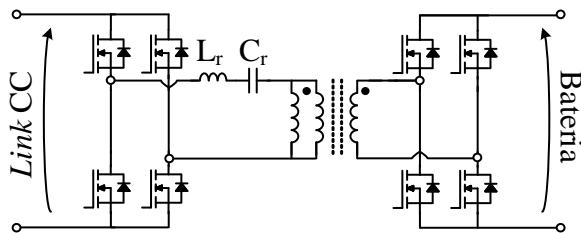
Além da isolação entre a fonte CA e a CC, este estágio também tem importante papel de regular os parâmetros de saída conforme demandado pela carga.

Para veículos elétricos, os conversores CC-CC com comutação suave vêm sendo os mais utilizados, focando em eliminar as perdas por comutação, reduzir EMI e alcançar uma capacidade operacional de alta frequência, alta eficiência e alta densidade de potência. A seguir são apresentadas as principais topologias de conversores CC-CC isolados em alta frequência utilizados em OBCs de dois estágios.

2.1.2.1 Conversor indutor-indutor-capacitor (LLC)

Os conversores LLC operam com um *link* indutor-capacitor (LC) ressonante e, junto da indutância do próprio transformador, são capazes de operar com comutação suave em uma ampla faixa de tensão e potência. O conversor LLC FB ilustrado na Figura 2.12 é uma das configurações de LLC comumente utilizadas em OBCs (Arshadi *et al.*, 2021).

Figura 2.12 – Conversor LLC.



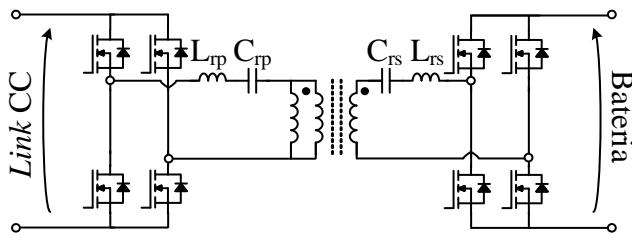
Fonte: Próprio autor.

Uma desvantagem da topologia LLC é que o fluxo de potência é controlado por meio da variação da frequência de chaveamento. Ao operar em uma ampla faixa de frequência, o projeto de filtros EMI pode se tornar mais desafiador. Além disso, a utilização de conversores LLC em paralelo se torna mais complexa devido à dificuldade de gerenciar o compartilhamento de corrente (Infineon, 2020). Outro ponto é que a topologia LLC sofre de uma taxa de conversão um tanto limitada, sendo indicado para operações com fluxo de potência unidirecional.

2.1.2.2 Conversor capacitor-indutor-indutor-capacitor (CLLC)

Buscando elevar a eficiência em aplicações bidirecionais, mais elementos de ressonância foram sendo adicionados ao LLC, resultando no conversor capacitor-indutor-indutor-capacitor (CLLC) (Chen; Rong; Lu, 2010). Na Figura 2.13 está apresentada uma configuração CLLC amplamente utilizada, onde um circuito LC é acrescentado ao LLC, de forma a compor uma estrutura simétrica.

Figura 2.13 – Conversor CLLC.



Fonte: Próprio autor.

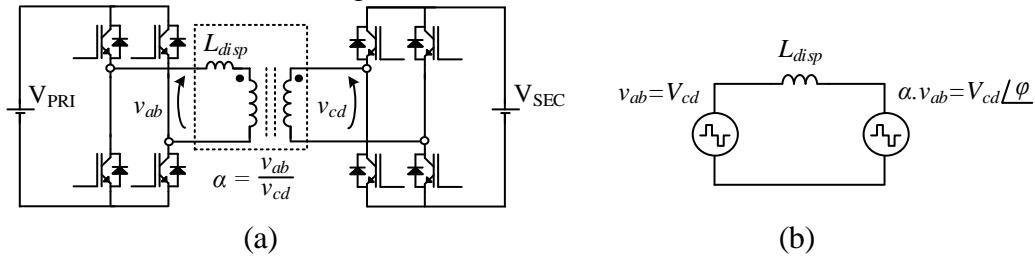
Projetando os parâmetros do *link* LC no secundário iguais aos componentes no primário (refletidos conforme fator de transformação do transformador), o conversor CLLC não apenas possui as mesmas características de controle de potência, mas também mantém as características de comutação suave na operação bidirecional (Jung *et al.*, 2013). Portanto, o conversor ressonante CLLC permite operação com alta eficiência, alta densidade de potência e em ambos os sentidos de fluxo de potência, à custa de um maior número de componentes.

2.1.2.3 Conversor Dual Active Bridge (DAB)

O conversor *Dual Active Bridge* (DAB) está ilustrado na Figura 2.14a. O conversor foi inicialmente proposto por Doncker, Divan e Kheraluwala (1991) e, conforme denominação, opera com dois conversores FBs isolados por um transformador em alta frequência. O princípio de transferência de potência entre os FBs é análogo ao do fluxo de potência entre dois barramentos de tensão em um sistema de potência, conforme ilustrado na Figura 2.14b, onde L_{disp} representa a indutância de dispersão do transformador utilizada como elemento para a transferência de potência. Os FBs são modulados com razão cíclica de 50% e o sentido e a magnitude da potência ativa transferida entre os FBs são definidos pelo ângulo

de defasagem (φ) entre as tensões de cada FB (v_{ab} e v_{cd}), técnica então denominada de modulação *phase-shift* (PS).

Figura 2.14 – Conversor DAB.



Fonte: Próprio autor.

O DAB CC-CC é capaz de operar naturalmente com ZVS durante o acionamento das chaves. Ao explorar efetivamente a característica altamente não linear das capacitâncias de saída dos transistores de efeito de campo metal-óxido-semicondutor (MOSFETs - *Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor*), conforme discutido por Everts (2014), o ZVS pode ser expandido em aplicações CA-CC, embora em uma faixa de operação reduzida.

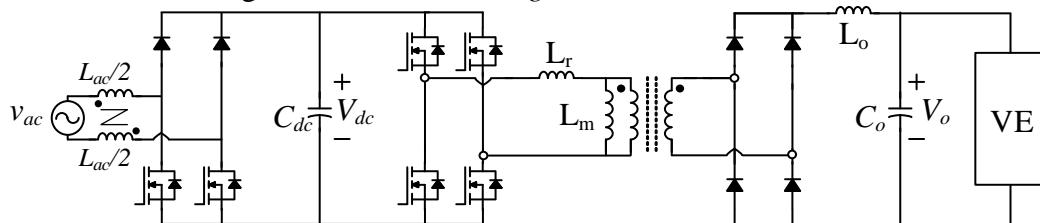
Portanto, o conversor DAB possibilita conversões CC-CC com alta eficiência e alta densidade de potência. No entanto, sua eficiência pode ser reduzida em aplicações que exigem variações de tensão e potência de saída.

2.2 Conversores com dois estágios de potência

2.2.1 Conversor Boost bridgeless CA-CC mais conversor full-bridge CC-CC isolado

Em Whitaker *et al.* (2014) é proposta uma topologia unidirecional de dois estágios de potência para carregadores *on-board*, composta por um conversor *Boost bridgeless* e um conversor FB isolado com modulação PS entre os braços do primário (PSFB), conforme ilustrado na Figura 2.15.

Figura 2.15 – Boost bridgeless + PSFB isolado.



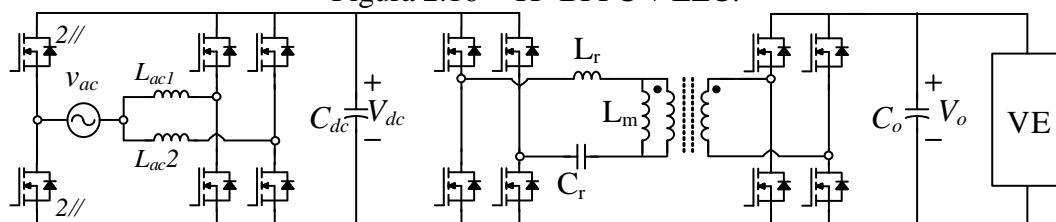
Fonte: Adaptado de Whitaker *et al.* (2014).

A escolha do estágio PFC teve como foco a densidade de potência, enquanto o estágio CC-CC foi a eficiência. Para um protótipo de 6,1 kW foi relatado um pico de eficiência de 95%, densidade de potência volumétrica de 5,0 kW/L e densidade de potência gravimétrica de 3,8 kW/kg.

2.2.2 Carregador bidirecional on-board com LLC

Em Li *et al.* (2020) é proposto um carregador de dois estágios, cujo primeiro consiste em uma estrutura *Boost PFC interleaved* (TP-BPFC) e o segundo em um conversor LLC, conforme ilustrado na Figura 2.16. Para contornar as limitações do LLC em operações bidirecionais, um controle da tensão CC no barramento do PFC é realizado, mantendo a relação de ganho de tensão no LLC unitária.

Figura 2.16 – TP-BPFC + LLC.



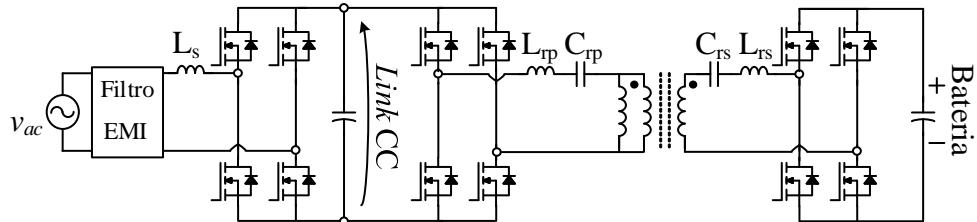
Fonte: Adaptado de Li *et al.* (2020).

A topologia é validada através de um protótipo de 6,6kW, com PFC chaveado a 66,7kHz e LLC a 300kHz, para o qual é relatado um pico de eficiência de 97,3% em baixa carga (2kW), e eficiência de 96% em carga total. A densidade de potência é de 3,42 kW/L com 3 kW/kg.

2.2.3 Conversor PFC full-bridge mais CLLC

Em Cree (2018) tem-se uma nota de aplicação na qual é descrito o projeto de hardware do carregador bidirecional de 6,6 kW para veículos elétricos CRD-06600FF10N. O circuito é composto por um conversor *full-bridge* no estágio CA-CC chaveado a 67 kHz, e um conversor CLLC no estágio CC-CC, cuja estrutura está ilustrada na Figura 2.17.

Figura 2.17 – Conversor PFC FB + CLLC.



Fonte: Adaptado de Cree (2018).

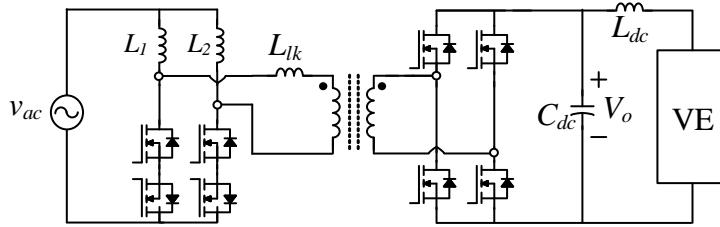
A frequência de ressonância do conversor CLLC é projetada para ser a mesma da frequência de chaveamento, mantida constante em 200kHz. A variação da tensão de saída é realizada pela variação da tensão no *link* CC-CC na saída do estágio PFC. Na tensão mínima de operação o pico de eficiência obtido foi próximo de 97%, enquanto para a tensão máxima foi próximo de 96%.

2.3 Conversores com estágio único de potência

2.3.1 Conversor monofásico bidirecional isolado CA-CC com estágio integrado

Em Prasanna, Singh e Rajashekara (2017) é proposto o conversor bidirecional CA-CC ilustrado na Figura 2.18. O mesmo é composto por um conversor *half-bridge* conectado à um *full-bridge* no secundário através de um transformador em alta-frequência.

Figura 2.18 – Conversor CA-CC com estágio integrado proposto em Prasanna, Singh e Rajashekara (2017).



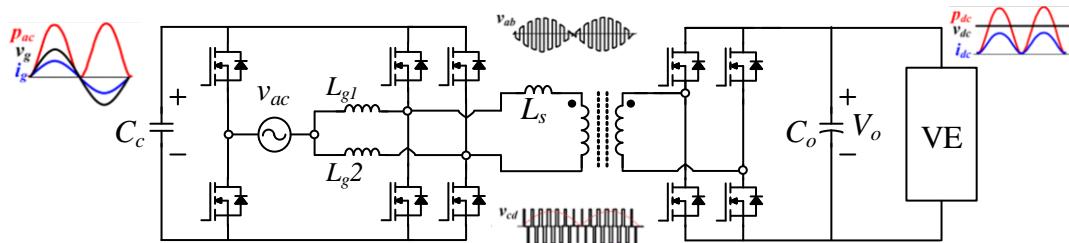
Fonte: Adaptado de Prasanna, Singh e Rajashekara (2017).

No trabalho, também são propostas uma nova modulação e um algoritmo de controle para garantir comutação suave em toda a faixa de operação do conversor, em ambas as direções do fluxo de potência. Com isto, o conversor opera com ZVS nas chaves do primário, e corrente zero no acionamento das chaves do secundário. Para um protótipo de 1,5 kW e 100 kHz, é relatada uma eficiência de 96,5%.

2.3.2 Conversor CA-CC com estruturas Boost interleaved e DAB integradas

Em Belkamel, Kim e Choi (2021) é proposta a integração de um conversor CA-CC *Boost interleaved* com um conversor DAB. As chaves no FB do primário são acionadas com razão cíclica de 50%, enquanto as do secundário são acionadas de forma a controlar a potência e a tensão de saída. As potências instantâneas no lado da rede e no lado CC são idênticas, pois a topologia proposta é sem capacitor eletrolítico com corrente de ondulação de segundo harmônico inerente no lado CC.

Figura 2.19 – Conversor CA-CC com estágio integrado e sem capacitor eletrolítico proposto em Belkamel, Kim e Choi (2021).



Fonte: Adaptado de Belkamel, Kim e Choi (2021).

A comutação suave nesta topologia depende da relação entre a indutância de entrada L_g e a indutância série para transferência de energia L_s , sendo apresentado um estudo buscando um ponto intermediário entre as perdas de comutação e as perdas de condução. Para

uma potência de 3,3kW e frequência de 100kHz, foi relatada uma eficiência de 96,7% no modo retificador e 96,2% no modo inversor.

2.4 Estratégias de modulação para melhoria de eficiência x densidade de potência

Para melhores resultados, pesquisas em modulações também vêm sendo realizadas. Diversos trabalhos na literatura abordam estratégias de modulação aplicadas a conversores CC-CC baseados no DAB buscando operações com ZVS em uma ampla faixa de tensão e carga. Em Tao *et al.* (2008), as condições de comutação suave dentro de uma determinada faixa de operação são alcançadas ajustando-se a razão cíclica da tensão aplicada ao enrolamento do transformador em resposta às variações de tensão CC na saída. Em Zhao, Yu e Sun (2012) é apresentada uma técnica de *phase-shift* estendido (EPS), que amplia a faixa de regulação da potência transferida, aumentando a flexibilidade de regulação, reduzindo os esforços de corrente e melhorando a eficiência do sistema. Em Shi *et al.* (2018) uma estratégia de controle é estabelecida para determinação da combinação ótima de *phase-shift* a ser aplicada ao EPS. Em Chen *et al.* (2022) é proposto um método de modulação no qual o ciclo de trabalho é assimetricamente comprimido no primário, enquanto o secundário opera com um ciclo fixo de 50%. Essa técnica permite melhorar significativamente a eficiência em condições de carga leve, aumentando apenas um grau de liberdade no controle, e sem necessidade de componentes adicionais.

Entretanto, em conversores CA-CC com o estágio de potência integrado ao estágio PFC, o controle do PFC impõe faixas de operação indesejadas ao conversor DAB, além de limitar a aplicação das técnicas desenvolvidas para conversores CC-CC. Em Everts (2014) é investigada a viabilidade e adequação de um conversor DAB CA-CC de estágio único, projetado para conversões de energia bidirecionais com alta eficiência e elevada densidade de potência em uma ampla faixa de operação. Em Everts *et al.* (2014) o esquema de modulação ótimo para o DAB CA-CC é descrito, onde os parâmetros ideais de PS, razão cíclica e frequência de chaveamento são determinados considerando-se a quantidade de carga necessária para carregar as capacitâncias parasitas não lineares das chaves durante a comutação.

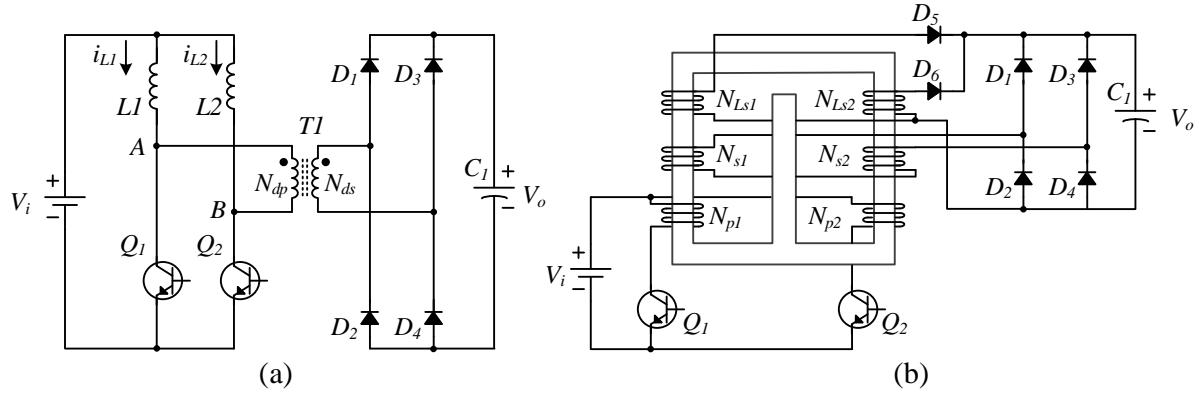
2.5 Integração dos elementos magnéticos

Com base nas topologias apresentadas para carregadores *on-board*, observa-se que todas operam com, no mínimo, três elementos magnéticos, como, por exemplo, um indutor de filtro CA, um transformador de alta frequência, e um elemento para transferência de energia. No entanto, o número de elementos magnéticos impacta diretamente o peso e o volume dos conversores, além de adicionar perdas magnéticas e custos.

Dessa forma, diversos estudos têm se concentrado na integração de elementos magnéticos para reduzir a quantidade de componentes e aumentar a densidade de potência nos conversores. No entanto, desafios como a complexidade do projeto e possíveis assimetrias na distribuição do fluxo magnético dentro dos elementos integrados ainda são pontos críticos. Em Witulski (1995), por exemplo, uma abordagem teórica é apresentada para a modelagem de transformadores e indutores acoplados, tanto em núcleos separados como em um mesmo núcleo, destacando a viabilidade da integração e as dificuldades associadas ao projeto.

Outro exemplo desse *trade-off* é apresentado em Yan e Lehman (2005), no qual todos os elementos magnéticos de um conversor CC-CC *Boost* isolado com dois indutores são integrados em um único núcleo magnético, utilizando um entreferro na perna central. A topologia convencional do conversor está ilustrada na Figura 2.20a, enquanto a versão implementada com integração magnética é apresentada na Figura 2.20b. Observa-se que foram adicionados dois enrolamentos auxiliares no secundário para a partida e proteção do conversor, além do acréscimo de dois diodos. Essa abordagem permitiu reduzir tanto o número de elementos magnéticos quanto o número de enrolamentos no lado primário do circuito. No entanto, resultou em uma modelagem mais complexa e foi implementada em um baixo nível de potência (40W), sem uma descrição quantitativa dos resultados ou registros fotográficos do magnético experimental. Além disso, os autores não apresentaram uma comparação com uma versão do conversor utilizando elementos magnéticos discretos. Ao final, os autores destacam que a integração pode levar a uma redução no volume do componente magnético, desde que o projeto seja conduzido com um dimensionamento cuidadoso.

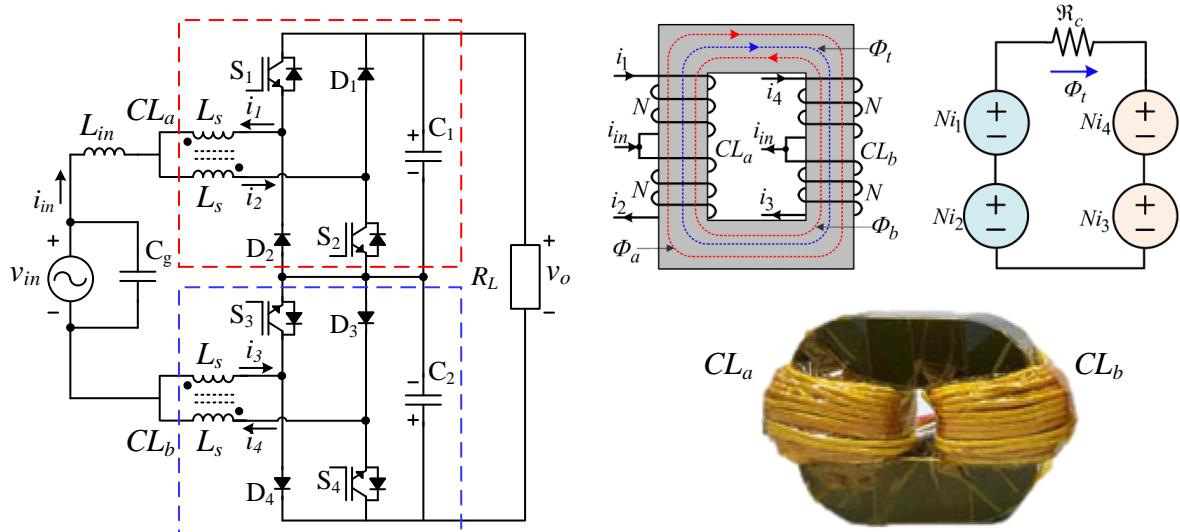
Figura 2.20 – Integração magnética no conversor CC-CC Boost isolado com dois indutores apresentado por Yan e Lehman (2005): (a) esquemático do conversor convencional; (b) esquemático do circuito implementado.



Fonte: Adaptado de Yan e Lehman (2005).

Já em Khan, Cha e Kim (2016), é proposta a integração de dois pares de indutores acoplados em um único núcleo para um conversor monofásico CA-CA. O esquemático da topologia e a representação da integração magnética estão apresentados na Figura 2.21, junto com o magnético experimental.

Figura 2.21 – Integração de dois pares de indutores acoplados em um único núcleo para o conversor monofásico CA-CA apresentado em Khan, Cha e Kim (2016).



Fonte: Adaptado de Khan, Cha e Kim (2016).

Para um protótipo de 2W, a integração de Khan, Cha e Kim (2016) resultou em uma redução superior a 50% no volume em comparação com a implementação utilizando elementos discretos, tornando a topologia estudada competitiva em relação a outras abordagens convencionais. No entanto, os autores não enfatizam as possíveis dificuldades

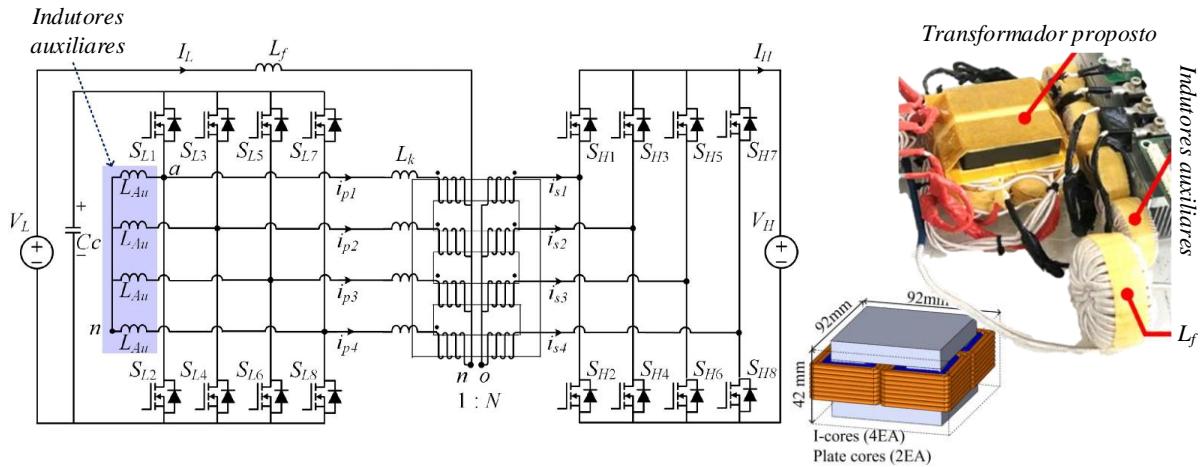
associadas ao projeto, como complexidade na modelagem, controle e impacto das interações magnéticas no desempenho do conversor.

Em conversores CC-CC isolados, como o DAB e o LLC, que requerem um elemento magnético para transferência de energia, a indutância de dispersão dos transformadores é frequentemente explorada, evitando a necessidade de indutores externos em série. Embora essa abordagem reduza o volume e aumente a densidade de potência dos conversores, como em Liu *et al.* (2021), Park, Chakraborty e Khaligh (2022) e Mukherjee e Barbosa (2023), sua integração impõe desafios ao projeto. Entre eles, destacam-se a possível redução da indutância de magnetização, devido ao acréscimo de entreferros indesejados, e a diminuição da capacidade de dissipação térmica, devido ao processamento de energia em áreas menores, o que pode eventualmente impactar negativamente a eficiência global do conversor, especialmente quando utilizados materiais nanocristalinos (Couro e Kolar, 2012; Cao *et al.*, 2022). Além disso, a predição do valor da indutância de dispersão em transformadores representa um desafio adicional, pois geralmente envolve métodos analíticos complexos e longos tempos de processamento ao se empregar softwares de simulação baseados em elementos finitos (Zhang *et al.*, 2020; Bahmani e Thiringer, 2015).

A integração de magnéticos também vem facilitando o emprego de técnicas de intercalamento em topologias de conversores, o que contribui para redução de esforços de corrente nos componentes eletrônicos. O intercalamento também eleva a frequência de ondulação de corrente e tensão, reduzindo suas amplitudes. No entanto, essa abordagem tem como desvantagem um maior número de componentes. Dessa forma, a integração dos magnéticos possibilita a proposição de topologias intercaladas com um número reduzido de componentes magnéticos.

Como exemplo, pode-se citar o conversor CC-CC *push-pull* alimentado por corrente, apresentado em Le, Kim e Choi (2021) e ilustrado na Figura 2.22, que propõe um transformador de quatro fases balanceadas em uma configuração cúbica. Essa disposição permite o cancelamento do fluxo CC, resultando em uma redução no volume e no tamanho do núcleo magnético em comparação com a utilização de transformadores separados, ao mesmo tempo em que mantém uma alta eficiência. São apresentados resultados experimentais para um protótipo de 15 kW, porém nenhuma comparação com a versão com elementos magnéticos discretos é apresentada, limitando a avaliação quantitativa dos benefícios da integração.

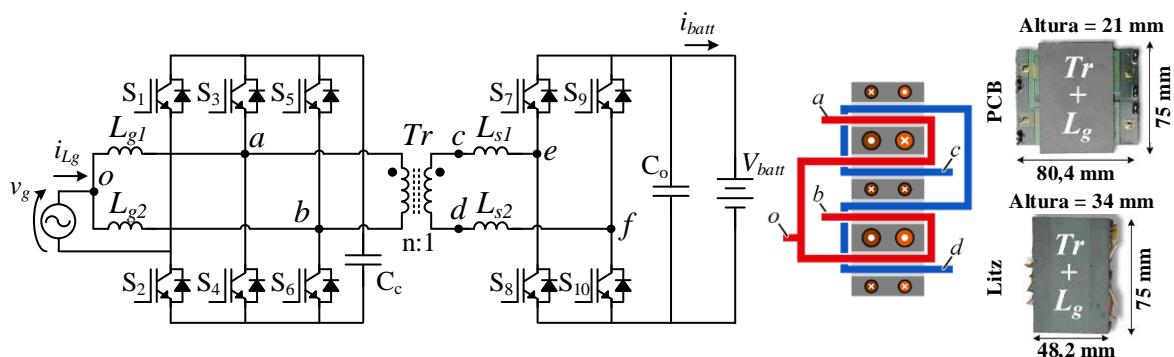
Figura 2.22 – Conversor CC-CC *push-pull* alimentado por corrente e seu transformador de quatro fases em configuração cúbica apresentado em Le, Kim e Choi (2021).



Fonte: Adaptado de Le, Kim e Choi (2021).

Em Hakim *et al.* (2023), é apresentada a integração de indutores de filtro em baixa frequência com um transformador de alta frequência para um conversor CA-CC de estágio único sem capacitores eletrolíticos, cujos elementos estão destacados na Figura 2.23. São projetados magnéticos utilizando tanto espiras na placa de circuito impresso (PCB) quanto fios Litz e, por meio de um protótipo de 3,7 kW, demonstram uma melhoria na eficiência e uma redução de volume em comparação com a versão discreta. Porém, essa abordagem necessita de núcleos magnéticos com formato personalizado, e não foi explorado o aproveitamento da indutância de dispersão do transformador, tendo sido acrescentados indutores em série com o secundário para transferência de energia.

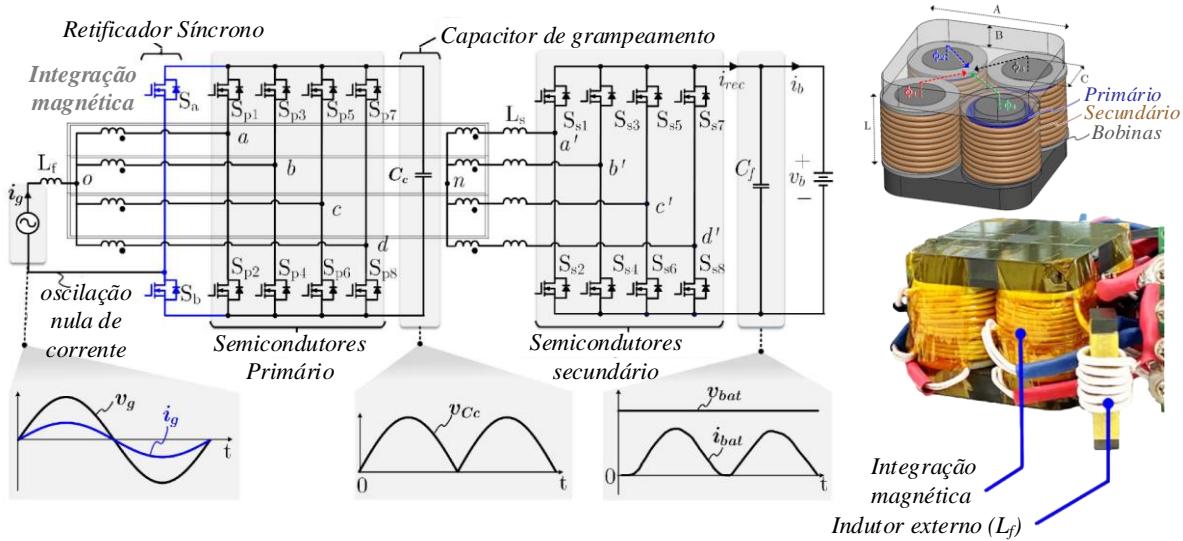
Figura 2.23 – Integração de indutores em baixa frequência com transformador de alta frequência para um conversor CA-CC de estágio único sem capacitores eletrolíticos apresentado em Hakim *et al.* (2023).



Fonte: Adaptado de Hakim *et al.* (2023).

Em Le, Hakim e Choi (2023) é proposto um conversor CA-CC totem-pole com quatro fases intercaladas e estágio de potência integrado, teoricamente sem oscilação na corrente da rede CA e sem capacitor eletrolítico. Para este conversor é novamente utilizado um transformador de quatro fases em um arranjo magnético cúbico, no qual o fluxo CC é cancelado, restando apenas o fluxo em alta frequência. O esquemático da topologia e o elemento magnético integrado estão ilustrados na Figura 2.24.

Figura 2.24 – Integração magnética no conversor CA-CC totem-pole com quatro fases intercaladas e sem capacitor eletrolítico apresentado em Le, Hakim e Choi (2023).

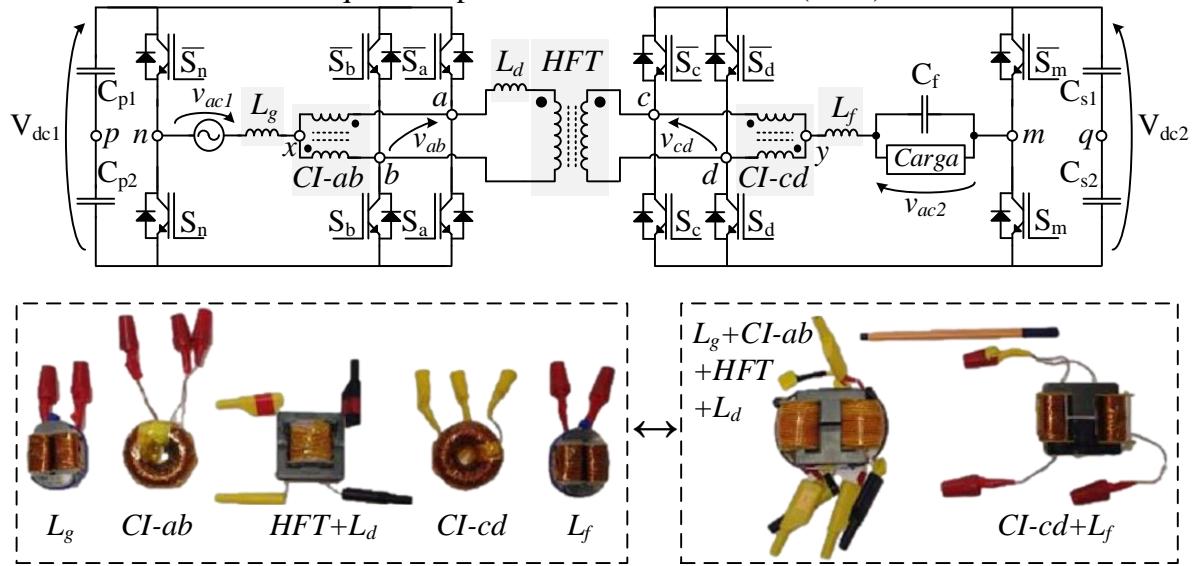


Fonte: Adaptado de Le, Hakim e Choi (2023).

No entanto, devido à oscilação de tensão no capacitor de grampeamento no lado primário (ajustada para 1%), a corrente não é completamente livre de oscilações. Como consequência, foi necessário adicionar um indutor de filtro à rede CA durante os testes experimentais com um protótipo de 7,5 kW. Nenhuma comparação com a versão com elementos magnéticos discretos é apresentada.

Filho *et al.* (2023) discutem a reorganização magnética de dois indutores de filtro CA em baixa frequência (L_g e L_f), dois autotransformadores ($CI-ab$ e $CI-cd$), um transformador em alta frequência (HFT) e um indutor de transferência de energia (L_d) em um conversor CA-CA FB simétrico isolado em alta frequência, reduzindo o número de componentes magnéticos para apenas dois. O esquemático da topologia e os elementos magnéticos experimentalmente construídos estão apresentados na Figura 2.25. Relata-se uma redução de 17,5% no volume dos magnéticos em comparação com a versão com elementos discretos.

Figura 2.25 – Integração magnética no conversor CA-CA FB simétrico isolado em alta frequência apresentado em Filho *et al.* (2023).



Fonte: Adaptado de Filho *et al.* (2023).

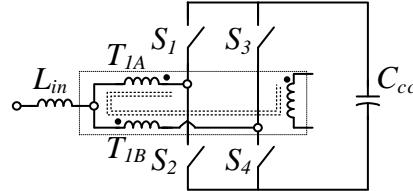
Portanto, a integração de magnéticos é um ponto crítico, que apresenta prós e contras. Quanto mais pesquisas são realizadas, mais viável se torna encontrar soluções inovadoras, cabendo ao projetista adotar critérios de seleção e execução para escolher a solução mais adequada à aplicação específica. Com o avanço dos estudos, as possibilidades de otimização do projeto aumentam, tornando a integração magnética uma abordagem cada vez mais vantajosa, possibilitando a elevação da eficiência e a compactação dos sistemas de conversão de energia.

2.6 Trabalho proposto

A principal proposta do presente trabalho de doutorado é o desenvolvimento de novas estratégias aplicadas a conversores CA-CC monofásicos com estágio integrado de potência e isolação galvânica em alta frequência, derivadas das estruturas topológicas apresentadas em Oliveira *et al.* (2012). Essas estratégias visam aumentar a eficiência e a densidade de potência dos conversores para futura aplicação em OBCs. As estruturas consistem na combinação do tradicional conversor DAB, proposto em Kheraluwala *et al.* (1992), com as Células de Comutação de Três Estados (3SSC's), apresentadas em Bascope e Barbi (2000), cujo ponto central é utilizado para conexão do link CA. A Figura 2.26 ilustra uma das configurações propostas para as 3SSC's na qual o autotransformador e o transformador do DAB são construídos em um mesmo núcleo magnético. Os braços que

formam a ponte são defasados entre si em 180° , e a corrente de magnetização é monitorada para evitar a saturação do transformador. Como resultado dessa combinação, obtém-se uma boa distribuição da corrente entre os semicondutores e o aumento da frequência efetiva no indutor de filtro na entrada CA.

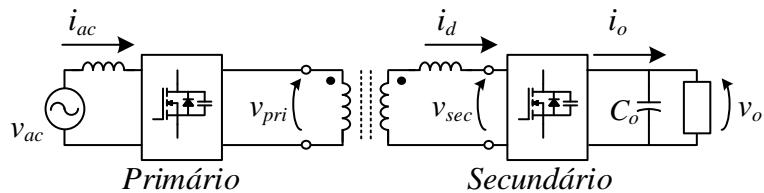
Figura 2.26 – Configuração proposta em Oliveira *et al.* (2012).



Fonte: Próprio autor.

A partir desta célula básica, novas topologias foram derivadas, entre as quais tem-se a do conversor trifásico bidirecional CA-CC de Almeida *et al.* (2018) e as dos conversores CA-CC monofásicos em Araújo (2022), Honório *et al.* (2021) e Barbosa (2020), todos mantendo as características de estágio de potência integrado e isolação em alta frequência, além de bidirecionalidade do fluxo de potência. Estas estruturas podem ser simplificadas conforme Figura 2.27. Devido à similaridade em sua concepção, essas topologias possuem regiões de operação similares. Além disso, para todas as topologias consideradas, enquanto os semicondutores do lado primário possuem regiões com ZVS, os semicondutores do secundário operam alternando entre regiões com ZVS e ZCS.

Figura 2.27 – Circuito equivalente das topologias integradas.



Fonte: Próprio autor.

A modulação por largura de pulso senoidal (SPWM) é empregada, com portadoras triangulares na frequência de chaveamento, e moduladoras senoidais na frequência da rede, cuja amplitude é ajustada de forma a realizar simultaneamente a correção do fator de potência (PFC) e a regulação da tensão do barramento CC no lado CA (primário). Como resultado do PFC no estágio integrado, a razão cíclica no primário do transformador varia ao

longo de cada ciclo da rede CA, apresentando um perfil característico para cada topologia. Para manter o mesmo perfil de tensão do primário do transformador (v_{pri}) na ponte do secundário (v_{sec}), os mesmos sinais de modulação são utilizados no acionamento da ponte no secundário, porém as fases de suas portadoras são deslocadas em relação as do primário de modo a permitir o controle do fluxo de potência conforme a técnica *phase-shift* aplicada nos conversores DAB.

Devido ao estágio integrado de potência, com a modulação inicial aplicada não é possível evitar os instantes de comutação forçada no primário, pois modificações na moduladora do primário implicariam em distorções na corrente de entrada. Para possibilitar modificações na moduladora do secundário sem alterar as características do PFC no primário, em Barbosa *et al.* (2018) uma estratégia de modulação foi inicialmente comentada para a estrutura trifásica e será abordada de maneira aprofundada neste trabalho para as estruturas monofásicas. A partir desta modificação, alterações adicionais na modulação serão propostas, buscando expandir o acionamento com ZVS ao longo de todo o ciclo da rede CA.

Logo, a primeira parte do presente trabalho tem como objetivo propor modificações no perfil de comutação dos semicondutores das topologias monofásicas utilizando diferentes modulações, além de variações estruturais, que permitam a obtenção de acionamento com ZVS ao longo de todo o ciclo da rede CA. O estudo inicialmente é aplicado à topologia CA-CC monofásica de Honório *et al.* (2021) e, posteriormente, estendido para a topologia de Barbosa (2020). Durante esta etapa, o estudo de cada topologia é estruturado considerando os seguintes passos metodológicos:

1. Revisão e análise das topologias;
2. Modificações na modulação do secundário, com e sem alteração das características iniciais da topologia;
3. Análise da comutação dos semicondutores no lado primário;
4. Análise da comutação dos semicondutores no lado secundário;
5. Comparação entre os esforços de corrente e perdas para as diferentes modulações.

A segunda parte do trabalho foca na integração dos elementos magnéticos da topologia proposta em Barbosa (2020), explorando sua simetria e reduzindo o impacto do elevado número de componentes. Em seu princípio básico de operação, a topologia utiliza sete elementos magnéticos: um indutor de filtro CA, dois autotransformadores, dois transformadores de alta frequência e dois indutores para transferência de energia. Considerando que um elevado número de elementos magnéticos impacta diretamente no peso,

volume, perdas e custo dos conversores, esta etapa tem como objetivo a integração dos sete elementos magnéticos em um único arranjo magnético cúbico. Com a integração será possível potencializar as vantagens da topologia para aplicações em OBCs, promovendo maior compactação, eficiência e viabilidade do sistema.

2.7 Considerações finais

Neste capítulo, apresentou-se uma revisão bibliográfica sobre as principais topologias empregadas em carregadores *on-board* de veículos elétricos. Além disso, foram destacadas algumas estratégias de modulação e integrações magnéticas propostas na literatura para aprimoramento das tecnologias de conversores.

Com base nessa revisão, a proposta da tese foi apresentada, consistindo no desenvolvimento de novas técnicas para melhorar a relação entre densidade de potência e rendimento de conversores CA-CC monofásicos com isolamento galvânico em alta frequência e estágio de potência integrado, voltados para aplicações em carregadores *on-board* de veículos elétricos.

As principais contribuições desta tese incluem:

- Novas estratégias de modulação aplicadas às topologias CA-CC monofásicas de Honório *et al.* (2021) e Barbosa (2020), possibilitando acionamento com ZVS em todos os semicondutores ao longo de todo o ciclo da rede CA.
- Proposta de um novo arranjo magnético que possibilita integrar todos os sete elementos magnéticos do conversor de Barbosa (2020) em uma única estrutura cúbica, combinando fluxos magnéticos de alta e baixa frequência.
- Desenvolvimento de uma metodologia de projeto simplificada para o arranjo magnético integrado, evitando a utilização de softwares de elementos finitos e métodos analíticos complexos.

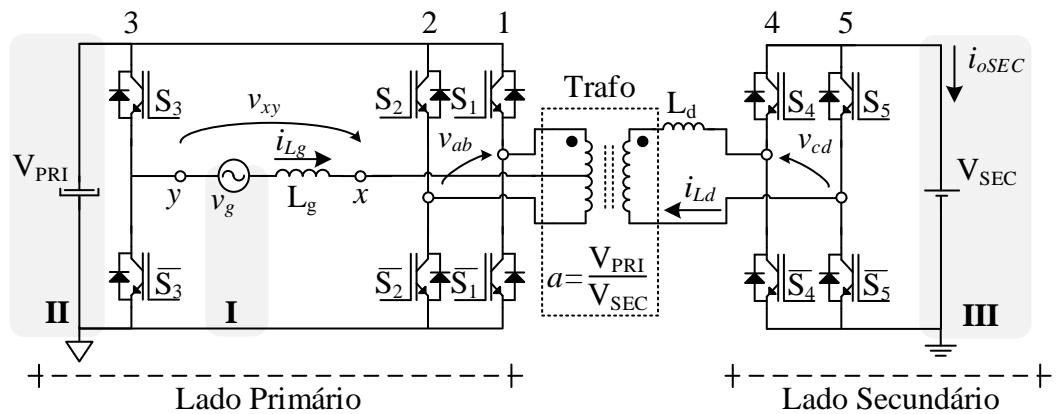
3 MODULAÇÕES PARA O CONVERSOR CA-CC INTERLEAVED COM TRÊS BRAÇOS (3LI)

Neste capítulo, estudam-se novas estratégias de modulação aplicadas ao conversor CA-CC intercalado com três braços (3LI - *Three Leg Interleaved*) proposto em Honório *et al.* (2021), com o objetivo de ampliar sua faixa de comutação suave em relação ao trabalho de referência. Inicialmente, apresenta-se um breve resumo sobre as principais características deste conversor considerando a modulação empregada em Honório *et al.* (2021), aqui denominada modulação tradicional. Em seguida, aprofunda-se nas características de comutação, a partir das quais diferentes modulações são propostas. Além disso, o estudo inclui a análise das perdas nos semicondutores e nos elementos magnéticos. Resultados de simulação e experimentais validam a estratégia proposta.

3.1 Conversor CA-CC intercalado com três braços - 3LI

Na Figura 3.1 está ilustrado o conversor 3LI proposto em Honório *et al.* (2021). Uma análise aprofundada do conversor é apresentada em Araújo (2022). A topologia apresenta tensão de três níveis no transformador (v_{ab} e v_{cd}) e cinco níveis entre os terminais x e y (v_{xy}), além de capacidade de fluxo de potência bidirecional. O indutor L_g representa o indutor de filtro do lado CA, o indutor L_d representa a indutância do DAB para transferência de energia, e α a relação de transformação do transformador.

Figura 3.1 – *Three Leg Interleaved (3LI)*



Fonte: Adaptado de Araújo (2022).

Conforme comentado previamente, a modulação empregada foi a SPWM nas chaves do DAB (braços 1, 2, 4 e 5), com portadoras defasadas entre si de 180° . Já o terceiro braço no primário (braço 3) é comutado em baixa frequência, alternando entre os estados [1 0] e [0 1] a cada semiciclo da rede elétrica CA, o que implica em uma descontinuidade na moduladora. Sendo m_a o índice de modulação, relacionando o pico de tensão da fonte CA ($V_{g(pk)}$) com a tensão CC do barramento primário (V_{PRI}) ($m_a = V_{g(pk)} / V_{PRI}$), e ω_r a frequência angular da rede, o sinal modulante das chaves em alta frequência no primário (S_1 e S_2), representado por m_{pri} , é obtido conforme (3.1), variando entre (0,1), enquanto a chave em baixa frequência (S_3) é comutada conforme (3.2).

$$m_{pri} = \begin{cases} m_a \cdot \sin(\omega_r t) & \text{se } \omega_r t \leq \pi \\ 1 + m_a \cdot \sin(\omega_r t) & \text{se } \pi < \omega_r t \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.1)$$

$$d_{S3} = \begin{cases} 0 & \text{se } \omega_r t \leq \pi \\ 1 & \text{se } \pi < \omega_r t \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.2)$$

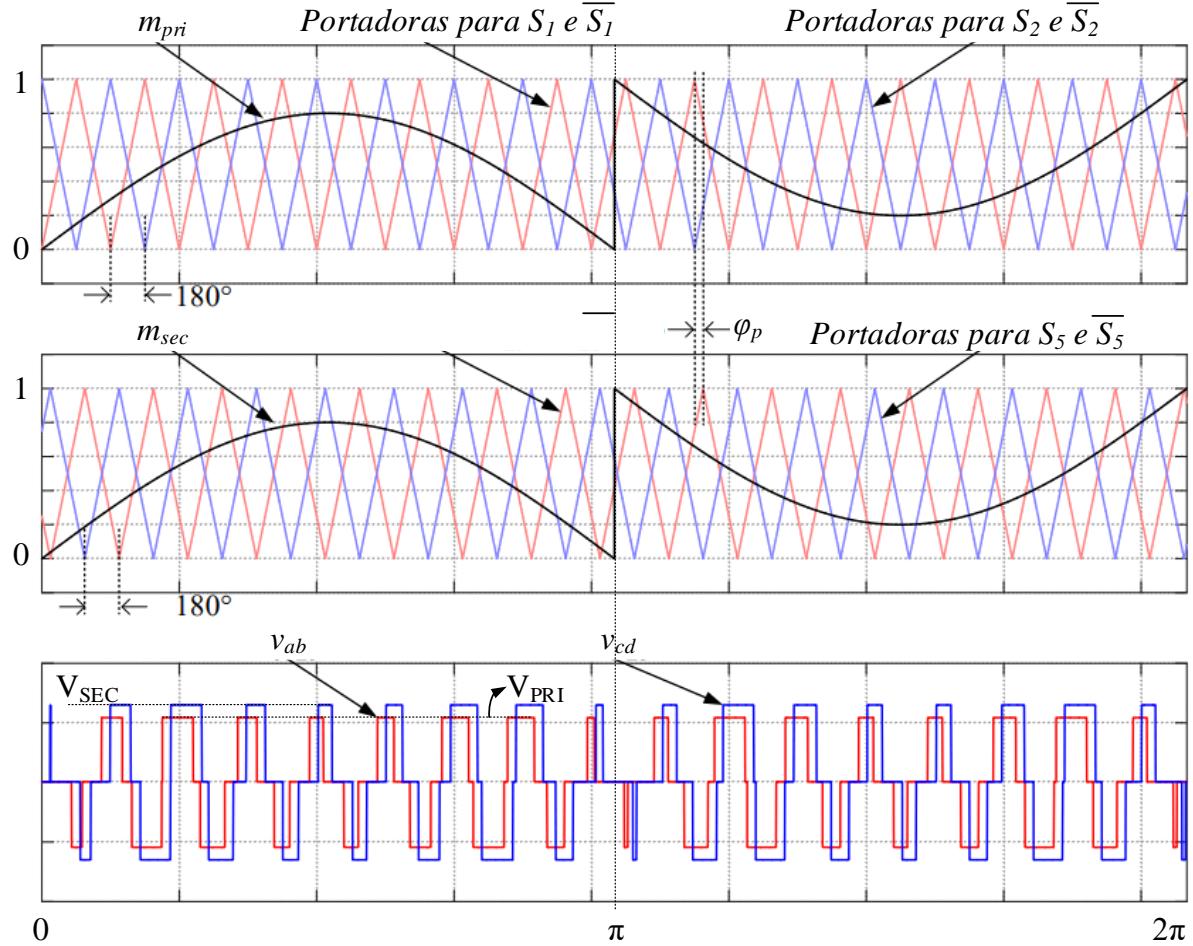
O mesmo sinal de modulação é aplicado nos braços do secundário, e a transferência de potência é realizada com base no princípio do conversor DAB, onde o fluxo de potência é controlado pelo ângulo de defasagem (φ_p) entre as tensões das pontes no primário e secundário do transformador, técnica usualmente denominada pelo termo “Phase-Shift” (PS) (Doncker *et al.*, 1991). Para isto, as portadoras do secundário são deslocadas de φ_p das do primário. A modulação empregada está ilustrada na Figura 3.2, onde estão destacados os sinais de modulação do primário e secundário (m_{pri} e m_{sec}) e as tensões resultantes nas pontes do primário e secundário do DAB (v_{ab} e v_{cd}).

Quando $m_{pri} > 0,5$, as chaves operam com ciclos de trabalho superiores a 50%, resultando na sobreposição dos pulsos em cada braço do *full-bridge*. Isso faz com que o comportamento das tensões nos transformadores seja análogo ao observado nas regiões com $m_{pri} \leq 0,5$. Consequentemente, a largura do pulso de tensão no primário do transformador (ΔTr) também varia com o ciclo da rede CA, podendo ser modulada conforme a equação (3.3).

$$\Delta Tr(\omega_r t) = \begin{cases} m_a \cdot |\sin(\omega_r t)| & \text{se } |m_a \cdot \sin(\omega_r t)| \leq 0,5 \\ 1 - m_a \cdot |\sin(\omega_r t)| & \text{se } |m_a \cdot \sin(\omega_r t)| > 0,5 \end{cases} \quad (3.3)$$

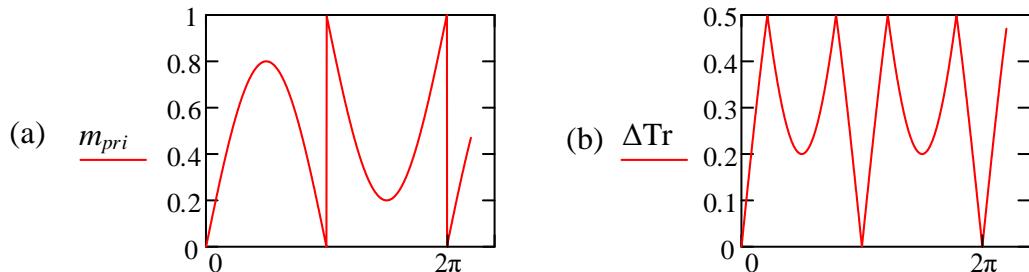
Na Figura 3.3 tem-se o sinal de modulação aplicado às chaves do primário (Figura 3.3a), bem como o perfil da largura do pulso de tensão no transformador (Figura 3.3b). Observa-se, nesta última, que o comportamento da tensão no transformador se repete a cada meio ciclo da rede CA.

Figura 3.2 – Modulação tradicional do *Three Leg Interleaved* (3LI)



Fonte: Adaptado de Araújo (2020).

Figura 3.3 – Sinais modulantes de tensão nas chaves do primário e no transformador.



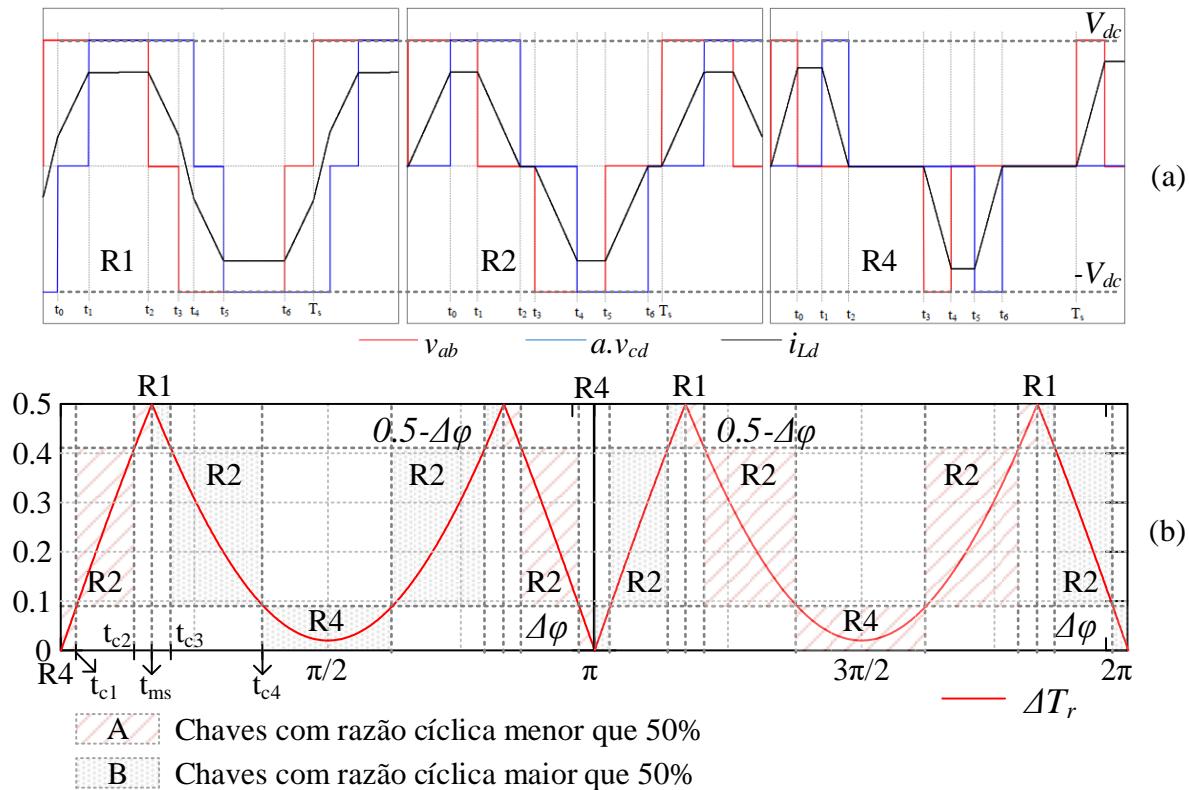
Fonte: Próprio autor.

Devido à integração das células de comutação com o transformador de potência, a corrente no primário do transformador é composta por uma parcela em alta frequência (frequência de comutação), que apresenta papel efetivo na transferência de potência, e uma parcela em baixa frequência (frequência da rede CA). No presente capítulo essa parcela em

baixa frequência será desconsiderada da análise de potência, visto que essa não influencia na transferência de potência para o secundário.

Uma análise detalhada da transferência de potência é apresentada em Araújo (2020), onde demonstra-se que a operação do conversor com base na potência transferida pode ser resumida a quatro regiões distintas. Entretanto, como a operação com φ_p maior que 90° ocasiona uma circulação de reativos mais elevada, serão consideradas apenas três regiões distintas de operação. Na Figura 3.4 estão apresentadas as formas de onda de tensão e corrente no transformador para cada uma dessas regiões (Figura 3.4a), bem como a distribuição das regiões ao longo de um período da rede CA (Figura 3.4b), onde φ_p é expresso como uma razão do período ($\Delta\varphi = \varphi_p/2\pi$).

Figura 3.4 – Regiões de potência para o 3LI com a modulação tradicional: (a) formas de onda de tensão e corrente no transformador; (b) distribuição das regiões ao longo de um período da rede CA.



Fonte: Adaptado de Araújo (2022).

As áreas hachuradas em vermelho (A) e em cinza (B) correspondem as operações sem e com sobreposição de pulsos, respectivamente. Para a análise, assim como ilustrado na figura, considera-se os parâmetros do secundário refletidos para o primário e a relação de

transformação do transformador ajustada de forma a igualar os valores de pico de tensão a V_{dc} , conforme (3.4).

$$V_{dc} = V_{PRI} = a \cdot V_{SEC} \quad (3.4)$$

Na Tabela 3-1 estão resumidos os limites e tempos de mudança de região para um quarto da rede, visto que, considerando a simetria ilustrada na Figura 3.4b, os mesmos se repetem durante os demais intervalos. A potência ativa no transformador é expressa por (3.5), enquanto o valor máximo da corrente em alta frequência no transformador é dado por (3.6), onde em ambas as fórmulas L_d representa a indutância de transferência de energia ao qual refere-se V_{dc} . A dedução de cada fórmula é descrita em Araújo (2022).

Tabela 3-1 – Tempos e condições para mudança das regiões de potência no 3LI

Tempo	$m_{pri} < 0,5$		$m_{pri} = 0,5$	$m_{pri} > 0,5$	
	t_{c1}	t_{c2}	t_{ms}	t_{c3}	t_{c4}
Transição	R4 -> R2	R2 -> R1	R1	R1 -> R2	R2 -> R4
Condição	$\Delta Tr = \Delta\varphi$	$\Delta Tr = 0,5 - \Delta\varphi$	$\Delta Tr = 0,5$	$\Delta Tr = 0,5 - \Delta\varphi$	$\Delta Tr = \Delta\varphi$
Instante (s)	$\frac{1}{\omega_r} \arcsin\left(\frac{\Delta\varphi}{m_a}\right)$	$\frac{1}{\omega_r} \arcsin\left(\frac{0,5 - \Delta\varphi}{m_a}\right)$	$\frac{1}{\omega_r} \arcsin\left(\frac{1}{2m_a}\right)$	$\frac{1}{\omega_r} \arcsin\left(\frac{0,5 + \Delta\varphi}{m_a}\right)$	$\frac{1}{\omega_r} \arcsin\left(\frac{1 - \Delta\varphi}{m_a}\right)$

Fonte: Adaptado de Araújo (2022).

$$P(\varphi, m_a) = \frac{V_{dc}^2}{2\pi^3 L_d f_s} \begin{cases} 4\pi^2 m_a (\cos(\omega_r t_{c1}) - \cos(\omega_r t_{c3}) - 2\cos(\omega_r t_{c4})) + \pi^2 \omega_r (t_{c1} - t_{c3} - 4t_{c4}) - \\ -\pi^2 m_a^2 (\sin(2\omega_r t_{c1}) + \sin(2\omega_r t_{c2}) - \sin(2\omega_r t_{c3}) - \sin(2\omega_r t_{c4})) + \\ +\omega_r (t_{c1} + t_{c2} - t_{c3} - t_{c4}) (\varphi^2 + 2\pi^2 m_a^2) + \pi^3 m_a^2 + 2\pi^3 - 2\pi\varphi\omega_r (t_{c1} - 2t_{c4} + t_{c3}) - \\ -4\pi m_a \varphi (\cos(\omega_r t_{c1}) + \cos(\omega_r t_{c3}) - \cos(\omega_r t_{c2}) - \cos(\omega_r t_{c4})) \end{cases} \quad (3.5)$$

$$i_{Ld_{MAX}} = \frac{V_{dc}}{f_s \cdot L_d} \cdot \Delta\varphi \quad (3.6)$$

3.2 Análise da comutação

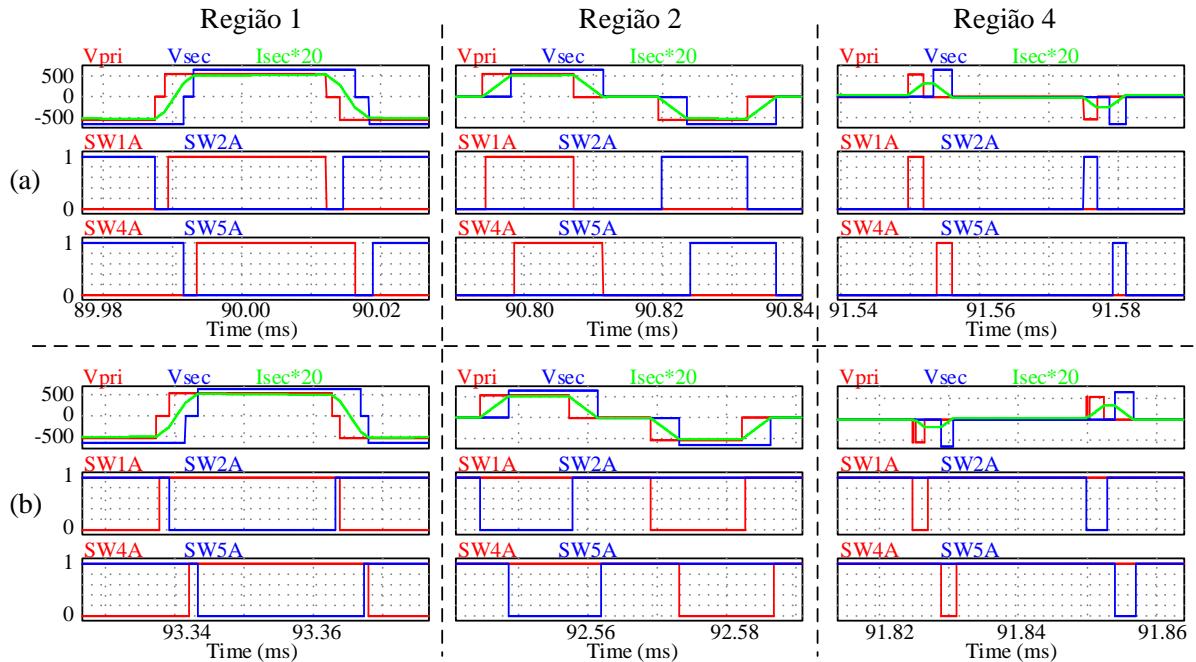
3.2.1 Modulação tradicional

A corrente em cada semicondutor depende da região de potência e do valor da moduladora ser menor ou maior que 50%. Na Figura 3.5 estão ilustrados os gatilhos das chaves superiores e o valor da corrente no secundário do transformador (i_{Ld}) em cada instante. Na Figura 3.5a tem-se as características para $m_{pri} < 0,5$ e na Figura 3.5b para $m_{pri} > 0,5$.

Para simplificar a abordagem, a corrente instantânea no transformador será representada por (3.7), onde considera-se uma parte fixa ($V_{dc}/(f_s \cdot L_d)$), e uma parcela variável representada por β_i . Observando a Figura 3.5, e tendo como base a análise em Araújo (2022), a Tabela 3-2 resume os valores de i_{Ld} durante o *turn on* (acionamento das chaves) e o *turn off* (desligamento das chaves) para as regiões consideradas em função da variável β_i .

$$i_{Ld} = \frac{V_{dc}}{f_s \cdot L_d} \cdot \beta_i \quad (3.7)$$

Figura 3.5 – Tensões no transformador e corrente no secundário com os sinais de acionamento das chaves para a modulação tradicional.



Fonte: Próprio autor.

Tabela 3-2 – Valor instantâneo da parcela variável da corrente no transformador (β_i) durante acionamento e desligamento das chaves com a modulação tradicional

β_i		$m_{pri} < 0.5$				$m_{pri} > 0.5$			
		R1	R2	R4	instante	R1	R2	R4	instante
S1	on	$-(\Delta\phi + \Delta Tr - 0.5)$	0	0	$0 / V_+$	$-\Delta\phi$	$-\Delta\phi$	$-\Delta Tr$	$V_- / 0$
	off	$\Delta\phi$	$\Delta\phi$	ΔTr	$V_+ / 0$	$(\Delta\phi + \Delta Tr - 0.5)$	0	0	$0 / V_-$
S2	on	$(\Delta\phi + \Delta Tr - 0.5)$	0	0	$0 / V_-$	$\Delta\phi$	$\Delta\phi$	ΔTr	$V_+ / 0$
	off	$-\Delta\phi$	$-\Delta\phi$	$-\Delta Tr$	$V_- / 0$	$-(\Delta\phi + \Delta Tr - 0.5)$	0	0	$0 / V_+$
S4	on	$\Delta\phi$	$\Delta\phi$	ΔTr	$0 / V_+$	$(\Delta\phi + \Delta Tr - 0.5)$	0	0	$V_- / 0$
	off	$-(\Delta\phi + \Delta Tr - 0.5)$	0	0	$V_+ / 0$	$-\Delta\phi$	$-\Delta\phi$	$-\Delta\phi$	$0 / V_-$
S5	on	$-\Delta\phi$	$-\Delta\phi$	$-\Delta Tr$	$0 / V_-$	$-(\Delta\phi + \Delta Tr - 0.5)$	0	0	$V_+ / 0$
	off	$(\Delta\phi + \Delta Tr - 0.5)$	0	0	$V_- / 0$	$\Delta\phi$	$\Delta\phi$	ΔTr	$0 / V_+$

Fonte: Próprio autor.

As correntes nas chaves superiores podem ser determinadas conforme (3.8).

$$i_{S1} = \frac{i_{Ld}}{a} - \frac{i_{Lg}}{2} \quad i_{S2} = -\frac{i_{Ld}}{a} - \frac{i_{Lg}}{2} \quad i_{S4} = -i_{Ld} \quad i_{S5} = i_{Ld} \quad (3.8)$$

Como resultado da modulação tradicional ($m_{pri}=m_{sec}$ e portadoras fixas), o perfil de comutação está ilustrado na Figura 3.6a. Em relação aos perfis de comutação, é importante destacar que, quando a corrente no acionamento está com valores positivos, significa que a chave está comutando com comutação forçada, e, para valores negativos, a chave está comutando com tensão nula (ZVS), enquanto valores nulos indicam ZCS. Portanto, observa-se na Figura 3.6a que as chaves no primário são acionadas com ZVS na maior parte do tempo e com comutação forçada em menos de meio ciclo da rede. Já nas chaves do secundário, os acionamentos alternam-se entre ZVS e ZCS. Durante o desligamento das chaves tem-se comutação forçada na maior parte do tempo.

Como característica das topologias com estágio de potência integrado ao estágio PFC, o comportamento da razão cíclica no transformador é limitado pelo controle do PFC no primário, de modo que alterações na modulação das chaves primárias influenciam diretamente a qualidade dos parâmetros da rede CA. No entanto, a modulação do secundário tem como principal objetivo garantir a correta transferência de potência e, portanto, pode ser definida de forma distinta da utilizada no primário. Conhecendo o comportamento da tensão no transformador a ser modulado, é possível aplicar diferentes estratégias no secundário, mantendo as características de potência e PFC da modulação inicial. Essas variações implicam mudanças no comportamento da corrente durante os instantes de comutação e podem ser obtidas pela modificação do sinal modulador ou das fases das portadoras triangulares.

Mantendo as portadoras com fase fixa conforme a modulação tradicional, onde somente as do secundário são deslocadas de um ângulo ϕ_p das do primário, e variando somente o sinal modulante no secundário, a Figura 3.6 ilustra as correntes durante o acionamento e desligamento das chaves superiores para diferentes casos, cujos perfis da moduladora em (a), (b), (c) e (d) são calculados conforme (3.9), (3.10), (3.11) e (3.12), respectivamente.

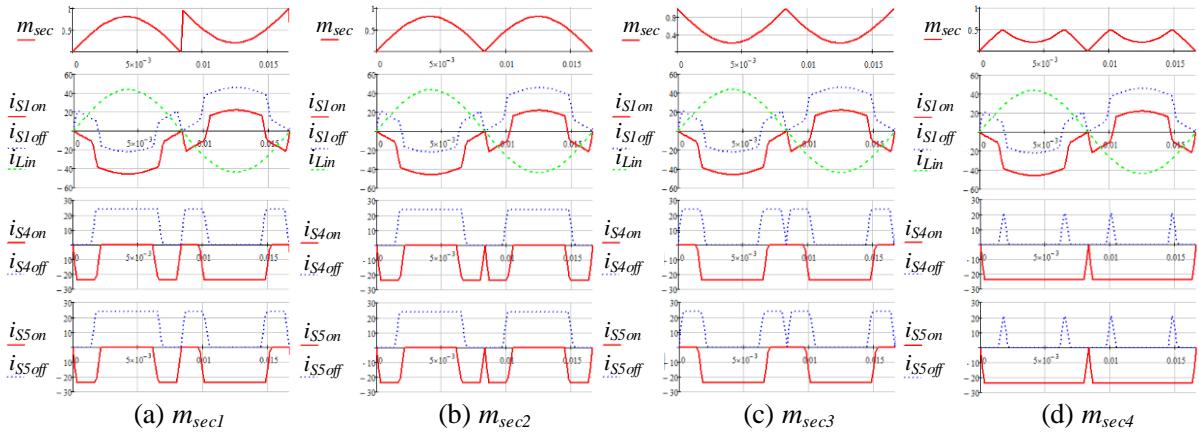
$$m_{sec1} = m_{pri} \quad (3.9)$$

$$m_{sec2} = m_a \cdot |\sin(\omega_r t)| \quad (3.10)$$

$$m_{sec3} = 0.5 - m_a \cdot |\sin(\omega_r t)| \quad (3.11)$$

$$m_{sec4} = \Delta Tr(\omega_r t) \quad (3.12)$$

Figura 3.6 – Perfil das correntes durante acionamento e desligamento das chaves do 3LI tradicional para diferentes funções de modulação no secundário.



Fonte: Próprio autor.

Na Tabela 3-3 estão apresentadas as especificações adotadas para o conversor 3LI. Esses valores correspondem às especificações utilizadas em Araújo (2022), protótipo que será utilizado ao final do capítulo para a validação experimental das modulações no 3LI. Embora não representem especificações típicas de OBCs, são suficientes para validar o estudo desenvolvido. A partir dessas especificações, as características de comutação e condução para cada moduladora do secundário foram obtidas por simulação utilizando o software PSIM.

Tabela 3-3 – Especificações adotadas para o 3LI

Tensão eficaz da rede (v_g)	308	V
Frequência da rede (f_g)	60	Hz
Potência de saída (P_o)	8,33	kW
Tensão no barramento primário (V_{PRI})	544	V
Tensão no barramento secundário (V_{SEC})	650	V
Relação de espiras do transformador (V_{PRI}/V_{SEC})	0,837	
Frequência de comutação (f_s)	20	kHz
Ângulo de potência (ϕ_p)	30°	
Indutor de potência lado primário (L_d)	71,34	μH

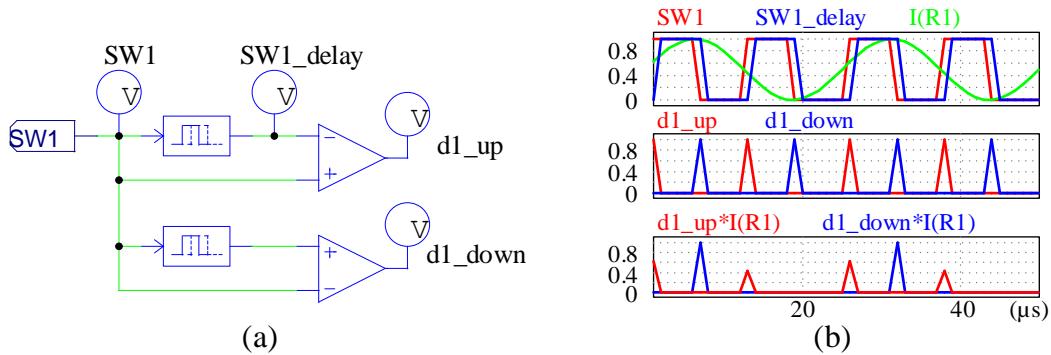
Fonte: Próprio autor.

Para a obtenção do perfil de comutação nas simulações, utilizou-se o circuito ilustrado na Figura 3.7a, o qual permite gerar pulsos unitários exatamente no instante de acionamento e imediatamente após o bloqueio dos interruptores. No circuito apresentado, o sinal de gatilho de um interruptor, representado pelo voltímetro SW1, é atrasado em um passo de simulação, resultando no sinal SW1_delay. Em seguida, ambos os sinais (SW1 e

$SW1_{delay}$) são aplicados a comparadores invertidos, cuja saída corresponde a pulsos unitários nos instantes de transição do interruptor (ligamento e desligamento).

O funcionamento do circuito é ilustrado na Figura 3.7b. No primeiro gráfico, são apresentados os sinais $SW1$ e $SW1_{delay}$ juntamente com a corrente circulante no braço do conversor que contém o interruptor $SW1$, representada por $I(R1)$. No segundo gráfico, observam-se os sinais de saída dos comparadores: o sinal $d1_up$ indica um pulso unitário no instante de acionamento da chave, enquanto $d1_down$ representa um pulso unitário imediatamente após seu desligamento. No terceiro gráfico, apresenta-se o perfil da corrente no interruptor $SW1$ durante os eventos de comutação, obtido por meio da multiplicação dos pulsos unitários pela corrente $I(R1)$, resultando nos sinais $d1_up*I(R1)$ e $d1_down*I(R1)$.

Figura 3.7 – Circuito auxiliar para obtenção das correntes durante os instantes de acionamento e desligamento dos interruptores.

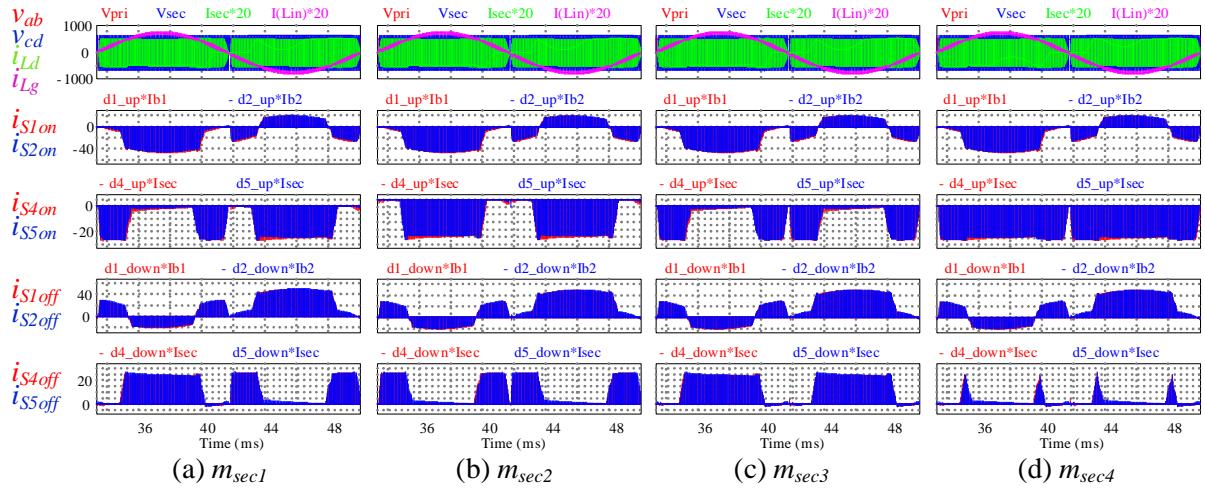


Fonte: Próprio autor.

Na Figura 3.8, o primeiro gráfico apresenta o comportamento simulado da corrente i_{Ld} e das tensões v_{ab} e v_{cd} nas pontes do DAB, juntamente com a corrente CA i_{Lg} . Nos demais gráficos, são exibidas as correntes nas chaves durante os instantes de acionamento e bloqueio, cujos perfis se mostram equivalentes aos resultados teóricos apresentados na Figura 3.6. Observa-se, portanto, que a variação da modulação no secundário não altera os parâmetros de tensão e corrente nas interfaces de entrada e saída do conversor, desde que o perfil da tensão no secundário do transformador seja mantido igual ao do primário.

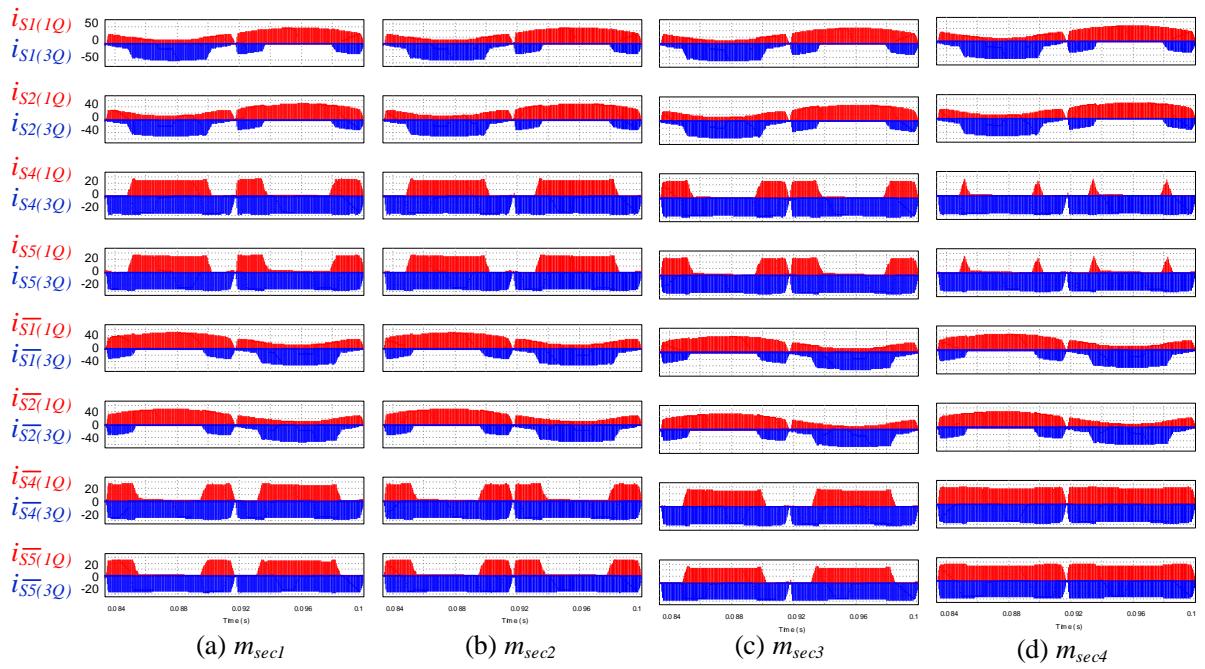
Na Figura 3.9, apresenta-se o comportamento da corrente nos semicondutores, destacando-se em vermelho a parcela que circula no sentido positivo (1° quadrante – 1Q) e, em azul, a parcela que circula no sentido negativo das chaves (3° quadrante – 3Q). Observa-se que o comportamento das correntes nos semicondutores do secundário também se altera em função da moduladora.

Figura 3.8 – Correntes durante acionamento e desligamento das chaves do 3LI com modulação tradicional para diferentes funções de modulação no secundário.



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.9 – Correntes nos semicondutores do 3LI tradicional com diferentes funções de modulação.



Fonte: Próprio autor.

Na Tabela 3-4 tem-se os valores eficazes e máximos de corrente no secundário do transformador ($I_{Ld(rms)}$ e $I_{Ld(max)}$) considerando a parcela em alta frequência, assim como as potências ativa e aparente no primário e secundário do transformador, onde observa-se que se mantêm constantes para as diferentes moduladoras no secundário.

Tabela 3-4 – Parâmetros em regime permanente para 3LI tradicional com diferentes funções de modulação

	m_{sec1}	m_{sec2}	m_{sec3}	m_{sec4}
$I_{Ld(rms)}$ (A)	22,71	22,71	22,71	22,71
$I_{Ld(max)}$ (A)	31,80	31,87	31,88	31,80
P_{Tpri} (kW)	8,34	8,34	8,33	8,34
S_{Tpri} (kVA)	9,31	9,32	9,31	9,31
P_{Tsec} (kW)	8,33	8,33	8,33	8,33
S_{Tsec} (kVA)	9,32	9,32	9,31	9,32

Fonte: Próprio autor.

Para as perdas nas chaves, considerou-se o semicondutor CAS050M12BM2, o mesmo utilizado em Araújo (2022). Através da interpolação das curvas disponíveis no *datasheet*, encontrou-se as funções de perdas por condução nos quadrantes 1 ($P_{S(1Q)}$) e 3 ($P_{S(3Q)}$), apresentadas em (3.13) e (3.14), bem como as funções de energia dissipada durante o acionamento (E_{Son}) e desligamento (E_{Soff}) da chave, expressas por (3.15) e (3.16). Na Tabela 3-5 estão resumidos os valores de correntes eficazes e médios nos semicondutores obtidos pela simulação, assim como as perdas por condução.

$$P_{S(1Q)} = 42,5 \cdot i_{S(1Q)-eficaz}^2 \cdot mW \quad (3.13)$$

$$P_{S(3Q)} = 25,6 \cdot i_{S(3Q)-eficaz}^2 \cdot mW \quad (3.14)$$

$$E_{S(on)}(t) = \begin{cases} (0,2955 + 0,01198 \cdot i_{Son}(t) + 60 \cdot i_{Son}(t)^2) \cdot nJ & \text{se } i_{Son}(t) \geq 0 \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.15)$$

$$E_{S(off)}(t) = \begin{cases} (0,00125 + 0,00989 \cdot i_{Soff}(t) + 42 \cdot i_{Soff}(t)^2) \cdot nJ & \text{se } i_{Soff}(t) \geq 0 \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.16)$$

Para a obtenção das perdas por comutação, utilizaram-se os valores das correntes plotadas na Figura 3.6. As perdas por comutação estão apresentadas na Tabela 3-6 e foram obtidas através de (3.17) e (3.18), onde T_r representa o período da rede CA, e $P_{S(on)}$ e $P_{S(off)}$ representam as perdas por acionamento e desligamento das chaves, respectivamente.

$$P_{S(on)} = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} (f_s \cdot E_{S(on)}(t)) \cdot dt \quad (3.17)$$

$$P_{S(off)} = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} (f_s \cdot E_{S(off)}(t)) \cdot dt \quad (3.18)$$

Tabela 3-5 – Correntes e perdas por condução nos semicondutores do 3LI tradicional com diferentes funções de modulação

Correntes (A) e Perdas		m _{sec1}			m _{sec2}			m _{sec3}			m _{sec4}		
		Médio	Eficaz	P (W)									
S1	1Q	8,47	17,15	12,58	8,49	17,18	12,56	8,47	17,15	12,50	8,47	17,15	12,50
	3Q	-2,40	7,43	1,42	-2,40	7,43	1,41	-2,41	7,45	1,42	-2,40	7,43	1,41
S2	1Q	8,52	17,20	12,51	8,51	17,19	12,53	8,52	17,20	12,51	8,51	17,20	12,57
	3Q	-2,40	7,43	1,41	-2,40	7,43	1,41	-2,39	7,41	1,41	-2,40	7,43	1,41
S4	1Q	0,54	3,08	0,41	0,63	3,33	0,33	0,46	2,80	0,33	0,03	0,65	0,02
	3Q	-6,96	13,10	4,39	-7,07	13,18	4,45	-6,86	13,03	4,34	-6,45	12,75	4,16
S5	1Q	0,55	3,09	0,40	0,65	3,36	0,33	0,45	2,80	0,33	0,03	0,65	0,02
	3Q	-6,94	13,06	4,37	-7,02	13,12	4,41	-6,86	13,01	4,33	-6,43	12,71	4,14
S1 ₋	1Q	8,52	17,20	12,58	8,51	17,19	12,56	8,52	17,21	12,58	8,52	17,20	12,57
	3Q	-2,40	7,43	1,41	-2,41	7,45	1,42	-2,40	7,43	1,41	-2,40	7,43	1,41
S2 ₋	1Q	8,48	17,16	12,51	8,49	17,17	12,53	8,48	17,15	12,50	8,48	17,16	12,52
	3Q	-2,41	7,44	1,42	-2,40	7,42	1,41	-2,41	7,44	1,42	-2,41	7,44	1,42
S4 ₋	1Q	0,55	3,09	0,41	0,45	2,80	0,33	0,64	3,35	0,48	1,06	4,32	0,79
	3Q	-6,94	13,06	4,37	-6,85	13,00	4,32	-7,03	13,14	4,42	-7,45	13,41	4,60
S5 ₋	1Q	0,54	3,08	0,40	0,45	2,80	0,33	0,63	3,34	0,47	1,05	4,31	0,79
	3Q	-6,96	13,10	4,39	-6,88	13,05	4,36	-7,05	13,16	4,43	-7,48	13,44	4,63
S3	1Q	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00
	3Q	-12,18	19,14	9,37	-12,18	19,14	9,37	-12,18	19,14	9,38	-12,18	19,14	9,38
S3 ₋	1Q	0,00	0,01	0,00	0,00	0,01	0,00	0,00	0,01	0,00	0,00	0,01	0,00
	3Q	-12,18	19,14	9,38	-12,18	19,14	9,37	-12,18	19,14	9,38	-12,18	19,14	9,38
Total (W)		93,73			93,48			93,65			93,71		

Fonte: Próprio autor.

Tabela 3-6 – Perdas durante acionamento e desligamento das chaves do 3LI tradicional para diferentes funções de modulação

Perdas (W)	S1/S2	S4	S5	S1 ₋ /S2 ₋	S4 ₋	S5 ₋	Total
m _{sec1}	on	2,77	2,56	2,56	2,77	2,56	21,32
	off	5,17	3,19	3,19	5,17	3,19	33,44
m _{sec2}	on	2,77	2,93	2,93	2,77	2,20	21,32
	off	5,17	3,67	3,67	5,17	2,70	33,44
m _{sec3}	on	2,77	2,20	2,20	2,77	2,93	21,32
	off	5,17	2,70	2,70	5,17	3,67	33,44
m _{sec4}	on	2,77	0,00	0,00	2,77	5,13	21,32
	off	5,17	0,68	0,68	5,17	5,69	33,44

Fonte: Próprio autor.

Portanto, verifica-se que, através da modulação, é possível modificar os valores finais de corrente em cada semicondutor mantendo os valores nominais de operação do conversor, incluindo as perdas.

3.2.2 Modulação com phase-shift dinâmico (PSD)

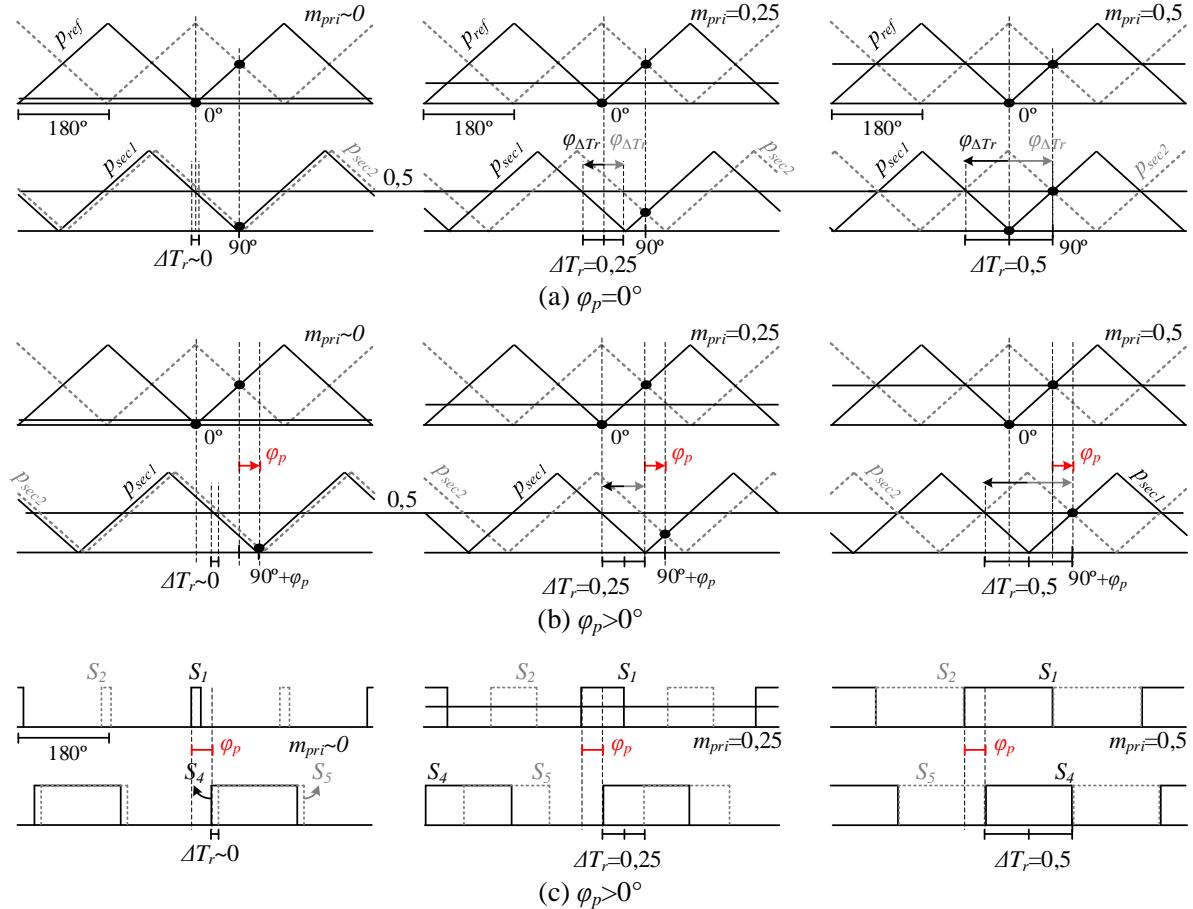
Em (BARBOSA, A. U. et al., 2018) uma modulação diferente é proposta para possibilitar a adição de uma quarta porta ao conversor trifásico proposto em Almeida *et al.* (2018). Nesta, os semicondutores no secundário são acionados com pulsos de gatilho com largura fixa de 50%, enquanto a largura dos pulsos de tensão no secundário do transformador é igualada à largura dos pulsos no primário ajustando-se a fase entre as portadoras da ponte do secundário em função da moduladora aplicada no primário. Isto é, além do *phase-shift* (φ_p) aplicado para transferência de potência, um segundo ângulo de modulação é adicionado às portadoras no secundário (φ_{mod}) para ajustar a largura da tensão no secundário do transformador. Neste trabalho é estudada a aplicação desta técnica na estrutura 3LI, que será referenciada como *Phase-Shift Dinâmico* (PSD). A modulação PSD está exemplificada na Figura 3.10, onde são apresentadas as portadoras das pontes do primário e do secundário para diferentes casos.

Tomando como referência a portadora do primário localizada em 0° (denominada p_{ref}), na Figura 3.10a está ilustrada a configuração inicial das portadoras do secundário, considerando φ_p nulo e ΔTr variável. Observa-se que, quando ΔTr é aproximadamente zero, as portadoras do secundário (p_{sec1} e p_{sec2}) estão praticamente em fase entre si e deslocadas de p_{ref} de 90° . À medida que ΔTr aumenta, além da defasagem de 90° em relação a p_{ref} , as portadoras do secundário passam a apresentar entre si um defasamento adicional, denominado $\varphi_{\Delta Tr}$: p_{sec1} se atrasa e p_{sec2} se adianta em relação a p_{ref} , de forma que os pulsos de tensão no secundário mantenham a mesma largura dos do primário. Quando ΔTr atinge 50%, a moduladora do primário torna-se igual a moduladora do secundário. Consequentemente, as portadoras do secundário são defasadas até estarem em fase com as respectivas portadoras do primário, o que resulta em uma configuração semelhante à da modulação tradicional. Nesse caso, a função de modulação é definida por $90^\circ + \varphi_{\Delta Tr}$.

Observa-se, em todos os casos da Figura 3.10a, que o ponto de cruzamento entre as portadoras do secundário coincide com o ponto de cruzamento das portadoras do primário. Esse ponto passa a ser a nova referência para a transferência de potência.

A transferência de potência entre os lados isolados será controlada ao defasar o ponto de cruzamento das portadoras do secundário em relação ao ponto de cruzamento das portadoras do primário pelo mesmo ângulo φ_p adotado na modulação tradicional. Na Figura 3.10b estão ilustradas as portadoras com φ_p maior que 0° e ΔTr variável, de forma análoga à Figura 3.10a. Já na Figura 3.10c tem-se as respectivas formas de onda dos sinais de gatilho.

Figura 3.10 – Defasagem dinâmica entre as portadoras do secundário considerando diferentes ΔT_r : (a) portadoras para $\varphi_p=0^\circ$; (b) portadoras para $\varphi_p>0^\circ$; (c) tensões de gatilho correspondentes para $\varphi_p>0^\circ$.



Fonte: Próprio autor.

Observa-se, portanto, que, embora os pulsos de gatilho do secundário sejam diferentes dos do primário, a diferença entre S_4 e S_5 se mantém igual à diferença entre S_1 e S_2 , variando apenas o deslocamento por φ_p . Isso resulta em tensões no transformador semelhantes às obtidas com a modulação tradicional.

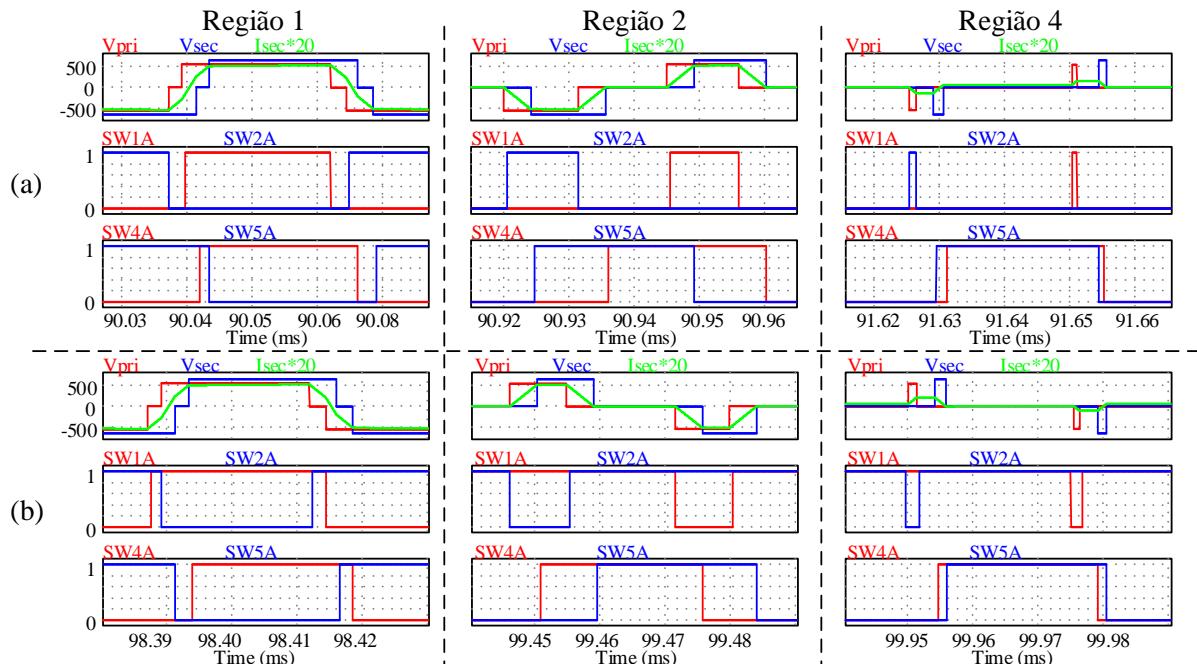
A expressão para determinação da fase a ser aplicada em cada portadora do secundário é dada por (3.19).

$$\begin{cases} \varphi_{sec1} = \varphi_{mod} + \varphi_p \\ \varphi_{sec2} = 180^\circ - \varphi_{mod} + \varphi_p \end{cases} \quad (3.19)$$

Na Figura 3.11 estão ilustrados os pulsos de acionamento das chaves superiores do primário e do secundário, assim como as tensões nas pontes do primário e do secundário, e a corrente no secundário do transformador, para modulação PSD considerando os mesmos

intervalos da modulação tradicional apresentados na Figura 3.5 e a função definida em (3.20). Na PSD observa-se que, em um mesmo período de chaveamento, haverá um instante com sobreposição de pulsos e outro não. Na Figura 3.11a observa-se os pulsos no secundário quando $m_{pri} < 0,5$, instante em que $\varphi_{mod} < 0$, onde verifica-se que o braço correspondente a S₄ é responsável pelos instantes de descida do pulso de tensão no secundário ($V\pm / 0$) e o de S₅ pelos de subida ($0 / V\pm$), enquanto que para $m_{pri} \geq 0,5$ inverte-se ($\varphi_{mod} \geq 0$). Portanto, os valores da parcela variável da corrente no transformador (β_i) durante acionamento e desligamento das chaves no secundário para cada instante de variação da tensão no transformador estão descritos na Tabela 3-7.

Figura 3.11 – Tensões no transformador e corrente no secundário com os sinais de acionamento das chaves para a modulação PSD: (a) $m_{pri} < 0,5$; (b) $m_{pri} \geq 0,5$.



Fonte: Próprio autor.

Tabela 3-7 – Parcela variável da corrente no transformador durante acionamento e desligamento das chaves no PSD

β_i	$\varphi_{mod} < 0,5$				$\varphi_{mod} \geq 0,5$				
	R1	R2	R4	instante	R1	R2	R4	instante	
S ₄	on	($\Delta\varphi + \Delta Tr - 0,5$)	0	0	$V- / 0$	$\Delta\varphi$	$\Delta\varphi$	ΔTr	$0 / V+$
	off	$-(\Delta\varphi + \Delta Tr - 0,5)$	0	0	$V+ / 0$	$-\Delta\varphi$	$-\Delta\varphi$	$-\Delta\varphi$	$0 / V-$
S ₅	on	$-\Delta\varphi$	$-\Delta\varphi$	$-\Delta Tr$	$0 / V-$	$-(\Delta\varphi + \Delta Tr - 0,5)$	0	0	$V+ / 0$
	off	$\Delta\varphi$	$\Delta\varphi$	ΔTr	$0 / V+$	$(\Delta\varphi + \Delta Tr - 0,5)$	0	0	$V- / 0$

Fonte: Próprio autor.

Assim como na modulação tradicional, diferentes funções podem ser consideradas para a determinação de φ_{mod} , que modificarão o comportamento da corrente nos semicondutores sem alterar os parâmetros gerais do conversor em regime permanente, nem as regiões de operação, que são as mesmas daquelas da modulação tradicional. De (3.20) a (3.23) são apresentadas quatro variações de função para φ_{mod} , e o valor de deslocamento das portadoras no secundário (φ_{sec}) são definidas conforme (3.19).

$$\varphi_{mod1} = (m_{pri} - 0.5) \cdot 180^\circ \quad (3.20)$$

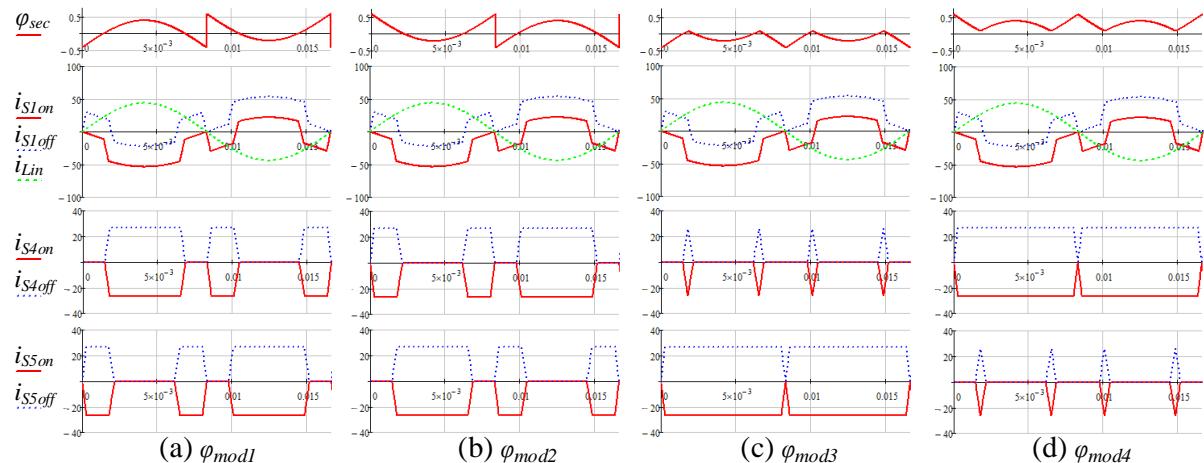
$$\varphi_{mod2} = -\varphi_{mod1} \quad (3.21)$$

$$\varphi_{mod3} = (\Delta Tr(\omega_r t) - 0.5) \cdot 180^\circ \quad (3.22)$$

$$\varphi_{mod4} = -\varphi_{mod3} \quad (3.23)$$

Na Figura 3.12 estão ilustradas as correntes durante o acionamento e desligamento das chaves superiores para as diferentes funções de modulação, onde verifica-se a mudança das regiões de ZVS e ZCS no secundário durante um ciclo da rede CA.

Figura 3.12 – Perfil das correntes durante acionamento e desligamento das chaves do 3LI para diferentes funções de modulação para o PSD.

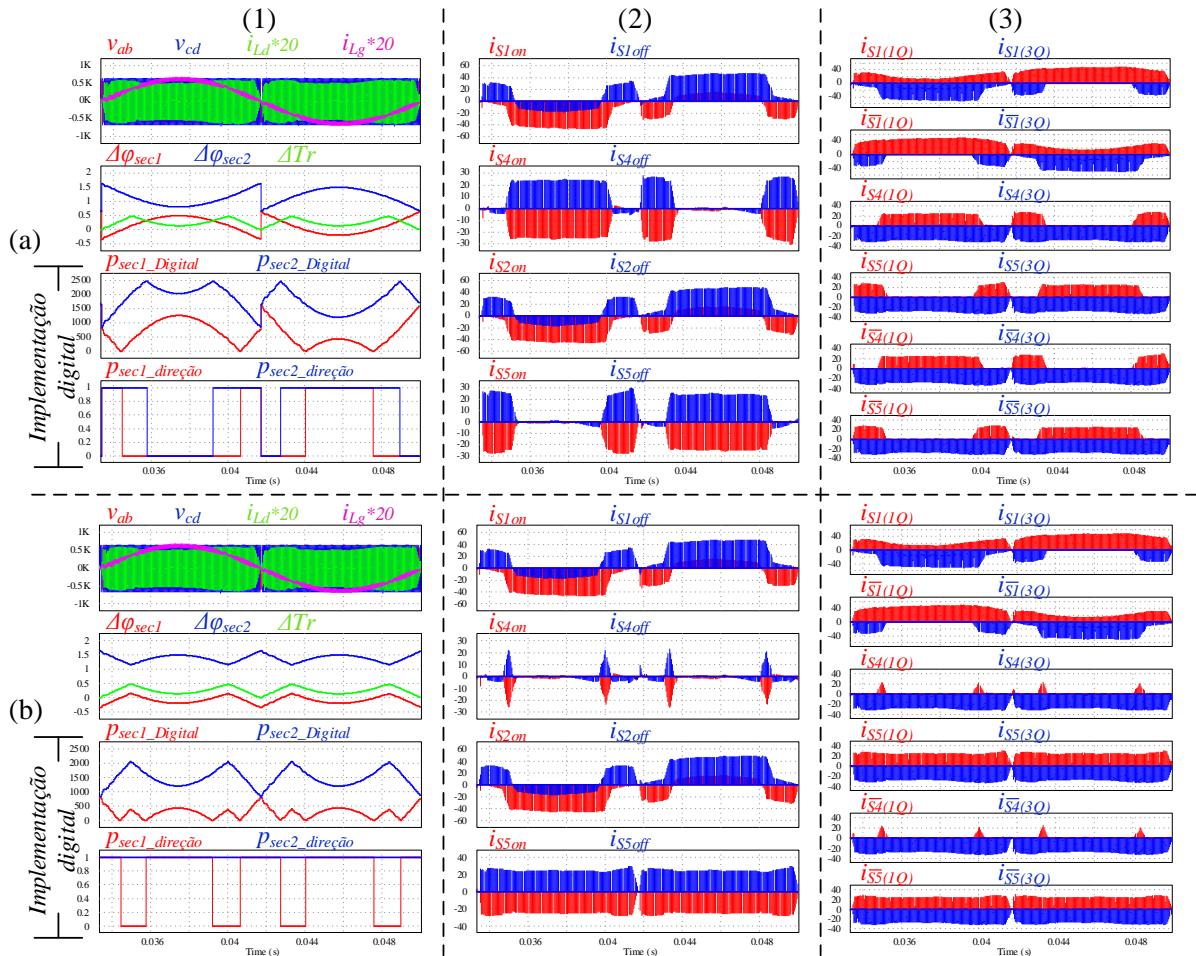


Fonte: Próprio autor.

Considerando as especificações da Tabela 3-3 e o mesmo semicondutor da modulação tradicional, na Figura 3.13 estão ilustradas: (1) a variação do deslocamento das fases de cada portadora no secundário, no qual φ_{sec1} e φ_{sec2} são os valores de defasagens calculados ($\varphi_{sec}/2\pi$), enquanto $p_{secx_digital}$ e $p_{secx_direção}$ correspondem, respectivamente, aos valores digitais das portadoras e à sua direção, supondo uma implementação digital em um microcontrolador *dual-core*, modelo TMS320F28379D, do fabricante *Texas Instruments*®;

- (2) as correntes durante os instantes de acionamento e desligamento das chaves superiores; e
(3) as correntes nos semicondutores, nas quais se destacam, em vermelho, as parcelas que circulam no sentido positivo (1° quadrante – 1Q) e, em azul, as que circulam no sentido negativo (3° quadrante – 3Q). Na Figura 3.13a considera-se a função φ_{mod1} e na Figura 3.13b a função φ_{mod3} .

Figura 3.13 – Modulação PSD e corrente nas chaves para (a) φ_{mod1} e (b) φ_{mod3} , sendo: (1) variação das fases de cada portadora no secundário; (2) correntes durante o ligamento e desligamento das chaves superiores; e (3) correntes nos semicondutores.



Fonte: Próprio autor.

Na Tabela 3-8 estão resumidos os valores de correntes eficazes e médios nos semicondutores, além de uma estimativa das perdas por condução, enquanto na Tabela 3-9 tem-se uma estimativa das perdas on/off. Observa-se novamente que os valores de corrente nos semicondutores são alterados sem modificar as perdas totais, e que estas últimas são iguais as obtidas para o conversor 3LI com modulação tradicional.

Tabela 3-8 – Correntes durante acionamento e desligamento das chaves com o PSD

Correntes (A) e Perdas	ϕ_{sec1}			ϕ_{sec2}			ϕ_{sec3}			ϕ_{sec4}			
	Médio	Eficaz	P (W)										
S1	1Q	8,50	17,20	12,51	8,50	17,19	12,52	8,50	17,19	12,53	8,50	17,20	12,51
	3Q	-2,40	7,41	1,41	-2,40	7,41	1,41	-2,40	7,41	1,41	-2,40	7,41	1,41
S2	1Q	8,50	17,16	12,58	8,50	17,16	12,58	8,50	17,16	12,57	8,49	17,16	12,58
	3Q	-2,41	7,45	1,42	-2,41	7,45	1,42	-2,41	7,45	1,42	-2,41	7,46	1,42
S4	1Q	0,55	3,08	0,41	0,54	3,08	0,41	0,03	0,65	0,02	1,06	4,31	0,79
	3Q	-6,97	13,10	4,39	-6,96	13,10	4,39	-7,48	13,44	4,63	-6,45	12,75	4,16
S5	1Q	0,55	3,09	0,40	0,55	3,09	0,40	10,69	4,32	0,79	0,03	0,65	0,02
	3Q	-6,95	13,07	4,37	-6,94	13,07	4,37	-6,43	12,71	4,14	-7,45	13,41	4,60
S1 ₋	1Q	8,48	17,16	12,51	8,48	17,16	12,52	8,49	17,17	12,53	8,48	17,16	12,51
	3Q	-2,42	7,46	1,43	-2,42	7,46	1,42	-2,42	7,46	1,42	-2,42	7,46	1,43
S2 ₋	1Q	8,52	17,20	12,58	8,52	17,20	12,58	8,51	17,19	12,57	8,52	17,20	12,58
	3Q	-2,40	7,41	1,41	-2,40	7,41	1,41	-2,40	7,42	1,41	-2,40	7,41	1,41
S4 ₋	1Q	0,55	3,09	0,41	0,55	3,09	0,41	0,03	0,65	0,02	1,07	4,32	0,79
	3Q	-6,94	13,07	4,37	-6,95	13,07	4,37	-7,45	13,41	4,60	-6,43	12,71	4,14
S5 ₋	1Q	0,54	3,08	0,40	0,55	3,08	0,40	1,06	4,31	0,79	0,03	0,65	0,02
	3Q	-6,96	13,10	4,39	-6,97	13,10	4,39	-6,45	12,75	4,16	-7,48	13,44	4,63
S3	1Q	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00
	3Q	-12,18	19,14	9,37	-12,18	19,14	9,37	-12,18	19,14	9,37	-12,18	19,14	9,37
S3 ₋	1Q	0,00	0,01	0,00	0,00	0,01	0,00	0,00	0,01	0,00	0,00	0,01	0,00
	3Q	-12,18	19,14	9,37	-12,18	19,14	9,37	-12,18	19,14	9,37	-12,18	19,14	9,37
Total (W)	93,74			93,74			93,73			93,74			

Fonte: Próprio autor.

Tabela 3-9 – Perdas durante acionamento e desligamento das chaves com o PSD

Perdas (W)	S1/S2	S4	S5	S1 ₋ /S2 ₋	S4 ₋	S5 ₋	Total
ϕ_{sec1}	on	2,77	2,56	2,56	2,77	2,56	21,32
	off	5,17	3,19	3,19	5,17	3,19	33,44
ϕ_{sec2}	on	2,77	2,56	2,56	2,77	2,56	21,32
	off	5,17	3,19	3,19	5,17	3,19	33,44
ϕ_{sec3}	on	2,77	5,13	0,00	2,77	5,13	21,32
	off	5,17	0,68	5,69	5,17	0,68	33,44
ϕ_{sec4}	on	2,77	0,00	5,13	2,77	0,00	21,32
	off	5,17	5,69	0,68	5,17	5,69	33,44

Fonte: Próprio autor.

3.2.3 Modulação Phase-Shift Modificado (PSDM)

Os valores instantâneos das correntes nas chaves do primário podem ser generalizadas pela expressão (3.24), através da qual constata-se que a perda por ZVS no primário ocorre quando o módulo da corrente CA ultrapassa o módulo da corrente no transformador.

$$i_{sp} = |i_{Ld}| - \left| \frac{i_{Lg}}{2} \right| \quad (3.24)$$

Durante o semiciclo positivo da rede, quando $m_{pri} > 0,5$, a perda por ZVS ocorre nas chaves inferiores, enquanto para as chaves superiores ela ocorre durante o semiciclo negativo da rede, quando $m_{pri} < 0,5$. Ambos os casos ocorrem quando o módulo da corrente no transformador durante o acionamento das chaves do primário é menor que metade do seu valor de pico, conforme expresso em (3.25).

$$|i_{Ld}| < \frac{V_{dc}}{f_s \cdot L_d} \cdot \frac{\Delta\varphi}{2} \quad (3.25)$$

É possível evitar essa condição mantendo a corrente no transformador acima da relação em (3.25) durante o acionamento das chaves, o que pode ser obtido fazendo com que a tensão no secundário vá a zero junto com a tensão do primário. Para isto, é necessário somar φ_p somente as chaves responsáveis pela subida dos pulsos de tensão no secundário ($0/V\pm$), enquanto as de descida são forçadas a comutar no mesmo instante das do primário ($V\pm/0$). Esta nova modulação pode então ser aplicada seguindo a lógica em (3.26).

$$p_{sec1} = \begin{cases} \varphi_{mod} & se \varphi_{mod} < 0 \\ \varphi_{mod} + \varphi_p & se \varphi_{mod} \geq 0 \end{cases} \quad (3.26)$$

$$p_{sec2} = \begin{cases} 180^\circ - \varphi_{mod} + \varphi_p & se \varphi_{mod} < 0 \\ 180^\circ - \varphi_{mod} & se \varphi_{mod} \geq 0 \end{cases}$$

Os pulsos de tensão nas pontes do primário e do secundário, assim como a corrente no secundário, e as respectivas tensões de gatilho das chaves estão ilustrados na Figura 3.14, onde considerou-se os mesmos instantes das regiões apresentadas para o tradicional (Figura 3.5) e o PSD (Figura 3.11). Portanto, observa-se que o PSDM altera as regiões de operação do 3LI, resumindo-as a duas outras regiões. Na Tabela 3-10 tem-se as novas expressões da parcela variável de corrente no transformador durante acionamento e desligamento das chaves com a modulação PSDM.

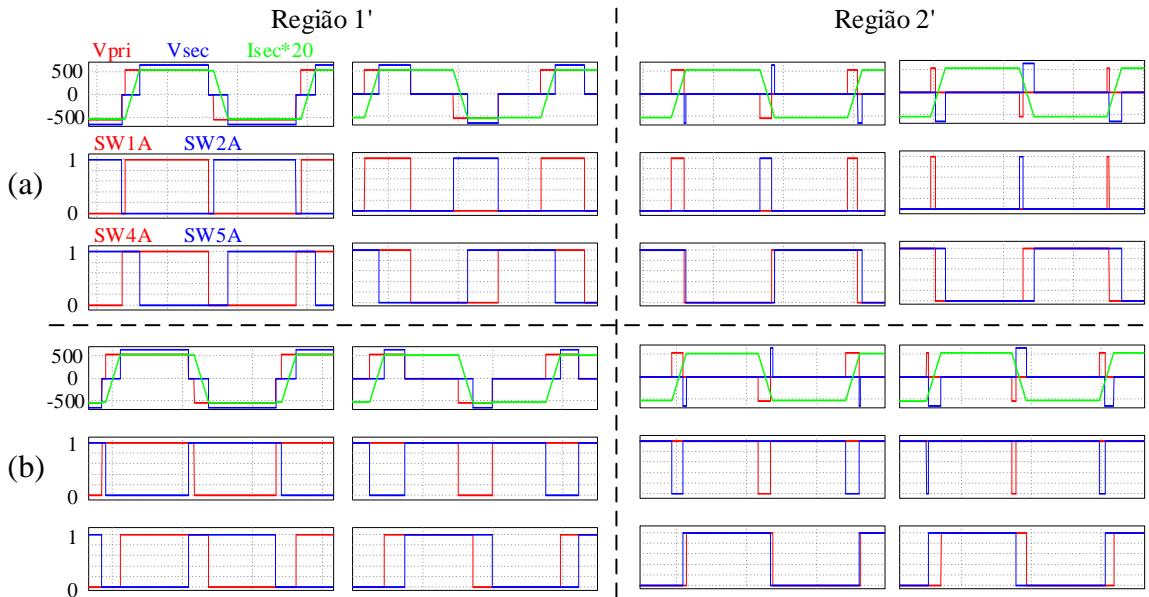
Os novos perfis de corrente durante acionamento e desligamento das chaves estão ilustrados na Figura 3.15. Observa-se, através destas, que as chaves do primário estão comutando com corrente negativa, apresentando ZVS em quase todo o ciclo da rede. Em contrapartida, as chaves no secundário não apresentam mais ZCS, e o desligamento das chaves é realizado com valores de corrente maiores que nas modulações anteriores. Uma análise mais aprofundada da modulação PSDM e do impacto final nas perdas do conversor é apresentado mais adiante.

Tabela 3-10 – Parcela variável da corrente no transformador durante acionamento e desligamento das chaves no PSDM

β_i		$m_{pri} < 0,5$ (SW3 = 0)			$m_{pri} \geq 0,5$ (SW3 = 1)		
		R1	R2	instante	R1	R2	instante
S1	on	$-\Delta\varphi$	$-\Delta\varphi$	0 / V+	$-\Delta\varphi$	$-(2\Delta Tr - \Delta\varphi)$	V- / 0
	off	$\Delta\varphi$	$(2\Delta Tr - \Delta\varphi)$	V+ / 0	$\Delta\varphi$	$-\Delta\varphi$	0 / V-
S2	on	$-\Delta\varphi$	$-\Delta\varphi$	0 / V+	$-\Delta\varphi$	$-(2\Delta Tr - \Delta\varphi)$	V- / 0
	off	$\Delta\varphi$	$(2\Delta Tr - \Delta\varphi)$	V+ / 0	$\Delta\varphi$	$-\Delta\varphi$	0 / V-
$\varphi_{mod} < 0$							
S4	on	$-\Delta\varphi$	$2\Delta Tr - \Delta\varphi$	V- / 0	$\Delta\varphi$	$\Delta\varphi$	0 / V+
	off	$\Delta\varphi$	$-(2\Delta Tr - \Delta\varphi)$	V+ / 0	$-\Delta\varphi$	$-\Delta\varphi$	0 / V-
S5	on	$-\Delta\varphi$	$-\Delta\varphi$	0 / V-	$\Delta\varphi$	$-(2\Delta Tr - \Delta\varphi)$	V+ / 0
	off	$\Delta\varphi$	$\Delta\varphi$	0 / V+	$-\Delta\varphi$	$2\Delta Tr - \Delta\varphi$	V- / 0

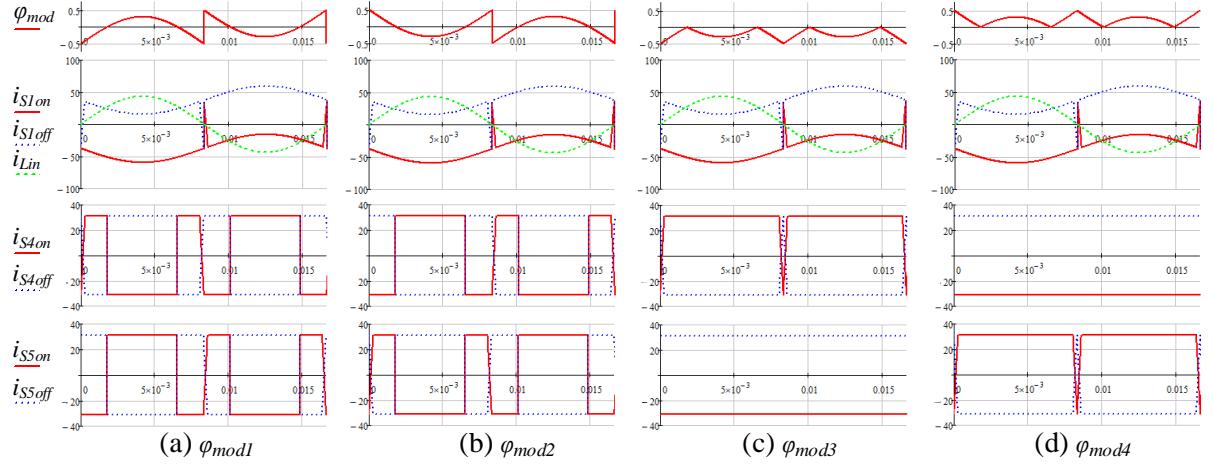
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.14 – Tensões no transformador e corrente no secundário com os sinais de acionamento das chaves para modulação PSDM: (a) $\varphi_{mod} < 0$; (b) $\varphi_{mod} \geq 0$.



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.15 – Perfil das correntes durante acionamento e desligamento das chaves do 3LI para diferentes funções de modulação para o PSDM.

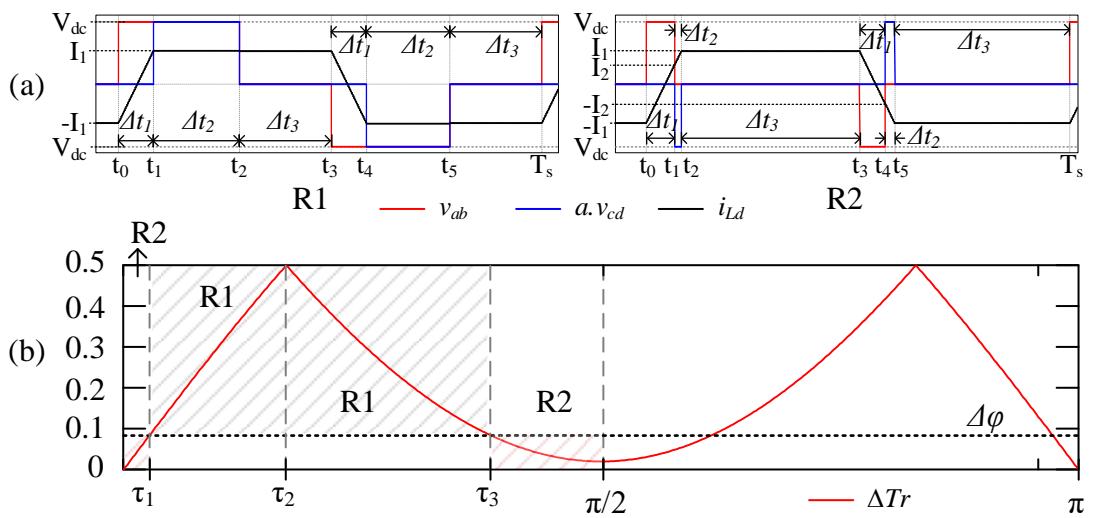


Fonte: Próprio autor.

3.3 Análise da modulação PSDM aplicada ao conversor 3LI

A estratégia PSDM modifica as regiões de potência do conversor, resultando em duas regiões distintas ilustradas na Figura 3.16a. A Região 1 ocorre sempre que $\Delta T_r \geq \Delta\varphi$, enquanto a Região 2 ocorre sempre que $\Delta T_r < \Delta\varphi$.

Figura 3.16 – Regiões de operação resultantes da modulação PSDM: (a) formas de onda de tensão e corrente no transformador; (b) distribuição das regiões de potência ao longo de meio ciclo da rede CA.



Fonte: Próprio autor.

Da Figura 3.16a é possível constatar o aumento de reativos na modulação PSDM devido às diferenças entre as formas de onda de tensão impostas pelas pontes primária e secundária, o que implicará em diferenças entre as potências totais no primário e secundário do DAB. Observa-se também que, na região 2, não haverá transferência de potência ativa entre os lados do transformador, havendo somente circulação de reativos. Considerando novamente os parâmetros do secundário refletidos para o primário e a relação de transformação do transformador ajustada de forma a igualar os valores de pico de tensão a V_{dc} , conforme (3.4), a corrente instantânea no indutor de transferência de energia e os intervalos de tempo para a região 1 e 2 estão expressas, respectivamente, de (3.27) a (3.30), e de (3.31) a (3.34), onde T_s refere-se ao período de chaveamento.

Região 1:

$$R1 \quad i_{Ld}(t) = \begin{cases} \frac{-V_{dc}}{2L_d} \cdot \Delta\varphi \cdot T_s + \frac{V_{dc}}{L_d} \cdot (t - t_0), & \text{se } t_0 < t < t_1 \\ \frac{V_{dc}}{2L_d} \cdot \Delta\varphi \cdot T_s, & \text{se } t_1 < t < t_2 \\ \frac{V_{dc}}{2L_d} \cdot \Delta\varphi \cdot T_s & \text{se } t_2 < t < t_3 \end{cases} \quad (3.27)$$

$$\Delta t_1 = \Delta\varphi \cdot T_s \quad (3.28)$$

$$\Delta t_2 = (\Delta Tr - \Delta\varphi) \cdot T_s \quad (3.29)$$

$$\Delta t_3 = (0.5 - \Delta Tr) \cdot T_s \quad (3.30)$$

Região 2:

$$R2 \quad i_{Ld}(t) = \begin{cases} \frac{-V_{dc}}{2L_d} \cdot \Delta\varphi \cdot T_s + \frac{V_{dc}}{L_d} \cdot (t - t_0), & \text{se } t_0 < t < t_1 \\ \frac{V_{dc}}{2L_d} \cdot (2 \cdot \Delta Tr - \Delta\varphi) + \frac{V_{dc}}{L_d} \cdot (t - t_1), & \text{se } t_1 < t < t_2 \\ \frac{V_{dc}}{2L_d} \cdot \Delta\varphi \cdot T_s & \text{se } t_2 < t < t_3 \end{cases} \quad (3.31)$$

$$\Delta t_1 = \Delta Tr \cdot T_s \quad (3.32)$$

$$\Delta t_2 = (\Delta\varphi - \Delta Tr) \cdot T_s \quad (3.33)$$

$$\Delta t_3 = (0.5 - \Delta\varphi) \cdot T_s \quad (3.34)$$

Na Figura 3.16b tem-se o comportamento de ΔTr durante meio ciclo da rede CA, junto do qual estão destacadas as mudanças de regiões de potência e os respectivos tempos para um quarto do período da rede, visto que estes se repetem ao longo do período. Com base

nos limites da figura, os instantes de transição τ_1 , τ_2 e τ_3 das regiões são expressos, respectivamente, por (3.35), (3.36) e (3.37).

$$\tau_1 = \frac{1}{\omega_r} \arcsen \left(\frac{\Delta\varphi}{m_a} \right) \quad (3.35)$$

$$\tau_2 = \frac{1}{\omega_r} \arcsen \left(\frac{1}{2m_a} \right) \quad (3.36)$$

$$\tau_3 = \frac{1}{\omega_r} \arcsen \left(\frac{1-\Delta\varphi}{m_a} \right) \quad (3.37)$$

O conversor 3LI com modulação PSDM naturalmente operará na região 2, devido os baixíssimos valores de ΔTr durante os cruzamentos por zero. Já a ocorrência de cada transição ($R1 \leftrightarrow R2$) depende do índice modulação e do valor do ângulo de potência. Na Tabela 3-11 estão indicados as condições e os instantes de ocorrência para as possíveis transições de regiões de potência durante um quarto de ciclo da rede elétrica.

Tabela 3-11 – Condições e instantes de transição entre as regiões de operação para o PSDM.

Condição	Transições	Tempos
$m_a \leq \Delta\varphi$	R2	0 - $\pi/4$
$\Delta\varphi < m_a \leq 0,5$	$R2 \rightarrow R1$	$0 - \tau_1 - \pi/4$
$0,5 < m_a \leq 1 - \Delta\varphi$	$R2 \rightarrow R1/R1$	$0 - \tau_1 / \tau_2 - \pi/4$
$m_a > 1 - \Delta\varphi$	$R2 \rightarrow R1/R1 \rightarrow R2$	$0 - \tau_1 / \tau_2 - \tau_3 - \pi/4$

Fonte: Próprio autor.

Com base na corrente e tensão em cada região, os valores instantâneos de potência média, tensão e corrente eficazes durante um período de chaveamento estão descritos na Tabela 3-12. Considerando a frequência de chaveamento muito maior que a frequência da rede CA, a relação de ΔTr com a fase da rede conforme (3.3), e os instantes de transição da Tabela 3-11, as expressões de potência transferida (ativa) e potência total (aparente) no primário e secundário do transformador são aproximadas por (3.38), (3.39) e (3.40), respectivamente, enquanto a corrente máxima no elemento de transferência de energia é determinada por (3.41).

Com base nessas expressões, foram obtidas as curvas de corrente e potências em pu, cujos valores foram normalizados para $\Delta\varphi=0,2$ e $m_a=0,6$ ($I_{Ld}=75,5A$; $P=15,11kW$; $S_{Tpri}=33,5kVA$; $S_{Tsec}=24,5kVA$), ponto em torno do qual obteve-se maior potência transferida.

Na Figura 3.17 está ilustrada a variação da corrente eficaz no transformador em função do ângulo de potência, destacando que a mesma independe do índice de modulação.

Tabela 3-12 – Valores instantâneos de potência, tensão e corrente para o PSDM.

Valores instantâneos	Região 1	Região 2
Potência média (P_{med})	$\frac{V_{dc}^2 \cdot \Delta\varphi \cdot (\Delta Tr - \Delta\varphi)}{f_s \cdot L_d}$	
Corrente eficaz (I_{Ld})	$\frac{V_{dc}}{f_s \cdot L_d} \cdot \frac{\Delta\varphi}{2} \cdot \sqrt{\frac{(3-4\Delta\varphi)}{3}}$	
Tensão eficaz (V_{PRI})		$V_{dc} \cdot \sqrt{2 \cdot \Delta Tr}$
Tensão eficaz (V_{SEC})	$V_{dc} \cdot \sqrt{2 \cdot (\Delta Tr - \Delta\varphi)}$	$V_{dc} \cdot \sqrt{2 \cdot (\Delta\varphi - \Delta Tr)}$

Fonte: Próprio autor.

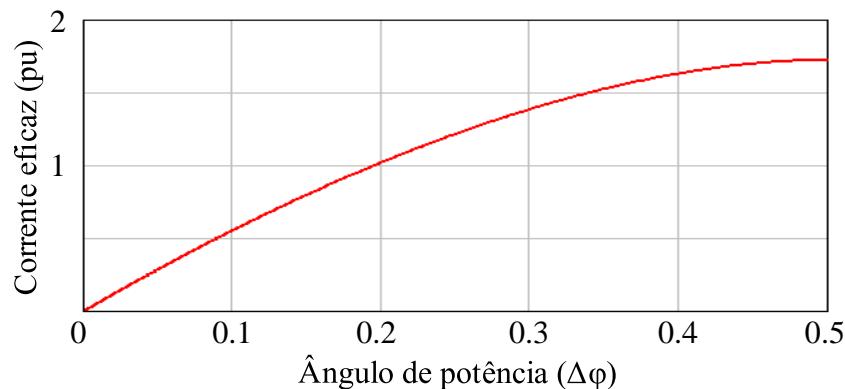
$$P(\varphi, m_a) = \frac{V_{dc}^2}{L_d f_s} \cdot \frac{2\Delta\varphi}{\pi} \left(m_a (\cos(\omega_r \tau_1) - 2\cos(\omega_r \tau_2) + \cos(\omega_r \tau_3)) + \right. \\ \left. + \omega_r (\Delta\varphi \cdot \tau_1 - \tau_2 - (1 - \Delta\varphi) \cdot \tau_3) \right) \quad (3.38)$$

$$S_{T_{pri}}(\varphi, m_a) = \frac{V_{dc}^2}{L_d f_s} \cdot \Delta\varphi \sqrt{\frac{(4\Delta\varphi - 3)(2m_a - \pi m_a \sin(0.5\omega_r \tau_2)^2 + 2\omega_r \tau_2)}{6\pi}} \quad (3.39)$$

$$S_{T_{sec}}(\varphi, m_a) = \frac{V_{dc}^2}{L_d f_s} \cdot \Delta\varphi \sqrt{\frac{(4\Delta\varphi - 3)}{6\pi} \left(\pi + 2m_a - \pi \cdot \Delta\varphi - \right. \\ \left. - 4m_a (\cos(\omega_r \tau_1) - \cos(\omega_r \tau_2) + \cos(\omega_r \tau_3)) + \right. \\ \left. + \omega_r (2\tau_2 + 4(\Delta\varphi - 1) \cdot \tau_3 - 4\Delta\varphi \cdot \tau_1) \right)} \quad (3.40)$$

$$I_{Ld_MAX}(\varphi) = \frac{V_{dc}}{L_d f_s} \cdot \frac{\Delta\varphi}{2} \quad (3.41)$$

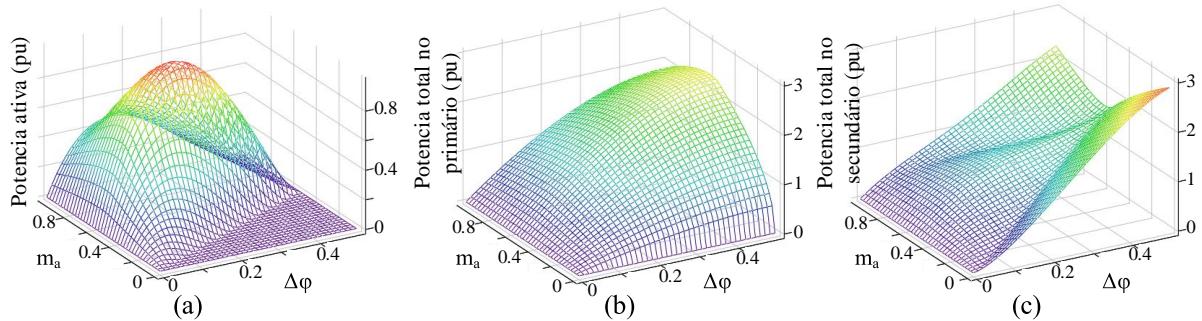
Figura 3.17 – Corrente eficaz no indutor de potência.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 3.18 estão apresentadas as curvas de potência ativa (a), potência total no primário (b) e no secundário (c) do transformador variando o índice de modulação e o ângulo de potência, onde tem-se uma visão geral do comportamento destes parâmetros.

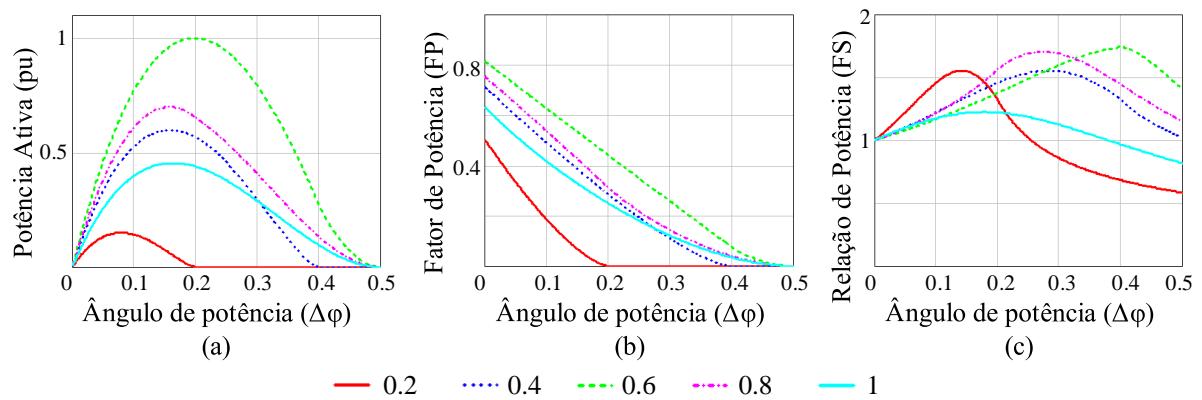
Figura 3.18 – Potencias no transformador para o 3LI com PSDM variando o índice de modulação (m_a) e o ângulo de potência ($\Delta\varphi$): (a) Potencia ativa; (b) Potência aparente no primário; (c) Potência aparente no secundário.



Fonte: Próprio autor.

Para uma análise visual mais detalhada, na Figura 3.19 estão apresentadas as curvas de potência ativa; do fator de potência (FP), relacionando a potência ativa e a total no primário do transformador; e o fator de relação entre as potências totais nas pontes do primário e do secundário do transformador (FS); todas em função do ângulo de potência e para diferentes índices de modulação.

Figura 3.19 – Análise do transformador em função do ângulo de defasagem para o 3LI com PSDM: (a) Potência ativa; (b) Fator de potência; (c) Relação entre as potências totais no primário e no secundário.

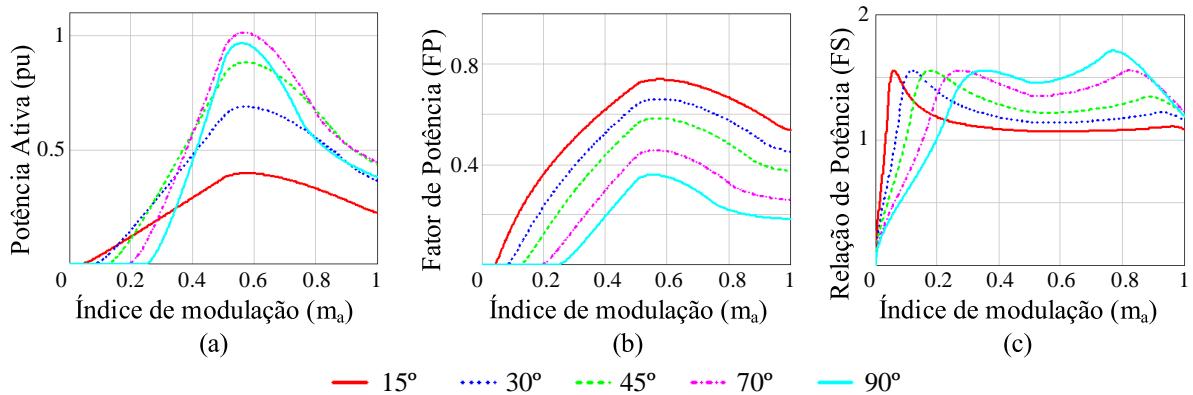


Fonte: Próprio autor.

Na Figura 3.19a verifica-se que o maior valor da potência ativa foi obtido em torno de $\Delta\varphi=0,2$ e $m_a=0,6$, e que a potência transferida se eleva com o ângulo de potência até certo ponto, e este ponto varia com o índice de modulação aplicado. Na Figura 3.19b observa-se o decaimento do fator de potência com a elevação do ângulo de potência, e que o FP para o PSDM é menor que o obtido com o tradicional, além de que o mesmo tem forte influência do índice de modulação.

Na Figura 3.20 estão apresentadas as curvas de potência ativa, FP e FS em função do índice de modulação para diferentes ângulos de potência. Na Figura 3.20a verifica-se novamente a maior potência ativa em torno de $\Delta\varphi=0,2$ e $m_a=0,6$, e que, dependendo do índice de modulação, maiores ângulos não indicam maiores potências.

Figura 3.20 – Análise do transformador em função do índice de modulação para o 3LI com PSDM: (a) Potência ativa; (b) Fator de potência; (c) Relação entre as potências totais no primário e no secundário.



Fonte: Próprio autor.

3.3.1 Resultados de simulação

Para validar a análise apresentada, a modulação PSDM foi implementada utilizando o *software PSIM*, adotando as mesmas especificações do 3LI na Tabela 3-3. Aplicando os valores nominais em (3.38), determina-se um valor de L_d de $30,16\mu\text{H}$. Utilizando as fórmulas de potência e corrente para o PSDM, estima-se os respectivos valores da Tabela 3-13. Nesta tabela também estão apresentados os valores obtidos por simulação, para o qual considerou-se as funções em (3.42) e em (3.43) para a modulação das tensões no secundário. Observa-se uma pequena diferença entre os valores obtidos com φ_{mod1} e φ_{mod3} , o

que se dá devido implementação digital da modulação, que demanda cálculo constante das fases (implicando em aproximações e tempo), atualização controlada e sincronizada de cada moduladora e fase no secundário e primário.

$$\varphi_{mod1} = (m_{pri} - 0.5) \cdot 180^\circ \quad (3.42)$$

$$\varphi_{mod3} = (\Delta Tr(\omega_r t) - 0.5) \cdot 180^\circ \quad (3.43)$$

Tabela 3-13 – Valores de corrente e potência teóricos e simulados para o PSDM.

Método	$I_{Ld\ max}$ (A)	$I_{Ld\ ef}$ (A)	P_{ativa} (kW)	S_{Tpri} (kVA)	S_{Tsec} (kVA)
Teórico	37,59	35,44	8,33	14,54	12,39
Simulado	φ_{mod1}	38,07	35,45	8,30	14,54
	φ_{mod3}	37,94	35,45	8,34	14,53

Fonte: Próprio autor.

Na Figura 3.21 estão ilustradas: (1) a variação do deslocamento das fases de cada portadora no secundário, no qual $\Delta\varphi_{sec1}$ e $\Delta\varphi_{sec2}$ são os valores de defasagens calculados, enquanto $p_{secx_digital}$ são valores digitais supondo a implementação em um processador digital; (2) as correntes durante o ligamento e desligamento das chaves superiores; e (3) as correntes nos semicondutores, onde em vermelho destaca-se a parcela que circula no sentido positivo (1Q), e em azul, a que circula no sentido negativo das chaves (3Q). Na Figura 3.21a considera-se a função φ_{mod1} e na Figura 3.21b a função φ_{mod3} .

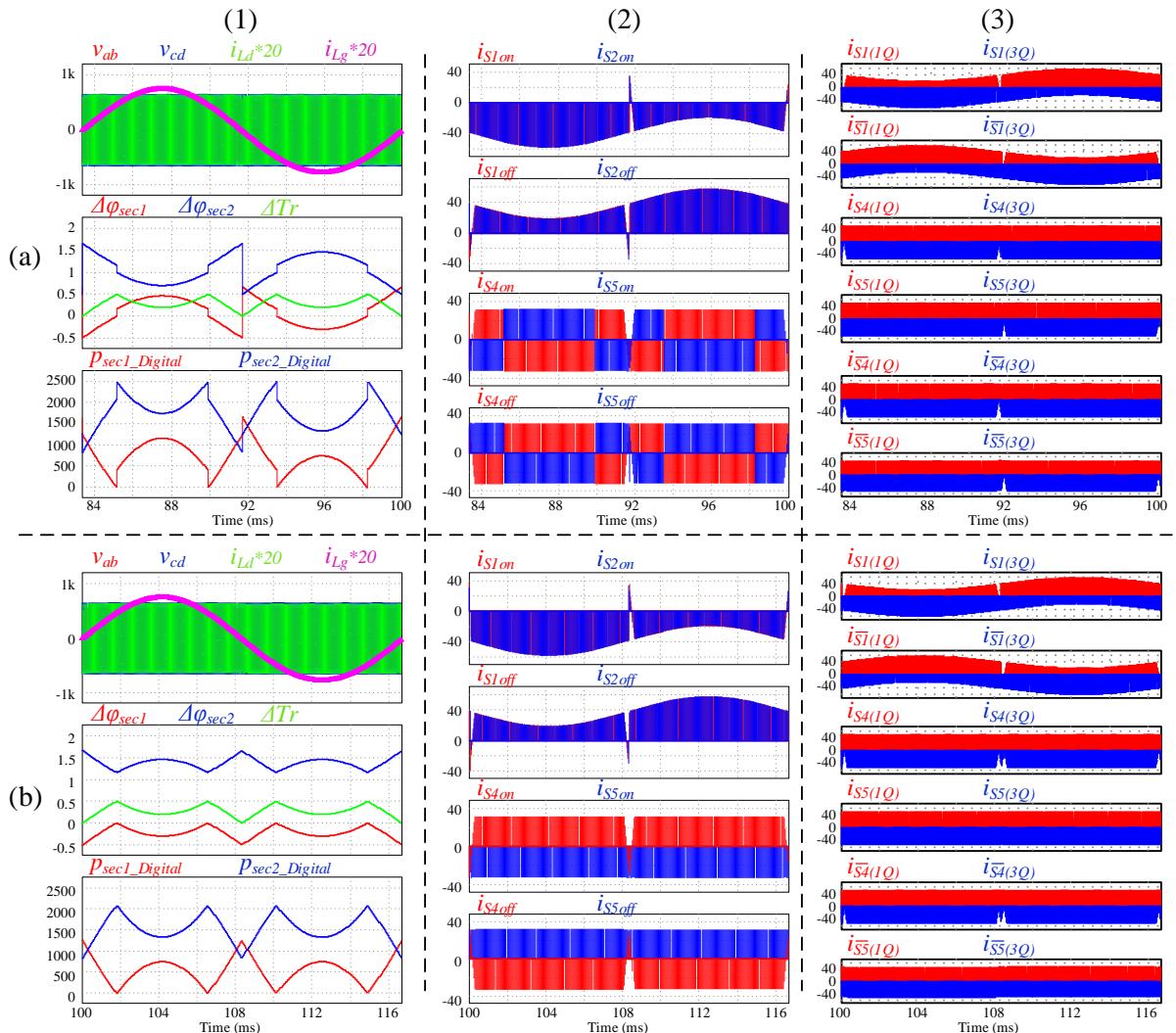
Observa-se que a comutação suave foi obtida quase que em todo o acionamento das chaves do primário, com correntes positivas durante o cruzamento por zero para $\Delta Tr < \Delta\varphi/2$. Em contrapartida, elevou-se a comutação forçada tanto no acionamento das chaves do secundário, como durante o desligamento de todas as chaves. Elevou-se também a corrente circulante nos semicondutores, elevando as perdas por condução. Na Tabela 3-14 estão resumidos os valores de correntes eficazes e médios nos semicondutores, além de uma estimativa das perdas por condução, enquanto na Tabela 3-15 tem-se uma estimativa das perdas on/off. Observa-se novamente um desvio entre as perdas de condução para ambas funções de modulação.

Em geral, constata-se que a modulação PSDM permitiu uma faixa bem mais ampla de acionamento com ZVS no primário, sem alterar as características de PFC da topologia. Porém, aumentou-se o valor de corrente nos semicondutores, elevando as perdas por condução e por desligamento de todas as chaves. Consequentemente, a corrente nos componentes magnéticos também é elevada, sendo a análise aprofundada mais adiante.

Outro ponto crítico do PSDM é a elevação das perdas por acionamento no secundário, ocasionando a elevação total das perdas por acionamento quando comparado com as obtidas com a modulação tradicional. Para contornar este problema, é possível adicionar circuitos auxiliares no secundário, similar ao apresentado por Patterson e Divan (1991).

Figura 3.21 – Modulação PSDM e corrente nas chaves para (a) φ_{mod1} e (b) φ_{mod3} , sendo:

- (1) variação das fases de cada portadora no secundário; (2) correntes durante o ligamento e desligamento das chaves superiores; e (3) correntes nos semicondutores.



Fonte: Próprio autor.

Tabela 3-14 – Correntes nas chaves do 3LI com o PSDM

Correntes (A) e Perdas		ϕ_{sec1}			ϕ_{sec3}		
		Médio	Eficaz	P (W)	Médio	Eficaz	P (W)
S1	1Q	11,78	21,59	19,62	11,84	21,62	19,78
	3Q	-5,68	15,97	6,53	-5,69	15,99	6,55
S2	1Q	11,72	21,53	20,03	11,83	21,68	19,85
	3Q	-5,69	16,07	6,61	-5,72	16,05	6,60
S4	1Q	4,36	11,04	5,16	7,33	14,92	9,45
	3Q	-3,97	10,17	2,65	-7,08	14,74	5,56
S5	1Q	0,66	37,42	0,58	0,66	3,74	0,60
	3Q	-13,73	20,58	10,84	-13,76	20,65	10,92
S1 ₋	1Q	11,75	21,49	19,62	11,78	21,57	19,78
	3Q	-5,74	16,10	6,64	-5,63	15,91	6,48
S2 ₋	1Q	11,85	21,71	20,03	11,76	21,61	19,85
	3Q	-5,71	16,05	6,59	-5,65	15,98	6,54
S4 ₋	1Q	4,37	11,02	5,16	7,33	14,91	9,45
	3Q	-3,90	10,06	2,59	-7,10	14,76	5,58
S5 ₋	1Q	0,65	37,00	0,58	0,67	3,75	0,60
	3Q	-13,80	20,71	10,98	-13,75	20,63	10,89
S3	1Q	0,00	0,00	0,00	0,00	0,02	0,00
	3Q	-12,18	19,14	9,37	-12,18	19,14	9,37
S3 ₋	1Q	0,00	0,01	0,00	0,00	0,00	0,00
	3Q	-12,18	19,14	9,37	-12,18	19,14	9,37
Total (W)		163,00			177,21		

Fonte: Próprio autor.

Tabela 3-15 – Perdas durante acionamento e desligamento das chaves com o PSDM

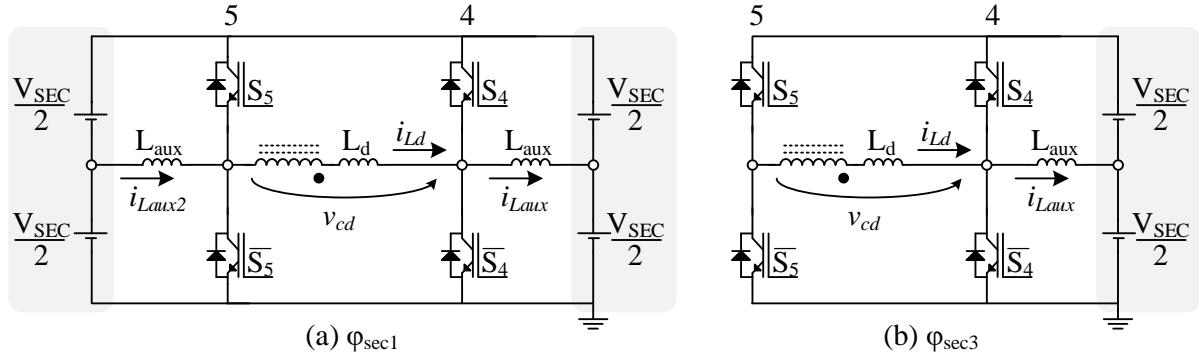
Perdas (W)	S1/S2	S4	S5	S1 ₋ /S2 ₋	S4 ₋	S5 ₋	Total	
ϕ_{sec1}	on	0,22	6,96	6,96	0,22	6,96	6,96	28,73
	off	8,66	3,60	3,60	8,66	3,60	3,60	49,02
ϕ_{sec3}	on	0,22	13,93	0,00	0,22	13,93	0,00	28,73
	off	8,66	0,12	7,08	8,66	0,12	7,08	49,02

Fonte: Próprio autor.

3.4 PSDM + Indutor auxiliar de comutação (PSDM+ L_{aux})

Com as chaves do secundário acionadas com pulsos constantes em 50%, é possível adicionar um indutor auxiliar (L_{aux}) entre o ponto central dos braços do secundário e o ponto central do barramento CC (Patterson; Divan, 1991), conforme Figura 3.22a, para obter ZVS durante acionamento no secundário. Através deste indutor circulará uma corrente $i_{L_{aux}}$, cujo valor de pico ($I_{L_{aux}(pk)}$) deve ser maior que a corrente máxima no secundário do transformador, fazendo com que a corrente nas chaves seja menor que zero durante os instantes de acionamento.

Figura 3.22 – Conversor 3LI com indutor auxiliar: (a) φ_{sec1} ; (b) φ_{sec3} .



Fonte: Próprio autor

Com base no valor máximo desejado para a corrente no indutor ($I_{L_{aux}(pk)}$), estima-se L_{aux} através de (3.44), onde os parâmetros referem-se ao secundário do transformador. Sendo a corrente através do mesmo uma onda triangular, o valor eficaz no indutor é $I_{L_{aux}(pk)} / \sqrt{3}$.

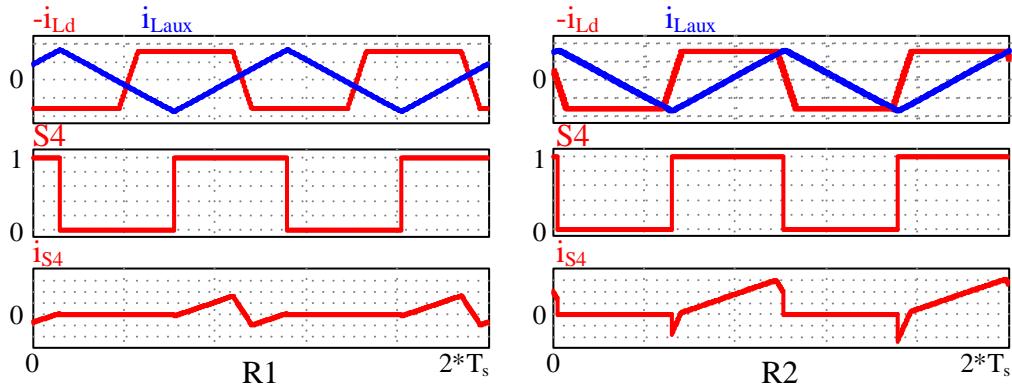
$$L_{aux} = \frac{V_{dc}}{8 \cdot f_s \cdot I_{L_{aux}(pk)}} \quad (3.44)$$

Conforme verificado anteriormente, através da modulação com a função φ_{sec3} , é possível deslocar todas as perdas por acionamento no secundário para um único braço, o que possibilita a adição de apenas um indutor auxiliar, conforme ilustrado na Figura 3.22b. Esta configuração será a adotada para a análise do PSDM+ L_{aux} . Desta forma, altera-se apenas a corrente no braço 4, cuja expressão é dada em (3.45).

$$i_{S4} = i_{L_{aux}} - i_{Ld} \quad (3.45)$$

Na Figura 3.23 estão ilustrados o comportamento das correntes no secundário do transformador e no indutor auxiliar para as duas regiões de potência, além dos pulsos de acionamento da chave S4 e a corrente que circula pela mesma. A tensão máxima sobre esse indutor é $V_{dc}/2$.

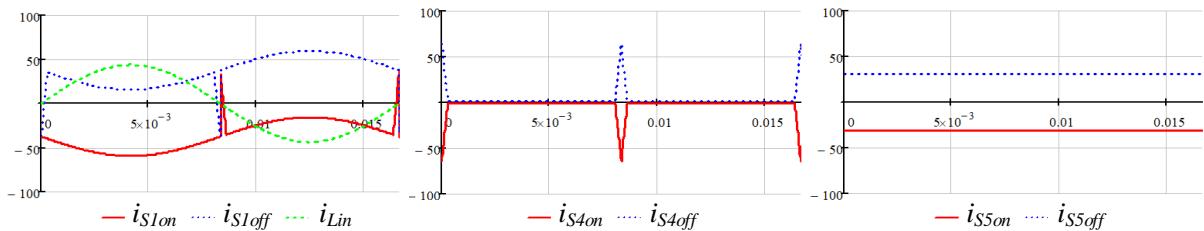
Figura 3.23 – Correntes no secundário do 3LI com o indutor auxiliar.



Fonte: Próprio autor.

Os novos perfis de corrente durante acionamento e desligamento no secundário estão ilustrados na Figura 3.24. Observa-se que as chaves do primário continuam com ZVS durante quase todo o ciclo da rede, e que no secundário tem-se ZVS durante todo o ciclo. Em contrapartida, através do braço 4 circulará correntes com picos mais elevados, inclusive durante o desligamento das chaves ($i_{Ld}+i_{Laux}$).

Figura 3.24 – Perfil das correntes durante acionamento e desligamento das chaves do 3LI com PSDM+ L_{aux} .

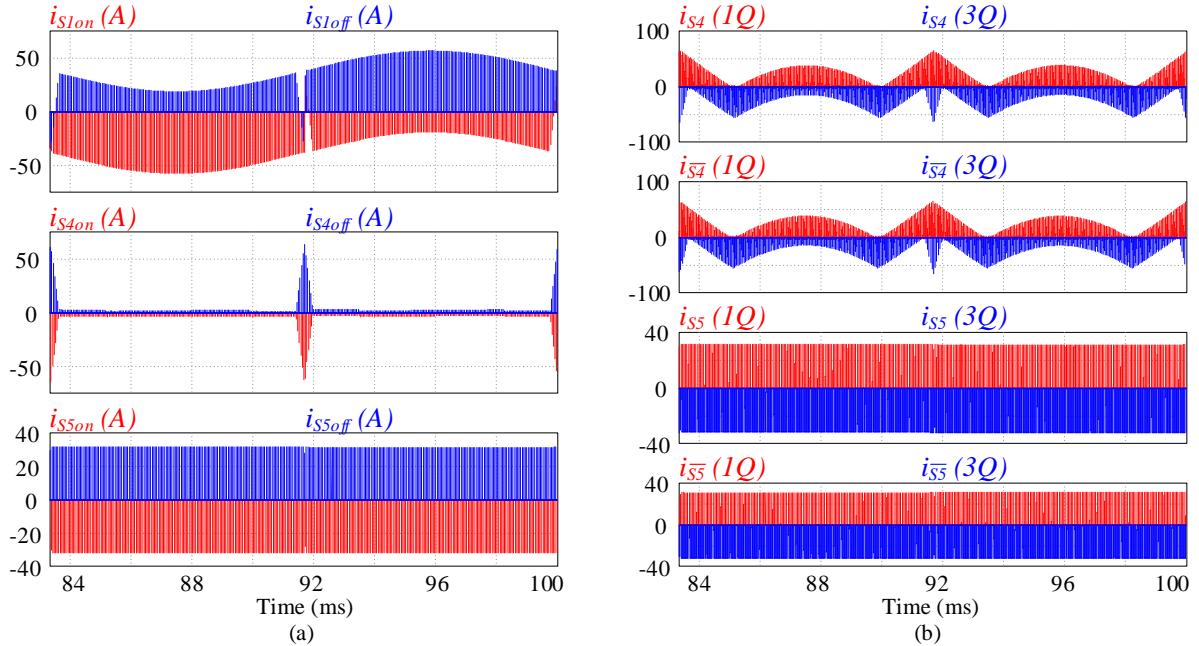


Fonte: Próprio autor.

3.4.1 Resultados de simulação

Para as especificações da Tabela 3-3, e considerando a equação (3.44), adotou-se uma indutância auxiliar L_{aux} de $125\mu\text{H}$, resultando em um pico de corrente de 32,5A. Na Figura 3.25 estão apresentados os perfis das correntes durante os instantes de acionamento e desligamento de S₁, S₄ e S₅, além das correntes que circulam por estes semicondutores, obtidas por simulação utilizando o software PSIM.

Figura 3.25 – Correntes nas chaves do 3LI com o PSDM+ L_{aux} para φ_{mod3} ; (a) perfil de comutação; (b) correntes no secundário.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 3.25a observa-se que o perfil de comutação no primário não foi alterado, pois o acréscimo do indutor só modifica a corrente pelo braço no qual foi adicionado, conforme pode ser observado nas curvas de comutação e condução do braço 4, enquanto as correntes no braço 5 mantiveram-se iguais às obtidas para o PSDM inicial.

Embora o comportamento da corrente nas chaves do braço 4 tenha sido modificado, considerando as especificações do semicondutor CAS050M12BM2, as perdas por condução foram próximas das do PSDM inicial. Na Tabela 3-16 estão resumidos os valores de correntes eficazes e médios nos semicondutores, além de uma estimativa das perdas por condução, enquanto na Tabela 3-17 tem-se uma estimativa das perdas *on/off*, onde observa-se valores nulos para acionamento das chaves no secundário.

Tabela 3-16 – Correntes nas chaves do 3LI com o PSDM+ L_{aux}

Correntes (A) e Perdas		φ_{sec3}		
		Médio	Eficaz	P (W)
S1	1Q	11,79	21,59	19,62
	3Q	-5,68	15,97	6,53
S2	1Q	11,72	21,53	20,04
	3Q	-5,69	16,08	6,62
S4	1Q	4,36	11,04	5,16
	3Q	-3,97	10,17	2,65
S5	1Q	0,66	3,74	0,58
	3Q	-13,73	20,59	10,85
S1 ₋	1Q	11,75	21,48	19,62
	3Q	-5,74	16,11	6,64
S2 ₋	1Q	11,85	21,71	20,04
	3Q	-5,71	16,05	6,59
S4 ₋	1Q	4,37	11,02	5,16
	3Q	-3,91	10,07	2,59
S5 ₋	1Q	0,65	3,70	0,58
	3Q	-13,80	20,71	10,98
S3	1Q	0,00	0,00	0,00
	3Q	-12,18	19,14	9,37
S3 ₋	1Q	0,00	0,01	0,00
	3Q	-12,18	19,14	9,38
Total (W)		162,99		

Fonte: Próprio autor.

Tabela 3-17 – Correntes durante acionamento e desligamento das chaves com o PSDM+ L_{aux}

Perdas (W)	S1/S2	S4	S5	S1 ₋ /S2 ₋	S4 ₋	S5 ₋	Total
φ_{sec3}	on	0,22	0,00	0,00	0,22	0,00	0,00
	off	8,66	0,69	7,08	8,66	0,69	7,08

Fonte: Próprio autor.

3.5 Análise das perdas

Para a análise das perdas, serão consideradas as perdas nos semicondutores e nos magnéticos em alta frequência, visto que o indutor CA de entrada não é alterado com as modificações propostas.

3.5.1 Perdas nos semicondutores

Com base nos resultados até então apresentados, na Tabela 3-18 estão resumidos os principais parâmetros obtidos para as modulações tradicional, PSDM e PSDM+ L_{aux} .

Tabela 3-18 – Resumo das correntes e perdas obtidas para o 3LI com diferentes modulações

Método	Po (kW)	ILd (A)			Is1 (A)			Is4 (A)			Perdas Condução (W)		Perdas Comutação (W)		Perda Percentual
		rms	máx.	máx.	mín.	máx.	mín.	1Q	3Q	on	off				
Trad.	8,34	22,71	26,59	21,94	-53,71	0,00	-26,59	51,80	41,93	21,32	33,44	33,44	98,25%		
PSDM	8,31	35,44	37,59	-15,72	-59,45	31,45	31,45	99,35	77,86	28,73	49,02	49,02	97,02%		
PSDM+L _{aux}	8,31	35,44	37,59	-15,72	-59,45	-1,05	-63,95	90,80	72,20	0,88	50,18	50,18	97,49%		

Fonte: Próprio autor.

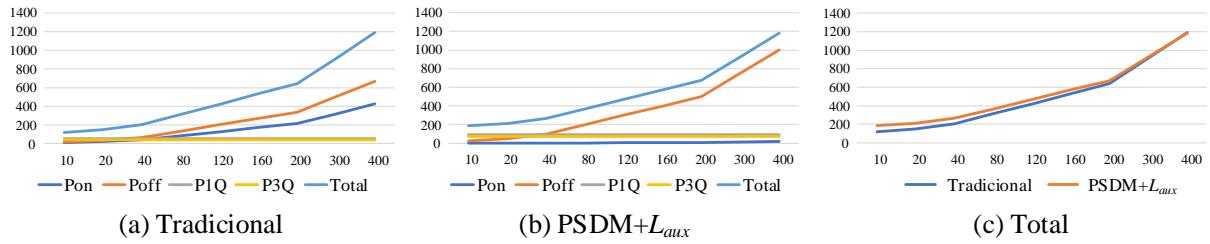
Observa-se que, mesmo com maior área de comutação suave, as perdas para a modulação proposta ainda foram mais elevadas quando considerado o semicondutor CCS050M12CM2. Isto ocorre porque no PSDM as correntes circulantes são maiores, de forma que o aumento das perdas por condução e desligamento sobrepuçaram as perdas por acionamento anuladas, não sendo vantajosa para as mesmas especificações do trabalho de referência. A modulação proposta se torna mais vantajosa com a elevação da frequência de chaveamento, cujas perdas por comutação vão se tornando mais significativas que as perdas por condução.

Na Figura 3.26 estão apresentadas as curvas de perdas nas chaves variando com a frequência de chaveamento, onde na Figura 3.26a tem-se as perdas detalhadas para a modulação tradicional, na Figura 3.26b as detalhadas para a PSDM+L_{aux}, e na Figura 3.26c as perdas totais com a modulação tradicional e PSDM+L_{aux} juntas, onde verifica-se que as perdas vão se aproximando para frequências mais elevadas.

Um ponto importante da modulação apresentada é a possibilidade de selecionar chaves com menor resistência à circulação de corrente e baixa energia durante o desligamento do semicondutor, sem a necessidade de se preocupar com a energia durante o acionamento das chaves, que costuma ser mais elevada. Como exemplo, foram selecionados dois semicondutores de baixa resistência e energia de desligamento, e foram plotadas as mesmas curvas de perdas obtidas para o semicondutor CCS050M12CM12.

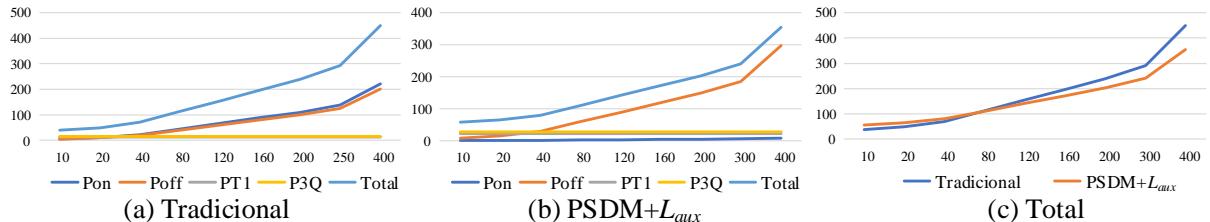
Na Figura 3.27 estão apresentadas as curvas para o semicondutor UJ4C075018K4S (UnitedSiC, 2020), com duas chaves em paralelo, enquanto na Figura 3.28 estão apresentadas as perdas considerando o semicondutor G3R20MT12N (GeneSiC, 2021), também com duas chaves em paralelo.

Figura 3.26 – Perdas nas chaves (W) em função da frequência de chaveamento (kHz) para o semicondutor CCS050M12CM12: (a) Tradicional; (b) PSDM+ L_{aux} ; (c)Total.



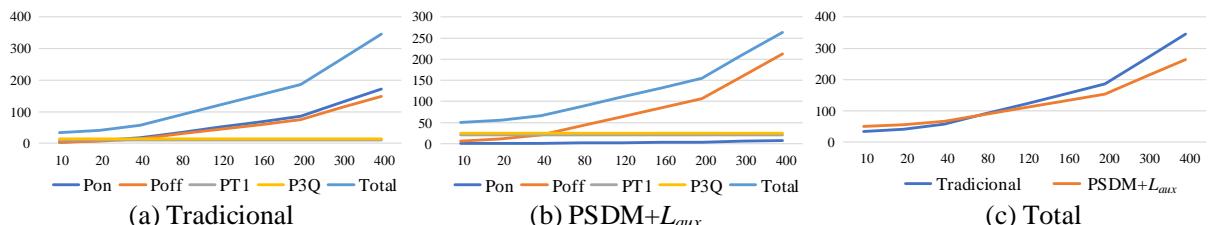
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.27 – Perdas nas chaves (W) em função da frequência de chaveamento (kHz) para o semicondutor UJ4C075018K4S: (a) Tradicional; (b) PSDM+ L_{aux} ; (c)Total.



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.28 – Perdas nas chaves (W) em função da frequência de chaveamento (kHz) para o semicondutor G3R20MT12N: (a) Tradicional; (b) PSDM+ L_{aux} ; (c)Total.



Fonte: Próprio autor.

Observa-se em ambos os casos que é possível obter melhores resultados com a modulação PSDM+ L_{aux} para frequências superiores à 80kHz.

3.5.2 Volume e Perdas nos magnéticos

Outro aspecto relevante para a análise das perdas é verificar o impacto das variações do PSDM+ L_{aux} no volume e perdas nos magnéticos. Porque, embora a modulação

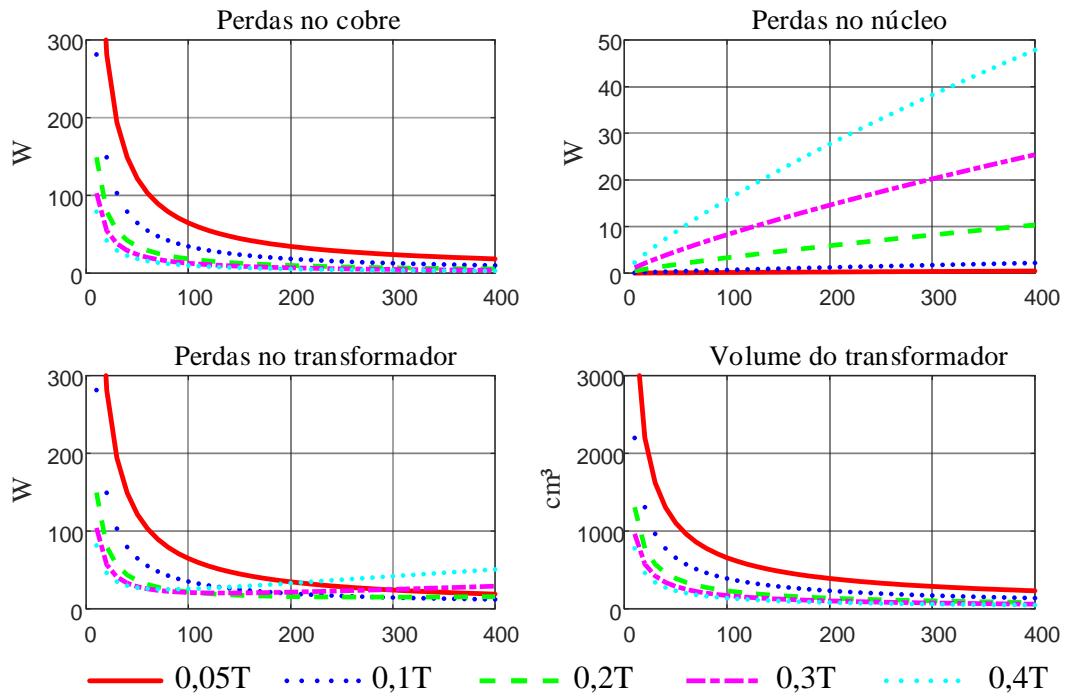
proposta tenha adicionado um indutor e elevado a corrente nos magnéticos do DAB, a indutância do indutor de potência requerida para uma mesma potência é menor, assim como a possibilidade de operar com frequências mais elevadas, possibilitando menores volumes.

Adotando os procedimentos de projeto de indutores e transformadores apresentados por McLyman (2004), estimou-se a variação do volume e das perdas nos magnéticos com a frequência de chaveamento para ambas as modulações. A metodologia adotada para estimativa das perdas e volume dos magnéticos com diferentes frequências está descrita no Apêndice A.

Na Figura 3.29 estão apresentadas as curvas de perdas e volume no transformador para a modulação tradicional. Observa-se que as perdas no cobre decaem com o aumento do fluxo devido à redução no número de espiras e da seção do núcleo, enquanto as perdas no núcleo se elevam com ΔB . Em relação às perdas totais, observa-se um ponto de mínimo em frequências mais baixas, sendo um bom ponto de operação entre 50kHz e 250kHz, com ΔB entre 0,2T e 0,3T, visto que 0,4T é muito próximo do ponto de saturação do ferrite. Resultados similares são observados para o transformador com modulação PSDM+ L_{aux} , cujas curvas de perdas e volume estão ilustradas na Figura 3.30. Devido às correntes mais elevadas, o PSDM+ L_{aux} terá maiores perdas por condução e maior área de cobre, elevando também o volume, as perdas no núcleo e, possivelmente, maiores temperaturas.

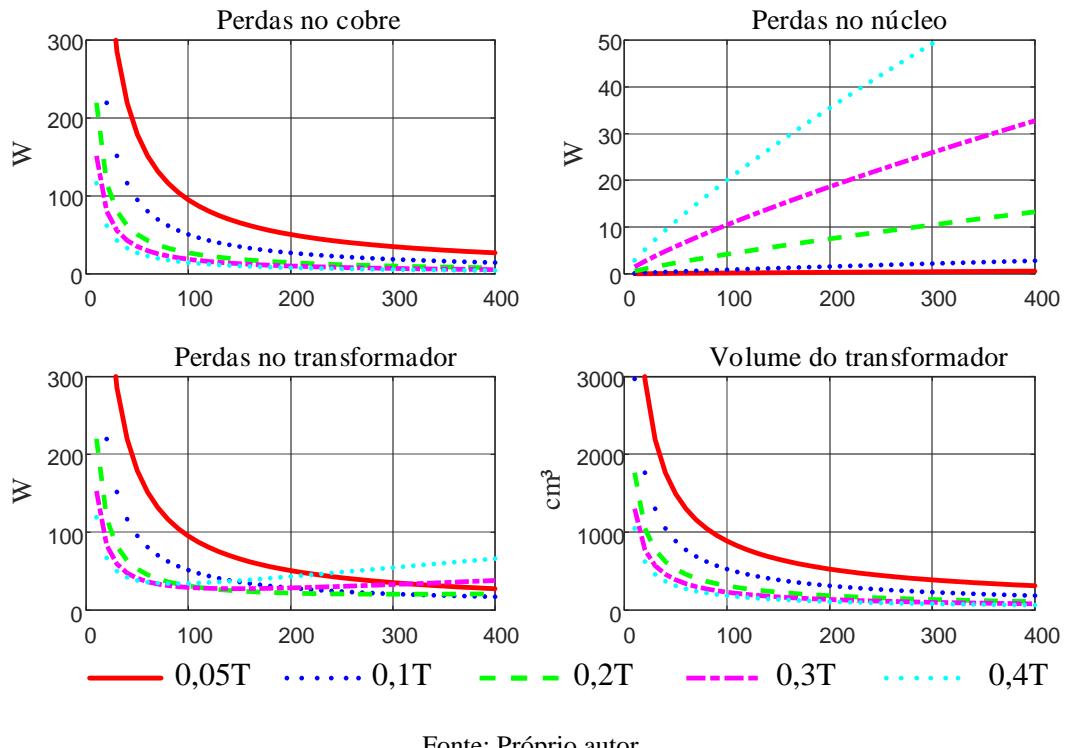
Adotando ΔB de 0,3T, na Figura 3.31 estão apresentadas as curvas de perdas e volume dos transformadores para ambas modulações.

Figura 3.29 – Variação das perdas e volume do transformador em função da frequência de chaveamento (kHz) para o 3LI com modulação tradicional e diferentes ΔB .



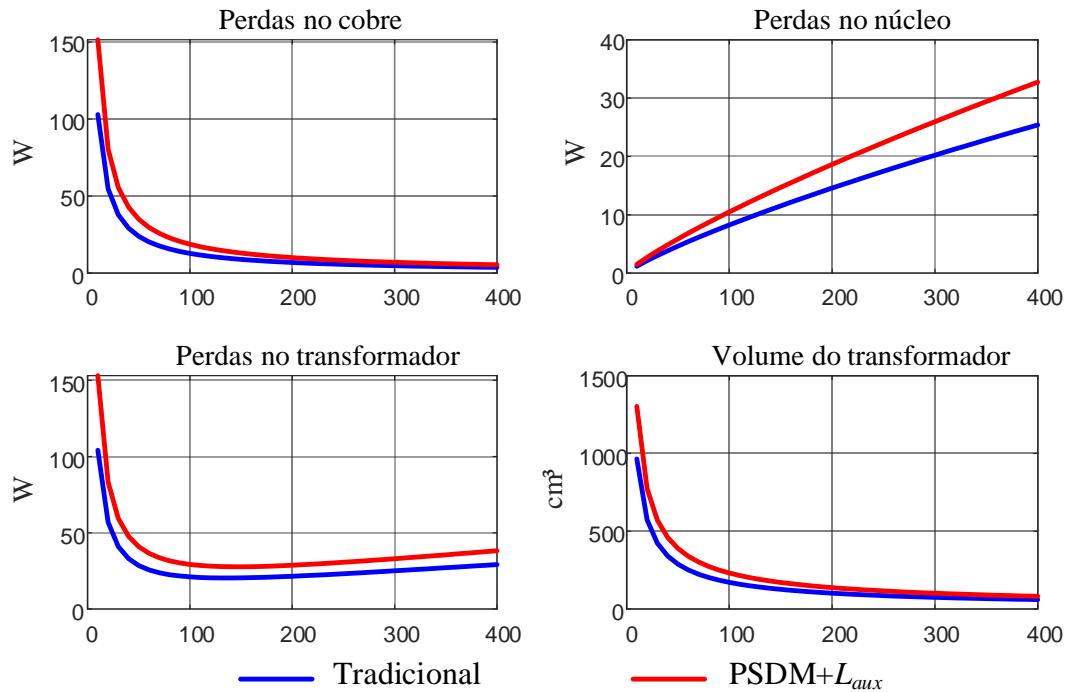
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.30 – Variação das perdas e volume do transformador em função da frequência de chaveamento para o 3LI com modulação PSDM+ L_{aux} e diferentes ΔB .



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.31 – Comparação entre as perdas e volume do transformador em função da frequência de chaveamento (kHz) para o 3LI com $\Delta B=0,3T$.

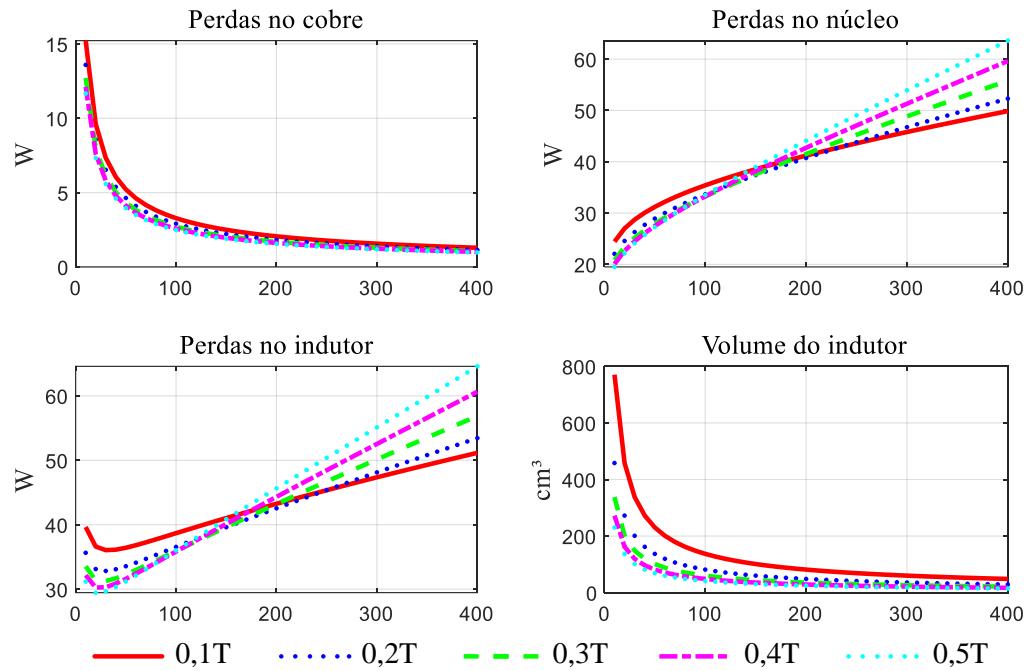


Fonte: Próprio autor.

Na Figura 3.32 e Figura 3.33 estão apresentadas as perdas e volume dos indutores de potência em função da frequência de chaveamento para a modulação tradicional e a PSDM+ L_{aux} , respectivamente. Observa-se que, para a PSDM+ L_{aux} , as perdas no núcleo do indutor de potência são menores devido ao menor valor de indutância, embora as no cobre sejam maiores que as no tradicional, enquanto o volume também é reduzido com a modulação proposta. Essas diferenças podem ser melhor observadas na Figura 3.34, onde tem-se uma comparação das perdas e volume com ambas as modulações para um ΔB de 0,3T.

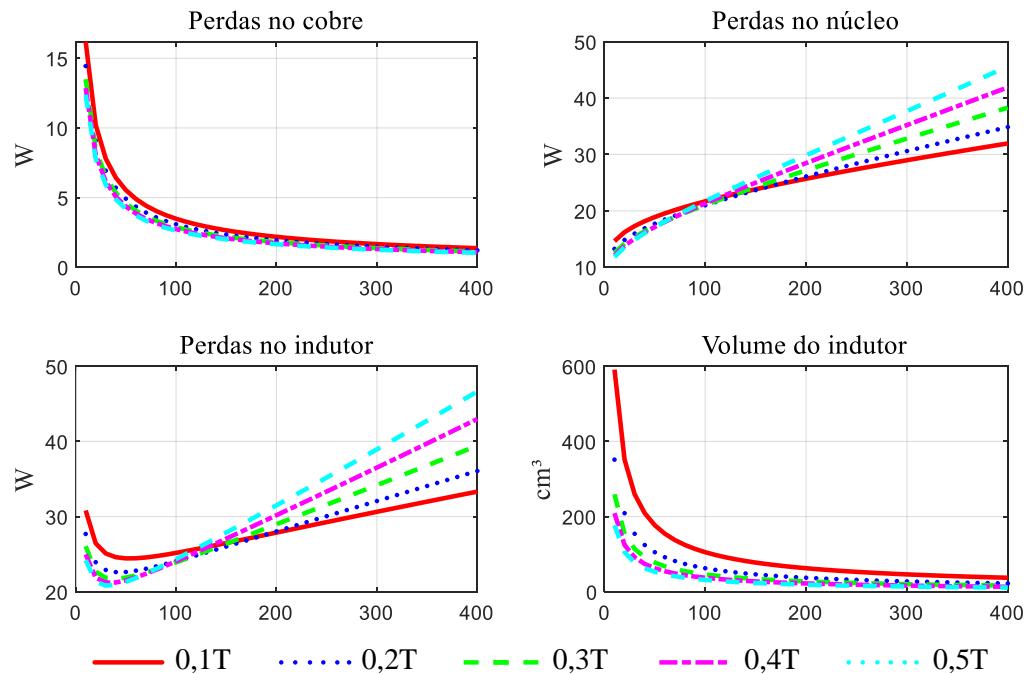
A modulação proposta opera com um indutor a mais, o que adicionará mais perdas e volume total. As curvas de perdas e volume para o indutor auxiliar estão ilustradas na Figura 3.35.

Figura 3.32 – Variação das perdas e volume do indutor de potência em função da frequência de chaveamento (kHz) para o 3LI com modulação tradicional e diferentes ΔB .



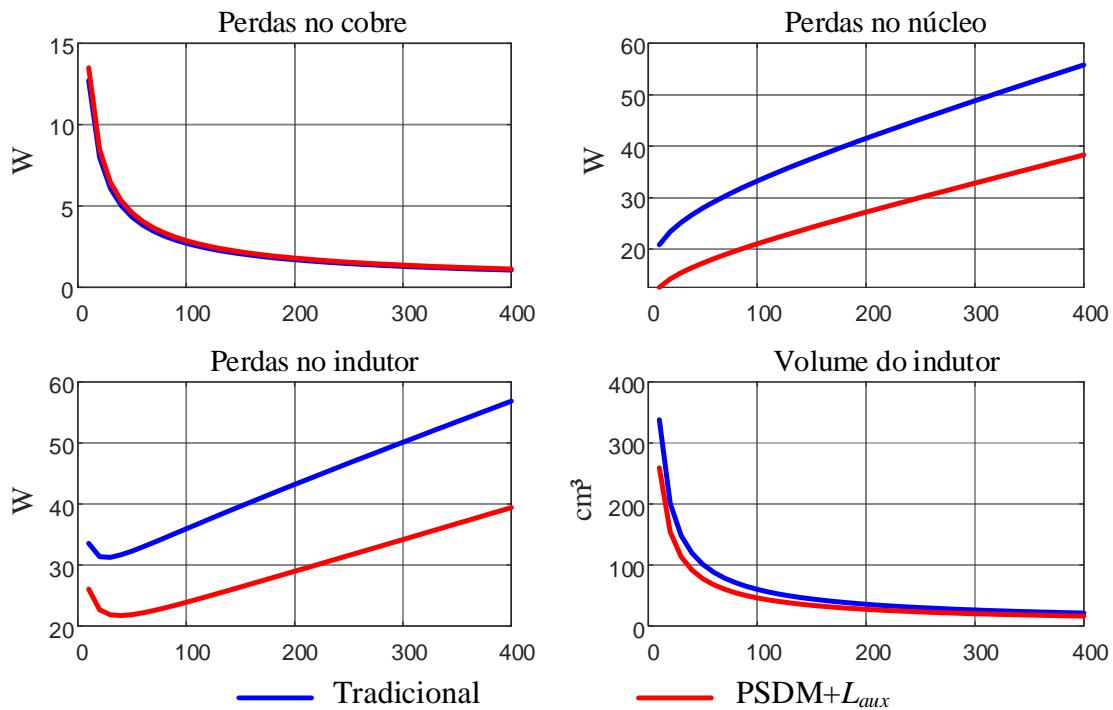
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.33 – Variação das perdas e volume do indutor de potência em função da frequência de chaveamento para o 3LI com modulação PSDM+ L_{aux} e diferentes ΔB .



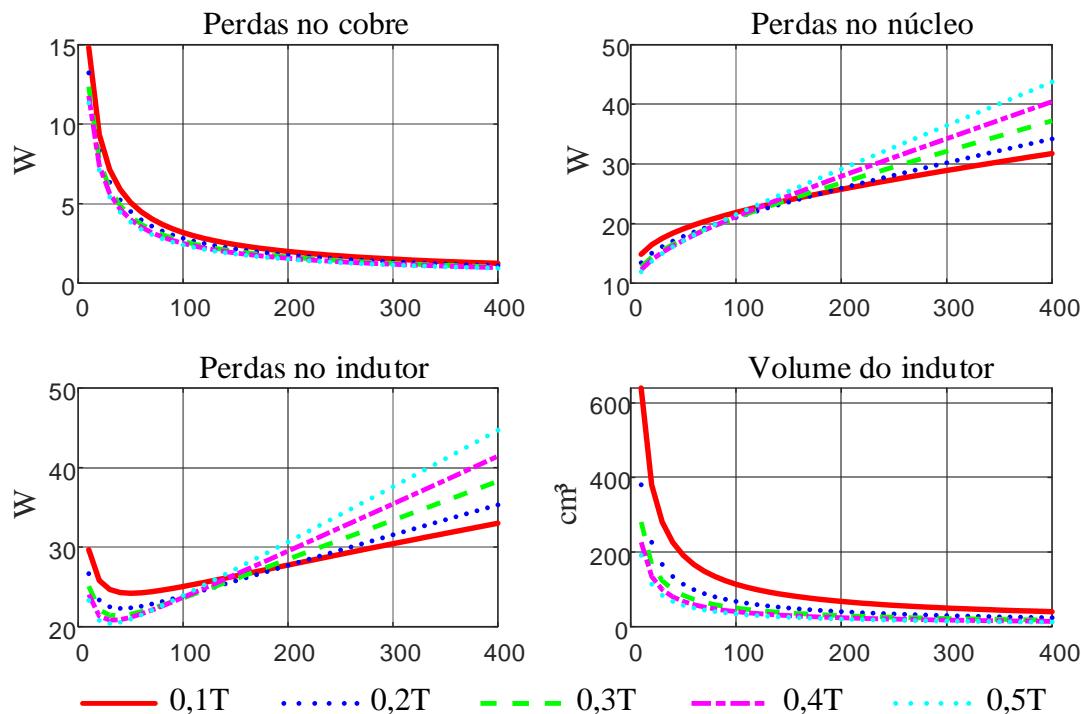
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.34 – Comparação entre as perdas e volume do indutor de potência em função da frequência de chaveamento (kHz) para o 3LI com $\Delta B=0,3T$.



Fonte: Próprio autor.

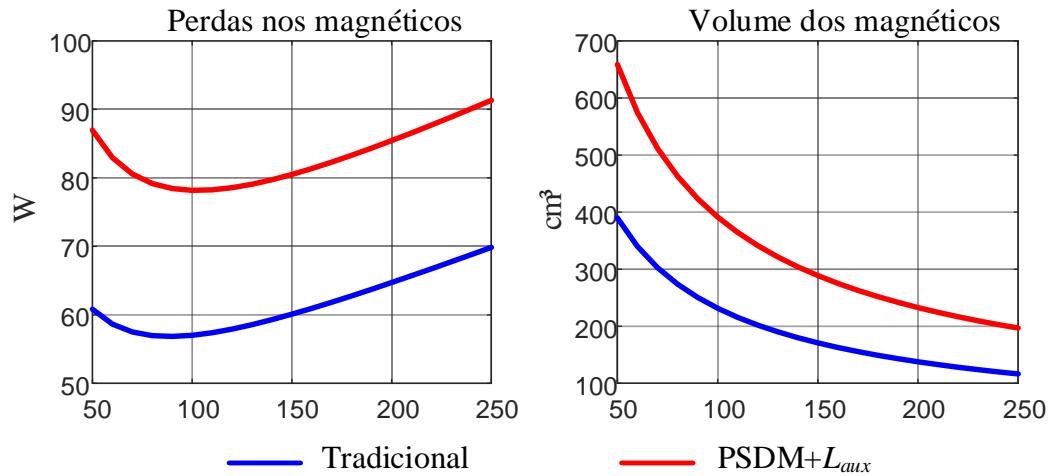
Figura 3.35 – Variação das perdas e volume do indutor auxiliar em função da frequência de chaveamento (kHz) para o 3LI com PSDM+ L_{aux} e diferentes ΔB .



Fonte: Próprio autor.

Considerando os transformadores e os indutores com ΔB igual a 0,3T, na Figura 3.36 estão apresentadas as perdas totais nos magnéticos e volume total para ambas as modulações com uma faixa de frequência mais otimizada, onde verifica-se que o acréscimo do indutor na modulação proposta acarreta maiores perdas e maiores volumes.

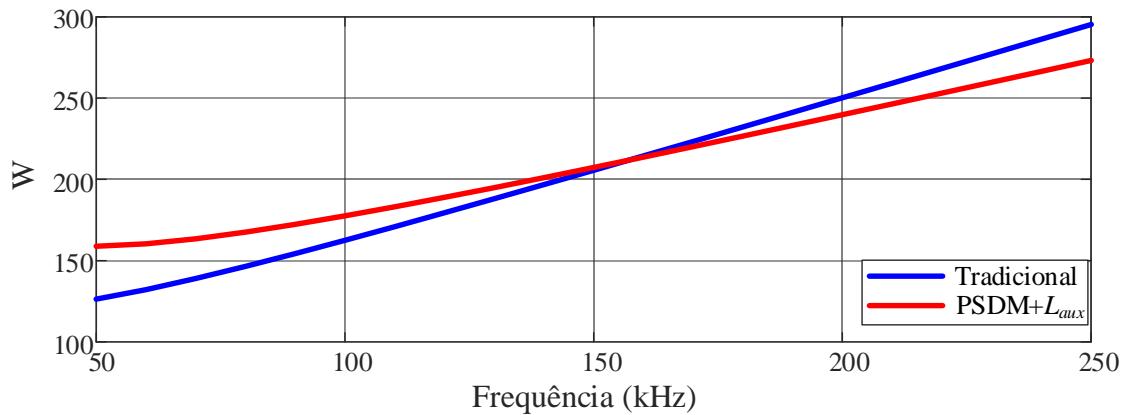
Figura 3.36 – Perdas e volume total em função da frequência de chaveamento (kHz) para o 3LI com $\Delta B=0,3\text{T}$.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 3.37 estão apresentadas as perdas globais do conversor 3LI para ambas as modulações, englobando tanta as perdas nos semicondutores, considerando o modelo G3R20MT12N, como as nos magnéticos.

Figura 3.37 – Perdas totais em função da frequência de chaveamento (kHz) para o 3LI.



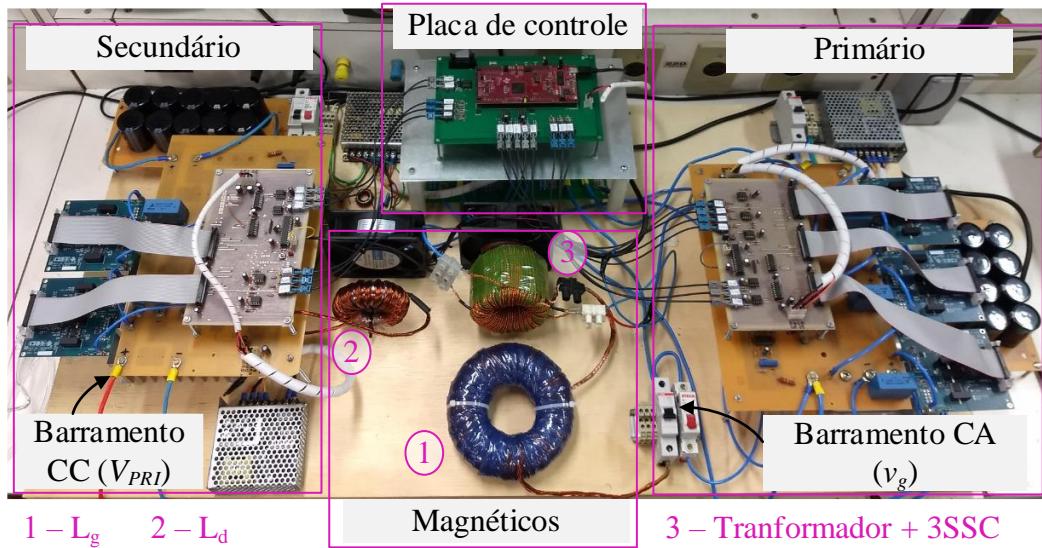
Fonte: Próprio autor.

Portanto, observa-se que, para operação com frequências de chaveamento mais elevadas, com um semicondutor adequado, a modulação PSDM+ L_{aux} pode se tornar mais vantajosa em termos de eficiência.

3.6 Resultados experimentais

A modulação PSDM foi validada utilizando a mesma bancada experimental do conversor 3LI desenvolvida em Araújo (2022). O protótipo está ilustrado na Figura 3.38. Nos circuitos de potência do primário e do secundário são utilizados os módulos CAS120M12BM2 de carbeto de silício da fabricante CREE® juntamente com o driver isolado CGD15HB62P do mesmo fabricante. Os parâmetros de tensão e corrente são transmitidos por fibra óptica para a placa de controle. Na placa de controle utiliza-se um módulo LAUNCHXL_F28379D da *Texas Instruments*®, no qual tem-se um processador digital de sinais (DSP) TMS320F28379D responsável por receber todas as medições, realizar as malhas de controle e enviar todos os sinais de gatilho para os circuitos de potência através da fibra óptica.

Figura 3.38 – Protótipo do 3LI.



Fonte: Próprio autor.

As especificações do protótipo são as mesmas da Tabela 3-3, com exceção da potência, que foi ajustada para 4,16 kW. Esse ajuste permite a operação de todas as modulações dentro de ângulos de potência aceitáveis, mantendo o mesmo valor de L_d (71,34

μH), conforme descrito na Tabela 3-19. Para todas as modulações, empregaram-se os mesmos controladores utilizados em Araújo (2022).

Tabela 3-19 – Especificações do protótipo 3LI

Tensão eficaz da rede (v_g)	308	V
Frequência da rede (f_r)	60	Hz
Potência de saída (P_o)	4,16	kW
Tensão no barramento primário (V_{PRI})	544	V
Tensão no barramento secundário (V_{SEC})	650	V
Relação de espiras do transformador (V_{PRI}/V_{SEC})	0,837	
Frequência de comutação (f_s)	20	kHz
Indutor de potência lado primário (L_d)	71,34	μH
Ângulo de potência para tradicional	14°	
Ângulo de potência para PSDM	30°	

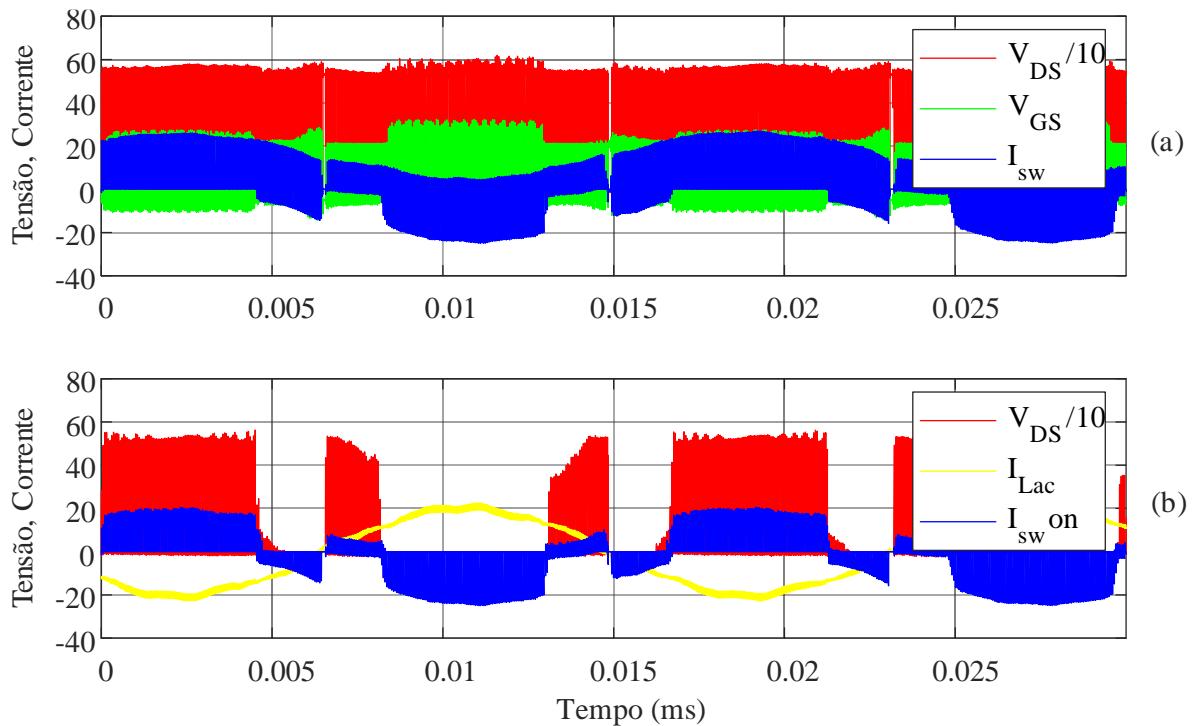
Fonte: Próprio autor.

A seguir, são apresentados os resultados experimentais obtidos aplicando-se a modulação tradicional e a modulação PSDM.

3.6.1 Modulação Tradicional

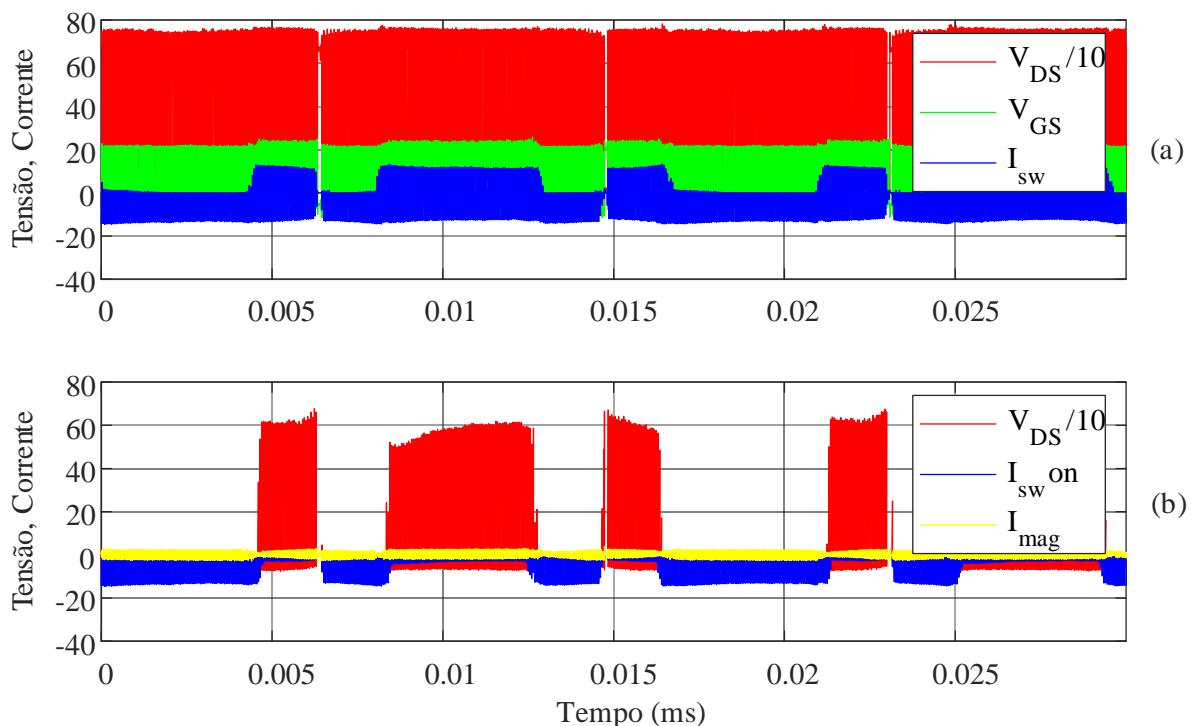
Na Figura 3.39 estão apresentadas as formas de onda no semicondutor inferior S_2 no primário com a modulação tradicional. Na Figura 3.39a têm-se as tensões *gate-source* (V_{GS}) e *dreno-source* (V_{DS}), além da corrente que circula na chave (I_{sw}), enquanto na Figura 3.39b têm-se V_{GS} e I_{sw} durante acionamento, além da corrente na rede CA (I_{Lac}). Para aquisição da corrente no semicondutor durante acionamento utilizou-se lógica similar ao do circuito da Figura 3.7. Os dados de V_{DS} , V_{GS} e I_{sw} foram salvos e processados usando o software *MATLAB*, conforme código resumido no Apêndice B. Na Figura 3.40 estão apresentadas as mesmas formas de onda para o semicondutor S_5 no secundário com a modulação tradicional.

Figura 3.39 – Tensões e corrente no semicondutor $\overline{S2}$ para modulação tradicional: (a) tensões e corrente durante condução; (b) Tensão e corrente no instante de acionamento.



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.40 – Tensões e corrente no semicondutor $\overline{S5}$ para modulação tradicional: (a) tensões e corrente durante condução; (b) Tensão e corrente no instante de acionamento.

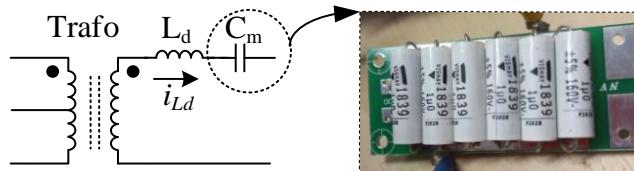


Fonte: Próprio autor.

3.6.2 Modulação PSDM

A modulação proposta foi implementada inicialmente em malha aberta e, para evitar possíveis problemas de desbalanceamento no transformador e sua saturação, foi adicionada uma capacitância de $6\mu\text{F}$ em série com o indutor de potência (L_d), conforme ilustrado na Figura 3.41, composto por seis capacitores de filme em paralelo.

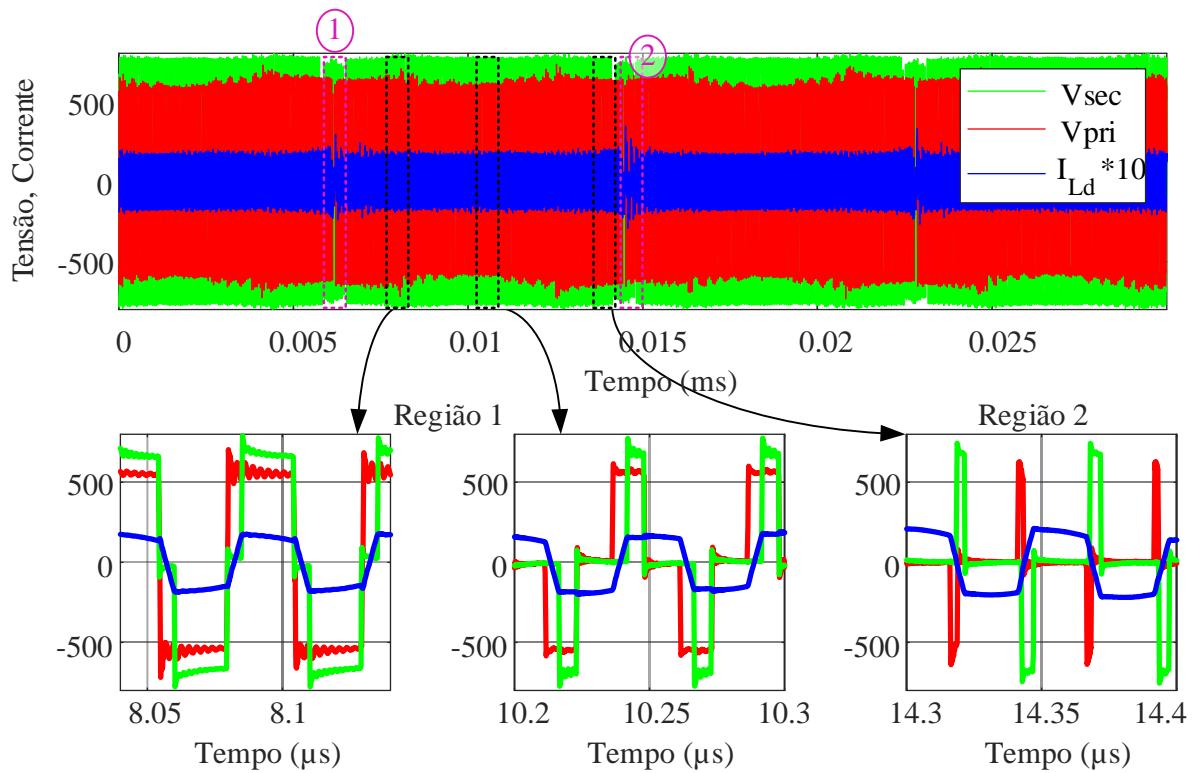
Figura 3.41 – Capacitor série para evitar saturação do transformador.



Fonte: Próprio autor.

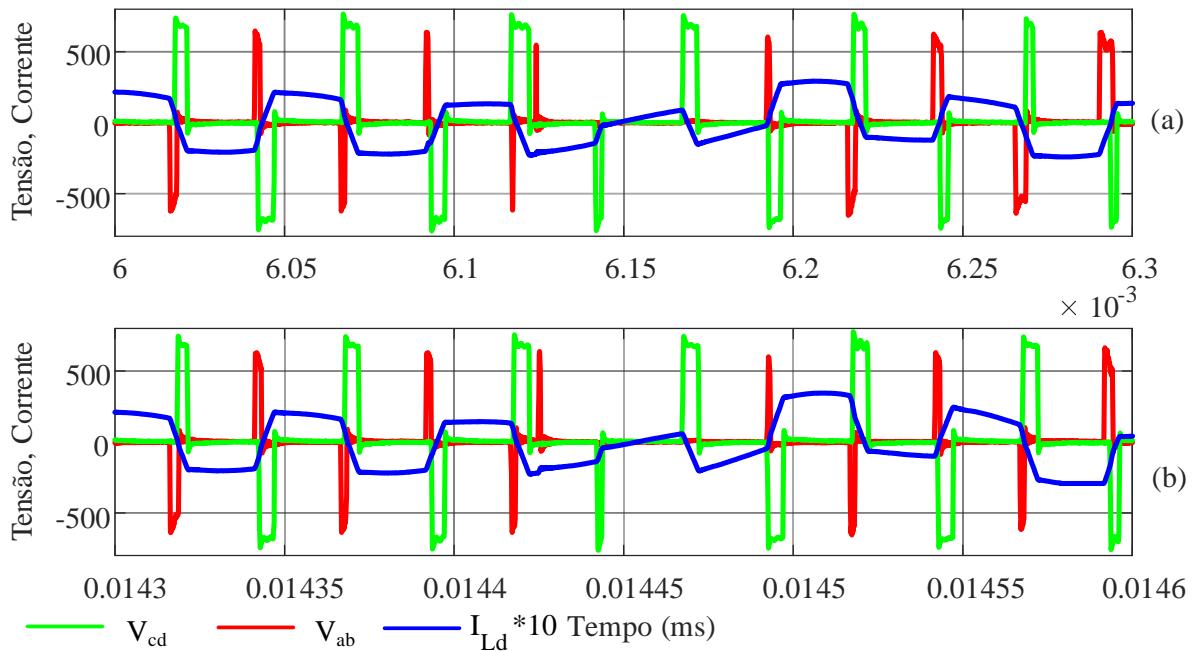
Na Figura 3.42 estão apresentadas as tensões e corrente no DAB do 3LI com a modulação PSDM. Na mesma estão destacadas as novas regiões de operação 1 e 2, que estão de acordo com a teoria apresentada. Na figura também estão destacados os cruzamentos por zero 1 e 2, que são apresentados ampliados na Figura 3.43.

Figura 3.42 – Tensões e corrente no DAB para modulação PSDM.



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.43 – Tensões e corrente no DAB para modulação PSDM durante cruzamento por zero: (a) nº 1; (b) nº 2.



Fonte: Próprio autor.

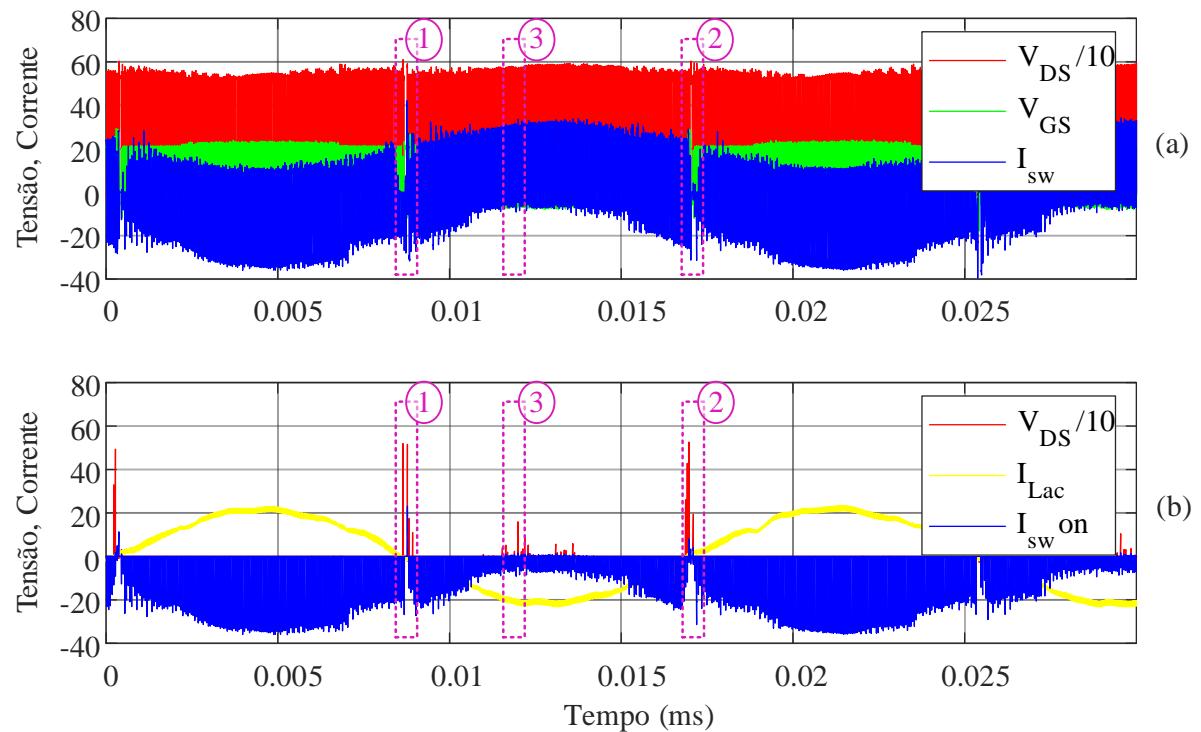
Na Figura 3.43 verifica-se que o conversor opera na região 2 com pulsos de tensão tão estreitos que, em determinados momentos, são difíceis de serem realizados no protótipo. Portanto, observa-se pequenos desbalanços na corrente do transformador, que acabam sendo agravados na modulação proposta devido a assimetrias de implementação entre o primário e secundário. Tais efeitos podem ser atenuados por meio de um estudo específico da implementação digital, no qual os instantes de cálculo, atualização e amostragem de cada parâmetro sejam cuidadosamente analisados.

Na Figura 3.44 estão apresentadas as formas de onda no semicondutor S_2 do lado primário com a aplicação da modulação PSDM. Na Figura 3.44a são mostradas as tensões *gate-source* (V_{GS}) e *drain-source* (V_{DS}), além da corrente que circula na chave (I_{sw}). Já na Figura 3.44b têm-se V_{GS} e I_{sw} durante acionamento, bem como a corrente no indutor de filtro da rede CA (I_{Lac}).

Verifica-se que os cruzamentos por zero resultam em picos elevados de corrente, conforme destacado nas regiões 1 e 2, os quais estão associados a ruídos decorrentes da comutação forçada. Já na região destacada por 3, observa-se a simultaneidade entre tensão e corrente na chave, mesmo para valores negativos de corrente — fenômeno possivelmente causado por uma alta capacidade intrínseca da chave, que impede sua descarga completa antes do próximo pulso de acionamento.

O cruzamento por zero numerado como 1 está ampliado na Figura 3.45, enquanto o cruzamento por zero numerado como 2 está ampliado na Figura 3.46. Em ambas, o gráfico superior apresenta as formas de onda de tensão e corrente durante a condução, e o gráfico inferior mostra as mesmas grandezas no instante de comutação. Tanto na Figura 3.45 quanto na Figura 3.46, observam-se oscilações e desbalanceamentos de corrente previamente discutidos, os quais se refletem na corrente circulante em S_2 .

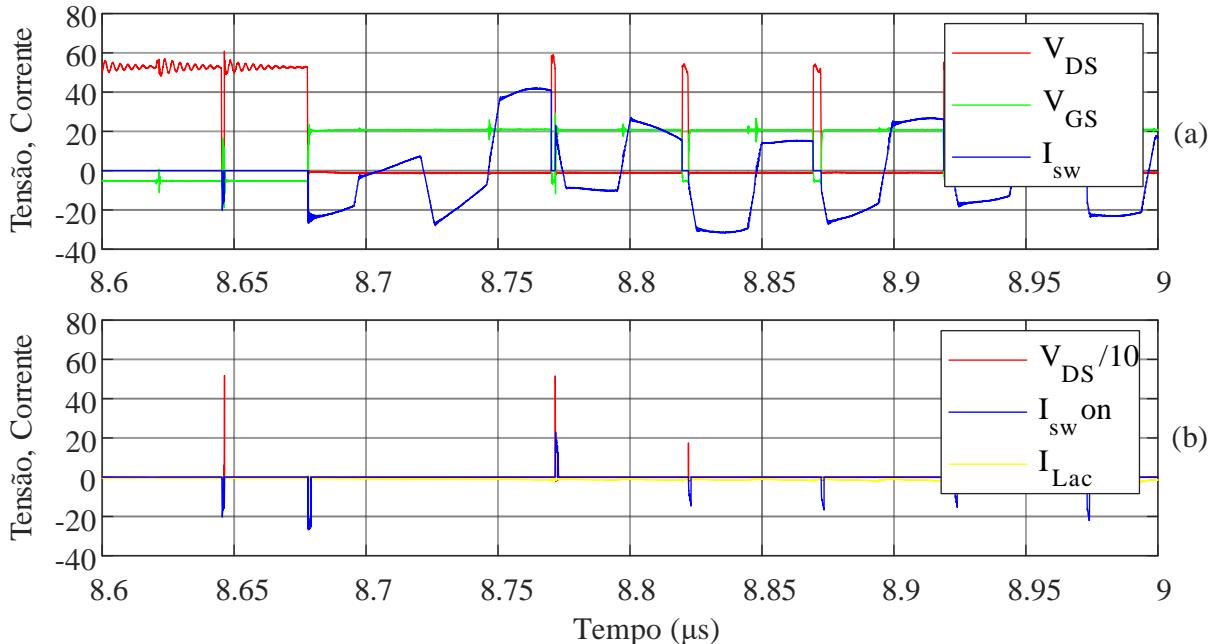
Figura 3.44 – Tensões e correntes no semicondutor S_2 para modulação PSDM: (a) tensões e corrente durante condução; (b) tensão e corrente no instante de acionamento.



Fonte: Próprio autor.

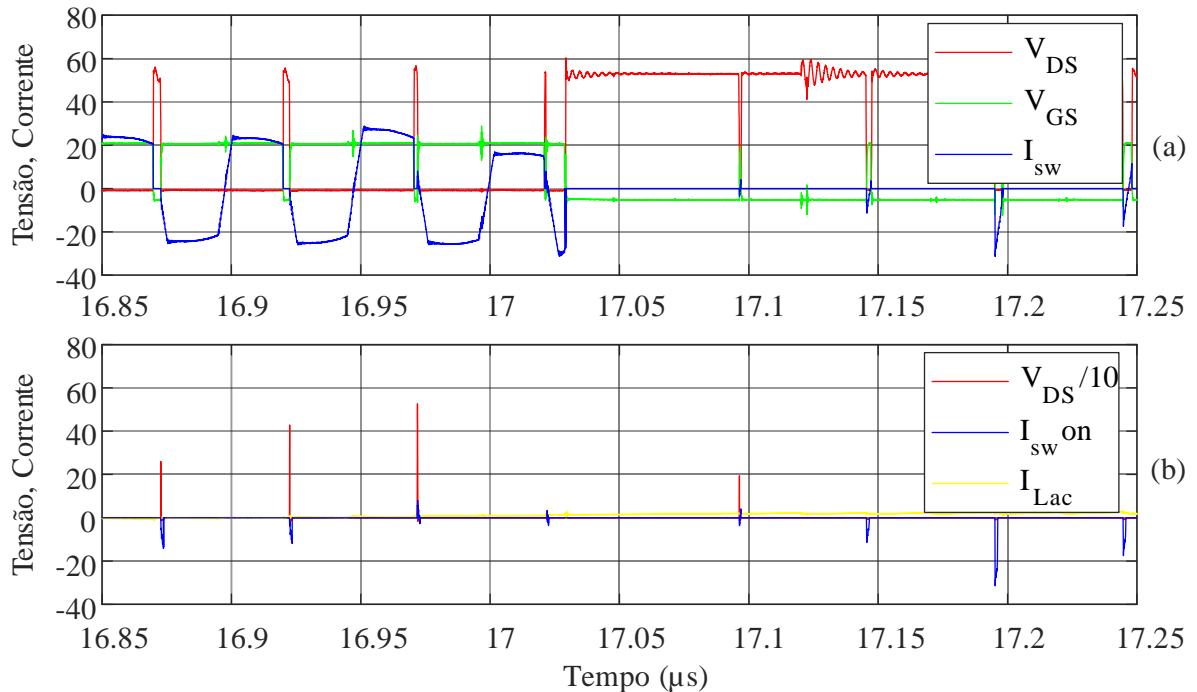
Na Figura 3.47 estão ilustrados três instantes de comutação distintos. Na Figura 3.47a verifica-se a comutação forçada, característica da modulação proposta durante cruzamento por zero. Considerando o intervalo 3 destacado na Figura 3.44, na Figura 3.47b observa-se o ZVS característico da modulação proposta naquela região, quando a chave foi totalmente descarregada antes do pulso de acionamento. Já em na Figura 3.47c, verifica-se a comutação forçada devido ao tempo insuficiente de descarga da capacitância da chave, onde observa-se simultaneidade de tensão e corrente com valores menores que o observado em (a). Na Figura 3.47c a tensão de gatilho é aplicada no instante em que a tensão no dreno está em torno de 27%.

Figura 3.45 – Tensões e corrente no semicondutor $\overline{S2}$ para modulação PSDM durante cruzamento por zero n° 1: (a) durante condução; (b) no instante de acionamento.



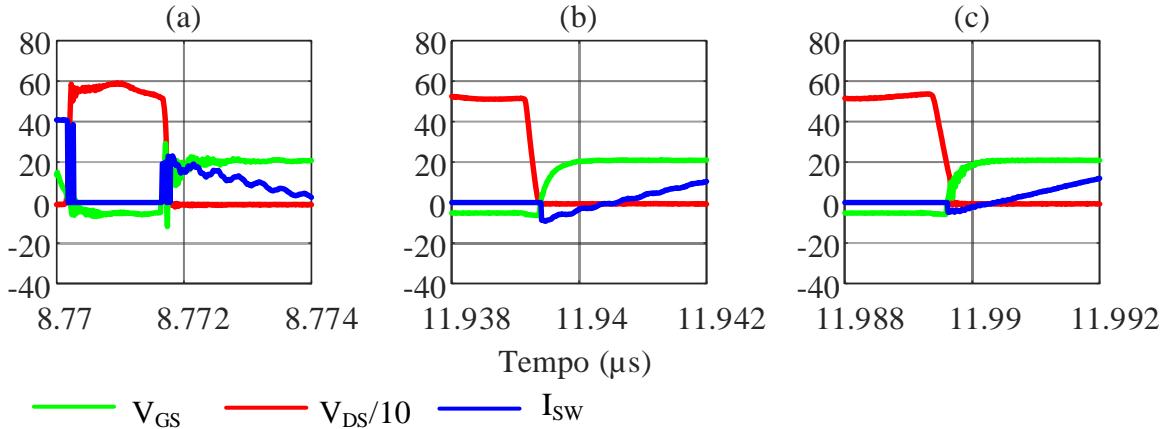
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.46 – Tensões e correntes no semicondutor $\overline{S2}$ para modulação PSDM durante cruzamento por zero n° 2: (a) durante condução; (b) no instante de acionamento.



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.47 – Instantes de comutação no semicondutor $\overline{S2}$: (a) comutação forçada; (b) ZVS; (c) comutação forçada com menor tensão.



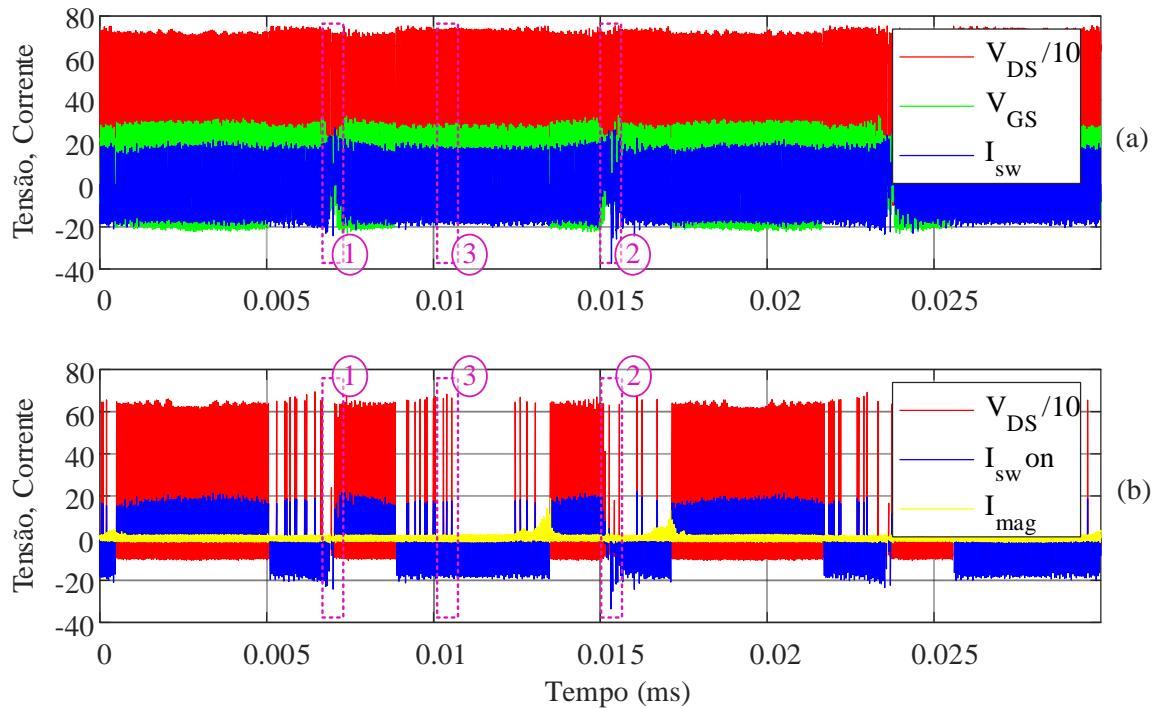
Fonte: Próprio autor.

Na Figura 3.48 estão apresentadas as formas de onda no semicondutor $\overline{S5}$ no secundário com a modulação PSDM. Na Figura 3.48a têm-se as tensões V_{GS} e V_{DS} , e a corrente que circula na chave (I_{sw}), enquanto na Figura 3.48b têm-se V_{GS} e I_{sw} durante acionamento, além da corrente de magnetização (I_{Lmag}). Observa-se que o perfil de comutação está levemente diferente, o que ocorre devido aos ruídos de medição de V_{GS} , que acabam sendo captados indevidamente no código do Apêndice B. Estes ruídos estão ilustrados na Figura 3.49 através da ampliação da área 3 da Figura 3.48, onde verifica-se que não está realmente ocorrendo comutação forçada. Portanto, as correntes circulantes e de acionamento do semicondutor $\overline{S5}$ estão condizentes com o apresentado na teoria.

Os instantes onde ocorrem cruzamento por zero, denotados como 1 e 2 na Figura 3.48, foram novamente ampliados e estão ilustrados na Figura 3.50 e Figura 3.51, onde observa-se também as distorções nas correntes. Nas figuras, também é possível observar os pulsos de acionamento no secundário fixos em 50%, apresentando variações somente durante o instante da descontinuidade.

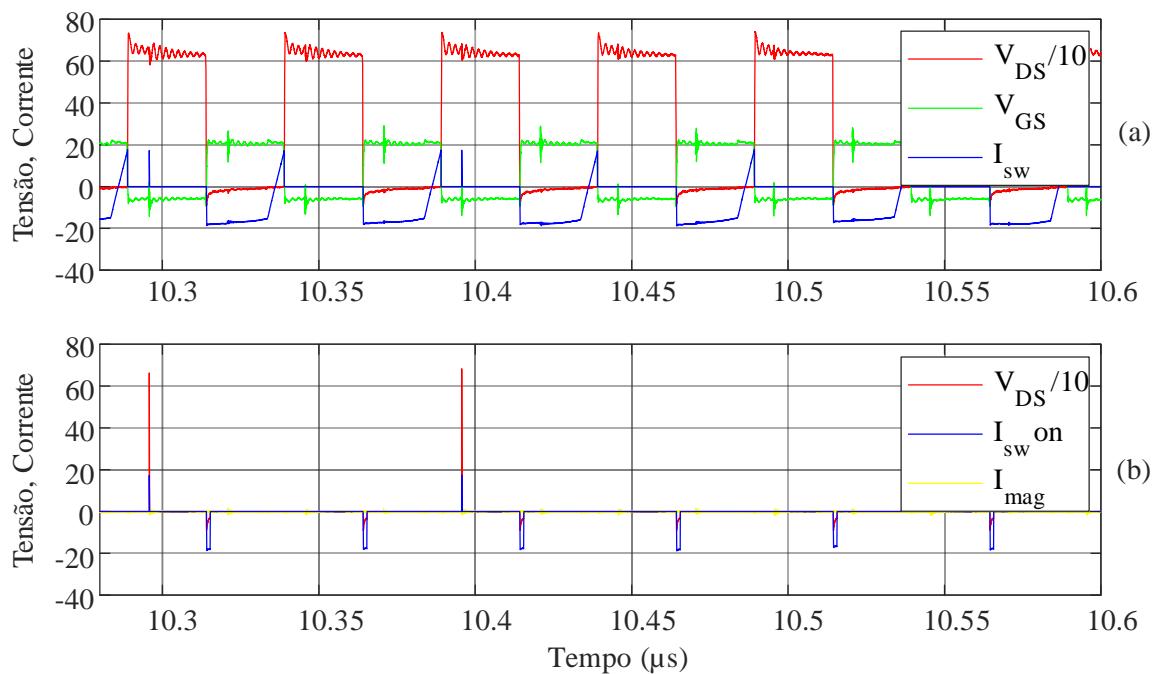
Na Figura 3.52 estão ilustrados os momentos de comutação forçada e ZVS observados durante o acionamento de $\overline{S5}$.

Figura 3.48 – Tensões e correntes no semicondutor $\overline{S5}$ para modulação PSDM: (a) tensões e corrente durante condução; (b) Tensão e correntes no instante de acionamento.



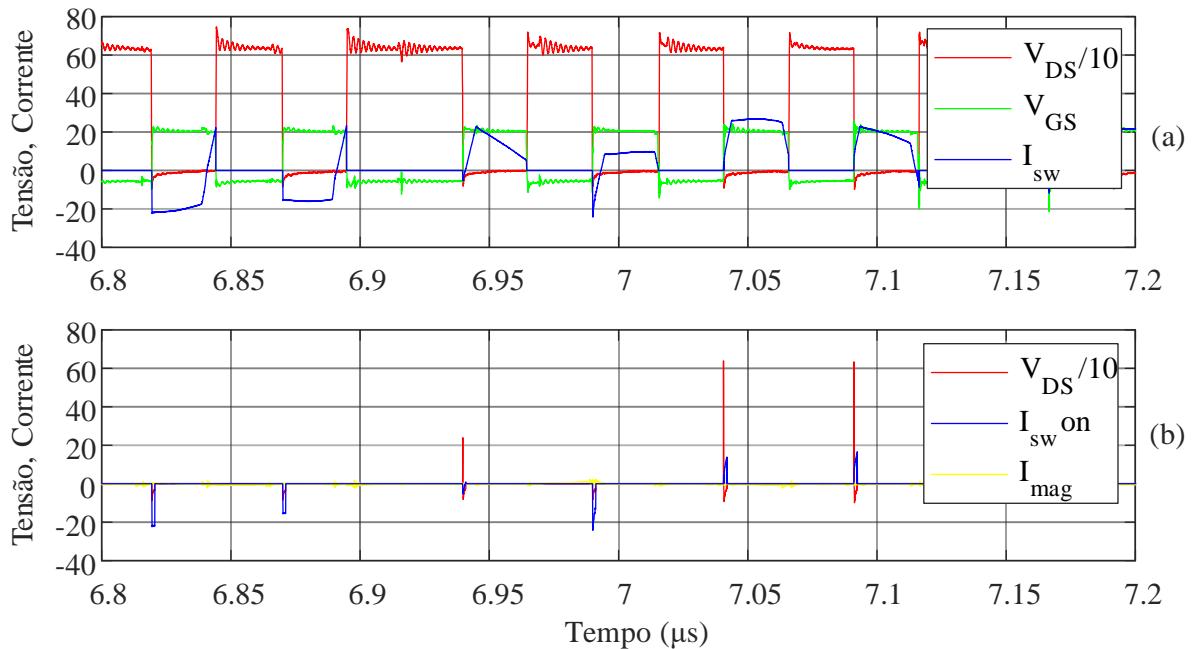
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.49 – Tensões e corrente no semicondutor $\overline{S5}$ durante ampliação do ruído em V_{GS} : (a) durante condução; (b) no instante de acionamento.



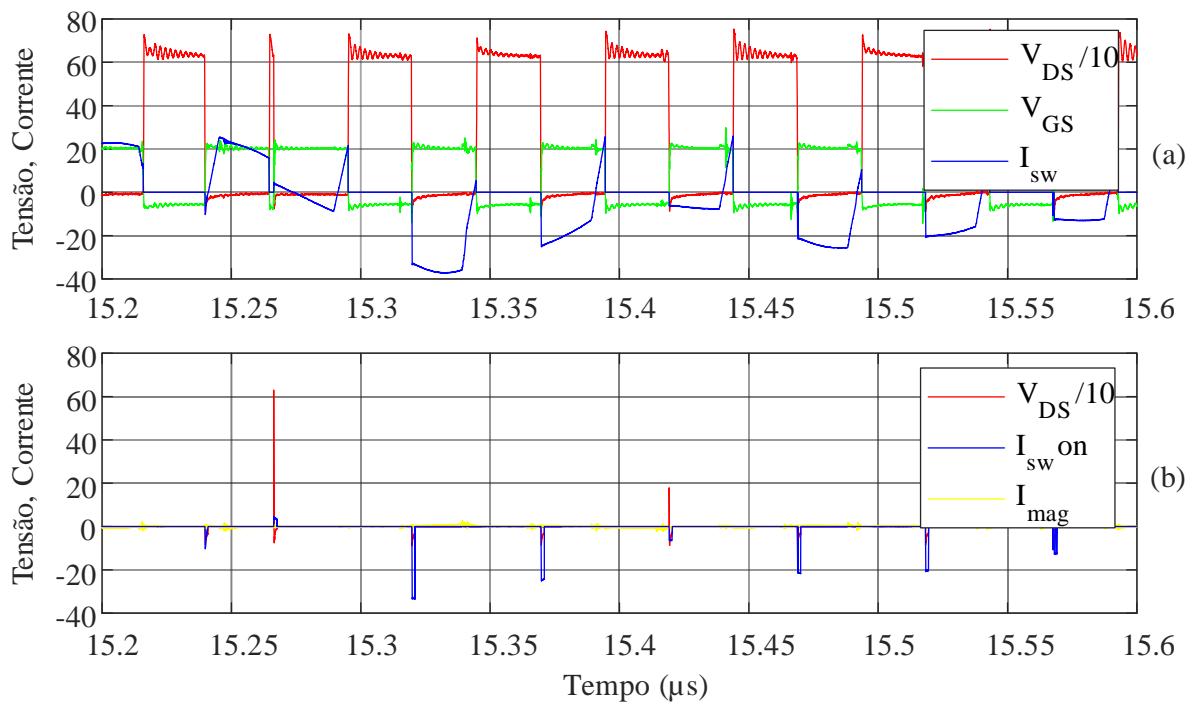
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.50 – Tensões e correntes no semicondutor $\overline{S5}$ para modulação PSDM durante cruzamento por zero nº 1: (a) durante condução; (b) no instante de acionamento.



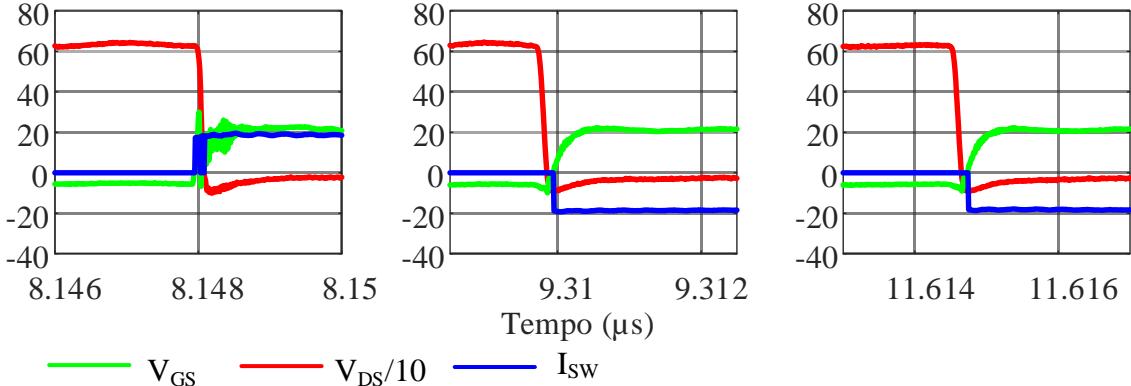
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.51 – Tensões e correntes no semicondutor $\overline{S5}$ para modulação PSDM durante cruzamento por zero nº 2: (a) durante condução; (b) no instante de acionamento.



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.52 – Instantes de comutação no semicondutor $\overline{S5}$: (a) comutação forçada; (b) ZVS instante 1; (c) ZVS instante 2.



Fonte: Próprio autor.

3.7 Considerações Finais

Este capítulo apresentou o estudo de variações nas modulações do conversor CA-CC monofásico 3LI. Após a revisão da operação do conversor com sua modulação tradicional, novas estratégias foram propostas e analisadas.

Inicialmente, foi introduzida a modulação PSDM, que ampliou a faixa de ZVS no acionamento dos semicondutores do primário. No entanto, essa estratégia eliminou as regiões de ZVS no secundário e aumentou as perdas por condução e desligamento dos semicondutores. Para contornar essa limitação, foi acrescentado um indutor auxiliar de comutação no secundário, resultando na estratégia denominada PSDM+ L_{aux} . Essa modificação possibilitou a obtenção de ZVS no acionamento de todas as chaves do secundário, porém à custa do aumento no número de elementos magnéticos.

Através da escolha de um semicondutor mais apropriado para a modulação PSDM, foi realizada uma comparação entre a modulação tradicional e a proposta. Os resultados indicaram que a estratégia PSDM+ L_{aux} tende a operar com volumes maiores de componentes magnéticos, porém com menores perdas para frequências de chaveamento superiores a 160kHz.

Todas as modulações foram validadas por meio de simulações utilizando o software *PSIM*. Através de um protótipo experimental, validou-se a modulação PSDM, confirmando a expansão da comutação suave nos semicondutores do primário e a redução dessa região no secundário, em conformidade com a teoria desenvolvida.

A principal dificuldade na aplicação da modulação PSD (base para a PSDM) reside em sua implementação digital, pois o controle preciso dos instantes de cálculo e atualização de cada registrador é essencial para garantir um valor médio nulo na corrente do transformador. Esse desafio é ainda mais crítico na topologia 3LI, onde a descontinuidade na moduladora pode acarretar desequilíbrios que devem ser previstos via código.

A implementação inicial foi realizada utilizando um DSP com o bloco PWM tradicional, o que trouxe dificuldades adicionais. Como sugestão de trabalhos futuros, tem-se a implementação utilizando um circuito integrado programável (FPGA - *Field-Programmable Gate Array*), permitindo maior controle sobre as variáveis do sistema e facilitando a implementação da estratégia proposta.

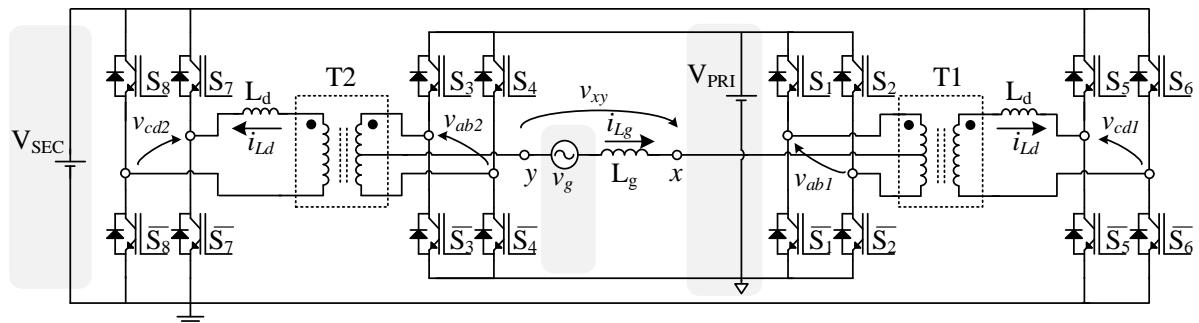
4 MODULAÇÕES PARA O CONVERSOR CA-CC INTERLEAVED COM QUATRO BRAÇOS (4LI)

Neste capítulo é analisado o conversor CA-CC monofásico proposto em Barbosa (2020), que será referido como *Four Leg Interleaved* (4LI). O presente trabalho dá continuidade ao estudo desta topologia através da análise da comutação no 4LI considerando a modulação tradicional, além da aplicação e análise das novas técnicas PSD e PSDM propostas no capítulo anterior para o 3LI. Inicialmente, é apresentado um breve resumo sobre as principais características do 4LI. Em seguida, são aplicadas as novas modulações, analisando as mudanças nas características de comutação para cada, incluindo análise de perdas nos semicondutores e magnéticos.

4.1 Conversor CA-CC *interleaved* com quatro braços - 4LI

Na Figura 4.1 está ilustrado o conversor CA-CC monofásico proposto em Barbosa (2020). A topologia emprega quatro pontes completas, duas no primário e duas no secundário, apresentando quatro braços em alta frequência tanto no primário como no secundário e, por padronização com o 3LI, será referida como *Four Leg Interleaved* (4LI).

Figura 4.1 – *Four Leg Interleaved* (4LI)



Fonte: Próprio autor.

As pontes no primário são interligadas às do secundário através de transformadores em alta frequência (T1) e (T2), compondo dois DABs intercalados. Na Figura 4.1 os transformadores estão integrados as 3SSC's no primário, conforme realizado em Araújo (2022).

A modulação empregada também foi a SPWM. As portadoras de uma mesma ponte são defasadas entre si de 180° , e são defasadas de 90° das portadoras da ponte oposta.

Tomando como referência a ponte relacionada à T1 (ponte 1), tem-se as portadoras de S₁, S₂, S₃ e S₄ em 0°, 180°, 90° e 270°, respectivamente. O sinal modulador da ponte 1 (m_{pri}) é obtido conforme (4.1), variando entre (0,1), enquanto o sinal modulador da ponte 2 (m_{pri2}) é defasada de 180° de m_{pri} , conforme (4.2).

$$m_{pri} = \frac{1}{2} \cdot (1 + m_a \cdot \sin(\omega_r t)) \quad (4.1)$$

$$m_{pri2} = 1 - m_{pri} \quad (4.2)$$

Considerando a modulação tradicional, os mesmos sinais moduladores são aplicados às pontes do secundário e a transferência de potência é realizada com base no princípio do conversor DAB, similar ao aplicado ao 3LI. Para isto, as portadoras utilizadas nas pontes do lado secundário são deslocadas por um ângulo φ_p com relação às fases das portadoras utilizadas no primário. A modulação empregada está ilustrada na Figura 4.2, onde estão destacados os sinais de modulação m_{pri} e m_{sec} , as portadoras do primário, as portadoras do secundário referentes a T1 e as tensões resultantes no transformador T1 (v_{ab} e v_{cd}), sendo o comportamento das tensões de T2 iguais, porém defasadas de 90° destas. Similar ao considerado para o 3LI, os parâmetros do secundário do 4LI são refletidos para o primário e a relação de transformação do transformador é ajustada de forma a igualar os valores de pico de tensão a V_{dc} conforme (4.3).

$$V_{dc} = V_{PRI} = a \cdot V_{SEC} \quad (4.3)$$

Portanto, assim como no 3LI, tem-se tensões de três níveis nos transformadores (v_{ab} e v_{cd}) e cinco níveis entre os terminais x e y (v_{xy}), além de fluxo de potência bidirecional. Como resultado da modulação aplicada, cada transformador compõe um DAB operando com metade da potência total do conversor. O uso de conversores DABs intercalados em conjunto com as células de comutação de três estados (3SSCs), resulta em uma ondulação em alta frequência da corrente no indutor CA (Δi_{Lg}), bem como na tensão v_{xy} , quatro vezes superior à frequência de chaveamento, ou seja, duas vezes maior que a do 3LI. O valor máximo da ondulação de alta frequência ($\Delta i_{Lg(max)}$) é calculada conforme (4.4).

$$\Delta i_{Lg(max)} = \frac{V_{dc}}{32 \cdot f_s \cdot L_g} \quad (4.4)$$

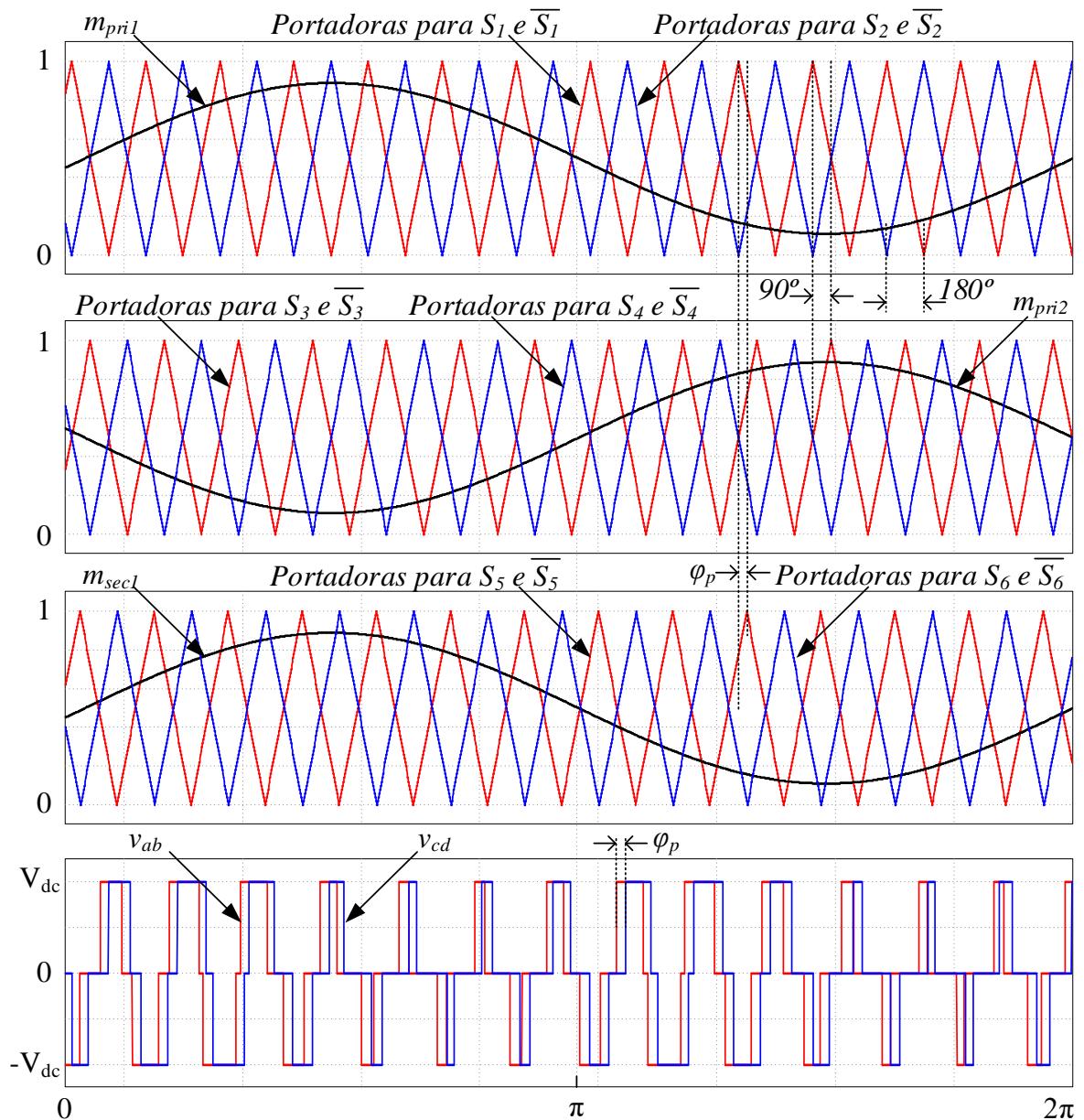
Na Figura 4.3 estão ilustradas a tensão de 5 níveis, as tensões no primário dos transformadores, e o ondulação da corrente CA.

O perfil da razão cíclica da tensão sobre os transformadores pode ser modulado conforme (4.5).

$$\Delta Tr = 1 - m_a \cdot |\sin(\omega_r t)| \quad (4.5)$$

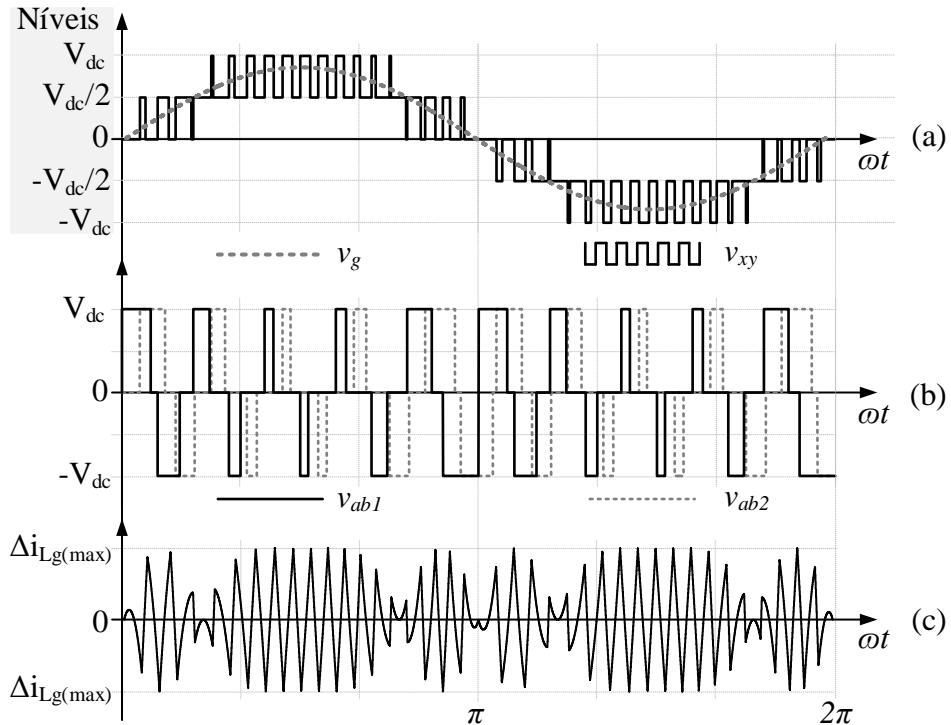
Na Figura 4.4 estão ilustrados o sinal de modulação das chaves na ponte 1 do primário (Figura 4.4a) e o perfil da variação dos pulsos de tensão no transformador (Figura 4.4b). Observa-se na Figura 4.4a que a modulação do primário não apresenta descontinuidades, enquanto na Figura 4.4b verifica-se que a razão cíclica no transformador sempre atinge larguras de 50%. No entanto, é possível evitar a operação com pulsos muito estreitos ao limitar o índice de modulação.

Figura 4.2 – Modulação tradicional do *Four Leg Interleaved* (4LI)



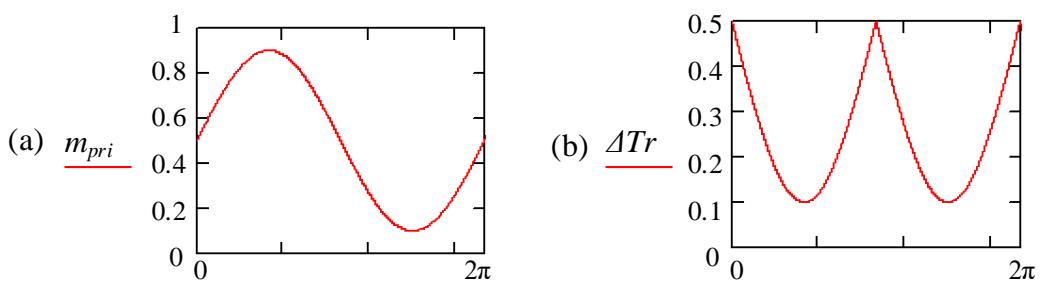
Fonte: Próprio autor.

Figura 4.3 – Formas de onda no primário do 4LI: (a) tensão multinível e da fonte CA; (b) tensão nas pontes do primário e do secundário; (c) oscilação de corrente no indutor CA.



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.4 – Sinais modulantes de tensão nas chaves do primário e no transformador para o 4LI.

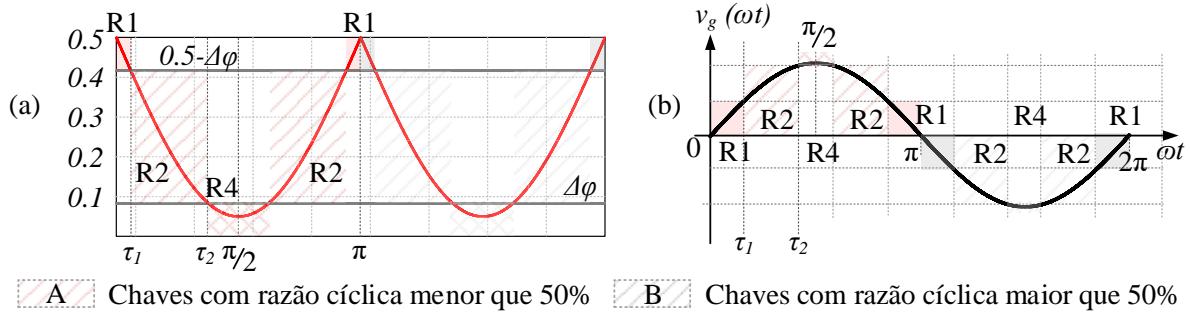


Fonte: Próprio autor.

Uma análise detalhada da transferência de potência é apresentada em Barbosa (2020), onde demonstra-se que, desconsiderando operações com φ maior que 90° , região na qual a circulação de reativos é mais elevada, a operação do conversor pode ser resumida a três regiões distintas. Estas regiões são as mesmas observadas para o 3LI, mudando somente sua distribuição durante o ciclo de rede. Na Figura 4.5a estão ilustrados os intervalos entre as regiões de potência com base no perfil da razão cíclica no transformador e na Figura 4.5b sua

distribuição durante um período da rede, sendo φ_p expresso como uma razão do período ($\Delta\varphi = \varphi_p/2\pi$). As ranhuras em vermelho (A) e em cinza (B) correspondem às operações sem e com sobreposição de pulsos, respectivamente.

Figura 4.5 – Regiões de potência para o 4LI com a modulação tradicional: (a) variação das regiões de potência em função do perfil da razão cíclica no transformador (ΔT_r) e do ângulo de potência; (b) distribuição das regiões ao longo de um período da rede CA.



Fonte: Próprio autor.

Na Tabela 4-1 estão resumidos os limites e tempos de mudança de região para um quarto do período fundamental da rede, visto que, considerando a simetria ilustrada na Figura 4.5b, os mesmos se repetem durante os demais intervalos. A potência ativa no transformador é expressa por (4.6) e o valor máximo da corrente no transformador é dado por (4.7), onde L_d refere-se a indutância de transferência de energia referida ao lado primário. O passo a passo para obtenção das expressões é detalhado em Barbosa (2020).

Tabela 4-1 – Tempos e condições para mudança das regiões de potência no 4LI

Tempos	τ_1	τ_2
Transição	R1 -> R2	R2 -> R1
Condição	$\Delta T_r = 0,5 - \Delta\varphi$	$\Delta T_r = \Delta\varphi$
Instante (s)	$\frac{1}{\omega_r} \arcsin\left(\frac{2\Delta\varphi}{m_a}\right)$	$\frac{1}{\omega_r} \arcsin\left(\frac{1-2\Delta\varphi}{m_a}\right)$

Fonte: Próprio autor.

$$P(\Delta\varphi, m_a) = \frac{V_{dc}^2}{4\pi L_d f_s} \left\{ \begin{aligned} & m_a^2 (\sin(2\tau_1) + \sin(2\tau_2)) - 8m_a \cos(\tau_2) + \\ & + 2\tau_1 (8\Delta\varphi - 16\Delta\varphi^2 - m_a^2) + (2 + m_a^2)(\pi - 2\tau_2) + \\ & + 16\Delta\varphi [m_a (\cos(\tau_2) - \cos(\tau_1)) + (\tau_2 - \tau_1)(1 - \Delta\varphi)] \end{aligned} \right\} \quad (4.6)$$

$$i_{Ld_{MAX}} = \frac{V_{dc}}{f_s \cdot L_d} \cdot \Delta\varphi \quad (4.7)$$

4.2 Análise de comutação

O conversor apresenta as mesmas regiões de potência do conversor 3LI tanto para a modulação tradicional como para as modulações PSD e PSDM com e sem indutor auxiliar. Portanto, as mesmas correntes no transformador durante acionamento e desligamento das chaves apresentadas nas Tabela 3-2, Tabela 3-7 e Tabela 3-10 se aplicam ao 4LI. Porém, os perfis de comutação se alteram devido à mudança no perfil da tensão no transformador. Em (4.8) estão apresentadas as expressões para as correntes nas chaves superiores do DAB 1.

$$i_{S1} = \frac{i_{Ld}}{a} - \frac{i_{Lg}}{2} \quad i_{S2} = -\frac{i_{Ld}}{a} - \frac{i_{Lg}}{2} \quad i_{S5} = -i_{Ld} \quad i_{S6} = i_{Ld} \quad (4.8)$$

A seguir, é analisada a comutação do 4LI para as diferentes modulações exploradas anteriormente. Para a análise, são adotadas as especificações apresentadas na Tabela 4-2, baseadas nas especificações do OBC CRD-06600FF10N descrito em CREE (2018). Considerando que ambos os DABs operam de maneira idêntica, cada qual com metade da potência total, porém defasados de 90°, na maior parte da análise se considerará somente o DAB 1, isto é, o DAB a 0°, composto pelo transformador T1 e pelos respectivos braços das chaves S1, S2, S5 e S6.

Tabela 4-2 – Especificações adotadas para o 4LI

Tensão eficaz da rede (v_g)	220	V
Frequência da rede (f_r)	60	Hz
Potência de saída (P_o)	6,6	kW
Tensão no barramento primário (V_{PRI})	400	V
Tensão no barramento secundário (V_{SEC})	400	V
Relação de espiras do transformador (V_{PRI}/V_{SEC})	1	
Frequência de comutação (f_s)	100	kHz
Ângulo de potência (φ_p)	30°	

Fonte: Próprio autor.

4.2.1 Modulação tradicional

Para as especificações adotadas, a indutância para transferência de energia calculada utilizando (4.6) é de 16,88μH. Na Tabela 4-3 estão apresentadas novamente a

parcela variável da corrente em alta frequência no transformador durante os instantes de acionamento e desligamento das chaves sob a modulação tradicional, em que β_i é o mesmo definido em (3.7).

Tabela 4-3 – Valor instantâneo da parcela variável da corrente no transformador (β_i) para o 4LI durante acionamento e desligamento das chaves com a modulação tradicional

β_i		$m_{pri} < 0.5$				$m_{pri} > 0.5$			
		R1	R2	R4	instante	R1	R2	R4	instante
S_1/ S_3	on	$-(\Delta\varphi + \Delta Tr - 0.5)$	0	0	$0 / V+$	$-\Delta\varphi$	$-\Delta\varphi$	$-\Delta Tr$	$V- / 0$
	off	$\Delta\varphi$	$\Delta\varphi$	ΔTr	$V+ / 0$	$(\Delta\varphi + \Delta Tr - 0.5)$	0	0	$0 / V-$
S_2/ S_4	on	$(\Delta\varphi + \Delta Tr - 0.5)$	0	0	$0 / V-$	$\Delta\varphi$	$\Delta\varphi$	ΔTr	$V+ / 0$
	off	$-\Delta\varphi$	$-\Delta\varphi$	$-\Delta Tr$	$V- / 0$	$-(\Delta\varphi + \Delta Tr - 0.5)$	0	0	$0 / V+$
S_5/ S_7	on	$\Delta\varphi$	$\Delta\varphi$	ΔTr	$0 / V+$	$(\Delta\varphi + \Delta Tr - 0.5)$	0	0	$V- / 0$
	off	$-(\Delta\varphi + \Delta Tr - 0.5)$	0	0	$V+ / 0$	$-\Delta\varphi$	$-\Delta\varphi$	$-\Delta\varphi$	$0 / V-$
S_6/ S_8	on	$-\Delta\varphi$	$-\Delta\varphi$	$-\Delta Tr$	$0 / V-$	$-(\Delta\varphi + \Delta Tr - 0.5)$	0	0	$V+ / 0$
	off	$(\Delta\varphi + \Delta Tr - 0.5)$	0	0	$V- / 0$	$\Delta\varphi$	$\Delta\varphi$	ΔTr	$0 / V+$

Fonte: Próprio autor.

Assim como apresentado para o 3LI, é possível utilizar funções de modulação no secundário diferentes das do primário desde que se mantenha o perfil da tensão nos transformadores característico da topologia. Considerando as funções em (4.9), (4.10) e (4.11) para as moduladoras do secundário, na Figura 4.6 ilustra-se o perfil das correntes durante acionamento e desligamento das chaves do 4LI tradicional para diferentes funções de modulação no secundário.

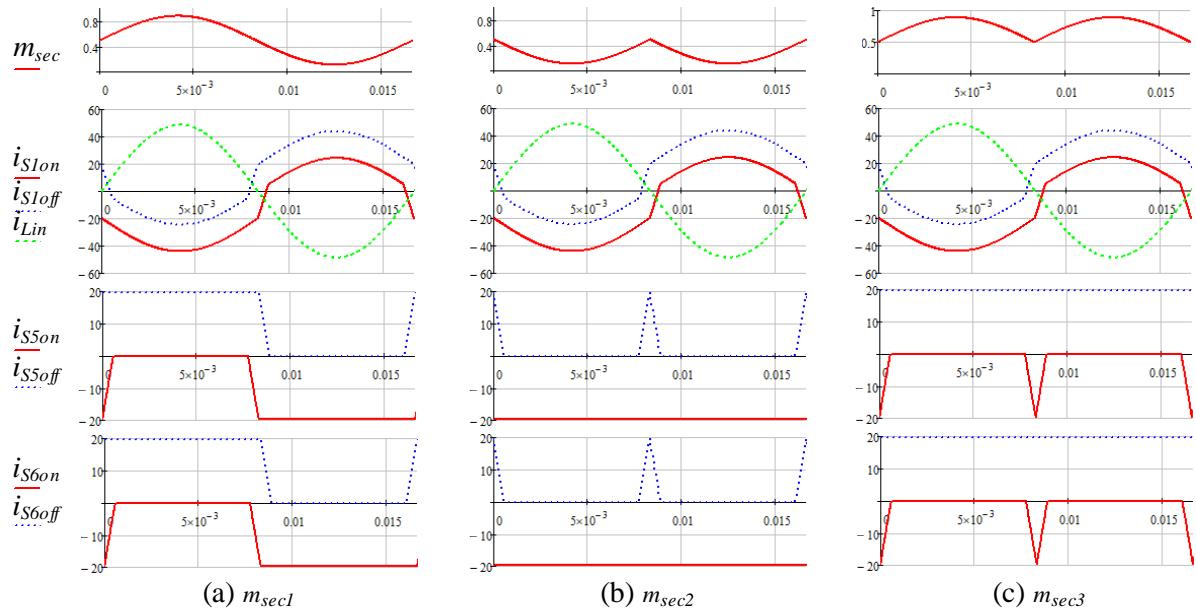
$$m_{sec1} = m_{pri} \quad (4.9)$$

$$m_{sec2} = \Delta Tr(\omega_r t) \quad (4.10)$$

$$m_{sec3} = 1 - \Delta Tr(\omega_r t) \quad (4.11)$$

Observa-se na Figura 4.6 que, para m_{sec1} , o acionamento das chaves de cada braço no secundário alterna-se entre ZVS (corrente negativa) e ZCS (corrente nula), enquanto o bloqueio alterna-se entre comutação forçada (corrente positiva) e ZCS. Para m_{sec2} tem-se as chaves dos braços do secundário do DAB₁ acionadas com ZVS durante todo o ciclo da rede, enquanto durante o bloqueio tem-se instantes de ZCS e comutação forçada. Já para m_{sec3} as características de acionamento e bloqueio das chaves são invertidas de m_{sec2} . É importante ressaltar que, quando m_{sec2} é aplicado no DAB₁, m_{sec3} é aplicado no DAB₂, visto que essa função representa m_{sec2} defasado de 180°.

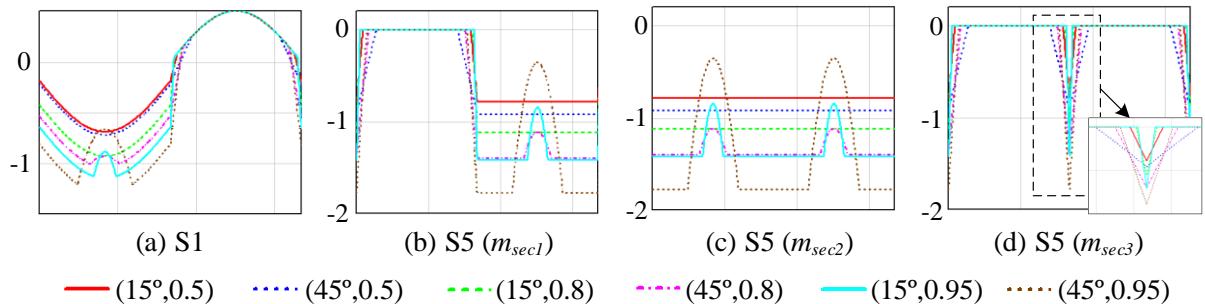
Figura 4.6 – Perfil das correntes durante acionamento e desligamento das chaves do 4LI tradicional para diferentes funções de modulação no secundário.



Fonte: Próprio autor.

As correntes durante acionamento variam em função do índice de modulação e do ângulo de potência, conforme ilustrado na Figura 4.7, onde tem-se o perfil da corrente durante o acionamento das chaves S_1 e S_5 para diferentes índices de modulação e ângulo de potência (φ_p , m_a). As correntes em S_1 e S_5 são normalizadas, respectivamente, pelo valor de pico da corrente CA e pela corrente no secundário considerando as especificações adotadas. Observa-se que, para os valores de φ_p e m_a adotados, as amplitudes das correntes variam, porém, as regiões de ZVS, ZCS e comutação forçada não sofrem variação considerável.

Figura 4.7 – Perfil das correntes durante acionamento e desligamento das chaves do 4LI tradicional para diferentes índices de modulação e ângulos de potência.



Fonte: Próprio autor.

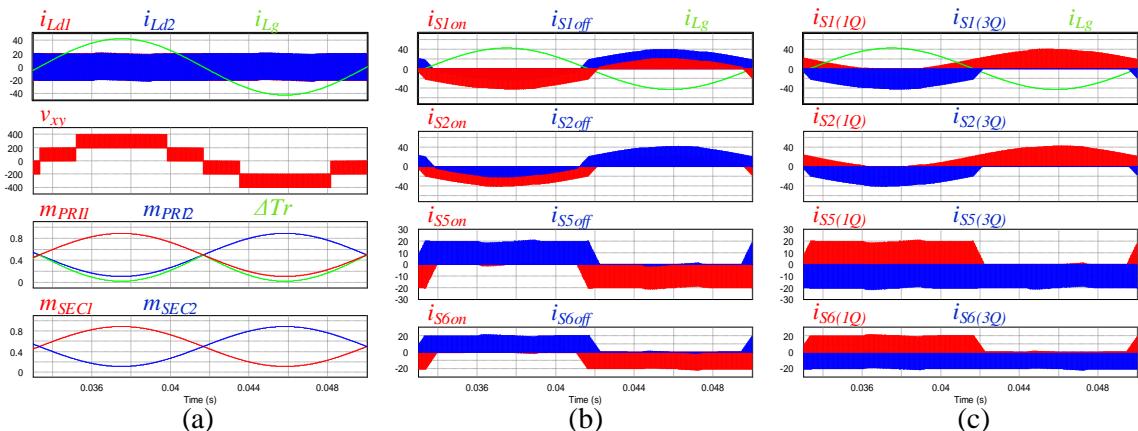
Utilizando o *software PSIM*, analisou-se por simulação os impactos das diferentes funções nas características do conversor. Na Figura 4.8, Figura 4.9 e Figura 4.10 tem-se as formas de onda para m_{sec1} , m_{sec2} e m_{sec3} , respectivamente. Em (a) tem-se as correntes no secundário de cada DAB junto com a corrente CA de entrada, a tensão multinível, e as moduladoras aplicadas no primário e no secundário; em (b) tem-se as correntes durante açãoamento e desligamento das chaves superiores do DAB₁; e em (c) tem-se o comportamento da corrente nos semicondutores, onde em vermelho destaca-se a parcela que circula no sentido positivo (1º quadrante – 1Q), e em azul, a que circula no sentido negativo das chaves (3º quadrante – 3Q).

Observa-se para as diferentes moduladoras que as características do PFC são mantidas e os parâmetros no primário não são alterados, somente as correntes nos semicondutores do secundário são modificadas.

Os valores médios e eficazes de corrente estão apresentados na Tabela 4-8 e Tabela 4-9.

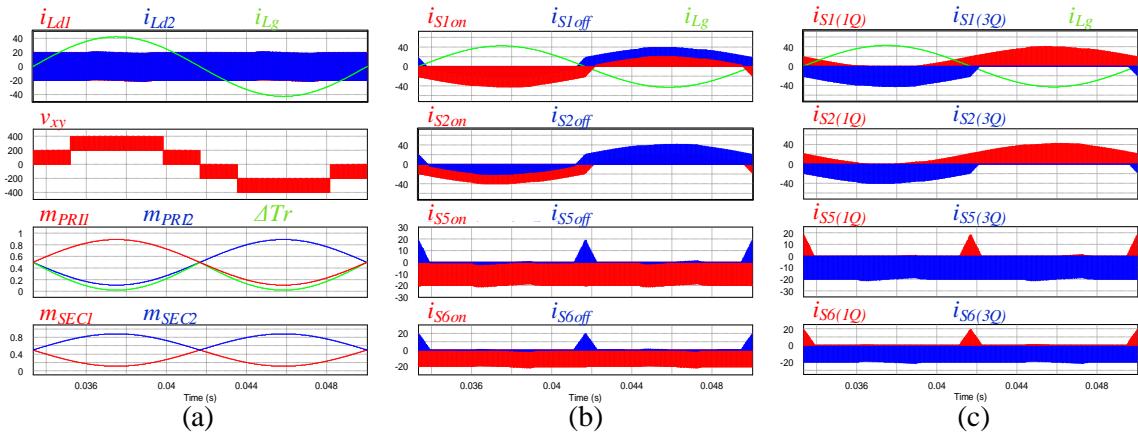
Figura 4.8 – Modulação tradicional e corrente nas chaves do 4LI para m_{sec1} , sendo:

(a) correntes, tensão multinível e sinais de modulação; (b) correntes durante o ligamento e desligamento das chaves superiores; e (c) correntes nos semicondutores.



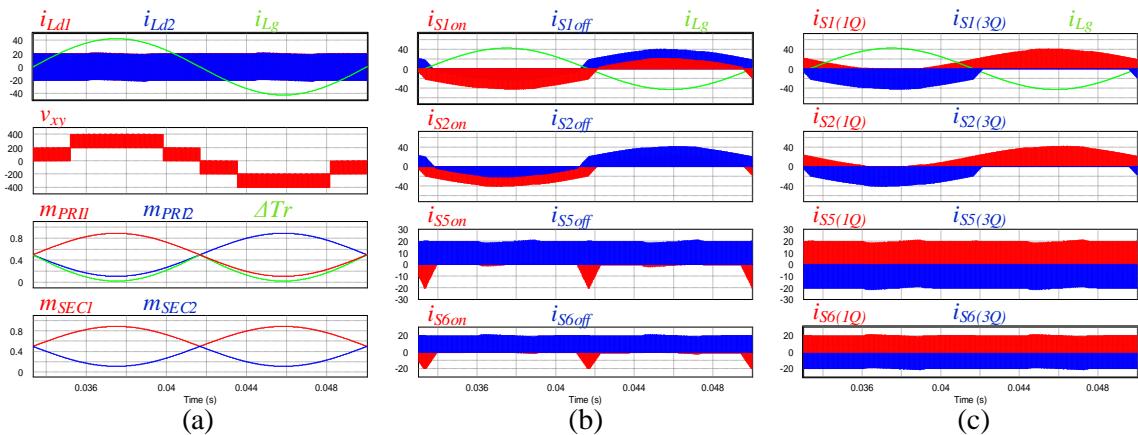
Fonte: Próprio autor.

Figura 4.9 – Modulação tradicional e corrente nas chaves do 4LI para m_{sec2} , sendo:
 (a) correntes, tensão multinível e sinais de modulação; (b) correntes durante o ligamento e
 desligamento das chaves superiores; e (c) correntes nos semicondutores.



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.10 – Modulação tradicional e corrente nas chaves do 4LI para m_{sec3} , sendo:
 (a) correntes, tensão multinível e sinais de modulação; (b) correntes durante o ligamento e
 desligamento das chaves superiores; e (c) correntes nos semicondutores.



Fonte: Próprio autor.

4.2.2 Modulação com Phase-Shift Dinâmico (PSD)

Neste tópico aplica-se a modulação PSD no 4LI, mantendo a indutância de L_d em $16,88\mu\text{H}$ e as características de potência da modulação tradicional. Na Tabela 4-4 estão apresentadas novamente a parcela variável da corrente em alta frequência no transformador durante acionamento e desligamento das chaves com a modulação PSD.

Tabela 4-4 – Valor instantâneo da parcela variável da corrente no transformador para o 4LI durante acionamento e desligamento das chaves no PSD

β_i		$\varphi_{mod} < 0$				$\varphi_{mod} \geq 0$			
		R1	R2	R4	instante	R1	R2	R4	instante
S5	on	$(\Delta\varphi + \Delta Tr - 0.5)$	0	0	$V^- / 0$	$\Delta\varphi$	$\Delta\varphi$	ΔTr	$0 / V^+$
	off	$-(\Delta\varphi + \Delta Tr - 0.5)$	0	0	$V^+ / 0$	$-\Delta\varphi$	$-\Delta\varphi$	$-\Delta\varphi$	$0 / V^-$
S6	on	$-\Delta\varphi$	$-\Delta\varphi$	$-\Delta Tr$	$0 / V^-$	$-(\Delta\varphi + \Delta Tr - 0.5)$	0	0	$V^+ / 0$
	off	$\Delta\varphi$	$\Delta\varphi$	ΔTr	$0 / V^+$	$(\Delta\varphi + \Delta Tr - 0.5)$	0	0	$V^- / 0$

Fonte: Próprio autor.

A expressão para determinação da fase a ser aplicada em cada portadora do secundário permanece a mesma do 3LI, conforme (4.12), devendo φ_{mod} replicar as tensões das pontes do primário nas do secundário.

$$\begin{cases} \varphi_{sec1} = \varphi_{mod} + \varphi_p \\ \varphi_{sec2} = 180^\circ - \varphi_{mod} + \varphi_p \end{cases} \quad (4.12)$$

Novamente, considerou-se diferentes funções para aplicação do PSD no 4LI. As equações (4.13), (4.14) e (4.15) definem as moduladoras do secundário, e seus efeitos sobre os perfis de corrente durante os acionamentos e desligamentos das chaves são ilustrados na Figura 4.11.

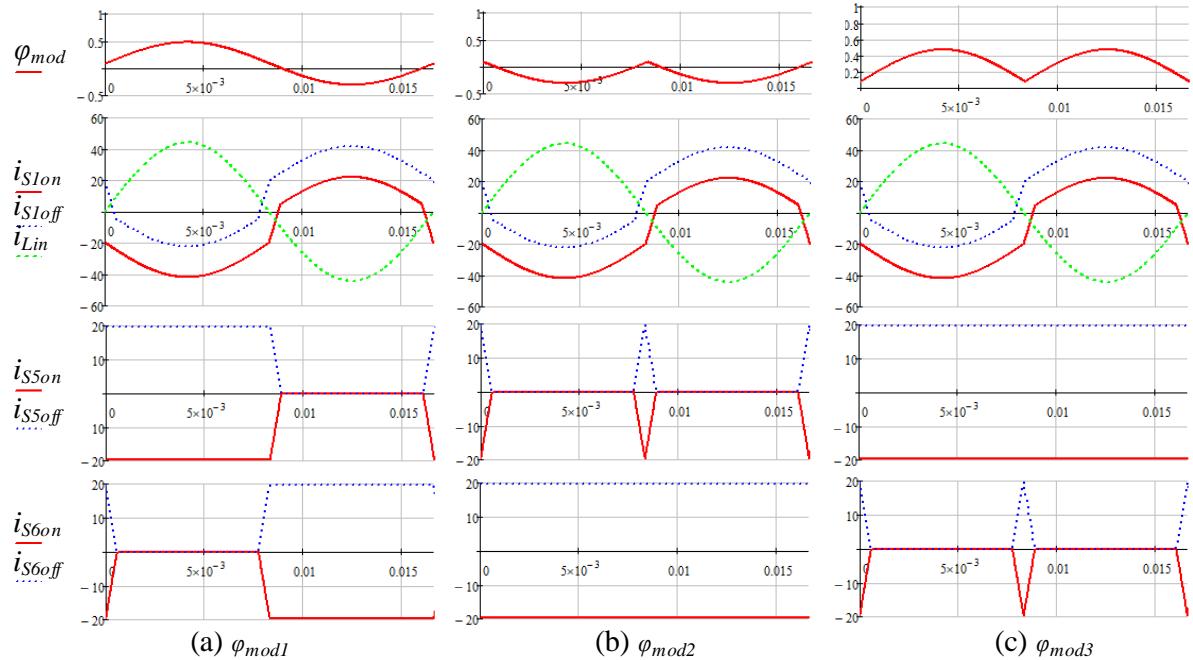
$$\varphi_{mod1} = (m_{pri} - 0.5) \cdot 180^\circ \quad (4.13)$$

$$\varphi_{mod2} = (\Delta Tr(\omega_r t) - 0.5) \cdot 180^\circ \quad (4.14)$$

$$\varphi_{mod3} = -\varphi_{mod2} \quad (4.15)$$

Comparando os perfis de corrente no secundário para o PSD com os obtidos com a modulação tradicional, observa-se que os comportamentos são similares, com modificação somente da distribuição entre os braços de cada DAB. Portanto, os perfis de corrente nas chaves durante acionamento para diferentes índices de modulação e ângulos de potência serão os mesmos dos ilustrados na Figura 4.7, variando somente a distribuição entre os braços dos DABs.

Figura 4.11 – Perfil das correntes durante acionamento e desligamento das chaves do 4LI com PSD para diferentes funções de modulação no secundário.

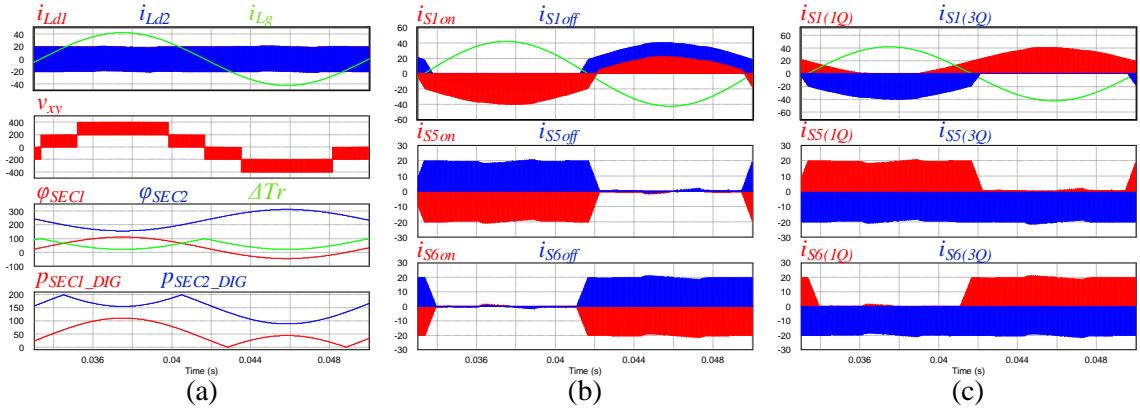


Fonte: Próprio autor.

Utilizando o software *PSIM*, analisou-se por simulação os impactos das diferentes funções nas características do conversor. Na Figura 4.12 e Figura 4.13 tem-se as formas de onda para φ_{mod1} e φ_{mod2} , respectivamente. Em (a) tem-se as correntes no secundário de cada DAB junto com a corrente CA de entrada, a tensão multinível, e a variação do deslocamento das fases das portadoras de S₅ e S₆ no secundário, no qual φ_{sec1} e φ_{sec2} são os valores de defasagens calculados, enquanto p_{sec1_dig} e p_{sec2_dig} são os valores digitais ajustados supondo a implementação em um processador digital; em (b) tem-se as correntes durante acionamento e desligamento das chaves superiores do DAB₁ (S₁, S₄ e S₆); e em (c) tem-se o comportamento da corrente nos semicondutores, onde em vermelho destaca-se a parcela que circula no sentido positivo (1º quadrante – 1Q), e, em azul, a que circula no sentido negativo das chaves (3º quadrante – 3Q).

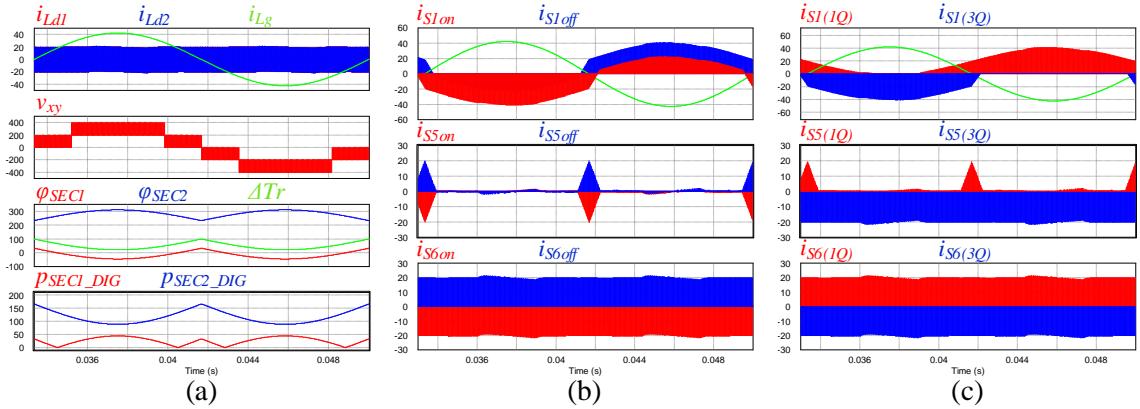
Observa-se que, para as diferentes moduladoras, as características do PFC e os parâmetros no primário não são alteradas, sendo modificadas somente as correntes nos semicondutores do secundário. Os valores médios e eficazes de corrente considerando a função φ_{mod1} estão apresentados na Tabela 4-8 e Tabela 4-9.

Figura 4.12 – Modulação PSD e corrente nas chaves do 4LI para φ_{mod1} , sendo: (a) correntes, tensão multinível e sinais de modulação; (b) correntes durante o ligamento e desligamento das chaves superiores; e (c) correntes nos semicondutores.



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.13 – Modulação PSD e corrente nas chaves do 4LI para φ_{mod2} , sendo: (a) correntes, tensão multinível e sinais de modulação; (b) correntes durante o ligamento e desligamento das chaves superiores; e (c) correntes nos semicondutores.

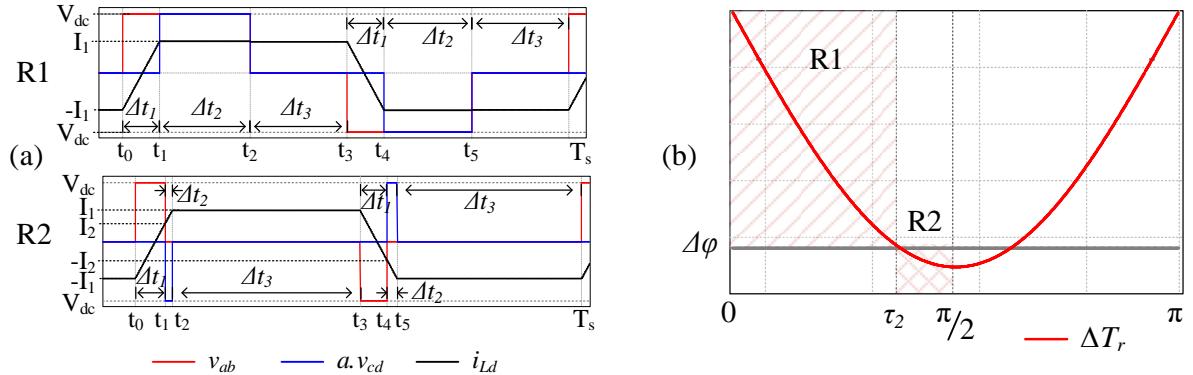


Fonte: Próprio autor.

4.2.3 Modulação Phase-Shift Modificado (PSDM)

As regiões de operação considerando a modulação PSDM aplicada ao 4LI serão as mesmas das obtidas para o 3LI, modificando somente os instantes de transição e duração em cada região devido às mudanças no perfil de tensão nos transformadores. Na Figura 4.14 estão ilustradas novamente as regiões de operação (a) e sua distribuição durante meio ciclo da rede CA (b).

Figura 4.14 – Regiões de operação resultantes da modulação PSDM: (a) formas de onda de tensão e corrente no transformador; (b) distribuição das regiões de potência ao longo de meio ciclo da rede CA.



Fonte: Próprio autor.

4.2.3.1 Análise da modulação PSDM aplicada ao conversor 4LI

Sabendo que a Região 1 (R1) ocorre sempre que \$\Delta Tr \geq \Delta\varphi\$, enquanto a Região 2 (R2) ocorre sempre que \$\Delta Tr < \Delta\varphi\$, o instante de transição entre as regiões ilustrado na Figura 4.14a pode ser determinado conforme (4.16), e, diferente do 3LI, ajustando-se o \$\Delta\varphi\$ e \$m_a\$ é possível evitar operações em R2.

$$\tau_2 = \frac{1}{\omega_r} \arcsen \left(\frac{1 - 2\Delta\varphi}{m_a} \right) \quad (4.16)$$

Visto que as regiões coincidem com as do 3LI, as expressões da corrente instantânea no indutor de potência e os intervalos de tempo para as regiões 1 e 2 permanecem inalterados, estando apresentados, respectivamente, de (4.17) a (4.20) e de (4.21) a (4.24).

Região 1:

$$R1: i_{Ld}(t) = \begin{cases} \frac{-V_{dc}}{2L_d} \cdot \Delta\varphi \cdot T_s + \frac{V_{dc}}{L_d} \cdot (t - t_0), & \text{se } t_0 < t < t_1 \\ \frac{V_{dc}}{2L_d} \cdot \Delta\varphi \cdot T_s, & \text{se } t_1 < t < t_2 \\ \frac{V_{dc}}{2L_d} \cdot \Delta\varphi \cdot T_s & \text{se } t_2 < t < t_3 \end{cases} \quad (4.17)$$

$$\Delta t_1 = \Delta\varphi \cdot T_s \quad (4.18)$$

$$\Delta t_2 = (\Delta Tr - \Delta\varphi) \cdot T_s \quad (4.19)$$

$$\Delta t_3 = (0.5 - \Delta Tr) \cdot T_s \quad (4.20)$$

Região 2:

$$R2 \quad i_{Ld}(t) = \begin{cases} \frac{-V_{dc}}{2L_d} \cdot \Delta\varphi \cdot T_s + \frac{V_{dc}}{L_d} \cdot (t - t_0), & \text{se } t_0 < t < t_1 \\ \frac{V_{dc}}{2L_d} \cdot (2 \cdot \Delta Tr - \Delta\varphi) + \frac{V_{dc}}{L_d} \cdot (t - t_1), & \text{se } t_1 < t < t_2 \\ \frac{V_{dc}}{2L_d} \cdot \Delta\varphi \cdot T_s & \text{se } t_2 < t < t_3 \end{cases} \quad (4.21)$$

$$\Delta t_1 = \Delta Tr \cdot T_s \quad (4.22)$$

$$\Delta t_2 = (\Delta\varphi - \Delta Tr) \cdot T_s \quad (4.23)$$

$$\Delta t_3 = (0.5 - \Delta\varphi) \cdot T_s \quad (4.24)$$

Com base na corrente e tensão em cada região, os valores instantâneos de potência média, tensão e corrente eficaz durante um período de chaveamento estão descritos na Tabela 4-5. As expressões de potência transferida (ativa) e potência total (aparente) no primário e secundário do transformador são determinadas por (4.25), (4.26) e (4.27), respectivamente.

Tabela 4-5 – Valores instantâneos de potência, tensão e corrente para o PSDM.

Valores instantâneos	Região 1	Região 2
Potência média (P _{med})	$\frac{V_{dc}^2 \cdot \Delta\varphi \cdot (\Delta Tr - \Delta\varphi)}{f_s \cdot L_d}$	
Corrente eficaz (I _{Ld})	$\frac{V_{dc}}{f_s \cdot L_d} \cdot \frac{\Delta\varphi}{2} \cdot \sqrt{\frac{(3 - 4\Delta\varphi)}{3}}$	
Tensão eficaz (V _{PRI}) ²	$V_{dc} \cdot \sqrt{2 \cdot \Delta Tr}$	
Tensão eficaz (V _{SEC}) ²	$V_{dc} \cdot \sqrt{2 \cdot (\Delta Tr - \Delta\varphi)}$	$V_{dc} \cdot \sqrt{2 \cdot (\Delta\varphi - \Delta Tr)}$

Fonte: Próprio autor.

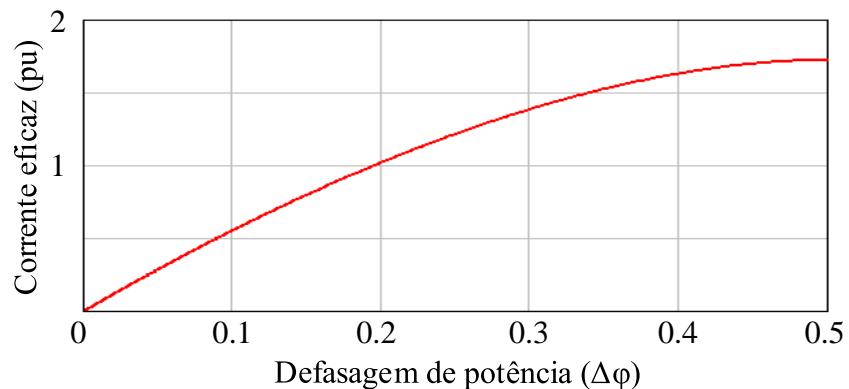
$$P(\varphi, m_a) = \frac{V_{dc}^2}{L_d f_s} \cdot \frac{\Delta\varphi}{\pi} \left(m_a \left(\cos(\omega_r \tau_2) - 1 \right) + \omega_r \tau_2 \cdot (1 - 2\Delta\varphi) \right) \quad (4.25)$$

$$S_{T_{pri}}(\varphi, m_a) = \frac{V_{dc}^2}{L_d f_s} \cdot \Delta\varphi \sqrt{\frac{(4\Delta\varphi - 3)(2m_a - \pi)}{12\pi}} \quad (4.26)$$

$$S_{T_{sec}}(\varphi, m_a) = \frac{V_{dc}^2}{L_d f_s} \cdot \Delta\varphi \sqrt{\frac{1}{12\pi} \left((4\Delta\varphi - 3)(\pi + 2m_a - \pi \cdot 2\Delta\varphi - 4m_a \cos(\omega_r \tau_2)) + 4\omega_r \tau_2 (2\Delta\varphi - 1) \right)} \quad (4.27)$$

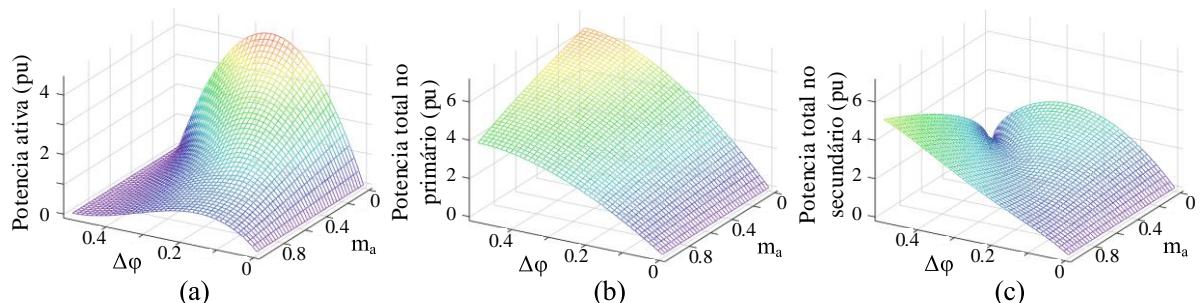
Com base nas expressões, obteve-se as curvas de corrente e potências em pu, cujos valores foram normalizados para $\Delta\varphi=0,083$ ($30^\circ/360^\circ$) e $m_a=0,778$, valores nominais adotados para o 4LI ($I_{Ld}=23A$; $P=3,3kW$; $S_{T_{pri}}=6,536kVA$; $S_{T_{sec}}=5,349kVA$). Observando a expressão da corrente na Tabela 4-5, constata-se que seus valores eficazes independem do índice de modulação, e sua variação com o ângulo de potência está ilustrada na Figura 4.15. Já na Figura 4.16 estão apresentadas as curvas de potência ativa (a); potência total nas pontes do primário (b) e secundário (c) do transformador variando o índice de modulação e o ângulo de potência, onde tem-se uma visão geral do comportamento destes parâmetros. Observa-se, para o 4LI, que a potência ativa é maior para menores índices de modulação, valores nos quais a topologia se aproxima do DAB CC-CC, com pulsos de tensão em torno de 50%.

Figura 4.15 – Corrente eficaz no indutor de potência para o 4LI com PSDM.



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.16 – Potências no transformador para o 4LI com PSDM variando o índice de modulação (m_a) e o ângulo de potência ($\Delta\varphi$): (a) Potencia ativa; (b) Potência aparente no primário; (c) Potência aparente no secundário.

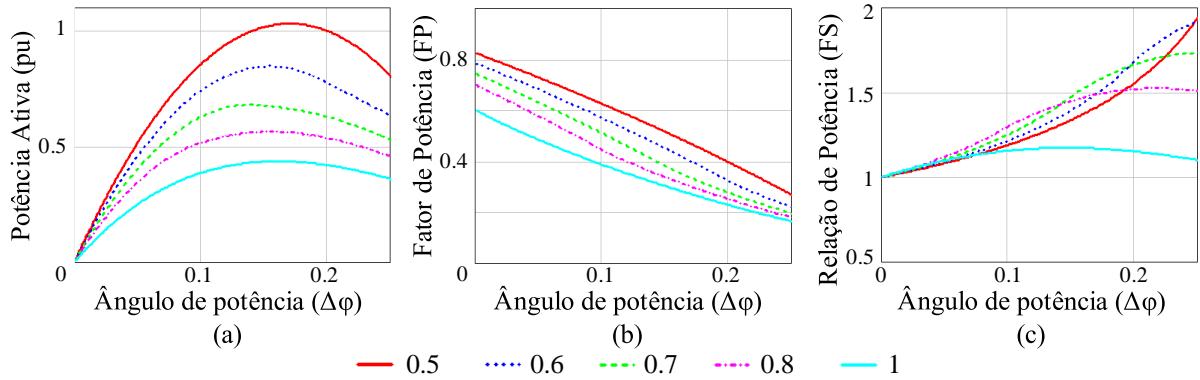


Fonte: Próprio autor.

Para uma análise visual mais detalhada, na Figura 4.17 estão apresentadas as curvas de potência ativa; do fator de potência (FP), relacionando a potência ativa e a total no primário do transformador; e o fator de relação entre as potências totais das pontes no primário e secundário do transformador (FS); todos em função do ângulo de potência e para diferentes índices de modulação. Na Figura 4.17a verifica-se que o ângulo para o qual é obtido o maior valor de potência ativa varia com o índice de modulação. Na Figura 4.17b observa-se o decaimento do fator de potência com a elevação do ângulo de potência e do índice de modulação, sendo o FP para o PSDM menor que o obtido com a modulação tradicional. Na Figura 4.17c verifica-se que, para ângulos maiores que zero, a potência total nas pontes do primário é sempre maior que a potência no secundário.

Figura 4.17 – Análise do transformador em função da defasagem para o 4LI com PSDM:

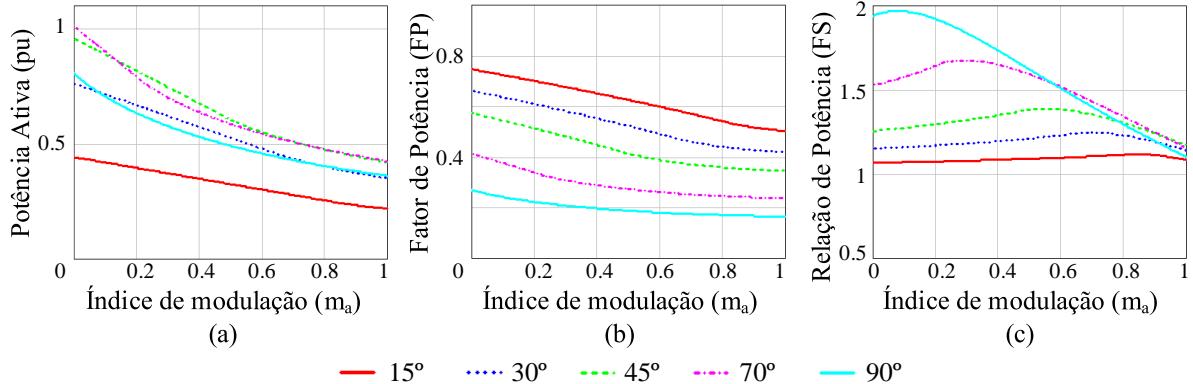
(a) Potência ativa; (b) Fator de potência; (c) Relação de potência total.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 4.18 estão apresentadas as curvas de potência ativa, FP e FS em função do índice de modulação para diferentes ângulos de potência. Na Figura 4.18a verifica-se novamente o decaimento da potência e que, dependendo do índice de modulação, maiores ângulos não indicam maiores potências. Como exemplo, ao operar-se com m_a de 0,5 e, inicialmente com φ_p de 45° , elevar o ângulo de potência para 70° reduzirá a potência ativa transferida.

Figura 4.18 – Análise do transformador em função do índice de modulação para o 4LI com PSDM: (a) Potência ativa; (b) Fator de potência; (c) Relação de potência total.



Fonte: Próprio autor.

4.2.3.2 Corrente nos semicondutores com modulação PSDM

Na Tabela 4-6 estão apresentadas novamente as correntes em alta frequência no transformador durante acionamento e desligamento das chaves com a modulação PSDM.

Tabela 4-6 – Parcela variável da corrente no transformador do 4LI durante acionamento e desligamento das chaves com a modulação PSDM

β_i		$m_{pri} \leq 0,5$			$m_{pri} > 0,5$		
		R1	R2	instante	R1	R2	instante
S1	on	$-\Delta\varphi$	$-\Delta\varphi$	$0 / V+$	$-\Delta\varphi$	$-(2\Delta Tr - \Delta\varphi)$	$V- / 0$
	off	$\Delta\varphi$	$(2\Delta Tr - \Delta\varphi)$	$V+ / 0$	$\Delta\varphi$	$-\Delta\varphi$	$0 / V-$
S2	on	$-\Delta\varphi$	$-\Delta\varphi$	$0 / V+$	$-\Delta\varphi$	$-(2\Delta Tr - \Delta\varphi)$	$V- / 0$
	off	$\Delta\varphi$	$(2\Delta Tr - \Delta\varphi)$	$V+ / 0$	$\Delta\varphi$	$-\Delta\varphi$	$0 / V-$
$\varphi_{mod} \leq 0$							
S5	on	$-\Delta\varphi$	$2\Delta Tr - \Delta\varphi$	$V- / 0$	$\Delta\varphi$	$\Delta\varphi$	$0 / V+$
	off	$\Delta\varphi$	$-(2\Delta Tr - \Delta\varphi)$	$V+ / 0$	$-\Delta\varphi$	$-\Delta\varphi$	$0 / V-$
S6	on	$-\Delta\varphi$	$-\Delta\varphi$	$0 / V-$	$\Delta\varphi$	$-(2\Delta Tr - \Delta\varphi)$	$V+ / 0$
	off	$\Delta\varphi$	$\Delta\varphi$	$0 / V+$	$-\Delta\varphi$	$2\Delta Tr - \Delta\varphi$	$V- / 0$

Fonte: Próprio autor.

A lógica utilizada para implementação do PSDM está apresentada em (4.28).

$$\begin{aligned}
 p_{sec1} &= \begin{cases} \varphi_{mod} & se \varphi_{md} < 0 \\ \varphi_{mod} + \varphi_p & se \varphi_{md} \geq 0 \end{cases} \\
 p_{sec2} &= \begin{cases} 180^\circ - \varphi_{mod} + \varphi_p & se \varphi_{md} < 0 \\ 180^\circ - \varphi_{mod} & se \varphi_{md} \geq 0 \end{cases}
 \end{aligned} \tag{4.28}$$

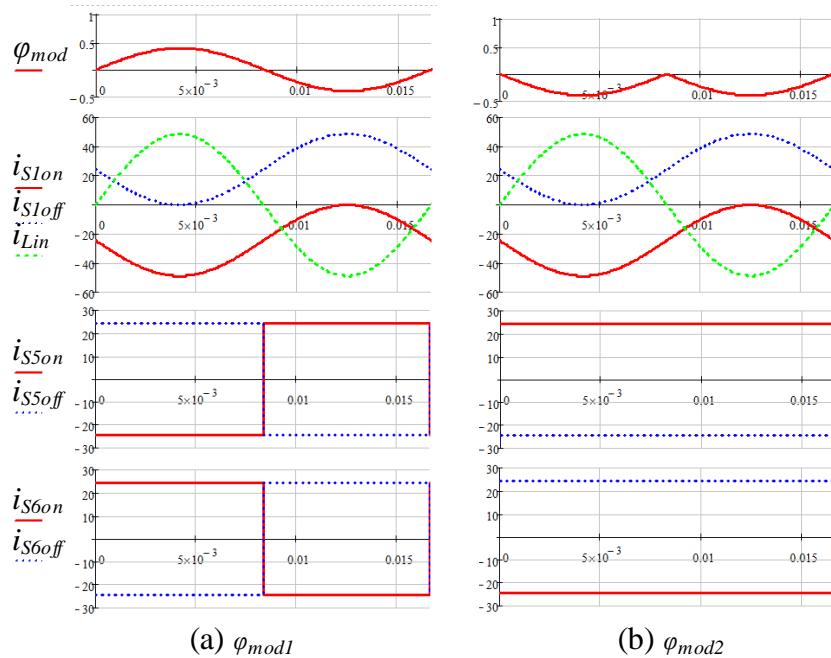
Mais uma vez, foram consideradas diferentes expressões para aplicação do PSDM no 4LI, sendo utilizadas as funções (4.29) e (4.30) para modulação no secundário.

$$\varphi_{mod1} = (m_{pri} - 0.5) \cdot 180^\circ \quad (4.29)$$

$$\varphi_{mod2} = (\Delta Tr(\omega_r t) - 0.5) \cdot 180^\circ \quad (4.30)$$

Os novos perfis de corrente durante acionamento e desligamento das chaves estão ilustrados na Figura 4.19. Para ambas funções, verifica-se que as chaves do primário estão comutando com corrente negativa, apresentando ZVS em todo o ciclo da rede. Em contrapartida, as chaves no secundário não apresentam mais ZCS, e o desligamento das chaves é realizado com valores de corrente maiores que nas modulações anteriores. Destaca-se ainda que, com φ_{mod2} , é possível operar o secundário com um dos braços apresentando comutação forçada e o outro mantendo ZVS durante todo o ciclo da rede CA.

Figura 4.19 – Perfil das correntes durante acionamento e desligamento das chaves do 4LI com PSDM para diferentes funções de modulação no secundário.

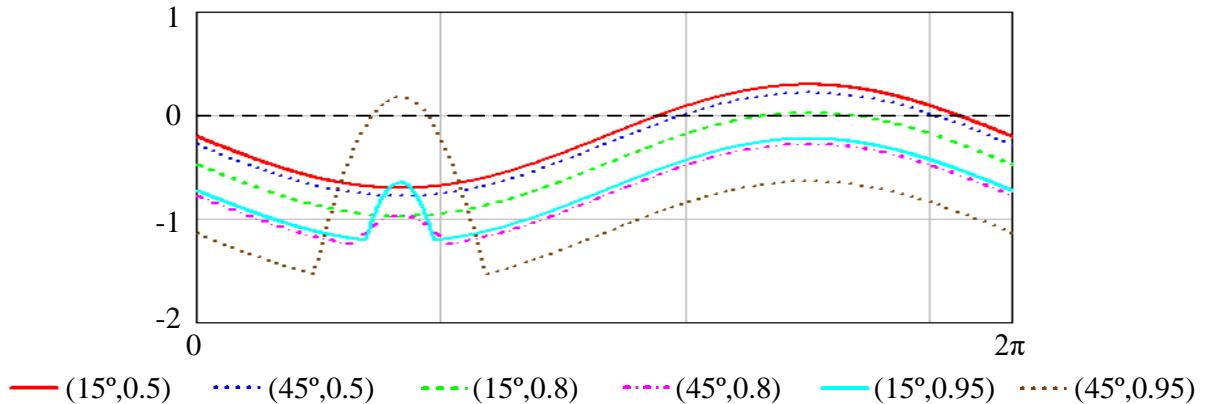


Fonte: Próprio autor.

A amplitude das correntes durante acionamento dos semicondutores varia em função de φ_p e m_a . Na Figura 4.20 tem-se o perfil da corrente no semicondutor S₁ do primário durante acionamento para diferentes índices de modulação e ângulo de potência (φ_p , m_a), no qual observa-se que o ZVS não é obtido para todos os valores de φ_p e m_a . As correntes em S₁ estão normalizadas pelo valor de pico da corrente CA.

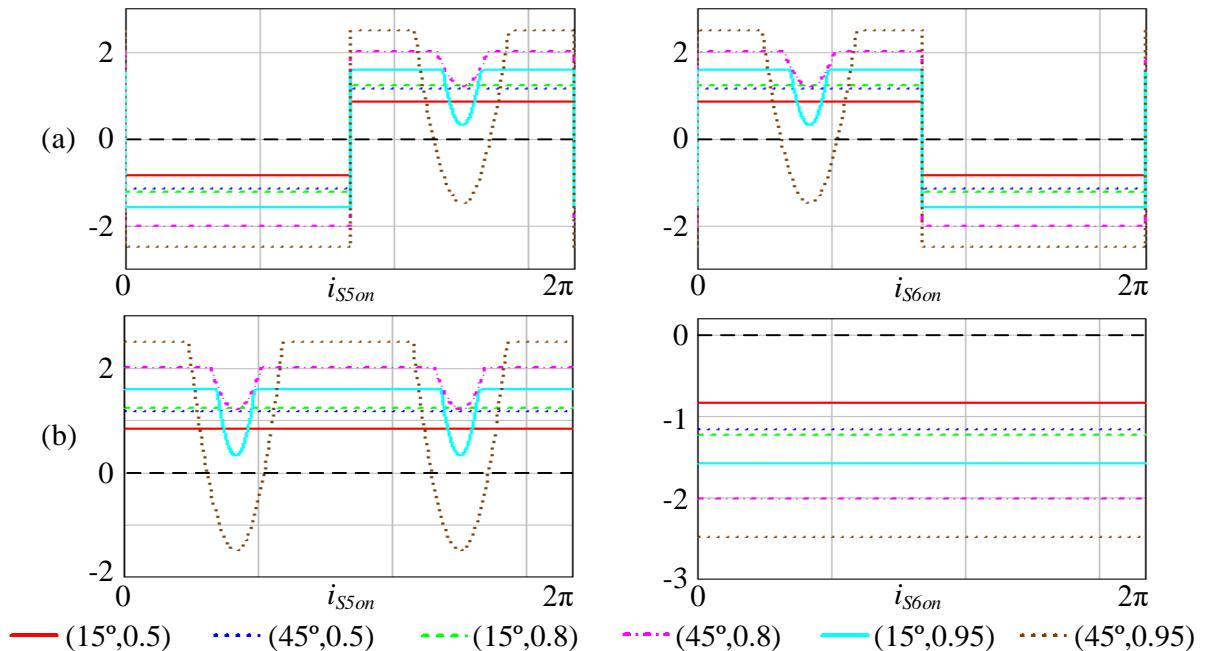
Na Figura 4.21 tem-se o perfil da corrente nos semicondutores S_5 e S_6 no secundário durante acionamento para diferentes índices de modulação e ângulo de potência (φ_p , m_a). As correntes estão normalizadas pela corrente média na saída considerando as especificações adotadas. Observa-se que, para m_a próximo de um e φ_p elevado, as correntes durante acionamento decaem para valores negativos, indicando possíveis regiões de ZVS.

Figura 4.20 – Perfil das correntes durante acionamento das chaves no primário do 4LI com PSDM para diferentes índices de modulação e ângulos de potência.



Fonte: Próprio autor.

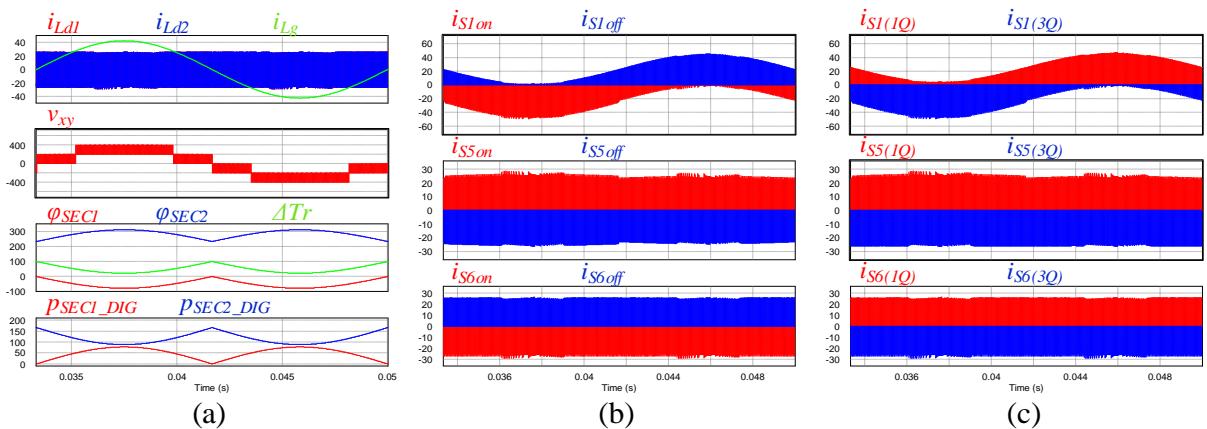
Figura 4.21 – Perfil das correntes durante acionamento das chaves no secundário do 4LI com PSDM para diferentes índices de modulação e ângulos de potência.



Fonte: Próprio autor.

Utilizando o software *PSIM*, analisou-se por simulação os impactos das diferentes funções nas características do conversor. Para as especificações adotadas, o novo valor de indutância para transferência de potência calculada usando (4.25) é de $6,83\mu\text{H}$. Na Figura 4.22 tem-se as formas de onda para φ_{mod2} . Em (a) tem-se as correntes no secundário de cada DAB junto com a corrente CA de entrada, a tensão multinível, e a variação do deslocamento das fases das portadoras de S_5 e S_6 no secundário, no qual φ_{sec1} e φ_{sec2} são os valores de defasagens calculados, enquanto p_{sec1_dig} e p_{sec2_dig} são os valores digitais ajustados supondo a implementação em um processador digital; em (b) tem-se as correntes durante acionamento e desligamento das chaves superiores do DAB₁ (S_1 , S_5 e S_6); e em (c) tem-se o comportamento da corrente nos semicondutores, onde em vermelho destaca-se a parcela que circula no sentido positivo (1º quadrante – 1Q), e, em azul, a que circula no sentido negativo das chaves (3º quadrante – 3Q). Através dessas observa-se que as características do PFC não são alteradas. Nas correntes do primário, observa-se a comutação suave em todo ciclo da rede, e no secundário perde-se a comutação com ZCS, conforme citado anteriormente. Os valores médios e eficazes de corrente considerando as especificações adotadas estão apresentadas na Tabela 4-8 e na Tabela 4-9.

Figura 4.22 – Modulação PSDM e corrente nas chaves do 4LI para φ_{mod2} , sendo:
(a) correntes, tensão multinível e sinais de modulação; (b) correntes durante o ligamento e
desligamento das chaves superiores; e (c) correntes nos semicondutores.



Fonte: Próprio autor.

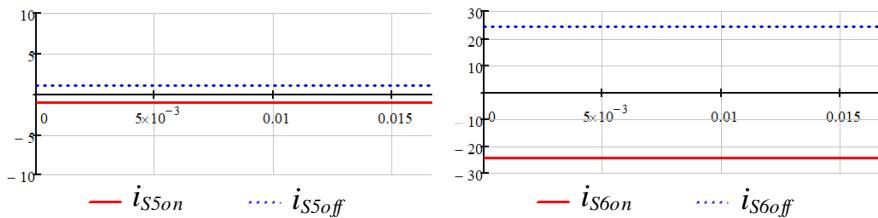
4.2.3.3 Corrente nos semicondutores com modulação PSDM e indutor auxiliar

Assim como para o 3LI, a comutação total no secundário pode ser obtida acrescentando o indutor auxiliar conforme apresentado para o 3LI. Considerando a modulação PSDM com a função φ_{mod2} , a cada DAB do 4LI será acrescentado um indutor auxiliar (L_{aux}). O princípio de funcionamento será o mesmo do descrito anteriormente, e o valor de L_{aux} é estimado com base no valor máximo da corrente no indutor L_d , conforme (4.31).

$$L_{aux} = \frac{V_{dc}}{8 \cdot f_s \cdot I_{Ld(pk)}} \quad (4.31)$$

Os novos perfis de corrente durante acionamento e desligamento no secundário estão ilustrados na Figura 4.23. Observa-se que ambas as chaves no secundário estão sendo acionadas com ZVS durante todo o ciclo da rede.

Figura 4.23 – Perfil das correntes durante acionamento e desligamento das chaves do 4LI com PSDM+ L_{aux} .



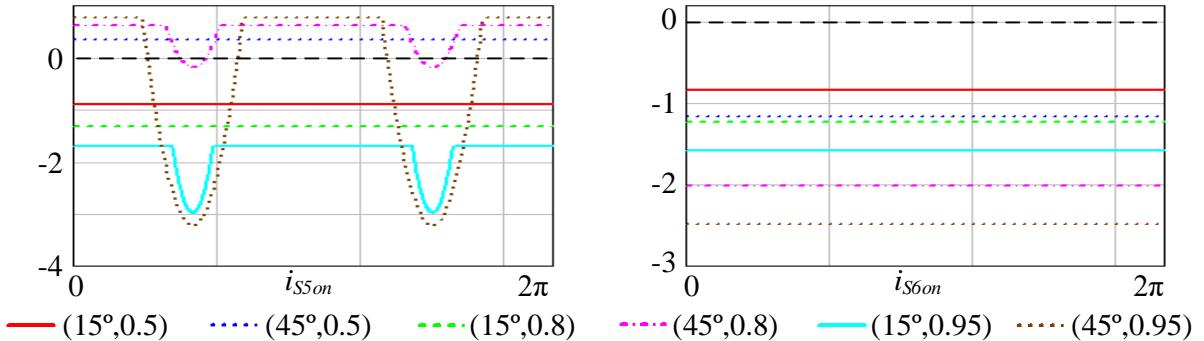
Fonte: Próprio autor.

Na Figura 4.24 tem-se o perfil da corrente nos semicondutores S₅ e S₆ no secundário durante acionamento para diferentes índices de modulação e ângulo de potência (φ_p , m_a). As correntes estão normalizadas pela corrente CC no secundário considerando as especificações adotadas. Observa-se que, com φ_p elevado, a comutação suave é perdida.

Para as especificações do 4LI, a indutância calculada usando (4.31) é de 19,52μH, resultando em um pico de corrente em L_{aux} de 25,36A. Na Figura 4.25 tem-se as formas de onda para φ_{mod2} . Em (a) têm-se os valores de defasagens digitais calculados (p_{sec1_dig} e p_{sec2_dig}) considerando a implementação digital em um microcontrolador dual-core TMS320F28379D, da Texas Instruments®, além das correntes e tensões nos indutores auxiliares de comutação; em (b) apresentam-se as correntes durante o acionamento e o desligamento das chaves superiores do DAB1 (S₁, S₅ e S₆); e em (c) têm-se o comportamento da corrente nos semicondutores, sendo destacadas em vermelho as componentes que circulam no sentido

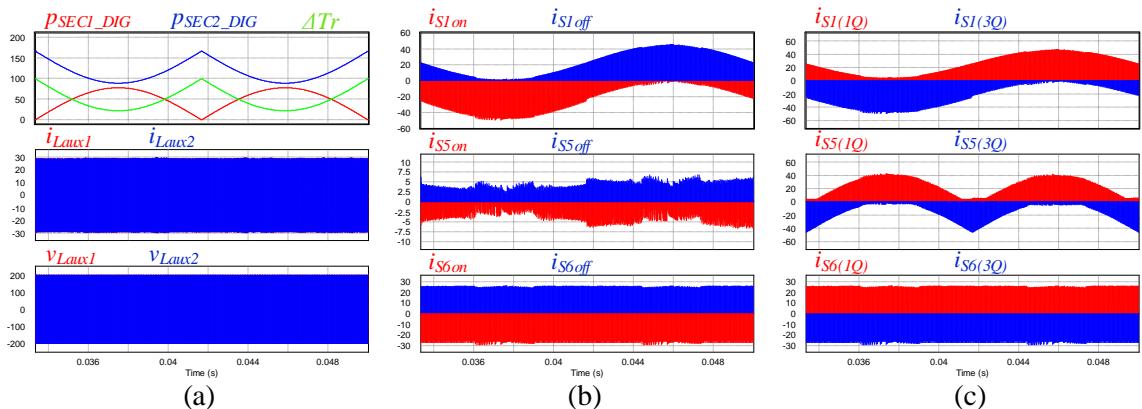
positivo (1° quadrante – 1Q), e, em azul, aquelas que circulam no sentido negativo (3° quadrante – 3Q).

Figura 4.24 – Perfil das correntes durante acionamento das chaves no secundário do 4LI com PSDM para diferentes índices de modulação e ângulos de potência.



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.25 – Modulação PSDM+ L_{aux} e corrente nos indutores e nos semicondutores do 4LI para φ_{mod2} , sendo: (a) sinais de modulação, tensão e corrente em L_{aux} ; (b) correntes durante o acionamento e desligamento de S5 e S6; e (c) correntes nos semicondutores S5 e S6.



Fonte: Próprio autor.

Observa-se que o acréscimo do indutor afetou apenas as correntes no braço S_5 , onde o indutor foi inserido, permitindo comutação suave durante todo o acionamento. As correntes no braço S_6 , por sua vez, permaneceram inalteradas em relação à modulação PSDM original. Em contrapartida, o braço S_5 passou a conduzir correntes de maior amplitude, além de apresentar um aumento da corrente durante o desligamento da chave S_5 . Os valores médios e eficazes das correntes estão apresentados na Tabela 4-8 e na Tabela 4-9.

4.3 Esforços nos semicondutores

Com base nas análises apresentadas para o 4LI, na Tabela 4-7 estão resumidos os valores de potência e corrente no DAB₁ obtidos por simulação e teoria. Nesta tabela, considera-se tanto a estrutura básica, em que o transformador de alta frequência está separado das 3SSC's compostas por um autotransformador, quanto uma estrutura integrada, na qual o autotransformador está incorporado ao transformador. A integração das 3SSC's com os transformadores é discutida com mais detalhes no Capítulo 5.

Tabela 4-7 – Resumo dos valores de corrente e potência teóricos e simulados para o DAB₁ do 4LI para as diferentes modulações.

Integração	Parâmetros	Tradicional		PSD		PSDM	
		Simul.	Teórico	Simul.	Teórico	Simul.	Teórico
Sem Integração	I _{Ld(rms)} (A)	13,28	13,21	13,13	13,21	23,28	23,00
	I _{Ld(max)} (A)	21,57	19,75	20,92	19,75	26,35	24,40
	P _{Tpri} (kW)	3,34	3,30	3,31	3,30	3,54	3,30
	S _{Tpri} (kVA)	3,82	3,75	3,73	3,75	6,62	6,54
	P _{Tsec} (kW)	3,28	3,30	3,25	3,30	3,43	3,30
Com Integração	S _{Tsec} (kVA)	3,77	3,75	3,74	3,75	5,41	5,35
	I _{Ld(rms)} (A)	20,14	19,99	19,94	19,99	27,71	27,46
	I _{Ld(max)} (A)	40,80	40,96	41,40	40,96	47,60	45,61
	S _{Tpri} (kVA)	5,72	5,68	5,67	5,68	7,88	7,80

Fonte: Próprio autor.

Na Tabela 4-8 e na Tabela 4-9 estão apresentados, respectivamente, os valores médios e eficazes da corrente nas chaves superiores do 4LI para as diferentes modulações analisadas.

Tabela 4-8 – Valores médios de corrente nos semicondutores do DAB₁ do 4LI para as diferentes modulações.

Correntes (A)		Tradic.	PSD	PSDM	PSDM+ <i>L_{aux}</i>
S1	1Q	4,33	4,47	6,01	6,01
	3Q	-4,61	-4,40	-5,81	-5,81
S2	1Q	4,80	4,46	6,10	6,11
	3Q	-4,07	-4,43	-5,72	-5,71
S3	1Q	4,55	4,46	5,98	5,98
	3Q	-4,35	-4,41	-5,82	-5,82
S4	1Q	4,55	4,47	6,14	6,14
	3Q	-4,34	-4,42	-5,70	-5,70
S5	1Q	0,47	0,06	6,52	4,22
	3Q	-4,65	-5,01	-4,87	-2,46
S6	1Q	0,47	0,92	0,59	0,59
	3Q	-4,65	-4,17	-10,83	-10,83
S7	1Q	0,48	0,06	6,52	4,22
	3Q	-4,66	-5,02	-4,87	-2,46
S8	1Q	0,48	0,92	0,59	0,59
	3Q	-4,66	-4,17	-10,83	-10,83

Fonte: Próprio autor.

Tabela 4-9 – Valores eficazes de corrente nos semicondutores do DAB₁ do 4LI para as diferentes modulações.

Correntes (A)		Tradic.	PSD	PSDM	PSDM+ <i>L_{aux}</i>
S1	1Q	10,28	10,66	12,57	12,57
	3Q	9,70	9,26	15,36	15,36
S2	1Q	11,16	10,64	12,63	12,63
	3Q	8,76	9,32	15,10	15,10
S3	1Q	10,68	10,65	12,52	12,52
	3Q	9,23	9,28	15,39	15,40
S4	1Q	10,70	10,65	12,67	12,67
	3Q	9,24	9,31	15,07	15,07
S5	1Q	2,38	0,48	12,51	9,82
	3Q	9,16	9,39	10,88	7,30
S6	1Q	2,44	3,44	3,23	3,23
	3Q	9,15	8,76	16,32	16,32
S7	1Q	2,41	0,48	12,51	9,82
	3Q	9,17	9,39	10,88	7,29
S8	1Q	2,47	3,44	3,23	3,23
	3Q	9,16	8,76	16,32	16,32

Fonte: Próprio autor.

4.4 Análise das perdas

Para a análise das perdas, serão consideradas aquelas associadas aos semicondutores e aos elementos magnéticos em alta frequência, uma vez que o indutor de entrada CA permanece inalterado nas modificações propostas.

4.4.1 Perdas nos semicondutores

Para a análise das perdas nos semicondutores, foram considerados os mesmos modelos do tipo SiC adotados para a topologia 3LI: os dispositivos UJ4C075018K4S (UnitedSiC, 2020) e G3R20MT12N (GeneSiC, 2021). Adicionalmente, foi incluído na análise o semicondutor do tipo GaN modelo NV6515, da Navitas (Navitas, 2022), que não foi utilizado no 3LI devido à sua tensão máxima de 650 V.

Embora o NV6515 apresente uma resistência ôhmica levemente superior à dos demais, sua baixíssima energia de desligamento oferece vantagens significativas para a modulação proposta. Na Tabela 4-10 estão resumidos os valores máximo e mínimo de corrente nas chaves do primário e do secundário, as perdas por condução e comutação, bem como o rendimento estimado para as modulações tradicional e PSDM+ L_{aux} considerando os semicondutores UJ4C075018K4S, G3R20MT12N e NV6515.

Tabela 4-10 – Resumo das correntes e perdas nos semicondutores do 4LI com diferentes modulações e semicondutores

Método	Po (kW)	I _{S1} (A)		I _{S5} (A)		Perdas		Perdas		Perda Percentual
		máx.	mín.	máx.	mín.	Condução (W) 1Q	3Q	on	off	
<i>Semicondutor UJ4C075018K4S</i>										
Trad.	6,68	41,85	-41,85	19,75	-19,75	9,65	13,54	143,43	76,62	96,49%
PSDM+L	7,08	-3,18	-45,61	-1,22	-50,01	16,96	31,35	0,00	102,50	97,91%
<i>Semicondutor G3R20MT12N</i>										
Trad.	6,68	41,85	-41,85	19,75	-19,75	9,04	11,68	113,47	58,45	97,20%
PSDM+L	7,08	-3,18	-45,61	-1,22	-50,01	15,90	27,04	0,00	76,65	98,34%
<i>Semicondutor NV6515</i>										
Trad.	6,68	41,85	-41,85	19,75	-19,75	10,29	14,41	63,54	1,84	98,93%
PSDM+L	7,08	-3,18	-45,61	-1,22	-50,01	18,10	33,39	0	2,578	99,24%

Fonte: Próprio autor.

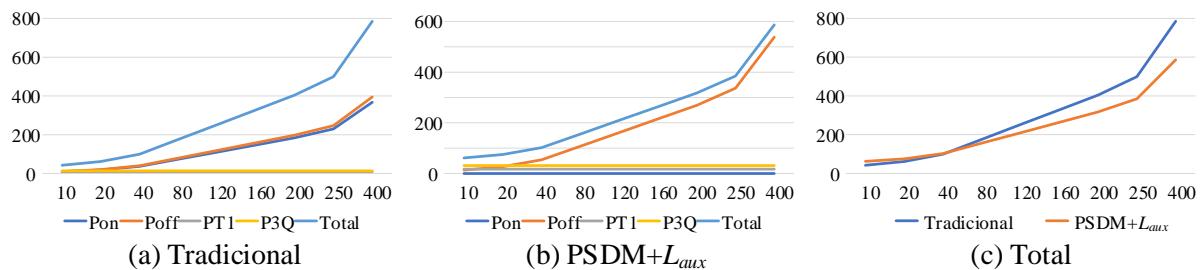
Portanto, ao utilizar semicondutores com baixa resistência à condução e baixa energia durante o desligamento, verifica-se que, na frequência adotada (100 kHz), a

modulação PSDM+ L_{aux} proporciona menores perdas nos semicondutores. As vantagens dessa modulação tornam-se ainda mais evidentes quando se empregam dispositivos com baixíssima energia de desligamento.

Considerando uma ampla faixa de frequência, na Figura 4.26, Figura 4.27 e Figura 4.28 têm-se as curvas de perdas detalhadas para os semicondutores UJ4C075018K4S, G3R20MT12N e NV6515, respectivamente. Em (a) estão representadas as perdas com a modulação tradicional; em (b), as perdas com a modulação PSDM+ L_{aux} ; e em (c) a comparação das perdas totais para ambas as modulações.

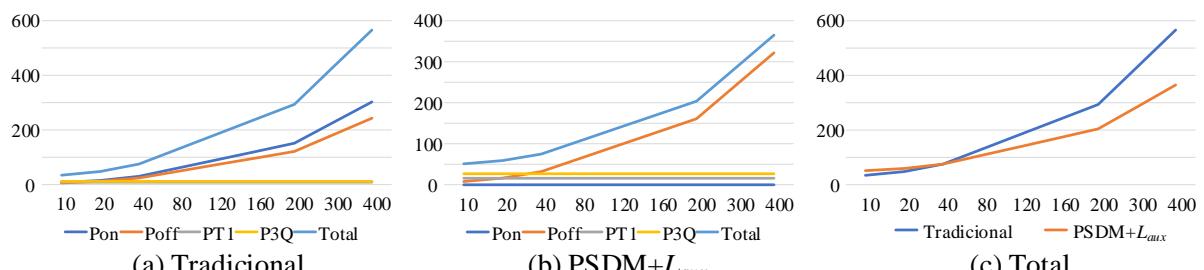
Observa-se, em todos os casos, que é possível obter melhores resultados com a configuração PSDM+ L_{aux} para frequências superiores à 40kHz.

Figura 4.26 – Perdas nos semicondutores do 4LI em função da frequência de chaveamento (W x kHz) para o semicondutor UJ4C075018K4S: (a) Tradicional; (b) PSDM+L; (c)Total.



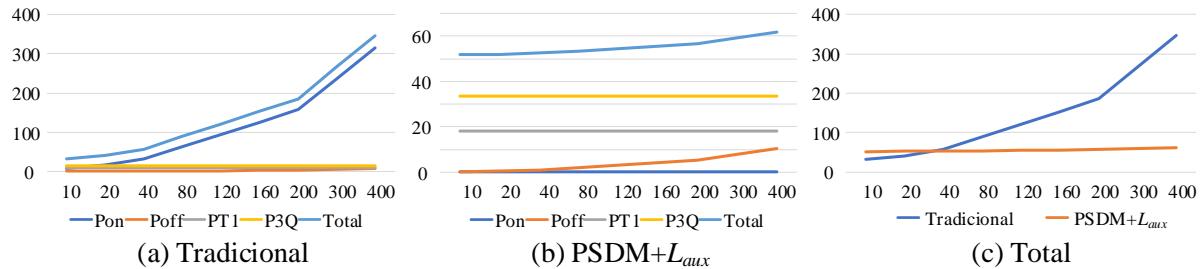
Fonte: Próprio autor.

Figura 4.27 – Perdas nos semicondutores do 4LI em função da frequência de chaveamento (W x kHz) para o semicondutor G3R20MT12N: (a) Tradicional; (b) PSDM+ L_{aux} ; (c)Total.



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.28 – Perdas nos semicondutores do 4LI em função da frequência de chaveamento (W x kHz) para o semicondutor NV6515: (a) Tradicional; (b) PSDM+ L_{aux} ; (c) Total.



Fonte: Próprio autor.

4.4.2 Volume e Perdas nos magnéticos

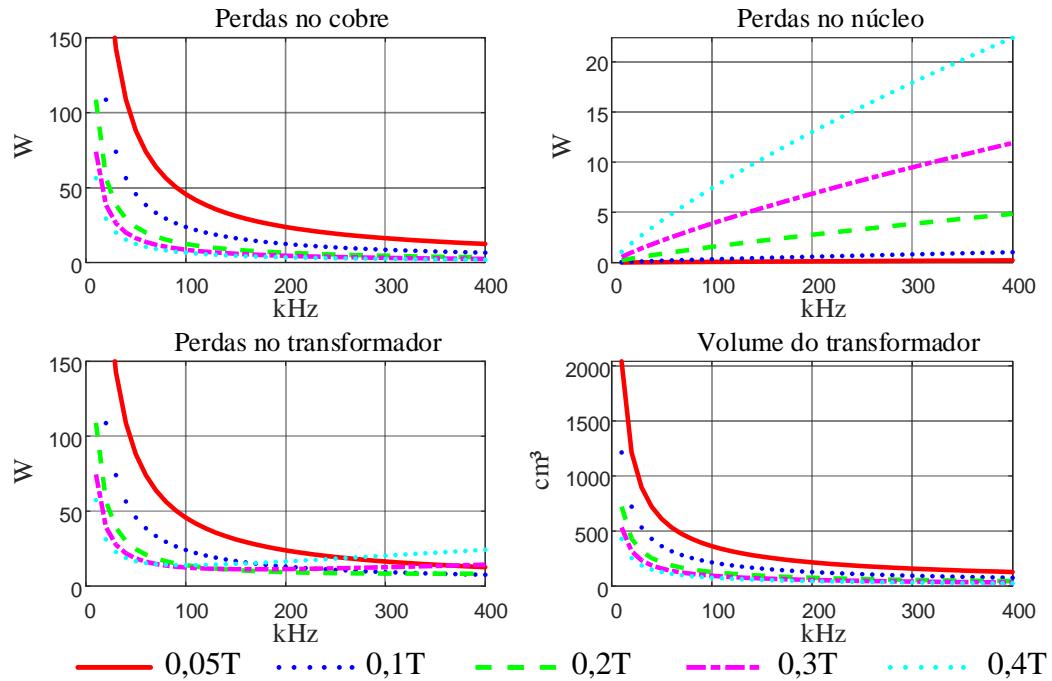
Para estimar o volume e as perdas nos magnéticos com diferentes frequências de chaveamento, utilizou-se a mesma metodologia aplicada ao 3LI, descrita no Apêndice A. A seguir são apresentadas as curvas obtidas considerando somente os magnéticos do DAB₁.

Na Figura 4.29 estão apresentadas as curvas de perdas e volume no transformador para a modulação tradicional. O comportamento das curvas é similar ao observado para o 3LI, onde constata-se novamente um bom ponto de operação entre 50kHz e 250kHz, com ΔB entre 0,2T e 0,3T, visto que 0,4T é muito próximo do ponto de saturação do ferrite.

Resultados similares são observados para o transformador com modulação PSDM+ L_{aux} , cujas curvas de perdas e volume estão ilustradas na Figura 4.30. Novamente, devido às correntes mais elevadas, o PSDM+ L_{aux} terá maiores perdas por condução e maior área de cobre, elevando também o volume e as perdas no magnético. Adotando ΔB de 0,3T, na Figura 4.31 estão apresentadas as curvas de perdas e volume dos transformadores para ambas modulações.

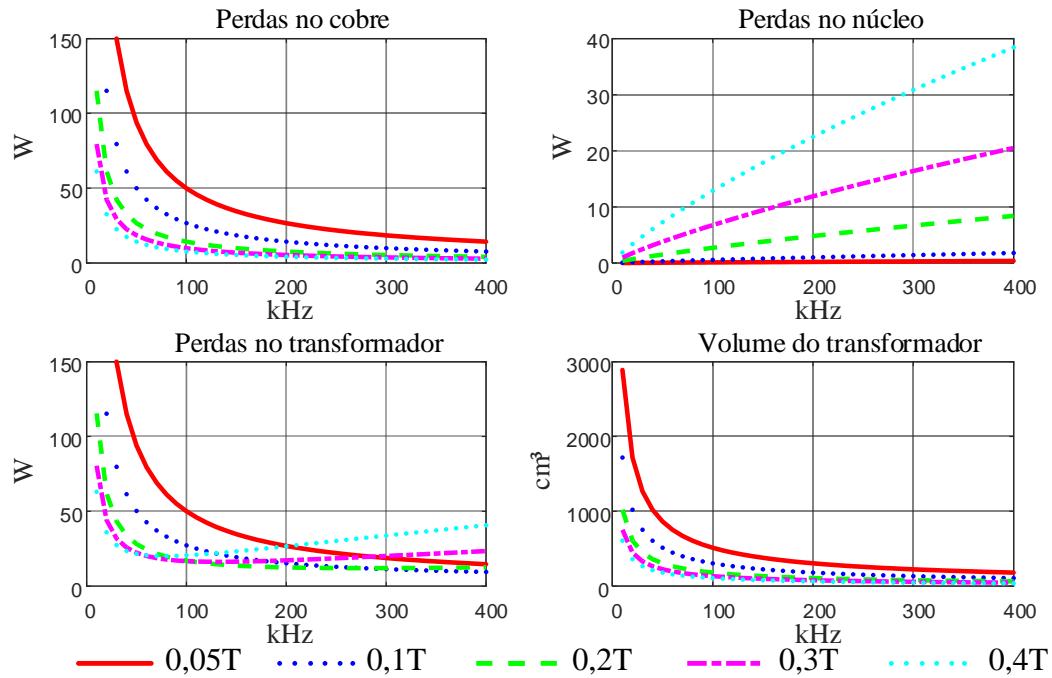
Na Figura 4.32 e Figura 4.33 estão apresentadas as perdas e volume dos indutores de potência em função da frequência de chaveamento para a modulação tradicional e a PSDM+ L_{aux} , respectivamente. Observa-se que, para a PSDM+ L_{aux} , as perdas no núcleo do indutor de transferência de energia são menores devido ao menor valor de indutância, embora as no cobre sejam maiores que as no tradicional, enquanto o volume também é reduzido com a modulação proposta. Essas diferenças podem ser melhor observadas na Figura 4.34, onde tem-se uma comparação das perdas e volume de ambas as modulações para um ΔB de 0,3T.

Figura 4.29 – Variação das perdas e volume do transformador em função da frequência de chaveamento (kHz) para o 4LI com modulação tradicional e diferentes ΔB .



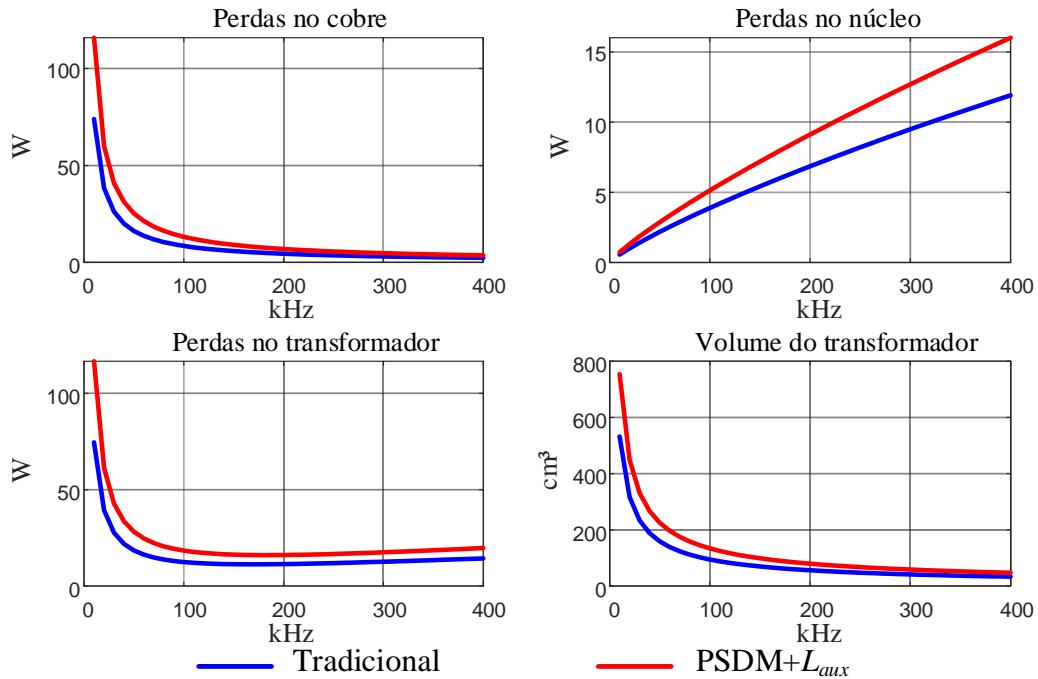
Fonte: Próprio autor.

Figura 4.30 – Variação das perdas e volume do transformador em função da frequência de chaveamento para o 4LI com modulação PSDM+ L_{aux} e diferentes ΔB .



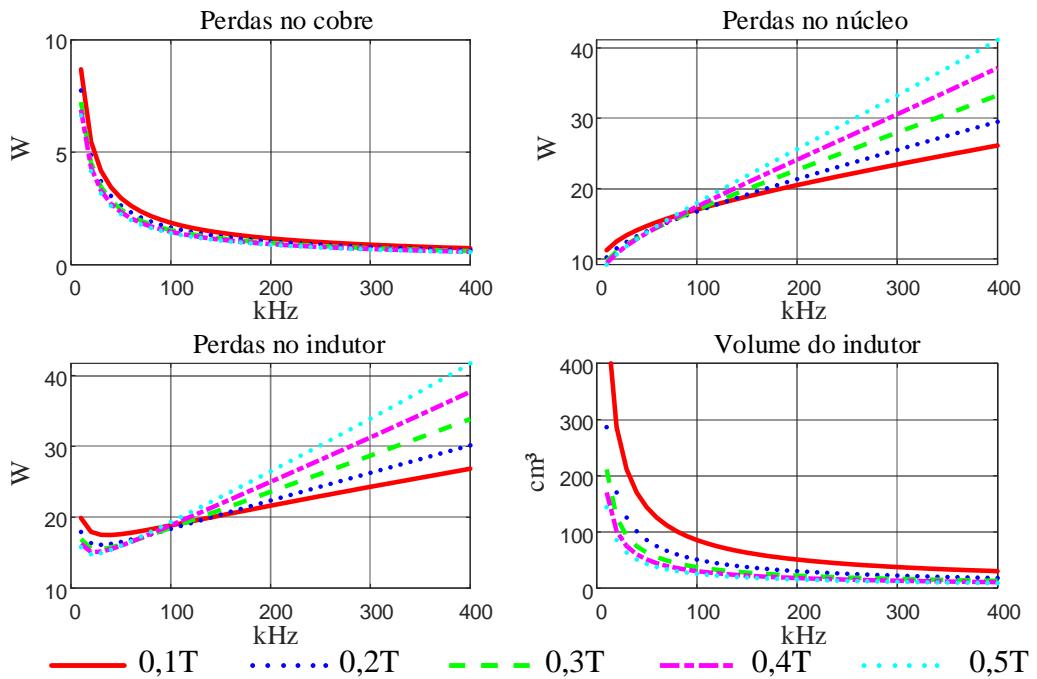
Fonte: Próprio autor.

Figura 4.31 – Comparação entre as perdas e volume do transformador em função da frequência de chaveamento (kHz) para o 4LI com $\Delta B=0,3T$.



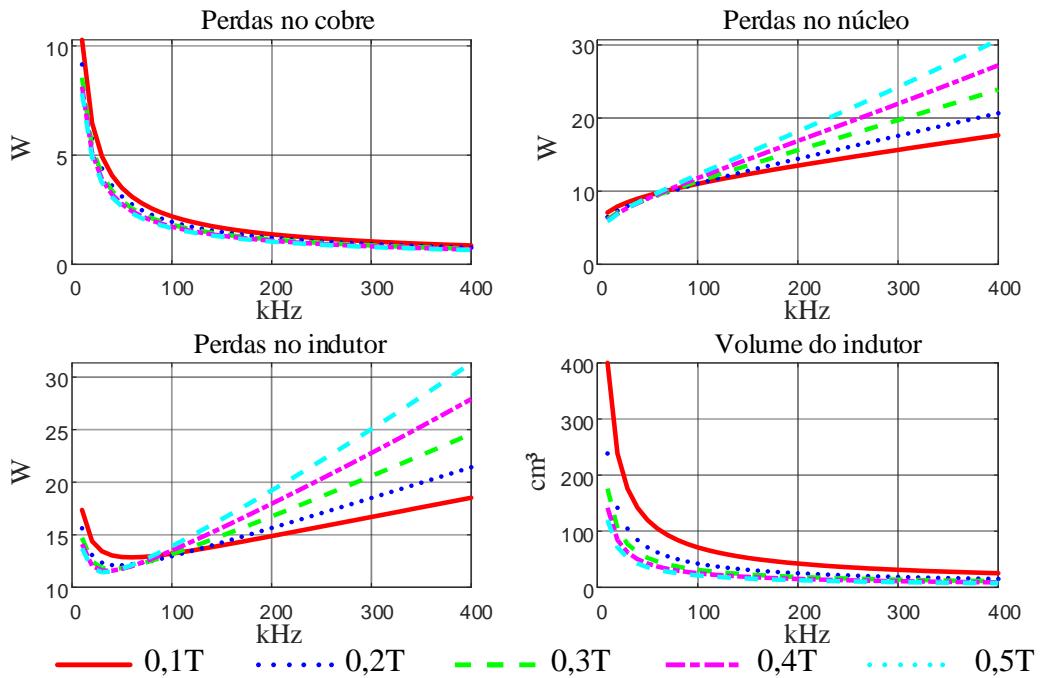
Fonte: Próprio autor.

Figura 4.32 – Variação das perdas e volume do indutor de potência em função da frequência de chaveamento (kHz) para o 4LI com modulação tradicional e diferentes ΔB .



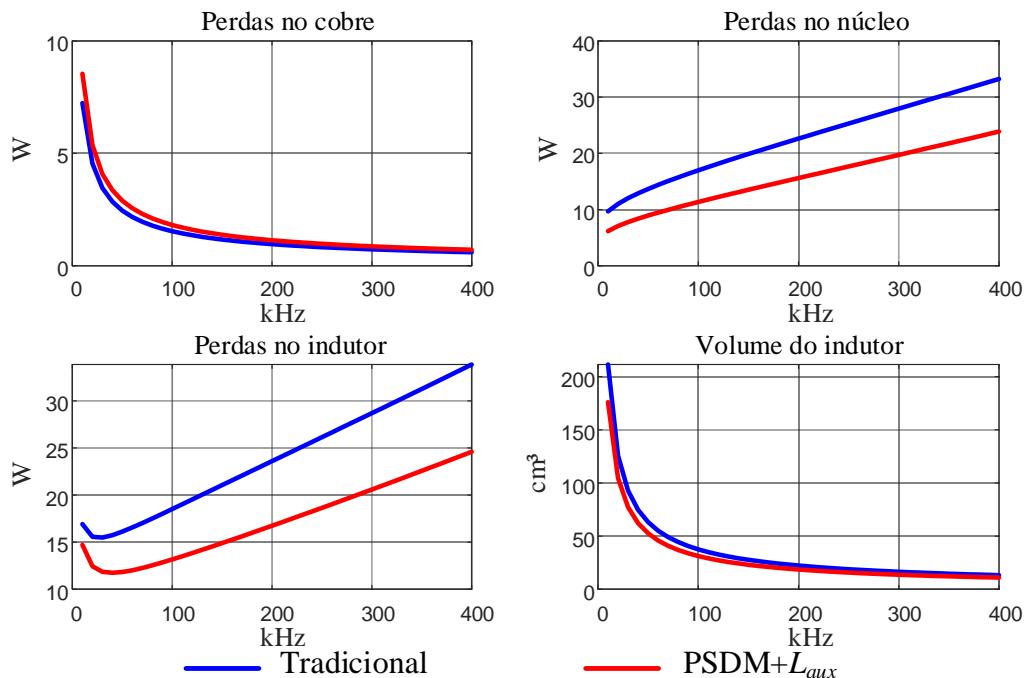
Fonte: Próprio autor.

Figura 4.33 – Variação das perdas e volume do indutor de potência em função da frequência de chaveamento para o 4LI com modulação PSDM+ L_{aux} e diferentes ΔB .



Fonte: Próprio autor.

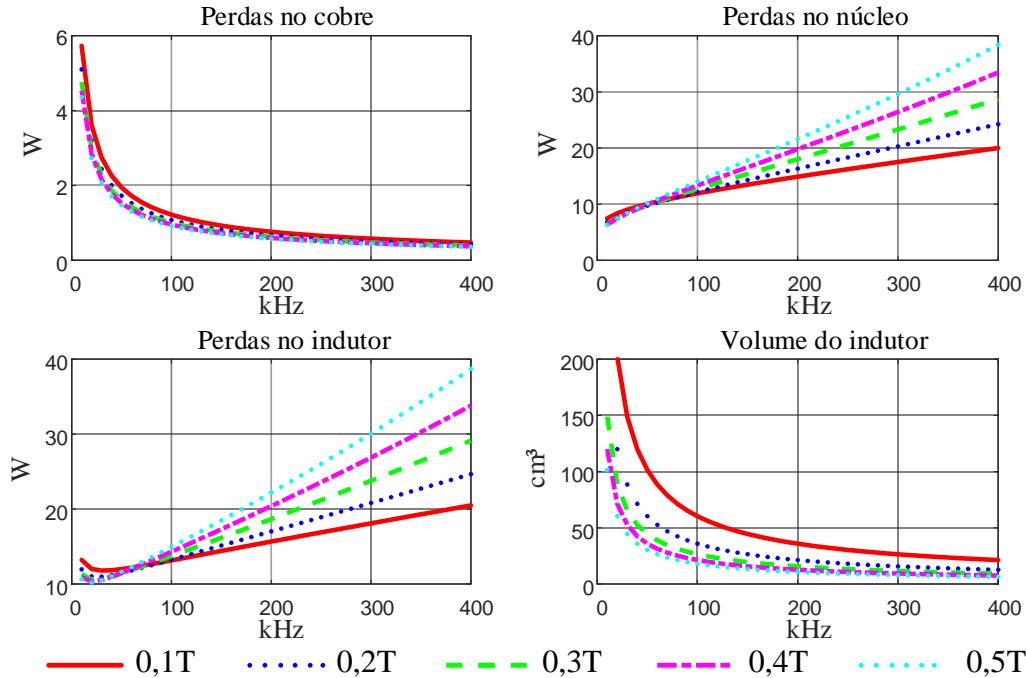
Figura 4.34 – Comparação entre as perdas e volume do indutor de potência em função da frequência de chaveamento (kHz) para o 4LI com $\Delta B=0,3\text{T}$.



Fonte: Próprio autor.

A modulação proposta opera com um indutor a mais, o que adicionará mais perdas e volume total. As curvas de perdas e volume para o indutor auxiliar estão ilustradas na Figura 4.35.

Figura 4.35 – Variação das perdas e volume do indutor auxiliar em função da frequência de chaveamento (kHz) para o 4LI com PSDM+ L_{aux} e diferentes ΔB .

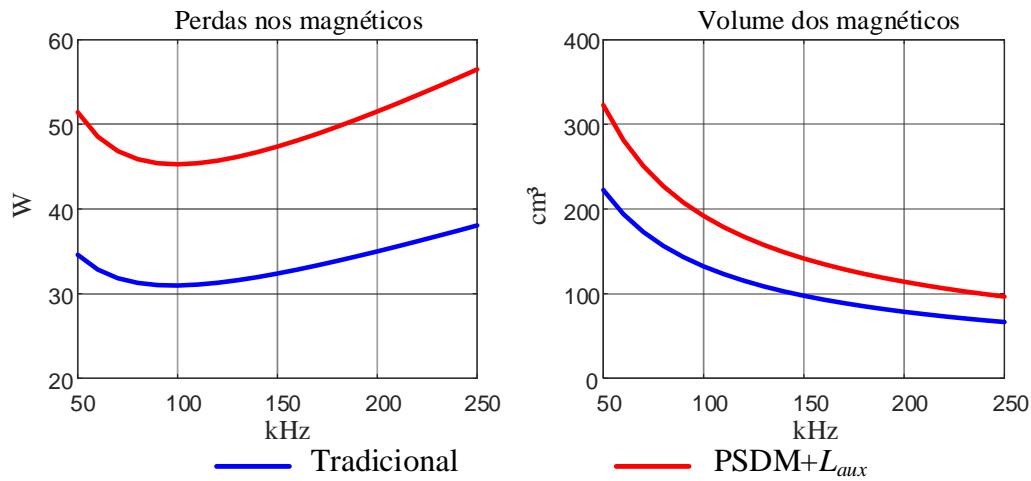


Fonte: Próprio autor.

Considerando os transformadores e os indutores com ΔB de 0,3T, na Figura 4.36 estão apresentadas as perdas totais nos magnéticos e volume total para ambas as modulações com uma faixa de frequência mais otimizada, onde verifica-se que o acréscimo do indutor na modulação proposta acarreta maiores perdas e maiores volumes.

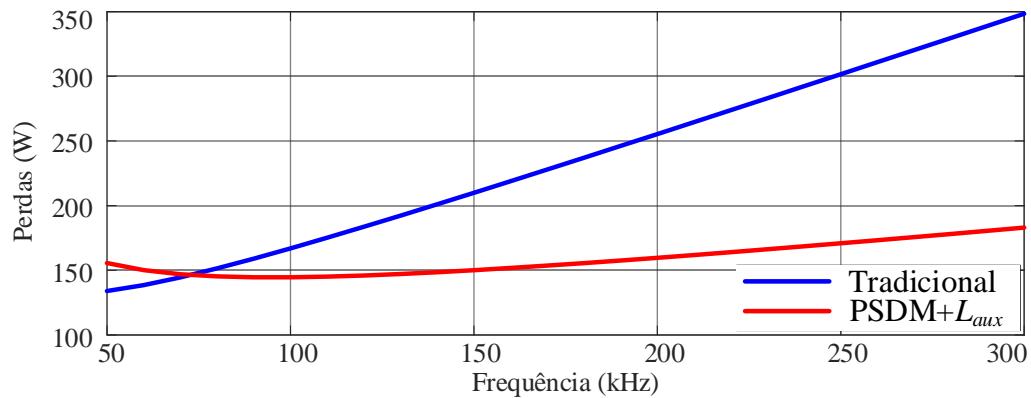
Na Figura 4.37 estão apresentadas as perdas globais do conversor 4LI para ambas as modulações, englobando tanto as perdas nos semicondutores, considerando o dispositivo tipo GaN, modelo NV6515, como os magnéticos de ambos os DABs presentes no 4LI. Já na Figura 4.38 tem-se os gráficos da eficiência total em função do volume para ambas as modulações considerando uma faixa de frequência entre 40 kHz à 400 kHz.

Figura 4.36 – Perdas e volume total em função da frequência de chaveamento (kHz) para o 4LI com $\Delta B=0,3\text{T}$.



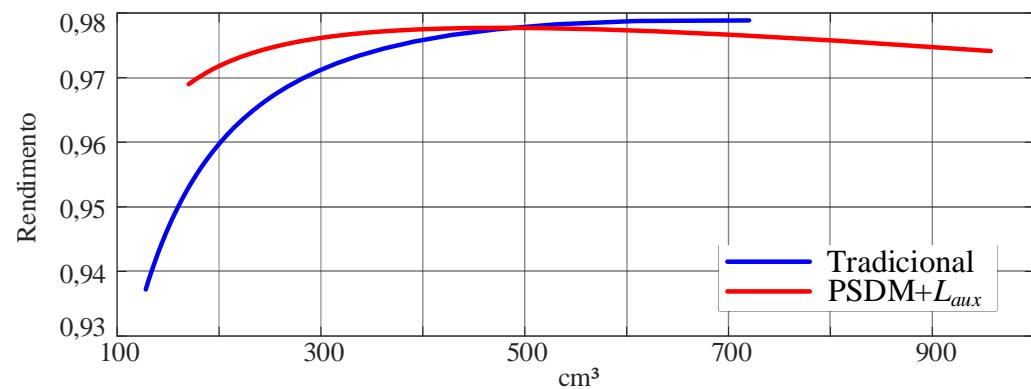
Fonte: Próprio autor.

Figura 4.37 – Perdas totais em função da frequência de chaveamento (kHz) para o 4LI.



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.38 – Rendimento em função do volume total para o 4LI.



Fonte: Próprio autor.

Portanto, para a topologia 4LI, também se observa que, com o uso de frequências de chaveamento mais elevadas e semicondutores adequados, a modulação PSDM+ L_{aux} torna-se mais vantajosa em termos de rendimento. Em relação à densidade de potência, a modulação PSDM+ L_{aux} ganha destaque para volumes inferiores a 500 cm³. Isso indica que a modulação proposta proporciona maior eficiência em soluções mais compactas, como nas aplicações em OBCs.

4.5 Considerações finais

Este capítulo apresentou o estudo da comutação suave e das variações de modulação do conversor CA-CC monofásico 4LI. Após a revisão da operação do conversor com sua modulação tradicional, as estratégias de modulação previamente propostas para o 3LI foram adaptadas e analisadas na topologia 4LI. Todas as análises foram validadas por meio de simulações utilizando o *software PSIM*.

Diferentemente do 3LI, a modulação PSDM+ L_{aux} possibilitou a obtenção de ZVS durante o acionamento de todos os semicondutores do primário e do secundário. No entanto, assim como no 3LI, o aumento no número de elementos magnéticos impactou negativamente no volume e nas perdas desses componentes.

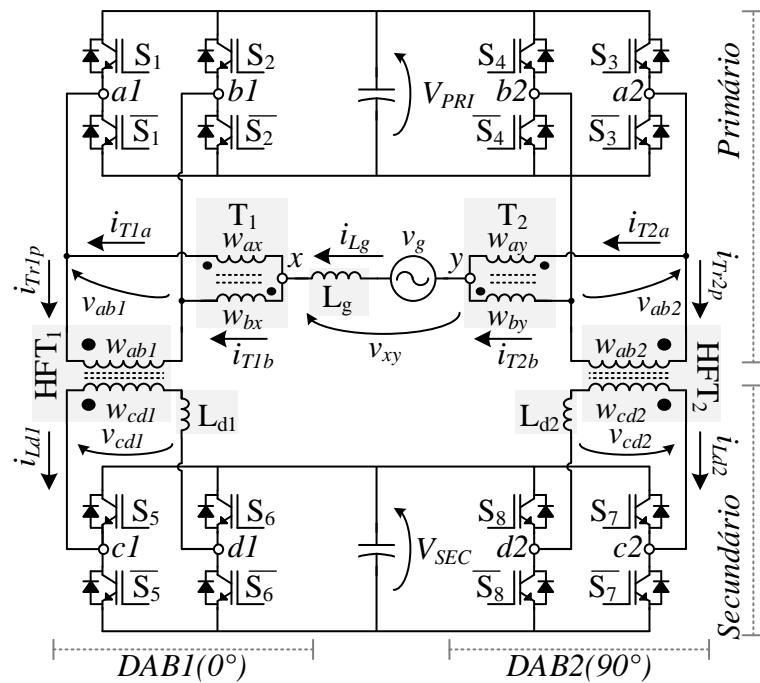
Por outro lado, com a escolha adequada de semicondutores — que apresentem baixa resistência de condução e, principalmente, baixa energia de desligamento — a modulação PSDM+ L_{aux} permite a redução das perdas globais (semicondutores + elementos magnéticos) para frequências superiores a 75 kHz.

Em relação à densidade de potência, a modulação PSDM+ L_{aux} apresentou melhor desempenho para volumes inferiores a 500 cm³, o que corresponde a faixas de frequência mais elevadas. Portanto, a modulação proposta permite elevar tanto a eficiência quanto a densidade de potência do 4LI, mostrando-se vantajosa para aplicações em OBCs.

5 INTEGRAÇÃO DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS DO 4LI

Neste capítulo, analisa-se a integração dos elementos magnéticos do conversor CA-CC monofásico 4LI. Na Figura 5.1 apresenta-se novamente o conversor, agora considerando sua estrutura elementar, na qual estão destacados os sete elementos magnéticos necessários para sua operação. Os autotransformadores são representados separadamente dos transformadores, e alguns elementos foram renomeados para facilitar o desenvolvimento do presente capítulo. O elemento magnético HFT (*High Frequency Transformer*) refere-se aos transformadores de alta-frequência do DAB, enquanto o elemento T representa os autotransformadores com derivação central utilizados para composição das 3SSCs, e os subscritos 1 e 2 referem-se ao DAB₁ e DAB₂, respectivamente, e serão referidos genericamente pelo subscrito *i*.

Figura 5.1 – Estrutura elementar do 4LI destacando seus elementos magnéticos.

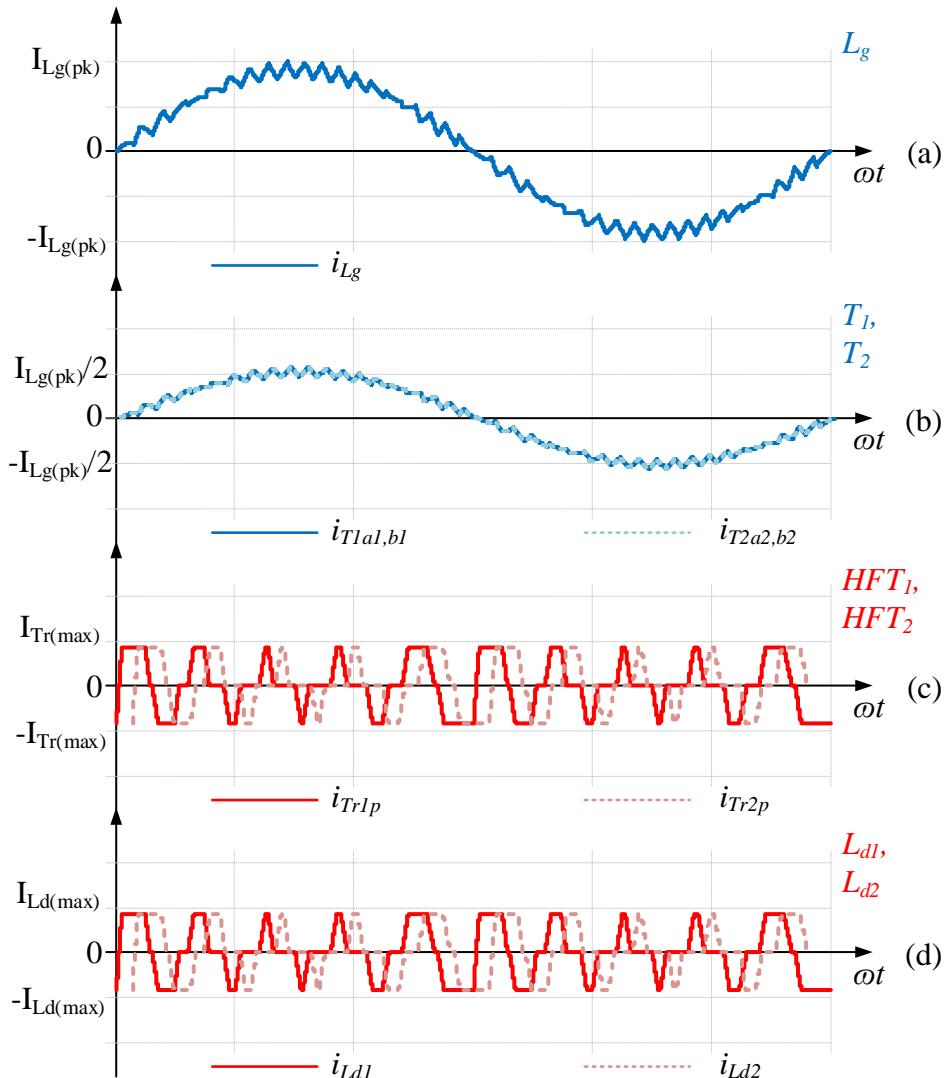


Fonte: Próprio autor.

Na Figura 5.1 também estão destacados os enrolamentos de cada elemento transformador, no qual w_{abi} e w_{cdi} são os enrolamentos primário e secundário do HFT, w_{ax} e w_{bx} são os enrolamentos de T_1 , e w_{ay} e w_{by} são os enrolamentos de T_2 . As formas de onda de corrente em cada elemento magnético estão ilustradas na Figura 5.2, onde em (a) tem-se a corrente no indutor de filtro da rede CA (L_g); em (b) têm-se as correntes nos

autotransformadores, todas iguais e com metade da corrente i_{Lg} ; em (c) tem-se as correntes no lado primário dos HFTs que estão em fase com as correntes no secundário ilustradas em (d). Para esta ilustração, considerou-se o ângulo de potência nulo, e o pico da corrente no primário ($I_{Tr(pk)}$) igual ao pico da corrente no secundário (I_{Ld}) refletida para o primário ($I_{Tr(pk)}=I_{Ld}/\alpha$). As componentes em baixa frequência são representadas pela cor azul, enquanto a alta frequência pela cor vermelha.

Figura 5.2 – Formas de onda de corrente em cada elemento magnético do 4LI; (a) corrente no indutor L_g ; (b) corrente nos transformadores T_1 e T_2 ; (c) correntes no primário dos HFTs; (d) corrente no secundário dos HFTs.



Fonte: Próprio autor.

A seguir, são apresentadas as etapas para obtenção de um arranjo magnético único, integrando todos os sete elementos. Em seguida, apresenta-se o circuito magnético

equivalente, a partir do qual são realizadas a análise matemática e os procedimentos de projeto, além da proposição de uma metodologia para projeto ótimo. As análises são validadas por meio de simulações e resultados experimentais. Por fim, realiza-se uma análise comparativa com a estrutura tradicional composta com componentes discretos, na qual são verificadas as curvas de perdas por volume, utilizando a fronteira de Pareto para resumir diversos projetos em diferentes frequências.

5.1 Processo de integração dos elementos magnéticos

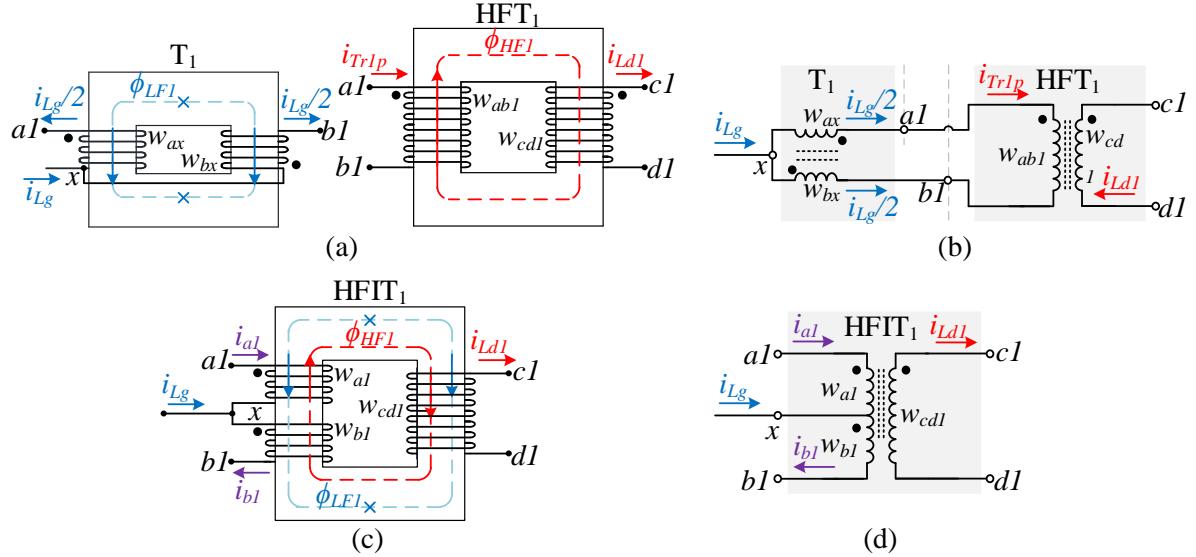
O primeiro passo para obtenção do arranjo magnético único consiste em combinar os autotransformadores e os HFTs em um único núcleo, resultando no transformador com derivação central ilustrado na Figura 3.1 e Figura 4.1. Essa integração já foi abordada em trabalhos como Araújo (2022) e Filho *et al.* (2023) e será suscintamente comentada. Em seguida, realiza-se uma redistribuição dos enrolamentos no núcleo magnético para, por fim, reorganizar os núcleos e obter o arranjo magnético integrado único. Cada etapa é descrita a seguir.

5.1.1 Integração do transformador de interfase com o HFT

Na Figura 5.3a estão ilustrados os elementos magnéticos referentes ao DAB₁ com as 3SSC's em sua estrutura elementar, isto é, T₁ e HFT₁ separados, considerando núcleos magnéticos retangulares. Por simplificação, somente a componente de baixa-frequência de T₁ está sendo ilustrada, demonstrando que por cada enrolamento (w_{ax} e w_{bx}) circula metade da corrente i_{Lg} , e que o fluxo de baixa frequência (ϕ_{LF}) tende a se cancelar dentro do núcleo magnético. Na Figura 5.3b tem-se o circuito elétrico correspondente.

A integração de T₁ e HFT₁ em um único núcleo pode ser realizada combinando-se os enrolamentos w_{ax} e w_{bx} com o enrolamento primário w_{ab1} do HFT₁ e acrescentando-se uma derivação central, conforme ilustrado na Figura 5.3 (c) e (d), onde tem-se uma representação da configuração física e seu circuito elétrico, respectivamente. O elemento magnético resultante será referido como HFIT₁. Os enrolamentos w_{a1} e w_{b1} estão em série e correspondem ao enrolamento primário do HFIT₁, cada qual com metade do número de espiras total do primário ($N_p/2$). Essa integração torna-se possível pois o fluxo de baixa frequência gerado é nulo (ϕ_{LF}), restando somente o fluxo de alta frequência do transformador (ϕ_{HF}). A integração de T₂ e HFT₂ é realizada de maneira similar.

Figura 5.3 – Integração do transformador de interfase com o HFT: (a) ilustração construtiva do T_1 e HFT_1 separados; (b) circuito elétrico de T_1 e HFT_1 separados; (c) ilustração construtiva de T_1 e HFT_1 integrados; (d) circuito elétrico de T_1 e HFT_1 integrados.



Fonte: Próprio autor.

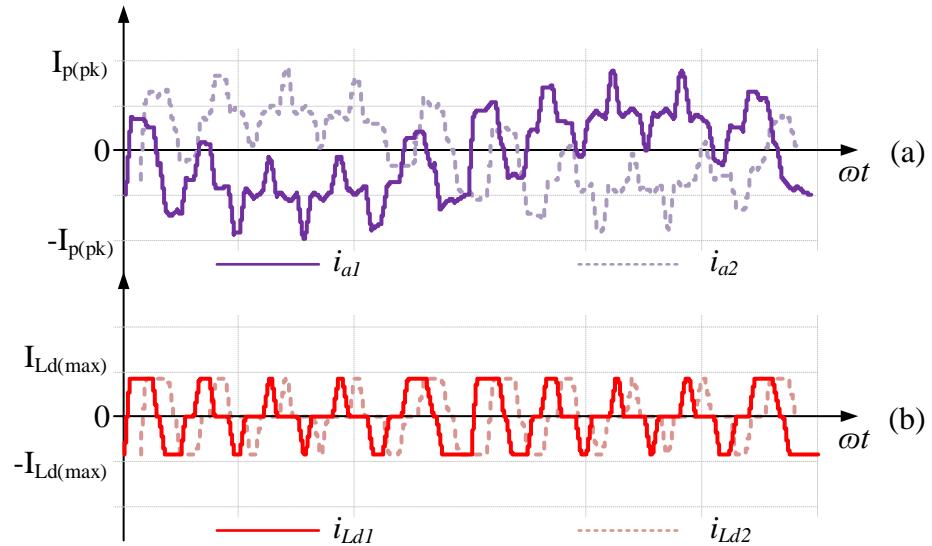
Após essa integração, a corrente através do enrolamento primário de cada HFIT (i_{ai} e i_{bi}) é dada pela soma das correntes de T_1 e HFT_i , conforme (5.1), e, portanto, compostas por uma componente de baixa frequência e uma componente de alta frequência.

$$i_{a_i, b_i} = i_{Tr_i p} \pm \frac{i_{Lg}}{2} \quad (5.1)$$

Na Figura 5.4 (a) e (b) estão ilustradas as correntes no primário (i_{ai}) e secundário (i_{Ldi}) dos HFITs, respectivamente. Logo, a maior diferença do HFIT em relação ao HFT é uma maior área de cobre no primário, demandando uma maior área de janela. O valor de pico de corrente nos enrolamentos primários ($I_{p(pk)}$) é dado por (5.2).

$$I_{p(pk)} = I_{Lg(pk)} + \frac{\varphi \cdot V_{dc} \cdot \alpha^2}{2\pi \cdot f_s \cdot L_d} \quad (5.2)$$

Figura 5.4 – Formas de onda de corrente no transformador após integração; (a) correntes no primário dos HFITs; (b) corrente no secundário dos HFITs.

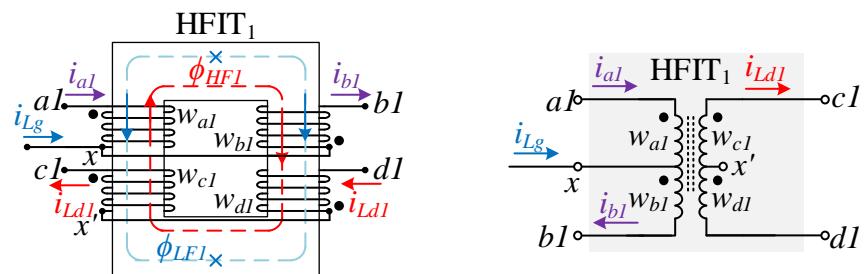


Fonte: Próprio autor.

5.1.2 Redistribuição simétrica dos enrolamentos do HFIT

O próximo passo para a obtenção do enrolamento magnético único é redistribuir as bobinas do primário e secundário simetricamente entre ambas as arestas do núcleo magnético, conforme ilustrado na Figura 5.5. Observa-se que, agora, o enrolamento secundário também é dividido em duas partes iguais, cada qual com metade do número de espiras do enrolamento secundário ($N_s/2$). Assim, cada aresta recebe metade dos enrolamentos do primário e metade do secundário, dispostos de forma a não modificar a distribuição do fluxo magnético dentro do núcleo.

Figura 5.5 – Redistribuição simétrica dos enrolamentos do HFIT.

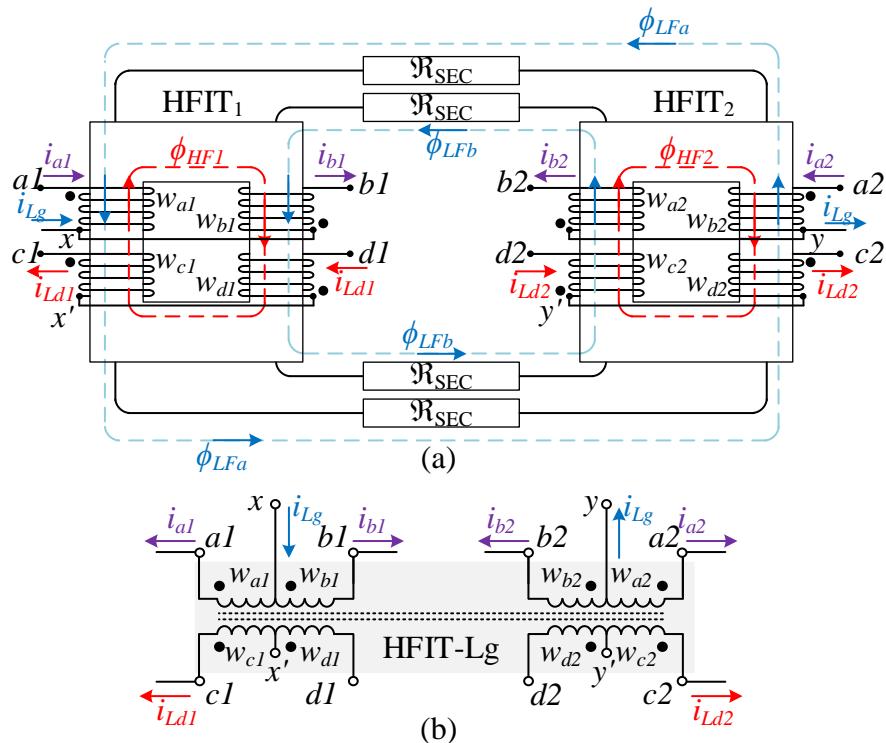


Fonte: Próprio autor.

5.1.3 Integração dos elementos magnéticos em um único arranjo

Após a obtenção de HFIT₁ e HFIT₂ simétricos, o último passo consiste em conectar cada aresta do núcleo magnético HFIT₁ que contém enrolamentos a uma aresta correspondente de HFIT₂ por meio de um caminho magnético secundário (\mathfrak{R}_{SEC}), permitindo a circulação do fluxo de baixa frequência, conforme ilustrado na Figura 5.6.

Figura 5.6 – Integração de todos os elementos magnéticos: (a) circuito magnético; (b) circuito elétrico.



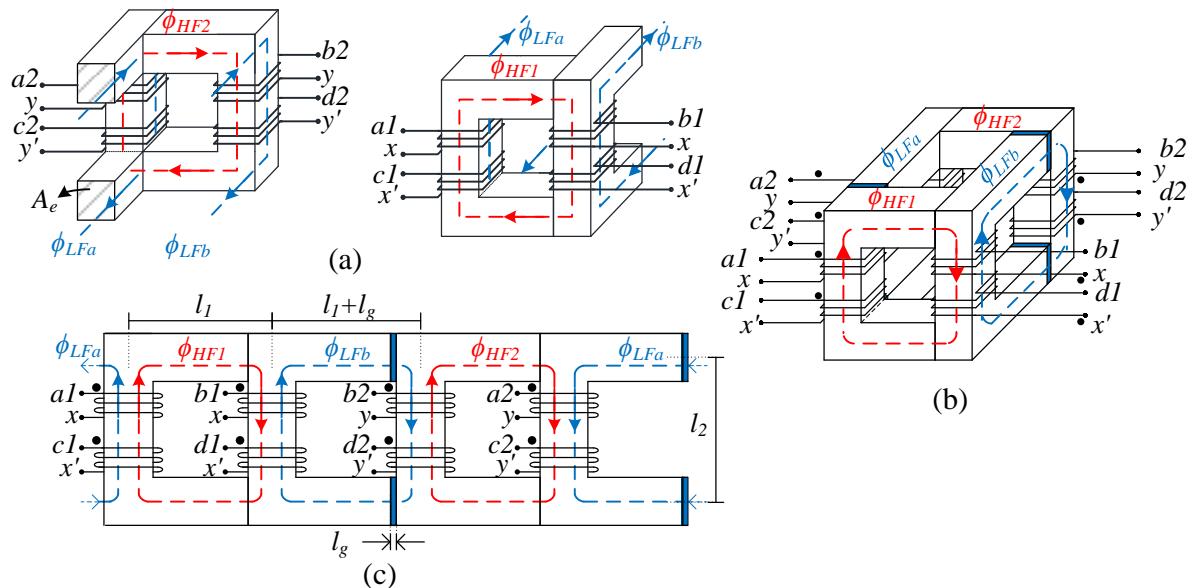
Fonte: Próprio autor.

Dessa forma, ao invés de se cancelarem, o fluxo de baixa frequência induzido pelo enrolamento w_{a1} tende a complementar o fluxo induzido pelo enrolamento w_{a2} , enquanto o fluxo do enrolamento w_{b1} complementa o do enrolamento w_{b2} . Para que o fluxo de alta frequência seja contido no caminho magnético inicial, o caminho secundário adicionado deve ser ajustado com um elevado valor de relutância.

Uma das formas de se obter esse arranjo magnético é através de uma estrutura cúbica que, inicialmente, pode ser obtida utilizando-se 4 núcleos C. Os enrolamentos são realizados na aresta central de cada núcleo C, sendo cada HFIT composto pela conexão direta

de dois núcleos C, conforme ilustrado na Figura 5.7a. A relutância do caminho secundário é então ajustada através da conexão das arestas remanescentes, que comporão o caminho de baixa frequência, obtendo-se, assim, o arranjo magnético cúbico ilustrado na Figura 5.7b. O arranjo magnético operará com duas faces em alta frequência, e duas em baixa frequência, enquanto as arestas com as espiras operarão com a soma de ambos os fluxos, conforme ilustrado na Figura 5.7a. O valor de indutância de L_g é ajustado controlando-se o valor de \mathfrak{R}_{SEC} através do acréscimo de um entreferro (l_g) no caminho de baixa frequência. Dessa forma, obtém-se um arranjo magnético integrado, denominado HFIT-L_g, que incorpora a indutância L_g com os HFITs.

Figura 5.7 – Arranjo magnético cúbico com 4 núcleos C: (a) faces de alta frequência compostas por 2 núcleos C; (b) perspectiva do cubo completo; (c) visualização das faces laterais do cubo.



Fonte: Próprio autor.

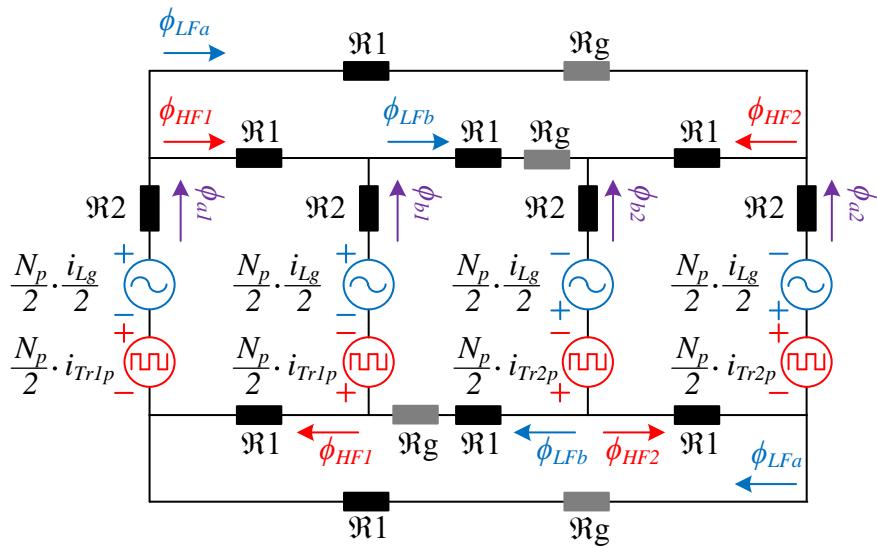
Por fim, a obtenção do arranjo magnético único, referido como HFIT-L_g-L_d, é obtido ajustando-se a indutância de dispersão dos transformadores ao valor especificado para L_d . O ajuste da dispersão pode ser realizado modificando-se o espaçamento entre as espiras, adicionando-se material ferromagnético, entre outras técnicas que vem sendo amplamente exploradas na literatura (Filho *et al.*, 2023).

5.2 Análise matemática e procedimento de projeto

O circuito magnético equivalente do HFIT-L_g está ilustrado na Figura 5.8, onde as espiras do secundário estão omitidas e as dispersões desconsideradas. Para análise matemática, as seguintes considerações são realizadas:

- 1) Os quatro núcleos C são idênticos e uniformes;
- 2) A conexão entre os núcleos C é ideal (sem variação de permeabilidade), exceto nos pontos com entreferro;
- 3) Todos os enrolamentos são idênticos ($N_p/2$ espiras);
- 4) A relutância do entreferro é muito maior que a relutância do núcleo C ($\mathfrak{R}_g \gg \mathfrak{R}_1$).

Figura 5.8 – Circuito magnético equivalente do HFIT-L_g.



Fonte: Próprio autor.

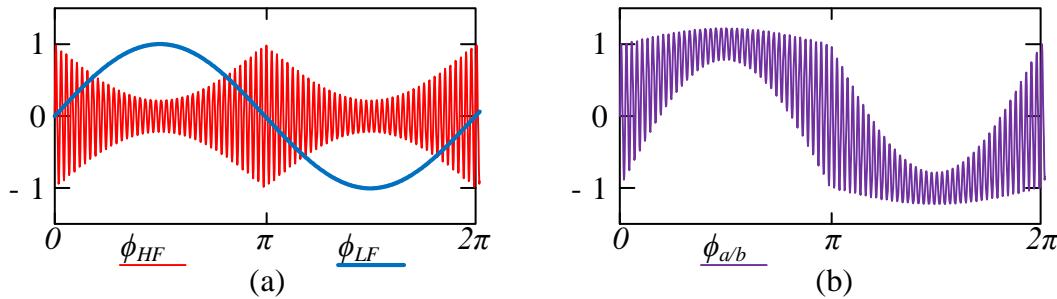
O valor de pico do fluxo em alta frequência ($\phi_{HF(pk)}$) em cada face do HFIT-L_g durante um ciclo da rede CA é determinado por (5.3), variando com o perfil da razão cíclica da tensão sobre os transformadores (ΔTr), descrito previamente em (4.5). Já o valor de pico do fluxo em baixa frequência ($\phi_{LF(pk)}$) depende do valor de pico de i_{Lg} conforme (5.4).

$$\phi_{HF(pk)}(\omega_r t) = \frac{V_{dc} \cdot \Delta Tr(\omega_r t)}{2 \cdot N_p \cdot f_s} \quad (5.3)$$

$$\phi_{LF(pk)} = \frac{L_g \cdot I_{Lg(pk)}}{N_p} \quad (5.4)$$

O comportamento de ϕ_{HF} e ϕ_{LF} durante um ciclo de v_g estão ilustrados na Figura 5.9a, na qual estão normalizados por seus valores de pico, que foram ajustados para serem iguais ($\phi_{HF(pk)}=\phi_{LF(pk)}$).

Figura 5.9 – Fluxo magnético durante um ciclo da rede CA, normalizado por seus valores máximos: (a) fluxo de alta e baixa frequência nas arestas horizontais; (b) fluxo misto nas arestas verticais.



Fonte: Próprio autor.

Nas arestas verticais do HFIT-L_g, nas quais estão alocadas as espiras, os fluxos ϕ_{HF} e ϕ_{LF} se somam e o comportamento do fluxo resultante ($\phi_{a/b}$) durante um ciclo da rede CA está ilustrado na Figura 5.9b. Observa-se que, considerando um fator de potência unitário, o valor máximo da alta frequência ocorre quando o fluxo de baixa frequência é mínimo, assim como o seu valor mínimo ocorre no instante em que ϕ_{LF} é máximo. O valor de pico máximo do fluxo nas arestas verticais do arranjo magnético ($\phi_{a/b(pk)}$) é definido por (5.5).

$$\phi_{LF(pk)} = \frac{1}{N_p} \cdot \left(L_g \cdot I_{Lg(pk)} + \frac{(1-m_a) \cdot V_{dc}}{4 \cdot f_s} \right) \quad (5.5)$$

Para procedimento de projeto, as componentes de alta e baixa frequência são analisadas separadamente e, por fim, considera-se a superposição destas. A seguir são descritas as análises separadas e proposto um fluxograma para projeto ótimo do HFIT-Lg.

5.2.1 Procedimento de projeto considerando a alta frequência

Para projeto considerando a alta frequência, considera-se o instante em que o fluxo em alta frequência é máximo ($\Delta T_r=0,5$). Portanto, partindo da lei de Faraday, o número de espiras no enrolamento do primário é determinado por (5.6), no qual $B_{HF(pk)(max)}$ é o valor de pico da densidade de fluxo máximo considerado para alta frequência e A_e é a seção transversal do núcleo C.

$$N_p = \frac{V_{dc}}{4 \cdot B_{HF(pk)(max)} \cdot A_e \cdot f_s} \quad (5.6)$$

Sendo l_1 e l_2 o comprimento do caminho magnético das arestas horizontais e verticais, respectivamente, a relutância do caminho de alta frequência (\mathfrak{R}_{HF}) é dado por (5.7), onde μ_r é a permeabilidade relativa do material magnético e μ_0 a permeabilidade do vácuo.

$$\mathfrak{R}_{HF} = 2 \cdot (\mathfrak{R}1 + \mathfrak{R}2) = \frac{2 \cdot (l_1 + l_2)}{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot A_e} \quad (5.7)$$

Com base no número de espiras adotado, a indutância de magnetização (L_m) dos transformadores é calculada por (5.8).

$$L_m = \frac{N_p^2}{\mathfrak{R}_{HF}} \quad (5.8)$$

5.2.2 Procedimento de projeto considerando a baixa frequência

Devido a integração, o valor de indutância máxima de L_g ($L_{g(max)}$) é limitado pela máxima densidade de fluxo reservada para a baixa frequência ($B_{LF(max)}$) e a geometria do núcleo conforme (5.9).

$$L_{g(max)} \leq \frac{B_{LF(max)} \cdot A_e \cdot N_p}{I_{Lg(pk)}} \quad (5.9)$$

Do ponto de vista de i_{Lg} total, as indutâncias das faces em baixa frequência estão em paralelo. Portanto, para determinação da relutância necessária para o caminho em baixa frequência de uma das faces (\mathfrak{R}_{LF}) é preciso considerar o dobro da indutância L_g desejada, conforme expressão (5.10).

$$\mathfrak{R}_{LF} = \frac{N_p^2}{2 \cdot L_g} \quad (5.10)$$

O comprimento inicial do entreferro (l_g) é determinado pela expressão (5.11). No entanto, o fluxo de dispersão aumenta ligeiramente o valor da indutância L_g . Como N_p não pode ser alterado devido às restrições do projeto em alta frequência, o valor final de l_g é ajustado durante a implementação, resultando em um valor maior do que o inicialmente especificado. Além disso, como apenas o fluxo de baixa frequência atravessa o entreferro, as perdas associadas são consideradas desprezíveis. O valor de pico da densidade de fluxo máxima em baixa frequência ($B_{LF(pk)}$) é calculada por (5.12).

$$l_g = \frac{1}{2} \cdot \mu_0 \cdot A_e \cdot (\mathfrak{R}_{LF} - \mathfrak{R}_{HF}) \quad (5.11)$$

$$B_{LF(pk)} = \frac{N_p \cdot I_{Lg(pk)}}{A_e \cdot \mathfrak{R}_{HF}} \quad (5.12)$$

A densidade de fluxo máxima total a qual o material será submetido ($B_{T(max)}$) é definida por (5.13).

$$B_{T(max)} = B_{LF(pk)} + (1 - m_a) \cdot B_{HF(pk)(max)} \quad (5.13)$$

5.2.3 Procedimento de projeto ótimo

Devido à integração, observa-se uma dependência entre as variáveis envolvidas que limitam o grau de liberdade durante o projeto. Altos valores de $B_{HF(max)}$ reduzem volume e quantidade de espiras, reduzindo as perdas por condução, porém, elevam as perdas magnéticas e limitam $B_{LF(max)}$, consequentemente, limitando L_g e impactando na amplitude de $\Delta i_{Lg(max)}$. Para um projeto ótimo do magnético é necessário um processo iterativo onde se adote uma solução que atenda a determinado critério, como solução com menores perdas ou volume. O projeto ótimo proposto para o HFIT-L_g está ilustrado através do fluxograma da Figura 5.10, cujo critério final foi a solução com menores perdas e os passos demarcados são descritos a seguir.

Passo 1: Parâmetros de entrada

O passo 1 representa os parâmetros de entrada considerados para projeto, sendo estes: V_{pri} , V_{sec} , P_o , f_s , v_g , f_r , $\Delta i_{Lg(max)}$, φ_p e a densidade máxima de corrente nos enrolamentos (J_{max}). A partir desses é possível determinar o valor da indutância L_d necessária para transferência de energia utilizando (4.6).

Passo 2: Mínimo valor do filtro CA (L_g)

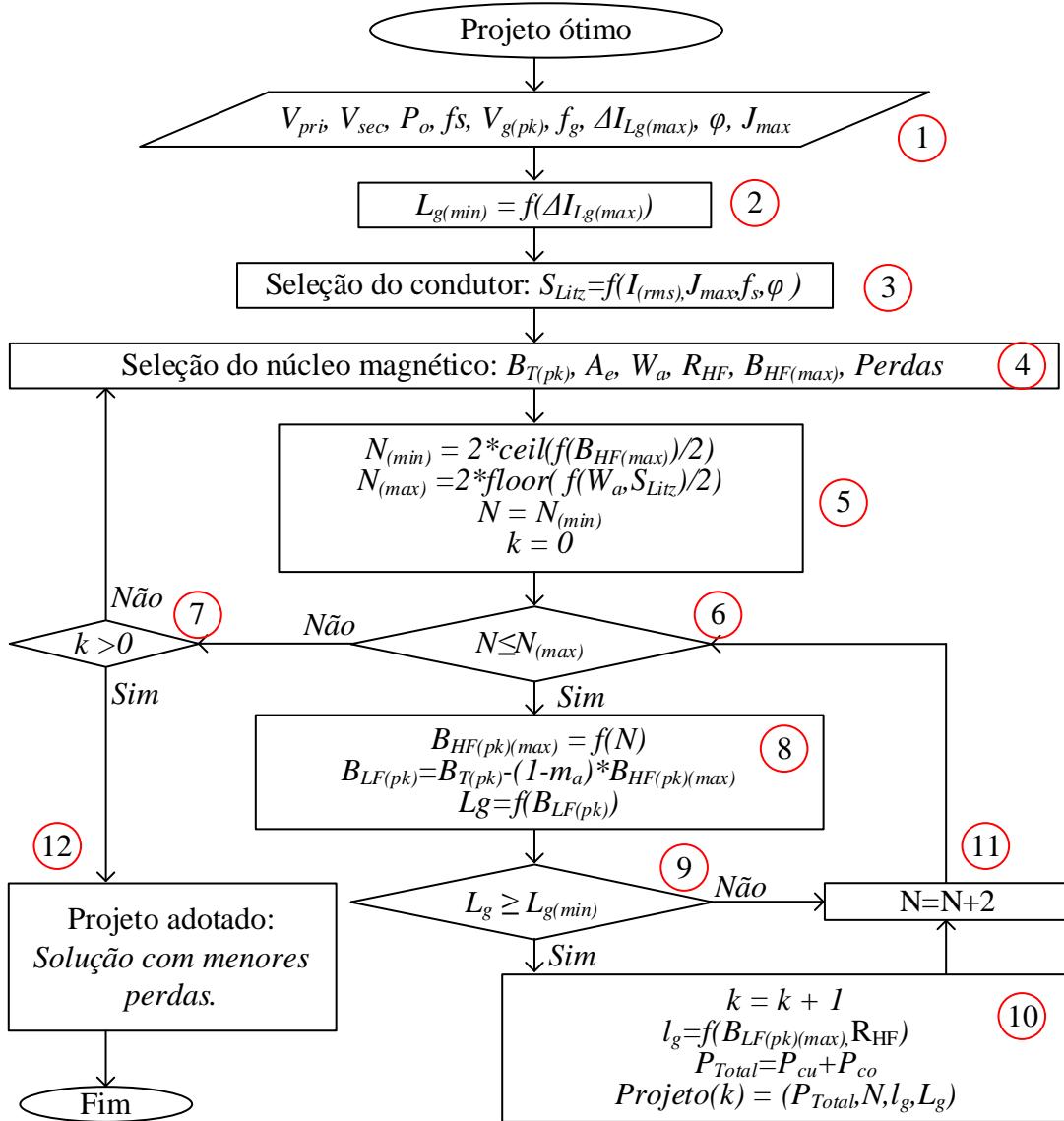
Com base em $\Delta i_{Lg(max)}$, no passo 2 calcula-se o mínimo valor de L_g permitido para o projeto ($L_{g(min)}$) conforme (5.14).

$$L_{g(min)} = \frac{V_{dc}}{32 \cdot f_s \cdot \Delta i_{Lg(max)}} \quad (5.14)$$

Passo 3: Seleção do condutor de cobre

O passo 3 consiste na seleção do condutor de cobre a ser utilizado para confecção das espiras. A partir dos valores de entrada define-se também a seção dos condutores (S_{Litz}) com base nos valores de corrente e de J_{max} , além de φ_p e f_s , que são considerados para seleção do fio Litz base, buscando-se reduzir os efeitos pelicular e de proximidade.

Figura 5.10 – Algoritmo para projeto ótimo do arranjo magnético HFIT-L_g.



Fonte: Próprio autor.

Com base no tempo de subida da corrente no condutor (Δ_{up}), e utilizando da expressão de Sullivan (1999), calcula-se a frequência efetiva da corrente no condutor aplicando-se (5.15). No 4LI, o tempo de subida da corrente no condutor é o próprio $\Delta\varphi$.

$$\omega_{ef} = \frac{\omega_s}{\pi} \cdot \sqrt{\frac{6}{\Delta_{up} \cdot (3 - \Delta_{up})}} \quad (5.15)$$

Com base na profundidade do efeito pelicular no condutor, o diâmetro externo máximo do fio de cobre ($d_{AWG(min)}$) a ser utilizado é calculado por (5.16), cujo resultado é dado em milímetro.

$$d_{AWG(min)} = 2 \cdot \frac{66,1}{\sqrt{\omega_{ef}}} \quad [mm] \quad (5.16)$$

A partir desse valor, adota-se fios com diâmetro inferior ao calculado. Porém, deve-se atentar que fios muito finos irão demandar um maior número de condutores em paralelo, o que pode acarretar um aumento da resistividade CA do condutor devido ao efeito proximidade. Em Sullivan (1999) é apresentado um estudo para determinação de um valor ótimo.

Com base no fio adotado, de diâmetro d_{AWG} , tem-se a área do fio de cobre nu (A_{AWG}) e isolado ($A_{AWG(iso)}$). Logo, o número de fios em paralelo ($n_{x//}$) é calculado por (5.17), onde *ceil* representa o arredondamento para o inteiro superior mais próximo, $I_{x(rms)}$ é a corrente eficaz que circula no condutor, e o subscrito “ x ” indica se o parâmetro refere-se ao primário ou ao secundário do transformador.

$$n_{x//} = ceil\left(\frac{1}{A_{AWG}} \cdot \frac{I_{x(rms)}}{J_{max}}\right) \quad (5.17)$$

Como resultado, tem-se um fio Litz com $n_{x//}$ fios de seção A_{AWG} em paralelo. Portanto, a seção do fio Litz para o condutor do lado x (S_{xLitz}) é dado por (5.18).

$$S_{xLitz} = n_{x//} \cdot A_{AWG} \quad (5.18)$$

Passo 4: Seleção do núcleo magnético

Próximo passo é determinar o núcleo magnético a ser utilizado, obtendo, assim, as informações geométricas, como A_e , área de janela (W_a), l_1 e l_2 , e as características do material, como densidade de fluxo máxima para operação ($B_{T(pk)}$), permeabilidade magnética, e os parâmetros de Steinmetz para estimativa de perdas no núcleo.

Passo 5: Limites do número de espiras e inicialização das iterações

O número total de espiras no primário será representado pela letra N_p . O subscrito “ max ” e “ min ” indicam o máximo e o mínimo número de espiras executáveis para o projeto. A letra “ k ” representa o número de projetos realizados e é zerada nesta etapa.

Com base na geometria e no fator de ocupação (K_u) máximo (cujo valor recomendado, com base em conhecimento empírico, é de 30%), determina-se o número máximo de condutores executáveis (N_{max}) a partir de (5.19), onde *floor* representa o arredondamento para o inteiro ligeiramente menor, os subscritos “*p*” e “*s*” referem-se ao primário e secundário, e η_{Litz} é um fator construtivo do fio *Litz* e depende do fabricante. Através de ensaios nos fios *Litz* disponíveis em laboratório, onde relacionou-se a área total do fio *Litz* com sua área de cobre, definiu-se o valor de 1,8 para η_{Litz} . Logo, o número máximo de espiras no primário ($N_{p(max)}$) é calculado por (5.20).

$$N_{max} = (1 + \alpha) \cdot N_{p(max)} = 2 \cdot \text{floor} \left(\frac{1}{2} \cdot K_u \cdot W_a \cdot \frac{(1 + \alpha)}{\eta_{Litz} \cdot (S_{pLitz} + \alpha \cdot S_{sLitz})} \right) \quad (5.19)$$

$$N_{p(max)} = 2 \cdot \text{floor} \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{K_u \cdot W}{\eta_{Litz} \cdot (S_{pLitz} + \alpha \cdot S_{sLitz})} \right) \quad (5.20)$$

O número mínimo de espiras é definido pela máxima densidade de fluxo reservada para a baixa frequência. Considerando o material ferrite, um ponto de partida para $B_{HF(max)}$ é metade de $B_{T(max)}$, reduzindo as perdas magnéticas, que são mais significativas em frequências mais elevadas. Portanto, o número mínimo de espiras no primário ($N_{p(min)}$) é calculado por (5.21).

$$N_{p(min)} = 2 \cdot \text{ceil} \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{V_{dc}}{4 \cdot A_e \cdot B_{HF} \cdot f_s} \right) \quad (5.21)$$

Observa-se que as fórmulas das espiras são ajustadas para que o valor final seja um número par, permitindo a distribuição simétrica das espiras entre as arestas do HFIT-L_g.

Adota-se como número de espiras inicial o valor mínimo calculado, e, a partir desse ponto, varia-se N_p até o número máximo de espiras, realizando um projeto para cada valor executável de N_p .

Passo 6: Verificação de exequibilidade do número de espiras

Caso N_p seja menor ou igual ao número máximo de espiras no primário, continua-se o projeto a partir do passo 8.

Caso N_p seja maior que $N_{p(max)}$, o projeto não será executável, devendo-se passar para o passo 7.

Passo 7: Verificação do número de projetos

Caso k seja maior que zero, um ou mais projetos foram realizados, podendo passar para o passo 12.

Caso k seja igual a zero, nenhuma solução foi possível, devendo-se retornar para o passo 4, no qual outro núcleo magnético será adotado.

Passo 8: Determinação dos parâmetros da baixa frequência

Para cada N_p , calcula-se a densidade máxima de fluxo em alta frequência (expressão (5.6)), determina-se a densidade máxima de fluxo reservada para baixa frequência (expressão (5.13)) e o valor da indutância do filtro CA correspondente a partir de (5.22).

$$L_g = \frac{B_{LF} \cdot A_e \cdot N_p - \frac{V_{dc}}{64 \cdot f_s}}{\sqrt{2} \cdot I_{Lg(rms)}} \quad (5.22)$$

Passo 9: Verificação se o parâmetro de entrada $\Delta i_{Lg(max)}$ é atendido

Se a indutância de projeto for maior ou igual a indutância mínima do passo 2, prossegue-se para o passo 10, no qual será determinado o restante dos parâmetros de projeto.

Caso L_g seja menor que o valor mínimo, aumenta-se o número de espiras conforme passo 11.

Passo 10: Finalização do projeto

Nesta etapa incrementa-se o contador k, determina-se o tamanho do entreferro (expressão (5.11)), e calcula-se as perdas totais no arranjo magnético (P_{total}) considerando as perdas por condução (P_{cu}) e as perdas no núcleo magnético (P_{co}).

Para o cálculo das perdas no cobre, além da resistência CC do condutor (R_{cc}), cujo cálculo já é bem difundido, estima-se também a resistência CA (R_{ca}) do condutor devido ao efeito proximidade através do fator F_r , que relaciona R_{cc} e R_{ca} . Com base em Sullivan (1999), o fator F_r é aproximado usando (5.23), no qual ρ_c é a resistividade do cobre, b_c é a largura da área da janela na qual as espiras estão acopladas, e o fator k_d está relacionado a distribuição de campo em transformadores de múltiplos enrolamentos, sendo normalmente igual a um.

$$F_{r_x} = 1 + \frac{\pi^2 \cdot \omega_{ef}^2 \cdot \mu_0^2 \cdot n_{x//}^2 \cdot d_{AWG}^6 \cdot k_d}{768 \cdot \rho_c^2 \cdot b_c^2} \quad (5.23)$$

Calculando um valor para o primário, e outro para o secundário, as perdas no cobre são expressas por (5.24).

$$P_{cu} = F_{r_p} \cdot I_{a_i}^2 \cdot R_{cc_p} + F_{r_s} \cdot I_{Ld_i}^2 \cdot R_{cc_s} \quad (5.24)$$

As perdas no núcleo são calculadas com base nos dados disponibilizados pelo fabricante. Um exemplo de cálculo das perdas magnéticas é apresentado na etapa 6 do Apêndice A.

Passo 11: Incremento do número de espiras

O incremento do número de espiras no primário é sempre realizado de dois em dois, mantendo a distribuição simétrica das espiras entre as arestas do HFIT-L_g.

Passo 12: Seleção do projeto

Considerando os k projetos obtidos variando N_p entre $N_{p(min)}$ e $N_{p(max)}$, neste passo adota-se a solução que melhor atende ao critério considerado, que, no exemplo apresentado, corresponde a solução com menores perdas totais.

Após projeto ótimo do HFIT-L_g, a indutância de dispersão pode ser ajustada utilizando-se simulação com elementos finitos, estimativa analítica ou solução experimental baseada em conhecimento empírico e em uma abordagem de tentativa e erro, no qual algumas interações construtivas são realizadas até que um valor alvo aproximado seja alcançado, similar ao apresentado em Filho et al. (2023).

5.3 Projeto do arranjo magnético

As especificações e parâmetros adotados para o 4LI para validação do magnético foram baseados nos dados do protótipo descrito no Apêndice D e estão apresentados na Tabela 5-1. O projeto ótimo do HFIT-L_g foi realizado utilizando o *software Mathcad*, cuja planilha descritiva está anexada no Apêndice E. Para os enrolamentos primário e secundário, selecionou-se condutores do tipo *Litz* com 800 e 500 fios AWG 38, respectivamente. Para projeto dos magnéticos, adotou-se os núcleos C de ferrite, modelo NC-100/57/25, da fabricante *Thorton*, devido disponibilidade no laboratório.

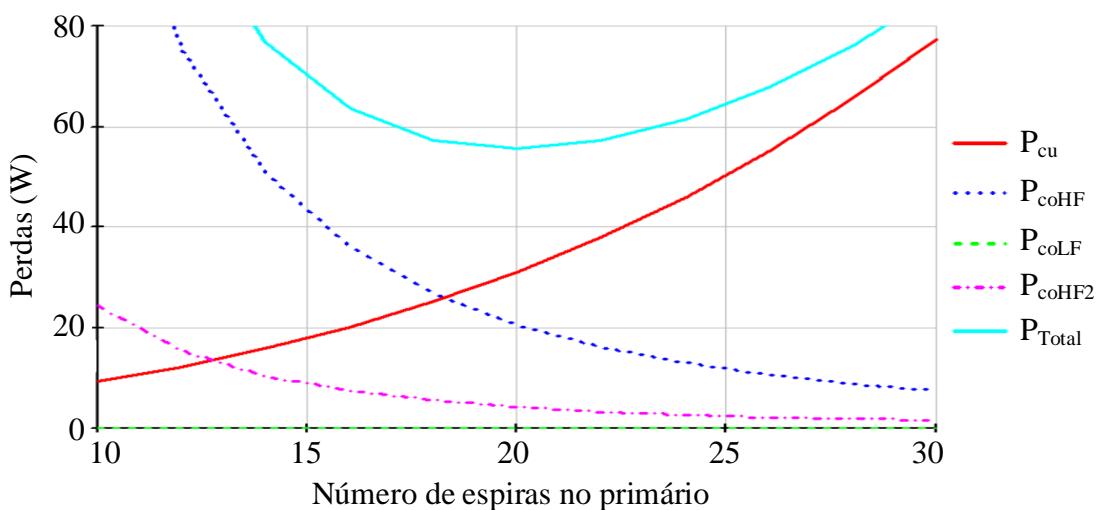
Tabela 5-1 – Especificações e parâmetro adotados para o 4LI

Tensão eficaz da rede (v_g)	220	V
Frequência da rede (f_r)	60	Hz
Potência de saída (P_o)	6,6	kW
Tensão no barramento primário (V_{PRI})	400	V
Tensão no barramento secundário (V_{SEC})	400	V
Relação de espiras do transformador (V_{PRI}/V_{SEC})	1	
Frequência de comutação (f_s)	100	kHz
Oscilação máxima de corrente ($\Delta i_{Lg(max)}$)	10	%
Ângulo de potência (φ_p)	30°	
Capacitância de saída no primário (C_{PRI})	2,41	mF
Capacitância de saída no secundário (C_{SEC})	1,41	mF

Fonte: Próprio autor.

O algoritmo para projeto ótimo do HFIT-L_g foi implementado no *software Mathcad*. Adotando uma densidade de fluxo máxima em alta frequência de 0,18 T, o número de espiras no primário variou entre 10 (mínimo) e 32 (máximo). Considerando a variação entre 10 e 30 espiras, foram obtidos 10 projetos distintos. Os valores de perdas calculados para cada projeto estão apresentados na Figura 5.11, no qual P_{Total} representa as perdas totais no arranjo magnético, englobando tanto as perdas no cobre (P_{cu}) quanto as perdas no núcleo devido às componentes na frequência de chaveamento (100kHz), na frequência da rede CA (60Hz) e na frequência da oscilação da corrente CA (400kHz), representadas, respectivamente, por P_{coHF}, P_{coLF} e P_{coHF2}.

Figura 5.11 – Curvas de perdas para seleção do projeto ótimo.



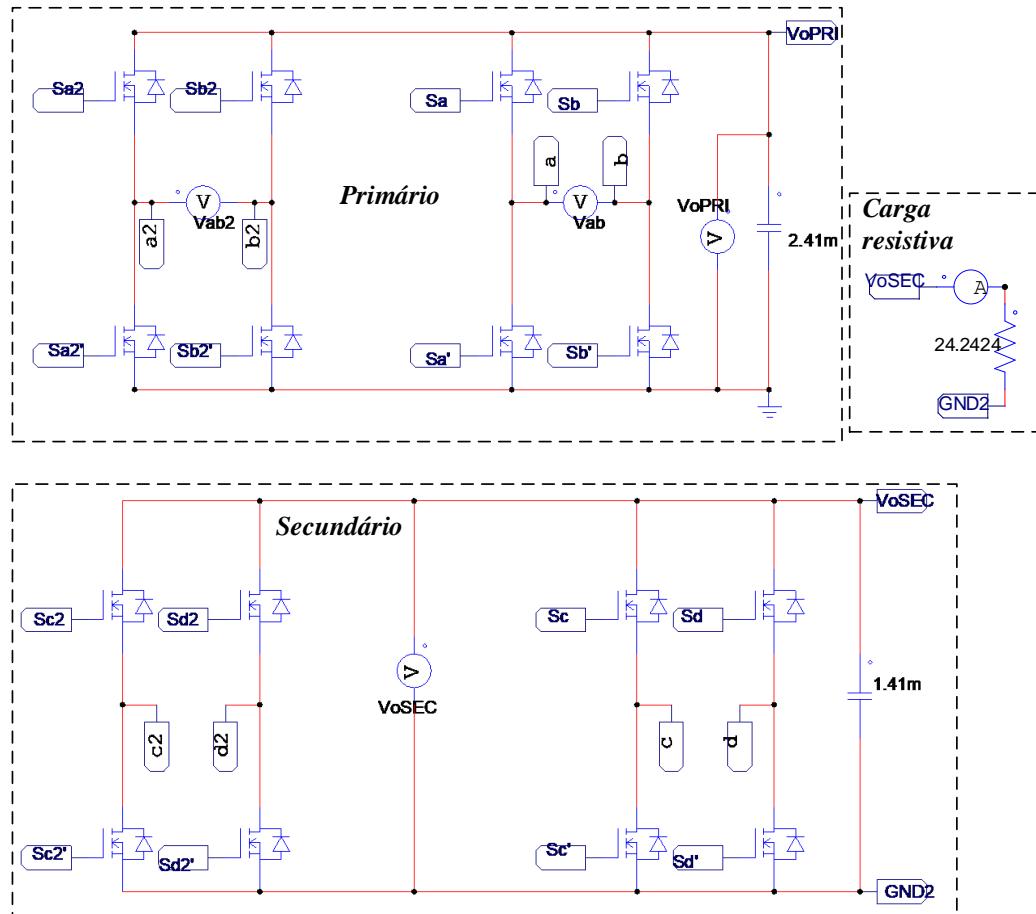
Fonte: Próprio autor.

Com base na Figura 5.11, adotou-se o ponto de perdas mínimas (57,7 W), que ocorre para N_p igual a 20, resultando em uma indutância L_g de $55,3\mu\text{H}$ e Δi_{Lg} de 5%, o que corresponde a uma oscilação de 2,23 A. A densidade de fluxo em 100 kHz, 60 Hz e 400 kHz foi de 79 mT, 202 mT e 20 mT, respectivamente.

5.4 Resultados de simulação

O arranjo magnético foi inicialmente validado por meio de simulações realizadas no software *PSIM*. As especificações e os parâmetros adotados na simulação são os mesmos utilizados no projeto, conforme descrito na Tabela 5-1. Na Figura 5.12 estão apresentados o circuito de potência utilizado no PSIM considerando os semicondutores, banco capacitivo, e uma carga linear configurada para processar 100% de P_o . As etiquetas a, b, a2, b2, c, d, c2 e d2 representam os pontos de conexão dos magnéticos e da fonte de tensão correspondente ao barramento CA.

Figura 5.12 – Circuito de potência utilizado no PSIM sem conexão dos magnéticos.



Fonte: Próprio autor.

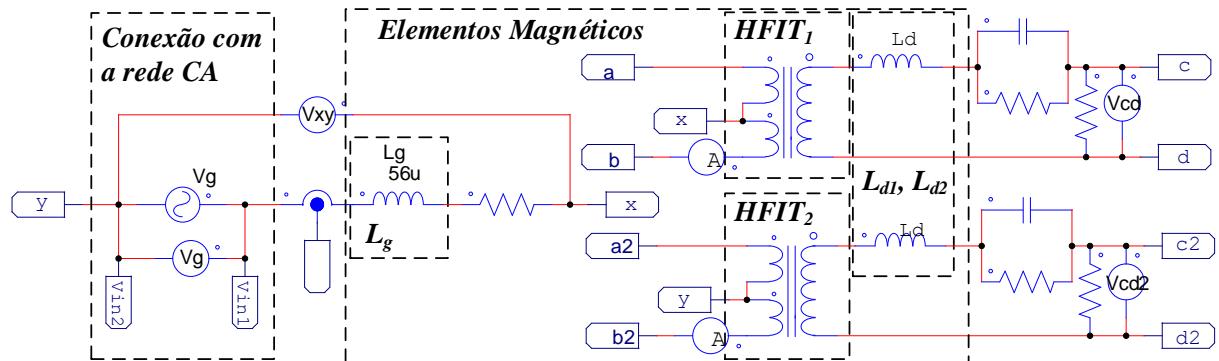
Para validação do arranjo magnético proposto, duas configurações de magnéticos foram consideradas:

1) Configuração #1: estrutura tradicional com um indutor de filtro CA (L_g), dois transformadores (HFIT₁ e HFIT₂) e dois indutores de transferência de energia (L_{d1} e L_{d2}), cujo circuito utilizado está apresentado na Figura 5.13;

2) Configuração #2: arranjo magnético proposto sem L_d (HFIT-L_g) e dois indutores de transferência de energia (L_{d1} e L_{d2});

As resistências e capacitâncias em série com L_d são acrescentadas para compensar valores CC da simulação, visto que técnicas de controle da magnetização e de partida não foram implementadas.

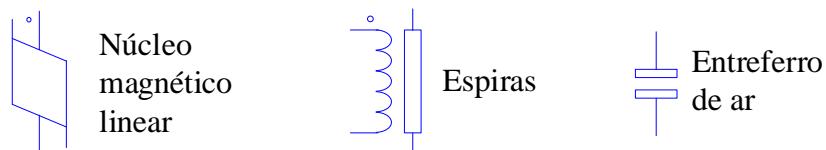
Figura 5.13 – Circuito de potência utilizado no PSIM considerando os magnéticos da configuração #1.



Fonte: Próprio autor.

Para implementação do HFIT-L_g utilizou-se os elementos magnéticos do PSIM apresentados na Figura 5.14. O parâmetro de entrada do núcleo magnético é o fator de indutância (AL), isto é, indutância por espira. Já os parâmetros das espiras são o número de voltas e a resistência dos enrolamentos, enquanto o do entreferro é o seu fator de indutância.

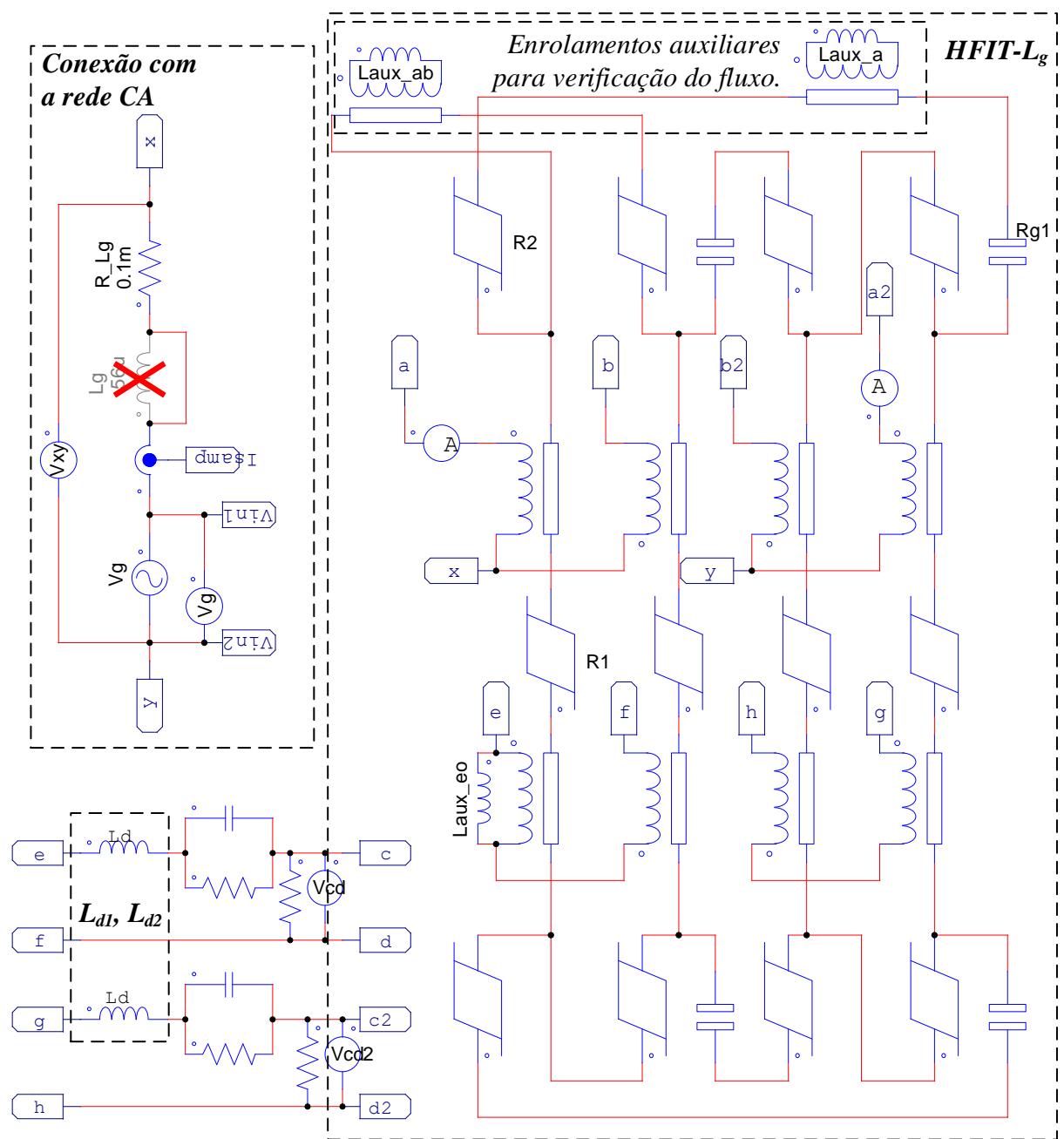
Figura 5.14 – Elementos magnéticos do PSIM utilizado para simulação do HFIT-L_g.



Fonte: Próprio autor.

O circuito magnético completo utilizado para configuração 2 está apresentado na Figura 5.15. Os valores de R1, R2 e Rg1 foram $23,84\mu\text{H}$, $17,80\mu\text{H}$ e 585nH , respectivamente, calculados conforme Apêndice E.

Figura 5.15 – Circuito de potência utilizado no PSIM considerando o arranjo magnético proposto HFIT-L_g.



Fonte: Próprio autor.

Inicialmente validou-se a integração dos magnéticos considerando somente o primário do 4LI, focando na oscilação da corrente CA e verificando os fluxos dentro do

círcuito magnético de relutâncias sem a influência dos enrolamentos secundários. Por seguite, validou-se o círcuito completo (primário e secundário juntos), analisando o comportamento do sistema tanto em regime permanente na potência nominal como em regime transitório durante diferentes degraus de potência. Os resultados são apresentados nos tópicos a seguir.

5.4.1 Validação do arranjo magnético considerando somente o primário do 4LI

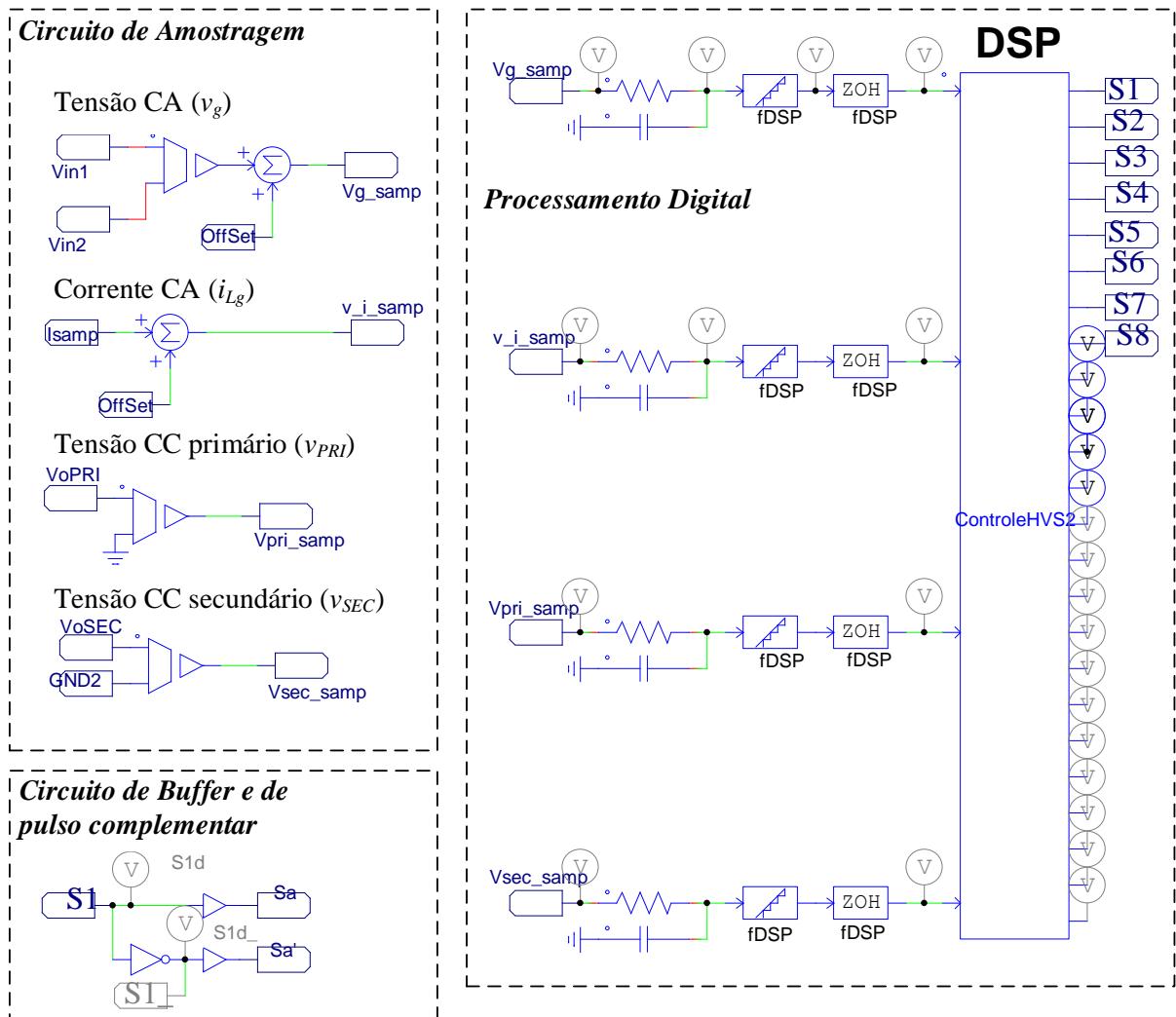
Primeiramente, analisou-se a integração do indutor do filtro da rede CA considerando somente o círculo de potência do primário (com o secundário desconectado e carga resistiva no barramento V_{PRI} processando a potência nominal), tanto com os elementos magnéticos tradicionais (configuração #1) quanto com o arranjo magnético proposto (configuração #2).

Adotando os mesmos controladores descritos no Apêndice E, implementou-se um sistema de aquisição e controle em duas versões: uma analógica e outra digital. Na Figura 5.16 são apresentados os circuitos de aquisição e processamento digital dos dados implementados no PSIM, configurados de forma a se aproximar do círculo utilizado no protótipo para validação experimental. Para isso, a lógica do bloco PWM tradicional do microcontrolador dual-core modelo TMS320F28379D foi implementada utilizando um bloco C no PSIM. Dessa forma, além da validação do arranjo magnético, é possível avaliar a influência da implementação digital no comportamento do círculo.

Na Figura 5.17 estão apresentadas a corrente e tensão no barramento CA, a tensão no barramento CC e a ondulação da corrente CA. Na Figura 5.17 (a) e (b) tem-se os sinais elétricos para a configuração 1 e 2 com implementação analógica, e em (c) e (d) tem-se os sinais elétricos para a configuração 1 e 2 com implementação digital.

Os sinais de controle de corrente i_{Lg} (uki) e de tensão v_{pri} (ukv_{pri}) estão apresentados na Figura 5.18 junto com a fase rastreada da rede. Observa-se, portanto, que o controle analógico consegue filtrar melhor as frequências de 120 Hz e 240 Hz do sinal de tensão v_{pri} amostrado, reduzindo o impacto desses na corrente CA, e possibilitando melhor THD. Observa-se também que o sinal de saída do controlador de tensão (ukv_{pri}) no círculo digital é levemente maior que o do analógico, o que pode estar relacionado a variações no ganho devido digitalização dos sinais de aquisição e controladores.

Figura 5.16 – Circuito de aquisição e processamento utilizado no PSIM.

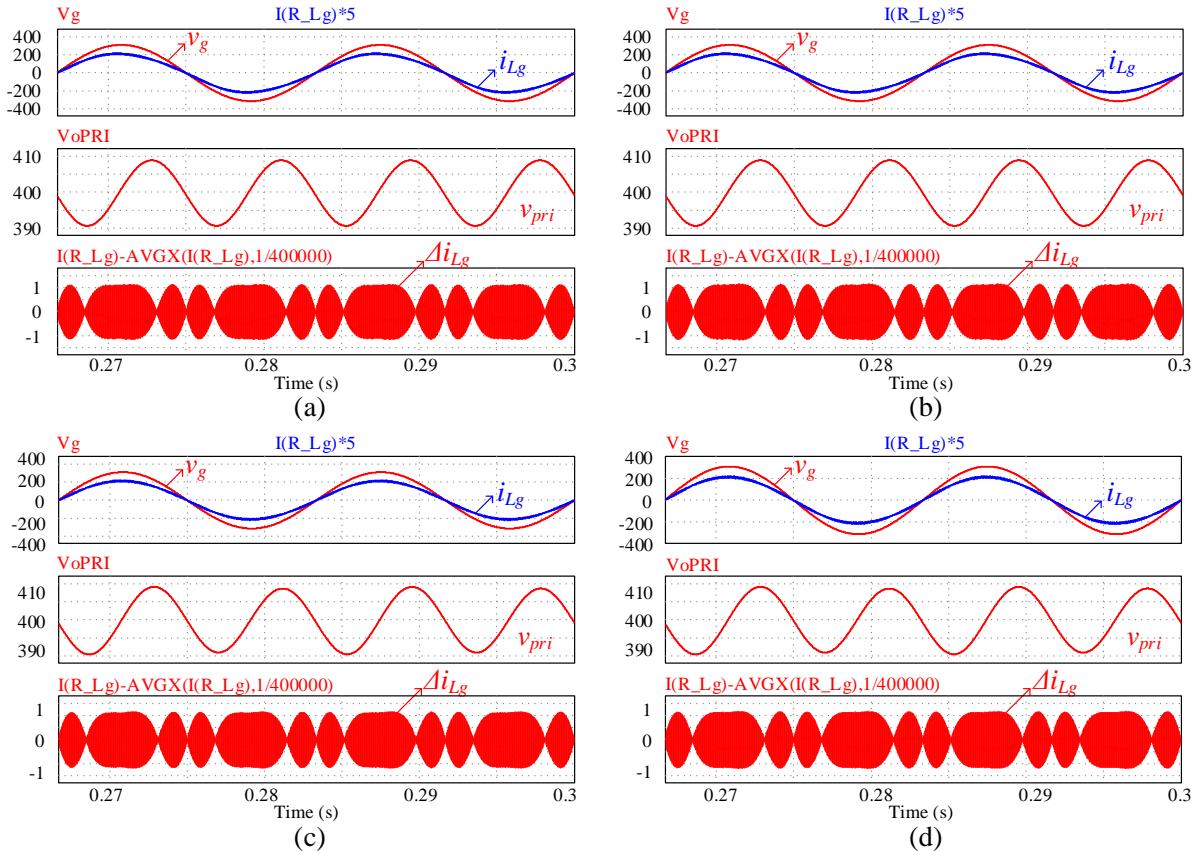


Fonte: Próprio autor.

Figura 5.17 – Tensões e corrente CA no primário do 4LI obtidos por simulação:

(a) Configuração #1 (análgico); (b) Configuração #2 (análgico);

(c) Configuração #1 (digital); (d) Configuração #2 (digital).

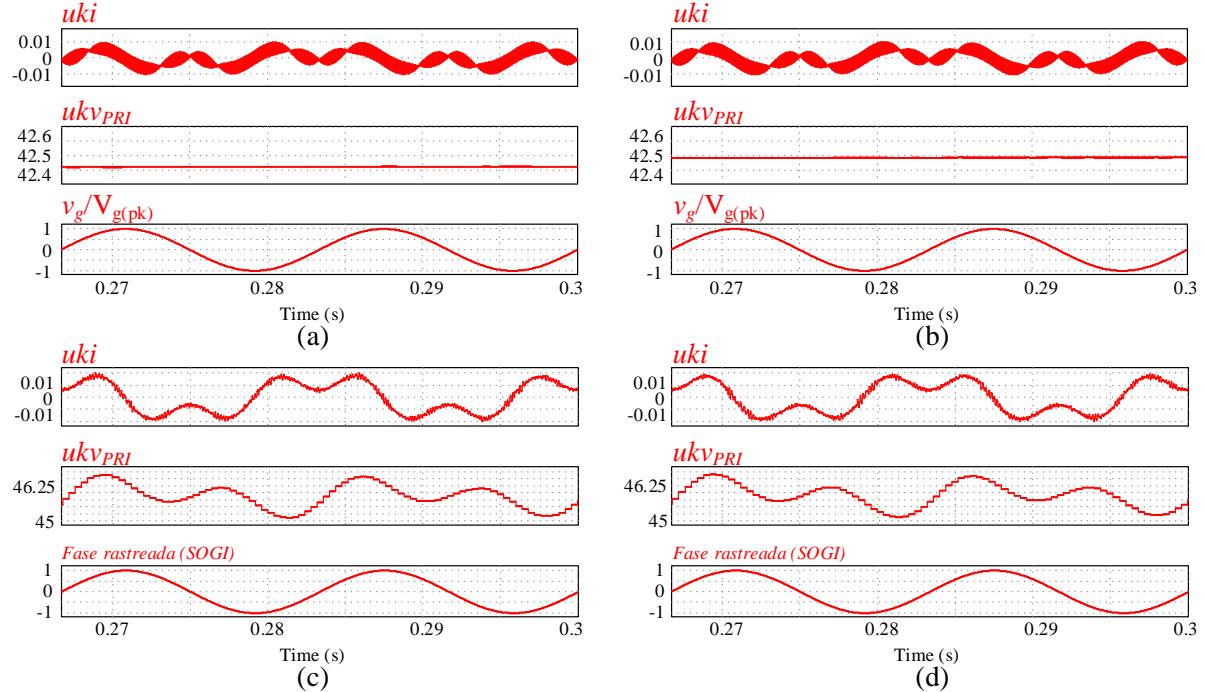


Fonte: Próprio autor.

Figura 5.18 – Sinais de controle de tensão (ukv_{pri}) e corrente (uki) obtidos por simulação:

(a) Configuração #1 (análogo); (b) Configuração #2 (análogo);

(c) Configuração #1 (digital); (d) Configuração #2 (digital).

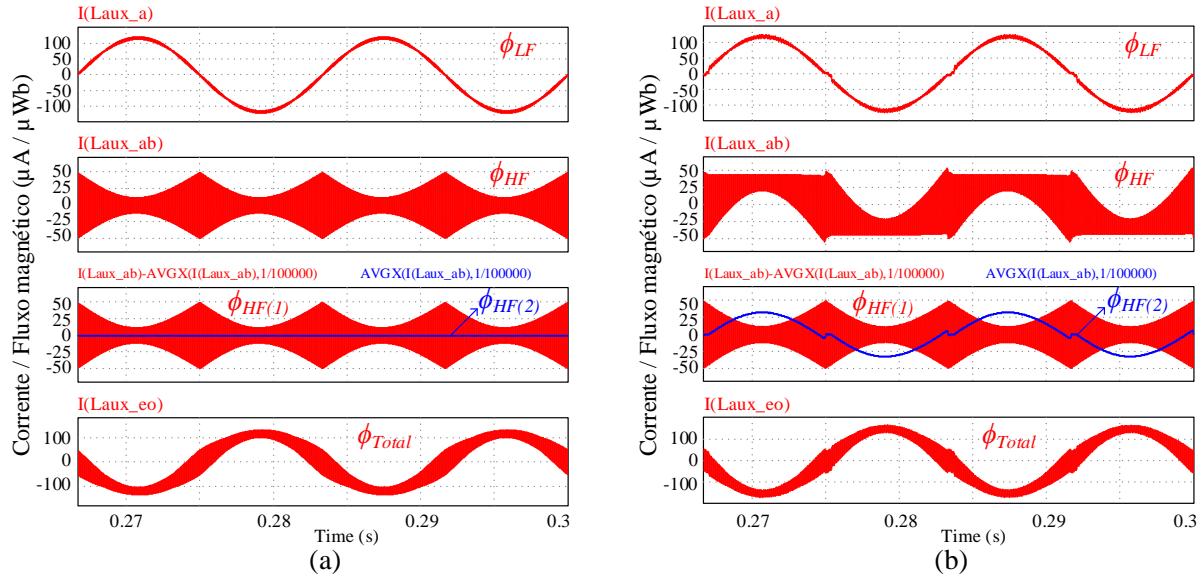


Fonte: Próprio autor.

Outro problema do sistema digital é o instante de atualização dos parâmetros digitais, além dos passos de mudança nos valores de fase das portadoras e de moduladora, que acrescentam pequenas assimetrias no sistema, impactando na magnetizante dos transformadores. Esse impacto da implementação digital é melhor observado analisando o fluxo magnético nos elementos magnéticos do PSIM, conforme Figura 5.19. Os fluxos foram medidos acrescentando-se enrolamentos auxiliares com 1 espira e fechando o circuito elétrico com um indutor de 1H. Desta forma, a corrente medida no enrolamento auxiliar tem o mesmo valor do fluxo magnético da aresta correspondente.

Na Figura 5.19 observa-se que a implementação digital acrescenta uma componente de baixa frequência ao fluxo de alta frequência (ϕ_{HF}), conforme enfatizado por $\phi_{HF(2)}$, que corresponde à média de ϕ_{HF} a cada período de chaveamento. Retirada a parcela de baixa frequência, verifica-se a componente de alta frequência $\phi_{HF(1)}$ similar ao obtido na implementação analógica, que valida o comportamento teórico apresentado para os fluxos em cada aresta.

Figura 5.19 – Fluxo magnético nas arestas de alta frequência, baixa frequência e frequência mista: (a) Sistema analógico; (b) Sistema digital.



Fonte: Próprio autor.

Na Tabela 5-2 estão destacados o fator de potência (PF), a distorção harmônica da corrente (THD) e o valor médio da tensão v_{pri} para cada configuração, além dos valores de oscilação de corrente e tensão, e dos valores máximos de fluxo magnético.

Tabela 5-2 – Parâmetros de operação do primário para cada configuração obtidos por simulação

Sistema	Config.	THD (%)	FP	$v_{pri(md)}$ (V)	Δi_{Lg} (A)	Δv_{pri} (V)	$\phi_{LF(pk)}$ (μWb)	$\phi_{HF(máx)}$ (μWb)	$\phi_{Total(máx)}$ (μWb)
Analógico	1	1,72	0,9999	400	2,26	18,1	-	-	-
	2	1,74	0,9998	400	2,29	18,1	120,8	49,8	131,6
Digital	1	2,10	0,9997	400	2,31	18,7	-	-	-
	2	2,21	0,9997	400	2,33	19,1	122,6	49,4	172,9

Fonte: Próprio autor.

Verifica-se, portanto, que o arranjo magnético proposto não altera o comportamento das tensões e corrente no primário do conversor, e que a oscilação de corrente obtida condiz com a indutância projetada para a estrutura integrada (2,23A).

5.4.2 Validação do arranjo magnético proposto considerando o circuito do 4LI completo

Para a análise do arranjo magnético, considerou-se o conversor 4LI operando com a modulação tradicional. No circuito completo, o acréscimo de um maior número de elementos à simulação no *PSIM*, aliado à implementação digital, implicou em um elevado esforço computacional. Assim, por simplificação, e visto que ambas as implementações resultam em operações similares, a seguir adota-se somente a implementação analógica.

O desempenho do 4LI com o magnético proposto é analisado no regime estacionário e transitório. Em regime estacionário, foram avaliadas as formas de onda no 4LI operando no modo retificador e inversor, com 100% da potência nominal, considerando ambas as configurações de magnéticos. Em regime transitório, verificou-se o comportamento do sistema com o arranjo magnético proposto para diferentes degraus de potência. Importante ressaltar que o ensaio teve como objetivo analisar o comportamento dos parâmetros elétricos nos magnéticos, não sendo objeto de estudo a dinâmica dos controladores. Os resultados obtidos são apresentados a seguir.

5.4.2.1 Regime estacionário: modo retificador

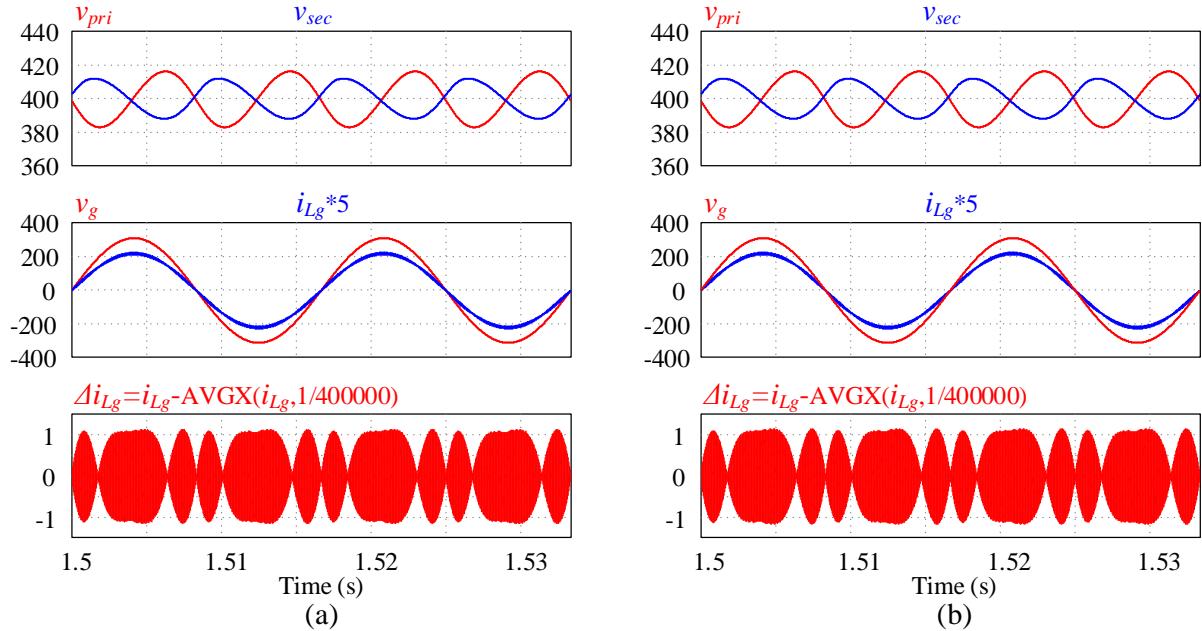
Na Figura 5.20 estão apresentadas as tensões nos barramentos CC (v_{pri} e v_{sec}) e CA (v_g), além da corrente CA (i_{Lg}) e sua oscilação em alta frequência (Δi_{Lg}) para as configurações magnéticas #1 (a) e #2 (b). Os valores de fator de potência, distorção harmônica da corrente, oscilação de tensão nos barramentos CC (Δv_{pri} e Δv_{sec}) e da corrente CA, além dos valores médios de saída dos controladores de tensão, estão resumidos na Tabela 5-3 para cada configuração.

Através destes resultados, verifica-se que o arranjo magnético proposto não altera o comportamento das tensões e corrente de entrada e saída do conversor, e que a oscilação de corrente obtida condiz com a indutância projetada para a estrutura integrada, demonstrando que o arranjo magnético proposto substitui efetivamente os magnéticos tradicionais da configuração #1 (L_g , HFIT₁ e HFIT₂) para o conversor operando no modo retificador sem impactar significativamente os parâmetros elétricos do 4LI.

Na Figura 5.21 estão apresentadas as correntes no arranjo magnético da configuração #2 no DAB₁ e DAB₂, nas quais constata-se a presença da baixa e alta frequência nas correntes do primário, conforme teoria apresentada. Na Figura 5.21 também estão

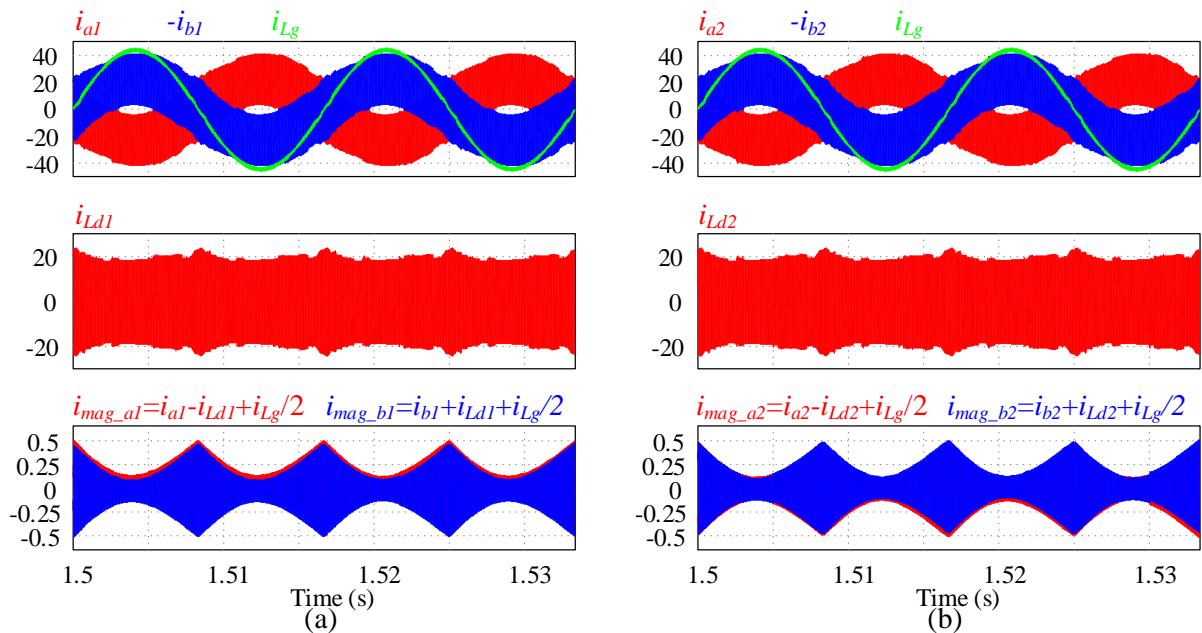
destacadas as correntes de magnetização, comportando-se similar ao fluxo de alta-frequência descrito teoricamente.

Figura 5.20 – Tensões nos barramentos CC e CA e corrente CA no modo retificador obtidas por simulação: (a) Configuração #1; (b) Configuração #2.



Fonte: Próprio autor.

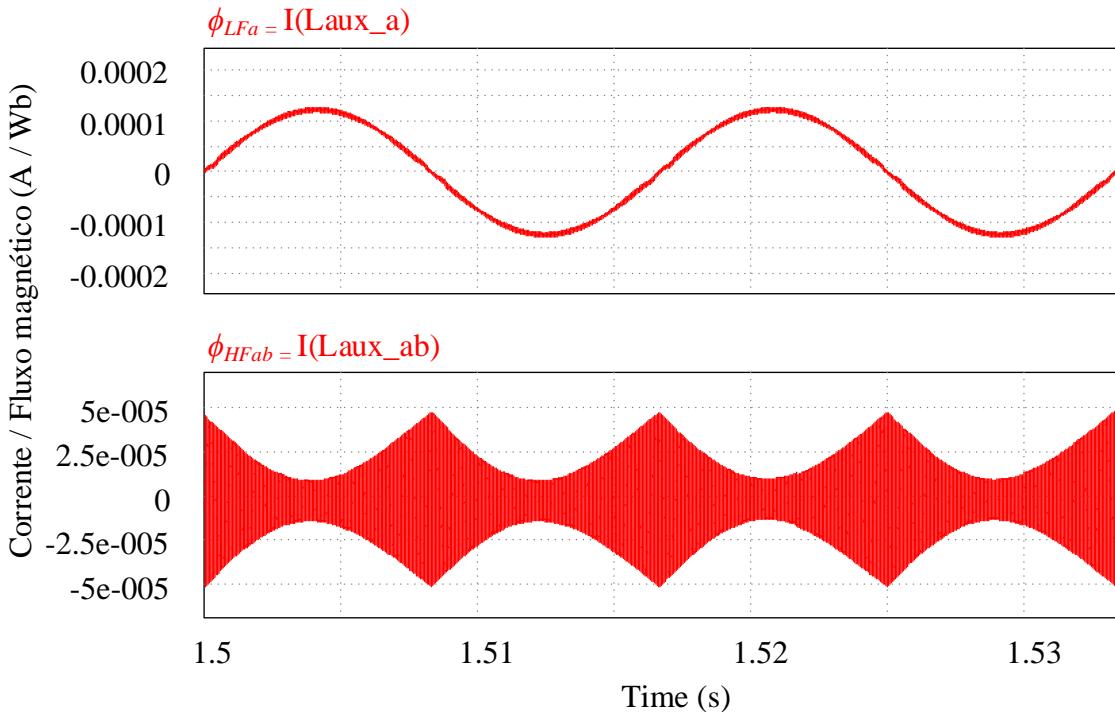
Figura 5.21 – Correntes no arranjo magnético proposto simuladas para operação no modo retificador.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 5.22 observa-se os fluxos de alta e baixa frequência no HFIT-L_g medidos através dos enrolamentos auxiliares descritos no ensaio do primário, estando estes também em acordo com a teoria apresentada.

Figura 5.22 – Fluxo magnético nas arestas de alta e baixa frequência no modo retificador obtidas por simulação.



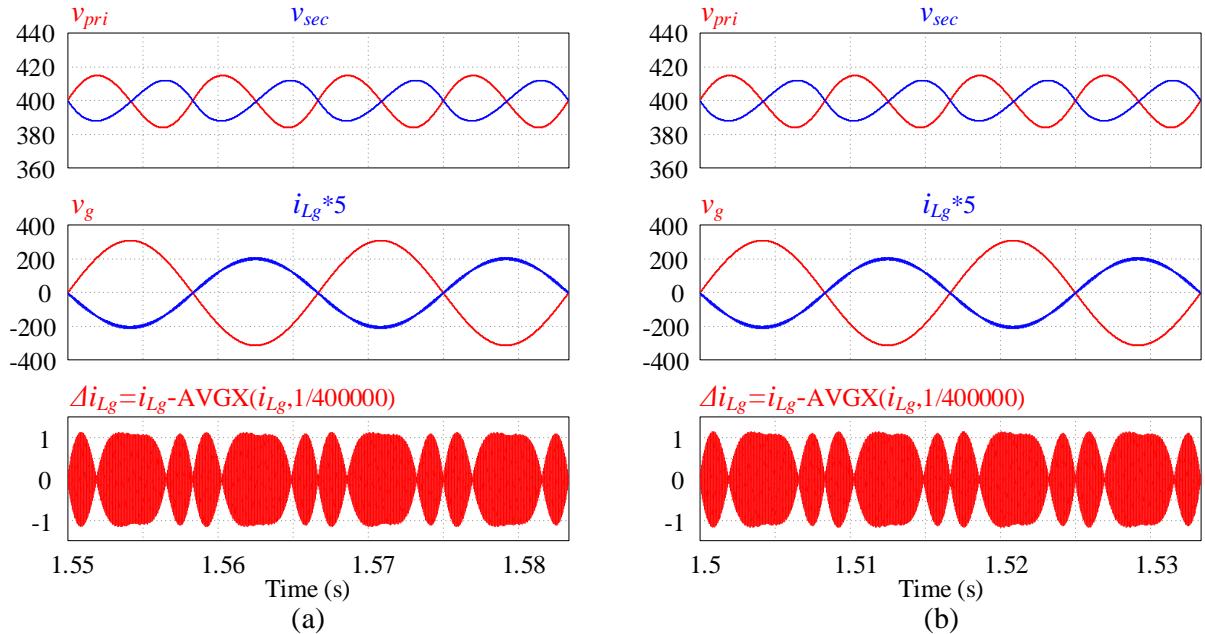
Fonte: Próprio autor.

5.4.2.2 Regime estacionário: modo inversor

Para a simulação no modo inversor, acrescentou-se uma fonte de corrente no barramento V_{SEC} . Na Figura 5.23 estão apresentadas as tensões nos barramentos CC (v_{pri} e v_{sec}) e CA (v_g), além da corrente CA (i_{Lg}) e sua oscilação em alta frequência (Δi_{Lg}) para as configurações magnéticas 1 (a) e 2 (b) no modo inversor.

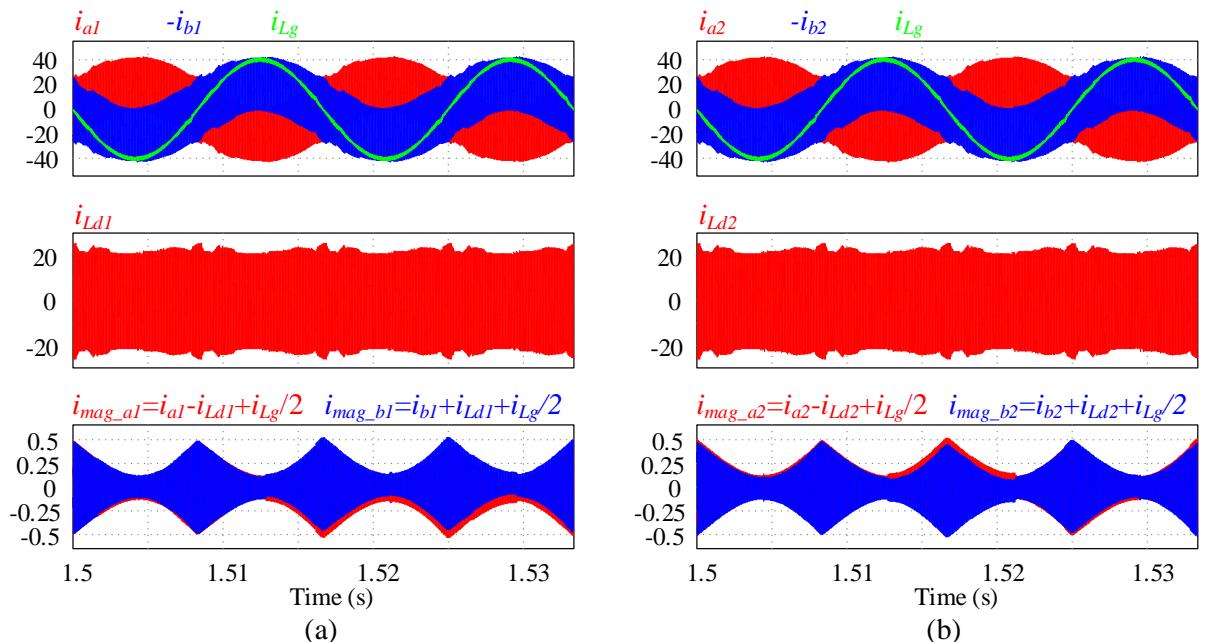
Na Figura 5.24 tem-se as correntes no arranjo magnético da configuração 2, onde verifica-se novamente a presença da baixa e alta frequência nas correntes do primário. Na Figura 5.24 também estão destacadas as correntes de magnetização, comportando-se conforme o fluxo de alta frequência no transformador.

Figura 5.23 – Tensões nos barramentos CC e CA e corrente CA no modo inversor obtidas por simulação: (a) Configuração 1; (b) Configuração 2.



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.24 – Correntes no arranjo magnético proposto simuladas para operação no modo inversor.



Fonte: Próprio autor.

Os valores de fator de potência, distorção harmônica da corrente, oscilação de tensão nos barramentos CC e da corrente CA, além dos valores médios de saída dos controladores de tensão para o modo inversor também estão resumidos na Tabela 5-3.

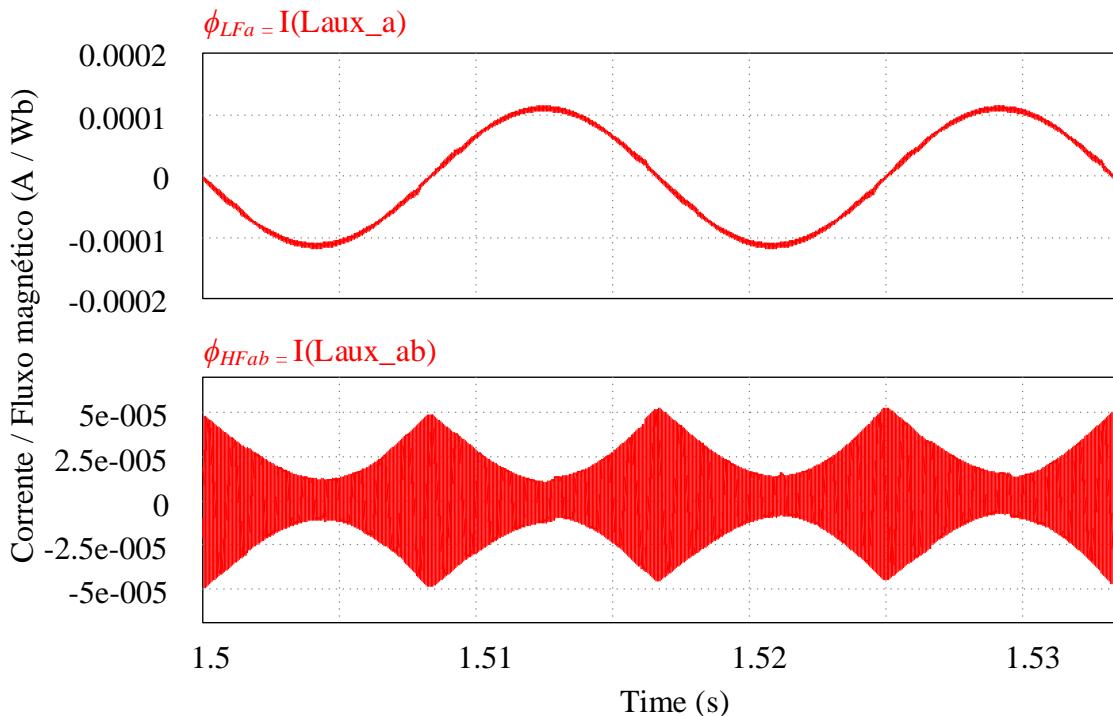
Na Figura 5.25 tem-se os fluxos de alta e baixa frequência no arranjo magnético medidos através dos enrolamentos auxiliares descritos anteriormente, cujos comportamentos também estão em acordo com a teoria apresentada.

Tabela 5-3 – Parâmetros de operação para cada configuração obtidos por simulação.

Sistema	Conf.	THD (%)	FP	$I_{Lg(pk)}$ (A)	Δi_{Lg} (A)	Δv_{pri} (V)	Δv_{sec} (V)	ukv_{pri} (V)	ukv_{sec} (V)	$\phi_{LF(pk)}$ (μ Wb)	$\phi_{HF(máx)}$ (μ Wb)	$\phi_{Total(máx)}$ (μ Wb)
Retifica-	1	1,68	0,9999	45,1	2,28	33,13	23,90	44,1	29,8	-	-	-
	2	1,69	0,9999	45,2	2,27	33,14	23,81	44,2	29,6	125,24	49,59	157,98
Inversor	1	1,81	0,9998	41,9	2,27	30,93	24,02	-40,9	-27,9	-	-	-
	2	1,83	0,9998	41,7	2,30	30,90	24,01	-40,9	-27,7	115,85	49,91	143,40

Fonte: Próprio autor.

Figura 5.25 – Fluxo magnético nas arestas de alta e baixa frequência no modo inversor obtidas por simulação.



Fonte: Próprio autor.

Novamente, os resultados obtidos para o conversor no modo inversor operando com ambas as configurações de magnéticos são similares, e a oscilação da corrente i_{Lg} obtida condiz com a indutância projetada para a estrutura integrada.

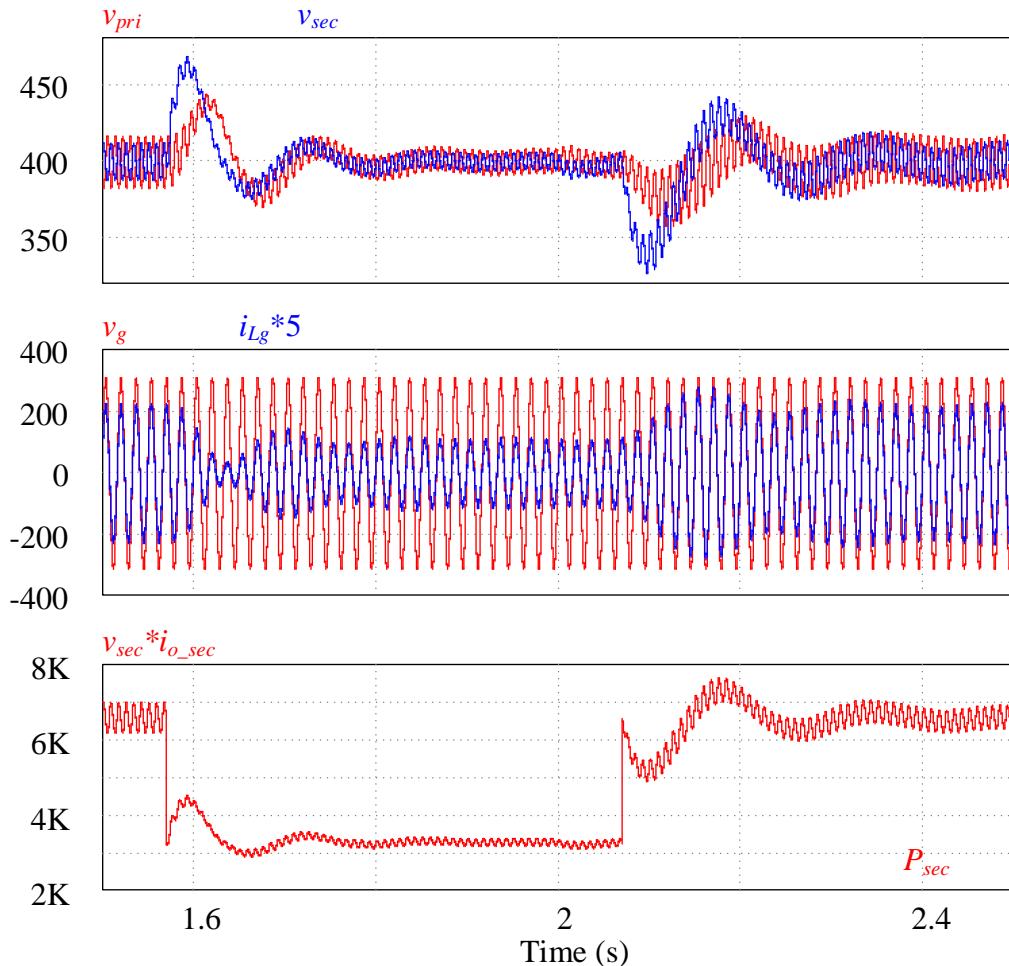
Portanto, valida-se o arranjo magnético proposto em regime estacionário através de resultados de simulação, demonstrando que o HFIT-L_g substitui efetivamente os magnéticos tradicionais da configuração #1 tanto no modo retificador como no modo inversor, com variação inferior a 1% nos parâmetros elétricos finais do 4LI.

5.4.2.3 Regime transitório: degraus de carga no modo retificador

Para análise do arranjo magnético em variações de carga no modo retificador, inicialmente aplica-se um degrau negativo, variando a carga repentinamente de 100% para 50%, e, em seguida, um degrau positivo, onde a carga varia de 50% para 100%.

Na Figura 5.26 verifica-se o comportamento dos barramentos CC e CA, além da corrente i_{Lg} e da variação de potência na saída do secundário.

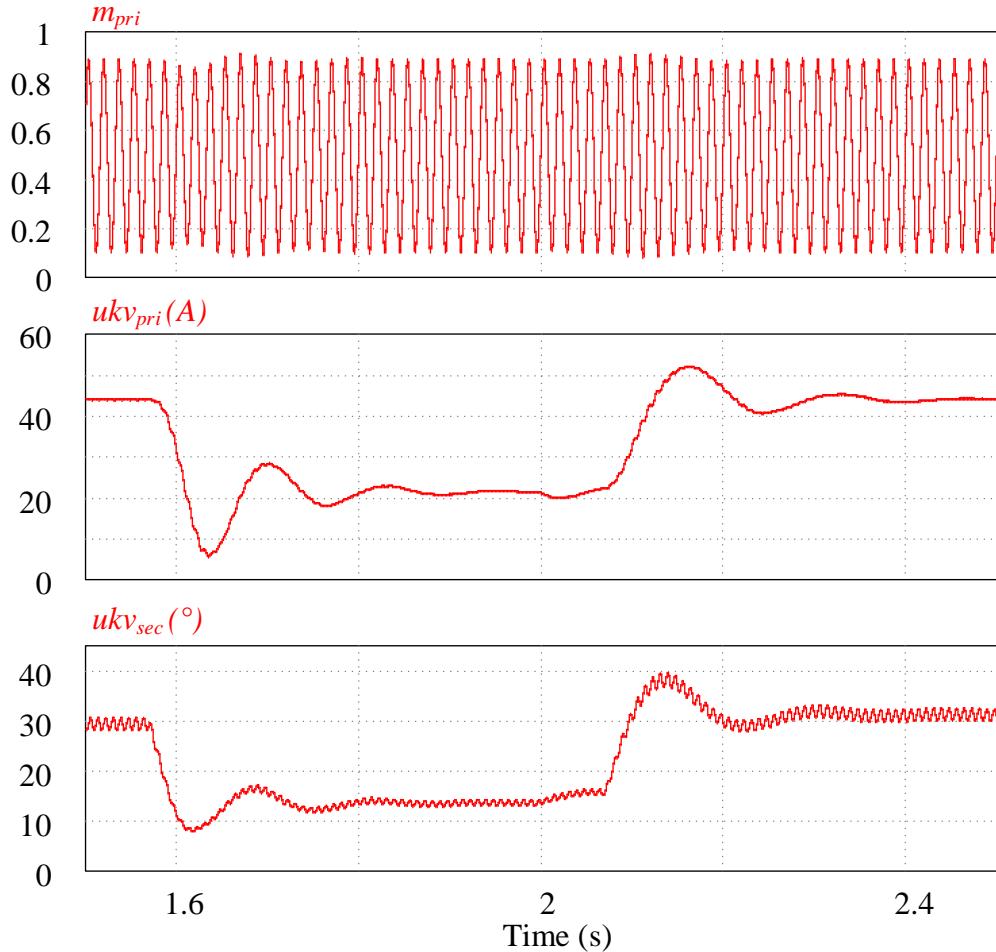
Figura 5.26 – Tensões nos barramentos CC e CA, corrente CA e potência no secundário simuladas para degraus de carga de 50% no conversor em modo retificador.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 5.27 estão apresentados os sinais de controle da corrente CA com o *feedforward* adicionado (m_{pri}) e dos barramentos CC do primário (ukv_{pri}) e secundário (ukv_{sec}) durante o degrau de carga considerado.

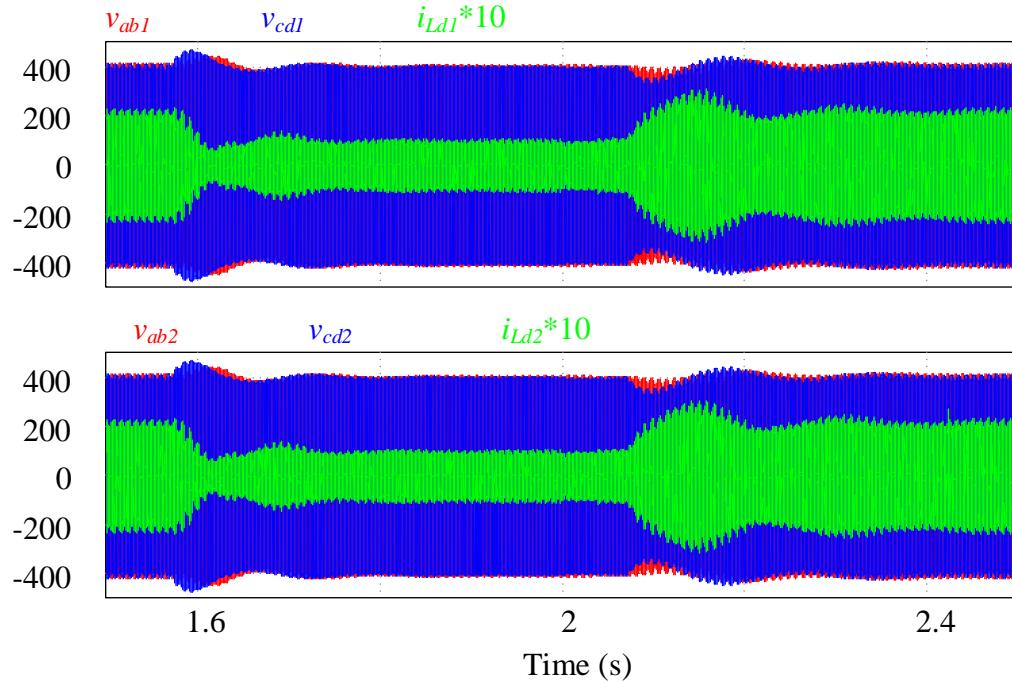
Figura 5.27 – Sinais de controle simulados para degraus de carga de 50% no conversor operando no modo retificador.



Fonte: Próprio autor.

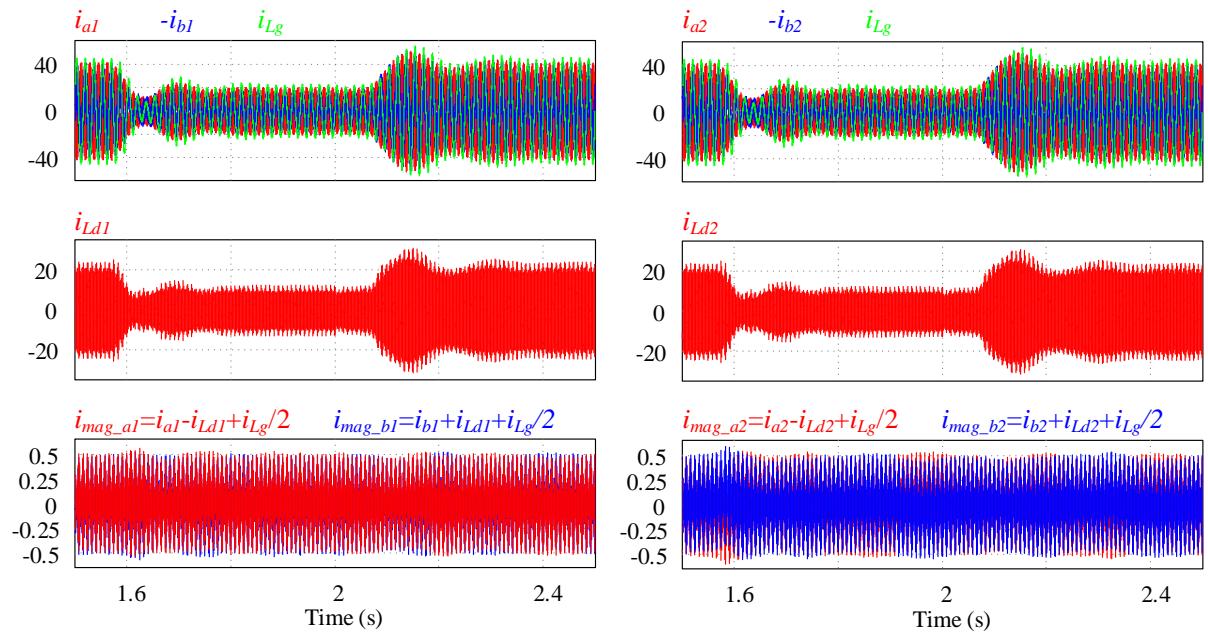
As tensões nos enrolamentos do HFIT- L_g estão apresentadas na Figura 5.28 junto com a corrente no indutor de transferência de energia. Já as correntes no HFIT- L_g estão apresentadas na Figura 5.29. Observa-se, através destas, que, apesar dos sobressinais causados pelos degraus de carga, não houve um desbalanço significativo no circuito magnético capaz de induzir elevados valores de corrente de magnetização que pudessem indicar possíveis saturações no núcleo magnético. Essa característica também pode ser verificada através dos fluxos magnéticos apresentados na Figura 5.30.

Figura 5.28 – Tensões e correntes nos DAB₁ e DAB₂ simuladas para degraus de carga de 50% no conversor operando no modo retificador.



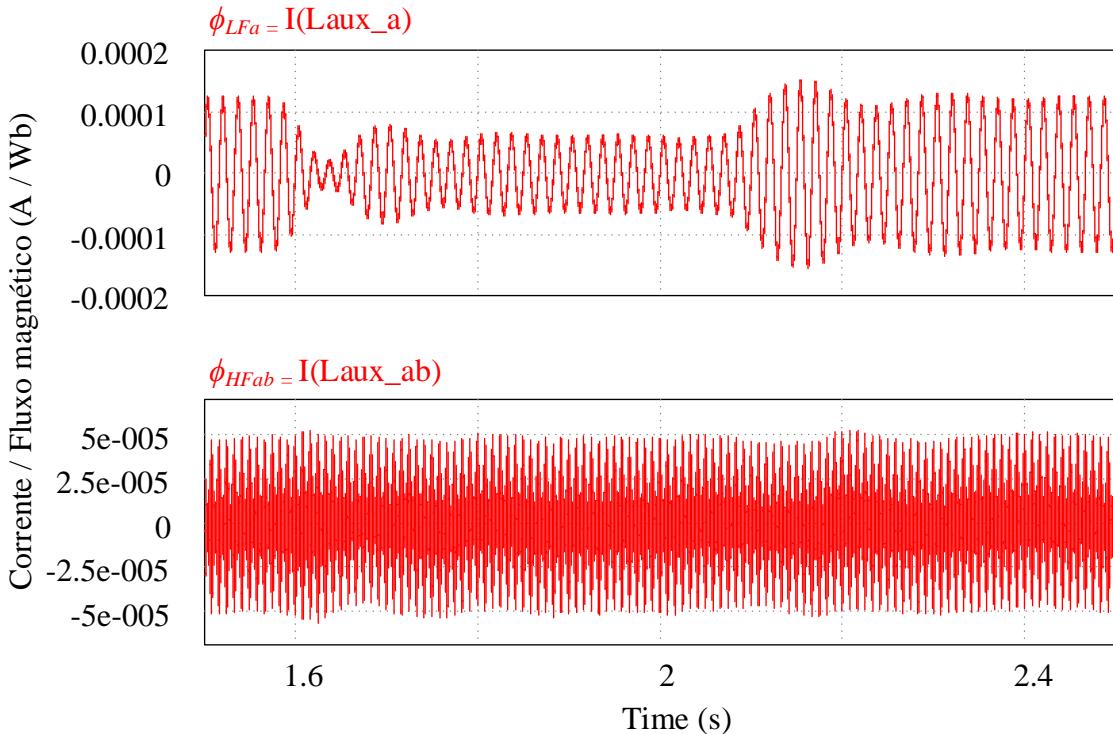
Fonte: Próprio autor.

Figura 5.29 – Correntes no magnético proposto simuladas para degraus de carga de 50% no conversor operando no modo retificador.



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.30 – Fluxos magnéticos simulados para degraus de carga de 50% no conversor operando no modo retificador



Fonte: Próprio autor.

5.4.2.4 Regime transitório: degraus de carga no modo inversor

Para análise do arranjo magnético em variações de carga no modo inversor, utilizou-se uma fonte de corrente no secundário inicialmente ajustada para 100% da potência nominal. Durante a simulação, iniciou-se aplicando um degrau negativo, variando a corrente da fonte repentinamente de 100% para 50% do valor nominal, e, em seguida, um degrau positivo, onde a corrente injetada variou de 50% para 100%.

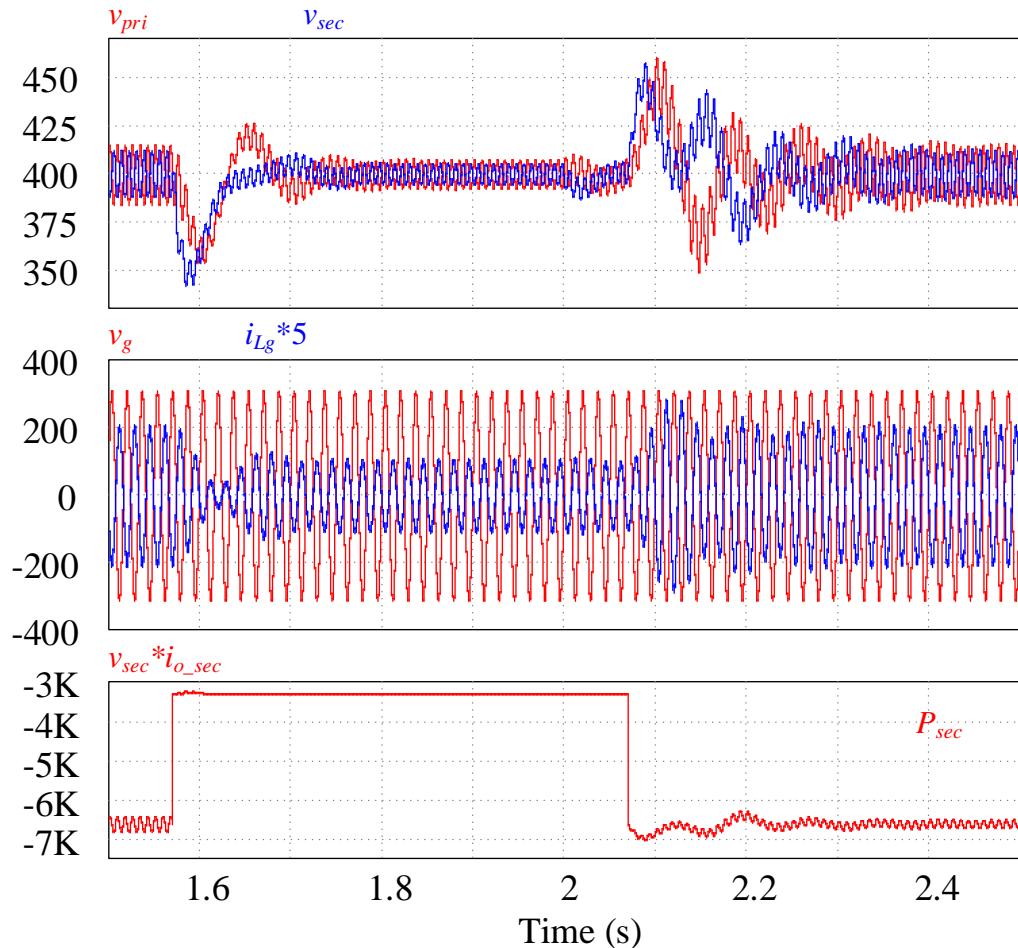
Na Figura 5.31 verifica-se o comportamento dos barramentos CC e CA, além da corrente i_{Lg} e da variação de potência na saída do secundário.

Na Figura 5.32 estão apresentados os sinais de controle de corrente e tensões durante o degrau de carga considerado.

As tensões nos enrolamentos do HFIT- L_g estão apresentadas na Figura 5.33 junto com a corrente no indutor de transferência de energia. Já as correntes no HFIT- L_g estão apresentadas na Figura 5.34. Observa-se, através destas, que, apesar dos sobressinais devido aos degraus de potência, não houve um desbalanço significativo no magnético que induzisse elevados valores de corrente de magnetização que indicassem possíveis saturações no núcleo

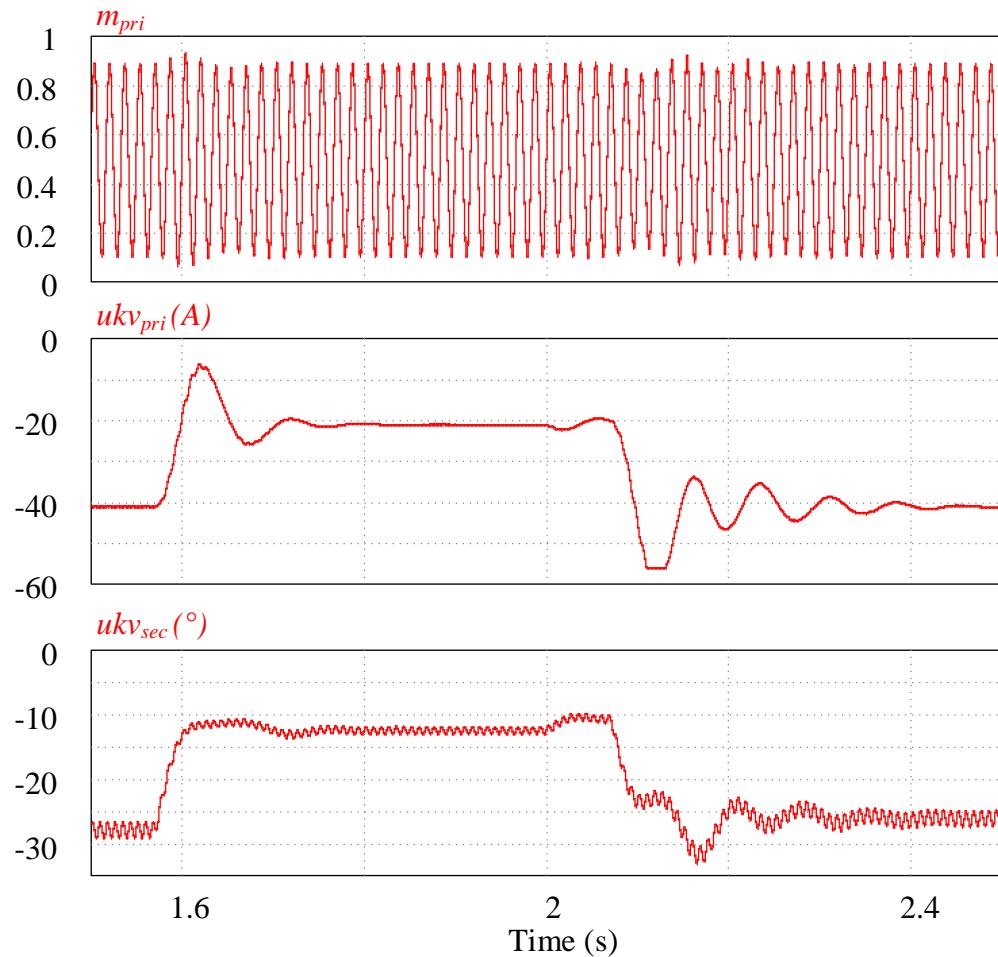
magnético. O que também pode ser observado através dos fluxos magnéticos apresentados na Figura 5.35.

Figura 5.31 – Tensões nos barramentos, corrente CA e potência no secundário simuladas para degraus de carga de 50% no conversor operando no modo inversor.



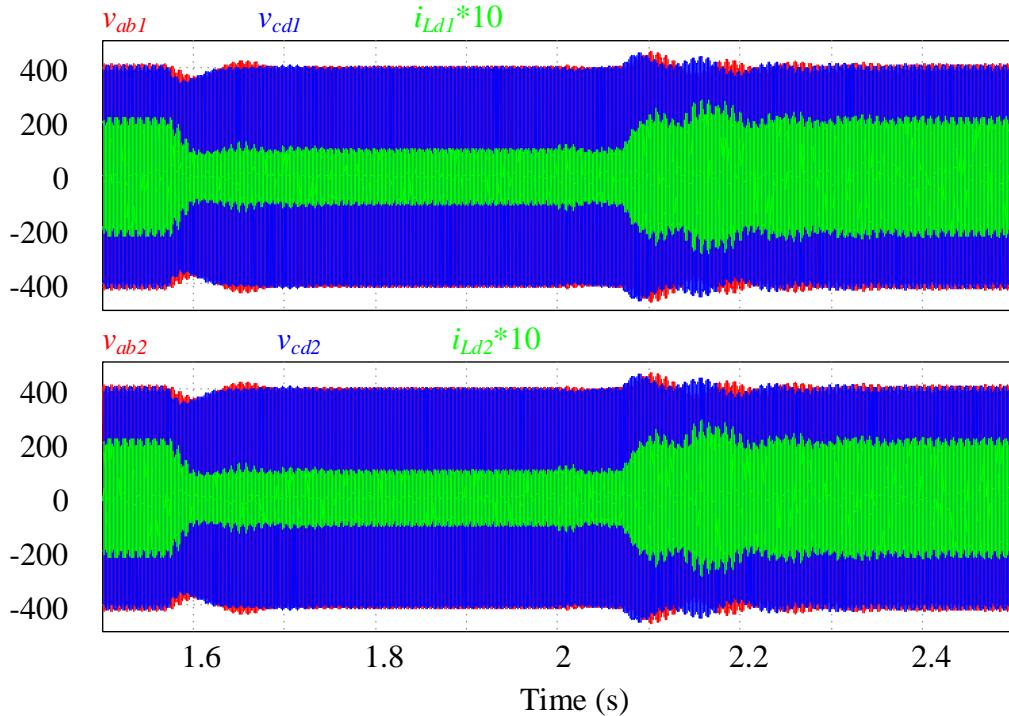
Fonte: Próprio autor.

Figura 5.32 – Sinais de controle simulados para degraus de carga de 50% no conversor operando no modo inversor.



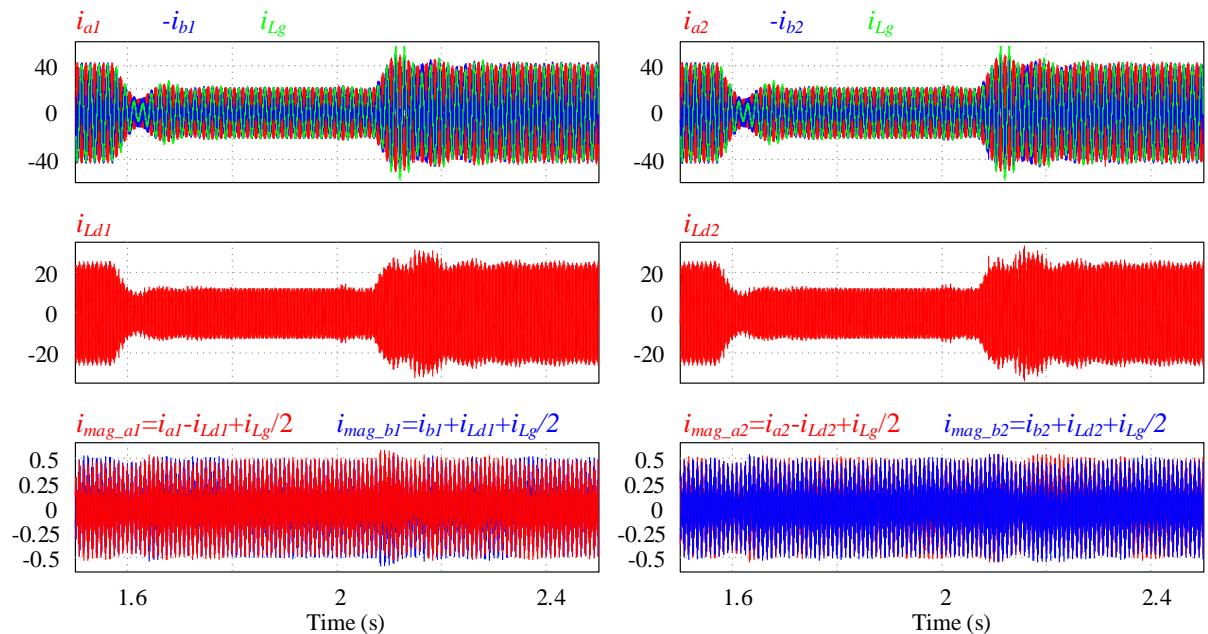
Fonte: Próprio autor.

Figura 5.33 – Tensões e correntes nos DAB₁ e DAB₂ simulados para degraus de carga de 50% no conversor operando no modo inversor.



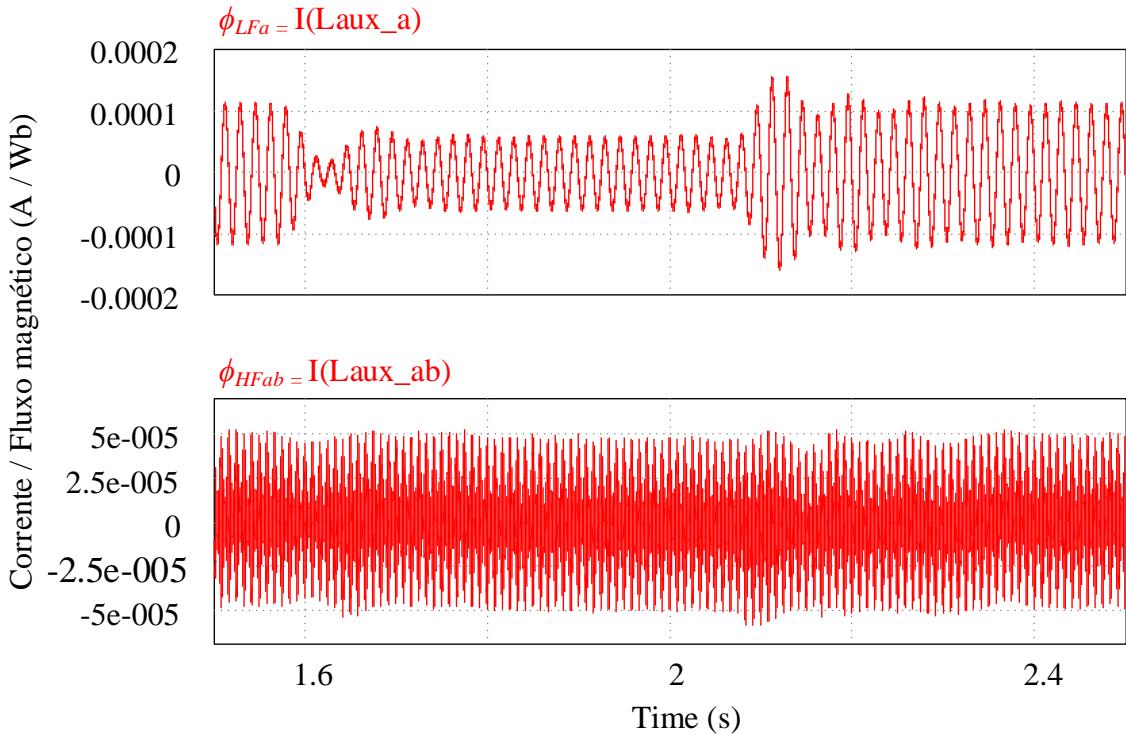
Fonte: Próprio autor.

Figura 5.34 – Correntes no magnético proposto simuladas para degraus de carga de 50% no conversor operando no modo inversor.



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.35 – Fluxos magnéticos simulados para degraus de carga de 50% no conversor operando no modo inversor



Fonte: Próprio autor.

5.4.2.5 Regime transitório: degraus de inversão de potência

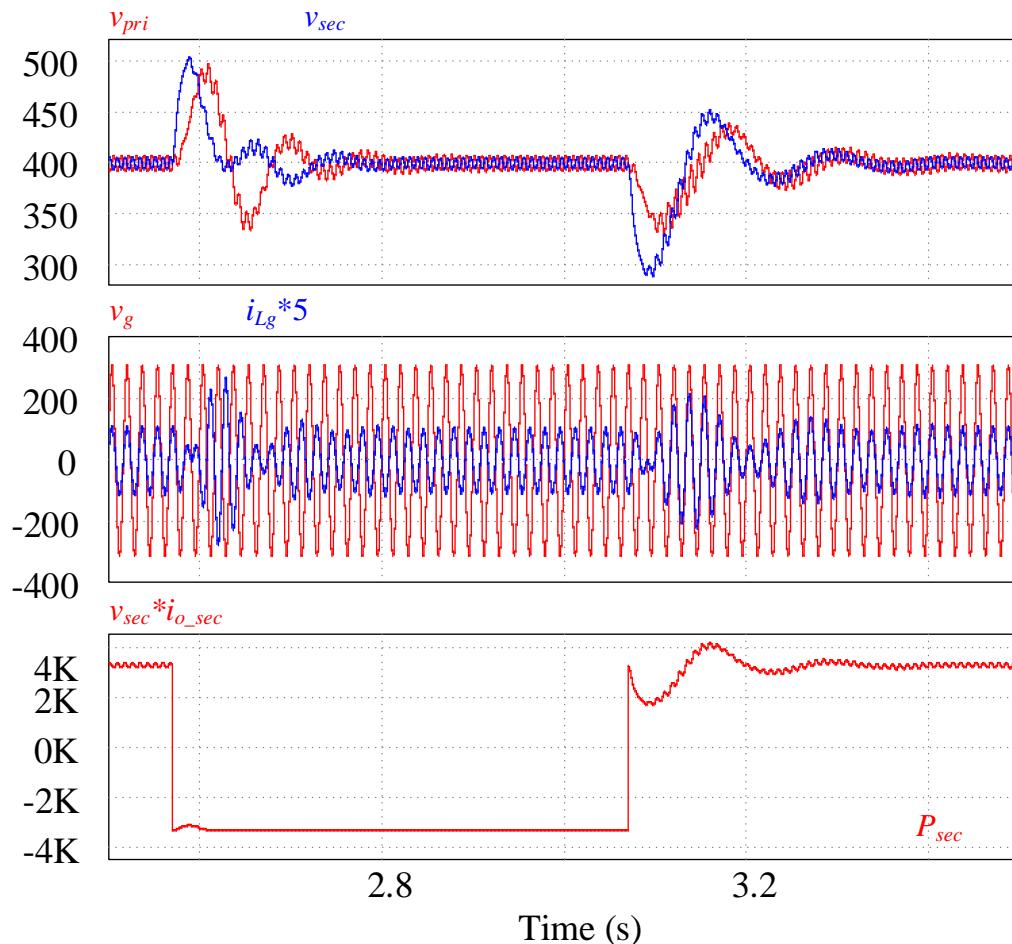
Para análise do arranjo magnético durante inversões de potência, inicialmente o sistema foi ajustado para operar no modo retificador com 50% da potência nominal. Durante a simulação, aplicou-se uma fonte de corrente no secundário injetando 100% da corrente nominal no sistema, variando a potência no secundário repentinamente de 50% para -50% do valor nominal e, em seguida, a fonte foi retirada, variando repentinamente a potência no secundário de -50% para 50%.

Na Figura 5.36 verifica-se o comportamento dos barramentos CC e CA, além da corrente i_{Lg} e da variação de potência na saída do secundário. Na Figura 5.37 estão apresentados os sinais de controle de corrente e tensões durante o degrau de carga considerado.

As tensões nos enrolamentos do HFIT- L_g estão apresentadas na Figura 5.38 junto com a corrente no indutor de transferência de energia. Já as correntes no HFIT- L_g estão apresentadas na Figura 5.39. Observa-se novamente que, apesar dos sobressinais causados pelos degraus de potência no secundário, não houve um desbalanço significativo no

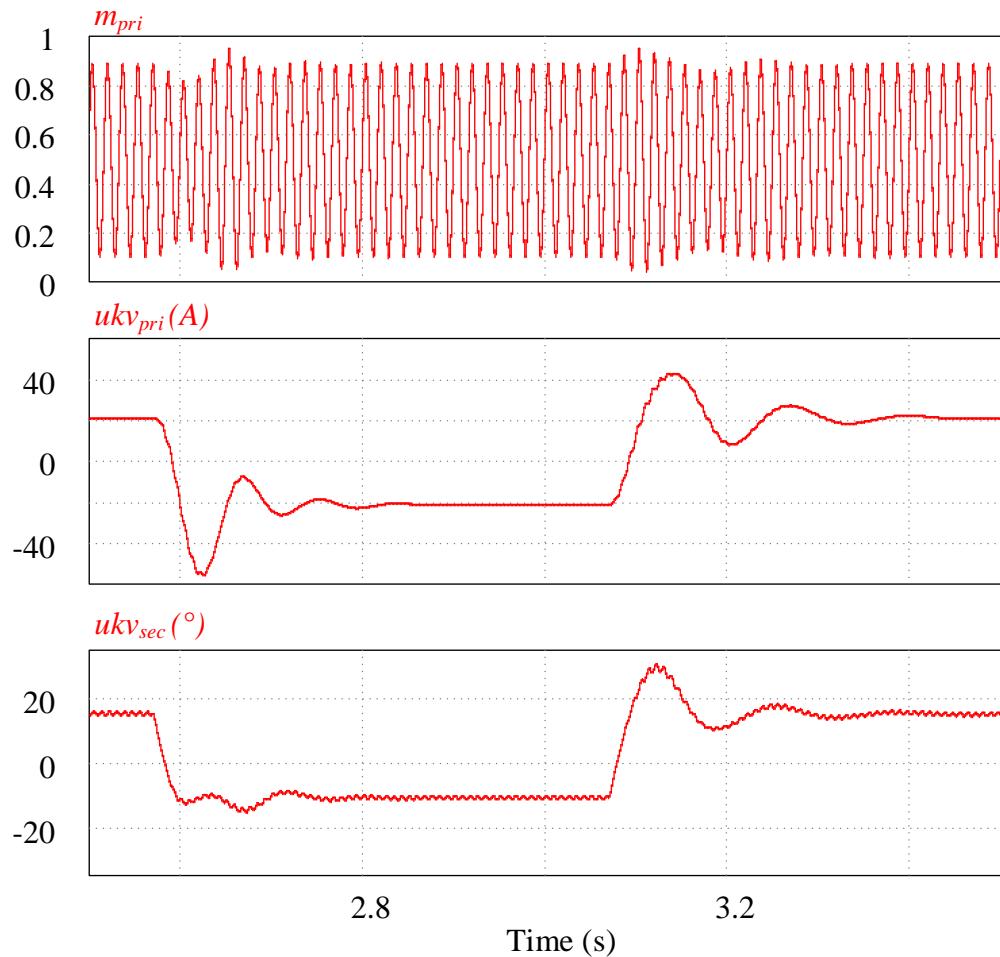
magnético que induzisse elevados valores de corrente de magnetização que indicassem possíveis saturações no núcleo magnético, o que também pode ser observado através dos fluxos magnéticos apresentados na Figura 5.40.

Figura 5.36 – Tensões nos barramentos, corrente CA e potência no secundário simuladas para degraus de carga de 100% no conversor durante inversões de potência.



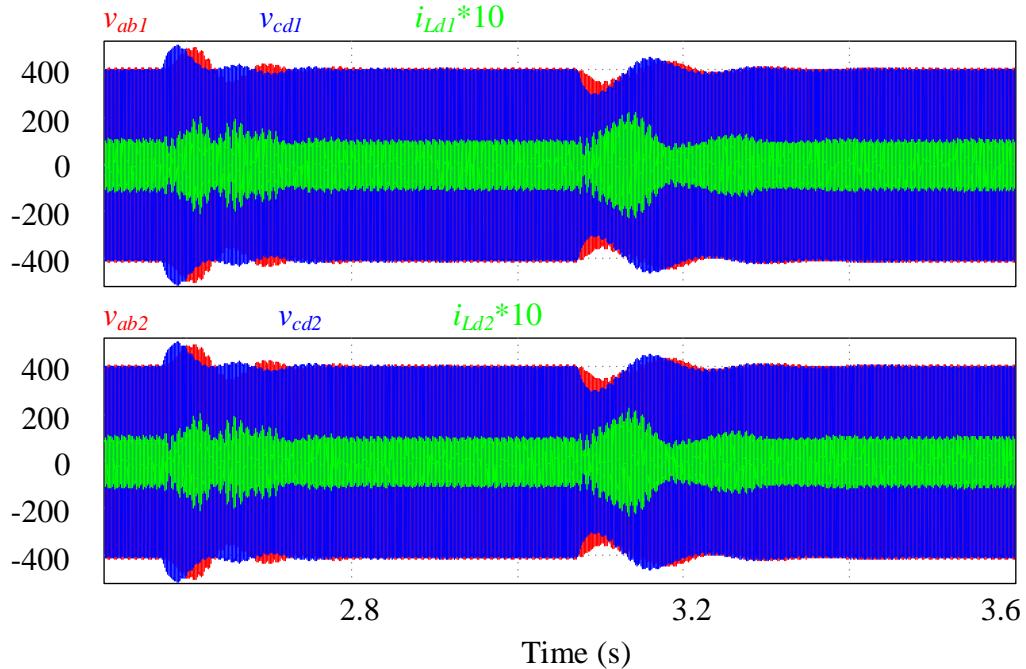
Fonte: Próprio autor.

Figura 5.37 – Sinais de controle simulados para degraus de carga de 100% no conversor durante inversões de potência.



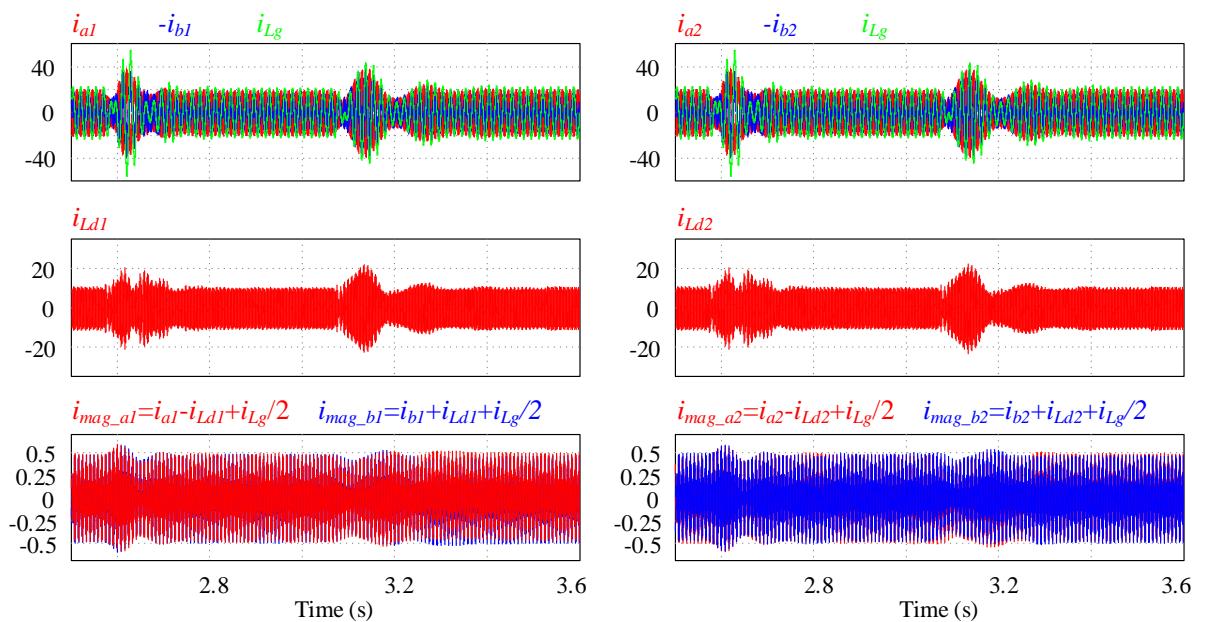
Fonte: Próprio autor.

Figura 5.38 – Tensões e correntes nos DAB₁ e DAB₂ simuladas para degraus de carga de 100% no conversor durante inversões de potência.



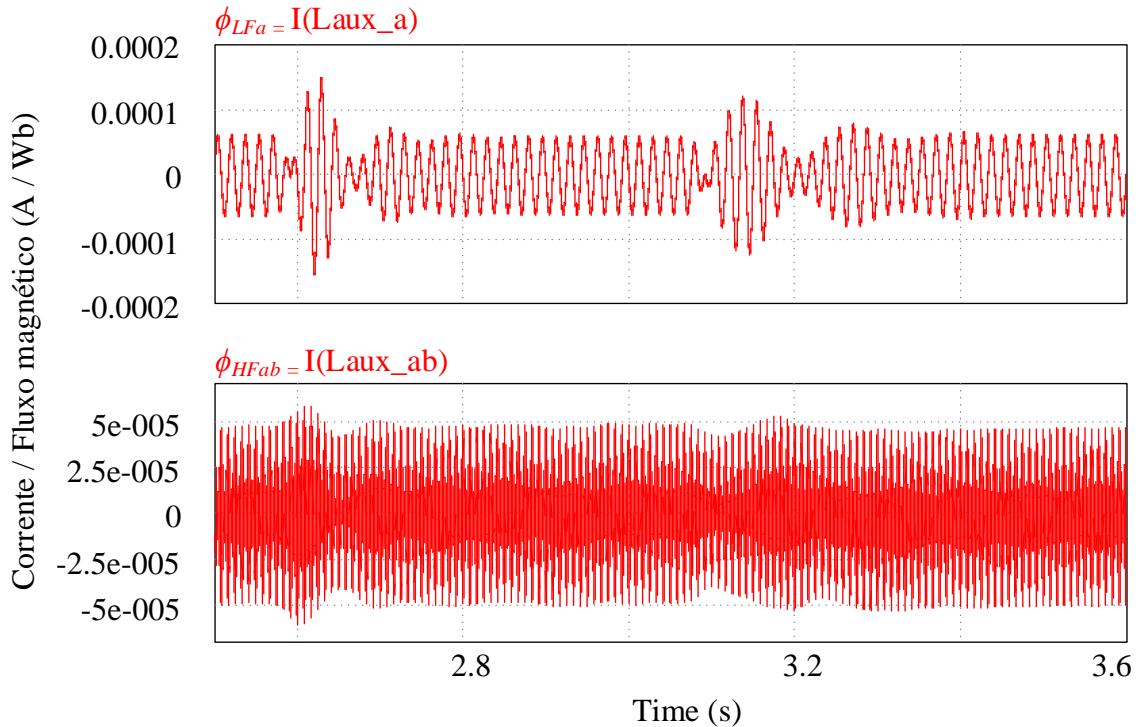
Fonte: Próprio autor.

Figura 5.39 – Correntes no magnético proposto simuladas para degraus de carga de 100% no conversor durante inversões de potência.



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.40 – Fluxos magnéticos simulados para degraus de carga de 100% no conversor durante inversões de potência.



Fonte: Próprio autor.

5.4.3 Considerações finais sobre os resultados de simulação

Os resultados de simulação apresentados demonstram que o arranjo magnético proposto (HFIT- L_g) substitui efetivamente os magnéticos tradicionais (L_g , HFIT₁ e HFIT₂) da topologia 4LI tanto em regime estacionário quanto em regime transitório, sem impactar significativamente nos parâmetros elétricos ou no desempenho geral do sistema.

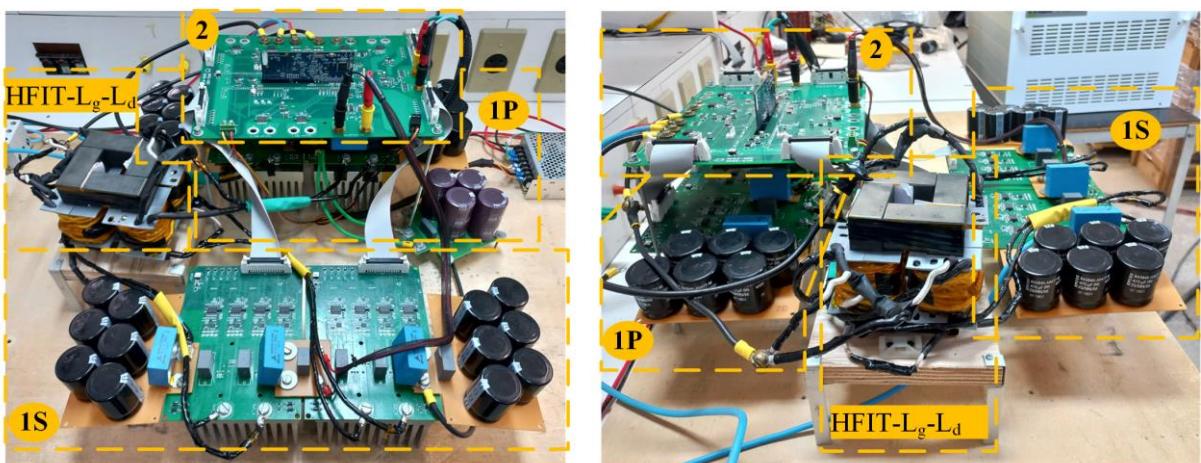
Em regime estacionário, além de comprovada a equivalência entre o magnético proposto e os magnéticos tradicionais, validou-se também o comportamento dos fluxos magnéticos de alta e baixa frequência. Em regime transitório, verificou-se que, mesmo em condições de variações abruptas de carga e inversões de potência, as correntes e fluxos no magnético proposto se mantiveram em valores controlados, descartando desbalanços que levassem a possíveis saturações.

Portanto, os resultados obtidos com o software PSIM se apresentaram em conformidade com a teoria, validando-se o arranjo magnético proposto através de simulações.

5.5 Resultados experimentais

Para validação experimental do magnético proposto montou-se o protótipo experimental apresentado na Figura 5.41, cujas especificações são as mesmas descritas na Tabela 5-1. Para o circuito de potência utilizou-se semicondutores MOSFETs tipo SiC, modelo C3M0045065K da *Wolfspeed*, drivers modelo 1ED020I12-F2 da *Infineon*, e associação de capacitores eletrolíticos e de polipropileno nos barramentos CC. Uma descrição mais detalhada do protótipo experimental está descrita no Apêndice D.

Figura 5.41 – Protótipo experimental do conversor 4LI.



1 – Circuito de Potência (P - Primário; S - Secundário)

2 – Placa de medição e processamento de sinais

Fonte: Próprio autor.

Para validação do arranjo magnético proposto, três configurações de magnéticos foram montadas:

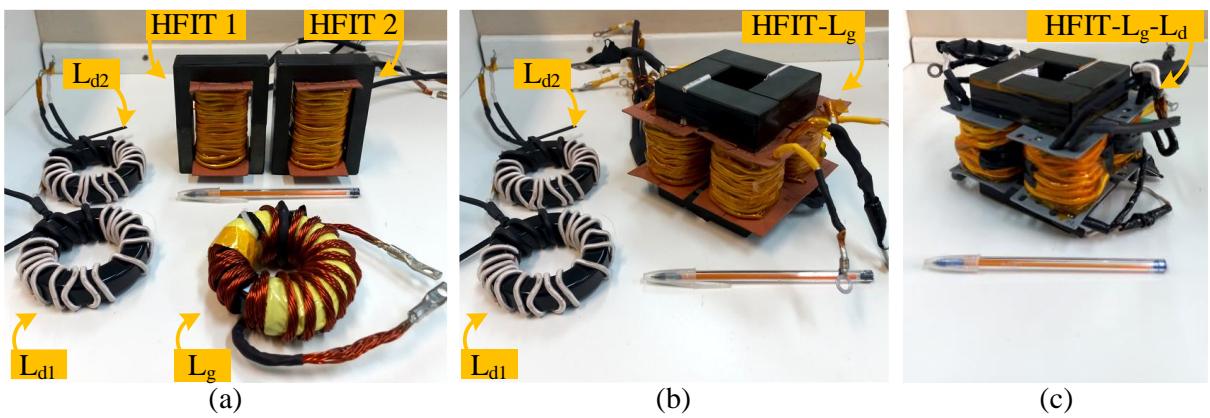
- 1) Configuração #1: estrutura tradicional com um indutor de filtro CA (L_g), dois transformadores (HFIT₁ e HFIT₂) e dois indutores para transferência de energia (L_{d1} e L_{d2});
- 2) Configuração #2: arranjo magnético proposto sem L_d (HFIT-L_g) e dois indutores para transferência de energia (L_{d1} e L_{d2});
- 3) Configuração #3: arranjo magnético proposto com L_d integrado (HFIT-L_g-L_d).

A indutância responsável pela transferência de energia não foi inicialmente integrada às configurações #1 e #2, com o objetivo de reduzir os efeitos das dispersões nas análises de perdas realizadas por meio de cálculos analíticos. Em ambas as configurações, as espiras dos enrolamentos primário e secundário foram construídas de forma a obter um acoplamento otimizado, cada qual ocupando apenas uma camada, a fim de minimizar ao

máximo a dispersão. As especificações dos magnéticos utilizados estão descritas na Tabela 5-4 e os respectivos componentes estão apresentados na Figura 5.42. O detalhamento do projeto dos magnéticos está descrito no Apêndice E. Para a configuração #3, utilizou-se o mesmo projeto da configuração #2, porém, por meio de uma abordagem empírica, as espiras dos enrolamentos primário e secundário foram dispostas de modo a elevar a indutância de dispersão até o valor de $16,3 \mu\text{H}$.

Figura 5.42 – Configurações de magnéticos construídos para validação experimental:

(a) Configuração #1; (b) Configuração #2; (c) Configuração #3.



Fonte: Próprio autor.

Tabela 5-4 – Especificações dos elementos magnéticos.

Parâmetros	Tradicional				HFIT-L _g		HFIT-L _g -L _d	
	L _d	L _g	HFIT ₁	HFIT ₂	DAB ₁	DAB ₂	DAB ₁	DAB ₂
Núcleo	Sendust MMTS26T7716	Sendust MMTS26T7716	Ferrite NEE-76/50/25	Ferrite NC-100/57/25	Ferrite NC-100/57/25	Ferrite NC-100/57/25		
Condutor	Litz AWG 38 500 fios//	AWG 18 12 fios //			Primário: Litz - AWG 38 - 800 fios // Secundário: Litz AWG 38 - 500 fios//			
B _{HF(pk)} (max)	0,06T	-			0,1T		0,08T	
B _{LF(pk)}	-	0,3T			-		0,18T	
Espiras	19	40	16	16	20	20	20	20
Ku	7,2%	23,7%			30,8%		23,2%	
L _g (μH)	-	65			-		56	
L _{dispersão} (μH)	16,26	-	2,84	3,08	3,27	4	16,3	16,3
P _{cu} (W)	1,55	6,96	12,45	12,45	16,49	16,49	16,49	16,49
P _{co} (W)	14,02	1,52	13,94	13,94	12,35	12,35	12,35	12,35
Vol _{calculado} (cm^3)	220,8	220,8	348,2	348,2			1025,1	
Vol _{medido} (cm^3)	139,6	252,3	381,5	381,5	1103,7			1261,7

Fonte: Próprio autor.

Os núcleos magnéticos utilizados em cada configuração foram selecionados com base na disponibilidade no laboratório, e os projetos foram otimizados adotando-se como

critérios a minimização das perdas e a não utilização de ventilação forçada. Conforme apresentado na Tabela 5-4, os volumes medidos foram de 1103,7 cm³ para o HFIT-L_g e de 1015,3 cm³ para a estrutura tradicional (composta por $L_g + \text{HFIT}_1 + \text{HFIT}_2$), valores próximos aos estimados teoricamente, que foram de 1025,1 cm³ e 917,2 cm³, respectivamente. Ao se considerar os volumes de L_{d1} e L_{d2} , os volumes totais medidos para as configurações #1 e #2 foram de 1294,5 cm³ e 1382,9 cm³, respectivamente.

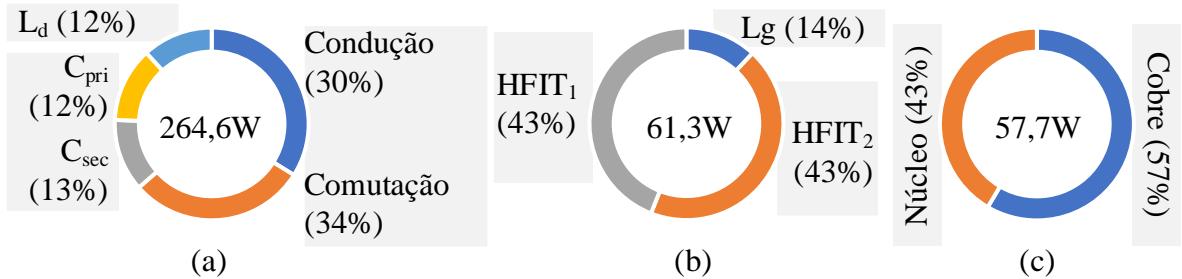
A indutância L_g obtida a partir do projeto otimizado foi de 56 µH, resultando em uma ondulação de corrente Δi_{Lg} de aproximadamente 5%. O comprimento do entreferro l_g , calculado utilizando a equação (5.11) para as configurações #2 e #3 foi de 1,36 mm, enquanto o valor implementado foi aproximadamente 2,6 mm. Essa diferença deve-se ao efeito do fluxo disperso sobre o valor final da indutância L_g , o qual pode ser estimado com base nas equações apresentadas em McLyman (2004). As perdas associadas foram estimadas em 0,25 W, sendo consideradas desprezíveis.

Embora o volume do HFIT-L_g seja maior do que o da estrutura tradicional, o arranjo integrado apresentou um fator de ocupação (Ku) menor, indicando a possibilidade de seleção de núcleos com menor volume. Destaca-se ainda que o cálculo do volume individual dos magnéticos na configuração #1 não considera o espaçamento físico entre os elementos discretos, o que pode demandar uma área de ocupação maior em comparação ao arranjo integrado.

O volume medido para a configuração #3 foi de 1261,7 cm³, ligeiramente superior ao do HFIT-L_g devido à forma de montagem das espiras sobre o núcleo. Conforme mencionado anteriormente para o HFIT-L_g, os enrolamentos do primário e secundário em cada aresta foram construídos cada qual ocupando apenas uma camada com 10 espiras, enquanto na configuração #3 eles ocuparam mais de uma camada. Ainda assim, o volume do HFIT-L_g-L_d se manteve menor que o volume total das configurações #1 e #2.

Na Figura 5.43 tem-se uma comparação gráfica das perdas teóricas estimadas considerando as configurações #1 e #2. Na Figura 5.43(a) tem-se as perdas comuns a ambas configurações magnéticas, onde considerou-se as perdas nos semicondutores, capacitores e nos indutores de transferência de energia, e na Figura 5.43 (b) e (c) tem-se as perdas das configurações magnéticas #1 e #2, respectivamente, onde verifica-se que a estrutura integrada tem aproximadamente 6% menos perdas que a tradicional. A eficiência teórica global do protótipo com as configurações #1 e #2 foi de 95,29% e 95,34%, respectivamente.

Figura 5.43 – Análise teórica das perdas: (a) Capacitores, semicondutores e indutores comuns em ambas as configurações; (b) Configuração #1; (c) Configuração #2.



Fonte: Próprio autor.

A seguir são apresentados os resultados do conversor operando em regime estacionário e transitório.

5.5.1 Regime Estacionário

Neste tópico são apresentados os resultados experimentais em regime permanente, com o conversor operando com 100% da potência nominal nos modos retificador e inversor.

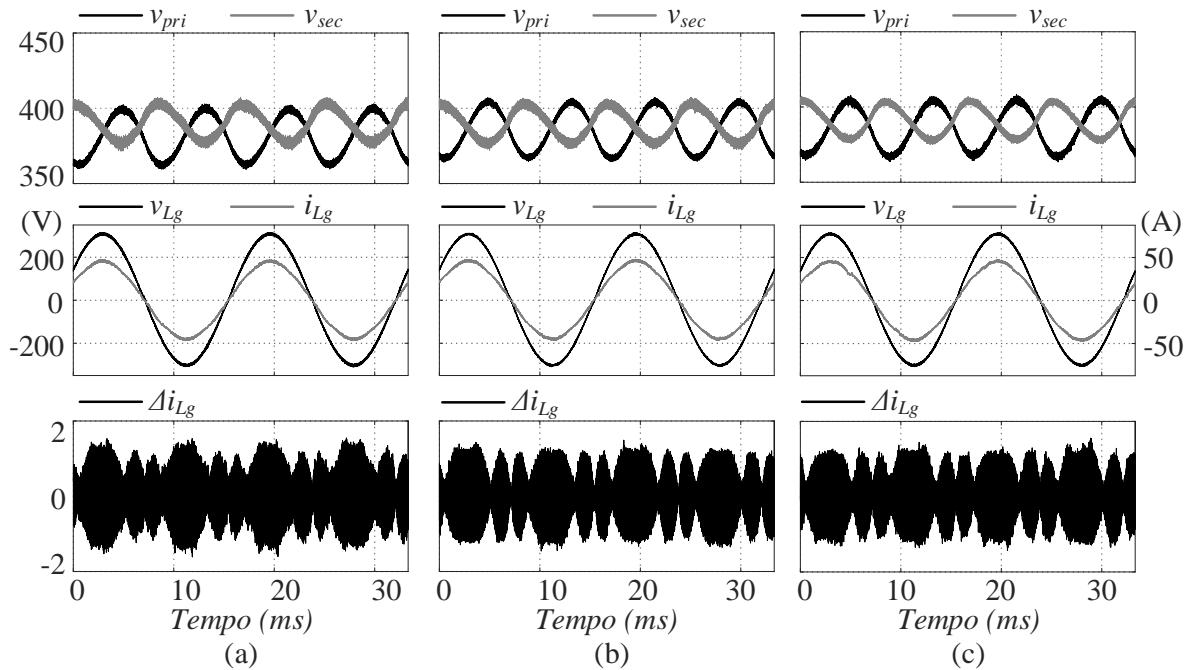
5.5.1.1 Modo Retificador

Na Figura 5.44 (a), (b) e (c) estão apresentadas as tensões nos barramentos CC, v_{pri} e v_{sec} , e a tensão e corrente no barramento CA, v_g e i_{Lg} , além da oscilação de corrente de i_{Lg} , Δi_{Lg} , para as configurações #1, #2 e #3, respectivamente, para os quais o conversor opera no modo retificador com 100% de carga.

Na Tabela 5-5 estão destacados as eficiências e o fator de potência para cada configuração obtidos utilizando um analisador de potência modelo PZ4000, da Yokogawa, além da distorção harmônica da corrente e os valores de oscilação de corrente e tensão. Portanto, verifica-se novamente que o arranjo magnético proposto não altera o comportamento das tensões e corrente de entrada e saída do conversor, e que a oscilação de corrente obtida condiz com a indutância projetada para a estrutura integrada (2,23A). Observa-se também que os valores da Tabela 5-5 estão condizentes com os valores de simulação apresentados na Tabela 5-3. Os valores mais elevados do ângulo de potência para as configurações #1 e #2 devem-se às indutâncias de dispersão inerentes aos transformadores

que, somadas aos indutores externos, resultam em uma indutância série total maior do que a da configuração #3.

Figura 5.44 – Tensões nos barramentos CC e CA e corrente CA no modo retificador:
(a) configuração #1; (b) configuração #2; (c) configuração #3.



Fonte: Próprio autor.

Tabela 5-5 – Parâmetros de operação para cada configuração de magnético no modo retificador.

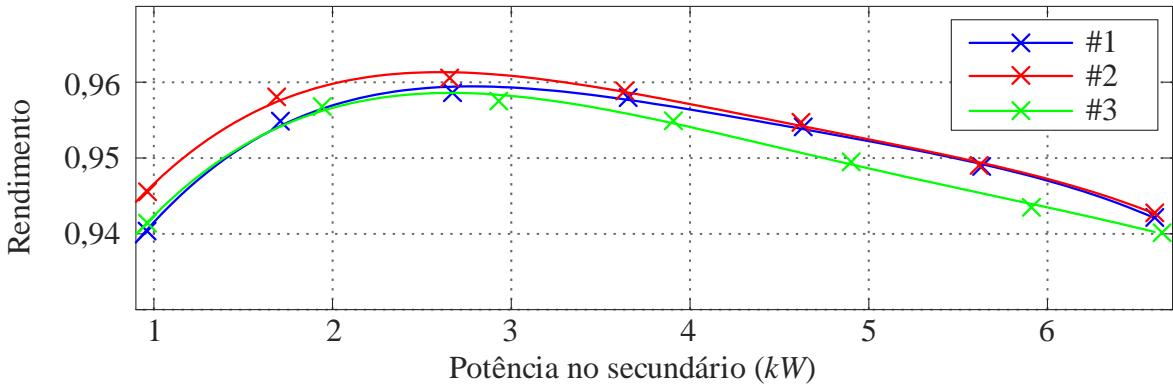
Configuração	η (%)	THD	FP	$\Delta i_{Lg(max)}$ (A)	I_{Lgpk} (A)	Δv_{pri} (V)	Δv_{sec} (V)	φ_p (°)
#1	94,21	2,54%	0,9998	2,4	45,9	37,7	25,9	34
#2	94,24	2,55%	0,9998	2,3	45,9	38,0	26,4	34
#3	94,01	2,97%	0,9997	2,4	46,5	37,6	26,5	29

Fonte: Próprio autor.

Na Figura 5.45 tem-se as curvas de rendimento do conversor operando no modo retificador para as três configurações abordadas. Observa-se que, próximo à potência nominal, as eficiências das configurações #1 e #2 se mantiveram próximas. Por outro lado, na configuração #3, embora o volume total seja menor, a elevação das perdas associadas à dispersão magnética do HFIT- L_g - L_d superou a redução proporcionada pela eliminação dos

indutores de transferência de energia. O pico de eficiência aproximado para as configurações #1, #2 e #3 foram 95,86%, 96,06% e 95,75%, respectivamente.

Figura 5.45 – Curva de rendimento, modo retificador.



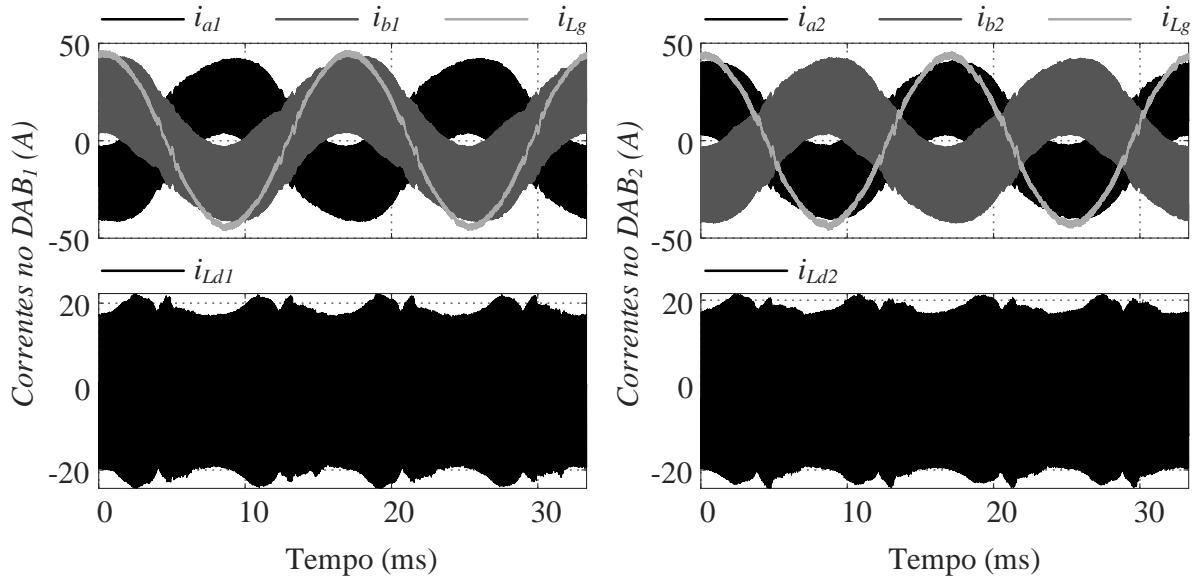
Fonte: Próprio autor.

Com carga leve, a vantagem da configuração #2 em relação à configuração #1 tornou-se mais evidente, apresentando eficiência de 94,56% contra 94,04% em 1 kW. De forma similar, a configuração #3 também superou a #1 nesse ponto, atingindo 94,14%. Esse comportamento se deve ao fato de que, nas configurações #2 e #3, as perdas no núcleo são inferiores às observadas na configuração #1, enquanto as perdas no cobre passam a ser mais representativas em carga nominal.

Na Figura 5.46 estão apresentadas as correntes nos enrolamentos primário do HFIT-L_g (i_{ai} e i_{bi}) junto da corrente i_{Lg} , e as correntes nos enrolamentos secundários (i_{Ldi}) para os DAB₁ e DAB₂, nas quais constata-se a presença da baixa e alta frequência nas correntes do primário em conformidade com os comportamentos teóricos apresentados.

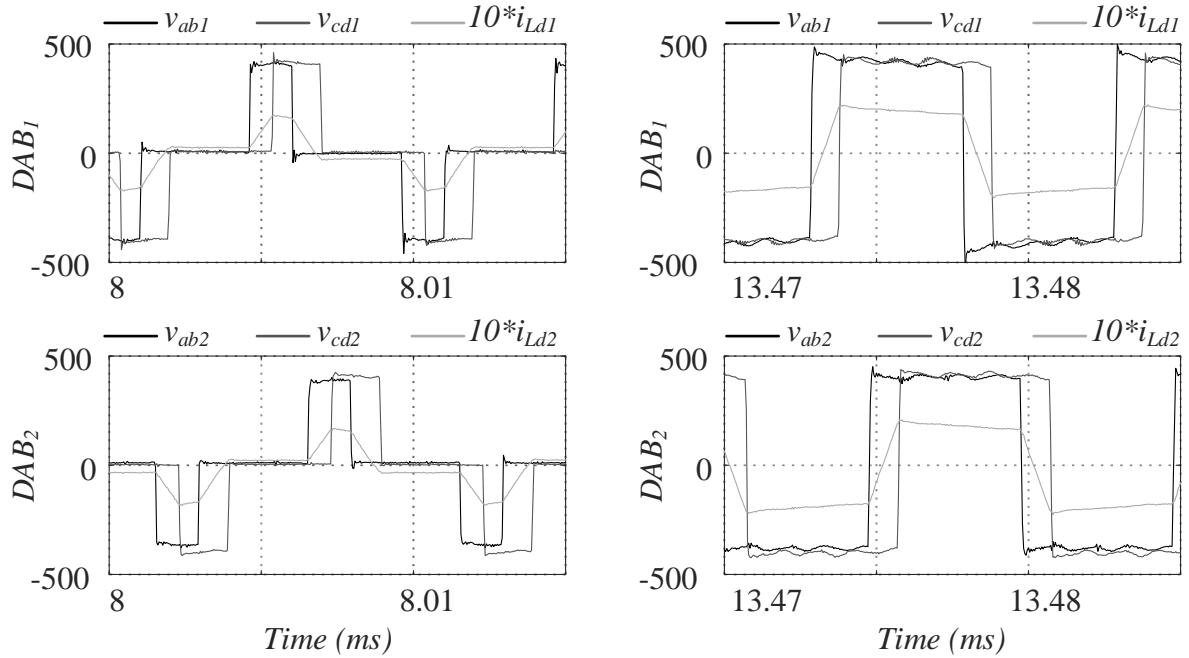
Na Figura 5.47 estão destacados os pontos de mínima e máxima largura de pulso de tensão nos DAB₁ e DAB₂, onde verificam-se as tensões no primário e secundário junto com as respectivas correntes do secundário, sendo possível observar a defasagem entre as tensões de cada DAB e as duas regiões de potência características do 4LI tradicional, verificando-se que as características de transferência de potência se mantiveram inalteradas com o arranjo integrado.

Figura 5.46 – Correntes no arranjo magnético integrado no modo retificador.



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.47 – Corrente e tensão nas distintas regiões de potência dos DAB₁ e DAB₂ com o arranjo magnético integrado no modo retificador.

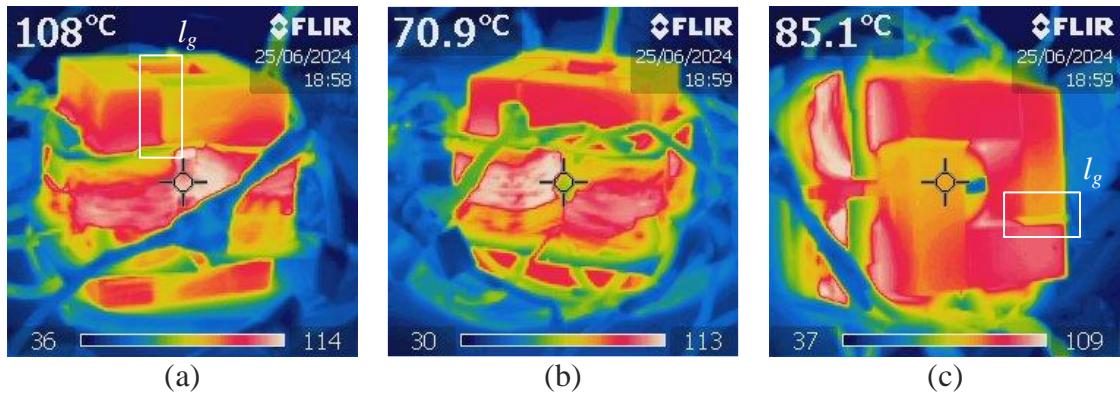


Fonte: Próprio autor.

Na Figura 5.48 estão apresentadas as fotos térmicas do HFIT-L_g sem o uso de ventilação forçada. Na Figura 5.48 (a) e (b) tem-se visões de diferentes faces laterais nas quais se verifica que os pontos mais quentes estão na parte do cobre voltada para região interna do

cubo, onde há menor troca de calor com o ambiente. Na Figura 5.48 (c) tem-se uma visão superior do núcleo, onde as duas arestas com temperatura mais elevada correspondem as arestas do fluxo em alta frequência, o que condiz com as perdas mais elevadas devido à alta frequência. Em (a) e (c) também é possível observar que a área ao redor de um dos entreferros não apresenta aquecimento significativo, indicando que as perdas no entreferro são mínimas.

Figura 5.48 – Foto térmica do arranjo magnético integrado: (a) face lateral com baixa frequência; (b) face lateral com alta frequência; (c) vista superior.



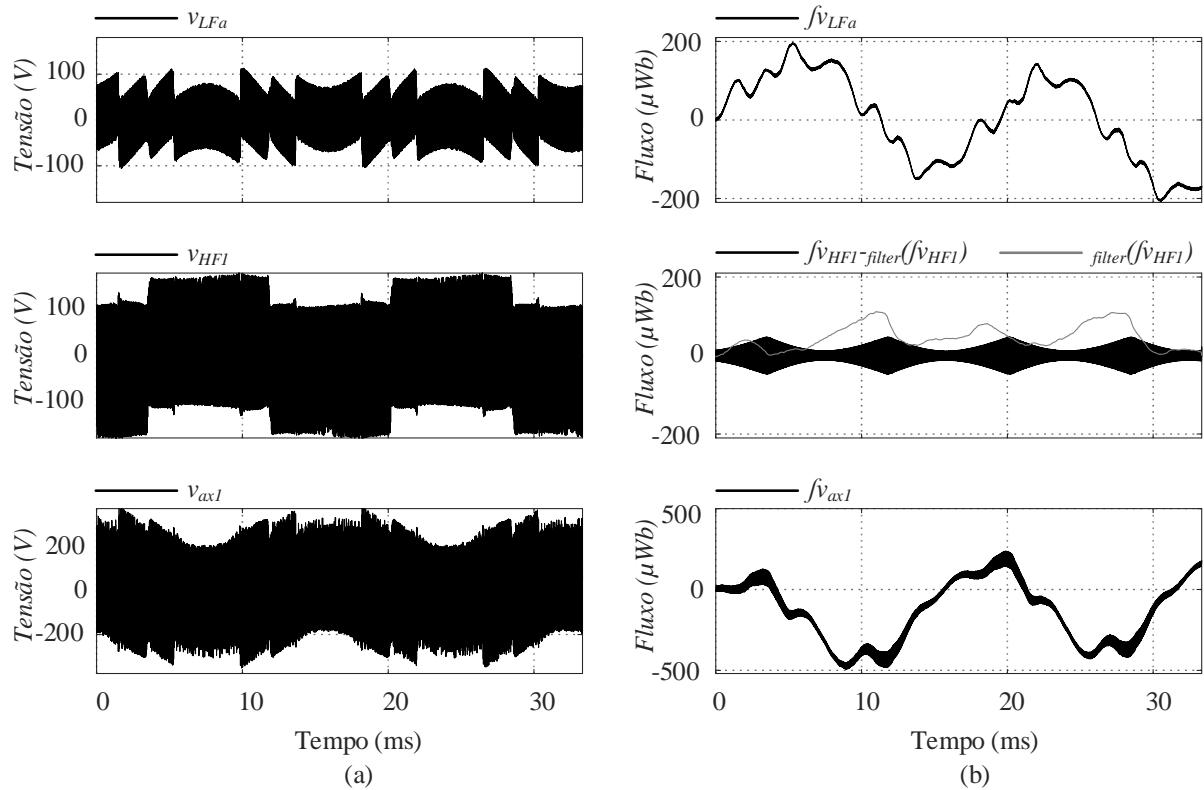
Fonte: Próprio autor.

Para estimar o comportamento dos fluxos em cada aresta do cubo, utilizou-se enrolamentos auxiliares com 10 espiras nas arestas de φ_{LFa} , φ_{HFI} e φ_{al} e mediou-se as tensões induzidas nos respectivos enrolamentos (v_{LFa} , v_{HFI} e v_{al}) considerando somente a operação do primário do conversor, similar ao realizado em simulação. Na Figura 5.49(a) estão apresentadas as tensões induzidas, enquanto na Figura 5.49(b) tem-se a integração dos pontos de tensão obtidos dividido pelo número de espiras para estimação do fluxo na respectiva aresta. Embora o método não seja experimentalmente preciso, no qual impedâncias externas são adicionadas, além de imprecisões devido a conexões de ponteiras e inerentes aos próprios equipamentos, entre outros problemas que dificultam a integração dos valores obtidos, é possível observar o comportamento senoidal na aresta de baixa frequência, enquanto na aresta de alta frequência tem-se o comportamento de alta frequência previsto para φ_{HFI} mais uma baixa frequência. Já na aresta φ_{al} verifica-se a presença tanto da baixa como da alta frequência.

O efeito senoidal observado na simulação, decorrente da implementação digital, foi atenuado por meio da adição de uma componente senoidal de baixa amplitude ao sinal de controle uki , com o objetivo de compensar a oscilação. Na Figura 5.50(a) estão apresentados

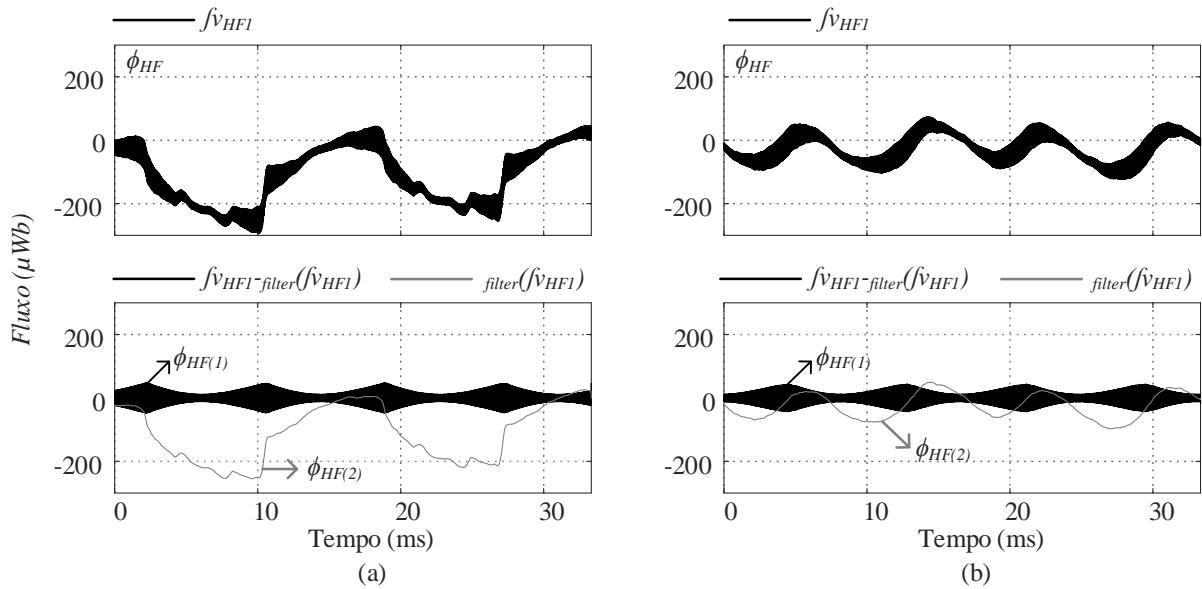
os sinais de fluxo magnético da alta frequência sem a compensação, e na Figura 5.50(b) tem-se os sinais com compensação. Similar ao descrito na simulação, ϕ_{HF} representa o fluxo total do braço de alta frequência, $\phi_{HF(2)}$ corresponde à média de ϕ_{HF} a cada período de chaveamento e representa a componente de baixa frequência adicionada pela implementação digital e incertezas da medição, e $\phi_{HF(1)}$ a componente de alta frequência pura. O pico de $\phi_{HF(1)}$ sem e com compensação foi de 48,14 μWb e 43,76 μWb , respectivamente, coerente com o valor simulado (49,9 μWb).

Figura 5.49 – Tensões induzidas nas arestas de baixa, alta e mista frequência: (a) Tensões induzidas nos enrolamentos; (b) Integral das tensões induzidas para estimativa do fluxo.



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.50 – Fluxos de alta frequência: (a) sem compensação; (b) com compensação.



Fonte: Próprio autor.

5.5.1.2 Modo Inversor

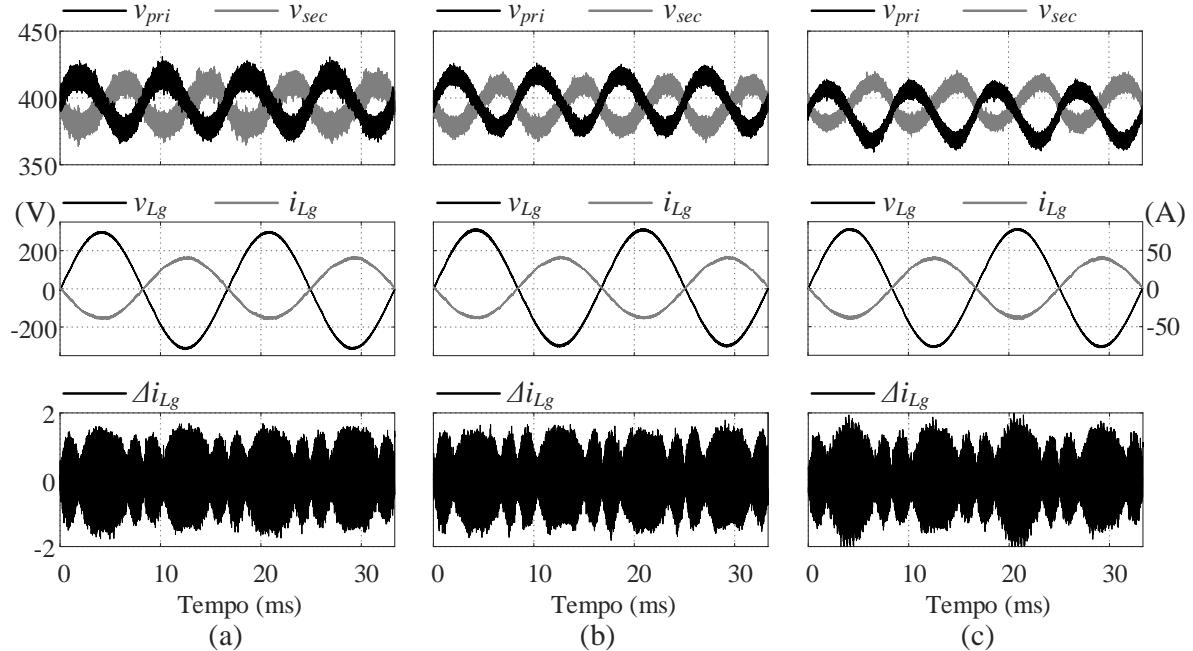
Na Figura 5.51 (a), (b) e (c) estão apresentadas as tensões nos barramentos CC, v_{pri} e v_{sec} , e a tensão e corrente no barramento CA, v_g e i_{Lg} , além da oscilação de corrente de i_{Lg} , Δi_{Lg} , para as configurações #1, #2 e #3, respectivamente, para os quais o conversor opera no modo inversor com 100% de carga. Na Tabela 5-6 estão destacados as eficiências e o fator de potência para cada configuração obtidos utilizando um analisador de potência modelo PZ4000, da Yokogawa, além da distorção harmônica da corrente e os valores de oscilação de corrente e tensão. No modo inversor, P_{in} representa a potência no barramento CC secundário e P_o a potência no barramento CA.

Tabela 5-6 – Parâmetros de operação para cada configuração de magnético no modo inversor.

Configuração	P_{in} (kW)	P_o (kW)	η (%)	THD	FP	$\Delta i_{Lg(max)}$ (A)	I_{Lgpk} (A)	Δv_{pri} (V)	Δv_{sec} (V)	ϕ_p (°)
#1	6,590	6,137	93,12	2,57%	0,9998	2,77	40,0	39,7	32,1	-39
#2	6,589	6,134	93,09	2,50%	0,9999	2,40	37,4	39,9	32,3	-43
#3	6,593	6,114	92,73	2,77%	0,9999	3,25	38,8	38,8	31,0	-36

Fonte: Próprio autor.

Figura 5.51 – Tensões nos barramentos CC e CA e corrente CA no modo inversor:
(a) configuração #1; (b) configuração #2; (c) configuração #3.



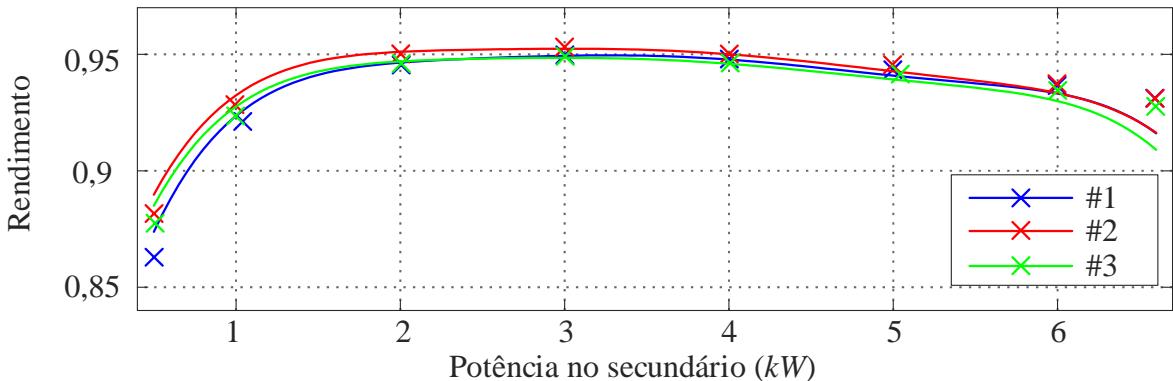
Fonte: Próprio autor.

Portanto, ao comparar os valores da configuração #1 com os das configurações #2 e #3, verifica-se novamente que o arranjo magnético proposto não altera o comportamento das tensões e corrente de entrada e saída do conversor, e que as oscilações de corrente obtidas são similares. Assim como no modo retificador, a configuração #3 apresentou menores valores de ângulo de potência devido ao maior valor de indutância das configurações #1 e #2, onde às indutâncias de dispersão inerentes aos transformadores se somam as dos indutores externos.

No entanto, ao comparar os valores experimentais da Tabela 5-6 com os valores de simulação apresentados na Tabela 5-3, verifica-se uma maior discrepância entre os valores. Um dos motivos está associado a forma de implementação das portadoras, que gerou maiores assimetrias nas tensões dos transformadores quando operando no modo inversor, no qual as portadoras são deslocadas em sentido contrário ao do modo retificador. Outro ponto foi uma ressonância mais acentuada durante a comutação das chaves, que fez com que as larguras de tensão no secundário dos transformadores fossem menores que as do primário. Esses problemas fizeram com que o conversor demandasse um ângulo maior que o projetado para uma mesma transferência de energia, conforme pode ser observado nos ângulos de potência obtidos experimentalmente, fazendo com que o conversor operasse em regiões de potência diferentes, como será enfatizado mais adiante.

Na Figura 5.52 tem-se as curvas de rendimento do conversor operando no modo inversor para as três configurações abordadas. Observa-se que, próximo à potência nominal, as eficiências das configurações #1 e #2 se mantiveram próximas. Para potências menores, o HFIT- L_g apresentou eficiências maiores devido as perdas por condução serem mais significativas. Já na configuração #3 verifica-se também no modo inversor que, embora opere-se com menor volume, a elevação das perdas nas dispersões do HFIT- L_g - L_d foram mais significativas que a redução das perdas referente aos indutores de transferência de energia. O pico de eficiência aproximado para as configurações #1, #2 e #3 foram 94,97%, 95,31% e 94,91%, respectivamente.

Figura 5.52 – Curva de rendimento, modo inversor.

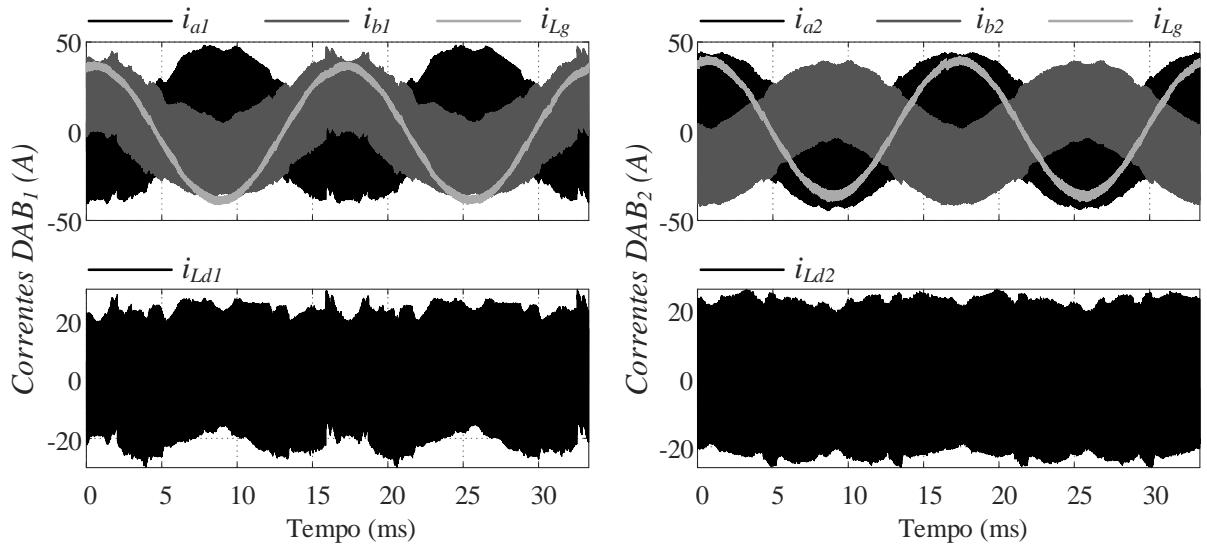


Fonte: Próprio autor.

Na Figura 5.53 estão apresentadas as correntes nos enrolamentos primário do HFIT- L_g - L_d (i_{ai} e i_{bi}) junto da corrente i_{Lg} , e as correntes nos enrolamentos secundários (i_{Ldi}) para os DAB₁ e DAB₂, nas quais constata-se a presença da baixa e alta frequência nas correntes do primário em conformidade com os comportamentos teóricos apresentados. Observa-se também uma maior deformação da corrente no DAB₁, que ocorre devido ao modo de implementação adotado para as portadoras, que gera um atraso de atualização entre as fases dos braços a2 e b2 quando operando no modo inversor.

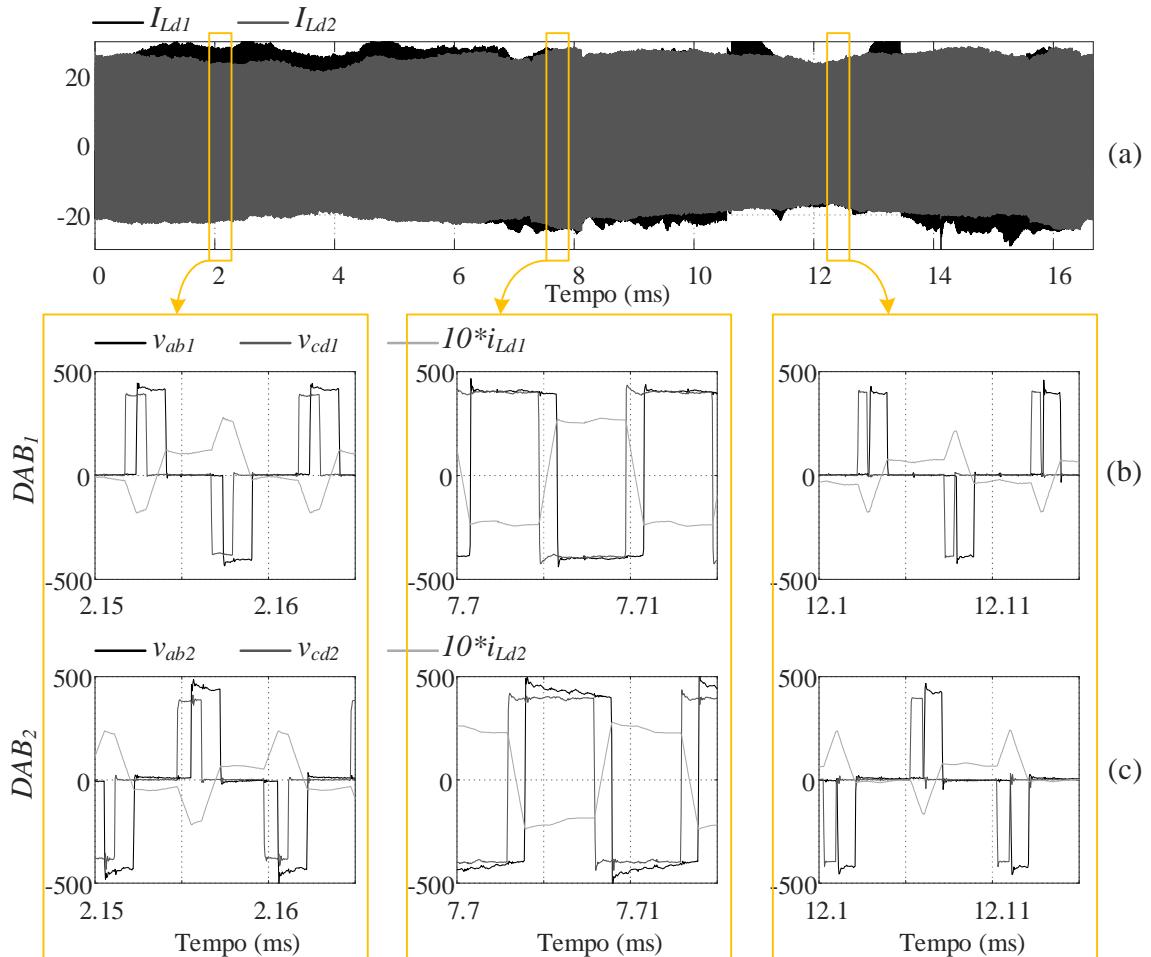
Na Figura 5.54 (a) estão apresentadas novamente as correntes no secundário dos DAB₁ e DAB₂, onde observa-se um sutil achatamento das formas de onda. Na Figura 5.54 (b) e (c) estão destacadas três regiões distintas de operação para os DAB₁ e DAB₂, onde verificam-se as tensões no primário e secundário junto com as respectivas correntes do secundário. Devido ao elevado ângulo de potência, o conversor passou a operar também na região 3 de potência, onde há maior circulação de reativos.

Figura 5.53 – Correntes no arranjo magnético integrado no modo inversor.



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.54 – Corrente e regiões de operação dos DAB₁ e DAB₂ com o arranjo magnético integrado no modo inversor.



Fonte: Próprio autor.

5.5.2 Regime Transitório

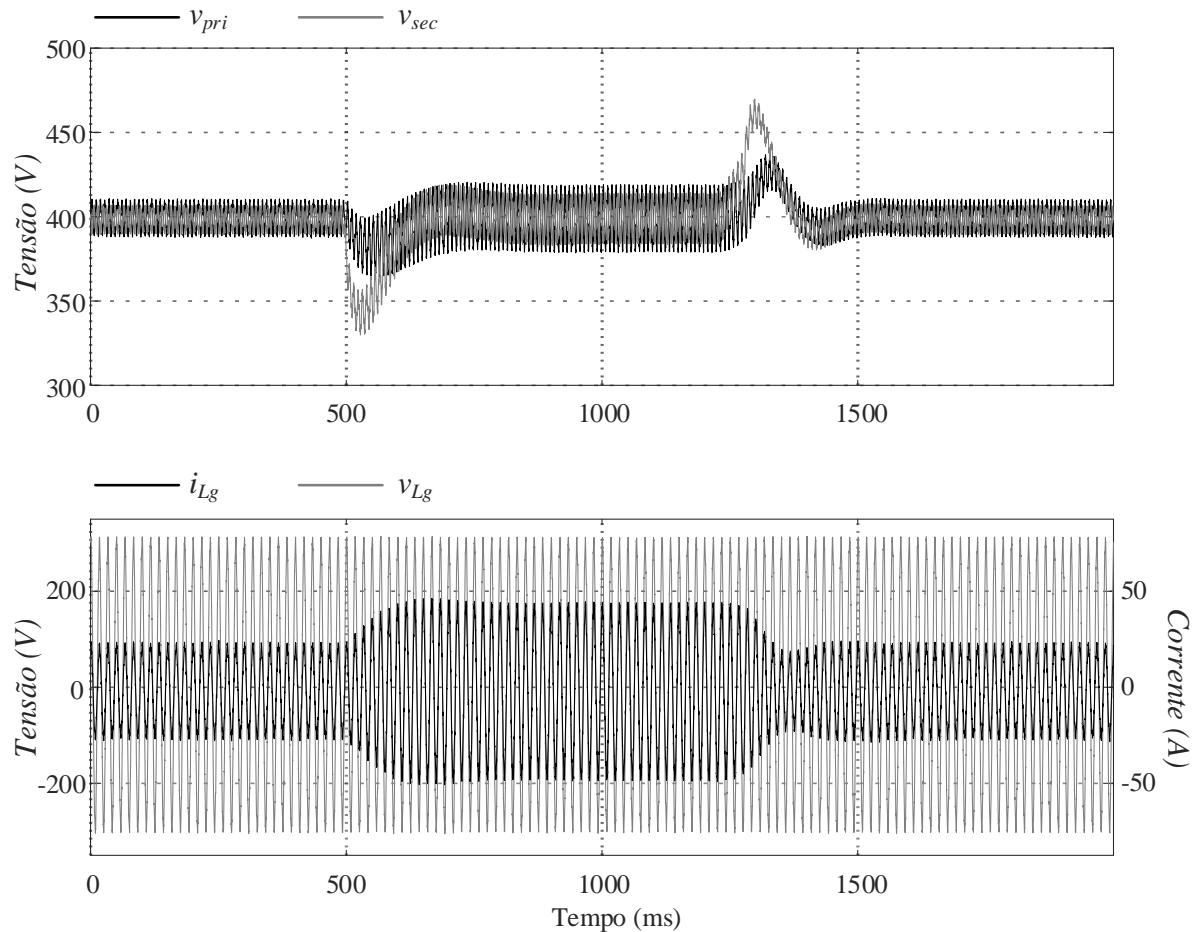
Neste tópico verifica-se o comportamento do sistema com o arranjo magnético proposto para diferentes degraus de potência. Importante ressaltar que o ensaio experimental tem como objetivo analisar o comportamento dos parâmetros elétricos nos magnéticos, não sendo objeto de estudo a dinâmica dos controladores.

5.5.2.1 Degraus de carga no modo retificador

Com o conversor operando no modo retificador, aplicou-se um degrau positivo, variando a carga repentinamente de 55% para 100%, e, em seguida, um degrau negativo, onde a carga variou de 100% para 55%.

Na Figura 5.55 tem-se as tensões nos barramentos CC e CA, bem como a corrente CA durante os degraus de 45% potência. Observa-se uma sobretensão de 437,59V (9,39%) e 471,46V (17,86%) para o primário e secundário, respectivamente, e uma subtensão de 365,05V (-8,74%) e 331,55V (-17,11%). O valor máximo de pico da corrente CA foi de 46,26A.

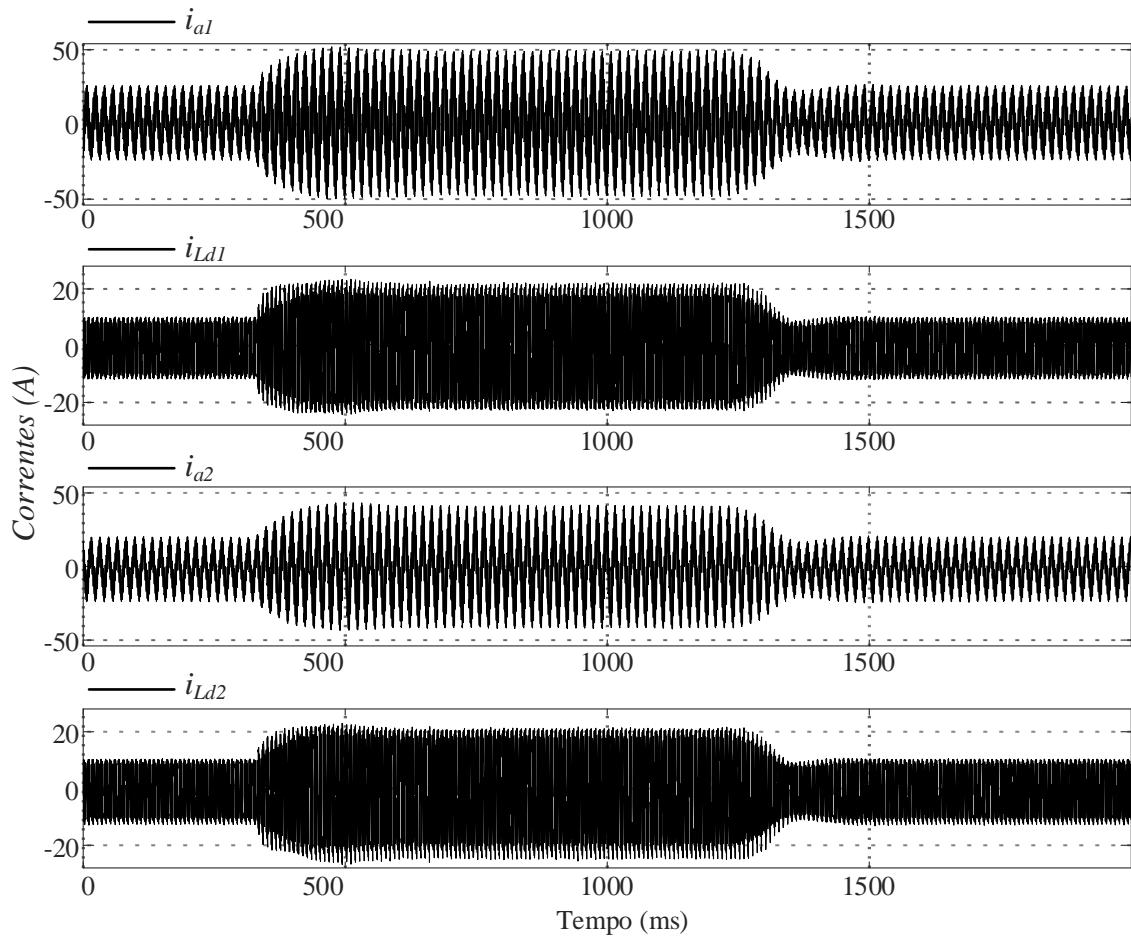
Figura 5.55 – Resposta dinâmica do conversor a degraus de 45% no modo retificador: tensão nos barramentos e corrente CA.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 5.56 tem-se o comportamento das correntes no arranjo magnético, onde não se observa nenhum sinal de saturação, mesmo sob significativas oscilações de tensão.

Figura 5.56 – Resposta dinâmica do conversor a degraus de 45% no modo retificador: correntes no arranjo magnético integrado.



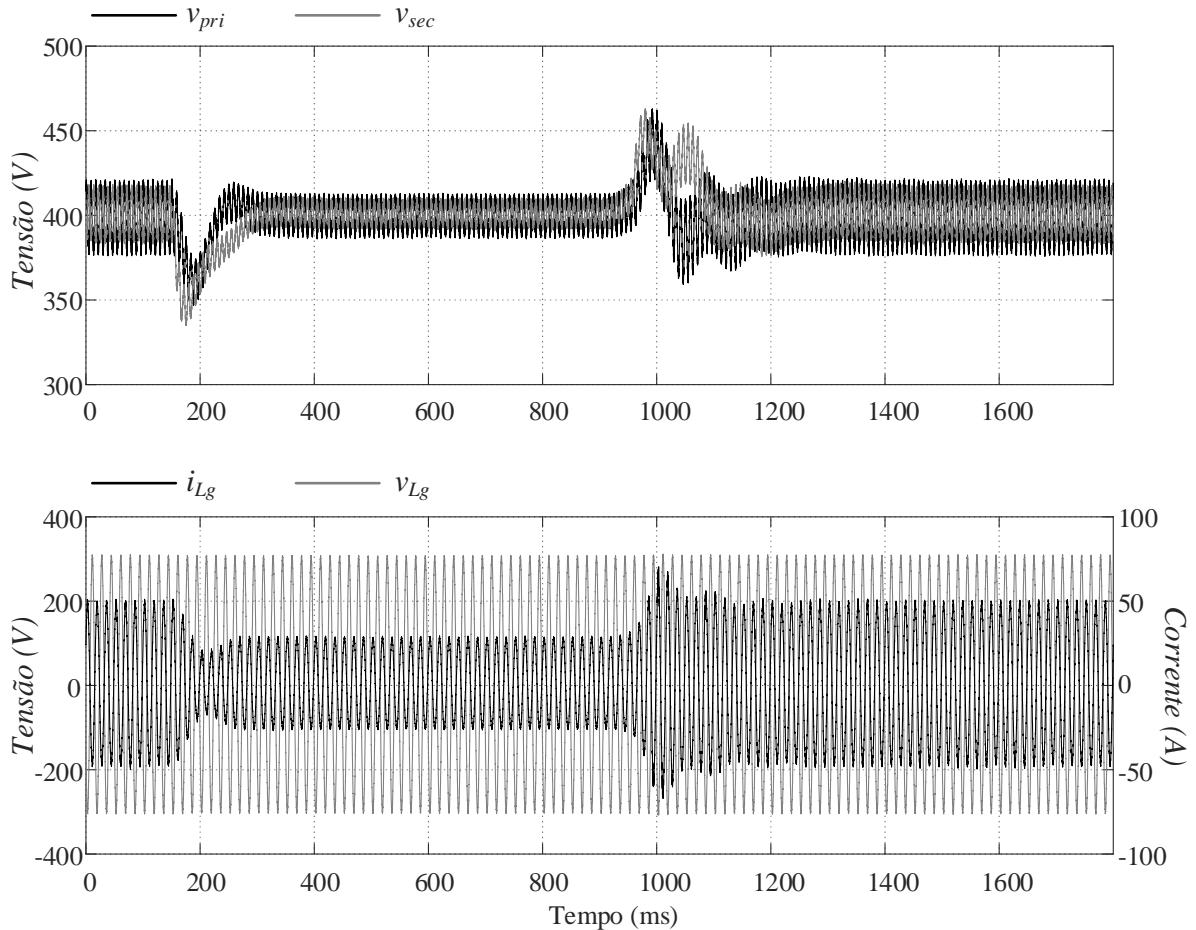
Fonte: Próprio autor.

5.5.2.2 Degraus de carga no modo inversor

Para análise do arranjo magnético em variações de carga no modo inversor, onde uma fonte de corrente CC foi conectada ao secundário, aplicou-se um degrau negativo, variando a carga repentinamente de -100% do valor nominal para -55%, e, em seguida, um degrau positivo, onde a carga variou de -55% para -100%.

Na Figura 5.57 tem-se as tensões nos barramentos CC e CA, bem como a corrente CA durante os degraus de 45% de potência no modo inveror. Observa-se uma sobretensão de 466,64V (16,66%) e 467,92V (16,98%) para o primário e secundário, respectivamente, e uma subtensão de 350,45V (-12,39%) e 339,67V (-15,08%). O valor máximo de pico da corrente CA foi de 56,3A.

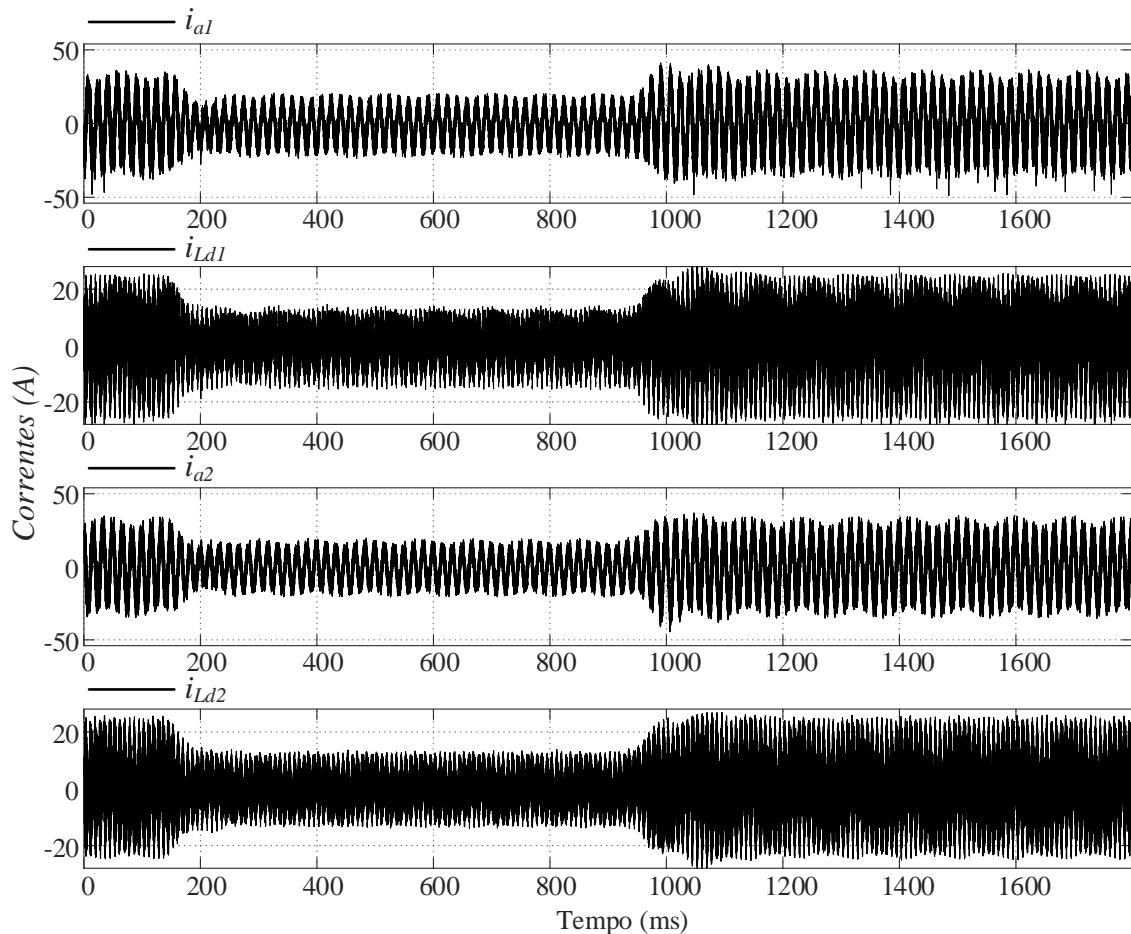
Figura 5.57 – Resposta dinâmica do conversor a degraus de 45% no modo inversor: tensão nos barramentos e corrente CA.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 5.58 tem-se o comportamento das correntes no arranjo magnético, onde novamente não se observa nenhum sinal de saturação, mesmo sob significativas oscilações de tensão.

Figura 5.58 – Resposta dinâmica do conversor a degraus de 45% no modo inversor: correntes no arranjo magnético integrado.



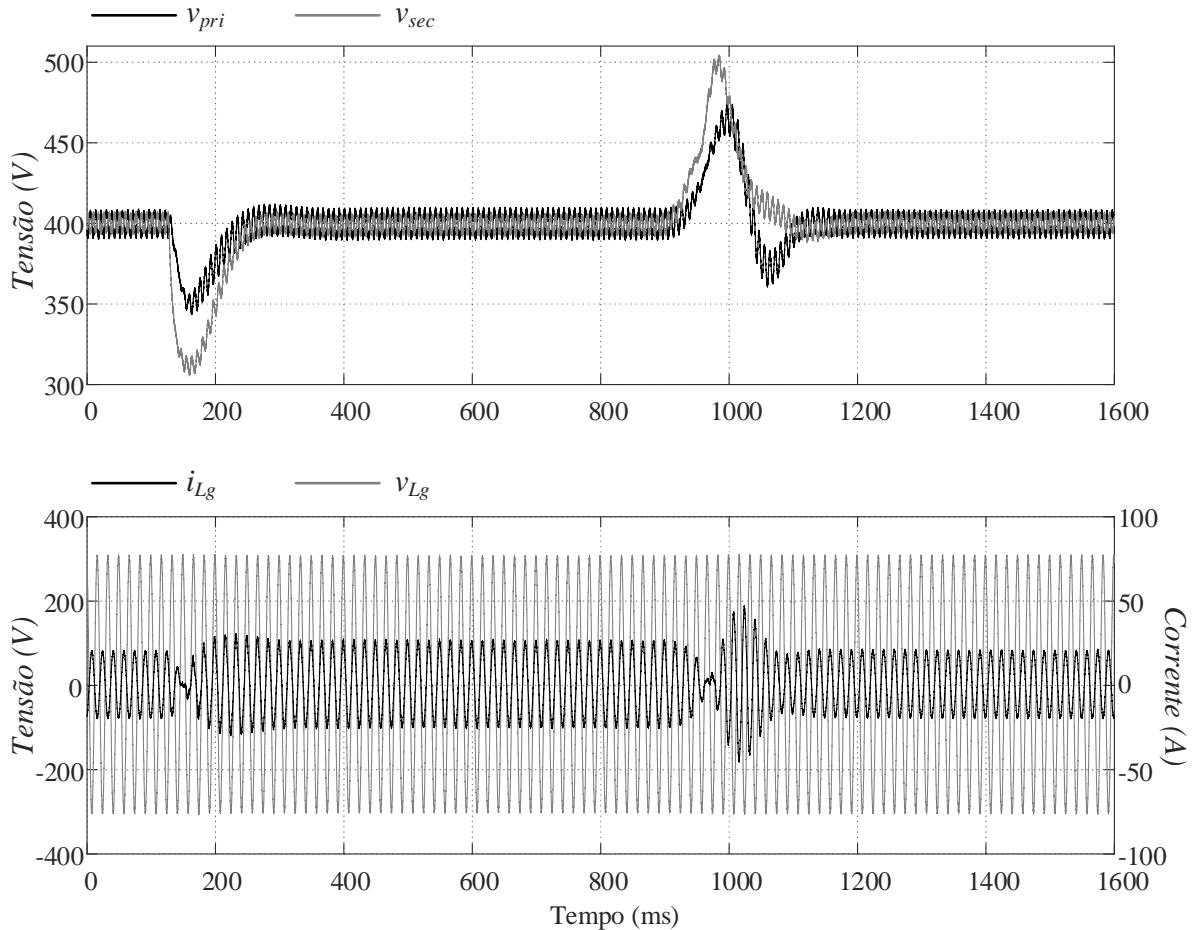
Fonte: Próprio autor.

5.5.2.3 Degraus de inversão de potência

Para análise do arranjo magnético durante inversões de potência, o sistema foi inicialmente ajustado para operar no modo inversor com -45% da potência nominal. Em seguida, variou-se a potência no secundário repentinamente de -45% da potência nominal no modo inversor para 45% no modo retificador, e, por seguinte, retornou-se repentinamente a potência no secundário para -45% no modo inversor.

Na Figura 5.59 tem-se as tensões nos barramentos CC e CA, bem como a corrente CA durante os degraus de inversão de potência. Observa-se uma sobretensão de 476,09V (19,02%) e 504,24V (26,06%) para o primário e o secundário, respectivamente, e uma subtensão de 343,85V (-14,04%) e 305,21V (-23,70%). O valor máximo de pico da corrente CA foi de 37,79 A.

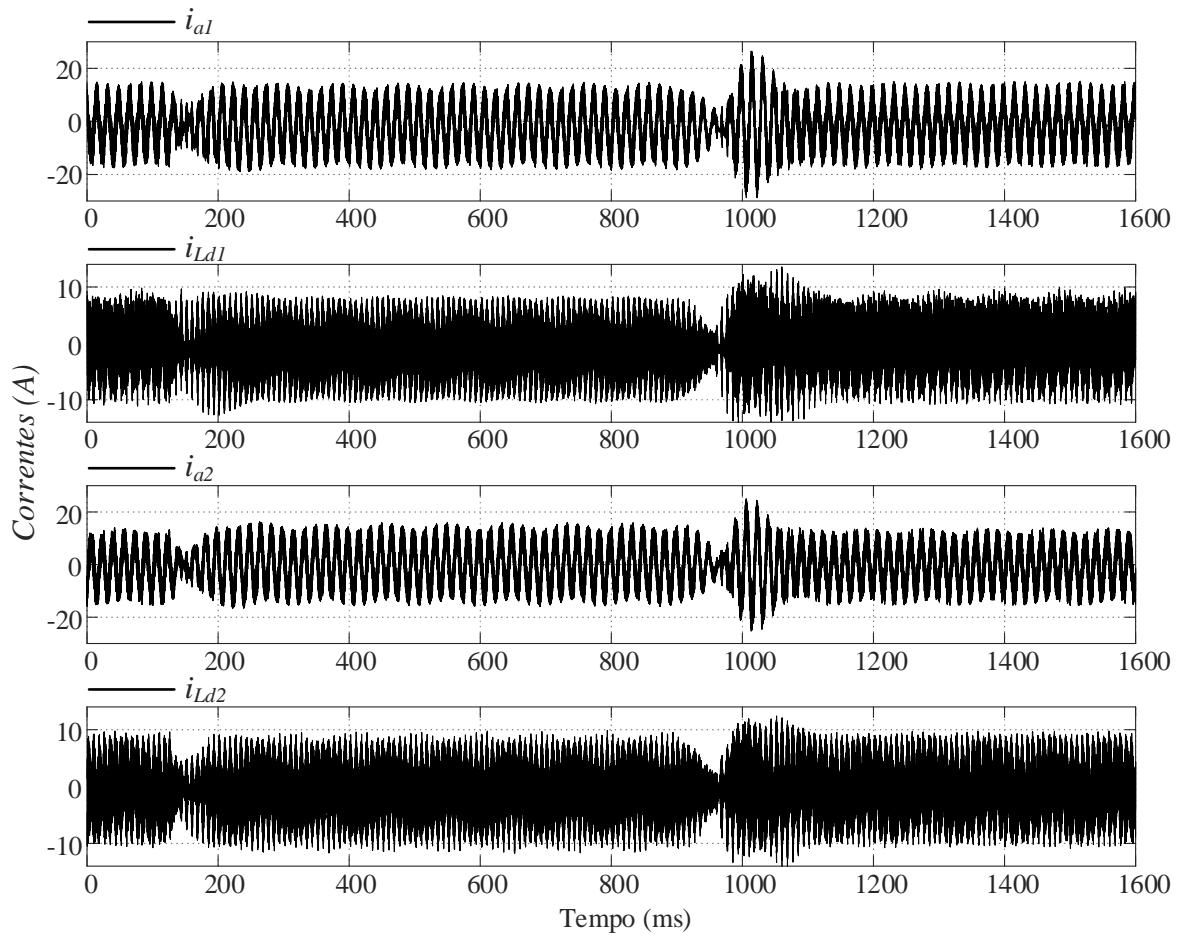
Figura 5.59 – Resposta dinâmica do conversor a degraus de inversão de potência de 90%: tensão nos barramentos e corrente CA.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 5.60 tem-se o comportamento das correntes no arranjo magnético, onde novamente não se observa nenhum sinal de saturação, mesmo sob significativas oscilações de tensão.

Figura 5.60 – Resposta dinâmica do conversor a degraus de inversão de potência de 90%: correntes no arranjo magnético integrado.



Fonte: Próprio autor.

5.5.3 Considerações finais sobre os resultados de experimentais

Os resultados experimentais apresentados demonstram que o arranjo magnético proposto (HFIT- L_g) substitui efetivamente os magnéticos tradicionais (L_g , HFIT₁ e HFIT₂) da topologia 4LI tanto em regime estacionário quanto em regime transitório, sem impactar significativamente nos parâmetros elétricos ou no desempenho geral do sistema.

Portanto, através do protótipo experimental validou-se o projeto e o funcionamento do arranjo magnético proposto através de núcleos magnéticos disponíveis no laboratório. A seguir a análise é expandida considerando-se a disponibilidade de diferentes núcleos magnéticos e diferentes frequências de operação.

5.6 Análise teórica comparativa de volume e perdas nos elementos magnéticos das configurações tradicional e HFIT-L_g

Considerando o arranjo magnético proposto e a metodologia de projeto já validados, esta seção apresenta uma comparação teórica entre os componentes magnéticos da estrutura tradicional (configuração #1) e do HFIT-L_g (configuração #2), considerando diferentes tamanhos de núcleo. Para fins de simplificação, os indutores externos responsáveis pela transferência de energia (L_{d1} e L_{d2}) não foram incluídos na análise, uma vez que são comuns a ambas as configurações.

Para o indutor L_g considerou-se os núcleos comerciais MPP toroidal, da fabricante *Magnetics*, e para o HFIT e HFIT-L_g considerou-se as características do material ferrite tipo R, P e F, também da *Magnetics*. As dimensões dos núcleos foram escalonadas proporcionalmente aos modelos da bancada.

Adotando as especificações da Tabela 5-1, fixando a oscilação de corrente em 10% e variando a frequência de comutação, diversos projetos foram realizados utilizando o software MATLAB. Os dados de projetos obtidos estão plotados na Figura 5.61, destacando-se as perdas (W) por volume (L), além da variação de temperatura (°C) representada pelo gradiente de cores. As restrições de projeto foram elevação de temperatura máxima de 60° com convecção natural e densidade de corrente máxima de 500 A/cm³. A estimativa dos volumes e das variações de temperatura foi realizada com base em McLyman (2004).

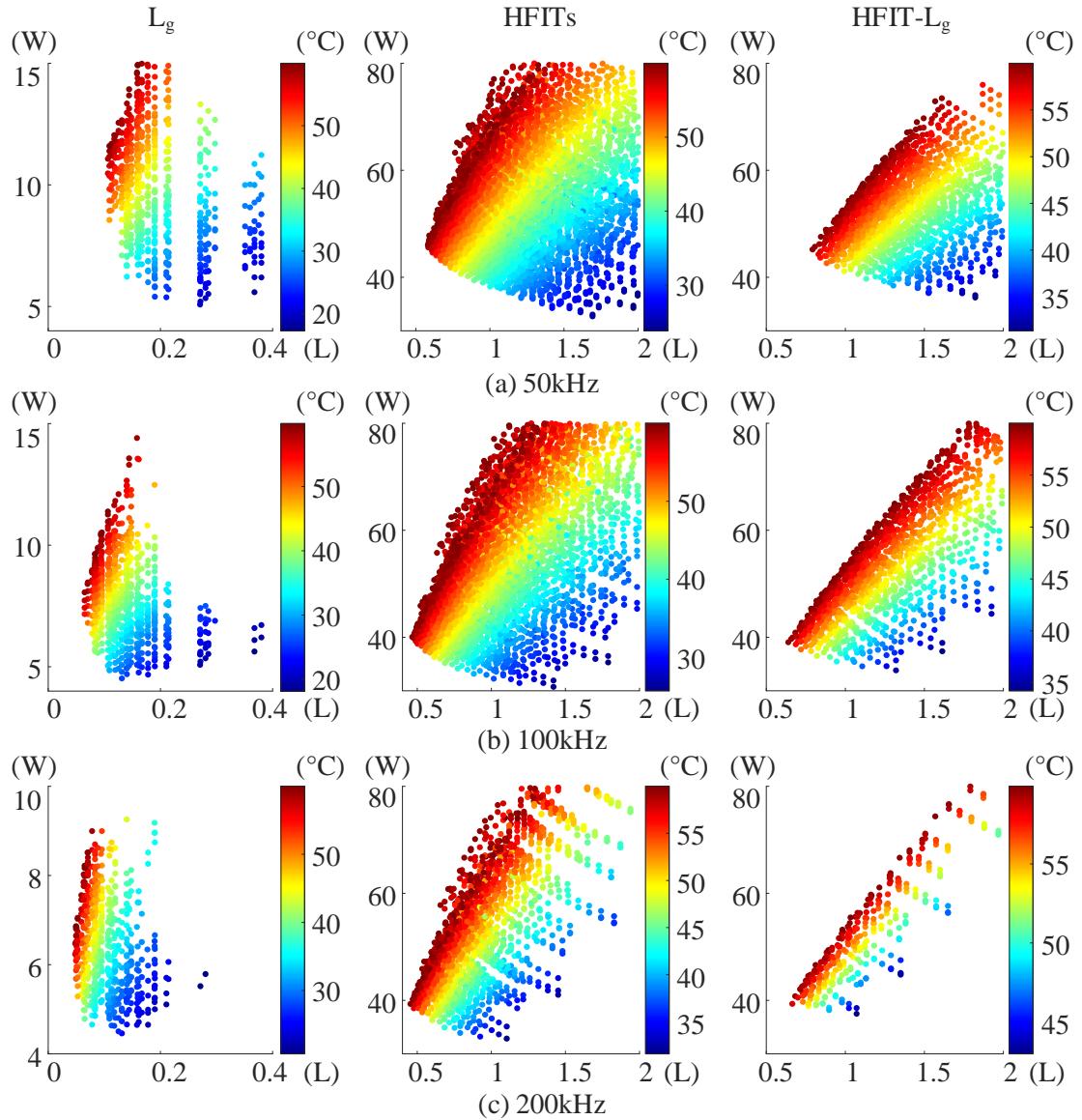
Observa-se que, em comparação ao HFIT, o HFIT-L_g apresenta menos pontos de projeto quando considera-se a convecção natural, principalmente devido à sua menor área superficial externa. No entanto, quando todos os elementos magnéticos da estrutura tradicional multipartes são considerados, o HFIT-L_g pode operar com menores perdas ou com volume reduzido para uma determinada restrição de perda, conforme demonstrado na fronteira de Pareto da Figura 5.62. Nessa figura estão traçadas as curvas de perdas totais por volume para as configurações #1 e #2, destacando os projetos ótimos para cada faixa de volume.

Considerando a frequência de 50 kHz, ao comparar-se os pontos 1 e 2, observa-se que o HFIT-L_g possibilita uma redução de 16,1% nas perdas nos magnéticos com um aumento de 1,3% no volume. No entanto, ao igualar as perdas (comparando os pontos 1 e 3), o HFIT-L_g permite uma redução de 51,2% no volume. De forma semelhante, a 100 kHz, o HFIT-L_g possibilita uma redução de 10,6% nas perdas juntamente com 11% de diminuição no volume, além de alcançar uma redução de 51% no volume ao igualar as perdas. A

200 kHz, o HFIT-L_g permite uma redução de 4,1% nas perdas, com um volume 7% menor, e uma redução de 37,3% no volume quando as perdas são igualadas.

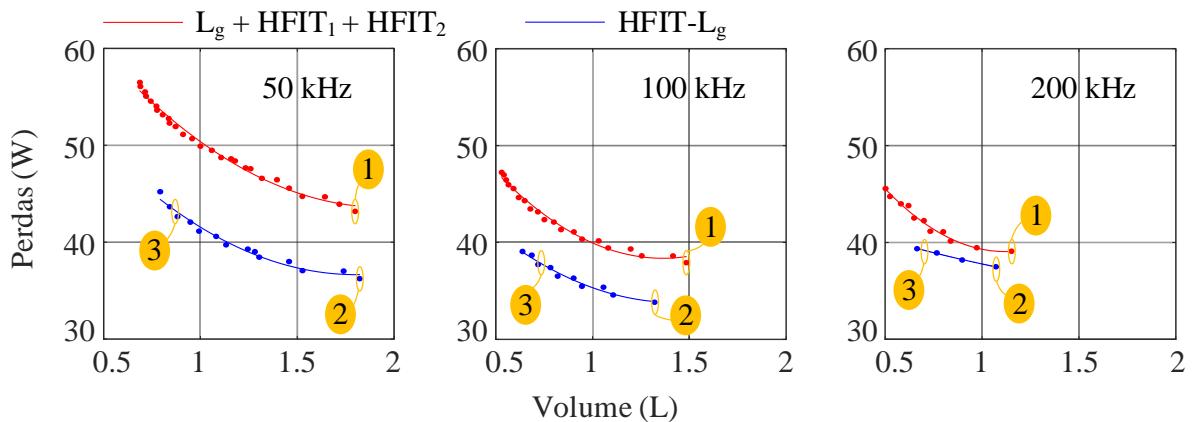
Figura 5.61 – Perdas x Volume x Temperatura para diferentes projetos dos elementos magnéticos L_g, HFIT e HFIT-L_g considerando diferentes frequências de chaveamento:

(a) 50 kHz; (b) 100 kHz; (c) 200 kHz.



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.62 – Linha de frente de Pareto.



Fonte: Próprio autor.

5.7 Considerações finais

Este capítulo explorou a integração de componentes magnéticos no conversor 4LI, resultando em um novo arranjo magnético com duas variações: a variação 1, denominada HFIT- L_g , que integra o indutor de filtro CA, dois autotransformadores e dois transformadores de alta frequência; e a variação 2, denominada HFIT- L_g - L_d , na qual as indutâncias de dispersão são utilizadas como elementos para a transferência de energia. Além disso, foi apresentada uma metodologia otimizada de projeto para o HFIT- L_g , que dispensa o uso de softwares de elementos finitos e métodos analíticos complexos. Tanto a abordagem de projeto quanto a estrutura magnética foram validadas experimentalmente.

Nos resultados experimentais, foram analisadas três configurações magnéticas: configuração #1, correspondente à estrutura tradicional com componentes separados; configuração #2, correspondente ao HFIT- L_g com dois indutores externos para a transferência de energia; e configuração #3, correspondente ao HFIT- L_g - L_d , com as indutâncias integradas por meio da dispersão magnética.

A configuração #2 destacou-se por alcançar o maior rendimento global, com pico de eficiência de 96,06%, superior ao da estrutura tradicional (95,86%), ainda que com volume total maior ($1382,9 \text{ cm}^3$ contra $1294,5 \text{ cm}^3$ da #1). No entanto, deve-se considerar que o fator de ocupação (K_u) da configuração #2 foi menor, o que sugere a possibilidade de uso de núcleos menores. Além disso, na configuração #1 não foi considerado o espaço necessário entre os componentes discretos, o que pode resultar em maior volume total efetivo.

A integração das indutâncias de transferência de energia L_{d1} e L_{d2} à dispersão do HFIT- L_g - L_d (configuração #3) permitiu a obtenção do menor volume entre as três configurações ($1261,7\text{ cm}^3$). Contudo, as perdas associadas à dispersão foram mais elevadas em carga nominal, resultando em um pico de eficiência de 95,75%, inferior ao da configuração #2. Cabe destacar que o método empírico utilizado para ajustar a dispersão não foi o mais eficiente, indicando margem significativa para melhorias. Estratégias como o acréscimo de material ferromagnético entre os enrolamentos, conforme demonstrado por Filho *et al.* (2023), ou o uso de ferramentas de elementos finitos, podem melhorar significativamente o desempenho do HFIT- L_g - L_d .

Além disso, sob condições de carga leve, a vantagem das configurações integradas tornou-se ainda mais evidente. A configuração #2 apresentou eficiência de 94,56% contra 94,04% da configuração #1 em 1 kW. De forma semelhante, a configuração #3 também superou a estrutura tradicional, atingindo 94,14%. Esse comportamento decorre do fato de que as perdas no núcleo são menores nas configurações #2 e #3, enquanto as perdas no cobre, mais relevantes em carga nominal, têm impacto reduzido em regime de baixa carga. Isso evidencia a adequação das configurações integradas a aplicações com perfil de carga variável, como em OBCs.

Comparada à abordagem tradicional com magnéticos separados, e considerando diferentes tamanhos de núcleos para diferentes frequências de operação, a topologia HFIT- L_g possibilita projetos com redução de até 16,1% nas perdas magnéticas e redução de até 51,2% no volume, além de diminuir o número de componentes. Embora sua construção não seja mais simples que a da estrutura com magnéticos individuais, o HFIT- L_g apresenta uma implementação simplificada quando comparada a outras soluções integradas, pois não requer núcleos especiais e utiliza exclusivamente ferrite como material magnético, o que garante uma boa relação entre desempenho e custo.

Neste estudo, o HFIT- L_g foi construído com quatro núcleos C comerciais. Trabalhos futuros podem explorar sua implementação com núcleos do tipo I, que oferecem maior flexibilidade no ajuste dos caminhos de fluxo de alta e baixa frequência e reduzem a subutilização do núcleo nas arestas sem enrolamentos.

Por fim, investigações futuras podem considerar a integração de diferentes materiais magnéticos em um mesmo arranjo, otimizando as propriedades para cada faixa de frequência, bem como o desenvolvimento de alternativas construtivas, como configurações planares.

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo são apresentadas as conclusões finais do presente trabalho, além de sugestões de trabalhos futuros e publicações resultantes.

6.1 Conclusões Finais

No presente trabalho, foram propostas e analisadas novas estratégias aplicadas a conversores CA-CC monofásicos com estágio de potência integrado e isolado em alta frequência, baseados na topologia DAB operando com razão cíclica variável. As estratégias propostas consistiram em novas modulações e na integração de elementos magnéticos, com foco na melhoria da eficiência e no aumento da densidade de potência, visando alavancar as vantagens dessas estruturas para aplicações em OBCs.

A primeira estratégia desenvolvida nesta tese concentrou-se na proposição e análise de variações de modulação para os conversores CA-CC monofásicos 3LI e 4LI. No caso do conversor 3LI, a modulação PSDM ampliou significativamente a faixa de operação com comutação suave (ZVS) durante o acionamento dos dispositivos do primário, abrangendo praticamente todo o ciclo da rede CA. No entanto, essa melhoria resultou na perda das regiões de ZVS no secundário, além de aumento nas perdas por condução e desligamento dos semicondutores. Para mitigar a perda de comutação suave, foi introduzido um indutor auxiliar de comutação no secundário ($PSDM+L_{aux}$), estratégia que restaurou a condição de ZVS durante o acionamento de todos os dispositivos do secundário, embora com o custo do aumento no número de elementos magnéticos.

Com a adoção de semicondutores mais adequados ao perfil da modulação proposta, comparou-se a $PSDM+L_{aux}$ com a modulação tradicional. Os resultados indicaram que, embora exija maior volume de magnéticos, a $PSDM+L_{aux}$ proporciona menores perdas totais para frequências de chaveamento superiores a 160 kHz, revelando-se promissora para aplicações de alta frequência.

Para a topologia 4LI, foi inicialmente realizada uma extensão da análise teórica, o que permitiu aplicar, posteriormente, as mesmas modulações estudadas no 3LI. Quando aplicada ao 4LI, a modulação $PSDM+L_{aux}$ viabilizou acionamento com ZVS ao longo de todo o ciclo da rede, embora tenham sido mantidos os elevados níveis de corrente característicos dessa modulação, o que resultou em aumento das perdas por condução e durante o desligamento dos dispositivos. Ainda assim, os resultados demonstraram que, adotando um

semicondutor adequado, para frequências superiores a 75 kHz e volumes magnéticos inferiores a 500 cm³, essa modulação oferece menor dissipação de potência em comparação com a abordagem tradicional, favorecendo o aumento da densidade de potência.

Todas as estratégias de modulação foram validadas por meio de simulações no *software PSIM*, considerando ambas as topologias. A validação experimental foi realizada para o conversor 3LI, confirmando o comportamento previsto para a modulação PSDM e evidenciando a coerência entre os resultados teóricos e práticos.

Em comparação com a modulação tradicional, a modulação proposta implica aumento na complexidade do acionamento, bem como no número de indutores e no tamanho dos transformadores. Por outro lado, reduz o tamanho dos indutores de potência. Quando aplicadas à topologia 4LI, essas modulações mostraram-se eficazes tanto na melhoria da eficiência quanto na viabilidade de soluções mais compactas, tornando-as especialmente atrativas para aplicações embarcadas, como os OBCs.

O bom desempenho dessas estratégias depende fortemente da escolha apropriada dos semicondutores, que precisam ter baixa resistência de condução e reduzida energia associada ao desligamento.

Além do mais, destaca-se que ainda não foram considerados possíveis ganhos adicionais relacionados à potencial redução no volume dos filtros EMI, viabilizada pelo acionamento em alta frequência com comutação suave, tampouco o impacto no dimensionamento dos dissipadores térmicos. Esses fatores podem reforçar ainda mais os benefícios da modulação proposta, sobretudo no contexto da topologia 3LI.

A segunda estratégia desenvolvida na tese foi a integração de componentes magnéticos para a topologia 4LI, resultando no desenvolvimento de um novo arranjo magnético cúbico. Esse arranjo integra um indutor de filtro de baixa frequência, dois autotransformadores e dois transformadores de alta frequência em um único conjunto magnético, denominado HFIT-L_g, com a opção de utilizar as indutâncias de dispersão como elementos para transferência de energia, caracterizando a variante HFIT-L_g-L_d.

Em conjunto com o arranjo magnético, foi proposta uma metodologia de projeto simplificado, que dispensa o uso de *software* de elementos finitos e métodos analíticos complexos. Outras vantagens do HFIT-L_g incluem sua construção mais simples quando comparada a outras soluções integradas — pois não requer núcleos especiais — e utilização exclusivamente de ferrite como material magnético, o que proporciona uma boa relação entre desempenho e custo.

O arranjo magnético foi validado por meio de simulações, utilizando o *software PSIM*, além de testes experimentais em uma bancada experimental de 6,6 kW. Três configurações magnéticas foram construídas experimentalmente: configuração #1, correspondente à estrutura tradicional com componentes separados; configuração #2, correspondente ao HFIT-L_g com dois indutores externos para a transferência de energia; e configuração #3, correspondente ao HFIT-L_g-L_d, com as indutâncias integradas por meio da dispersão magnética.

Os resultados demonstraram que o arranjo proposto é capaz de substituir os componentes magnéticos convencionais da topologia 4LI sem comprometer os parâmetros elétricos ou o desempenho geral do sistema. Também foi validado o comportamento dos fluxos magnéticos de alta e baixa frequência coexistindo no núcleo integrado. Em regime transitório, mesmo sob variações abruptas de carga, as correntes e os fluxos permaneceram controlados, sem indícios de desbalanceamentos ou saturações locais.

A configuração #2 destacou-se por alcançar o maior rendimento global, com pico de eficiência de 96,06%, superior ao da estrutura tradicional (95,86%), ainda que com volume total um pouco maior (1382,9 cm³ contra 1294,5 cm³ da #1) devido às limitações dos núcleos disponíveis em laboratório — com margem para seleção de núcleos menores e, portanto, volume reduzido.

A integração das indutâncias de transferência de energia L_{d1} e L_{d2} à dispersão do HFIT-L_g-L_d (configuração #3) — realizada de forma empírica — permitiu alcançar o menor volume entre as três configurações (1261,7 cm³), além de demonstrar a viabilidade da utilização das dispersões magnéticas no arranjo proposto. Contudo, as perdas associadas a essas dispersões mostraram-se mais elevadas que os indutores discretos, resultando em um pico de eficiência de 95,75%. Ainda assim, há amplo potencial de melhoria, uma vez que métodos mais eficazes de controle da dispersão, como a inserção de material ferromagnético entre os enrolamentos ou o uso de ferramentas baseadas em elementos finitos, podem proporcionar desempenho superior.

Sob condições de carga leve, as vantagens das configurações integradas tornaram-se ainda mais evidentes. Para uma potência de saída de 1 kW, as eficiências observadas foram de 94,56% e 94,14% para as configurações #2 e #3, respectivamente, superando os 94,04% da configuração #1. Esse comportamento decorre do fato de que as perdas no núcleo são menores nas configurações #2 e #3, enquanto as perdas no cobre, mais relevantes em carga nominal, têm impacto reduzido em regime de baixa carga. Esses resultados reforçam a

adequação das configurações integradas a aplicações com perfil de carga variável, como os OBCs.

Ainda na segunda etapa, foi realizada uma comparação teórica entre a abordagem tradicional com componentes magnéticos separados e o arranjo integrado, considerando uma ampla faixa de volume e frequência de chaveamento. As menores perdas por volume foram identificadas por meio da análise da fronteira de Pareto. Os resultados evidenciaram que o HFIT-L_g permite projetos com menores perdas magnéticas e redução no número de componentes, embora apresente algumas restrições de projeto. Considerando uma faixa de frequência de chaveamento entre 50 kHz e 200 kHz, o arranjo proposto possibilita reduções de até 16,1% nas perdas e 51,2% no volume dos componentes magnéticos.

Portanto, dentre as principais contribuições desta tese, destacam-se:

- O desenvolvimento de novas modulações capazes de garantir ZVS durante acionamento dos semicondutores das topologias estudadas ao longo do ciclo da rede CA;
- A proposição de um arranjo magnético integrado (HFIT-L_g/ HFIT-L_g-L_d) que reduz o volume, as perdas e os custos associados, características relevantes para aplicações em OBCs;
- Proposição de uma metodologia simplificada de projeto que facilita o desenvolvimento do HFIT-L_g.

Os resultados obtidos evidenciaram que as estratégias propostas são promissoras para elevar a eficiência e a densidade de potência de conversores CA-CC, potencializando suas vantagens para aplicações futuras em sistemas embarcados.

6.2 Trabalhos Futuros

A partir dos estudos apresentados, diversas direções de pesquisa futura podem ser exploradas.

Em relação às estratégias de modulação propostas, estudos futuros podem concentrar-se no desenvolvimento de projetos ótimos para cada modulação, considerando materiais magnéticos mais adequados às respectivas faixas de frequência de operação, bem como as características das correntes circulantes, pois o presente trabalho se concentrou em uma comparação mantendo os mesmos semicondutores e núcleos magnéticos (material e formato geométrico) nas análises comparativas. Portanto, melhorias no projeto dos

magnéticos podem alavancar as vantagens das modulações propostas, além de melhorar o desempenho das topologias estudadas.

Outra possibilidade é a investigação do uso de uma modulação híbrida, na qual diferentes estratégias sejam aplicadas ao longo de um mesmo ciclo da rede CA, de forma a explorar as vantagens específicas de cada modulação em diferentes instantes.

Conforme discutido durante a análise experimental do 3LI, a principal dificuldade associada à modulação PSDM foi sua implementação digital, inicialmente realizada com um DSP utilizando blocos PWM convencionais. Problemas semelhantes foram observados no protótipo do 4LI, nos quais os instantes de atualização das fases das portadoras e dos valores dos moduladores causaram assimetrias nas tensões dos transformadores. Além disso, a atualização constante da fase da portadora no lado secundário revelou falhas no PWM do DSP, especialmente quando a comparação entre moduladora e portadora coincidia com a transição do contador da portadora, resultando em perdas do instante de comutação. Embora essas falhas tenham sido parcialmente tratadas nas linhas código, ainda assim geraram atrasos, impactando em mais assimetrias indesejadas.

Portanto, futuros trabalhos devem focar na otimização da implementação digital das modulações, com especial atenção aos sinais das portadoras e aos algoritmos de sincronização. A utilização de dispositivos com maior desempenho e flexibilidade, como FPGAs, apresenta-se como uma alternativa promissora para esse fim.

Outro aspecto relevante a ser aprofundado é o método de ajuste da dispersão nos transformadores. No presente trabalho, essa etapa foi realizada de forma empírica na configuração #3. Como alternativa, sugere-se o uso de materiais ferromagnéticos posicionados entre os enrolamentos primário e secundário, conforme discutido por Filho *et al.* (2023), bem como a adoção de ferramentas baseadas em elementos finitos para auxiliar no ajuste e modelagem.

Neste estudo, o HFIT-L_g foi construído utilizando quatro núcleos C comerciais de ferrite. Trabalhos futuros podem explorar a implementação com núcleos do tipo I, que oferecem maior flexibilidade no controle dos caminhos de fluxo magnético de alta e baixa frequência. Além disso, abordagens alternativas de construção, como o uso de estruturas magnéticas planares, também podem proporcionar ganhos significativos em compacidade, desempenho térmico e facilidade de fabricação. Outra linha de pesquisa promissora é a integração de diferentes materiais magnéticos em um único conjunto, possibilitando a seleção do material mais adequado conforme a faixa de frequência predominante.

Por fim, outras linhas de pesquisa relevantes incluem: (i) o estudo do impacto da variação da tensão de saída no desempenho dos conversores; e (ii) a investigação de técnicas para a eliminação do capacitor eletrolítico. Uma abordagem promissora consiste em explorar a solução proposta por Belkamel, Kim e Choi (2021), que, além de discutir uma técnica para a eliminação do capacitor eletrolítico, propõe uma topologia intercalada simétrica, na qual pode ser estudada a integração de todos os elementos magnéticos em um arranjo semelhante ao proposto nesta tese.

6.3 Publicações Resultantes

Os estudos realizados resultaram na publicação do artigo científico listado abaixo:

- S. G. Barbosa, L. H. S. C. Barreto and D. d. S. Oliveira, "A Single-Stage Bidirectional AC–DC Converter Feasible for Onboard Battery Chargers," in **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, vol. 10, no. 3, pp. 3024-3032, June 2022, doi: 10.1109/JESTPE.2021.3108958.

REFERÊNCIAS

- ALAM, M. et al. A soft-switching bridgeless AC–DC power factor correction converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 10, p. 7716-7726, 2017. ISSN 1941-0107. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2016.2632100>.
- ALMEIDA, B. R. D. et al. A single-stage three-phase bidirectional AC/DC converter with high-frequency isolation and PFC. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 10, p. 8298-8307, 2018. ISSN 1941-0107. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2775522>.
- ARAÚJO, J. W. M. et al. On the study of the interleaving technique using an interphase transformer considering the use of SiC. In: 2017 BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE (COBEP), 2017, Juiz de Fora. **Anais** [...]. Juiz de Fora: 19-22 Nov. 2017. p.1-6. <https://doi.org/10.1109/COBEP.2017.8257333>.
- ARAÚJO, J. W. M. D. **Conversor ca-cc multinível de único estágio para aplicação em transformadores de estado sólido**. 2022. 251 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Departamento de Engenharia Elétrica, UFC, Fortaleza-CE.
- ARSHADI, S. A. et al. Three-phase llc battery charger: wide regulation and improved light-load operation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 36, n. 2, p. 1519-1531, 2021. ISSN 1941-0107. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3006422>.
- ARUN, G.; SHIREEN, W.; ENJETI, P. N. Improved active power-factor-correction circuit using a zero-voltage-switching boost converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 13, n. 2, p. 308-314, 1998. ISSN 1941-0107. <https://doi.org/10.1109/63.662846>.
- BAHMANI, M. A.; THIRINGER, T. Accurate evaluation of leakage inductance in high-frequency transformers using an improved frequency-dependent expression. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 10, p. 5738–5745, out. 2015. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2371057>.
- BARBOSA, A. U. et al. Multi-port bidirectional three-phase AC-DC converter with high frequency isolation. In: 2018 IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC), 2018, San Antonio. **Anais** [...]. San Antonio, TX, USA: 4-8 March 2018. p.1386-1391. <https://doi.org/10.1109/APEC.2018.8341198>.
- BARBOSA, S. G. **Conversor CA-CC monofásico bidirecional com estágio integrado e isolado em alta frequência aplicável a carregamento on-board de veículos elétricos**. 2020. 142 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2020.
- BARBOSA, S. G.; BARRETO, L. H. S. C.; OLIVEIRA, D. D. S. A single-stage bidirectional AC-DC converter feasible for onboard battery chargers. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, vol. 10, no. 3, pp. 3024-3032, jun. 2022. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2021.3108958>.

BASCOPE, G. V. T.; BARBI, I. Generation of a family of non-isolated DC-DC PWM converters using new three-state switching cells. 2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference. **Conference Proceedings** (Cat. No.00CH37018), 2000. 2000. p.858-863 vol.2. <https://doi.org/10.1109/PESC.2000.879927>.

BELKAMEL, H.; KIM, H.; CHOI, S. Interleaved totem-pole zvs converter operating in CCM for single-stage bidirectional AC-DC conversion with high-frequency isolation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 36, n. 3, p. 3486-3495, 2021. ISSN 1941-0107. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3016684>.

CAO, Z. et al. A low loss orthogonal decoupling magnetic integrated structure for dual active bridge converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 37, n. 6, p. 7013–7027, jun. 2022. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2021.3133068>.

CHEN, G. et al. Asymmetric phase-shift modulation strategy of dab converters for improved light-load efficiency. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 37, n. 8, p. 9104-9113, 2022. ISSN 1941-0107. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2022.3157375>.

CHEN, W.; RONG, P.; LU, Z. Snubberless bidirectional DC-DC converter with new CLLC resonant tank featuring minimized switching loss. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 9, p. 3075-3086, 2010. ISSN 1557-9948. <https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2037099>.

CHIEN-MING, W. A novel zero-voltage-switching PWM boost rectifier with high power factor and low conduction losses. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 52, n. 2, p. 427-435, 2005. ISSN 1557-9948. <https://doi.org/10.1109/TIE.2005.843913>.

CHO, J. G. et al. Reduced conduction loss zero voltage transition power factor correction converter with low cost. In: PROCEEDINGS OF POWER AND ENERGY SYSTEMS IN CONVERGING MARKETS. 1., 1997, Melbourne. **Anais** [...]. Melbourne: Proceedings of Power and Energy Systems in Converging Markets, 1997. 23-23 Oct. 1997. p.512-516. <https://doi.org/10.1109/INTLEC.1997.646042>.

CIOBOTARU, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. A new single-phase PLL structure based on second order generalized integrator. In: 2006 37th IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE. 37., 2006, Jeju. **Anais** [...]. Jeju, Korea (South), 2006, p. 1-6. <https://doi.org/10.1109/pesc.2006.1711988>.

COUGO, B.; KOLAR, J. W. Integration of leakage inductance in tape wound core transformers for dual active bridge converters. In: 2012 7TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON INTEGRATED POWER ELECTRONICS SYSTEMS (CIPS), 7., 2012, Nuremberg. **Anais** [...]. Nuremberg: 2012. p. 1-6.

CREE. **CRD-06600FF10N 6.6 kW Bi-directional EV on-board charger**. Durham, NC 27703 USA: 111 p. 2018. Disponível em: <https://www.wolfspeed.com/products/power/crd-06600ff10n/>. Acesso em: jan. 2021.

DONCKER, R. W. A. A. D.; DIVAN, D. M.; KHERALUWALA, M. H. A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications. **IEEE**

Transactions on Industry Applications, v. 27, n. 1, p. 63-73, 1991. ISSN 1939-9367.
<https://doi.org/10.1109/28.67533>.

EVERTS, J. Modeling and optimization of bidirectional dual active bridge AC-DC converter topologies. 2014. 360 f. Tese (Doutorado em Engenharia) – Arenberg Doctoral School, Faculdade de Engenharia, Heverlee.

EVERTS, J. et al. Optimal ZVS modulation of single-phase single-stage bidirectional DAB AC-DC converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 8, p. 3954-3970, 2014. ISSN 1941-0107. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2292026>.

FILHO, O. C. DA S. et al. Magnetic integration in high-frequency-isolated AC-AC interleaved converters. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 11, n. 4, p. 4199–4211, ago. 2023.
<https://doi.org/10.1109/JESTPE.2022.3185745>.

GENESIC. G3R20MT12N. [folheto técnico]. [S. l.]: Genesic Semiconductor, 2021. 14 p.
Disponível em: <https://www.mouser.com/datasheet/2/1451/G3R20MT12N-3479615.pdf>.
Acesso em: ago. 2021.

GUICHAO, H. et al. Novel zero-voltage-transition PWM converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 9, n. 2, p. 213-219, 1994. ISSN 1941-0107.
<https://doi.org/10.1109/63.286814>.

HANNAN, M. A. et al. State-of-the-art and energy management system of lithium-ion batteries in electric vehicle applications: issues and recommendations. **IEEE Access**, v. 6, p. 19362-19378, 2018. ISSN 2169-3536. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2018.2817655>.

HAOYI, Y. et al. Common mode noise modeling and analysis of dual boost PFC circuit. INTELEC 2004. In: 26th ANNUAL INTERNATIONAL TELECOMMUNICATIONS ENERGY CONFERENCE, 26., 2004, Chicago. **Anais** [...]. Chicago, IL, USA: 19-23 Sept. 2004. p.575-582. <https://doi.org/10.1109/INTLEC.2004.1401526>.

HAKIM, R. M. et al. Compact integrated transformer – grid inductor structure for E-capless single-stage EV charger. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 38, n. 2, p. 2115–2126, fev. 2023. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2022.3208970>.

HONÓRIO, D. D. A. et al. Three-leg integrated stage AC-DC solid-state transformer feasible for MV railway applications. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, p. 1-1, 2021. ISSN 2168-6785. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2021.3069129>.

HUBER, L.; JANG, Y.; JOVANOVIC, M. M. Performance evaluation of bridgeless PFC boost rectifiers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 3, p. 1381-1390, 2008. ISSN 1941-0107. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2008.921107>.

INTERNATIONAL ENERGY AGENCY. **Global EV outlook 2024** [recurso eletrônico]. Paris: IEA Publications, 2024. Disponível em: <https://www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2024>. Acesso em: set. 2024.

INFINEON. **Topologies in on-board charging.** [White Paper]. Neubiberg, Alemanha: Infineon, 2020. 21 p. Disponível em: https://www.mouser.com/pdfDocs/Infineon-MOSFET_CoolMOS_CFD7A_topologies_in_OBC_-Whitepaper-v01_00-EN.pdf. Acesso em: jan. 2021.

JUNG, J. et al. Design methodology of bidirectional CLLC resonant converter for high-frequency isolation of DC distribution systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 4, p. 1741-1755, 2013. ISSN 1941-0107.
<https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2213346>.

KHAN, A. A.; CHA, H.; KIM, H.-G. Magnetic integration of discrete-coupled inductors in single-phase direct PWM AC–AC converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 3, p. 2129–2138, mar. 2016. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2427455>

KEIM, T. New uses spur lithium-ion battery research and development [Happenings]. **IEEE Power Electronics Magazine**, v. 5, n. 4, p. 13-17, 2018. ISSN 2329-9215.
<https://doi.org/10.1109/MPEL.2018.2873994>.

KHALIGH, A.; ANTONIO, M. D. Global trends in high-power on-board chargers for electric vehicles. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 68, n. 4, p. 3306-3324, 2019. ISSN 1939-9359. <https://doi.org/10.1109/TVT.2019.2897050>.

KHERALUWALA, M. N. et al. Performance characterization of a high-power dual active bridge DC-to-DC converter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 28, n. 6, p. 1294-1301, 1992. ISSN 0093-9994. <https://doi.org/10.1109/28.175280>.

LE, T.-T.; HAKIM, R. M.; CHOI, S. A high-efficiency bidirectional single-stage AC-DC converter under wide voltage range for fast chargers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 38, n. 4, p. 4945–4956, abr. 2023.
<https://doi.org/10.1109/TPEL.2022.3230404>

LE, T.-T.; KIM, S.; CHOI, S. A four-phase current-fed push-pull DAB converter for wide-voltage-range applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 36, n. 10, p. 11383–11396, out. 2021. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2021.3069964>.

LI, H. et al. A 300-kHz 6.6-kW SiC bidirectional LLC onboard charger. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 67, n. 2, p. 1435-1445, 2020. ISSN 1557-9948.
<https://doi.org/10.1109/TIE.2019.2910048>.

LIU, Y. et al. CLL resonant converter with secondary side resonant inductor and integrated magnetics. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 36, n. 10, p. 11316–11325, out. 2021. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2021.3074646>.

MARTINEZ, R.; ENJETI, P. N. A high-performance single-phase rectifier with input power factor correction. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 11, n. 2, p. 311-317, 1996. ISSN 1941-0107. <https://doi.org/10.1109/63.486181>.

MCLYMAN, C. W. T. **Transformer and Inductor Design Handbook**. 3 ed. Nova Iorque, EUA: Marcel Dekker, 2004. 533 p.

MUKHERJEE, S.; BARBOSA, P. Design and optimization of an integrated resonant inductor with high-frequency transformer for wide gain range DC–DC resonant converters in electric vehicle charging applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 38, n. 5, p. 6380–6394, maio 2023. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2023.3243807>.

NAVITAS. NV6515 – GaNFast power IC with GaNSense technology. [folheto técnico]. [S. l.]: Navitas Semiconductor, 2022. Disponível em: <https://navitassemi.com>. Acesso em: 15 mai. 2025.

OLIVEIRA, D. S. et al. A bidirectional single stage AC-DC converter with high frequency isolation feasible to DC distributed power systems. 2012 In: 10th IEEE/IAS INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRY APPLICATIONS, 2012, 10., 2012, Fortaleza. **Anais** [...]. Fortaleza, Brasil: 5-7 Nov. 2012. p.1-7. <https://doi.org/10.1109/INDUSCON.2012.6453851>.

PARK, M. H. et al. An interleaved totem-pole bridgeless boost PFC Converter with soft-switching capability adopting phase-shifting control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 11, p. 10610-10618, 2019. ISSN 1941-0107. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2019.2900342>.

PARK, Y.; CHAKRABORTY, S.; KHALIGH, A. DAB converter for EV onboard chargers using bare-die SiC MOSFETs and leakage-integrated planar transformer. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, v. 8, n. 1, p. 209–224, mar. 2022. <https://doi.org/10.1109/TTE.2021.3121172>.

PATTERSON, O. D.; DIVAN, D. M. Pseudo-resonant full bridge DC/DC converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 6, n. 4, p. 671-678, 1991. ISSN 1941-0107. <https://doi.org/10.1109/63.97767>.

PRASANNA, U. R.; SINGH, A. K.; RAJASHEKARA, K. Novel bidirectional single-phase single-stage isolated AC–DC converter with PFC for charging of electric vehicles. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, v. 3, n. 3, p. 536-544, 2017. ISSN 2332-7782. <https://doi.org/10.1109/TTE.2017.2691327>.

SHI, H. et al. Minimum-backflow-power scheme of DAB-based solid-state transformer with extended-phase-shift control. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 54, n. 4, p. 3483-3496, 2018. ISSN 1939-9367. <https://doi.org/10.1109/TIA.2018.2819120>.

SOUZA, A. F. D.; BARBI, I. A new ZVS-PWM unity power factor rectifier with reduced conduction losses. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 10, n. 6, p. 746-752, 1995. ISSN 1941-0107. <https://doi.org/10.1109/63.471294>.

STENGERT, K. On-board 22 kW fast charger “NLG6”. In: 2013 WORLD ELECTRIC VEHICLE SYMPOSIUM AND EXHIBITION (EVS27), 2013, Barcelona. **Anais** [...]. Barcelona, Espanha: 17-20 Nov. 2013. p.1-11. <https://doi.org/10.1109/EVS.2013.6914854>.

SULLIVAN, C. R. Optimal choice for number of strands in a litz-wire transformer winding. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 14, n. 2, p. 283–291, mar. 1999. <https://doi.org/10.1109/63.750181>.

TAO, H. et al. Transformer-coupled multiport ZVS bidirectional DC–DC converter with wide input range. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 2, p. 771-781, 2008. ISSN 1941-0107. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2007.915129>.

UNITEDSIC. UJ4C075018K4S. 14 p. 2020. Disponível em: <https://www.digikey.com/en/htmldatasheets/production/7381750>. Acesso em: 2021.

WHITAKER, B. et al. A high-density, high-efficiency, isolated on-board vehicle battery charger utilizing silicon carbide power devices. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 5, p. 2606-2617, 2014. ISSN 1941-0107. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2279950>.

WITULSKI, A. F. Introduction to modeling of transformers and coupled inductors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 10, n. 3, p. 349–357, maio 1995. <https://doi.org/10.1109/63.388001>

WOUTERS, H.; MARTINEZ, W. Bidirectional onboard chargers for electric vehicles: state-of-the-art and future trends. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 39, n. 1, p. 693–716, jan. 2024. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2023.3319996>.

YAN, L.; LEHMAN, B. An integrated magnetic isolated two-inductor boost converter: analysis, design and experimentation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 20, n. 2, p. 332–342, mar. 2005. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2004.843004>.

YILMAZ, M.; KREIN, P. T. Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 5, p. 2151-2169, 2013. ISSN 1941-0107. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2212917>.

ZHANG, K. et al. Accurate calculation and sensitivity analysis of leakage inductance of high-frequency transformer with litz wire winding. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 35, n. 4, p. 3951–3962, abr. 2020. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2019.2936523>.

ZHAO, B.; YU, Q.; SUN, W. Extended-phase-shift control of isolated bidirectional DC–DC converter for power distribution in microgrid. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 11, p. 4667-4680, 2012. ISSN 1941-0107. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2180928>.

APÊNDICE A – METODOLOGIA PARA ESTIMATIVA DE PERDAS E VOLUME DOS MAGNÉTICOS

A seguir, descreve-se a metodologia adotada para a estimação dos elementos magnéticos nos Capítulos 3 e 4:

1- Geometria dos magnéticos

Seguindo o procedimento de projeto no livro McLyman (2004), a escolha inicial do magnético é feita pela definição do produto mínimo entre as áreas de janela (W_c) e da seção do núcleo (A_c), definido como Ap . Em posse do Ap , similar ao realizado em Araújo *et al.* (2017), a geometria dos demais parâmetros físicos do núcleo foram estimadas através de expressões exponenciais na forma (A.1), cujos coeficientes foram obtidos através de interpolações. É importante destacar que, somente para a determinação da força magnetizante por espira (AL), utilizou-se como variável o A_c ao invés do Ap , pois obteve-se uma melhor aproximação com este parâmetro.

$$\text{Parâmetro}(Ap) = x_3 + x_1 \cdot Ap^{x_2} \quad (\text{A.1})$$

Considerando a utilização de núcleos toroidais para os transformadores e para os indutores, e adotando como referência as características dos materiais de ferrite e sendust da *Magmattec*, os coeficientes obtidos das interpolações dos dados do datasheet estão apresentados na Tabela A.1.

Tabela A.1 – Coeficientes para determinação dos parâmetros físicos do núcleo em função do Ap .

Parâmetros físicos dos núcleos da <i>Magmattec</i>	Ferrite			Sendust		
	x_1	x_2	x_3	x_1	x_2	x_3
Seção do núcleo (A_c) (cm^2)	1,78	0,26	-0,70	0,49	0,55	2,11
Área da Janela (W_c) (cm^2)	0,65	0,74	0,36	1,75	0,47	-2,58
Comprimento de Espira (MLT) (cm)	5,99	0,18	-0,95	1,64	0,34	7,53
Comprimento do caminho magnético (MPL) (cm)	3,57	0,35	1,11	7,83	0,22	-4,94
Volume do magnético (Vol_n) (cm^3)	7,18	0,57	-2,55	3,78	0,76	9,16
AL (nH/esp)	4849	0,30	-342,6	47,05	0,45	58,93

Fonte: Próprio autor.

2- Cálculo do Ap

As expressões para o Ap do transformador (A_{pT}) e do indutor (A_{pL}), em função da variação máxima da densidade de fluxo magnético (ΔB) e da frequência de operação, são definidas por (A.2) e (A.3), respectivamente.

$$A_{pT}(f_s, \Delta B) = \frac{P_o \cdot \left(1 + \frac{1}{\eta}\right)}{2 \cdot K_u \cdot J_{\max} \cdot \Delta B \cdot f_s} \quad (\text{A.2})$$

$$A_{pL}(f_s, \Delta B) = \frac{L(f_s) \cdot I_{Lpk} \cdot I_{Lrms}}{K_u \cdot J_{\max} \cdot \Delta B} \quad (\text{A.3})$$

As fórmulas consideram uma forma de onda quadrada. A variável J_{\max} representa a máxima densidade de corrente adotada, enquanto K_u representa o fator de utilização do núcleo. O valor de K_u foi ajustado para garantir um projeto mais próximo do realizável, considerando uma ampla faixa de frequência de operação. Os valores adotados estão apresentados na Tabela A.2. Obtendo-se Ap, encontra-se os parâmetros do núcleo conforme (A.1).

3- Número de espiras

Em (A.4) e (A.5) tem-se as expressões para o número de espiras no transformador e no indutor, respectivamente.

$$N_T(f_s, \Delta B) = \frac{V_{dc}}{2 \cdot A_c \cdot f_s \cdot \Delta B} \quad (\text{A.4})$$

$$N_L(f_s, \Delta B) = \sqrt{\frac{L}{AL}} \quad (\text{A.5})$$

4- Determinação do condutor

A área do fio de cobre necessária é calculada por (A.6).

$$A_{FioT} = \frac{I_{rms}}{J_{\max}} \quad (\text{A.6})$$

Adotando o fio AWG 21 para o projeto, com área de cobre sem e com isolamento de $0,4105\text{mm}^2$ (A_{AWGnu}) e $0,5004\text{mm}^2$ ($A_{AWGisol}$), respectivamente, o número de fios em paralelos é determinado por (A.7) e o fator de ocupação pode ser estimado por (A.8). O comprimento total do fio é dado por (A.9).

$$Fios_P = \frac{A_{FioT}}{A_{AWGnu}} \quad (\text{A.7})$$

$$ocupação = \frac{A_{AWGisol} \cdot Fios_P \cdot N_{T/L}}{W_c} \quad (\text{A.8})$$

$$l_{fio} = MLT \cdot N_{T/L} \quad (\text{A.9})$$

5- Perdas no cobre

Considerando a resistência do cobre (ρ_{cu}) como 0,056 Ω/m, a resistência do enrolamento é dada por (A.10). Logo, as perdas no cobre são encontradas pela expressão (A.11).

$$R_{fio} = \frac{l_{fio} \cdot \rho_{cu}}{Fios_P} \quad (\text{A.10})$$

$$Perdas_{cu} = I_{rms}^2 \cdot R_{fio} \quad (\text{A.11})$$

6- Perdas no núcleo

No indutor, considera-se a influência da variação da intensidade do fluxo magnético com as propriedades do núcleo projetado conforme (A.12). As perdas no núcleo são então determinadas pela equação de Steinmetz expressa em (A.13), cujos coeficientes estão definidos na Tabela A.2.

$$B_{pk} = \mu_e \cdot \frac{N_L \cdot I_{pk}}{MPL} \quad (\text{A.12})$$

$$P_{core}(f_s, B_{pk}) = a \cdot f_s^c \cdot B_{pk}^d \cdot Vol_n \quad (\text{A.13})$$

Tabela A.2 – Parâmetros de projeto dos magnéticos

Constantes		Ferrite	Sendust
Densidade máxima de corrente (A/cm ²)	J _{max}	450	
Permeabilidade	μ	-	26
	a	0,074	0,071
Parâmetros de Steinmetz	c	1,43	1,17
	d	2,85	1,76

Fonte: Próprio autor.

7- Volume

O volume total do magnético é aproximado por (A.14).

$$Vol_{magn} = 13,1 \cdot Ap^{0,75} \quad (\text{A.14})$$

APÊNDICE B – CÓDIGO PARA PLOTAGEM DO PERFIL DE CORRENTE DURANTE ACIONAMENTO DAS CHAVES

A seguir está descrito o código utilizado para obtenção do perfil de corrente nos semicondutores durante ensaios experimentais.

```
%%
M = csvread('3LI01000_Ch1.csv',0,3); %inicio em 0 (excel)
M2 = csvread('3LI01000_Ch2.csv',0,3); %inicio em 0 (excel)
M3 = csvread('3LI01000_Ch3.csv',0,3); %inicio em 0 (excel)
M4 = csvread('3LI01000_Math1.csv',0,3); %inicio em 0 (excel)

t=M(:,1);
Vds=M(:,2);
Vgs=M2(:,2);
Ib2=M3(:,2);
IL=M4(:,2);

t=t-t(1);

d_sw2 = zeros(length(Vgs),1);
V_sw2 = zeros(length(Vgs),1);

for i = 1:length(Vgs)
    if Vgs(i)>1
        d_sw2(i) = 1;
    end
    if Vds(i) > 0
        V_sw2(i) = Vds(i);
    end
end

Dshift = 10;

d_up = d_sw2 - circshift(d_sw2,Dshift);
d_down = d_sw2 - circshift(d_sw2,-Dshift);

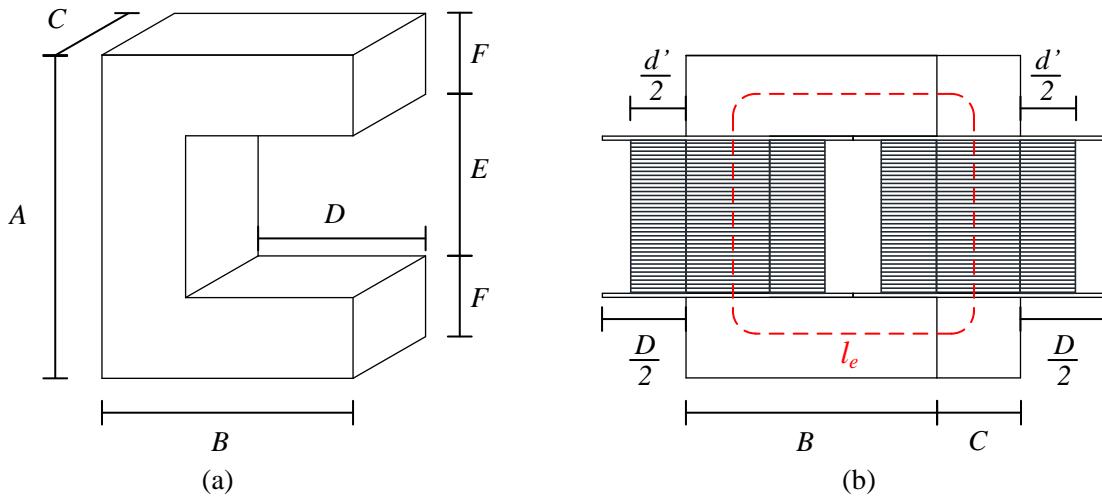
for i = 1:length(Vgs)
    if d_up(i)<0
        d_up(i) = 0;
    end
    if d_down(i)<0
        d_down(i) = 0;
    end
end

plot(t,IL,'y',d_up.*Vds*0.1,'r',t,d_up.*Ib2,'b')
```

APÊNDICE C – GEOMETRIA CUBO

Para projeto, considera-se que o cubo é formado por 4 núcleos C idênticos, cujas dimensões estão ilustradas na Figura C.1. Os enrolamentos magnéticos são distribuídos uniformemente através do segmento A de cada núcleo C, conforme ilustrados na Figura C.1 (b), onde uma face do cubo está representada.

Figura C.1 – Dimensões lineares do núcleo C.



Fonte: Próprio autor.

O caminho magnético em cada face do cubo é calculado conforme (C.1).

$$l_e = A + B + C + D + E \quad (\text{C.1})$$

Considerando K_u o fator de ocupação da área da janela de uma face e que a mesma estará totalmente ocupada quando $K_u = 0,4$, o comprimento médio de uma espira (CME) e as dimensões horizontais externas podem ser determinadas em função do fator de ocupação considerando a dimensão d' expressa por (C.2).

$$d' = D \cdot \frac{K_u}{0,4} \quad (\text{C.2})$$

Portanto, o comprimento médio de uma espira é dado por (C.3).

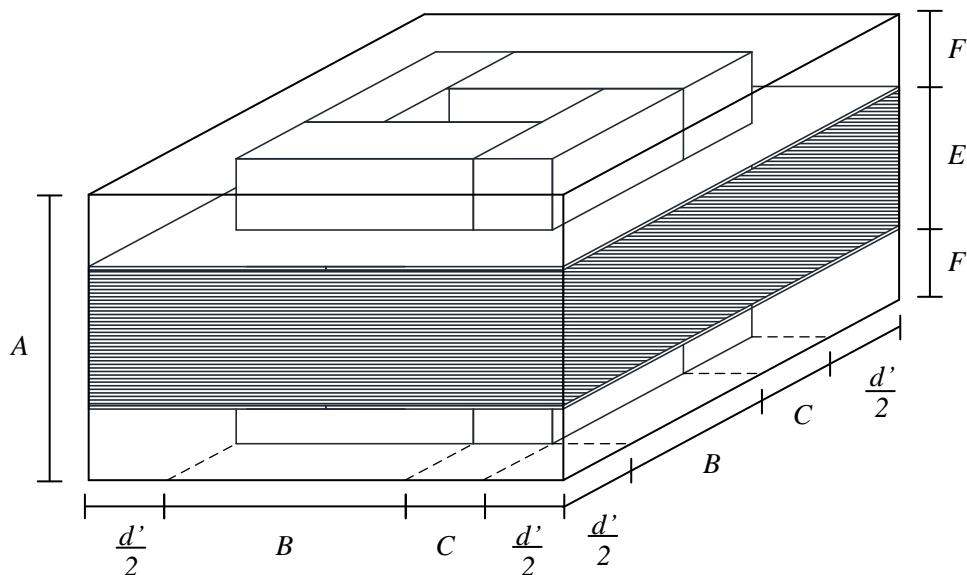
$$CME = 2 \cdot \left(B + C + D \cdot \left(\frac{K_u}{0,4} - 1 \right) \right) \quad (\text{C.3})$$

O volume de núcleo em cada face é expresso por (C.4).

$$V_{nucleo} = 2 \cdot C \cdot [A \cdot (B - D) + D \cdot F] \quad (\text{C.4})$$

Para análise do volume total, considerou-se o magnético como um cubo completo, conforme Figura C.2, no qual o tamanho do entreferro foi desconsiderado.

Figura C.2 – Volume e Área superficial do cubo



Fonte: Próprio autor.

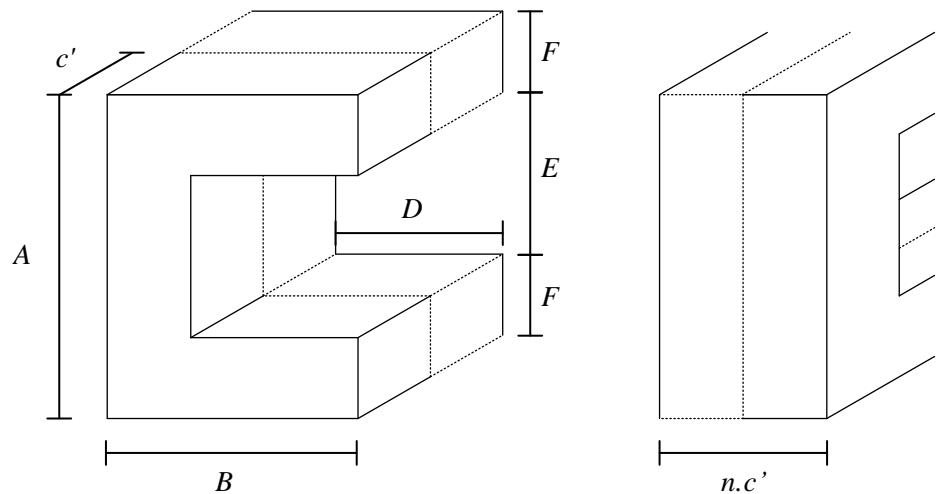
O volume final do cubo (núcleo + espiras) pode ser aproximado pela expressão (C.5), enquanto a área de superfície do cubo pode ser aproximada pela expressão (C.6).

$$V_{cubo} = A \cdot \left(B + C + D \cdot \frac{Ku}{0.4} \right)^2 \quad (\text{C.5})$$

$$A_s = 2 \cdot \left(B + C + D \cdot \frac{Ku}{0.4} \right) \cdot \left(2A + B + C + D \cdot \frac{Ku}{0.4} \right) \quad (\text{C.6})$$

A utilização de núcleos C em paralelo para formação do cubo também é possível, conforme ilustrado na Figura C.2, desde que a dimensão C seja mantida menor que B. Desta forma, aumenta-se a dimensão C em “n” vezes, sendo n o número de núcleos em paralelo.

Figura C.3 – Utilização de núcleos em paralelo



Fonte: Próprio autor.

APÊNDICE D – PROTÓTIPO EXPERIMENTAL DO 4LI E PROCEDIMENTO DE PROJETO

Na Tabela D-1 estão resumidos os principais componentes utilizados na montagem do protótipo experimental de 6,6kW do 4LI.

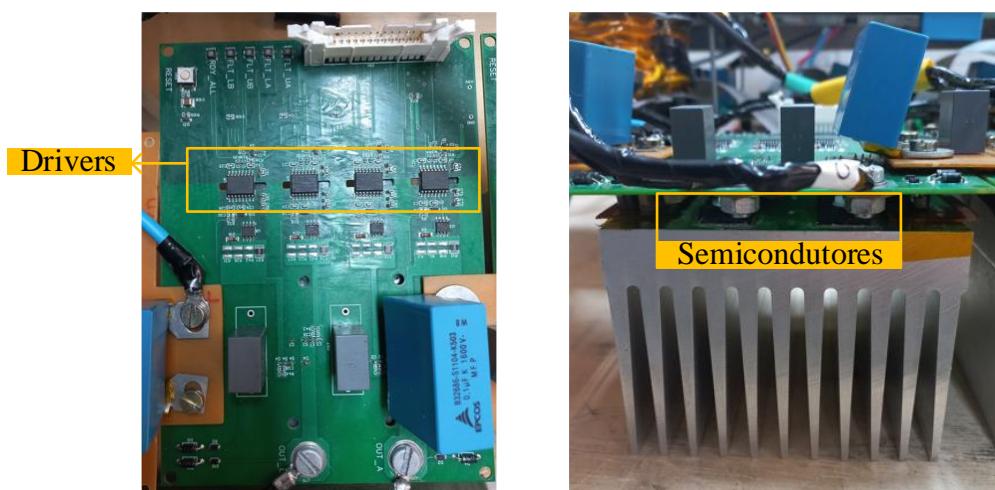
Para o circuito de potência, montou-se quatro placas de ponte completa, duas para o primário e duas para o secundário. A placa de ponte completa está apresentada na Figura D.1, e seu esquemático apresentado no Apêndice F. Em cada placa foram utilizados 4 MOSFETs tipo SiC, modelo C3M0045065K da *Wolfspeed®*, com drivers modelo 1ED020I12-F2 da *Infineon®*, e capacitores de polipropileno próximos aos terminais de conexão dos semicondutores e dos barramentos CC.

Tabela D-1 – Principais componentes para montagem do protótipo do 4LI.

Componente	Modelo	Quantidade	Especificação
Semicondutor	C3M0045065K	16	650V/49A
Driver	1ED020I12-F2	16	-
Sensor de corrente	CT431-HSWF50MR	4	50A
Sensor de corrente	CT431-HSWF30MR	2	30A
DSP	TMS320F28379D	1	-
Capacitores eletrolíticos	B43845-A9477-M	24	470µF/400V
Capacitores eletrolíticos	EKMH451VNN102	4	1000µF/450V
Capacitores de polipropileno	R76 MKP	10	0,056µF/1,6kV
Capacitores de polipropileno	B32686-S1104-K503	6	0,1µF/1,6kV

Fonte: Próprio autor.

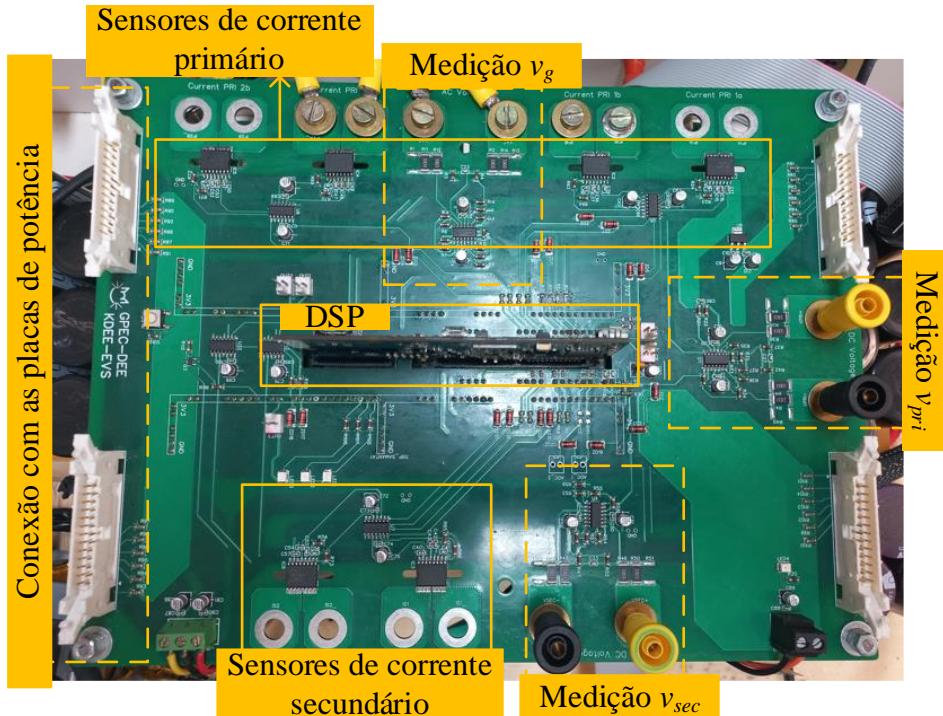
Figura D.1 – Placa de potência da ponte completa.



Fonte: Próprio autor.

A placa de medição e processamento de sinais está apresentada na Figura D.2 e seu esquemático apresentado no Apêndice F. A conexão da placa de aquisição com as placas de potência é feita através de conectores tipo *Latch* para cabo flat com 26 vias.

Figura D.2 – Placa de aquisição e processamento de sinais.



Fonte: Próprio autor.

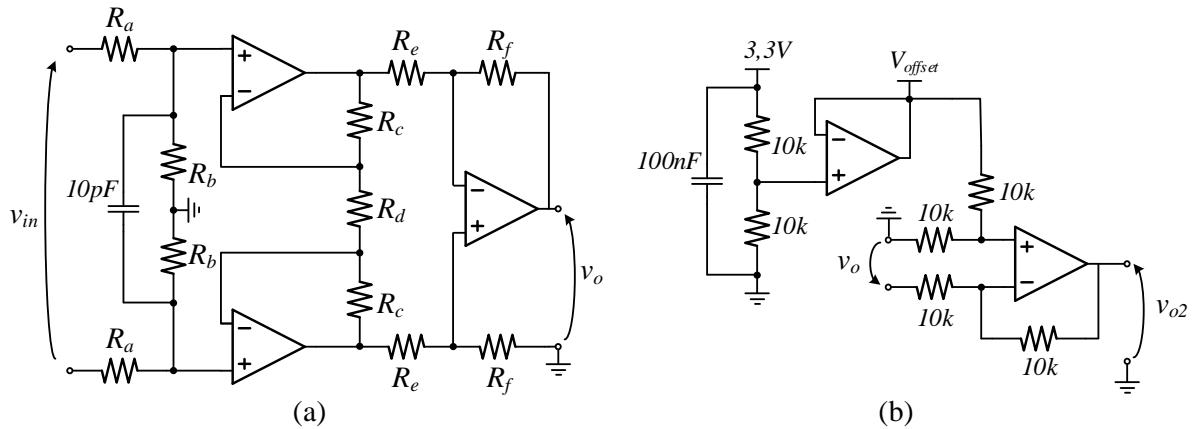
Para processamento digital dos sinais, adotou-se o microcontrolador dual-core, modelo TMS320F28379D, do fabricante *Texas Instruments*®. São utilizados 8 PWMs com resolução de 12 bits, cada qual com seus complementares A e B, além dos conversores analógico-digitais (AD), configurados com resolução de 12 bits para os sinais CC e 16 bits para os sinais CA, e tensão máxima de entrada (V_{AD}) de 3V. Todos os sinais de corrente e tensão são amostrados a 100 kHz.

Sensores de Corrente e Circuitos de Medição de Tensão

Os sensores de corrente utilizados foram SMDs do fabricante *Crocus Technology*®, modelo CT431-HSWF50MR para as correntes do primário, com sensibilidade de 20 mV/A, e CT431-HSWF30MR no secundário, com sensibilidade 33,3 mV/A.

As tensões dos barramentos são mensuradas utilizando o circuito de medição diferencial ilustrado na Figura D.3(a), cujo ganho é calculado conforme (D.1). Na Figura D.3 (b) tem-se o circuito de *offset* utilizado para a tensão CA, ajustando o valor de saída entre 0 e 3V. Os valores de resistores utilizados em cada circuito, assim como os ganhos, estão apresentados na Tabela D-2.

Figura D.3 – Circuito de medição diferencial de tensão.



Fonte: Próprio autor.

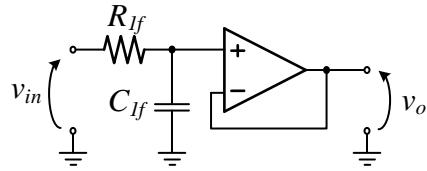
$$G_V = \frac{R_b}{R_a + R_b} \cdot \left(1 + \frac{2R_c}{R_d} \right) \cdot \frac{R_f}{R_e} \quad (\text{D.1})$$

Tabela D-2 – Configuração dos circuitos de medição diferencial.

Circuito de Medição	Resistências (Ω)						Ganho G_V
	R _a	R _b	R _c	R _d	R _e	R _f	
Tensão CA	165k	430	10k	51k	10k	10k	3,619m
Tensão CC	165k	750	10k	51k	10k	10k	6,299m

Fonte: Próprio autor.

Para a filtragem dos sinais amostrados, utiliza-se filtros *anti-aliasing* passa-baixa analógicos de primeira ordem, representados na Figura D.4, cujas especificações estão apresentadas na Tabela D.3.

Figura D.4 – Filtro *anti-aliasing* de 1º ordem.

Fonte: Próprio autor.

Tabela D.3 – Especificação dos filtros de 1º ordem.

	i	v_g	v_{pri}	v_{sec}	
C_{FI}	4,7	4,7	100	100	nF
R_{FI}	1k	1k	1,5k	1,5k	Ω
f_{corte}	33,86	33,86	1,061	1,061	kHz

Fonte: Próprio autor.

Projeto dos controladores

O diagrama de blocos do controle empregado está apresentado na Figura D.5. Devido à alta capacidade de processamento do DSP adotado, foram utilizados somente controladores digitais. Os ganhos de amostragem são compensados via *software*, permitindo trabalhar-se com valores equivalentes aos parâmetros reais durante o código de programação e no projeto dos controladores, não havendo a necessidade de adicionar os ganhos às funções de transferência.

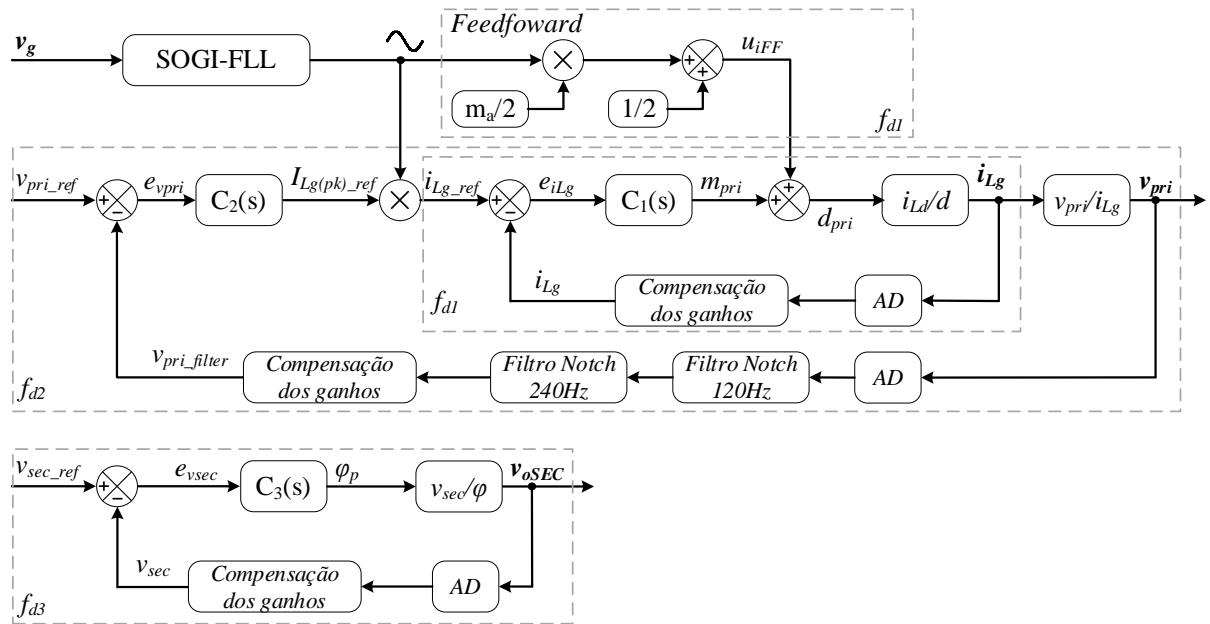
Observa-se, ainda na Figura D.5, que filtros tipo *Notch* digitais foram implementados após a digitalização do valor da tensão v_{pri} para atenuar suas componentes oscilatórias em 120 Hz e 240 Hz. Portanto, suas frequências foram centralizadas em 120Hz e 240Hz, enquanto a largura de banda ajustada para 20 Hz. A estrutura das equações de diferenças utilizadas para implementação digital dos filtros está representada através de (D.2), e os termos implementados estão descritos na Tabela D.4, no qual F_o representa a frequência com que essas malhas operam.

$$u(k) = a_1 \cdot u(k-1) + a_2 \cdot u(k-2) + b_0 \cdot e(k) + b_1 \cdot e(k-1) + b_2 \cdot e(k-2) \quad (\text{D.2})$$

O sincronismo com a rede elétrica é realizado utilizando o *Second Order Generalized Integrator Frequency Locked Loop* (SOGI-FLL) proposto em (CIOBOTARU; TEODORESCU; BLAABJERG, 2006), cujo diagrama de bloco está apresentado na Figura D.6. O SOGI, empregado como filtro adaptativo, baseia-se no integrador generalizado,

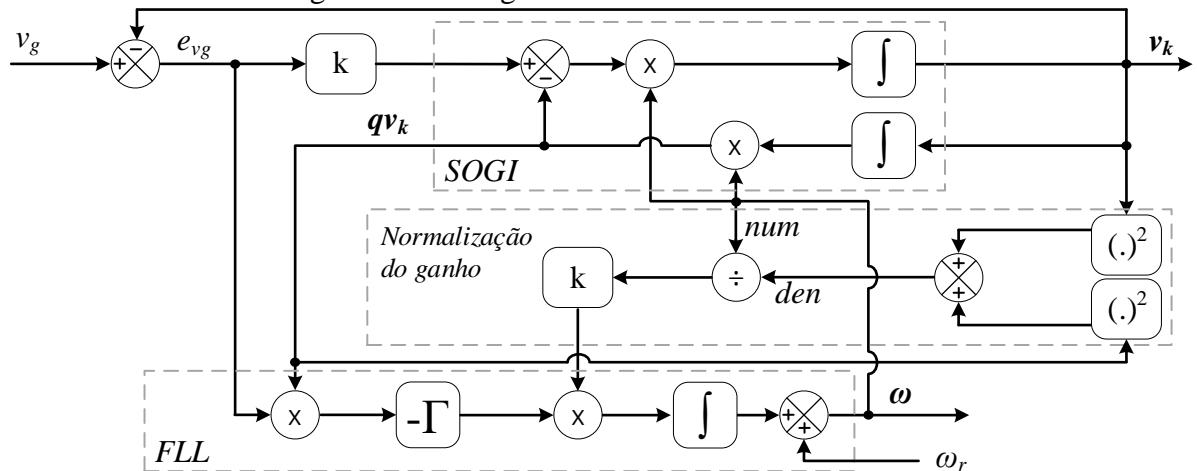
também conhecido como proporcional ressonante, e opera com frequência de ressonância variável. O FLL adicionado permite rastrear a frequência da rede e centralizar a frequência de operação do SOGI. Além disso, a normalização do ganho do FLL permite que o desempenho do sistema seja o mesmo independentemente da amplitude da tensão de entrada.

Figura D.5 – Diagrama de blocos do controle.



Fonte: Próprio autor.

Figura D.6 – Diagrama de blocos do SOGI-FLL.



Fonte: Adaptado de Araújo (2022).

Tabela D.4 – Parâmetros do filtro *Notch*.

Filtro <i>Notch</i>	a ₁	a ₂	b ₀	b ₁	b ₂	F _b (Hz)	F _o (Hz)
120Hz	1,999743	-0,999800	0,999900	-1,999743	0,999900	20	100k
240Hz	1,999572	-0,999800	0,999900	-1,999573	0,999900	20	100k

Fonte: Próprio autor.

As funções de transferência utilizadas para projeto dos controladores das tensões v_{pri} ($FT_{v_{pri}}(s)$) e v_{sec} ($FT_{v_{sec}}(s)$), e da corrente i_{Lg} ($FT_{I_{Lg}}(s)$) estão descritas através das expressões (D.2), (D.3) e (D.4), respectivamente, e foram retiradas de Barbosa (2020). Portanto, observa-se que a corrente da rede CA é ajustada através da razão cíclica das chaves no primário, e a tensão CC no primário é controlada através do valor da corrente da rede CA. Já a tensão CC no secundário é ajustada através do deslocamento entre as tensões no primário e no secundário do transformador.

$$FT_{I_{Lg}}(s) = \frac{i_{Lg}(s)}{d(s)} = \frac{V_{pri}}{s \cdot L_g} \quad (D.2)$$

$$FT_{v_{pri}}(s) = \frac{v_{pri}(s)}{i_{Lg}(s)} = \frac{R_{pri}}{s \cdot C_{pri} \cdot R_{pri} + 1} \quad (D.3)$$

$$FT_{v_{sec}}(s) = \frac{v_{sec}(s)}{\varphi_p(s)} = \frac{V_{sec}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot (L_d)} \cdot \varphi_p \cdot \left(1 - \frac{|\varphi_p|}{\pi} \right) \cdot \frac{R_{sec}}{R_{sec} \cdot C_{sec} \cdot s + 1} \quad (D.4)$$

Foram projetados controladores analógicos do tipo Proporcional-Integral (PI) para os três sinais, considerando as funções de transferência em tempo contínuo. Em seguida, os controladores foram discretizados pelo método de *Tustin* para implementação digital no DSP. Na Tabela D.5 estão apresentados os ganhos proporcional (K_p) e integral (K_i) dos controladores, bem como a margem de fase (MF), a frequência de cruzamento (F_c), a frequência de operação da malha (F_o) e os termos das respectivas equações de diferenças.

Tabela D.5 – Parâmetros dos controladores PI.

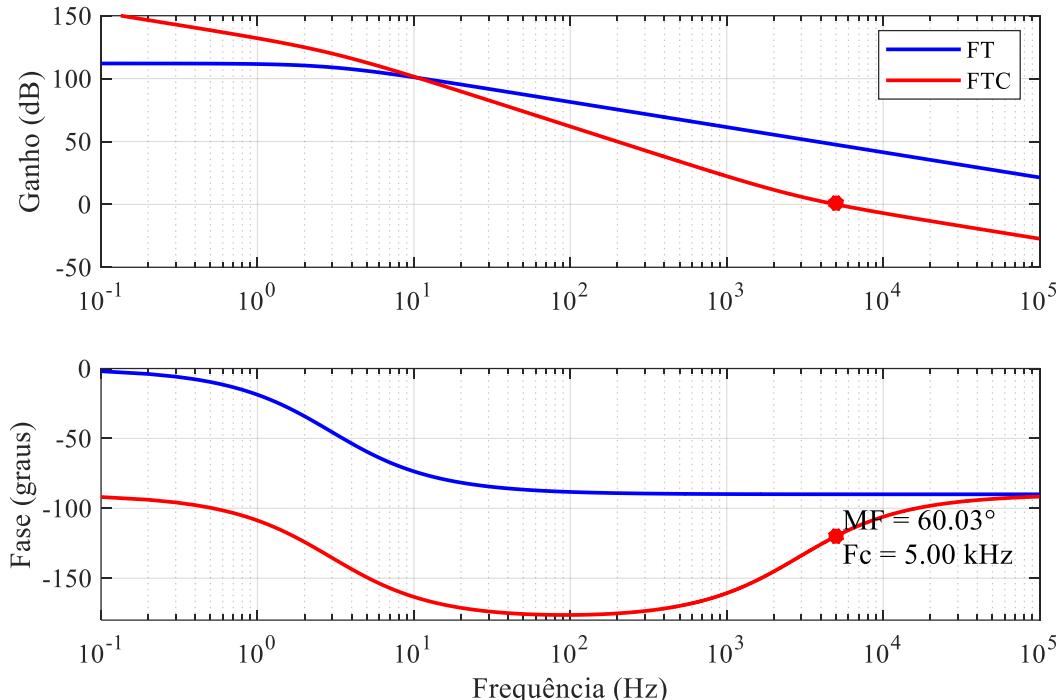
Controlador	a ₁	a ₂	b ₀	b ₁	b ₂	K _p	K _i	MF (°)	F _c (Hz)	F _o (Hz)
i_{Lg}	1	0	0,004006	0,003340	0	0,0037	66,6198	60,03	5k	100k
v_{pri}	1	0	0,134385	-0,131260	0	0,2417	23,5178	60	20	5k
v_{sec}	1	0	0,001655	-0,001640	0	0,0016	0,0112	60	10	10k

Fonte: Próprio autor.

Na Figura D.7, tem-se o diagrama de bode da planta de corrente i_{Lg} sem (FT) e com (FTC) o controlador PI, onde observa-se a frequência de cruzamento em 5 kHz e uma

margem de fase de $60,03^\circ$. Na Figura D.8, tem-se o degrau de referência no sistema de malha fechada considerando o tempo contínuo (FT_c) e o tempo discreto (FT_d), cujos comportamentos diferem levemente devido a discretização. Os sobressinais de FT_c e FT_d foram 24,17% e 28,68%, respectivamente.

Figura D.7 – Diagrama de bode da planta de corrente i_{Lg} sem (FT) e com compensador (FTC).

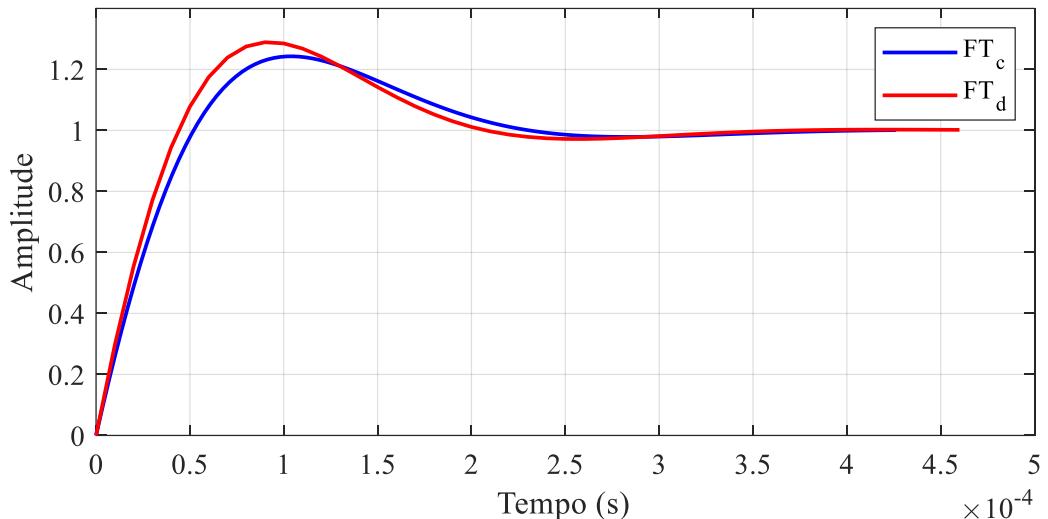


Fonte: Próprio autor.

Na Figura D.9 tem-se o diagrama de bode da planta de tensão v_{pri} sem (FT) e com (FTC) o controlador PI, onde observa-se a frequência de cruzamento em 20 Hz e uma margem de fase de 60° . Na Figura D.10 tem-se o degrau de referência no sistema de malha fechada considerando o tempo contínuo (FT_c) e o tempo discreto (FT_d), cujos comportamentos estão bem mais próximos que o observado nos de corrente. Os sobressinais de FT_c e FT_d foram 20,16% e 20,7%, respectivamente.

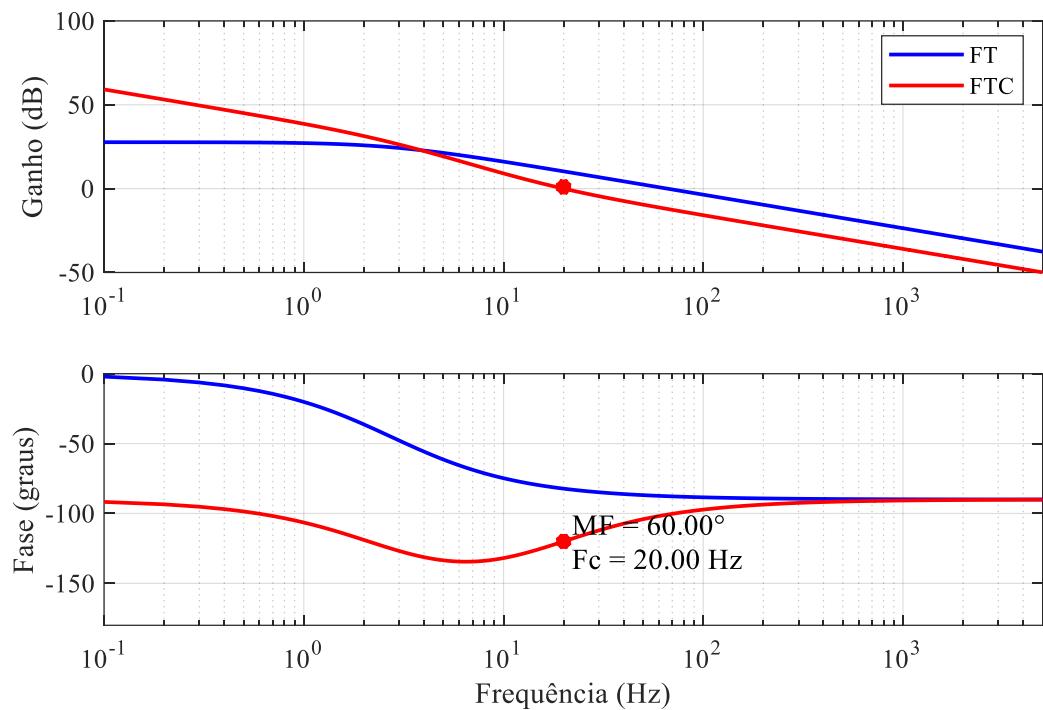
Na Figura D.11 tem-se o diagrama de bode da planta de tensão v_{pri} sem (FT) e com (FTC) o controlador PI, onde observa-se a frequência de cruzamento em 10 Hz e uma margem de fase de 60° . Na Figura D.12 tem-se o degrau de referência no sistema em malha fechada considerando o tempo contínuo (FT_c) e o tempo discreto (FT_d). Os sobressinais de FT_c e FT_d foram 14,65% e 14,76%, respectivamente.

Figura D.8 – Resposta ao degrau da malha de corrente i_{Lg} no tempo contínuo (FT_c) e discreto (FT_d).



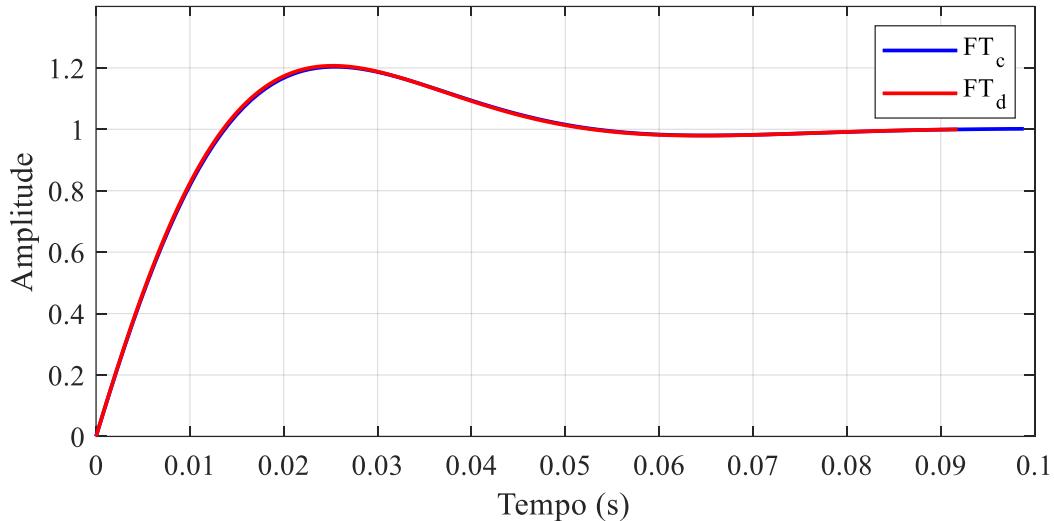
Fonte: Próprio autor.

Figura D.9 – Diagrama de bode da planta de tensão v_{pri} sem (FT) e com compensador (FTC).



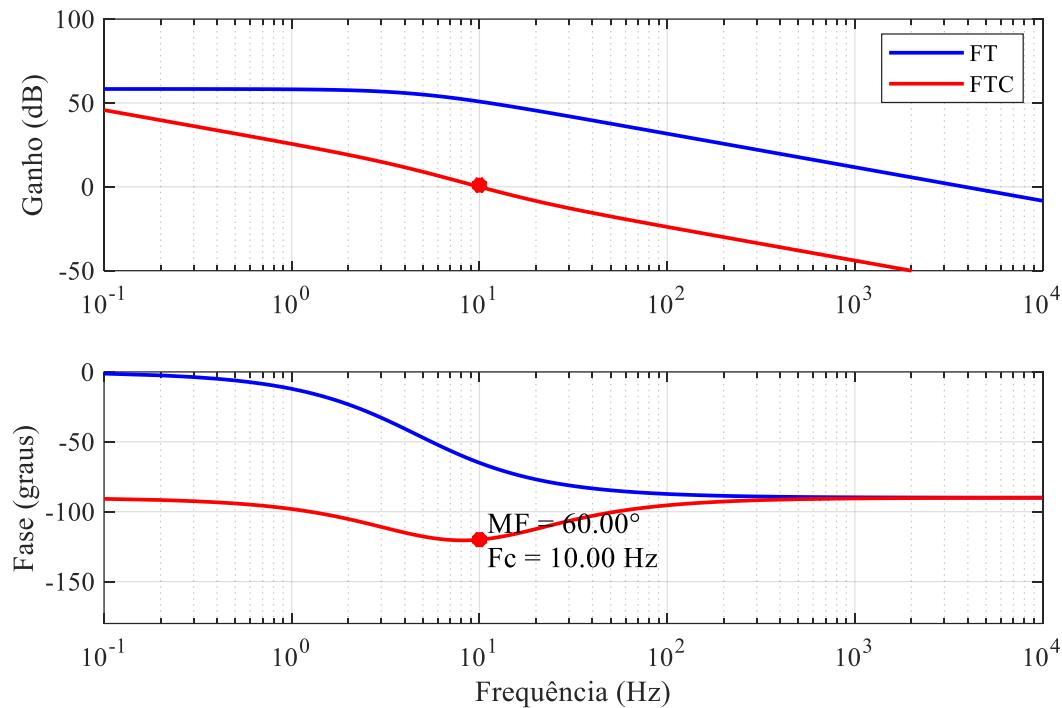
Fonte: Próprio autor.

Figura D.10 – Resposta ao degrau da malha de tensão v_{pri} no tempo contínuo (FT_c) e discreto (FT_d).



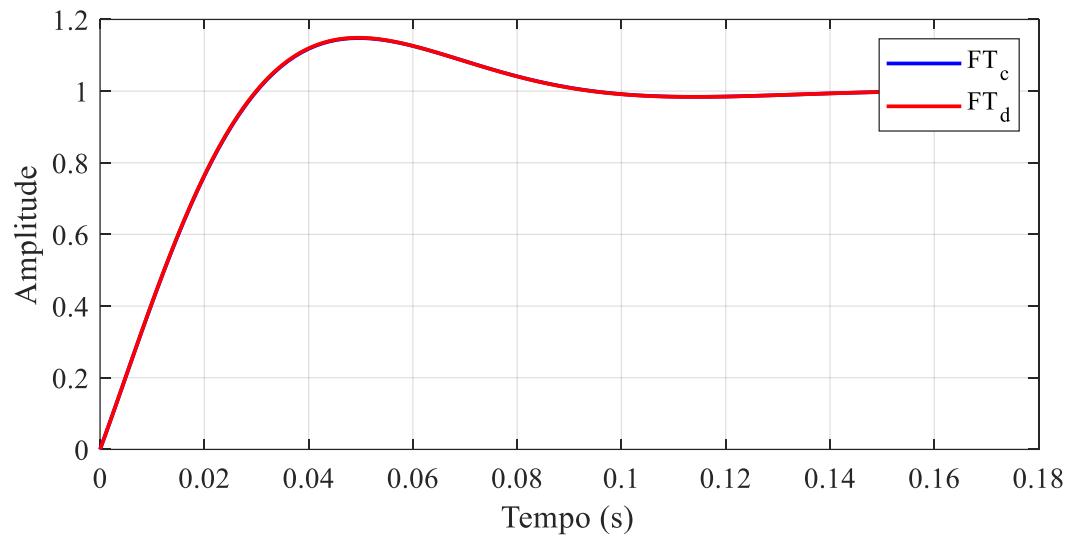
Fonte: Próprio autor.

Figura D.11 – Diagrama de bode da planta de tensão v_{sec} sem (FT) e com compensador (FTC).



Fonte: Próprio autor.

Figura D.12 – Resposta ao degrau da malha de tensão v_{sec} no tempo contínuo (FT_c) e discreto (FT_d).



Fonte: Próprio autor.

APÊNDICE E – PROJETO DOS MAGNÉTICOS

A seguir, são apresentadas as planilhas do *software Mathcad®*, nas quais foram realizados os projetos dos elementos magnéticos utilizados na bancada experimental.

Projeto Ótimo do Magnético Prosposto (HFIT-Lg)

Parâmetros de Entrada

$$V_{g,ef} := 220V \quad f_g := 60Hz \quad \Delta I := 10\%$$

$$V_p := 400V \quad V_s := 400V$$

$$P_o := 6.6kW$$

$$f_s := 100kHz$$

$$\eta := 0.94$$

$$\varphi_p := 30$$

$$m_a := \frac{\sqrt{2} \cdot V_{g,ef}}{V_p} = 0.77782 \quad \Delta\varphi := \frac{\varphi_p}{360} = 0.0833$$

$$T_g := \frac{1}{f_g} = 0.017s \quad T_s := \frac{1}{f_s} = 1 \times 10^{-5}s \quad \omega_r := 2 \cdot \pi \cdot f_g = 376.991 \frac{1}{s}$$

$$P_{DAB} := \frac{P_o}{2} = 3.3 \cdot kW$$

Indutância de Potência

$$\tau_1 := \frac{1}{\omega_r} \cdot \arcsin\left(\frac{2\Delta\varphi}{m_a}\right) = 0.573 \cdot ms \quad \tau_2 := \frac{1}{4 \cdot f_g} = 4.167 \cdot ms$$

$$L_d(f_s) := \frac{V_p^2}{8\pi P_{DAB} \cdot f_s} \cdot \left[m_a^2 \cdot (\sin(2 \cdot \tau_1 \cdot \omega_r) + \sin(2 \cdot \omega_r \cdot \tau_2)) + 2 \cdot \omega_r \cdot \tau_1 \cdot (8\Delta\varphi - 16 \cdot \Delta\varphi^2 - m_a^2) + 0 \dots \right. \\ \left. + 16\Delta\varphi \cdot [m_a \cdot (\cos(\tau_2 \cdot \omega_r) - \cos(\tau_1 \cdot \omega_r)) + \omega_r \cdot (\tau_2 - \tau_1)(1 - \Delta\varphi)] - 0 \dots \right] \\ + 8m_a \cdot \cos(\tau_2 \cdot \omega_r) + (2 + m_a^2) \cdot (\pi - 2 \cdot \tau_2 \cdot \omega_r)$$

$$L_d(f_s) = 16.877 \times 10^{-6} H$$

Valores de Corrente

$$I_{g,ef} := \frac{P_o}{V_{g,ef} \cdot \eta} = 31.915 A \quad \Delta I_g := \Delta I \cdot (\sqrt{2} \cdot I_{g,ef}) = 4.513 A$$

$$I_{g,pk} := \sqrt{2} \cdot I_{g,ef} \cdot \left(1 + \frac{\Delta I}{2}\right) = 47.391 A$$

$$I_{efDAB}(f_s) := \sqrt{\frac{V_p^2}{72\pi L_d(f_s)^2 f_s^2} \cdot \left(\begin{array}{l} 9 \cdot m_a^3 \cdot \cos(\tau_2 \cdot \omega_r) - 9 \cdot m_a^3 \cdot \cos(\tau_1 \cdot \omega_r) - 6 \cdot \pi \dots \\ + m_a^3 \cdot \cos(3 \cdot \tau_1 \cdot \omega_r) - m_a^3 \cdot \cos(3 \cdot \tau_2 \cdot \omega_r) - 9 \cdot m_a^2 \cdot \sin(2 \cdot \tau_2 \cdot \omega_r) \dots \\ + 8 \cdot m_a^3 + 36 \cdot \pi \cdot \Delta\varphi + 36 \cdot m_a \cdot \cos(\tau_2 \cdot \omega_r) - 9 \cdot \pi \cdot m_a^2 + 12 \cdot \tau_2 \cdot \omega_r \dots \\ + -144 \cdot m_a \cdot \Delta\varphi \cdot \cos(\tau_2 \cdot \omega_r) + 18 \cdot \pi \cdot m_a^2 \cdot \Delta\varphi - 72 \cdot \Delta\varphi \cdot \tau_2 \cdot \omega_r \dots \\ + -144 \cdot m_a \cdot \Delta\varphi^2 \cdot \cos(\tau_1 \cdot \omega_r) + 144 \cdot m_a \cdot \Delta\varphi^2 \cdot \cos(\tau_2 \cdot \omega_r) \dots \\ + 18 \cdot m_a^2 \cdot \Delta\varphi \cdot \sin(2 \cdot \tau_1 \cdot \omega_r) + 18 \cdot m_a^2 \cdot \Delta\varphi \cdot \sin(2 \cdot \tau_2 \cdot \omega_r) \dots \\ + 18 \cdot m_a^2 \cdot \tau_2 \cdot \omega_r + 144 \cdot \Delta\varphi^2 \cdot \tau_2 \cdot \omega_r - 96 \cdot \Delta\varphi^3 \cdot \tau_1 \cdot \omega_r \dots \\ + -96 \cdot \Delta\varphi^3 \cdot \tau_2 \cdot \omega_r - 36 \cdot m_a^2 \cdot \Delta\varphi \cdot \tau_1 \cdot \omega_r - 36 \cdot m_a^2 \cdot \Delta\varphi \cdot \tau_2 \cdot \omega_r \end{array} \right)}$$

$$I_{efDAB}(f_s) = 13.211 \text{ A}$$

$$I_{DABpk}(f_s) := \frac{V_p}{f_s \cdot L_d(f_s)} \cdot \Delta\varphi$$

$$I_{DABpk}(f_s) = 19.751 \text{ A}$$

Integração de magnético - HFIT

$$i_{Lgef} := \frac{2 \cdot P_{DAB}}{\eta \cdot m_a \cdot V_p} \cdot \sqrt{2} = 31.915 \text{ A}$$

$$I_{pri_ef}(f_s) := \sqrt{I_{efDAB}(f_s)^2 + (0.5 \cdot i_{Lgef})^2 + \left(0.5 \cdot \frac{\Delta I \cdot \sqrt{2} \cdot i_{Lgef}}{\sqrt{3}} \right)^2}$$

$I_{pri_ef}(f_s) = 20.757 \text{ A}$

$$I_{T1pk}(f_s) := I_{DABpk}(f_s) + \frac{I_{gpk}}{2}$$

$I_{T1pk}(f_s) = 43.447 \text{ A}$

Resumo das correntes:

$$I_{Ld_rms} := I_{efDAB}(f_s) = 13.211 \text{ A}$$

$$I_{Ld_pk} := I_{DABpk}(f_s) = 19.751 \text{ A}$$

$$I_{Lg_rms} := i_{Lgef} = 31.915 \text{ A}$$

$$I_{Tp_rms} := (I_{pri_ef}(f_s)) = 20.757 \text{ A}$$

$$I_{Tpk} := (I_{T1pk}(f_s)) = 43.447 \text{ A}$$

Seleção do condutor

Diâmetro mínimo do fio:

Frequência efetiva pelo artigo:

$$\omega_1(f_s) := 2 \cdot \pi \cdot f_s$$

Frequencia fundamental

$$\Delta := \frac{30}{360}$$

Tempo de subida experimental

$$\omega_{\text{eff}}(f_s) := \frac{\omega_1(f_s)}{\pi} \cdot \sqrt{\frac{6}{\Delta \cdot (3 - \Delta)}}$$

Frequencia efetiva (apendice 3)

Efeito skin:

$$K_{\text{cobre}} := 1 s^{-0.5} \cdot \text{cm}$$

$$D_{\text{awg}}(f_s) := 2 \cdot \frac{6.62}{\sqrt{\omega_{\text{eff}}(f_s)}} \cdot K_{\text{cobre}}$$

Diâmetro máximo do fio de cobre

Fio Adotado:

$$\text{AWG}(f_s) := \text{ceil}\left(-39 \cdot \log\left(\frac{D_{\text{awg}}(f_s)}{0.127\text{mm}}, 92\right) + 36\right)$$

$$\text{AWG}(f_s) = 36$$

Mas vai ser utilizado o **38**

$$\boxed{\text{AWG} := 38}$$

$$d_{\text{awg}}(f_s) := 0.127\text{mm} \cdot 92^{\frac{36-\text{AWG}}{39}}$$

$$d_{\text{awgIsolado}}(f_s) := d_{\text{awg}}(f_s) + (0.011157 - 0.000235552 \cdot \text{AWG}) \cdot \text{cm}$$

$$A_{\text{awg}}(f_s) := \frac{\pi \cdot d_{\text{awg}}(f_s)^2}{4}$$

$$A_{\text{awgIsolado}}(f_s) := \frac{\pi \cdot d_{\text{awgIsolado}}(f_s)^2}{4}$$

$$\boxed{A_{\text{fio}} := A_{\text{awg}}(f_s) = 7.967 \times 10^{-3} \cdot \text{mm}^2}$$

Considerando margem de 10%

$$A_{\text{cuPmin}}(J_A) := \frac{I_{\text{Tp rms}} \cdot 1.1}{J_A}$$

$$A_{\text{cuSmin}}(J_A) := \frac{I_{\text{Ld rms}} \cdot 1.1}{J_A}$$

$$N_{Litz_p}(J_A) := \text{ceil}\left(\frac{A_{cuPmin}(J_A)}{A_{fio}}\right) \quad N_{Litz_s}(J_A) := \text{ceil}\left(\frac{A_{cuSmin}(J_A)}{A_{fio}}\right)$$

$$A_{cuP}(J_A) := N_{Litz_p}(J_A) \cdot A_{fio}$$

$$A_{cuS}(J_A) := N_{Litz_s}(J_A) \cdot A_{fio}$$

Relação entre área isolada e não isolada:

$$\eta_{litz} := 1.8$$

$$A_{fioIsol_p}(J_A) := \frac{4}{\pi} \cdot (\eta_{litz} \cdot A_{cuP}(J_A))$$

$$A_{fioIsol_s}(J_A) := \frac{4}{\pi} \cdot (\eta_{litz} \cdot A_{cuS}(J_A))$$

Resistência do fio:

$$\rho_0 := 1.72 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m \quad t_0 := 20 [C^\circ] \quad \alpha_{cobre} := 0.0039$$

$$t_L := 80 \quad \text{temperatura de operação}$$

$$\rho_t := \rho_0 \cdot [1 + \alpha_{cobre} \cdot (t_L - t_0)] = 2.122 \times 10^{-8} \frac{\text{kg} \cdot \text{m}^3}{\text{A}^2 \cdot \text{s}} \quad [\Omega \cdot \text{m}]$$

$$\rho_P(J_A) := \frac{\rho_t}{A_{cuP}(J_A)}$$

$$\rho_S(J_A) := \frac{\rho_t}{A_{cuS}(J_A)}$$

Características do núcleo

4 núcleos tipo C:

MATERIAIS - IP12E

https://www.thornton.com.br/materiais_ip12e.htm

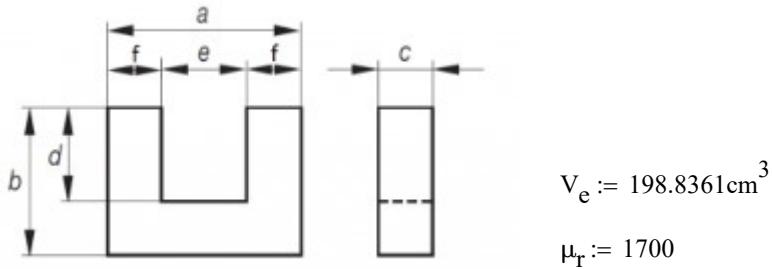
TAMANHOS

<https://www.thornton.com.br/produtos/nc.htm>

$$m_C := 0.495 \text{ kg}$$

<https://www.thornton.com.br/produtos/ni.htm>

$$m_I := 0.290 \text{ kg}$$



$$A_1 := 101.6 \text{ mm} \quad F_1 := 25.4 \text{ mm} \quad E_1 := 50.8 \text{ mm}$$

$$B_1 := 57.1 \text{ mm} \quad C_1 := 25 \text{ mm} \quad D_1 := 31.7 \text{ mm}$$

Carretel:

$$D_c := D_1 - 2 \cdot 2 \text{ mm} = 27.7 \text{ mm}$$

$$C_c := C_1 + 2 \cdot 1.35 \text{ mm} = 27.7 \text{ mm}$$

$$E_c := E_1 - 2 \cdot 1.35 \text{ mm} = 48.1 \text{ mm}$$

Estrutura cúbica

$$\mu_{0\text{m}} := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$$

$$A_e := F_1 \cdot C_1 = 6.35 \cdot \text{cm}^2$$

$$W_a := E_1 \cdot D_1 = 16.104 \cdot \text{cm}^2$$

$$AP := W_a \cdot (B_1 + C_1) = 132.211 \cdot \text{cm}^3$$

$$l_e := A_1 + B_1 + C_1 + D_1 + E_1 = 0.266 \text{ m}$$

Comprimento médio da espira:

$$MLT := 2 \cdot (B_1 + C_1) = 0.164 \text{ m}$$

Relutâncias:

$$R_{HF} := \frac{1}{\mu_r \cdot \mu_0} \cdot \frac{l_e}{A_e} = 1.962 \times 10^5 \frac{1}{\text{H}}$$

$$AL_{HF} := \frac{1}{R_{HF}} = 5.096 \times 10^{-6} \text{ H}$$

Limite de espiras

Número máximo de condutores:

$$N_p = N_s = N_w$$

$$\frac{A_{fioIsol_p} \cdot N_p + A_{fioIsol_s} \cdot N_s}{W_{aMAX}} = K_u \quad K_u := 0.4$$

$$N_{wMAX}(J_A, K_u) := \text{floor}\left(\frac{K_u \cdot W_a}{A_{fioIsol_p}(J_A) + A_{fioIsol_s}(J_A)} \cdot \frac{1}{2}\right) \cdot 2$$

Número mínimo:

$$B_{sat} := 0.18T \quad \Delta T := \frac{0.5}{f_s} = 5 \times 10^{-6} \text{ s} \quad \text{Saturação em HF}$$

$$N_{wmin} := \text{ceil}\left(\frac{V_p \cdot \Delta T}{A_e \cdot 2 \cdot B_{sat}} \cdot \frac{1}{2}\right) \cdot 2 = 10 \quad N_{wMAX}\left(450 \frac{A}{cm^2}, K_u\right) = 32$$

$$N_{wmin} := N_{wmin}, N_{wmin} + 2..30$$

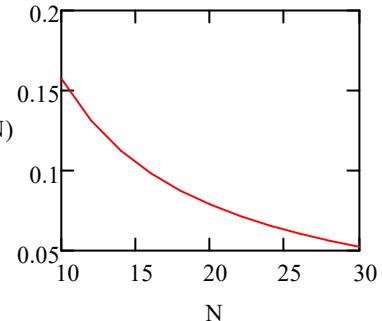
FUNÇÕES

Alta frequência:

$$B_{HF}(N) := \frac{V_p \cdot \Delta T}{A_e \cdot 2 \cdot N} \quad \phi_{HF}(N) := \frac{V_p \cdot \Delta T}{2 \cdot N}$$

Magnetização:

$$L_m(N) := \frac{N^2}{R_{HF}} \quad I_{mPK}(N) := \frac{V_p \cdot \Delta T}{2} \cdot \frac{R_{HF}}{N^2}$$



Baixa frequência:

$$B_{LF}(N, B_{pk_{sat}}) := B_{pk_{sat}} - (1 - m_a) \cdot B_{HF}(N)$$

$$L_g(N, B_{pk_{sat}}) := \frac{(B_{LF}(N, B_{pk_{sat}}) \cdot N \cdot A_e) - \frac{V_p}{64 \cdot f_s}}{I_{Lg_rms} \cdot \sqrt{2}} \quad \text{já considera a variação de corrente com o } N$$

Indutância do caminho necessário com base no número de espiras do transformador:

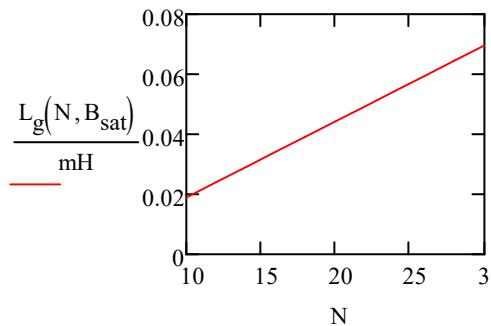
$$AL_{Lg}(N, B_{pk\text{sat}}) := 2 \cdot L_g(N, B_{pk\text{sat}}) \cdot \frac{1}{N^2}$$

Tamanho do Gap necessário:

$$R_{LF1} := R_{HF}$$

$$R_g(N, B_{pk\text{sat}}) := \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{1}{AL_{Lg}(N, B_{pk\text{sat}})} - R_{LF1} \right)$$

$$l_g(N, B_{pk\text{sat}}) := \mu_0 \cdot A_e \cdot R_g(N, B_{pk\text{sat}})$$

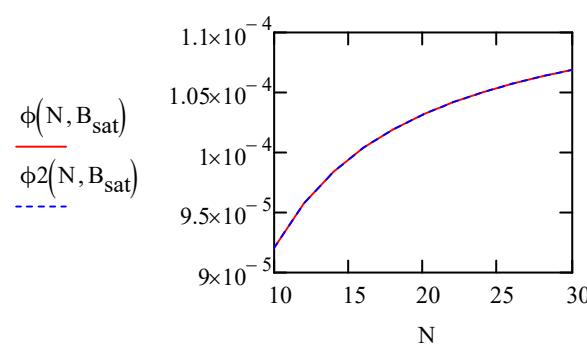
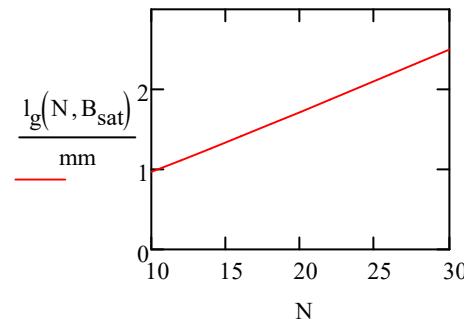


Densidade de fluxo resultante:

$$F_m(N, B_{pk\text{sat}}) := N \cdot \left(I_{Lg_rms} \cdot \sqrt{2} + \frac{V_p}{64 \cdot f_s \cdot L_g(N, B_{pk\text{sat}})} \right)$$

$$\phi(N, B_{pk\text{sat}}) := F_m(N, B_{pk\text{sat}}) \cdot AL_{Lg}(N, B_{pk\text{sat}})$$

$$\phi_2(N, B_{pk\text{sat}}) := B_{LF}(N, B_{pk\text{sat}}) \cdot A_e$$



Perdas:

$$R_p(N, J) := \rho_p(J) \cdot (MLT \cdot N + 4 \cdot 6\text{cm})$$

6cm para conectar com o circuito

$$R_s(N, J) := \rho_s(J) \cdot (MLT \cdot N + 4 \cdot 6\text{cm})$$

Relação entre a resistência AC e DC

$$P = F_r \cdot I_{ef}^2 \cdot R_{dc}$$

$$d_c(f_s) := d_{awg}(f_s)$$

Diametro do cobre

$$\rho_c := \rho_t = 2.122 \times 10^{-8} \frac{\text{kg} \cdot \text{m}^3}{\text{A}^2 \cdot \text{s}^3}$$

Resistividade do cobre

$$k := 1$$

$$nP(J_A) := N_{Litz_p}(J_A)$$

Numero de "fios em paralelo"

$$nS(J_A) := N_{Litz_s}(J_A)$$

$$b_c := 2 \cdot (E_c)$$

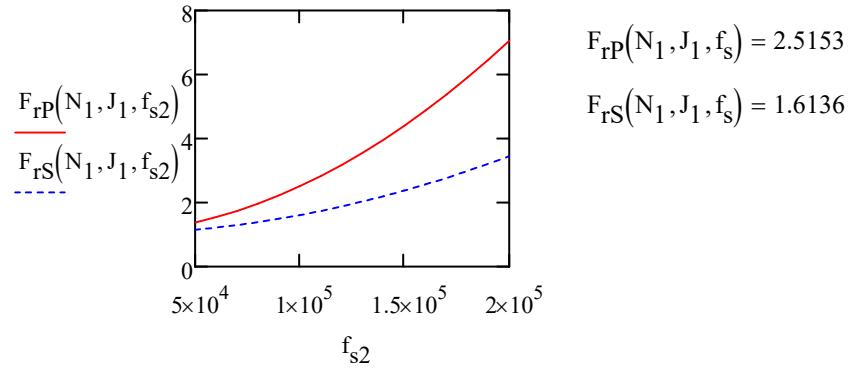
Largura da area de janela do nucleo

$$F_{rP}(N, J_A, f_s) := 1 + \frac{\pi^2 \cdot \omega_{eff}(f_s)^2 \cdot \mu_0^2 \cdot N^2 \cdot nP(J_A)^2 \cdot d_c(f_s)^6 \cdot k}{768 \cdot \rho_c^2 \cdot b_c^2}$$

$$F_{rS}(N, J_A, f_s) := 1 + \frac{\pi^2 \cdot \omega_{eff}(f_s)^2 \cdot \mu_0^2 \cdot N^2 \cdot nS(J_A)^2 \cdot d_c(f_s)^6 \cdot k}{768 \cdot \rho_c^2 \cdot b_c^2}$$

$$N_1 := 20 \quad J_1 := 330 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

$$f_{s2} := 50\text{kHz}, 60\text{kHz}..200\text{kHz}$$

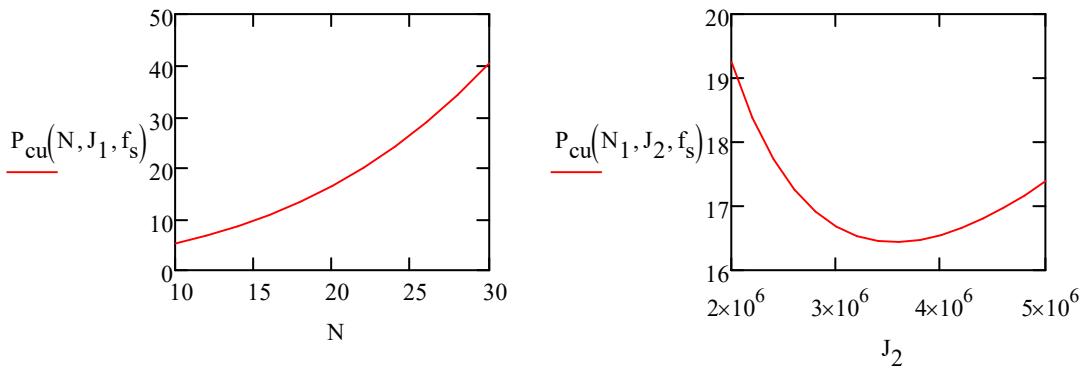


$$F_{rP}(N_1, J_1, f_s) = 2.5153$$

$$F_{rS}(N_1, J_1, f_s) = 1.6136$$

$$P_{cu}(N, J_A, f_s) := F_{rP}(N, J_A, f_s) \cdot I_{Tp_rms}^2 \cdot R_p(N, J_A) + F_{rS}(N, J_A, f_s) \cdot I_{Ld_rms}^2 \cdot R_s(N, J_A)$$

$$J_2 := 200 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}, (200 + 20) \cdot \frac{\text{A}}{\text{cm}^2} .. 500 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$



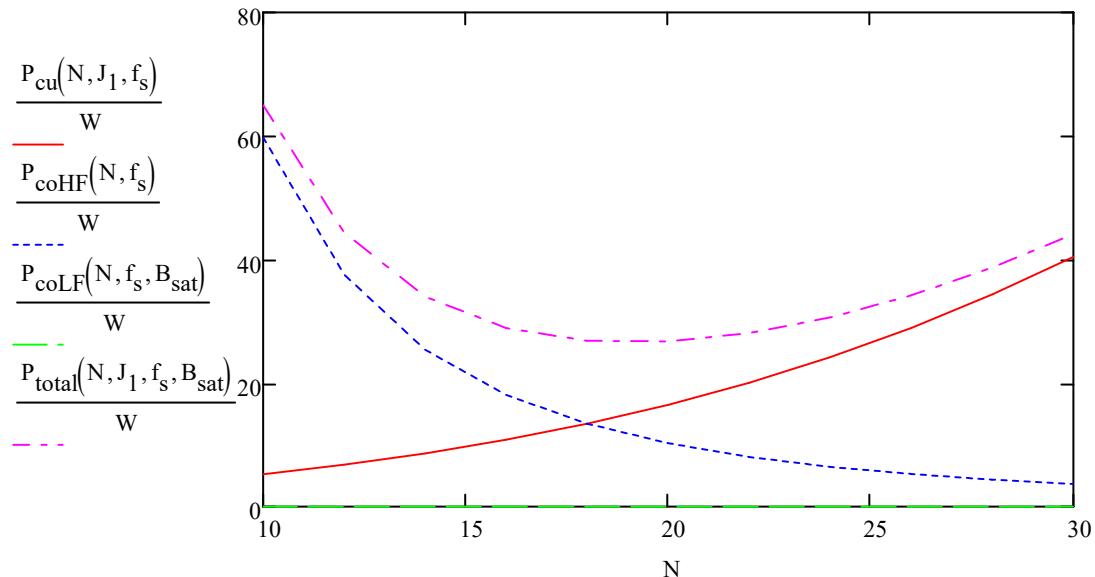
Parâmetros de Steinmetz:

$$a := 13.39 \quad c := 1.398 \quad d := 2.543$$

$$P_{coHF}(N, f_s) := a \cdot \left(\frac{f_s}{1\text{kHz}} \right)^c \cdot \left(\frac{B_{HF}(N)}{T} \right)^d \frac{W}{kg} \cdot (m_C + m_I)$$

$$P_{coLF}(N, f_s, B_{pk_{sat}}) := a \cdot \left(\frac{f_g}{1\text{kHz}} \right)^c \cdot \left[\frac{B_{LF}(N, B_{pk_{sat}})}{(T)} \right]^d \frac{W}{kg} \cdot (m_C + m_I)$$

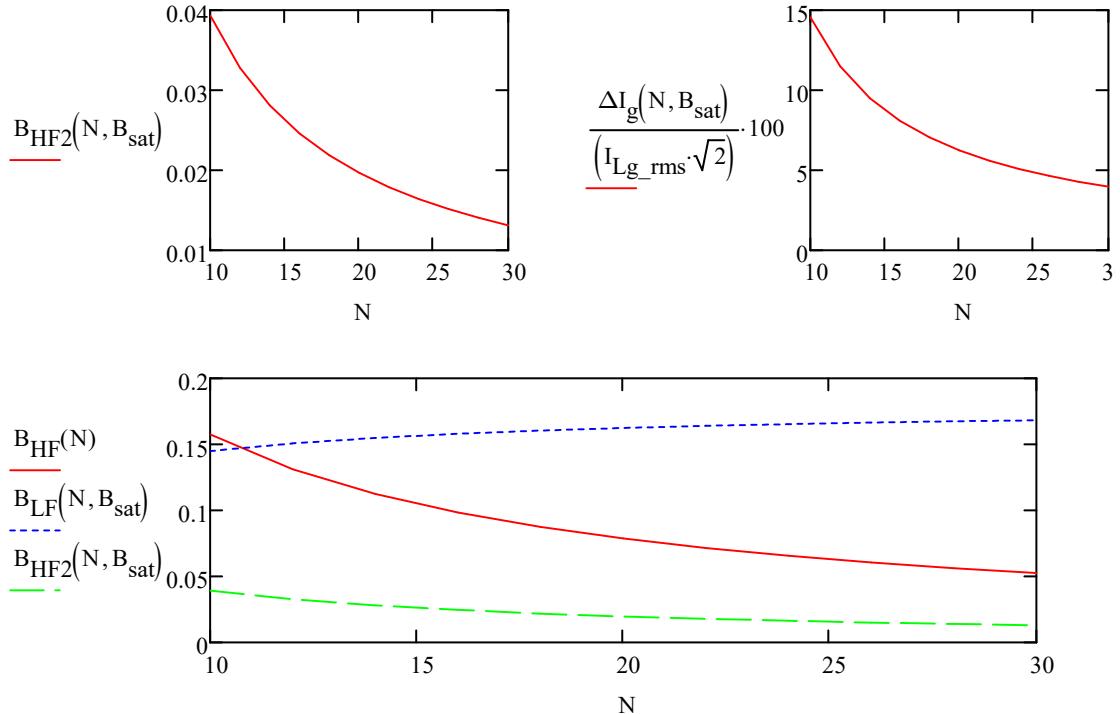
$$P_{total}(N, J_1, f_s, B_{pk_{sat}}) := P_{cu}(N, J_1, f_s) + P_{coHF}(N, f_s) + P_{coLF}(N, f_s, B_{pk_{sat}})$$



Efeito da alta frequência na componente CA:

$$\Delta L_g(N, B_{pk_{sat}}) := \frac{V_p}{32 \cdot f_s \cdot L_g(N, B_{pk_{sat}})}$$

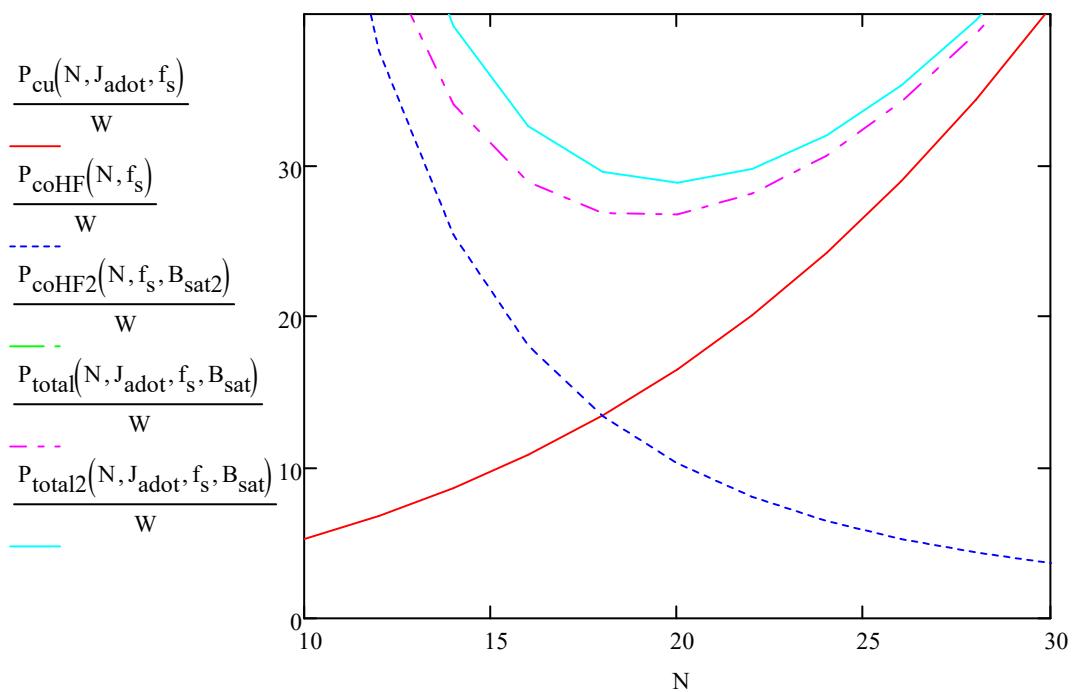
$$B_{HF2}(N, B_{pk_{sat}}) := \frac{N \cdot \Delta I_g(N, B_{pk_{sat}}) A L_{Lg}(N, B_{pk_{sat}})}{A_e}$$



$$P_{coHF2}(N, f_s, B_{pk_{sat}}) := a \cdot \left(\frac{4 \cdot f_s}{1\text{kHz}} \right)^c \cdot \left[\frac{B_{HF2}(N, B_{pk_{sat}})}{(T)} \right]^d \cdot \frac{W}{kg} \cdot (m_C + m_I)$$

$$P_{total2}(N, J, f_s, B_{pk_{sat}}) := P_{cu}(N, J, f_s) + P_{coHF}(N, f_s) + P_{coLF}(N, f_s, B_{pk_{sat}}) + P_{coHF2}(N, f_s, B_{pk_{sat}})$$

$$J_{adot} := \frac{330A}{cm^2} \quad B_{sat} := 0.219T$$



Projeto adotado:

$$N_{adot} := 20$$

$$B_{sat} = 0.219 \text{ T}$$

$$\frac{\Delta I_g(N_{adot}, B_{sat})}{(I_{Lg_rms} \cdot \sqrt{2})} = 5.007\% \quad L_g(N_{adot}, B_{sat}) = 55.315 \cdot \mu\text{H}$$

$$L_m(N_{adot}) = 2.038 \times 10^3 \cdot \mu\text{H} \quad I_{mPK}(N_{adot}) = 0.491 \text{ A}$$

$$B_{HF}(N_{adot}) = 0.079 \text{ T}$$

$$B_{LF}(N_{adot}, B_{sat}) = 0.202 \text{ T}$$

$$B_{HF2}(N_{adot}, B_{sat}) = 0.02 \cdot \text{T}$$

$$l_g(N_{adot}, B_{sat}) = 1.364 \cdot \text{mm}$$

$$P_{cu}(N_1, J_1, f_s) = 16.49 \text{ W}$$

$$P_{coLF}(N_1, f_s, B_{sat}) = 3.502 \times 10^{-3} \text{ W}$$

$$P_{coHF}(N_1, f_s) = 10.249 \text{ W}$$

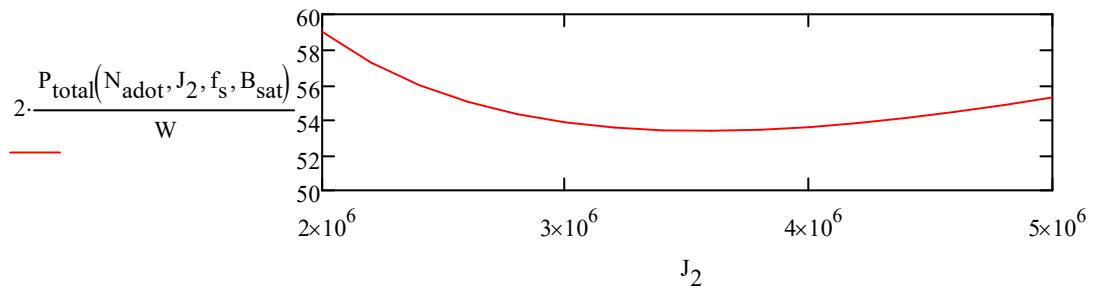
$$P_{coHF2}(N_1, f_s, B_{sat}) = 2.096 \text{ W}$$

$$P_{coLF}(N_1, f_s, B_{sat}) + P_{coHF}(N_1, f_s) + P_{coHF2}(N_1, f_s, B_{sat}) = 12.348 \text{ W}$$

$$\frac{(A_{fioIsol_p}(J_{adot}) + A_{fioIsol_s}(J_{adot})) \cdot N_{adot}}{W_a} = 0.322$$

$$\frac{2 \cdot (P_{total2}(N_{adot}, J_{adot}, f_s, B_{sat}))}{P_o} = 0.874\% \text{ } \text{ } \text{ } \text{ } \text{ } \text{ }$$

$$2 \cdot (P_{total2}(N_{adot}, J_{adot}, f_s, B_{sat})) = 57.676 \text{ W}$$



Analise da densidade de corrente com os fios Litz do laboratório:

$$N_{Litz1} := 800$$

$$N_{Litz2} := 500$$

$$\frac{I_{Tp_rms}}{N_{Litz1} \cdot A_{fio}} = 325.684 \cdot \frac{\text{A}}{\text{cm}^2} \quad \frac{I_{Ld_rms}}{N_{Litz2} \cdot A_{fio}} = 331.647 \cdot \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

Temperatura e Volume:

$$K_{WW} := \frac{(\eta_{litz} \cdot N_{Litz1} \cdot A_{fio} + \eta_{litz} \cdot N_{Litz2} \cdot A_{fio}) \cdot N_{adot}}{W_a} = 0.232$$

$$V_{cubo} := A_1 \cdot \left(B_1 + C_1 + D_1 \cdot \frac{K_u}{0.4} \right)^2 = 1025.138 \cdot \text{cm}^3$$

$$A_s := 2 \cdot \left(B_1 + C_1 + D_1 \cdot \frac{K_u}{0.4} \right) \cdot \left(2 \cdot A_1 + B_1 + C_1 + D_1 \cdot \frac{K_u}{0.4} \right) = 610.022 \cdot \text{cm}^2$$

$$\Delta T_{cubo}(N, J, f_s, B_{pk_{sat}}) := 450 \cdot \left(\frac{2 \cdot P_{total2}(N, J, f_s, B_{pk_{sat}})}{A_s} \cdot \frac{\text{cm}^2}{\text{W}} \right)^{0.826}$$

$$\Delta T_{\text{cubo}}(N_{\text{adot}}, J_{\text{adot}}, f_s, B_{\text{sat}}) = 64.136$$

Parâmetros para circuito equivalente:

$$l_1 := \frac{B_1 + C_1 + D_1}{2} = 5.69 \cdot \text{cm} \quad l_2 := E_1 + F_1 = 7.62 \cdot \text{cm}$$

$$R_1 := \frac{1}{\mu_r \cdot \mu_0} \cdot \frac{l_1}{A_e} = 4.194 \times 10^4 \frac{1}{\text{H}} \quad AL_1 := \frac{1}{R_1} = 2.384 \times 10^{-5} \text{ H}$$

$$R_2 := \frac{1}{\mu_r \cdot \mu_0} \cdot \frac{l_2}{A_e} = 5.617 \times 10^4 \frac{1}{\text{H}} \quad AL_2 := \frac{1}{R_2} = 1.78 \times 10^{-5} \text{ H}$$

$$R_g := \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{l_g(N_{\text{adot}}, B_{\text{sat}})}{A_e} = 1.71 \times 10^6 \frac{1}{\text{H}} \quad AL_g := \frac{1}{R_g} = 5.849 \times 10^{-7} \text{ H}$$

$$\phi_{HF}(N_{\text{adot}}) = 5 \times 10^{-5} \text{ Wb}$$

$$F_{mHF} := R_{HF} \cdot \phi_{HF}(N_{\text{adot}}) = 9.812 \text{ A}$$

$$F_m(N_{\text{adot}}, B_{\text{sat}}) = 462.644 \text{ A}$$

$$\phi(N_{\text{adot}}, B_{\text{sat}}) = 1.28 \times 10^{-4} \text{ Wb}$$

Projeto Ótimo do Transformador Individual (HFIT)

Parâmetros de Entrada

$$V_{g,ef} := 220V \quad f_g := 60Hz \quad \Delta I := 5\%$$

$$V_p := 400V \quad V_s := 400V$$

$$P_o := 6.6kW$$

$$f_s := 100kHz$$

$$\eta := 0.94$$

$$\varphi_p := 30$$

$$m_a := \frac{\sqrt{2} \cdot V_{g,ef}}{V_p} = 0.77782 \quad \Delta\varphi := \frac{\varphi_p}{360} = 0.0833$$

$$T_g := \frac{1}{f_g} = 0.017s \quad T_s := \frac{1}{f_s} = 1 \times 10^{-5}s \quad \omega_r := 2 \cdot \pi \cdot f_g = 376.991 \frac{1}{s}$$

$$P_{DAB} := \frac{P_o}{2} = 3.3 \cdot kW$$

Indutância de Potência

$$\tau_1 := \frac{1}{\omega_r} \cdot \arcsin\left(\frac{2\Delta\varphi}{m_a}\right) = 0.573 \cdot ms \quad \tau_2 := \frac{1}{4 \cdot f_g} = 4.167 \cdot ms$$

$$L_d(f_s) := \frac{V_p^2}{8\pi P_{DAB} \cdot f_s} \cdot \left[m_a^2 \cdot (\sin(2 \cdot \tau_1 \cdot \omega_r) + \sin(2 \cdot \omega_r \cdot \tau_2)) + 2 \cdot \omega_r \cdot \tau_1 \cdot (8\Delta\varphi - 16 \cdot \Delta\varphi^2 - m_a^2) + 0 \dots \right. \\ \left. + 16\Delta\varphi \cdot [m_a \cdot (\cos(\tau_2 \cdot \omega_r) - \cos(\tau_1 \cdot \omega_r)) + \omega_r \cdot (\tau_2 - \tau_1)(1 - \Delta\varphi)] - 0 \dots \right] \\ + 8m_a \cdot \cos(\tau_2 \cdot \omega_r) + (2 + m_a^2) \cdot (\pi - 2 \cdot \tau_2 \cdot \omega_r)$$

$$L_d(f_s) = 16.877 \times 10^{-6} H$$

Valores de Corrente

$$I_{g,ef} := \frac{P_o}{V_{g,ef} \cdot \eta} = 31.915 A \quad \Delta I_g := \Delta I \cdot (\sqrt{2} \cdot I_{g,ef}) = 2.257 A$$

$$I_{g,pk} := \sqrt{2} \cdot I_{g,ef} \cdot \left(1 + \frac{\Delta I}{2}\right) = 46.263 A$$

$$I_{efDAB}(f_s) := \sqrt{\frac{V_p^2}{72\cdot\pi\cdot L_d(f_s)^2\cdot f_s^2}} \cdot \begin{cases} 9\cdot m_a^3\cdot \cos(\tau_2\cdot\omega_r) - 9\cdot m_a^3\cdot \cos(\tau_1\cdot\omega_r) - 6\cdot\pi \dots \\ + m_a^3\cdot \cos(3\cdot\tau_1\cdot\omega_r) - m_a^3\cdot \cos(3\cdot\tau_2\cdot\omega_r) - 9\cdot m_a^2\cdot \sin(2\cdot\tau_2\cdot\omega_r) \dots \\ + 8\cdot m_a^3 + 36\cdot\pi\cdot\Delta\varphi + 36\cdot m_a\cdot \cos(\tau_2\cdot\omega_r) - 9\cdot\pi\cdot m_a^2 + 12\cdot\tau_2\cdot\omega_r \dots \\ + -144\cdot m_a\cdot \Delta\varphi\cdot \cos(\tau_2\cdot\omega_r) + 18\cdot\pi\cdot m_a^2\cdot \Delta\varphi - 72\cdot\Delta\varphi\cdot\tau_2\cdot\omega_r \dots \\ + -144\cdot m_a\cdot \Delta\varphi^2\cdot \cos(\tau_1\cdot\omega_r) + 144\cdot m_a\cdot \Delta\varphi^2\cdot \cos(\tau_2\cdot\omega_r) \dots \\ + 18\cdot m_a^2\cdot \Delta\varphi\cdot \sin(2\cdot\tau_1\cdot\omega_r) + 18\cdot m_a^2\cdot \Delta\varphi\cdot \sin(2\cdot\tau_2\cdot\omega_r) \dots \\ + 18\cdot m_a^2\cdot \tau_2\cdot\omega_r + 144\cdot \Delta\varphi^2\cdot\tau_2\cdot\omega_r - 96\cdot \Delta\varphi^3\cdot\tau_1\cdot\omega_r \dots \\ + -96\cdot \Delta\varphi^3\cdot\tau_2\cdot\omega_r - 36\cdot m_a^2\cdot \Delta\varphi\cdot\tau_1\cdot\omega_r - 36\cdot m_a^2\cdot \Delta\varphi\cdot\tau_2\cdot\omega_r \end{cases}$$

$$I_{efDAB}(f_s) = 13.211 \text{ A}$$

$$I_{DABpk}(f_s) := \frac{V_p}{f_s \cdot L_d(f_s)} \cdot \Delta\varphi$$

$$I_{DABpk}(f_s) = 19.751 \text{ A}$$

$$i_{Lgef} := \frac{2 \cdot P_{DAB}}{\eta \cdot m_a \cdot V_p} \cdot \sqrt{2} = 31.915 \text{ A}$$

$$I_{pri_ef}(f_s) := \sqrt{I_{efDAB}(f_s)^2 + (0.5 \cdot i_{Lgef})^2 + \left(0.5 \cdot \frac{\Delta I \cdot \sqrt{2} \cdot i_{Lgef}}{\sqrt{3}}\right)^2}$$

$$I_{pri_ef}(f_s) = 20.727 \text{ A}$$

$$I_{T1pk}(f_s) := I_{DABpk}(f_s) + \frac{I_{gpk}}{2}$$

$$I_{T1pk}(f_s) = 42.883 \text{ A}$$

Resumo das correntes:

$$I_{Ld_rms} := I_{efDAB}(f_s) = 13.211 \text{ A}$$

$$I_{Ld_pk} := I_{DABpk}(f_s) = 19.751 \text{ A}$$

$$I_{Lg_rms} := i_{Lgef} = 31.915 \text{ A}$$

$$I_{Tp_rms} := (I_{pri_ef}(f_s)) = 20.727 \text{ A}$$

$$I_{Tpk} := (I_{T1pk}(f_s)) = 42.883 \text{ A}$$

Definições de projeto

$$K_u := 0.4$$

$$K_f := 4 \quad \text{Fator onda quadrada}$$

$$B_{\max} := 0.15T$$

$$\Delta T := 60$$

Seleção do condutor

Diâmetro mínimo do fio:

Frequência efetiva pelo artigo:

$$\omega_1(f_s) := 2 \cdot \pi \cdot f_s$$

Frequencia fundamental

$$\Delta := \frac{30}{360}$$

Tempo de subida experimental

$$\omega_{\text{eff}}(f_s) := \frac{\omega_1(f_s)}{\pi} \cdot \sqrt{\frac{6}{\Delta \cdot (3 - \Delta)}}$$

Frequencia efetiva (apendice 3)

Efeito skin:

$$K_{\text{cobre}} := 1s^{-0.5} \cdot \text{cm}$$

$$D_{\text{awg}}(f_s) := 2 \cdot \frac{6.62}{\sqrt{\omega_{\text{eff}}(f_s)}} \cdot K_{\text{cobre}}$$

Diâmetro máximo do fio de cobre

Fio Adotado:

$$\text{AWG}(f_s) := \text{ceil}\left(-39 \cdot \log\left(\frac{D_{\text{awg}}(f_s)}{0.127\text{mm}}, 92\right) + 36\right)$$

$$\text{AWG}(f_s) = 36$$

Mas vai ser utilizado o **38**

$$\boxed{\text{AWG} := 38}$$

$$d_{\text{awg}}(f_s) := 0.127\text{mm} \cdot \frac{36 - \text{AWG}}{39}$$

$$d_{\text{awg isolado}}(f_s) := d_{\text{awg}}(f_s) + (0.011157 - 0.000235552 \cdot \text{AWG}) \cdot \text{cm}$$

$$A_{awg}(f_s) := \frac{\pi \cdot d_{awg}(f_s)^2}{4}$$

$$A_{awgIsolado}(f_s) := \frac{\pi \cdot d_{awgIsolado}(f_s)^2}{4}$$

$A_{fio} := A_{awg}(f_s) = 7.967 \times 10^{-3} \cdot \text{mm}^2$

Considerando margem de 10%

$$A_{cuPmin}(J_A) := \frac{I_{Tp_rms} \cdot 1.1}{J_A}$$

$$A_{cuSmin}(J_A) := \frac{I_{Ld_rms} \cdot 1.1}{J_A}$$

$$N_{Litz_p}(J_A) := \text{ceil}\left(\frac{A_{cuPmin}(J_A)}{A_{fio}}\right)$$

$$N_{Litz_s}(J_A) := \text{ceil}\left(\frac{A_{cuSmin}(J_A)}{A_{fio}}\right)$$

$$N_{Litz_p} := 800$$

$$N_{Litz_s} := 500$$

Mesmo condutor Litz utilizado no arranjo magnético.

$$A_{cuP} := N_{Litz_p} \cdot A_{fio}$$

$$\frac{I_{Tp_rms}}{A_{cuP}} = 325.203 \cdot \frac{A}{\text{cm}^2}$$

$$A_{cuS} := N_{Litz_s} \cdot A_{fio}$$

$$\frac{I_{Ld_rms}}{A_{cuS}} = 331.647 \cdot \frac{A}{\text{cm}^2}$$

$$J_1 := \frac{1}{2} \left(\frac{I_{Tp_rms}}{A_{cuP}} + \frac{I_{Ld_rms}}{A_{cuS}} \right) = 328.425 \cdot \frac{A}{\text{cm}^2}$$

Relação entre área isolada e não isolada:

$$\eta_{litz} := 1.8$$

$$A_{fioIsol_p} := \frac{4}{\pi} \cdot (\eta_{litz} \cdot A_{cuP})$$

$$A_{fioIsol_s} := \frac{4}{\pi} \cdot (\eta_{litz} \cdot A_{cuS})$$

Resistência do fio:

$$\rho_0 := 1.72 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$$

$$t_0 := 20 \quad [\text{C}^\circ]$$

$$\alpha_{cobre} := 0.0039$$

$$t_L := 80 \quad \text{temperatura de operação}$$

$$\rho_t := \rho_0 \cdot [1 + \alpha_{cobre} \cdot (t_L - t_0)] = 2.122 \times 10^{-8} \frac{\text{kg} \cdot \text{m}^3}{\text{A}^2 \cdot \text{s}^3} \quad [\Omega \cdot \text{m}]$$

$$\rho_P := \frac{\rho_t}{A_{cuP}}$$

$$\rho_S := \frac{\rho_t}{A_{cuS}}$$

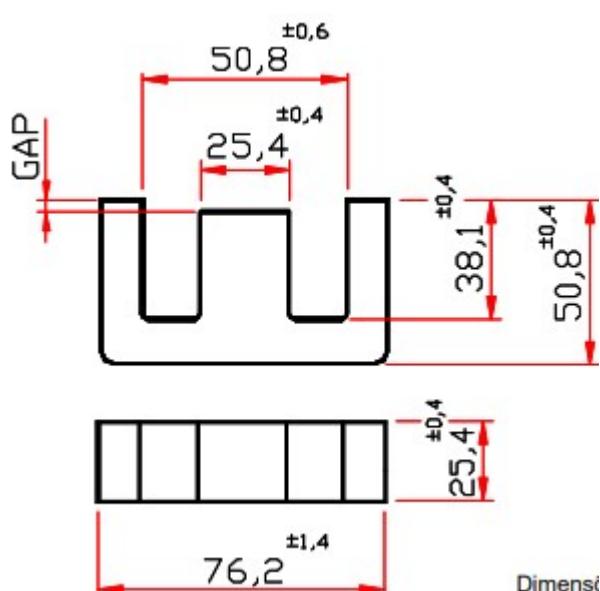
Características do núcleo

Núcleos tipo E:

https://www.magmattec.com.br/wp-content/uploads/2020/10/FERRITE-139-140-144_03.pdf

<https://www.thornton.com.br/pdf/CATALOGO%20THORNTON.pdf>

https://www.thornton.com.br/materiais_ip12e.htm



NEE-76/50/25-5315-IP12E

$$AL_E := 5315 \times 10^{-9} \cdot H \quad \sim 25\%$$

$$A_E := 76.2 \text{mm} \quad B_E := 50.8 \text{mm} \quad C_E := 25.4$$

$$D_E := 38.1 \text{mm} \quad F_E := 25.4 \text{mm}$$

$$E_E := 50.8 \text{mm}$$

Datasheet

$$L_e := 217.69 \text{mm} \quad A_e := 6.4516 \text{cm}^2$$

$$L_{\text{ext}} := 2 \cdot (B_E + D_E) + E_E = 228.6 \text{mm}$$

$$A_{\text{ext}} := C_E \cdot F_E = 6.452 \cdot \text{cm}^2$$

$$V_E := 2 \cdot C_E \cdot [D_E \cdot (A_E - E_E + F_E) + A_E \cdot (B_E - D_E)] = 147.484 \cdot \text{cm}^3$$

$$W_a := D_E \cdot (E_E - F_E) = 9.677 \cdot \text{cm}^2$$

$$n_c := 1$$

$$MLT := 2 \cdot [F_E + n_c \cdot C_E + (E_E - F_E)] = 15.24 \cdot \text{cm}$$

Adotado:

$$L_e = 0.229 \text{m}$$

$$A_{\text{ext}} := n_c \cdot A_e = 6.452 \cdot \text{cm}^2$$

$$V_e := n_c \cdot V_E = 0.147 \text{L}$$

$$m_E := n_c \cdot 0.3152 \text{kg}$$

$$AP_E := A_e \cdot W_a = 62.435 \cdot \text{cm}^4$$

FUNÇÕES

$$N_{\max} := 2 \cdot \text{floor} \left(\frac{W_a \cdot K_u}{A_{\text{fioIsol_p}} + A_{\text{fioIsol_s}}} \cdot \frac{1}{2} \right) = 16$$

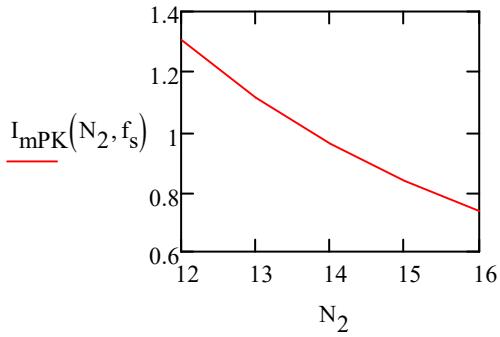
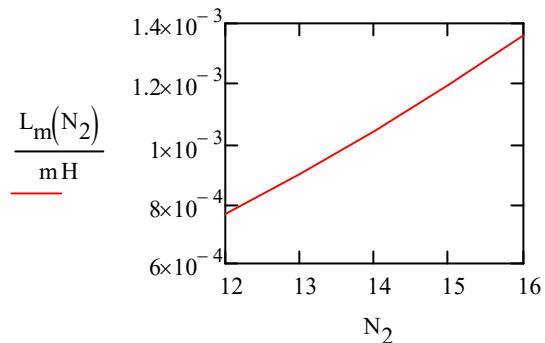
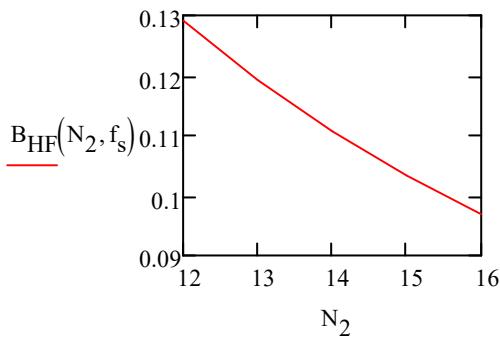
$$N_{\min} := 2 \cdot \text{ceil} \left(\frac{V_p}{2 \cdot A_e \cdot B_{\max} \cdot 2 \cdot f_s} \cdot \frac{1}{2} \right) = 12$$

$$N_2 := N_{\min}, N_{\min} + 1 .. N_{\max}$$

$$B_{\text{HF}}(N, f_s) := \frac{V_p \cdot \left(\frac{0.5}{f_s} \right)}{A_e \cdot 2 \cdot N} \quad \phi_{\text{HF}}(N, f_s) := \frac{V_p \cdot \frac{0.5}{f_s}}{2 \cdot N}$$

Magnetização:

$$L_m(N) := N^2 \cdot A L_E \quad I_{mPK}(N, f_s) := \frac{V_p \cdot \frac{0.5}{f_s}}{2 \cdot L_m(N)}$$



Relação entre a resistência AC e DC

$$P = F_r \cdot I_{\text{ef}}^2 \cdot R_{\text{dc}}$$

$$d_c(f_s) := d_{awg}(f_s)$$

Diametro do cobre

$$\rho_c := \rho_t = 2.122 \times 10^{-8} \frac{\text{kg} \cdot \text{m}^3}{\text{A}^2 \cdot \text{s}^3}$$

Resistividade do cobre

$$k := 1$$

$$nP := N_{Litz_p}$$

Numero de "fios em paralelo"

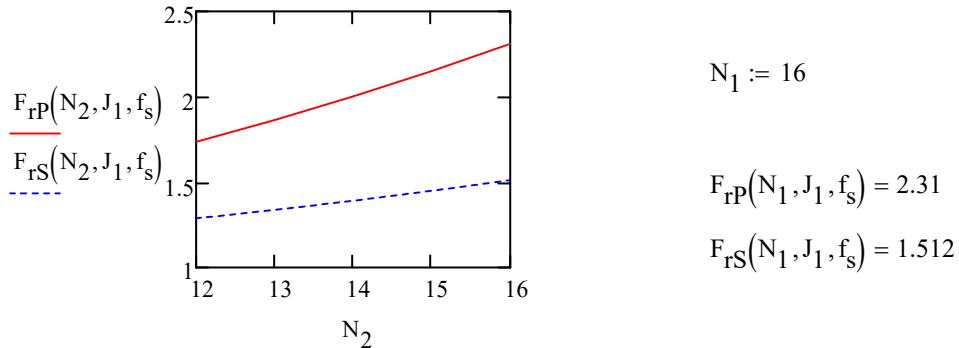
$$nS := N_{Litz_s}$$

$$b_c := 2 \cdot D_E$$

Largura da area de janela do nucleo

$$F_{rP}(N, J_A, f_s) := 1 + \frac{\pi^2 \cdot \omega_{eff}(f_s)^2 \cdot \mu_0^2 \cdot N^2 \cdot nP^2 \cdot d_c(f_s)^6 \cdot k}{768 \cdot \rho_c^2 \cdot b_c^2}$$

$$F_{rS}(N, J_A, f_s) := 1 + \frac{\pi^2 \cdot \omega_{eff}(f_s)^2 \cdot \mu_0^2 \cdot N^2 \cdot nS^2 \cdot d_c(f_s)^6 \cdot k}{768 \cdot \rho_c^2 \cdot b_c^2}$$

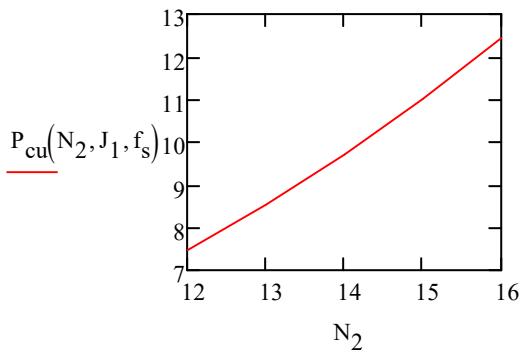


$$L_{conexão} := 6\text{cm}$$

$$R_p(N) := \rho_p \cdot (MLT \cdot N + 4 \cdot L_{conexão})$$

$$R_s(N) := \rho_s \cdot (MLT \cdot N + 2 \cdot L_{conexão})$$

$$P_{cu}(N, J_A, f_s) := F_{rP}(N, J_A, f_s) \cdot I_{Tp_rms}^2 \cdot R_p(N) + F_{rS}(N, J_A, f_s) \cdot I_{Ld_rms}^2 \cdot R_s(N)$$



Perdas no núcleo:

coeficientes magnetics: Material tipo R

$$a_R(f_s) := \begin{cases} 3.53 & \text{if } f_s < 150\text{kHz} \\ 5.8800e-04 & \text{otherwise} \end{cases} \quad c_R(f_s) := \begin{cases} 1.42 & \text{if } f_s < 150\text{kHz} \\ 2.1200 & \text{otherwise} \end{cases} \quad d_R(f_s) := \begin{cases} 2.88 & \text{if } f_s < 150\text{kHz} \\ 2.7000 & \text{otherwise} \end{cases}$$

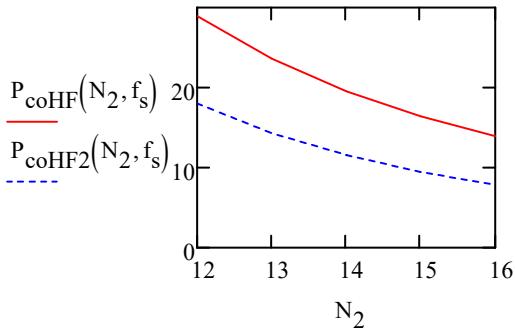
$$P_{coHF2}(N, f_s) := \frac{1}{1000} \cdot a_R(f_s) \cdot \left(\frac{f_s}{1\text{Hz}} \right)^{c_R(f_s)} \cdot \left(\frac{B_{HF}(N, f_s)}{T} \right)^{d_R(f_s)} \frac{\text{mW}}{\text{cm}^3 \cdot V_e} \quad \begin{matrix} \text{Fórmula} \\ \text{Magnetics} \end{matrix}$$

$$P_{coHF2}(N_1, f_s) = 7.885 \text{ W}$$

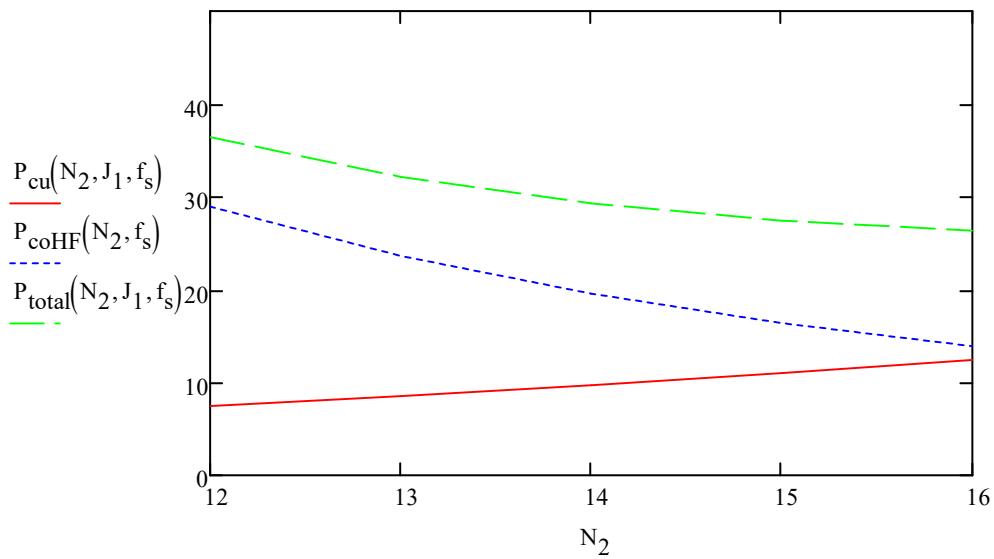
coeficientes thorton

$$a_T := 13.39 \quad c_T := 1.398 \quad d_T := 2.543$$

$$P_{coHF}(N, f_s) := a_T \cdot \left(\frac{f_s}{1\text{kHz}} \right)^{c_T} \cdot \left(\frac{B_{HF}(N, f_s)}{T} \right)^{d_T} \frac{\text{W}}{\text{kg} \cdot 2 \cdot m_E} \quad P_{coHF}(N_1, f_s) = 13.942 \text{ W}$$



$$P_{total}(N, J_A, f_s) := (P_{cu}(N, J_A, f_s) + P_{coHF}(N, f_s))$$



$$N_1 = 16$$

$$L_m(N_1) = 1.361 \cdot mH$$

$$P_{cu}(N_1, J_1, f_s) = 12.448 \text{ W}$$

$$P_{coHF}(N_1, f_s) = 13.942 \text{ W}$$

$$P_{total}(N_1, J_1, f_s) = 26.39 \text{ W}$$

$$B_{HF}(N_1, f_s) = 0.097 \text{ T}$$

$$N_{Litz1} := 800 \quad N_{Litz2} := 500$$

$$A_{fio} = 7.967 \times 10^{-9} \text{ m}^2$$

$$\frac{I_{Tp_rms}}{N_{Litz1} \cdot A_{fio}} = 325.203 \cdot \frac{\text{A}}{\text{cm}^2} \quad \frac{I_{Ld_rms}}{N_{Litz2} \cdot A_{fio}} = 331.647 \cdot \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

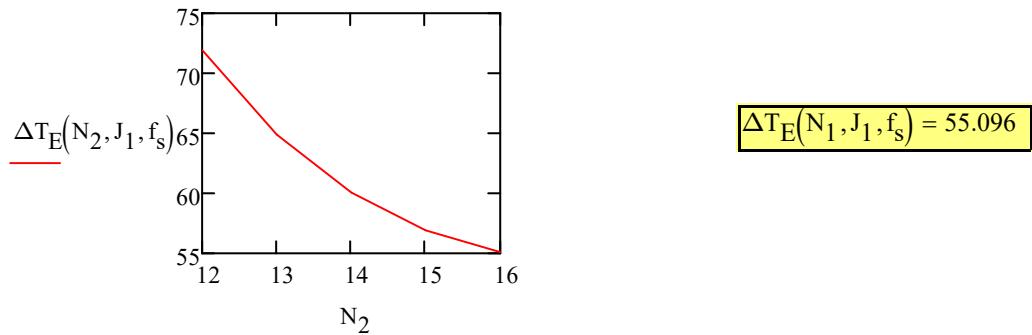
$$K_u := \left[\frac{(\eta_{litz} \cdot N_{Litz1} \cdot A_{fio} + \eta_{litz} \cdot N_{Litz2} \cdot A_{fio}) \cdot N_1}{W_a} \right] = 0.308$$

Volume do magnético e Temperatura:

$$V_{mag} := (A_E) \cdot \left[\frac{K_u}{0.4} \cdot (E_E - F_E) + n_c \cdot C_E \right] \cdot 2 \cdot B_E = 348.169 \cdot \text{cm}^3$$

$$SS_{mag} := 2 \cdot \left[A_E \cdot 2 \cdot B_E + \left[2 \cdot \frac{K_u}{0.4} \cdot \left(\frac{E_E - F_E}{2} \right) + n_c \cdot C_E \right] \cdot (A_E + 2 \cdot B_E) \right] = 335.483 \cdot \text{cm}^2$$

$$\Delta T_E(N, J_A, f_s) := 450 \cdot \left(\frac{P_{total}(N, J_A, f_s)}{SS_{mag}} \cdot \frac{\text{cm}^2}{W} \right)^{0.826}$$



Projeto do Filtro da Rede CA (Lg)

Parâmetros de Entrada

$$V_{g,ef} := 220V \quad f_g := 60Hz$$

$$V_p := 400V \quad V_s := 400V$$

$$P_o := 6.6kW$$

$$f_s := 100kHz$$

$$\eta := 0.94$$

$$\varphi_p := 30$$

$$m_a := \frac{\sqrt{2} \cdot V_{g,ef}}{V_p} = 0.77782 \quad \Delta\varphi := \frac{\varphi_p}{360} = 0.0833$$

$$T_g := \frac{1}{f_g} = 0.017s \quad T_s := \frac{1}{f_s} = 1 \times 10^{-5}s \quad \omega_r := 2 \cdot \pi \cdot f_g = 376.991 \frac{1}{s}$$

Indutância Filtro CA

$$L_{g,adot} := 56\mu H \quad De A\ddot{o}rdo com o Projeto \acute{O}timo do Magn\acute{e}tico Proposto$$

$$I_{g,ef} := \frac{P_o}{V_{g,ef} \cdot \eta} = 31.915A \quad \Delta I_g := \frac{V_p}{32 \cdot f_s \cdot L_{g,adot}} = 2.232A$$

$$\Delta I := \frac{\Delta I_g}{(\sqrt{2} \cdot I_{g,ef})} = 4.946\%$$

$$I_{g,pk} := \sqrt{2} \cdot I_{g,ef} \left(1 + \frac{\Delta I}{2} \right) = 46.251A \quad L_g(f_s) := \frac{V_p}{32 \cdot f_s \cdot \Delta I_g} \quad L_g(f_s) = 56 \cdot \mu H$$

Definições de projeto

$$K_u := 0.4$$

$$J_1 := 350 \frac{A}{cm^2}$$

$$K_f := 4.44 \quad Fator onda senoidal$$

$$B_{max} := 0.4T$$

$$\Delta T := 60$$

Seleção do condutor

Frequência efetiva pelo artigo:

$$\omega_{\text{eff}}(f_s) := 2 \cdot \pi \cdot f_g \quad \text{Frequencia fundamental}$$

Efeito skin:

$$K_{\text{cobre}} := 1 s^{-0.5} \cdot \text{cm}$$

$$D_{\text{awg}}(f_s) := 2 \cdot \frac{6.62}{\sqrt{\omega_{\text{eff}}(f_s)}} \cdot K_{\text{cobre}} \quad \text{Diâmetro máximo do fio de cobre}$$

Fio Adotado:

$$\text{AWG}(f_s) := \text{ceil}\left(-39 \cdot \log\left(\frac{D_{\text{awg}}(f_s)}{0.127\text{mm}}, 92\right) + 36\right) \quad \text{AWG}(f_s) = 2$$

Adotando o Fio: 18

$$\text{AWG} := 18$$

$$d_{\text{awg}}(f_s) := \frac{0.127\text{mm} \cdot 92}{39}$$

$$d_{\text{awgIsolado}}(f_s) := d_{\text{awg}}(f_s) + (0.011157 - 0.000235552 \cdot \text{AWG}) \cdot \text{cm}$$

$$A_{\text{awg}}(f_s) := \frac{\pi \cdot d_{\text{awg}}(f_s)^2}{4}$$

$$A_{\text{awgIsolado}}(f_s) := \frac{\pi \cdot d_{\text{awgIsolado}}(f_s)^2}{4}$$

$$A_{\text{cumin}}(J_A) := \frac{I_{\text{gef}}}{J_A}$$

$$N_{\text{Litz}}(J_A, f_s) := \text{ceil}\left(\frac{A_{\text{cumin}}(J_A)}{A_{\text{awg}}(f_s)}\right) \quad N_{\text{Litz}}(J_1, f_s) = 12$$

$$A_{\text{cu}}(J_A, f_s) := N_{\text{Litz}}(J_A, f_s) \cdot A_{\text{awg}}(f_s)$$

Relação entre área isolada e não isolada:

$$A_{\text{fioIsol}}(J_A, f_s) := (N_{\text{Litz}}(J_A, f_s) \cdot A_{\text{awgIsolado}}(f_s))$$

Resistência do fio:

$$\rho_0 := 1.72 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m} \quad t_0 := 20 \quad [\text{C}^\circ] \quad \alpha_{\text{cobre}} := 0.00393$$

$$t_L := 80 \quad \text{temperatura de operação}$$

$$\rho_t := \rho_0 \cdot [1 + \alpha_{\text{cobre}} \cdot (\Delta T)] = 2.126 \times 10^{-8} \frac{\text{kg} \cdot \text{m}^3}{\text{A}^2 \cdot \text{s}^3} \quad [\Omega \cdot \text{m}]$$

$$\rho(J_A, f_s) := \frac{\rho_t}{A_{\text{cu}}(J_A, f_s)}$$

Características do núcleo

Núcleo MMTS26T7716

NC := 1 *Número de núcleos em paralelo (NC)*

$$OE := 77.8 \quad [\text{mm}]$$

$$OI := 49.2 \quad [\text{mm}]$$

$$HT := 15.9 \cdot NC = 15.9 \quad [\text{mm}]$$

$$AL := 37 \cdot NC = 37 \quad [\text{nH/esp}^2]$$

$$Vol := 45.3 \cdot NC = 45.3 \quad [\text{cm}^3]$$

$$MPL := 20 \quad [\text{cm}]$$

$$Ae := 2.27 \cdot NC = 2.27 \quad [\text{cm}^2]$$

$$A_e := \left(\frac{OE \cdot 10^{-1} - OI \cdot 10^{-1}}{2} \right) \cdot HT \cdot 10^{-1} = 2.274 \quad [\text{cm}^2]$$

$$\text{Volume} := \pi \cdot \left[\frac{(OE \cdot 10^{-1})^2 - (OI \cdot 10^{-1})^2}{4} \right] \cdot HT \cdot 10^{-1} = 45.358 \quad [\text{cm}^3]$$

$$\text{Comprimento} := 2 \cdot \pi \cdot \left(\frac{OE \cdot 10^{-1} + OI \cdot 10^{-1}}{4} \right) = 19.949 \quad [\text{cm}]$$

$$W_a := \pi \cdot \left(\frac{OI \cdot 10^{-1}}{2} \right)^2 = 19.012 \quad [\text{cm}^2]$$

$$A_{LL} := \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 26 \cdot A_e \cdot 10^{-4}}{MPL \cdot 10^{-2}} = 3.714 \times 10^{-8}$$

$$F_{mag} := \begin{pmatrix} 1.0 & 99.58 \\ 3.20 & 99.58 \\ 16.35 & 99.33 \\ 27.61 & 97.81 \\ 38.40 & 97.55 \\ 52.04 & 94.75 \\ 74.78 & 89.42 \\ 116.169 & 77.73 \\ 169.20 & 61.73 \\ 289.83 & 36.84 \end{pmatrix}$$

$$F_x := F_{mag}^{\langle 0 \rangle} \quad F_y := F_{mag}^{\langle 1 \rangle}$$

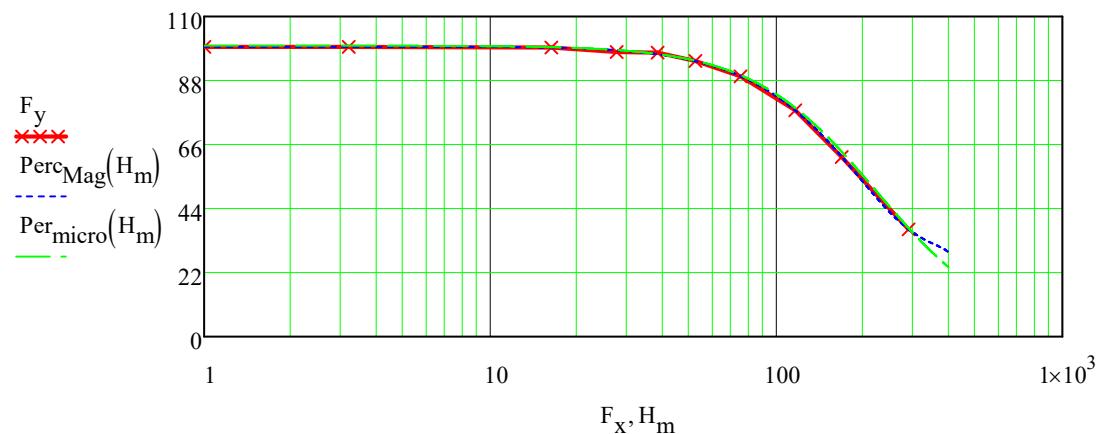
$$F_{magn} := \text{polyfitc}(F_x, F_y, 4)$$

$$H_m := 1, 1.05..400$$

$$\text{PercMag}(H) := F_{magn}_{1,1} + F_{magn}_{2,1} \cdot H + F_{magn}_{3,1} \cdot H^2 + F_{magn}_{4,1} \cdot H^3 + F_{magn}_{5,1} \cdot H^4$$

Micrometals

$$\text{Per}_{\text{micro}}(H) := \frac{1}{1 \cdot 10^{-2} + 2.061 \cdot 10^{-7} \cdot H^{1.995}}$$



Projeto

$$I_{cc} := 0 = 0 \quad [A]$$

$$L_1 := \frac{L_g(f_s)}{H} = 56 \cdot 10^{-6} \quad [H]$$

$$f_g := \frac{f_s}{Hz} = 60 \quad [Hz]$$

$$f_s := \frac{f_s}{Hz} = 1 \times 10^5 \quad [Hz]$$

$$\Delta I_g = 2.232 A \quad [A]$$

$$I_{g,pk} = 46.251 A$$

$$I_{g,ef} = 31.915 A$$

$$N_{esp} := \begin{cases} \text{for } k \in 1..20 \\ N_1 \leftarrow \text{ceil}\left(\sqrt{\frac{L_1 \cdot 10^6}{AL \cdot 10^{-3}}}\right) \text{ if } k = 1 \\ H1 \leftarrow \frac{4 \cdot \pi N_1 \cdot I_{cc}}{MPL \cdot 10^1} \\ N_1 \leftarrow \text{ceil}\left(\sqrt{\frac{L_1 \cdot 10^6}{\left(\frac{\text{PercMag}(H1)}{100}\right) \cdot AL \cdot 10^{-3}}}\right) \text{ if } k > 1 \\ H2 \leftarrow \frac{4 \cdot \pi N_2 \cdot I_{cc}}{MPL \cdot 10^1} \text{ if } k > 1 \\ N_2 \leftarrow \text{ceil}\left(\sqrt{\frac{L_1 \cdot 10^6}{\left(\frac{\text{PercMag}(H2)}{100}\right) \cdot AL \cdot 10^{-3}}}\right) \text{ if } k > 1 \\ \text{break if } N_1 = N_2 \\ N_2 \end{cases}$$

$$N_{esp} = 40$$

$$H_{max} := \frac{4 \cdot \pi N_{esp} \cdot \left(\frac{I_{g,pk}}{A} \right)}{MPL \cdot 10^1} = 116.24 \quad [Oe]$$

$$H_{max,Ae} := \frac{N_{esp} \cdot \left(\frac{I_{g,pk}}{A} \right)}{MPL \cdot 10^{-2}} = 9.25 \times 10^3 \quad [Ae]$$

$$H_{\min} := \frac{4 \cdot \pi N_{\text{esp}} \cdot \left(\frac{-Ig_{\text{pk}}}{A} \right)}{MPL \cdot 10^1} = -116.24 \quad [\text{Oe}]$$

$$H_{\min.\text{Ae}} := \frac{N_{\text{esp}} \cdot \left(\frac{-Ig_{\text{pk}}}{A} \right)}{MPL \cdot 10^{-2}} = -9.25 \times 10^3 \quad [\text{Ae}]$$

$$H_{\text{cc}} := \frac{4 \cdot \pi N_{\text{esp}} \cdot (I_{\text{cc}})}{MPL \cdot 10^1} = 0 \quad [\text{Oe}]$$

$$H_{\text{cc.Ae}} := \frac{N_{\text{esp}} \cdot (I_{\text{cc}})}{MPL \cdot 10^{-2}} = 0 \quad [\text{Ae}]$$

$$H_{\Delta\text{igmax}} := \frac{4 \cdot \pi N_{\text{esp}} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_g}{A} \right)}{MPL \cdot 10^1} = 2.805 \quad [\text{Oe}]$$

$$H_{\Delta\text{igmin}} := \frac{4 \cdot \pi N_{\text{esp}} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{-\Delta I_g}{A} \right)}{MPL \cdot 10^1} = -2.805 \quad [\text{Oe}]$$

$$B_{\text{cc}} := 26 \cdot \left(\frac{\text{PercMag}(H_{\text{cc}})}{100} \right) \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot H_{\text{cc.Ae}} = 0 \quad [\text{T}]$$

$$B_{\text{pk}} := \frac{1}{2} \cdot (4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}) \cdot \left(\frac{\text{PercMag}(H_{\text{cc}})}{100} \cdot 26 \right) \cdot \left(\frac{1000}{4 \cdot \pi} \right) \cdot (H_{\max} - H_{\min}) = 0.301 \quad [\text{T}]$$

$$B_{\Delta\text{igpk}} := \frac{1}{2} \cdot (4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}) \cdot \left(\frac{\text{PercMag}(H_{\text{cc}})}{100} \cdot 26 \right) \cdot \left(\frac{1000}{4 \cdot \pi} \right) \cdot (H_{\Delta\text{igmax}} - H_{\Delta\text{igmin}}) = 7.255 \times 10^{-3} \quad [\text{T}]$$

Perdas Material Sendust 26:

Dois pontos na mesma frequência

$$P_1 := 20.8 \quad P_2 := 10$$

$$B_1 := 10000 \quad B_2 := 6512$$

$$f_{s1} := 60$$

Ponto em outra frequência

$$P_3 := 60$$

$$B_3 := 6000$$

$$f_{s3} := 400$$

$$c_{\text{metz}} := \log \left(\frac{P_1}{P_2}, \frac{B_1}{B_2} \right) = 1.707$$

$$b_{metz} := \log \left[\frac{P_1}{P_3} \cdot \left(\frac{B_3}{B_1} \right)^{c_{metz}}, \frac{f_{s1}}{f_{s3}} \right] = 1.018$$

$$a_{metz} := \frac{P_1}{f_{s1}^{b_{metz}} \cdot B_1^{c_{metz}}} = 4.765 \times 10^{-8}$$

$$Perdas_{26} := \begin{pmatrix} 6512.1 & 10 \\ 8054 & 14.3 \\ 9882.6 & 20.3 \end{pmatrix} \quad 60 \text{ Hz}$$

$$Perd_x := Perdas_{26}^{\langle 0 \rangle} \quad Perd_y := Perdas_{26}^{\langle 1 \rangle}$$

$$Perdas := polyfitc(Perd_x, Perd_y, 2)$$

$$B_g := 10, 1100..10000$$

$$P(f, B_g) := a_{metz} \cdot f^{b_{metz}} \cdot B_g^{c_{metz}}$$

$$Perdas_{Sendust26}(B_g) := Perdas_{1,1} + Perdas_{2,1} \cdot B_g + Perdas_{3,1} \cdot B_g^2$$

$$\text{coreloss}(f, B_g) := \frac{f}{\left(\frac{6 \cdot 10^6}{B_g^3} + \frac{4.969 \cdot 10^8}{B_g^{2.3}} + \frac{3.993 \cdot 10^6}{B_g^{1.65}} \right)} + 2.867 \cdot 10^{-14} \cdot B_g^2 \cdot f^2$$

Parametros para a oscilação em 400kHz

$$P_{k1} := 20.1 \quad P_{k2} := 100.35$$

$$B_{k1} := 49.39 \quad B_{k2} := 108.9625$$

$$f_{k1} := 500000$$

Ponto em outra frequência

$$P_{k3} := 28.5$$

$$B_{k3} := 100.37$$

$$f_{k3} := 250000$$

$$c_{metz2} := \log\left(\frac{P_1}{P_2}, \frac{B_1}{B_2}\right) = 2.032$$

$$b_{metz2} := \log\left[\frac{P_1}{P_3} \cdot \left(\frac{B_3}{B_1}\right)^{c_{metz2}}, \frac{f_{s1}}{f_{s3}}\right] = 1.575$$

$$a_{metz2} := \frac{P_1}{f_{s1}^{b_{metz2}} \cdot B_1^{c_{metz2}}} = 7.665 \times 10^{-12}$$

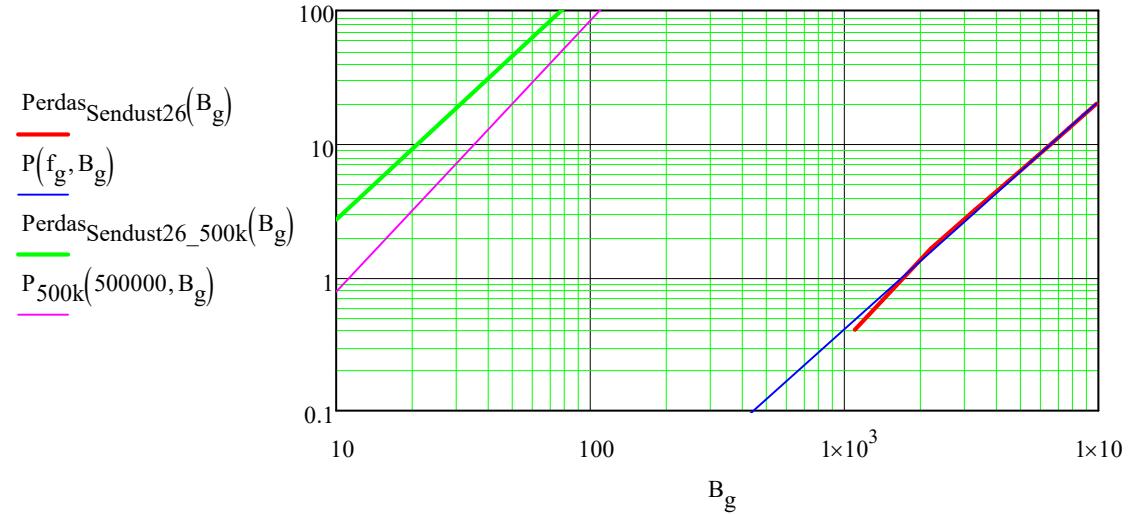
$$Perdas_{26_500kHz} := \begin{pmatrix} 35.3 & 10.21 \\ 49.39 & 20.1 \\ 108.96 & 100.35 \\ 300.69 & 806.46 \end{pmatrix} \text{ 500 kHz}$$

$$Perd_{x2} := Perdas_{26_500kHz}^{\langle 0 \rangle} \quad Perd_{y2} := Perdas_{26_500kHz}^{\langle 1 \rangle}$$

$$Perdas2 := polyfitc(Perd_{x2}, Perd_{y2}, 2)$$

$$P_{500k}(f, B_g) := a_{metz2} \cdot f^{b_{metz2}} \cdot B_g^{c_{metz2}}$$

$$Perdas_{Sendust26_500k}(B_g) := Perdas2_{1,1} + Perdas2_{2,1} \cdot B_g + Perdas2_{3,1} \cdot B_g^2$$



$$P_{\text{nucleo.B.pk}} := \text{Vol} \cdot \left(\frac{P(f_g, 10^4 B_{\text{pk}})}{1000} \right) = 0.121 \quad [W]$$

$$P_{\text{nucleo.B.pk400kHz}} := \text{Vol} \cdot \left(\frac{P_{500k}(4 \cdot f_s, 10^4 B_{\Delta \text{igpk}})}{1000} \right) = 1.4 \quad [W]$$

$$P_{\text{co}} := P_{\text{nucleo.B.pk}} + P_{\text{nucleo.B.pk400kHz}} = 1.521 \quad [W]$$

$$F_{\text{ocup}} := \left[\frac{N_{\text{esp}} \cdot N_{\text{Litz}}(J_1, f_s) \cdot A_{\text{awgIsolado}}(f_s)}{\left(\frac{OI \cdot 10^{-1}}{2} \right)^2 \cdot \pi} \right] \cdot 100 = 23.683$$

$$L_{\text{ef}} := 2 \cdot \left[\frac{(OE) - (OI)}{2} \right] + 2 \cdot (HT) + 4.5 \cdot \left[\frac{OI \cdot \left(1 - \sqrt{1 - \frac{F_{\text{ocup}}}{100}} \right)}{2} \right] = 74.393 \quad [\text{mm}]$$

$$N_{\text{esp}} \cdot L_{\text{ef}} \cdot 10^{-3} = 2.976 \quad [\text{m}]$$

$$MLT := L_{\text{ef}} \cdot \text{mm} = 0.074 \text{ m}$$

$$R_{\text{ac}} := \rho(J_1, f_s) \cdot (MLT \cdot N_{\text{esp}} + 2 \cdot 10 \text{ cm}) = 6.835 \times 10^{-3} \Omega$$

$$P_{\text{cu}} := I_{\text{gef}}^2 \cdot R_{\text{ac}} = 6.961 \text{ W}$$

Perda Total:

$$P_{\text{ind}} := P_{\text{cu}} + P_{\text{co}} \cdot W = 8.482 \text{ W} \quad [W]$$

$$N_{\text{Litz}}(J_1, f_s) = 12$$

$$A_{\text{fio}} := A_{\text{awg}}(f_s) = 0.823 \cdot \text{mm}^2$$

AWG = 18

$$K_u := \left[\frac{(N_{\text{Litz}}(J_1, f_s) \cdot A_{\text{awgIsolado}}(f_s)) \cdot N_{\text{esp}}}{W_a \cdot \text{cm}^2} \right] = 0.237$$

$$N_{\text{Litz}}(J_1, f_s) = 12$$

$$N_{\text{esp}} = 40$$

Elevação de Temperatura:

$$OD_F := \sqrt{OE^2 - \left(1 - \frac{Focup}{100}\right)^2 \cdot (OI)^2 + (OI)^2} = 84.045$$

$$HT_T := HT + \left(OE - \sqrt{1 - \frac{Focup}{100}} \cdot OI \right) = 50.719$$

$$OE - \sqrt{1 - \frac{Focup}{100}} \cdot OI = 34.819$$

$$SS := 1.15 \left[2 \cdot \pi \cdot \frac{OD_F}{2} \cdot HT_T + 2 \cdot \pi \cdot \frac{\left(\sqrt{1 - \frac{Focup}{100}} \cdot OI \right)}{2} \cdot HT_T + 2 \left[\pi \cdot \frac{OD_F^2}{4} - \frac{\pi \cdot \left(\sqrt{1 - \frac{Focup}{100}} \cdot OI \right)^2}{4} \right] \right]$$

$$SS = 3.27 \times 10^4$$

$$\Delta T_2 := 450 \cdot \left(\frac{\frac{P_{ind}}{W}}{SS \cdot 10^{-2}} \right)^{0.826} = 22.037$$

Tamanho para comparação:

$$Ap := A_c \cdot W_a = 43.227$$

$$Kv := 13.1 \quad Kw := 58.8 \quad Kj_50C := 590$$

$$V_{magn} := Kv \cdot Ap^{0.75} = 220.844 \quad [\text{cm}^3]$$

$$P_{magn} := Kw \cdot Ap^{0.75} = 991.271 \quad [\text{g}]$$

$$J_{mag} := Kj_50C \cdot Ap^{-0.125} = 368.454 \quad [\text{A/cm}^2]$$

$$At := 32.5 \cdot Ap^{0.5} = 213.678 \quad [\text{cm}^2]$$

Temperatura (ref Livro pg. 290):

$$\psi := \frac{P_{ind}}{At} \cdot \frac{1}{W} = 0.04$$

$$T_{rise} := 450 \cdot \psi^{0.826} = 31.316$$

Projeto Indutor para Transferência de Energia (Ld)

Parâmetros de Entrada

$$V_{g,ef} := 220V \quad f_g := 60Hz \quad \Delta I := 10\%$$

$$V_p := 400V \quad V_s := 400V$$

$$P_o := 6.6kW$$

$$f_s := 100kHz$$

$$\eta := 0.94$$

$$\varphi_p := 30$$

$$m_a := \frac{\sqrt{2} \cdot V_{g,ef}}{V_p} = 0.77782 \quad \Delta\varphi := \frac{\varphi_p}{360} = 0.0833$$

$$T_g := \frac{1}{f_g} = 0.017s \quad T_s := \frac{1}{f_s} = 1 \times 10^{-5}s \quad \omega_r := 2 \cdot \pi \cdot f_g = 376.991 \frac{1}{s}$$

$$P_{DAB} := \frac{P_o}{2} = 3.3 \cdot kW$$

Indutância de Potência

$$L_{Tdisp1} := 3.27\mu H \quad L_{Tdisp2} := 4\mu H$$

$$\tau_1 := \frac{1}{\omega_r} \cdot \arcsin\left(\frac{2\Delta\varphi}{m_a}\right) = 0.573 \cdot ms \quad \tau_2 := \frac{1}{4 \cdot f_g} = 4.167 \cdot ms$$

$$L_d(f_s) := \frac{V_p^2}{8\pi P_{DAB} \cdot f_s} \cdot \left[m_a^2 \cdot (\sin(2 \cdot \tau_1 \cdot \omega_r) + \sin(2 \cdot \omega_r \cdot \tau_2)) + 2 \cdot \omega_r \cdot \tau_1 \cdot (8\Delta\varphi - 16 \cdot \Delta\varphi^2 - m_a^2) + 0 \dots \right. \\ \left. + 16\Delta\varphi \cdot [m_a \cdot (\cos(\tau_2 \cdot \omega_r) - \cos(\tau_1 \cdot \omega_r)) + \omega_r \cdot (\tau_2 - \tau_1)(1 - \Delta\varphi)] - 0 \dots \right] \\ \left. + 8m_a \cdot \cos(\tau_2 \cdot \omega_r) + (2 + m_a^2) \cdot (\pi - 2 \cdot \tau_2 \cdot \omega_r) \right]$$

$$L_d(f_s) = 16.877 \times 10^{-6} H$$

$$L_{dProj}(f_s) := (L_d(f_s)) - \frac{L_{Tdisp1} + L_{Tdisp2}}{2} \quad L_{dProj}(f_s) = 13.242 \cdot \mu H$$

Correntes no Magnético

$$I_{g,ef} := \frac{P_o}{V_{g,ef} \cdot \eta} = 31.915 A \quad \Delta I_g := \Delta I \cdot (\sqrt{2} \cdot I_{g,ef}) = 4.513 A$$

$$I_{g_{pk}} := \sqrt{2} \cdot I_{gef} \cdot \left(1 + \frac{\Delta I}{2} \right) = 47.391 \text{ A}$$

$$I_{ef_{DAB}}(f_s) := \sqrt{\frac{V_p^2}{72 \cdot \pi \cdot L_d(f_s)^2 \cdot f_s^2}} \cdot \begin{cases} 9 \cdot m_a^3 \cdot \cos(\tau_2 \cdot \omega_r) - 9 \cdot m_a^3 \cdot \cos(\tau_1 \cdot \omega_r) - 6 \cdot \pi \dots \\ + m_a^3 \cdot \cos(3 \cdot \tau_1 \cdot \omega_r) - m_a^3 \cdot \cos(3 \cdot \tau_2 \cdot \omega_r) - 9 \cdot m_a^2 \cdot \sin(2 \cdot \tau_2 \cdot \omega_r) \dots \\ + 8 \cdot m_a^3 + 36 \cdot \pi \cdot \Delta \varphi + 36 \cdot m_a \cdot \cos(\tau_2 \cdot \omega_r) - 9 \cdot \pi \cdot m_a^2 + 12 \cdot \tau_2 \cdot \omega_r \dots \\ + -144 \cdot m_a \cdot \Delta \varphi \cdot \cos(\tau_2 \cdot \omega_r) + 18 \cdot \pi \cdot m_a^2 \cdot \Delta \varphi - 72 \cdot \Delta \varphi \cdot \tau_2 \cdot \omega_r \dots \\ + -144 \cdot m_a \cdot \Delta \varphi^2 \cdot \cos(\tau_1 \cdot \omega_r) + 144 \cdot m_a \cdot \Delta \varphi^2 \cdot \cos(\tau_2 \cdot \omega_r) \dots \\ + 18 \cdot m_a^2 \cdot \Delta \varphi \cdot \sin(2 \cdot \tau_1 \cdot \omega_r) + 18 \cdot m_a^2 \cdot \Delta \varphi \cdot \sin(2 \cdot \tau_2 \cdot \omega_r) \dots \\ + 18 \cdot m_a^2 \cdot \tau_2 \cdot \omega_r + 144 \cdot \Delta \varphi^2 \cdot \tau_2 \cdot \omega_r - 96 \cdot \Delta \varphi^3 \cdot \tau_1 \cdot \omega_r \dots \\ + -96 \cdot \Delta \varphi^3 \cdot \tau_2 \cdot \omega_r - 36 \cdot m_a^2 \cdot \Delta \varphi \cdot \tau_1 \cdot \omega_r - 36 \cdot m_a^2 \cdot \Delta \varphi \cdot \tau_2 \cdot \omega_r \end{cases}$$

$$I_{ef_{DAB}}(f_s) = 13.211 \text{ A}$$

$$I_{DABpk}(f_s) := \frac{V_p}{f_s \cdot L_d(f_s)} \cdot \Delta \varphi$$

$$I_{DABpk}(f_s) = 19.751 \text{ A}$$

Integração de magnético - HFIT

$$i_{Lgef} := \frac{2 \cdot P_{DAB}}{\eta \cdot m_a \cdot V_p} \cdot \sqrt{2} = 31.915 \text{ A}$$

$$I_{pri_ef}(f_s) := \sqrt{I_{ef_{DAB}}(f_s)^2 + (0.5 \cdot i_{Lgef})^2 + \left(0.5 \cdot \frac{\Delta I \cdot \sqrt{2} \cdot i_{Lgef}}{\sqrt{3}} \right)^2}$$

$$I_{pri_ef}(f_s) = 20.757 \text{ A}$$

$$I_{T1pk}(f_s) := I_{DABpk}(f_s) + \frac{I_{g_{pk}}}{2}$$

$$I_{T1pk}(f_s) = 43.447 \text{ A}$$

Resumo das correntes:

$$I_{Ld_rms} := I_{ef_{DAB}}(f_s) = 13.211 \text{ A}$$

$$I_{Ld_pk} := I_{DABpk}(f_s) = 19.751 \text{ A}$$

$$I_{Lg_rms} := i_{Lgef} = 31.915 \text{ A}$$

$$I_{Tp_rms} := (I_{pri_ef}(f_s)) = 20.757 \text{ A}$$

$$I_{Tpk} := (I_{T1pk}(f_s)) = 43.447 \text{ A}$$

Definições de projeto

$$K_u := 0.4$$

$$J_1 := 350 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

$$K_f := 4 \quad \text{Fator onda quadrada}$$

$$B_{max} := 0.15 \text{ T}$$

$$\Delta T := 80$$

Seleção do condutor

Diâmetro mínimo do fio:

Frequência efetiva pelo artigo:

$$\omega_1(f_s) := 2 \cdot \pi \cdot f_s$$

Frequencia fundamental

$$\Delta := \frac{30}{360}$$

Tempo de subida experimental

$$\omega_{eff}(f_s) := \frac{\omega_1(f_s)}{\pi} \cdot \sqrt{\frac{6}{\Delta \cdot (3 - \Delta)}}$$

Frequencia efetiva (apendice 3)

Efeito skin:

$$K_{cobre} := 1 \text{ s}^{-0.5} \cdot \text{cm}$$

$$D_{awg}(f_s) := 2 \cdot \frac{6.62}{\sqrt{\omega_{eff}(f_s)}} \cdot K_{cobre}$$

Diâmetro máximo do fio de cobre

Fio Adotado:

$$AWG(f_s) := \text{ceil} \left(-39 \cdot \log \left(\frac{D_{awg}(f_s)}{0.127 \text{ mm}}, 92 \right) + 36 \right)$$

$$AWG(f_s) = 36$$

Mas vai ser utilizado o **38**

$$AWG := 38$$

$$d_{awg}(f_s) := 0.127 \text{ mm} \cdot 92^{39}$$

$$d_{awgIsolado}(f_s) := d_{awg}(f_s) + (0.011157 - 0.000235552 \cdot AWG) \cdot cm$$

$$A_{awg}(f_s) := \frac{\pi \cdot d_{awg}(f_s)^2}{4}$$

$$A_{awgIsolado}(f_s) := \frac{\pi \cdot d_{awgIsolado}(f_s)^2}{4}$$

$$A_{fio} := A_{awg}(f_s) = 7.967 \times 10^{-3} \cdot mm^2$$

Considerando margem de 10%

$$A_{cuSmin}(J_A) := \frac{I_{Ld_rms} \cdot 1.1}{J_A}$$

$$N_{Litz_s}(J_A) := \text{ceil}\left(\frac{A_{cuSmin}(J_A)}{A_{fio}}\right)$$

$$N_{Litz_s} := 500$$

Mesmo adotado no secundário do transformador.

$$A_{cuS}(J_A) := N_{Litz_s} \cdot A_{fio}$$

$$J_{av} := \frac{I_{Ld_rms}}{N_{Litz_s} \cdot A_{fio}} = 331.647 \cdot \frac{A}{cm^2}$$

Relação entre área isolada e não isolada:

$$\eta_{litz} := 1.8$$

$$A_{fioIsol_s}(J_A) := \frac{4}{\pi} \cdot (\eta_{litz} \cdot A_{cuS}(J_A))$$

Resistência do fio:

$$\rho_0 := 1.72 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m \quad t_0 := 20 [C^\circ] \quad \alpha_{cobre} := 0.0039$$

$$t_L := 80 \quad \text{temperatura de operação}$$

$$\rho_t := \rho_0 \cdot [1 + \alpha_{cobre} \cdot (t_L - t_0)] = 2.122 \times 10^{-8} \frac{kg \cdot m^3}{A^2 \cdot s} \quad [\Omega \cdot m]$$

$$\rho_S(J_A) := \frac{\rho_t}{A_{cuS}(J_A)}$$

Características do núcleo

Núcleo MMTS26T7716

$$NC := 1 \quad \text{Número de núcleos em paralelo (NC)}$$

$$OE := 77.8 \quad [mm]$$

$$\begin{aligned}
OI &:= 49.2 & [\text{mm}] \\
HT &:= 15.9 \cdot NC = 15.9 & [\text{mm}] \\
AL &:= 37 \cdot NC = 37 & [\text{nH/esp}^2] \\
Vol &:= 45.3 \cdot NC = 45.3 & [\text{cm}^3] \\
MPL &:= 20 & [\text{cm}] \\
Ae &:= 2.27 \cdot NC = 2.27 & [\text{cm}^2]
\end{aligned}$$

$$A_e := \left(\frac{OE \cdot 10^{-1} - OI \cdot 10^{-1}}{2} \right) \cdot HT \cdot 10^{-1} = 2.274 \quad [\text{cm}^2]$$

$$\text{Volume} := \pi \cdot \left[\frac{(OE \cdot 10^{-1})^2 - (OI \cdot 10^{-1})^2}{4} \right] \cdot HT \cdot 10^{-1} = 45.358 \quad [\text{cm}^3]$$

$$\text{Comprimento} := 2 \cdot \pi \cdot \left(\frac{OE \cdot 10^{-1} + OI \cdot 10^{-1}}{4} \right) = 19.949 \quad [\text{cm}]$$

$$W_a := \pi \cdot \left(\frac{OI \cdot 10^{-1}}{2} \right)^2 = 19.012 \quad [\text{cm}^2]$$

$$A_{LL} := \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 26 \cdot A_e \cdot 10^{-4}}{MPL \cdot 10^{-2}} = 3.714 \times 10^{-8}$$

$$F_{mag} := \begin{pmatrix} 1.0 & 99.58 \\ 3.20 & 99.58 \\ 16.35 & 99.33 \\ 27.61 & 97.81 \\ 38.40 & 97.55 \\ 52.04 & 94.75 \\ 74.78 & 89.42 \\ 116.169 & 77.73 \\ 169.20 & 61.73 \\ 289.83 & 36.84 \end{pmatrix}$$

$$F_x := F_{mag}^{\langle 0 \rangle} \quad F_y := F_{mag}^{\langle 1 \rangle}$$

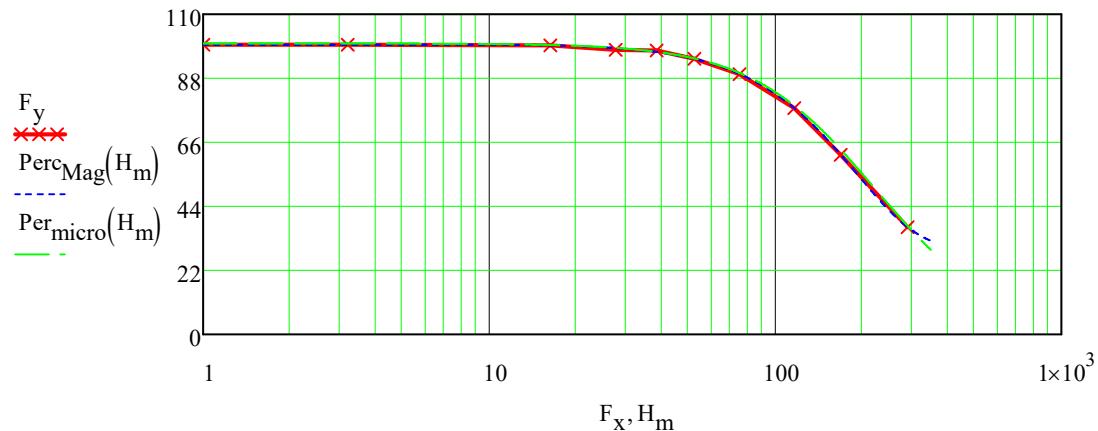
$$F_{magn} := \text{polyfitc}(F_x, F_y, 4)$$

$$H_{mag} := 1, 1.05..400$$

$$PercMag(H) := F_{magn_{1,1}} + F_{magn_{2,1}} \cdot H + F_{magn_{3,1}} \cdot H^2 + F_{magn_{4,1}} \cdot H^3 + F_{magn_{5,1}} \cdot H^4$$

Micrometals

$$Per_{micro}(H) := \frac{1}{1 \cdot 10^{-2} + 2.061 \cdot 10^{-7} \cdot H^{1.995}}$$



Projeto

$$I_{cc} := 0 = 0 \quad [A]$$

$$L_1 := \frac{L_{dProj}(f_s)}{H} = 1.324 \times 10^{-5} \quad [H]$$

$$f_s := \frac{f_s}{Hz} = 1 \times 10^5 \quad [Hz]$$

$$\Delta I := 2 \cdot \frac{I_{Ld_pk}}{A} = 39.503 \quad [A]$$

$$N_{esp} := \left| \begin{array}{l} \text{for } k \in 1..20 \\ N_1 \leftarrow \text{ceil} \left(\sqrt{\frac{L_1 \cdot 10^6}{AL \cdot 10^{-3}}} \right) \text{ if } k = 1 \\ H1 \leftarrow \frac{4 \cdot \pi N_1 \cdot I_{cc}}{MPL \cdot 10^1} \\ N_1 \leftarrow \text{ceil} \left[\sqrt{\frac{L_1 \cdot 10^6}{\left(\frac{\text{PercMag}(H1)}{100} \right) \cdot AL \cdot 10^{-3}}} \right] \text{ if } k > 1 \\ H2 \leftarrow \frac{4 \cdot \pi N_2 \cdot I_{cc}}{MPL \cdot 10^1} \text{ if } k > 1 \\ N_2 \leftarrow \text{ceil} \left[\sqrt{\frac{L_1 \cdot 10^6}{\left(\frac{\text{PercMag}(H2)}{100} \right) \cdot AL \cdot 10^{-3}}} \right] \text{ if } k > 1 \\ \text{break if } N_1 = N_2 \\ N_2 \end{array} \right|$$

$$N_{esp} = 19$$

$$H_{max} := \frac{4 \cdot \pi N_{esp} \cdot \left(I_{cc} + \frac{\Delta I}{2} \right)}{MPL \cdot 10^1} = 23.579 \text{ [Oe]} \quad H_{max.Ae} := \frac{N_{esp} \cdot \left(I_{cc} + \frac{\Delta I}{2} \right)}{MPL \cdot 10^{-2}} = 1.876 \times 10^3 \text{ [Ae]}$$

$$H_{min} := \frac{4 \cdot \pi N_{esp} \cdot \left(I_{cc} - \frac{\Delta I}{2} \right)}{MPL \cdot 10^1} = -23.579 \text{ [Oe]} \quad H_{min.Ae} := \frac{N_{esp} \cdot \left(I_{cc} - \frac{\Delta I}{2} \right)}{MPL \cdot 10^{-2}} = -1.876 \times 10^3 \text{ [Ae]}$$

$$H_{cc} := \frac{4 \cdot \pi N_{esp} \cdot (I_{cc})}{MPL \cdot 10^1} = 0 \quad [Oe] \quad H_{cc.Ae} := \frac{N_{esp} \cdot (I_{cc})}{MPL \cdot 10^{-2}} = 0 \quad [Ae]$$

$$B_{cc} := 26 \cdot \left(\frac{\text{PercMag}(H_{cc})}{100} \right) \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot H_{cc.Ae} = 0$$

$$B_{pk} := \frac{1}{2} \cdot (4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}) \cdot \left(\frac{\text{PercMag}(H_{cc})}{100} \cdot 26 \right) \cdot \left(\frac{1000}{4 \cdot \pi} \right) \cdot (H_{\max} - H_{\min}) = 0.061$$

Material sendust 26

Dois pontos na mesma frequência

$$P_1 := 300 \quad P_2 := 3000$$

$$B_1 := 600 \quad B_2 := 2000$$

$$f_{s1} := 100000$$

Ponto em outra frequência

$$P_3 := 60$$

$$B_3 := 400$$

$$f_{s3} := 50000$$

$$c_{metz} := \log \left(\frac{P_1}{P_2}, \frac{B_1}{B_2} \right) = 1.912$$

$$b_{metz} := \log \left[\frac{P_1}{P_3} \cdot \left(\frac{B_3}{B_1} \right)^{c_{metz}}, \frac{f_{s1}}{f_{s3}} \right] = 1.203$$

$$a_{metz} := \frac{P_1}{f_{s1}^{b_{metz}} \cdot B_1^{c_{metz}}} = 1.406 \times 10^{-9}$$

$$\text{Perdas}_{26} := \begin{pmatrix} 115.181 & 10.9611 \\ 297.27 & 75.9337 \\ 904.7357 & 675.632 \\ 2003.5 & 3007.88 \\ 3589.11 & 8897.65 \end{pmatrix}$$

$$\text{Perd}_x := \text{Perdas}_{26}^{\langle 0 \rangle} \quad \text{Perd}_y := \text{Perdas}_{26}^{\langle 1 \rangle}$$

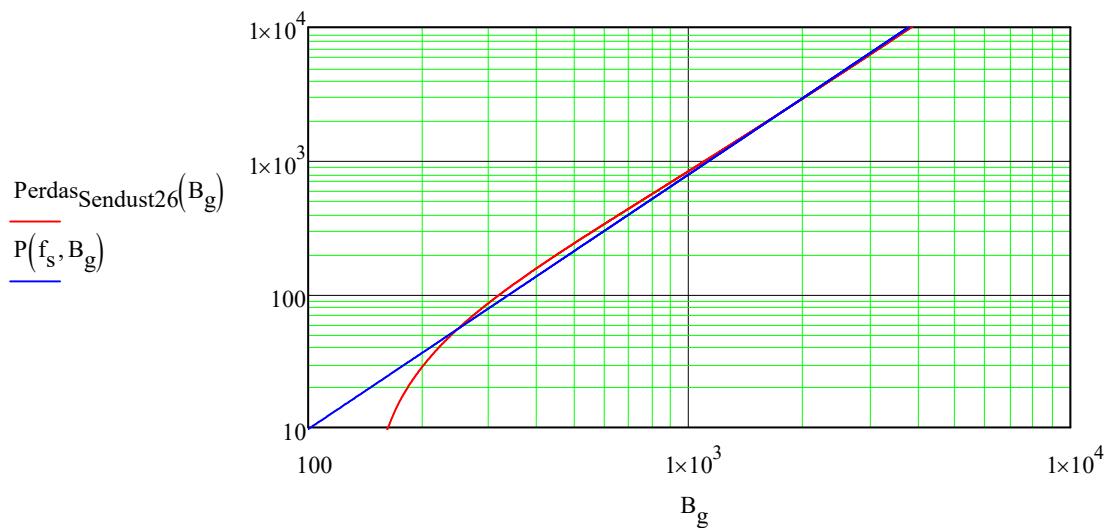
$$\text{Perdas} := \text{polyfit}(\text{Perd}_x, \text{Perd}_y, 2)$$

$$B_g := 10, 11..10000$$

$$P(f, B_g) := a_{\text{metz}} \cdot f^{b_{\text{metz}}} \cdot B_g^{c_{\text{metz}}}$$

$$\text{Perdas}_{\text{Sendust26}}(B_g) := \text{Perdas}_{1,1} + \text{Perdas}_{2,1} \cdot B_g + \text{Perdas}_{3,1} \cdot B_g^2$$

$$\text{coreloss}(f, B_g) := \frac{f}{\left(\frac{6 \cdot 10^6}{B_g^3} + \frac{4.969 \cdot 10^8}{B_g^{2.3}} + \frac{3.993 \cdot 10^6}{B_g^{1.65}} \right)} + 2.867 \cdot 10^{-14} \cdot B_g^2 \cdot f^2$$



$$AP_E := A_e \cdot W_a \cdot cm^4 = 43.227 \cdot cm^4$$

$$P_{\text{nucleo.B.pk}} := \text{Vol} \cdot \left(\frac{P(f_s, 10^4 B_{\text{pk}})}{1000} \right) = 14.02 \quad [W]$$

$$Focup := \left[\frac{N_{\text{esp}} \cdot N_{\text{Litz_s}} \cdot \eta_{\text{litz}} \cdot A_{\text{awg}}(f_s)}{\left(\frac{OI \cdot 10^{-1}}{2} \right)^2 \cdot \pi} \right] \cdot 100 = 7.166$$

$$L_{\text{ef}} := 2 \cdot \left[\frac{(OE) - (OI)}{2} \right] + 2 \cdot (HT) + 4.5 \cdot \left[\frac{OI \cdot \left(1 - \sqrt{1 - \frac{Focup}{100}} \right)}{2} \right] = 64.44 \quad [\text{mm}]$$

$$N_{esp} \cdot L_{ef} \cdot 10^{-3} = 1.224 \quad [m]$$

$$MLT := 1.2 \cdot L_{ef} \cdot mm = 0.077 m$$

$$R_s := \rho_S(f_s) \cdot (MLT \cdot N_{esp} + 2 \cdot 10 cm) = 8.894 \times 10^{-3} \Omega \quad N_{esp} = 19$$

$$P_{cu} := I_{Ld_rms}^2 \cdot R_s = 1.552 W \quad MLT \cdot N_{esp} + 2 \cdot 10 cm = 1.669 m$$

Perda Total:

$$P_{ind} := P_{cu} + P_{nucleo.B.pk} \cdot W = 15.572 W \quad [W]$$

$$N_{Litz2} := 500$$

$$A_{fio} = 7.967 \times 10^{-9} m^2$$

$$\eta_{litz} \cdot 4 \cdot \frac{N_{Litz2} \cdot A_{fio}}{\pi} = 9.129 \cdot mm^2 \quad \frac{I_{Ld_rms}}{N_{Litz2} \cdot A_{fio}} = 331.647 \cdot \frac{A}{cm^2}$$

$$K_u := \left[\frac{(\eta_{litz} \cdot N_{Litz2} \cdot A_{fio}) \cdot N_{esp}}{W_a \cdot cm^2} \right] = 7.166 \% \quad AWG = 38$$

Elevação de Temperatura:

$$OD_F := \sqrt{OE^2 - \left(1 - \frac{Focup}{100}\right)^2 \cdot (OI)^2 + (OI)^2} = 79.921 \quad N_{esp} = 19$$

$$HT_T := HT + \left(OE - \sqrt{1 - \frac{Focup}{100}} \cdot OI \right) = 46.296$$

$$SS := 1.15 \left[2 \cdot \pi \cdot \frac{OD_F}{2} \cdot HT_T + 2 \cdot \pi \cdot \frac{\left(\sqrt{1 - \frac{Focup}{100}} \cdot OI \right)}{2} \cdot HT_T + 2 \left[\pi \cdot \frac{OD_F^2}{4} - \frac{\pi \cdot \left(\sqrt{1 - \frac{Focup}{100}} \cdot OI \right)^2}{4} \right] \right]$$

$$SS = 2.877 \times 10^4$$

$$\Delta T_2 := 450 \cdot \left(\frac{\frac{P_{\text{ind}}}{W}}{S \cdot 10^{-2}} \right)^{0.826} = 40.452$$

Tamanho para comparação:

$$A_p := A_e \cdot W_a = 43.227$$

$$K_v := 13.1 \quad K_w := 58.8 \quad K_{j_50C} := 590$$

$$V_{\text{magn}} := K_v \cdot A_p^{0.75} = 220.844 \quad [\text{cm}^3]$$

$$P_{\text{magn}} := K_w \cdot A_p^{0.75} = 991.271 \quad [\text{g}]$$

$$J_{\text{mag}} := K_{j_50C} \cdot A_p^{-0.125} = 368.454 \quad [\text{A/cm}^2]$$

$$A_t := 32.5 \cdot A_p^{0.5} = 213.678 \quad [\text{cm}^2]$$

Temperatura (ref Livro pg. 290):

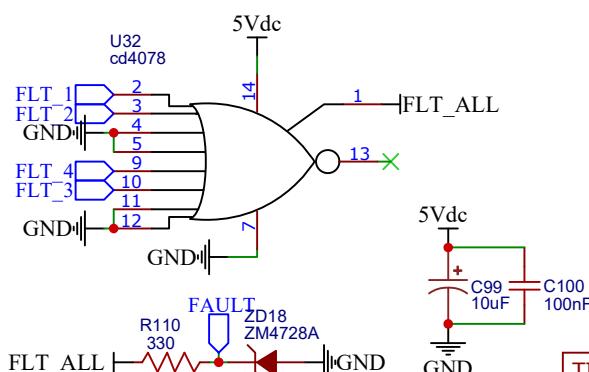
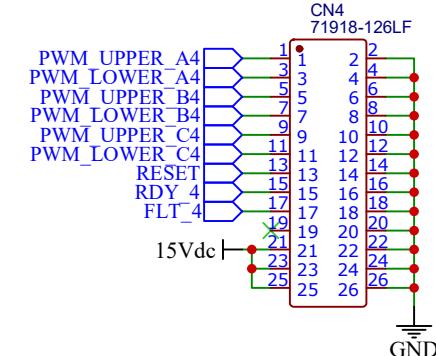
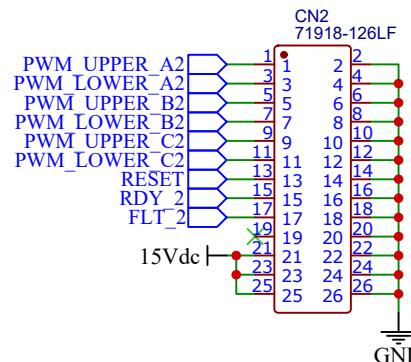
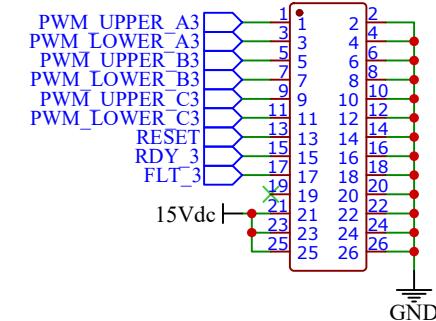
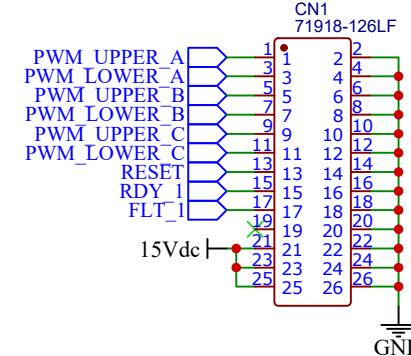
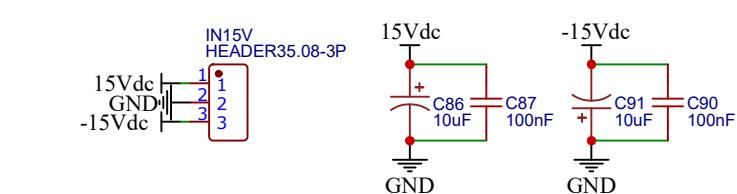
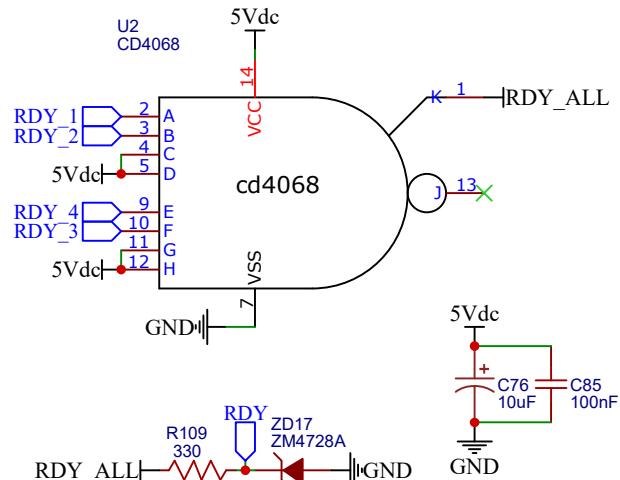
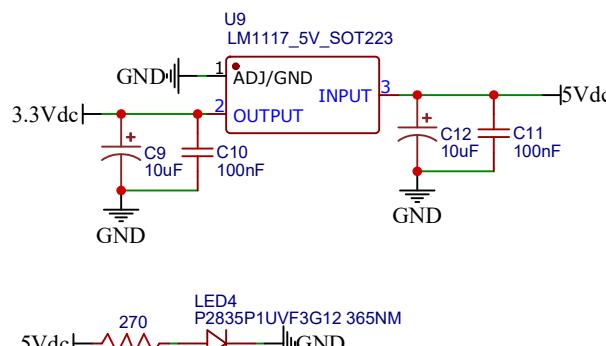
$$\psi := \frac{P_{\text{ind}}}{A_t} \cdot \frac{1}{W} = 0.073$$

$$T_{\text{rise}} := 450 \cdot \psi^{0.826} = 51.725$$

APÊNDICE F – ESQUEMÁTICOS

A seguir, são apresentados os esquemáticos das placas de potência e de medição e processamento digital, desenvolvidas para o protótipo experimental descrito no Apêndice D.

1 2 3 4 5



TITLE: Measurement Circuit - Part 1		REV: 1.0
	Company: GPEC-DEE	Sheet: 1/1
Date: 2023-02-02	Drawn By: samantagadelha	

