

**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DE
SANTA CATARINA - CÂMPUS FLORIANÓPOLIS
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETRÔNICA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELETRÔNICA**

NATÁLIA BESEN

**DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR BOOST COM CORREÇÃO DE FATOR
DE POTÊNCIA PARA APLICAÇÕES EM CARREGADORES DE VEÍCULOS
ELÉTRICOS LEVES**

FLORIANÓPOLIS, 2025.

**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DE
SANTA CATARINA - CÂMPUS FLORIANÓPOLIS
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETRÔNICA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELETRÔNICA**

NATÁLIA BESEN

**DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR BOOST COM CORREÇÃO DE FATOR
DE POTÊNCIA PARA APLICAÇÕES EM CARREGADORES DE VEÍCULOS
ELÉTRICOS LEVES**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido ao Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina como parte dos requisitos para obtenção do título de Engenheira em Eletrônica.

Orientador:
Prof. Dr. Joabel Moia

FLORIANÓPOLIS, 2025.

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor.

Besen, Natália

DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR BOOST COM CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA PARA APLICAÇÕES EM CARREGADORES DE VEÍCULOS ELÉTRICOS LEVES / Natália Besen; orientação de Joabel Moia. - Florianópolis, SC, 2025.

127 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (TCC) - Instituto Federal de Santa Catarina, Câmpus Florianópolis. Bacharelado em Engenharia Eletrônica. Departamento Acadêmico de Eletrônica.

Inclui Referências.

1. Mobilidade elétrica. 2. Veículos elétricos leves.
3. Correção do fator de potência. 4. Conversor boost PFC. I. Moia, Joabel. II. Instituto Federal de Santa Catarina. III. DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR BOOST COM CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA PARA APLICAÇÕES EM CARREGADORES DE VEÍCULOS ELÉTRICOS LEVES.

DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR BOOST COM CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA PARA APLICAÇÕES EM CARREGADORES DE VEÍCULOS ELÉTRICOS LEVES

NATÁLIA BESEN

Este trabalho foi julgado adequado para obtenção do título de Engenheiro em Eletrônica e aprovado na sua forma final pela banca examinadora do Curso Engenharia Eletrônica do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina.

Florianópolis, 11 de setembro de 2025.

Banca Examinadora:

Documento assinado digitalmente
 **JOABEL MOIA**
Data: 18/09/2025 15:05:39-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Joabel Moia, Dr.

Documento assinado digitalmente
 **ANDERSON ALVES**
Data: 18/09/2025 17:37:54-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Anderson Alves, Dr.
Instituto Federal de Ciência e Tecnologia de Santa Catarina

Documento assinado digitalmente
 **FLABIO ALBERTO BARDEMAKER BATISTA**
Data: 19/09/2025 07:49:56-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Flávio Alberto Bardemaker Batista, Dr.
Instituto Federal de Ciência e Tecnologia de Santa Catarina

AGRADECIMENTOS

Agradeço à minha mãe e ao meu pai, pelo amor, dedicação e apoio incondicional em todas as etapas da minha vida, que foram essenciais para minha formação pessoal e acadêmica. Ao meu irmão, pela amizade e companheirismo ao longo desta trajetória. Ao meu namorado, pelo apoio e incentivo constantes, especialmente durante a realização deste trabalho.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Joabel Moia, agradeço pelos ensinamentos e pela orientação tanto neste Trabalho de Conclusão de Curso quanto no projeto de pesquisa, cuja contribuição foi essencial para o meu desenvolvimento acadêmico e profissional.

Agradeço também ao Instituto Federal de Santa Catarina (IFSC), pelo ensino público de qualidade, aos professores que compartilharam seus conhecimentos ao longo do curso e às amigas construídas durante a graduação, que contribuíram de maneira significativa para esta conquista.

RESUMO

A expansão dos veículos elétricos leves (LEVs) tem impulsionado a demanda por carregadores compactos, eficientes e em conformidade com normas de qualidade de energia. Para atender a esses requisitos, torna-se necessário o emprego de técnicas de correção ativa do fator de potência (PFC), capazes de reduzir distorções harmônicas e melhorar a interação com a rede elétrica. Nesse contexto, este trabalho tem como objetivo o desenvolvimento e a validação experimental de um conversor boost PFC em modo de condução contínua, projetado para operar em 900 W a partir da rede monofásica de 220 V, utilizando o controlador analógico dedicado UCC28180. A metodologia envolveu a revisão bibliográfica sobre topologias de conversores aplicados a carregadores de LEVs, o dimensionamento do circuito, a seleção de componentes e a implementação de um protótipo experimental. O protótipo foi submetido a ensaios de eficiência, fator de potência, distorção harmônica de corrente, estabilidade do barramento de tensão contínua, resposta a variações súbitas de carga, corrente de partida, aquecimento de componentes e emissão conduzida. Os resultados indicaram elevado fator de potência, baixa distorção harmônica, eficiência compatível com a faixa de potência considerada e desempenho estável em diferentes condições de operação, em conformidade com os limites estabelecidos pela IEC 61000-3-2.

Palavras-chave: Mobilidade elétrica. Veículos elétricos leves. Correção do fator de potência. Conversor boost PFC.

ABSTRACT

The growing adoption of light electric vehicles (LEVs) has increased the demand for chargers that combine compact size, high efficiency, and compliance with power quality standards. Active power factor correction (PFC) techniques are essential to reduce harmonic distortion and enhance grid compatibility. This work presents the design and experimental validation of a continuous conduction mode (CCM) boost PFC converter, rated at 900 W and supplied from a single-phase 220 V grid, using the dedicated analog PFC controller IC UCC28180. The methodology included a review of converter topologies for LEV chargers, circuit design and component selection, followed by implementation of an experimental prototype. The prototype was evaluated in terms of efficiency, power factor, current harmonic distortion, DC bus voltage regulation, load transient response, *inrush* current, component thermal performance and conducted emissions. The results demonstrate high power factor, low harmonic distortion, efficiency suitable for the power rating, and stable operation under varying conditions, meeting the IEC 61000-3-2 limits.

Keywords: Electric mobility. Light electric vehicles. Power factor correction. Boost PFC converter.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Vendas globais de carros elétricos entre 2014 e 2024, por região e tipo de tecnologia	18
Figura 2 – Carregamento em CA via OBC e em CC diretamente para a bateria	22
Figura 3 – Esquema simplificado de sistema de recarga para veículos elétricos	22
Figura 4 – Faixas típicas de potência e tensão para diferentes categorias de veículos elétricos leves (LEVs)	24
Figura 5 – Estágio de potência de um conversor boost PFC	31
Figura 6 – Forma de onda da corrente no indutor em CCM	32
Figura 7 – Forma de onda da corrente de entrada em CCM	33
Figura 8 – Diagrama de controle por corrente média aplicado ao conversor boost PFC	34
Figura 9 – Esquemático típico de aplicação do controlador UCC28180 em conversor boost PFC	36
Figura 10 – Esquemático simplificado do conversor boost PFC	40
Figura 11 – Dissipador HS 2816	46
Figura 12 – Dissipador HS 4225	49
Figura 13 – Dissipador HS 7021	51
Figura 14 – Relação entre $M1.M2$ e V_{COMP}	57
Figura 15 – Diagrama de Bode de $G_{cl}(f)$	59
Figura 16 – Diagrama de Bode de $G_{vl}(f)$ e $G_{PWM,PS}(f)$	61
Figura 17 – Diagrama de Bode da função de transferência em malha aberta da malha de tensão $G_{VL,total}(f)$	63
Figura 18 – Representação simplificada do circuito limitador de corrente de partida	65
Figura 19 – Esquemático simplificado do filtro de entrada EMI	66
Figura 20 – Distribuição percentual das perdas estimadas	68
Figura 21 – Circuito do conversor boost PFC com controle analógico simulado no PSIM	70
Figura 22 – Forma de onda da tensão de saída	70
Figura 23 – Forma de onda da tensão de saída demonstrando a ondulação AC .	71
Figura 24 – Forma de onda da corrente de entrada (em vermelho, com aumento de 20 vezes) e da tensão de entrada (em azul)	71
Figura 25 – Forma de onda da corrente no indutor	72
Figura 26 – Forma de onda da tensão de saída (em azul) e da corrente de entrada (em vermelho, multiplicada por 30 vezes) para degrau de carga de 50% para 100%	72

Figura 27 – Forma de onda da tensão de saída (em azul) e da corrente de entrada (em vermelho, multiplicada por 30 vezes) para degrau de carga de 100% para 50%	73
Figura 28 – Forma de onda da corrente no MOSFET com tensão de entrada 187 V	74
Figura 29 – Forma de onda da corrente no indutor com tensão de entrada de 187 V	74
Figura 30 – Forma de onda da corrente no diodo com tensão de entrada de 187 V	74
Figura 31 – Forma de onda da corrente no capacitor com tensão de entrada de 187 V	75
Figura 32 – Protótipo do conversor boost PFC montado	77
Figura 33 – Fonte de tensão CA programável utilizada nos testes do protótipo .	78
Figura 34 – Fonte de tensão CC PS4100 utilizada para alimentação inicial dos circuitos integrados do protótipo	78
Figura 35 – Osciloscópio MDO4054B-3 utilizado para obtenção dos resultados experimentais no protótipo	79
Figura 36 – Sonda diferencial de tensão e sonda de corrente utilizadas para obtenção dos resultados experimentais no protótipo	79
Figura 37 – Conjunto de cargas resistivas variáveis utilizadas para obtenção de resultados experimentais do protótipo	80
Figura 38 – Carga eletrônica 2380-500-15 utilizada para obtenção de resultados experimentais do protótipo	80
Figura 39 – Analisador de potência PA1000 utilizado para obtenção dos resultados experimentais do protótipo	81
Figura 40 – Montagem experimental para medição de fator de potência e rendimento	82
Figura 41 – Variador de tensão CA monofásico utilizado para regular a tensão de alimentação utilizado para obtenção dos resultados experimentais de compatibilidade eletromagnética do protótipo	83
Figura 42 – Diagrama esquemático do ensaio de emissão conduzida	84
Figura 43 – Configuração experimental para os ensaios de emissão conduzida	84
Figura 44 – Fator de potência em função da potência de saída	89
Figura 45 – Rendimento em função da potência de saída	90
Figura 46 – Regulação de tensão em função da potência de saída	90
Figura 47 – Forma de onda da tensão e corrente de entrada do retificador PFC pra 450 W e 220 V	91
Figura 48 – Forma de onda da tensão e corrente de entrada do retificador PFC pra 900 W e 220 V	92
Figura 49 – Forma de onda da tensão e corrente de saída do retificador PFC pra 450 W e 220 V	92

Figura 50 – Forma de onda da tensão e corrente de saída do retificador PFC pra 900 W e 220 V	93
Figura 51 – Forma de onda da corrente do indutor para 900 W e 220 V	93
Figura 52 – Forma de onda da tensão de saída em acoplamento CA para operação nominal	94
Figura 53 – Forma de onda da tensão e corrente de entrada para potência nominal e tensão de alimentação de 187 V RMS	96
Figura 54 – Formas de onda da tensão e corrente de entrada para potência nominal e tensão de alimentação de 253 V RMS	96
Figura 55 – Forma de onda da tensão e corrente de saída para potência nominal com 187 V RMS.	97
Figura 56 – Resposta ao degrau de carga de 100% para 43% da potência nominal	98
Figura 57 – Resposta ao degrau de carga de 43% para 100% da potência nominal	99
Figura 58 – Forma de onda da tensão na bobina do relé durante teste do circuito isolado	100
Figura 59 – Forma de onda da tensão no resistor limitador no circuito durante a energização do conversor	101
Figura 60 – Forma de onda da corrente e tensão de entrada durante a energização do conversor com carga nominal	102
Figura 61 – Imagem térmica do conversor	103
Figura 62 – Espectro de emissão conduzida – valor médio sem filtro de entrada	104
Figura 63 – Espectro de emissão conduzida – pico sem filtro de entrada	105
Figura 64 – Forma de onda de V_{DS} do MOSFET evidenciando oscilações em alta frequência	105
Figura 65 – Espectro de emissão conduzida – valor médio com filtro	106
Figura 66 – Espectro de emissão conduzida – pico com filtro	106
Figura 67 – Espectro harmônico normalizado para condição de operação nominal	107
Figura 68 – Espectro harmônico da corrente de entrada para 187 V RMS e 900 W	108
Figura 69 – Espectro harmônico da corrente de entrada para 253 V RMS e 100 W	108
Figura 70 – Espectro harmônico da corrente de entrada para operação nominal, 220 V RMS e 900 W	108

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Especificações técnicas do conversor PFC projetado	39
Tabela 2 – Perdas estimadas nos componentes principais	68
Tabela 3 – Comparação dos valores teóricos e simulados	75
Tabela 4 – Limites para equipamentos Classe A segundo a IEC 61000-3-2 . .	85
Tabela 5 – Desempenho do conversor boost PFC com variação de carga . . .	88
Tabela 6 – Desempenho do conversor boost PFC com variação de linha . . .	94
Tabela 7 – Testes de elevação de temperatura do conversor operando com po- tência nominal	103
Tabela 8 – Distorção harmônica total para diferentes condições de operação .	109

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCM	<i>Continuous Conduction Mode</i> (Modo de Condução Contínua)
CI	Circuito Integrado
CrCM	<i>Critical Conduction Mode</i> (Modo de Condução Crítico)
DCM	<i>Discontinuous Conduction Mode</i> (Modo de Condução Descontínua)
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i> (Interferência Eletromagnética)
FP	Fator de Potência
HEMT	<i>High Electron Mobility Transistor</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i> (Comissão Eletrotécnica Internacional)
IFSC	Instituto Federal de Santa Catarina
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
LEV	<i>Light Electric Vehicle</i> (Veículo Elétrico Leve)
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
OBC	<i>On-Board Charger</i> (Carregador Embarcado)
OVP	<i>Over Voltage Protection</i> (Proteção Contra Sobretensão)
PCI	Placa de Circuito Impresso
PFC	<i>Power Factor Correction</i> (Correção de Fator de Potência)
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SCR	<i>Silicon Controlled Rectifier</i> (Retificador Controlado de Silício)
SMD	<i>Surface-Mount Device</i> (Dispositivo de Montagem em Superfície)
SOC	<i>Soft Over Current</i> (Sobrecorrente Suave)
SiC	<i>Silicon Carbide</i> (Carbeto de Silício)
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> (Distorção Harmônica Total)

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	Justificativa	14
1.2	Definição do Problema	15
1.3	Objetivo Geral	15
1.4	Objetivos Específicos	16
1.5	Estrutura do Trabalho	16
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	18
2.1	Mobilidade elétrica	18
2.1.1	Veículos elétricos leves	19
2.2	Carregadores de veículos elétricos	20
2.2.1	Topologias de carregadores de veículos elétricos	23
2.2.2	Carregadores de veículos elétricos leves	24
2.3	Correção do fator de potência (<i>Power Factor Correction</i> – PFC)	25
2.3.1	Distorção harmônica	25
2.3.2	Fator de potência	26
2.3.3	Importância da correção do fator de potência	27
2.3.4	Tipos de PFC e principais topologias	28
2.3.4.1	<i>PFC passivo</i>	28
2.3.4.2	<i>PFC ativo</i>	29
2.4	Boost PFC	30
2.4.1	Boost PFC CCM	31
2.4.2	Técnicas de controle	33
2.4.3	Comparação entre controladores dedicados para PFC	34
2.4.4	UCC28180	35
3	METODOLOGIA	37
4	PROJETO E DESENVOLVIMENTO DO CONVERSOR BOOST PFC	38
4.1	Especificações do Projeto	38
4.2	Dimensionamento do boost PFC	39
4.2.1	Cálculos das correntes do conversor	40
4.2.2	Frequência de comutação	42
4.2.3	Indutor boost	42
4.2.3.1	<i>Projeto físico do indutor</i>	44
4.2.4	Diodo boost	45
4.2.5	MOSFET boost	47
4.2.6	Ponte retificadora	49
4.2.7	Capacitor de saída	51
4.2.8	Resistor Shunt	53
4.2.9	Rede de <i>feedback</i> resistiva	54
4.2.10	Compensação da malha de controle	56
4.2.11	Circuito de Limitação de Corrente de Partida (<i>Inrush</i>)	64
4.2.12	Driver de gate	65
4.2.13	Fonte auxiliar	65
4.2.14	Filtro de entrada EMI	66
4.2.15	Resumo das perdas e eficiência teórica	68
4.3	Simulação do estágio boost	69

4.4	Layout e fabricação da placa de circuito impresso	75
4.4.1	Técnicas de layout aplicadas	76
4.4.2	Fabricação e montagem do protótipo	76
4.5	Procedimentos de teste e equipamentos utilizados	77
4.5.1	Equipamentos e procedimentos para avaliação térmica	80
4.5.2	Procedimentos de medição e cálculo de desempenho elétrico	81
4.5.3	Procedimento para medição de emissão conduzida	82
4.5.4	Procedimento para medição do conteúdo harmônico da corrente . .	85
4.5.5	Procedimento para o ensaio de resposta a degrau de carga	86
5	APRESENTAÇÃO DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS	88
5.1	Desempenho em regime permanente	88
5.1.1	Resultados experimentais com variação de carga	88
5.1.2	Resultados experimentais com variação da tensão de entrada . . .	94
5.2	Resposta transitória a degrau de carga	97
5.3	Testes com o circuito de corrente de partida (<i>inrush</i>)	99
5.4	Avaliação térmica do conversor	102
5.5	Ensaio de emissão conduzida	104
5.6	Avaliação das harmônicas de corrente	107
6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	110
6.1	Sugestões para trabalhos futuros	110
	REFERÊNCIAS	112
	APÊNDICES	118
	APÊNDICE A – ESQUEMÁTICO ELÉTRICO COMPLETO DO CON- VERSOR	119
	APÊNDICE B – LAYOUT DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO . .	120
	APÊNDICE C – PLANILHA DE CÁLCULO DO CONTROLE ANA- LÓGICO UTILIZADO NA SIMULAÇÃO	121
	ANEXOS	123
	ANEXO A – PLANILHA DE PROJETO DO INDUTOR BOOST . . .	124

1 INTRODUÇÃO

A mobilidade elétrica representa uma das principais estratégias para reduzir emissões e diversificar a matriz energética, contribuindo para enfrentar desafios ambientais e de dependência de combustíveis fósseis (MADARAM *et al.*, 2024). Dentro desse cenário, os veículos elétricos leves (*Light Electric Vehicles* - LEVs), como bicicletas e patinetes, destacam-se por características como baixo custo de operação, elevada eficiência energética, dimensões compactas e facilidade de recarga em tomadas convencionais, o que os torna uma solução viável para centros urbanos e trajetos de curta distância (INFINEON TECHNOLOGIES AG, 2019).

O crescimento da micromobilidade elétrica tem ampliado a demanda por sistemas de recarga compactos, confiáveis e de alto rendimento. Além da conveniência prática, esses equipamentos precisam estar alinhados às exigências de qualidade de energia, apresentando baixo conteúdo harmônico e fator de potência elevado. Tais características favorecem a eficiência energética global e a estabilidade da rede elétrica, o que contribui para maior vida útil dos equipamentos conectados e menores custos de manutenção do sistema.

Nesse contexto, as técnicas de correção do fator de potência (*Power Factor Correction* - PFC) assumem papel essencial, pois permitem que um grande número de carregadores seja integrado à rede elétrica sem comprometer sua infraestrutura, contribuindo para a eficiência global do sistema de distribuição e mitigando problemas relacionados à qualidade da energia (REDDY *et al.*, 2024).

Diante desse cenário, este trabalho propõe o desenvolvimento de um conversor CA/CC com correção do fator de potência, dimensionado para 900 W, 400 V de saída e projetado para operação em rede monofásica de 220 V, destinado a aplicações em carregadores de veículos elétricos leves. A pesquisa contempla desde o dimensionamento teórico até a montagem e validação experimental de um protótipo, de modo a verificar sua aplicabilidade prática em um setor em franca expansão.

1.1 Justificativa

A expansão da mobilidade elétrica, em especial dos veículos elétricos leves (LEVs), demanda carregadores capazes de oferecer elevada eficiência, compatibilidade e atendimento às normas internacionais de qualidade de energia. No caso de equipamentos monofásicos conectados à rede, a norma IEC 61000-3-2 estabelece limites para as correntes harmônicas até a 40ª ordem, com o objetivo de preservar a integridade da rede elétrica e evitar impactos adversos à sua infraestrutura, como o aumento da corrente RMS e a circulação de harmônicas no sistema de energia, o que eleva as perdas e reduz a eficiência global do sistema. O cumprimento desses requisitos cons-

titui condição indispensável para a adoção em larga escala de carregadores de LEVs.

Segundo Baharom e Hayroman (2024), os carregadores de veículos elétricos são comumente estruturados em dois estágios: um conversor CA/CC, responsável pela retificação, correção do fator de potência e pré-regulação da tensão de barramento CC, e um conversor CC/CC, que regula a tensão e a corrente contínua para atender às exigências do processo de carregamento da bateria. Nesse contexto, evidencia-se a necessidade de analisar as diferentes topologias de correção do fator de potência (PFC) discutidas na literatura, bem como as soluções já aplicadas em carregadores de LEVs, considerando aspectos como faixa de potência, complexidade de implementação e desempenho em condições reais de operação.

Assim, este trabalho se justifica pela relevância prática de investigar e validar experimentalmente o estágio CA/CC com correção do fator de potência, etapa essencial para assegurar eficiência energética global e conformidade com os requisitos de qualidade da energia elétrica. Além disso, apresenta contribuição acadêmica ao registrar de forma sistemática o processo de dimensionamento, implementação e avaliação experimental de um protótipo, fornecendo subsídios tanto para pesquisas futuras quanto para o desenvolvimento de soluções comerciais na área de eletrônica de potência voltada à mobilidade elétrica.

1.2 Definição do Problema

Embora existam soluções consolidadas de conversores com correção ativa do fator de potência aplicados a carregadores de veículos elétricos, ainda persistem desafios quando se busca desenvolver protótipos de médio porte, próximos de 1 kW, voltados aos LEVs. Entre esses desafios destacam-se: a garantia de baixo conteúdo harmônico na corrente de entrada, a estabilidade do barramento de tensão contínua sob diferentes condições de operação, a limitação da corrente de partida (*inrush current*), as restrições térmicas impostas a semicondutores e componentes passivos, além da necessidade de simplicidade de implementação para viabilizar soluções compactas e de menor custo.

Diante desse cenário, a questão central deste trabalho é: como projetar e validar experimentalmente um conversor CA/CC de médio porte com correção ativa do fator de potência, capaz de atender simultaneamente aos requisitos de qualidade de energia e às demandas de eficiência e baixa complexidade de implementação para carregadores de veículos elétricos leves?

1.3 Objetivo Geral

Projetar, implementar e validar experimentalmente um conversor CA/CC com correção ativa do fator de potência, de 900 W, destinado a carregadores de veí-

culos elétricos leves, atendendo aos requisitos de eficiência, baixa complexidade de implementação e qualidade de energia compatível com padrões internacionais.

1.4 Objetivos Específicos

- a) Realizar pesquisa bibliográfica sobre técnicas de correção ativa do fator de potência e topologias aplicadas a carregadores de LEVs;
- b) Projetar e dimensionar um conversor PFC de 900 W, considerando requisitos de eficiência e qualidade de energia;
- c) Implementar o protótipo experimental do conversor projetado;
- d) Avaliar experimentalmente o protótipo quanto à eficiência, fator de potência, distorção harmônica e desempenho térmico;
- e) Confrontar os resultados experimentais com as especificações de projeto e com os requisitos internacionais de qualidade de energia, verificando a viabilidade da solução proposta.

1.5 Estrutura do Trabalho

Este trabalho está organizado em seis capítulos. O Capítulo 1 apresenta a introdução, abordando o contexto da pesquisa, a justificativa, a definição do problema, os objetivos e a estrutura geral do documento.

O Capítulo 2 corresponde à fundamentação teórica e apresenta conceitos sobre mobilidade elétrica, com destaque para os veículos elétricos leves, além de uma revisão sobre carregadores de veículos elétricos e técnicas de correção do fator de potência. Por fim, enfatiza a topologia boost PFC em modo de condução contínua, que constitui a base para o desenvolvimento do projeto.

O Capítulo 3 descreve a metodologia adotada, explicitando as etapas seguidas para o desenvolvimento do trabalho, desde a revisão bibliográfica até a definição dos ensaios experimentais.

O Capítulo 4 apresenta o projeto e o desenvolvimento do conversor boost PFC, incluindo o dimensionamento dos componentes, as simulações realizadas, a elaboração do layout da placa de circuito impresso, a montagem do protótipo e os procedimentos de teste.

No Capítulo 5 são apresentados os resultados experimentais obtidos e a respectiva discussão, incluindo a análise de eficiência, fator de potência, qualidade de energia, emissões conduzidas e demais parâmetros de desempenho.

Por fim, o Capítulo 6 reúne as considerações finais, destacando o atendimento aos objetivos propostos e sugerindo possibilidades de continuidade em pesquisas futuras.

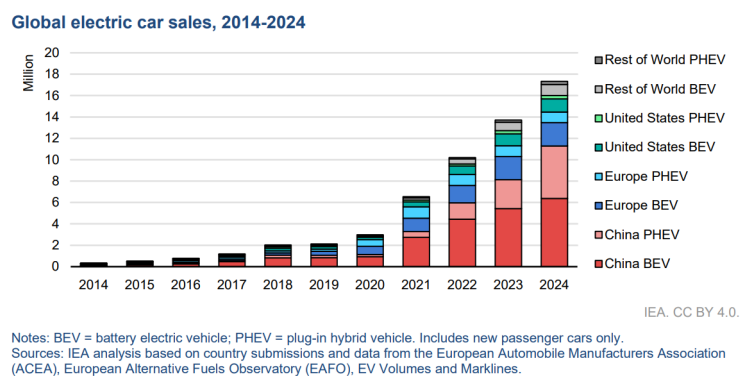
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

O presente capítulo tem por objetivo apresentar os conceitos fundamentais que sustentam o desenvolvimento deste trabalho. Inicialmente, discute-se a mobilidade elétrica e a inserção dos veículos elétricos leves (LEVs) como alternativa tecnológica em expansão. Em seguida, são abordados os carregadores de veículos elétricos, suas arquiteturas e topologias mais recorrentes, com ênfase nos modelos empregados em LEVs. Posteriormente, são introduzidos os princípios da correção do fator de potência (PFC), analisando desde os conceitos de distorção harmônica e fator de potência até a importância do PFC para a qualidade de energia e as principais topologias utilizadas. Por fim, o capítulo detalha a topologia boost PFC, com foco no modo de condução contínua (CCM), incluindo suas técnicas de controle, a comparação entre diferentes controladores e a caracterização do UCC28180, componente selecionado para a implementação prática do projeto.

2.1 Mobilidade elétrica

Segundo a *International Energy Agency* (IEA) (2025), as vendas globais de carros elétricos ultrapassaram 17 milhões de unidades em 2024, representando mais de 20% de participação no mercado global. Apenas o aumento de 3,5 milhões de unidades em relação ao ano anterior já superou o total de vendas registrado em todo o mundo no ano de 2020, evidenciando o ritmo acelerado de adoção dessa tecnologia, como ilustrado na Figura 1. No Brasil, segundo a Associação Brasileira do Veículo Elétrico (ABVE) (2025), o mercado também apresentou crescimento expressivo, com 71.324 unidades de veículos eletrificados vendidas entre janeiro e maio de 2025, um aumento de 19,5% em relação ao mesmo período do ano anterior, estabelecendo recorde histórico de 6.969 unidades comercializadas em maio apenas para modelos 100% elétricos.

Figura 1 – Vendas globais de carros elétricos entre 2014 e 2024, por região e tipo de tecnologia



Fonte: INTERNATIONAL ENERGY AGENCY (IEA) (2025).

De acordo com o Vaz, Barros e Castro (2015), alguns tipos de veículos eletrificados incluem os *Battery Electric Vehicles (BEV)*, que utilizam apenas motores elétricos para tração e armazenam a energia em baterias recarregadas diretamente na rede elétrica. Os *Hybrid Electric Vehicles (HEV)* combinam motor a combustão interna e motor(es) elétrico(s), mas não possuem recarga externa, sendo a bateria abastecida pelo próprio motor e por sistemas como a frenagem regenerativa. Já os *Plug-in Hybrid Electric Vehicles (PHEV)* têm configuração semelhante à dos HEVs, porém com baterias de maior capacidade que podem ser carregadas diretamente na rede, permitindo maior autonomia em modo exclusivamente elétrico.

De acordo com Madaram *et al.* (2024), a mobilidade elétrica vem se consolidando como uma alternativa estratégica para enfrentar desafios ambientais e energéticos. Entre os principais atrativos está a redução das emissões de gases de efeito estufa e de poluentes locais, contribuindo para a melhoria da qualidade do ar nos centros urbanos. Outro ponto relevante é a menor dependência de combustíveis fósseis, como gasolina e diesel, favorecendo a transição para fontes energéticas mais limpas e renováveis. Mesmo em regiões cuja matriz elétrica ainda depende fortemente de fontes fósseis, o impacto ambiental ao longo do uso tende a ser inferior e, quando associada à recarga proveniente de fontes renováveis, essa tecnologia oferece benefícios adicionais, fortalecendo também a segurança energética.

Além disso, os veículos elétricos apresentam maior eficiência na conversão de energia elétrica em movimento, aproveitando melhor a eletricidade disponível quando comparados aos modelos a combustão interna. Esses benefícios, aliados aos avanços nas tecnologias de baterias e na eletrônica de potência, bem como às políticas públicas que oferecem incentivos financeiros e isenções tributárias, têm ampliado a competitividade desses veículos e acelerado sua adoção em escala global (MADARAM *et al.*, 2024).

2.1.1 Veículos elétricos leves

No contexto da mobilidade elétrica, destaca-se a expansão de veículos de pequeno porte voltados ao transporte individual, como bicicletas elétricas (*e-bikes*), patinetes elétricos (*e-scooters*), triciclos e outros formatos compactos (BACH, 2022).

Conforme a Infineon Technologies AG (2019), os veículos elétricos leves (*Light Electric Vehicles – LEVs*) abrangem soluções projetadas para deslocamentos de curta distância e baixa velocidade. Dentro dessa classificação, a empresa define uma subcategoria de LEVs de baixa potência, geralmente veículos de duas ou três rodas que operam na faixa de 1 a 10 kW e 24 a 72 V, como as *e-bikes*, *e-scooters* e *e-rickshaws*. De forma geral, esses veículos caracterizam-se pela emissão zero durante o uso, simplicidade de operação e possibilidade de recarga em tomadas convencionais.

nais, fatores que favorecem sua adoção em áreas urbanas densas e em mercados emergentes.

Na literatura, esse segmento é descrito com diferentes denominações ou subdividido em categorias específicas, como veículos elétricos de duas e três rodas (*two/three-wheelers*) e o conceito mais amplo de micromobilidade elétrica (*e-micromobility*).

Segundo a IEA (2025), o termo *two-wheelers* refere-se a veículos com velocidade máxima igual ou superior a 25 km/h, abrangendo ciclomotores, *scooters* e motocicletas elétricas, mas excluindo opções de menor velocidade, como bicicletas elétricas assistidas e patinetes compactos. Em 2024, esse grupo, somado aos veículos elétricos de três rodas, manteve-se como o segmento rodoviário mais eletrificado do mundo, representando mais de 9% da frota global e cerca de 10 milhões de unidades vendidas, o que corresponde a aproximadamente 15% das vendas mundiais de veículos dessa categoria.

De acordo com Olayode, Jamei e Alex (2025), o termo micromobilidade elétrica refere-se a meios de transporte de pequeno porte e baixo peso, tipicamente com menos de 500 kg e velocidades inferiores a 25 km/h, voltados principalmente para uso individual. Incluem-se nessa categoria bicicletas elétricas e patinetes elétricos, cuja presença nos sistemas de transporte urbano cresce rapidamente em todo o mundo. Esse avanço é impulsionado tanto pelo uso privado quanto por serviços compartilhados, que se expandiram globalmente na última década, apoiados na popularização de modelos elétricos. Os autores afirmam que, além de oferecer alternativas de mobilidade limpa, essas soluções têm potencial para reduzir a dependência do automóvel, modificar padrões de deslocamento e integrar-se a outros meios de transporte, contribuindo para uma mobilidade urbana mais sustentável.

Neste trabalho, o termo veículos elétricos leves (LEVs) será adotado de forma abrangente para englobar todas essas categorias de transporte individual elétrico de menor porte que automóveis, incluindo *two/three-wheelers* e meios de micromobilidade elétrica. O objetivo é facilitar a compreensão e manter a consistência terminológica ao longo do texto, reconhecendo a relevância desse segmento, que cresce rapidamente e se consolida como solução viável, econômica e ambientalmente sustentável para a mobilidade urbana contemporânea.

2.2 Carregadores de veículos elétricos

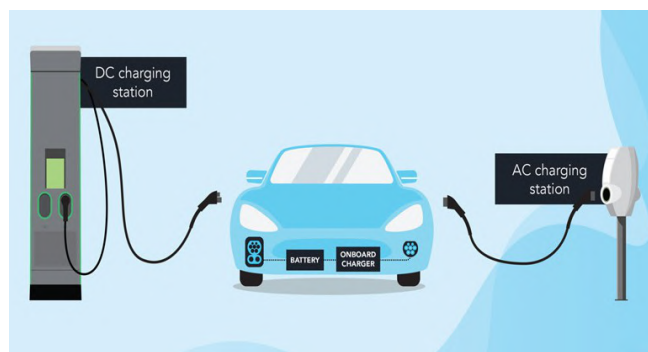
O carregador de veículos elétricos é um sistema eletrônico de potência responsável por converter a energia elétrica da rede de distribuição para a forma adequada de carregar o banco de baterias do veículo (RODRIGUES *et al.*, 2014).

De acordo com Acharige *et al.* (2023), o carregamento de veículos elétricos

é classificado em três níveis, definidos principalmente pela potência fornecida e pelo tempo necessário para a recarga. O nível 1 fornece baixa potência, geralmente até 1,92 kW, e utiliza uma tomada residencial comum, sem necessidade de modificações significativas na instalação elétrica. É o método mais lento, indicado para recargas prolongadas, como as realizadas durante a noite. O nível 2 oferece potências mais elevadas, podendo chegar a cerca de 19,2 kW, mas exige infraestrutura elétrica dedicada e equipamentos específicos para suportar a maior corrente de operação. Essa modalidade reduz consideravelmente o tempo de recarga, sendo comum em instalações residenciais adaptadas ou estações públicas. Já o nível 3 corresponde ao carregamento rápido em corrente contínua (CC), com potências entre 20 kW e 350 kW, capaz de repor grande parte da carga da bateria em menos de 30 minutos.

De acordo com Dar *et al.* (2024), além da classificação em níveis, os carregadores de veículos elétricos também podem ser diferenciados pela forma como se integram ao sistema de recarga. Os *on-board chargers (OBCs)* são instalados no interior do próprio veículo e, por isso, devem atender a restrições de peso, dimensões e dissipação térmica. Sua função é transformar a energia em corrente alternada, proveniente de uma fonte externa, em corrente contínua adequada para o banco de baterias. Além da conversão, esse estágio controla a tensão e a corrente de carregamento, seguindo o perfil recomendado pelo fabricante e auxiliando na preservação da vida útil das células. Essa configuração é típica em sistemas de recarga classificados como nível 1 ou 2.

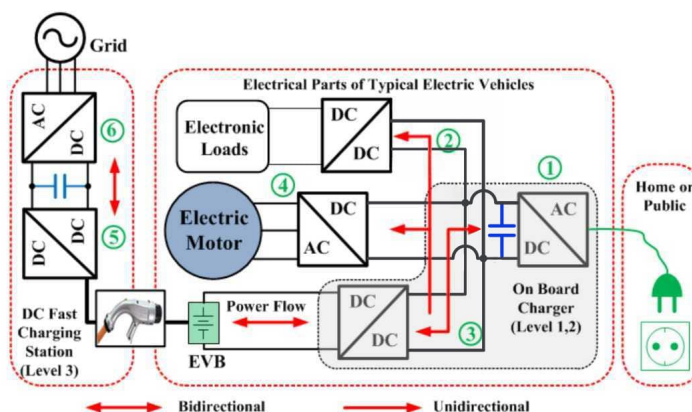
Já os *off-board chargers* permanecem fora do veículo, geralmente instalados em estações públicas de recarga, e podem operar em faixas de potência significativamente mais altas. Por não estarem sujeitos às limitações físicas de um OBC, permitem o uso de componentes de maior porte e sistemas de refrigeração mais robustos. Nessa arquitetura, a bateria é alimentada diretamente em CC, dispensando o conversor embarcado e caracterizando a recarga de nível 3. Para garantir compatibilidade com diferentes projetos de veículos e configurações de baterias, esses carregadores utilizam protocolos de comunicação padronizados para troca de informações com o veículo, possibilitando o ajuste preciso dos parâmetros de tensão e corrente durante o processo de carga (DAR *et al.*, 2024). A Figura 2 apresenta, de forma ilustrativa, esses dois arranjos de recarga, evidenciando a recarga em CA, processada pelo OBC e a recarga rápida em CC fornecida por carregadores externos.

Figura 2 – Carregamento em CA via OBC e em CC diretamente para a bateria

Fonte: Abdullah (2024).

De acordo com Tran, Sutanto e Muttaqi (2017), tanto carregadores *on-board* quanto *off-board* empregam conversores CA/CC e CC/CC, porém apresentam diferenças significativas de topologia e potência nominal. Nos modelos embarcados, típicos dos níveis 1 e 2, a arquitetura costuma priorizar compacidade, baixo peso e alta eficiência, utilizando conversores como boost PFC seguidos por estágios isolados de alta frequência, como o LLC ressonante. Já os carregadores externos, comuns no nível 3, aproveitam a ausência de restrições físicas para operar com potências elevadas e empregar estágios CA/CC trifásicos e conversores CC/CC bidirecionais ou multinível, capazes de oferecer alta densidade de potência e melhor qualidade de energia no ponto de conexão.

A Figura 3 mostra um esquema simplificado do sistema de recarga para veículos elétricos, destacando a disposição dos estágios de conversão nos diferentes tipos de carregadores e permitindo a visualização clara das semelhanças e diferenças entre as abordagens *on-board* e *off-board*.

Figura 3 – Esquema simplificado de sistema de recarga para veículos elétricos

Fonte: Adaptado de Tran, Sutanto e Muttaqi (2017).

2.2.1 Topologias de carregadores de veículos elétricos

De acordo com Baharom e Hayroman (2024), os carregadores de baterias para veículos elétricos podem adotar topologias de conversores CA/CC ou CC/CC, selecionadas conforme as necessidades específicas de cada aplicação e seus requisitos operacionais. O primeiro estágio, CA/CC, é responsável por converter a corrente alternada da rede elétrica em corrente contínua adequada para o carregamento das baterias, desempenhando papel fundamental na transferência eficiente de energia e no atendimento a padrões rigorosos de qualidade de energia. O segundo estágio, CC/CC, regula e adapta a tensão e a corrente no domínio contínuo, sendo essencial para aplicações que demandam controle preciso sobre os parâmetros de carregamento.

Conforme Karneddi, Ronanki e Fuentes (2021), no estágio CA/CC, uma das topologias mais comuns é o boost PFC convencional, composto por um retificador em ponte não controlado seguido de um conversor boost. Apesar de sua simplicidade e baixo custo, essa configuração apresenta perdas significativas na ponte retificadora em aplicações de média e alta potência. Outra opção é o *interleaved boost* PFC, que utiliza dois conversores boost operando defasados para reduzir a ondulação de corrente e permitir o uso de filtros menores, embora mantenha as perdas na ponte retificadora. Em potências mais elevadas, o *bridgeless interleaved boost* PFC combina as vantagens dessas arquiteturas, mantendo baixo *ripple* de corrente e alto rendimento. Para aplicações bidirecionais e de grande potência, destaca-se a topologia *totem-pole* PFC, que apresenta elevada eficiência e baixa perda de comutação (KARNEDDI; RONANKI; FUENTES, 2021).

No estágio CC/CC, destacam-se os conversores isolados, como o LLC ressonante e o *phase-shifted full-bridge* (PSFB), ambos capazes de operar com comutação em tensão nula (*Zero-Voltage Switching* – ZVS) para reduzir perdas e aumentar a eficiência (ACHARIGE *et al.*, 2023). Também são utilizados conversores não isolados, como buck-boost e *SEPIC*, que oferecem flexibilidade na regulação de tensão e são indicados para aplicações com restrições de tamanho, peso e custo (BAHAROM; HAYROMAN, 2024). Em configurações bidirecionais, comuns em sistemas *vehicle-to-grid* (V2G), empregam-se conversores buck/boost bidirecionais, que permitem tanto a carga quanto a descarga da bateria (TRAN; SUTANTO; MUTTAQI, 2017). Outra opção amplamente utilizada é o conversor *dual active bridge* (DAB), que combina alta eficiência, confiabilidade, fluxo bidirecional de potência, capacidade de operação nos modos buck e boost, baixo estresse nos componentes e requisitos reduzidos de filtragem (ACHARIGE *et al.*, 2023).

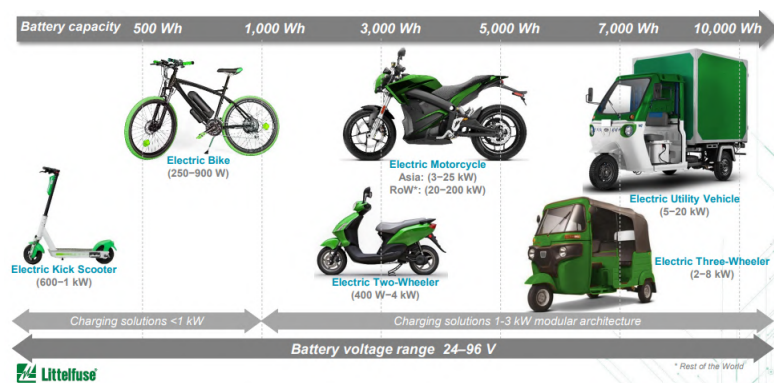
De acordo com Baharom e Hayroman (2024), também existem topologias de estágio único (*single-stage*) que integram as funções de PFC e regulação de ten-

são em um único conversor, reduzindo componentes e custo, embora exijam maior complexidade de controle. Entre as inovações recentes, destacam-se os conversores CA/CC multinível sem transformador, como o *five-level bidirectional buck-boost*, que ampliam a faixa de tensão e reduzem distorções harmônicas, e os conversores trifásicos isolados de estágio único, que combinam compacidade, isolamento e alto rendimento.

2.2.2 Carregadores de veículos elétricos leves

De acordo com LITTELFUSE, INC. (2022), a faixa de potência dos carregadores para LEVs varia conforme o tipo de aplicação, e a Figura 4 ilustra as principais faixas de potência e tensão associadas a cada tipo de LEV. Conforme discutido por Akhtar *et al.* (2023), os carregadores para veículos elétricos leves (LEVs) geralmente adotam uma arquitetura em dois estágios, composta por um conversor CA/CC responsável pela correção do fator de potência e por um conversor CC/CC isolado para o gerenciamento da carga da bateria. Em aplicações específicas, também podem ser empregadas soluções de estágio único, que integram ambas as funções em um único conversor.

Figura 4 – Faixas típicas de potência e tensão para diferentes categorias de veículos elétricos leves (LEVs)



Fonte: LITTELFUSE, INC. (2022).

Entre os exemplos de desenvolvimento de carregadores para LEVs, a Renesas Eletronics (2025) apresenta um design de referência de carregador *on-board* de 500 W para *two-wheelers*, utilizando boost PFC no estágio CA/CC e conversor LLC isolado no estágio CC/CC. A Texas Instruments (2021) disponibiliza o PMP40766, também um design de referência, para carregador *on-board* de 500 W destinado a *e-bikes*, com entrada universal (85-265 V CA), que emprega um estágio boost PFC em modo de condução contínua (CCM) e um conversor *half-bridge* LLC ressonante para a conversão CC/CC principal, atingindo eficiência de até 95,8%.

Na literatura técnica, Kumar e Verma (2021) descrevem um carregador on-board de 1 kW para *e-rickshaw*, utilizando um conversor *interleaved bridgeless buck-boost* PFC como estágio frontal, seguido por um conversor *phase-shifted full-bridge* (PSFB) isolado. A saída do PSFB é conectada diretamente à bateria de 48 V do veículo, fornecendo o perfil de tensão e corrente adequado para o carregamento seguro. Outro exemplo é o carregador universal monofásico para LEVs apresentado por Beyer *et al.* (2020), composto por um conversor boost PFC no estágio CA/CC e um conversor *phase-shifted full-bridge* (PSFB) isolado no estágio CC/CC, com retificação síncrona no secundário. Em outro estudo, Singh, Gupta e Singh (2022) apresentam um carregador on-board de 500 W para LEVs, implementado em topologia de estágio único baseada em um conversor *isolated bridgeless modified* SEPIC. Essa configuração integra a correção do fator de potência (PFC) e a regulação de tensão/corrente, operando em modo de condução descontínua (DCM) e alimentando diretamente uma bateria de 48 V do veículo.

Esses exemplos evidenciam que os carregadores para LEVs na faixa de 500 W a 1 kW utilizam, em sua maioria, a arquitetura de dois estágios. Nesse arranjo, o estágio CA/CC é implementado predominantemente com variações do boost PFC, enquanto o estágio CC/CC adota conversores isolados de alta eficiência. Como alternativa, também são relatadas soluções em estágio único, que se destacam pela maior integração e pela redução do número de componentes.

2.3 Correção do fator de potência (*Power Factor Correction* – PFC)

Esta seção tem por objetivo apresentar os fundamentos da correção do fator de potência (*Power Factor Correction* – PFC), destacando sua relevância em sistemas de eletrônica de potência conectados à rede elétrica. Inicialmente, são discutidos os conceitos de fator de potência e distorção harmônica, que permitem compreender os impactos das cargas não lineares na qualidade da energia. Em seguida, é abordada a importância do PFC como estratégia para mitigar esses efeitos, seguido da descrição das principais formas de implementação e das topologias mais empregadas em conversores de potência.

2.3.1 Distorção harmônica

A distorção harmônica consiste no desvio da forma de onda de tensão ou corrente em relação à senoide ideal, causado pela presença de componentes senoidais adicionais de frequência múltipla da fundamental, denominadas harmônicas. Esse fenômeno é comum em sistemas de potência que alimentam cargas não lineares, como conversores de potência, retificadores, transformadores, máquinas elétricas rotativas, fornos a arco e compensadores estáticos (KALE *et al.*, 2024).

De acordo com Kale *et al.* (2024), a presença de harmônicos pode provocar diversos efeitos indesejados, incluindo a redução do fator de potência, aquecimento excessivo de condutores e transformadores, aumento das perdas elétricas e redução da vida útil de equipamentos elétricos e eletrônicos. Esses componentes distorcidos também degradam a qualidade do fornecimento de energia, reduzem a eficiência do sistema e provocam sobreaquecimento, tornando-se um fator crítico para o desempenho e a confiabilidade da rede elétrica.

A distorção harmônica total na corrente (*Total Harmonic Distortion in current – THD_i*), de acordo com Mohan, Undeland e Robbins (1995), é um índice que quantifica o nível de distorção da corrente alternada em relação à sua componente fundamental. O *THD_i* é calculado como a razão entre o valor eficaz da soma de todas as componentes harmônicas e o valor eficaz da corrente fundamental:

$$THD_i(\%) = 100 \times \sqrt{\sum_{h \neq 1} \left(\frac{I_{sh}}{I_{s1}} \right)^2} \quad (1)$$

onde I_{s1} é o valor eficaz da componente fundamental e I_{sh} representa a componente harmônica de ordem h . Valores elevados de *THD_i* indicam maior distorção da forma de onda, o que compromete a qualidade de energia.

2.3.2 Fator de potência

Segundo Cohen e Lu (2008), o fator de potência (FP) é definido como a razão entre a potência ativa, média do produto instantâneo de tensão e corrente, e a potência aparente, obtida pelo produto dos valores eficazes de tensão e corrente aplicados à carga, conforme apresentado na Equação 2.

$$FP = \frac{P}{S} \quad (2)$$

Essa definição é válida para qualquer combinação de carga e fonte, incluindo fontes senoidais alimentando cargas lineares. No caso especial de cargas lineares com tensão e corrente senoidais, o FP é numericamente igual ao cosseno do ângulo de defasagem entre ambas, denominado fator de potência de deslocamento (*displacement power factor*) (COHEN; LU, 2008).

De acordo com McDonald e Lough (2020), a redução do FP implica diretamente no aumento da corrente eficaz necessária para fornecer a mesma potência ativa, elevando perdas em condutores e dispositivos de comutação, além de impactar nos custos de projeto. Por esse motivo, busca-se mantê-lo o mais próximo possível da unidade.

Em cargas não lineares, como as que utilizam fontes chaveadas, a corrente de entrada não segue a forma de onda da tensão da rede, concentrando-se em curtos pulsos próximos ao pico da senoide. Esse comportamento eleva o conteúdo harmônico da corrente e compromete o fator de potência, mesmo quando o fator de deslocamento está próximo da unidade (ON SEMICONDUCTOR, 2014).

De forma mais geral, Mohan, Undeland e Robbins (1995) expressam o fator de potência como o produto de duas parcelas, conforme a Equação 3. A primeira corresponde ao fator de deslocamento, associado ao cosseno do ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente fundamentais ($\cos \varphi$). A segunda refere-se ao fator de distorção, dependente da distorção harmônica total da corrente (THD_i).

$$FP = \frac{1}{\sqrt{1 + THD_i^2}} \cdot \cos \varphi \quad (3)$$

Dessa forma, verifica-se que, mesmo quando a defasagem entre tensão e corrente fundamentais é nula ($\cos \varphi = 1$), a presença de distorções harmônicas reduz o FP global, evidenciando a importância do PFC em aplicações com conversores eletrônicos.

2.3.3 Importância da correção do fator de potência

A correção do fator de potência (PFC) tem como objetivo moldar a corrente de entrada de forma que ela seja senoidal e em fase com a tensão da rede, maximizando a potência ativa disponível e minimizando a circulação de potência reativa e distorções harmônicas. Idealmente, o equipamento deve se comportar como uma carga puramente resistiva, condição na qual a corrente é uma réplica exata da tensão e não há defasagem entre ambas, reduzindo ao mínimo as perdas e os custos associados à geração e distribuição de energia, além de minimizar a interferência em outros dispositivos conectados à mesma rede (ON SEMICONDUCTOR, 2014).

De acordo com Cohen e Lu (2008) uso de circuitos de PFC é amplamente difundido em fontes de alimentação para aplicações profissionais e está se tornando cada vez mais presente em equipamentos de consumo sensíveis a custo, como fontes para computadores pessoais. Esse crescimento foi impulsionado por regulamentações, destacando-se normas internacionais que estabelecem limites para o conteúdo harmônico injetado na rede elétrica e, de forma indireta, impõem a necessidade de alto fator de potência em cargas não lineares, como as fontes chaveadas.

A norma IEC 61000-3-2, por exemplo, estabelece limites máximos para as correntes harmônicas de baixa frequência que equipamentos eletrônicos podem injetar na rede elétrica pública. Tais restrições incentivaram fortemente a adoção do PFC,

já que sua implementação facilita o cumprimento dos requisitos da norma. Sem essa regulamentação, é provável que a utilização do PFC não tivesse alcançado a ampla difusão observada atualmente (ADRAGNA *et al.*, 2024).

No contexto de carregadores de veículos elétricos, o PFC assume papel fundamental na mitigação de problemas de qualidade de energia, como a presença de harmônicos decorrentes da natureza não linear do processo de carregamento. Além disso, contribui para reduzir a potência reativa demandada, aumentando a eficiência global da rede elétrica e diminuindo o impacto do carregamento sobre a infraestrutura existente (REDDY *et al.*, 2024).

2.3.4 Tipos de PFC e principais topologias

A correção do fator de potência pode ser implementada de duas formas principais: passiva e ativa. A primeira utiliza exclusivamente componentes passivos, como indutores, capacitores, resistores e diodos, sem a presença de controle eletrônico dedicado. Já a segunda recorre a dispositivos semicondutores de comutação, como SCRs, MOSFETs, IGBTs ou transistores HEMT, associados a circuitos de controle capazes de moldar a forma de onda da corrente de entrada de maneira mais precisa (Adragna, 2024).

2.3.4.1 PFC passivo

A correção de fator de potência passiva (PFC passivo) é uma técnica que emprega apenas componentes passivos para moldar a corrente de entrada e reduzir o conteúdo harmônico. Esses circuitos operam na frequência da rede e podem ser configurados como filtros passa-baixa ou passa-banda, oferecendo um equilíbrio entre custo e desempenho (PARTO; SMEDLEY, 1999).

Entre as principais vantagens estão a alta confiabilidade, a capacidade de suportar elevados níveis de potência e a simplicidade de projeto e manutenção (RASHID, 2011). De acordo com Sandesh, Singh e Phulambrikar (2012) a forma mais básica de implementação utiliza um filtro sintonizado para permitir a passagem de corrente apenas na frequência fundamental (50 ou 60 Hz), atenuando os harmônicos e fazendo com que a carga não linear se aproxime do comportamento de uma carga linear.

Apesar dessas vantagens, o PFC passivo apresenta limitações importantes. Seu desempenho é fortemente dependente das características do sistema elétrico e dificilmente atinge fator de potência elevado (RASHID, 2011). Além disso, os indutores necessários são volumosos, caros e pesados, o que inviabiliza seu uso em aplicações compactas ou sensíveis a custo (SANDESH; SINGH; PHULAMBRIKAR, 2012).

Conforme Adragna *et al.* (2024), um dos arranjos clássicos de PFC passivo é o retificador LC, que apresenta simplicidade e confiabilidade, fornecendo uma tensão de saída relativamente suave. Contudo, pode apresentar distorção harmônica total (THD) acima de 100%, dificultando a conformidade com normas como a IEC 61000-3-2, além de gerar tensão CC não regulada, o que sobrecarrega o estágio CC/CC subsequente.

Diferentemente dos filtros LC, que operam diretamente na frequência da rede, outras abordagens de PFC passivo foram desenvolvidas para aplicações em sistemas de alta frequência, destacando-se os circuitos Valley-Fill e Charge Pump. De acordo com Motta, Agostini e Nascimento (2018), esses conceitos foram empregados em topologias de estágio único, inicialmente associadas a reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes e, posteriormente, aplicados em conversores para LEDs.

Embora ainda seja uma opção viável para aplicações de alta potência, a tendência é que o PFC passivo seja gradualmente substituído por soluções ativas em sistemas de baixa e média potência, devido ao desempenho superior destas em termos de eficiência, regulação e densidade de potência (RASHID, 2011).

2.3.4.2 PFC ativo

O PFC ativo emprega um conversor de potência controlado entre a ponte retificadora e o estágio CC/CC isolado, com o objetivo de moldar a forma de onda da corrente de entrada. Embora essa abordagem demande maior complexidade de controle e mais componentes que o PFC passivo, apresenta desempenho superior, mantendo alto fator de potência em ampla faixa de tensões de entrada (MCDONALD; LOUGH, 2020).

Outra vantagem é a possibilidade de manter o barramento CC estável e praticamente independente das variações na tensão de entrada, o que contribui para a estabilidade do sistema (COHEN; LU, 2008). Para alcançar esses resultados, o PFC ativo emprega técnicas de comutação em alta frequência que permitem modelar a impedância de entrada como puramente resistiva, atendendo a normas como a IEC 61000-3-2 (RASHID, 2011).

Diversas topologias podem ser aplicadas, cada uma com características próprias de desempenho, custo e aplicabilidade. Entre elas, o boost é a mais comum, por possibilitar alto fator de potência, baixa emissão eletromagnética e operação em ampla faixa de potência, chegando a vários quilowatts, embora imponha a condição de que a tensão de saída seja sempre superior ao valor de pico da tensão de entrada (RASHID, 2011; ADRAGNA *et al.*, 2024).

O buck é menos frequente e utilizado quando a tensão de saída deve ser menor que a de entrada. Possui vantagens como a limitação da corrente de partida

e proteção contra sobrecarga, mas sofre com maior distorção de corrente e necessidade de filtragem EMI mais robusta. Já o buck-boost combina a capacidade de gerar tensões superiores ou inferiores à entrada, mas apresenta menor eficiência e maior estresse nos componentes (RASHID, 2011; ADRAGNA *et al.*, 2024).

Outras configurações incluem conversores como SEPIC, Cuk e Zeta, que reduzem a ondulação na saída, mas aumentam a complexidade e o custo (RASHID, 2011). Além disso, variações como o *interleaved PFC*, que utiliza múltiplas fases para reduzir *ripple* e melhorar a distribuição térmica, e o *bridgeless PFC*, que elimina a ponte retificadora para reduzir perdas por condução, têm ganhado espaço por aumentar a eficiência e a densidade de potência (ON SEMICONDUCTOR, 2014).

É importante distinguir que, além dessas técnicas aplicadas em nível de equipamento, existem também os filtros ativos de potência (APFs), empregados diretamente em sistemas elétricos. Diferentemente dos conversores PFC chaveados, que moldam a corrente de entrada de um único dispositivo, os filtros ativos atuam na rede elétrica, medindo a corrente das cargas não lineares e injetando uma corrente de compensação de mesma magnitude e fase oposta, de modo que a corrente total vista pela rede se torne senoidal e em fase com a tensão de alimentação (MONOLITHIC POWER SYSTEMS, 2025).

2.4 Boost PFC

Conforme Bach (2022), um dos dispositivos ativos mais utilizados para a correção do fator de potência é o conversor boost PFC, devido à sua simplicidade e robustez, características que favorecem sua aplicação em uma ampla variedade de sistemas. De acordo com a Texas Instruments (2023), essa topologia pode operar em três modos distintos, definidos pela forma de onda da corrente no indutor: condução descontínua (DCM), condução crítica (CrCM) e condução contínua (CCM).

Segundo a Texas Instruments (2023), no DCM a corrente do indutor zera a cada ciclo de comutação, o que simplifica o projeto e reduz custos, porém resulta em maiores níveis de distorção harmônica e correntes de pico elevadas, tornando-o menos indicado para aplicações acima de algumas centenas de watts. O CrCM, que também apresenta corrente zerando a cada ciclo, obtém menor distorção e maior aproveitamento dos componentes em relação ao DCM, mas opera com frequência de comutação variável, o que aumenta sua complexidade de projeto. Entretanto, a complexidade adicional pode ser mitigada por meio de controladores modernos e de baixo custo disponíveis no mercado, razão pela qual esse modo de condução é mais difundido que o DCM em aplicações na faixa de centenas de watts.

Entre as diversas possibilidades de operação, o CCM apresenta características que o tornam especialmente adequado para aplicações na faixa de potência de

centenas de watts até alguns quilowatts. Nesse modo, a corrente no indutor não zera durante o ciclo de comutação, o que resulta em valores reduzidos de corrente de pico e de corrente eficaz nos componentes principais. Essa condição diminui os esforços sobre os semicondutores e o indutor, além de reduzir perdas por condução. A frequência de comutação fixa típica do CCM também facilita o projeto magnético e contribui para um desempenho previsível do sistema (TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED, 2015).

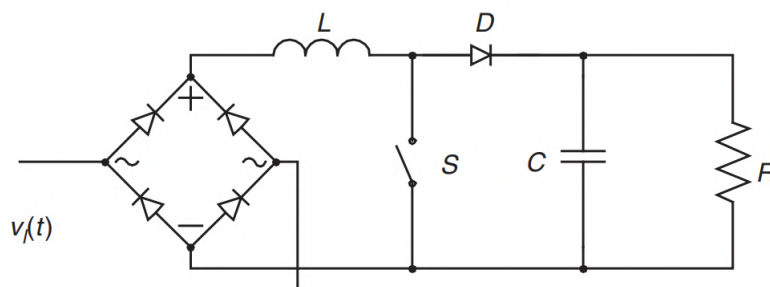
A Texas Instruments (2015) indica que, para potência na faixa de 900 W, a operação em CCM resulta em menores correntes de pico e eficazes, reduzindo significativamente o estresse térmico e elétrico sobre o transistor, o diodo e o indutor. Considerando a faixa de operação típica dos carregadores de veículos elétricos leves (LEVs), essa característica torna o CCM uma escolha adequada para essa aplicação. A seguir, é apresentada uma subseção dedicada ao funcionamento do conversor boost PFC em modo de condução contínua.

2.4.1 Boost PFC CCM

Segundo Israr e Samuel (2025), entre as diferentes topologias aplicadas à correção ativa do fator de potência, o conversor boost operando em modo de condução contínua (CCM) é amplamente adotado, pois proporciona corrente de entrada mais suave, baixa emissão de interferência eletromagnética (EMI), elevada eficiência e implementação compacta e de baixo custo.

Conforme Pereira *et al.* (2015), a estrutura típica do conversor boost PFC é composta por uma fonte de tensão alternada associada a uma ponte retificadora de diodos, responsável por gerar a tensão contínua pulsante de entrada. Em seguida, o estágio boost inclui o indutor de filtro, o interruptor controlado, o diodo de condução, o capacitor de saída e a carga representada por uma resistência equivalente. A Figura 5 ilustra o circuito principal do conversor, destacando seus elementos fundamentais.

Figura 5 – Estágio de potência de um conversor boost PFC

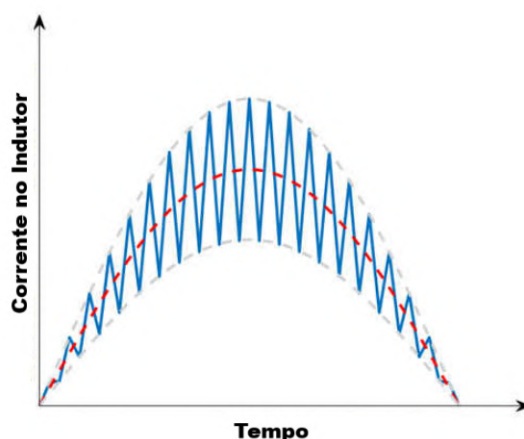


Fonte: Adaptado de Rashid (2011).

De acordo com Hudson (2022), o conversor boost possui dois estágios de operação. No primeiro, quando o interruptor eletrônico está em condução, a tensão proveniente do retificador é aplicada ao indutor, que armazena energia eletromagnética, enquanto a carga é sustentada pela descarga parcial do capacitor de saída. No segundo estágio, com o desligamento do interruptor, a energia armazenada no indutor é transferida para o circuito de saída por meio do diodo, elevando a tensão do barramento contínuo e carregando o capacitor, que mantém o nível de tensão estável até o próximo ciclo de comutação.

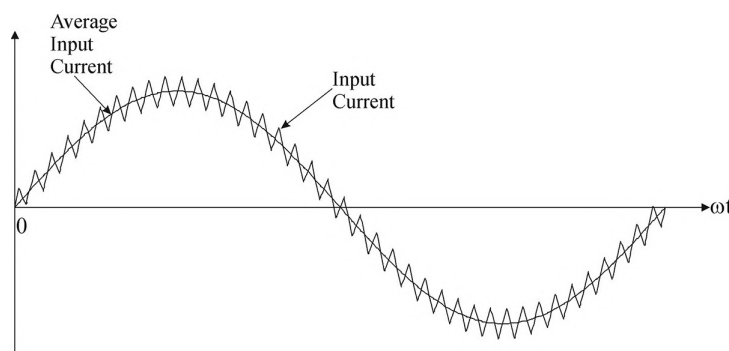
Quando a frequência de comutação é suficientemente alta, nem o indutor nem o capacitor chegam a se descarregar completamente, de modo que a corrente no indutor nunca atinge zero, caracterizando o modo de condução contínua (CCM) (HUDSON, 2022). A Figura 6 exemplifica esse comportamento, mostrando a corrente no indutor com ondulação de alta frequência cuja envoltória acompanha a tensão de entrada retificada, o que caracteriza a operação típica do conversor boost PFC em CCM.

Figura 6 – Forma de onda da corrente no indutor em CCM



Fonte: Adaptado de TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED (2023).

Nessa configuração, a tensão de saída do conversor boost permanece sempre superior à tensão de entrada retificada. O valor médio da tensão de saída é regulado pela razão cíclica de condução do interruptor, que determina a energia transferida do indutor para a carga. Com o ajuste adequado da razão cíclica, é possível moldar a corrente de entrada de forma a acompanhar a forma senoidal da tensão da rede, assegurando a correção do fator de potência (HUDSON, 2022). A Figura 7 apresenta a forma de onda da corrente de entrada, evidenciando que seu valor médio segue a senoide da tensão de alimentação, conforme Pereira *et al.* (2015).

Figura 7 – Forma de onda da corrente de entrada em CCM

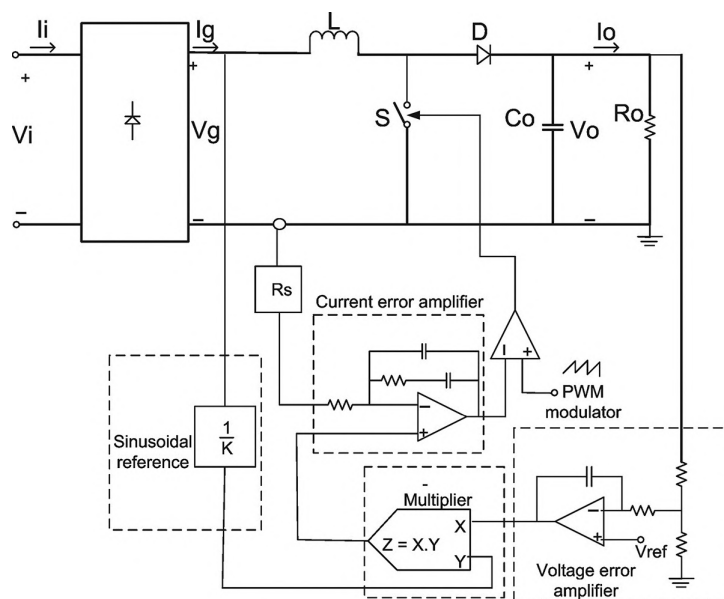
Fonte: Adaptado de Pereira *et al.* (2015).

2.4.2 Técnicas de controle

Conforme Rashid (2011), as estratégias de controle aplicadas a conversores boost PFC podem ser classificadas em controle por tensão e controle por corrente, a depender da variável monitorada. O controle por corrente é o mais utilizado, pois tem como principal objetivo moldar a corrente de entrada de forma a acompanhar a forma senoidal da tensão da rede, reduzindo a distorção harmônica e assegurando alto fator de potência.

Para conversores boost operando em CCM, Rashid (2011) aponta que é comum a utilização de estruturas de controle em múltiplos laços. O laço interno, ou *feedforward*, tem como função manter a corrente de entrada em fase com a tensão da rede, enquanto o laço externo, ou *feedback*, atua na regulação da tensão contínua de saída.

Dentro desse contexto, Pereira *et al.* (2015) destacam o controle por corrente média (*average current mode control*) como uma das estratégias mais difundidas. Nessa técnica, o sinal de referência é gerado a partir do produto entre a tensão de saída medida e a tensão de entrada retificada, sendo então comparado com a corrente do indutor. O erro obtido é processado e usado para acionar o interruptor de potência em frequência de comutação constante. Entre suas vantagens estão a operação estável em CCM e o elevado fator de potência, embora sua implementação exija sensores adicionais e blocos de multiplicação e compensação, o que torna o circuito mais complexo. A Figura 8 apresenta o diagrama simplificado dessa estratégia de controle em malha dupla, conforme apresentado por Pereira *et al.* (2015).

Figura 8 – Diagrama de controle por corrente média aplicado ao conversor boost PFC

Fonte: Adaptado de Pereira *et al.* (2015).

Como observa Rashid (2011), apesar dessa complexidade, os avanços da tecnologia de circuitos integrados permitem que todos esses elementos, sensores, multiplicadores e compensadores, sejam incorporados em um único controlador dedicado, o que viabiliza a ampla utilização do modo de controle por corrente média em aplicações industriais.

2.4.3 Comparação entre controladores dedicados para PFC

Na literatura e no mercado de semicondutores, diversas soluções de controladores dedicados à correção ativa do fator de potência (PFC) em modo CCM encontram-se disponíveis, cada uma voltada a diferentes faixas de potência e níveis de complexidade de projeto. Entre elas, destacam-se os modelos da família UCC28070 e sua variante automotiva UCC28070-Q1, projetados para operação em modo contínuo com controle interleaved de duas fases, recomendados para aplicações de maior potência e robustez (TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED, 2025; TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED, 2011).

Outra opção amplamente documentada é o L4986, que se sobressai pela boa performance em relação à distorção harmônica total (THD) e pelas proteções integradas, sendo aplicável a fontes de médio porte (STMICROELECTRONICS, 2022). O ICE3PCS01G, por sua vez, é indicado quando se busca simplicidade de implementação, pois integra compensação interna da malha de tensão e apresenta eficiência satisfatória, embora ofereça menor flexibilidade de ajustes (INFINEON TECHNOLOGIES, 2017). Já o FAN9673 é voltado a aplicações industriais de alta potência, supor-

tando operação *interleaved* em até três canais, o que excede os requisitos típicos de carregadores de menor porte (ON SEMICONDUCTOR, 2016).

Diante desse panorama, o UCC28180 se destaca como uma alternativa de menor complexidade, dedicada a estágios monofásicos de PFC em CCM. Esse controlador analógico apresenta compensação externa, proteção contra sobretensões e capacidade de operação em aplicações de até alguns quilowatts, além de dispor de ampla documentação técnica e projetos de referência disponibilizados pelo fabricante (TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED, 2016). Sua adequação a carregadores de veículos elétricos leves (LEVs) é reforçada por exemplos práticos, como o design de referência PMP40766, um carregador *on-board* de 500 W para *e-bikes* desenvolvido e disponibilizado pela Texas Instruments (2021). De forma semelhante, Beyer *et al.* (2020) apresentam um carregador para LEVs de até 1 kW, no qual o UCC28180 é utilizado como estágio inicial CA/CC com correção do fator de potência, demonstrando sua aplicabilidade em uma ampla faixa de potência nessa categoria de veículos.

2.4.4 UCC28180

O UCC28180 é um controlador de correção ativa do fator de potência da Texas Instruments, projetado para operar em CCM com topologia boost. Ele utiliza a técnica de controle por corrente média, que permite moldar a forma de onda da corrente de entrada para acompanhar a tensão da rede, resultando em elevado fator de potência e baixa distorção harmônica (TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED, 2016).

Segundo a Texas Instrument (2016) trata-se de uma solução analógica de fácil implementação, com arquitetura simplificada em apenas 8 pinos e compensação externa, o que confere flexibilidade ao projetista para ajuste da resposta dinâmica. Além disso, o dispositivo dispensa o sensoriamento direto da tensão de linha, reduzindo a quantidade de componentes externos necessários no circuito.

O circuito é adequado para aplicações monofásicas de 100 W até alguns kW, com frequência de comutação programável em ampla faixa, permitindo o uso tanto de MOSFETs quanto de IGBTs. O dispositivo também incorpora recursos de proteção contra sobretensão, sobrecorrente e subtensão, garantindo maior robustez e confiabilidade ao conversor (TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED, 2016). A Figura 9 apresenta o esquemático típico de aplicação do controlador UCC28180, evidenciando sua utilização em conversores boost PFC.

3 METODOLOGIA

A metodologia adotada neste trabalho foi organizada de forma a conduzir o desenvolvimento de um conversor boost PFC de 900 W, destinado a aplicações em carregadores de veículos elétricos leves.

Inicialmente, realizou-se uma revisão bibliográfica voltada à mobilidade elétrica, arquiteturas de carregadores, técnicas de correção do fator de potência e controladores dedicados. Essa etapa embasou a escolha da topologia boost, do modo de condução contínua e do circuito integrado UCC28180 como controlador do sistema.

Na sequência, procedeu-se ao projeto do conversor, contemplando o dimensionamento dos principais componentes a partir das recomendações técnicas presentes no *datasheet* do UCC28180 (TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED, 2016) e em application notes disponibilizadas pelo fabricante, como o guia de referência TIDA-00443 (TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED, 2015). Para apoiar a análise de funcionamento, foram realizadas simulações no software PSIM, versão estudantil. Em paralelo, o layout da placa de circuito impresso foi elaborado no software KiCad, observando boas práticas de projeto para reduzir ruídos e garantir a confiabilidade do protótipo.

Na etapa seguinte, foi realizada a montagem experimental do protótipo em laboratório, acompanhada da definição dos procedimentos de ensaio e da seleção dos instrumentos de medição. Os testes foram planejados para avaliar o desempenho em regime permanente e transitório, além de parâmetros como eficiência, fator de potência, distorção harmônica, comportamento térmico, corrente de partida e emissões conduzidas.

Por fim, os resultados experimentais foram analisados e comparados com as especificações de projeto e com normas internacionais de qualidade de energia e compatibilidade eletromagnética (IEC 61000-3-2 Classe A e CISPR 11 Classe A), de modo a verificar a viabilidade da solução proposta e identificar oportunidades de aprimoramento.

4 PROJETO E DESENVOLVIMENTO DO CONVERSOR BOOST PFC

Este capítulo apresenta o projeto e o desenvolvimento do conversor boost PFC. São descritas as especificações do sistema, os critérios de dimensionamento dos principais componentes, a elaboração do layout da placa de circuito impresso, a simulação do circuito, a montagem do protótipo e os procedimentos adotados para a realização dos ensaios experimentais.

4.1 Especificações do Projeto

Com base na revisão apresentada no Capítulo 2, definiu-se a utilização da topologia boost em modo de condução contínua (CCM) associada ao controlador analógico UCC28180 como a solução mais adequada para o conversor PFC proposto.

O conversor boost PFC foi desenvolvido para operar em redes de alimentação com tensão nominal de 220 V RMS e frequência de 60 Hz, padrão da rede elétrica brasileira. De acordo com a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) (2020), por meio do PRODIST Módulo 8, a faixa de variação considerada adequada para a tensão de fornecimento em baixa tensão situa-se aproximadamente entre -8% e $+5\%$ da nominal (202 V a 231 V), enquanto a faixa precária pode chegar a cerca de -13% e $+6\%$ (191 V a 233 V). Neste trabalho, adotou-se uma faixa ampliada de $\pm 15\%$ em relação à tensão nominal, equivalente a 187 V a 253 V RMS. Essa escolha foi feita de forma conservadora, visando garantir maior robustez frente a flutuações extremas de rede e permitir a avaliação do conversor também em condições mais severas do que as estabelecidas como aceitáveis pela regulamentação.

A tensão de saída foi estabelecida em 400 V, valor amplamente utilizado para conversores do tipo boost em aplicações de PFC na faixa de média potência. Essa tensão viabiliza a integração do conversor com estágios posteriores, como conversores CC/CC isolados.

A potência nominal definida para o conversor é de 900 W, valor que atende ao perfil de aplicações como carregadores embarcados (*on-board*) e externos (*off-board*) de baterias para veículos leves. Essa faixa de potência é típica em soluções compactas utilizadas em mobilidade elétrica e sistemas industriais de pequeno porte.

Com foco em alta eficiência e qualidade de energia, foram estabelecidas como metas de desempenho um fator de potência (FP) superior ou igual a 0,99 e eficiência global mínima de 90%. Embora conversores boost PFC na faixa de 900 W tipicamente apresentem rendimentos acima de 95%, definiu-se 90% como valor mínimo de referência para este projeto, de forma a contemplar perdas adicionais decorrentes de componentes não ideais e limitações da implementação prática.

Para assegurar o desempenho dinâmico e a estabilidade do sistema, foram

adotados limites de ondulação em pontos críticos do projeto. A corrente do indutor foi especificada com ondulação máxima de 20% em relação ao valor da corrente de pico da entrada, contribuindo para a operação em modo de condução contínua (CCM). A tensão de saída foi especificada de modo a apresentar uma variação máxima de 2% em relação ao valor nominal, parâmetro definido como regulação de tensão. Esse requisito visa assegurar a estabilidade do barramento em corrente contínua, condição necessária para alimentar de forma adequada os estágios posteriores do sistema de recarga, como os conversores CC/CC responsáveis pelo carregamento da bateria.

A frequência de comutação foi fixada em 98 kHz, valor compatível com a faixa operacional recomendada para o controlador UCC28180. Esta escolha foi feita de modo a facilitar o uso de resistores comerciais no ajuste da frequência, simplificando a implementação do projeto. O projeto também considerou a conformidade com a norma IEC 61000-3-2 Classe A, que define os valores máximos admissíveis de harmônicos de corrente gerados por equipamentos conectados à rede elétrica de baixa tensão. Essa norma é especialmente aplicável a equipamentos industriais e comerciais, garantindo que a operação do conversor não comprometa a qualidade da energia fornecida pela concessionária. As principais especificações técnicas do projeto estão resumidas na Tabela 1.

Tabela 1 – Especificações técnicas do conversor PFC projetado

Parâmetro	Valor especificado
Tensão de entrada	187 V a 253 V RMS
Tensão de entrada nominal	220 V RMS
Frequência da rede	60 Hz
Tensão de saída nominal	400 V
Potência de saída nominal	900 W (2,25 A @ 400 V)
Eficiência	$\geq 90\%$
Fator de potência (PF)	$\geq 0,99$
Modo de operação	Boost CCM
Frequência de comutação	98 kHz
Ondulação de corrente (indutor)	20%
Regulação da saída	2%
Harmônicos de corrente	Conforme IEC 61000-3-2 – Classe A

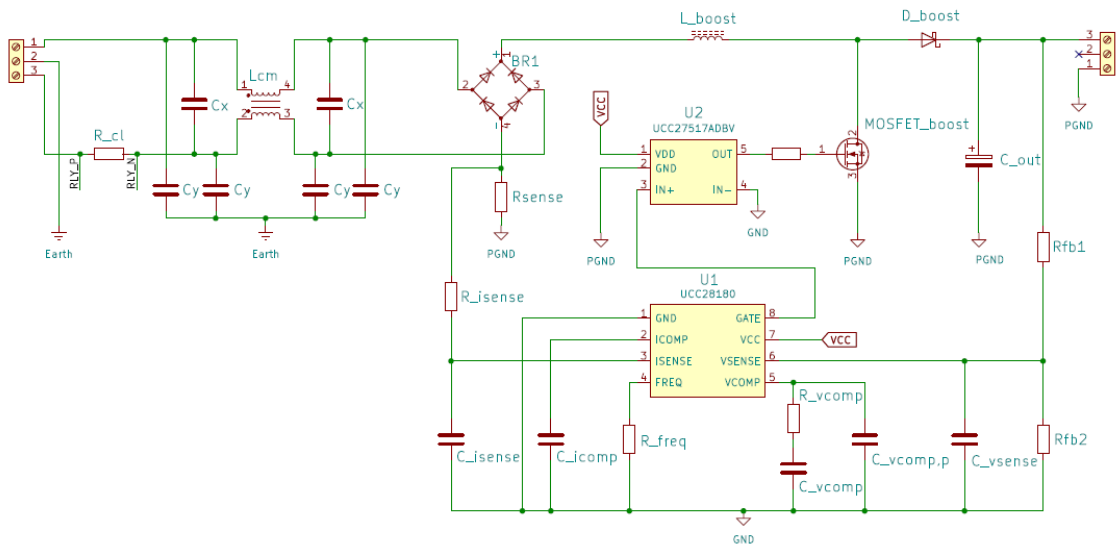
Fonte: Elaboração própria(2025).

4.2 Dimensionamento do boost PFC

As equações e as metodologias utilizadas nesta seção para o dimensionamento dos componentes individuais do conversor boost PFC foram fundamentados nas recomendações técnicas e diretrizes presentes no *datasheet* do controlador UCC28180 da Texas Instruments (2016), bem como nas orientações de projeto descritas no guia de referência da aplicação TIDA-00443, também da Texas Instruments

(2015). Adicionalmente, foram empregadas equações complementares de cálculo térmico definidas por Barbi (2007), utilizadas exclusivamente para a definição do dissipador. Essas referências técnicas, associadas a esse cálculo adicional, foram adotadas como base para garantir o correto dimensionamento dos componentes, a conformidade com as especificações do fabricante e a obtenção dos resultados esperados, assegurando a confiabilidade e eficiência do conversor desenvolvido neste trabalho. A Figura 10 apresenta um diagrama simplificado do circuito boost PFC, no qual estão destacados apenas os componentes relevantes para o processo de dimensionamento descrito nas subseções a seguir. O objetivo desse diagrama é facilitar a compreensão dos parâmetros considerados em cada etapa, sem representar todos os elementos auxiliares do circuito. Para maior clareza, cada componente é identificado pela mesma nomenclatura empregada nas equações correspondentes. O esquemático elétrico completo do projeto, incluindo os blocos funcionais e as conexões detalhadas, encontra-se no Apêndice A.

Figura 10 – Esquemático simplificado do conversor boost PFC



Fonte: Elaboração própria (2025).

4.2.1 Cálculos das correntes do conversor

Antes de dimensionar os principais componentes do conversor boost, é necessário estimar as correntes que circulam pela entrada e saída do sistema, em regime de máxima potência. Essas correntes serão utilizadas nas etapas seguintes para o dimensionamento do indutor, do resistor shunt, do MOSFET e dos elementos do filtro. O valor da corrente média de saída é determinada pela razão entre a potência nominal e a tensão de saída, conforme a Equação 4:

$$\begin{aligned}
 I_{\text{out,max}} &= \frac{P_{\text{out,max}}}{V_{\text{out,max}}} \\
 I_{\text{out,max}} &= \frac{900}{400} \\
 I_{\text{out,max}} &= 2,25 \text{ A}
 \end{aligned} \tag{4}$$

Em seguida, calcula-se o valor da corrente eficaz de entrada considerando a condição de maior exigência para o conversor. Que ocorre em operação com a menor tensão de linha, potência máxima, rendimento de 90% e fator de potência de 0,99. A Equação 5 apresenta esse cálculo:

$$\begin{aligned}
 I_{\text{in,rms,max}} &= \frac{P_{\text{out,max}}}{\eta \cdot V_{\text{in,rms,min}} \cdot PF} \\
 I_{\text{in,rms,max}} &= \frac{900}{0,9 \cdot 187 \cdot 0,99} \\
 I_{\text{in,rms,max}} &= 5,4 \text{ A}
 \end{aligned} \tag{5}$$

O valor da corrente de pico de entrada é estimada a partir do valor da corrente eficaz, assumindo forma de onda senoidal ideal:

$$\begin{aligned}
 I_{\text{in,peak,max}} &= I_{\text{in,rms,max}} \cdot \sqrt{2} \\
 I_{\text{in,peak,max}} &= 5,4 \cdot \sqrt{2} \\
 I_{\text{in,peak,max}} &= 7,64 \text{ A}
 \end{aligned} \tag{6}$$

Por fim, calcula-se a corrente média retificada, correspondente ao valor médio da corrente senoidal após a ponte retificadora. Considerando que a envoltória da corrente de entrada segue uma senoide em regime permanente, esse valor pode ser obtido pela relação clássica entre o pico da corrente e a média de meia senoide, conforme apresentado a seguir:

$$\begin{aligned}
 I_{\text{in,avg,max}} &= \frac{2}{\pi} \cdot I_{\text{in,peak,max}} \\
 I_{\text{in,avg,max}} &= \frac{2}{\pi} \cdot 7,64 \\
 I_{\text{in,avg,max}} &= 4,86 \text{ A}
 \end{aligned} \tag{7}$$

Os valores obtidos serão utilizados nos cálculos seguintes, especialmente no dimensionamento do indutor e nos critérios de proteção contra sobrecorrente.

4.2.2 Frequência de comutação

A frequência de comutação do conversor boost foi definida em 98 kHz, valor dentro da faixa operacional recomendada pelo controlador UCC28180, que permite frequências entre 18 kHz e 250 kHz. Essa escolha representa um compromisso técnico entre eficiência e o tamanho do indutor principal, influenciando diretamente as perdas por comutação e a compacidade do conversor.

No UCC28180, a frequência é configurada externamente no pino FREQ por meio de um resistor R_{freq} , que determina internamente o ciclo de oscilação do PWM. O valor desse resistor é calculado com base em três parâmetros fixos definidos pelo fabricante:

- $f_{\text{typ}} = 65 \text{ kHz}$
- $R_{\text{typ}} = 32,7 \text{ k}\Omega$
- $R_{\text{int}} = 1 \text{ M}\Omega$

A Equação 8 relaciona a frequência de comutação com o valor necessário de resistência:

$$R_{\text{freq}} = \frac{f_{\text{typ}} R_{\text{typ}} R_{\text{int}}}{(f_{\text{sw}} R_{\text{int}}) + (R_{\text{typ}} f_{\text{sw}}) - (R_{\text{typ}} f_{\text{typ}})}$$

$$R_{\text{freq}} = \frac{65 \cdot 10^3 \cdot 32,7 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^6}{(98 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^6) + (32,7 \cdot 10^3 \cdot 98 \cdot 10^3) - (32,7 \cdot 10^3 \cdot 65 \cdot 10^3)} \quad (8)$$

$$R_{\text{freq}} = 21,45 \text{ k}\Omega$$

Foi selecionado um resistor comercial de 21,5 k Ω , valor que configura o controlador para operar com a frequência desejada de comutação. Essa frequência foi adotada como base para os demais cálculos de *ripple*, dimensionamento do indutor e seleção dos componentes de potência.

4.2.3 Indutor boost

O indutor é o principal elemento de armazenamento de energia no conversor boost e tem papel fundamental na operação em CCM. Seu valor influencia diretamente o *ripple* de corrente de entrada, a forma de onda da corrente absorvida da rede e o dimensionamento do núcleo magnético.

Foi adotado um *ripple* de corrente ΔI_L correspondente a 20% do valor da corrente de pico na entrada, visando reduzir a distorção harmônica e garantir operação estável em CCM. O valor do *ripple* é calculado por:

$$I_{L,ripple} = \Delta I_L \cdot I_{in,peak,max}$$

$$I_{L,ripple} = 0,2 \cdot 7,64 \quad (9)$$

$$I_{L,ripple} = 1,53 \text{ A}$$

O valor da corrente de pico no indutor é então determinada pela soma da corrente de pico da entrada com metade do *ripple*:

$$I_{L,peak,max} = I_{in,peak,max} + \frac{I_{L,ripple}}{2}$$

$$I_{L,peak,max} = 7,64 + \frac{1,53}{2} \quad (10)$$

$$I_{L,peak,max} = 8,4 \text{ A}$$

Para o dimensionamento da indutância, adota-se uma razão cíclica (D) do sinal PWM igual a 0,5, valor considerado conservador por representar uma condição severa de operação. A Equação 11 define a indutância mínima necessária:

$$L_{min} = \frac{V_{out} \cdot D \cdot (1 - D)}{f_{sw} \cdot I_{L,ripple}}$$

$$L_{min} = \frac{400 \cdot 0,5 \cdot (1 - 0,5)}{98000 \cdot 1,53} \quad (11)$$

$$L_{min} = 668 \mu\text{H}$$

Com base nesse resultado, foi especificado um valor de $L = 680 \mu\text{H}$, suficiente para manter a operação em CCM em toda a faixa de carga.

A razão cíclica máxima real ocorre quando a tensão de entrada está no seu menor valor RMS. Considerando a retificação monofásica em onda completa, a menor tensão de pico de entrada é :

$$V_{in,rectified,min} = \sqrt{2} \cdot V_{in,rms,min}$$

$$V_{in,rectified,min} = \sqrt{2} \cdot 187 \quad (12)$$

$$V_{in,rectified,min} = 264,46 \text{ V}$$

Assim, a razão cíclica máxima é dada por:

$$D_{max} = \frac{V_{out} - V_{in,rectified,min}}{V_{out}}$$

$$D_{max} = \frac{400 - 264,46}{400} \quad (13)$$

$$D_{max} = 0,339$$

O valor obtido confirma que a escolha de $D = 0,5$ foi conservadora, o que garante margem de segurança no projeto do indutor.

4.2.3.1 Projeto físico do indutor

A construção do indutor foi realizada manualmente, com base na indutância projetada de $L = 680 \mu\text{H}$ para operação em CCM. O primeiro protótipo foi confeccionado utilizando um núcleo E42/20, por ser adequado de acordo com os cálculos realizados. Embora tenha sido possível atingir a indutância desejada, verificou-se que o espaço disponível na janela magnética não permitia acomodar todas as espiras necessárias com a bitola de fio utilizada.

Dessa forma, optou-se pela substituição por um núcleo de maior volume, o EE-55 da Thorton, cuja geometria oferece maior área de enrolamento e menor densidade de fluxo magnético para a mesma indutância. Com base nas características do núcleo e na indutância especificada, foi definido um enrolamento com 46 espiras. O entreferro foi ajustado experimentalmente durante a montagem, até que a indutância final fosse atingida.

Para o fio, foi utilizado o calibre AWG 22, com quatro condutores em paralelo, garantindo a condução da corrente eficaz com segurança térmica. Embora a profundidade de penetração da corrente alternada, à frequência de 98 kHz, indicasse que o fio AWG 25 seria mais adequado para minimizar perdas por efeito pelicular, sua aplicação exigiria cerca de oito fios em paralelo, dificultando a montagem manual, o empacotamento e a uniformidade do enrolamento. Assim, a adoção do fio AWG 22 representou um compromisso técnico viável entre eficiência e viabilidade construtiva.

Os cálculos utilizados para a construção do indutor foram realizados com o auxílio de uma planilha desenvolvida originalmente para aplicações em CC, como conversores buck e boost. Para este projeto, os parâmetros de entrada foram adaptados a fim de representar adequadamente o perfil de corrente e frequência de um conversor boost PFC operando em CCM. Foram considerados os valores eficaz e de pico da corrente de entrada, a frequência real de comutação e a densidade de fluxo no núcleo. A versão completa da planilha, contendo os cálculos relacionados à escolha do núcleo, número de espiras, espessura do fio, perdas e ocupação da janela, encontra-se apresentada no Apêndice A. A partir dessa planilha, foram estimadas as perdas totais no indutor em aproximadamente $P_L = 2,76 \text{ W}$, valor que contempla perdas no cobre e no núcleo. Como a ferramenta considera a resistência dos condutores em regime CC, o resultado deve ser interpretado como uma estimativa de primeira ordem.

4.2.4 Diodo boost

O diodo do estágio boost é responsável por conduzir a corrente do indutor para o barramento CC sempre que o interruptor estiver desligado. Para garantir a operação segura, o componente selecionado deve suportar a tensão de saída do conversor no sentido reverso, além de conduzir a corrente de saída sem ultrapassar seus limites térmicos. A tensão reversa máxima suportada pelo diodo foi definida com base nas proteções internas do controlador UCC28180, que possui múltiplos níveis de atuação para sobretensão na saída. O valor mais elevado indicado no *datasheet* corresponde a 109% da tensão de saída nominal, ponto em que ocorre o desligamento do PWM como proteção contra sobretensão (OVP) ou em caso de falha na malha de controle. Assim, considerando uma tensão de saída de 400 V, a tensão de bloqueio mínima requerida para o diodo é:

$$\begin{aligned} V_{RRM} &> 1,09 \cdot V_{out} \\ V_{RRM} &> 1,09 \cdot 400 \\ V_{RRM} &> 436 \text{ V} \end{aligned} \tag{14}$$

O valor da corrente média conduzida pelo diodo corresponde à corrente de saída do conversor, previamente definida como 2,25 A. Considerando as exigências e a necessidade de minimizar perdas por comutação, optou-se pela utilização de um diodo Schottky de carbeto de silício (SiC), modelo C3D04060A, com tensão nominal de 600 V e corrente contínua de 7,5 A (WOLFSPEED, 2024). Esse tipo de diodo apresenta tempo de recuperação reversa praticamente nulo, o que reduz significativamente as perdas de comutação.

Embora a corrente conduzida pelo diodo seja pulsada, seu valor médio em regime permanente é igual à corrente de saída do conversor. Assim, as perdas de condução foram estimadas considerando a queda direta de tensão do diodo, obtida no *datasheet*, e a corrente de saída do conversor, conforme metodologia adotada da Texas Instruments (2015, 2016):

$$\begin{aligned} P_{diode} &= V_{th} \cdot I_{out,max} \\ P_{diode} &= 1,3 \cdot 2,25 \\ P_{diode} &= 2,93 \text{ W} \end{aligned} \tag{15}$$

Para garantir a operação segura do diodo, foi realizada a análise térmica considerando uma potência dissipada de aproximadamente 2,93 W, uma temperatura ambiente de 50 °C e uma temperatura máxima de junção de 125 °C. Seguindo o procedimento descrito por Barbi (2007), a resistência térmica total admissível entre a junção e o ambiente foi estimada em:

$$R_{ja} = \frac{T_{j,max} - T_a}{P_{diode}}$$

$$R_{ja} = \frac{125 - 50}{2,93} \quad (16)$$

$$R_{ja} = 25,64 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Considerando a resistência térmica entre junção e case $R_{jc} = 2,9 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ e uma resistência de contato estimada $R_{cd} = 0,5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$, a resistência térmica máxima permitida para o dissipador foi calculada como:

$$R_{da} = R_{ja} - R_{jc} - R_{cd}$$

$$R_{da} = 25,64 - 2,9 - 0,5 \quad (17)$$

$$R_{da} = 22,24 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Selecionou-se o dissipador HS 2816, cuja resistência térmica nominal dada pelo fabricante é $7,92 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ para 4 polegadas de altura. Considerando a aplicação com altura reduzida de 30 mm, aplicou-se o fator de correção $f_{corr} = 1,82$, conforme indica HS Dissipadores (2024). Dessa forma a resistência térmica para o dissipador é:

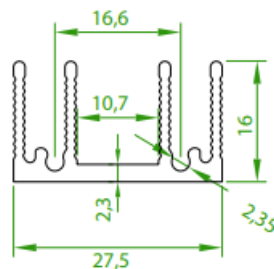
$$R_{t,corr} = R_t \cdot f_{corr}$$

$$R_{t,corr} = 7,92 \cdot 1,82 \quad (18)$$

$$R_{t,corr} = 14,41 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

O valor obtido atende com folga à exigência térmica, mantendo a junção do diodo dentro dos limites operacionais durante a condução contínua. A Figura 11 ilustra o perfil e as dimensões do dissipador adotado.

Figura 11 – Dissipador HS 2816



Fonte: HS DISSIPADORES (2024).

4.2.5 MOSFET boost

O transistor MOSFET é o principal dispositivo de comutação do conversor boost, operando a 98 kHz em modo contínuo. Para sua seleção, foram considerados os requisitos de tensão de bloqueio, corrente eficaz e dissipação térmica. A tensão de dreno-source no MOSFET deve ser superior à máxima tensão de saída do conversor, considerando o limite de sobretensão, 436 V, definido anteriormente. Adotando uma margem adicional de 30% para garantir operação segura, foi estabelecida uma tensão nominal mínima de 520 V. O valor da corrente eficaz de condução no dispositivo foi estimada com base na Equação 19, de acordo com Texas Instruments (2015, 2016).

$$I_{ds,rms} = \frac{P_{out,max}}{V_{in,rectified,min}} \cdot \sqrt{2 - \frac{16 \cdot V_{in,rectified,min}}{3 \cdot \pi \cdot V_{out}}}$$

$$I_{ds,rms} = \frac{900}{264,46} \cdot \sqrt{2 - \frac{16 \cdot 264,46}{3 \cdot \pi \cdot 400}} \quad (19)$$

$$I_{ds,rms} = 3,19 \text{ A}$$

Foi então selecionado o modelo IPP60R190P6, um MOSFET com tensão nominal de 600 V, resistência dreno-source de 0,345 Ω a 125°C, e capacidade de condução adequada para a corrente eficaz estimada (INFINEON TECHNOLOGIES, 2015). O componente oferece bom desempenho em comutação rápida, baixo RDS(on) e ampla disponibilidade comercial. As perdas por condução na chave são dadas por:

$$P_{cond} = R_{ds,on} \cdot I_{ds,rms}^2$$

$$P_{cond} = 0,345 \cdot 3,19^2 \quad (20)$$

$$P_{cond} = 3,5 \text{ W}$$

Para a estimativa das perdas por comutação do MOSFET, foram considerados os tempos de transição característicos do componente, sendo o tempo de subida $t_r = 8 \text{ ns}$ e o tempo de descida $t_f = 7 \text{ ns}$, além da capacitância de saída $C_{oss} = 76 \text{ pF}$. Resultando em:

$$P_{sw} = f_{sw} \cdot (0,5 \cdot V_{out} \cdot I_{in,max} \cdot (t_r + t_f) + 0,5 \cdot C_{oss} \cdot V_{out}^2)$$

$$P_{sw} = 98000 \cdot (0,5 \cdot 400 \cdot 7,64 \cdot (8 \text{ ns} + 7 \text{ ns}) + 0,5 \cdot 76 \text{ pF} \cdot 400^2) \quad (21)$$

$$P_{sw} = 2,84 \text{ W}$$

Somando as perdas de condução e comutação calculadas, a potência total dissipada na chave é:

$$\begin{aligned}
P_{\text{mosfet}} &= P_{\text{cond}} + P_{\text{sw}} \\
P_{\text{mosfet}} &= 3,5 + 2,84 \\
P_{\text{mosfet}} &= 6,34 \text{ W}
\end{aligned} \tag{22}$$

Para determinar o dissipador, foram realizados os cálculos térmicos necessários conforme descrito por Barbi (2007). Assim, para manter a temperatura de junção abaixo de 125°C em ambiente de até 50°C, a resistência térmica total máxima entre junção e ambiente foi calculada como:

$$\begin{aligned}
R_{\text{ja}} &= \frac{T_{\text{j,max}} - T_{\text{a}}}{P_{\text{mosfet}}} \\
R_{\text{ja}} &= \frac{125 - 50}{6,34} \\
R_{\text{ja}} &= 11,81 \text{ °C/W}
\end{aligned} \tag{23}$$

Considerando a resistência térmica entre junção e case $R_{\text{jc}} = 0,83 \text{ °C/W}$ e a resistência de contato estimada $R_{\text{cd}} = 0,5 \text{ °C/W}$, o valor máximo admissível para o dissipador é:

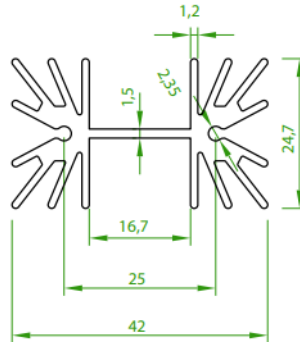
$$\begin{aligned}
R_{\text{da}} &= R_{\text{ja}} - R_{\text{jc}} - R_{\text{cd}} \\
R_{\text{da}} &= 11,81 - 0,83 - 0,5 \\
R_{\text{da}} &= 10,48 \text{ °C/W}
\end{aligned} \tag{24}$$

Foi selecionado o dissipador HS 4225, com resistência térmica nominal de 4,38 °C/W para altura de 4 polegadas. Como o dissipador escolhido possui altura efetiva de 30 mm, aplicou-se um fator de correção $f_{\text{corr}} = 1,82$, resultando em:

$$\begin{aligned}
R_{\text{t,corr}} &= R_{\text{t}} \cdot f_{\text{corr}} \\
R_{\text{t,corr}} &= 4,38 \cdot 1,82 \\
R_{\text{t,corr}} &= 7,97 \text{ °C/W}
\end{aligned} \tag{25}$$

O valor corrigido atende à necessidade térmica do projeto com margem adequada, garantindo que a temperatura de junção do MOSFET permaneça dentro dos limites seguros mesmo em operação contínua.

A Figura 12 apresenta as dimensões do dissipador HS 4225 utilizado no projeto, conforme especificação do fabricante.

Figura 12 – Dissipador HS 4225

Fonte: HS DISSIPADORES (2024).

4.2.6 Ponte retificadora

A ponte retificadora tem a função de converter a tensão alternada proveniente da rede elétrica em uma tensão contínua pulsante, que será posteriormente processada pelo estágio boost com correção de fator de potência. Para aplicações de média potência, utilizam-se módulos de ponte retificadora, que oferecem elevada capacidade de corrente, alta tensão reversa e montagem simplificada. A seleção do componente deve considerar os limites de tensão e corrente, bem como a dissipação térmica causada pela queda de tensão nos diodos internos, que pode ser significativa em regimes de condução contínua.

A entrada do conversor é alimentada por uma rede monofásica com o valor máximo de tensão eficaz de 253 V. O valor da tensão de pico máxima na entrada é dado por:

$$\begin{aligned}
 V_{in,rectified,max} &= \sqrt{2} \cdot V_{in,rms,max} \\
 V_{in,rectified,max} &= \sqrt{2} \cdot 253 \\
 V_{in,rectified,max} &= 357,8 \text{ V}
 \end{aligned} \tag{26}$$

Adotou-se um acréscimo de 30% sobre o valor calculado, resultando em uma tensão reversa mínima de 465,13 V para os diodos da ponte. Já o valor calculado da corrente média retificada foi de 4,86 A, considerando a potência nominal e a tensão mínima da rede, conforme apresentado na Equação 7.

Foi selecionada, para esta aplicação, uma ponte retificadora com especificações de 800 V e 15 A, modelo GBJ1508-BP, capaz de suportar com folga os valores especificados de tensão reversa e corrente média. Esse componente apresenta uma queda de tensão direta típica de $V_{f,bridge} = 0,85 \text{ V}$ por diodo, parâmetro estimado com base no valor da corrente média de condução e na temperatura de junção esperada em regime permanente (MICRO COMMERCIAL COMPONENTS (MCC), 2024).

Com base nesse valor, a potência dissipada na ponte foi calculada conforme metodologia da Texas Instruments (2015, 2016):

$$\begin{aligned}
 P_{\text{bridge}} &= 2 \cdot V_{f,\text{bridge}} \cdot I_{\text{avg,max}} \\
 P_{\text{bridge}} &= 2 \cdot 0,85 \cdot 4,86 \\
 P_{\text{bridge}} &= 8,27 \text{ W}
 \end{aligned} \tag{27}$$

A partir dessa potência dissipada, iniciou-se a análise térmica da ponte, realizada segundo as equações de Barbi (2007). Considerando uma temperatura ambiente de projeto de 50°C e temperatura máxima de junção de 125°C, a resistência térmica total admissível entre junção e ambiente é:

$$\begin{aligned}
 R_{ja} &= \frac{T_j - T_a}{P_{\text{bridge}}} \\
 R_{ja} &= \frac{125 - 50}{8,27} \\
 R_{ja} &= 9,07 \text{ °C/W}
 \end{aligned} \tag{28}$$

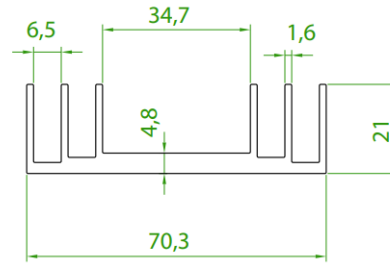
Como o valor típico fornecido no *datasheet* é de $R_{ja} = 18 \text{ °C/W}$, torna-se necessária a utilização de um dissipador. Considerando $R_{jc} = 1,5 \text{ °C/W}$, a resistência térmica máxima permitida do dissipador é:

$$\begin{aligned}
 R_{da} &= R_{ja} - R_{jc} \\
 R_{da} &= 9,07 - 1,5 \\
 R_{da} &= 7,57 \text{ °C/W}
 \end{aligned} \tag{29}$$

Foi selecionado o dissipador HS 7021, com resistência térmica nominal de $R_t = 4,48 \text{ °C/W}$ para altura padrão de 4 polegadas. Como a altura utilizada foi de 35 mm aplicou-se o seguinte ajuste, utilizando fator de correção do fabricante de 1,705:

$$\begin{aligned}
 R_{t,\text{corr}} &= R_t \cdot f_{\text{corr}} \\
 R_{t,\text{corr}} &= 4,48 \cdot 1,705 \\
 R_{t,\text{corr}} &= 7,64 \text{ °C/W}
 \end{aligned} \tag{30}$$

O dissipador HS 7021, portanto, apresentou resistência térmica corrigida ligeiramente superior ao valor calculado. Ainda assim, foi adotado por se tratar do modelo disponível e adequado fisicamente ao protótipo. Essa limitação é reconhecida como um ponto a ser otimizado em versões futuras do projeto. A Figura 13 apresenta as dimensões do dissipador selecionado.

Figura 13 – Dissipador HS 7021

Fonte: HS DISSIPADORES (2024).

4.2.7 Capacitor de saída

O capacitor de saída tem como função principal sustentar temporariamente a tensão do barramento CC, fornecendo energia em transientes e reduzindo o *ripple* de tensão gerado pelo estágio de comutação. O capacitor contribui para a estabilidade do barramento ao suavizar oscilações e garantir continuidade de alimentação em eventos de curta duração, como quedas momentâneas de tensão na rede elétrica.

Esse comportamento é avaliado pelo tempo de *hold-up*, intervalo em que a tensão de saída se mantém dentro dos limites aceitáveis após a perda da entrada. Em outras palavras, o capacitor fornece energia à carga por um período determinado até que a tensão do barramento caia abaixo do valor mínimo especificado. Para este projeto, adotou-se um tempo mínimo de sustentação de $t_{\text{hold}} = 16,7 \text{ ms}$, correspondente a um ciclo completo da rede elétrica de 60 Hz.

Considerando a tensão de saída nominal e uma tensão mínima permitida de $V_{\text{hold}} = 300 \text{ V}$, a capacitância mínima necessária para garantir esse tempo de sustentação foi calculada por:

$$C_{\text{out,min}} = \frac{2 \cdot P_{\text{out,max}} \cdot t_{\text{holdup}}}{V_{\text{out}}^2 - V_{\text{hold}}^2}$$

$$C_{\text{out,min}} = \frac{2 \cdot 900 \cdot 0,0167}{400^2 - 300^2} \quad (31)$$

$$C_{\text{out,min}} = 428,57 \mu\text{F}$$

A Texas Instruments (2015) recomenda considerar uma redução de 10% do valor nominal do capacitor. Dessa forma, foi adotada uma capacitância total de $660 \mu\text{F}$, assegurando margem de segurança frente às tolerâncias de fabricação e à redução da capacitância ao longo da vida útil do componente.

Com esse valor, o *ripple* na tensão de saída foi estimado por (ON SEMICONDUCTOR, 2014):

$$\begin{aligned}
 V_{\text{out,ripple,pp}} &= \frac{P_{\text{out}}}{2\pi f_{\text{line}} C_{\text{out}} V_{\text{out}}} \\
 V_{\text{out,ripple,pp}} &= \frac{900}{2\pi \cdot 60 \cdot 660 \mu \cdot 400} \\
 V_{\text{out,ripple,pp}} &= 9,04 \text{ V}
 \end{aligned} \tag{32}$$

O valor obtido corresponde a aproximadamente 2,26% da tensão nominal de saída (400 V), permanecendo abaixo do critério de 5% recomendado para evitar o acionamento indevido das proteções de sobretensão ou subtensão do controlador.

Além da capacitância adequada, o capacitor deve suportar a corrente de *ripple* gerada pelas componentes de baixa e alta frequência. Conforme a Texas Instruments (2015, 2016) a componente de 120 Hz é dada por:

$$\begin{aligned}
 I_{\text{cout,2f}} &= \frac{I_{\text{out,max}}}{\sqrt{2}} \\
 I_{\text{cout,2f}} &= \frac{2,25}{\sqrt{2}} \\
 I_{\text{cout,2f}} &= 1,59 \text{ A}
 \end{aligned} \tag{33}$$

Já a componente de alta frequência, proveniente da comutação, é estimada por:

$$\begin{aligned}
 I_{\text{cout,hf}} &= I_{\text{out,max}} \cdot \sqrt{\frac{16 \cdot V_{\text{out}}}{3 \cdot \pi \cdot V_{\text{in,rectified,min}}} - 1,5} \\
 I_{\text{cout,hf}} &= 2,25 \cdot \sqrt{\frac{16 \cdot 400}{3 \cdot \pi \cdot 264,46} - 1,5} \\
 I_{\text{cout,hf}} &= 2,32 \text{ A}
 \end{aligned} \tag{34}$$

A corrente total de *ripple* RMS que o capacitor deve conduzir é:

$$\begin{aligned}
 I_{\text{cout,rms}} &= \sqrt{I_{\text{cout,2f}}^2 + I_{\text{cout,hf}}^2} \\
 I_{\text{cout,rms}} &= \sqrt{1,59^2 + 2,32^2} \\
 I_{\text{cout,rms}} &= 2,82 \text{ A}
 \end{aligned} \tag{35}$$

O modelo selecionado foi o ESMR451VSN221MP40S, com capacitância de 220 μF , tensão nominal de 450 V e corrente de *ripple* especificada em 1,67 A eficaz (CHEMI-CON, 2025). Esse valor representa a máxima corrente alternada que

o capacitor pode conduzir de forma contínua sem ultrapassar seus limites térmicos, garantindo vida útil adequada.

Para atender à corrente de *ripple* total do sistema com margem de segurança, foram utilizados três capacitores desse modelo em paralelo, resultando em uma capacitância total de 660 μF e uma capacidade total de corrente de *ripple* de até 5,01 A RMS. Essa configuração assegura o desempenho térmico necessário para operação confiável, além de reduzir a resistência série equivalente, contribuindo para menor *ripple* de tensão no barramento.

Adicionalmente, foram incorporados um conjunto de resistores de descarga (*bleeder resistor*) em paralelo ao conjunto de capacitores de saída, com a finalidade de reduzir a tensão residual do barramento para níveis seguros após o desligamento do equipamento. Essa medida atende aos requisitos de segurança elétrica, prevenindo riscos ao operador durante manutenções ou manuseio do circuito, sem comprometer o desempenho dinâmico do conversor.

4.2.8 Resistor Shunt

O resistor shunt R_{sense} tem a função de converter a corrente do indutor em um sinal de tensão proporcional, aplicado ao pino ISENSE do controlador UCC28180. Esse sinal é utilizado tanto pela malha de controle de corrente, responsável por moldar a forma de onda de entrada, quanto pelos mecanismos de proteção contra sobrecorrente, que incluem a limitação suave (*soft overcurrent – SOC*) e a limitação rígida (*peak current limit – PCL*). O dimensionamento do resistor deve, portanto, assegurar o funcionamento adequado do controle e das proteções, sem comprometer a operação normal do conversor.

O valor inicial foi calculado visando acionar a proteção SOC quando a corrente no indutor atinge um valor 10% acima do pico nominal, com base na menor tensão de *threshold* especificada para o pino ISENSE. Considerando $V_{\text{soc,min}} = 0,259 \text{ V}$ e a corrente de pico do indutor estimada na Equação 10, $I_{\text{L,peak,max}} = 8,40 \text{ A}$, tem-se:

$$\begin{aligned}
 R_{\text{sense}} &= \frac{V_{\text{soc,min}}}{I_{\text{L,peak,max}} \cdot 1,1} \\
 R_{\text{sense}} &= \frac{0,259}{8,40 \cdot 1,1} \\
 R_{\text{sense}} &= 0,028 \, \Omega
 \end{aligned} \tag{36}$$

O valor calculado atende aos critérios de atuação da proteção, porém, durante os testes iniciais, observou-se que resistores com valores próximos 0,028 Ω ativavam prematuramente os mecanismos de proteção por sobrecorrente, limitando a tensão de saída mesmo dentro da faixa nominal de operação. Essa antecipação

pode ser atribuída à variação do *threshold* do comparador interno, à presença de ruídos acoplados à linha de detecção, à tolerância dos próprios resistores e também a aspectos de layout da placa, uma vez que o shunt estava posicionado próximo a elementos geradores de ruído, como o indutor e o MOSFET de potência. Além disso, a corrente real no indutor pode ter superado levemente o valor estimado devido a efeitos dinâmicos de comutação, distorções na forma de onda de entrada ou variações no valor da indutância, contribuindo para o acionamento precoce da proteção.

Para garantir a operação estável do conversor, o valor do resistor de detecção foi ajustado para 0,01 Ω , após testes práticos que identificaram atuação prematura da proteção SOC com o valor teórico inicialmente calculado. A implementação foi feita por meio da associação em paralelo de dois resistores de 0,02 Ω e potência de 3 W, modelo CRA2512-FZ-R020ELF. Essa configuração oferece uma margem mais adequada frente a ruídos, variações de *threshold* e efeitos parasitas, garantindo que a proteção atue apenas em condições reais de sobrecorrente. Por fim, para proteger o pino ISENSE contra ruídos de comutação e surtos de corrente, foi adicionado um resistor de 220 Ω em série com o pino e um capacitor cerâmico de 1000 pF próximo ao CI, formando um filtro RC passa-baixa de alta frequência que aumenta a imunidade do circuito à interferência.

4.2.9 Rede de *feedback* resistiva

A regulação da tensão de saída do conversor boost é realizada por meio de uma malha de controle de tensão, cuja função é comparar continuamente o valor real do barramento CC com uma referência interna e ajustar a razão cíclica do estágio de potência para manter a saída constante. Essa comparação é feita no pino VSENSE do controlador UCC28180, que possui internamente uma referência de 5 V. Para adaptar a tensão de saída de 400 V a esse nível de referência, utiliza-se um divisor resistivo formado por R_{fb1} e R_{fb2} , cujos valores devem ser definidos de modo que:

$$V_{ref} = V_{out} \cdot \frac{R_{fb2}}{R_{fb1} + R_{fb2}} \quad (37)$$

Inicialmente, foi definido o valor de R_{fb1} como a associação em série de três resistores de 422 k Ω , totalizando 1,266 M Ω . Essa configuração facilita a montagem com resistores de valor padrão e distribui a tensão do barramento entre os componentes, mantendo a tensão sobre cada resistor abaixo do limite típico de 200 V para encapsulamentos SMD 1206.

A partir desse valor, R_{fb2} foi calculado, de modo que o pino VSENSE receba 5 V quando a saída atingir 400 V. Rearranjando a Equação 37 obtém-se:

$$R_{fb2} = R_{fb1} \cdot \frac{V_{ref}}{V_{out} - V_{ref}}$$

$$R_{fb2} = 1,226 \cdot 10^6 \cdot \frac{5}{400 - 5}$$

$$R_{fb2} = 16,03 \text{ k}\Omega$$

Foi selecionado um valor comercial de 16 k Ω para o resistor de *feedback* inferior, o que resulta em uma tensão de aproximadamente 4,987 V no pino VSENSE, dentro da margem aceitável para referência do controlador. Com essa configuração, a tensão de saída real associada ao divisor resistivo é de aproximadamente 400,62 V.

A corrente de polarização do divisor resistivo é:

$$I_{Rfb} = \frac{V_{out}}{R_{fb1} + R_{fb2}}$$

$$I_{Rfb} = \frac{400}{1,266 \cdot 10^6 + 16 \cdot 10^3} \quad (38)$$

$$I_{Rfb} = 0,3 \text{ mA}$$

Esse valor é suficiente para garantir imunidade a ruídos e estabilidade da malha, ao mesmo tempo em que resulta em perdas desprezíveis nos resistores. Para aumentar a imunidade do pino VSENSE a interferências de alta frequência, foi adicionado um capacitor de desacoplamento entre VSENSE e GND. Esse capacitor, em conjunto com o resistor inferior do divisor, forma um filtro passa-baixas de primeira ordem. Com base em recomendações típicas para sistemas PFC, adotou-se uma constante de tempo da ordem de 10 μ s, suficiente para filtrar ruídos de comutação e pequenas flutuações de alta frequência sem afetar a resposta dinâmica da malha de controle. A partir desse critério, foi calculado o valor ideal do capacitor:

$$C_{vsense} = \frac{10 \cdot 10^{-6}}{R_{fb2}}$$

$$C_{vsense} = \frac{10 \cdot 10^{-6}}{16 \cdot 10^3} \quad (39)$$

$$C_{vsense} = 625 \text{ pF}$$

Foi então selecionado um valor comercial próximo, de 680 pF. Além de sua função na malha de controle, o pino VSENSE também serve como ponto de monitoramento para as proteções de tensão implementadas pelo controlador UCC28180. Com base na tensão medida nesse pino, o dispositivo é capaz de detectar condições anormais de operação, como sobretensão e subtensão no barramento CC, e aplicar mecanismos de proteção automática. A detecção de sobretensão (OVD) ocorre

quando a tensão no pino VSENSE excede 105% da referência interna de 5 V, o que equivale a uma tensão de saída superior a aproximadamente 420,65 V. Já a proteção de sobretensão mais severa (OVP_H) é ativada quando a tensão ultrapassa 109% da referência, ou seja, cerca de 436,68 V. Por outro lado, a detecção de subtensão (UVD) é acionada quando a tensão medida cai abaixo de 95% do valor de referência, correspondente a uma tensão de saída inferior a 380,59 V. Esses mecanismos garantem a integridade do barramento CC e a segurança do conversor, evitando danos em casos de falha ou instabilidade.

4.2.10 Compensação da malha de controle

O funcionamento adequado do conversor PFC depende do correto dimensionamento das malhas de controle de corrente e tensão. A malha interna de corrente garante que a forma de onda da corrente de entrada siga o perfil senoidal da rede, enquanto a malha externa de tensão regula o barramento contínuo, ajustando a referência de corrente conforme a variação da carga e da linha. O controlador UCC28180 implementa essas malhas de forma hierárquica, sendo necessário compensá-las externamente para garantir estabilidade, resposta dinâmica adequada e baixa distorção harmônica.

A compensação da malha de corrente tem início com o cálculo do produto $M_1 \cdot M_2$, que representa o ganho total do laço de corrente no ponto de operação. Esse ganho é influenciado por variáveis como a potência de saída, tensão de entrada nominal, resistência de shunt e constantes do controlador. Para esse cálculo, adotou-se o valor teórico de $R_{\text{sense}} = 0,028 \, \Omega$, conforme dimensionado anteriormente, ainda que, posteriormente no protótipo final, tenha sido implementado $R_{\text{sense}} = 0,010 \, \Omega$. As constantes utilizadas foram obtidas na documentação do UCC28180, $K_1 = 7$ e $K_{\text{FQ}} = 10,20 \, \mu\text{s}$, correspondente ao período de comutação definido para $f_{\text{sw}} = 98 \, \text{kHz}$.

Com base nesses parâmetros, o ganho total do laço de corrente é obtido por:

$$M_1 \cdot M_2 = \frac{I_{\text{out,max}} \cdot V_{\text{out}}^2 \cdot 2,5 \cdot R_{\text{sense}} \cdot K_1}{\eta \cdot V_{\text{in,rms}}^2 \cdot K_{\text{fq}}} \quad (40)$$

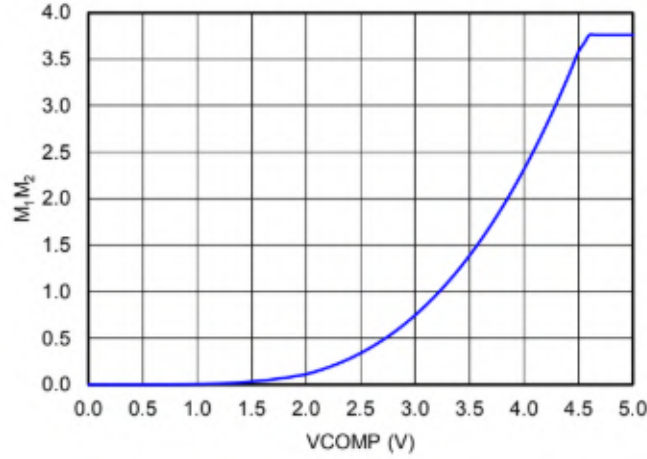
$$M_1 \cdot M_2 = \frac{2,25 \cdot 400^2 \cdot 2,25 \cdot 0,028 \cdot 7}{0,9 \cdot 220^2 \cdot 10,20 \cdot 10^{-6}}$$

$$M_1 \cdot M_2 = 0,397 \, \text{V}/\mu\text{s}$$

Com o valor obtido para $M_1 \cdot M_2$, determina-se a tensão de operação VCOMP correspondente a esse ponto de trabalho. Esse sinal é a saída do amplificador de erro da malha de tensão, que atua como entrada de referência da malha de corrente, modulando a inclinação da rampa PWM interna do controlador. Dessa forma, a malha de tensão regula o barramento contínuo e ajusta dinamicamente o nível de VCOMP,

enquanto a malha de corrente utiliza esse valor como referência para moldar a forma de onda da corrente de entrada. Essa relação é estabelecida com base na curva característica do controlador, apresentada na Figura 14.

Figura 14 – Relação entre $M_1.M_2$ e V_{COMP}



Fonte: TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED (2016).

De acordo com a curva, foi adotado o valor de $V_{COMP} = 2,5$ V. A partir desse ponto, é possível calcular os parâmetros M_1 , M_2 e M_3 que representam fatores de ganho internos associados à malha de corrente e ao estágio PWM do controlador: Como V_{COMP} está numa faixa entre 2 e 4,5 V, utiliza-se a Equação 41 para calcular M_1 .

$$M_1 = 0,313 \cdot V_{COMP} - 0,401$$

$$M_1 = 0,313 \cdot 2,5 - 0,401 \quad (41)$$

$$M_1 = 0,3815$$

Para obter M_2 a Equação 42 é utilizada, pois V_{COMP} encontra-se numa faixa entre 0,5 e 4,6V.

$$M_2 = \frac{f_{sw}}{65 \text{ kHz}} \cdot 0,1223 \cdot (V_{COMP} - 0,5)^2$$

$$M_2 = \frac{98 \text{ k}}{65 \text{ k}} \cdot 0,1223 \cdot (2,5 - 0,5)^2 \quad (42)$$

$$M_2 = 0,7376 \text{ V}/\mu\text{s}$$

Para a faixa de V_{COMP} entre 2 V e 4,5 V, o ganho não linear M_3 é calculado pela seguinte equação:

$$\begin{aligned}
M_3 &= \frac{f_{sw}}{65 \text{ kHz}} \cdot (0,1148 \cdot V_{COMP}^2 - 0,1746 \cdot V_{COMP} + 0,0586) \\
M_3 &= \frac{98 \text{ k}}{65 \text{ k}} \cdot (0,1148 \cdot 2,5^2 - 0,1746 \cdot 2,5 + 0,0586) \\
M_3 &= 0,512 \text{ V}/\mu\text{s}
\end{aligned} \tag{43}$$

A partir dos valores definidos, inicia-se o dimensionamento do capacitor de compensação da malha de corrente, conectado ao pino ICOMP. Diferente do sinal VCOMP, que é a saída do amplificador de erro da malha de tensão e atua como referência dinâmica da corrente, o pino ICOMP corresponde ao nó de compensação do amplificador de erro da malha de corrente. O capacitor associado a esse pino define o polo do compensador da malha de corrente, cuja função é atenuar a ondulação de corrente proveniente do indutor, de modo que apenas o valor médio da corrente seja utilizado pelo comparador PWM interno do controlador.

Para definir corretamente a posição desse polo, considera-se a frequência de comutação do sistema e o nível de *ripple* de corrente projetado. A literatura técnica recomenda posicionar o polo do compensador da malha de corrente pelo menos uma década abaixo da frequência de comutação, o que, no caso de 98 kHz, corresponderia a cerca de 9,8 kHz. Como a ondulação foi limitada a aproximadamente 20% da corrente de entrada, foi selecionada uma frequência de polo de $f_{avg} = 5 \text{ kHz}$, que oferece uma margem conservadora, assegurando boa atenuação do *ripple* sem comprometer a resposta dinâmica da malha.

O valor do ganho de transcondutância interno do amplificador de corrente, g_{mi} , foi considerado como 0,95 mS, conforme especificado no *datasheet* do controlador UCC28180. Com esses parâmetros, é possível calcular o capacitor de compensação que define o polo dominante da malha de corrente, conforme Equação 44.

$$\begin{aligned}
C_{icomp} &= \frac{g_{mi} \cdot M_1}{2 \cdot \pi \cdot K_1 \cdot f_{avg}} \\
C_{icomp} &= \frac{0,95 \text{ m} \cdot 0,3815}{2 \cdot \pi \cdot 7 \cdot 5 \text{ k}} \\
C_{icomp} &= 1648 \text{ pF}
\end{aligned} \tag{44}$$

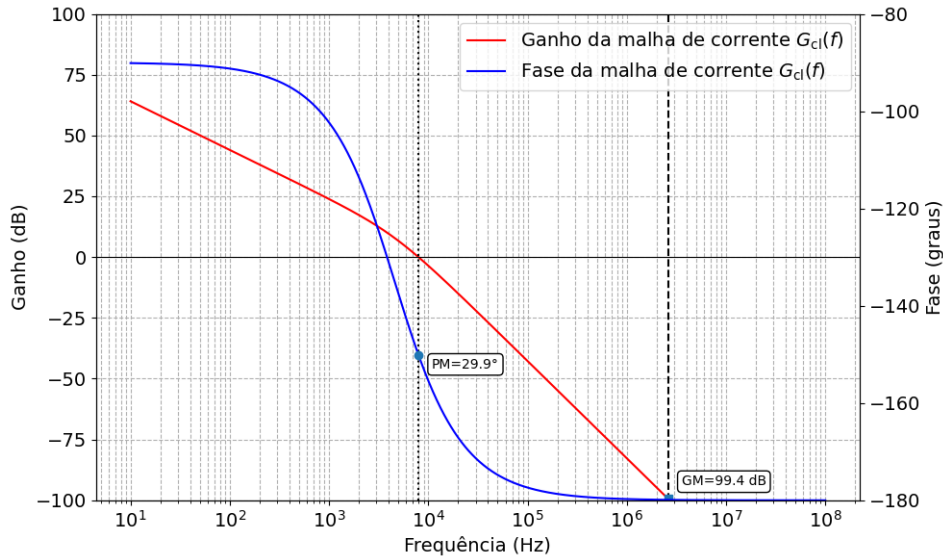
Foi selecionado um capacitor cerâmico comercial de 1800 pF, valor próximo ao calculado, o qual posiciona o polo do compensador da malha de corrente em aproximadamente 4,6 kHz. Esse valor atende ao critério de projeto, mantendo o polo abaixo da faixa de 5 kHz, o que garante uma filtragem eficaz do *ripple* de corrente sem comprometer a resposta dinâmica da malha de controle. A função de transferência da malha de corrente pode ser representada pela Equação 45, que descreve o

comportamento dinâmico do laço a partir dos parâmetros do estágio de potência e do controlador:

$$G_{cl}(f) = \frac{V_{out} \cdot 2,5 \cdot R_{sense} \cdot K_1}{M_1 \cdot M_2 \cdot K_{fq} \cdot L} \cdot \frac{1}{s(f) + \frac{s(f)^2 \cdot K_1 \cdot C_{icomp}}{g_{mi} \cdot M_1}} \quad (45)$$

A Figura 15 apresenta o diagrama de Bode da função de transferência em malha aberta da malha de corrente (planta + compensador), evidenciando a resposta em frequência, o ganho e a fase ao longo do espectro.

Figura 15 – Diagrama de Bode de $G_{cl}(f)$



Fonte: Elaboração própria (2025)

A análise do diagrama mostra que a frequência de cruzamento ocorre em aproximadamente 7,96 kHz, com margem de fase de 29,9°, valor semelhante ao apresentado no guia de referência TIDA-00443 e projeto de exemplo no *datasheet* do controlador (TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED, 2015; 2016). Essa escolha representa um compromisso entre velocidade de resposta da malha de corrente e estabilidade global, sendo aceitável no contexto de um protótipo acadêmico. A margem de ganho superior a 100 dB confirma ainda a elevada robustez do sistema contra variações de ganho.

A compensação da malha de tensão é responsável por definir o ponto de operação do conversor por meio do sinal V_{COMP} , ajustando-o de acordo com variações de linha e carga. A resposta dinâmica dessa malha deve ser mais lenta do que a da malha de corrente, de modo a preservar a hierarquia entre os controles. O projeto da compensação utiliza uma rede do tipo polo-zero, composta por um capacitor C_{vcomp} em série com um resistor R_{vcomp} , além de um capacitor de desacoplamento $C_{vcomp,p}$

em paralelo. Essa configuração introduz um zero em baixa frequência, que compensa a defasagem causada pelo polo dominante da planta, e um polo em alta frequência, que garante a rejeição de ruídos e contribui para a estabilidade. Para determinar os parâmetros adequados dessa rede de compensação, é necessário conhecer a função de transferência da planta da malha de tensão, representada por $G_{VL}(f)$. Essa função é composta pelo produto do ganho resistivo de realimentação G_{FB} com o ganho do estágio de potência $G_{PWM,PS}(f)$, o qual modela a dinâmica entre o sinal V_{COMP} e a tensão de saída.

$$G_{VL}(f) = G_{FB} \cdot G_{PWM,PS}(f) \quad (46)$$

O ganho de realimentação é definido pela razão dos resistores do divisor conectado ao pino VSENSE:

$$\begin{aligned} G_{FB} &= \frac{R_{fb2}}{R_{fb1} + R_{fb2}} \\ G_{FB} &= \frac{16 \cdot 10^3}{1,266 \cdot 10^6 + 16 \cdot 10^3} \\ G_{FB} &= 0,0125 \end{aligned} \quad (47)$$

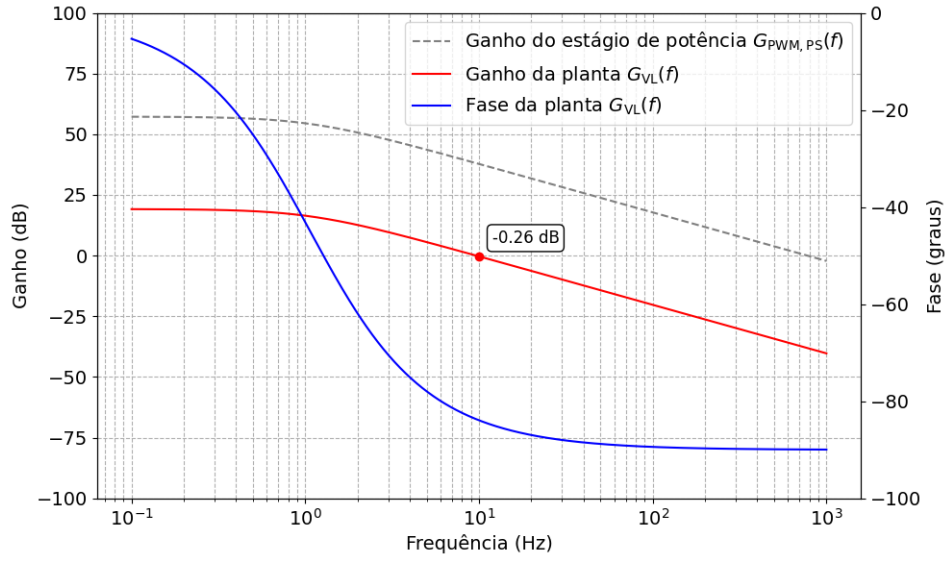
A função de transferência do estágio de potência apresenta um polo dominante em $f_{PWM,PS}$, relacionado à constante de tempo do barramento e à dinâmica da malha de corrente. A frequência desse polo é obtida por:

$$\begin{aligned} f_{PWM,PS} &= \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \frac{C_{out} \cdot V_{out}^3 \cdot 2,5 \cdot R_{sense} \cdot K_1}{M_1 \cdot M_2 \cdot K_{FQ} \cdot V_{in,rms}^2}} \\ f_{PWM,PS} &= \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \frac{660 \cdot 10^{-6} \cdot 400^3 \cdot 2,5 \cdot 0,028 \cdot 7}{0,3815 \cdot 0,7376 \cdot 10^6 \cdot 10,20 \cdot 10^{-6} \cdot 220^2}} \\ f_{PWM,PS} &= 1,068 \text{ Hz} \end{aligned} \quad (48)$$

Com esses parâmetros definidos, pode-se modelar a função de transferência do estágio de potência como:

$$G_{PWM,PS}(f) = \frac{\left(\frac{M_3 \cdot V_{out}}{M_1 \cdot M_2 \cdot 1 \text{ V}} \right)}{1 + \frac{s(f)}{2 \cdot \pi \cdot f_{PWM,PS}}} \quad (49)$$

A Figura 16 mostra o diagrama de Bode das funções $G_{VL}(f)$ e $G_{PWM,PS}(f)$, com base na implementação dessa modelagem.

Figura 16 – Diagrama de Bode de $G_{VL}(f)$ e $G_{PWM,PS}(f)$ 

Fonte: Elaboração própria (2025)

Para o projeto da rede de compensação, definiu-se como alvo uma frequência de cruzamento de $f_v = 10$ Hz. Esse valor é comumente adotado em controladores PFC monofásicos, pois oferece um bom compromisso entre resposta dinâmica e rejeição de distúrbios de baixa frequência, como variações na rede. Além disso, garante que a malha de tensão opere de forma significativamente mais lenta que a malha de corrente, mantendo a hierarquia entre os laços de controle.

O ganho da planta $G_{VL}(f)$ na frequência de 10 Hz foi obtido a partir da curva de Bode gerada com os parâmetros do projeto, conforme apresentado na Figura 16. Nesse ponto, a magnitude da função foi $G_{VL}(f) = -0,26$ dB.

Sabendo-se que o ganho unitário (0 dB) deve ocorrer exatamente em f_v , o compensador precisa fornecer um ganho de aproximadamente 0,26 dB nessa frequência. A partir dessa relação, é possível estimar a capacitância de compensação utilizando a Equação 50, considerando o ganho de transcondutância do amplificador de erro da malha de tensão, cujo valor típico especificado no *datasheet* é $g_{mv} = 56 \mu S$.

$$C_{vcomp} = \frac{g_{mv} \cdot \frac{f_v}{f_{PWM,PS}}}{2 \cdot \pi \cdot f_v \cdot 10^{(0 - G_{VLdB}(f)/20)}} \quad (50)$$

$$C_{vcomp} = \frac{56 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{10}{1,068}}{2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10^{0,26/20}}$$

$$C_{vcomp} = 8 \mu F$$

Dessa forma, foi selecionado um valor comercial de $6,8 \mu F$. O resistor R_{vcomp} , conectado em série com C_{vcomp} , define a posição do zero do compensador. Para can-

celar o polo dominante do estágio de potência, o zero foi posicionado na frequência de $f_{\text{PWM,PS}} = 1,068 \text{ Hz}$. O valor correspondente é obtido por:

$$R_{\text{vcomp}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{\text{zero}} \cdot C_{\text{vcomp}}} \quad (51)$$

$$R_{\text{vcomp}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1,068 \cdot 6,8 \cdot 10^{-6}}$$

$$R_{\text{vcomp}} = 21,9 \text{ k}\Omega$$

Entretanto, foi utilizado um valor comercial de $R_{\text{vcomp}} = 13 \text{ k}\Omega$, o qual posiciona o zero do compensador em uma frequência ligeiramente mais elevada. Para completar a estrutura do compensador, foi adicionado um capacitor de desacoplamento $C_{\text{vcomp,p}}$ em paralelo com o conjunto, introduzindo um segundo polo para atenuação de ruídos em alta frequência. Esse polo foi posicionado em torno de 20 Hz, com o valor correspondente obtido por:

$$C_{\text{vcomp,p}} = \frac{C_{\text{vcomp}}}{2 \cdot \pi \cdot f_{\text{pole}} \cdot R_{\text{vcomp}} \cdot C_{\text{vcomp}} - 1} \quad (52)$$

$$C_{\text{vcomp,p}} = \frac{6,8 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 13 \cdot 10^3 \cdot 6,8 \cdot 10^{-6} - 1}$$

$$C_{\text{vcomp,p}} = 0,67 \text{ }\mu\text{F}$$

Foi então adotado o valor comercial de $0,68 \text{ }\mu\text{F}$, o qual satisfaz adequadamente o critério de posicionamento do segundo polo. Com a função de transferência da planta definida e os componentes de compensação dimensionados, é possível modelar a resposta total do sistema de controle de tensão com o compensador implementado. A função de transferência de malha aberta $G_{\text{VL,total}}(f)$ representa o ganho total da malha de tensão, incluindo o ganho resistivo de realimentação, o estágio de potência e o compensador :

$$G_{\text{VL,total}}(f) = G_{\text{FB}} \cdot G_{\text{PWM,PS}}(f) \cdot G_{\text{EA}}(f) \quad (53)$$

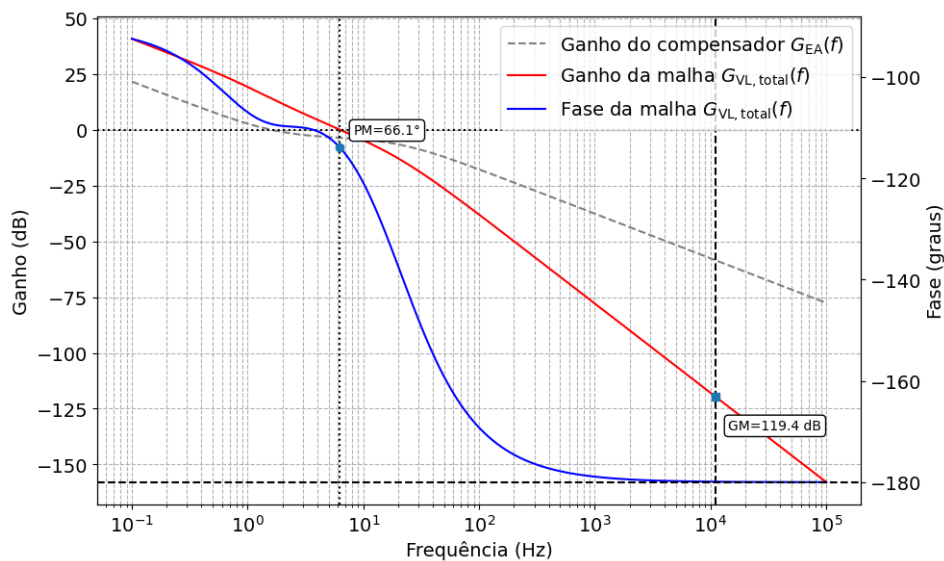
A função $G_{\text{EA}}(f)$, correspondente ao compensador, é expressa por:

$$G_{\text{EA}}(f) = g_{\text{mv}} \cdot \frac{1 + s(f) \cdot R_{\text{vcomp}} \cdot C_{\text{vcomp}}}{(C_{\text{vcomp}} + C_{\text{vcomp,p}}) \cdot s \cdot \left(1 + s(f) \cdot \frac{R_{\text{vcomp}} \cdot C_{\text{vcomp}} \cdot C_{\text{vcomp,p}}}{C_{\text{vcomp}} + C_{\text{vcomp,p}}}\right)} \quad (54)$$

A Figura 17 apresenta o diagrama de Bode da função $G_{\text{VL,cl}}(f)$, destacando a evolução do ganho e da fase do sistema com o compensador implementado. A

resposta obtida evidencia que a malha de tensão possui frequência de cruzamento em aproximadamente 6,3 Hz, valor próximo ao alvo de 10 Hz estabelecido no projeto, de modo a manter essa malha significativamente mais lenta que a de corrente. A margem de fase obtida foi de 66,1°, indicando robustez frente a variações paramétricas. Já a margem de ganho foi de 119,4 dB, valor elevado que assegura ampla estabilidade do laço.

Figura 17 – Diagrama de Bode da função de transferência em malha aberta da malha de tensão
 $G_{VL,total}(f)$



Fonte: Elaboração própria (2025)

Cabe ressaltar que, na implementação prática, foi adotado um resistor de shunt de $R_{\text{sense}} = 0,010 \, \Omega$, em substituição ao valor de $R_{\text{sense}} = 0,028 \, \Omega$ utilizado no dimensionamento inicial, como mencionado anteriormente. Para avaliar o impacto dessa alteração, foram recalculados os parâmetros M_1 , M_2 , M_3 e a frequência $f_{\text{PWM,PS}}$, de acordo com os modelos do controlador e as equações descritas. Mantiveram-se os mesmos valores de resistores e capacitores de compensação previamente definidos, e a partir disso foram gerados os diagramas de Bode. A análise em frequência mostrou que a malha de corrente manteve-se estável, ainda que com margem de fase reduzida para aproximadamente 27°. Já a malha de tensão apresentou frequência de cruzamento em torno de 9 Hz e margem de fase de 61°, confirmando o correto funcionamento da hierarquia entre os laços de controle. As margens de ganho em ambas as malhas permaneceram elevadas, indicando robustez frente a variações de ganho. Dessa forma, conclui-se que a utilização do valor implementado de R_{sense} não comprometeu a estabilidade do conversor, embora resulte em menor robustez da malha de corrente frente a dispersões paramétricas.

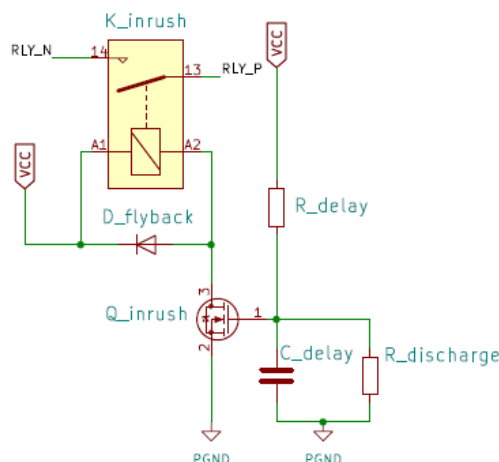
4.2.11 Circuito de Limitação de Corrente de Partida (*Inrush*)

Durante a energização de um conversor PFC, a corrente inicial requerida para carregar os capacitores eletrolíticos do barramento de saída pode atingir valores significativamente elevados. Esse fenômeno é conhecido como corrente de *inrush*, e ocorre porque, no instante da energização, os capacitores se comportam como curto-circuitos, absorvendo uma grande quantidade de energia em um curto intervalo de tempo. Se não for devidamente limitada, essa corrente pode exceder os limites de corrente suportados por componentes como a ponte retificadora, o fusível e até mesmo o próprio capacitor, podendo comprometer sua integridade e a confiabilidade do sistema.

Para evitar sobrecorrentes na energização inicial, foi implementado um circuito de limitação de corrente de partida. Esse arranjo utiliza o resistor R_{cl} , especificado em 20 Ω /7 W, do tipo fio enrolado, modelo AC07000002009JAC00, adequado para suportar pulsos de energia de curta duração característicos dessa aplicação.

O resistor é conectado em série com a entrada CA e associado a um relé, que em um primeiro momento, permanece aberto, obrigando a corrente de partida a passar por R_{cl} e, assim, limitando seu valor. Após um intervalo de tempo superior a cinco constantes de tempo, os capacitores do barramento já se encontram carregados. Sendo τ a constante que relaciona R_{cl} e C_{out} , 5τ correspondente a aproximadamente 66 ms neste projeto. A partir desse ponto, o relé pode ser acionado com segurança, fechando o contato e derivando o resistor, de modo que a corrente passe diretamente para o estágio de potência, sem causar perdas adicionais.

O acionamento do relé é realizado por meio de um transistor MOSFET do tipo canal N, que atua como chave eletrônica. O tempo de retardo necessário para o fechamento do relé é obtido a partir de uma constante de tempo RC aplicada ao gate do transistor, implementada com um resistor de 120 k Ω e um capacitor de 10 μ F. Um resistor de 221 k Ω foi adicionado entre gate e terra para descarregar o capacitor e garantir reinicialização segura. Além disso, foi inserido um diodo em paralelo com a bobina do relé, com a função de absorver a energia armazenada no campo magnético durante o desligamento, evitando sobretensões que poderiam danificar o MOSFET ou causar interferências no circuito de controle. O esquema simplificado desse circuito é apresentado na Figura 18, evidenciando os elementos fundamentais para a limitação da corrente de partida.

Figura 18 – Representação simplificada do circuito limitador de corrente de partida

Fonte: Elaboração própria (2025)

Esse arranjo representa uma solução simples e eficaz para mitigar os efeitos da corrente de *inrush*, além de preservar a durabilidade dos componentes e aumentar a confiabilidade do conversor como um todo. Sua adoção é essencial em projetos que operam diretamente com a rede elétrica e que envolvem capacitores de alta capacitância no barramento CC.

4.2.12 Driver de gate

O controlador UCC28180 possui um driver de gate integrado, capaz de fornecer até +2 A de corrente de saída e -1,5 A de corrente de entrada, o que atende à maioria das aplicações de correção do fator de potência. Entretanto, neste projeto foi adotado o driver externo UCC27517ADB, um dispositivo de baixa potência e alta velocidade, capaz de fornecer até 4 A de corrente de pico. A utilização desse componente possibilita uma comutação mais rápida do MOSFET, reduzindo as perdas de comutação e aumentando a eficiência global do conversor. Além disso, o UCC27517ADB contribui para maior imunidade a ruídos e robustez operacional do sistema.

4.2.13 Fonte auxiliar

A operação do controlador UCC28180 e dos circuitos periféricos, como o driver de *gate* da chave semicondutora e o relé do circuito de *inrush*, requer uma alimentação estável e independente do estágio principal de potência. Para atender a esses requisitos, é necessária uma fonte auxiliar dedicada, que forneça uma tensão contínua regulada de 15 V.

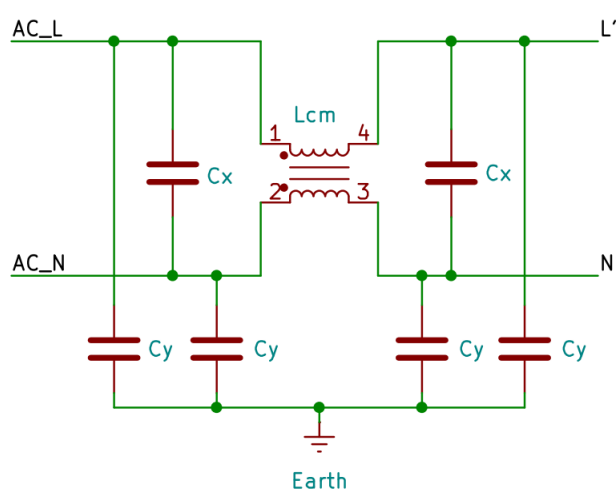
Essa fonte precisa disponibilizar corrente suficiente para alimentar adequadamente o controlador, o driver de *gate* e a bobina do relé. Considerando esses critérios, optou-se por utilizar uma fonte comercial encapsulada, modelo IRM-02-15, que fornece tensão regulada de 15 V com corrente máxima de até 133 mA e potência nominal de 2 W, atendendo plenamente às demandas do projeto. Além disso, o fabricante especifica conformidade com a norma de compatibilidade eletromagnética BS EN 55032 Classe B, sem necessidade de componentes adicionais, o que reforça a adequação desta solução para aplicação em protótipos submetidos a ensaios de emissões conduzidas e irradiadas.

4.2.14 Filtro de entrada EMI

O filtro de entrada para mitigação de Interferência Eletromagnética (EMI) tem a função de atenuar as emissões conduzidas geradas pelo conversor PFC, reduzindo o acoplamento de ruídos de alta frequência para a rede elétrica e contribuindo para a melhoria da compatibilidade eletromagnética do sistema.

A topologia do filtro de entrada, apresentada na Figura 19, é composta por dois capacitores C_x conectados entre linha e neutro, dois capacitores C_y conectados entre cada condutor e o terra, e um indutor de modo comum L_{cm} . Esse estágio é conectado diretamente entre a entrada CA e a ponte retificadora, formando uma rede de atenuação que atua simultaneamente sobre ruídos de modo diferencial e de modo comum, reduzindo as emissões conduzidas provenientes da comutação do estágio boost e contribuindo para a mitigação de interferências eletromagnéticas conduzidas.

Figura 19 – Esquemático simplificado do filtro de entrada EMI



Fonte: Elaboração própria (2025)

A função do capacitor de entrada C_x (classe X) é reduzir o ruído de modo diferencial. Seu valor foi calculado a partir da corrente de *ripple* no indutor de entrada

e do *ripple* de tensão admissível na entrada do conversor. Considerando um fator de *ripple* de tensão de alta frequência de 2% sobre a tensão retificada mínima, tem-se:

$$\begin{aligned} V_{\text{ripple,in}} &= \Delta V_{\text{ripple,in}} \cdot V_{\text{rectified,min}} \\ V_{\text{ripple,in}} &= 0,02 \cdot 264,46 \\ V_{\text{ripple,in}} &= 5,29 \text{ V} \end{aligned} \tag{55}$$

Substituindo na expressão para cálculo de C_x :

$$\begin{aligned} C_x &= \frac{I_{\text{ripple}}}{8 \cdot f_{\text{sw}} \cdot V_{\text{ripple,in}}} \\ C_x &= \frac{1,53}{8 \cdot 98000 \cdot 5,29} \\ C_x &= 0,37 \mu\text{F} \end{aligned} \tag{56}$$

Para implementação, foram utilizados dois capacitores classe X2 modelo B32923C3684M de $0,68 \mu\text{F}$ cada, garantindo ampla margem de segurança e baixa impedância para as frequências de ruído.

Os capacitores C_y selecionados são classe Y1, com capacitância de 1 nF modelo CD45-E2GA102M-VKA. Foram utilizados dois capacitores entre cada condutor e o terra. Esses componentes fornecem um caminho de baixa impedância para as correntes de modo comum, contribuindo para a atenuação das emissões conduzidas.

O indutor de modo comum utilizado, modelo 744831047068, apresenta indutância nominal de $4,7 \text{ mH}$ e elevada impedância para ruídos de modo comum acima de 150 kHz , bloqueando-os de retornar à rede elétrica sem afetar a corrente fundamental de $50/60 \text{ Hz}$.

Em operação, o capacitor C_x e a indutância de dispersão do indutor atuam na atenuação do ruído em modo diferencial, enquanto os capacitores C_y e o enrolamento de modo comum atuam sobre o ruído de modo comum. Essa configuração assegura maior imunidade a interferências externas. Em paralelo aos capacitores C_x são adicionado resistores de descarga (*bleeder resistors*), garantindo que a tensão residual nos capacitores de classe X seja eliminada rapidamente após o desligamento, atendendo aos requisitos de segurança elétrica.

Cabe destacar que, embora o projeto de referência TIDA-00443 utilize dois indutores de modo comum, neste protótipo optou-se pela utilização de apenas um, com o objetivo de simplificar a montagem e avaliar experimentalmente o desempenho do filtro em uma configuração reduzida.

4.2.15 Resumo das perdas e eficiência teórica

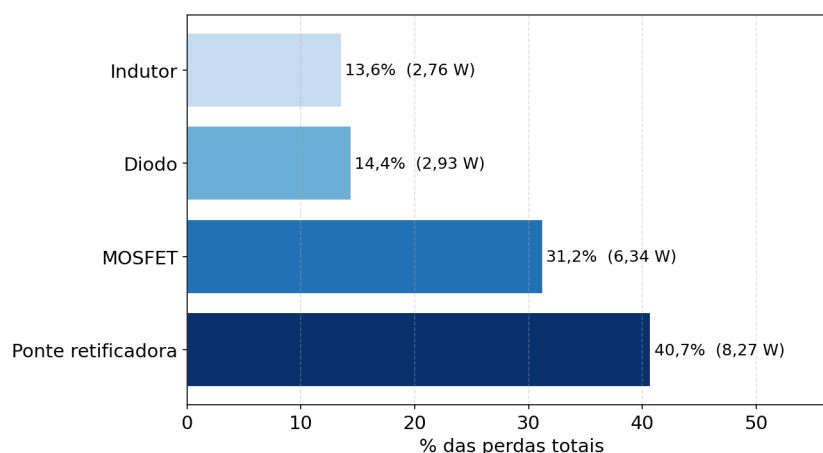
Com base nas expressões de projeto apresentadas, foram estimadas as perdas individuais nos principais componentes do conversor. A Tabela 2 apresenta as perdas absolutas e sua fração em relação à potência de saída nominal de 900 W, evidenciando que a soma das perdas corresponde a apenas 2,26% da potência total.

Tabela 2 – Perdas estimadas nos componentes principais

Componente	Perda [W]	Percentual de P_{out} [%]
Indutor	2,76	0,31
Diodo boost	2,93	0,33
MOSFET boost	6,34	0,70
Ponte retificadora	8,27	0,92
Total	20,3	2,26

A Figura 20 mostra a distribuição relativa das perdas entre os componentes, destacando que a ponte retificadora foi responsável por aproximadamente 41% das perdas do sistema, seguida pelo MOSFET com 31%.

Figura 20 – Distribuição percentual das perdas estimadas



Fonte: Elaboração própria (2025)

A soma das perdas calculadas resulta em aproximadamente 20,30 W, considerando apenas os principais componentes do conversor (MOSFET, diodo, ponte retificadora e indutor), para os quais foi possível realizar a estimativa. Assim, o rendimento teórico do conversor pode ser estimado por:

$$\eta_{teo} = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_t} = \frac{900}{900 + 20,30} \approx 97,8\%.$$

Esse valor representa a eficiência teórica do protótipo considerando as principais perdas identificadas no projeto, situando-se acima da meta de 90% inicialmente especificada para o conversor.

4.3 Simulação do estágio boost

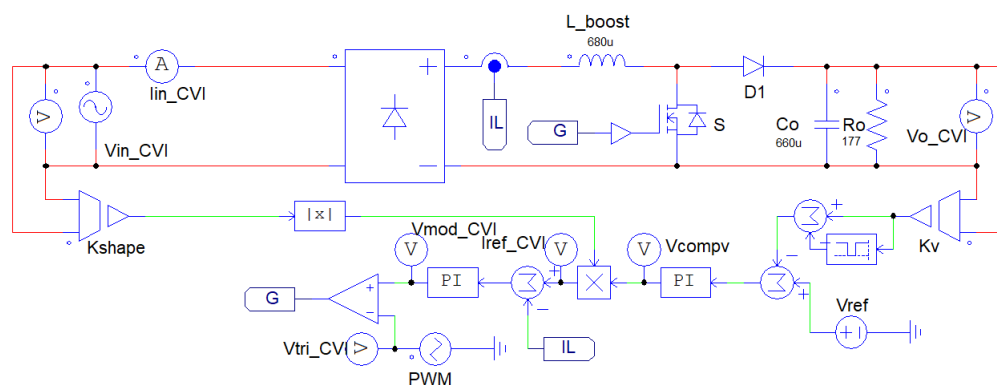
Com o objetivo de validar o funcionamento do estágio boost antes da implementação prática, foi realizada uma simulação no software PSIM, na sua versão estudantil. Como o PSIM não dispõe de um modelo nativo para o controlador UCC28180 ou similar, optou-se por simular apenas o estágio de potência do conversor boost PFC, utilizando um sistema de controle analógico simplificado com malhas de corrente e tensão implementadas separadamente.

O controle foi estruturado em duas malhas em cascata. A malha externa de tensão tem a função de regular a tensão de saída do conversor com base em uma referência (V_{ref}). O erro de tensão é processado por um controlador do tipo PI, que gera uma corrente de referência proporcional à potência desejada. Essa corrente é então multiplicada por uma forma senoidal sincronizada com a tensão da rede, resultando no sinal de referência para a malha de corrente.

Na malha interna de corrente, a corrente real do indutor é comparada com a referência modulada. O erro resultante é processado por um segundo controlador PI, cuja saída é usada como moduladora PWM por meio de comparação com uma onda triangular. Esse sinal PWM controla o MOSFET do estágio boost, garantindo a comutação adequada e a conformação da corrente de entrada.

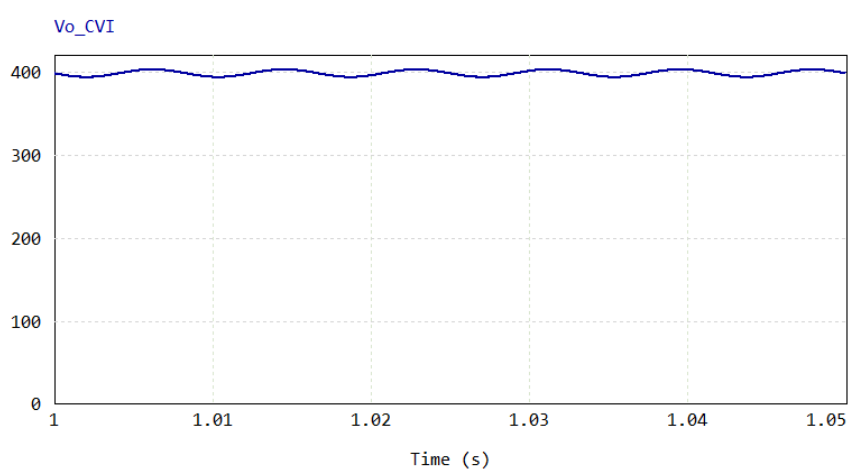
Os parâmetros dos controladores PI de cada malha foram ajustados com base nas características do conversor. Foram definidos valores para a posição do zero, ω_z , e ganho K_c de cada malha, buscando garantir estabilidade e uma resposta dinâmica adequada, caracterizada por sobressinais reduzidos e rápido tempo de acomodação frente a variações bruscas de carga. Os cálculos utilizados para definição desses parâmetros foram organizados em uma planilha desenvolvida no software SMath Studio e estão apresentados no Apêndice C.

A Figura 21 apresenta o circuito simulado no PSIM. As formas de onda obtidas, demonstradas a seguir, correspondem às condições nominais de operação do conversor, com tensão de entrada de 220 V e carga equivalente à potência de 900 W.

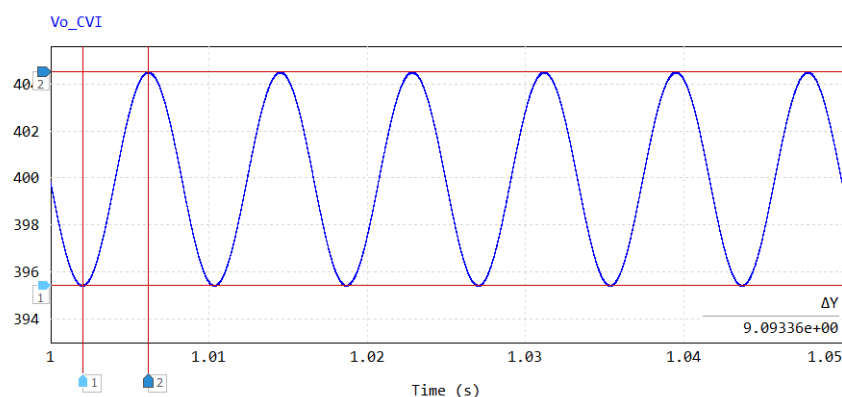
Figura 21 – Circuito do conversor boost PFC com controle analógico simulado no PSIM

Fonte: Elaboração própria (2025).

A Figura 22 exibe a estabilização da tensão de saída em regime permanente. Enquanto a Figura 23 mostra a ondulação AC presente na tensão de saída e o valor medido.

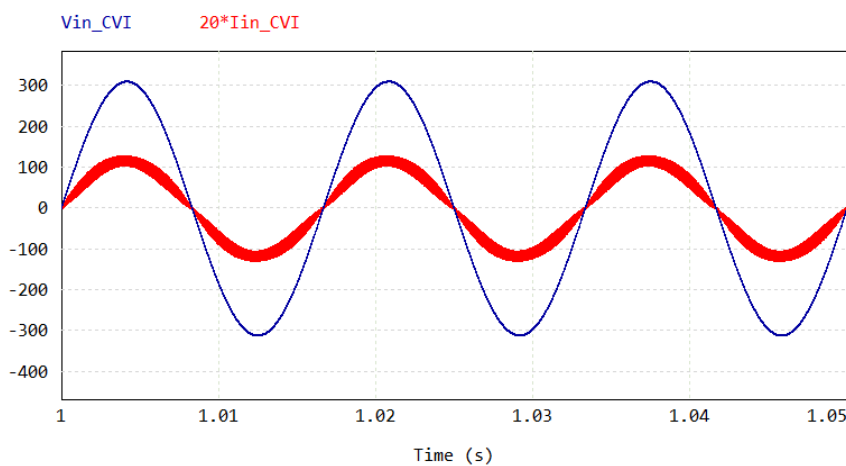
Figura 22 – Forma de onda da tensão de saída

Fonte: Elaboração própria (2025).

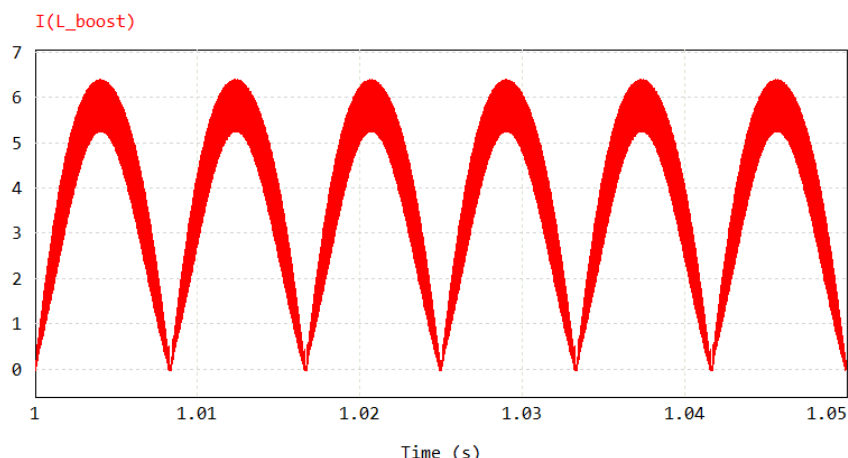
Figura 23 – Forma de onda da tensão de saída demonstrando a ondulação AC

Fonte: Elaboração própria (2025).

A Figura 24 apresenta a corrente de entrada, multiplicada por um fator de 20 vezes para melhor visualização, sobreposta à tensão da rede, evidenciando a conformação da corrente de linha com o perfil senoidal desejado. A Figura 25 apresenta a forma de onda da corrente no indutor, confirmando a operação em modo de condução contínua (CCM), como previsto no projeto.

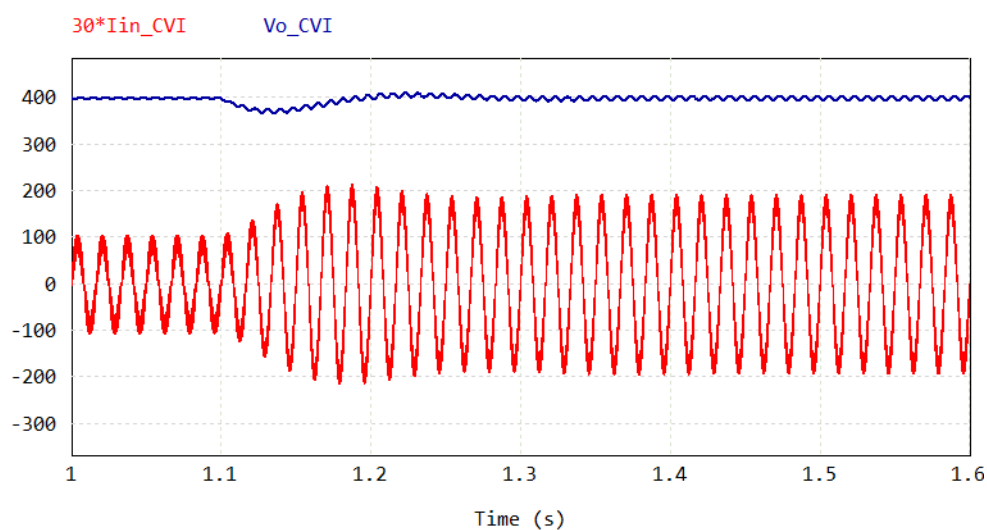
Figura 24 – Forma de onda da corrente de entrada (em vermelho, com aumento de 20 vezes) e da tensão de entrada (em azul)

Fonte: Elaboração própria (2025).

Figura 25 – Forma de onda da corrente no indutor

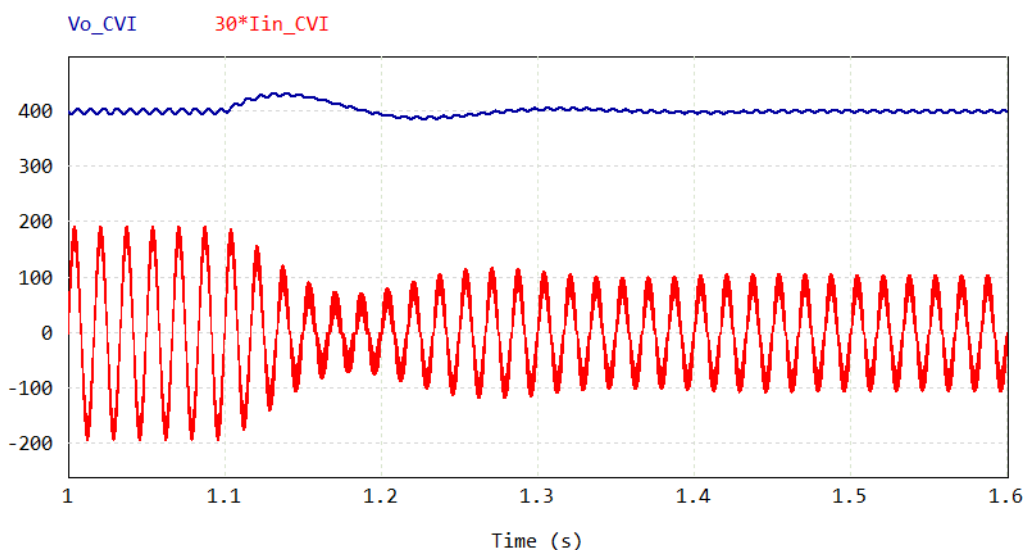
Fonte: Elaboração própria (2025).

A Figura 26 apresenta a simulação para um degrau de carga, em que a potência do conversor foi variada de 50% para 100% da carga nominal, e a Figura 27 mostra o degrau inverso, de 100% para 50% da carga. São exibidas a forma de onda da tensão de saída e da corrente de entrada, permitindo observar o comportamento dinâmico do sistema durante as variações bruscas de carga. Em ambos os casos, a forma de onda da corrente de entrada está apresentada em azul e com um fator de multiplicação de 30 vezes para melhor visualização.

Figura 26 – Forma de onda da tensão de saída (em azul) e da corrente de entrada (em vermelho, multiplicada por 30 vezes) para degrau de carga de 50% para 100%

Fonte: Elaboração própria (2025).

Figura 27 – Forma de onda da tensão de saída (em azul) e da corrente de entrada (em vermelho, multiplicada por 30 vezes) para degrau de carga de 100% para 50%

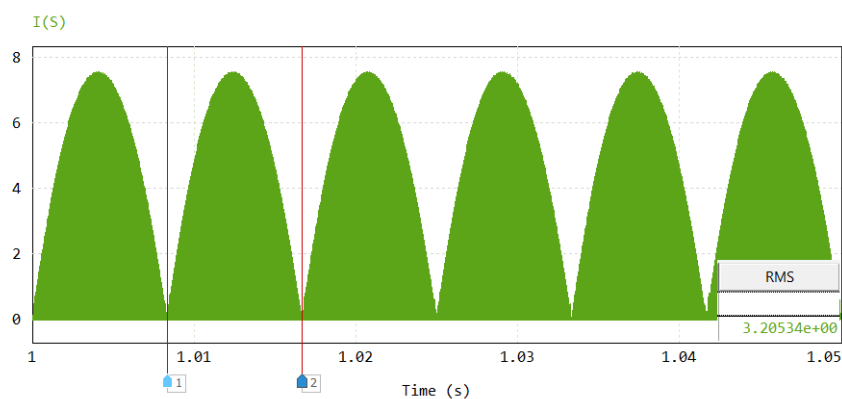


Fonte: Elaboração própria (2025).

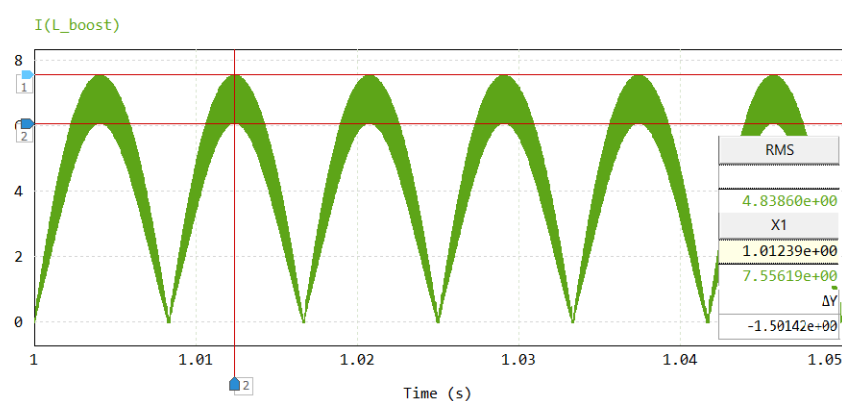
Analisando as formas de onda da Figura 26, observa-se que, diante do aumento de carga, a tensão de saída apresentou uma queda de 8,1%, seguida de um pequeno sobressinal de 2,75%, retornando ao valor nominal de 400 V em cerca de 280 ms. Já a Figura 27, referente ao degrau inverso, mostra que a tensão de saída apresentou um sobressinal de 8,2%, seguido de uma queda de 3,6%, retornando à média de 400 V em cerca de 341 ms. Esses resultados indicam que o controle foi capaz de restaurar a regulação do barramento dentro de limites aceitáveis de variação e tempo de acomodação. Em ambos os casos, a corrente de entrada manteve-se aproximadamente senoidal e em fase com a tensão da rede durante os transitórios, demonstrando a adequada atuação da malha de corrente mesmo sob variações bruscas de carga.

Para confrontar os valores teóricos com os obtidos em simulação, foram apuradas as correntes nos principais componentes com tensão de entrada de 187 V RMS e potência nominal de 900 W, que corresponde à condição de corrente mais elevada. Em todas as leituras, os valores relevantes para comparação foram extraídos utilizando os cursores do simulador.

A Figura 28 apresenta a forma de onda da corrente no MOSFET ($I_{ds,rms}$), juntamente com o valor RMS obtido. A Figura 29 mostra a corrente no indutor com os valores RMS, de pico ($I_{L,peak,max}$) e a ondulação de alta frequência ($I_{L,ripple}$).

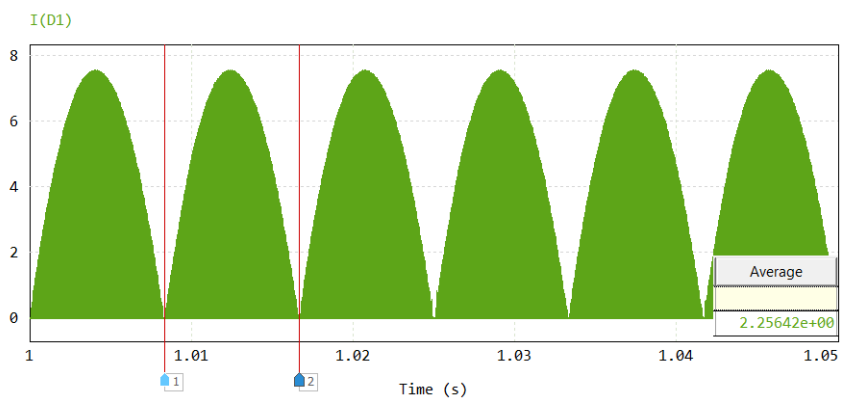
Figura 28 – Forma de onda da corrente no MOSFET com tensão de entrada 187 V

Fonte: Elaboração própria (2025).

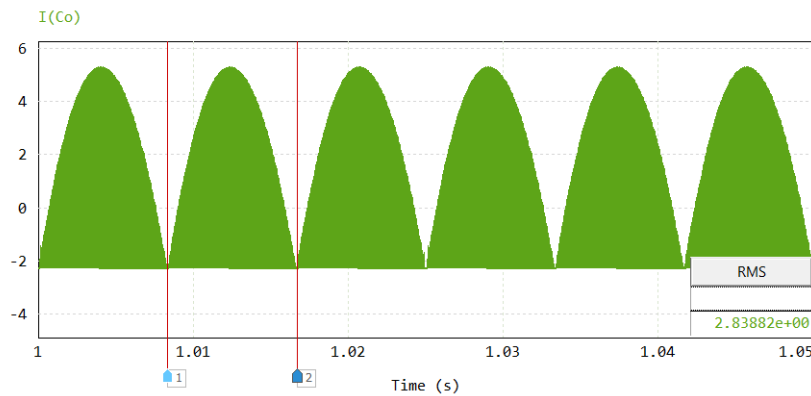
Figura 29 – Forma de onda da corrente no indutor com tensão de entrada de 187 V

Fonte: Elaboração própria (2025).

A Figura 30 exibe a corrente no diodo e seu valor médio ($I_{d,avg}$). Por fim, a Figura 31 apresenta a corrente no capacitor de saída com a leitura RMS ($I_{c,out,rms}$).

Figura 30 – Forma de onda da corrente no diodo com tensão de entrada de 187 V

Fonte: Elaboração própria (2025).

Figura 31 – Forma de onda da corrente no capacitor com tensão de entrada de 187 V

Fonte: Elaboração própria (2025).

A Tabela 3 apresenta a comparação entre os valores calculados pelas equações de projeto e os valores obtidos em simulação. Observa-se boa coerência entre cálculo e simulação, o que valida a metodologia empregada. A maior discrepância ocorre na corrente de pico do indutor, com erro de ordem de 10%, explicada pelo fato de a equação depender da corrente de entrada máxima estimada a partir do rendimento de projeto ($\eta = 90\%$). Como as perdas não são consideradas na simulação ideal, o rendimento efetivo é superior, reduzindo a corrente de entrada estimada e, consequentemente, o valor de $I_{L,peak,max}$ calculado.

Tabela 3 – Comparação dos valores teóricos e simulados

Parâmetro	Valor calculado	Valor simulado
$V_{out,ripple,pp}$	9,04 V	9,09 V
$I_{ds,rms}$	3,19 A	3,20 A
$I_{L,ripple}$	1,53 A	1,5 A
$I_{L,peak,max}$	8,4 A	7,56 A
$I_{D,avg}$	2,25 A	2,26 A
$I_{cout,rms}$	2,82 A	2,84 A

Fonte: Elaboração própria (2025).

4.4 Layout e fabricação da placa de circuito impresso

A etapa de layout e fabricação da placa de circuito impresso (PCI) foi essencial para a implementação prática do conversor PFC boost. Esta seção descreve as técnicas de projeto aplicadas ao desenvolvimento do layout, bem como o processo de fabricação e montagem do protótipo.

4.4.1 Técnicas de layout aplicadas

O layout da placa de circuito impresso (PCI) foi desenvolvido no software KiCad, utilizando uma placa de face dupla e considerando boas práticas aplicadas em conversores boost operando em modo de condução contínua (CCM). O projeto foi conduzido com foco na integridade de sinal, controle de interferência eletromagnética e robustez elétrica, seguindo orientações da nota de aplicação TIDA-00443 da Texas Instruments (2015).

Com base nesses critérios, adotou-se estratégias como a separação entre os blocos de potência e de controle, minimizando o acoplamento de ruído entre trilhas com comutação rápida e os sinais sensíveis. Além disso, as trilhas do *loop* de comutação, envolvendo o indutor, o MOSFET e o diodo, foram mantidas curtas e com largura adequada, reduzindo perdas resistivas e indutância parasita. O driver de gate foi posicionado próximo ao transistor de potência, contribuindo para tempos de comutação reduzidos e menor suscetibilidade a oscilações.

Os capacitores de desacoplamento foram posicionados próximos aos pinos de alimentação dos circuitos integrados, com o objetivo de reduzir a área do laço de alimentação e melhorar a supressão de ruído. Os caminhos dos sinais de realimentação de corrente e tensão foram cuidadosamente projetadas, buscando manter distância das trilhas de potência e evitando interferência nas medições.

Outra técnica adotada no projeto foi a segmentação do plano de GND entre a referência de potência e a referência da malha de controle, com conexão em ponto único. Essa abordagem evita laços de GND indesejados e contribui para a estabilidade da malha de controle.

O layout completo da placa de circuito impresso, com todos os blocos do sistema e as rotas detalhadas, encontra-se apresentado no Apêndice B deste trabalho.

4.4.2 Fabricação e montagem do protótipo

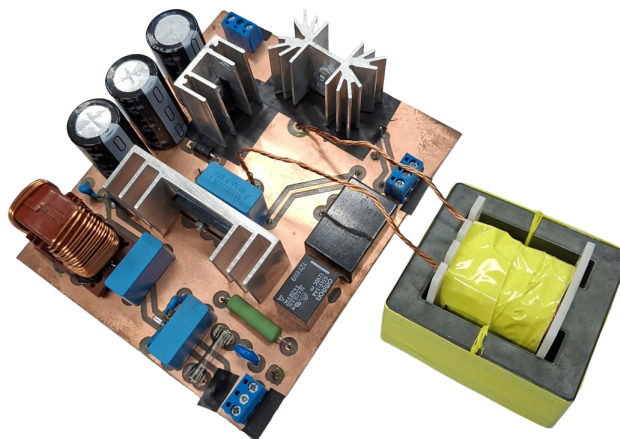
A fabricação da placa de circuito impresso foi realizada no Instituto Federal de Santa Catarina (IFSC), utilizando o processo de fresagem CNC. Esse método consiste na remoção mecânica do cobre excedente da placa através de uma fresa controlada por computador, o que permite a produção de protótipos de forma precisa e sem a necessidade de processos químicos.

Para otimizar o tempo de usinagem e garantir a integridade elétrica e térmica do circuito, foi adotada uma malha de GND na camada superior da placa. A montagem dos componentes foi realizada de forma manual, por meio de soldagem convencional.

A Figura 32 apresenta a placa completamente montada, representando o

resultado final da etapa de fabricação do protótipo.

Figura 32 – Protótipo do conversor boost PFC montado



Fonte: Elaboração própria (2025).

4.5 Procedimentos de teste e equipamentos utilizados

Os ensaios experimentais do conversor boost PFC foram realizados no Laboratório de Pesquisa em Processamento Eletrônico de Energia (LPEE) do IFSC. O objetivo foi validar o funcionamento do protótipo em condições reais de operação, analisar a resposta do sistema sob diferentes cargas e tensões de entrada e aferir os principais parâmetros elétricos de interesse. Para isso, foram definidos os procedimentos de teste e selecionados os equipamentos necessários para a avaliação do desempenho do conversor.

O circuito foi alimentado por uma fonte de tensão CA programável da marca Supplier, exibida na Figura 33.

Figura 33 – Fonte de tensão CA programável utilizada nos testes do protótipo

Fonte: Elaboração própria (2025).

A fonte possui recurso de controle de rampa de subida de tensão, fundamental nos ensaios iniciais, especialmente porque, nesse momento, o circuito de limitação de corrente de partida ainda não estava em funcionamento. Para preservar a integridade do protótipo nesses testes, foi configurado um tempo de rampa de 10 segundos na tensão de entrada, o que reduziu os picos de corrente associados à energização dos capacitores do barramento.

A alimentação do circuito de controle e do driver de gate foi realizada por uma fonte de bancada externa, modelo PS4100 da ICEL, mostrada na Figura 34, fornecendo 15 V regulados. Essa alimentação auxiliar foi utilizada durante os testes iniciais, de forma a validar o funcionamento da etapa principal do conversor antes da integração da fonte IRM-02-15 ao protótipo.

Figura 34 – Fonte de tensão CC PS4100 utilizada para alimentação inicial dos circuitos integrados do protótipo

Fonte: Elaboração própria (2025).

Para observação das formas de onda e análise dos sinais de tensão e corrente, utilizou-se um osciloscópio da marca Tektronix, modelo MDO4054B-3, apre-

sentado na Figura 35. O equipamento foi alimentado por meio de um transformador isolador, garantindo a segurança nas medições e a proteção do sistema de aquisição.

Figura 35 – Osciloscópio MDO4054B-3 utilizado para obtenção dos resultados experimentais no protótipo



Fonte: Elaboração própria (2025).

As medições de alta tensão foram realizadas com a sonda diferencial Tektronix P5200, enquanto a corrente foi monitorada com a sonda de corrente Tektronix TCP202A, permitindo medições isoladas e precisas em tempo real. Ambas as ponteiros de medição são exibidas na Figura 36. Ao longo dos ensaios também foram utilizados multímetros digitais para medições auxiliares de corrente, tensão e verificação de pontos críticos do circuito.

Figura 36 – Sonda diferencial de tensão e sonda de corrente utilizadas para obtenção dos resultados experimentais no protótipo



Fonte: Elaboração própria (2025).

O sistema foi testado sob diferentes condições de carga. Foram utilizadas cinco cargas resistivas variáveis de 100 Ω e 500 W, conectadas em série, conforme mostrado na Figura 37. Essa configuração permitiu ampla variação da resistência e, consequentemente, da potência consumida. Para testes em potências mais baixas,

especialmente até 200 W, utilizou-se uma carga eletrônica da marca Keithley, modelo 2380-500-15, ilustrada na Figura 38, operando no modo de corrente constante (CC).

Figura 37 – Conjunto de cargas resistivas variáveis utilizadas para obtenção de resultados experimentais do protótipo



Fonte: Elaboração própria (2025).

Figura 38 – Carga eletrônica 2380-500-15 utilizada para obtenção de resultados experimentais do protótipo



Fonte: Elaboração própria (2025).

As formas de onda obtidas, os dados coletados e as análises comparativas serão apresentados no Capítulo 5. As subseções a seguir descrevem os procedimentos adotados e os instrumentos utilizados em testes específicos realizados para avaliação do desempenho do conversor em diferentes condições de operação.

4.5.1 Equipamentos e procedimentos para avaliação térmica

Durante os testes em regime permanente, foram monitoradas as temperaturas dos principais componentes do conversor, com o objetivo de avaliar o desempenho térmico do projeto. As medições foram realizadas em condições ambientes, com temperatura de aproximadamente 23°C, e sem gabinete no protótipo, garantindo dissipação natural para o ar.

Foram utilizados dois métodos complementares de medição: um termômetro infravermelho Fluke VT04A, e sensores tipo termopar conectados a um multímetro digital. Os termopares foram posicionados diretamente sobre os encapsulamentos ou superfícies metálicas dos seguintes componentes: transistor MOSFET de potência, diodo boost, capacitor eletrolítico de saída e o núcleo do indutor.

4.5.2 Procedimentos de medição e cálculo de desempenho elétrico

Durante os testes, além da análise das formas de onda, foram coletadas informações relacionadas à qualidade da energia na entrada do conversor, como fator de potência (FP), potência ativa e aparente. Esses parâmetros foram monitorados com o uso de um analisador de potência PA1000 da Tektronix, adequado para medições monofásicas de precisão, ilustrado na Figura 39.

Figura 39 – Analisador de potência PA1000 utilizado para obtenção dos resultados experimentais do protótipo



Fonte: Elaboração própria (2025).

O equipamento foi conectado diretamente à entrada do conversor. As entradas de tensão do PA1000 foram ligadas em paralelo aos terminais de saída da fonte CA programável, enquanto as entradas de corrente foram conectadas em série com o condutor de fase, permitindo assim a medição precisa das grandezas elétricas de entrada.

Devido a falta de um analisador de potência de dois ou mais canais no LPEE, para o cálculo do rendimento do conversor, a potência de entrada foi obtida diretamente pelo PA1000, enquanto a potência de saída foi determinada a partir da multiplicação da tensão e corrente medidas com multímetros digitais conectados ao barramento CC.

Além dessas medições, foi avaliada a regulação de tensão do barramento CC em relação ao valor nominal de 400 V. Para isso, utilizou-se a tensão de saída medida com os multímetros digitais, aplicando a Equação 57.

$$Reg.\% = \frac{V_{out} - 400}{400} \cdot 100 \quad (57)$$

Esse índice permite quantificar a variação percentual da tensão de saída em relação ao valor de referência, servindo como parâmetro para avaliar a estabilidade do conversor sob diferentes condições de operação.

A configuração geral de medição, incluindo o analisador de potência e os instrumentos utilizados para monitorar a saída do conversor, é mostrada na Figura 40.

Figura 40 – Montagem experimental para medição de fator de potência e rendimento



Fonte: Elaboração própria (2025).

4.5.3 Procedimento para medição de emissão conduzida

Os testes de emissão conduzida foram realizados no Laboratório de Compatibilidade Eletromagnética (LabCEM) do IFSC, com o objetivo de verificar se o conversor atende aos limites estabelecidos pela norma CISPR 11, Classe A, destinada a equipamentos industriais.

A montagem experimental foi feita sobre uma mesa de madeira, como recomendado pela norma, com um plano de terra metálico disposto sob a área de teste e conectado ao sistema de aterramento do laboratório. A alimentação do conversor foi fornecida por um variador de tensão CA monofásico, apresentado na Figura 41, que por sua vez estava isolado da rede elétrica por meio de um transformador de isolamento, a fim de garantir um ambiente de medição mais controlado. O uso do variador de tensão CA monofásico foi particularmente importante nesta etapa, pois permitiu elevar gradualmente a tensão de entrada, evitando correntes de partida excessivas em função da ausência inicial do circuito de *inrush*.

Figura 41 – Variador de tensão CA monofásico utilizado para regular a tensão de alimentação utilizado para obtenção dos resultados experimentais de compatibilidade eletromagnética do protótipo

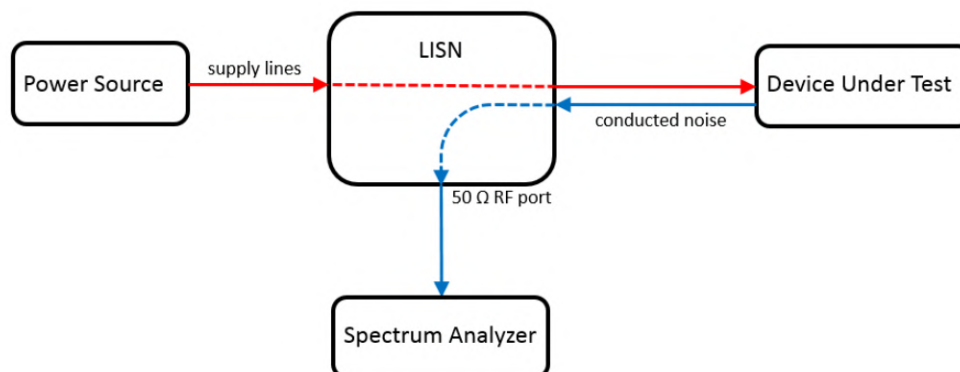


Fonte: Elaboração própria (2025).

Para a aquisição dos sinais de EMI conduzida, foi utilizada uma rede de estabilização de impedância (LISN), conectada entre a fonte de alimentação e a entrada do conversor. Esse dispositivo tem a função de estabelecer uma impedância padronizada e constante na linha de alimentação, o que é fundamental para garantir a reprodutibilidade das medições. Além disso, a LISN atua como um elemento de separação entre o circuito em teste e a rede, impedindo que perturbações externas afetem os resultados e direcionando os sinais de interferência gerados pelo equipamento ao sistema de medição.

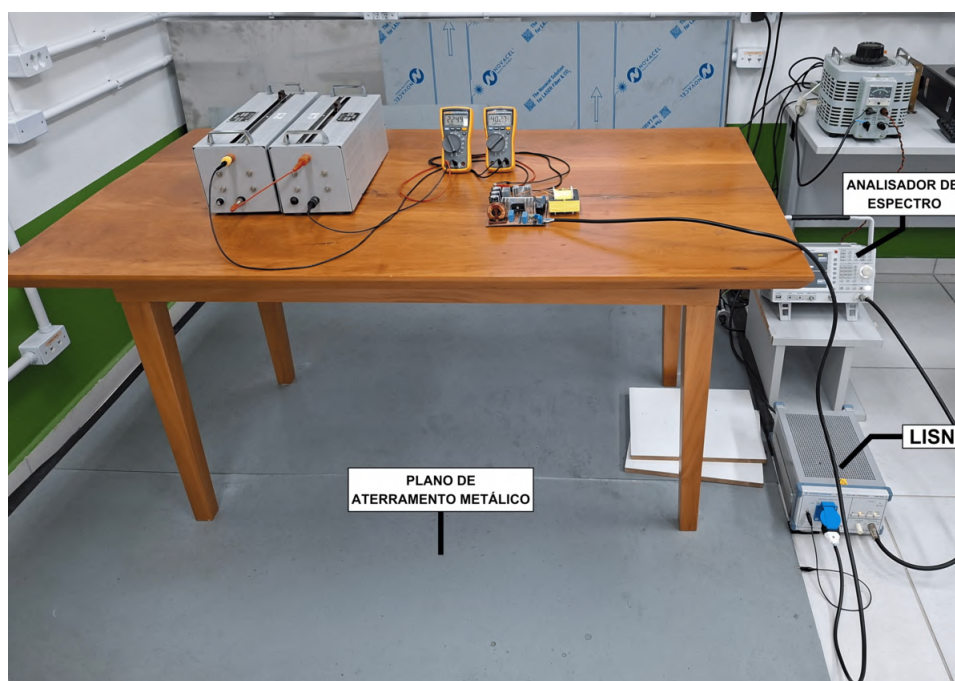
As emissões foram analisadas por meio de um analisador de espectro com capacidade para ensaios de compatibilidade eletromagnética, configurado para varrer a faixa de frequência de 150 kHz a 30 MHz, conforme especificado pela norma. O conjunto formado por LISN e analisador possibilitou a observação dos distúrbios conduzidos presentes nas linhas de alimentação do conversor.

A Figura 42 apresenta o diagrama esquemático do ensaio de emissão conduzida, ilustrando a conexão entre a fonte de energia (*Power Supply*), a rede de estabilização de impedância de linha (LISN), o dispositivo em teste (*Device Under Test – DUT*) e o analisador de espectro (*Spectrum Analyzer*).

Figura 42 – Diagrama esquemático do ensaio de emissão conduzida

Fonte: Mayerhofer (2022).

Durante os testes, o protótipo operou na condição nominal de potência, com duas cargas resistivas conectadas à saída do barramento CC. Para assegurar que os testes ocorressem sob carga adequada, foram realizadas medições de tensão e corrente com multímetros digitais, de forma a confirmar a potência de operação. A configuração utilizada para os ensaios de emissão conduzida, com indicação dos principais componentes do arranjo de ensaio, é apresentada na Figura 43.

Figura 43 – Configuração experimental para os ensaios de emissão conduzida

Fonte: Elaboração própria (2025).

4.5.4 Procedimento para medição do conteúdo harmônico da corrente

O objetivo desta medição foi determinar as amplitudes das componentes harmônicas da corrente de entrada do conversor PFC e verificar a conformidade com os limites estabelecidos pela norma IEC 61000-3-2 Classe A. Essa norma define os valores máximos admissíveis para correntes harmônicas injetadas na rede elétrica por equipamentos de baixa tensão, visando manter a qualidade da energia e assegurar compatibilidade eletromagnética.

O conversor desenvolvido se enquadra na Classe A da IEC 61000-3-2, destinada a equipamentos monofásicos de uso geral com corrente de entrada de até 16 A por fase, aptos à conexão em redes CA públicas de baixa tensão. Além de atender a requisitos regulatórios, a análise harmônica é essencial para avaliar a eficiência do estágio de correção de fator de potência, uma vez que níveis elevados de distorção podem comprometer a eficiência global do sistema e gerar interferências em outros dispositivos conectados à rede. A Tabela 4 apresenta os limites máximos para algumas ordens harmônicas dessa categoria.

Tabela 4 – Limites para equipamentos Classe A segundo a IEC 61000-3-2

Ordem harmônica (n)	Corrente harmônica máxima permitida (A)
Harmônicos ímpares	
3	2,30
5	1,14
7	0,77
9	0,40
11	0,33
13	0,21
$15 \leq n \leq 39$	$0,15 \times (15/n)$
Harmônicos pares	
2	1,08
4	0,43
6	0,30
$8 \leq n \leq 40$	$0,23 \times (8/n)$

Fonte: Adaptado de Sakthivel, Das e Kini (2003).

Os ensaios foram conduzidos com o analisador de potência Tektronix PA1000, configurado para analisar a corrente de entrada e decompor suas componentes harmônicas até a quadragésima ordem.

As medições cobriram os três valores eficazes de tensão de entrada definidas como representativas do ambiente de operação do equipamento, sendo estas 187 V para tensão mínima, 220 V para tensão nominal e 253 V para tensão máxima. Para cada valor de alimentação, foram analisadas três condições de carga distintas,

correspondendo aproximadamente à carga total (potência nominal), carga parcial em torno de 50% da potência e carga leve de cerca de 10% da potência nominal.

A seleção dessas condições teve como objetivo representar situações potencialmente críticas para o desempenho harmônico, como a operação em carga leve associada à tensão máxima de entrada, cenário no qual o controlador PFC tende a operar com corrente reduzida e maior distorção harmônica relativa.

Em cada combinação de tensão e carga, foram salvos três registros consecutivos contendo todos os dados necessários, exportados pelo analisador PA1000 no formato CSV. Essa abordagem permitiu calcular a média das amplitudes harmônicas, reduzindo a influência de oscilações transitórias que poderiam comprometer a precisão da avaliação de conformidade.

Embora o foco principal fosse a verificação das harmônicas individuais frente aos limites normativos, também foi calculada a Distorção Harmônica Total (THD) como indicador global da qualidade da corrente, empregando a Equação 58.

$$THD(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^N I_n^2}}{I_1} \times 100 \quad (58)$$

Onde I_1 corresponde ao valor eficaz da componente fundamental, I_n representa o valor eficaz da corrente na n -ésima harmônica e N é o número total de harmônicas consideradas, que neste caso foi igual a ordem 40.

Os arquivos no formato CSV obtidos foram processados em ambiente Python, utilizando bibliotecas específicas para análise numérica e visualização gráfica. Esse procedimento permitiu automatizar o cálculo das médias, determinar a THD a partir das 40 harmônicas medidas e gerar os gráficos comparativos apresentados no Capítulo 5.

4.5.5 Procedimento para o ensaio de resposta a degrau de carga

O ensaio de resposta a degrau de carga foi realizado com o objetivo de avaliar o comportamento dinâmico do conversor PFC diante de variações abruptas na potência solicitada pela carga, tanto no sentido de aumento quanto de redução. Nos testes, a potência variou de aproximadamente 43% (389,3 W) para 100% (913,8 W) no degrau ascendente e de 100% (913,8 W) para 43% (389,3 W) no degrau descendente.

Para viabilizar essas variações, foram utilizadas cargas resistivas variáveis. Na condição de menor potência, empregou-se um conjunto de quatro cargas em série, totalizando aproximadamente 400 Ω . Para a condição de potência máxima, adicionou-se em paralelo a esse conjunto um segundo arranjo resistivo de aproximadamente

320 Ω , também constituído por cargas resistivas, resultando em uma resistência equivalente de 177,77 Ω .

A captura das formas de onda foi realizada com um osciloscópio Tektronix MDO4054B-3, configurado no modo *Single* para registrar um único evento, com o disparo (*trigger*) ajustado para detectar a variação abrupta da corrente de saída. Essa configuração permitiu interromper automaticamente a aquisição no instante em que o degrau de carga ocorreu, garantindo o registro preciso da resposta transitória do conversor.

5 APRESENTAÇÃO DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Este capítulo apresenta os resultados experimentais do protótipo do conversor boost PFC, obtidos conforme os procedimentos descritos no Capítulo 4. Os ensaios avaliaram o desempenho estático e dinâmico, considerando fator de potência, rendimento, THD da corrente de entrada, resposta a transientes e compatibilidade eletromagnética. A análise visa validar os critérios de dimensionamento, verificar o atendimento às especificações e identificar oportunidades de melhoria para futuras versões.

5.1 Desempenho em regime permanente

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais obtidos com o conversor operando em regime permanente, avaliando seu desempenho em duas condições distintas. Na primeira, a carga é variada mantendo-se a tensão de entrada nominal em 220 V RMS. Na segunda, a tensão de entrada é alterada entre os limites mínimo e máximo especificados, mantendo-se a potência nominal de saída. Cabe destacar que, durante estes ensaios, a fonte de bancada CC mencionada no capítulo anterior foi empregada na alimentação dos circuitos integrados do protótipo.

5.1.1 Resultados experimentais com variação de carga

Os ensaios em regime permanente com variação de carga foram realizados mantendo a tensão de entrada aproximadamente em 220 V RMS e ajustando a potência de saída entre 100 W e 900 W. O objetivo destes testes foi avaliar o comportamento do conversor em diferentes níveis de carga. A Tabela 5 apresenta os principais parâmetros de desempenho obtidos nessas condições, incluindo fator de potência, rendimento (η) e regulação de tensão em relação a tensão de saída nominal.

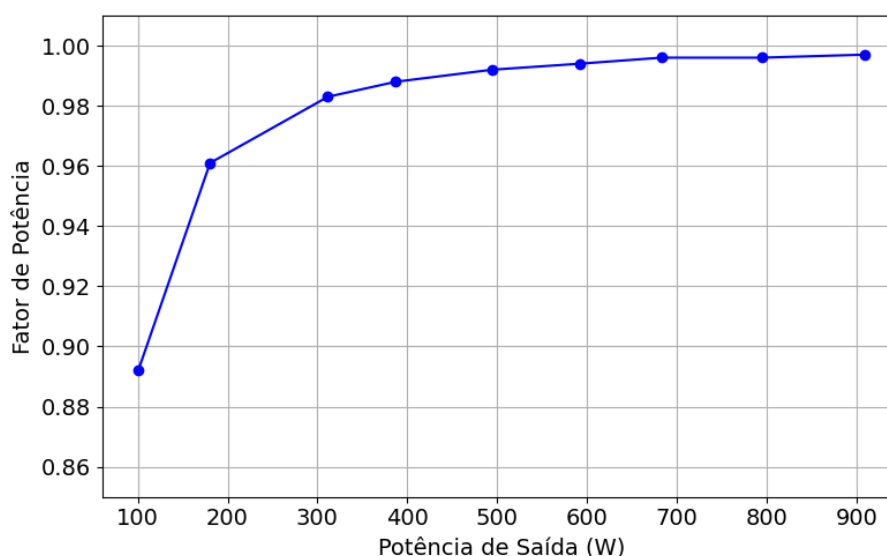
Tabela 5 – Desempenho do conversor boost PFC com variação de carga

P_{in} (W)	P_{out} (W)	V_{out} (V)	FP	η (%)	Reg. (%)
104,35	100,50	402	0,892	96,31	0,50
185,88	180,50	402	0,961	97,10	0,50
319,70	311,63	402,1	0,983	97,47	0,53
397,40	387,32	402,2	0,988	97,46	0,55
507,40	494,71	402,2	0,992	97,50	0,55
607,50	592,18	402,3	0,994	97,48	0,58
701,20	682,87	402,4	0,996	97,39	0,60
815,10	795,14	402,4	0,996	97,55	0,60
935,80	908,67	402,6	0,997	97,10	0,65

Fonte: Elaboração própria (2025).

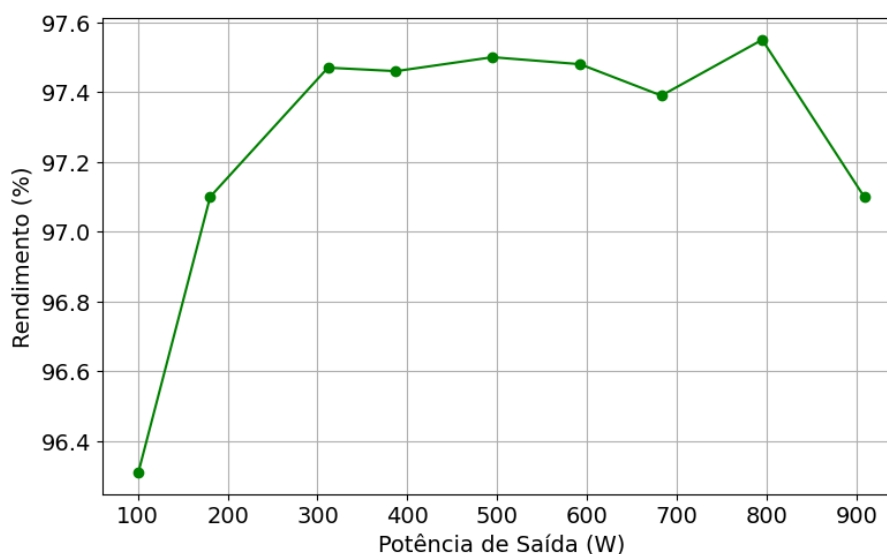
Com base nesses resultados, verifica-se que o fator de potência aumentou progressivamente com a potência de saída, variando de 0,892 em 100 W até 0,997 na maior potência medida, 908 W. Esse comportamento é característico de conversores operando em modo de condução contínua (CCM), nos quais a corrente de entrada tende a acompanhar a forma de onda da tensão de entrada e permanecer em fase com ela à medida que a potência processada aumenta. A Figura 44 ilustra essa evolução, evidenciando a aproximação do fator de potência a valores próximos da unidade.

Figura 44 – Fator de potência em função da potência de saída



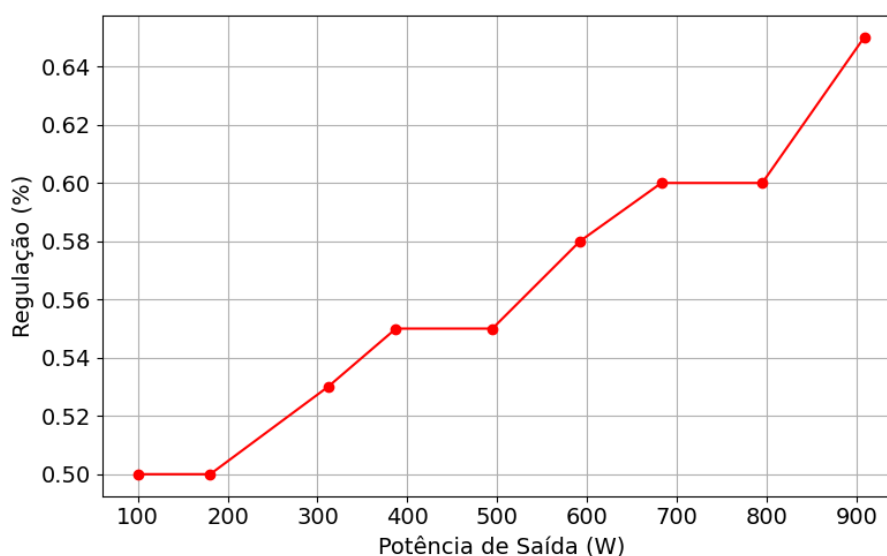
Fonte: Elaboração própria (2025).

O rendimento variou de 96,31% na menor potência avaliada até 97,55% em torno de 800 W, mantendo-se acima de 96% em toda a faixa de operação. Na potência nominal de 900 W, o rendimento obtido foi de 97,10%, conforme ilustrado na Figura 45. Esses resultados evidenciam baixas perdas nos componentes e elevada eficiência global do conversor, atendendo com folga à meta de projeto de alcançar rendimento superior a 90%. Além disso, observa-se que o valor experimental obtido está próximo da eficiência teórica estimada (97,8%), apesar de o cálculo analítico contemplar apenas os principais componentes.

Figura 45 – Rendimento em função da potência de saída

Fonte: Elaboração própria (2025).

Quanto a regulação, verificou-se que a tensão apresentou variação máxima de 0,6 V entre os extremos de carga, equivalente a 0,65% em relação à tensão nominal de 400 V. Considerando a tolerância de projeto de $\pm 2\%$, esse resultado evidencia que a saída permaneceu estável e dentro do limite especificado, confirmando a eficácia da malha de controle de tensão implementada com o UCC28180. A Figura 46 apresenta a variação percentual da regulação em função da potência de saída.

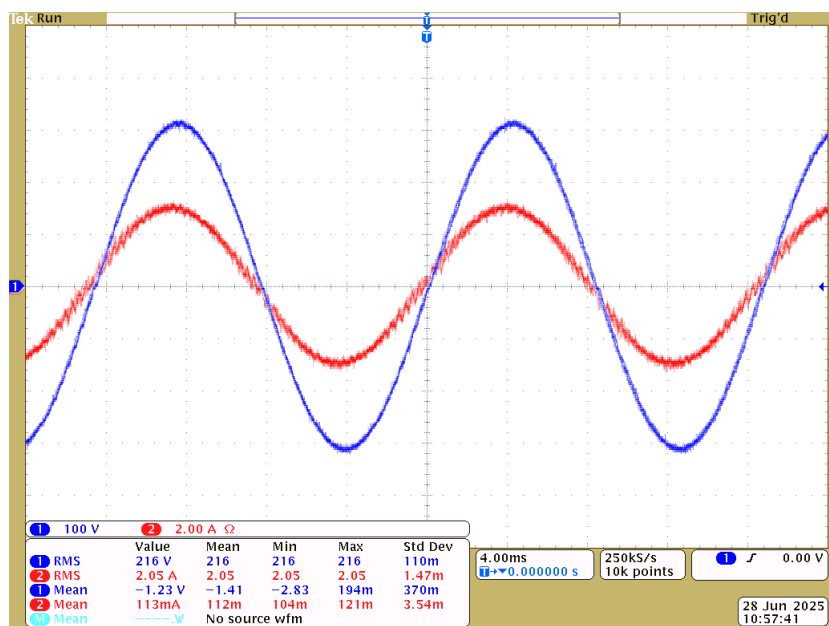
Figura 46 – Regulação de tensão em função da potência de saída

Fonte: Elaboração própria (2025).

Para complementar a análise dos resultados numéricos apresentados, foram registradas formas de onda para diversos pontos de operação ao longo da faixa de carga, com o objetivo de avaliar o comportamento do conversor em diferentes condições. Neste trabalho, são apresentadas duas potências representativas, correspondentes a 450 W (carga intermediária) e 900 W (carga nominal), de modo a ilustrar o desempenho do conversor em pontos característicos da faixa de operação. Em todas as figuras a seguir, as formas de onda em vermelho correspondem às correntes e as formas de onda em azul correspondem às tensões, conforme padrão adotado nas medições.

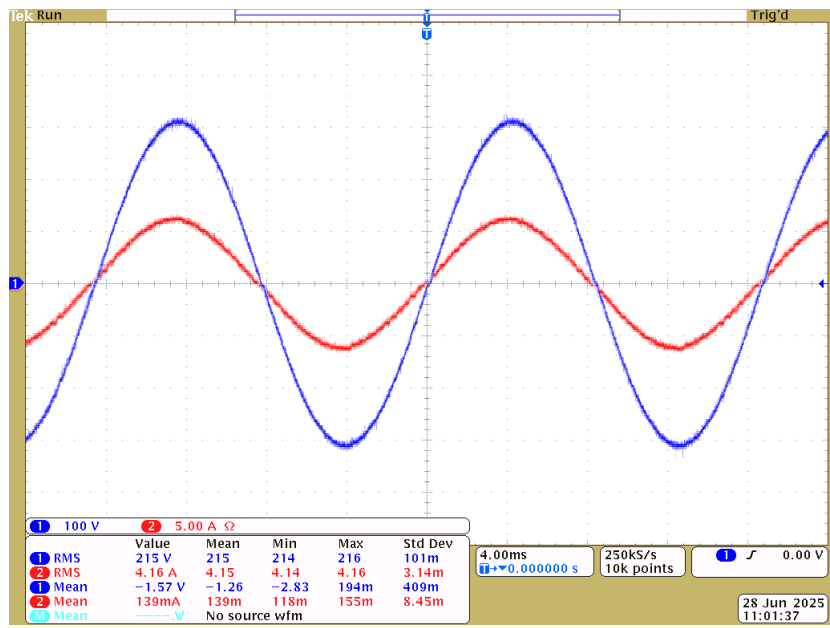
As Figuras 47 e 48 apresentam, respectivamente, as formas de onda de tensão e corrente de entrada para 450 W e para 900 W, com tensão de alimentação de 220 V RMS. Observa-se, em ambas as condições, que a corrente de entrada apresenta característica senoidal e bom alinhamento de fase com a tensão de entrada, condizente com os altos valores de fator de potência obtidos.

Figura 47 – Forma de onda da tensão e corrente de entrada do retificador PFC pra 450 W e 220 V



Fonte: Elaboração própria (2025).

Figura 48 – Forma de onda da tensão e corrente de entrada do retificador PFC pra 900 W e 220 V



Fonte: Elaboração própria (2025).

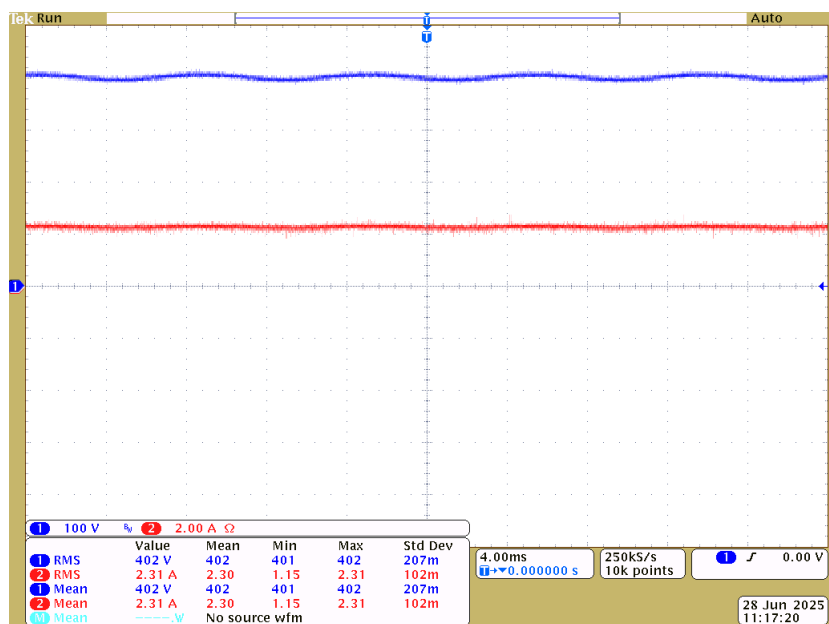
As Figuras 49 e 50 mostram as formas de onda de tensão e corrente de saída para as mesmas condições de carga, evidenciando a estabilidade da tensão de saída e o baixo ripple, independentemente da potência processada.

Figura 49 – Forma de onda da tensão e corrente de saída do retificador PFC pra 450 W e 220 V



Fonte: Elaboração própria (2025).

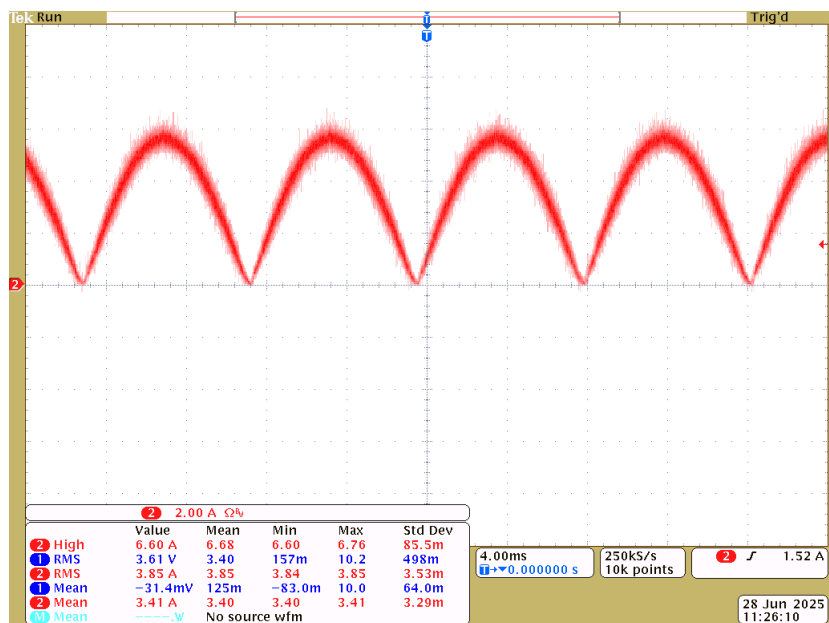
Figura 50 – Forma de onda da tensão e corrente de saída do retificador PFC pra 900 W e 220 V



Fonte: Elaboração própria (2025).

A Figura 51 apresenta a forma de onda da corrente no indutor para a condição de potência nominal, confirmando a operação em modo de condução contínua (CCM) e o baixo ripple de corrente.

Figura 51 – Forma de onda da corrente do indutor para 900 W e 220 V

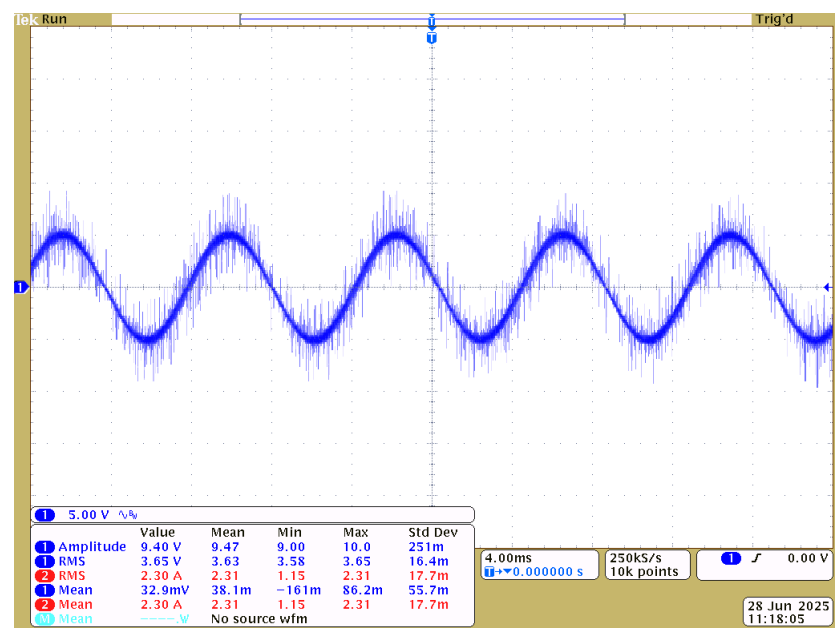


Fonte: Elaboração própria (2025).

Adicionalmente, mediu-se a tensão de saída em acoplamento CA, nas condições nominais de operação, exibida na Figura 52, para quantificação da ondulação

de baixa frequência no barramento CC. A leitura indicou $V_{out,ripple,pp} \approx 9,40 \text{ V}$, equivalente a 2,35% da tensão nominal de saída. Esse resultado é compatível com o valor calculado pela Equação 32 (9,04 V) e com o obtido em simulação (9,09 V), confirmando a coerência entre as diferentes abordagens. Em todos os casos, a ondulação permanece inferior ao limite de 5% recomendado para evitar acionamento indevido das proteções do controlador.

Figura 52 – Forma de onda da tensão de saída em acoplamento CA para operação nominal



Fonte: Elaboração própria (2025).

5.1.2 Resultados experimentais com variação da tensão de entrada

Os ensaios nesta condição foram realizados na potência nominal de saída (aproximadamente 900 W), variando-se a tensão de entrada entre os limites especificados de 187 V e 253 V RMS, além do valor nominal de 220 V RMS. O objetivo foi avaliar o impacto da variação de linha sobre o fator de potência, o rendimento e a regulação de tensão do conversor. A Tabela 6 apresenta os principais resultados obtidos.

Tabela 6 – Desempenho do conversor boost PFC com variação de linha

$V_{in} \text{ (V)}$	$P_{in} \text{ (W)}$	$P_{out} \text{ (W)}$	$V_{out} \text{ (V)}$	FP	$\eta \text{ (%)}$	Reg. (%)
187,62	924,5	909,02	402,4	0,997	98,33	0,60
219,30	935,8	908,67	402,6	0,997	97,10	0,65
253,70	931,7	908,59	403,1	0,995	97,52	0,78

Fonte: Elaboração própria (2025).

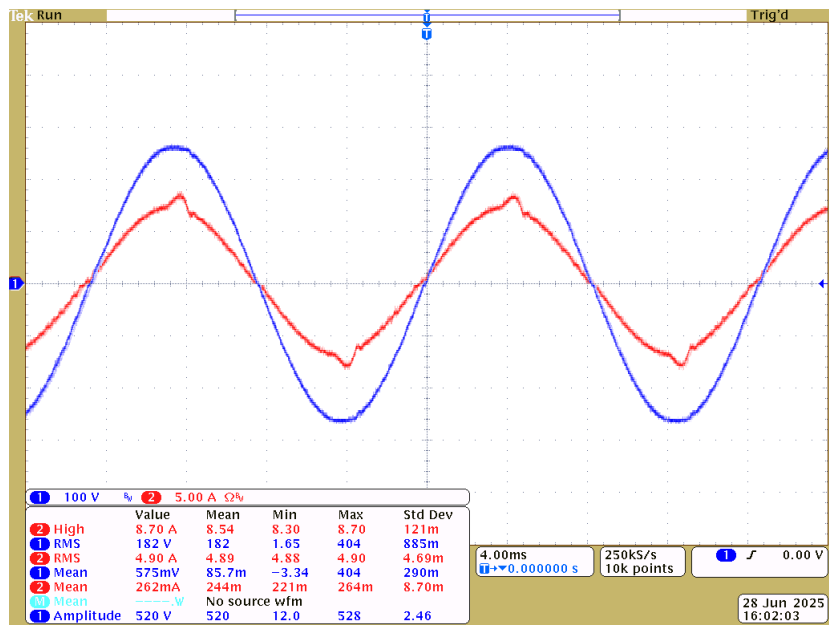
Observa-se que o fator de potência permaneceu elevado em todas as condições de variação da tensão de entrada, evidenciando que a corrente acompanhou o formato da tensão da rede e manteve-se em fase com ela. Além disso, verificou-se que o rendimento permaneceu superior a 97% em todas as condições avaliadas, cumprindo com a especificação de projeto de 90% e confirmando a baixa perda nos componentes e a elevada eficiência global do conversor.

A maior variação de regulação foi de 0,78% na condição de tensão de entrada máxima, valor ligeiramente superior ao obtido nos testes de variação de carga, mas ainda muito abaixo da tolerância de $\pm 2\%$ especificada no projeto. Esse resultado confirma que, mesmo com um pequeno aumento da regulação em relação ao teste anterior, a tensão de saída manteve-se estável frente às alterações de tensão de alimentação.

Para avaliar o comportamento do conversor frente a alterações na rede elétrica, foram registradas formas de onda na potência nominal para os extremos de tensão especificados. Nas figuras seguintes, a corrente está representada em vermelho e a tensão em azul, padrão adotado em todas as medições.

A Figura 53 apresenta a forma de onda da tensão e da corrente de entrada com o valor mínimo de alimentação. Observa-se que a corrente de entrada apresentou leve distorção no topo da forma de onda, possivelmente associada à atuação do limitador de corrente em condição de maior exigência de condução, decorrente do valor mais elevado de corrente RMS necessário para manter a potência nominal. Apesar dessa característica, o fator de potência manteve-se em 0,997, indicando que a distorção harmônica permaneceu baixa e sem impacto relevante no desempenho do conversor.

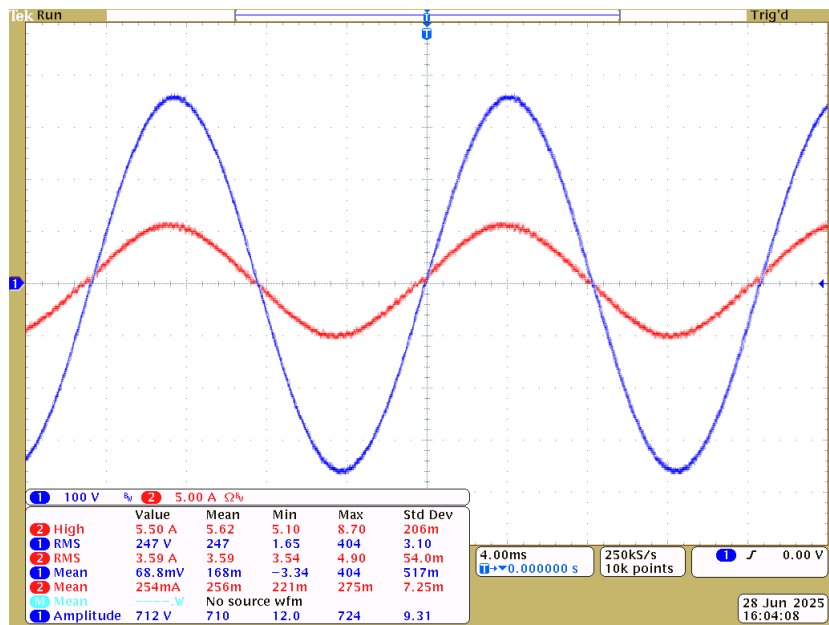
Figura 53 – Forma de onda da tensão e corrente de entrada para potência nominal e tensão de alimentação de 187 V RMS



Fonte: Elaboração própria (2025).

A Figura 54 mostra os as formas de onda de tensão e corrente de entrada para a máxima tensão de alimentação.

Figura 54 – Formas de onda da tensão e corrente de entrada para potência nominal e tensão de alimentação de 253 V RMS



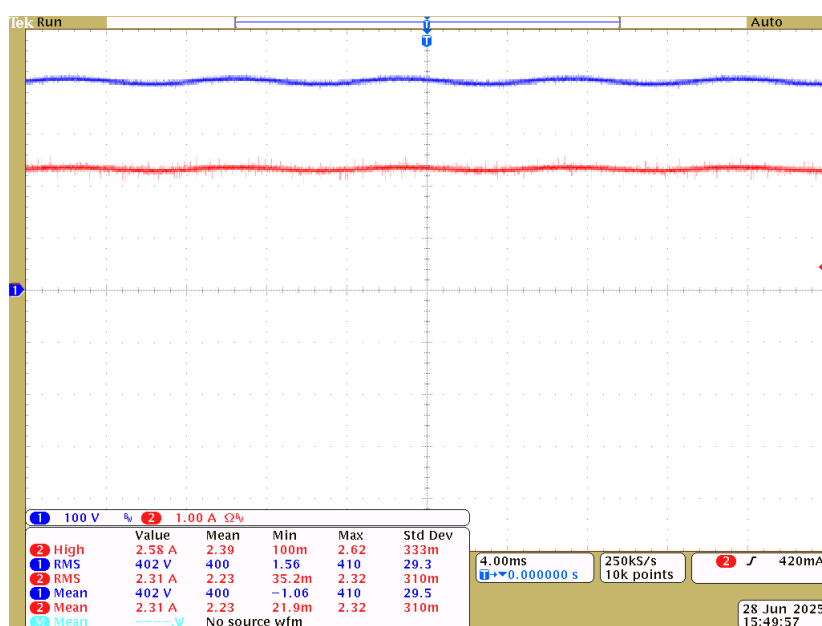
Fonte: Elaboração própria (2025).

Para a condição de 253 V RMS, a forma de onda da corrente de entrada manteve-se ainda mais próxima de uma senoide ideal, assim como observado para a tensão nominal e para valores acima de 187 V RMS. Esse resultado é atribuído

à redução da corrente RMS exigida para a mesma potência de saída, mantendo o alinhamento de fase com a tensão de entrada.

A Figura 55 apresenta as formas de onda da tensão e da corrente de saída, medidas na condição de potência nominal com tensão de entrada de 187 V RMS. Observa-se que o barramento manteve-se estável, com pequena ondulação durante a operação. Para 253 V RMS, o comportamento observado foi equivalente, sem alterações significativas no perfil da tensão e da corrente de saída, motivo pelo qual apenas a condição de menor tensão foi ilustrada.

Figura 55 – Forma de onda da tensão e corrente de saída para potência nominal com 187 V RMS.



Fonte: Elaboração própria (2025).

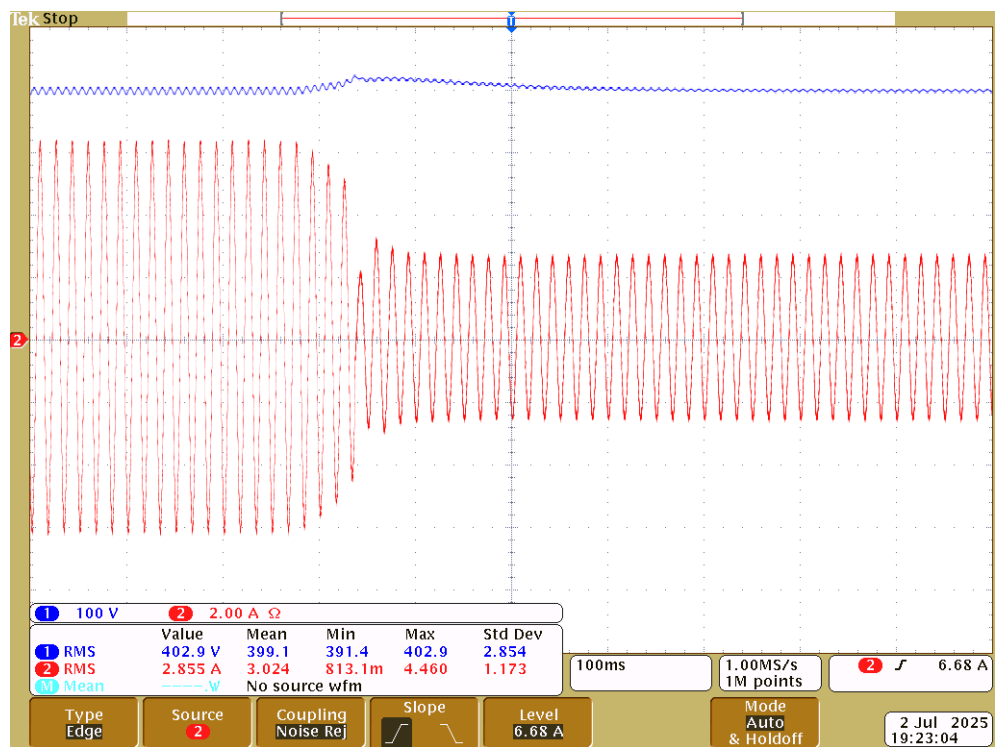
5.2 Resposta transitória a degrau de carga

Além dos ensaios em regime permanente, foi avaliado o desempenho do conversor diante de variações abruptas de carga, por meio do teste de resposta transitória a degrau de carga. Esse ensaio permite verificar a capacidade da malha de tensão de manter a tensão de saída estável durante mudanças súbitas na corrente demandada pela carga, condição que pode ocorrer em aplicações reais.

O teste foi realizado na tensão de entrada nominal de 220 V RMS, aplicando-se degraus de carga entre 43% e 100% da potência nominal, utilizando as cargas resistivas variáveis descritas na seção 4.5. As formas de onda registradas exibem simultaneamente a tensão de saída e a corrente de entrada, com a base de tempo configurada para evidenciar o comportamento durante o transitório e o retorno ao regime permanente.

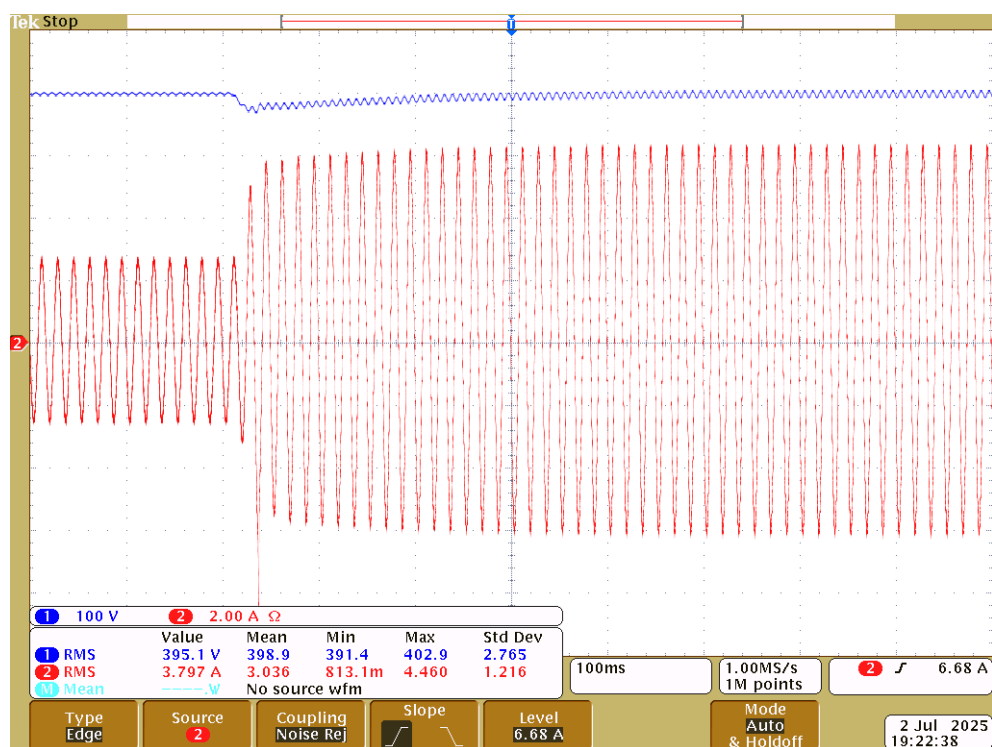
A Figura 56 apresenta a resposta ao degrau de carga de 100% para 43% da potência nominal. Nesse caso, a tensão de saída apresentou um aumento transitório de aproximadamente 20 V, estimado a partir da análise da figura, correspondente a cerca de 5% do valor nominal. Seguido de recuperação ao valor de referência em cerca de 240 ms, caracterizando o tempo necessário para o sistema retornar ao regime permanente após a redução de carga.

Figura 56 – Resposta ao degrau de carga de 100% para 43% da potência nominal



Fonte: Elaboração própria (2025).

A Figura 57 mostra a resposta ao degrau de carga de 43% para 100% da potência nominal.

Figura 57 – Resposta ao degrau de carga de 43% para 100% da potência nominal

Fonte: Elaboração própria (2025).

Nessa condição, observa-se uma queda transitória da tensão de saída de aproximadamente 25 V, determinada pela inspeção da forma de onda, cerca de 6% do valor nominal. A recuperação ao valor nominal ocorre em cerca de 220 ms, caracterizando o tempo necessário para o sistema retornar ao regime permanente após o degrau.

Em ambos os ensaios, a corrente de entrada respondeu de forma abrupta à variação de carga, acomodando-se rapidamente em um novo valor eficaz proporcional à potência processada, mantendo, contudo, formato senoidal e alinhamento de fase com a tensão de entrada. Esses resultados confirmam que a malha de controle do conversor manteve a tensão de saída dentro da faixa especificada e preservou a correção do fator de potência mesmo durante transitórios rápidos.

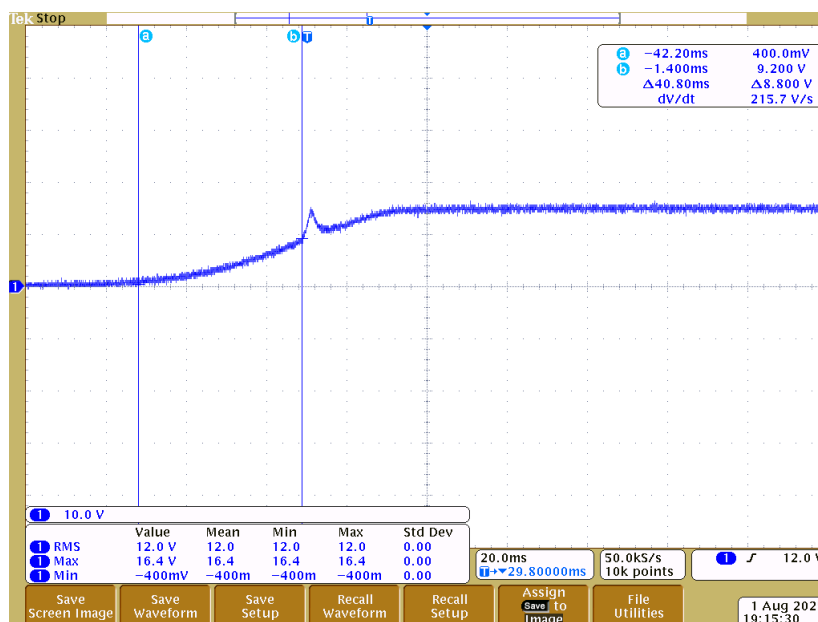
5.3 Testes com o circuito de corrente de partida (*inrush*)

Realizou-se o ensaio de corrente de *inrush* utilizando o circuito de limitação apresentado na subseção 4.2.11, visando determinar o tempo de atuação do relé e caracterizar o pico de corrente durante a energização do conversor em condição de carga nominal.

Inicialmente, o circuito de limitação foi avaliado isoladamente, utilizando fonte externa de 15 V para alimentação, mantendo o circuito de potência desligado. Nessa condição, analisou-se o tempo necessário para o fechamento do contato do

relé, monitorando-se a tensão em sua bobina. O tempo medido foi de 40,80 ms, como mostrado na Figura 58. Esse valor corresponde ao tempo definido pelo arranjo RC de controle, somado ao atraso mecânico de comutação do relé.

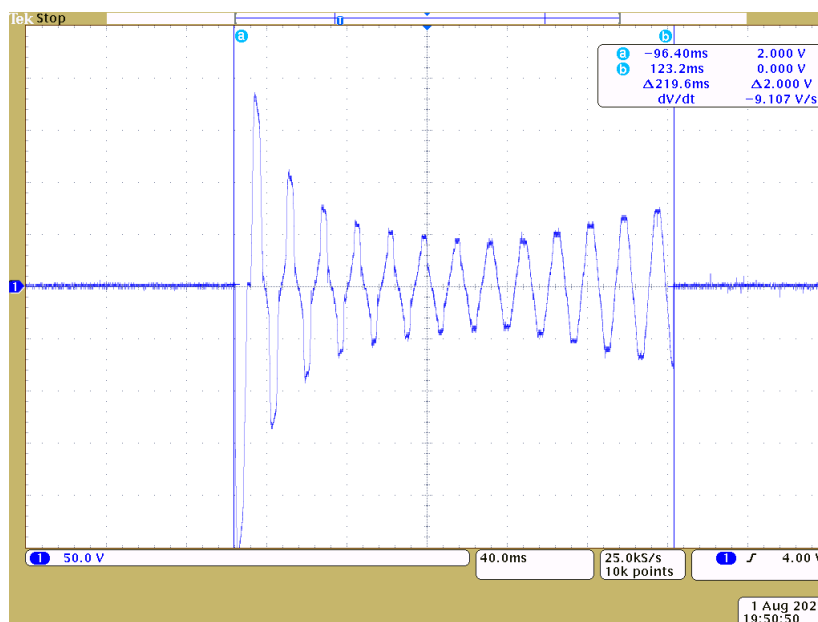
Figura 58 – Forma de onda da tensão na bobina do relé durante teste do circuito isolado



Fonte: Elaboração própria (2025).

Em seguida, avaliou-se o tempo total de permanência do resistor limitador no circuito durante a energização real do conversor, conectado diretamente à rede de 220 V RMS e utilizando a fonte auxiliar interna de 15 V. Nessa condição, monitorou-se a tensão aplicada sobre o resistor de limitação, conforme mostrado na Figura 59. O resistor permaneceu em operação por 219,6 ms antes de ser desviado pelo fechamento do contato do relé. A diferença entre os tempos medidos com o circuito de limitação isolado e durante a operação completa do conversor deve-se, principalmente, ao intervalo necessário para que a fonte auxiliar de 15 V atinja sua tensão nominal após a energização. Somente a partir desse ponto o circuito RC inicia a contagem para o acionamento do relé, acrescido ainda do atraso mecânico inerente ao componente.

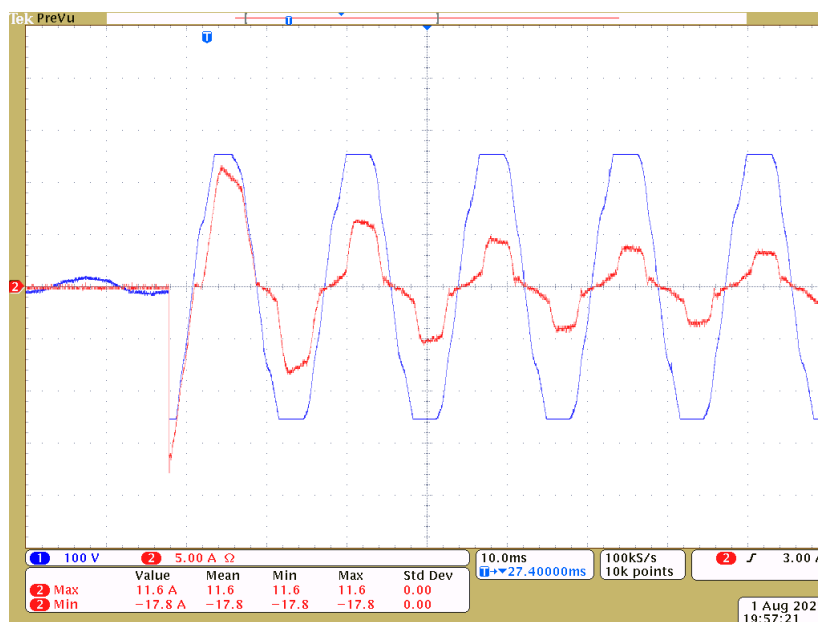
Figura 59 – Forma de onda da tensão no resistor limitador no circuito durante a energização do conversor



Fonte: Elaboração própria (2025).

Por fim, a Figura 60 apresenta a forma de onda da corrente de entrada (canal vermelho) e da tensão de entrada (canal azul) durante a energização do conversor com carga equivalente a 900 W. Observa-se um pico inicial de aproximadamente -17,8 A, registrado no semiciclo negativo da tensão de entrada, seguido por um decaimento até o valor nominal de operação. Esse pico encontra-se bem abaixo da corrente de surto não repetitiva especificada para a ponte retificadora, de 240 A, o que confirma a eficácia do circuito limitador de corrente de partida e a margem de projeto adotada, reduzindo o estresse sobre a ponte, os fusíveis e os capacitores de entrada.

Figura 60 – Forma de onda da corrente e tensão de entrada durante a energização do conversor com carga nominal



Fonte: Elaboração própria (2025).

5.4 Avaliação térmica do conversor

As medições térmicas foram realizadas após o conversor operar em potência nominal por um período superior a uma hora, garantindo que os componentes atingissem o regime térmico permanente. Como mencionado na Seção 4.5, o monitoramento foi feito por dois métodos: termômetro infravermelho e termopares.

Os termopares foram fixados diretamente sobre a superfície dos componentes, utilizando pasta térmica para melhorar o acoplamento térmico e fita isolante para garantir imobilidade durante todo o teste. No MOSFET e no diodo boost, o sensor foi posicionado sobre a parte metálica do encapsulamento, próxima à região de maior dissipação. No núcleo do indutor e no capacitor eletrolítico, o termopar foi aplicado diretamente sobre a superfície externa. Esse arranjo assegurou leituras contínuas e consistentes ao longo de todo o ensaio.

O termômetro infravermelho foi configurado com emissividade de 0,95 e utilizado para leituras pontuais, direcionando o feixe para a mesma região onde estavam posicionados os termopares. Diferenças entre os valores obtidos pelos dois métodos podem ser atribuídas à distinta forma de medição: enquanto o termômetro IR detecta a radiação térmica emitida pela superfície visível do componente, sensível à emissividade e ao ponto exato de mira, o termopar mede a temperatura por contato direto, sendo influenciado pela condutividade térmica do material, pela qualidade da fixação e por gradientes de temperatura internos ao componente.

A Tabela 7 apresenta as temperaturas medidas para cada componente,

juntamente com a temperatura máxima de operação obtida nos respectivos datasheets (INFINEON TECHNOLOGIES, 2015; WOLFSPEED, 2024; CHEMI-CON, 2025) ou, no caso do núcleo, no catálogo de materiais do fabricante (THORNTON, 2015).

Tabela 7 – Testes de elevação de temperatura do conversor operando com potência nominal

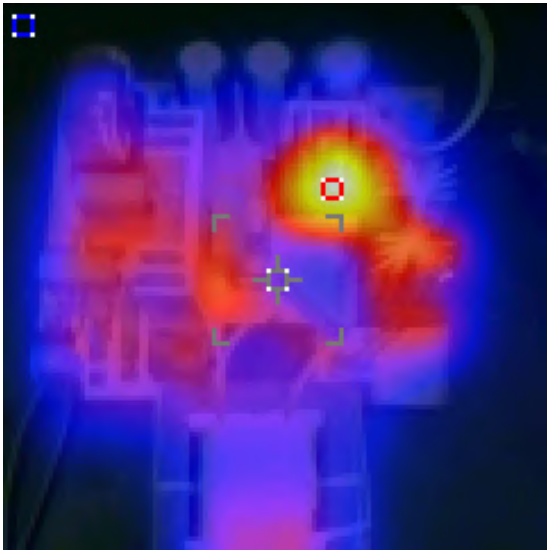
Componente	Termômetro IR (°C)	Termopar (°C)	Temperatura máxima (°C)
Núcleo do indutor	34,4	33,0	165 (Curie)
Capacitor de saída	35,2	41,0	85
MOSFET	82,9	78,0	150
Diodo	96,9	85,0	175

Fonte: Elaboração própria (2025).

Observa-se que todos os componentes permaneceram dentro das faixas seguras de operação. O diodo boost apresentou a maior temperatura, com 96,9°C pelo método infravermelho, e também foi o que apresentou a maior diferença entre as medições (11,9°C). Essa variação pode estar relacionada ao fato de o termômetro IR captar o ponto de maior emissão térmica na superfície visível do dissipador, enquanto o termopar registrou a temperatura na região específica de contato, sujeita a maior dissipação para o ambiente.

A Figura 61 apresenta a imagem térmica geral da placa durante o ensaio, evidenciando as regiões de maior concentração de calor e confirmando o diodo boost como o ponto de maior temperatura. Observa-se também que, mesmo após mais de uma hora de operação em potência nominal, a maior parte dos componentes permanece em temperaturas moderadas, com aquecimento mais significativo concentrado nos semicondutores de potência.

Figura 61 – Imagem térmica do conversor



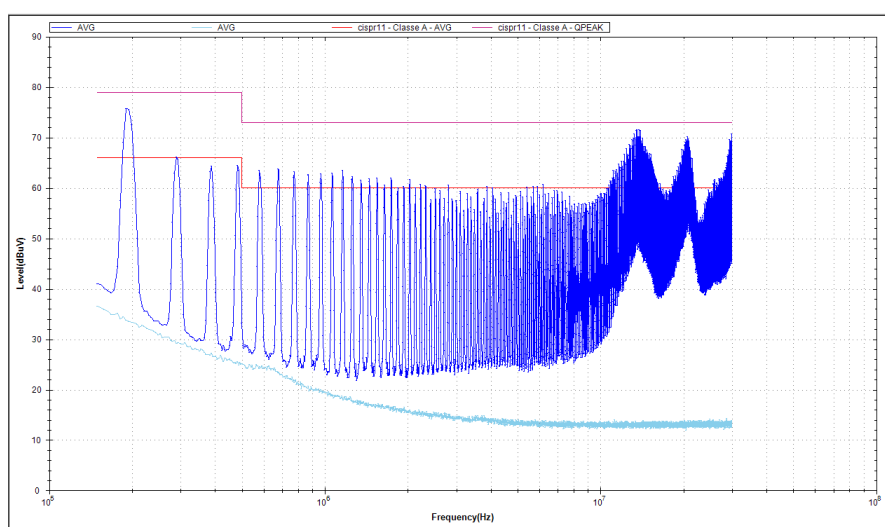
Fonte: Elaboração própria (2025).

5.5 Ensaios de emissão conduzida

Os testes de emissão conduzida foram realizados conforme a norma CISPR 11, Classe A, com o protótipo operando em condição nominal de potência e tensão de entrada nominal. A metodologia e a configuração de ensaio foram descritas na Seção 4.5.

As medições foram conduzidas tanto com o filtro de entrada conectado quanto na condição sem filtro, de modo a permitir a avaliação do impacto desse estágio na mitigação de interferências eletromagnéticas. A Figura 62 apresenta o espectro de emissão conduzida obtido para o valor médio (AVG), considerando o conversor operando sem filtro de entrada. Nas curvas apresentadas a seguir, a forma de onda em azul claro corresponde ao ruído de fundo do sistema de medição, utilizado como referência, enquanto a linha em roxo representa o limite de quase-pico (QP) estabelecido pela norma e a linha em vermelho corresponde ao limite definido para o valor médio.

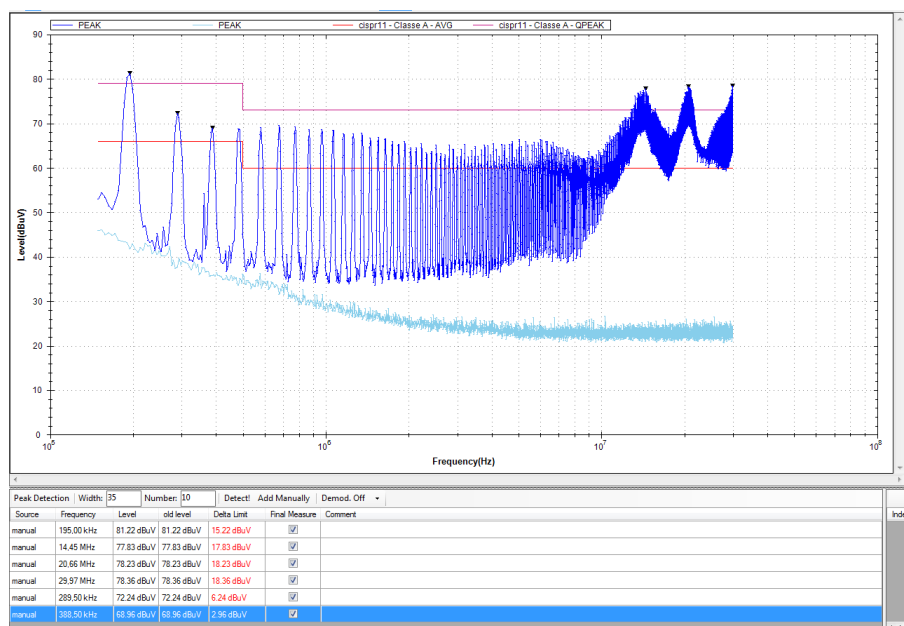
Figura 62 – Espectro de emissão conduzida – valor médio sem filtro de entrada



Fonte: Elaboração própria (2025).

A Figura 63 mostra o espectro correspondente à medição pico, também sem a presença do filtro de entrada. Nessa imagem, algumas frequências mais relevantes foram destacadas, permitindo uma análise mais detalhada. Nota-se que os picos em 289,5 kHz e 388,5 kHz apresentam espaçamento de aproximadamente 99 kHz, valor muito próximo à frequência de chaveamento do conversor, sugerindo que se tratam de suas harmônicas. Esse é um comportamento característico de conversores chaveados, nos quais a frequência de comutação e seus múltiplos inteiros aparecem como componentes predominantes no espectro de emissão conduzida. Já os picos de frequência mais elevada podem ter origem em outros pontos do circuito.

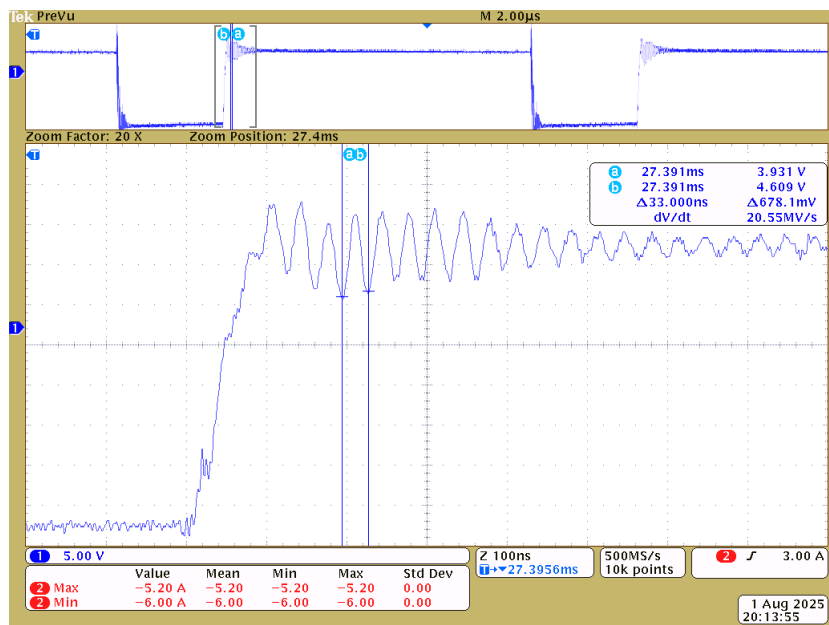
Figura 63 – Espectro de emissão conduzida – pico sem filtro de entrada



Fonte: Elaboração própria (2025).

Para investigar essa possibilidade, realizou-se uma análise complementar, observando-se que essas frequências coincidem com componentes espectrais presentes na forma de onda de V_{DS} do MOSFET. A Figura 64 mostra a tensão entre o dreno e *source* do transistor, onde o período de ondulação medido (33 ns) corresponde a frequência de 30 MHz, valor próximo ao pico de 29,99 MHz registrado na Figura 63.

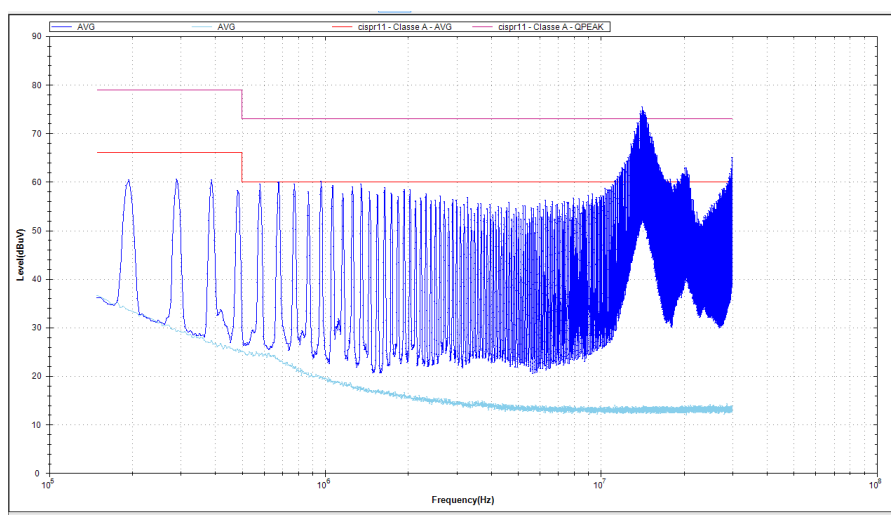
Figura 64 – Forma de onda de V_{DS} do MOSFET evidenciando oscilações em alta frequência



Fonte: Elaboração própria (2025).

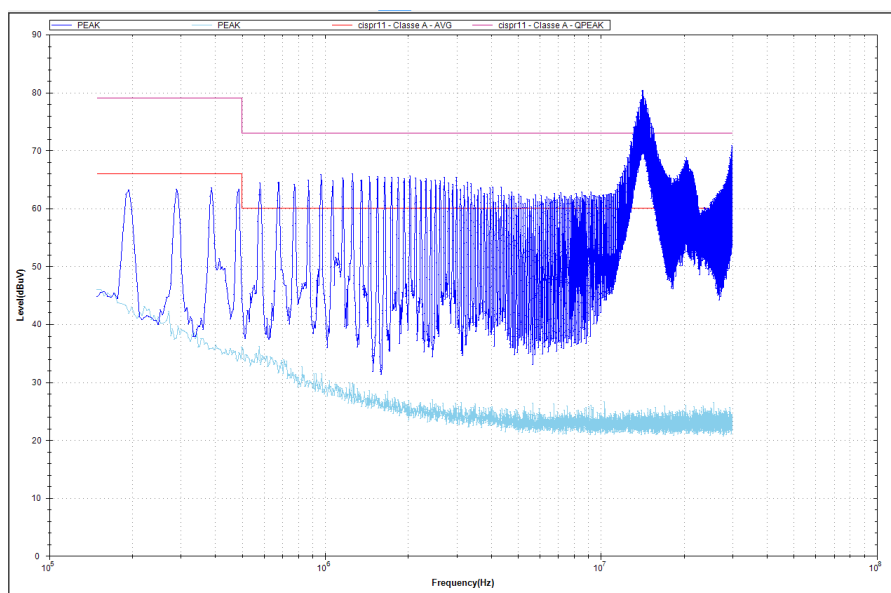
As Figuras 65 e 66 mostram, respectivamente, as medições de valor médio (AVG) e de pico com o filtro de entrada conectado. Observa-se que, apesar da atenuação obtida em algumas faixas de frequência, os níveis de emissão ainda ultrapassam os limites especificados pela norma CISPR 11 Classe A, não atendendo integralmente aos requisitos.

Figura 65 – Espectro de emissão conduzida – valor médio com filtro



Fonte: Elaboração própria (2025).

Figura 66 – Espectro de emissão conduzida – pico com filtro



Fonte: Elaboração própria (2025).

Com o objetivo de reduzir as emissões e alcançar conformidade, foram aplicadas diferentes metodologias de projeto de filtros, incluindo o redimensionamento do filtro de entrada da placa e a utilização de um filtro externo adicional em conjunto com

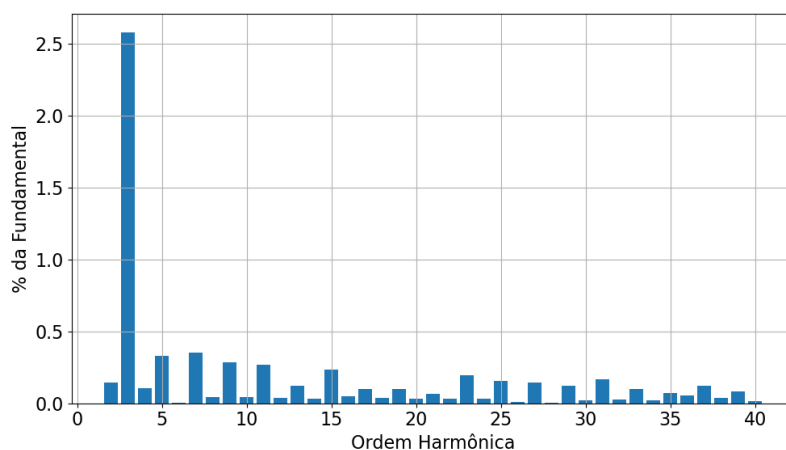
o filtro existente. Nenhuma das abordagens, entretanto, foi capaz de reduzir suficientemente os níveis de emissão para atender aos requisitos da CISPR 11 Classe A.

5.6 Avaliação das harmônicas de corrente

As medições foram conduzidas conforme o procedimento descrito na Seção 4.5, com o objetivo de verificar a conformidade do conversor PFC com os limites estabelecidos pela norma IEC 61000-3-2 Classe A. Os ensaios contemplaram diferentes condições de operação do equipamento, incluindo a tensão nominal de 220 V RMS, tensão mínima de 187 V RMS e máxima de 253 V RMS, bem como variações na carga de saída.

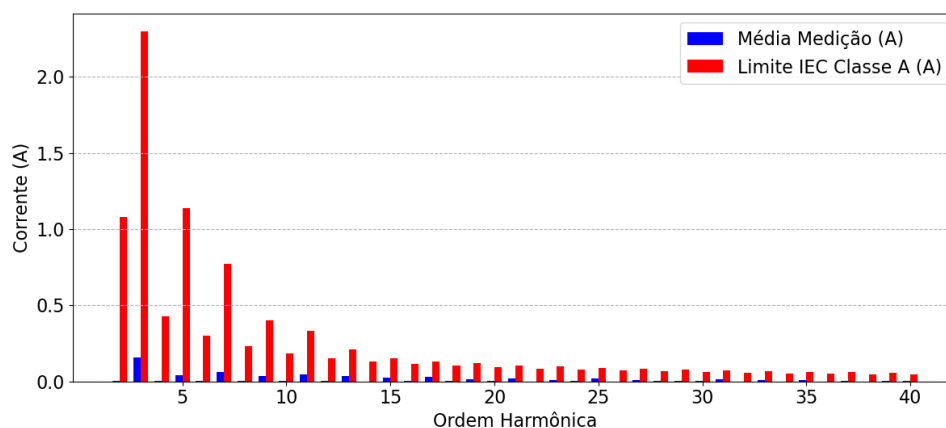
A Figura 67 apresenta o espectro harmônico normalizado em relação à fundamental para a condição de operação nominal, 220 V e 900 W. Observa-se a predominância de harmônicas de ordem ímpar, especialmente a terceira, enquanto as ordens pares permanecem em níveis residuais. Este comportamento é característico de conversores PFC boost operando em modo de condução contínua (CCM), nos quais a simetria em meia onda da corrente reduz significativamente a presença de componentes pares.

Figura 67 – Espectro harmônico normalizado para condição de operação nominal

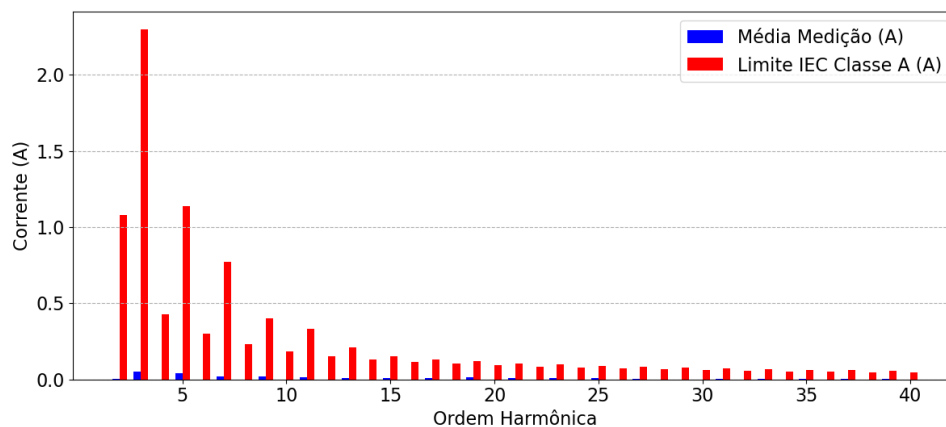


Fonte: Elaboração própria (2025).

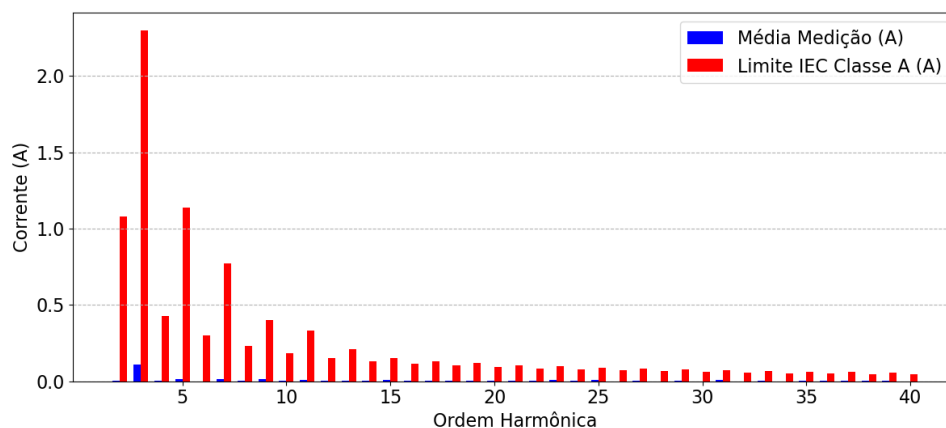
Os resultados obtidos foram organizados em gráficos comparativos, que apresentam as correntes harmônicas medidas em cada condição de ensaio confrontadas com os limites máximos estabelecidos pela norma IEC 61000-3-2 Classe A. Nas Figuras 68, 69 e 70 são apresentados, respectivamente, os espectros harmônicos e suas comparações com os valores normativos para três situações representativas: 187 V RMS e 900 W, 253 V RMS e 100 W e condição nominal de 220 V RMS e 900 W. Esses cenários ilustram o desempenho do conversor em diferentes faixas de operação, incluindo condições mais suscetíveis a variações harmônicas.

Figura 68 – Espectro harmônico da corrente de entrada para 187 V RMS e 900 W

Fonte: Elaboração própria (2025).

Figura 69 – Espectro harmônico da corrente de entrada para 253 V RMS e 100 W

Fonte: Elaboração própria (2025).

Figura 70 – Espectro harmônico da corrente de entrada para operação nominal, 220 V RMS e 900 W

Fonte: Elaboração própria (2025).

Além da análise individual das componentes harmônicas, foi calculada a Distorção Harmônica Total (THD%) para cada condição de teste, utilizando as amplitudes das 40 primeiras harmônicas medidas pelo analisador. Para assegurar consistência, considerou-se a média de três aquisições consecutivas em cada ensaio. Os valores obtidos encontram-se na Tabela 8.

Tabela 8 – Distorção harmônica total para diferentes condições de operação

Tensão de entrada (V_{RMS})	Potência de saída (W)	THD (%)
187	100	11,73
220	100	16,78
253	100	18,00
187	450	1,66
220	450	2,63
253	450	3,39
187	900	3,89
220	900	2,71
253	900	2,46

Fonte: Elaboração própria (2025).

A análise dos resultados evidencia que, em baixa potência (100 W), a THD da corrente de entrada aumenta, atingindo 18%. Nessa condição, a amplitude relativamente baixa da corrente de entrada faz com que a ondulação de comutação represente uma parcela maior em relação à componente fundamental, o que explica a elevação da distorção harmônica total. Ainda assim, as componentes individuais permaneceram abaixo dos limites estabelecidos pela IEC 61000-3-2 Classe A.

Em condições de carga intermediária e nominal, a THD cai significativamente, situando-se entre 1,66% e 3,89%. Essa redução está associada ao melhor aproveitamento do modo CCM, no qual a forma de onda de corrente se aproxima mais de uma senoide ideal.

Assim, considerando o comportamento observado em carga leve e plena carga, verifica-se que, em todas as combinações de tensão e potência avaliadas, o conversor manteve o conteúdo harmônico das correntes de entrada dentro dos limites da IEC 61000-3-2 Classe A, demonstrando desempenho robusto e previsível mesmo em condições adversas de linha e carga. Ressalta-se, contudo, que a verificação formal de conformidade normativa é estabelecida para a condição nominal de operação (220 V RMS e 900 W), na qual o conversor também atendeu plenamente aos requisitos, assegurando qualidade de energia, menor interferência na rede elétrica e maior compatibilidade eletromagnética com outros equipamentos conectados.

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho teve como objetivo projetar, implementar e validar experimentalmente um conversor boost PFC, operando em modo de condução contínua e projetado para 900 W a partir da rede monofásica de 220 V, destinado a aplicações em carregadores de veículos elétricos leves. Nesse sentido, foram realizados o levantamento bibliográfico, o dimensionamento do circuito, a seleção de componentes e a construção de um protótipo utilizando o controlador analógico dedicado UCC28180.

Os ensaios experimentais confirmaram que o protótipo apresentou desempenho satisfatório frente aos objetivos estabelecidos. O fator de potência atingiu o valor de 0,997 em condição nominal de operação, demonstrando a eficácia do controle em CCM. A eficiência global permaneceu acima de 96% em toda a faixa de operação, atingindo 97,55% em potência nominal, superando a meta de 90%. A regulação do barramento de tensão contínua manteve-se estável, com variação máxima de apenas 0,78% em relação à tensão de saída nominal (400 V), mesmo diante de variações de carga e de tensão de entrada, permanecendo dentro do limite de $\pm 2\%$ considerado como referência.

Os resultados de distorção harmônica apresentaram conformidade com os limites estabelecidos pela IEC 61000-3-2 Classe A, reforçando a qualidade de energia obtida. Os ensaios térmicos mostraram que todos os componentes permaneceram em condições seguras de operação, embora o diodo boost tenha atingido temperaturas próximas a 97°C. Por outro lado, os testes de emissões conduzidas evidenciaram não conformidade com os limites estabelecidos pela norma CISPR 11 Classe A, mesmo após modificações no filtro de entrada, o que representa uma limitação do protótipo.

De maneira geral, conclui-se que a utilização do CI dedicado UCC28180 se mostrou uma solução viável para conversores boost PFC de médio porte, voltados a aplicações em carregadores de veículos elétricos leves. A proposta conciliou simplicidade de implementação com elevada eficiência, baixo conteúdo harmônico e operação estável, embora ainda haja necessidade de melhorias relacionadas ao desempenho em compatibilidade eletromagnética.

6.1 Sugestões para trabalhos futuros

Um dos principais pontos de aprimoramento identificados refere-se ao layout da placa de circuito impresso. Uma segunda versão permitiria incorporar ajustes práticos observados durante a montagem e os testes, como a adequação do espaço físico ao indutor, o aumento do espaçamento entre determinados componentes e a correta previsão de isolamento dos dissipadores. Também seria importante rever a disposição do dissipador associado ao diodo, que nesta versão ficou muito próximo dos capacitores.

res eletrolíticos de saída, condição que pode reduzir a vida útil desses componentes devido ao aquecimento. A fabricação profissional dessa placa poderia ainda conferir maior confiabilidade, repetibilidade e desempenho em termos de integridade elétrica e térmica.

Outro aspecto relevante é o indutor do estágio boost. Sugere-se que o componente seja redimensionado com base em metodologias específicas para conversores PFC em modo de condução contínua, de forma a garantir maior exatidão no projeto. Além disso, a utilização de indutores comerciais ou encomendados de fabricantes especializados pode contribuir para reduzir perdas, melhorar o desempenho térmico e diminuir o ruído eletromagnético em comparação à bobina produzida manualmente.

Também se destacam os ensaios térmicos como oportunidade de avanço. Recomenda-se que trabalhos futuros realizem testes com o protótipo inserido em um gabinete, condição mais próxima à de um produto comercial. Essa abordagem permitiria avaliar a circulação de ar e a dissipação de calor em um ambiente confinado. Além disso, seria pertinente investigar o uso de dissipadores mais eficientes e compactos para os principais semicondutores de potência, uma vez que os adotados nesta versão ocupam espaço considerável sem apresentar desempenho térmico proporcional. A substituição por soluções otimizadas poderia melhorar a performance térmica global e contribuir para a redução do volume do equipamento.

Por fim, destaca-se a necessidade de aprimoramento do filtro de entrada e dos aspectos de compatibilidade eletromagnética do projeto. Apesar dos resultados satisfatórios obtidos em eficiência, fator de potência e distorção harmônica, as medições de emissões conduzidas indicaram não conformidade com a norma CISPR 11 Classe A, o que abre espaço para novas investigações. Além do reprojeto do filtro EMI e de ajustes de layout, observou-se também uma ondulação no sinal v_{DS} do MOSFET, próxima à faixa em que ocorreram as emissões acima do limite. Trabalhos futuros podem, portanto, concentrar-se na redução dessa ondulação, por exemplo, mediante ajuste da resistência de gate, de forma a mitigar o espectro de ruído. Recomenda-se também avaliar a influência do posicionamento do indutor de entrada em relação aos cabos da LISN durante os ensaios de EMI, visto que o acoplamento físico pode ter contribuído para o aumento das emissões medidas. Tais ações podem auxiliar para que o conversor atenda integralmente aos requisitos normativos.

REFERÊNCIAS

- ABDULLAH. *How Onboard EV Chargers Convert Power*. 2024. EV Mechanica. Disponível em: <https://www.evmechanica.com/how-onboard-ev-chargers-convert-power-ac-dc-conversion-explained/>. Acesso em: 21 ago 2025. 22
- ACHARIGE, S. S. G. *et al.* Review of electric vehicle charging technologies, standards, architectures, and converter configurations. *IEEE Access*, v. 11, p. 41218–41255, 2023. DOI: 10.1109/ACCESS.2023.3267164. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/10102467>. Acesso em: 11 ago 2025. 20, 23
- ADRAGNA, C. *et al.* State-of-the-art power factor correction: An industry perspective. *Encyclopedia*, v. 4, n. 3, p. 1324–1354, 2024. ISSN 2673-8392. DOI: 10.3390/encyclopedia4030087. Disponível em: <https://www.mdpi.com/2673-8392/4/3/87>. Acesso em: 14 ago 2025. 28, 29, 30
- Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL). *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST: Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica*. 11. ed. Brasília, 2020. Nº 888/2020. Disponível em: https://www2.aneel.gov.br/cedoc/aren2020888_prodist_modulo_8_v11.pdf. 38
- AKHTAR, M. F. *et al.* Recent developments in dc-dc converter topologies for light electric vehicle charging: A critical review. *Applied Sciences*, v. 13, n. 3, 2023. ISSN 2076-3417. DOI: 10.3390/app13031676. Disponível em: <https://www.mdpi.com/2076-3417/13/3/1676>. Acesso em: 14 ago. 2025. 24
- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DO VEÍCULO ELÉTRICO (ABVE). *Maio eletrificado: 100% elétricos registram recorde de vendas*. 2025. Disponível em: <https://abve.org.br/maio-eletrificado-100-eletricos-registram-recorde-de-vendas/>. Acesso em: 11 ago 2025. 18
- BACH, L. C. *Desenvolvimento de um carregador para veículos elétricos leves utilizando dispositivos de wide bandgap*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, Brasil, 2022. Disponível em: https://repositorio.ufsm.br/bitstream/handle/1/26108/DIS_PPGEE_2022_BACH_LEONARDO.pdf. Acesso em: 13 ago 2025. 19, 30
- BAHAROM, R.; HAYROMAN, M. H. A comprehensive review on advancements in battery charger technologies for electric vehicles. *In: 2024 IEEE Industrial Electronics and Applications Conference (IEACon)*. IEEE, 2024. p. 190–195. DOI: 10.1109/IEACon61321.2024.10797305. Disponível em: <https://ieeexplore-ieee-org.ez130.periodicos.capes.gov.br/document/10797305>. Acesso em: 13 ago 2025. 15, 23
- BARBI, I. *Eletrônica de potência: projetos de fontes chaveadas*. 2. ed. São Paulo: Érica, 2007. v. 1. 292 p. 40, 45, 48, 50
- BEYER, R. *et al.* Design of a universal charger for a light electric vehicle with effect of an rcd snubber on peak current control. *In: 2020 International Conference on Electrical Engineering and Control Technologies (CEEET)*. [s.n.], 2020. p. 1–5. DOI: 10.1109/CEEET50755.2020.9298611. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9298611>. Acesso em: 13 ago 2025. 25, 35

CHEMI-CON. *Large Capacitance Aluminum Electrolytic Capacitors*. 2025. CAT. No. E1001Z. Disponível em: https://www.chemi-con.co.jp/en/products/detail-condenser.php?part_number=ESMR451VSN221MP40S. Acesso em: 07 ago 2025. 52, 103

COHEN, I.; LU, B. *High Power Factor and High Efficiency — You Can Have Both*. Texas Instruments Incorporated, 2008. Technical seminar. Disponível em: https://www.ti.com/download/trng/docs/seminar/Topic_1_Cohen_Lu.pdf. Acesso em: 14 ago 2025. 26, 27, 29

DAR, A. R. *et al.* On-board chargers for electric vehicles: A comprehensive performance and efficiency review. *Energies*, v. 17, n. 18, 2024. DOI: 10.3390/en17184534. Disponível em: <https://www.mdpi.com/1996-1073/17/18/4534>. Acesso em: 11 ago 2025. 21

HS DISSIPADORES. *Catálogo 2024 – Dissipadores de calor*. 2024. Disponível em: <https://www.hsdissipadores.com.br/catalogo.pdf>. Acesso em: 14 jul 2025. 46, 49, 51

HUDSON, T. *Power Factor Correction (PFC)*. MONOLITHIC POWER SYSTEMS (MPS), 2022. Article #A-0030 Rev. 1.0. Disponível em: <https://www.monolithicpower.com/en/learning/resources/power-factor-correction>. Acesso em: 14 ago. 2025. 32

INFINEON TECHNOLOGIES. *600 V CoolMOS® P6 Power Transistor*. 2015. Rev. 2.2. Disponível em: <https://www.infineon.com/assets/row/public/documents/24/49/infineon-ixp60r190p6-ds-en.pdf?fileId=db3a30433f2e70c5013f37c80e24240f>. Acesso em: 07 ago 2025. 47, 103

INFINEON TECHNOLOGIES. *Standalone Power Factor Correction (PFC) Controller in Continuous Conduction Mode (CCM)*. 2017. Datasheet ICE3PCS01G, Version 3.0. Disponível em: <https://www.infineon.com/part/ICE3PCS01G>. Acesso em: 06 ago 2025. 34

INFINEON TECHNOLOGIES AG. *Light Electric Vehicles (LEVs): Efficient and Power Dense Solutions for Complete LEV Systems Including Battery Chargers*. Villach, Austria: Infineon Technologies Austria AG, 2019. Application brochure. Disponível em: <https://www.infineon.com/assets/row/public/documents/24/64/infineon-application-brochure-light-electric-vehicles-levs-applicationbrochure-en.pdf?fileId=5546d46269bda8df0169d8a9f5123fce>. Acesso em: 13 ago 2025. 14, 19

INTERNATIONAL ENERGY AGENCY (IEA). *Global EV Outlook 2025*. International Energy Agency, 2025. Disponível em: <https://iea.blob.core.windows.net/assets/7ea38b60-3033-42a6-9589-71134f4229f4/GlobalEVO Outlook2025.pdf>. Acesso em: 11 ago 2025. 18, 20

ISRAR, M.; SAMUEL, P. Performance improvement of front-end pfc controller with small dc-link capacitance for light ev charger applications. *Energy*, v. 324, p. 135930, 2025. ISSN 0360-5442. DOI: 10.1016/j.energy.2025.135930. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0360544225015725>. Acesso em: 14 ago. 2025. 31

KALE, T. *et al.* A review of power quality measurement and harmonic distortion reduction. *International Research Journal of Modernization in Engineering Technology and Science*, v. 6, n. 3, p. 1429–1433, mar. 2024. ISSN 2582-5208. Disponível em:

https://www.irjmets.com/uploadedfiles/paper//issue_3_march_2024/50389/final/fin_irjmets1710268491.pdf. Acesso em: 14 ago 2025. 25, 26

KARNEDDI, H.; RONANKI, D.; FUENTES, R. L. Technological overview of onboard chargers for electrified automotive transportation. In: *IECON 2021 – 47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [s.n.], 2021. p. 1–6. DOI: 10.1109/IECON48115.2021.9589679. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9589679>. Acesso em: 13 ago 2025. 23

KUMAR, G. K. N.; VERMA, A. K. A two-stage interleaved bridgeless pfc based on-board charger for 48v ev applications. In: *2021 IEEE 2nd International Conference on Smart Technologies for Power, Energy and Control (STPEC)*. [s.n.], 2021. p. 1–5. DOI: 10.1109/STPEC52385.2021.9718757. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9718757>. Acesso em: 13 ago 2025. 25

LITTELFUSE, INC. *Two- and Three-Wheeler EV Charging Solutions*. 2022. Disponível em: https://www.mouser.com/pdfDocs/LFUS_EVI_Two_And_Three_Wheeler_Charging_Solutions_Spotlight.pdf. Acesso em: 13 ago 2025. 24

MADARAM, V. G. *et al.* Advancement of electric vehicle technologies, classification of charging methodologies, and optimization strategies for sustainable development: A comprehensive review. *Heliyon*, v. 10, n. 20, p. e39299, 2024. ISSN 2405-8440. DOI: 10.1016/j.heliyon.2024.e39299. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2405844024153303>. Acesso em: 11 ago 2025. 14, 19

MAYERHOFER. *Conducted Emission Measurement Using the Tekbox 5μH LISN TBOH01*. [S.l.], 2022. Application Note TBOH01. Disponível em: https://www.tekbox.com/product/AN_Conducted_Noise_Measurement_TekboxLISN_TBOH01 EMCview.pdf. Acesso em: 23 ago 2025. 84

MCDONALD, B.; LOUGH, B. *Power Factor Correction (PFC) Circuit Basics*. Texas Instruments Incorporated, 2020. Power Supply Design Seminar, SEM2400, Topic 2. TI Literature Number: ZHCP224. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/ml/zhcp224/zhcp224.pdf>. Acesso em: 14 ago 2025. 26, 29

MICRO COMMERCIAL COMPONENTS (MCC). *GBJ15005 - GBJ1510: 15Amp Bridge Rectifier 50 to 1000 Volts*. 2024. Datasheet. Disponível em: https://br.mouser.com/datasheet/2/258/GBJ15005_GBJ1510_GBJ_-3498299.pdf. Acesso em: 23 ago 2025. 49

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. *Power Electronics: Converters, applications, and design*. 2. ed. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1995. ISBN 0-471-58408-8. 26, 27

MONOLITHIC POWER SYSTEMS. *Active Filters for Harmonic Elimination*. 2025. MPS Scholar – Power Electronics, Power Quality and Harmonics, c2025. Disponível em: <https://www.monolithicpower.com/en/learning/mpscholar/power-electronics/power-quality-and-harmonics/active-filters-for-harmonic-elimination>. Acesso em: 20 ago 2025. 30

MOTTA, L. C. da; AGOSTINI, E.; NASCIMENTO, C. B. Single-stage converter based on the charge-pump and valley-fill concepts to drive power leds. *IEEE*

Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, v. 6, n. 3, p. 1131–1142, 2018. DOI: 10.1109/JESTPE.2018.2825025. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8334227>. Acesso em: 19 ago. 2025. 29

OLAYODE, I. O.; JAMEI, E.; ALEX, F. J. Integration of e-bikes in public transportation based on their impact, importance, and challenges: A systematic review. *Multimodal Transportation*, v. 4, n. 1, p. 100182, 2025. ISSN 2772-5863. DOI: 10.1016/j.multra.2024.100182. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2772586324000637>. Acesso em: 13 ago 2025. 20

ON SEMICONDUCTOR. *Power Factor Correction (PFC) Handbook: Choosing the Right Power Factor Controller Solution*. Rev. 5. [S.l.], 2014. HBD853. Disponível em: <https://www.onsemi.com/pub/collateral/hbd853-d.pdf>. Acesso em: 14 ago 2025. 27, 30, 51

ON SEMICONDUCTOR. *Three-Channel Interleaved CCM PFC Controller*. 2016. FAN9673, Rev. 1.4. Disponível em: <https://www.onsemi.com/download/data-sheet/pdf/fan9673-d.pdf>. Acesso em: 06 ago 2025. 35

PARTO, P.; SMEDLEY, K. Passive pfc for flyback convertors. *Dept. of Electrical and Computer Engineering, University of California, Irvine*, 1999. Disponível em: <https://u.dianyan.com/bbs/u/29/1115383828.pdf>. Acesso em: 14 ago 2025. 28

PEREIRA, D. D. C. *et al.* Comprehensive review of high power factor ac-dc boost converters for pfc applications. *International Journal of Electronics*, Taylor & Francis, v. 102, n. 8, p. 1361–1381, 2015. DOI: 10.1080/00207217.2014.981871. Disponível em: <https://doi.org/10.1080/00207217.2014.981871>. Acesso em: 14 ago. 2025. 31, 32, 33, 34

RASHID, M. H. *Power Electronics Handbook: Devices, circuits, and applications*. 3. ed. Burlington, MA, USA: Butterworth-Heinemann, Elsevier, 2011. ISBN 978-0-12-382036-5. Disponível em: <https://www.iqytechnicalcollege.com/Power%20Electronics%20Handbook.pdf>. Acesso em: 14 ago 2025. 28, 29, 30, 31, 33, 34

REDDY, B. N. *et al.* A comprehensive review of optimized pfc strategies for enhanced ev charging efficiency. In: *2024 3rd International Conference on Power Electronics and IoT Applications in Renewable Energy and its Control (PARC)*. IEEE, 2024. p. 366–370. DOI: 10.1109/PARC59193.2024.10486557. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/10486557>. Acesso em: 14 ago 2025. 14, 28

RENESAS ELECTRONICS CORPORATION. *500W Onboard Battery Charger for 2-Wheeler EV*. 2025. Application example, c2025. Disponível em: <https://www.renesas.com/en/applications/industrial/renewable-energy-grid/500w-onboard-battery-charger-2-wheeler-ev>. Acesso em: 13 ago 2025. 24

RODRIGUES, M. do C. B. P. *et al.* Conexão de veículos elétricos à rede de energia elétrica para recarga de baterias: Uma visão geral. *Revista Eletrônica de Potência*, Campo Grande, v. 19, n. 2, p. 193–207, mar./mai. 2014. DOI: 10.18618/REP.2014.2.194207. Disponível em: <https://journal.sobraep.org.br/index.php/rep/article/view/377>. Acesso em: 11 ago 2025. 20

SAKTHIVEL, K. N.; DAS, S. K.; KINI, K. R. Importance of quality ac power distribution and understanding of emc standards iec 61000-3-2, iec 61000-3-3 and iec 61000-3-11. In: *Proceedings of INCEMIC 2003*. Chennai, India: IEEE, 2003. p. 423–430. DOI: 10.1109/ICEMIC.2003.238094. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1287885>. Acesso em: 11 ago 2025. 85

SANDESH, J.; SINGH, T. S.; PHULAMBRIKAR, S. P. Improve power factor and reduce the harmonics distortion of the system. *Research Journal of Engineering Sciences*, v. 1, n. 5, p. 31–36, nov. 2012. ISSN 2278-9472. Disponível em: <https://www.isca.me/IJES/Archive/v1i5/6.ISCA-RJEngS-2012-096.pdf>. Acesso em: 14 ago. 2025. 28

SINGH, A.; GUPTA, J.; SINGH, B. Design of single-stage light electric vehicles battery charger based on isolated bridgeless modified sepic converter with reduced switch stress. In: *2022 IEEE 1st Industrial Electronics Society Annual On-Line Conference (ONCON)*. [s.n.], 2022. p. 1–6. DOI: 10.1109/ONCON56984.2022.10127049. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/10127049>. Acesso em: 13 ago 2025. 25

STMICROELECTRONICS. *CCM PFC controller with high voltage startup*. 2022. L4986, Datasheet DS13768 - Rev 3. Disponível em: <https://www.st.com/en/product/L4986>. Acesso em: 06 ago 2025. 34

TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED. *UCC28070-Q1 INTERLEAVING CONTINUOUS CONDUCTION MODE PFC CONTROLLER*. 2011. Datasheet SLUSA71A. Disponível em: <https://www.ti.com/product/UCC28070-Q1>. Acesso em: 06 ago 2025. 34

TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED. *230-V, 900-W, Power Factor Regulator Converter (PFC) for Inverter-Fed Drives and Appliances*. 2015. Design de referência TIDA-00443. Disponível em: <https://www.ti.com/tool/TIDA-00443>. Acesso em: 05 ago 2025. 31, 36, 37, 40, 45, 47, 50, 51, 52, 59, 76

TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED. *UCC28180 Programmable Frequency, Continuous Conduction Mode (CCM), Boost Power Factor Correction (PFC) Controller*. 2016. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc28180.pdf>. Acesso em: 05 ago 2025. 35, 36, 37, 39, 45, 47, 50, 52, 57, 59

TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED. *PMP40766: Universal input, 500-w cc/cv e-bike charger reference design*. 2021. Reference design. Disponível em: <https://www.ti.com/tool/PMP40766>. Acesso em: 13 ago 2025. 24, 35

TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED. *PFC Controller Step-by-Step Selection Guide*. 2023. Product Overview. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/po/sluaao8/sluaao8.pdf?ts=1754589067054>. Acesso em: 07 ago 2025. 30, 32

TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED. *UCC28070 and UCC28070A Extended Frequency Range (10kHz to 300kHz), Interleaving Continuous Conduction Mode PFC Controller*. 2025. Datasheet SLUSAW0C. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/pdf/SLUSAW0>. Acesso em: 06 ago 2025. 34

THORNTON. *Catálogo de ferrite*. 2015. Disponível em: <https://www.thornton.com.br/pdf/CATALOGO%20THORNTON.pdf>. Acesso em: 07 ago 2025. 103

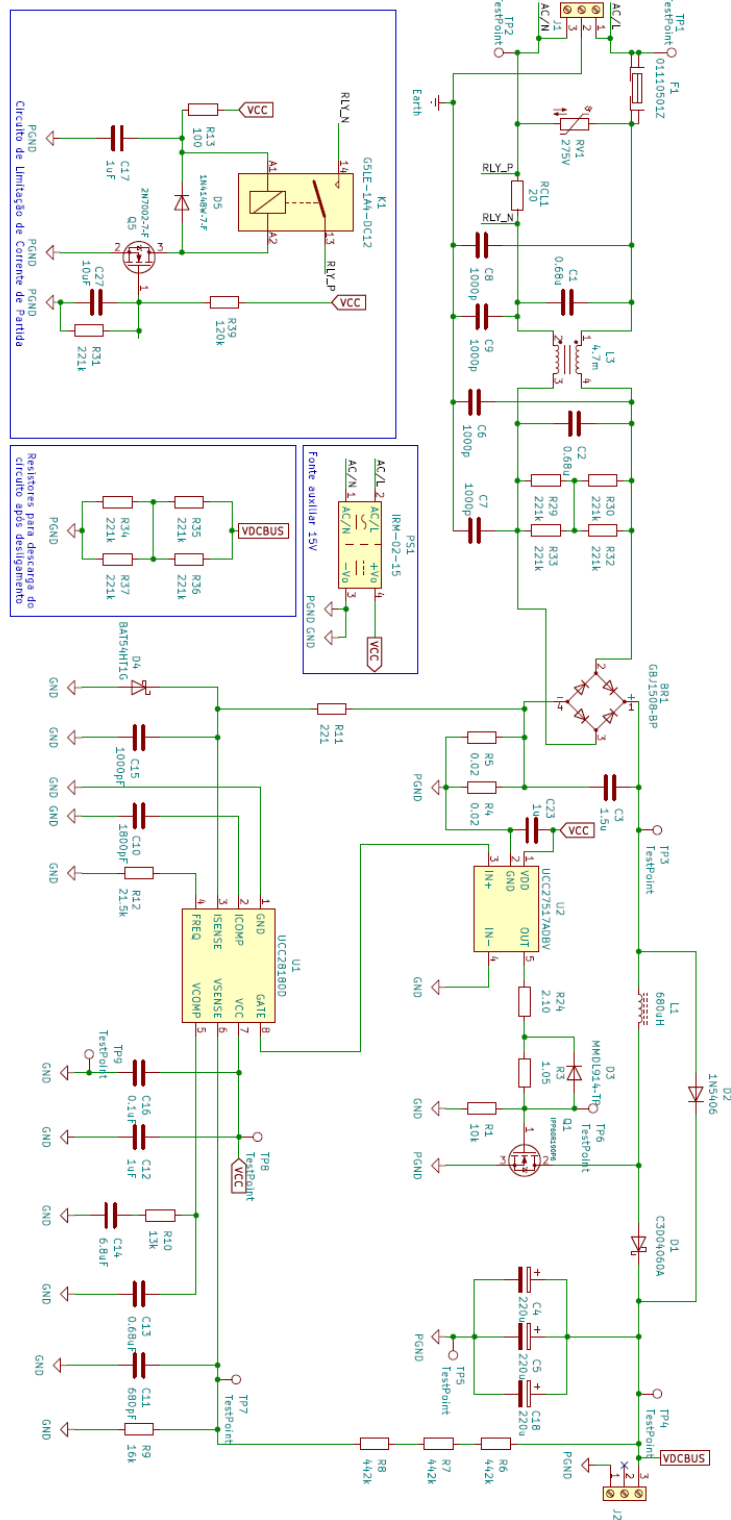
TRAN, V. T.; SUTANTO, D.; MUTTAQI, K. M. The state of the art of battery charging infrastructure for electrical vehicles: Topologies, power control strategies, and future trend. In: *2017 Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*. IEEE, 2017. p. 1–6. DOI: 10.1109/AUPEC.2017.8282421. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8282421>. Acesso em: 11 ago 2025. 22, 23

VAZ, L. F. H.; BARROS, D. C.; CASTRO, B. H. R. de. Veículos híbridos e elétricos: sugestões de políticas públicas para o segmento. *BNDES Setorial*, Banco Nacional de Desenvolvimento Econômico e Social, Rio de Janeiro, v. 41, p. 295–344, 2015. Disponível em: <http://web.bndes.gov.br/bib/jspui/handle/1408/4284>. Acesso em: 11 ago 2025. 19

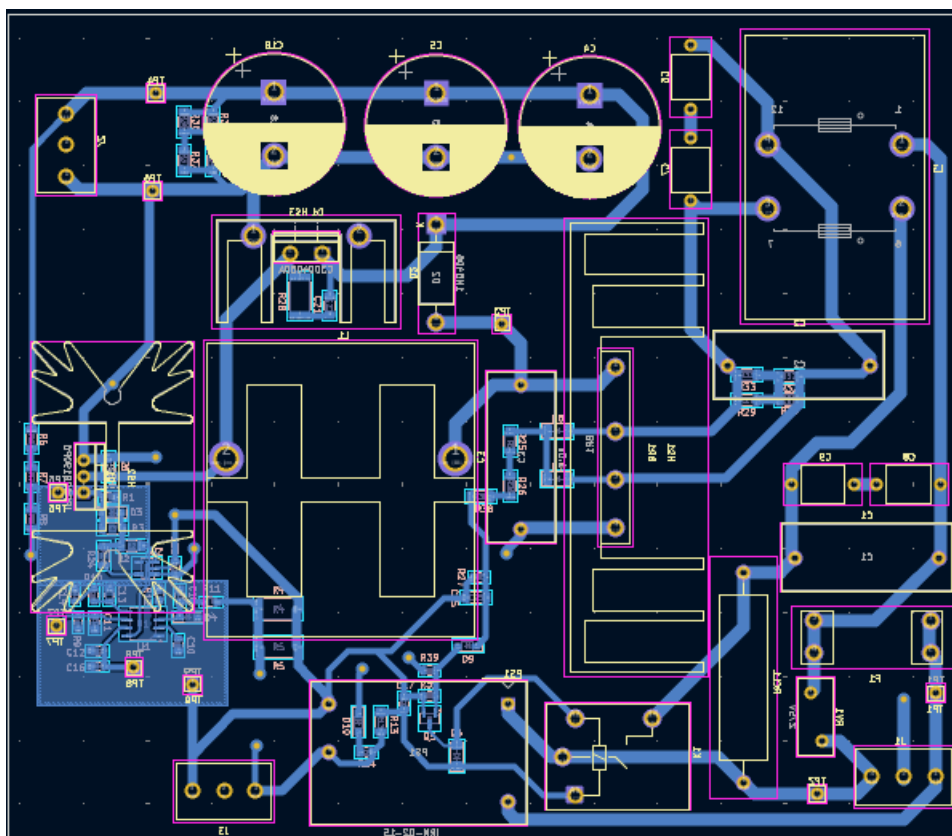
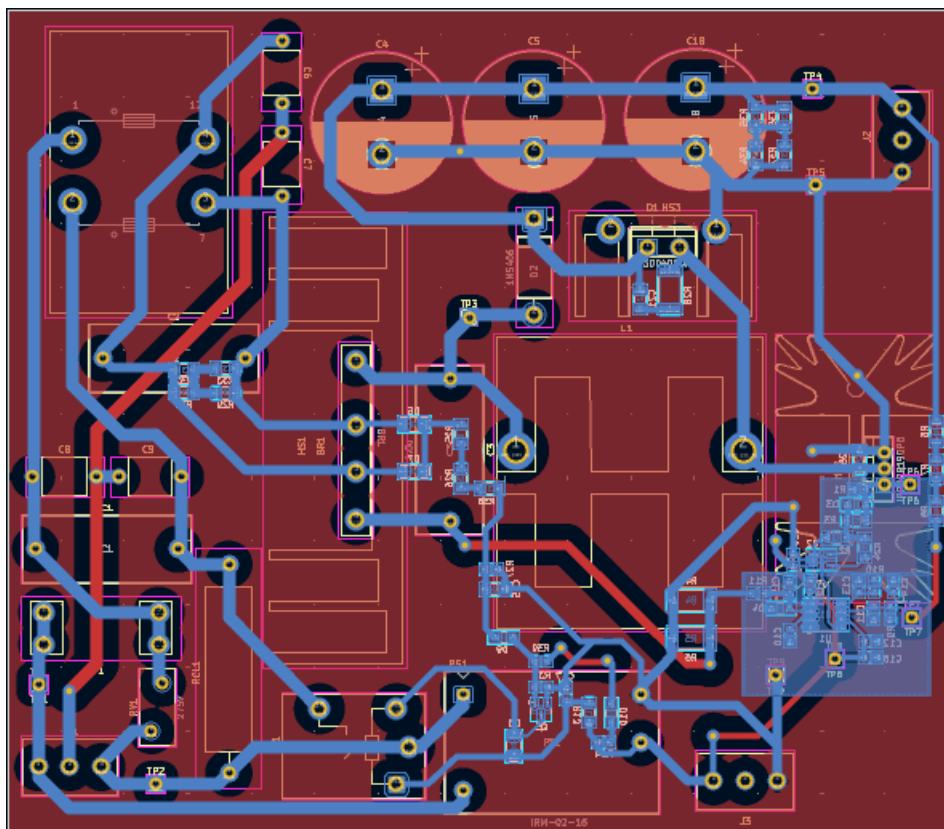
WOLFSPEED. *C3D04060A*: 3rd generation 600 v, 4a silicon carbide schottky. 2024. Disponível em: https://assets.wolfspeed.com/uploads/2023/05/Wolfspeed_C3D04060A_data_sheet.pdf. Acesso em: 07 ago 2025. 45, 103

APÊNDICES

APÊNDICE A – ESQUEMÁTICO ELÉTRICO COMPLETO DO CONVERSOR



APÊNDICE B – LAYOUT DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO



APÊNDICE C – PLANILHA DE CÁLCULO DO CONTROLE ANALÓGICO UTILIZADO NA SIMULAÇÃO

Created using a free version of SMATH Studio

Projeto do controle para simulação

Especificações do projeto:

$V_{in_rms} := 220 \text{ V}$	$V_{out} := 400 \text{ V}$	$L := 680 \text{ }\mu\text{H}$
$f := 60 \text{ Hz}$	$P_{out_max} := 900 \text{ W}$	$R_L := 0$
$f_{sw} := 98 \text{ kHz}$	$R_o := 177,78 \text{ }\Omega$	$C_{out} := 660 \text{ }\mu\text{F}$

Malha de corrente

Função de transferência da malha de corrente:

$$G_i(s) := \frac{i_l}{d}$$

$$G_i(s) := \frac{V_o}{sL + R_L}$$

$$G_i(s) := \frac{400}{s \cdot 680 \cdot 10^{-6}}$$

$$G_i(\omega) := \frac{400}{i \cdot \omega \cdot 680 \cdot 10^{-6}}$$

$$K_i := 1 \quad \text{Ganho do sensor/medição de corrente}$$

$$K_{pwm} := 1 \quad \text{Ganho equivalente do modulador PWM}$$

$$f_c := \frac{f_{sw}}{10} = 9800 \text{ Hz} \quad \text{Frequência de cruzamento desejada}$$

$$MF := 60^\circ \quad \text{Margem de fase desejada (em graus). Pode ser ajustada para equilibrar estabilidade e velocidade de resposta.}$$

$$\omega_c := 2 \cdot \pi \cdot f_c = 61575,216 \text{ Hz} \quad \text{Frequência angular de cruzamento da malha}$$

$$\omega_z := \frac{\omega_c}{\tan(MF - 90^\circ - \arg(G_i(\omega_c) \cdot K_i \cdot K_{pwm}))} = 35550,4675 \text{ Hz} \quad \text{Frequência angular do zero do compensador PI.}$$

$$\delta_z := \frac{1}{\omega_z} = 2,8129 \cdot 10^{-5} \text{ s} \quad \text{Constante de tempo associada ao zero do compensador PI}$$

$$k_c := \frac{\omega_c}{\sqrt{(\omega_c^2 + \omega_z^2)} \cdot |G_i(\omega_c) \cdot K_i \cdot K_{pwm}|} = 0,0907 \text{ Hz} \quad \text{Ganho proporcional do compensador PI da malha de corrente}$$

Tanto K_c quanto δ_z são os parâmetros efetivamente configurados no controlador PI da malha de corrente utilizado na simulação

17 ago 2025 22:39:16 - Controle_simulacao_tcc.sm
Created using a free version of SMATH Studio

Malha de tensão

Função de transferência da malha de tensão:

$$G_v(s) := \frac{v_o}{i_o}$$

$$G_v(s) := \frac{R_o}{s \cdot C_{out} \cdot R_o + 1}$$

$$G_v(s) := \frac{177,78}{s \cdot 0,1173 + 1}$$

$$G_v(\omega) := \frac{177,78}{(i \cdot \omega \cdot 0,1173) + 1}$$

A malha de tensão isolada não é implementada diretamente, mas sua função de transferência é necessária para o cálculo da malha interligada com a corrente.

Interligando as malhas de corrente e tensão

$$V_{p_in} := V_{in_rms} \cdot \sqrt{2} = 311,127 \text{ V} \quad \text{Valor de pico da tensão de entrada da rede}$$

$$\alpha := \frac{V_{p_in}}{V_{out}} = 0,7778 \quad \text{Fator de proporcionalidade entre tensão de entrada e tensão de saída}$$

$$G_{io_il} := \frac{\alpha}{2} = 0,3889 \quad \text{Ganho do caminho que relaciona a corrente de saída ao sinal de controle da malha externa}$$

Função de transferência equivalente do conversor considerando as duas malhas interligadas:

$$G_{vo_il}(\omega) := G_{io_il} \cdot G_v(\omega)$$

$$G_{vo_il}(\omega) := \frac{\alpha}{2} \cdot \frac{R_o}{i \cdot \omega \cdot C_{out} \cdot R_o + 1}$$

$$G_{vo_il}(\omega) := 0,3889 \cdot \frac{177,78}{i \cdot \omega \cdot 0,1173 + 1}$$

$$f_c := \frac{f}{10} = 6 \text{ Hz} \quad \text{Frequência de cruzamento escolhida para a malha de tensão (tipicamente baixa, para garantir estabilidade frente à malha de corrente mais rápida)}$$

$$MF := 60^\circ \quad \text{Margem de fase adotada para garantir estabilidade e resposta adequada (em graus)}$$

$$\omega_c := 2 \cdot \pi \cdot f_c = 37,6991 \text{ Hz} \quad \text{Frequência angular de cruzamento da malha interligada}$$

$$\omega_z := \frac{\omega_c}{\tan(MF - 90^\circ - \arg(G_{vo_il}(\omega_c)))} = 100,0979 \quad \text{Frequência angular do zero do compensador PI da malha interligada}$$

$$\delta_z := \frac{1}{\omega_z} = 0,01 \text{ s} \quad \text{Constante de tempo associada ao zero do compensador PI da malha interligada}$$

$$K_c := \frac{\omega_c}{\sqrt{(\omega_c^2 + \omega_z^2)} \cdot |G_{vo_il}(\omega_c)|} = 0,0231 \quad \text{Ganho proporcional do compensador PI da malha interligada de tensão}$$

Tanto K_c quanto δ_z são os parâmetros efetivamente configurados no controlador PI da malha de tensão interligada com a corrente, e foram os valores aplicados na simulação

ANEXOS

ANEXO A – PLANILHA DE PROJETO DO INDUTOR BOOST

Created using a free version of SMATH Studio

Projeto Físico do Indutor de Alta Frequência (Versão 01)

Instituto Federal de Santa Catarina - IFSC

Campus Florianópolis

Departamento Acadêmico de Eletrônica - DAELN

Eletrônica de Potência

Professor: Elaborada por Clóvis Petry e revisada por Joabel Moia

Atualização em fevereiro de 2017

Smath Studio

<http://en.smath.info/forum/>

Deve ser usado o padrão brasileiro para separação decimal e milhar

➔ Indica que o projetista deve entrar com um valor

Parâmetros de entrada

- ➔ $L_o := 680 \cdot 10^{-6} \text{ H}$ Indutância desejada
- ➔ $I_{Lop} := 8,4029 \text{ A}$ Corrente de pico no indutor
- ➔ $I_{Loef} := 5,4016 \text{ A}$ Corrente eficaz
- ➔ $\Delta I_{Lo} := 0,2 \text{ A}$ Ondulação de corrente
- ➔ $F_s := 98000 \text{ Hz}$ Frequência de operação

Escolha do núcleo

- $k := 0,7$ Fator de enrolamento
- $J := 450 \text{ A/cm}^2$ Densidade de corrente no enrolamento
- $B := 0,35 \text{ T}$ Densidade de fluxo magnético - material tipo IP da Thorton
- $\mu := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ Permeabilidade do vácuo

$$A_e A_w := \frac{L_o \cdot I_{Lop} \cdot I_{Loef} \cdot 10^4}{k \cdot B \cdot J} \quad A_e A_w = 2,7995 \text{ cm}^4 \quad \text{Produto de áreas para escolha do núcleo}$$

Tabela de núcleos de ferrite Thorton, resumida, obtida do livro de Ivo Barbi - Projeto de Fontes Chaveadas

	Núcleo	$A_e \text{ (cm}^2\text{)}$	$A_w \text{ (cm}^2\text{)}$	$l_e \text{ (cm)}$	$l_t \text{ (cm)}$	$v_e \text{ (cm}^3\text{)}$	$A_e A_w \text{ (cm}^4\text{)}$
Linha 1	E-20	0,312	0,26	4,28	3,8	1,34	0,08
Linha 2	E-30/7	0,60	0,80	6,7	5,6	4,00	0,48
Linha 3	E-30/14	1,20	0,85	6,7	6,7	8,00	1,02
Linha 4	E-42/15	1,81	1,57	9,7	8,7	17,10	2,84
Linha 5	E-42/20	2,40	1,57	9,7	10,5	23,30	3,77
Linha 6	E-55	3,54	2,50	1,2	11,6	42,50	8,85

Not for commercial use

17 ago 2025 21:16:02 - Projeto_Indutor_E55.sm
Created using a free version of SMath Studio

$$TabelaNucleos := \begin{bmatrix} 0,312 & 0,26 & 4,28 & 3,8 & 1,34 & 0,08 \\ 0,60 & 0,80 & 6,7 & 5,6 & 4,00 & 0,48 \\ 1,20 & 0,85 & 6,7 & 6,7 & 8,00 & 1,02 \\ 1,81 & 1,57 & 9,7 & 8,7 & 17,10 & 2,84 \\ 2,40 & 1,57 & 9,7 & 10,5 & 23,30 & 3,77 \\ 3,54 & 2,50 & 1,2 & 11,6 & 42,50 & 8,85 \end{bmatrix}$$

Será usado o núcleo: EE 55 Thornton >>>Núcleo escolhido

Assim, a linha correspondente ao núcleo escolhido é:

➔ $Linha := 6$ Linha correspondente ao núcleo escolhido

$Ae := TabelaNucleos_{Linha\ 1}$	$Ae = 3,54$	cm^2	Área da perna central do núcleo
$lt := TabelaNucleos_{Linha\ 4}$	$lt = 11,6$	cm	Comprimento médio de uma espira
$Aw := TabelaNucleos_{Linha\ 2}$	$Aw = 2,5$	cm^2	Área da janela do carretel
$Ve := TabelaNucleos_{Linha\ 5}$	$Ve = 42,5$	cm^3	Volume do núcleo
$AeAw := TabelaNucleos_{Linha\ 6}$	$AeAw = 8,85$	cm^4	Produto de áreas do núcleo

Cálculo do número de espiras

$$N := \frac{Lo \cdot I_{Lop}}{B \cdot Ae} \cdot 10^4 \quad N = 46,1176 \quad \text{espiras}$$

➔ $N := 46$ Ajuste (arredondamento) no número de espiras

Cálculo do entreferro

$$lg := \frac{N^2 \cdot \mu \cdot Ae}{Lo} \cdot 10^{-2} \quad lg = 0,1384 \quad cm \quad \text{Será ajustado na construção do indutor}$$

Perdas no núcleo

$$KH := 4 \cdot 10^{-5} \quad \text{Constantes empíricas}$$

$$KE := 4 \cdot 10^{-10}$$

$$\Delta B := B \cdot \frac{\Delta I Lo}{I_{Lop}} \quad \Delta B = 0,0083T \quad \text{Ondulação na densidade de fluxo magnético}$$

$$P_{nucleo} := \Delta B^{2,4} \cdot (KH \cdot Fs + KE \cdot Fs^2) \cdot Ve \quad P_{nucleo} = 0,0034 \quad W \quad \text{Perda no núcleo}$$

17 ago 2025 21:16:02 - Projeto_Indutor_E55.sm
Created using a free version of SMath Studio

Profundidade de penetração

$$\Delta := \frac{7,5}{\sqrt{F_s}} \quad \Delta = 0,024 \quad \text{cm} \quad 2 \cdot \Delta = 0,0479 \quad \text{cm} \quad \text{Diâmetro máximo de condutor que poderá ser utilizado}$$

Em baixas frequências, qualquer condutor pode ser utilizado

Tabela de fios esmaltados, obtida do livro de Ivo Barbi - Projeto de Fontes Chaveadas

AWG	Diâmetro Cobre (cm)	Área Cobre (cm ²)	Diâmetro Isolamento (cm)	Área Isolamento (cm ²)	OHMS/CM 20 °C	OHMS/CM 100 °C	AMP. para 450A/cm ²
10	0,259	0,052620	0,273	0,058572	0,000033	0,000044	23,679
11	0,231	0,041729	0,244	0,046738	0,000041	0,000055	18,778
12	0,205	0,033092	0,218	0,037309	0,000052	0,000070	14,892
13	0,183	0,026243	0,195	0,029793	0,000066	0,000080	11,809
14	0,163	0,020811	0,174	0,023800	0,000083	0,000111	9,365
15	0,145	0,016504	0,156	0,019021	0,000104	0,000140	7,427
16	0,129	0,013088	0,139	0,015207	0,000132	0,000176	5,890
17	0,115	0,010379	0,124	0,012164	0,000166	0,000222	4,671
18	0,102	0,008231	0,111	0,009735	0,000209	0,000280	3,704
19	0,091	0,006527	0,100	0,007794	0,000264	0,000353	2,937
20	0,081	0,005176	0,089	0,006244	0,000333	0,000445	2,329
21	0,072	0,004105	0,080	0,005004	0,000420	0,000561	1,847
22	0,064	0,003255	0,071	0,004013	0,000530	0,000708	1,465
23	0,057	0,002582	0,064	0,003221	0,000668	0,000892	1,162
24	0,051	0,002047	0,057	0,002586	0,000842	0,001125	0,921
25	0,045	0,001624	0,051	0,002078	0,001062	0,001419	0,731
26	0,040	0,001287	0,046	0,001671	0,001339	0,001789	0,579
27	0,036	0,001021	0,041	0,001344	0,001689	0,002256	0,459
28	0,032	0,000810	0,037	0,001083	0,002129	0,002845	0,364
29	0,029	0,000642	0,033	0,000872	0,002685	0,003587	0,289
30	0,025	0,000509	0,030	0,000704	0,003386	0,004523	0,229
31	0,023	0,000404	0,027	0,000568	0,004269	0,005704	0,182
32	0,020	0,000320	0,024	0,000459	0,005384	0,007192	0,144
33	0,018	0,000254	0,022	0,000371	0,006789	0,009070	0,114
34	0,016	0,000201	0,020	0,000300	0,008560	0,011437	0,091
35	0,014	0,000160	0,018	0,000243	0,010795	0,014422	0,072
36	0,013	0,000127	0,016	0,000197	0,013612	0,018186	0,057
37	0,011	0,000100	0,014	0,000160	0,017165	0,022932	0,045
38	0,010	0,000080	0,013	0,000130	0,021644	0,028917	0,036
39	0,009	0,000063	0,012	0,000106	0,027293	0,036464	0,028
40	0,008	0,000050	0,010	0,000086	0,034417	0,045981	0,023
41	0,007	0,000040	0,009	0,000070	0,043399	0,057982	0,018

A partir da profundidade de penetração, escolhe o fio:

➔ Fio := 22

Parâmetros do condutor escolhido a partir da tabela acima

$$A_{\text{cufio}} := \text{TabelaFios}_{\text{Fio} - 93} \quad A_{\text{cufio}} = 0,0033 \quad \text{cm}^2 \quad \text{Área de cobre}$$

$$\rho_{\text{fio}} := \text{TabelaFios}_{\text{Fio} - 97} \quad \rho_{\text{fio}} = 0,0007 \quad \frac{\Omega}{\text{cm}} \quad \text{Resistividade do fio a 100 graus Celsius}$$

$$S_{\text{fio}} := \text{TabelaFios}_{\text{Fio} - 95} \quad S_{\text{fio}} = 0,004 \quad \text{cm}^2 \quad \text{Área com isolamento}$$

Not for commercial use
3/4

17 ago 2025 21:16:02 - Projeto_Indutor_E55.sm
Created using a free version of SMath Studio

Área dos condutores

$$S := \frac{I_{Loef}}{J} \quad S = 0,012 \quad \text{cm}^2 \quad \text{Área de cobre necessária}$$

Número de condutores em paralelo

$$NFios := \frac{S}{A_{cufio}} \quad NFios = 3,6877 \quad \text{fios de seção} \quad Fio = 22 \quad \text{AWG} \quad \text{Número de fios em paralelo}$$

➔ $NFios := 4$ Ajuste (arredondamento) no número de fios em paralelo

Resistência do fio

$$RFio := N \cdot \frac{\rho_{fio}}{NFios} \cdot l_t \quad RFio = 0,0944 \quad \Omega \quad \text{Resistência série do indutor}$$

Perdas no cobre

$$P_{cu} := RFio \cdot I_{Loef}^2 \quad P_{cu} = 2,7557W \quad \text{Perdas no cobre}$$

Perda total

$$P_{total} := P_{nucleo} + P_{cu} \quad P_{total} = 2,7591 \quad W \quad \text{Perda total no elemento magnético}$$

Elevação de temperatura

$$R_t := 23 \cdot (A_e \cdot A_w)^{-0,37} \quad R_t = 10,265 \quad ^\circ \text{C/W} \quad \text{Resistência térmica do elemento magnético}$$

$$\Delta t := P_{total} \cdot R_t \quad \Delta t = 28,322 \quad \text{graus} \quad \text{Elevação de temperatura no elemento magnético}$$

Fator de ocupação

$$A_{wneces} := N \cdot NFios \cdot S_{fio} \quad A_{wneces} = 0,7384 \quad \text{Área de janela necessária para acomodar os condutores}$$

$$K_{ocup} := \frac{A_{wneces}}{A_w} \quad K_{ocup} = 0,2954 \quad \text{Fator de ocupação obtido, que deve ser menor que 1 (1 = 100% de ocupação da área da janela (AW))}$$