

**Universidade Federal de Minas Gerais**  
**Escola de Engenharia**  
**Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

**PROJETO E ANÁLISE DE RENDIMENTO DE UMA UPS  
MONOFÁSICA DE TRÊS BRAÇOS E CONSTRUÇÃO DE UM  
CALORÍMETRO FECHADO DE DUPLA CAIXA**

**Renato Átila Silva Santana**

Belo Horizonte

2018

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO Nº 1081

**PROJETO E ANÁLISE DE RENDIMENTO DE UMA UPS MONOFÁSICA DE TRÊS  
BRAÇOS E CONSTRUÇÃO DE UM CALORÍMETRO FECHADO DE DUPLA  
CAIXA**

**Renato Átila Silva Santana**

DATA DA DEFESA: 05/09/2018

**Universidade Federal de Minas Gerais**

**Escola de Engenharia**

**Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

**PROJETO E ANÁLISE DE RENDIMENTO DE UMA UPS  
MONOFÁSICA DE TRÊS BRAÇOS E CONSTRUÇÃO DE UM  
CALORÍMETRO FECHADO DE DUPLA CAIXA**

Renato Átila Silva Santana

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Lenin Martins Ferreira Morais

Belo Horizonte - MG

Setembro de 2018

S232p

Santana, Renato Átila Silva.

Projeto e análise de rendimento de uma UPS monofásica de três braços e construção de um calorímetro fechado de dupla caixa [manuscrito] / Renato Átila Silva Santana. - 2018.  
127 f., enc.: il.

Orientador: Lenin Martins Ferreira Morais.

Dissertação (mestrado) Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.

Anexos: f. 123-127.

Bibliografia: f. 119-122.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Calorímetros - Teses. I. Morais, Lenin Martins Ferreira. II. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. III. Título.

CDU: 621.3(043)

**"Projeto e Análise de Rendimento de uma UPS Monofásica de  
Três Braços e Construção de um Calorímetro Fechado de  
Dupla Caixa"**

**Renato Átila Silva Santana**

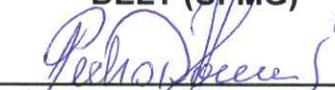
Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

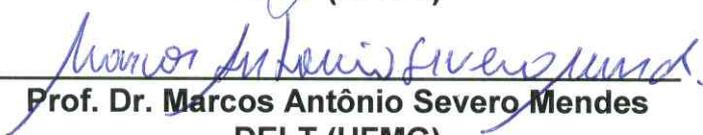
Aprovada em 05 de setembro de 2018.

Por:

  
\_\_\_\_\_  
**Prof. Dr. Lenin Martins Ferreira Moraes**  
DELT (UFMG) - Orientador

  
\_\_\_\_\_  
**Prof. Dr. Porfirio Cabaleiro Cortizo**  
DELT (UFMG)

  
\_\_\_\_\_  
**Prof. Dr. Pedro Francisco Donoso Garcia**  
DELT (UFMG)

  
\_\_\_\_\_  
**Prof. Dr. Marcos Antônio Severo Mendes**  
DELT (UFMG)

*À minha família, aos meus amigos, à minha noiva e ao meu afilhado, Lucas.*

# AGRADECIMENTOS

Agradeço à coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFMG pelo bom trabalho de gestão e apoio aos alunos. À CAPES/CNPq por incentivar a pesquisa no Brasil e à Engetron por financiar mais um projeto para o desenvolvimento e aprimoramento de equipamentos nacionais. Agradeço também aos integrantes do Grupo de Eletrônica de Potência que me receberam de braços abertos no laboratório, principalmente ao Welbert, Arthur, Pedro Vilk, Pedro de Castro, Matheus, Marcos, Wendel e Maurício. Aos professores Porfírio, Paulo, Lenin e Thiago pelos ensinamentos e ajudas constantes nos momentos mais difíceis do trabalho.

Minha gratidão ao Bernardo Cogo pela ajuda profissional e principalmente pessoal, não medindo esforços para que minha adaptação fosse a melhor possível durante meu estágio na França. Também agradeço ao IRT Saint-Exupéry e à todos seus colaboradores, principalmente ao Bouazza, Hans, Plínio, Majid e Cédric, pela oportunidade, paciência e conselhos. Agradeço ao casal de amigos, Vinícios e Yanna, pelas histórias, cantorias e raclettes na terra do vinho.

Um grande agradecimento ao professor Luiz Machado do Departamento de Engenharia Mecânica da UFMG, que se mostrou sempre muito solícito em me ajudar durante os momentos de decisão sobre o calorímetro, com explicações claras e simples.

Agradeço à minha família pela paciência, compreensão, apoio e carinho por sempre me ajudar em todas as etapas deste trabalho. Ao meu afilhado Lucas por sempre alegrar o dia com seu sorriso e com suas histórias mirabolantes da Patrulha Canina. Ao meu pai, Gregório, e ao meu primo, José, que me ajudaram bastante na construção do calorímetro e também, é claro, a minha mãe, Iracema, que não se importou em transformar a casa em uma oficina de experimentos.

Agradeço também ao abn $\text{\TeX}$ 2 por disponibilizar o *template*, em conformidade com as normas da ABNT, adotado neste trabalho.

Por fim, agradeço eternamente à minha professora, consultora, psicóloga, escritora, engenheira, dindinha do Lucas e futura esposa Anna Paula pela constante ajuda, apoio, compreensão, parceria, amizade, carinho e pela incrível revisão do texto. Por sempre acreditar em mim e no meu trabalho, não negando esforços para que os melhores resultados fossem alcançados.

Deixo meu muito obrigado à todos aqueles que de alguma forma, através de um gesto, uma palavra, um sorriso ou um conselho contribuíram para o enriquecimento, desenvolvimento e finalização deste trabalho.

*"Enquanto acreditarmos em nossos sonhos, nada será por acaso"*  
*(Henfil)*

# RESUMO

As UPSs (*Uninterruptible Power Supplies*) são equipamentos que garantem a alimentação sustentada de energia elétrica, com elevados níveis de qualidade e confiabilidade. Esses equipamentos são comumente empregados no suprimento de sistemas com missão crítica, em que distúrbios ou a indisponibilidade de energia elétrica podem acarretar perdas financeiras e/ou humanas (*e.g.*, hospitais, bancos, *datacenters* e entre outros). Na literatura, diversas topologias de UPSs monofásicas foram propostas em alternativa à configuração clássica com transformadores, como solução para o aumento de rendimento e de densidade de potência e para a redução de custo. Dentre essas alternativas, as variações de UPS sem transformadores (*transformerless*) se mostram mais viáveis por dispensarem a necessidade de transformadores de baixa frequência, que representam uma fração significativa da massa e do volume total da UPS convencional. Nesse contexto, a UPS de três braços é reportada como alternativa para o projeto de UPSs sem transformador de baixa e média potência, com elevado rendimento e densidade de potência. Esse trabalho pretendeu avaliar o desempenho da topologia de três braços, no tocante ao rendimento e densidade de potência mássica e volumétrica. Uma proposta alternativa de ligação do banco de baterias, na entrada dessa UPS, também foi analisada. Ademais, protótipos de calorímetro direto de caixa simples e de dupla caixa foram construídos para medição das perdas em conversores. A metodologia adotada se baseou na comparação de projetos de UPSs de três braços com dispositivos semicondutores de vários materiais (silício, carbeto de silício e nitreto de gálio), tecnologias (IGBTs, MOSFETs e arranjo *cascode* com MOSFET de silício e HFET de GaN) e encapsulamentos (TO-247-3, TO-247-4, SMT *top* e HSOF-8). Simulações da UPS completa em MATLAB/*Simulink* validaram as estratégias adotadas para controle, modulação, sincronismo e comutação entre os estados normal e energia armazenada, bem como a proposta de conexão do banco de baterias sugerida neste trabalho. Essas simulações também demonstraram a operação da UPS em modo assíncrono ou síncrono, *i.e.*, com frequência de saída desacoplada ou não daquela da rede elétrica. Os detalhes da construção, dimensionamento e calibração dos calorímetros construídos foram apresentados. Os resultados experimentais preliminares dos protótipos desenvolvidos também foram discutidos.

**Palavras-chave:** UPS três braços. Rendimento. Densidade de potência. Calorímetro. Semicondutores de banda larga.

# ABSTRACT

An UPS is an equipment that provides continuous power supply, with high levels of quality and reliability. This equipment is usually employed for supplying mission-critical systems, in which disturbances or power interruptions can cause financial losses or damages (*e.g.*, hospitals, bank offices, datacenters, etc.). In the literature, several topologies have been proposed as an alternative to the classical configuration with low-frequency transformers, as a solution for enhancing efficiency and power density and decreasing overall costs. Among these alternatives, transformerless solutions (*i.e.*, without transformers) become promising, as they do not require low-frequency transformers – which comprise an expressive part of overall weight and volume of a conventional UPS. In this context, a three-arm UPS is often reported as a suitable transformerless topology for low- and medium-power single-phase UPS, with high efficiency and power density. This thesis aimed to assess the performance of the single-phase three-arm UPS, concerning efficiency and power density. An alternative connection for battery set was also evaluated. Furthermore, a prototype of a direct double-jacketed calorimeter was built in order to measure the losses of power converters. The adopted methodology was based on the comparison of several three-arm UPS designs with devices made by different materials (silicon, silicon carbide and gallium nitride) and of various technologies (IGBTs, MOSFETs and cascode configuration with silicon MOSFET and GaN HFET) and packages (TO-247-3, TO-247-4, SMT *top* and HSOF-8). The UPS was also simulated in MATLAB/Simulink, in order to validate the modulation strategies and the techniques adopted for controlling, synchronizing and commutating between the normal state and the stored energy mode, as well as the alternative connection of the battery set. These simulations demonstrated the operation in asynchronous and synchronous modes, *i.e.*, with an output frequency that can be decoupled or not to the means frequency. All details related to construction, dimensioning and calibration of the double-jacketed calorimeter were also presented. Preliminary experimental results were also discussed in this thesis.

**Keywords:** Three-arm UPS. Efficiency. Power density. Calorimeter. Wide-bandgap semiconductor.

# LISTA DE ILUSTRAÇÕES

1.1	Circuito elétrico da UPS de três braços, avaliada neste trabalho. . . . .	4
2.1	Topologias típicas de conversores c.a./c.a. monofásicos em arranjo:(a) <i>half-bridge</i> e (b) <i>full-bridge</i> . . . . .	8
2.2	Topologia <i>full-bridge</i> em uma UPS isolada por transformadores de baixa frequência. . . . .	8
2.3	Topologia de três braços sem transformador de baixa frequência aplicada a UPSs. . . . .	9
2.4	Topologia de três braços com carregador de baterias adicionado na UPS. . . . .	10
2.5	Topologia três braços aplicada ao tipo <i>offline</i> de UPS monofásica. . . . .	11
2.6	Topologia três braços proposta neste trabalho para aplicação em UPSs monofásicas de dupla conversão. . . . .	11
2.7	Perdas de condução e de chaveamento em um dispositivo semiconductor. . . . .	13
2.8	Classificação dos calorímetros. . . . .	20
2.9	Esquema simplificado do calorímetro indireto do tipo balanceado. . . . .	21
2.10	Esquema simplificado do calorímetro indireto do tipo série. . . . .	22
2.11	Esquema simplificado do calorímetro direto do tipo aberto. . . . .	23
2.12	Esquema simplificado do calorímetro direto do tipo fechado. . . . .	24
3.1	Diagrama da UPS monofásica de três braços proposta neste trabalho. . . . .	26
3.2	Circuito da carga não-linear padrão conectada à saída da UPS monofásica de três braços avaliada neste trabalho. . . . .	27
3.3	Esquema elétrico da UPS monofásica de três braços no estado de operação <i>bypass</i> . . . . .	29
3.4	Esquema elétrico da UPS monofásica de três braços no estado de operação de energia armazenada. . . . .	29
3.5	Esquema elétrico da UPS monofásica à três braços no estado de operação normal. . . . .	31
3.6	Malhas de controle do retificador, inversor e do conversor d.c./d.c. do tipo <i>boost</i> . . . . .	33
3.7	Formas de onda da tensão (azul) e da corrente (vermelho) de entrada, para a UPS em modo <b>assíncrono</b> . As regiões demarcadas no gráfico superior em verde, laranja, roxo e ciano são indicadas em detalhe nos gráficos inferiores com eixos de mesma cor. . . . .	34
3.8	Formas de onda da tensão instântanea (azul) e eficaz (laranja) de saída e corrente de saída (vermelho), para a UPS em modo <b>assíncrono</b> . As regiões demarcadas no gráfico superior em verde, laranja, roxo e ciano são indicadas em detalhe nos gráficos inferiores com eixos de mesma cor. . . . .	36

3.9	Corrente no indutor do filtro de entrada (azul) e corrente na bateria (vermelho), para a UPS em modo <b>assíncrono</b> . As regiões demarcadas no gráfico superior em verde, roxo e ciano são indicadas em detalhe nos gráficos inferiores com eixos de mesma cor. . . . .	36
3.10	Formas de onda da tensão instantânea (azul), média (vermelha) e de referência (laranja) no barramento c.c., para a UPS em modo <b>assíncrono</b> . . . . .	37
3.11	Formas de onda da tensão (azul) e da corrente (vermelho) de entrada, para a UPS em modo <b>síncrono</b> . As regiões demarcadas no gráfico superior em verde, laranja, roxo e ciano são indicadas em detalhe nos gráficos inferiores com eixos de mesma cor. . . . .	39
3.12	Formas de onda da tensão instântanea (azul) e eficaz (laranja) de saída e corrente de saída (vermelho), para a UPS em modo <b>síncrono</b> . As regiões demarcadas no gráfico superior em verde, laranja, roxo e ciano são indicadas em detalhe nos gráficos inferiores com eixos de mesma cor. . . . .	40
3.13	Corrente no indutor do filtro de entrada (azul) e corrente na bateria (vermelho), para a UPS em modo <b>síncrono</b> . As regiões demarcadas no gráfico superior em verde, roxo e ciano são indicadas em detalhe nos gráficos inferiores com eixos de mesma cor. . . . .	41
3.14	Formas de onda da tensão instantânea (azul), média (vermelha) e de referência (laranja) no barramento c.c., para a UPS em modo <b>síncrono</b> . . . . .	42
3.15	Fluxograma para projeto físico dos indutores. Os procedimentos de projeto de indutores com núcleos de pó de ferro e de ferrite são apresentados nas Figuras 3.16 e 3.17. . . . .	45
3.16	Fluxograma de projeto de indutores com núcleo de pó de ferro. Adaptado de Cota (2016). . . . .	46
3.17	Fluxograma de projeto de indutores com núcleo de ferrite. . . . .	47
3.18	Fluxograma de projeto de capacitores. . . . .	50
3.19	Circuito simulado em LTSpice, para executar o teste do duplo pulso. . . . .	53
3.20	Curvas obtidas no ensaio de duplo pulso em LTSpice: (a) curvas de tensão (verde), corrente (azul) e potência instantânea (vermelho) no MOSFET ensaiado; (b) detalhe das curvas, durante o processo de <i>turn-off</i> ; (c) detalhe das curvas, durante o processo de <i>turn-on</i> . . . . .	54
3.21	Curva de $E_{rr}$ em função da corrente de coletor obtida via Equação 3.44 para os IGBTs: (a) IKZ50N65NH5 e IKW50N65F5. Curvas de $E_{on}$ e $E_{off}$ em função da corrente de dreno obtidas via ensaio de duplo pulso em LTSpice, para os MOSFETs: (b) IPT65R033G7; (c) IPZ65R019C7; (d) IPW65R019C7. . . . .	55
3.22	Comparação entre as curvas simuladas e as disponibilizadas pelo fabricante para os componentes IPZ65R045C7 (esquerda) e IPW65R045C7 (direita). . . . .	56
3.23	Circuito térmico de cada dispositivo semiconductor. . . . .	58

4.1	Diagrama esquemático do protótipo de calorímetro fechado do tipo caixa simples.	63
4.2	Diagrama esquemático do protótipo de calorímetro fechado do tipo caixa dupla.	64
4.3	Representação do circuito térmico equivalente com um modelo da transferência de calor pelas paredes do calorímetro: (a) circuito original, (b) circuito simplificado. . . . .	65
4.4	Montagem do calorímetro do tipo caixa simples (protótipo I), com os principais elementos indicados. . . . .	68
4.5	Montagem do calorímetro do tipo caixa duplo (protótipo I). . . . .	71
4.6	Diagrama elétrico de potência dos equipamentos utilizados no calorímetro dupla caixa. . . . .	73
4.7	Diagrama elétrico dos sensores de temperatura PT100 e a placa de conversão RTD para SPI. . . . .	73
4.8	Diagrama elétrico dos sensores de temperatura DS18B20 e de vazão FTB2003.	74
4.9	Supervisório do protótipo de calorímetro dupla caixa. . . . .	76
4.10	Lógica de controle e aquisição de dados, implementada em microcontrolador. . . . .	77
5.1	Massa, volume e perdas em função da frequência de chaveamento $f_{sw}$ na UPS de três braços com potência nominal $P_{out}$ de $3\text{ kW}$ , no modo <b>assíncrono</b> : (a) no filtro de entrada; (b) no filtro de saída; (c) nos filtros de entrada e de saída; (d) no barramento c.c.. . . . .	82
5.2	Massa, volume e perdas em função da frequência de chaveamento $f_{sw}$ na UPS de três braços com potência nominal $P_{out}$ de $3\text{ kW}$ , no modo <b>síncrono</b> : (a) no filtro de entrada; (b) no filtro de saída; (c) nos filtros de entrada e de saída; (d) no barramento c.c.. . . . .	83
5.3	Perdas nos semicondutores do braço retificador em função da frequência de chaveamento $f_{sw}$ , para a UPS de três braços com potência nominal $P_{out}$ de $3\text{ kW}$ , nos modos: (a) <b>assíncrono</b> e (b) <b>síncrono</b> . . . . .	86
5.4	Comparação entre as resistências térmicas máximas $R_{thsa}$ dos sistemas de refrigeração do braço retificador, nos modos: (a) <b>assíncrono</b> e (b) <b>síncrono</b> . . . . .	88
5.5	Comparação entre as massas e volumes dos sistemas de refrigeração do braço retificador, nos modos: (a) <b>assíncrono</b> e (b) <b>síncrono</b> . . . . .	90
5.6	Compilação dos resultados obtidos para as perdas das chaves semicondutoras, massa e volume do sistema de refrigeração do braço retificador, nos modos: (a) <b>assíncrono</b> e (b) <b>síncrono</b> . . . . .	91
5.7	Perdas nos semicondutores do braço comum em função da frequência de chaveamento $f_{sw}$ , para a UPS de três braços com potência nominal $P_{out}$ de $3\text{ kW}$ , nos modos: (a) <b>assíncrono</b> e (b) <b>síncrono</b> . . . . .	93
5.8	Comparação entre as resistências térmicas máximas $R_{thsa}$ dos sistemas de refrigeração do braço comum, nos modos: (a) <b>assíncrono</b> e (b) <b>síncrono</b> . . . . .	93

5.9	Comparação entre as massas e volumes dos sistemas de refrigeração do braço comum, nos modos: (a) <b>assíncrono</b> e (b) <b>síncrono</b> . . . . .	94
5.10	Compilação dos resultados obtidos para as perdas das chaves semicondutoras, massa e volume do sistema de refrigeração do braço comum, nos modos: (a) <b>assíncrono</b> e (b) <b>síncrono</b> . . . . .	95
5.11	Perdas nos semicondutores no braço inversor em função da frequência de chaveamento $f_{sw}$ , para a UPS de três braços com potência nominal $P_{out}$ de $3 kW$ , nos modos: (a) <b>assíncrono</b> e (b) <b>síncrono</b> . . . . .	96
5.12	Comparação entre as resistências térmicas máximas $R_{thsa}$ dos sistemas de refrigeração do braço inversor, nos modos: (a) <b>assíncrono</b> e (b) <b>síncrono</b> . . . . .	97
5.13	Comparação entre as massas e volumes dos sistemas de refrigeração do braço inversor, nos modos: (a) <b>assíncrono</b> e (b) <b>síncrono</b> . . . . .	98
5.14	Compilação dos resultados obtidos para as perdas das chaves semicondutoras, massa e volume do sistema de refrigeração do braço inversor, nos modos: (a) <b>assíncrono</b> e (b) <b>síncrono</b> . . . . .	99
5.15	Perdas nos semicondutores e perdas globais na UPS de três braços em função da frequência de chaveamento $f_{sw}$ , nos modos: (a) <b>assíncrono</b> e (b) <b>síncrono</b> . . . . .	101
5.16	Rendimento da UPS de três braços em função da frequência de chaveamento $f_{sw}$ , nos modos: (a) <b>assíncrono</b> e (b) <b>síncrono</b> . . . . .	102
5.17	Volume e massa da UPS de três braços em função da frequência de chaveamento $f_{sw}$ , nos modos: (a) <b>assíncrono</b> e (b) <b>síncrono</b> . . . . .	103
5.18	Volume e massa da UPS de três braços para diferentes projetos, nos modos: (a) <b>assíncrono</b> e (b) <b>síncrono</b> . . . . .	104
5.19	Densidade de potência volumétrica e mássica da UPS de três braços em função da frequência de chaveamento $f_{sw}$ , nos modos: (a) <b>assíncrono</b> e (b) <b>síncrono</b> . . . . .	105
5.20	Compilação dos resultados globais para rendimento, densidade de potência volumétrica e mássica da UPS de três braços, nos modos: (a) <b>assíncrono</b> e (b) <b>síncrono</b> . . . . .	106
5.21	Proporção das perdas, volume e massa na UPS de três braços com potência nominal $P_{out}$ de $3 kW$ , com dois dispositivos V22N65A em paralelo, no modo <b>assíncrono</b> para as frequências de chaveamento $f_{sw}$ de $15, 36 kHz$ e $122, 88 kHz$ . . . . .	109
5.22	Proporção das perdas, volume e massa na UPS de três braços com potência nominal $P_{out}$ de $3 kW$ , com dispositivos V22N65A, no modo <b>síncrono</b> para as frequências de chaveamento $f_{sw}$ de $15, 36 kHz$ e $122, 88 kHz$ . . . . .	110
5.23	Porcentagem das perdas totais no filtro, barramento c.c. e semicondutores, bem como das perdas de condução e chaveamento na UPS de três braços com potência nominal $P_{out}$ de $3 kW$ , com dois dispositivos V22N65A em paralelo, no modo <b>assíncrono</b> para as frequências de chaveamento $f_{sw}$ de $15, 36 kHz$ e $122, 88 kHz$ . . . . .	111

5.24	Porcentagem das perdas totais no filtro, barramento c.c. e semicondutores, bem como das perdas de condução e chaveamento na UPS de três braços com potência nominal $P_{out}$ de $3 kW$ , com dois dispositivos IKZ50N65NH5 em paralelo, no modo <b>assíncrono</b> para as frequências de chaveamento $f_{sw}$ de $15,36 kHz$ e $122,88 kHz$ . . . . .	112
5.25	Imagem da forma de onda das variáveis $T_{in}$ , $T_{out}$ , $T_{int1}$ , $T_{int2}$ e $\dot{v}_{H_2O}$ medidas pelo calorímetro (protótipo I) e o cálculo da $P_{térmica}$ . . . . .	113
5.26	Resultados da calibração do protótipo II. . . . .	114
A.1	Vistas do calorímetro dupla caixa e suas dimensões principais. . . . .	124
A.2	Vistas da caixa térmica externa do calorímetro dupla caixa e suas principais dimensões. . . . .	125
A.3	Vistas da caixa térmica interna do calorímetro dupla caixa e suas principais dimensões. . . . .	126
A.4	Vistas do túnel de vento do calorímetro dupla caixa e suas principais dimensões. . . . .	127

# LISTA DE TABELAS

2.1	Métodos de medição elétrica de perdas em conversores. Adaptado de (FOREST et al., 2006). . . . .	19
3.1	Lista de eventos para simulação da UPS. . . . .	31
3.2	Lista de semicondutores avaliados. . . . .	60
4.1	Lista de materiais utilizada na construção do protótipo I do calorímetro modelo caixa simples. . . . .	67
4.2	Dificuldades e soluções adotadas durante o projeto do calorímetro do tipo dupla caixa. . . . .	69
5.1	Projetos de indutores dos filtros de entrada e de saída, para as frequências de chaveamento $f_{sw}$ de 15, 36 $kHz$ e 122, 88 $kHz$ , nos dois modos de operação da UPS (assíncrono e síncrono). . . . .	84
5.2	Dados dos projetos com melhores compromissos entre eficiência ( $\eta$ ), densidade de potência volumétrica ( $\rho_v$ ), densidade de potência mássica ( $\rho_m$ ), nos dois modos de operação da UPS (assíncrono e síncrono). Esses projetos são destacados na Figura 5.20, com os símbolos indicados na primeira coluna. . . . .	107

# LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

DUT	<i>Device Under Test</i>
GaN	Nitreto de gálio
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
iGSE	<i>improved Generalized Steinmetz Equation</i>
MOSFET	<i>Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
PI	Proporcional-Integral
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
Si	Silício
SiC	Carbeto de silício
UPSs	<i>Uninterruptible Power Supplies</i>

# LISTA DE SÍMBOLOS

$\alpha$	Coeficiente de temperatura
$\eta$	Rendimento
$\rho_v$	Densidade de potência volumétrica
$\rho_m$	Densidade de potência mássica
$\sigma$	Desvio padrão
$\mu$	Permeabilidade
$\rho$	Resistividade
$\delta$	Profundidade de penetração
$f$	Frequência fundamental
$V$	Volume
$B$	Densidade de fluxo
$P_{loss}$	Perdas
$P_{in}$	Potência de entrada
$P_{out}$	Potência nominal
$f_{sw}$	Frequência de chaveamento
$V_{DC}$	Tensão do barramento c.c.
$T_j$	Temperatura de junção
$v_{sw}$	Tensão sobre a chave
$i_{sw}$	Corrente na chave
$r_{sw}$	Resistência da chave
$R_g$	Resistor de <i>gate</i>
$v_q$	Tensão sobre o transistor
$i_q$	Corrente no transistor

$v_d$	Tensão sobre o diodo
$i_d$	Corrente no diodo
$T_s$	Passo de simulação
$P_{cond(Q)}$	Perdas de condução no transistor
$P_{cond(D)}$	Perdas de condução no diodo
$R_G$	Resistência total de <i>gate</i>
$R_{g(on)}$	Resistência de <i>gate</i> no processo de <i>turn-on</i>
$R_{g(off)}$	Resistência de <i>gate</i> no processo de <i>turn-off</i>
$E_{on(Q)}$	Energia dissipada no processo de <i>turn-on</i> do transistor
$E_{off(Q)}$	Energia dissipada no processo de <i>turn-off</i> do transistor
$E_{rr}$	Energia dissipada no processo de recuperação reversa do diodo
$P_{on(Q)}$	Perdas no processo de <i>turn-on</i> do transistor
$P_{off(Q)}$	Perdas no processo de <i>turn-off</i> do transistor
$P_{rr}$	Perdas no processo de recuperação reversa do diodo
$k_{V_{dc}}$	Fator de correção da tensão do barramento c.c.
$k_{R_g}$	Fator de correção do resistor de <i>gate</i>
$R_{cc'-ee'}$	Resistência série parasita
$N$	Número de espiras
$\bar{P}_{nucleo}$	Perdas médias no núcleo
$P_{cobre}$	Perdas no cobre
$P_{ind}$	Perdas totais no indutor
$S_{total}$	Área da superfície
$E_{filtro}$	Energia armazenada nos filtros
$E_{dissip}$	Energia dissipada nos semicondutores

# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b> .....	<b>3</b>
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA</b> .....	<b>7</b>
<b>2.1</b>	<b>UPSs monofásicas: estado da arte</b> .....	<b>7</b>
<b>2.2</b>	<b>Perdas em conversores</b> .....	<b>11</b>
<b>2.3</b>	<b>Métodos de medição de perdas</b> .....	<b>16</b>
2.3.1	Medição elétrica .....	17
2.3.2	Medição calorimétrica .....	19
2.3.2.1	Calorímetros indiretos .....	20
2.3.2.2	Calorímetros diretos .....	22
<b>2.4</b>	<b>Conclusões do capítulo</b> .....	<b>25</b>
<b>3</b>	<b>ESTUDO E DIMENSIONAMENTO DA UPS DE TRÊS BRAÇOS</b> . . .	<b>26</b>
<b>3.1</b>	<b>Estados de operação da UPS de três braços</b> .....	<b>26</b>
3.1.1	Estado <i>bypass</i> .....	28
3.1.2	Estado de energia armazenada .....	28
3.1.3	Estado normal .....	30
3.1.3.1	Modo de operação assíncrono .....	31
3.1.3.2	Modo de operação síncrono .....	37
<b>3.2</b>	<b>Dimensionamento da UPS a três braços</b> .....	<b>42</b>
3.2.1	Filtros de entrada e de saída .....	42
3.2.2	Barramento c.c. ....	51
3.2.3	Cálculo de perdas nos dispositivos semicondutores .....	52
3.2.3.1	Levantamento das curvas dos dispositivos .....	52
3.2.3.2	Metodologia de cálculo de perdas nos semicondutores .....	56
3.2.4	Dimensionamento do sistema de refrigeração .....	57
3.2.4.1	Modelos térmicos .....	57
3.2.4.2	Estimativa de volume e massa do sistema de refrigeração .....	58
<b>3.3</b>	<b>Análise de desempenho da UPS de três braços</b> .....	<b>59</b>
<b>3.4</b>	<b>Conclusões do capítulo</b> .....	<b>61</b>
<b>4</b>	<b>PROJETO DE UM CALORÍMETRO DIRETO REFRIGERADO À ÁGUA</b>	<b>62</b>
<b>4.1</b>	<b>Princípio de funcionamento</b> .....	<b>62</b>
<b>4.2</b>	<b>Montagem experimental: protótipo I</b> .....	<b>67</b>
<b>4.3</b>	<b>Montagem experimental: protótipo II</b> .....	<b>69</b>

4.3.1	Projeto mecânico . . . . .	70
4.3.2	Projeto elétrico . . . . .	72
4.3.3	Sistema de supervisão e controle . . . . .	75
4.3.4	Metodologia de calibração e cálculo de incertezas . . . . .	78
<b>4.4</b>	<b>Conclusões do capítulo . . . . .</b>	<b>80</b>
<b>5</b>	<b>RESULTADOS . . . . .</b>	<b>81</b>
<b>5.1</b>	<b>Resultados das análises de desempenho . . . . .</b>	<b>81</b>
5.1.1	Filtros de entrada e saída e barramento c.c. . . . .	81
5.1.2	Braço retificador . . . . .	85
5.1.3	Braço comum . . . . .	92
5.1.4	Inversor . . . . .	96
5.1.5	UPS completa . . . . .	100
<b>5.2</b>	<b>Resultados experimentais . . . . .</b>	<b>112</b>
5.2.1	Protótipo I . . . . .	113
5.2.2	Protótipo II . . . . .	113
<b>5.3</b>	<b>Conclusões do capítulo . . . . .</b>	<b>115</b>
<b>6</b>	<b>CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE . . . . .</b>	<b>116</b>
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>119</b>
	<b>APÊNDICES . . . . .</b>	<b>123</b>
	<b>APÊNDICE A – PROJETO MECÂNICO DO CALORÍMETRO DUPLA CAIXA . . . . .</b>	<b>124</b>

# 1 INTRODUÇÃO

Os Sistemas de Energia Ininterrupta, indicados na literatura pela sigla em inglês UPSs (*Uninterruptible Power Supplies*), são sistemas que garantem a alimentação de energia elétrica com altos índices de disponibilidade, confiabilidade e qualidade. Estes equipamentos são geralmente adotados em aplicações de missão crítica, em que distúrbios no suprimento de energia podem acarretar perdas financeiras e/ou humanas, como bancos, *datacenters*, hospitais, sistemas de tecnologia da informação (TI), controladores de processos industriais, entre outros (COTA, 2016). Em sistemas críticos, as UPSs estáticas do tipo dupla conversão são as mais comuns, uma vez que esse tipo de UPS alimenta a carga continuamente, em estado normal de operação, evitando interrupções no fornecimento e distúrbios na tensão de alimentação (COTA, 2016).

A topologia clássica de UPSs monofásicas de dupla conversão integra dois transformadores de baixa frequência, na entrada e na saída (PARK et al., 2008), e as baterias são conectadas ao barramento c.c.. Nessa topologia, o transformador de entrada ajusta a tensão na entrada do conversor para que não seja necessário associar várias baterias em série para compor a tensão do barramento c.c. (PARK et al., 2008). O transformador de saída eleva a tensão de saída do inversor para o nível de tensão demandado pela carga. O estágio retificador provê a correção do fator de potência na entrada, o controle da tensão do barramento c.c. e a rejeição às perturbações na rede e de carga. Já o estágio inversor de saída garante a regulação e a qualidade da tensão de saída, em operação normal ou no “estado de energia armazenada”. Nesse estado de operação, que ocorre em caso de interrupção no fornecimento da rede elétrica, a carga passa a ser suprida, em um tempo definido, pelo banco de baterias.

Na literatura, diversas topologias de UPS monofásicas foram propostas em alternativa à configuração clássica, como solução para o aumento de rendimento e de densidade de potência e para redução do custo. Dentre essas alternativas, as variações de UPS sem transformadores (*transformerless*) se mostram mais viáveis por dispensarem a necessidade de transformadores de baixa frequência, que representam uma fração significativa da massa e do volume total da UPS convencional. Como resultado, o volume e a massa de UPSs sem transformador podem ser até 40 % e 25 % menores, respectivamente, em comparação com UPSs convencionais (EATON, 2013).

A UPS de três braços, ilustrada na Figura 1.1, é reportada como alternativa para o projeto de UPSs de baixa e média potência sem transformador com elevado rendimento e densidade de potência (HIRAO et al., 1998; UEMATSU et al., 1998; OLIVEIRA, 2003; CHOI et al., 2005; KIM; KWON; KWON, 2013). As vantagens dos conversores c.a./c.a. de três braços, em comparação com topologias monofásicas de ponte completa e meia-ponte, já foram extensivamente discutidas na literatura (JACOBINA; OLIVEIRA; ROBERTO, 2006; FREITAS

et al., 2010). Nesses conversores, um dos braços é compartilhado pelos estágios retificador e inversor. Como resultado, as perdas totais no conversor, bem como o custo de implementação e do sistema de refrigeração, são reduzidos em comparação com topologias monofásicas clássicas (CHOI et al., 2005).

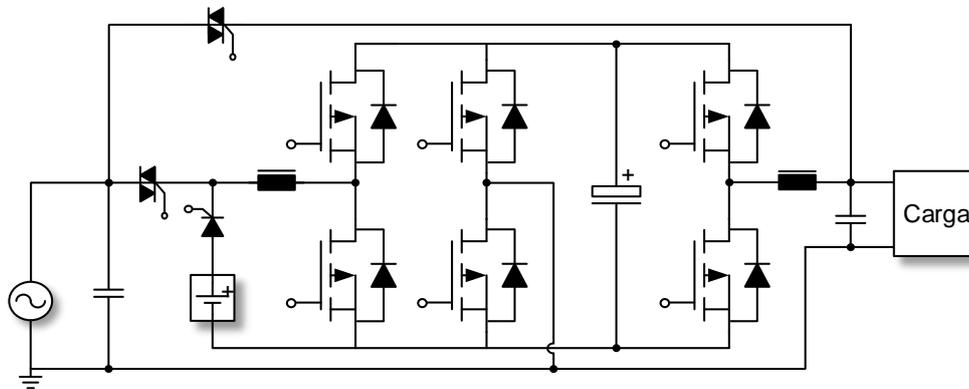


Figura 1.1 – Circuito elétrico da UPS de três braços, avaliada neste trabalho.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

De modo geral, em uma UPS de três braços sem transformador, o banco de baterias é conectado ao barramento c.c. diretamente ou via conversor c.c./c.c. adicional, para que não seja necessário associar várias baterias em série para compor a tensão desse barramento. O carregamento das baterias cabe a esse conversor, no caso em que se emprega um conversor c.c./c.c. bidirecional (PARK et al., 2008) ou a um circuito dedicado.

Em geral, as UPSs são comuns em aplicações que demandam altos níveis de disponibilidade e qualidade no suprimento de energia elétrica, tais como *datacenters*, sistemas de telecomunicações e de tecnologia da informação. Para essas aplicações, em franca expansão nos últimos anos, o uso de UPSs com maior rendimento promove a redução dos custos e do consumo de energia dos sistemas de refrigeração externos. De fato, o *Lawrence Berkeley National Lab* (LBNL), laboratório financiado pelo Departamento de Energia dos EUA, passou a considerar o aumento de rendimento das UPSs de *datacenters* como uma das ações para redução do consumo de energia no país (TON; FORTENBURY, 2005).

Recentemente, novas tecnologias de dispositivos semicondutores permitiram o desenvolvimento de conversores com desempenho sem precedentes, com elevado rendimento e densidade de potência. Nesses conversores, as chaves exibem tempos de subida e descida reduzidos, o que permite a operação em altas frequências de chaveamento e, assim, a compactação dos elementos magnéticos (indutores e transformadores). A caracterização desses conversores quanto ao rendimento é parte mandatória do projeto, tanto para os estudos de desempenho de várias topologias, quanto para o dimensionamento do sistema de refrigeração (COTA, 2016). Nesse contexto, a medição elétrica e direta das perdas a partir da leitura das potências de entrada e de saída se torna complexa, já que os equipamentos de medição devem atender a requisitos mínimos

de exatidão, largura de banda e resolução. Além disso, a medição fica invariavelmente sujeita a erros de fase e a erros que decorrem de ruídos eletromagnéticos.

Assim, a medição calorimétrica reemergiu como alternativa para medição de perdas nesses conversores de alto rendimento (COTA, 2016). Em princípio, a exatidão do calorímetro independe do rendimento do conversor, do perfil das formas de onda do equipamento em teste (distorção harmônica, ângulo de fase, frequência máxima, tempos de subida e descida, etc.), do método de modulação ou frequência de chaveamento, como sustentam Cao et al. (2010), Christen et al. (2010), Kosonen et al. (2013). Essa característica é usualmente apontada como principal vantagem da medição calorimétrica, em comparação com os métodos elétricos.

Neste contexto, este trabalho objetiva avaliar o desempenho da topologia três braços, no tocante ao rendimento e densidade de potência mássica e volumétrica. Além disso, duas variações de calorímetro foram construídas para avaliar a efetividade desse método para a medição de perdas em conversores. A primeira variação, do tipo caixa simples, foi montada para antever as dificuldades construtivas do segundo protótipo, do tipo dupla caixa, que leva a medições mais exatas de perdas. Ademais, é analisada uma nova proposta de conexão do banco de baterias na UPS de três braços, que dispensa a necessidade de um conversor c.c./c.c. adicional para conexão da bateria em caso de interrupção no fornecimento da rede elétrica (modo de energia armazenada). Nessa nova alternativa de conexão, o banco de baterias é conectado diretamente à entrada do conversor, via chave estática. O retificador de entrada é suficiente para prover o ganho de tensão necessário para compatibilizar a tensão do barramento c.c. com a tensão do arranjo de baterias. O carregamento da bateria em regime normal de operação cabe a um conversor dedicado de baixa potência, com chaves semicondutoras de baixa corrente.

A metodologia adotada neste trabalho se baseia na comparação de projetos de UPSs de três braços com dispositivos semicondutores de vários materiais (silício, carbeto de silício e nitreto de gálio), tecnologias (IGBTs, MOSFETs e arranjo *cascode* com MOSFET de silício e HFET de GaN), encapsulamentos (TO-247-3, TO-247-4, SMT *top* e HSOF-8). Além disso, são propostas simulações da UPS completa em MATLAB/Simulink, para fins de validação das estratégias adotadas para controle, modulação, sincronismo e comutação entre os estados normal e de energia armazenada, bem como da proposta de conexão do banco de baterias sugerida neste trabalho.

O texto desta dissertação foi organizado em seis capítulos. O Capítulo 2 apresenta uma breve revisão bibliográfica sobre as topologias de UPSs monofásicas mais usuais, sobre as fontes de perdas consideradas neste trabalho e sobre os métodos de medição elétrica e calorimétrica. No Capítulo 3, descrevem-se os modos de operação da UPS de três braços; as estratégias de modulação; a metodologia de dimensionamento dos filtros, do barramento c.c. e do sistema de refrigeração e as suposições adotadas nas análises de rendimento e densidade de potência conduzidas nesta dissertação. O Capítulo 4 detalha os protótipos de calorímetro desenvolvidos. No Capítulo 5, são apresentados os resultados teóricos da pesquisa e os resultados experimentais

preliminares do protótipo de calorímetro. Por fim, o Capítulo 6 contém as conclusões e as propostas de continuidade deste trabalho.

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Esse capítulo trata dos conceitos básicos que embasam este trabalho. Inicialmente, apresenta-se o estado da arte das UPSs monofásicas e as vantagens da UPS de três braços, em comparação com outras topologias típicas. As principais parcelas de perdas em UPSs são definidas, bem como o procedimento de cálculo de cada uma dessas parcelas. Os princípios da medição elétrica e calorimétrica são, por fim, brevemente descritos.

### 2.1 UPSs monofásicas: estado da arte

Diversas topologias de conversores estáticos aplicadas a UPSs monofásicas já foram descritas na literatura para potências na faixa de  $1,0 \text{ kVA}$  até  $5,0 \text{ kVA}$ . Esta seção apresenta algumas dessas topologias e descreve brevemente a opção adotada neste trabalho, com três braços de chaves. Como será discutido a seguir, o alto desempenho, o menor volume e o baixo custo se figuram como vantagens dessa variação de três braços (HIRAO et al., 1998) e justificam a adoção dessa topologia nesta pesquisa.

As Figuras 2.1a e 2.1b mostram conversores c.a./c.a com estágios retificador e inversor nas topologias *half-bridge* e *full-bridge*, respectivamente. Essas topologias e suas variações são bastante consolidadas em aplicações de UPSs monofásicas. Uma comparação feita por Hirao et al. (1998) mostra que o *full-bridge* exibe maiores custos e maior volume, em virtude do uso de mais chaves semicondutoras do que no circuito *half-bridge* e do uso de transformadores para viabilizar a conexão da chave de *bypass*. As perdas no circuito *half-bridge*, entretanto, tendem a ser maiores, já que a tensão de bloqueio das chaves e a corrente nos dispositivos equivalem ao dobro das observadas no *full-bridge*.

Sendo assim, a topologia típica de UPSs monofásicas isoladas, indicada na Figura 2.2, se baseia em conversores *full-bridge* nos estágios retificador e inversor, associados a transformadores de baixa frequência (PARK et al., 2008). Nessa topologia, o transformador de entrada ajusta a tensão na entrada do conversor para que não seja necessário associar várias baterias em série para compor a tensão do barramento c.c. (PARK et al., 2008). O transformador de saída, por sua vez, eleva a tensão de saída do inversor para o nível de tensão demandado pela carga. O estágio retificador provê a correção do fator de potência na entrada, o controle da tensão do barramento c.c. e a rejeição às perturbações na rede e de carga. Já o estágio inversor de saída garante a regulação e a qualidade da tensão de saída.

Ademais, os transformadores no circuito da Figura 2.2 viabilizam a conexão da chave de *bypass* e garantem isolamento galvânico, segurança ao equipamento e ao usuário (PARK et al., 2008). Todavia, a necessidade do uso de transformadores, como já mencionado, impõe restrições

à compactação da UPS e à redução da massa total.

Nesse contexto, a topologia de UPS de três braços da Figura 2.3 emerge como uma alternativa que dispensa o uso de transformadores, e, adicionalmente, reduz o número de chaves semicondutoras em comparação com o circuito da Figura 2.2. Em geral, a UPS de três braços apresenta alto rendimento, baixo custo e menor volume em comparação com UPSs baseadas em circuitos *half-bridge* ou *full-bridge* (HIRAO et al., 1998; PARK et al., 2008).

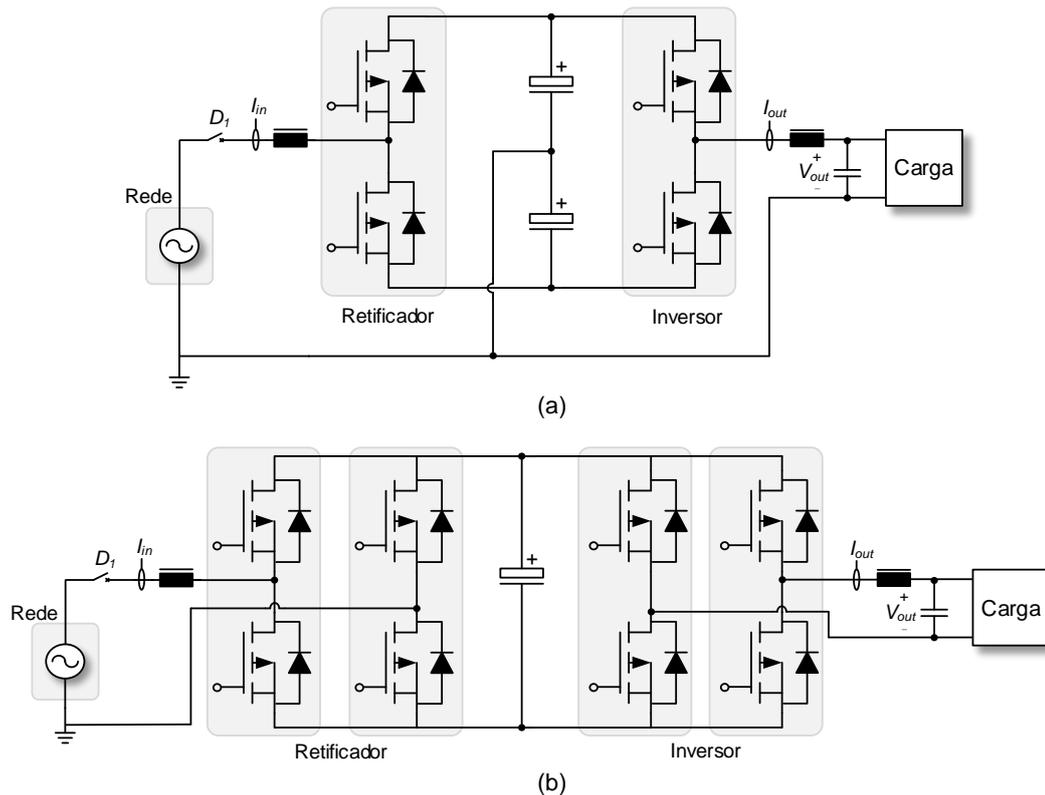


Figura 2.1 – Topologias típicas de conversores c.a./c.a. monofásicos em arranjo:(a) *half-bridge* e (b) *full-bridge*.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

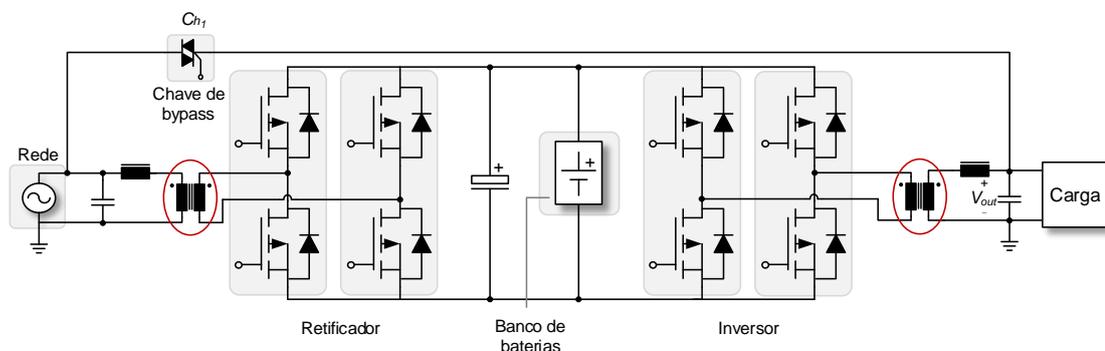


Figura 2.2 – Topologia *full-bridge* em uma UPS isolada por transformadores de baixa frequência.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

Além disso, segundo Choi et al. (2005), os conversores monofásicos de três braços levam

a uma redução nas perdas totais nos semicondutores quando o braço comum (ou central) comuta de forma compartilhada com os braços retificador e inversor (*i.e.*, ora o braço central participa do estágio retificador, ora do inversor). Os resultados experimentais do protótipo proposto por [Choi et al. \(2005\)](#) demonstram que essa topologia ainda garante uma boa regulação na tensão de saída e é efetiva na correção do fator de potência (*Power Factor Correction*) na entrada do conversor.

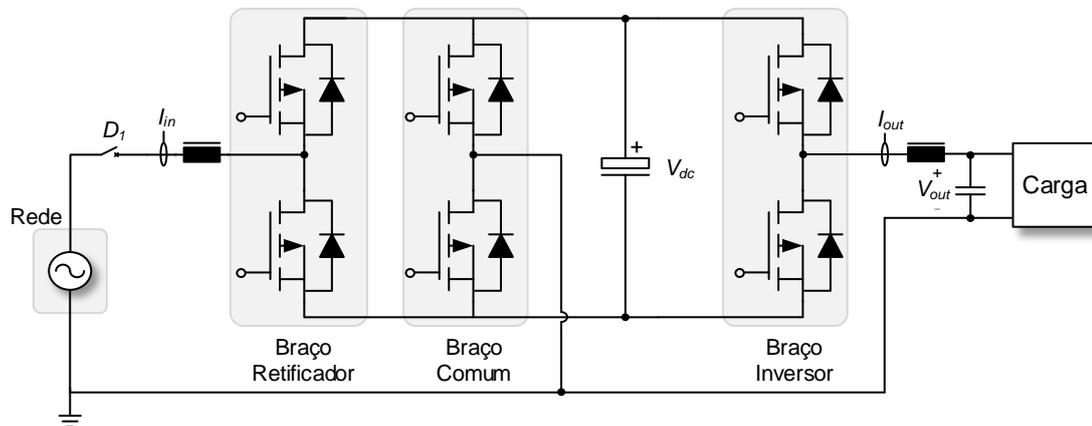


Figura 2.3 – Topologia de três braços sem transformador de baixa frequência aplicada a UPSs.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

[Freitas et al. \(2010\)](#) propõem uma UPS baseada na topologia de três braços com conversores de três níveis, como solução para aumento do rendimento e redução do volume e da massa dos filtros de entrada e saída dos conversores. [Rocha et al. \(2012\)](#) também sugerem o uso de conversores c.a./c.a. do tipo três braços para UPSs, conectados em paralelo e entrelaçados (*interleaved*).

[Chang, Chang e Chiang \(2006\)](#) adota os conversores de três braços para conectar módulos fotovoltaicos à rede elétrica. Na proposta apresentada pelos autores, os painéis fotovoltaicos são conectados diretamente ao barramento c.c., arranjados em série para atingir a tensão necessária para suprir a carga.

Apesar das vantagens da UPS de três braços indicada na Figura 2.3, topologias com transformadores permitem a redução da tensão no barramento c.c., se relações de transformação de tensão adequadas forem adotadas. Essa redução na tensão do barramento c.c. se torna uma vantagem para o projeto do banco de baterias, normalmente conectado a esse barramento, por resultar em um menor número de baterias em série.

De fato, as características que o banco de baterias deve apresentar para se integrar ao circuito também devem ser adotadas como critério de seleção das topologias de UPS e/ou para dimensionamento do barramento c.c.. O volume e a massa das baterias em um conversor pode tornar a construção da UPS inviável ([CHOI et al., 2005](#); [HIRAO et al., 1998](#)).

Assim, na topologia de três braços sem transformador um conversor adicional se torna necessário para favorecer o projeto do banco de baterias. Esse conversor deve compatibili-

zar os valores de tensão do banco e do barramento c.c., para permitir o carregamento e o descarregamento das baterias durante os estados operativos normal e de energia armazenada, respectivamente (PARK et al., 2008). Park et al. (2008) sugere, para tanto, a adição de um quarto braço com a função de carregar/descarregar o banco de baterias, como ilustrado na Figura 2.4.

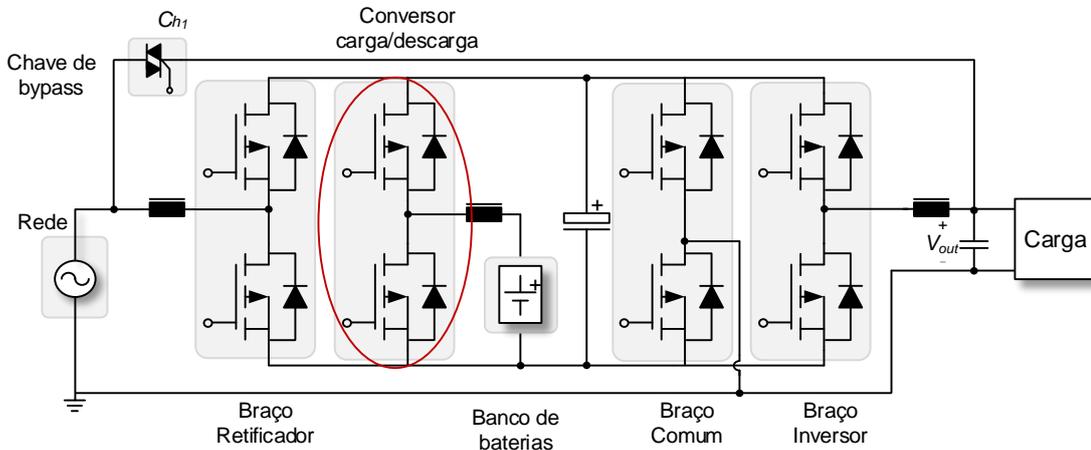


Figura 2.4 – Topologia de três braços com carregador de baterias adicionado na UPS.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

Ji, Ku e Lim (2015) apresentam uma variação alternativa de UPS que adota um conversor *flyback* para carregamento do banco de baterias e um circuito *push-pull* para o descarregamento. Apesar de a UPS apresentada utilizar apenas três IGBTs e quatro diodos, permitindo um rendimento global de 95 %, essa solução apresenta a desvantagem de depender de dois circuitos diferentes para conexão do banco de baterias.

Pinto e Sepúlveda (2012) propõem a UPS representada na Figura 2.5, baseada na topologia de três braços e com o banco de baterias conectado à entrada da UPS. A UPS sugerida pelos autores é do tipo *offline* e entra em operação apenas quando a rede elétrica está indisponível. Durante a maior parte do tempo, a conexão entre a rede elétrica e a carga ocorre via chave de *bypass*. Apesar do elevado rendimento dessa variação, UPSs do tipo *offline* não mitigam os distúrbios da rede elétrica (*e.g.*, harmônicos, afundamentos, etc.). Além disso, a distorção causada por exemplo por uma carga não-linear é transferida à rede.

Finalmente, Oliveira (2003) apresenta uma UPS em topologia três braços, baseada nas modulações síncrona e assíncrona avaliadas neste trabalho. Esta pesquisa combina a solução de UPS sugerida por Oliveira (2003) com a estratégia de conexão do banco de baterias indicada por Pinto e Sepúlveda (2012). Assim, o banco de baterias é conectado na entrada do conversor, como ilustrado na Figura 2.6. Cabe ressaltar que a UPS proposta é do tipo dupla conversão, que se mantém continuamente em série com a carga crítica. O braço retificador, durante o estado em que o banco de baterias fornece potência à carga, atua como um conversor c.c./c.c. do tipo *boost*. Isso elimina a necessidade de se adicionar um conversor para o descarregamento da bateria, reduzindo o volume e custo da UPS monofásica.

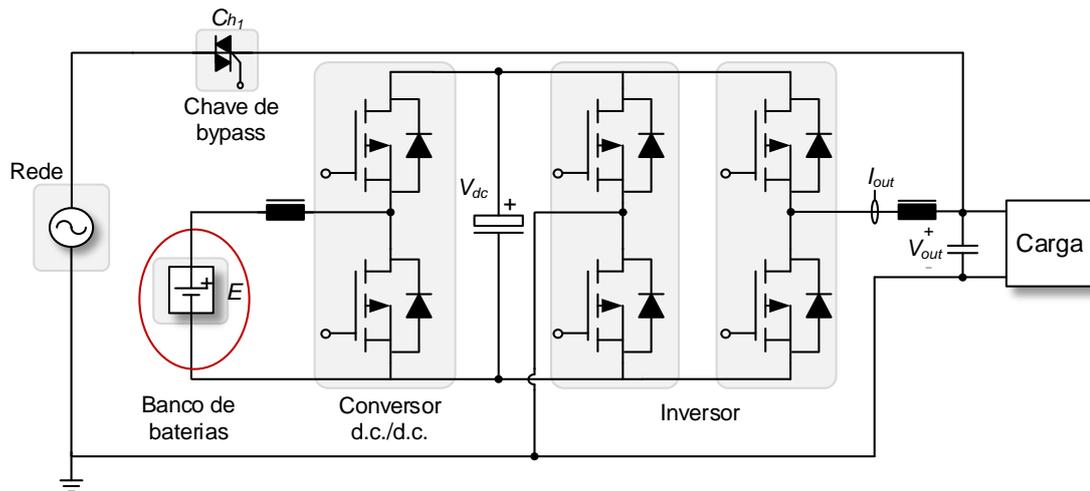


Figura 2.5 – Topologia três braços aplicada ao tipo *offline* de UPS monofásica.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

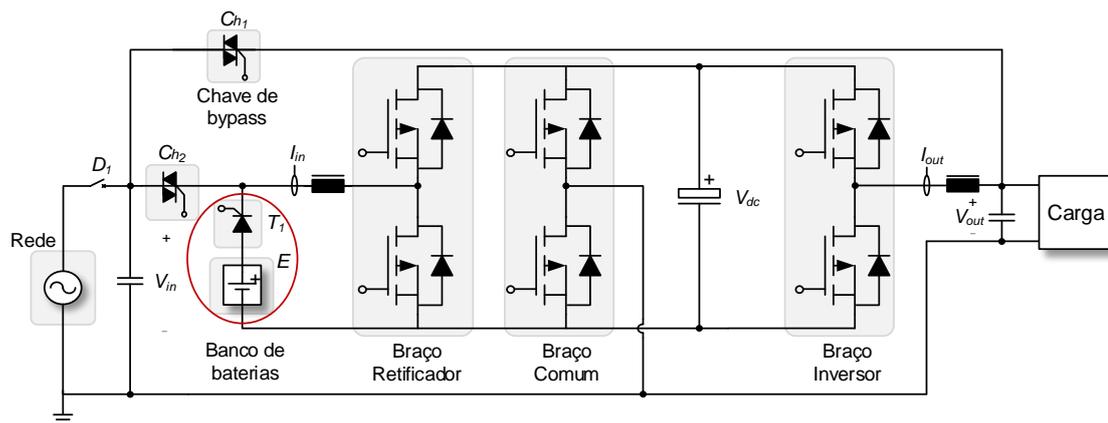


Figura 2.6 – Topologia três braços proposta neste trabalho para aplicação em UPSs monofásicas de dupla conversão.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

Assume-se, portanto, que a UPS da Figura 2.6 possa regular a tensão de saída, manter um fator de potência unitário no ponto de conexão com a rede elétrica e atenuar os distúrbios na rede elétrica, permitindo ainda elevados níveis de rendimento e densidades de potência volumétrica e mássica.

## 2.2 Perdas em conversores

Em geral, as perdas nos conversores devem ser estimadas, na fase de projeto, não só para orientar o dimensionamento do sistema de refrigeração e dos dispositivos semicondutores, como também para avaliar o desempenho desses componentes e das topologias em estudo.

As parcelas de perdas avaliadas neste trabalho, que supostamente se tornam mais restritivas ao aumento do rendimento dos conversores, são discriminadas a seguir. As origens dessas perdas são também discutidas brevemente.

(i) *Perdas nos semicondutores*

Em geral, as chaves semicondutoras reais apresentam, como características inerentes (RASHID, 2011):

- limite máximo de capacidade de corrente, quando a chave assume o estado ligado e limite máximo de tensão de bloqueio, quando a chave está desligada;
- limite máximo de frequência de comutação, associada aos tempos finitos de *turn-on* e *turn-off*;
- resistência de estado ligado e desligado finitas: tensão direta e corrente reversa de fuga não-nulas;
- dissipação de potência não-nula no estado ligado e desligado (“perdas de condução”) e perdas durante as transições de estado não-nulas (“perdas de chaveamento”), em consequência do item anterior.

A Figura 2.7 ilustra o perfil de corrente e de tensão em um dispositivo semicondutor real e a origem das perdas de condução e de chaveamento (RASHID, 2011).

Em geral, o fabricante do dispositivo semicondutor apresenta, em catálogo, as curvas de  $i_{sw}$  em função de  $v_{sw}$ . No caso de dispositivos do tipo MOSFET ou IGBT, essas curvas são informadas para tensões de *gate*  $V_g$  típicas e para as temperaturas de junção  $T_j$  iguais a  $25^\circ C$  ou  $150^\circ C$ . Neste trabalho, as chaves semicondutoras são representadas em simulação por elementos ideais, com correntes  $i_{sw}$  monitoradas. A tensão  $v_{sw}$  é derivada para cada valor de  $i_{sw}$ , diretamente da curva  $i_{sw} \times v_{sw}$ , como em Cota (2016). Sendo assim, aproximando o operador integral pelo de soma finita, as perdas de condução em transistores  $P_{cond(Q)}$  e diodos  $P_{cond(D)}$  podem ser estimadas pela média do produto entre  $i_{sw}$  e  $v_{sw}$  ao longo de um período  $T$  da tensão fundamental, com base nas equações 2.1 e 2.2 (COTA, 2016). Nessas equações, os sobrescritos “q” e “d” identificam as correntes e tensões dos transistores e dos diodos, respectivamente;  $k$  se refere à  $k$ -ésima amostra dos sinais e  $T_s$ , ao passo de simulação.

$$P_{cond(Q)} \approx \frac{1}{T} \sum_{k=0}^{\lceil T/T_{sw} \rceil} v_q(i_q[k], T_j, V_g) \cdot i_q[k] \cdot T_s, \quad (2.1)$$

$$P_{cond(D)} \approx \frac{1}{T} \sum_{k=0}^{\lceil T/T_{sw} \rceil} v_d(i_d[k], T_j) \cdot i_d[k] \cdot T_s. \quad (2.2)$$

Os fabricantes também fornecem as curvas com as energias dissipadas nos processos de *turn-on* e *turn-off* dos transistores –  $E_{on}$  e  $E_{off}$  – e de recuperação reversa dos

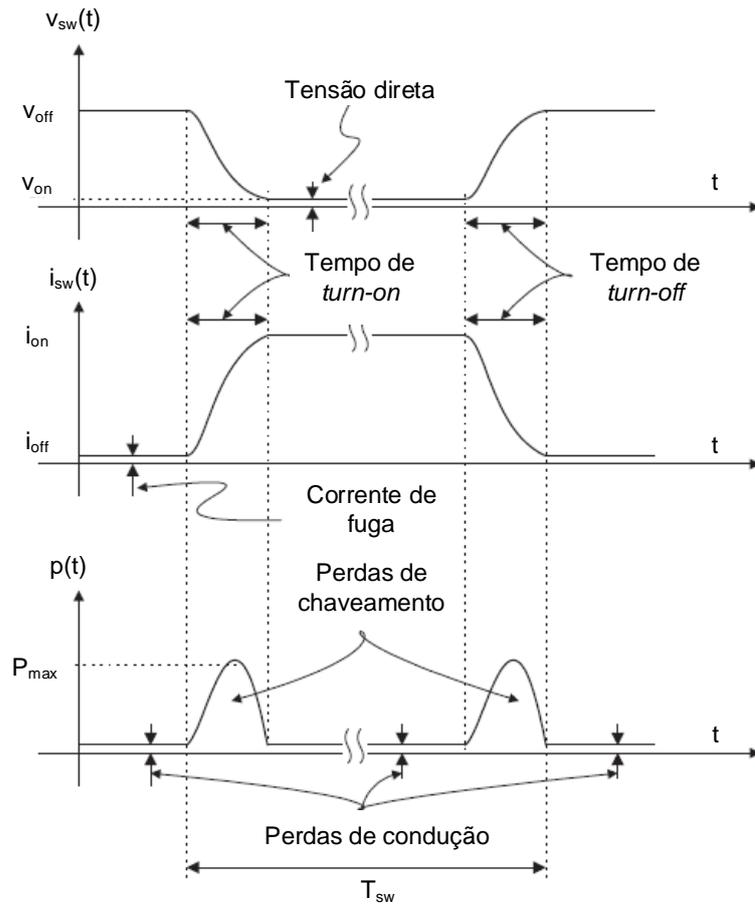


Figura 2.7 – Perdas de condução e de chaveamento em um dispositivo semiconductor.

Fonte: Adaptado de Rashid (2011).

diodos  $E_{rr}$  em função das correntes comutadas por esses dispositivos. Essas energias são normalmente indicadas para um resistor de *gate* específico  $R_{g(ref)}$ , para uma temperatura  $T_j$  igual à máxima (e.g.,  $150^\circ C$ ) e para uma dada tensão de bloqueio  $V_{DC(ref)}$ .

Novamente, como os dispositivos são modelados por chaves ideais com correntes monitoradas, é possível identificar as transições de estado da chave a partir de mudanças abruptas nas correntes. Assim como sugerido por Cota (2016), a cada alteração de estado da chave, as energias correspondentes ( $E_{on}$ ,  $E_{off}$  ou  $E_{rr}$ ) são incrementadas em um somatório que se acumula por um período completo  $T$  da tensão fundamental. A partir desse somatório de energias, as potências dissipadas no processo de *turn-on* e *turn-off* nos transistores ( $P_{on(Q)}$  e  $P_{off(Q)}$ ) e de recuperação reversa nos diodos ( $P_{rr}$ ) podem ser estimadas com base nas Equações 2.3 a 2.5. Nessas equações, os fatores de correção  $k_{Vdc}$  e  $k_{Rg}$  são indicados nas Equações 2.6 e 2.7.

$$P_{on(Q)} = k_{Vdc} \cdot k_{Rg} \cdot \frac{1}{T} \cdot \sum_{k=0}^{\lceil T/T_s \rceil} E_{on}(V_{DC(ref)}, R_{g(ref)}, i_q[k], T_j), \quad (2.3)$$

$$P_{off(Q)} = k_{Vdc} \cdot k_{Rg} \cdot \frac{1}{T} \cdot \sum_{k=0}^{\lceil T/T_s \rceil} E_{off}(V_{DC(ref)}, R_{g(ref)}, i_q[k-1], T_j), \quad (2.4)$$

$$P_{rr} = k_{Vdc} \cdot k_{Rg} \cdot \frac{1}{T} \cdot \sum_{k=0}^{\lceil T/T_s \rceil} E_{rr}(V_{DC(ref)}, R_{g(ref)}, i_d[k-1], T_j). \quad (2.5)$$

$$k_{Vdc} = \left( \frac{V_{DC}}{V_{DC(ref)}} \right), \quad (2.6)$$

$$k_{Rg} = \frac{E(V_{DC(ref)}, R_g, i_{sw(ref)}, T_j)}{E(V_{DC(ref)}, R_{g(ref)}, i_{sw(ref)}, T_j)}, \quad (2.7)$$

As ferramentas computacionais propostas por [Cota \(2016\)](#) são adotadas neste trabalho para estimar as perdas nos semicondutores a partir das formas de onda instantâneas de corrente nas chaves  $i_{sw}$ , medidas em simulações temporais.

(ii) *Perdas nos indutores de filtro*

As perdas nos indutores resultam da soma das contribuições do enrolamento e do núcleo (perdas por histerese, por efeito Foucault e residuais). Enquanto em baixas frequências as perdas no enrolamento são dominantes, em altas frequências, a potência dissipada no núcleo pode até superar essas perdas.

A dissipação de potência nos enrolamentos ocorre porque a resistência total é não-nula e variável com a frequência, em função dos efeitos pelicular e proximidade. Esses efeitos definem a distribuição das correntes ao longo da seção reta dos condutores e assim, a resistência efetiva do enrolamento ([COTA, 2016](#)). As perdas no cobre, portanto, correspondem à soma das parcelas c.c. e c.a.:

$$P_{Cu} = \frac{1}{2} R_{dc} \cdot i_{dc}^2 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} R_{ac(n)} \cdot i_{ac(n)}^2 \quad (2.8)$$

em que  $R_{dc}$  e  $R_{ac}$  consistem as resistências para correntes c.c. e c.a. e  $i_{dc}$  e  $i_{ac(n)}$  são as amplitudes das correntes c.c. e c.a. para o harmônico  $n$ , respectivamente. [Kondrath e Kazimierczuk \(2010\)](#) apresentam as equações para estimar as perdas nos enrolamentos atribuídas aos efeitos pelicular e de proximidade. Neste trabalho, como em ([COTA, 2016](#)), apenas a resistência  $R_{dc}$  é considerada e a bitola do enrolamento é dimensionada para o dobro da profundidade de penetração  $\delta$  na frequência de chaveamento  $f_{sw}$ , definida como:

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f_{sw}}}. \quad (2.9)$$

em que  $\rho$  e  $\mu$  representam a densidade e a permeabilidade do material condutor ([POPOVIC; POPOVIC, 2012](#)). Desse modo, o efeito pelicular pode ser reduzido pelo menos para os harmônicos no entorno de  $f_{sw}$ .

Para estimar as perdas no núcleo, [Venkatachalam et al. \(2002\)](#) propõem o método iGSE (*improved Generalized Steinmetz Equation*), que processa a “trajetória” no tempo

da forma de onda de fluxo magnético, considerando os *loops* menores e maiores de histerese. Por meio do método iGSE, as perdas médias por volume no núcleo  $\overline{P_v(t)}$  podem ser avaliadas mesmo com excitação em correntes não-senoidais, a partir das equações (VENKATACHALAM et al., 2002):

$$\overline{P_v(t)} = \frac{1}{T} \int_0^T k_i \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha (\Delta B)^{\beta-\alpha} dt, \quad (2.10)$$

$$k_i = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos \theta|^\alpha 2^{\beta-\alpha} d\theta}, \quad (2.11)$$

em que  $B$  corresponde à densidade de fluxo magnético,  $\Delta B$  à excursão pico a pico de  $B$  e  $k$ ,  $\alpha$  e  $\beta$  são os coeficientes da equação de Steinmetz tradicional, informados pelo fabricante do núcleo. A equação de Steinmetz tradicional, válida para fluxos magnéticos senoidais, pode ser formulada como:

$$\overline{P_v(t)} = k f^\alpha \hat{B}^\beta, \quad (2.12)$$

em que  $\hat{B}$  é a amplitude da densidade de fluxo e  $f$ , a frequência de excitação.

A ferramenta para implementação computacional da formulação iGSE é discutida em Venkatachalam et al. (2002) e disponibilizada para *download* por Sullivan, Venkatachalam e Czogalla (2016). Essa ferramenta foi adotada, neste trabalho, para estimar as perdas no núcleo dos indutores de filtro.

### (iii) Perdas nos capacitores de filtro

Em geral, qualquer capacitor com uma tensão c.a. aplicada pode ser modelado por um circuito equivalente com uma capacitância  $C$ , uma indutância série  $L_s$  e uma resistência série *esr* (*equivalent series resistance*). As perdas nos capacitores, portanto, são associadas às perdas joulicas no resistor parasita equivalente, inerente a esses componentes. Normalmente, a resistência *esr* é informada no catálogo dos capacitores e leva a uma redução de  $\theta$  no ângulo de defasagem entre tensão e corrente no capacitor (idealmente igual a  $90^\circ$ ). Em termos de  $\theta$ , da frequência  $f$  e da capacitância  $C$ , o valor de *esr* pode ser definido como (EPCOS, 2018):

$$esr = \frac{tg(\theta)}{2\pi f C} \quad (2.13)$$

Para capacitores de filme plástico, o valor de  $tg(\theta)$  é, de modo geral, muito menor do que 0,1 (EPCOS, 2018). A variação de *esr* com a frequência  $f$  se deve não só à variação da reatância capacitiva, como expressa a Equação 2.13, mas também ao fato de o valor de  $tg(\theta)$  se alterar com a frequência  $f$  (EPCOS, 2018). Segundo EPCOS (2018), a resposta em frequência de *esr* é definida:

- em muito baixas frequências: pela resistência de fuga;

- em baixas frequências: pela resistência do próprio dielétrico, que varia inversamente com a frequência  $f$ ;
- em médias a altas frequências: pela resistência dos condutores, aproximadamente constante com o valor de  $f$ ;
- em frequências muito altas ( $> 10 \text{ MHz}$ ): pelo efeito pelicular, que leva ao aumento do valor de  $esr$  segundo o fator  $\sqrt{f}$ .

Para simplificação, assume-se que o valor de  $esr$  é constante para a faixa de frequências avaliada e equivale ao valor informado no catálogo para a frequência de  $10 \text{ kHz}$ , a  $70^\circ\text{C}$ . A partir do valor da resistência  $esr$  e da corrente eficaz  $I_{rms(total)}$  que flui por esses elementos (obtida, por exemplo, via simulações), calcula-se a potência dissipada em cada capacitor como:

$$P_{cap} = esr \cdot I_{rms(total)}^2 \quad (2.14)$$

Cabe ressaltar que o valor de  $I_{rms(total)}$  corresponde ao valor eficaz total (*true RMS*), resultante da combinação dos harmônicos mais relevantes.

(iv) *Perdas nos capacitores do barramento c.c.*

O barramento c.c. integra capacitores de alta frequência  $C_{HF}$ , do tipo filme plástico e de baixa frequência  $C_{LF}$ , eletrolíticos. As correntes eficazes em  $C_{HF}$  e  $C_{LF}$  são avaliadas diretamente via simulações. Com base nessas correntes e na resistência série equivalente dos capacitores de baixa frequência e de alta frequência ( $esr_{LF}$  e  $esr_{HF}$ ), as perdas nesses capacitores –  $P_{bus(LF)}$  e  $P_{bus(HF)}$  – podem ser estimadas como no item (iii):

$$P_{bus(LF)} = esr_{LF} \cdot i_{LF(rms)}^2, \quad (2.15)$$

$$P_{bus(HF)} = esr_{HF} \cdot i_{HF(rms)}^2. \quad (2.16)$$

Assim, as perdas totais no barramento c.c.  $P_{bus}$  valem:

$$P_{bus} = P_{bus(LF)} + P_{bus(HF)}. \quad (2.17)$$

Novamente, as correntes  $i_{LF(rms)}$  e  $i_{HF(rms)}$  correspondem às correntes eficazes totais, considerando os harmônicos mais significativos.

## 2.3 Métodos de medição de perdas

Nos últimos anos, novas tecnologias de dispositivos semicondutores permitiram o desenvolvimento de conversores com desempenho sem precedentes, com elevado rendimento e densidade de potência. Nesses conversores, as chaves exibem tempos de subida e descida reduzidos, o que permite a operação em altas frequências de chaveamento e, assim, a compactação dos elementos magnéticos (indutores e transformadores). A caracterização desses conversores

quanto ao rendimento é parte mandatória do projeto, tanto para os estudos de desempenho de várias topologias, quanto para o dimensionamento do sistema de refrigeração (COTA, 2016). Nesse contexto, a medição elétrica e direta das perdas a partir da leitura das potências de entrada e de saída se torna complexa, já que os equipamentos de medição devem atender a requisitos mínimos de exatidão, largura de banda e resolução. Além disso, a medição fica invariavelmente sujeita a erros de fase e a erros que decorrem de ruídos eletromagnéticos.

Assim, a medição calorimétrica reemergiu como alternativa para medição de perdas nesses conversores de alto rendimento (COTA, 2016). Em princípio, a exatidão do calorímetro independe do rendimento do conversor, do perfil das formas de onda do equipamento em teste (distorção harmônica, ângulo de fase, frequência máxima, tempos de subida e descida, etc.), do método de modulação ou frequência de chaveamento, como sustentam Cao et al. (2010), Christen et al. (2010), Kosonen et al. (2013). Essa característica é usualmente apontada como principal vantagem da medição calorimétrica, em comparação com os métodos elétricos.

Os princípios da medição elétrica e calorimétrica são descritos brevemente nas seções 2.3.1 e 2.3.2.

### 2.3.1 Medição elétrica

Para medição elétrica das perdas em conversores, as potências de entrada ( $P_{in}$ ) e de saída ( $P_{out}$ ) são medidas via wattímetros. As perdas no conversor em teste  $P_{loss}$ , portanto, resultam da subtração entre  $P_{in}$  e  $P_{out}$  e o rendimento  $\eta$  do conversor pode ser calculado a partir da razão entre as leituras:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (2.18)$$

Todavia, as incertezas associadas à medição de  $P_{loss}$  se elevam substancialmente com o aumento do rendimento do conversor em teste, segundo a equação (FOREST et al., 2006):

$$\frac{\Delta P_{loss}}{P_{loss}} = \left[ \frac{1}{1 - \eta} \right] \frac{\Delta P_{in}}{P_{in}} + \left[ \frac{\eta}{1 - \eta} \right] \frac{\Delta P_{out}}{P_{out}} \quad (2.19)$$

em que  $\Delta P_{loss}/P_{loss}$ ,  $\Delta P_{in}/P_{in}$  e  $\Delta P_{out}/P_{out}$  representam as incertezas na medição de perdas e da potência de entrada e de saída, respectivamente. Assim, se um equipamento apresenta rendimento  $\eta$  de 98%, a incerteza da medição de  $P_{loss}$  é 99 vezes maior do que a incerteza inerente à medição das potências  $P_{in}$  e  $P_{out}$ . Desse modo, para que as perdas sejam medidas nesse conversor com incerteza menor do que 5%, wattímetros com erros de até 0,05% devem ser adotados. Todavia, o custo de equipamentos com essa classe de exatidão pode ser proibitivamente alto. Ainda assim, esses equipamentos podem não ser apropriados para medições de perdas em seções do conversor (e.g., nos filtros), em virtude de limitações de largura de banda, de resolução, de amostragem e aos erros de fase entre entrada e saída. Além disso, as medições em conversores de alta corrente devem ser normalmente conduzidas com sensores externos de corrente, que representam fontes de incerteza e custos adicionais. As restrições quanto à exatidão da medição

de perdas via wattímetro são discutidas em detalhe por Cota (2016) e, para simplificação deste texto, não serão repetidas aqui.

Outras estratégias para medição elétrica de perdas se baseiam em testes isolados no dispositivo semicondutor, *e.g.*, com o uso de osciloscópios. Apenas as perdas atribuídas aos elementos semicondutores, entretanto, são determinadas. Nesses ensaios, a tensão e a corrente no dispositivo são medidas para estimar as perdas de chaveamento (via teste do duplo pulso, em que se avalia apenas o intervalo de chaveamento) e/ou as perdas totais.

Contudo, várias são as restrições desses ensaios do componente semicondutor via osciloscópios, abordadas por Viswanathan e Oruganti (2007), Brandelero et al. (2013): (i) erros associados às medições de tensão e de corrente, que variam com a faixa em que essas grandezas se situam; (ii) os erros que resultam de ruídos de quantização, em função da resolução limitada dos osciloscópios; (iii) a dificuldade de determinar, com exatidão, as tensões ao longo de toda a excursão de tensão (que pode atingir até milhares de volts) e (iii) os erros introduzidos pelo próprio chaveamento do conversor (*e.g.*, os ruídos de modo comum); (iv) o fato de os sensores afetarem as características de chaveamento dos componentes, ao alterarem os parâmetros do circuito; (v) os efeitos introduzidos por atrasos de propagação nos sensores de corrente e de tensão, que podem não ser compensados exatamente e (vi) o fato de algumas parcelas de perdas não serem corretamente avaliadas, como por exemplo, as perdas de recuperação reversa em diodos.

Outra técnica de medição elétrica de perdas se baseia no método da oposição. Essa técnica, que é comum para medição de perdas em grandes motores, permite a medição direta das perdas com um único canal do wattímetro, de modo não-invasivo. Para tanto, o conversor em teste deve ser associado a um segundo conversor (idêntico ao primeiro), que opere com fluxo de potência inverso. Assim, se o conjunto for alimentado pela rede elétrica, apenas a parcela correspondente à soma das perdas nos dois conversores deverá ser fornecida pela rede. Um wattímetro instalado no ponto de acoplamento com a rede, portanto, pode ser adotado para medir essas perdas diretamente.

Como vantagens do método da oposição, citam-se o fato de a qualidade da medição não se degradar com o rendimento do conversor segundo a Equação 2.19 e de não ser necessário empregar cargas dissipativas no ensaio (FOREST et al., 2006). Todavia, o conversor deve ser bidirecional, para que a sua réplica opere com fluxo de potência reverso e deve apresentar uma simetria nos dois modos de operação (como gerador e receptor), para o correto particionamento das perdas entre os dois conversores (FOREST et al., 2006).

A Tabela 2.1 sintetiza essa comparação entre os três métodos de medição elétrica.

Características	Medições tensão/corrente via osciloscópio	Medições entrada – saída via wattímetros	Método da oposição
Princípio	Cálculo da potência instantânea e assim, da potência média nos componentes	Medição da diferença entre $P_{in}$ e $P_{out}$	Dois conversores, conectados como receptor e gerador
Partes envolvidas	Principalmente os dispositivos semicondutores	Todo o conversor	Todo o conversor
Instrumentação	Sensores de tensão e de corrente com alta exatidão/precisão, com larga banda de passagem	Wattímetros com alta exatidão na faixa de potência nominal do conversor	Wattímetros com alta exatidão na faixa de potência da ordem das perdas totais
Dificuldades	Isolação dos sensores, ruídos de medição	Medição da corrente nominal no conversor	Sem dificuldades específicas
Exatidão	Dependente da frequência de chaveamento e dos tempos de comutação das chaves. Mais apropriado para medição em conversores com dispositivos de baixa velocidade	Intrinsecamente baixa (1 a 10%)	Boa exatidão (1 a 5%), independentemente da carga
Aplicação	Conversores com baixa ou média frequência de chaveamento, com formas de onda periódicas	Conversores com potência instantânea contínua	Conversores reversíveis em potência, com simetria nos modos de operação como gerador e receptor
Principal vantagem	Medição “quase direta” das perdas	Simplicidade	Medição direta das perdas, dispensa necessidade de carga dissipativa

Tabela 2.1 – Métodos de medição elétrica de perdas em conversores. Adaptado de (FOREST et al., 2006).

### 2.3.2 Medição calorimétrica

Em linhas gerais, o calorímetro é um equipamento que efetua a medição da potência térmica dissipada pelo *DUT* (*Device Under Test*), a partir da transferência do calor liberado pelo *DUT* para um fluido via processos de convecção, radiação e/ou condução (COTA, 2016). Assim, as perdas térmicas no *DUT* são convertidas em elevação de temperatura desse fluido.

Na literatura, vários tipos de calorímetros são reportados. A Figura 2.8 ilustra as principais categorias de calorímetro, com as subclasses indicadas (COTA, 2016). Os diversos modelos de calorímetro se diferem, basicamente, em aspectos construtivos, no tipo de refrigerante empregado,

no nível de exatidão na medição, na faixa de perdas que pode ser medida e na metodologia de ensaio. Cada uma dessas classes de calorímetro é detalhada nas seções a seguir.



Figura 2.8 – Classificação dos calorímetros.

Fonte: Adaptado de Cota (2016).

### 2.3.2.1 Calorímetros indiretos

Basicamente, os calorímetros do tipo indireto reproduzem a potência dissipada pelo *DUT* em aquecedores resistivos. Desse modo, a medição das perdas no *DUT* pode ser efetuada indiretamente. A Figura 2.9 mostra o esquema de um calorímetro indireto do tipo balanceado.

Esse calorímetro constitui-se de uma caixa térmica isolante com dois orifícios para entrada de ar frio e saída de ar quente. As temperaturas  $T_{in}$  e  $T_{out}$  são continuamente medidas e a diferença entre essas temperaturas é monitorada ao longo do tempo, para que se avaliem as perdas térmicas no equipamento em teste. O processo de medição compõe-se de duas etapas. Na primeira, apenas o *DUT* é ensaiado e aquela diferença entre as temperaturas é medida, logo após o sistema se estabilizar. Na segunda etapa, o ensaio é repetido com um aquecedor, de modo a reproduzir o perfil de temperaturas e a diferença entre  $T_{in}$  e  $T_{out}$  mais próximas das verificadas no teste com o *DUT*, em regime permanente.

Nessa condição, a medição da tensão e corrente nos terminais do aquecedor resulta na potência térmica dissipada pelo *DUT*.

Cabe salientar que, de modo geral, o calorímetro idealmente deveria ser um sistema adiabático, em que o calor liberado pelo *DUT* se mantivesse confinado no recipiente térmico. Entretanto, em um calorímetro real, há perdas nas paredes e nos pontos de passagem de linhas hidráulicas e cabos, por exemplo. Sendo assim, essa passa a ser uma fonte de incertezas na medição e, se possível, deve ser contabilizada.

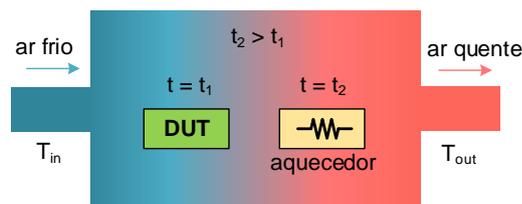


Figura 2.9 – Esquema simplificado do calorímetro indireto do tipo balanceado.

Fonte: Adaptado de Cota (2016).

Como vantagens deste tipo de calorímetro, Cao et al. (2010) enumeram:

- (i) a simplicidade na construção do sistema de medição, uma vez que apenas uma caixa térmica isolante e um aquecedor resistivo (com potência controlada) são empregados;
- (ii) a utilização do próprio ar como fluido para troca de calor com o *DUT*, o que dispensa um sistema de refrigeração adicional;
- (iii) a medição da potência dissipada pelo *DUT* via equipamentos de baixo custo, apropriados para medições em c.c., com banda de passagem estreita.

Entretanto, segundo Cao et al. (2010), as desvantagens do calorímetro indireto balanceado são:

- (i) a sensibilidade às variações das grandezas do ambiente, como a pressão, a umidade e a temperatura;
- (ii) a duração total do ensaio, já que o dobro de tempo é necessário para que o *DUT* e o aquecedor sejam experimentados separadamente;
- (iii) a inexatidão que resulta das possíveis diferenças entre as perdas pelas paredes, nos ensaios com o aquecedor e com o *DUT*, em razão das diferenças na geometria e, assim, no gradiente de temperatura interna.

Outro tipo de calorímetro indireto, referido por “série” na literatura, se assemelha ao calorímetro balanceado. Nesse tipo de calorímetro, porém, duas caixas térmicas isoladas são conectadas por meio de um tubo também isolado termicamente. O *DUT* e o resistor de aquecimento são ensaiados simultaneamente durante o processo de medição. A Figura 2.10 apresenta um diagrama de um calorímetro indireto série.

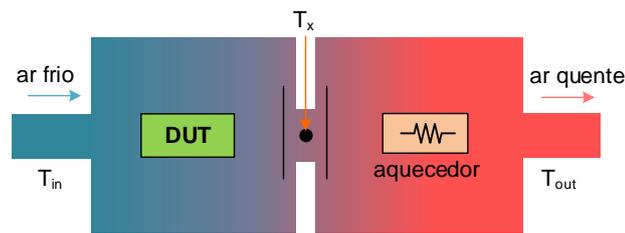


Figura 2.10 – Esquema simplificado do calorímetro indireto do tipo série.

Fonte: Adaptado de Cota (2016).

No calorímetro do tipo indireto série, a medição das perdas no *DUT* se baseia na medição diferencial das temperaturas de entrada  $T_{in}$  e saída  $T_{out}$  com relação à temperatura do tubo  $T_x$ . A diferença de temperaturas em ambas as câmaras deve ser a mesma para que as potências dissipadas possam ser assumidas iguais no aquecedor e no *DUT*. Assim, a potência no aquecedor é controlada para que  $T_x - T_{in}$  e  $T_{out} - T_x$  sejam iguais.

Cao et al. (2010) citam, como vantagens do calorímetro indireto do tipo série:

- (i) a redução pela metade no tempo de duração do ensaio, em comparação com o calorímetro indireto balanceado;
- (ii) a baixa complexidade do sistema de medição, já que apenas três sensores de temperatura e um aquecedor com potência controlada são empregados;
- (iii) a maior exatidão nas medições, em comparação com o calorímetro balanceado, já que as leituras das potências do *DUT* e do aquecedor são efetuadas durante o mesmo teste e, diferentemente desse tipo de calorímetro, não são sensíveis a variações ambientais.

As desvantagens do calorímetro indireto do tipo série, citadas por Cao et al. (2010), são listadas a seguir:

- (i) o aumento do custo de construção, se comparado com o calorímetro indireto balanceado, em virtude da adição da segunda caixa térmica;
- (ii) o aumento das perdas pelas paredes em decorrência do aumento de superfície e o desbalanço entre as perdas para o ambiente em ambas as câmaras, já que a caixa conectada à entrada do fluido sempre se encontra em uma temperatura menor do que a outra;
- (iii) os erros de medição que resultam da premissa incorreta de que as propriedades do fluido se alteram com a temperatura.

### 2.3.2.2 Calorímetros diretos

Nos calorímetros diretos, contrariamente aos indiretos, a potência térmica é medida diretamente, por meio de trocas de calor entre o fluido e o *DUT*.

A Figura 2.11 mostra o esquema de um calorímetro direto do tipo aberto. Esse calorímetro, de modo geral, é constituído de uma caixa térmica isolante e de dois orifícios para entrada e saída do fluido refrigerante.

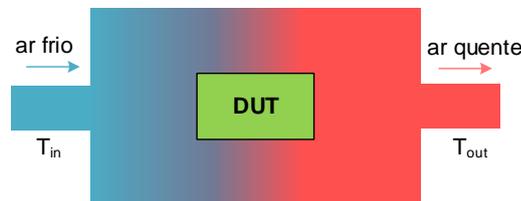


Figura 2.11 – Esquema simplificado do calorímetro direto do tipo aberto.

Fonte: Adaptado de Cota (2016).

No presente caso, o fluido que troca calor com o *DUT* é o próprio ar. A temperatura é medida nos pontos de entrada  $T_{in}$  e saída  $T_{out}$ , bem como a vazão de ar  $\dot{m}$  que flui pela caixa térmica. O processo da troca de calor em um calorímetro direto pode ser descrito pela Equação 2.20. As constantes  $\rho_{fluido}$  e  $c_{fluido}$  são, respectivamente, a densidade e o calor específico do fluido.

$$P_{térmica} = \rho_{fluido} \cdot c_{fluido} \cdot \dot{m}_{fluido} \cdot (T_{out} - T_{in}) \quad (2.20)$$

As vantagens do calorímetro direto do tipo aberto são enumeradas a seguir:

- (i) a redução no tempo total da medição, em comparação com variações indiretas (ITOH; NIGORIKAWA, 2012);
- (ii) construção de baixa complexidade, sem a necessidade de uso de câmara dupla;
- (iii) o emprego de uma equação fechada 2.20, para cálculo direto das perdas no *DUT*;
- (iv) a facilidade no resfriamento, por utilizar o próprio ar como fluido refrigerante (CAO et al., 2010).

Entretanto, o calorímetro direto do tipo aberto apresenta algumas desvantagens, listadas a seguir:

- (i) o maior volume do sistema, se comparado ao calorímetro refrigerado a água, uma vez que a capacidade de transferência de calor dos fluidos líquidos é, em geral, maior do que a dos gases (CAO et al., 2010);
- (ii) a sensibilidade às variações na umidade e temperatura, que podem levar a alterações não-desprezíveis nas medições da potência térmica (ITOH; NIGORIKAWA, 2012);
- (iii) o erro introduzido na medição da potência térmica atribuído à perda de calor pelas paredes do calorímetro, não contemplada na Equação 2.20;

- (iv) a sensibilidade do calor específico  $c_{fluido}$  às variações na temperatura, umidade, pressão e densidade, incorrendo em erros na estimativa de  $c_{fluido}$  e consequentemente, nas perdas (CAO et al., 2010).

Outra variação de calorímetro direto é aquela em que o fluido refrigerante empregado é a água, com calor específico maior do que o ar. Esse tipo de calorímetro é referido na literatura por “calorímetro direto fechado”. O diagrama esquemático desse sistema de medição é apresentado na Figura 2.12.

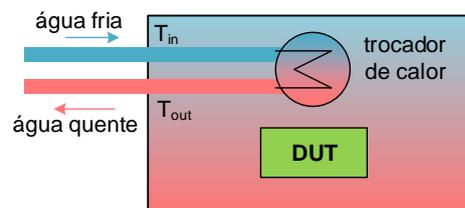


Figura 2.12 – Esquema simplificado do calorímetro direto do tipo fechado.

Fonte: Adaptado de Cota (2016).

O modelo de calorímetro representado na Figura 2.12 inclui apenas uma camada térmica de isolamento. Sendo assim, ainda há perdas não-desprezíveis pelas paredes, acentuadas com o aumento da diferença de temperatura entre o ambiente e o interior da caixa.

A Equação 2.20 também é aplicável ao calorímetro do tipo fechado, com as constantes  $\rho_{fluido}$  e  $c_{fluido}$  relativas à água. A descrição do funcionamento e da montagem desse sistema são apresentadas em detalhe no Capítulo 4.

Algumas das vantagens que decorrem do uso do calorímetro direto do tipo fechado são citadas a seguir:

- (i) o menor volume, se comparado ao calorímetro refrigerado a ar, já que a capacidade de transferência de calor dos fluidos líquidos é maior que a dos gases;
- (ii) o fato de variações na umidade e temperatura não afetarem significativamente as medições da potência térmica dissipada pelo *DUT*;
- (iii) a maior exatidão na medição da potência térmica, se duas caixas forem adotadas para isolamento (calorímetro de dupla caixa) e a temperatura do ar do vão entre elas for controlada para que sejam equiparáveis, reduzindo as perdas para o ambiente;
- (iv) a menor sensibilidade às variações ambientais (pressão, temperatura, etc.), particularmente no calorímetro fechado de dupla caixa.

Por outro lado, o calorímetro fechado também exhibe as desvantagens apontadas a seguir:

- (i) um maior tempo de medição, em função do alto calor específico da água (ITOH; NIGORIKAWA, 2012);
- (ii) as incertezas na medição da potência que resultam das perdas nos ventiladores, que, portanto, devem ser contabilizadas (CAO et al., 2010);
- (iii) um maior custo e complexidade, ainda maiores no caso do calorímetro de dupla caixa, em virtude do uso de trocadores de calor, ventiladores e paredes duplas (ITOH; NIGORIKAWA, 2012).

Apesar das desvantagens supracitadas, a exatidão do calorímetro direto do tipo fechado com refrigeração a água é a maior dentre as variações de calorímetro. De fato, a medição com esse tipo de calorímetro é comumente apontada como uma das alternativas mais exatas para medição de perdas em conversores estáticos (CHRISTEN et al., 2010; KOSONEN et al., 2013).

Por essa razão, a construção desse tipo de calorímetro, na variação com caixa dupla de isolamento térmica, é parte deste trabalho. Os detalhes de funcionamento, construção e operação deste equipamento são apresentados no Capítulo 4.

## 2.4 Conclusões do capítulo

Neste capítulo, revisaram-se brevemente o estado da arte das UPSs monofásicas, as equações e técnicas para cálculo de perdas nos elementos da UPS e os métodos de medição dessas perdas. Os métodos de medição elétrica e calorimétrica foram abordados e os tipos de calorímetro reportados na literatura foram detalhados.

No capítulo 3, descrevem-se a operação da UPS de três braços, o procedimento adotado para dimensionamento dos componentes e as análises de desempenho conduzidas neste trabalho.

# 3 ESTUDO E DIMENSIONAMENTO DA UPS DE TRÊS BRAÇOS

Neste capítulo, serão discutidas as estratégias de modulação, controle e sincronismo da UPS de três braços, para os modos assíncrono e síncrono, além dos três estados de operação, *bypass*, energia armazenada e normal. As abordagens de dimensionamento e projeto dos filtros de entrada e de saída e do barramento c.c. da UPS são também apresentadas, bem como as suposições adotadas no projeto térmico e nas análises de desempenho da UPS a três braços.

## 3.1 Estados de operação da UPS de três braços

Esta seção descreve a operação da UPS monofásica sem transformador proposta neste trabalho, com a conexão alternativa do banco de baterias na entrada da UPS. A Figura 3.1 repete, para pronta referência, o diagrama da UPS proposta. Nesse circuito observam-se três conjuntos de chaves semicondutoras nomeadas aqui como “braço retificador”, “comum” e “inversor”.

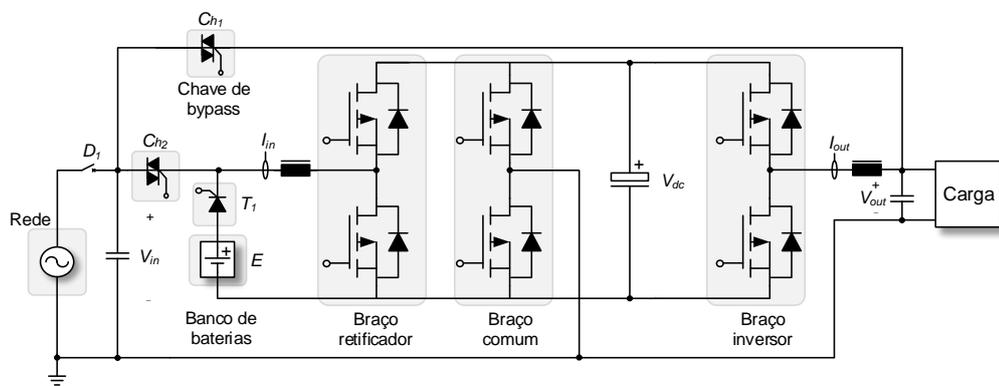


Figura 3.1 – Diagrama da UPS monofásica de três braços proposta neste trabalho.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

Cada braço transfere a potência para o estágio seguinte de forma sincronizada, assumindo diferentes configurações dependendo dos estados de operação e dos modos de chaveamento (assíncrono ou síncrono). Os filtros de entrada e saída da UPS são de segunda ordem do tipo *LC*. O barramento c.c. é composto por capacitores eletrolíticos, que asseguram a robustez a afundamentos de tensão e também por capacitores de filme, que filtram os harmônicos de alta frequência resultantes do chaveamento dos braços retificador, comum e inversor. Detalhes do dimensionamento dos elementos da UPS serão discutidos na seção 3.2.

A conexão do banco de baterias durante a operação da UPS no estado de energia armazenada é efetuada pelo tiristor  $T_1$ . Dois *triacs* conectam a carga à rede elétrica. O primeiro, referido por  $C_{h1}$  na Figura 3.1, é acionado quando a UPS opera no estado *bypass*. Já o segundo, denotado por *triac*  $C_{h2}$ , conecta o conversor à rede elétrica em regime normal de operação. A Figura 3.1 também mostra o disjuntor  $D_1$ , que protege o equipamento contra curtos-circuitos e o desconecta fisicamente da rede elétrica.

A conexão alternativa do banco de baterias na entrada da UPS, diferentemente das topologias tradicionais, mantém o braço retificador operando continuamente durante os estados normal e de energia armazenada, dispensando o uso de conversores c.c./c.c. adicionais para descarregamento das baterias. Apesar de esse conversor ser dispensado, não se torna necessário adotar tensões elevadas no arranjo de baterias, em função do ganho provido pelo braço retificador (que atua como *boost*).

De modo geral, as UPSs alimentam cargas não-lineares como computadores e sistemas de telecomunicação. A representação da carga não-linear adotada neste trabalho é aquela apresentada no circuito da Figura 3.2, estabelecida pela norma *IEC62040-3*. A norma se aplica a sistemas com frequências de 60 *Hz* (adotada neste trabalho) e 50 *Hz*, com distorção máxima de 8 % na tensão e fator de potência de 0,7.

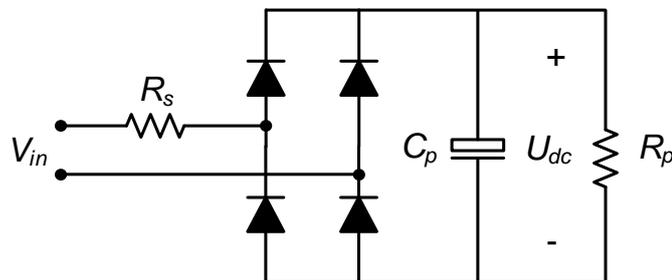


Figura 3.2 – Circuito da carga não-linear padrão conectada à saída da UPS monofásica de três braços avaliada neste trabalho.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

Os parâmetros do circuito da Figura 3.2 ( $R_s$ ,  $R_p$  e  $C_p$ ) são calculados a partir das Equações 3.2 a 3.4. As variáveis  $V_{in}$  e  $U_{dc}$  são as tensões de entrada e do barramento c.c., nessa ordem e  $S_{carga}$  representa a potência aparente nominal da carga. Cabe acrescentar que as perdas de condução e de chaveamento dos diodos são desprezadas na norma *IEC62040-3*.

$$U_{dc} = 1,22 \cdot V_{in} \quad (3.1)$$

$$R_s = \frac{0,04 \cdot V_{in}^2}{S_{carga}} \quad (3.2)$$

$$R_p = \frac{U_{dc}^2}{0,66 \cdot S_{carga}} \quad (3.3)$$

$$C_p = \frac{0,125}{R_p} \quad (3.4)$$

Em geral, UPSs de dupla conversão apresentam três estados de operação, a saber, o de *bypass*, o de energia armazenada e o normal. A UPS assume cada estado dependendo das condições do perfil de tensão da rede elétrica e comuta dinamicamente entre esses regimes, durante a operação.

O estado normal de operação, em que a UPS opera normalmente fornecendo potência à carga, ocorre quando não existe falha no fornecimento de energia pela rede elétrica. No estado de operação em energia armazenada, a UPS detecta a falha na alimentação da rede elétrica e conecta a carga ao banco de baterias. Por último, o estado de *bypass* é adotado quando a UPS é submetida a processos de manutenção. Nesse estado, a rede alimenta diretamente a carga.

Nas subseções a seguir, os estados de funcionamento *bypass*, energia armazenada e normal da UPS de três braços serão detalhados. Dessa mesma forma, os modos de chaveamento assíncrono e síncrono, que se referem ao estado normal de operação, serão discutidos.

Simulações do funcionamento da UPS de três braços nos modos assíncrono e síncrono são apresentadas nas subseções 3.1.3.1 e 3.1.3.2.

### 3.1.1 Estado *bypass*

A principal função do estado de *bypass* é estabelecer uma conexão direta entre a rede elétrica e a carga, de modo a garantir o suprimento de energia quando procedimentos de intervenção para manutenção da UPS se fizerem necessários. A Figura 3.3 destaca a conexão da carga à rede via chave de *bypass*.

Uma desvantagem desse estado de operação é a susceptibilidade a distúrbios e variações que ocorrem na tensão da rede elétrica, que são apenas transferidos à carga pela chave de *bypass*. Além disso, esse estado não garante a continuidade no suprimento de energia quando houver interrupções na rede.

### 3.1.2 Estado de energia armazenada

O estado de energia armazenada se refere à condição em que a carga é suprida pelo banco de baterias, como mostra o circuito da Figura 3.4.

Como já foi comentado, este trabalho sugere uma alternativa de conexão do banco de baterias na entrada do circuito, quando a UPS opera nesse regime de operação. Comumente, os bancos de baterias são conectados ao barramento c.c., que deve se manter com uma tensão superior ao valor de pico da tensão solicitada pela carga. Por exemplo, uma UPS com tensão de

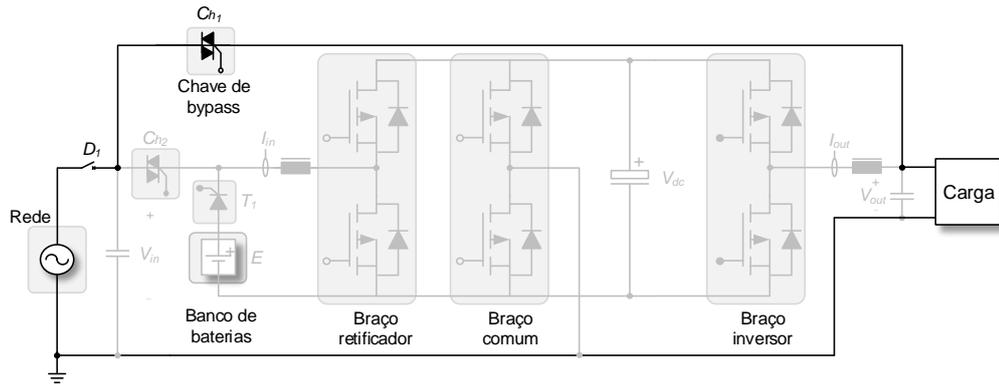


Figura 3.3 – Esquema elétrico da UPS monofásica de três braços no estado de operação *bypass*.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

saída de  $127 V_{rms}$  demanda uma tensão mínima no barramento c.c. de  $180 V$ , considerando uma modulação unipolar e desprezando as perdas nos cabos e filtros. Sendo assim, a conexão direta do banco de baterias ao barramento c.c. levaria ao uso de 15 baterias em série, já que as baterias normalmente empregadas em UPSs possuem tensão nominal de  $12 V$ .

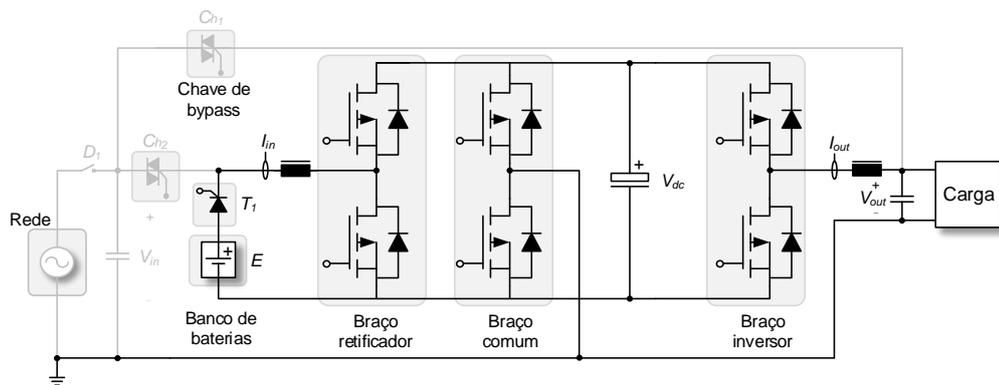


Figura 3.4 – Esquema elétrico da UPS monofásica de três braços no estado de operação de energia armazenada.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

Para evitar essa conexão direta, pode-se optar pela inserção de um conversor c.c./c.c. do tipo *boost* para elevar a tensão do banco de baterias para o valor desejado no barramento c.c.. Como já comentado, isso permite a redução do número de baterias que devem ser associadas em série para atingir a tensão desse barramento e, assim, viabiliza a redução da massa e do volume total da UPS.

No caso em que o banco de baterias se conecta na entrada da UPS, o braço retificador cumpre a função desse conversor *boost* no estado de energia armazenada. Em estado normal, esse braço reassume a operação como conversor c.a./c.c.. Por outro lado, durante o estado de

energia armazenada, os braços comum e inversor são configurados como um conversor c.c./c.a. em ponte completa com modulação unipolar, sintetizando uma tensão senoidal na saída.

A tensão do banco de baterias é definida de modo que para cada  $1,0\text{ kVA}$  de potência aparente da UPS monofásica, duas baterias de  $12\text{ V}$  e  $9\text{ Ah}$  são utilizadas. Desse modo, para uma potência nominal de  $3\text{ kVA}$ , a tensão nominal do banco de baterias é definida em  $72\text{ V}$  (6 baterias em série), resultando em uma autonomia no suprimento de energia à carga de aproximadamente 6 minutos.

Cabe salientar que a capacidade de corrente da chave semicondutora do braço retificador deve ser especificada para a operação em energia armazenada, uma vez que neste estado uma fonte de menor tensão (banco de baterias) deve suprir a mesma potência à carga quando a rede elétrica está conectada à UPS.

### 3.1.3 Estado normal

O estado normal de operação da UPS de três braços, que se estabelece quando a rede alimenta a carga via conversor, é apresentado na Figura 3.5. As UPSs de dupla conversão, em geral, permanecem nesse estado durante a maior parte da vida útil.

As topologias e os dispositivos semicondutores para aplicação em UPSs do tipo dupla conversão devem ser avaliados para a operação em estado normal, já que nesse estado ocorrem as maiores perdas da UPS, advindas dos componentes passivos e ativos. Assim, as análises de rendimento deste trabalho serão conduzidas supondo que a UPS opera em regime normal.

O circuito da Figura 3.5, configurado para operação no estado normal, apresenta um braço retificador com a função de retificar a forma de onda da tensão de entrada e carregar o barramento c.c. com tensão compatível ao modo de chaveamento, assíncrono ou síncrono. Essa retificação deve garantir fator de potência unitário e a injeção de baixo conteúdo harmônico na rede elétrica. Desse modo, o braço retificador atua como um conversor c.a./c.c. do tipo *boost PFC* (*Power Factor Correction*).

Uma sequência de eventos, apresentada na Tabela 3.1, é imposta em simulação para emular um ambiente real de operação de uma UPS. A simulação inicia-se com tensão e frequência nominais e observa-se o funcionamento normal da rede elétrica até o instante de tempo  $t_1$ . Nesse momento, ocorre uma falta de tensão na rede e conseqüentemente uma interrupção no fornecimento de energia à UPS. Em  $t_2$ , a falha na rede elétrica é extinta e ocorre o restabelecimento da tensão. Porém, a rede se restabelece com elevadas distorções harmônicas (5% de 5° e 3% de 7° harmônico), simulando uma degradação da qualidade da energia no sistema real. Já o momento  $t_3$  é definido como o instante em que a UPS reassume o estado normal (operação sem o banco de baterias). Por fim, no instante  $t_4$  uma nova falha no suprimento ocorre.

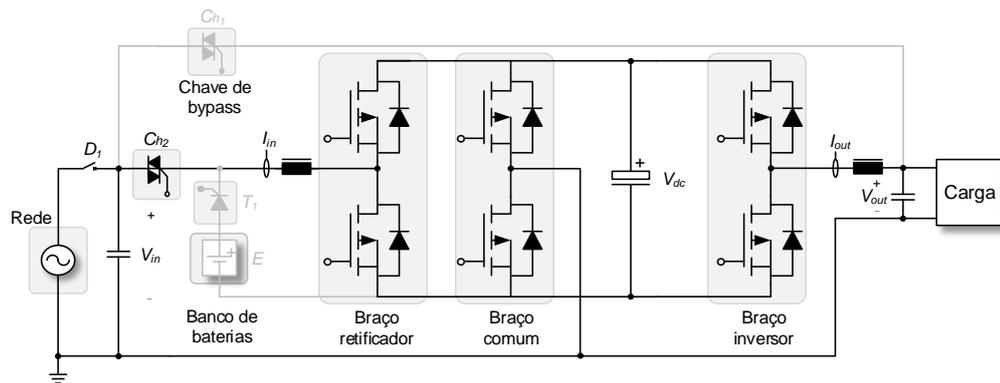


Figura 3.5 – Esquema elétrico da UPS monofásica à três braços no estado de operação normal.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

Lista de eventos para simulação da UPS		
Evento	Instante	Descrição
Interrupção	$t_1 = 0,315s$	Ocorrência de falta de tensão em condições nominais da rede elétrica
Restabelecimento	$t_2 = 0,695s$	Retorno da tensão da rede com grande distorção harmônica
Restabelecimento	$t_3 = 0,935s$	Retorno da UPS ao estado normal (operação sem banco de baterias)
Interrupção	$t_4 = 1,400s$	Ocorrência de uma nova falta de tensão

Tabela 3.1 – Lista de eventos para simulação da UPS.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

Os resultados das simulações contendo a lista de eventos da Tabela 3.1 são apresentados e descritos para cada modo de chaveamento, assíncrono e síncrono, nas seções 3.1.3.1 e 3.1.3.2, respectivamente. As estratégias de modulação dos braços para os modos assíncrono e síncrono são também detalhadas nessas seções.

### 3.1.3.1 Modo de operação assíncrono

Durante o estado de operação normal da UPS de três braços, no modo assíncrono, a retificação da tensão de entrada é do tipo ativa, transferindo potência ao barramento c.c. e mantendo o fator de potência unitário na entrada do conversor, empregando a topologia *half-bridge*. A tensão de saída da UPS é sintetizada pelo braço inversor, adotando também a configuração *half-bridge*. O braço comum tem como função apenas emular um barramento c.c. com ponto de conexão central.

O modo assíncrono tem como vantagem a independência em frequência, *i.e.*, o desacoplamento entre a frequência da rede elétrica e da saída. Dessa forma, perturbações na frequência

da rede não se transferem para a carga. Ademais, esse modo de operação torna dispensável o controle para balanceamento das tensões nos capacitores do barramento c.c., usual em variações de UPS com inversores do tipo *half-bridge*.

As Equações 3.5, 3.6 e 3.7 indicam as larguras dos pulsos de comando adotadas para os braços retificador ( $\tau_{ret}$ ), inversor ( $\tau_{inv}$ ) e comum ( $\tau_{com}$ ), respectivamente. As variáveis independentes dessas equações são as tensões instantâneas de referência do modulador PWM (*Pulse-Width Modulation*) dos braços retificador ( $v_{ret}^*$ ) e inversor ( $v_{inv}^*$ ), o período de chaveamento ( $T_{sw}$ ) e a tensão do banco de baterias ( $E$ ).

As chaves do braço comum operam com comandos de largura de pulso  $\tau_{com}$  constante e igual à metade do período de chaveamento  $T_{sw}$ , como mostra a Equação 3.7. Isso promove a divisão da tensão no barramento c.c., de modo a sempre manter uma conexão entre um polo do capacitor e o neutro da UPS.

$$\tau_{ret} = \tau_{com} + \frac{T_{sw}}{E} \cdot v_{ret}^* \quad (3.5)$$

$$\tau_{inv} = \tau_{com} + \frac{T_{sw}}{E} \cdot v_{inv}^* \quad (3.6)$$

$$\tau_{com} = \frac{T_{sw}}{2} \quad (3.7)$$

Uma desvantagem do modo assíncrono decorre do uso de uma tensão de barramento c.c. com valor mínimo de duas vezes a tensão de pico demandada pela carga, resultando em maiores perdas de chaveamento nas chaves semicondutoras. Ademais, as chaves devem ser especificadas para uma tensão de bloqueio duas vezes maior do que a necessária no modo síncrono.

Os diagramas de blocos das malhas de controle para o retificador e inversor, durante o estado de operação normal em modo assíncrono, bem como a malha de controle para o conversor c.c./c.c. do tipo *boost* adotada no estado de energia armazenada, são apresentados na Figura 3.6.

Na Figura 3.6a, o sinal de erro é produzido pela diferença entre a tensão de referência do barramento c.c.  $v_{bus}^*$  e o valor médio da tensão medida  $\bar{v}_{bus}^{med}$ . Esse sinal de erro é aplicado a um controlador *PI* e multiplicado por um sinal senoidal de amplitude unitária sincronizado com a tensão da rede elétrica via *PLL*, produzindo, como resultado, um sinal de referência para a corrente. Esse sinal é subtraído pelo valor instantâneo da corrente que passa pelo indutor do filtro de entrada  $i_{Lret}^{med}$ . O PI e corrente justa erro produz sinal de tensão de referência do modulador PWM  $v_{ret}^*$  do braço retificador.

A malha de controle do inversor é destacada na Figura 3.6b. Nessa figura, nota-se a mesma estrutura de blocos *PI* utilizada no controle do retificador. Destaca-se que para o desacoplamento em frequência das tensões de entrada e saída da UPS, o sinal de tensão senoidal de amplitude unitária, nesse caso, é produzido de forma independente da tensão da rede e com

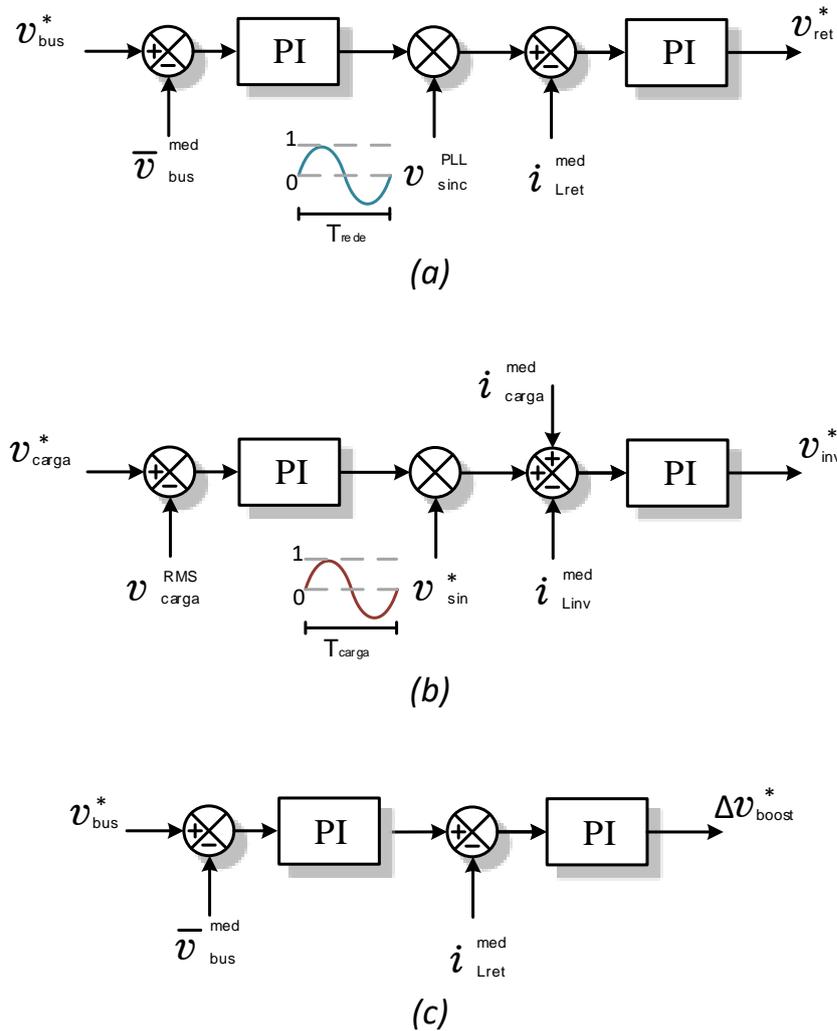


Figura 3.6 – Malhas de controle do retificador, inversor e do conversor d.c./d.c. do tipo *boost*.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

período arbitrário. Ademais, o controle da tensão de saída do inversor é do tipo *RMS*, *i.e.*, apenas o valor eficaz dessa tensão é mantido no nível de referência. A corrente na carga é somada ao erro de corrente para fins de compensação dessa perturbação. Como resultado desse controle de tensão, a carga pode ser alimentada com uma tensão com valor eficaz igual à referência e frequência fixa e independente da rede elétrica.

No estado de operação de energia armazenada, o controle do conversor c.c./c.c. do tipo *boost* também se configura como uma cascata de controladores *PI* de tensão e de corrente, como mostra a Figura 3.6c.

Nesse estado, o *duty cycle* do conversor *boost* ( $d_{boost}$ ) é calculado pela Equação 3.8. O sinal  $\Delta v_{boost}^*$  produzido pelo controlador tem a função de ajustar pequenas variações em torno

do valor nominal de  $d_{boost}$ .

$$d_{boost} = 1 - \frac{E}{V_{bus}} + \frac{\Delta v_{boost}^*}{V_{bus}} \quad (3.8)$$

Os resultados das simulações para o modo de operação assíncrono são apresentados a seguir, impondo a sequência de eventos da Tabela 3.1. A Figura 3.7 mostra as formas de onda de tensão, em azul, e de corrente, em vermelho, na entrada da UPS, com a ampliação dos trechos que ocorrem os eventos.

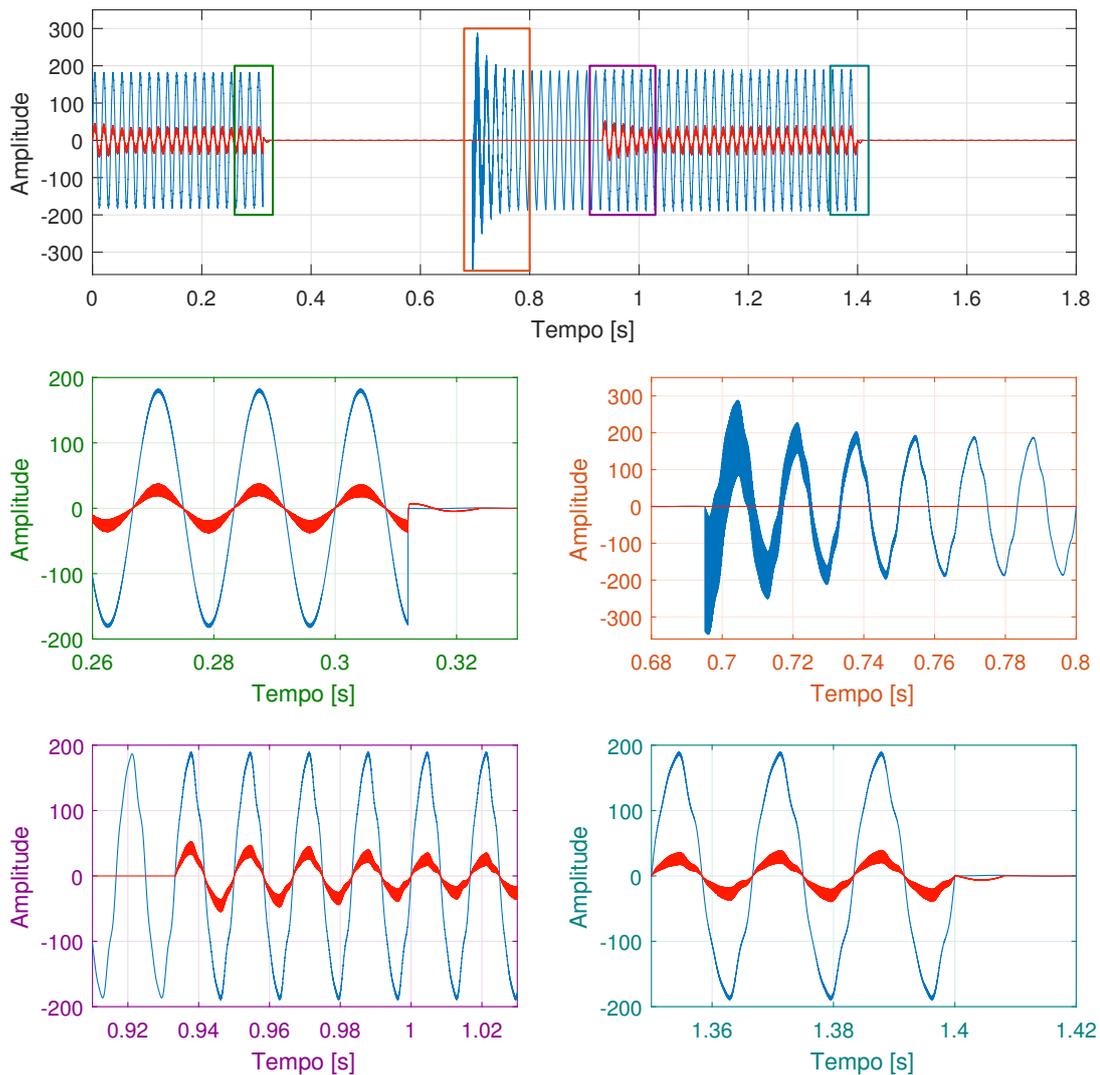


Figura 3.7 – Formas de onda da tensão (azul) e da corrente (vermelho) de entrada, para a UPS em modo **assíncrono**. As regiões demarcadas no gráfico superior em verde, laranja, roxo e ciano são indicadas em detalhe nos gráficos inferiores com eixos de mesma cor.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

Observa-se, nos gráficos delimitados em verde e roxo, que as formas de onda de tensão e corrente se mantêm em fase antes da interrupção de energia, no instante  $t_1$ , e após o restabele-

cimento da rede elétrica, no instante  $t_3$ . Isso demonstra que o conversor atua efetivamente na correção do fator de potência de entrada.

Nota-se, também, a ausência de transitórios no momento das interrupções em  $t_1$  e  $t_4$ . Porém, durante o restabelecimento da tensão, em  $t_2$ , há um transitório na tensão com pico próximo de  $350\text{ V}$ , como mostra o gráfico delimitado em laranja da Figura 3.7. Esse valor de tensão deve ser suportado pelo capacitor do filtro de entrada.

O restabelecimento do conversor ocorre após o intervalo entre  $t_2$  e  $t_3$ , em que a UPS avalia os valores de frequência e de tensão da rede elétrica. O primeiro estágio do restabelecimento consiste na abertura do tiristor  $T_1$ , cessando o fornecimento de corrente pelo banco de baterias. Após alguns instantes o *triac*  $C_{h2}$  estabelece a conexão da UPS com a rede elétrica de forma sincronizada, no instante em que ocorre a passagem por zero da tensão de entrada.

A Figura 3.8 mostra as formas de onda da tensão e da corrente no ponto de conexão entre a carga e a UPS. A forma de onda de corrente, em vermelho, evidencia o uso da carga não-linear padrão, em conformidade com a norma *IEC62040-3*. Os gráficos delimitados com linhas nas cores verde, roxo e ciano destacam os momentos de transição em que a UPS é desconectada e reconectada à rede elétrica. Pequenas variações na tensão podem ser observadas nas curvas em azul e laranja. A primeira curva mostra a tensão instantânea produzida, com seu formato senoidal de pouca distorção e a segunda o valor eficaz da tensão de saída, atualizado a cada período dessa tensão, que se mantém próximo do valor nominal de  $127\text{ V}$ .

A Figura 3.9 exhibe a forma de onda da corrente que flui pelo indutor do filtro de entrada. Em azul destaca-se a forma de onda da corrente quando a rede elétrica fornece energia ao conversor e em vermelho, a corrente na bateria. Observa-se que não há variações abruptas durante as transições dos estados de operação normal para o de energia armazenada e vice-versa. Isso decorre da adição de “tempos de espera” após as interrupções e restabelecimentos.

Por fim, a Figura 3.10 mostra a tensão do barramento c.c. durante todo o intervalo de simulação. Nos momentos de transição dos eventos de interrupção e restabelecimento ocorrem variações abruptas na tensão do barramento c.c., com uma variação máxima de cerca de  $8,5\%$  da tensão de referência de  $400\text{ V}$ . O *ripple* da tensão se mostra estável e próximo de  $20\text{ V}$  durante o estado de operação de energia armazenada, não havendo influência das frequências de entrada e saída da UPS. Já o *ripple* que se observa durante a operação normal apresenta uma pulsação que modula a forma de onda da tensão em  $10\text{ Hz}$ , decorrente do descasamento das frequências das tensões de entrada ( $60\text{ Hz}$ ) e de saída ( $50\text{ Hz}$ ). As frequências de entrada e de saída da UPS são atribuídas a valores distintos, neste caso, para demonstrar o funcionamento do modo de chaveamento assíncrono, que desacopla as variáveis de entrada e de saída do conversor.

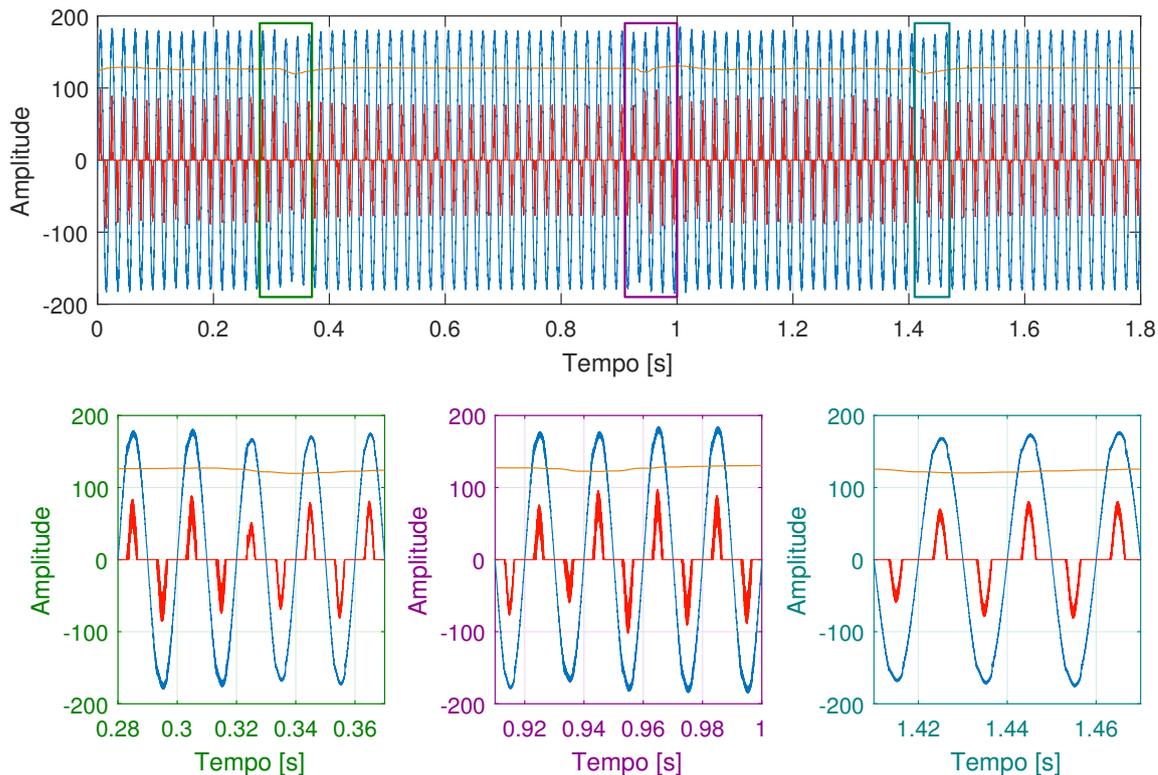


Figura 3.8 – Formas de onda da tensão instantânea (azul) e eficaz (laranja) de saída e corrente de saída (vermelho), para a UPS em modo **assíncrono**. As regiões demarcadas no gráfico superior em verde, laranja, roxo e ciano são indicadas em detalhe nos gráficos inferiores com eixos de mesma cor.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

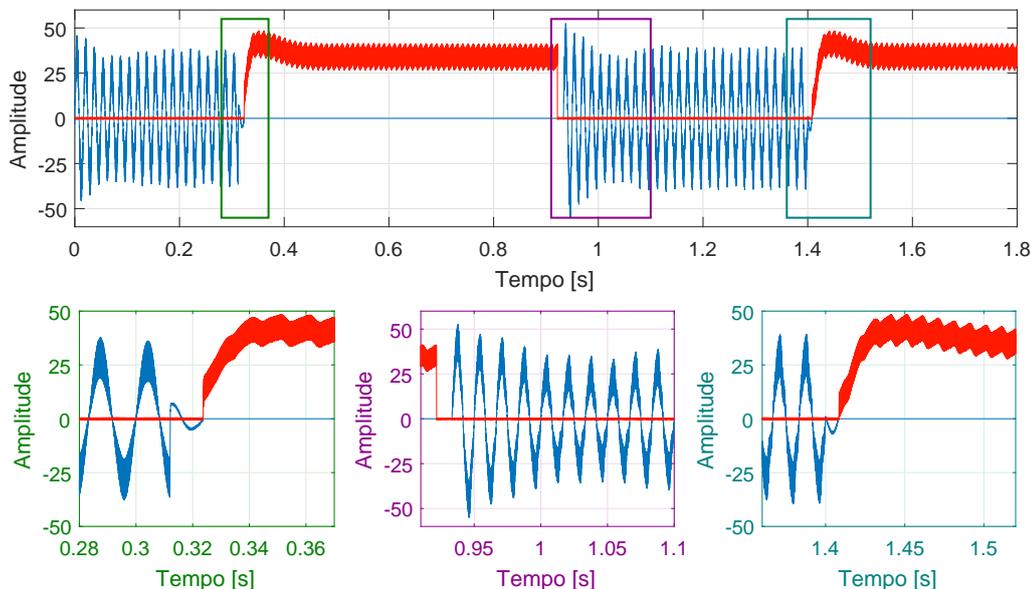


Figura 3.9 – Corrente no indutor do filtro de entrada (azul) e corrente na bateria (vermelho), para a UPS em modo **assíncrono**. As regiões demarcadas no gráfico superior em verde, roxo e ciano são indicadas em detalhe nos gráficos inferiores com eixos de mesma cor.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

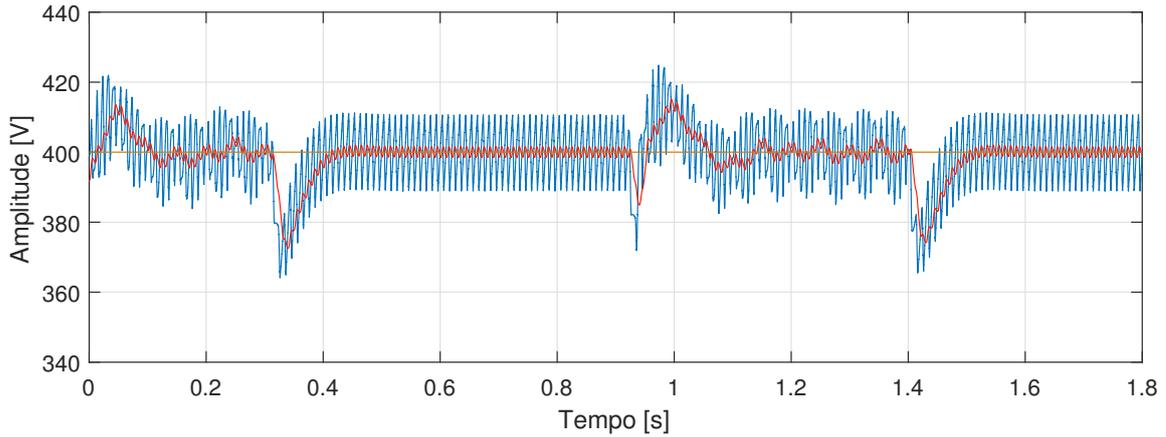


Figura 3.10 – Formas de onda da tensão instantânea (azul), média (vermelha) e de referência (laranja) no barramento c.c., para a UPS em modo **assíncrono**.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

### 3.1.3.2 Modo de operação síncrono

No modo síncrono de operação, o braço comum opera de modo que ora o estágio inversor, ora o retificador, assumam a configuração *full-bridge*. Como resultado, a tensão do barramento c.c.  $E$  pode ser reduzida por um fator 2, em comparação com o modo assíncrono. Isso contribui para a redução das perdas totais de comutação no conversor e para o uso de chaves com menor tensão de bloqueio e de capacitores com menor classe de tensão no barramento c.c.. A especificação de chaves com menores tensões de bloqueio pode levar ainda à redução das perdas de condução, por exemplo, quando se adotam transistores do tipo MOSFET. De fato, no processo de fabricação desses transistores nota-se uma dependência entre a resistência série em condução  $R_{ds(on)}$  e a tensão de bloqueio, segundo uma relação aproximadamente quadrática (KASPER; BORTIS; KOLAR, 2014).

Todavia, contrariamente ao modo assíncrono, a UPS em operação síncrona não regula a frequência da tensão de carga. Sendo assim, essa tensão é sempre mantida em sincronismo com a tensão da rede.

Segundo Oliveira (2003), pelo menos duas estratégias de modulação do braço comum levam à operação dos estágios inversor e retificador em topologia *full-bridge*, alternadamente. Em uma delas, o braço comum comuta na frequência da rede ( $60\text{ Hz}$ ), reduzindo, assim, as perdas de chaveamento dos dispositivos desse braço. Em contrapartida, essa técnica implica o aumento da distorção harmônica total (THD) da tensão de saída. Já na outra estratégia, que pretende reduzir essa THD, o braço comum opera em alta frequência. Neste trabalho, adota-se essa última técnica, priorizando a qualidade da tensão na carga.

Nessa estratégia, como naquela apresentada na subseção 3.1.3.1, as larguras de pulso instantâneas do retificador  $\tau_{ret}$  e inversor  $\tau_{inv}$  são calculadas pelas equações 3.5 e 3.6, respectivamente. Para o cálculo da largura de pulso do braço comum  $\tau_{com}$ , definem-se três tensões

auxiliares ( $v_x^*$ ,  $v_y^*$  e  $v_z^*$ ) que resultam da combinação das tensões de referência dos moduladores PWM dos braços retificador  $v_{ret}^*$  e inversor  $v_{inv}^*$  como mostram as Equações 3.9, 3.10 e 3.11.

$$v_x^* = \max(v_{ret}^*, v_{inv}^*) \quad (3.9)$$

$$v_y^* = \min(v_{ret}^*, v_{inv}^*) \quad (3.10)$$

$$v_z^* = v_{ret}^* + v_{inv}^* \quad (3.11)$$

A largura de pulso  $\tau_{com}$  é calculada com base na Equação 3.12, em que  $v_b^*$  é avaliado a partir das Equações 3.13, 3.14 ou 3.15, dependendo do valor instantâneo das referências de tensão dos braços inversor e retificador. Nas Equações 3.13 a 3.15, os símbolos “ $\cdot$ ” e “+” denotam os operadores lógicos “E” e “OU”, respectivamente.

$$\tau_{com} = \frac{T_{sw}}{2} - \frac{T_{sw}}{2E} \cdot v_b^* \quad (3.12)$$

$$v_b^* = v_x^*, \quad se \ (0 \leq v_{ret}^* \leq E) \cdot (0 \leq v_{inv}^* \leq E) \quad (3.13)$$

$$v_b^* = v_y^*, \quad se \ (-E \leq v_{ret}^* < 0) \cdot (-E \leq v_{inv}^* < 0) \quad (3.14)$$

$$v_b^* = v_z^*, \quad se \ (v_{ret}^* \geq 0) \cdot (v_{inv}^* < 0) + (v_{ret}^* < 0) \cdot (v_{inv}^* \geq 0) \quad (3.15)$$

O diagrama de controle do conversor para o modo síncrono é similar ao apresentado na subseção 3.1.3.1. Todavia, a tensão de sincronismo para o controle do braço inversor, no caso do modo síncrono, é sintetizada via PLL a partir da tensão de entrada da UPS. Desse modo, uma dependência nas frequências de entrada e saída do conversor é estabelecida, o que implica a transferência dos distúrbios de frequência que ocorrem na rede elétrica para a carga.

Os resultados das simulações para o modo síncrono são apresentados nas figuras a seguir, supondo a ocorrência dos eventos da Tabela 3.1. Os eventos são os mesmos impostos anteriormente para o modo assíncrono de operação.

A Figura 3.11 mostra a forma de onda de tensão e corrente na entrada da UPS. Nota-se um menor *ripple* na corrente em comparação com o modo assíncrono. As transições durante a interrupção ou o restabelecimento da energia são efetuadas sem grandes perturbações transitórias. A corrente e a tensão estão em fase, demonstrando a correção do fator de potência na entrada.

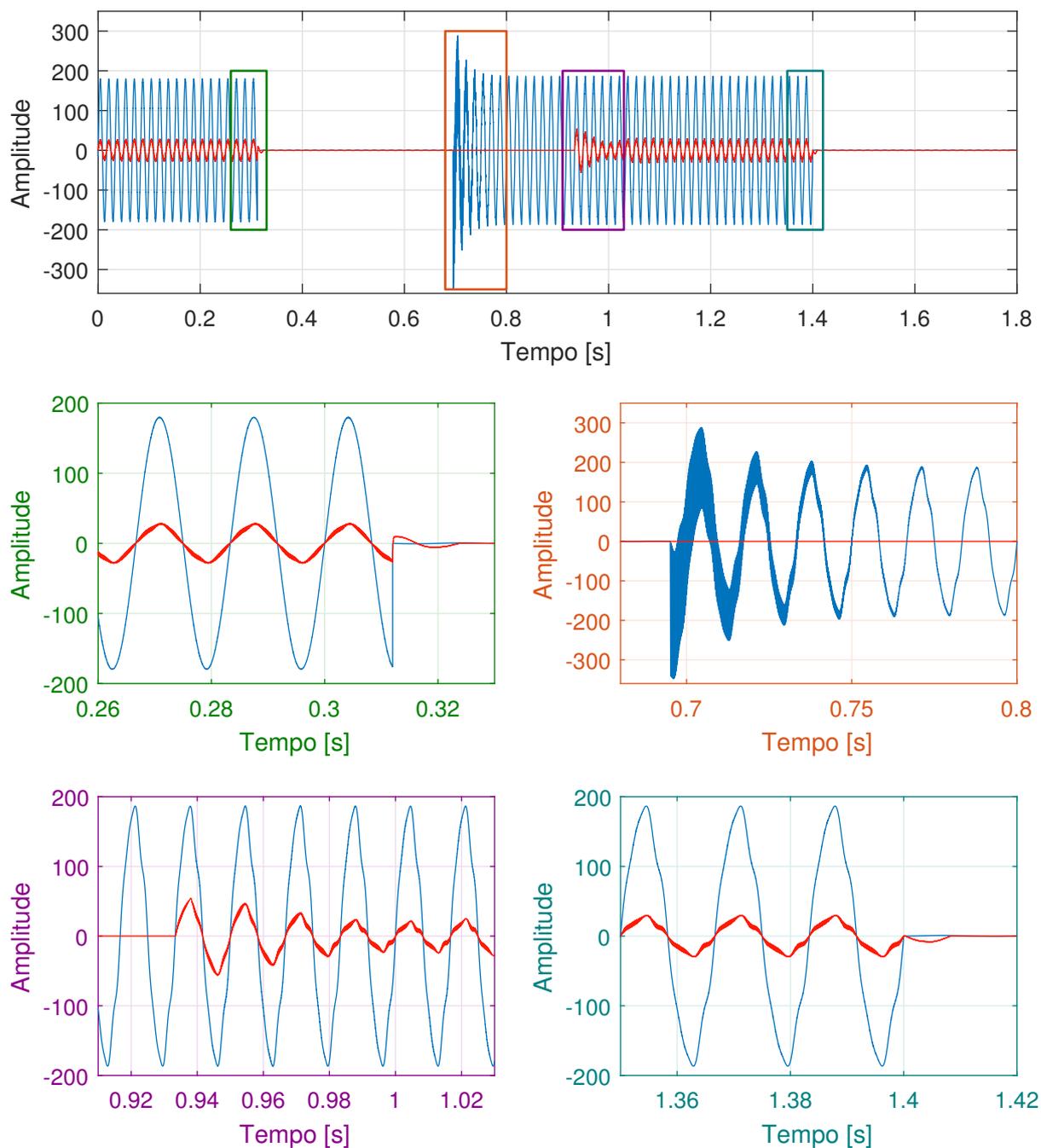


Figura 3.11 – Formas de onda da tensão (azul) e da corrente (vermelho) de entrada, para a UPS em modo **síncrono**. As regiões demarcadas no gráfico superior em verde, laranja, roxo e ciano são indicadas em detalhe nos gráficos inferiores com eixos de mesma cor.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

A Figura 3.12 mostra a forma de onda da tensão e corrente na carga. Observa-se que nas transições de interrupções e restabelecimentos, há maior variação na tensão e corrente de carga, em comparação com o modo assíncrono. Isso se deve ao forte acoplamento em frequência das tensões de entrada e saída. Além disso, como a tensão no barramento c.c. nesse caso se aproxima do valor limite mínimo para sintetizar a tensão de 180 V, variações na tensão do barramento podem inviabilizar a formação da tensão pretendida.

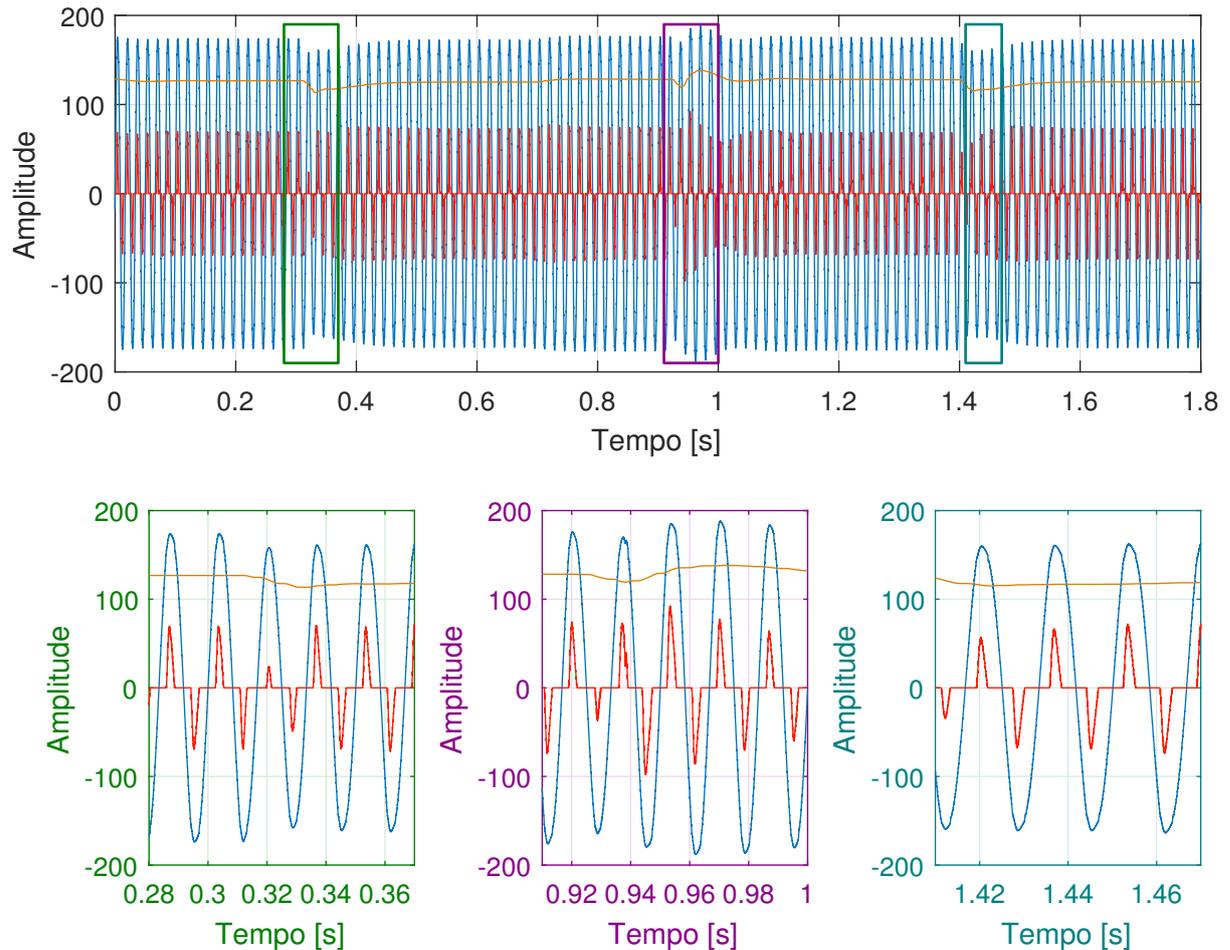


Figura 3.12 – Formas de onda da tensão instântanea (azul) e eficaz (laranja) de saída e corrente de saída (vermelho), para a UPS em modo **síncrono**. As regiões demarcadas no gráfico superior em verde, laranja, roxo e ciano são indicadas em detalhe nos gráficos inferiores com eixos de mesma cor.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

Já a Figura 3.13 mostra as formas de onda de corrente no indutor do filtro de entrada da UPS. Em azul, a corrente que é provida pela rede elétrica durante o funcionamento normal da UPS, e em vermelho, a corrente fornecida pela bateria quando a rede está indisponível. Observa-se que no instante  $t_2 = 0,695s$ , em que há o restabelecimento da rede elétrica, a UPS continua a suprir a carga por meio do banco de baterias e ocorre um pico de corrente com amplitude de 42 A. Novamente, isso evidencia o forte acoplamento entre a tensão de entrada e de saída do conversor.

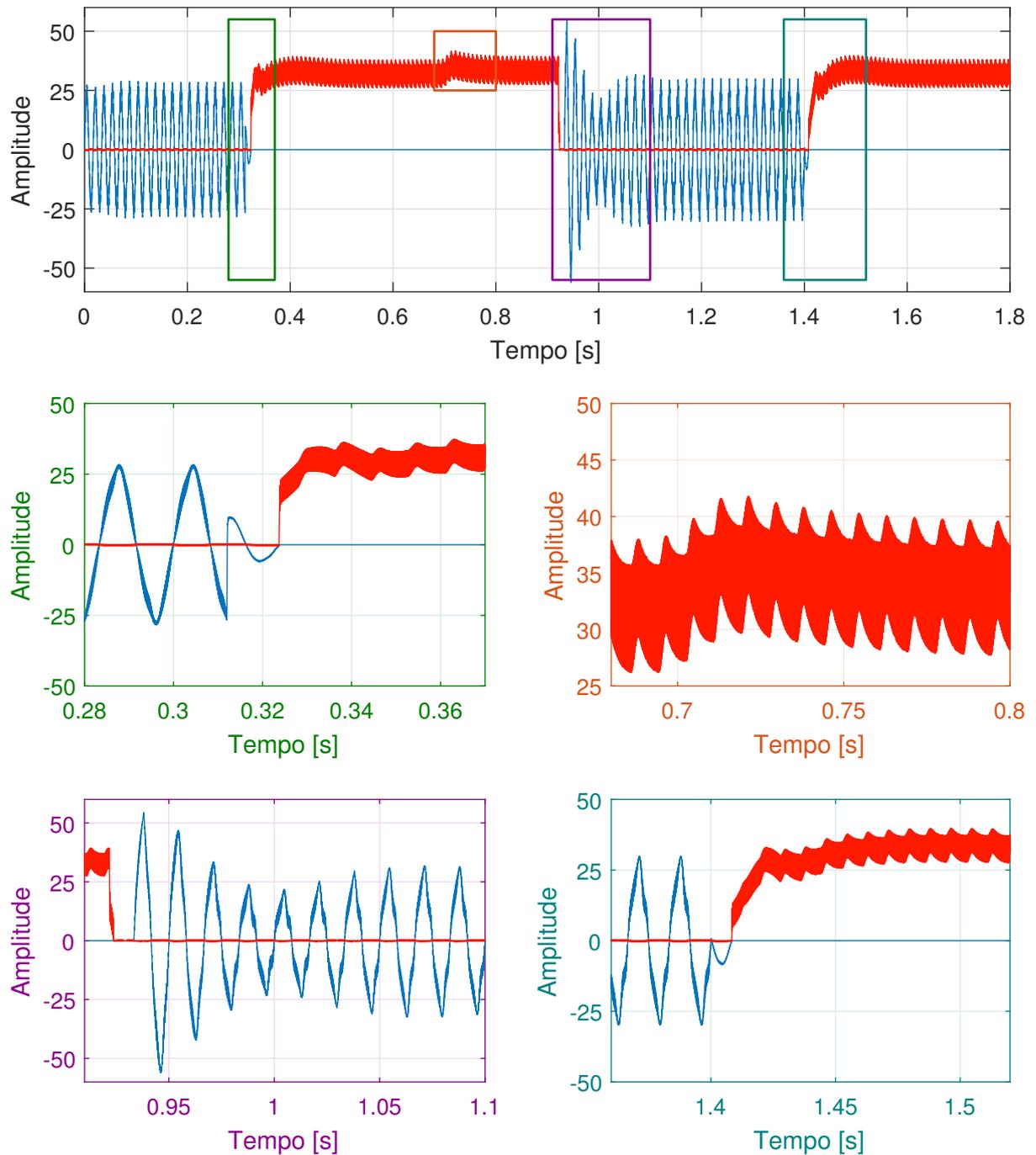


Figura 3.13 – Corrente no indutor do filtro de entrada (azul) e corrente na bateria (vermelho), para a UPS em modo **síncrono**. As regiões demarcadas no gráfico superior em verde, roxo e ciano são indicadas em detalhe nos gráficos inferiores com eixos de mesma cor.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

Por fim, a Figura 3.14 mostra a tensão instantânea do barramento c.c., seu valor médio e a referência de tensão em 200 V. Percebe-se uma variação máxima na tensão de aproximadamente 15% nos instantes de interrupção e restabelecimento. No intervalo em que a rede elétrica está disponível, o *ripple* na tensão do barramento c.c. se mantém em torno de 10%, enquanto no estado de energia armazenada o *ripple* é de 18%.

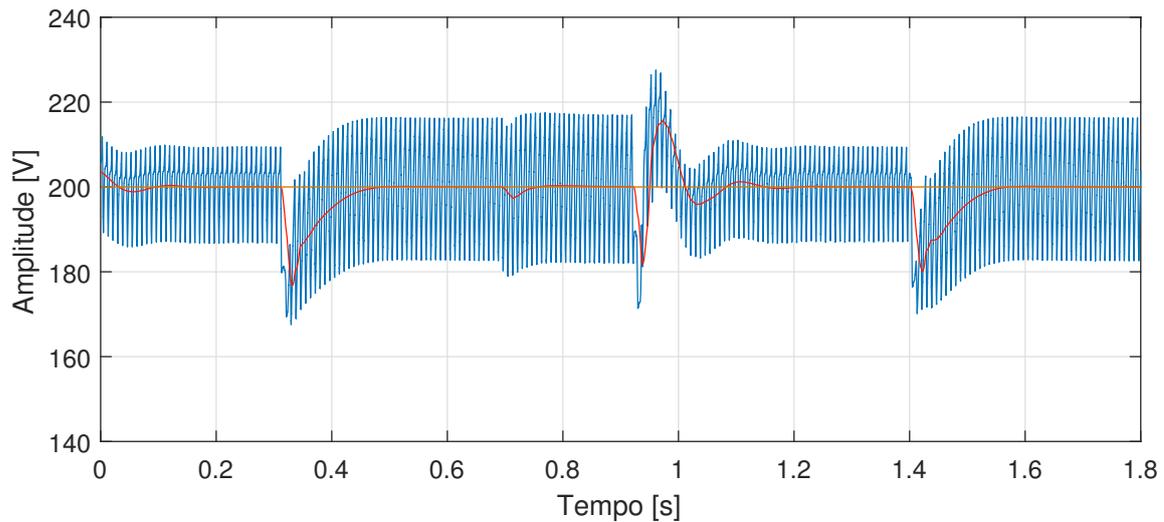


Figura 3.14 – Formas de onda da tensão instantânea (azul), média (vermelha) e de referência (laranja) no barramento c.c., para a UPS em modo **síncrono**.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

## 3.2 Dimensionamento da UPS a três braços

Esta subseção descreve a metodologia adotada para o projeto dos componentes que integram os filtros de entrada e de saída, o barramento c.c., o sistema de refrigeração e os circuitos de potência.

### 3.2.1 Filtros de entrada e de saída

Neste trabalho, adotam-se filtros LC na entrada e na saída da UPS de três braços. O dimensionamento dos componentes dos filtros segue a rotina de procedimentos detalhada a seguir.

(i) *Definição da frequência de corte  $f_c$  do filtro*

Conforme a regra prática usual, a frequência de corte  $f_c$  do filtro deve ser ajustada para um valor de 5 a 10 vezes menor que a frequência de chaveamento do conversor  $f_{sw}$ . Desse modo, componentes espectrais em torno da frequência  $f_{sw}$ , características dos sinais modulados em PWM, são suficientemente atenuadas por filtros de segunda ordem (com atenuação de 40 dB por década).

Para o filtro de entrada, a frequência de corte  $f_{c(in)}$  é alocada em uma década da frequência  $f_{sw}$ , conforme a equação 3.16.

$$f_{c(in)} = \frac{f_{sw}}{10} \quad (3.16)$$

Para o filtro de saída, para que sejam evitadas ressonâncias em harmônicos múltiplos dos introduzidos pela carga não-linear, a frequência de corte  $f_{c(out)}$  é atribuída a um valor 5 vezes menor do que a frequência  $f_{sw}$ :

$$f_{c(out)} = \frac{f_{sw}}{5}. \quad (3.17)$$

Há infinitos pares  $(L, C)$  que levam às frequências de corte  $f_{c(in)}$  e  $f_{c(out)}$ . A seleção dos valores de  $L$  e  $C$  depende não só da disponibilidade comercial dos componentes, como também do compromisso entre massa, volume e rendimento e dos critérios discutidos a seguir.

(ii) *Seleção do indutor  $L$  mínimo segundo o critério de ripple*

Para que as perdas no núcleo e no enrolamento (decorrentes do efeito pelicular) sejam limitadas a um valor máximo, o *ripple* máximo de corrente  $\Delta i_{max}$  nos indutores de entrada e de saída é assumido em 40% da corrente de pico  $i_{L(max)}$ . Como consequência da correção do fator de potência, o fator de crista  $FC_{in}$  da corrente de entrada é de  $\sqrt{2}$ . Na saída, o valor de  $FC_{out}$  da carga não-linear é adotado em 3.

Como as tensões de saída e de entrada sintetizadas pelos conversores seguem um perfil de três níveis, o indutor mínimo  $L$  que atende ao critério de *ripple* pode ser calculado a partir das equações 3.18 (COTA, 2016) e 3.19:

$$L = \frac{E}{8 \cdot \Delta i_{(max)} f_{sw}} \quad (3.18)$$

$$\Delta i_{(max)} = 0,40 \cdot i_{L(max)} \quad (3.19)$$

$$\Delta i_{(max)} = 0,40 \cdot FC \cdot i_{L(rms)}$$

em que  $E$  e  $i_{L(rms)}$  constituem a tensão do barramento c.c. e a corrente eficaz no indutor de filtro.

Assim, os valores de indutância mínimos dos filtros de entrada e de saída  $L_{in(min)}$  e  $L_{out(min)}$  se tornam:

$$L_{in(min)} = \frac{E}{3,2 \cdot FC_{in} \cdot i_{L(rms)} f_{sw}}, \quad (3.20)$$

$$L_{out(min)} = \frac{E}{3,2 \cdot FC_{out} \cdot i_{L(rms)} f_{sw}}. \quad (3.21)$$

Entretanto, valores superiores a  $L_{in(min)}$  e  $L_{out(min)}$  também atendem ao critério de *ripple* e podem levar à especificação de filtros com menores massa, volume e perdas totais (em razão da redução da capacitância necessária). Para selecionar o indutor com melhor compromisso entre essas variáveis, são avaliados indutores com valores entre  $L_{in(min)}$  e  $L_{in(max)}$  (ou entre  $L_{out(min)}$  e  $L_{out(max)}$ ), em que:

$$L_{in(max)} = 10 \cdot L_{in(min)}, \quad (3.22)$$

$$L_{out(max)} = 10 \cdot L_{out(min)}. \quad (3.23)$$

(iii) *Seleção do capacitor C segundo o critério de frequência de corte*

Com base nos valores de frequência de corte  $f_{c(in)}$  e  $f_{c(out)}$  definidos no item (i), é possível calcular os valores mínimos de capacitância dos filtros de entrada e de saída  $C_{in(min)}$  e  $C_{out(min)}$  como:

$$C_{in(min)} = \frac{1}{L_{in(max)} [2\pi f_{c(in)}]^2}, \quad (3.24)$$

$$C_{out(min)} = \frac{1}{L_{out(max)} [2\pi f_{c(out)}]^2}. \quad (3.25)$$

Pelas razões já comentadas no item (ii), a massa, volume e rendimento totais de filtros com capacitâncias maiores que  $C_{in(min)}$  e  $C_{out(min)}$  são também calculados, para selecionar o melhor par  $(L, C)$ . Os valores máximos  $C_{in(max)}$  e  $C_{out(max)}$  assumidos para as capacitâncias de entrada e de saída, como no item anterior, são:

$$C_{in(max)} = 10 \cdot C_{in(min)}, \quad (3.26)$$

$$C_{out(max)} = 10 \cdot C_{out(min)}. \quad (3.27)$$

No caso do filtro de entrada, a capacitância não deve exceder 5% da capacitância base, como recomendado por [Liserre, Blaabjerg e Hansen \(2005\)](#). Desse modo, limita-se a absorção de potência reativa a no máximo 5% da potência nominal.

(iv) *Projeto físico do indutor L*

Para fins de avaliação do projeto de indutor com melhor compromisso entre as variáveis massa ( $m_{ind}$ ), volume ( $V_{ind}$ ) e perdas totais ( $P_{ind}$ ), define-se, nesse trabalho, uma figura de mérito arbitrária  $FM_{ind}$ , dada pelo inverso do produto dessas grandezas:

$$FM_{ind} = \frac{1}{m_{ind} \cdot V_{ind} \cdot P_{ind}}. \quad (3.28)$$

Assim, quanto maior o valor de  $FM_{ind}$ , mais viável se torna o indutor, sob esses critérios. Para um dado indutor, com especificações definidas, avalia-se a figura de mérito de projetos com núcleos de ferrite  $FM_{ind(ferrite)}$  e de pó de ferro  $FM_{ind(powder\_core)}$ . A alternativa de maior viabilidade é selecionada, como indicado na Figura 3.15.

A metodologia de projeto dos indutores com núcleos de pó de ferro e de ferrite é representada em fluxograma nas Figuras 3.16 e 3.17, respectivamente. Nos dois casos, as entradas de projeto são a indutância total pretendida  $L_t$ , a corrente de pico no indutor  $i_{L(max)}$ , o *ripple* máximo de corrente  $\Delta i_{L(max)}$ , a frequência de chaveamento  $f_{sw}$ , o fator de saturação  $x_{B_{sat}}\%$ <sup>1</sup>, o fator de enrolamento  $ff_{max}$  e a densidade de corrente máxima  $J_{max}$ .

<sup>1</sup> Nesse trabalho, o fator de saturação  $x_{B_{sat}}\%$  consiste na razão percentual entre a densidade de fluxo máxima no indutor e o valor que leva o núcleo à saturação. Por exemplo, se o fator  $x_{B_{sat}}\%$  for de 50% e a densidade de fluxo de saturação for de 1 T, o valor máximo admitido para o fluxo no indutor é 0,5 T.

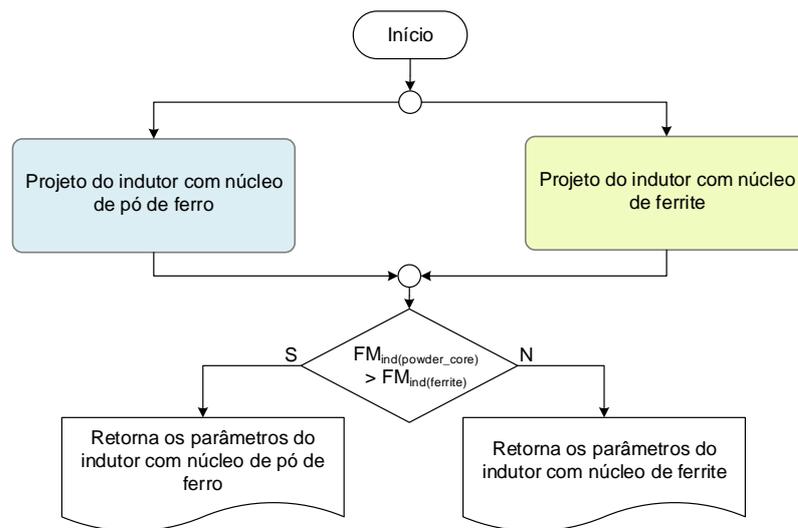


Figura 3.15 – Fluxograma para projeto físico dos indutores. Os procedimentos de projeto de indutores com núcleos de pó de ferro e de ferrite são apresentados nas Figuras 3.16 e 3.17.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

O projeto do indutor com núcleo de pó de ferro, descrito na Figura 3.16, segue a sequência de procedimentos detalhada em Cota (2016) e será discutida brevemente aqui.

Inicialmente o núcleo de pó de ferro com energia suficiente para a aplicação é selecionado a partir da curva de energia máxima armazenável por cada núcleo, informada pelo fabricante. A curva “ $B \times H$ ” referente a esse núcleo é então importada.

Para o cálculo do número de espiras  $N$ , busca-se a solução para  $N$  que atende às equações de Ampère e de Gauss, simultaneamente. Se essa solução definir uma densidade de fluxo maior do que a de saturação, os indutores são associados em série e a indutância por indutor  $L$ , atribuída inicialmente à  $L_t$ , é recalculada. Caso contrário, são determinados o diâmetro máximo de cada fio, para que o efeito pelicular seja minimizado para componentes à frequência de chaveamento  $f_{sw}$ , bem como o número de fios necessário para conduzir a corrente no caso em análise, sem violação da densidade de corrente  $J_{max}$ , como em Barbi, Font e Alves (2002).

Se nessa condição o fator de enrolamento for excedido, os indutores são associados em série e o valor de  $L$  é atualizado. Na sequência, as perdas no núcleo  $P_c$  são estimadas pelo método iGSE (*improved Generalized Steinmetz Equation*), via script em MATLAB disponibilizado por Sullivan, Venkatachalam e Czogalla (2016). Já as perdas no enrolamento  $P_w$  são avaliadas a partir do valor da resistência  $R_{DC}$ , já que o efeito pelicular é suposto desprezível com a limitação do *ripple* de corrente em 50% e com o projeto adotado para os enrolamentos (com vários fios com diâmetro menor do que a profundidade de penetração).

A temperatura máxima  $T_{max}$  do indutor é então estimada a partir da equação 3.29, em

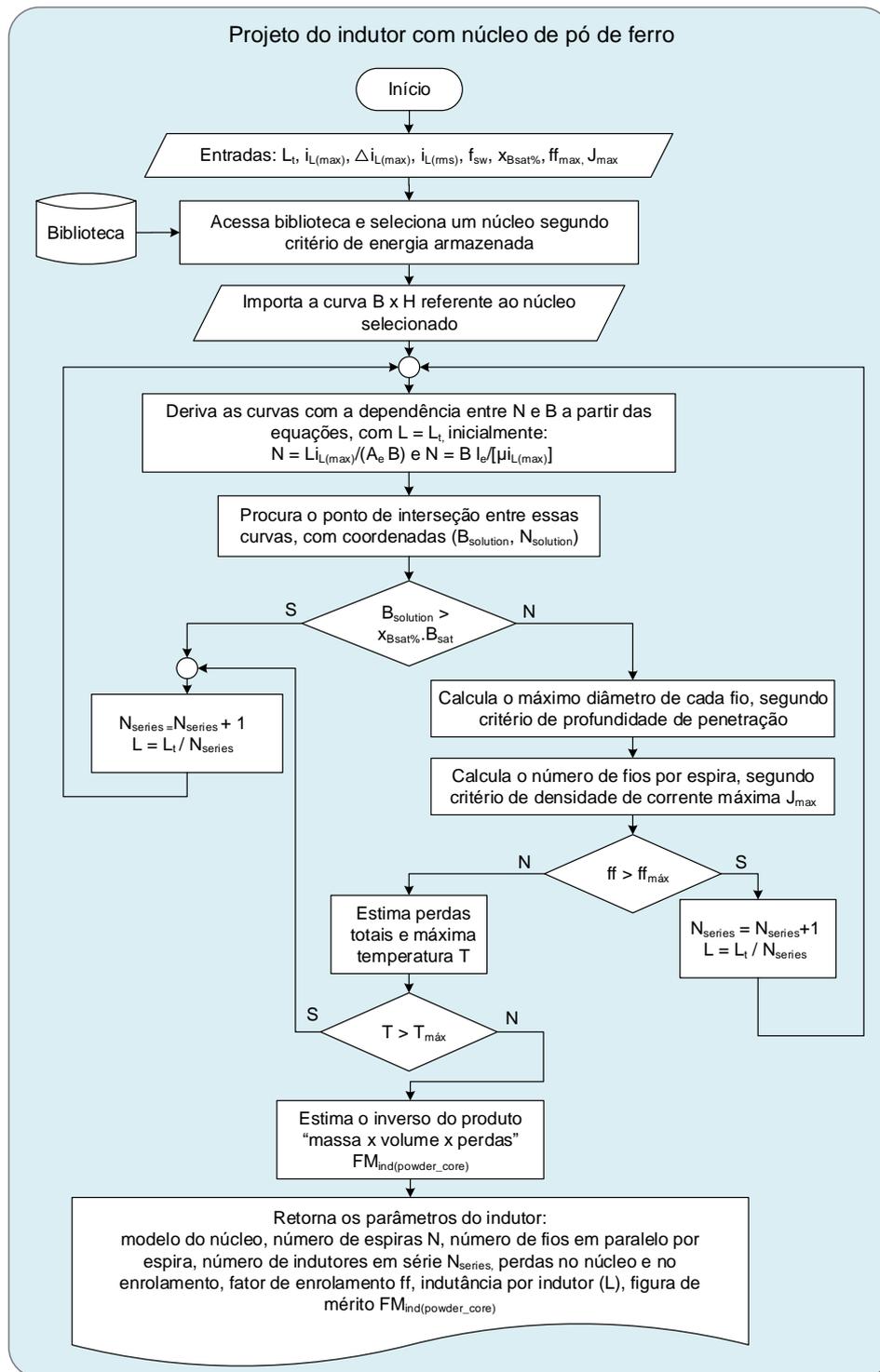


Figura 3.16 – Fluxograma de projeto de indutores com núcleo de pó de ferro. Adaptado de Cota (2016).  
 Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

que  $S_{40\%}$  é a superfície do indutor já enrolado no núcleo selecionado, com fator de enrolamento de 40%. Esse parâmetro é informado pelo fabricante do núcleo.

$$T_{max} = 450 \cdot \frac{(P_c + P_w)^{0,826}}{S_{40\%}} \quad (3.29)$$

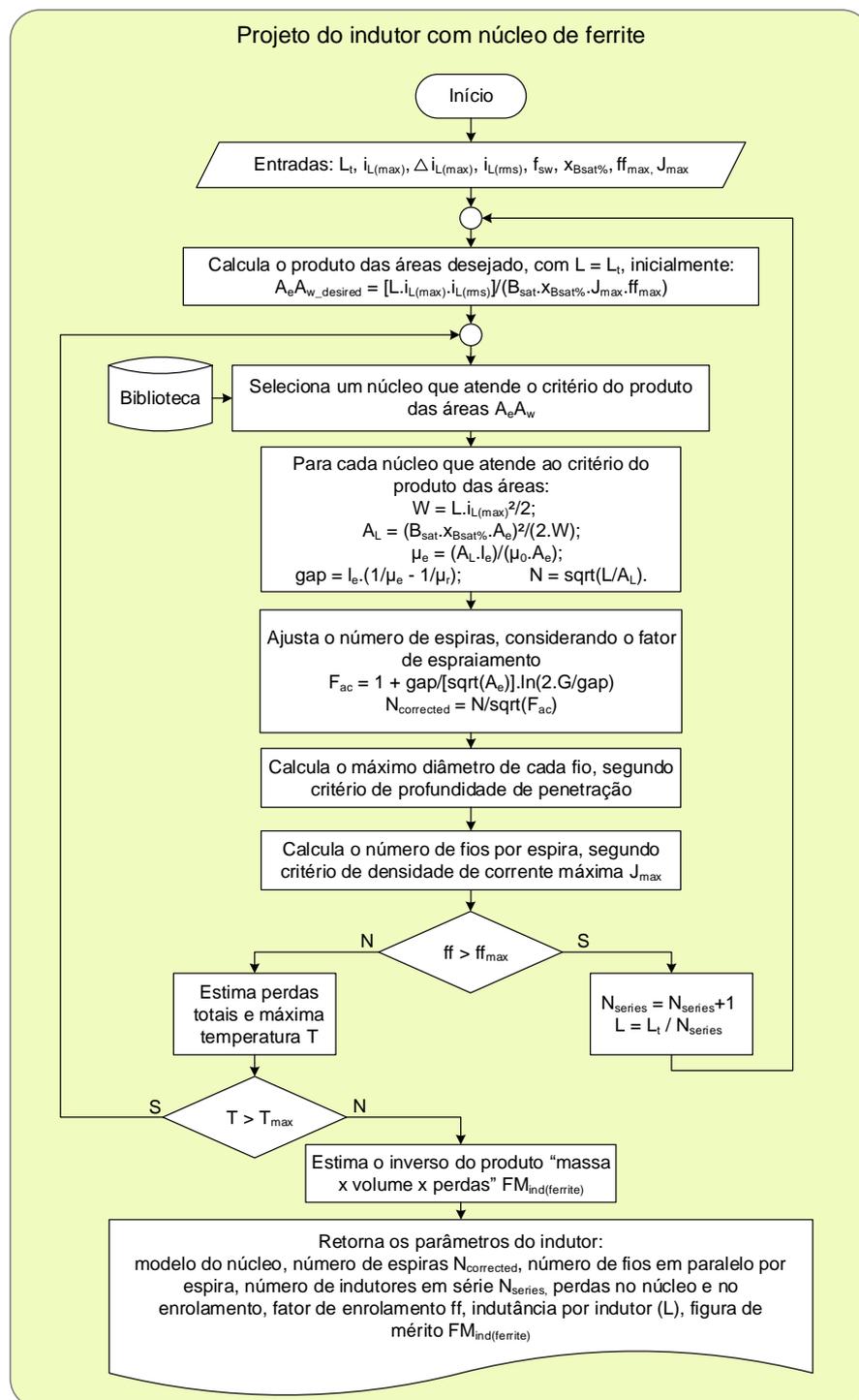


Figura 3.17 – Fluxograma de projeto de indutores com núcleo de ferrite.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

Já o projeto do indutor com núcleo de ferrite é descrito na Figura 3.17. O critério do produto das áreas  $A_e A_w$  é adotado para seleção inicial do núcleo, em que  $A_e$  e  $A_w$  são as áreas da seção reta do núcleo e da janela, respectivamente. Assim, o produto  $A_e A_w$  deve

ser no mínimo como calculado pela equação 3.30:

$$A_e A_w = \frac{L \cdot i_{L(max)} \cdot i_{L(rms)}}{x_{B_{sat}\%} \cdot B_{sat} \cdot J_{max} \cdot f f_{max}} \quad (3.30)$$

em que  $L$  é atribuído, inicialmente, ao valor de  $L_t$ . A rotina da Figura 3.17 então busca, na biblioteca com os núcleos de ferrite dos fabricantes Magnetics e EPCOS, aqueles que atendem a esse critério. Para cada núcleo que atende ao critério do produto das áreas, são calculados: a energia armazenada  $W$ ; a indutância específica  $A_L$ ; a permeabilidade efetiva  $\mu_e$ ; o *gap* necessário e o número de espiras  $N$ , a partir das equações 3.31, 3.32, 3.33, 3.34 e 3.35, respectivamente.

$$W = \frac{L \cdot i_{L(max)}^2}{2} \quad (3.31)$$

$$A_L = \frac{(B_{sat} \cdot x_{B_{sat}\%})^2 \cdot A_e^2}{2 \cdot W} \quad (3.32)$$

$$\mu_e = \frac{A_L \cdot l_e}{\mu_0 \cdot A_e} \quad (3.33)$$

$$gap = l_e \left( \frac{1}{\mu_e} - \frac{1}{\mu_r} \right) \quad (3.34)$$

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \quad (3.35)$$

em que  $l_e$  e  $A_e$  são o comprimento do caminho magnético e a seção do núcleo efetivas e  $\mu_0$  é a permeabilidade do ar.

Na sequência, o número de espiras é ajustado, considerando o efeito do espraimento do fluxo no entorno do *gap*. Esse efeito tende a reduzir a relutância total do caminho magnético, e, assim, aumentar a indutância pelo fator  $F_{ac}$ , dado pela equação 3.36:

$$F_{ac} = 1 + \frac{gap}{\sqrt{A_e}} \cdot \ln \left( \frac{2G}{l_g} \right). \quad (3.36)$$

Sendo assim, o número de espiras  $N$  deve ser reduzido para  $N_{corrected}$ :

$$N_{corrected} = \frac{N}{\sqrt{F_{ac}}}. \quad (3.37)$$

O máximo diâmetro de cada fio, segundo o critério de profundidade de penetração sugerido por Barbi, Font e Alves (2002) e o número de fios que devem ser associados em paralelo para não exceder a máxima densidade de corrente  $J_{max}$  são então calculados, como apresentado em Cota (2016).

Se o fator de preenchimento  $ff$  obtido for maior do que  $ff_{max}$ , os indutores são associados em série e o valor da indutância de cada indutor  $L$  é atualizado. Caso contrário, as perdas e a temperatura máxima  $T$  são estimados, conforme o procedimento já citado no

caso dos núcleos com pó de ferro. Se a temperatura for maior do que o limite máximo de temperatura  $T_{max}$ , outro núcleo que atende ao critério do produto das áreas é selecionado e o processo se reinicia. Por outro lado, se não houver violação de temperatura, a figura de mérito  $FM_{ind(ferrite)}$  é calculada e os parâmetros de projeto são retornados.

(v) *Projeto físico do capacitor C*

Os capacitores de filtro são projetados com base nos valores de capacitância calculados no item (iii). Para seleção de capacitores comerciais, as famílias de capacitores de 500 V de polipropileno do fabricante EPCOS são catalogadas (modelos B32774 a B32778). A rotina em uso para seleção dos capacitores comerciais é apresentada na Figura 3.18. As entradas dessa rotina são: a capacitância pretendida  $C_{needed}$ , a corrente eficaz necessária  $I_{rms(needed)}$  e a tensão nominal mínima  $V_{rated}$ .

Como se observa na Figura 3.18, inicialmente os capacitores com tensão nominal igual à 500 V<sup>2</sup> são selecionados. A massa  $M$ , o volume  $V$ , a corrente eficaz máxima  $I_{rms}$  e a resistência série equivalente  $esr$  relativas a cada componente são obtidas da base de dados. O número de componentes  $N_p$  que devem ser associados em paralelo para atingir a capacitância pretendida  $C_{needed}$  é calculado, para cada modelo da família de capacitores de 500 V. O volume  $V_{total}$  e massa  $M_{total}$  totais de cada associação são estimados assumindo uma geometria simplificada do tipo paralelepípedo.

Como no caso dos indutores, define-se uma figura de mérito  $FM_{cap}$  para avaliar a viabilidade de cada projeto, que corresponde ao inverso do produto entre massa e volume totais, como mostra a equação 3.38.

$$FM_{cap} = \frac{1}{V_{total} \cdot M_{total}}. \quad (3.38)$$

As perdas nos capacitores não são consideradas no cálculo dessa figura de mérito, por não serem relevantes nos capacitores de filtro. Novamente, quanto maior o valor de  $FM_{cap}$ , maior a viabilidade do projeto.

A associação que se caracteriza pelo maior valor de  $FM_{cap}$ , na posição  $index_{opt}$  no vetor de associações possíveis, é então selecionada. A corrente eficaz que pode ser conduzida pelo conjunto de capacitores,  $I_{rms(total)}$ , é calculada a partir do produto entre  $N_p$  e  $I_{rms}$ . Se a corrente  $I_{rms(total)}$  for menor do que a corrente necessária  $I_{rms(needed)}$ , mais capacitores são associados em paralelo até que se atinja essa corrente mínima. Cabe observar que capacitores de menor corrente, de menor custo, são preferidos. Por essa razão, a corrente não é considerada inicialmente como restrição para avaliar o valor de  $N_p$ .

<sup>2</sup> Opta-se por capacitores de 500 V para que esses capacitores também possam ser usados no barramento c.c., como será comentado na seção 3.2.2.

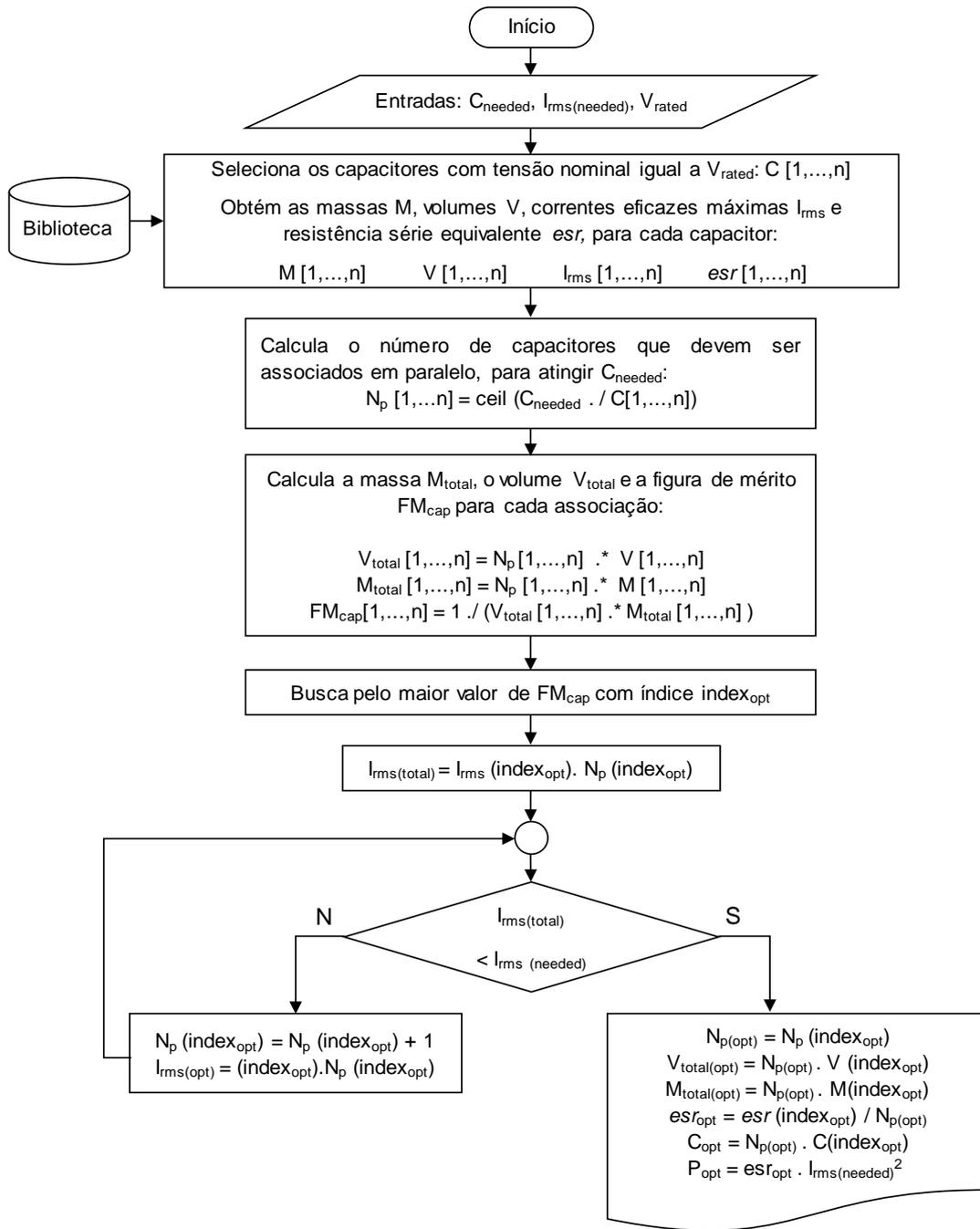


Figura 3.18 – Fluxograma de projeto de capacitores.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

A partir número final de capacitores em paralelo  $N_{p(opt)}$ , o volume total  $V_{total(opt)}$ , a massa total  $M_{total(opt)}$ , a capacitância  $C_{total(opt)}$  e a resistência série  $esr_{(opt)}$  equivalentes são estimadas. Isso encerra, portanto, o projeto do capacitor de filtro.

### 3.2.2 Barramento c.c.

Neste trabalho, supõe-se que o barramento c.c. é composto por capacitores eletrolíticos (com capacitância  $C_{LF}$ ) e de filme plástico ( $C_{HF}$ ), que limitam a excursão de tensão gerada pelas correntes de baixa e de alta frequência, respectivamente.

Para avaliar as capacitâncias mínimas  $C_{LF}$  e  $C_{HF}$ , assume-se que o *ripple* de tensão de baixa e de alta frequência ( $\Delta V_{LF}$  e  $\Delta V_{HF}$ ) não deve exceder 5% da tensão nominal do barramento c.c.  $V_{DC}$ . Assim, obtêm-se as equações 3.39 e 3.40 para o cálculo dos valores de  $C_{LF}$  e  $C_{HF}$  mínimos:

$$C_{LF} = \frac{\Delta q_{LF}}{\Delta V_{LF}} = \frac{2 \cdot \max(\int i_{LF} \cdot dt)}{0,05 \cdot V_{DC}} \quad (3.39)$$

$$C_{HF} = \frac{\Delta q_{HF}}{\Delta V_{HF}} = \frac{2 \cdot \max(\int i_{HF} \cdot dt)}{0,05 \cdot V_{DC}} \quad (3.40)$$

em que  $\Delta q$  e  $i$  representam a máxima variação de carga e a corrente no capacitor e os subscritos “ $LF$ ” e “ $HF$ ” se referem às componentes de baixa e de alta frequência, nessa ordem. A componente de baixa frequência da corrente  $i_{LF}$  é obtida por meio da demodulação da corrente total no capacitor (*i.e.*, a média móvel ao longo de um período de chaveamento), medida em simulação. A parcela de alta frequência  $i_{HF}$  resulta da subtração da corrente total por  $i_{LF}$ . As integrais nessas equações são calculadas numericamente, para cada frequência de chaveamento.

A rotina de projeto dos capacitores  $C_{LF}$  e  $C_{HF}$  segue o fluxograma da Figura 3.18. Os capacitores eletrolíticos adotados são do fabricante EPCOS da família *B43644 Ultra Compact*, com temperatura máxima de operação de  $105^\circ C$ , que também foram catalogados na base de dados indicada na Figura 3.18. Para a UPS em modo síncrono, com tensão  $V_{DC}$  de  $200 V$ , capacitores eletrolíticos de  $250 V$  e de filme plástico de  $500 V$  são utilizados. Já para a UPS em modo assíncrono, com  $V_{DC}$  de  $400 V$ , são empregados os mesmos capacitores de filme e capacitores eletrolíticos de  $500 V$ .

Cabe ressaltar que a capacitância  $C_{LF}$  compõe a maior parte da capacitância do barramento c.c. (*i.e.*,  $C_{LF} \gg C_{HF}$ ). Essa característica é inerente aos conversores monofásicos, como discutido por Mozaffari, Amirabadi e Deshpande (2018) e Krein, Balog e Mirjafari (2012), como consequência do descasamento entre a potência no barramento c.c. e de saída. De fato, a potência instantânea de saída  $P_{out}$  oscila no dobro da frequência fundamental da corrente/tensão de saída (*i.e.*, a  $120 Hz$ ). Nos instantes em que o valor de  $P_{out}$  superar a potência média  $P_{med}$ , os capacitores do barramento c.c. devem fornecer energia à carga. Por outro lado, nos instantes em que  $P_{out}$  for menor do que  $P_{med}$ , os capacitores devem armazenar esse excedente. Esse balanço de energia, provido pela parcela  $C_{LF}$ , naturalmente leva a uma oscilação de tensão no barramento c.c., na frequência do segundo harmônico. Para manter essa oscilação em níveis aceitáveis, o valor da capacitância  $C_{LF}$  deve ser elevado nas UPSs em estudo (da ordem de  $mF$ ).

Para que esse *ripple* de tensão seja atenuado sem que seja necessário empregar capacitâncias elevadas no barramento c.c., Krein, Balog e Mirjafari (2012) descrevem uma alternativa

baseada no uso de um conversor *buck* nesse barramento, que atua como um “*buffer* de pulsação de potência” (NEUMAYR; BORTIS; KOLAR, 2016). Assim, a capacitância  $C_{LF}$  pode ser expressivamente reduzida. Essa solução foi adotada na maioria dos protótipos apresentados para o *Google Little Box Challenge* (KOLAR; BORTIS; NEUMAYR, 2016), (LEI et al., 2017), (BOMBOIR; BLEUS; MILSTEIN, 2016), competição internacional promovida pela empresa *Google* que premiou o inversor de  $2\text{ kW}$  com a maior densidade de potência do mundo.

Para fins de simplificação das análises e em razão de limitações de tempo, essa estratégia para redução da capacitância do barramento c.c. não foi investigada nesse trabalho.

### 3.2.3 Cálculo de perdas nos dispositivos semicondutores

Para que o rendimento global da UPS seja avaliado, devem-se também estimar as perdas nos dispositivos semicondutores. Neste trabalho, como em Cota (2016), o cálculo dessas perdas se baseia nas formas de onda de corrente instantâneas avaliadas em simulação e nas curvas características do componente, fornecidas pelo fabricante em catálogo. Essas curvas descrevem o comportamento do dispositivo em condução e as energias dissipadas nos processos de *turn-on* e *turn-off*. Contudo, normalmente as curvas de energia para MOSFETs à base de silício não são disponibilizadas pelos fabricantes. Além disso, as curvas de energia de recuperação reversa dos diodos  $E_{rr}$ , para os IGBTs em uso, não são fornecidas em catálogo. Sendo assim, antes de detalhar o procedimento de cálculo de perdas, descreve-se a metodologia para levantamento das curvas não-informadas.

#### 3.2.3.1 Levantamento das curvas dos dispositivos

Para derivar as curvas de energia de *turn-on*  $E_{on}$  e de *turn-off*  $E_{off}$  em função da corrente comutada para os MOSFETs de silício, o teste do duplo pulso é conduzido em simulação SPICE (no *software* LTSpice, versão IV) com base no modelo SPICE do componente.

Esse modelo é fornecido pelo fabricante, em três níveis de exatidão: (i) nível *L0*, mais básico, para simulações gerais em que seja dispensável caracterizar o comportamento térmico ou transitório do componente; (ii) nível *L1*, para análises de transitórios e de eficiência, com o comportamento do dispositivo em ampla faixa de temperaturas; (iii) nível *L3*, mais complexo e exato, que modela o auto-aquecimento (*self-heating*) e o comportamento térmico do componente. No caso em análise, adota-se o modelo *L3*, mais apropriado para as análises térmicas e transitórias.

O circuito simulado em LTSpice é ilustrado na Figura 3.19, em que o transistor sob teste, representado pelo modelo *L3*, alimenta uma carga indutiva. Dois pulsos são aplicados ao sinal de *gate*: o primeiro mantém o MOSFET ligado até que a corrente no indutor de carga se eleve até o valor que se pretende interromper,  $I_{test}$ ; o segundo religa o transistor, que passa a conduzir a mesma corrente  $I_{test}$ . A indutância de carga sustenta a corrente em  $I_{test}$ , durante o intervalo em que o MOSFET se mantém desligado. Na simulação, a tensão e corrente no transistor são

monitoradas e a integral do produto entre essas grandezas durante a comutação é avaliada no próprio LTSpice, como sugerido por GaN Systems (2017).

Cabe comentar que as resistências de *gate*  $R_{g(on)}$  e  $R_{g(off)}$  e a tensão do barramento são iguais às sugeridas pelo fabricante, para as quais os parâmetros dos MOSFETs são informados em catálogo. Em paralelo com o diodo, adiciona-se um capacitor com valor igual à capacitância efetiva de saída relacionada ao critério de energia  $C_{o(er)}$  (referida por *effective output capacitance energy related* nas folhas de dados do componente). Essa capacitância, segundo o fabricante, corresponde ao valor que leva à mesma energia armazenada no capacitor  $C_{oss}$ , quando a tensão  $V_{DS}$  aumenta de  $0\text{ V}$  a um determinado valor de referência (igual a  $400\text{ V}$ , no caso dos MOSFETs avaliados).

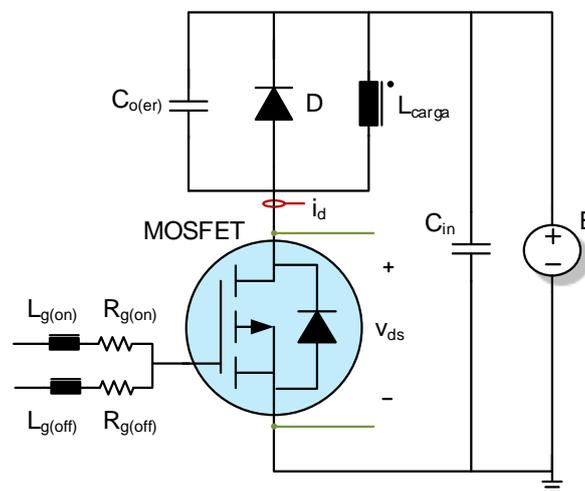


Figura 3.19 – Circuito simulado em LTSpice, para executar o teste do duplo pulso.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

A Figura 3.20 apresenta curvas típicas do ensaio de duplo pulso, obtidas em LTSpice, para o caso em que a corrente comutada pelo MOSFET é de cerca de  $25\text{ A}$ . Os processos de *turn-off* e de *turn-on* são mostrados em detalhe nas Figuras 3.20(b) e 3.20(c), respectivamente. As curvas em vermelho resultam do produto entre tensão e corrente instantâneas. Já a integral dessas curvas, ao longo das janelas de tempo representadas nas Figuras 3.20(b) e 3.20(c), correspondem às energias dissipadas  $E_{on}$  e  $E_{off}$  para a corrente de  $25\text{ A}$ .

Para levantar as curvas de  $E_{on}$  e  $E_{off}$  em função da corrente, a corrente comutada pelo dispositivo é variada na faixa de  $0$  a  $100\text{ A}$ . Esse procedimento é repetido para os MOSFETs em uso nesse trabalho: IPT65R033G7, IPZ65R019C7 e IPW65R019C7.

Já a curva de energia de recuperação reversa no diodo foi estimada, para os IGBTs, com base no cálculo das áreas de cruzamento entre tensão e de corrente, durante o processo de recuperação reversa. Para que essa área fosse calculada, baseia-se nos seguintes dados, informados no catálogo para a condição nominal: (*i*) inclinações da corrente no diodo no

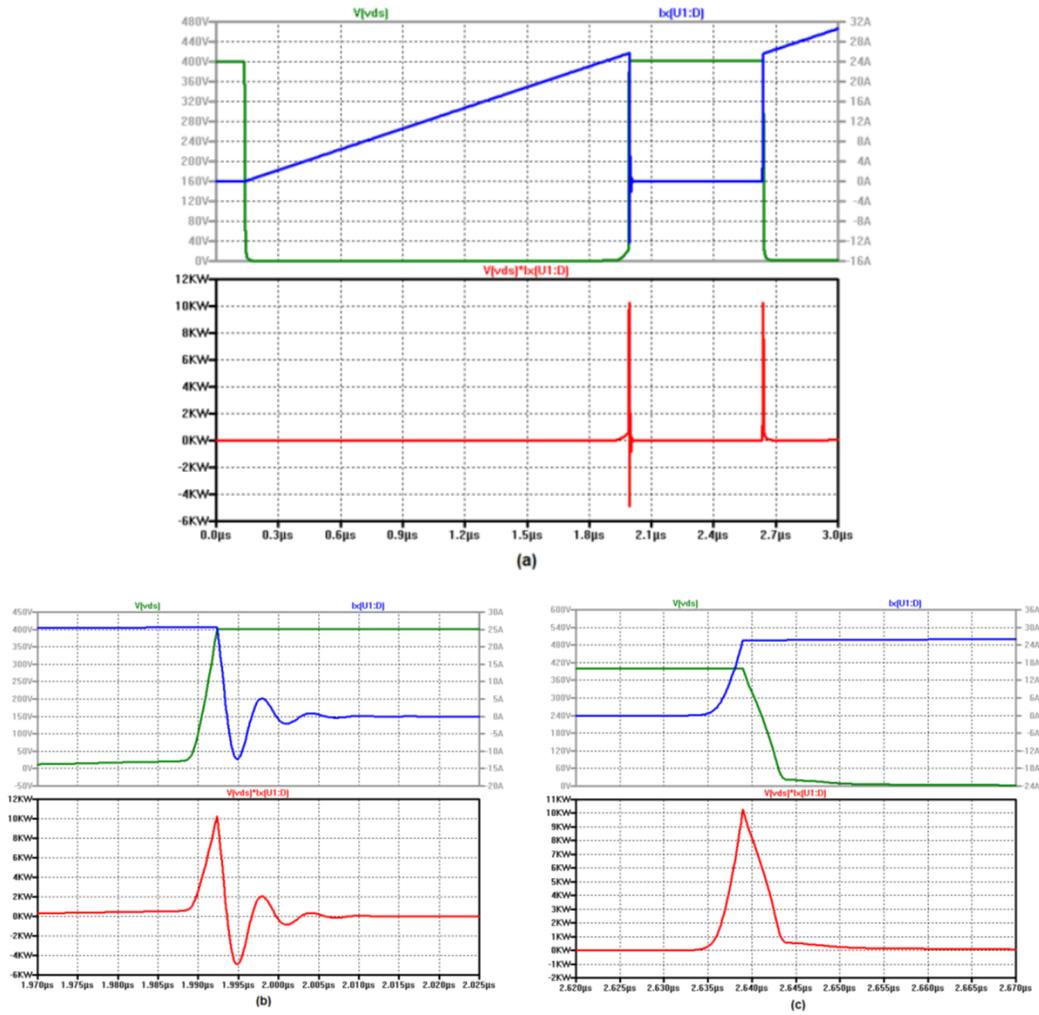


Figura 3.20 – Curvas obtidas no ensaio de duplo pulso em LTSpice: (a) curvas de tensão (verde), corrente (azul) e potência instantânea (vermelho) no MOSFET ensaiado; (b) detalhe das curvas, durante o processo de *turn-off*; (c) detalhe das curvas, durante o processo de *turn-on*.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

primeiro ( $t_a$ ) e no segundo intervalo ( $t_b$ ) da recuperação reversa, indicados por  $di_F/dt$  e  $di_{rr}/dt$  pelo fabricante, respectivamente; (ii) pico da corrente de recuperação reversa no diodo ( $I_{rrm}$ ); (iii) duração da recuperação reversa, dada por  $t_{rr}$ .

Com base nesses dados, é possível estimar a energia de recuperação reversa  $E_{rr(nom)}$  para a corrente nominal  $I_{nom}$  e tensão reversa nominal, a partir das Equações 3.41 a 3.43. Para uma corrente arbitrária  $I$ , a energia associada  $E_{rr}$  pode ser calculada via Equação 3.44:

$$\frac{t_a}{t_b} = \frac{I_{rrm}/t_b}{I_{rrm}/t_a} \approx \frac{di_{rr}/dt}{di_F/dt} = r, \quad (3.41)$$

$$t_b = \frac{t_{rr(nom)}}{1 + r}, \quad (3.42)$$

$$E_{rr(nom)} = \frac{V_{DC} \cdot I_{rrm} \cdot t_b}{2}, \quad (3.43)$$

$$E_{rr} = E_{rr(nom)} \cdot \left( 0,45 \frac{I}{I_{nom}} + 0,55 \right). \quad (3.44)$$

A curva de energia de recuperação reversa no diodo  $E_{rr}$  é indicada na Figura 3.21(a), para os IGBTs avaliados nesse trabalho: IKZ50N65NH5, IKW50N65F5. Já as curvas de  $E_{on}$  e  $E_{off}$  obtidas para os MOSFETs são reproduzidas nas Figuras 3.21(b) a 3.21(d).

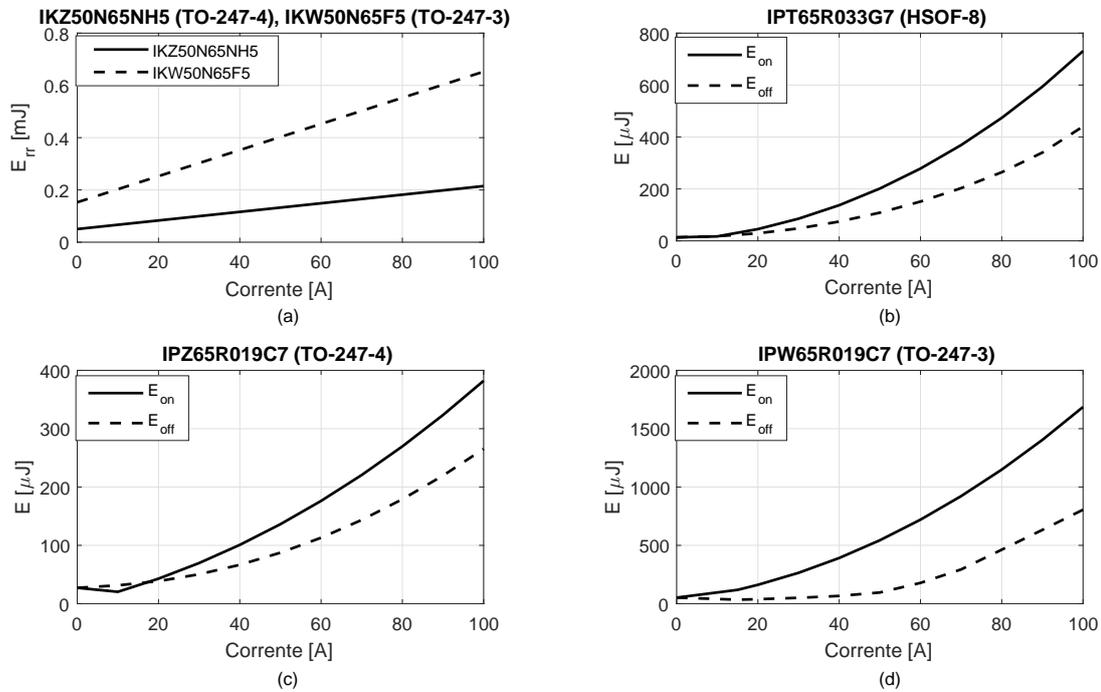


Figura 3.21 – Curva de  $E_{rr}$  em função da corrente de coletor obtida via Equação 3.44 para os IGBTs: (a) IKZ50N65NH5 e IKW50N65F5. Curvas de  $E_{on}$  e  $E_{off}$  em função da corrente de dreno obtidas via ensaio de duplo pulso em LTSpice, para os MOSFETs: (b) IPT65R033G7; (c) IPZ65R019C7; (d) IPW65R019C7.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

Para validar esse procedimento, comparam-se as curvas obtidas via simulação SPICE para as energias  $E_{on}$  com as disponibilizadas pelo fabricante para os dispositivos IPW65R045C7 e IPZ65R045C7, derivadas de ensaios experimentais desses componentes (STUECKLER; VECINO, 2013a). Os resultados dessa comparação constam nos gráficos da Figura 3.22. Como se observa nesses gráficos, as curvas levantadas via simulação tendem a ser mais conservadoras que os resultados experimentais, com desvios que atingem no máximo 40%. Sendo assim, na falta de outra informação sobre os componentes avaliados neste trabalho, supõe-se que a simulação SPICE é suficiente para caracterização desses dispositivos.

Por inspeção dos gráficos da Figura 3.22, nota-se que as energias dissipadas no chaveamento do dispositivo com encapsulamento TO-247-4 se tornam expressivamente inferiores às do componente em TO-247-3, apesar de as características em condução serem semelhantes. Segundo Stueckler e Vecino (2013b), essa diferença de desempenho em chaveamento se deve ao fato de a queda de tensão na indutância parasita de fonte  $L_S$  se subtrair da tensão  $V_{GS}$ , nos dispositivos de três pinos (como o TO-247-3). Isso ocorre porque nesses componentes a indutância  $L_S$  é compartilhada invariavelmente entre os circuitos de potência e de disparo. Assim, a taxa de

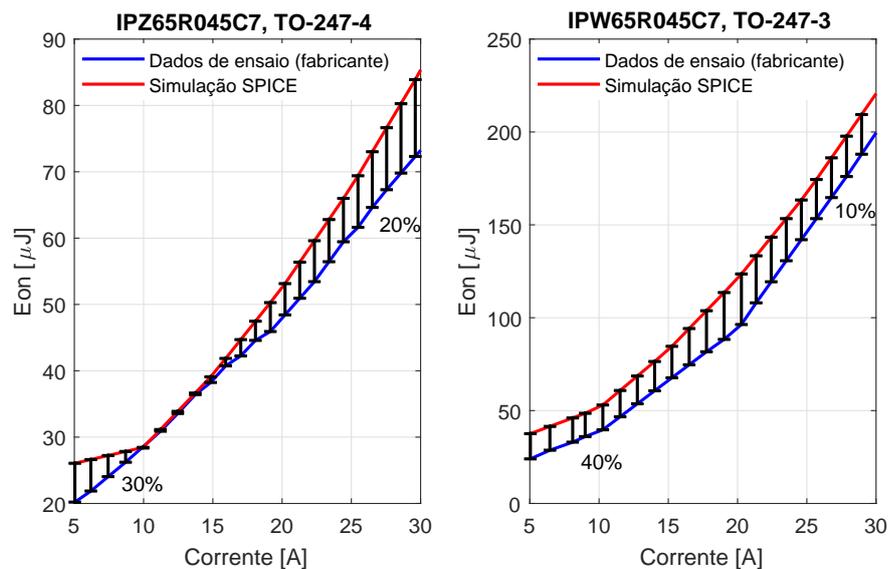


Figura 3.22 – Comparação entre as curvas simuladas e as disponibilizadas pelo fabricante para os componentes IPZ65R045C7 (esquerda) e IPW65R045C7 (direita).

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

variação de corrente do transistor se torna menor – como resultado da redução da tensão  $V_{GS}$  “efetiva” – e as perdas de chaveamento no componente tendem a aumentar.

Com a adição do quarto pino dos encapsulamentos como o TO-247-4, é possível introduzir uma referência de potencial para o circuito de disparo dissociada do circuito de potência (STUECKLER; VECINO, 2013b). Como consequência, a indutância  $L_S$  não é mais compartilhada entre os dois circuitos e os tempos de comutação podem ser reduzidos, diminuindo as perdas de chaveamento. Essa configuração com quarto pino independente, dedicada ao circuito de *gate* é referida na literatura por *Kelvin source configuration* e é apontada como alternativa para que o desempenho dos novos dispositivos semicondutores, com tempos de comutação sem precedentes, não seja limitado por elementos parasitas do circuito externo (STUECKLER; VECINO, 2013b).

### 3.2.3.2 Metodologia de cálculo de perdas nos semicondutores

Com base nas curvas informadas em catálogo pelo fabricante e/ou naquelas levantadas via simulação SPICE, podem-se calcular as perdas de condução e de chaveamento nos semicondutores. Para tanto, são adotadas as ferramentas desenvolvidas por Cota (2016) para digitalização das curvas do componente e para cálculo estimado de perdas via método *offline*<sup>3</sup>, disponibilizadas pela autora. Os códigos e a metodologia de cálculo já são descritas em detalhe em Cota (2016),

<sup>3</sup> Segundo Cota (2016), o método de cálculo de perdas *offline*, mais conservador, supõe que a temperatura de junção do componente equivale à máxima admissível. Por meio desse método, as perdas são calculadas a partir do pós-processamento dos arquivos com a corrente instantânea no dispositivo, obtida em simulação e dos arquivos com as curvas do componente, para esse pior caso. Para mais detalhes sobre o método e sobre as ferramentas aqui adotadas, deve-se consultar o trabalho de Cota (2016).

e, portanto, não serão abordados neste texto.

Cabe, aqui, apenas comentar as simplificações adotadas no cálculo de perdas dos MOSFETs:

- (i) As perdas nos diodos de roda livre são consideradas desprezíveis, assumindo que os MOSFETs são bidirecionais e que esses diodos conduzem apenas durante o tempo morto.
- (ii) As perdas de comutação nos MOSFETs são também desprezadas no caso em que o sentido da corrente na carga favorece a condução do diodo de roda livre, durante o tempo morto, antes que o MOSFET entre em condução. Nessa condição, o processo de *turn-on* do MOSFET ocorre com tensão zero e o de *turn-off*, com corrente nula (BRANDELERO et al., 2013).
- (iii) Nos casos em que a curva  $I \times V$  não é informada pelo fabricante, assume-se que essa característica é linear e que a inclinação corresponde ao inverso da resistência  $R_{DS(on)}$  para a temperatura de  $150^\circ C$ .

### 3.2.4 Dimensionamento do sistema de refrigeração

O dimensionamento do sistema de refrigeração se baseia no cálculo de perdas em cada dispositivo e em modelos térmicos para o sistema completo. A metodologia de cálculo de perdas nos semicondutores já foi discutida na seção 3.2.3. A seção 3.2.4.1 detalha os modelos térmicos adotados.

#### 3.2.4.1 Modelos térmicos

Para as análises de desempenho propostas neste trabalho, os modelos térmicos de regime permanente se tornam suficientes. Por outro lado, prefere-se a adoção de modelos de regime permanente que descrevam o comportamento macroscópico do componente, sem detalhar as temperaturas associadas a camadas do dispositivo. Assim, esses modelos podem ser obtidos a partir de informações fornecidas no catálogo do fabricante. Em geral, circuitos térmicos, que se baseiam na analogia entre as variáveis elétricas e térmicas, são propostos pelo fabricante para estimar as temperaturas de junção e de encapsulamento. Desse modo, a diferença de temperatura é mapeada em diferença de potencial elétrico, a corrente elétrica em potência térmica e a resistência térmica, em resistência elétrica.

Particularmente para os dispositivos avaliados, os fabricantes informam, na folha de dados, apenas as resistências térmicas entre junção e encapsulamento  $R_{th(jc)}$ . Supondo que sobre cada dissipador são instalados dois pares de chaves (transistor e diodo em antiparalelo), é possível derivar o circuito térmico da Figura 3.23. Nesse circuito, “Q1” e “D1” se referem ao transistor  $Q_1$  e ao diodo em antiparalelo  $D_1$  e  $R_{th(cs)}$  e  $R_{th(sa)}$  correspondem às resistências térmicas entre encapsulamento e dissipador e entre dissipador e ambiente, respectivamente.

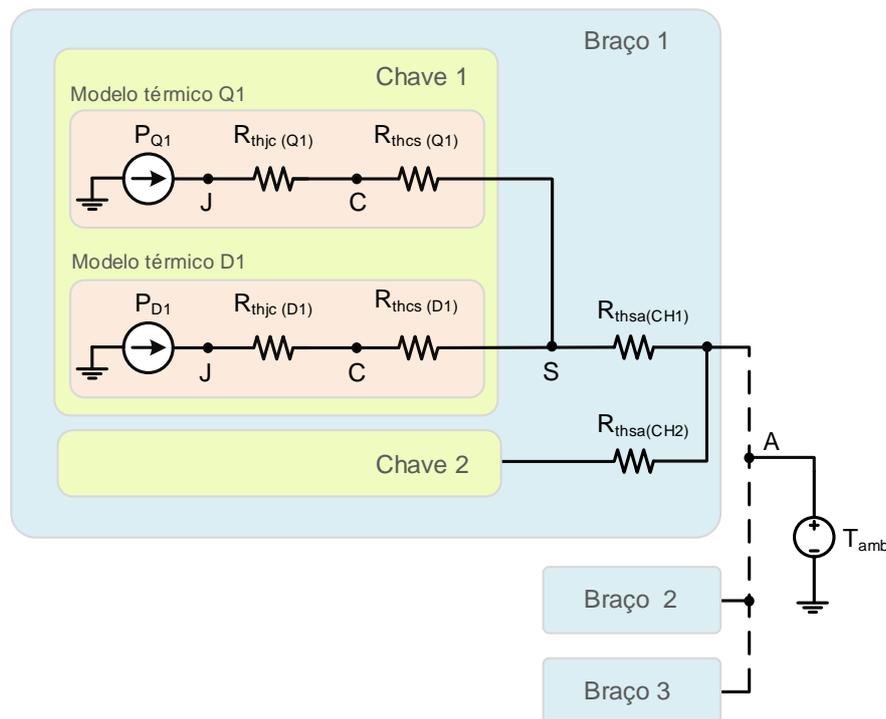


Figura 3.23 – Circuito térmico de cada dispositivo semicondutor.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

Para o cálculo da resistência térmica  $R_{th(cs)}$ , supõe-se o uso de um “adesivo térmico”, à base de fibra de vidro e de material polimérico, do fabricante Bergquist, modelo GAP PAD 5000S35, de condutividade térmica  $k$  de  $5 W/(m \cdot K)$  e espessura  $d$  de  $0,508$  mm. O valor de  $R_{thcs}$  foi estimado para cada dispositivo, segundo a Equação 3.45, considerando a área disponível para troca de calor  $A$  e a condutividade  $k$  e espessura  $d$  do adesivo térmico:

$$R_{th(cs)} = \frac{d}{k \cdot A}. \quad (3.45)$$

Cabe salientar que o tipo de encapsulamento define a área de interface entre o dispositivo e o meio e, portanto, a resistência  $R_{th(cs)}$ . Sendo assim, o encapsulamento pode condicionar não só o desempenho elétrico, como já indicado na seção 3.2.3.1, como também o comportamento térmico do componente.

Por fim, a resistência térmica  $R_{th(sa)}$  foi calculada, para cada caso, supondo que a temperatura de junção equivale ao valor limite informado em catálogo, com uma margem de segurança de  $15^\circ C$ .

### 3.2.4.2 Estimativa de volume e massa do sistema de refrigeração

Para estimar o volume e a massa do sistema de refrigeração, adotam-se como referência os índices de desempenho típicos de sistemas comerciais com convecção forçada. Esses índices são referidos por *Cooling System Performance Indexes (CSPI)* nos trabalhos de Kolar et al. (2010),

Drofenik et al. (2005), Drofenik e Kolar (2006), Friedli, Hartmann e Kolar (2014), Castelan et al. (2017) e relacionam o volume e a massa do sistema completo (ventilador e dissipador) com a resistência térmica associada  $R_{th(sa)}$ . Segundo Drofenik e Kolar (2006), esses indicadores podem ser adotados como métrica universal de comparação de sistemas de refrigeração de diferentes tecnologias, sob critérios de máxima densidade de potência. As equações 3.47 e 3.46 definem os índices  $CSPI_m$  e  $CSPI_v$ , relativos à massa total  $M_{cs}$  e o volume total  $V_{cs}$  desse sistema, respectivamente.

$$CSPI_v = \frac{1}{R_{th,sa} \cdot V_{cs}} \quad (3.46)$$

$$CSPI_m = \frac{1}{R_{th,sa} \cdot M_{cs}} \quad (3.47)$$

Segundo Friedli, Hartmann e Kolar (2014), sistemas de refrigeração com dissipadores de alumínio comerciais apresentam  $CSPI_v$  típicos de  $5 \text{ a } 7 \text{ W}/(\text{K} \cdot \text{dm}^3)$ . Caso técnicas de otimização do perfil dos dissipadores sejam adotadas, esse índice pode atingir  $12 \text{ a } 17,5 \text{ W}/(\text{K} \cdot \text{dm}^3)$  (FRIEDLI; HARTMANN; KOLAR, 2014). Como as rotinas de otimização da geometria do dissipador são complexas e envolvem modelos tridimensionais de transferência de calor, pressupõe-se o uso de dissipadores comerciais nesse trabalho para simplificação. Desse modo, assume-se, de modo conservador, que o indicador  $CSPI_v$  vale  $5 \text{ W}/(\text{K} \cdot \text{dm}^3)$ .

Da mesma forma, o trabalho de Castelan et al. (2017) sugere técnicas de otimização do perfil do dissipador para elevar o valor de  $CSPI_m$ . Novamente, para simplificar o dimensionamento do dissipador, supõe-se, em uma análise simples e conservadora, que todo o volume do sistema de refrigeração calculado pela Equação 3.46 é constituído de alumínio (com densidade de  $2700 \text{ kg}/\text{m}^3$ ). Assim, o valor de  $CSPI_m$  é assumido em  $1,85 \text{ W}/(\text{K} \cdot \text{kg})$ .

### 3.3 Análise de desempenho da UPS de três braços

Para avaliar o desempenho da UPS de três braços, são analisados vários projetos de UPSs, com diferentes dispositivos semicondutores, número de dispositivos em paralelo (1 ou 2) e frequências de chaveamento ( $15,36 \text{ kHz}$  a  $122,88 \text{ kHz}$ ). São selecionados dispositivos de mesma classe de tensão, de vários materiais (Si, SiC, GaN), tecnologias (IGBTs, MOSFETs e chaves com arranjo *cascode* de MOSFET de silício e HFET de GaN) e de diferentes encapsulamentos (TO-247-3, TO-247-4, HSOF-8 e SMT *top*). A Tabela 3.2 apresenta os nove dispositivos avaliados e as principais especificações.

Como os dispositivos selecionados exibem os melhores parâmetros, dentre aqueles com mesma classe de tensão, tecnologia e encapsulamento, prevê-se que os indicadores de desempenho das UPSs com essas chaves semicondutoras atinjam os maiores níveis possíveis.

Lista de dispositivos semicondutores						
Modelo	Tensão de bloqueio (V)	Corrente nominal @100 °C (A)	$R_{DS(on)}$ @100 °C (mΩ)	Tecnologia	Encapsulamento	Dimensões (mm × mm)
IKZ50N65NH5	650	54	–	IGBT	TO-274-4	20,8 × 15,7
IKW50N65F5	650	56	–	IGBT	TO-274-3	20,8 × 15,7
IPW65R019C7	650	62	19	MOSFET CoolMOS C7	TO-274-3	20,8 × 15,7
IPZ65R019C7	650	62	19	MOSFET CoolMOS C7	TO-274-4	20,8 × 15,7
IPT65R033G7	650	44	33	MOSFET CoolMOS C7	HSOF-8	9,7 × 11,5
SCT3022AL	650	65	22	MOSFET	TO-274-3	20,8 × 15,7
SCT3030AL	650	49	30	MOSFET	TO-274-3	20,8 × 15,7
V18G65A	650	42	18	Cascode MOSFET e HFET	SMT, top	18,0 × 15,0
V22N65A	650	58	22	Cascode MOSFET e HFET	SMT, top	18,0 × 15,0

Tabela 3.2 – Lista de semicondutores avaliados.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

Como sugerido por [Friedli, Hartmann e Kolar \(2014\)](#), [Kolar et al. \(2008\)](#), [Kolar et al. \(2010\)](#), a eficiência  $\eta$ , a densidade de potência volumétrica  $\rho_v$  e mássica  $\rho_m$  são adotadas como figuras de mérito para comparação entre os vários projetos de UPS com esses dispositivos. Esses indicadores de desempenho são definidos a partir das equações 3.48, 3.49 e 3.50:

$$\eta = \frac{P_O}{P_O + P_{loss}} \approx 1 - \frac{P_{loss}}{P_O} \quad (3.48)$$

$$\rho_v = \frac{P_O}{V} \quad (3.49)$$

$$\rho_m = \frac{P_O}{M} \quad (3.50)$$

em que  $V$  e  $M$  representam o volume e a massa total do conversor, respectivamente.

As perdas totais  $P_{loss}$  são estimadas a partir da soma das perdas nos dispositivos semicondutores  $P_{semi}$ , dos indutores dos filtros de entrada e de saída  $P_{ind}$  e dos capacitores do barramento c.c.  $P_{bus}$  e dos filtros  $P_{cap}$ , como na Equação 3.51. As demais fontes de perdas (e.g., as perdas no *gate driver* e em cabos) são desprezadas nessa análise.

$$P_{loss} = P_{semi} + P_{ind} + P_{bus} + P_{cap} \quad (3.51)$$

Para o cálculo da massa total  $M$ , consideram-se apenas a massa total dos indutores de filtro  $M_{ind}$ , dos capacitores (do barramento c.c.  $M_{bus}$  e dos filtros  $M_{cap}$ ) e do sistema de refrigeração  $M_{cs}$ ,

conforme a Equação 3.52. Do mesmo modo, as contribuições desses elementos são somadas para estimar o volume total  $V$ , como indica a Equação 3.53.

$$M = M_{ind} + M_{bus} + M_{cap} + M_{cs} \quad (3.52)$$

$$V = V_{ind} + M_{bus} + V_{cap} + V_{cs} \quad (3.53)$$

Como se nota nas Equações 3.52 e 3.53, a massa e o volume dos dispositivos semicondutores, das placas de circuito impresso com os circuitos de potência e de sinal, dos cabos e chapas metálicas e de conectores são considerados desprezíveis, para fins de simplificação.

Em geral, o cálculo exato do volume total do conversor depende do projeto mecânico do conversor e de aspectos construtivos e práticos. Obviamente, o volume real do conversor tende a ser maior do que a soma dos volumes dos elementos individuais. Em virtude da dificuldade de se estimar o volume real dos conversores, supõe-se que o volume  $V$  equivale à essa soma. Essa premissa, apesar de incorreta na prática, foi adotada para todos os projetos e, assim, serve à comparação dos projetos de UPS avaliados neste trabalho.

## 3.4 Conclusões do capítulo

Neste capítulo, foram apresentados os estados de operação da UPS de três braços e as estratégias de modulação, controle e sincronismo adotadas em cada caso. Os resultados de simulação demonstraram a operação da UPS e a efetividade das técnicas implementadas para comutação entre os modos de operação. Os procedimentos para o projeto físico dos indutores e capacitores de filtro e dos capacitores do barramento c.c. foram também discutidos. Descreveu-se ainda a metodologia em uso para estimar as perdas nos semicondutores, bem como para levantamento das curvas indisponíveis em catálogo via simulações SPICE. As premissas para dimensionamento do sistema de refrigeração foram também citadas.

Por fim, foram apresentadas as análises de desempenho conduzidas neste trabalho e as suposições assumidas para estimar o rendimento e as densidades de potência volumétrica e mássica das UPSs, tratados como figuras de mérito na comparação entre os vários projetos. Os resultados dessa comparação serão discutidos no Capítulo 5. No Capítulo 4, detalha-se o projeto do calorímetro construído neste trabalho.

# 4 PROJETO DE UM CALORÍMETRO DIRETO REFRIGERADO À ÁGUA

Este capítulo detalha o funcionamento do protótipo de calorímetro direto de dupla caixa desenvolvido neste trabalho (aqui referido por “protótipo II”) e a metodologia de montagem. Descrevem-se ainda os projetos mecânicos e elétricos e o sistema de supervisão e controle, além do procedimento de calibração do sistema e de cálculo das incertezas. A versão preliminar desse protótipo (“protótipo I”), em modelo de caixa simples, é também apresentada. Essa montagem, mais simples, pretendia validar o princípio calorimétrico e antever as dificuldades de construção do sistema e de medição, superadas no protótipo II.

## 4.1 Princípio de funcionamento

Essa seção descreve o funcionamento das variações de calorímetro avaliadas neste trabalho, *i.e.*, os calorímetros de caixa simples e de dupla caixa do tipo direto, fechado e refrigerado a água. Essas duas variações são representadas nos diagramas esquemáticos das Figuras 4.1 e 4.2.

Como se nota nas Figuras 4.1 e 4.2, as perdas do DUT (*Device Under Test*) ficam confinadas dentro da caixa térmica, aquecendo o ar interno que, por sua vez, transfere calor para o fluido refrigerante via trocador de calor. Nos protótipos I e II, o líquido refrigerante que flui pelo trocador de calor é a água, que à temperatura de  $20\text{ }^{\circ}\text{C}$  apresenta uma condutividade térmica de  $0,6\text{ W}/(\text{m} \cdot \text{K})$ . Nos dois casos, circuitos hidráulicos de circulação fechada foram adotados no sistema de refrigeração, como mostram as Figuras 4.1 e 4.2. Assim, a água é drenada de um tanque de armazenamento, circula pelo trocador de calor e retorna ao mesmo reservatório. Uma bomba elétrica é instalada nesse circuito hidráulico, para forçar a circulação contínua do fluido.

Nesses sistemas, as perdas do DUT ( $P_{\text{térmica}}$ ) podem ser contabilizadas com base na Equação 4.1, em que as variáveis são as temperaturas da água na entrada  $T_{in}$  e na saída  $T_{out}$  do radiador, bem como a vazão ( $\dot{v}_{H_2O}$ ) da linha hidráulica. As constantes são o calor específico  $c_{H_2O}$  e densidade da água  $\rho_{H_2O}$  à  $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ , que valem, respectivamente,  $4186,8\text{ J}/(\text{kg} \cdot \text{K})$  e  $1000\text{ kg}/\text{m}^3$ . Já a parcela  $P_r$  contempla não só o calor gerado pelos ventiladores  $P_{\text{ventilador}}$  como também as perdas pelas paredes  $P_{\text{parede}}$ , detalhadas a seguir.

$$P_{\text{térmica}} \approx \rho_{H_2O} \cdot c_{H_2O} \cdot \dot{v}_{H_2O} \cdot (T_{out} - T_{in}) - P_r \quad (4.1)$$

$$P_r = P_{\text{ventilador}} - P_{\text{parede}} \quad (4.2)$$

As temperaturas  $T_{in}$  e  $T_{out}$  são medidas por sensores imersos no refrigerante instalados

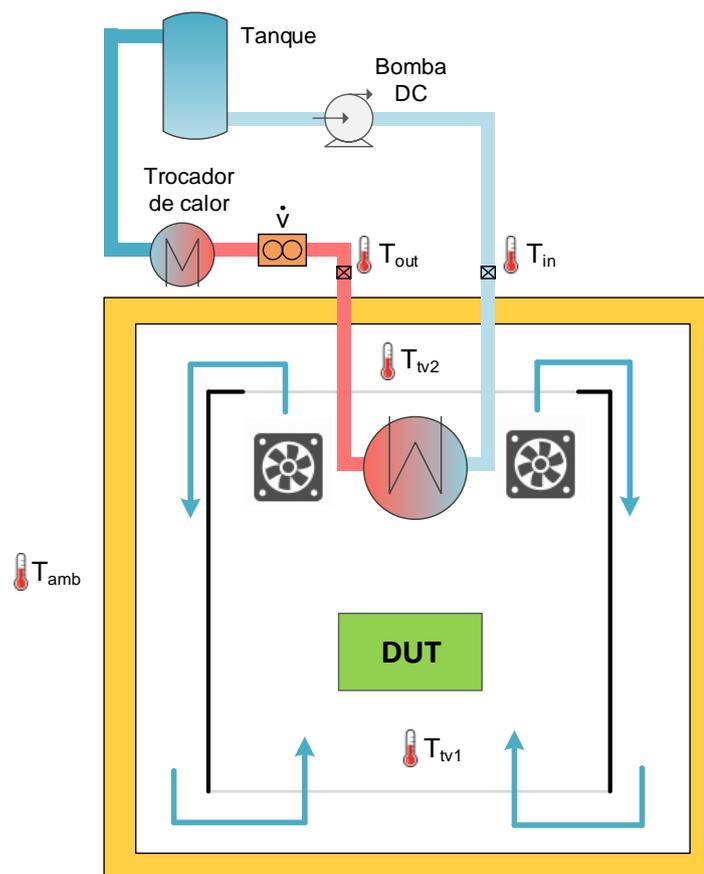


Figura 4.1 – Diagrama esquemático do protótipo de calorímetro fechado do tipo caixa simples.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

na entrada e na saída do trocador de calor, como indicado nas Figuras 4.1 e 4.2. Para refrigeração do fluido, utiliza-se, no primeiro protótipo, um trocador de calor externo. No protótipo II, pelas razões que serão apresentadas na seção 4.3, o trocador de calor externo é combinado a um sistema de refrigeração a compressor e com células *Peltier*.

Como também se observa nas Figuras 4.1 e 4.2, ventiladores foram posicionados na vizinhança do trocador de calor interno, nas montagens I e II. Adiciona-se ainda um túnel de vento, com paredes laterais de alumínio, com a função de direcionar a massa de ar no sentido do sistema de refrigeração, prevenindo a formação de bolsões de calor dentro da caixa térmica. Associado aos ventiladores, o túnel de vento facilita a convecção de ar e tende a homogeneizar a temperatura interna  $T_{int}$ . Como se nota na prática, sem essa estrutura em túnel, não é possível garantir a uniformidade das temperaturas no interior das caixas.

Além disso, nos protótipos I e II, ventiladores conectados ao trocador de calor externo promovem uma transferência de calor mais eficiente, forçando um deslocamento turbulento do ar na periferia do trocador.

Como já mencionado na seção 2.3.2, as perdas para o meio externo deveriam ser nulas

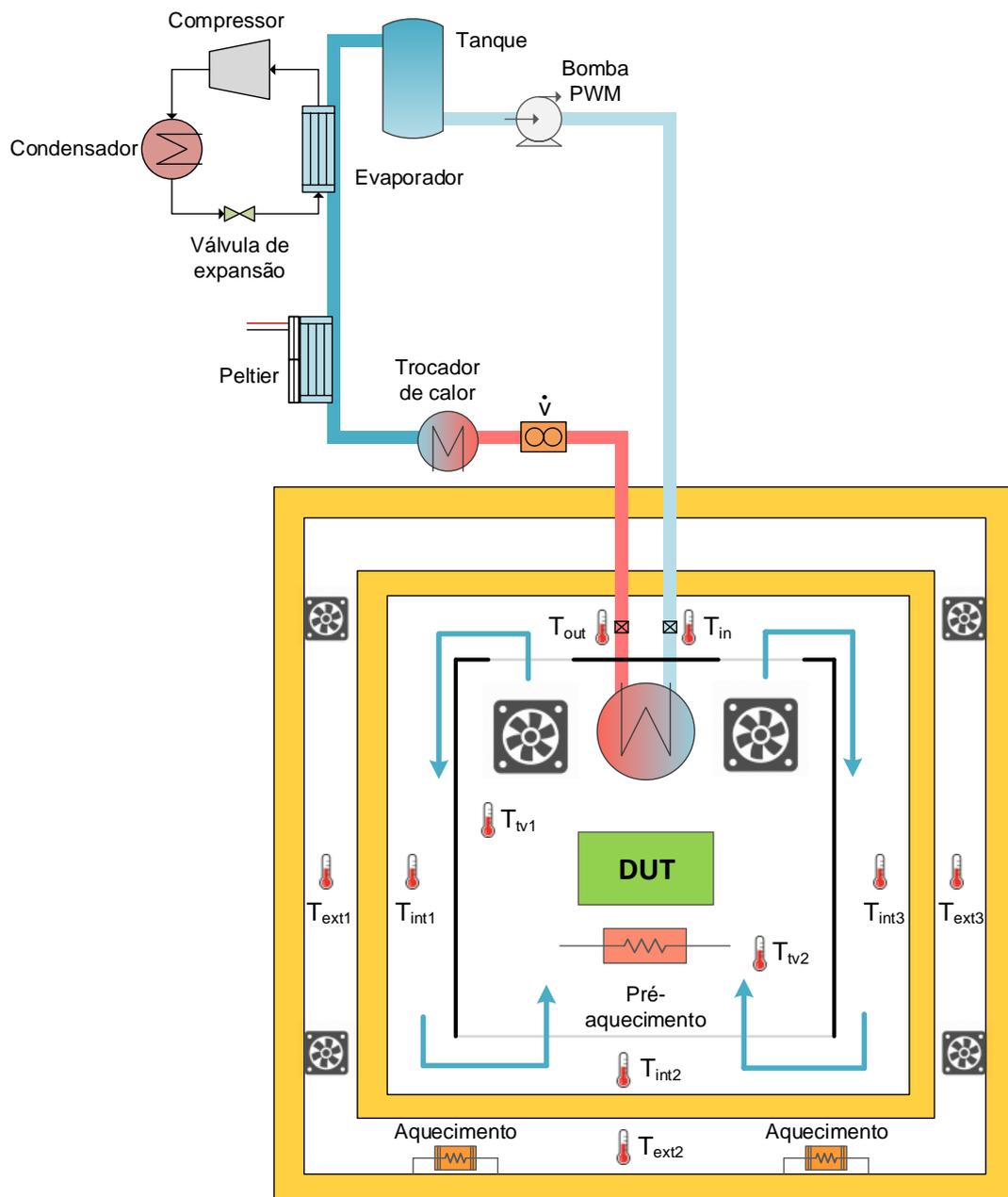


Figura 4.2 – Diagrama esquemático do protótipo de calorímetro fechado do tipo caixa dupla.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

em um calorímetro ideal, como em um sistema adiabático. Nessa condição ideal, o calor gerado pelo DUT seria integralmente transferido para o fluido refrigerante e levaria ao aumento da temperatura nesse fluido. Todavia, há perdas nas paredes e nos pontos de passagem das linhas hidráulicas e cabos, especialmente no protótipo I. No protótipo II, uma caixa mais externa é adicionada para que a temperatura no ar do vão entre as caixas seja controlada, a partir da alimentação de dois resistores de potência com tensão ajustável. Desse modo, é possível garantir o equilíbrio térmico entre o ar do interior da caixa interna e o ar entre as caixas. Assim,

minimizando as diferenças de temperatura entre os dois meios, não há fluxo de calor orientado da caixa interna para a externa. Isso leva a um aumento da exatidão no calorímetro II, já que essa parcela de fuga de calor pelas paredes não é transferida para o fluido refrigerante e, assim, é uma fonte de erro na medição.

Entretanto, para que essa condição de equilíbrio térmico seja atingida, é necessário manter a homogeneidade na temperatura do ar do interior da caixa interna e do vão entre as caixas. Assim, vários ventiladores menores foram adicionados nesse vão, fazendo com que a convecção forçada prevenisse a formação de bolsões de calor.

Para atestar a uniformidade da temperatura interna, são instalados sensores de temperatura dentro da caixa térmica e na entrada e saída do túnel de vento ( $T_{tv1}$  e  $T_{tv2}$ ). A média dessas duas grandezas retorna a temperatura interna  $T_{int}$ , no caso do protótipo I. Particularmente para o protótipo II, são adicionados outros seis sensores (com leituras  $T_{int1}$ ,  $T_{int2}$ ,  $T_{int3}$ ,  $T_{ext1}$ ,  $T_{ext2}$ ,  $T_{ext3}$ ), nas posições indicadas na Figura 4.2. Nesse caso, a média entre  $T_{int1}$ ,  $T_{int2}$  e  $T_{int3}$  corresponde à grandeza  $T_{int}$ . Já a grandeza  $T_{ext}$  representa a média entre as medições  $T_{ext1}$ ,  $T_{ext2}$  e  $T_{ext3}$ .

Sendo assim, o objetivo do controlador de temperatura, no protótipo II, é assegurar que em regime permanente as grandezas  $T_{int}$  e  $T_{ext}$  sejam equivalentes. Dessa forma, o fluxo de calor orientado da caixa interna para a externa pode ser minimizado.

De modo geral, as perdas pela parede  $P_{parede}$  podem ser estimadas com base em modelos térmicos. A Figura 4.3 ilustra um modelo térmico para a parede do calorímetro.

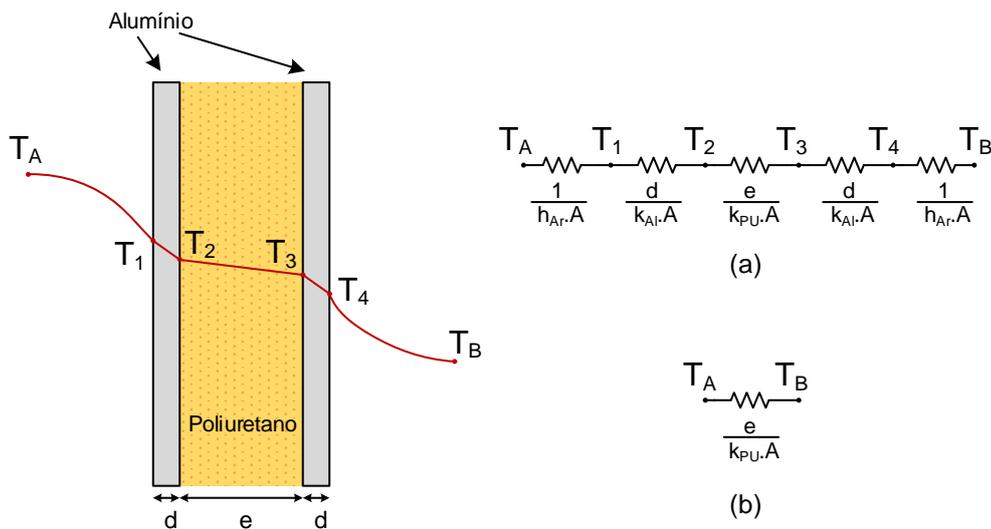


Figura 4.3 – Representação do circuito térmico equivalente com um modelo da transferência de calor pelas paredes do calorímetro: (a) circuito original, (b) circuito simplificado.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

Como indica a Figura 4.3, um circuito térmico equivalente pode ser derivado a partir da

analogia entre grandezas elétricas e térmicas. Sendo assim, é possível definir resistências térmicas de condução  $R_{th(cond)}$  e de convecção  $R_{th(conv)}$ , associadas à geometria e às propriedades do material.

Para uma parede plana de espessura  $L$ , área de superfície  $A$  e temperaturas de superfície  $T_{S1}$  e  $T_{S2}$ , a resistência  $R_{th(cond)}$  pode ser definida por:

$$R_{th(cond)} = \frac{L}{k \cdot A}, \quad (4.3)$$

em que  $k$  se refere à condutividade térmica do material (BERGMAN et al., 2011). Essa definição resulta da equação de Fourier para a condução de calor, que estima que o calor  $P_{cond}$  transferido por essa mesma parede vale:

$$P_{cond} = k \cdot \frac{A}{L} \cdot (T_{S1} - T_{S2}) = \frac{(T_{S1} - T_{S2})}{R_{th(cond)}}. \quad (4.4)$$

Já a resistência térmica de convecção  $R_{th(conv)}$ , associada ao processo de convecção entre a parede com temperatura  $T_{S1}$  e um fluido com coeficiente de transferência de calor por convecção  $h$  e temperatura  $T_{\infty}$ , é dada por (BERGMAN et al., 2011):

$$R_{th(conv)} = \frac{1}{h \cdot A}. \quad (4.5)$$

Essa equação pode ser deduzida da lei de Newton para o resfriamento, que estabelece que o calor transferido por convecção, nessas condições, pode ser calculado por:

$$P_{conv} = h \cdot A \cdot (T_{S1} - T_{\infty}) = \frac{(T_{S1} - T_{\infty})}{R_{th(conv)}}. \quad (4.6)$$

No caso em estudo, a parede térmica apresenta uma diferença de temperatura entre as superfícies interna ( $T_1$ ) e externa ( $T_4$ ) e é composta pelo isolante poliuretano e por chapas de alumínio com condutividades térmicas  $k_{PU}$  e  $k_{Al}$  de  $0,023 \text{ W}/(m \cdot K)$  e  $204 \text{ W}/(m \cdot K)$ , respectivamente. Sendo assim, o circuito térmico equivalente representado na Figura 4.3a resulta da associação série entre as resistências de convecção (entre fluidos e meios sólidos) e as resistências de condução (entre meios sólidos).

Contudo, como a condutividade térmica do alumínio  $k_{Al}$  é cerca de  $10^4$  vezes a do poliuretano ( $k_{PU}$ ), as resistências de condução do alumínio podem ser desprezadas no circuito térmico equivalente. Por outro lado, o coeficiente de transferência de calor por convecção do ar com convecção forçada é tipicamente de cerca de  $25 - 250 \text{ W}/(m^2 \cdot K)$ . Logo, a resistência de convecção do ar também pode ser considerada desprezível, se comparada à de condução do poliuretano. Sendo assim, o circuito pode ser simplificado para o circuito 4.3b. A partir desse circuito térmico, é possível calcular as perdas pela parede  $P_{parede}$  como:

$$P_{parede} = \begin{cases} \frac{k_{PU} \cdot A}{e} (T_{int} - T_{amb}), & \text{no protótipo I.} \\ \frac{k_{PU} \cdot A}{e} (T_{int} - T_{ext}), & \text{no protótipo II.} \end{cases} \quad (4.7)$$

em que  $e$  é a espessura da camada de poliuretano, como indicado na Figura 4.3.

Por fim, para estimar a potência térmica  $P_{térmica}$  da Equação 4.1, resta apenas definir o termo  $P_{ventilador}$ , que contempla as perdas térmicas nos ventiladores. Essas perdas são estimadas a partir da leitura da tensão e da corrente dos ventiladores instalados junto ao túnel de vento, nos protótipos I e II. Para simplificação, supõe-se que toda a potência elétrica de entrada do ventilador é convertida em calor.

## 4.2 Montagem experimental: protótipo I

Como já mencionado, um protótipo de calorímetro de caixa simples, de menor custo, foi construído para validar os princípios da medição calorimétrica, bem como avaliar eventuais dificuldades conceituais do projeto e possíveis fontes de incerteza nas medições.

Os materiais utilizados na construção deste protótipo, com diagrama esquemático já apresentado na Figura 4.1, são apresentados na Tabela 4.1, em que também constam informações de cada componente, modelo e a quantidade em uso.

Lista de materiais			
Componente	Quantidade	Modelo	Descrição
Caixa térmica	1	–	46 L, isolamento em poliuretano, espessura: 40 mm
Túnel de vento	1	–	chapa metálica
Trocador de calor	1	H100i	alumínio, 20 fpi, 122 × 275 × 27 mm
Ventilador	2	12038ABHBL	120 × 120 × 38 mm, 220 V (c.a.), 3000 rpm, 92 CFM
Sensor de temperatura	4	DS18B20	12 bits, exatidão: ±0,5 °C, faixa: –55 °C a 125 °C
Sensor de vazão	1	YF-S401	5.0 V (c.c.), faixa: 0.3 L/min a 6 L/min, exatidão: ± 5 %
Bomba d'água	1	DK821	universal, uma saída, 12 V
Reservatório de água	1	–	30 L
Microcontrolador	1	SAM3X8E	32 bits, 84 MHz, 54 DI/DO, 12 PWM, 12 AI
Resistor	3	–	150 W, 127 V

Tabela 4.1 – Lista de materiais utilizada na construção do protótipo I do calorímetro modelo caixa simples.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

A Figura 4.4 mostra a montagem experimental do protótipo I durante o processo de medição das perdas de um conversor c.c./c.c. do tipo *buck* de potência nominal de 230 W. A alimentação deste conversor foi em 24 V (provida por um banco de baterias, para que o conversor fosse isolado) e a tensão de saída foi ajustada para 12 V. A carga adotada foi do tipo resistiva, com potência medida de 235 W. As tensões e correntes na entrada e saída do conversor foram medidas com multímetros de modo a computar as perdas no conversor e assim comparar com

a perda medida via calorímetro. A aquisição e o processamento em tempo real dos dados de temperatura  $T_{in}$ ,  $T_{out}$ ,  $T_{int1}$ ,  $T_{int2}$  e vazão  $\dot{v}_{H_2O}$  foram realizados por meio do microcontrolador indicado na Tabela 4.1. Um sistema supervisor simples foi implementado para monitoramento dessas variáveis em computador.

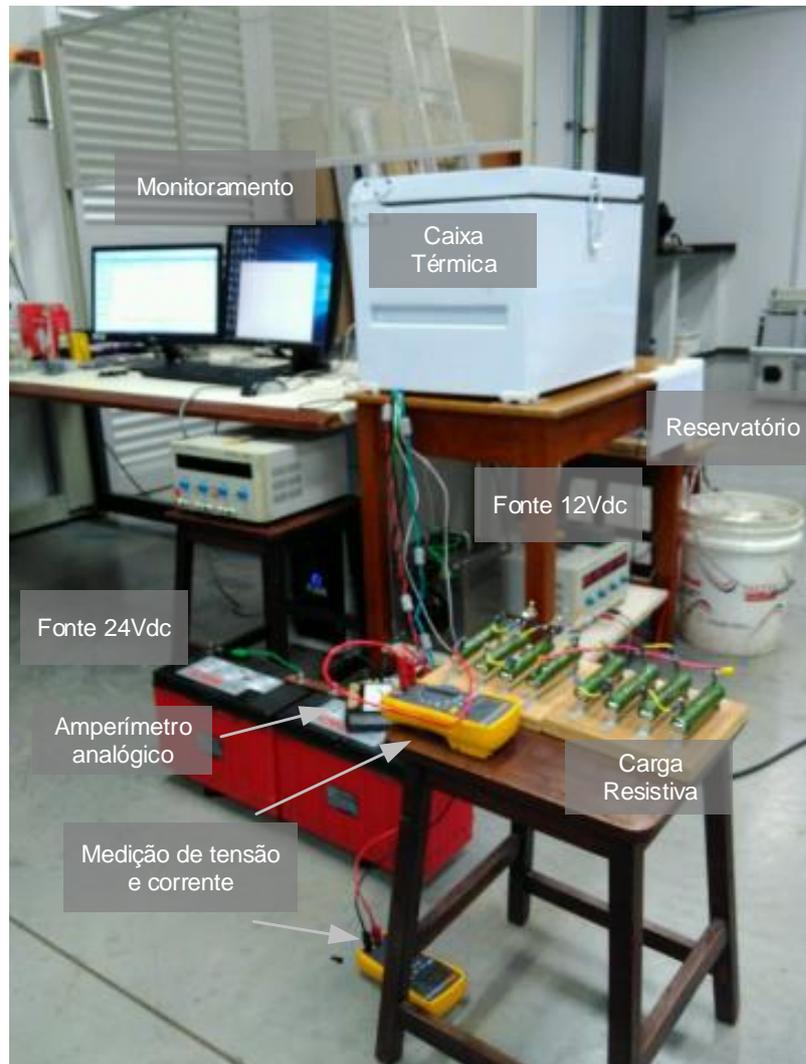


Figura 4.4 – Montagem do calorímetro do tipo caixa simples (protótipo I), com os principais elementos indicados.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

Em função da limitação na escala do medidor de vazão YF-S401, estima-se que essa variação de calorímetro possa medir apenas perdas de até 200 W.

Para calibração de temperatura, todos os sensores de temperatura (modelo DS18B20) e um termômetro de mercúrio foram submetidos a um ensaio de resfriamento de  $100^{\circ}\text{C}$  a cerca de  $25^{\circ}\text{C}$ . Para tanto, a água foi aquecida até a ebulição. O termômetro de mercúrio, com classe de exatidão superior à dos sensores em uso, foi assumido como referência. As retas de calibração

foram então levantadas e os coeficientes de correção foram calculados para cada sensor. Essa correção foi considerada na aquisição das medições de cada elemento sensor.

Para calibração de vazão, uma balança de exatidão  $\pm 0,5 g$  e um cronômetro foram adotados para aferir a leitura do sensor YF-S401. O tempo demandado para que  $1 kg$  de água (ou  $1 kg$ , supondo a densidade da água em  $1,0 kg/L$ ) fosse transferido para um recipiente sobre a balança foi medido por 10 vezes. A razão média entre a leitura da balança (convertida em volume) e os tempos medidos retornam uma leitura média de vazão volumétrica. Essa leitura média passa a ser a referência de vazão e a leitura do componente YF-S401 é então corrigida por um fator.

### 4.3 Montagem experimental: protótipo II

Esta seção apresenta a descrição do protótipo de calorímetro de dupla caixa (protótipo II). Como já mencionado, esse projeto, em comparação com o protótipo I, tem como vantagens o aumento da exatidão e das perdas máximas passíveis de leitura (da ordem de  $1 kW$ ).

A montagem do protótipo I evidenciou algumas dificuldades construtivas, listadas na tabela 4.2. Essas dificuldades foram superadas no calorímetro de dupla caixa e motivaram adaptações no projeto original.

Problema	Solução
Perdas não-desprezíveis de calor pelas paredes da caixa térmica, com cálculo complexo	Construção de uma segunda caixa térmica e controle da temperatura do ar no vão entre as caixas
Temperatura do ar não homogênea dentro da caixa térmica	Inserção de ventiladores e construção do túnel de vento
Temperatura crescente de entrada da água, com risco de realimentação positiva no processo	Utilização de um sistema de refrigeração externo com compressor, para resfriamento da água, além do trocador de calor
Bomba com vazão variável e limitação no valor máximo	Bomba com controle de vazão
Alto grau de incerteza nos sensores de temperatura DS18B20	Utilização de sensores <i>PT100</i> do tipo Classe A de exatidão
Oscilação na medição de vazão	Aquisição de um sensor de vazão com 3 % de exatidão na faixa de operação

Tabela 4.2 – Dificuldades e soluções adotadas durante o projeto do calorímetro do tipo dupla caixa.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

Como se observa durante a construção do protótipo I, o uso de uma caixa simples não permite minimizar os erros sistemáticos introduzidos pelas perdas de calor para o ambiente. Por outro lado, no sistema com caixa dupla, esses erros são expressivamente reduzidos com o controle da temperatura do ar no vão entre as caixas, como já comentado na seção 4.1.

Como indicado na Tabela 4.2, a continuidade da circulação de ar dentro da caixa térmica deve ser garantida para que se mantenha uniforme a temperatura interna. Nesse sentido, os ventiladores e o túnel de vento atuam conduzindo o ar do entorno do DUT diretamente ao trocador de calor. Isso assegura que toda porção de ar que atinja o trocador de calor já tenha obrigatoriamente retirado calor do DUT e evita a formação de bolsões de calor dentro da caixa térmica.

O sistema de refrigeração externo foi adotado como solução para o problema da elevação sustentada da temperatura do refrigerante, na entrada do trocador de calor ( $T_{in}$ ). Esse aumento contínuo da temperatura levava a um efeito de realimentação positiva, que inviabilizava as medições. Inicialmente, apenas células *Peltier* foram adicionadas. Entretanto, a redução da temperatura do refrigerante se mostrou insuficiente com esse sistema. Sendo assim, foi incluído um sistema de refrigeração extra a compressor. Como consequência, foi possível atingir uma maior excursão de temperatura no trocador de calor ( $T_{in} - T_{out}$ ), considerando uma vazão constante. Além disso, a temperatura  $T_{in}$  se manteve em um valor fixo, prevenindo aquela realimentação positiva.

Como também mencionado na Tabela 4.2, foram utilizados sensores de temperatura do tipo PT100 e sensores de vazão com exatidão maior do que os do protótipo I. De fato, as incertezas na medição das temperaturas  $T_{in}$  e  $T_{out}$  e da vazão do refrigerante determinam a incerteza combinada da medição da potência térmica dissipada pelo DUT.

Uma bomba d'água com controle PWM de velocidade foi utilizada de modo a manter constante a vazão, mesmo operando com valores próximos de  $0,5 L/min$ .

### 4.3.1 Projeto mecânico

Esta seção apresenta detalhes do projeto mecânico do calorímetro dupla caixa construído neste trabalho e já descrito na seção 4.1. No Anexo A constam as folhas de projeto com as especificações das dimensões deste protótipo e das distâncias entre os elementos (ventiladores, trocador de calor, túnel de vento, etc.).

As fotos do protótipo do calorímetro dupla caixa são apresentadas na Figura 4.5. Na imagem 4.5a observa-se o túnel de vento construído em alumínio nas dimensões de  $396 \times 398 \times 502 mm$ , que permite ensaios em conversores com volume máximo de  $79 L$ . Além disso, apresenta-se o trocador de calor externo adicionado na superfície traseira do túnel de vento, composto por dois radiadores e quatro ventiladores.

Na Figura 4.5b, são indicados: a caixa térmica externa de poliuretano com revestimento em alumínio, os trilhos em madeira para encaixe da caixa térmica interna e os ventiladores para manter a circulação do fluxo de ar entre as duas caixas. Vale ressaltar que trilhos de madeira são utilizados para que não haja fluxo de calor pelos trilhos, orientado das paredes da caixa interna para a caixa externa.



Figura 4.5 – Montagem do calorímetro do tipo caixa duplo (protótipo I).

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

Na Figura 4.5c tem-se o calorímetro montado, mostrando as distâncias entre as caixas térmicas e o túnel de vento; os sensores de temperatura instalados na paredes, as resistências em teste e o sistema de aquisição microcontrolado.

A imagem 4.5d registra o sistema de refrigeração a compressor, a célula *Peltier* e o trocador de calor externo. Esses equipamentos foram instalados para reduzir a temperatura do fluido  $T_{in}$ . Apresentam-se na Figura 4.5e os detalhes dos ventiladores internos ao túnel de vento, os conectores de passagem para conexão elétrica do equipamento em teste e das resistências de aquecimento utilizadas no controle da temperatura entre as caixas térmicas.

Por fim, a imagem 4.5f apresenta a vista traseira da montagem, em que se pode observar o reservatório de água gelada, a bomba controlada via modulação PWM, os pontos de entrada e saída de água e o posicionamento do sensor de vazão no fim da linha hidráulica.

### 4.3.2 Projeto elétrico

Nesta seção, constam detalhes dos circuitos de potência e de sinal do calorímetro dupla caixa (protótipo II).

A Figura 4.6 apresenta o diagrama elétrico dos equipamentos de potência utilizados no protótipo II. Observa-se que todos os elementos possuem um contato normalmente aberto, que energizam os equipamentos automaticamente segundo uma sequência lógica de prioridades. Essa sequência foi definida com o objetivo de ligar (desligar) os ventiladores antes (depois) do aquecedor e do pré-aquecedor. Essa lógica de energização/desligamento dos equipamentos é detalhada na Figura 4.10.

O aquecedor é controlado via TRIAC (acionado via TCA785) para que a temperatura do ar no vão entre as caixas térmicas seja igual à média das temperaturas da caixa interna. Cabe comentar que a temperatura interna não é ajustada para um valor específico e constante – *e.g.*, para uma temperatura típica de operação ( $40^{\circ}C$ ), como seria conveniente em ensaios com conversores. Para tanto, seria necessário alterar dinamicamente a vazão para cada potência térmica a ser avaliada, de modo a manter a temperatura constante. Contudo, tentativas de controlar a referência do PWM da bomba levaram a oscilações de vazão e na leitura de potência, já que a bomba se mostra extremamente sensível a variações de comando. Isso se deve, provavelmente, ao tipo de bomba e ao formato das pás, que não permitem o controle de vazão em alta resolução. Uma bomba do tipo peristáltica, de maior custo, talvez fosse mais indicada para esse sistema com controle exato de vazão.

Em função da limitação de recursos para aquisição de outra bomba, o controle de vazão é mantido em malha aberta e a temperatura interna não é controlada para um valor constante. Sendo assim, cabe ao usuário avaliar a vazão necessária para a operação segura do equipamento ensaiado. A bomba controlada e o ventilador auxiliar interno são alimentados em tensão de 12 V, gerada por uma fonte auxiliar (energizada pelo contato  $K_4$  na Figura 4.6).

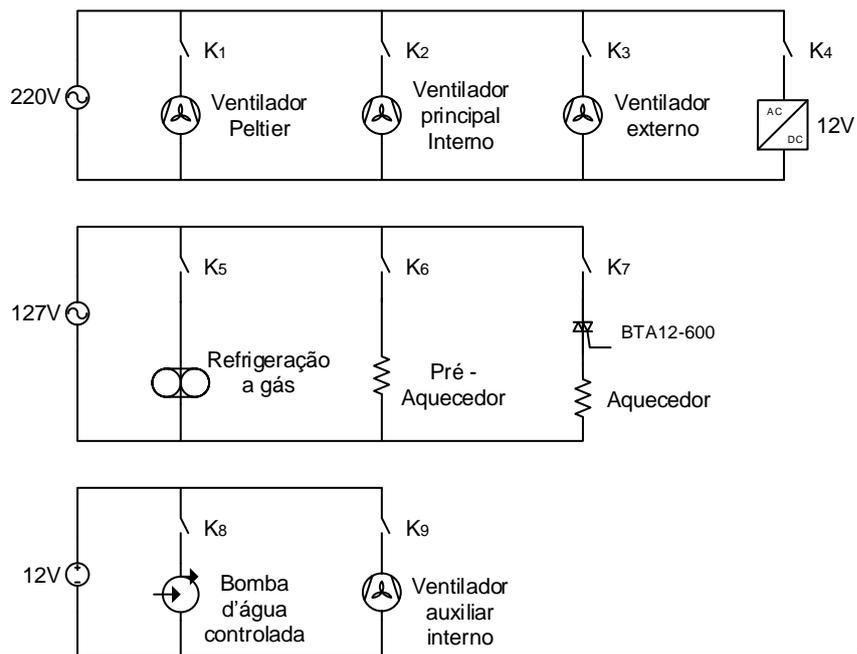


Figura 4.6 – Diagrama elétrico de potência dos equipamentos utilizados no calorímetro dupla caixa.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

O sistema de aquisição de dados captura, basicamente, medições de temperatura e vazão. As Figuras 4.7 e 4.8 mostram as ligações dos sensores em uso, alimentados em tensão de 3,3 V.

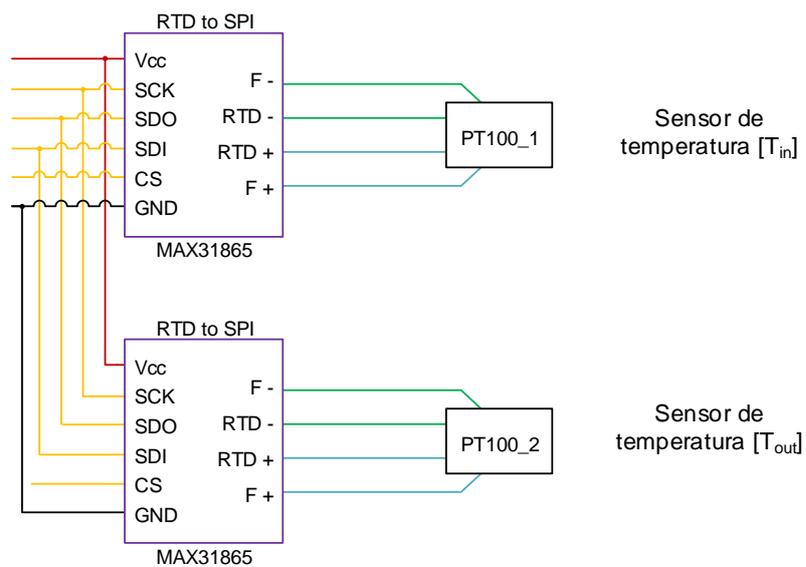


Figura 4.7 – Diagrama elétrico dos sensores de temperatura PT100 e a placa de conversão RTD para SPI.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

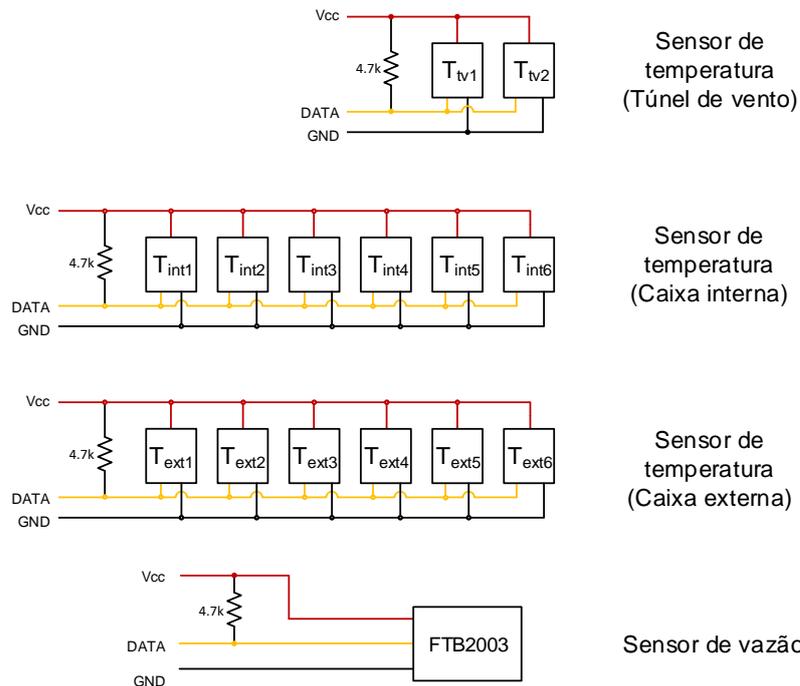


Figura 4.8 – Diagrama elétrico dos sensores de temperatura DS18B20 e de vazão FTB2003.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

Na Figura 4.7, são indicados dois sensores termorresistivos (PT100) a quatro fios ligados em um mesmo barramento de comunicação do tipo SPI, via circuito conversor RTD para SPI (MAX31865). O fabricante desse circuito integrado recomenda o uso de uma resistência no valor de  $460 \Omega (\pm 0,1 \%)$ , que é adotada como referência na comparação com o valor medido no PT100. Além disso, é necessário enviar um sinal de *clock* de modo a manter a comunicação dos dados sempre em sincronismo. Um sinal de nível lógico alto (*CS*) habilita cada conversor, sendo possível a utilização da configuração *master-slave* entre o microcontrolador e os sensores de temperatura termorresistivos. Vale ressaltar que sensores do tipo PT100 foram adotados apenas na medição da temperatura do fluido refrigerante (grandezas  $T_{in}$  e  $T_{out}$ ).

Na Figura 4.8 se observam quatro esquemas elétricos, sendo que três são para as demais medições de temperatura e o último para medição da vazão do fluido refrigerante. Em todos os circuitos, com saídas digitais, é adicionado um resistor de *pull-up* para manter o sinal de dados sempre em nível lógico alto, evitando flutuações quando não há tráfego de dados no barramento. O sensor de temperatura adotado nesse caso foi o *DS18B20* com resolução de 12 *bits*, comunicação em um fio (*OneWire*) e uma *tag* de identificação de 64 *bits* definida em fábrica. Os dois sensores de temperatura,  $T_{tv1}$  e  $T_{tv2}$ , são utilizados para monitorar a temperatura dentro do túnel de vento, acompanhando a dinâmica térmica do dispositivo em teste. Na caixa térmica interna, os sensores de temperatura são afixados próximos de cada superfície, de modo

a contabilizar o fluxo de calor por cada parede. Os seis sensores também são conectados em série no barramento de dados, de modo a reduzir o número de fios e conexões. A caixa térmica externa também contém a mesma quantidade de sensores de temperatura, instalados nas mesmas posições.

Para a medição de vazão, utiliza-se o sensor *FTB2003* com exatidão de 3% sobre o fundo de escala, do fabricante *Omega*. A saída de dados desse sensor é em pulsos elétricos com frequência proporcional à rotação da microturbina hidráulica integrada ao medidor.

### 4.3.3 Sistema de supervisão e controle

A Figura 4.9 ilustra a tela de interface com o usuário, desenvolvida para o protótipo II, com as abas indicadas.

Por meio dessa interface, o usuário: (i) configura parâmetros da comunicação serial; (ii) ajusta as constantes adotadas para o cálculo da potência dissipada pelo DUT ou das perdas pela parede (e.g., densidade e calor específico da água e condutividade térmica do poliuretano); (iii) define o arquivo em que as medições serão salvas e (iv) monitora todas as medições de temperatura, potência e vazão, em indicadores numéricos e gráficos.

A lógica de controle e de aquisição de dados, programada em linguagem C++ no microcontrolador SAM3X8E, é representada em diagrama na Figura 4.10.

O disparo da inicialização ocorre quando *Botao\_Inicializa* for igual a 1. Como já comentado, inicialmente os ventiladores são energizados, para fins de segurança. Na sequência, os aquecedores são ligados e as leituras dos sensores de temperatura são continuamente monitoradas. Assim que a temperatura de referência  $T_{ref}$  para a temperatura do interior do túnel de vento  $T_{tv}$  for atingida (assumida igual à média entre  $T_{tv1}$  e  $T_{tv2}$ ), o pré-aquecedor é desligado ( $K_6 = 0$ ). Por outro lado, se a temperatura externa  $T_{ext}$  for igual ou maior do que a interna  $T_{int}$ , o aquecedor principal, conectado à alimentação via TRIAC, pode ser desligado (ação representada por  $TRIAC = 0$ , no fluxograma da Figura 4.10).

As medições de vazão e temperaturas são disparadas por interrupções, nesse programa. Enquanto o botão *Botao\_Medicao* estiver em 1, o programa mantém a medição e a impressão dessas grandezas, bem como o cálculo da potência dissipada pelo DUT  $P_{térmica}$  e das perdas pela parede  $P_{parede}$ .

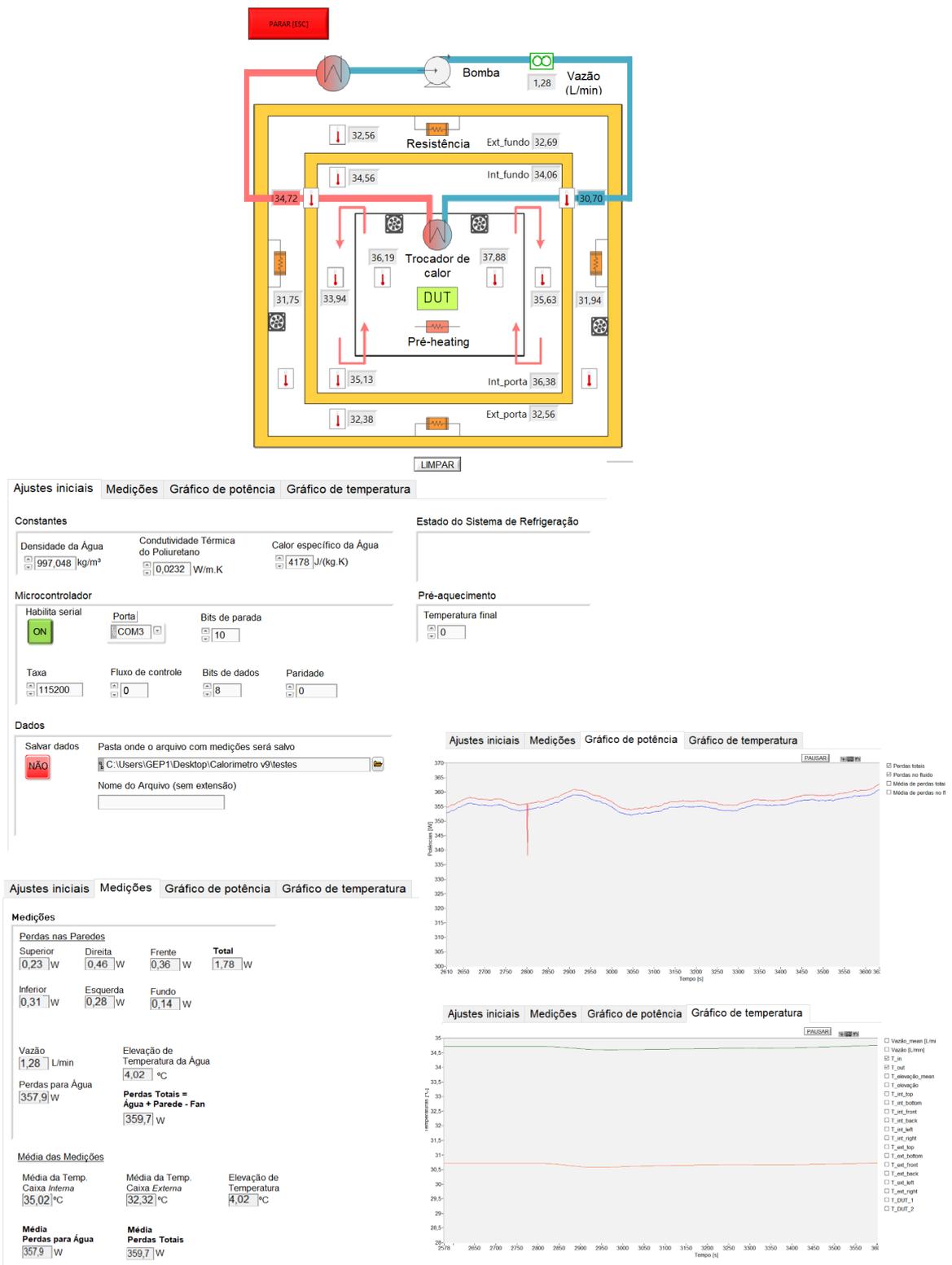


Figura 4.9 – Supervisório do protótipo de calorímetro dupla caixa.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

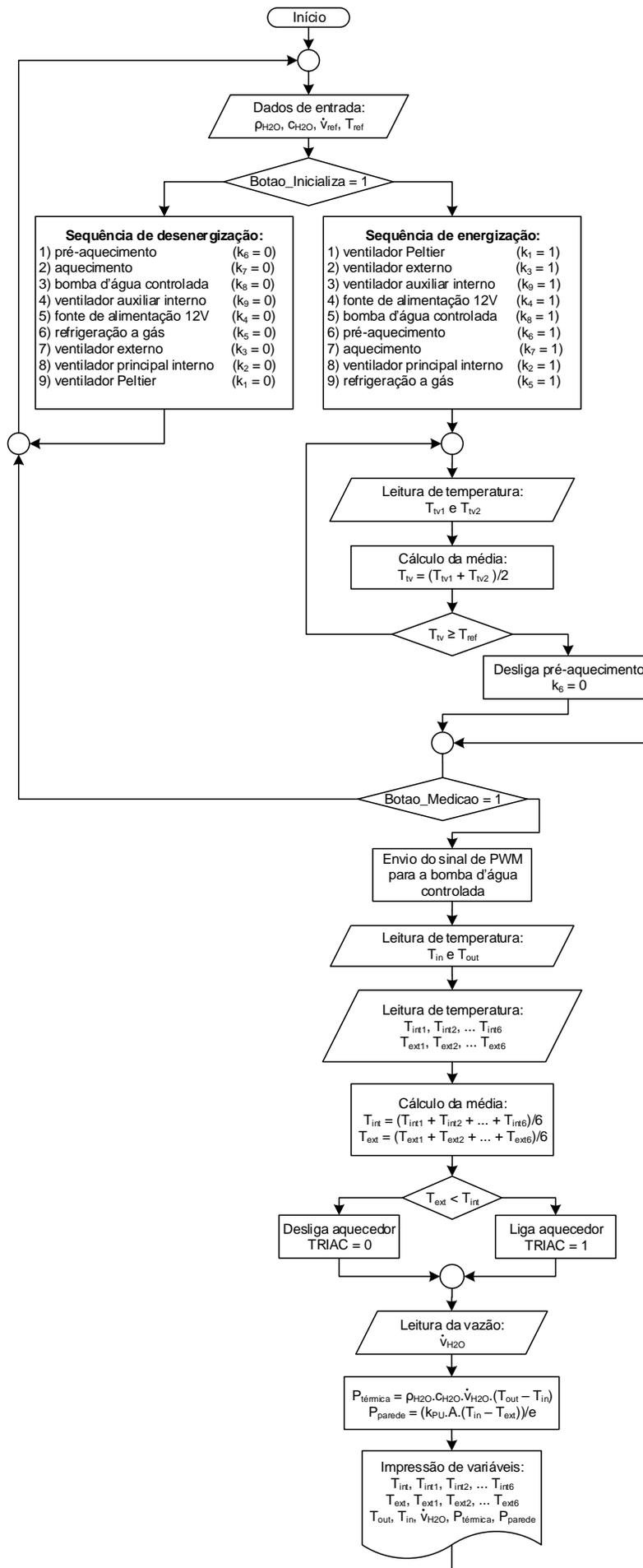


Figura 4.10 – Lógica de controle e aquisição de dados, implementada em microcontrolador.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

### 4.3.4 Metodologia de calibração e cálculo de incertezas

Essa seção descreve a metodologia de calibração e de cálculo das incertezas associadas às medições de potência do protótipo II.

Com base na teoria de propagação de erros, é possível estimar o erro de uma variável genérica  $y$ , calculada a partir de medições das grandezas independentes  $x_1, x_2, \dots, x_n$ , por meio da Equação 4.8 (JCGM, 2008):

$$\Delta y(x_1, x_2, x_n) = \sqrt{\left(\frac{\partial y}{\partial x_1} \cdot \Delta x_1\right)^2 + \left(\frac{\partial y}{\partial x_2} \cdot \Delta x_2\right)^2 + \dots + \left(\frac{\partial y}{\partial x_n} \cdot \Delta x_n\right)^2} \quad (4.8)$$

em que  $\Delta x_i$  consiste no erro absoluto da medição de  $x_i$ . Essa equação pode ser reescrita definindo os coeficientes de sensibilidade  $c_i$  como  $\partial y / \partial x_i$  e adotando  $\Delta x_i = u(x_i)$ :

$$u(y) = \sqrt{\sum_{i=1}^n c_i^2 \cdot u(x_i)^2}. \quad (4.9)$$

Por outro lado, quando há correlação entre as grandezas  $x_i$ , a equação 4.9 se torna (JCGM, 2008):

$$u(y) = \sqrt{\sum_{i=1}^n c_i^2 \cdot u(x_i)^2 + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1+1}^{n-1} c_i c_j u(x_i) u(x_j) r(x_i, x_j)}. \quad (4.10)$$

em que  $r(x_i, x_j)$  corresponde ao coeficiente de correlação entre as  $x_i$  e  $x_j$ . Por convenção,  $r(x_i, x_j) = 0$  se  $x_i$  e  $x_j$  forem independentes.

No caso dos calorímetros em análise, desprezando as parcelas introduzidas pelas perdas nos ventiladores e pela parede, a potência térmica pode ser formulada como:

$$P_{térmica} \approx P = \rho_{H_2O} \cdot c_{H_2O} \cdot \dot{v}_{H_2O} \cdot (T_{out} - T_{in}) = \rho_{H_2O} \cdot c_{H_2O} \cdot \dot{v}_{H_2O} \cdot T \quad (4.11)$$

A partir da Equação 4.8, pode-se estimar o erro mínimo associado ao valor de  $P$ , derivado das medições independentes de  $\dot{v}_{H_2O}$  e de  $T$ , como (CHRISTEN et al., 2010):

$$\Delta P_{térmica} \geq \Delta P = \sqrt{\left[\left(\frac{\partial P}{\partial \dot{v}_{H_2O}}\right) \Delta \dot{v}_{H_2O}\right]^2 + \left[\left(\frac{\partial P}{\partial T}\right) \Delta T\right]^2} \quad \therefore \quad (4.12)$$

$$\frac{\Delta P_{térmica}}{P_{térmica}} \geq \frac{\Delta P}{P} = \sqrt{\left(\frac{\Delta \dot{v}_{H_2O}}{\dot{v}_{H_2O}}\right)^2 + \left(\frac{\Delta T}{T}\right)^2}, \quad (4.13)$$

em que  $\Delta P_{térmica}$ ,  $\Delta P$ ,  $\Delta \dot{v}_{H_2O}$  e  $\Delta T$  representam os erros absolutos informados pelo fabricante nas medições de  $P_{térmica}$ ,  $P$ ,  $\dot{v}_{H_2O}$  e  $T$ , respectivamente.

Como os valores percentuais de exatidão dos sensores de vazão e de temperatura são de 3% e 1,8% (no pior caso, dentro da faixa de temperaturas avaliada), o erro mínimo da medição da potência  $P_{térmica}$  é de 3,5%. Esse erro percentual independe do rendimento do DUT,

assumindo que a exatidão dos sensores é aproximadamente constante ao longo da faixa das medições. Essa característica é apontada como uma vantagem da medição calorimétrica, em comparação com a medição elétrica (KOSONEN et al., 2013).

Entretanto, como indica a Equação 4.1, há outras parcelas que contribuem para o aumento do erro em  $P_{t\acute{e}rmica}$ . Para que esse erro seja minimizado, pode-se recorrer à calibração em potência, assumindo como padrão de referência um medidor de potência suficientemente exato (*i.e.*, pelo menos com a exatidão que se pretende atingir com a medição calorimétrica). Desse modo, ao invés de combinar erros relativos à medição de cada tipo de sensor, pode-se calcular uma única incerteza associada ao processo de calibração. Essa incerteza já contempla, portanto, os termos introduzidos pelas perdas pela parede e pela potência dos ventiladores.

Para calibração em potência, um resistor de teste é adotado como DUT e alimentado em tensão variável. Na falta de outro medidor de potência, a potência de entrada desse resistor é calculada a partir do produto entre tensão e corrente, medidas via multímetro. As leituras dos multímetros, armazenadas em um vetor  $x$ , são assumidas como padrão de calibração e as incertezas associadas aos valores de  $x$  são desprezadas. Se um ensaio de calibração for conduzido, variando a potência do resistor, aferindo os valores de  $x$  e as potências medidas via calorímetro  $y$ , é possível ajustar uma reta de calibração com a equação:

$$y = a + bx \quad (4.14)$$

em que  $a$  e  $b$  são os coeficientes calculados via regressão linear da massa de pontos obtida no ensaio. Assim, a potência medida via calorímetro  $y$  deve ser corrigida para  $\hat{x}$ , conforme a equação:

$$\hat{x} = \frac{(y - a)}{b} \quad (4.15)$$

Segundo JCGM (2008), o desvio padrão  $s$  dos resíduos pode ser calculado a partir da Equação 4.16, em que  $n$  é o número de medições no ensaio de calibração. O denominador do radicando vale  $n - 2$ , que equivale ao número de graus de liberdade no cálculo dos coeficientes  $a$  e  $b$ .

$$s = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n [y_i - (a + bx_i)]^2}{n - 2}} \quad (4.16)$$

Por outro lado, as variâncias  $u(a)$  e  $u(b)$  associadas aos parâmetros  $a$  e  $b$  e o coeficiente de correlação  $r(a, b)$  entre  $a$  e  $b$  são dados por (JCGM, 2008):

$$u(a) = \sqrt{\frac{s^2 \sum x_i^2}{n \sum x_i^2 - (\sum x_i)^2}} \quad (4.17)$$

$$u(b) = \sqrt{\frac{s^2}{n \sum x_i^2 - (\sum x_i)^2}} \quad (4.18)$$

$$r(a, b) = -\frac{\sum x_i}{\sqrt{n \sum x_i^2}} \quad (4.19)$$

Com base nessas equações, a incerteza combinada no valor da potência  $\hat{x}$  pode ser estimada a partir da equação 4.10, já que  $a$  e  $b$  são correlacionados:

$$u(\hat{x}) = \sqrt{c_a^2 u(a)^2 + c_b^2 u(b)^2 + 2 c_a c_b u(a) u(b) r(a, b)} \quad (4.20)$$

em que os coeficientes de sensibilidade  $c_a$  e  $c_b$  resultam das Equações 4.21 e 4.22, respectivamente (JCGM, 2008).

$$c_a = \frac{-1}{b} \quad (4.21)$$

$$c_b = \frac{a - y}{b^2} \quad (4.22)$$

Para obter a incerteza expandida  $U$  da medição de perdas pelo calorímetro, deve-se multiplicar a incerteza combinada  $u(\hat{x})$  pelo fator de cobertura  $k$  (*coverage factor*) que leva ao nível de confiança pretendido. Na calibração do calorímetro, assume-se que o fator  $k$  vale 3, associado a um nível de confiança de até 99%.

$$U = k \cdot u(\hat{x}) \quad (4.23)$$

Como resultado, a leitura final  $P_{final}$  do calorímetro deve ser de:

$$P_{final} = \hat{x} \pm U. \quad (4.24)$$

Essa metodologia de cálculo da incerteza expandida será adotada na seção 5.2.2, com base nos dados de calibração do protótipo II.

## 4.4 Conclusões do capítulo

Nesse capítulo, foram descritos os princípios de funcionamento dos protótipos de calorímetros diretos refrigerados à água. Os projetos mecânicos e elétricos das montagens experimentais dos protótipos I e II, bem como a abordagem de controle e supervisão, foram detalhados. Por fim, discutem-se os procedimentos de calibração e de cálculo de incertezas associadas às medições nesses protótipos.

# 5 RESULTADOS

Este capítulo apresenta os resultados teóricos e experimentais obtidos neste trabalho. Inicialmente, são discutidos os resultados das análises de desempenho descritas na seção 3.3, para projetos de UPSs de três braços com vários dispositivos e frequências de chaveamento. Os projetos são qualificados quanto à eficiência, densidade de potência volumétrica e mássica, de modo a definir o projeto que leva ao melhor compromisso entre essas variáveis. A viabilidade de dispositivos à base de silício (Si), carbeto de silício (SiC) e nitreto de gálio (GaN) e o efeito do encapsulamento sobre o desempenho das chaves semicondutoras são avaliados. Por fim, são apresentados os resultados experimentais preliminares dos protótipos de calorímetro de caixa simples e dupla caixa.

## 5.1 Resultados das análises de desempenho

Esta seção apresenta os resultados obtidos para as perdas, volume e massa de cada estágio da UPS de três braços, conforme as suposições já discutidas na seção 3.3. Para melhor organização do texto, a seção 5.1.1 contém os resultados dos filtros de entrada e de saída e do barramento c.c., para cada frequência de chaveamento. Nas seções 5.1.2 a 5.1.4 apresentam-se os resultados para os braços retificador, comum e inversor. Já na seção 5.1.5 são discutidos os resultados para a UPS completa, baseados nos resultados parciais descritos nas seções anteriores.

### 5.1.1 Filtros de entrada e saída e barramento c.c.

Com base na metodologia detalhada nas seções 3.2.1 a 3.2.2, os filtros e o barramento c.c. são dimensionados para cada frequência de chaveamento  $f_{sw}$ . As massas, volumes e perdas totais dos capacitores e dos indutores são então estimadas, a partir das suposições já descritas naquelas seções. Os resultados para o filtro de saída, de entrada e para o barramento c.c. são indicados nas Figuras 5.1 e 5.2, para frequências  $f_{sw}$  na faixa de 15,36 kHz a 122,88 kHz. Na Tabela 5.1 são apresentados os parâmetros de indutores dimensionados para o menor e maior valor de  $f_{sw}$ , e para os dois modos de operação da UPS de três braços.

Como se observa nos gráficos das Figuras 5.1 e 5.2, com o aumento da frequência de chaveamento, a indutância necessária para que seja atendido o critério de *ripple* nos indutores dos filtros de entrada e de saída, bem como o volume e a massa desses indutores, são reduzidos. De modo geral, as perdas no cobre e no ferro também diminuem com o aumento do valor de  $f_{sw}$ , como consequência da redução da resistência total dos enrolamentos e do volume dos núcleos, respectivamente. Vale ressaltar que as perdas devido ao efeito pelicular foram desprezadas nessa análise, para simplificação.

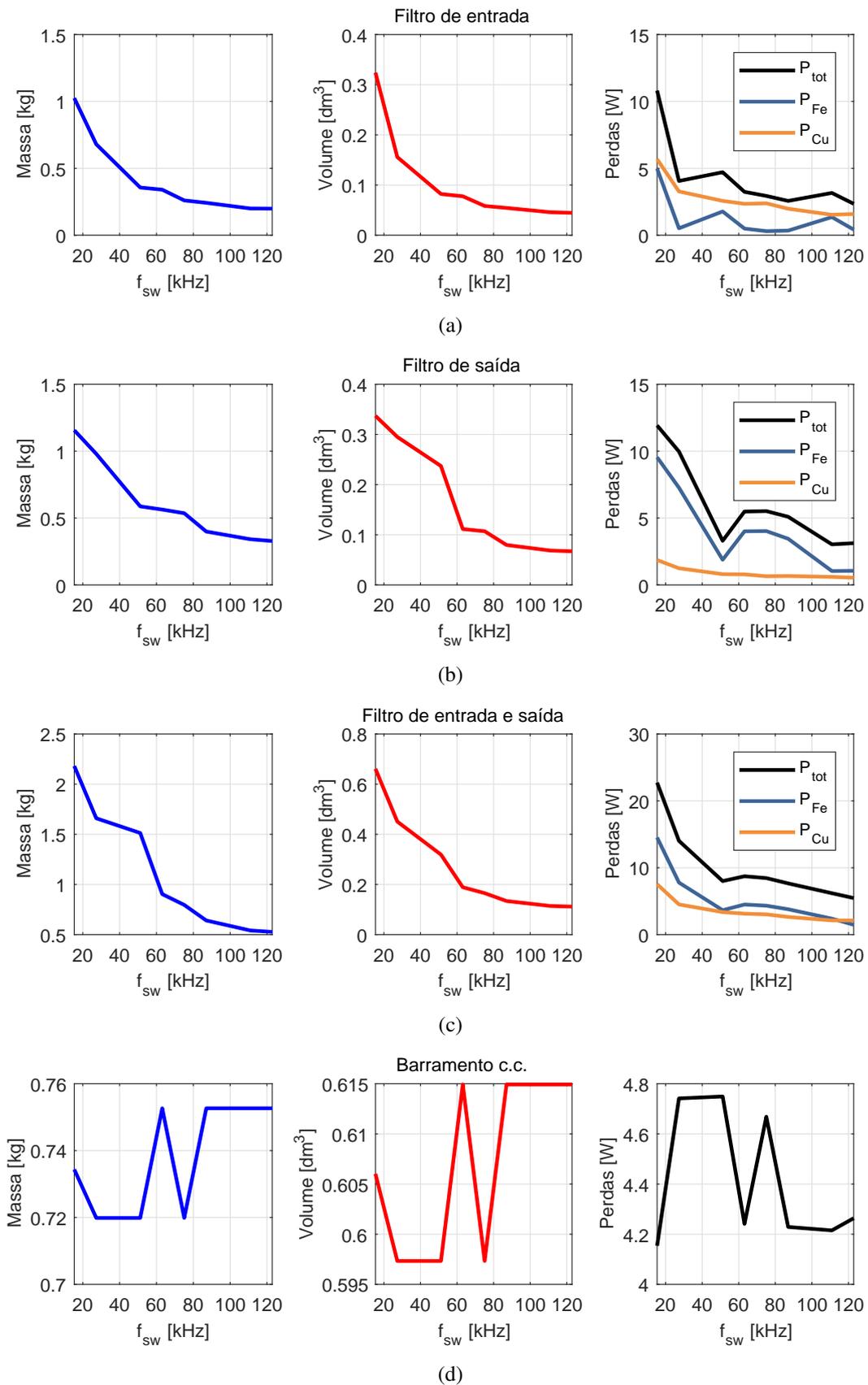


Figura 5.1 – Massa, volume e perdas em função da frequência de chaveamento  $f_{sw}$  na UPS de três braços com potência nominal  $P_{out}$  de 3 kW, no modo **assíncrono**: (a) no filtro de entrada; (b) no filtro de saída; (c) nos filtros de entrada e de saída; (d) no barramento c.c..

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

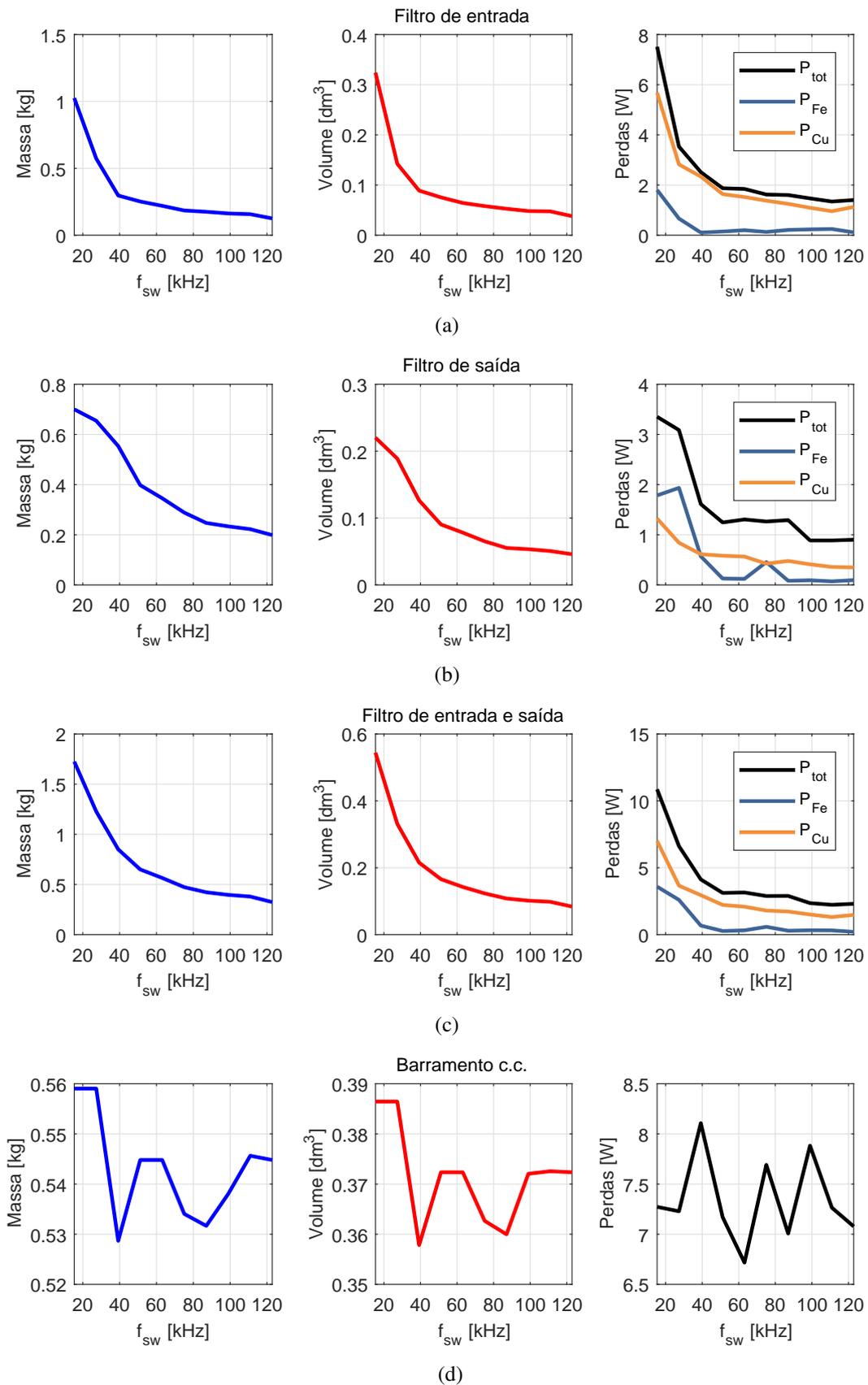


Figura 5.2 – Massa, volume e perdas em função da frequência de chaveamento  $f_{sw}$  na UPS de três braços com potência nominal  $P_{out}$  de 3 kW, no modo **síncrono**: (a) no filtro de entrada; (b) no filtro de saída; (c) nos filtros de entrada e de saída; (d) no barramento c.c..

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

Projeto 1 – $f_{sw} = 15,36 kHz$				
Parâmetro	Filtro de entrada		Filtro de saída	
	Assíncrono	Síncrono	Assíncrono	Síncrono
	$L_{ret}$	$L_{ret}$	$L_{inv}$	$L_{inv}$
Indutância total	325 $\mu H$	325 $\mu H$	115 $\mu H$	57,4 $\mu H$
Material do núcleo	Pó de ferro	Pó de ferro	Pó de ferro	Pó de ferro
Número de espiras	42	42	26	28
Número de fios por espira	6	6	13	13
Bitola do fio (AWG)	17	17	17	17
Modelo do núcleo	58737	58737	58337	58907
Permeabilidade relativa	60 $\mu$	60 $\mu$	60 $\mu$	60 $\mu$
Fator de preenchimento	19%	19%	26%	24%
Volume total	0,27 $dm^3$	0,27 $dm^3$	0,30 $dm^3$	0,15 $dm^3$
Perda no enrolamento	5,7 W	5,7 W	1,9 W	1,3 W
Perda no núcleo	5,0 W	1,8 W	9,6 W	1,8 W
Perda total	10,7 W	7,5 W	11,5 W	3,1 W
Gap	–	–	–	–
Projeto 2 – $f_{sw} = 122,88 kHz$				
Parâmetro	Filtro de entrada		Filtro de saída	
	Assíncrono	Síncrono	Assíncrono	Síncrono
	$L_{ret}$	$L_{ret}$	$L_{inv}$	$L_{inv}$
Indutância total	31 $\mu H$	15 $\mu H$	14 $\mu H$	7,2 $\mu H$
Material do núcleo	Ferrite	Ferrite	Ferrite	Ferrite
Número de espiras	13	13	8	6
Número de fios por espira	64	64	135	135
Bitola do fio (AWG)	28	28	28	28
Modelo do núcleo	0F44022EC	0P44016EC	0P45528EC	0P44022EC
Permeabilidade relativa	125 $\mu$	125 $\mu$	125 $\mu$	125 $\mu$
Fator de preenchimento	39%	39%	35%	39%
Volume total	0,03 $dm^3$	0,02 $dm^3$	0,06 $dm^3$	0,03 $dm^3$
Perda no enrolamento	1,6 W	1,1 W	0,5 W	0,3 W
Perda no núcleo	0,4 W	0,1 W	1,1 W	0,1 W
Perda total	2,0 W	1,2 W	1,6 W	0,4 W
Gap	2,2 mm	2,0 mm	2,6 mm	2,0 mm

Tabela 5.1 – Projetos de indutores dos filtros de entrada e de saída, para as frequências de chaveamento  $f_{sw}$  de 15,36 kHz e 122,88 kHz, nos dois modos de operação da UPS (assíncrono e síncrono).

Formato de tabela adaptado de Cota (2016).

Como se nota na Tabela 5.1 e nas Figuras 5.1 e 5.2, não necessariamente indutâncias menores possuem volumes e massas menores. Isso resulta da necessidade de os indutores atenderem aos critérios associados à temperatura máxima, à densidade de fluxo máxima e, especificamente para os indutores com núcleo de ferrite, ao produto das áreas e ao gap máximo. De fato, o algoritmo proposto, descrito na seção 3.2, seleciona o primeiro núcleo suficiente para

que esses critérios sejam atendidos, em uma lista de núcleos comerciais em ordem crescente de massas. Assim, núcleos menores, que em tese bastariam para compor indutâncias menores, não são selecionados se os requisitos adicionais não forem satisfeitos. Nos casos em análise, o critério mais restritivo tende a ser a temperatura de operação (fixada em  $100^{\circ}C$  e em  $140^{\circ}C$ , para os indutores com núcleos de ferrite e de pó de ferro, respectivamente). Isso justifica o fato de os indutores de filtro de saída não serem necessariamente mais compactos e mais leves do que os de entrada.

Como também pode ser observado nas Figuras 5.1 e 5.2, as perdas no núcleo no indutor do filtro de saída são maiores do que as do filtro de entrada, em baixas frequências. Isso ocorre provavelmente porque os harmônicos de corrente introduzidos pela carga não-linear contribuem para o aumento das perdas no material magnético.

Em função dos critérios de alocação da frequência de corte e de capacitância máxima no filtro de entrada (limitada em 5% da capacitância base), as indutâncias do filtro de entrada na UPS em modo síncrono são próximas das calculadas para o modo assíncrono, para baixas frequências de chaveamento. Com o aumento do valor de  $f_{sw}$ , a indutância no modo síncrono tende a convergir para a metade daquela calculada para o regime assíncrono, uma vez que a tensão do barramento é a metade naquele modo.

Por outro lado, as perdas nos capacitores do barramento c.c. se mantêm aproximadamente constantes com o aumento da frequência  $f_{sw}$ , conforme indicado nos gráficos das Figuras 5.1 e 5.2. Isso ocorre porque a capacitância do barramento c.c. é constituída por duas componentes, *i.e.*, uma de baixa frequência  $C_{LF}$  (composta por capacitores eletrolíticos) e uma de alta frequência  $C_{HF}$  (com capacitores de filme plástico). A parcela de baixa frequência  $C_{LF}$ , que determina a amplitude da componente de  $120\text{ Hz}$  e representa a maior fração da capacitância total do barramento c.c., se mantém constante com o aumento de  $f_{sw}$ . Assim, apenas a parcela de alta frequência  $C_{HF}$ , de menor massa e volume, varia com a frequência de chaveamento.

Além disso, como a corrente no barramento c.c. na UPS projetada para o modo síncrono é maior do que no assíncrono, as perdas no barramento c.c. no regime síncrono são cerca de 60% menores. A massa e o volume total do barramento também são menores neste regime, em função do uso de capacitores de menor classe de tensão (uma vez que a tensão do barramento c.c. se reduz pela metade nesse modo de operação). Entretanto, a capacitância total  $C_d$  do barramento c.c. no modo síncrono, de cerca de  $3\text{ mF}$ , é maior do que no assíncrono ( $C_d$  de  $1,6\text{ mF}$ ), como consequência dessa redução da tensão total pela metade.

### 5.1.2 Braço retificador

Esta seção apresenta os resultados para as perdas parciais, massa e volume obtidos para o braço retificador. Nos resultados desta seção, são considerados apenas a massa e o volume do sistema de refrigeração e as perdas nas chaves semicondutoras desse braço. Os resultados para o

filtro de entrada já foram abordados na seção 5.1.1. As perdas adicionais dos circuitos de *gate driver*, de cabos e de contatos, bem como a potência dos ventiladores, são desprezadas nessa análise.

Nas Figuras 5.3a e 5.3b são indicadas as perdas nos semicondutores do braço retificador, nos modos de operação assíncrono e síncrono, respectivamente. Como já mencionado, são adotados dispositivos de diferentes materiais (Si, SiC e GaN), tecnologias (IGBT, MOSFET e transistores GaN) e encapsulamentos (TO-247-3, TO-247-4, HSOF-8 e SMT *top*). Os MOSFETs de silício avaliados neste trabalho pertencem à família CoolMOS, de melhor desempenho.

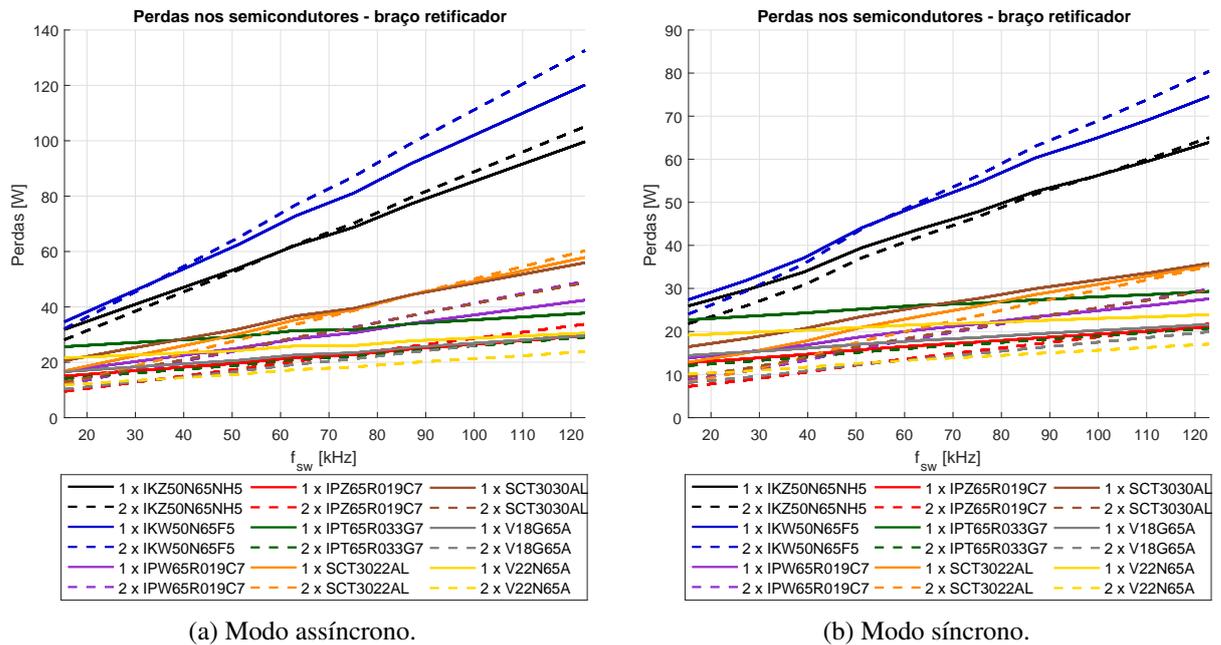


Figura 5.3 – Perdas nos semicondutores do braço retificador em função da frequência de chaveamento  $f_{sw}$ , para a UPS de três braços com potência nominal  $P_{out}$  de 3 kW, nos modos: (a) **assíncrono** e (b) **síncrono**.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

Como já era previsto, as perdas nos semicondutores seguem uma função linear com a frequência de chaveamento  $f_{sw}$ , já que o número de comutações aumenta linearmente com o valor de  $f_{sw}$ . Em comparação com o modo assíncrono, as perdas nos semicondutores no modo síncrono são menores porque as perdas de chaveamento são reduzidas pela metade.

Como também pode ser observado nas Figuras 5.3a e 5.3b, as perdas nos IGBTs superam as dos demais dispositivos, nos modos assíncrono e síncrono. Dentre os IGBTs, aquele com encapsulamento TO-247-3 mostra perdas cerca de 20% maiores do que o de encapsulamento TO-247-4. Isso se deve ao efeito da indutância compartilhada entre os circuitos de disparo e de potência no componente com encapsulamento de três pinos, como já foi abordado na seção 3.2.4.1. A associação em paralelo de IGBTs não necessariamente reduz as perdas nos semicondutores, pois as perdas totais de chaveamento podem aumentar com essa associação se

as curvas que descrevem a variação das energias de chaveamento com as correntes de coletor forem, por exemplo, não-lineares.

Dentre os MOSFETs de silício, o de encapsulamento TO-247-4 mostra, novamente, melhor desempenho. De fato, as perdas nesse dispositivo são comparáveis com as dos transistores de GaN. Entretanto, o MOSFET com as mesmas características de condução, mas encapsulamento TO-247-3, apresenta perdas até 40% maiores. Isso reafirma o efeito do encapsulamento sobre o desempenho da chave, já observado na comparação de IGBTs.

As perdas nos MOSFETs de SiC podem se tornar superiores às perdas dos MOSFETs de silício para valores de  $f_{sw}$  maiores do que cerca de 50 kHz e 70 kHz, para os modos assíncrono e síncrono, respectivamente. Isso demonstra a viabilidade dos MOSFETs de silício para as aplicações de baixa potência e frequências de chaveamento elevadas, em comparação com os de SiC.

Dentre os transistores de GaN, observa-se que o V22N65A apresenta as menores perdas, quando dois dispositivos são associados em paralelo. O desempenho dessa associação, em relação às perdas, supera o de todos os outros dispositivos avaliados. Quando se considera um único dispositivo, as perdas no V18G65A são as menores, mas próximas das apresentadas pelo MOSFET de silício IPZ65R019C7. Sendo assim, é provável que transistores de GaN se tornem mais viáveis para frequências de chaveamento mais elevadas, maiores do que 120 kHz.

Para que a viabilidade desses dispositivos seja avaliada, deve-se considerar ainda a complexidade e o custo do sistema de refrigeração para cada projeto. Neste trabalho, a resistência térmica entre dissipador e ambiente  $R_{th,sa}$  necessária para que o dispositivo opere na temperatura de junção máxima é adotada como métrica na comparação entre os sistemas de refrigeração. Assim, quanto maior o valor de  $R_{th,sa}$ , menor a massa, o volume e o custo desse sistema. Os valores máximos de  $R_{th,sa}$  são mostrados nas Figuras 5.4a e 5.4b para cada dispositivo e frequência de chaveamento, nos modos de operação síncrono e assíncrono, respectivamente.

O valor da resistência térmica  $R_{th,sa}$  foi estimado assumindo que cada dissipador é conectado apenas a dois dispositivos de um mesmo braço e que as temperaturas de junção não podem exceder o limite máximo admissível (na faixa de 150°C a 175°C), subtraído de uma margem de 15°C. Nos projetos em análise, a temperatura do dissipador pode atingir qualquer valor, desde que não haja violação dos limites térmicos dos semicondutores. Cabe comentar que a temperatura do dissipador pode ser crítica caso não sejam adicionados isoladores térmicos na área de contato entre o dissipador e o ventilador, já que a temperatura máxima de operação de ventiladores, recomendada pelos fabricantes, é cerca de 70°C (SUNON, 2017).

No caso em que são consideradas associações de chaves, considera-se que cada par de dispositivos em paralelo é conectado a um dissipador. Além disso, supõe-se o uso de um “adesivo térmico”, à base de fibra de vidro e de material polimérico, do fabricante Bergquist, modelo GAP PAD 5000S35, de condutividade térmica  $k$  de 5 W/(m·K) e espessura 0,508 mm. Esse adesivo,

utilizado na interface entre dispositivo e dissipador, define o valor da resistência térmica de encapsulamento para dissipador  $R_{thcs}$ . Conforme a seção 3.2.4.1, o valor de  $R_{thcs}$  foi calculado para cada dispositivo, considerando a área disponível para troca de calor e a condutividade e espessura do adesivo térmico.

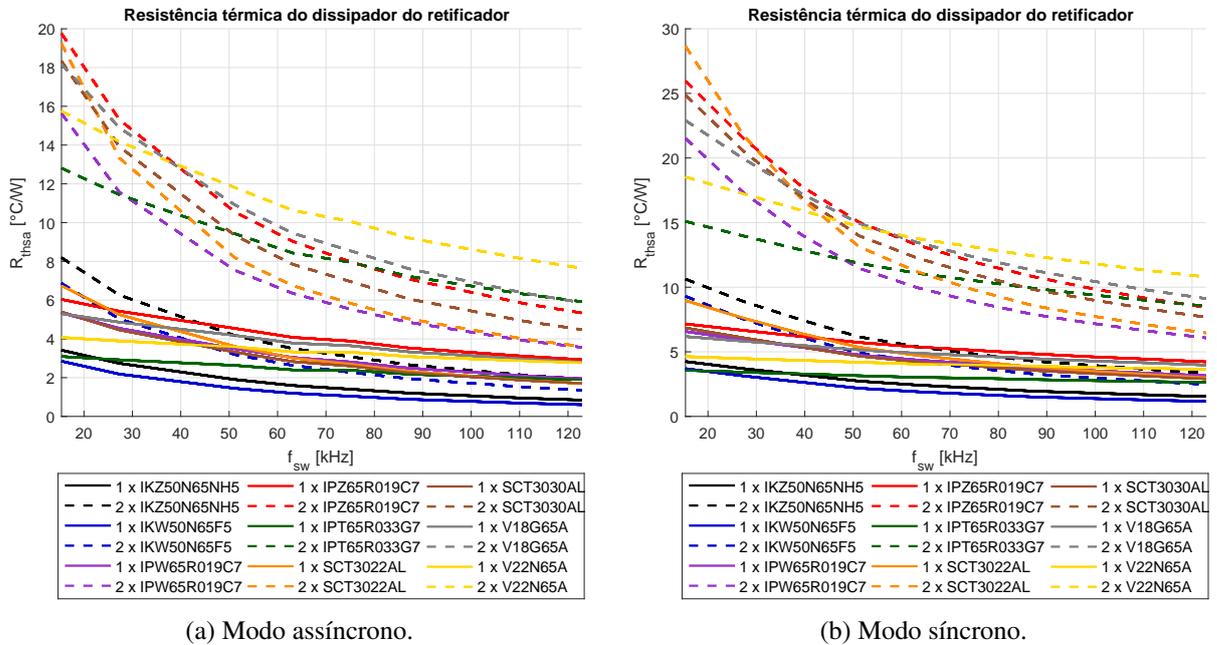


Figura 5.4 – Comparação entre as resistências térmicas máximas  $R_{thsa}$  dos sistemas de refrigeração do braço retificador, nos modos: (a) **assíncrono** e (b) **síncrono**.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

Para avaliar a faixa de resistências térmicas associada a um sistema com convecção forçada, considera-se um dissipador comercial típico (modelo HS4425 do fabricante *HS Dissipadores*, com largura de 44 mm e altura de 25 mm). Corrigindo os valores de  $R_{thsa}$  fornecidos pelo fabricante para o comprimento necessário, obtém-se o valor de  $8^{\circ}C/W$ <sup>1</sup>. Desse modo, sistemas de refrigeração com  $R_{thsa}$  maiores do que  $8^{\circ}C/W$  podem ser implementados com dissipadores com convecção natural. Estima-se ainda que sistemas com valores de  $R_{thsa}$  superiores a  $60^{\circ}C/W$  dispensem dissipadores.

Como pode ser observado nas Figuras 5.4a e 5.4b, o valor de  $R_{thsa}$  é maior no modo síncrono do que no assíncrono, para todos os dispositivos e ao longo de toda a faixa de frequências. Assim, a simplicidade e o custo do sistema de refrigeração podem ser tratados como uma vantagem do modo síncrono de operação.

De modo geral, a associação de chaves em paralelo tende a aumentar a resistência térmica  $R_{thsa}$ , como mostram as Figuras 5.4a e 5.4b. Dessa forma, apesar de em alguns casos as perdas

<sup>1</sup> O valor de referência de  $8^{\circ}C/W$  foi estimado sem contabilizar os efeitos da ocupação da superfície do dissipador sobre a resistência térmica.

totais nos semicondutores aumentarem com essa associação, o uso de dissipadores diferentes para cada par de dispositivos em paralelo tende a reduzir as perdas que fluem por cada dissipador.

Como também se nota nas Figuras 5.4a e 5.4b, os IGBTs demandam um sistema de refrigeração de maior custo do que os demais componentes. Dentre os MOSFETs, o de encapsulamento do tipo HSOF-8 (IPT65R033G7) exige refrigeração mais efetiva, pelo fato de a área disponível para dissipação de calor ser menor do que nos demais dispositivos. O MOSFET com encapsulamento TO-247-4, pelo contrário, tem o melhor desempenho térmico a partir de  $50\text{ kHz}$ , superando até mesmo os transistores de GaN, se associações em paralelo não forem consideradas.

Em suma, os resultados das Figuras 5.4a e 5.4b demonstram que a seleção dos componentes deve se basear não só na avaliação do desempenho em condução e em chaveamento, como também na análise dos parâmetros térmicos e do tipo de encapsulamento.

Os volumes e as massas estimadas do sistema de refrigeração do braço retificador, incluindo ventiladores e os dissipadores em uso para os dispositivos em paralelo (quando houver), são apresentados nas Figuras 5.5a e 5.5b.

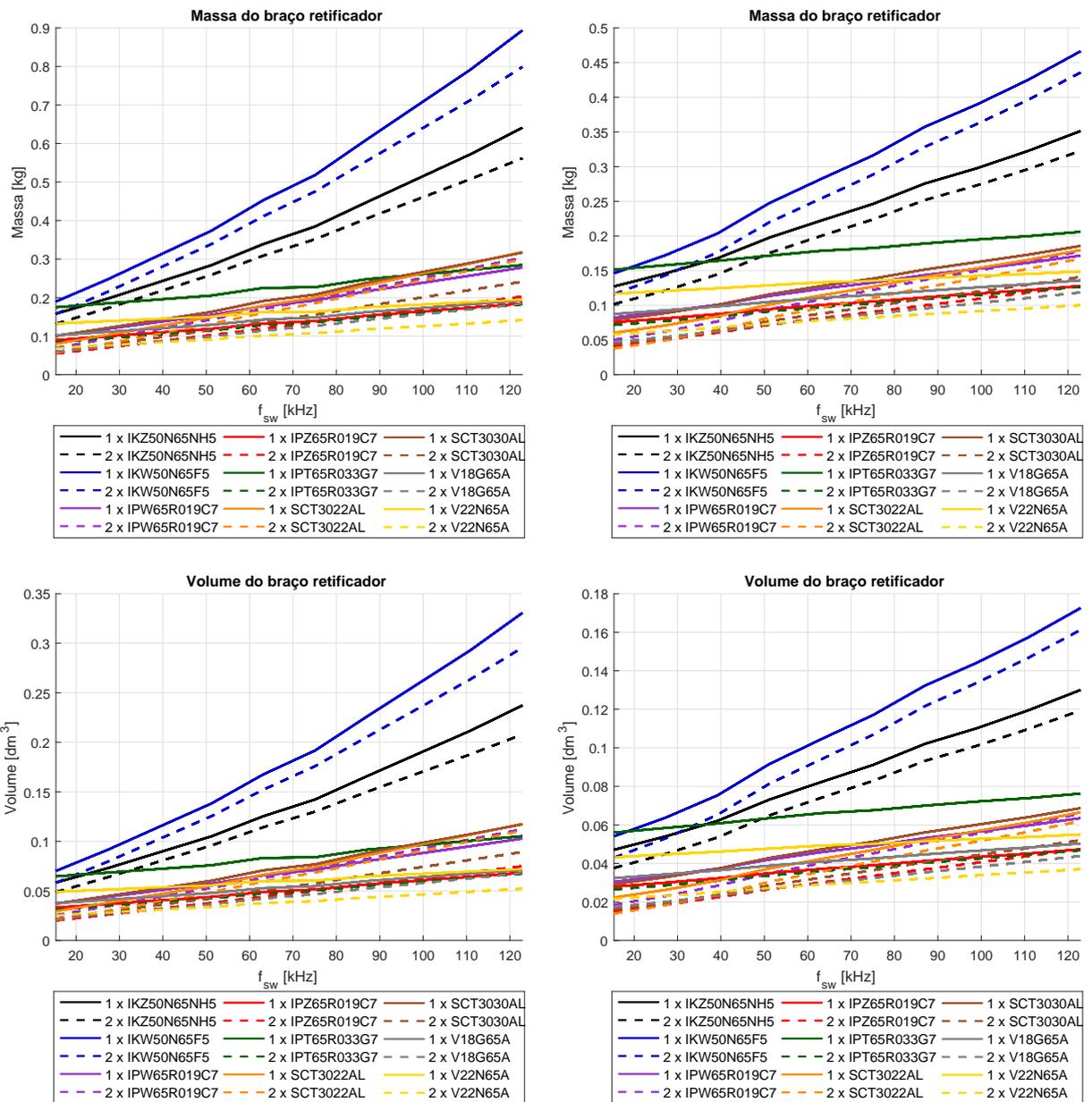
Conforme já comentado na seção 3.2.4.2, essas grandezas foram estimadas a partir dos índices de desempenho assumidos para os sistemas de refrigeração, *i.e.*,  $5\text{ W}/(^{\circ}\text{C} \cdot \text{dm}^3)$  e  $1,85\text{ W}/(^{\circ}\text{C} \cdot \text{kg})$ , e das resistências térmicas indicadas nas Figuras 5.4a e 5.4b. Quanto maior o valor de  $R_{thsa}$ , menor o volume e a massa desse sistema.

Como já discutido, o encapsulamento HSOF-8 (adotado no IPT65R019C7) desfavorece a transferência de calor entre o componente e o meio externo, pelo fato de apresentar a menor área de interface. Dessa forma, o volume e a massa do sistema de refrigeração nos projetos com esse dispositivo se tornam maiores do que para os demais MOSFETs. Em geral, os IGBTs dependem de sistemas de refrigeração com maiores massas e volumes.

Para melhor visualização, os resultados para a massa, volume e perdas do braço retificador são compilados nos gráficos da Figura 5.6. Nesses gráficos, cada projeto é representado como um ponto no plano tridimensional “perdas  $\times$  massa  $\times$  volume” ou nos planos bidimensionais associados. A cor de cada ponto é definida pela frequência de chaveamento, segundo a convenção de cores indicada. No total, são representados 180 projetos, com as combinações possíveis de dispositivos, número de chaves em paralelo (1 ou 2) e valores de  $f_{sw}$ .

Nos gráficos da Figura 5.6, os melhores projetos se referem aos pontos mais próximos da origem. Assim, a distância em relação à origem pode indicar a viabilidade de um conversor e os “lugares geométricos” dos pontos que atendem a critérios de volume e de massa podem ser facilmente definidos. Sendo assim, por simples inspeção os gráficos da Figura 5.6, pode-se concluir que as UPSs no modo síncrono são mais viáveis do que as no modo assíncrono.

Além disso, pontos colineares representam projetos com o mesmo dispositivo semicondu-



(a) Modo assíncrono.

(b) Modo síncrono.

Figura 5.5 – Comparação entre as massas e volumes dos sistemas de refrigeração do braço retificador, nos modos: (a) **assíncrono** e (b) **síncrono**.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

tor, com um mesmo número de dispositivos associados em paralelo. Para um mesmo dispositivo, quanto maior a frequência de chaveamento de um projeto, mais afastado da origem se torna o ponto que o representa. A efetividade da troca de calor entre junção e ambiente determina a inclinação das curvas de “massa × perdas” e “volume × perdas”, definidas por funções lineares. As diferenças de desempenho térmico dos encapsulamentos justificam, por exemplo, o fato de projetos com menores perdas demandarem sistemas de refrigeração com volumes/massas maiores.

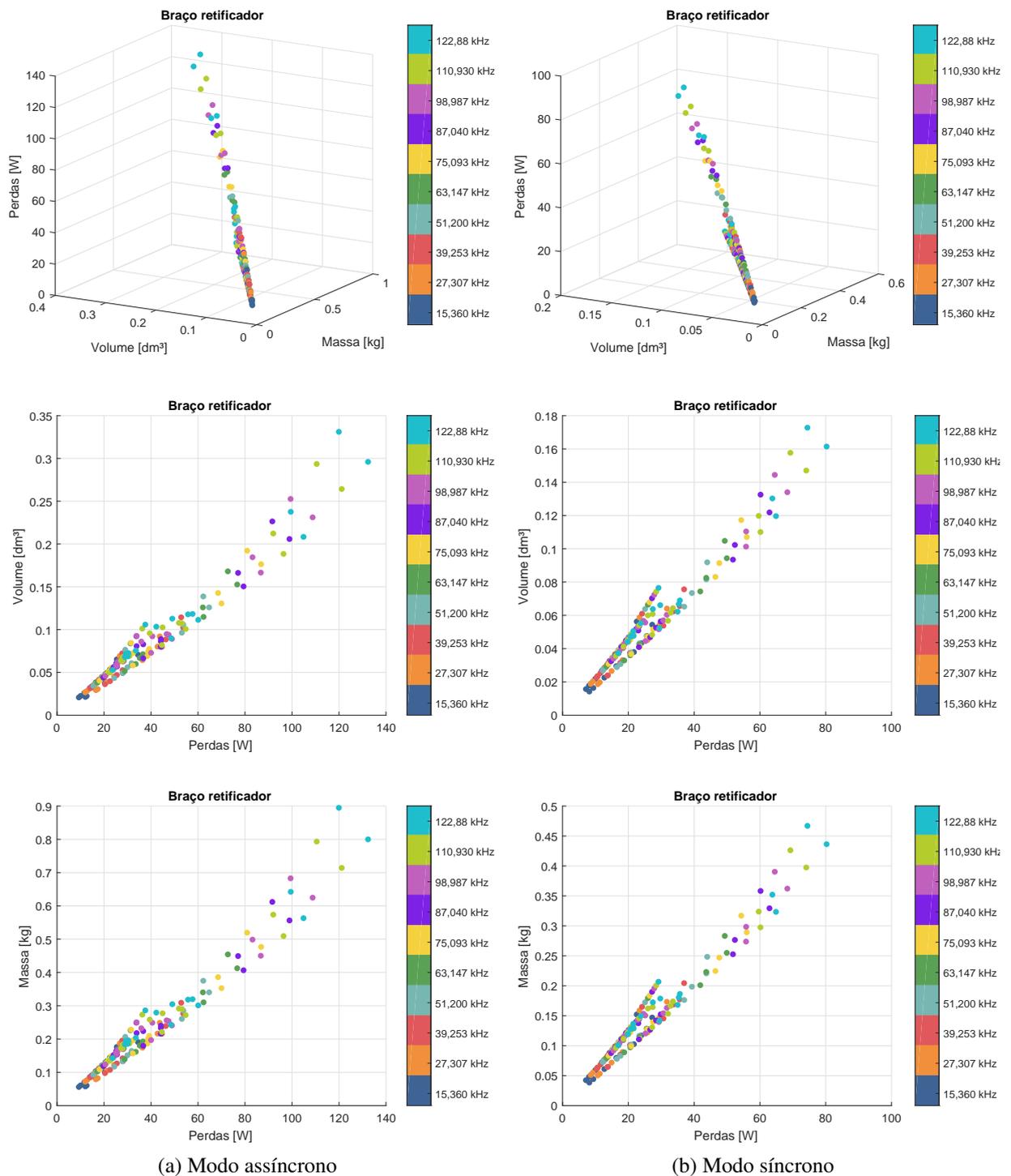


Figura 5.6 – Compilação dos resultados obtidos para as perdas das chaves semicondutoras, massa e volume do sistema de refrigeração do braço retificador, nos modos: (a) **assíncrono** e (b) **síncrono**.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

De modo geral, as perdas nos semicondutores do braço retificador e os volumes/massas do sistema de arrefecimento são cerca de 40 % a 50 % menores no regime síncrono, em comparação com o assíncrono. No modo assíncrono, os piores projetos avaliados apresentam perdas de cerca de 120 W (4 % da potência nominal), com volumes e massas de 330 mL e 0,9 kg. Já o melhor

projeto (*i.e.*, aquele com menores perdas, massa e volume) leva à dissipação de cerca de  $10\text{ W}$  ( $0,3\%$  da potência nominal), volume de  $25\text{ mL}$  e massa de cerca de  $50\text{ g}$ . Para esse projeto, entretanto, a massa, o volume e as perdas do filtro de entrada assumem os valores máximos, de  $1\text{ kg}$ ,  $300\text{ mL}$  e  $8\text{ W}$ .

Cabe comentar que os volumes e massas estimados para o melhor projeto são apenas representativos e indicam que, se realizável, um sistema de refrigeração de  $25\text{ mL}$  e massa de cerca de  $50\text{ g}$  já seria suficiente para refrigeração desse conversor. Na prática, esse valor evidencia que dissipadores de geometria mais simples (*e.g.*, não aletado), sem ventiladores, bastariam para essa aplicação. De fato, o valor de  $R_{thsa}$  máximo necessário para resfriamento desse conversor é de cerca de  $25\text{ }^\circ\text{C/W}$ , maior do que o limite inferior já calculado para um sistema com convecção natural (de  $8\text{ }^\circ\text{C/W}$ ).

Portanto, há um compromisso entre massa, volume e perdas dos filtros e do sistema de refrigeração, *i.e.*, tentativas de compactar os filtros tendem a elevar as perdas nos semicondutores e vice-versa. De modo geral, há uma frequência de chaveamento ótima, com o melhor compromisso entre essas variáveis. Neste trabalho, assume-se que o valor de  $f_{sw}$  é igual em todos os estágios da UPS. Sendo assim a frequência de chaveamento ótima deve ser investigada globalmente, conforme apresentado na seção 5.1.5.

### 5.1.3 Braço comum

Esta seção discute os resultados para as perdas parciais, massa e volume estimados para o braço comum. Apenas a massa e o volume do sistema de refrigeração e as perdas nas chaves semicondutoras desse braço são considerados nos resultados desta seção. Assim, a potência de ventilação e as perdas nos circuitos de *gate driver*, em cabos e contatos são desprezadas na análise, como na seção 5.1.2.

As Figuras 5.7a e 5.7b mostram as perdas nos semicondutores do braço comum, nos modos de operação assíncrono e síncrono, respectivamente.

De modo geral, os comentários da seção anterior também se aplicam aqui. Entretanto, as perdas nos semicondutores do braço comum são cerca de  $20\%$  maiores do que no braço retificador. Essa diferença se deve ao fato de a corrente no braço comum resultar da combinação das correntes dos braços inversor e retificador, em função da estratégia de modulação adotada na UPS de três braços. Sendo assim, as correntes comutadas, o valor eficaz dessas correntes e, assim, as perdas de condução e de chaveamento, tendem a ser maiores nas chaves do braço comum, em comparação com as do estágio retificador.

As resistências térmicas máximas  $R_{thsa}$  do sistema de refrigeração são indicadas nas Figuras 5.8a e 5.8b para cada frequência de chaveamento, nos modos de operação assíncrono e síncrono.

Como consequência do aumento das perdas nos componentes do braço comum, as resistências térmicas máximas dos sistemas de refrigeração são de 10% a 30% menores do que no caso do retificador.

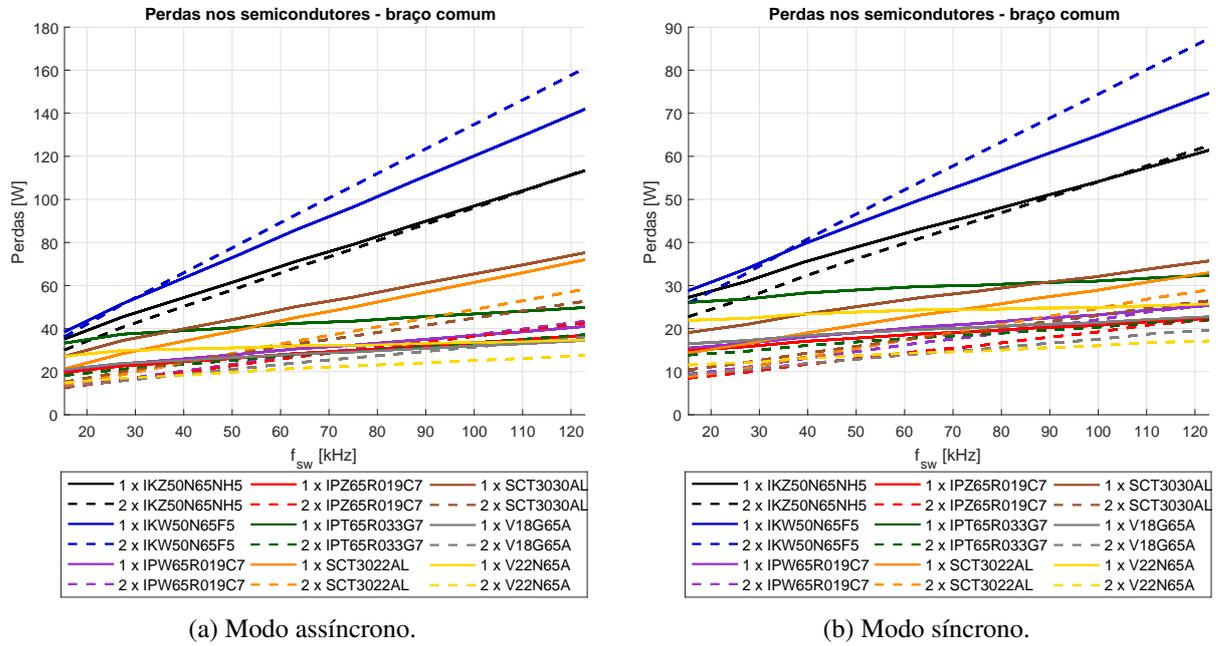


Figura 5.7 – Perdas nos semicondutores do braço comum em função da frequência de chaveamento  $f_{sw}$ , para a UPS de três braços com potência nominal  $P_{out}$  de 3 kW, nos modos: (a) assíncrono e (b) síncrono.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

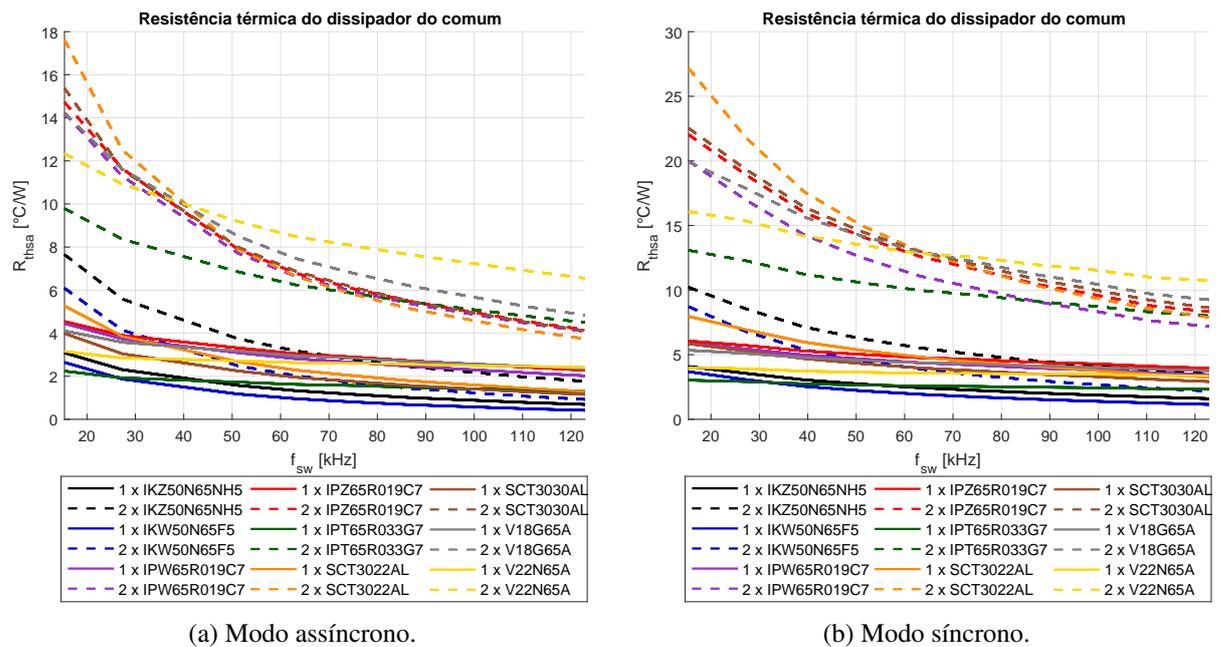
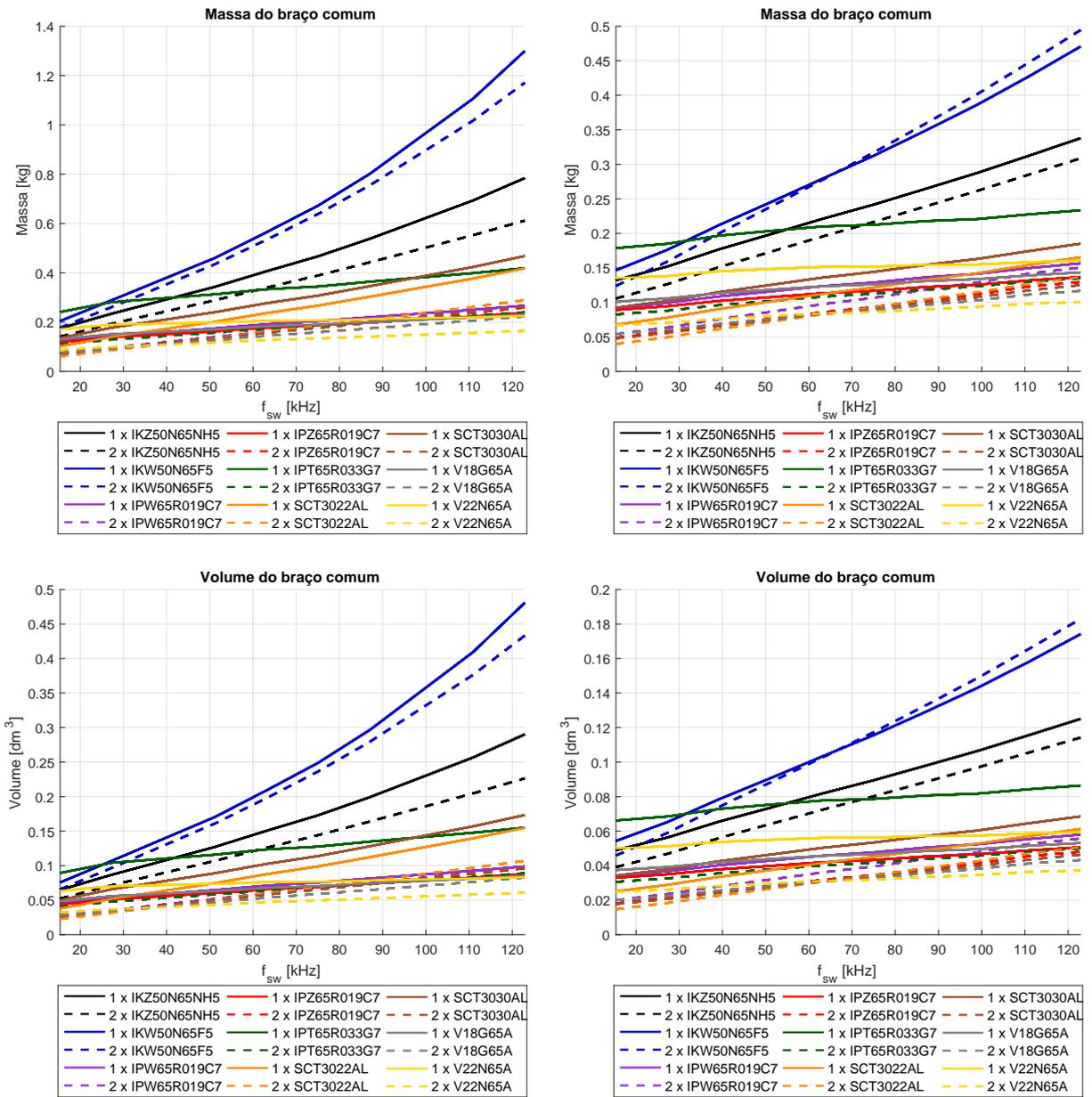


Figura 5.8 – Comparação entre as resistências térmicas máximas  $R_{thsa}$  dos sistemas de refrigeração do braço comum, nos modos: (a) assíncrono e (b) síncrono.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

Os volumes e as massas estimadas do sistema de refrigeração do braço comum são apresentados na Figura 5.9, para os dois modos de operação da UPS de três braços. As suposições adotadas no cálculo dessas grandezas são aquelas já comentadas na seção anterior. Em comparação com o braço retificador, os valores de volume e massa são até 50% maiores para o estágio comum, também em função do aumento das perdas nesse estágio.



(a) Modo assíncrono.

(b) Modo síncrono.

Figura 5.9 – Comparação entre as massas e volumes dos sistemas de refrigeração do braço comum, nos modos: (a) assíncrono e (b) síncrono.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

Como se nota no gráfico da Figura 5.9, a massa e o volume dos sistemas de refrigeração do estágio comum com IGBTs são maiores do que nos projetos com MOSFETs e transistores de GaN, para frequências  $f_{sw}$  superiores a cerca de 30 kHz. Para frequências inferiores a esse valor,

a refrigeração do MOSFET com o encapsulamento HSOF-8 (IPT65R033G7) se torna ainda mais desfavorável do que nos IGBTs.

Novamente, os resultados para massa, volume e perdas do braço comum são sintetizados nos gráficos da Figura 5.10.

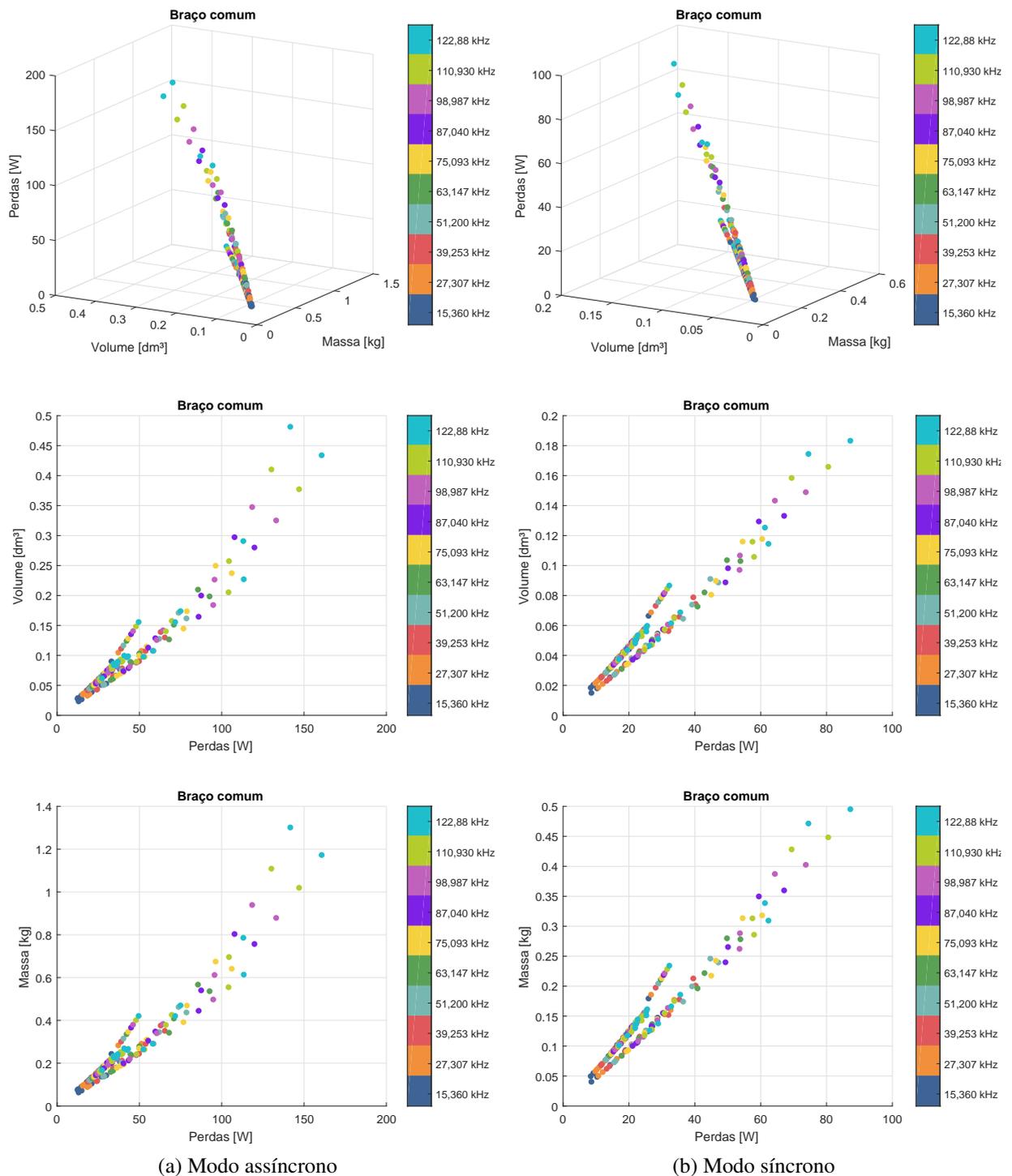


Figura 5.10 – Compilação dos resultados obtidos para as perdas das chaves semicondutoras, massa e volume do sistema de refrigeração do braço comum, nos modos: (a) **assíncrono** e (b) **síncrono**.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

Comentários similares aos da seção 5.1.2 também são válidos aqui. As perdas nos semicondutores do braço comum e os volumes/massas do sistema de arrefecimento são de 40% a 60% menores no modo síncrono, em comparação com o assíncrono.

No regime assíncrono, o pior projeto apresenta perdas de cerca de 140 W (4,7% da potência nominal), com volumes e massas de 470 mL e 1,3 kg. Já o melhor projeto, que dissipa 10 W (0,3% da potência nominal) nos semicondutores, se caracteriza por um volume de cerca de 30 mL e massa de 70 g. Para esse caso, os valores calculados são apenas representativos e não necessariamente correspondem a um sistema de arrefecimento realizável, como já foi comentado na seção 5.1.2.

### 5.1.4 Inversor

Esta seção discute os resultados para as perdas parciais, massa e volume estimados para o braço inversor. Considera-se, nos resultados desta seção, apenas a massa e o volume do sistema de refrigeração e as perdas nas chaves semicondutoras desse braço. Suposições equivalentes às já comentadas nas seções 5.1.2 e 5.1.3 também são adotadas aqui.

As Figuras 5.11a e 5.11b indicam as perdas nos semicondutores do braço inversor, nos modos de operação assíncrono e síncrono, respectivamente.

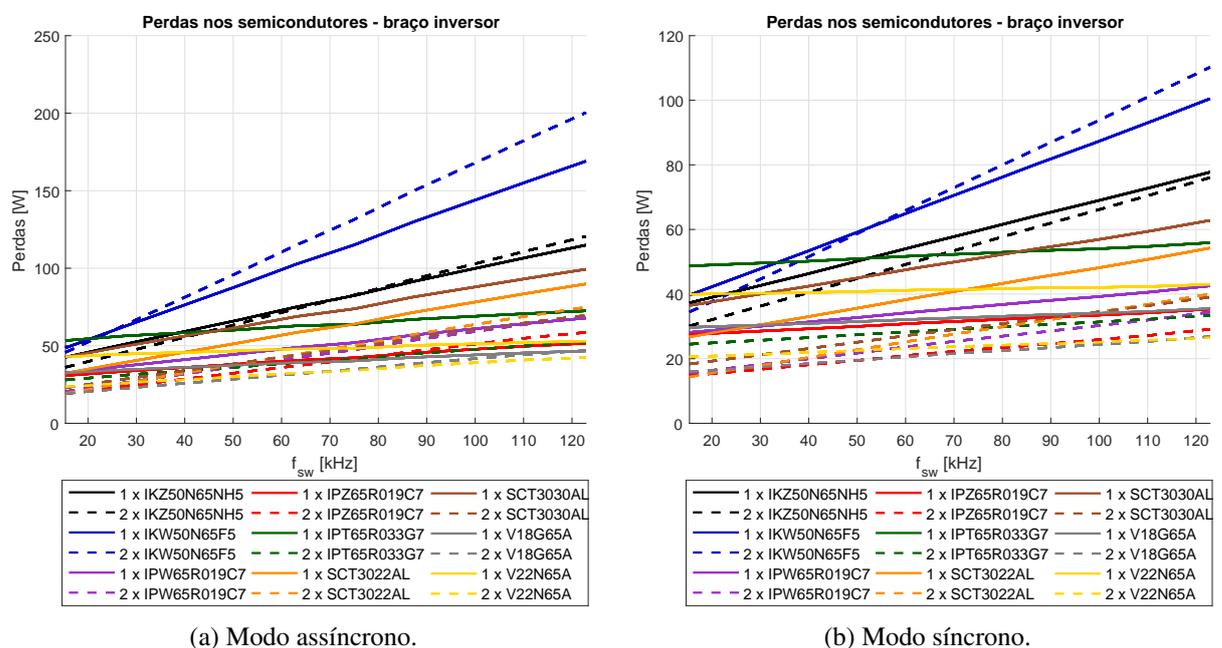


Figura 5.11 – Perdas nos semicondutores no braço inversor em função da frequência de chaveamento  $f_{sw}$ , para a UPS de três braços com potência nominal  $P_{out}$  de 3 kW, nos modos: (a) **assíncrono** e (b) **síncrono**.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

Em geral, as perdas no braço inversor são cerca de 20% maiores do que no braço comum. Essa diferença se deve ao fato de a corrente eficaz no braço inversor superar em cerca de 25% a

corrente do braço comum. Por outro lado, as perdas no braço inversor são cerca de 35 % maiores do que no retificador, como resultado de uma corrente eficaz 40 % maior.

As resistências térmicas máximas do sistema de refrigeração são indicadas nas Figuras 5.12a e 5.12b para cada frequência de chaveamento, nos modos de operação assíncrono e síncrono. As premissas adotadas no cálculo dessas resistências são as adotadas nas seções 5.1.2 e 5.1.3.

Como pode ser observado nos gráficos da Figura 5.12a e 5.12b, as resistências térmicas máximas calculadas para o estágio inversor são cerca de 35 % menores do que no braço comum e 40 % menores do que no caso do retificador. Isso indica que as chaves do braço inversor demandam mais refrigeração, como consequência da maior corrente nesse estágio.

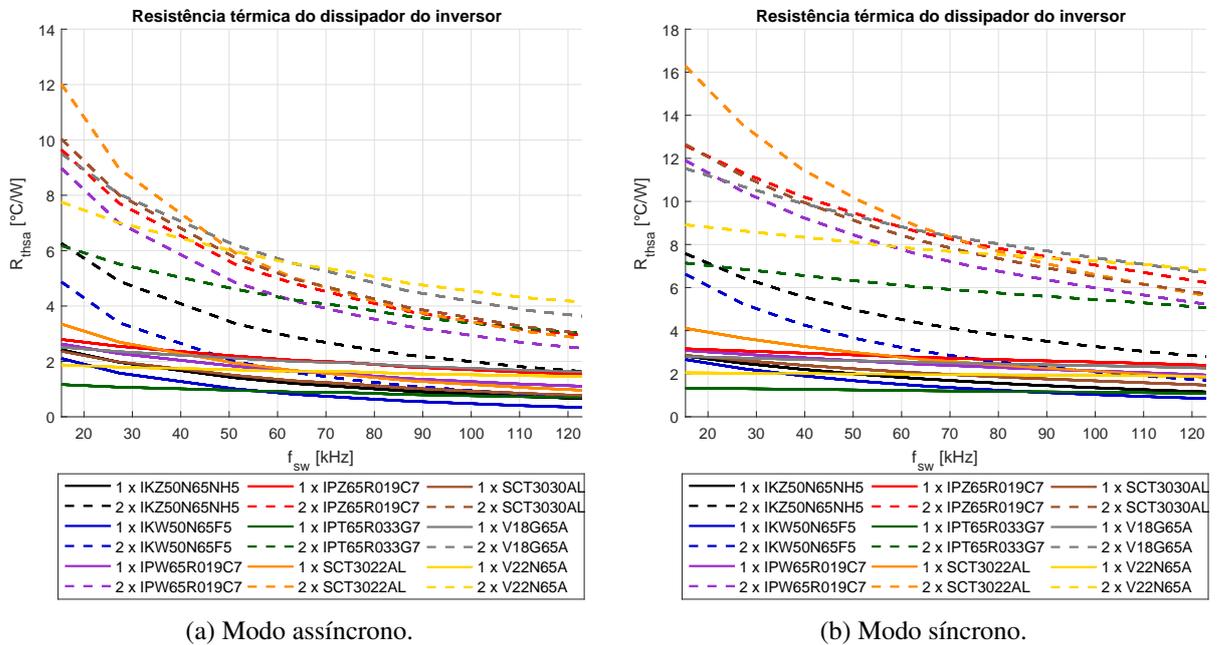


Figura 5.12 – Comparação entre as resistências térmicas máximas  $R_{thsa}$  dos sistemas de refrigeração do braço inversor, nos modos: (a) **assíncrono** e (b) **síncrono**.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

Os volumes e as massas estimadas do sistema de refrigeração do braço inversor, incluindo o dissipador e o ventilador, são apresentados na Figura 5.13, para os dois modos de operação da UPS de três braços. De modo geral, os volumes e as massas do braço inversor são cerca de 80 % e 60 % maiores, em comparação com os estágios retificador e comum, respectivamente. Os comentários das seções anteriores também são aplicáveis para essa seção.

Novamente, a menor área de interface no encapsulamento HSOF-8 dificulta a transferência de calor entre a junção e o meio externo e, assim, leva à especificação de sistemas de refrigeração de maior volume e massa em comparação com os outros projetos, para frequências de chaveamento menores do que 60 kHz. Para frequências maiores do que esse valor, a massa

e o volume desse sistema são superiores para os projetos com IGBTs. Os volumes e massas mínimos são obtidos para os casos com os dispositivos SCT3022AL e V22N65A, com duas chaves em paralelo.

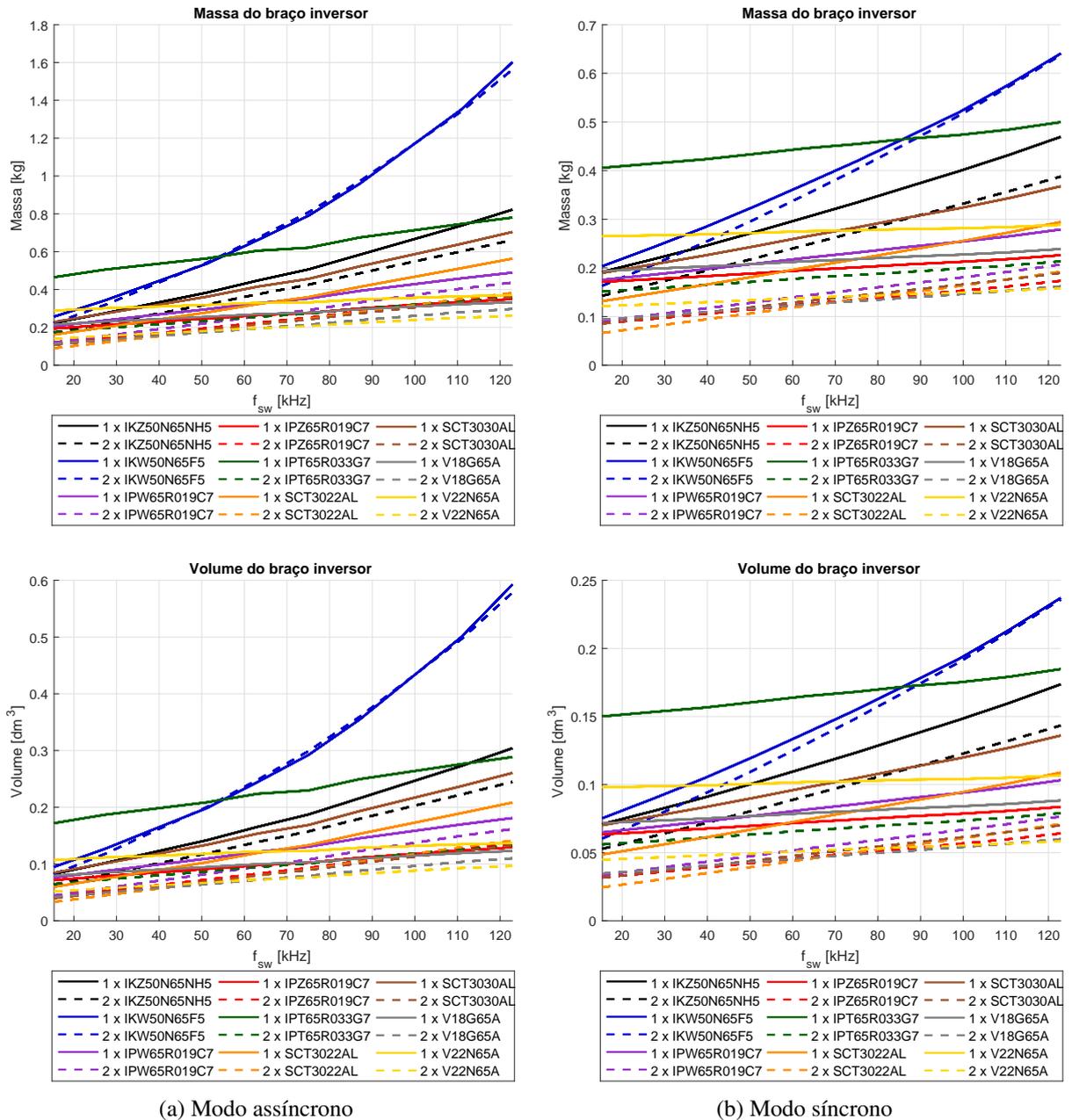


Figura 5.13 – Comparação entre as massas e volumes dos sistemas de refrigeração do braço inversor, nos modos: (a) **assíncrono** e (b) **síncrono**.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

Os resultados para massa, volume e perdas do braço inversor são sintetizados nos gráficos da Figura 5.14, para os modos de operação assíncrono e síncrono. A interpretação desses gráficos é similar àquela já apresentada para as seções 5.1.2 e 5.1.3. Desse modo, pontos mais próximos da origem correspondem aos melhores projetos, identificados por cores que representam as

freqüências de chaveamento.

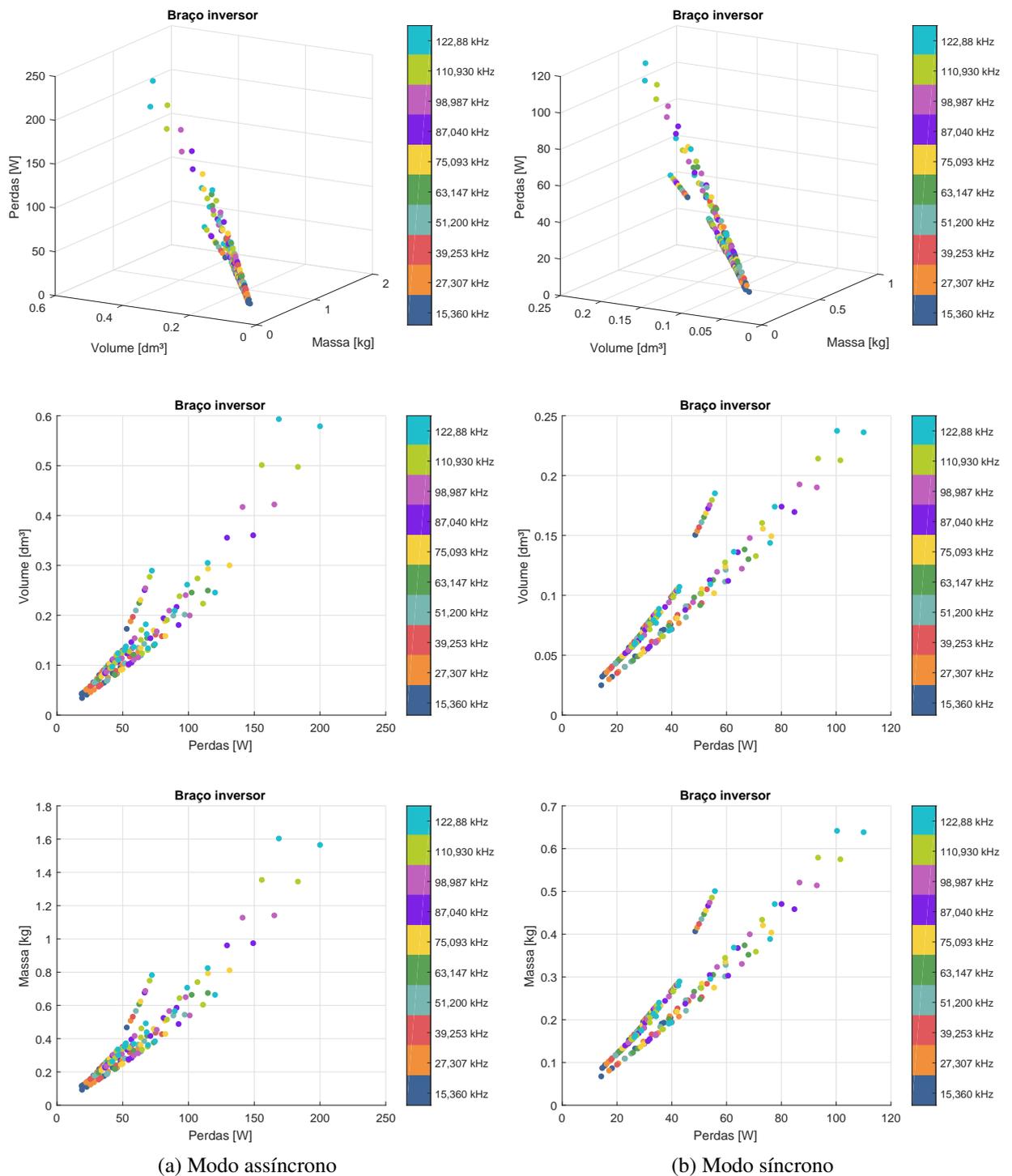


Figura 5.14 – Compilação dos resultados obtidos para as perdas das chaves semicondutoras, massa e volume do sistema de refrigeração do braço inversor, nos modos: (a) **assíncrono** e (b) **síncrono**.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

As perdas nos semicondutores do braço inversor e os volumes/massas do sistema de resfriamento são de 40% a 60% menores no modo síncrono do que no assíncrono. No regime

assíncrono, o pior projeto apresenta perdas de cerca de  $200\text{ W}$  (6,7% da potência nominal), com volumes e massas de aproximadamente  $600\text{ mL}$  e  $1,6\text{ kg}$ . Já o melhor projeto, que dissipa  $20\text{ W}$  (0,7% da potência nominal) nos semicondutores do braço inversor, se caracteriza por um volume de cerca de  $50\text{ mL}$  e massa de  $100\text{ g}$ . Cabe comentar, novamente, que esses valores são baseados em figuras de mérito típicas de sistemas de arrefecimento. Na prática, essas grandezas são apenas indicativas e não necessariamente representam um sistema real.

### 5.1.5 UPS completa

Essa seção apresenta os resultados para a UPS de três braços completa, considerando todos os blocos que a compõem, *i.e.*, braços retificador, comum, inversor; filtros de saída e de entrada e barramento c.c.. Supõe-se que as perdas globais da UPS resultam da soma das perdas parciais em cada um desses blocos, já discutidas nas seções anteriores.

A Figura 5.15 mostra as perdas nos semicondutores e as perdas globais na UPS, incluindo as perdas nos filtros e no barramento c.c, em função da frequência de chaveamento  $f_{sw}$ .

Como se observa na Figura 5.15, as perdas nos semicondutores dominam na UPS de três braços. Para frequências maiores do que  $40\text{ kHz}$ , a configuração com dois transistores de GaN V2265NA em paralelo leva a menores perdas globais. Para frequências inferiores a esse valor, em que as perdas de condução se tornam mais relevantes, as perdas globais mínimas são obtidas com dois MOSFETs de silício em paralelo com encapsulamento TO-247-4 (IPZ65R019C7), com menor resistência de condução  $R_{DS(on)}$ . A diferença entre as perdas nesses dois dispositivos é mais expressiva no modo assíncrono e se torna maior na medida em que a frequência de chaveamento se eleva, atingindo cerca de  $70\text{ W}$  (2% da potência nominal). Isso se atribui ao fato de as perdas de comutação dos dispositivos à base de GaN serem menores, apesar de as perdas em condução serem superiores.

Quando se considera apenas um dispositivo (*i.e.*, sem paralelismo), as perdas são mínimas para os dispositivos de GaN V18G65A e para o MOSFET de silício IPZ65R019C7, com desempenhos comparáveis. No modo síncrono e para frequências menores do que cerca de  $35\text{ kHz}$ , o componente de SiC SCT3022AL e o MOSFET de silício IPW65R019C7 (ambos com encapsulamento TO-247-3) apresentam perdas aproximadamente iguais àqueles dois componentes. Portanto, para os projetos em que as perdas de chaveamento se tornam mais significativas em comparação com as de condução, o uso de dispositivos com encapsulamento TO-247-3 se torna inviável. É provável que o desempenho dos dispositivos de SiC tenha sido penalizado pelo encapsulamento TO-247-3. Entretanto, não foram localizados dispositivos comerciais de SiC com outros tipos de encapsulamento e com a mesma classe de tensão.

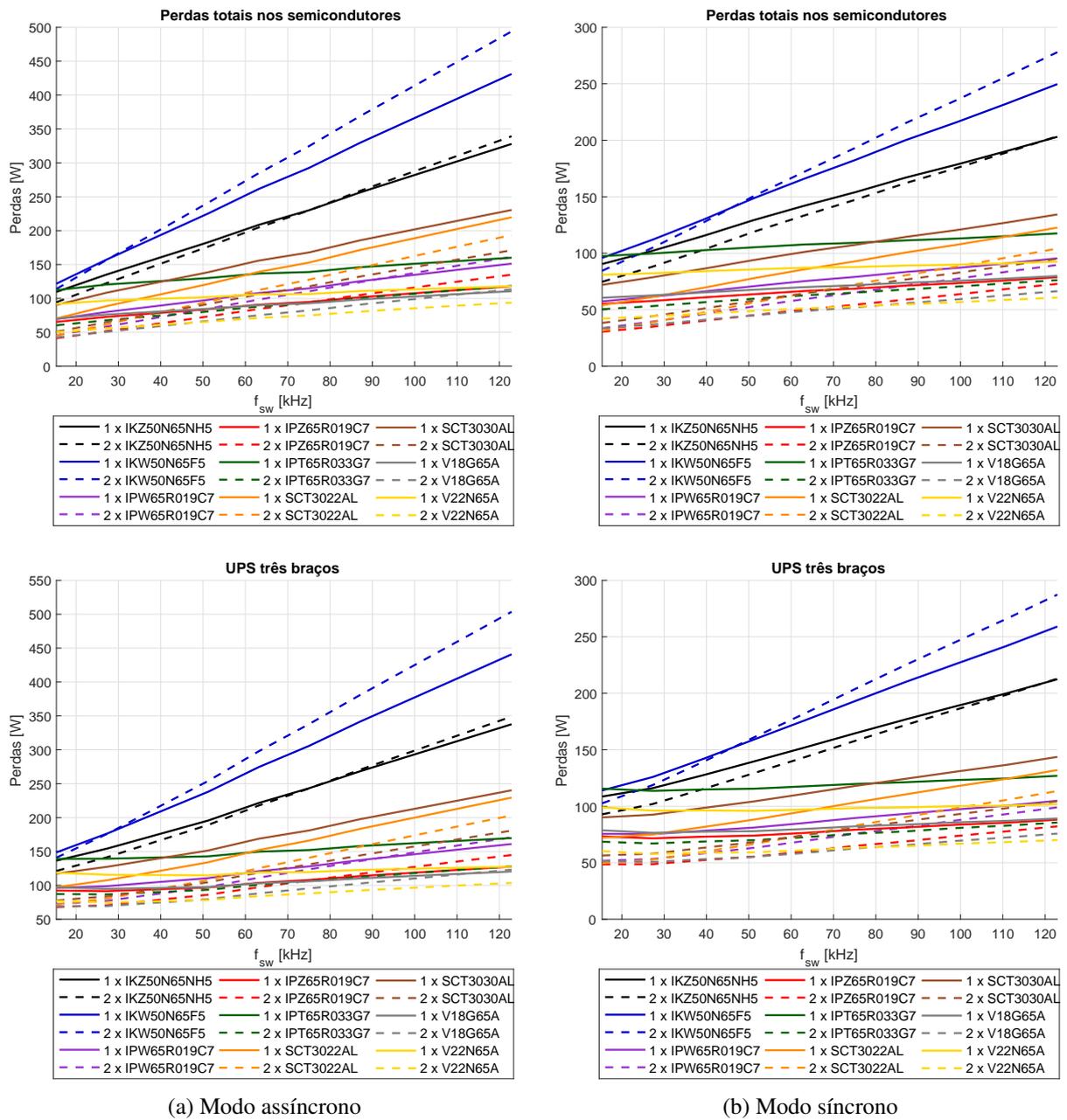


Figura 5.15 – Perdas nos semicondutores e perdas globais na UPS de três braços em função da frequência de chaveamento  $f_{sw}$ , nos modos: (a) assíncrono e (b) síncrono.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

Em geral, os projetos com IGBTs levam a maiores perdas, em especial, quando associados em paralelo – como já foi discutido. Dentre os IGBTs, as menores perdas são obtidas para aquele com encapsulamento TO-247-4, como já se previa. Mesmo para esse IGBT, as perdas se tornam quase três vezes maiores do que o dispositivo GaN V18G65A.

Assim, em razão do custo elevado dos transistores de GaN, é provável que o uso desses dispositivos só seja viável para frequências superiores a 120 kHz. Dentre os componentes avaliados, portanto, a razão custo/perdas se torna menor para o MOSFET de silício IPZ65R019C7.

Os gráficos da Figura 5.16 reafirmam as conclusões já levantadas. Os rendimentos máximos, atingidos para o valor mínimo de  $f_{sw}$ , valem 97,8% e 98,4% para os modos assíncrono e síncrono, respectivamente. Para a maior frequência  $f_{sw}$ , as eficiências máximas são de 96,7% e 97,7%. Esses valores máximos de rendimento são obtidos para a configuração com dois transistores de GaN V22N65A em paralelo.

Por outro lado, o IGBT de melhor desempenho apresenta eficiências que variam de 95,5% a 90,0% no modo assíncrono, na menor e na maior frequência, respectivamente. No regime síncrono, esses rendimentos variam de 96,5% a 92,0%.

Como se nota, a operação em modo síncrono leva a um ganho de rendimento que se eleva com a frequência de chaveamento e atinge até 2%. Todavia, em função do compromisso entre eficiência e densidade de potência, outras variáveis devem ser também incluídas nessa análise de viabilidade.

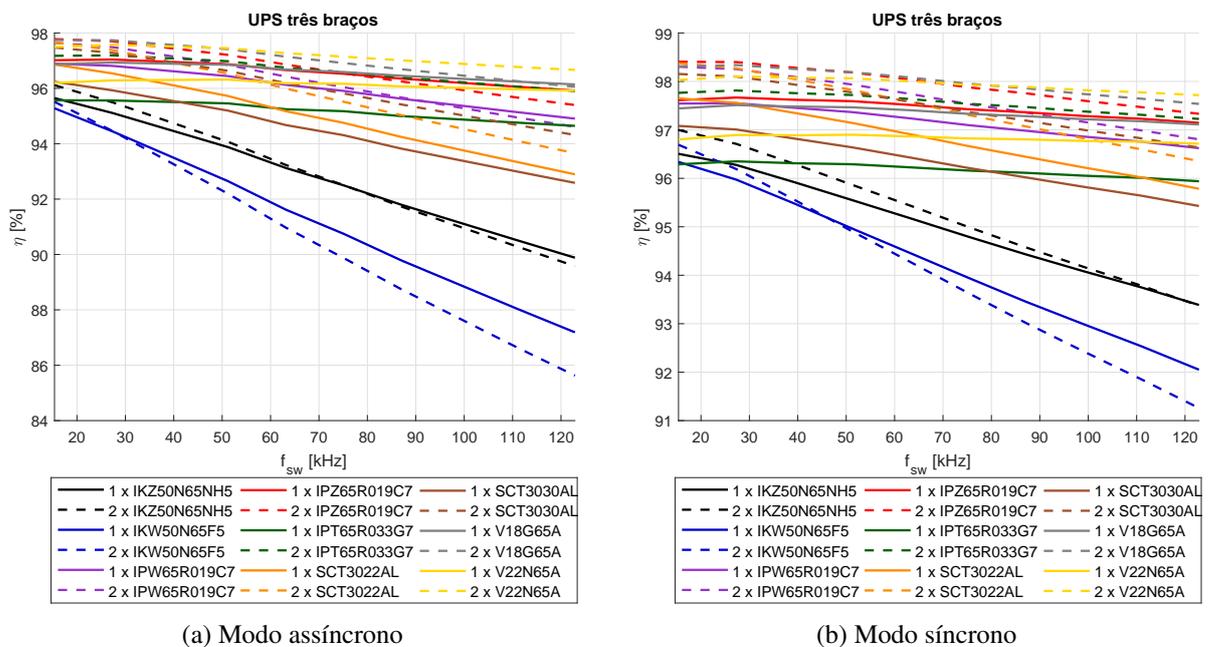


Figura 5.16 – Rendimento da UPS de três braços em função da frequência de chaveamento  $f_{sw}$ , nos modos: (a) **assíncrono** e (b) **síncrono**.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

Os gráficos das Figuras 5.17 indicam as massas e volumes totais da UPS, para várias frequências de chaveamento, supondo o uso dos vários dispositivos nos modos assíncrono e síncrono.

Como pode ser observado na Figura 5.17, em função do compromisso entre o volume/massa do sistema de refrigeração e dos filtros de entrada e de saída, há uma frequência de chaveamento ótima, que minimiza a massa e o volume total da UPS. Para as configurações com IGBTs, esse valor ótimo de  $f_{sw}$  se situa na faixa de 30 kHz a 60 kHz. Para os MOSFETs de SiC

e de silício, esse valor está na faixa de  $50\text{ kHz}$  a  $90\text{ kHz}$ . A frequência ótima para transistores de GaN, provavelmente, é maior do que  $120\text{ kHz}$ .

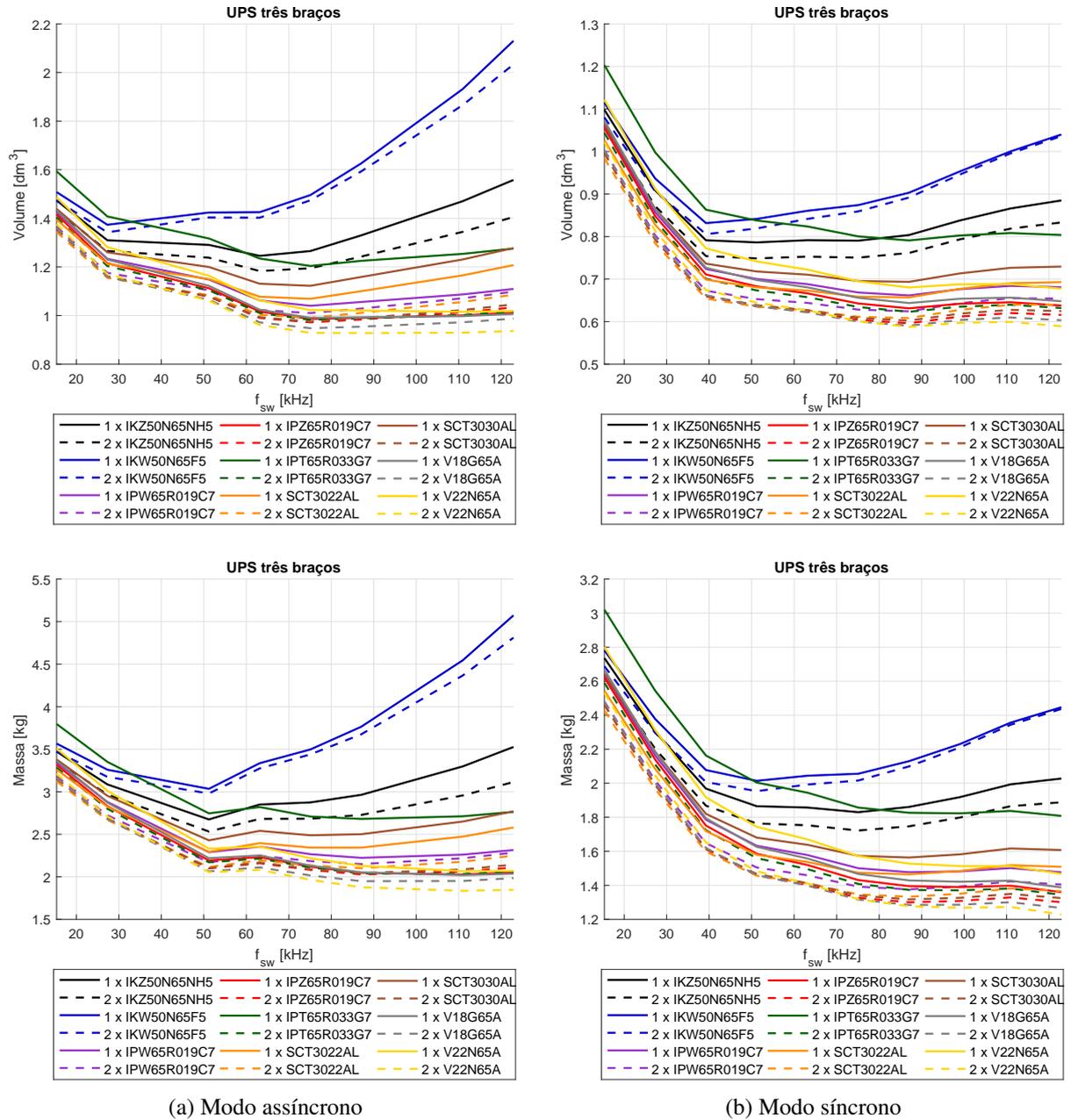


Figura 5.17 – Volume e massa da UPS de três braços em função da frequência de chaveamento  $f_{sw}$ , nos modos: (a) **assíncrono** e (b) **síncrono**.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

Para a faixa de frequências até  $30\text{ kHz}$ , a massa/volume dos conversores são relativamente próximas, com desvios máximos de  $200\text{ mL}$  e de  $0,6\text{ kg}$ . Isso indica que até essa frequência limite, o uso de qualquer dispositivo leva a desempenhos comparáveis e, sob critérios de custo, os IGBTs se tornam mais viáveis. A partir dessa frequência, os volumes e massas divergem, com uma dispersão entre os valores que atinge até  $1,2\text{ L}$  e  $3,2\text{ kg}$  e a opção por MOSFETs e transistores de GaN se torna mais justificável.

A massa e o volume da UPS de três braços é representada na Figura 5.18 no plano “massa  $\times$  volume”, para melhor visualização das frequências de chaveamento mais viáveis, para as UPSs em modo assíncrono e síncrono. Novamente, quanto menor a distância em relação a origem do ponto que identifica um dado projeto, maior a viabilidade. Pontos colineares indicam projetos com mesma frequência de chaveamento.

Como mostram os gráficos da Figura 5.18, as frequências de chaveamento mais viáveis estão na faixa de  $75,093\text{ kHz}$  a  $122,88\text{ kHz}$ , associadas aos projetos com coordenadas mínimas. Os valores mínimos e máximos de massa e volume totais, no modo assíncrono, são de cerca de  $1,8\text{ kg}$  e  $5,1\text{ kg}$  e  $900\text{ mL}$  e  $2,1\text{ L}$ . No regime síncrono, esses valores são de aproximadamente  $1,2\text{ kg}$  e  $3,0\text{ kg}$  e  $600\text{ mL}$  e  $1,2\text{ L}$ . Assim, a opção pelo modo síncrono pode levar à redução em até  $40\%$  das massas e volumes totais da UPS, além de elevar o rendimento da UPS em até  $2\%$ , como já mencionado.

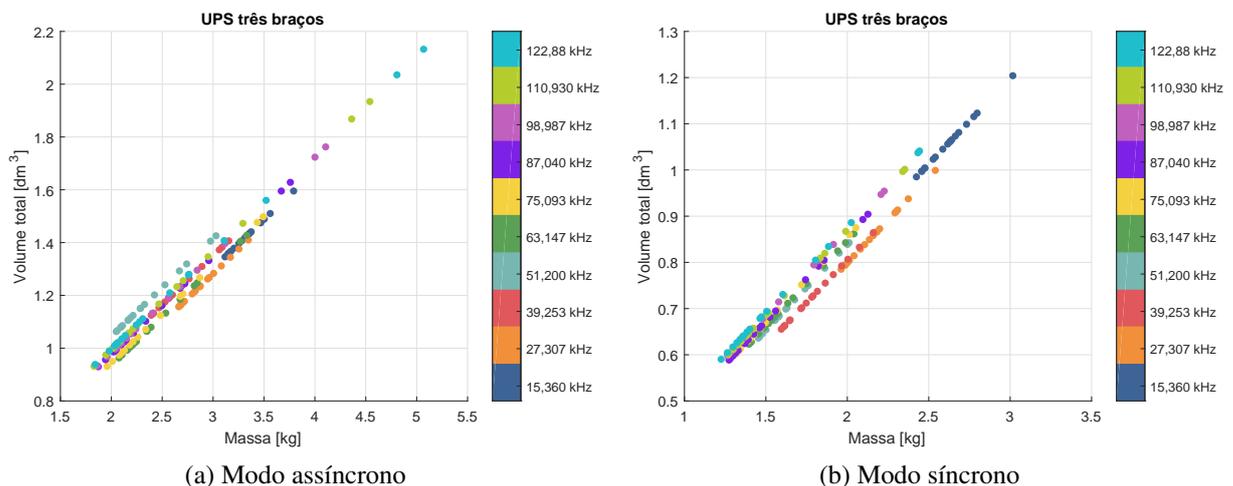


Figura 5.18 – Volume e massa da UPS de três braços para diferentes projetos, nos modos: (a) **assíncrono** e (b) **síncrono**.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

A Figura 5.19 apresenta as curvas de densidade de potência volumétrica e mássica em função da frequência de chaveamento. Essas densidades são estimadas a partir da razão entre a potência nominal e o volume/massa total e são adotadas como métrica na comparação de desempenho.

Com base na Figura 5.19, conclui-se que as densidades de potência mássicas atingem até  $1,6\text{ kW/kg}$  e  $2,4\text{ kW/kg}$ , nos modos assíncrono e síncrono, respectivamente. Já as densidades volumétricas máximas valem  $3,2\text{ kW/dm}^3$  e  $5\text{ kW/dm}^3$ , nesses dois modos. Esses valores máximos são obtidos para os projetos com dois dispositivos de GaN (V22N65A) em paralelo.

As densidades  $\rho_m$  e  $\rho_v$  mínimas são de cerca de  $0,6\text{ kW/kg}$  e  $1,4\text{ kW/dm}^3$ , em regime assíncrono e  $1,2\text{ kW/kg}$  e  $3\text{ kW/dm}^3$ , no modo síncrono, relativas aos projetos com o IGBT

IKW50N65F5. Essas densidades são aproximadamente a metade das observadas naquele projeto com transistores de GaN.

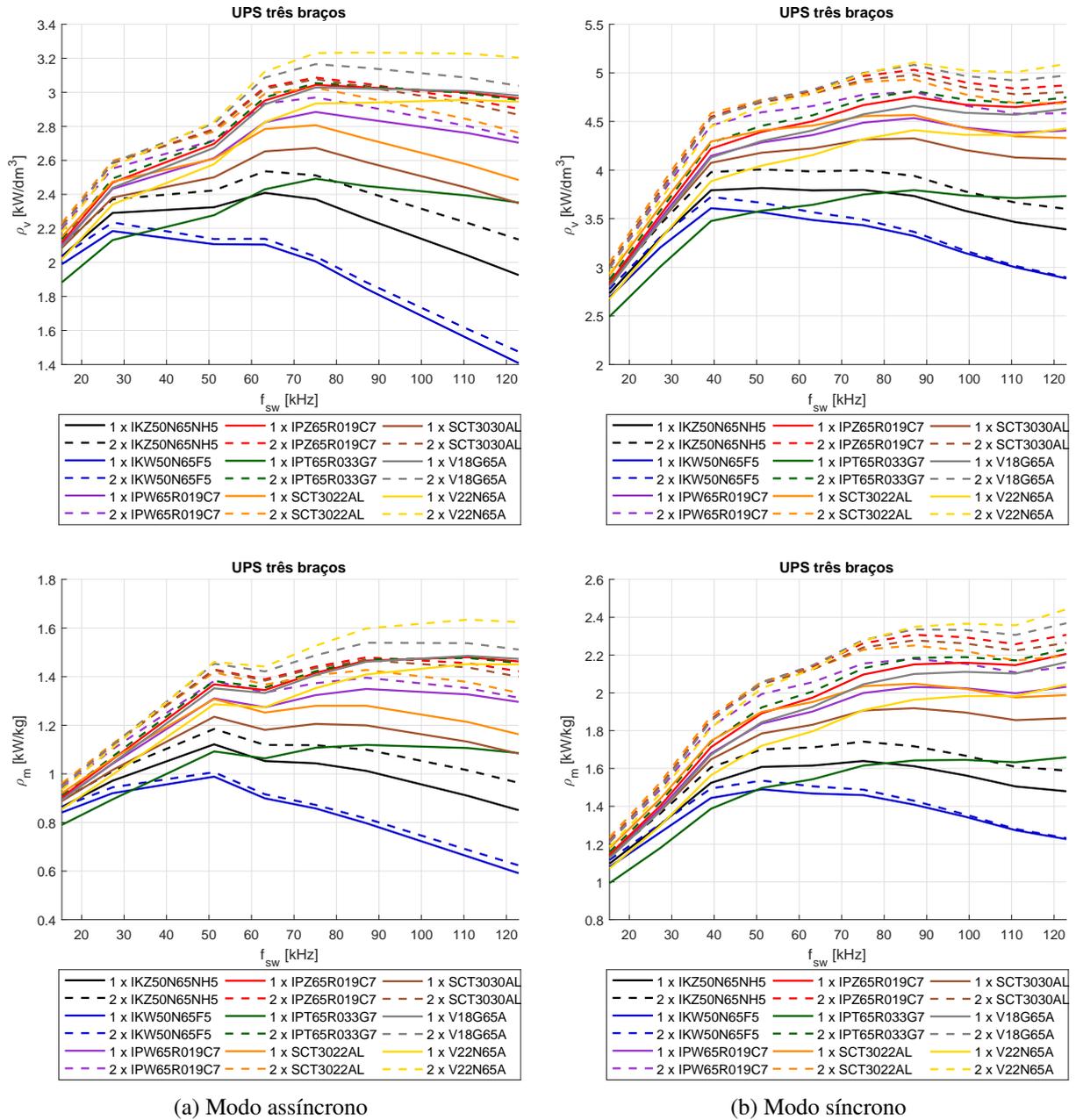


Figura 5.19 – Densidade de potência volumétrica e mássica da UPS de três braços em função da frequência de chaveamento  $f_{sw}$ , nos modos: (a) **assíncrono** e (b) **síncrono**.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

Entretanto, os pontos de máxima densidade de potência não necessariamente levam à máxima eficiência. Para concluir a análise de viabilidade e eleger o projeto com o melhor compromisso entre as variáveis eficiência ( $\eta$ ), densidade de potência volumétrica ( $\rho_v$ ) e mássica ( $\rho_m$ ), define-se uma figura de mérito  $FM$  que equivale ao produto dessas três variáveis, *i.e.*:

$$FM [kW^2 \cdot kg^{-1} \cdot dm^{-3}] = \rho_m [kW \cdot kg^{-1}] \times \rho_v [kW \cdot dm^{-3}] \times \eta. \quad (5.1)$$

Na sequência, os vários projetos são localizados no plano tridimensional “ $\eta \times \rho_v \times \rho_m$ ” e nos planos bidimensionais associados, como se observa na Figura 5.20.

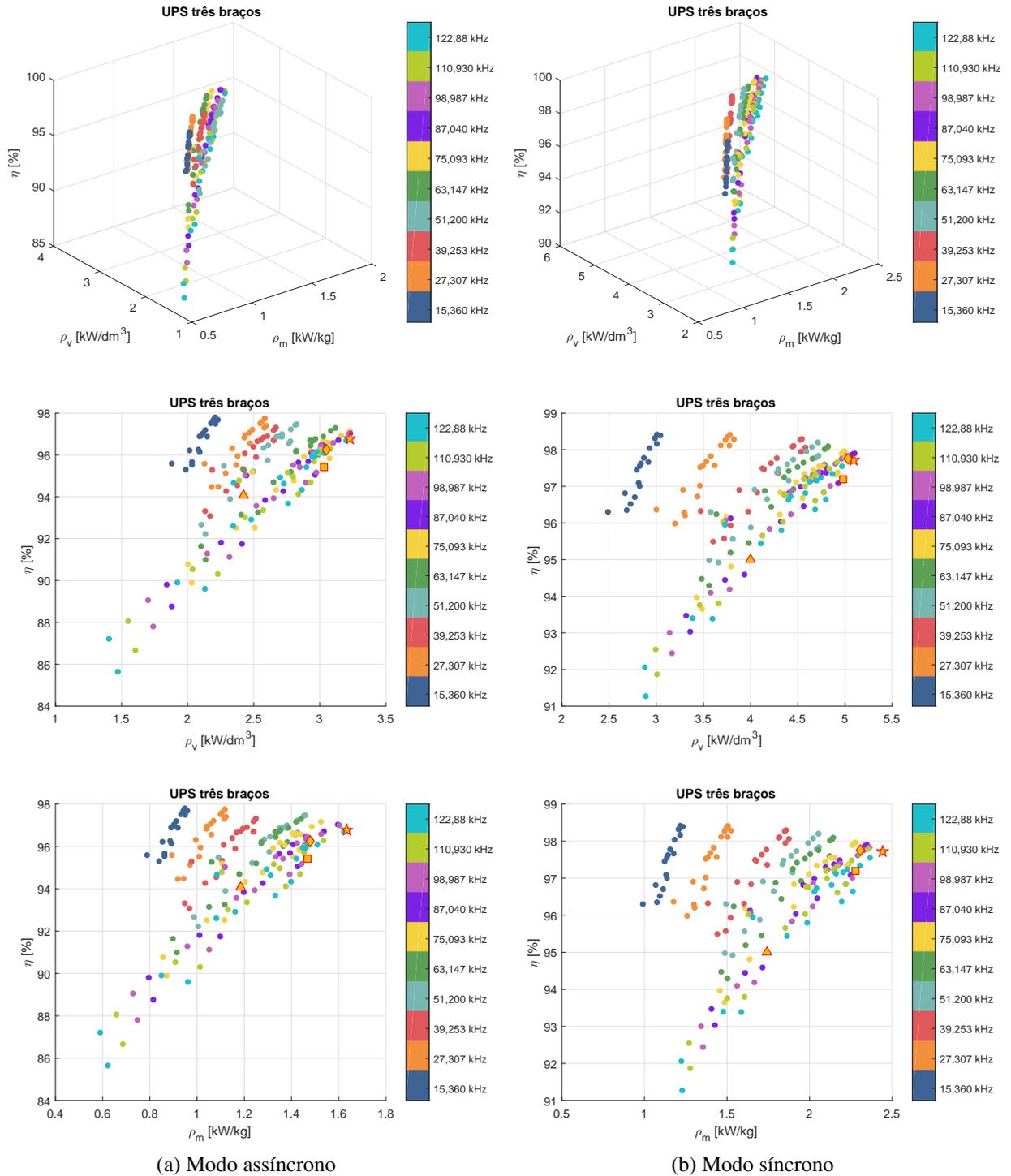


Figura 5.20 – Compilação dos resultados globais para rendimento, densidade de potência volumétrica e mássica da UPS de três braços, nos modos: (a) **assíncrono** e (b) **síncrono**.

*Nota:* Os símbolos estrela, losango, quadrado e triângulo representam, respectivamente, os melhores projetos com transistores de GaN, MOSFETs CoolMOS de silício, MOSFETs de SiC e IGBTs de silício.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

Assume-se que o melhor projeto é aquele que maximiza a figura de mérito  $FM$ , que atribui pesos iguais para as variáveis  $\rho_m$ ,  $\rho_v$  e  $\eta$ .

Os melhores projetos com transistores de GaN, MOSFETs de silício, MOSFET de SiC e IGBTs de silício são destacados nesses gráficos, respectivamente, com os símbolos estrela, losango, quadrado e triângulo. Novamente, as várias configurações são representadas por pontos com cores definidas pela frequência de chaveamento, conforme a escala de cores indicada. Os valores de  $\eta$ ,  $\rho_v$  e  $\rho_m$  obtidos nas configurações com valores de  $FM$  máximos são indicados na Tabela 5.2, para os modos assíncrono e síncrono.

UPS três braços – modo assíncrono					
Tipo	Projeto	$\eta$ [%]	$\rho_v$ [kW·dm <sup>-3</sup> ]	$\rho_m$ [kW·kg <sup>-1</sup> ]	FM [kW <sup>2</sup> ·kg <sup>-1</sup> ·dm <sup>-3</sup> ]
IGBT Si (▲)	2 x IKZ50N65NH5 $f_{sw} = 51,2 \text{ kHz}$	94,1	2,4	1,2	2,7
MOSFET SiC (■)	2 x SCT3030AL $f_{sw} = 87,04 \text{ kHz}$	95,4	3,0	1,5	4,3
MOSFET Si (◆)	2 x IPZ65R019C7 $f_{sw} = 87,04 \text{ kHz}$	96,3	3,0	1,5	4,3
GaN (★)	2 x V22N65A $f_{sw} = 110,9 \text{ kHz}$	96,8	3,2	1,6	5,1
UPS três braços – modo síncrono					
Tipo	Projeto	$\eta$ [%]	$\rho_v$ [kW·dm <sup>-3</sup> ]	$\rho_m$ [kW·kg <sup>-1</sup> ]	FM [kW <sup>2</sup> ·kg <sup>-1</sup> ·dm <sup>-3</sup> ]
IGBT Si (▲)	2 x IKZ50N65NH5 $f_{sw} = 75,093 \text{ kHz}$	95,0	4,0	1,7	6,6
MOSFET SiC (■)	2 x SCT3030AL $f_{sw} = 87,04 \text{ kHz}$	97,2	5,0	2,3	11,0
MOSFET Si (◆)	2 x IPZ65R019C7 $f_{sw} = 87,04 \text{ kHz}$	97,8	5,0	2,3	11,3
GaN (★)	2 x V22N65A $f_{sw} = 122,88 \text{ kHz}$	97,8	5,1	2,4	12,2

Tabela 5.2 – Dados dos projetos com melhores compromissos entre eficiência ( $\eta$ ), densidade de potência volumétrica ( $\rho_v$ ), densidade de potência mássica ( $\rho_m$ ), nos dois modos de operação da UPS (assíncrono e síncrono). Esses projetos são destacados na Figura 5.20, com os símbolos indicados na primeira coluna.

Nos gráficos da Figura 5.20, torna-se evidente o compromisso entre o rendimento e a densidade de potência. De fato, os projetos com rendimentos máximos levam a baixas densidades  $\rho_m$  e  $\rho_v$ . Por essa razão, a figura de mérito  $FM$  se torna útil para seleção da configuração com melhor compromisso entre essas variáveis. Outras figuras de mérito podem ser definidas pelo projetista, caso uma das variáveis seja mais restritiva para o projeto do conversor. Por exemplo,

como a massa se torna a grandeza mais relevante em aplicações aeronáuticas, a densidade mássica pode ser adotada como critério único de seleção.

Como se observa na Tabela 5.2, os desempenhos das configurações com transistores de GaN e com MOSFETs de silício são comparáveis, especialmente no modo de operação em que as perdas de chaveamento são menos dominantes (modo síncrono). Por outro lado, os MOSFETs de SiC se mostram menos vantajosos do que os de silício. Os projetos com IGBTs são os menos viáveis, com valores de  $FM$  que atingem a metade dos outros projetos. Sendo assim, incluindo o custo nessa comparação, é provável que o uso de MOSFETs de silício para as UPSs se torne mais viável, nos dois modos de operação. Como não foram localizadas informações referentes ao custo dos transistores de GaN avaliados, a variável custo não foi considerada como critério de seleção. Desse modo, a configuração com dois dispositivos de GaN V22N65A, com frequências de chaveamento de  $110,9\text{ kHz}$  e  $122,88\text{ kHz}$ , são supostas mais viáveis para a UPS em modo assíncrono e síncrono, respectivamente.

Entretanto, cabe comentar que as curvas de energias de chaveamento  $E_{on}$  e  $E_{off}$  foram obtidas para os MOSFETs de silício via simulações em modelo SPICE. Como já discutido, há incertezas no levantamento dessas curvas, que resultam de simplificações assumidas no modelo. Apesar de essas simplificações serem conservadoras para a curva de energia de *turn-on* dos dispositivos IPW65R045C7 e IPZ65R045C7, como já apresentado na seção 3.2.3, não se pode concluir quanto à exatidão das curvas simuladas para os MOSFETs de silício em análise (IPW65R019C7, IPZ65R019C7 e IPT65R033G7). Na falta de outras informações, assume-se que essas curvas levam a estimativas conservadoras das perdas nesses componentes.

Para melhor visualização das parcelas de perdas, volume e massa que se tornam mais restritivas no projeto do conversor, a Figura 5.21 apresenta essas grandezas em valores percentuais para cada bloco que compõe a UPS de três braços, no modo assíncrono. Para exemplificação, apenas a configuração com dois dispositivos de GaN V22N65A em paralelo e de melhor desempenho, é avaliada. Como a proporção entre as perdas se altera significativamente com a variação da frequência de chaveamento, as configurações a  $15,36\text{ kHz}$  e  $122,88\text{ kHz}$  foram comparadas.

Como se nota na Figura 5.21, as perdas nos semicondutores perfazem a maior parcela de perdas no conversor, no modo assíncrono. Somadas, as demais parcelas representam no pior caso cerca de 35% das perdas totais, sendo apenas 5,4% dissipadas no barramento c.c.. Das perdas nos semicondutores, a fração dissipada nas chaves do braço inversor são as mais significativas, seguidas das perdas no braço comum e retificador, nessa ordem. Para a frequência de chaveamento de  $122,8\text{ kHz}$ , essas perdas podem atingir até 40,9%, 26,7% e 23,0% respectivamente. Isso demonstra que o rendimento da UPS é limitado, especialmente, pelo rendimento dos dispositivos semicondutores.

Para a menor frequência de chaveamento, o volume dos filtros de entrada e de saída repre-

sentam quase 50 % das perdas totais do conversor. O volume do barramento c.c., nessa condição, é de 44 %. Para o maior valor de  $f_{sw}$ , esses percentuais são de 12 % e 66 %, respectivamente. Os volumes dos sistemas de refrigeração, somados, perfazem 22 % nesse caso. Logo, o barramento c.c. impõe maior restrição à redução do volume do conversor. Como a parcela da capacitância que limita a componente de baixa frequência não varia com a frequência de chaveamento, outras técnicas devem ser adotadas para redução dessa parcela. Geralmente, o uso de um circuito ativo para emular capacitâncias mais elevadas, referido por *Power Pulsation Buffer* (PPB), é citado na literatura como alternativa para redução do volume total do barramento c.c. em conversores monofásicos, como já discutido na seção 3.2.2. Contudo, em virtude de limitações de tempo, essa solução não foi abordada neste trabalho.

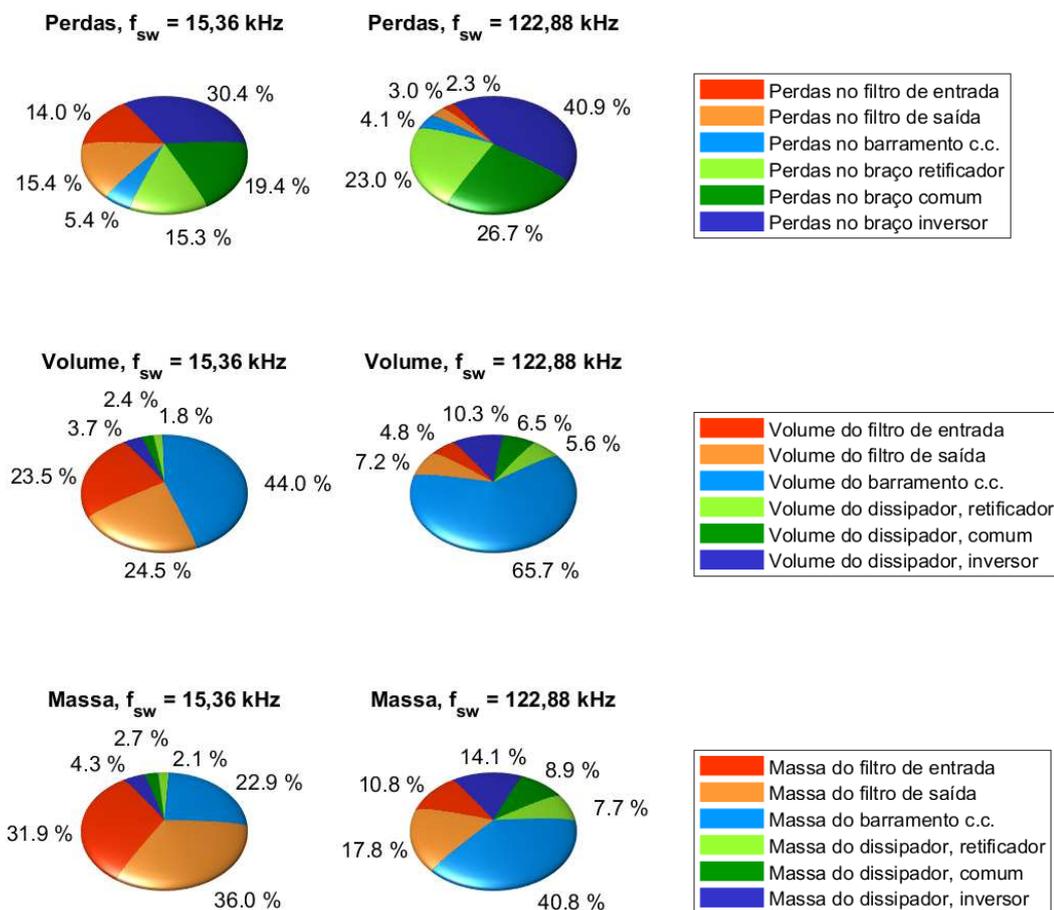


Figura 5.21 – Proporção das perdas, volume e massa na UPS de três braços com potência nominal  $P_{out}$  de 3 kW, com dois dispositivos V22N65A em paralelo, no modo **assíncrono** para as frequências de chaveamento  $f_{sw}$  de 15,36 kHz e 122,88 kHz.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

Como também se observa na Figura 5.21, para a menor frequência de chaveamento, a massa dos filtros de entrada consiste em 68 % da massa total do conversor. A fração atribuída ao barramento c.c. e aos sistemas de refrigeração são de 23 % e 9,1 % nesse caso. Na operação com  $f_{sw}$  de 122,88 kHz, o barramento c.c. passa a compor 40,8 % da massa total. As parcelas

relativas aos sistemas de refrigeração e aos filtros são de 30,7% e 28,6%, respectivamente. Novamente, o aumento do valor de  $f_{sw}$  contribui para a redução da massa dos filtros, mas não para a redução da massa do barramento c.c.. Como já mencionado, a solução baseada no uso dos circuitos de PPB poderia se tornar mais efetiva para compactação do barramento c.c. em massa e volume.

Para a redução da massa (e do volume) dos sistemas de refrigeração, podem ser implementadas estratégias para o aumento das figuras de mérito que caracterizam esse sistema, referidas por  $CSPI_m$  e  $CSPI_v$  (vide seção 3.2.4.2). Como já comentado na seção 3.2.4.2, a especificação de dissipadores com geometria adequada para cada aplicação (*i.e.*, com número apropriado de aletas, distância entre aletas, largura e comprimento, etc.) permite o aumento do  $CSPI_v$  em pelo menos três vezes, e, assim, a redução da massa e do volume pelo mesmo fator. Entretanto, como a “otimização” do dissipador depende de modelos tridimensionais complexos para representar a transferência de calor, optou-se não investigá-los neste trabalho.

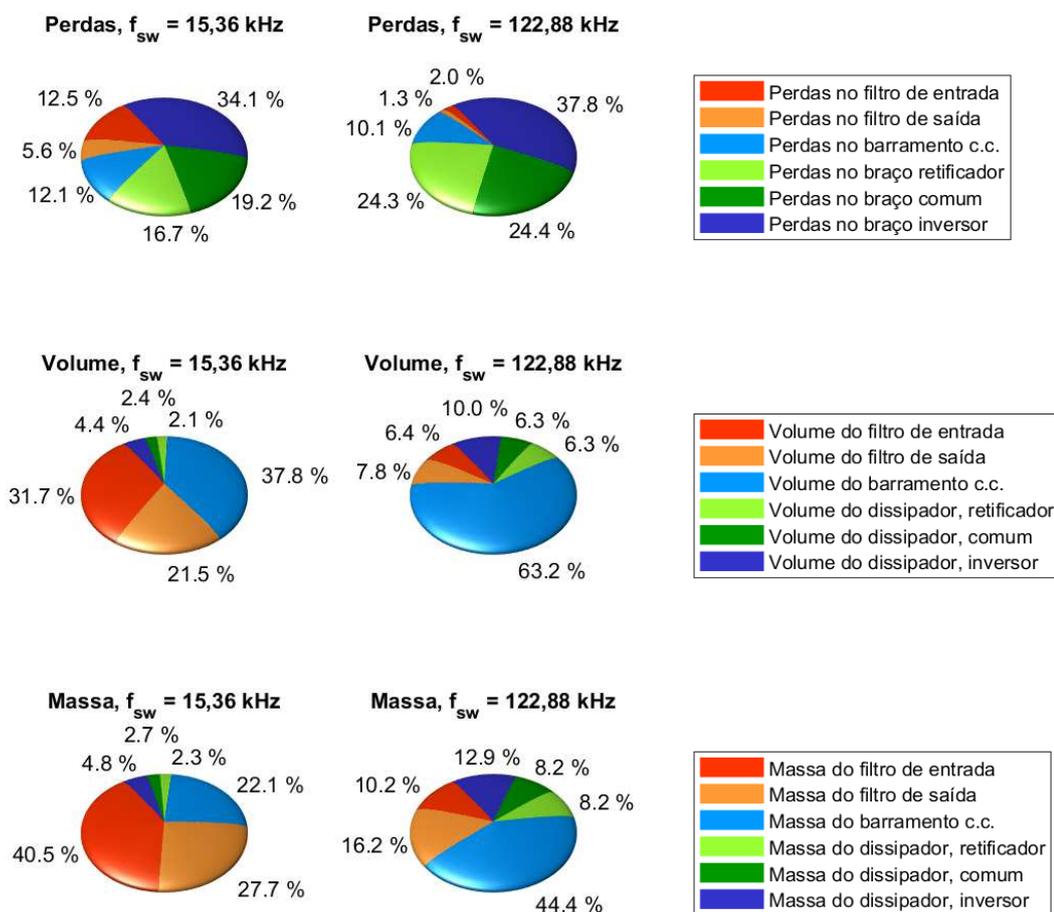


Figura 5.22 – Proporção das perdas, volume e massa na UPS de três braços com potência nominal  $P_{out}$  de 3 kW, com dispositivos V22N65A, no modo **síncrono** para as frequências de chaveamento  $f_{sw}$  de 15,36 kHz e 122,88 kHz.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

A mesma análise da proporção de perdas, volume e massa é repetida na Figura 5.22 para o caso em que a UPS opera em modo síncrono, com dois transistores de GaN V22N65A em paralelo. Os comentários sobre os resultados do modo assíncrono também se estendem para esse caso. Nesse modo de operação, a massa e o volume dos filtros de entrada e de saída, dos sistemas de refrigeração e do barramento c.c. são menores, como consequência da redução da tensão do barramento c.c. pela metade, em comparação com o modo assíncrono. As proporções entre essas grandezas em cada elemento, entretanto, são aproximadamente iguais às do regime assíncrono.

Para detalhar as perdas que se tornam mais restritivas para o aumento do rendimento do conversor, para diferentes dispositivos e frequências de chaveamento, as Figuras 5.23 e 5.24 apresentam as porcentagens das perdas totais no filtro, barramento c.c. e semicondutores para a UPS projetada para o modo assíncrono. As parcelas atribuídas às perdas de condução e chaveamento em cada caso são também mostradas nesses gráficos. Apenas os resultados com dois transistores de GaN V22N65A em paralelo e com dois IGBTs IKZ50N65NH5 em paralelo são indicados, como exemplo.

Nos gráficos das Figuras 5.23 e 5.24, nota-se, novamente, que as perdas nos semicondutores perfazem a maior parte das perdas do conversor, como já discutido. Nos dispositivos de GaN, mesmo à frequência de  $122,88\text{ kHz}$ , as perdas de chaveamento só compõem 51%. No caso da UPS com IGBTs, essas perdas perfazem cerca de 82%.

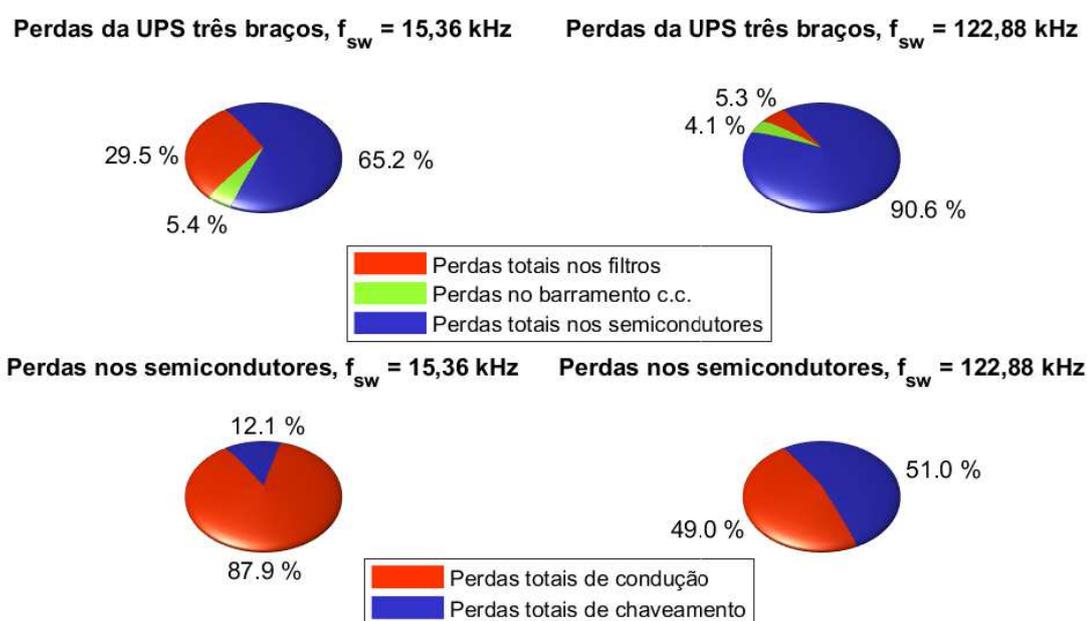


Figura 5.23 – Porcentagem das perdas totais no filtro, barramento c.c. e semicondutores, bem como das perdas de condução e chaveamento na UPS de três braços com potência nominal  $P_{out}$  de  $3\text{ kW}$ , com dois dispositivos V22N65A em paralelo, no modo **assíncrono** para as frequências de chaveamento  $f_{sw}$  de  $15,36\text{ kHz}$  e  $122,88\text{ kHz}$ .

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

Logo, as perdas de chaveamento impõem limitações para o aumento do rendimento dos conversores à base de IGBTs e, assim, da densidade de potência. Para tanto, soluções que reduzam as perdas de chaveamento sem levar ao aumento do volume e massa dos filtros se tornam efetivas. A operação em modo síncrono, que permite a redução da tensão do barramento c.c. pela metade, pode ser adotada como alternativa.

Para as UPSs com transistores de GaN, soluções que minimizem as perdas de condução e chaveamento se tornam igualmente viáveis. Sendo assim, a associação de dispositivos em paralelo e a operação em modo síncrono se mostram como efetivas para o aumento de eficiência e densidade de potência da UPS de três braços com componentes de GaN.

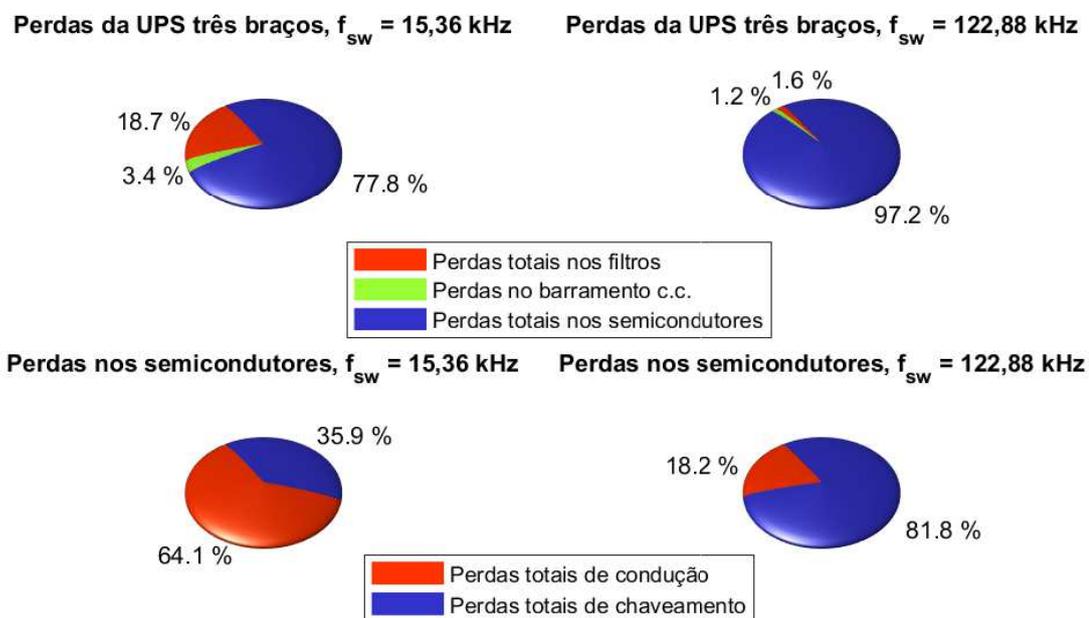


Figura 5.24 – Porcentagem das perdas totais no filtro, barramento c.c. e semicondutores, bem como das perdas de condução e chaveamento na UPS de três braços com potência nominal  $P_{out}$  de  $3 \text{ kW}$ , com dois dispositivos IKZ50N65NH5 em paralelo, no modo **assíncrono** para as frequências de chaveamento  $f_{sw}$  de  $15,36 \text{ kHz}$  e  $122,88 \text{ kHz}$ .

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

## 5.2 Resultados experimentais

Essa seção apresenta uma compilação dos resultados experimentais preliminares dos dois protótipos de calorímetro desenvolvidos neste trabalho. Conforme a convenção já adotada nesse texto, os termos “protótipo I” e “protótipo II” se referem às montagens do tipo caixa simples e caixa dupla, respectivamente.

### 5.2.1 Protótipo I

A Figura 5.25 apresenta as medições experimentais de  $T_{in}$ ,  $T_{out}$ ,  $T_{int1}$ ,  $T_{int2}$  e  $\dot{v}_{H_2O}$ , bem como o resultado do cálculo da potência térmica  $P_{térmica}$  líquida. Essa potência líquida foi calculada subtraindo da leitura de perdas a parcela de calor que flui através da parede para o ambiente externo e a parcela introduzida pelas perdas nos ventiladores. O gráfico da esquerda indica essas variáveis em regime permanente e a potência térmica no valor de  $45,5\text{ W}$ . Este valor líquido difere da potência medida pelos multímetros ( $46,7\text{ W}$ ) em apenas  $2,7\%$ . No gráfico da direita, observam-se as temperaturas internas  $T_{int1}$  e  $T_{int2}$  com uma diferença de apenas  $0,5^\circ\text{C}$ , o que atesta a uniformidade das temperaturas no interior da caixa. As temperaturas de entrada e de saída da água no trocador de calor ( $T_{in}$  e  $T_{out}$ ) apresentam uma diferença de cerca de  $3^\circ\text{C}$ . Neste sistema, a vazão da água  $\dot{v}_{H_2O}$  foi mantida constante em aproximadamente  $1,0\text{ L/min}$ .

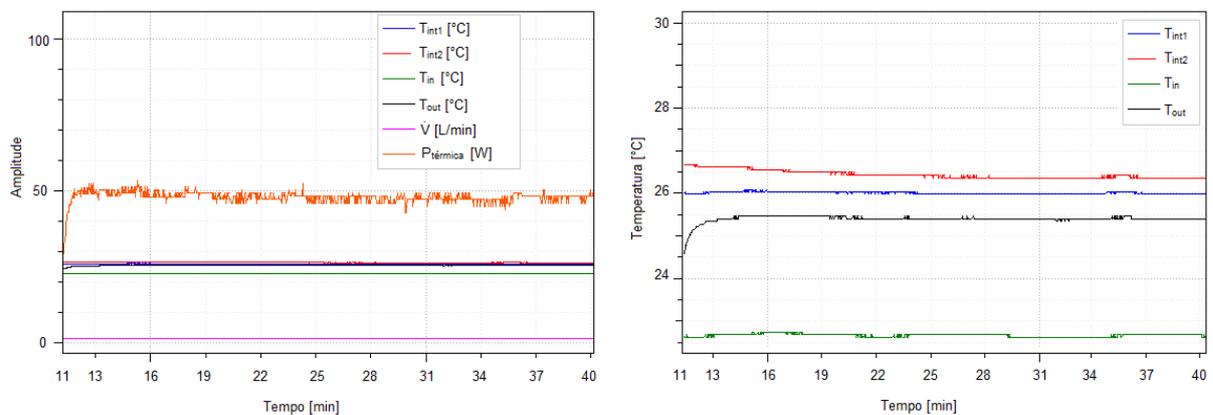


Figura 5.25 – Imagem da forma de onda das variáveis  $T_{in}$ ,  $T_{out}$ ,  $T_{int1}$ ,  $T_{int2}$  e  $\dot{v}_{H_2O}$  medidas pelo calorímetro (protótipo I) e o cálculo da  $P_{térmica}$ .

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

Cabe comentar que a calibração dos sensores de temperatura e de vazão, prática importante em sistemas de medição, foi realizada segundo o procedimento descrito na seção 4.2. Os resultados de calibração de vazão e de temperatura são omitidos neste texto, para simplificação.

Com base nos resultados do protótipo I, os princípios da medição calorimétrica puderam ser validados, já que foi verificado um desvio de apenas  $2,7\%$  entre a leitura de potência do calorímetro e dos multímetros. Sendo assim, o objetivo inicial da construção desse protótipo foi atendido.

### 5.2.2 Protótipo II

A Figura 5.26 apresenta os gráficos do resultado de calibração da potência. Esta calibração foi realizada utilizando os procedimentos e equações de incerteza mostrados na seção 4.3.4. Na Figura 5.26a a reta de calibração, em vermelho, foi obtida segundo o método dos mínimos quadrados (regressão linear) e os círculos representam as amostras de cada medição. A potência

medida pelo calorímetro é apresentada no eixo das ordenadas e a potência de referência (padrão de calibração) nas abscissas.

A Figura 5.26b mostra a curva da incerteza combinada para cada ponto da potência medida corrigida, ou seja, os dados da potência medida ajustados segundo a reta de calibração  $\hat{x} = \frac{y-111.7}{1.1}$ , extraída da Figura 5.26a. Nota-se que potências próximas de 0 W e 1000 W apresentam valores absolutos máximos de incerteza combinada de 8 W e 8,5 W, respectivamente. A potência medida corrigida com menor incerteza combinada associada, com valor de 4,2 W, é 490 W.

A curva da incerteza expandida em porcentagem é exibida na Figura 5.26c. Observa-se que para potências menores que 230 W a incerteza expandida se torna maior do que 6% e para potências maiores que 450 W a incerteza expandida permanece dentro da faixa de 2% a 3%.

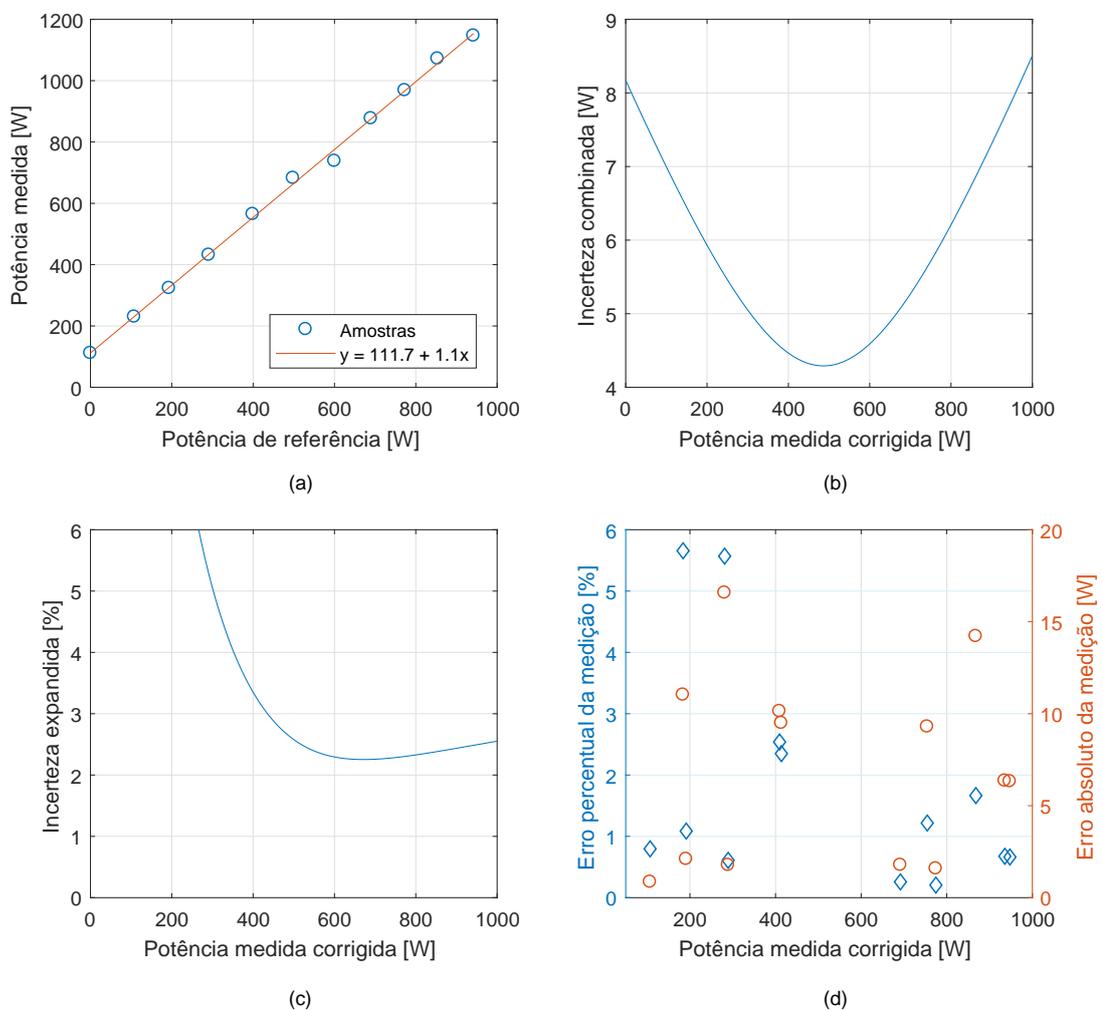


Figura 5.26 – Resultados da calibração do protótipo II.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

A Figura 5.26d apresenta os erros absolutos e percentuais dos valores de potência medida corrigida, em relação ao padrão de calibração. Nota-se, portanto, que os erros percentuais são

menores do que 6% para potências inferiores a 450 W e menores do que 2% para valores superiores a 450 W. Os erros percentuais verificados se mantêm inferiores aos valores de incerteza expandida indicados na Figura 5.26c, conforme previsto. Por outro lado, esses valores superam o erro total, estimado em 3,5% na seção 4.3.4, associado à exatidão informada pelos fabricantes dos sensores de temperatura e vazão. Como já mencionado, isso se atribui ao fato de outras parcelas de erro incidirem sobre a potência térmica  $P_{térmica}$  (perdas pela parede e potência nos ventiladores).

Cabe comentar que a incerteza relativa ao padrão de calibração foi desprezada no cálculo das incertezas combinada e expandida, uma vez que os certificados de calibração dos multímetros em uso não foram localizados. Desse modo, para que a calibração se baseie em um padrão mais exato, torna-se necessário adotar medidores de potência (*e.g.*, wattímetros) rastreados e calibrados. Assim, os valores de exatidão do padrão de referência podem ser considerados no cálculo das incertezas das medições no calorímetro.

### 5.3 Conclusões do capítulo

Nesse capítulo, foram apresentados os resultados teóricos das análises de desempenho dos projetos de UPS de três braços com vários dispositivos e frequências de chaveamento, nos modos de operação assíncrono e síncrono. Os projetos foram qualificados quanto ao rendimento, densidade de potência mássica e volumétrica. As análises foram conduzidas individualmente para cada braço da UPS, para o barramento c.c. e para os filtros de entrada e de saída. Na sequência, os resultados foram avaliados globalmente, para a UPS completa. Conclui-se, com base nos resultados globais, que os projetos com GaN exibem melhor desempenho, especialmente para frequências de chaveamento  $f_{sw}$  elevadas. O desempenho do MOSFET CoolMOS com melhor encapsulamento se mostra comparável ao dos conversores com GaN, para valores de  $f_{sw}$  menores. Nota-se ainda que o tipo do encapsulamento se torna relevante sobre o desempenho do dispositivo semiconductor.

Por fim, os resultados experimentais nos protótipos I e II de calorímetro foram discutidos. Com base nos resultados do protótipo I, os princípios da medição calorimétrica puderam ser validados. O protótipo II, derivado dessa montagem preliminar, leva a erros menores do que 6%, com tempos de medição de cerca de 4 h. Todavia, esse projeto deve ser calibrado com um padrão de referência mais exato, com dados do certificado de calibração disponíveis.

## 6 CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE

Nesta dissertação, avaliam-se o rendimento e a densidade de potência mássica e volumétrica de projetos de UPSs de três braços, à base de dispositivos semicondutores de diferentes materiais (silício, carbeto de silício e nitreto de gálio), tecnologias (IGBTs, MOSFETs e arranjo *cascode* com MOSFET de silício e HFET de GaN) e encapsulamentos (TO-247-3, TO-247-4, SMT *top* e HSOF-8). Uma nova alternativa de conexão do banco de baterias nessa UPS foi também avaliada e validada via simulações. Ademais, protótipos de calorímetro fechado de dupla caixa foram também construídos e os resultados experimentais preliminares foram discutidos.

No Capítulo 2, foram revisadas as topologias de UPSs monofásicas mais usuais e as parcelas de perdas que mais impõem restrições ao aumento de rendimento dos conversores, tratadas neste trabalho. Os métodos de medição elétrica e calorimétrica foram abordados na sequência e as vantagens e desvantagens de cada técnica, bem como os tipos de calorímetro, foram detalhados.

No Capítulo 3, foram comentadas as estratégias de modulação e os estados de operação da UPS de três braços. Os modos de operação síncrono e assíncrono foram definidos e os resultados de simulação apresentados demonstraram a operação correta da UPS. Foram também discutidas as premissas adotadas no dimensionamento dos filtros de entrada e de saída, do barramento c.c. e do sistema de refrigeração e as suposições assumidas no cálculo das perdas nos semicondutores, do rendimento global e densidade de potência mássica e volumétrica dos vários projetos de UPS. As análises de desempenho da UPS de três braços conduzidas nesta pesquisa foram apresentadas na sequência.

O protótipo inicial de calorímetro direto refrigerado à água, implementado para que as dificuldades construtivas na montagem final fossem avaliadas, foi apresentado no Capítulo 4. Em seguida, os detalhes do projeto mecânico, elétrico e do sistema de supervisão e controle da versão final do protótipo de calorímetro dupla caixa foram comentados, bem como a metodologia de calibração e cálculo de incertezas das medições de perdas. De modo geral, a medição calorimétrica se mostra efetiva e deve ser adotada em aplicações com conversores de elevado rendimento e altas taxas de comutação, para medição de perdas com elevada exatidão. Para esse fim, o calorímetro do tipo dupla caixa se torna mais apropriado se comparado aos do tipo caixa simples, por minimizar o erro associado às perdas de calor do DUT (*Device Under Test*) para o ambiente externo.

Por fim, os resultados teóricos e experimentais foram apresentados no Capítulo 5. Inicialmente, foram indicados os resultados de perdas para cada estágio que compõe a UPS de

três braços. Esses resultados foram compilados para a UPS completa e os vários projetos foram qualificados quanto ao rendimento, densidade de potência volumétrica e mássica. Os resultados apontaram que o desempenho das configurações com transistores de GaN e com MOSFETs de silício são comparáveis, em especial, no modo de operação em que as perdas de chaveamento são menos dominantes. Os MOSFETs de SiC se mostraram menos vantajosos do que os de silício. Os projetos com IGBT exibem o pior desempenho quanto ao rendimento e à densidade de potência. Todavia, em geral, esses dispositivos apresentam o menor custo, maior disponibilidade no mercado, maior robustez e confiabilidade.

Sendo assim, na opinião do autor, a adoção de transistores de GaN, de MOSFETs de SiC ou de Si só se torna justificável para aplicações em que se impõem severas restrições de volume, massa e rendimento, *e.g.* conversores para aeronaves, navios, veículos elétricos e/ou de transporte em massa.

Assim, de modo geral, os objetivos desta pesquisa foram atingidos. Como propostas de continuidade deste trabalho, enumeram-se as ações:

- (i) construir um protótipo de UPS três braços para validação da proposta de conexão do banco de baterias, das estratégias de modulação e sincronismo e dos resultados teóricos de rendimento e densidade de potência;
- (ii) calibrar novamente o calorímetro proposto, adotando wattímetros de elevada exatidão como padrão de calibração e recalcular as incertezas expandidas associadas à medição, considerando os erros do padrão de referência;
- (iii) medir as perdas no protótipo de UPS três braços com o calorímetro construído neste trabalho, devidamente calibrado;
- (iv) comparar experimentalmente o desempenho dos protótipos de UPS de três braços à base de MOSFETs CoolMOS e de transistores de GaN;
- (v) ensaiar experimentalmente os MOSFETs de silício, para levantar as curvas com as energias dissipadas no chaveamento desses dispositivos – *e.g.*, adotando o método da oposição discutido em [Brandelero et al. \(2013\)](#);
- (vi) repetir as análises comparativas conduzidas neste trabalho considerando o custo dos projetos;
- (vii) substituir o sistema principal de ventilação do calorímetro, para reduzir as oscilações de potência dissipada pelo sistema;
- (viii) integrar ao calorímetro um novo sistema de refrigeração do fluido, com maior potência, para que possam ser efetuadas medições em conversores com potências mais elevadas;
- (ix) adotar sensores de vazão de maior exatidão no calorímetro, para reduzir os erros associados à medição final de perdas;

- (x) substituir a bomba de água por outra com maior faixa de operação, que possa atingir valores de vazão menores;
- (xi) avaliar os ganhos do uso de um circuito ativo no barramento c.c. – e.g., do *Power Pulsation Buffer* discutido em [Neumayr, Bortis e Kolar \(2016\)](#) – para redução do volume total do conversor;
- (xii) conduzir medições de perdas em indutores no calorímetro, para validação dos resultados teóricos de perdas nestes componentes.

# REFERÊNCIAS

- BARBI, I.; FONT, C. H. I.; ALVES, R. L. *Projeto físico de indutores e transformadores*. 2002. 0–10 p.
- BERGMAN, T. L. et al. *Fundamentals of Heat and Mass Transfer*. 7. ed. Hoboken: [s.n.], 2011. 1076 p. ISBN 9780470501979.
- BOMBOIR, O.; BLEUS, P.; MILSTEIN, F. *Technical Approach Document*. 2016. 1–7 p.
- BRANDELERO, J. et al. A Non-Intrusive Method for Measuring Switching Losses of GaN Power Transistors. In: *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 246–251. ISBN 9781479902248.
- CAO, W. et al. Calorimeters and techniques used for power loss measurements in electrical machines. *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*, v. 13, n. 6, p. 26–33, 2010.
- CASTELAN, A. et al. Optimization of forced-air cooling system for accurate design of power converters. In: *ISIE 2015 (24th IEEE International Symposium on Industrial Electronics)*. [S.l.: s.n.], 2017.
- CHANG, J. M.; CHANG, W. N.; CHIANG, S. J. Single-phase grid-connected PV system using three-arm rectifier-inverter. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, v. 42, n. 1, p. 211–219, 2006. ISSN 00189251.
- CHOI, J. H. et al. High-performance online UPS using three-leg-type converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 52, n. 3, p. 889–897, 2005. ISSN 02780046.
- CHRISTEN, D. et al. Calorimetric power loss measurement for highly efficient converters. *2010 International Power Electronics Conference (ECCE Asia), IPEC 2010*, p. 1438–1445, 2010.
- COTA, A. P. L. *Desenvolvimento de ferramentas computacionais para análise de perdas em conversores estáticos: aplicação ao cálculo de rendimento de UPSs trifásicas de dupla conversão*. Tese (Dissertação de Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG), 2016.
- DROFENIK, U.; KOLAR, J. W. Analyzing the Theoretical Limits of Forced Air-Cooling by Employing Advanced Composite Materials with Thermal Conductivities  $400\text{W/mK}$ . *Integrated Power Systems (CIPS), 2006 4th International Conference on*, p. 1–6, 2006.
- DROFENIK, U. et al. Theoretical Converter Power Density Limits for Forced Convection Cooling. *Proceedings of the International PCIM Europe 2005 Conference*, n. 4, p. 608–619, 2005.
- EATON. *High Power UPS Achieves Significant Size and Weight Reductions While Enhancing Performance*. 2013.
- EPCOS. *Film capacitors: general technical information*. TDK Group Company, 2018. 1–42 p. Disponível em: <https://en.tdk.eu/download/530754/bb7f3c742f09af6f8ef473fd34f6000e/pdf-generaltechnicalinformation.pdf>.

- FOREST, F. et al. Use of opposition method in the test of high-power electronic converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 2, p. 530–541, 2006.
- FREITAS, I. S. D. et al. Single phase AC-DC-AC three-level three-leg converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 12, p. 4075–4084, 2010. ISSN 02780046.
- FRIEDLI, T.; HARTMANN, M.; KOLAR, J. W. The essence of three-phase PFC rectifiers Systems - Part II. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 29, n. 2, p. 543–560, 2014. ISSN 0885-8993.
- GaN Systems. *Application Brief: GaN switching loss simulation using LTSpice*. 2017. Disponível em: <[https://gansystems.com/wp-content/uploads/2018/01/GN008{\\\_}GaN{\\\_}Switching{\\\_}Loss{\\\_}Simulation{\\\_}LTspi](https://gansystems.com/wp-content/uploads/2018/01/GN008{\_}GaN{\_}Switching{\_}Loss{\_}Simulation{\_}LTspi)>.
- HIRAO, N. et al. Analytical considerations on power loss in a three-arm-type uninterruptible power supply. *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, v. 2, n. 4, p. 1886–1891, 1998. ISSN 02759306.
- ITOH, J. I.; NIGORIKAWA, A. Experimental analysis on precise calorimetric power loss measurement using two chambers. In: *15th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition, EPE-PEMC 2012 ECCE Europe*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–7.
- JACOBINA, C. B.; OLIVEIRA, T. M.; ROBERTO, E. Control of the Single-Phase Three-Leg AC / AC Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 2, p. 467–476, 2006.
- JCGM. *Evaluation of measurement data — Guide to the expression of uncertainty in measurement*. [s.n.], 2008. v. 50. 134 p. ISSN 00099147. ISBN 9267101889. Disponível em: <<http://www.bipm.org/en/publications/guides/gum.html>>.
- JI, J. K.; KU, D. K.; LIM, S. B. Low cost and high performance single phase UPS using a single-loop robust voltage controller. *Journal of Power Electronics*, v. 15, n. 3, p. 695–701, 2015. ISSN 15982092.
- KASPER, M.; BORTIS, D.; KOLAR, J. W. Scaling and balancing of multi-cell converters. *2014 International Power Electronics Conference, IPEC-Hiroshima - ECCE Asia 2014*, p. 2079–2086, 2014.
- KIM, K.-T.; KWON, B.-H.; KWON, J.-M. Instant voltage compensator based on a three-leg converter. *IET Power Electronics*, v. 6, n. 8, p. 1618–1625, 2013. ISSN 1755-4535. Disponível em: <<http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-pel.2012.0325>>.
- KOLAR, J. et al. Paper PWM Converter Power Density Barriers. *IEEJ Transactions*, v. 128, n. 4, p. 1–14, 2008.
- KOLAR, J. W. et al. Performance trends and limitations of power electronic systems. *2010 6th International Conference on Integrated Power Electronics Systems*, p. 1–20, 2010. ISSN 978-1-61284-814-3.
- KOLAR, J. W.; BORTIS, D.; NEUMAYR, D. The ideal switch is not enough. In: *Proceedings of the International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs*. [S.l.: s.n.], 2016. v. 2016-July, p. 15–22. ISBN 9781467387682. ISSN 10636854.

KONDRATH, N.; KAZIMIERCZUK, M. Inductor winding loss owing to skin and proximity effects including harmonics in non-isolated pulse-width modulated dc–dc converters operating in continuous conduction mode. *IET Power Electronics*, v. 3, n. 6, p. 989, 2010.

KOSONEN, A. et al. Calorimetric concept for measurement of power losses up to 2 kW in electric drives. *IET Electric Power Applications*, v. 7, n. 6, p. 453–461, 2013.

KREIN, P. T.; BALOG, R. S.; MIRJAFARI, M. Minimum energy and capacitance requirements for single-phase inverters and rectifiers using a ripple port. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 11, p. 4690–4698, 2012. ISSN 08858993.

LEI, Y. et al. A 2-kW Single-Phase Seven-Level Flying Capacitor Multilevel Inverter with an Active Energy Buffer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 11, p. 8570–8581, 2017. ISSN 08858993.

LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an LCL filter-based three-phase active rectifier. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, v. 41, n. 5, p. 1281–1291, 2005.

MOZAFFARI, K.; AMIRABADI, M.; DESHPANDE, Y. A Single-Phase Inverter/Rectifier Topology with Suppressed Double-Frequency Ripple. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 8993, n. c, p. 1–1, 2018. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/8267336/>>.

NEUMAYR, D.; BORTIS, D.; KOLAR, J. W. Ultra-compact Power Pulsation Buffer for single-phase DC/AC converter systems. In: *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC-ECCE Asia 2016*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 2732–2741. ISBN 9781509012107.

OLIVEIRA, L. de. *Desenvolvimento de um Sistema de Energia Ininterrupta Monofásico a Três Braços*. 83 p. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Minas Gerais, 2003.

PARK, J. K. et al. High-performance transformerless online UPS. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 8, p. 2943–2953, 2008. ISSN 02780046.

PINTO, D. a.; SEPÚLVEDA, J. Design of a high-performance single-phase offline UPS with reduced switching time. In: *Seminário Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación*. Guimarães: [s.n.], 2012. p. 89–94. Disponível em: <<http://repositorium.sdum.uminho.pt/handle/1822/20972>>.

POPOVIC, Z.; POPOVIC, B. D. *Introductory eletromagnetics: practice problems and labs*. Prentice Hall, 2012. 382–392 p. Disponível em: <[http://ecee.colorado.edu/~ecen3400/ECEE\\_3400\\_Textbook.html](http://ecee.colorado.edu/~ecen3400/ECEE_3400_Textbook.html)>. Acesso em: 13 de set. 2015.

RASHID, M. H. *Power electronics handbook*. 2. ed. Burlington: Elsevier, 2011.

ROCHA, N. et al. Parallel connection of two single-phase ac-dc-ac three-leg converter with interleaved technique. *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, p. 639–644, 2012.

STUECKLER, F.; VECINO, E. *CoolMOS TM C7 650V Switch in a Kelvin Source Configuration*. [S.l.]: Infineon Technologies AG, 2013. 1–10 p.

- STUECKLER, F.; VECINO, E. *CoolMOS TM C7 650V Switch in a Kelvin Source Configuration*. [S.l.]: Infineon Technologies AG, 2013. 1–10 p.
- SULLIVAN, C.; VENKATACHALAM, K.; CZOGALLA, J. *Core loss calculation*. 2016. Disponível em: <<https://engineering.dartmouth.edu/inductor/coreloss.shtml>>. Acesso em: 2 fev. 2016.
- SUNON. *Specification MagLev Motor Fan ME45100V1*. 2017. 1–14 p.
- TON, M.; FORTENBURY, B. High performance buildings: data centers Uninterruptible Power Supplies (UPS). p. 1–47, 2005. Disponível em: <[http://hightech.lbl.gov/documents/UPS/Final{\\\_}UPS{\\\_}Repo](http://hightech.lbl.gov/documents/UPS/Final{\_}UPS{\_}Repo)>. Acesso em: 1 fev. 2015.
- UEMATSU, T. et al. A Study of the High Performance Single Phase UPS. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 1998. p. 1872–1878. ISBN 0780344898.
- VENKATACHALAM, K. et al. Accurate prediction of ferrite core loss with nonsimoidal waveforms using only Steinmetz parameters. In: *Proceedings of the IEEE Workshop on Computers in Power Electronics*. [S.l.: s.n.], 2002. p. 36–41.
- VISWANATHAN, K.; ORUGANTI, R. Evaluation of power losses in a boost PFC unit by temperature measurements. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 43, n. 5, p. 1320–1328, 2007.

# Apêndices

# APÊNDICE A – PROJETO MECÂNICO DO CALORÍMETRO DUPLA CAIXA

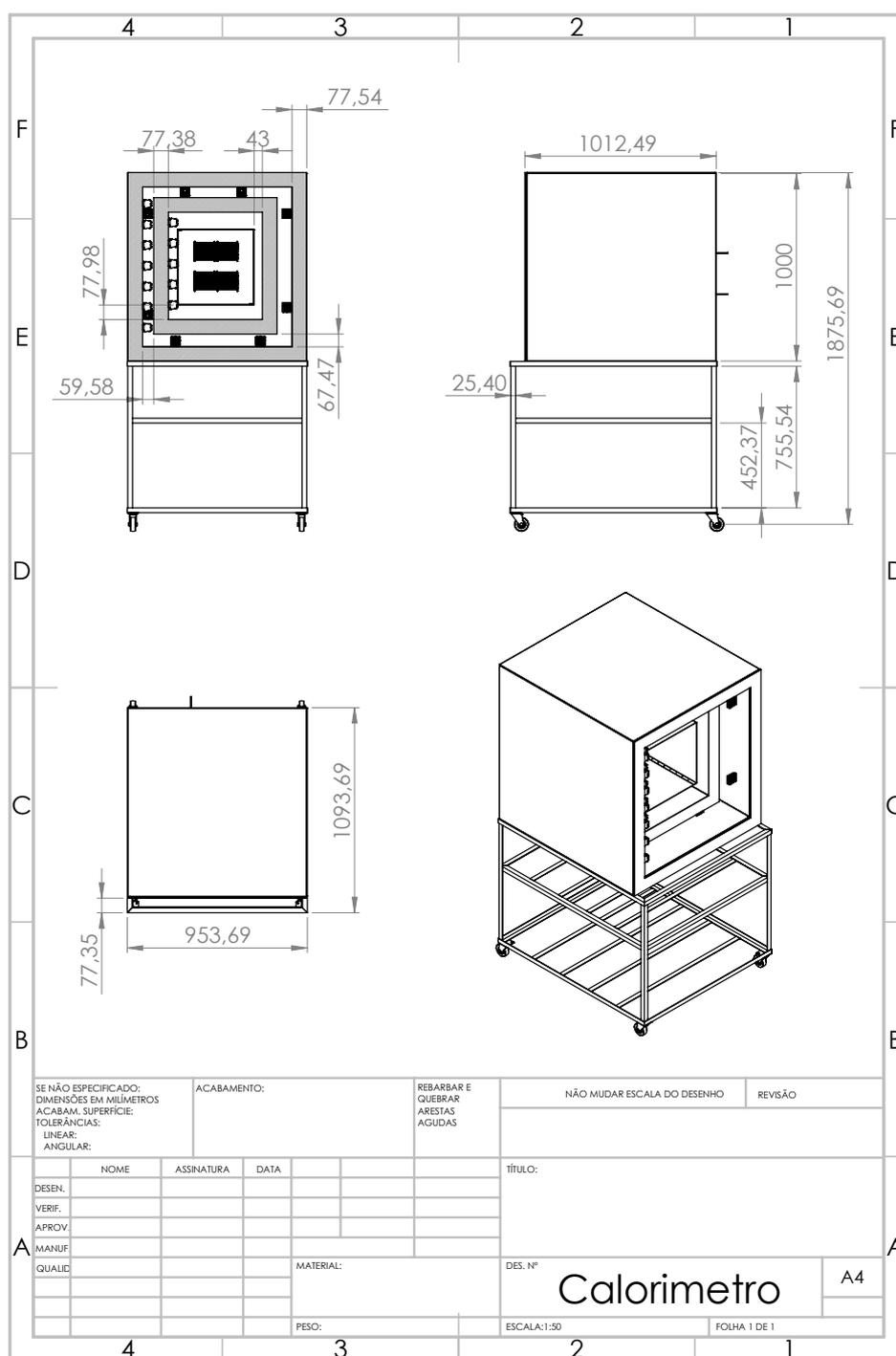


Figura A.1 – Vistas do calorímetro dupla caixa e suas dimensões principais.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

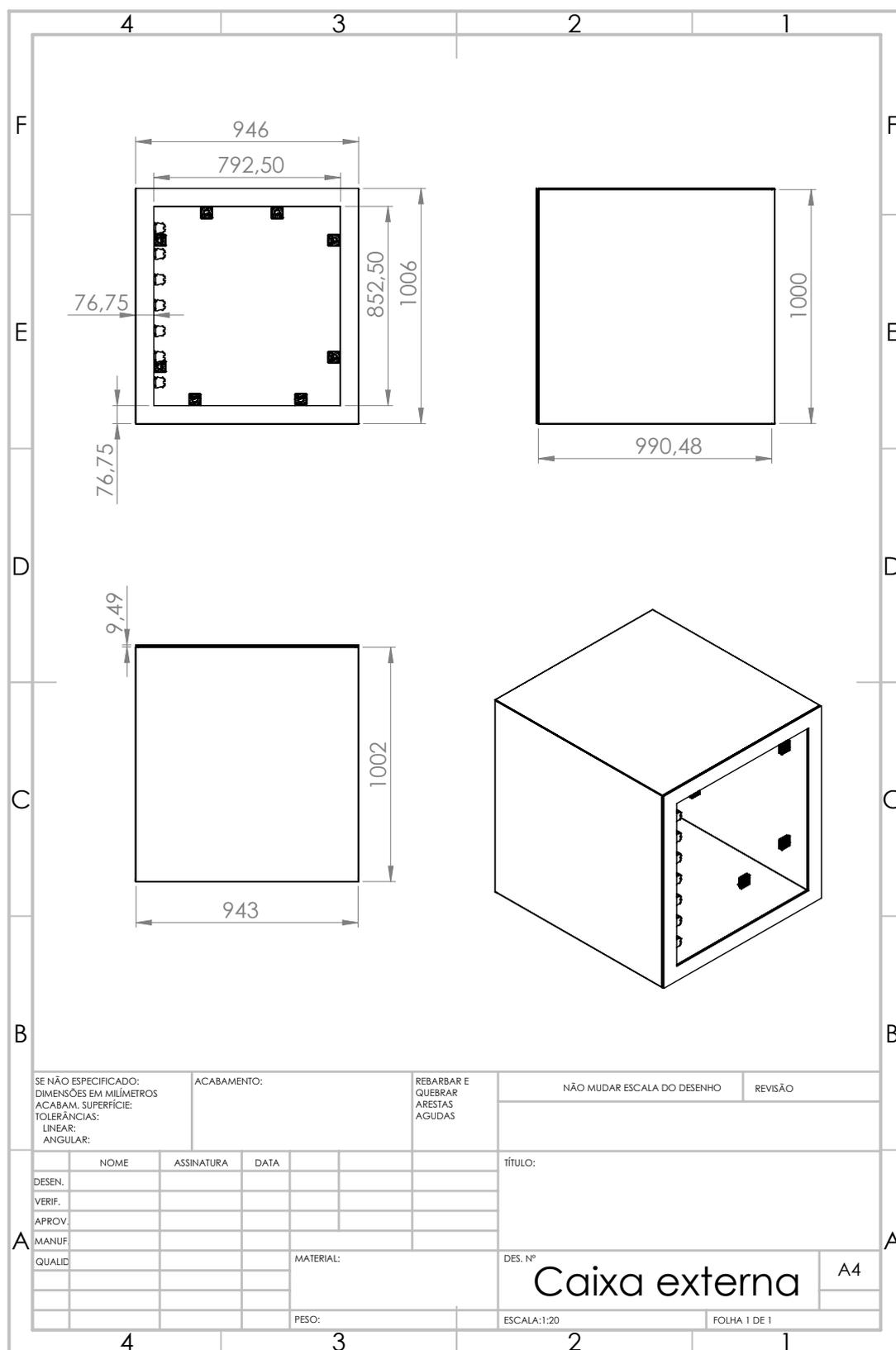


Figura A.2 – Vistas da caixa térmica externa do calorímetro dupla caixa e suas principais dimensões.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

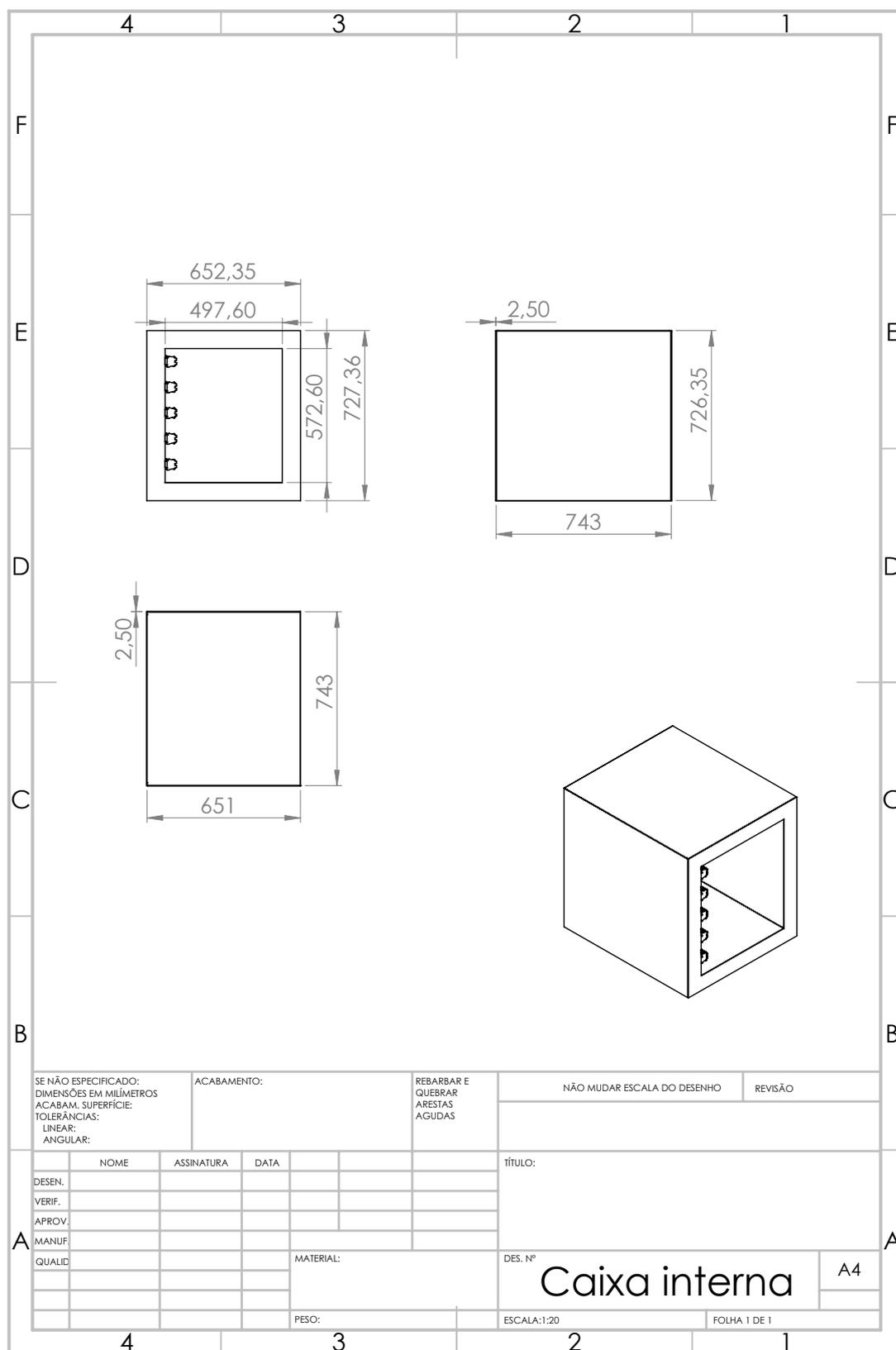


Figura A.3 – Vistas da caixa térmica interna do calorímetro dupla caixa e suas principais dimensões.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.

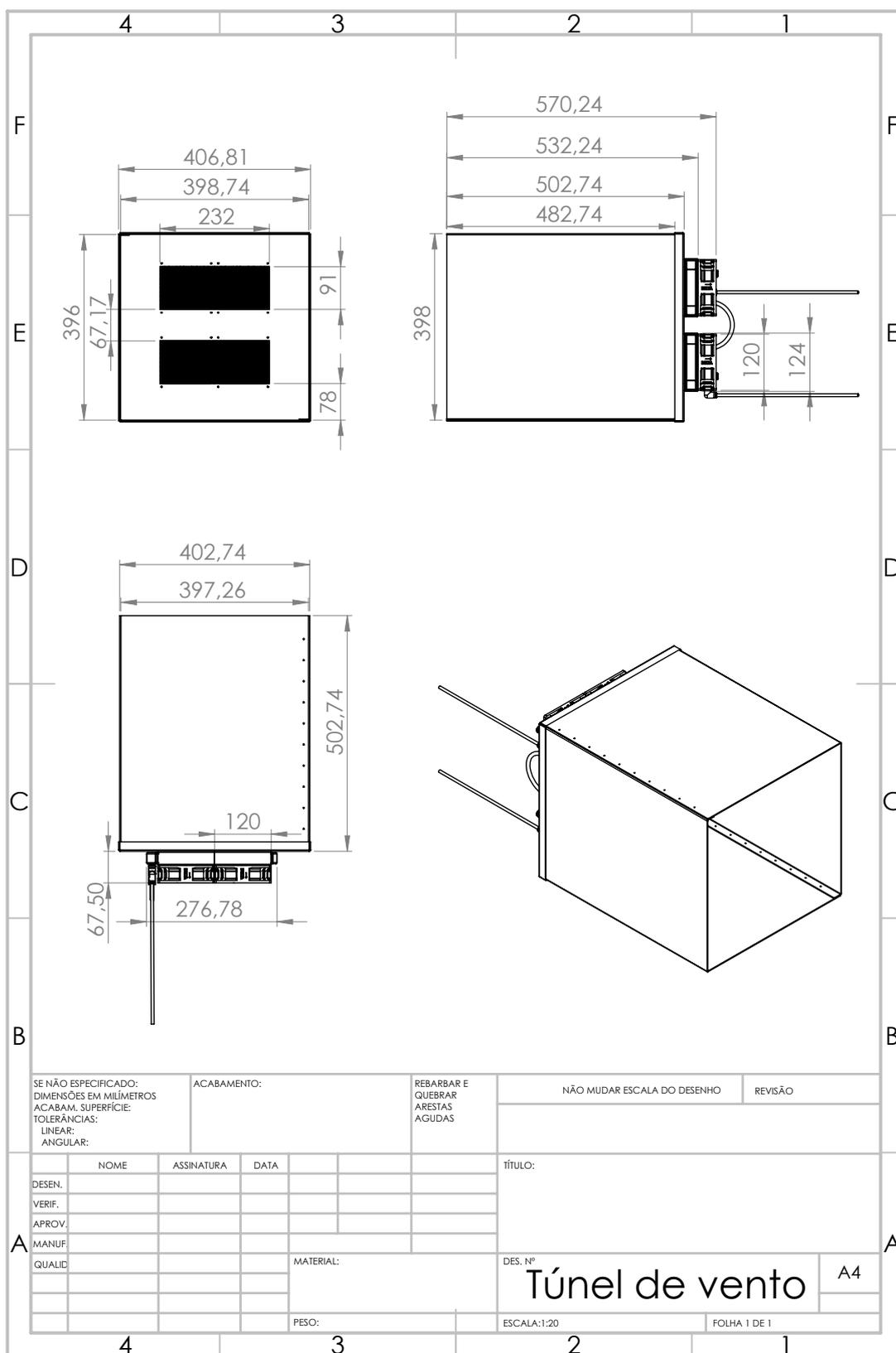


Figura A.4 – Vistas do túnel de vento do calorímetro dupla caixa e suas principais dimensões.

Fonte: Dados da pesquisa, 2018.