

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

MARINA ESPÍNDOLA BAMPI E SILVA

**PROJETO DE UMA FONTE AUXILIAR APLICADA A ESTAÇÃO DE
RECARGA EM CORRENTE CONTÍNUA DE VEÍCULOS ELÉTRICOS**

FLORIANÓPOLIS, 2026.

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

MARINA ESPÍNDOLA BAMPI E SILVA

**PROJETO DE UMA FONTE AUXILIAR APLICADA A ESTAÇÃO DE
RECARGA EM CORRENTE CONTÍNUA DE VEÍCULOS ELÉTRICOS**

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. Joabel Moia, Dr.

Corientador:

Mateus Nava Mezaroba, Dr. UFSC

FLORIANÓPOLIS, 2026.

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor.

Silva, Marina Espindola Bampi e
PROJETO DE UMA FONTE AUXILIAR APLICADA A ESTAÇÃO DE
RECARGA EM CORRENTE CONTÍNUA DE VEÍCULOS ELÉTRICOS / Marina
Espindola Bampi e Silva; orientação de Joabel Moia;
coorientação de Mateus Nava Mezaroba. - Florianópolis,
SC, 2026.

136 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. Fonte Auxiliar Chaveada. 2. Conversor flyback.
3. Operação quase-ressonante. 4. Carbetto de silício.
5. Estações de recarga. I. Moia, Joabel. II. Nava Mezaroba,
Mateus. III. Instituto Federal de Santa Catarina.
- IV. PROJETO DE UMA FONTE AUXILIAR APLICADA A ESTAÇÃO
DE RECARGA EM CORRENTE CONTÍNUA DE VEÍCULOS ELÉTRICOS.

PROJETO DE UMA FONTE AUXILIAR APLICADA AOS CONVERSORES ESTÁTICOS DE ESTAÇÃO DE RECARGA CC DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

MARINA ESPÍNDOLA BAMPI E SILVA

Este trabalho foi julgado adequado para obtenção do título de Engenheiro em Engenharia 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, 17 de julho, 2026.

Banca Examinadora:

Documento assinado digitalmente
gov.br JOABEL MOIA
Data: 31/07/2026 13:53:28-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Prof. Joabel Moia, Dr.



Documento assinado digitalmente
Mateus Nava Mezaroba
Data: 31/07/2026 14:03:15-0300
CPF: ***.100.130-**
Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

Mateus Nava Mezaroba, Dr.
UFSC

CLOVIS ANTONIO Assinado de forma digital
PETRY:89207041 por CLOVIS ANTONIO
987 PETRY:89207041987
Dados: 2026.08.03 07:17:01
-03'00'

Prof. Clóvis Antônio Petry, Dr.
IFSC



Documento assinado digitalmente
Ion Leandro dos Santos
Data: 31/07/2026 14:13:55-0300
CPF: ***.648.999-**
Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

Prof. Ion Leandro dos Santos, Me.
IFSC

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus pais, por todo o amor, carinho e incentivo ao longo da minha vida e, principalmente, durante a graduação, por sempre estarem ao meu lado e por nunca me deixarem desistir.

À minha irmã, pelo companheirismo, carinho e apoio em todos esses anos. Ao meu namorado, pelo apoio constante e incondicional ao longo dessa trajetória.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Joabel Moia, agradeço pela orientação, pelos ensinamentos e pela dedicação durante o desenvolvimento deste trabalho e ao longo das aulas. Ao meu coorientador, Mateus Nava Mezaroba, Dr., agradeço todo o apoio e ensinamentos para o desenvolvimento deste projeto.

Agradeço também aos meus amigos, que sempre torceram por mim e se fizeram presentes.

À instituição de ensino, ao Departamento de Eletrônica e, especialmente, aos professores, pela paciência, dedicação e por todos os conhecimentos compartilhados ao longo do curso.

RESUMO

A expansão das estações de recarga em corrente contínua para veículos elétricos tem ampliado a necessidade de fontes auxiliares isoladas, confiáveis e capazes de operar em ampla faixa de tensão, garantindo a alimentação dos circuitos de controle, sensoriamento, acionamento e proteção. Nesse contexto, este trabalho teve como objetivos projetar, implementar e validar experimentalmente uma fonte auxiliar chaveada com duas saídas de 12 V, baseada na topologia flyback quase-ressonante, para aplicação nos conversores estáticos de estações de recarga. A fonte foi desenvolvida para operar com alimentação em corrente contínua, corrente alternada monofásica e corrente alternada trifásica, utilizando um controlador analógico dedicado e semicondutores de carbeto de silício. A metodologia envolveu revisão bibliográfica sobre fontes auxiliares, conversores isolados, operação quase-ressonante e semicondutores de potência, seguida pelo dimensionamento dos componentes, simulação do circuito, desenvolvimento da placa de circuito impresso, montagem do protótipo e realização de ensaios experimentais. Os testes avaliaram as tensões de saída, o rendimento, as formas de onda de chaveamento, os esforços elétricos, a corrente de partida e o comportamento térmico. Os resultados confirmaram o funcionamento da fonte nas diferentes condições de alimentação avaliadas e demonstraram a viabilidade da solução proposta para aplicação em sistemas auxiliares de estações de recarga de veículos elétricos.

Palavras-chave: Fonte auxiliar chaveada. Conversor flyback. Operação quase-ressonante. Carbeto de silício. Estações de recarga.

ABSTRACT

The expansion of direct current charging stations for electric vehicles has increased the need for isolated and reliable auxiliary power supplies capable of operating over a wide input-voltage range and supplying control, sensing, gate-driving, and protection circuits. In this context, this work aimed to design, implement, and experimentally validate a switched-mode auxiliary power supply with two 12 V outputs, based on a quasi-resonant flyback topology, for application in the power converters of charging stations. The power supply was designed to operate from direct current, single-phase alternating current, and three-phase alternating current sources, using a dedicated analog controller and a silicon carbide semiconductor. The methodology included a literature review on auxiliary power supplies, isolated converters, quasi-resonant operation, and power semiconductors, followed by component sizing, circuit simulation, printed circuit board development, prototype assembly, and experimental testing. The tests evaluated the output voltages, efficiency, switching waveforms, electrical stresses, inrush current, and thermal behavior. The results confirmed the operation of the power supply under the different supply conditions evaluated and demonstrated the feasibility of the proposed solution for use in auxiliary systems of electric vehicle charging stations.

Keywords: Switched-mode auxiliary power supply. Flyback converter. Quasi-resonant operation. Silicon carbide. Charging stations.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2 – Esquema simplificado de sistema de recarga para veículos elétricos.....	14
Figura 3 - Conversores CC-CC não isolados: (a) buck; (b) boost; (c) buck-boost.....	20
Figura 4 - Conversor flyback isolado	22
Figura 5 - Conversor forward.....	24
Figura 6 - Conversor half-bridge isolado	25
Figura 7 - Conversor full-bridge isolado	26
Figura 8 - Forma de onda da tensão sobre a chave semicondutora com indicação dos vales de tensão	29
Figura 9 - Implementação do controle com microcontrolador e driver externo.....	33
Figura 10 - Implementação do controle com circuito integrado dedicado	35
Figura 11 - Símbolo elétrico de um MOSFET de potência	39
Figura 12 - Estrutura de referência simplificada do conversor flyback quase-ressonante com controlador BD7682FJ.....	50
Figura 13 - Curvas utilizadas na estimativa das perdas dinâmicas do MOSFET SCT2H12NZ: (a) $E_{on}/E_{off} \times V_{DS}$; (b) $E_{off} \times I_D$; (c) $E_{OSS} \times V_{DS}$	64
Figura 14 – Layout da PCI	74

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Especificações da fonte auxiliar proposta	48
Tabela 2 - Especificações do transformador	59
Tabela 3 - Características do MOSFET SCT2H12NZ consideradas	68
Tabela 4 - Parâmetros do diodo de saída	71
Tabela 5 - Parâmetros do capacitor de saída.....	73
Tabela 6 - Parâmetros elétricos das saídas da fonte com carga nominal somente na saída controlada.....	81
Tabela 7 - Parâmetros elétricos das saídas da fonte com carga nominal somente na saída não controlada.....	81
Tabela 8 - Ensaio com as duas saídas em operação.....	83
Tabela 9 - Parâmetros elétricos de entrada nos ensaios em CA monofásica	85
Tabela 10 - Ensaio em CC com potência total de referência de 50 W	89
Tabela 11 - Ensaio em CC com potência total de referência de 60 W	90
Tabela 12 - Valor da temperatura medida no transformador e no transistor de potência	93
Tabela 13 - Valores de tensão na chave	96
Tabela 14 - Componentes do circuito de acionamento do transistor.....	110
Tabela 15 - VCC do Controlador	113
Tabela 16 - VCC do Controlador	115
Tabela 17 - VCC do Controlador	117
Tabela 18 - Circuito de partida	120
Tabela 19 - Circuito <i>brown-out</i>	123
Tabela 20 - Componentes do circuito de sensoriamento da tensão de saída	124
Tabela 21 - Circuito de controle	126

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CI	Circuito Integrado
GaN	<i>Gallium Nitride</i> (Nitreto de Gálio)
FP	Fator de Potência
IFSC	Instituto Federal de Santa Catarina
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistors</i> (Transistor Bipolar de Porta Isolada)
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i> (Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido-Semicondutor)
PCI	Placa de Circuito Impresso
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SiC	<i>Silicon Carbide</i> (Carbeto de Silício)
TBJ	Transistores Bipolares de Junção
THD	Total Harmonic Distortion (Distorção Harmônica Total)
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	12
1.1	Justificativa	13
1.2	Definição do Problema	13
1.3	Objetivo Geral.....	15
1.4	Objetivos Específicos	15
1.5	Estrutura do Trabalho.....	15
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.....	17
2.1	Eletrônica de Potência e Fontes Auxiliares	17
2.1.1	Fontes de alimentação em sistemas eletrônicos de potência	17
2.1.2	Importância das fontes auxiliares em circuitos periféricos	18
2.1.3	Topologias para Fontes Auxiliares	18
2.2	Operação Quase-Ressonante em Conversores Chaveados	27
2.2.1	Chaveamento no Vale de Tensão.....	28
2.2.2	Deteção dos vales e frequência variável.....	30
2.2.3	Considerações sobre a operação quase-ressonante.....	30
2.3	Implementação de fontes auxiliares chaveadas	31
2.3.1	Controle com microcontrolador e driver externo	32
2.3.2	Circuitos integrados dedicados para implementação de fontes chaveadas	34
2.3.3	Comparação entre as alternativas para a implementação da fonte auxiliar	37
2.4	Transistores de potência.....	37
2.4.1	MOSFET de potência.....	38
3	METODOLOGIA	46
4	PROJETO E DESENVOLVIMENTO DA FONTE AUXILIAR FLYBACK QUASE-RESSONANTE	47
4.1	Especificações do Projeto.....	47
4.2	Projeto da fonte auxiliar flyback quase-ressonante	49
4.2.1	Cálculos dos parâmetros elétricos do conversor.....	50
4.2.2	Controlador BD7682FJ-LB.....	52
4.2.3	Retificador e barramento de entrada.....	53
4.2.4	Transformador.....	54
4.2.5	Especificação do MOSFET de potência.....	60
4.2.6	Diodos de saída	68
4.2.7	Especificação do capacitor de saída.....	71
4.3	Desenvolvimento do esquemático e <i>layout</i> da PCI.....	73
4.4	Montagem da placa.....	75
5	APRESENTAÇÃO DOS RESULTADOS.....	77
5.1	Considerações iniciais sobre os ensaios	77
5.2	Resultados de simulação	78
5.3	Resultados experimentais com alimentação em corrente alternada monofásica	80
5.3.1	Resultados experimentais com carga em apenas uma saída para alimentação CA.....	80

5.3.2	Operação com carga em ambas as saídas com alimentação CA monofásica	82
5.3.3	Resultados experimentais para os parâmetros elétricos de entrada da fonte	85
5.4	Resultados experimentais com alimentação em corrente contínua ...	89
5.5	Resultados experimentais com alimentação trifásica	94
5.6	Medidas da tensão V_{DS} sobre o transistor	95
5.7	Corrente de partida	98
6	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	101
6.1	Sugestões para trabalhos futuros	102

1 INTRODUÇÃO

A mobilidade elétrica tem crescido nos últimos anos e, com isso, também aumenta a necessidade de sistemas de conversão de energia mais eficientes e confiáveis, principalmente em aplicações como estações de recarga para veículos elétricos. Em sistemas desse tipo, os conversores estáticos são responsáveis por processar a energia elétrica e adequá-la às condições exigidas pela aplicação. A eletrônica de potência permite controlar e processar energia por meio de dispositivos semicondutores, sendo aplicada em sistemas nos quais é necessário modificar níveis de tensão, corrente ou frequência.

Em estações de recarga em corrente contínua, o funcionamento do sistema não se limita aos estágios principais responsáveis pela transferência de energia para a bateria do veículo. A Texas Instruments (2020) apresenta a estação de recarga em corrente contínua como uma estrutura composta por estágios de conversão de potência, sensores, circuitos de controle e acionamento. Dessa forma, além do estágio principal de potência, são necessários circuitos auxiliares responsáveis por alimentar o comando, o monitoramento, a comunicação, o acionamento dos semicondutores e a proteção do equipamento.

Nesse contexto, a fonte auxiliar desempenha papel importante na operação da estação de recarga, pois fornece energia aos circuitos associados ao controle, à instrumentação, ao acionamento e à supervisão do sistema. Em aplicações de recarga rápida, nas quais há níveis elevados de potência e tensão, essa fonte deve apresentar operação estável, alimentação regulada, isolamento elétrica, robustez e eficiência compatíveis com as exigências da aplicação.

Diante desse cenário, este trabalho propõe o estudo, o projeto e a validação experimental de uma fonte auxiliar destinada à alimentação dos circuitos de controle, instrumentação, resfriamento e demais sistemas auxiliares de uma estação de recarga rápida para veículos elétricos. A pesquisa busca validar a aplicabilidade da solução proposta por meio do desenvolvimento do protótipo e da análise de seu funcionamento em condições experimentais.

1.1 Justificativa

Em estações de recarga rápida para veículos elétricos, a confiabilidade do sistema não depende apenas do correto funcionamento dos estágios principais de potência. A operação da estação também exige circuitos auxiliares responsáveis por funções como controle, sensoramento, comunicação, acionamento dos semicondutores, supervisão e proteção do equipamento.

Esses circuitos operam com níveis de tensão inferiores aos do estágio principal e precisam de alimentação regulada, estável e eletricamente isolada. Como estão diretamente associados ao comando e ao monitoramento da estação, falhas na alimentação auxiliar podem comprometer o desempenho dos conversores principais e interromper a operação do sistema.

Dessa forma, o projeto e a validação experimental de uma fonte auxiliar de baixa tensão aplicada a estações de recarga rápida mostram-se relevantes, pois contribuem para o suprimento adequado dos circuitos eletrônicos responsáveis pela operação segura e confiável do equipamento.

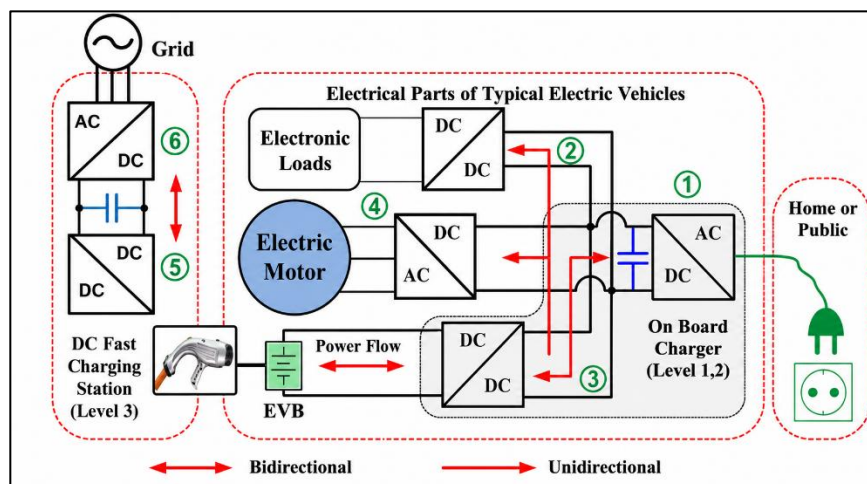
1.2 Definição do Problema

Em estações de recarga rápida em corrente contínua, a conversão de energia ocorre dentro da própria estação antes de ser entregue à bateria do veículo. A Texas Instruments (2020) apresenta esse tipo de sistema a partir de estágios de conversão associados à entrada da rede elétrica, ao processamento em corrente contínua e à interface com o veículo elétrico. De forma complementar, a NXP (2021) apresenta uma estrutura de estação de recarga CC composta por blocos como controlador, circuitos de medição, comunicação, isolamento, gerenciamento de potência e interface com o barramento CC.

A Figura 1 apresenta, de forma simplificada, duas estruturas de recarga para veículos elétricos. À esquerda, observa-se uma estação de recarga em corrente contínua, associada ao nível 3, na qual os conversores de potência estão localizados externamente ao veículo, ou seja, na própria estação de recarga. Nesse caso, a energia é convertida e entregue em corrente contínua diretamente à bateria do veículo. À direita, é representada a recarga em corrente alternada, associada aos

níveis 1 e 2, na qual a conversão principal ocorre internamente ao veículo, por meio do carregador embarcado.

Figura 1 – Esquema simplificado de sistema de recarga para veículos elétricos



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

Embora a Figura 1 represente principalmente o fluxo de potência responsável pela transferência de energia ao veículo, o funcionamento da estação de recarga em corrente contínua também depende de circuitos auxiliares que não estão diretamente representados nestes blocos principais. Esses blocos necessitam de alimentação em baixa tensão, regulada e eletricamente isolada, de modo a garantir a operação adequada e segura do sistema.

Além disso, considerando a estrutura elétrica de uma estação de recarga rápida, a fonte auxiliar proposta deve apresentar flexibilidade quanto ao ponto de alimentação. Dessa forma, ela poderá ser alimentada a partir da entrada em corrente alternada da estação, em configuração monofásica ou trifásica, ou ainda a partir do barramento em corrente contínua disponível após o estágio de retificação. Essa característica permite que a fonte seja integrada a diferentes arquiteturas de estações de recarga CC.

Conforme apresentado pela NXP (2021), estações de recarga CC utilizam blocos eletrônicos de suporte e alimentações auxiliares em baixa tensão, como 12 V e 3,3 V. Dessa forma, o problema deste trabalho está relacionado à necessidade de uma fonte auxiliar chaveada isolada, capaz de fornecer alimentação em baixa tensão para os circuitos internos de uma estação de recarga rápida em corrente contínua. Embora essa fonte não faça parte do fluxo principal de potência entregue ao veículo,

ela é necessária para o funcionamento adequado da estação nível 3 CC, que é o foco deste projeto.

1.3 Objetivo Geral

Desenvolver uma fonte auxiliar chaveada com dupla saída para aplicação em estações de recarga CC de veículos elétricos.

1.4 Objetivos Específicos

- a) Realizar revisão bibliográfica sobre fontes auxiliares chaveadas, conversores CC-CC isolados, estratégias de controle, operação quase-ressonante e semicondutores de potência;
- b) Desenvolver uma fonte auxiliar chaveada isolada, com possibilidade de alimentação em CA monofásico, CA trifásico ou CC, composta por duas saídas nominais de 12 V, sendo uma saída regulada por malha de realimentação com corrente de 3,33 A e uma saída não regulada com corrente de 1,67 A;
- c) Implementar o protótipo experimental da fonte chaveada;
- d) Avaliar experimentalmente o protótipo quanto ao funcionamento, eficiência e regulação da tensão de saída;
- e) Analisar os resultados obtidos, verificando o atendimento às especificações definidas para o projeto.

1.5 Estrutura do Trabalho

Este trabalho está organizado em seis capítulos. O Capítulo 1 apresenta a introdução, a justificativa, a definição do problema, os objetivos e a estrutura geral do trabalho, contextualizando a aplicação de uma fonte auxiliar chaveada em estações de recarga em corrente contínua para veículos elétricos.

O Capítulo 2 apresenta a fundamentação teórica necessária ao desenvolvimento do projeto, abordando conceitos relacionados à eletrônica de

potência, fontes auxiliares chaveadas, topologias de conversores CC-CC, alternativas de controle, operação quase-ressonante, MOSFETs de potência e circuitos integrados dedicados ao controle de fontes chaveadas.

O Capítulo 3 descreve a metodologia adotada para o desenvolvimento, a implementação e a avaliação experimental da fonte auxiliar. Nesse capítulo, são apresentadas as etapas do trabalho, desde a revisão bibliográfica e a definição das especificações até o dimensionamento, a simulação, a montagem do protótipo e a realização dos ensaios.

O Capítulo 4 apresenta o projeto e o desenvolvimento da fonte auxiliar proposta, incluindo as especificações elétricas, o dimensionamento dos principais componentes, a simulação do circuito, a elaboração do layout da Placa de Circuito Impresso (PCI) e a montagem do protótipo.

O Capítulo 5 apresenta os resultados das simulações e dos ensaios experimentais, contemplando o comportamento das tensões de saída, a regulação, o rendimento, as formas de onda de chaveamento, os esforços elétricos, a corrente de partida e o desempenho térmico em diferentes condições de alimentação e carga.

Por fim, o Capítulo 6 apresenta as considerações finais do trabalho, reunindo as principais conclusões obtidas a partir do desenvolvimento e da avaliação do protótipo, além das sugestões para trabalhos futuros.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Este capítulo apresenta os principais conceitos necessários ao desenvolvimento deste trabalho. Inicialmente, são abordados aspectos relacionados à eletrônica de potência e às fontes auxiliares, destacando sua importância na alimentação de circuitos de controle, sensoramento, acionamento, comunicação e proteção. Em seguida, são apresentadas topologias de conversores aplicáveis a fontes auxiliares, alternativas para implementação do controle, fundamentos da operação quase-ressonante e tecnologias de semicondutores de potência. Esses conceitos servem de base para as escolhas técnicas realizadas nos capítulos posteriores.

2.1 Eletrônica de Potência e Fontes Auxiliares

As fontes auxiliares têm a função de alimentar os circuitos que não pertencem diretamente ao fluxo principal de potência, mas que são indispensáveis para a operação do equipamento. Esses circuitos normalmente operam com níveis de tensão inferiores aos do estágio principal e exigem alimentação estável, regulada e, em muitos casos, isolada eletricamente do barramento de potência.

2.1.1 Fontes de alimentação em sistemas eletrônicos de potência

Em uma mesma estrutura de fonte de alimentação, o estágio principal pode operar com níveis elevados de tensão e corrente, enquanto os circuitos de controle, acionamento e supervisão demandam tensões menores, alimentação estável e, em muitos casos, isolamento elétrico em relação ao barramento principal (BARBI, 2000; MARTINS; BARBI, 2000).

Essa separação entre o estágio de potência e os circuitos de suporte é necessária porque os dispositivos eletrônicos envolvidos possuem requisitos distintos de operação. Enquanto a chave semicondutora principal deve suportar esforços elevados de tensão e corrente, os circuitos de comando operam com sinais de menor amplitude. Assim, a fonte de alimentação deve garantir níveis de tensão compatíveis

com cada parte do sistema, contribuindo para a estabilidade, a segurança e a confiabilidade do conversor (MARTINS; BARBI, 2000).

Além da adequação dos níveis de tensão, também deve ser considerada a qualidade da alimentação fornecida aos circuitos auxiliares. Variações excessivas, ondulações de tensão e ruídos podem comprometer o funcionamento dos circuitos de controle, afetar a leitura de sensores ou prejudicar o acionamento adequado dos semicondutores de potência. Dessa maneira, o projeto das fontes auxiliares deve considerar não apenas a tensão nominal requerida, mas também aspectos como regulação, isolamento, capacidade de corrente e imunidade à perturbações.

2.1.2 Importância das fontes auxiliares em circuitos periféricos

Entre os circuitos periféricos das fontes auxiliares estão os controladores, sensores, circuitos de medição, *drivers* aplicados ao acionamento dos semicondutores, interfaces de comunicação, sistemas de supervisão e circuitos de proteção (BARBI, 2000; HART, 2011).

Nos circuitos de controle, a alimentação adequada é essencial para o processamento dos sinais de realimentação, comparação com os valores de referência e definição da ação de controle necessária para regular tensão ou corrente no conversor. O sinal resultante do controlador pode ser utilizado pelo modulador, responsável por gerar os sinais de comando aplicados aos circuitos de acionamento dos semicondutores de potência. Sensores e circuitos de medição, por sua vez, dependem de níveis de tensão estáveis para realizar leituras confiáveis. Já os *drivers* necessitam de alimentação compatível com os requisitos de acionamento dos semicondutores de potência, garantindo que os dispositivos sejam acionados e desligados de forma adequada durante a operação do conversor (MARTINS; BARBI, 2000).

2.1.3 Topologias para Fontes Auxiliares

As fontes auxiliares chaveadas podem ser implementadas por diferentes topologias de conversão cuja escolha depende das características elétricas e construtivas da aplicação. Entre os principais critérios considerados estão a potência

processada, a faixa de tensão de entrada, os níveis de tensão de saída requeridos, a necessidade de isolamento galvânico, a complexidade do circuito, o custo e a confiabilidade do sistema (TEXAS INSTRUMENTS, 2017; MICROCHIP, 2007).

A definição da topologia é uma etapa importante no projeto de conversores estáticos, pois influencia diretamente o princípio de funcionamento do circuito, os esforços elétricos nos semicondutores, o dimensionamento dos elementos magnéticos e o desempenho global da fonte. Para aplicações em estações de recarga, a Texas Instruments (2020) também destaca que a escolha da topologia depende das exigências de potência, tensão, controle, eficiência e complexidade do sistema.

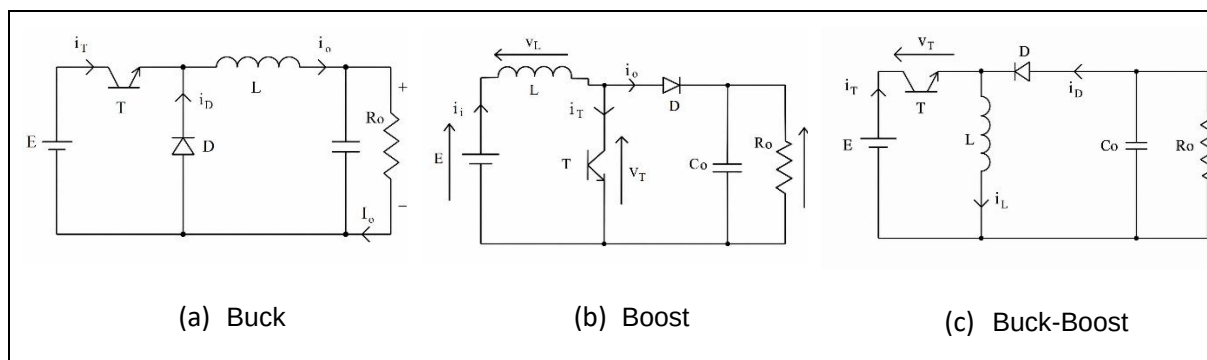
Em fontes auxiliares, essa escolha torna-se especialmente relevante porque o conversor deve fornecer alimentação adequada aos circuitos de controle, acionamento, medição e proteção, muitas vezes a partir de barramentos de tensão elevados, em torno de 800 e 900 V de tensão CC ou com ampla variação na sua tensão de entrada. Dessa forma, topologias como flyback, forward, push-pull, half-bridge e full-bridge podem ser considerados, cada uma com vantagens e limitações específicas conforme a faixa de potência, o nível de isolamento e a complexidade admitida no projeto.

2.1.3.1 Conversores não-isolados

Os conversores CC-CC não-isolados são utilizados quando não há necessidade de separação elétrica entre a entrada e a saída. Nessas topologias, a fonte de entrada e a carga compartilham a mesma referência elétrica, o que reduz a complexidade do circuito, o número de componentes e, em geral, o custo de implementação. Entre as topologias CC-CC não-isoladas mais comuns estão os conversores buck, boost e buck-boost, empregados conforme a relação desejada entre a tensão de entrada e a tensão de saída (MOHAN, 2012; HART, 2011).

A Figura 2 apresenta, de forma simplificada, as estruturas básicas dos conversores buck, boost e buck-boost. Apesar de apresentarem arranjos distintos, essas topologias utilizam elementos semelhantes, como transistor de potência, diodo, indutor, capacitor de saída e carga.

Figura 2 - Conversores CC-CC não isolados: (a) buck; (b) boost; (c) buck-boost



Fonte: Adaptado de Pomilio (2020).

O conversor buck, também conhecido como conversor abaixador, é utilizado quando se deseja obter uma tensão de saída menor que a tensão de entrada. Durante a condução do transistor de potência, a energia é transferida da fonte para o indutor e para a carga. Quando o transistor é desligado, a corrente do indutor continua circulando pelo diodo de roda-livre, mantendo o fornecimento de energia à saída. Dessa forma, a tensão média de saída torna-se inferior à tensão de entrada, sendo controlada pela razão cíclica aplicada ao transistor (HART, 2011).

O conversor boost, ou conversor elevador, é utilizado quando a tensão de saída deve ser maior que a tensão de entrada. Durante a condução do transistor, o indutor armazena energia proveniente da fonte de entrada. Quando o transistor é desligado, a energia armazenada no indutor é somada à energia da fonte e transferida para a saída por meio do diodo, resultando em uma tensão de saída superior à tensão de entrada (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

O conversor buck-boost combina características dos conversores buck e boost, permitindo obter uma tensão de saída cujo módulo pode ser maior ou menor que a tensão de entrada. Na configuração mais usual, a energia é armazenada no indutor durante a condução da chave e transferida para a carga quando a chave é desligada. Uma característica importante dessa topologia é que a tensão de saída apresenta polaridade invertida em relação à tensão de entrada (HART, 2011).

Embora os conversores não isolados sejam amplamente empregados em aplicações CC-CC, sua principal limitação está na ausência de isolamento galvânico entre entrada e saída. Em fontes auxiliares alimentadas a partir de barramentos de

maior tensão, essa separação pode ser necessária por razões de segurança, proteção dos circuitos de controle e confiabilidade do sistema.

2.1.3.2 Conversores CC-CC isolados

Os conversores CC-CC isolados são empregados em aplicações nas quais é necessária a separação elétrica entre a entrada e a saída do conversor. Essa característica é obtida por meio de um elemento magnético, geralmente um transformador de alta frequência, que permite a transferência de energia sem conexão elétrica direta entre os dois lados do circuito. Além do isolamento galvânico, essas topologias possibilitam a adequação dos níveis de tensão e, em alguns casos, a obtenção de múltiplas saídas a partir de enrolamentos secundários adicionais.

Em fontes auxiliares alimentadas a partir de barramentos de tensão elevada, o isolamento torna-se especialmente importante, pois permite separar os circuitos de controle, medição, acionamento e proteção do estágio principal de potência. Essa separação contribui para a segurança elétrica, para a proteção dos dispositivos eletrônicos e para a confiabilidade da operação do sistema.

Entre as topologias isoladas aplicáveis às fontes chaveadas estão os conversores flyback, forward, half-bridge e full-bridge. A escolha entre essas estruturas envolve fatores como potência processada, faixa de tensão de entrada, número de saídas, complexidade do circuito, custo, eficiência e requisitos de isolamento. Em fontes auxiliares de baixa potência, o conversor flyback se destaca pela simplicidade construtiva e pela possibilidade de implementação com reduzido número de componentes.

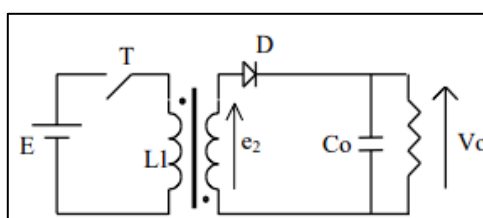
2.1.3.3 Conversor flyback

O conversor flyback é uma das topologias isoladas mais utilizadas em fontes auxiliares de baixa potência, especialmente em aplicações que exigem simplicidade, isolamento galvânico, baixo número de componentes e possibilidade de múltiplas saídas. Sua ampla utilização está relacionada à estrutura relativamente simples e à possibilidade de obtenção de diferentes níveis de tensão no secundário por meio de enrolamentos adicionais no elemento magnético. Segundo a Texas

Instruments (2011), o conversor flyback é uma das topologias isoladas mais simples e é recomendado para aplicações de baixa potência.

A estrutura básica do conversor flyback é apresentada na Figura 3. Nessa topologia, podem ser identificados o enrolamento primário, o transistor de potência, o enrolamento secundário, o diodo de saída, o capacitor de filtragem e a carga. Embora o elemento magnético seja frequentemente denominado transformador flyback, sua função no circuito é melhor representada por um indutor acoplado, pois a energia é armazenada durante a condução do transistor e transferida para a saída após o seu desligamento.

Figura 3 - Conversor flyback isolado



Fonte: Adaptado de Pomilio (2020).

Durante o intervalo em que o transistor está conduzindo, a corrente que circula pelo enrolamento primário e a energia é armazenada no campo magnético do indutor acoplado. Neste instante, devido à polaridade dos enrolamentos, o diodo do secundário permanece bloqueado e a carga é alimentada pelo capacitor de saída. Quando a chave é desligada, ocorre a inversão da polaridade nos enrolamentos, o diodo do secundário entra em condução e a energia armazenada no enrolamento magnético é transferida para a saída, alimentando a carga e recarregando o capacitor. Essa forma de operação caracteriza o conversor flyback como uma topologia adequada para fontes auxiliares isoladas, principalmente quando se deseja simplicidade construtiva e possibilidade de múltiplas saídas (HART, 2011).

Apesar da simplicidade da topologia, o conversor flyback apresenta alguns cuidados de projeto. Um deles está relacionado à indutância de dispersão do indutor acoplado, que pode provocar picos de tensão sobre o transistor no instante de desligamento. Por isso, é comum a inclusão de um circuito auxiliar de proteção, como um *snubber* ou um circuito grampeador, responsável por limitar essas sobretensões e aumentar a confiabilidade do conversor. A utilização desse circuito, entretanto,

acrescenta componentes ao projeto e pode introduzir perdas adicionais (FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, 2006; TEXAS INSTRUMENTS, 2011).

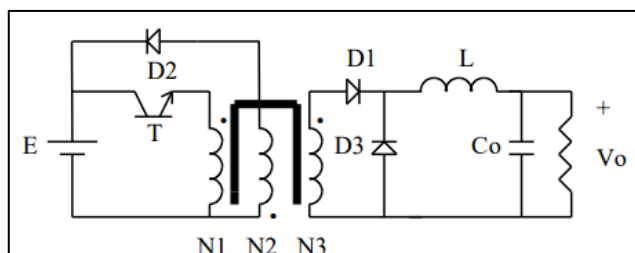
Mesmo apresentando limitações relacionadas aos esforços elétricos nos semicondutores, à necessidade de circuito *snubber* e à potência processada, o conversor *flyback* permanece como uma alternativa relevante para fontes auxiliares isoladas de baixa potência. Sua simplicidade construtiva, a possibilidade de múltiplas saídas e a adequação a aplicações com isolamento galvânico tornam essa topologia bastante empregada em sistemas eletrônicos de potência. Além disso, quando associada à estratégias de comutação mais eficientes, como a operação quase-ressonante, essa topologia pode apresentar redução das perdas de chaveamento e melhoria no desempenho eletromagnético.

2.1.3.4 Conversor forward

O conversor forward é outra topologia isolada empregada em fontes chaveadas. Assim como o conversor flyback, utiliza um transformador para proporcionar isolamento galvânico entre a entrada e a saída. Entretanto, diferentemente do flyback, o forward transfere energia para o secundário durante o intervalo de condução da chave principal. Dessa forma, o transformador não atua predominantemente como elemento de armazenamento de energia, mas como elemento de transferência direta entre o primário e o secundário.

A estrutura básica do conversor forward é apresentada na Figura 4, na qual podem ser identificados o enrolamento primário, o transistor, o enrolamento secundário, os diodos de saída, o indutor, o capacitor de filtragem e a carga. Em algumas implementações, também é utilizado um enrolamento adicional para promover a desmagnetização do núcleo do transformador após o desligamento da chave principal.

Figura 4 - Conversor forward



Fonte: Adaptado de Pomilio ([s.d.]).

Durante a condução do transistor, a tensão de entrada é aplicada ao enrolamento primário do transformador, induzindo tensão no secundário. Nesse intervalo, o diodo de saída conduz e a energia é transferida para o filtro de saída e para a carga. Quando a chave é desligada, a corrente no indutor de saída mantém a alimentação da carga por meio do diodo de roda-livre, enquanto o núcleo do transformador precisa ser desmagnetizado para evitar saturação nos ciclos seguintes. Por esse motivo, o conversor forward exige cuidados adicionais com o circuito de *reset* ou desmagnetização do transformador (HART, 2011).

De acordo com a Texas Instruments (2021), o conversor forward pode apresentar desempenho superior ao conversor *flyback* em determinadas aplicações, principalmente pela transferência direta de energia para a saída e pela menor ondulação de corrente. Entretanto, essa melhoria está associada a maior complexidade, pois a topologia utiliza maior número de componentes e exige atenção adicional ao projeto do transformador, do filtro de saída e do circuito de desmagnetização.

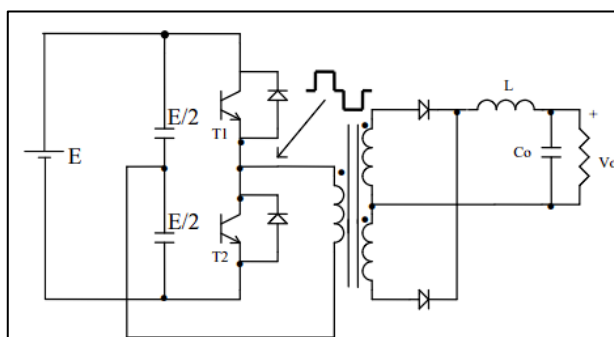
Dessa forma, o forward pode ser considerado uma alternativa tecnicamente viável para fontes auxiliares isoladas, especialmente quando a aplicação exige melhor desempenho em relação à ondulação de corrente e à transferência de energia. No entanto, quando o objetivo é obter uma fonte auxiliar simples, compacta e de menor custo, o *flyback* tende a ser mais atrativo, principalmente em aplicações de baixa potência.

2.1.3.5 Conversores half-bridge e full-bridge

As topologias half-bridge e full-bridge, também denominadas meia ponte e ponte completa, são geralmente empregadas em conversores isolados de maior potência. Essas estruturas utilizam mais de um transistor para aplicar uma tensão alternada ao primário do transformador, permitindo melhor aproveitamento do elemento magnético e maior capacidade de processamento de energia em comparação com topologias de chave única.

No conversor half-bridge, mostrado na Figura 5, duas chaves semicondutoras são acionadas de forma alternada, aplicando ao primário do transformador uma tensão proveniente do ponto médio do barramento CC, normalmente formado por dois capacitores em série. Essa configuração permite a transferência de energia para o secundário com melhor utilização do transformador. No entanto, exige maior complexidade de acionamento, controle e proteção, além de cuidados com o equilíbrio das tensões nos capacitores do barramento.

Figura 5 - Conversor half-bridge isolado



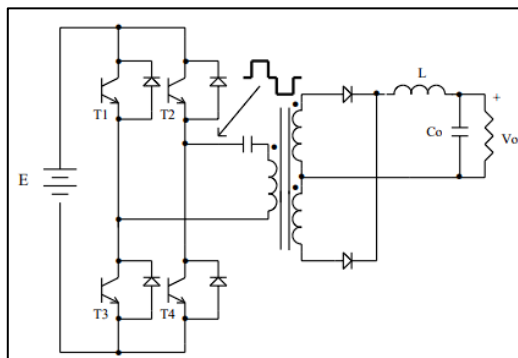
Fonte: Adaptado de Pomilio (2020).

Segundo a Texas Instruments (2011), o conversor half-bridge é indicado para aplicações de maior potência, sendo citado como adequado para projetos acima de aproximadamente 200 W. O mesmo material também destaca que essa topologia pode apresentar menores correntes de ondulação na entrada e na saída quando comparada ao flyback e ao forward, embora sua implementação seja mais complexa.

O conversor full-bridge, visualizado na Figura 6, por sua vez, utiliza quatro transistores em configuração de ponte completa. Nessa topologia, os transistores são acionados em pares diagonais, aplicando tensões de polaridades opostas ao primário do transformador. Com isso, o full-bridge permite maior aproveitamento do barramento

CC e maior capacidade de transferência de energia, sendo comum em aplicações de potência mais elevada.

Figura 6 - Conversor full-bridge isolado



Fonte: Adaptado de Pomilio (2020).

Apesar das vantagens em aplicações de maior potência, as topologias half-bridge e full-bridge tendem a ser menos atrativas para fontes auxiliares de baixa potência. Isso ocorre porque aumentam o número de semicondutores, a complexidade dos circuitos de acionamento, o custo, o volume do circuito e as exigências de controle. Dessa forma, embora sejam alternativas importantes em conversores isolados, sua aplicação é mais comum em estágios principais de potência ou em fontes de maior capacidade.

2.1.3.6 Comparação entre as topologias

A partir das topologias apresentadas, observa-se que a escolha do conversor depende diretamente dos requisitos da aplicação. Em fontes auxiliares, fatores como isolamento galvânico, potência processada, faixa de tensão de entrada, número de saídas, custo, volume e complexidade de implementação são determinantes para a definição da estrutura mais adequada.

Os conversores não isolados, como *buck*, *boost* e *buck-boost*, apresentam menor complexidade e menor número de componentes. Entretanto, por não oferecerem isolamento entre entrada e saída, tornam-se limitados em aplicações nas quais a fonte auxiliar é alimentada a partir de barramentos de tensão elevada. Nesses casos, o isolamento galvânico é necessário principalmente por questões de

segurança, pois permite separar eletricamente o barramento principal de potência dos circuitos auxiliares de baixa tensão, como controle, medição, proteção e acionamento.

Entre as topologias isoladas, o flyback se destaca pela simplicidade, pelo baixo número de componentes e pela possibilidade de múltiplas saídas, características importantes em fontes auxiliares de baixa potência. O forward, por sua vez, permite transferência direta de energia para a saída e pode apresentar melhor desempenho em relação à ondulação de corrente, mas exige circuito de desmagnetização e maior quantidade de componentes.

As topologias half-bridge e full-bridge apresentam maior capacidade de processamento de energia e melhor aproveitamento do transformador, sendo mais adequadas a aplicações de maior potência. No entanto, sua implementação envolve maior número de semicondutores, circuitos de acionamento mais complexos e maior custo, o que pode tornar sua aplicação menos atrativa em fontes auxiliares compactas.

Dessa forma, topologias mais simples tendem a favorecer aplicações de menor potência e menor custo, enquanto estruturas mais complexas são justificadas quando há necessidade de maior capacidade de processamento de energia. Para a aplicação proposta, o isolamento galvânico torna-se um requisito importante devido à necessidade de alimentar circuitos auxiliares de baixa tensão a partir de uma estrutura associada a tensões elevadas. Assim, a definição da topologia deve considerar o equilíbrio entre segurança, isolamento, potência, custo, complexidade e confiabilidade exigidos pelo sistema.

2.2 Operação Quase-Ressonante em Conversores Chaveados

A operação quase-ressonante é uma técnica de comutação suave aplicada a conversores eletrônicos de potência com o objetivo de reduzir as perdas associadas ao chaveamento dos semicondutores. Em conversores com comutação dissipativa, também chamada de *hard switching*, a tensão sobre o transistor e a corrente que circula por ela pode coexistir durante os instantes de entrada em condução e bloqueio. Essa sobreposição resulta em dissipação de energia e contribui para o aumento das perdas de comutação.

Em técnicas de comutação suave, busca-se modificar as condições elétricas no instante de acionamento ou desligamento do transistor. Para isso, podem ser utilizados elementos indutivos e capacitivos do próprio circuito, ou redes ressonantes adicionadas ao conversor, de modo a criar oscilações controladas de tensão ou corrente. Segundo Lee (1988), os conversores quase-ressonantes utilizam redes ressonantes associadas ao interruptor de potência para moldar as formas de onda durante a comutação, reduzindo as perdas associadas a esse processo.

As perdas de chaveamento podem ser representadas de forma simplificada pela equação 1:

$$P_{sw} = (E_{on} + E_{off}) \cdot f_{sw} \quad (1)$$

em que P_{sw} representa a potência dissipada no chaveamento, E_{on} corresponde à energia dissipada durante a entrada em condução da chave, E_{off} corresponde à energia dissipada durante a entrada em bloqueio f_{sw} representa a frequência de chaveamento. Observa-se que as perdas aumentam tanto com a energia dissipada em cada transição quanto com o aumento da frequência de operação. Dessa forma, a redução das energias associadas ao acionamento e ao desligamento da chave constitui um dos principais objetivos das técnicas de comutação suave.

A operação quase-ressonante não está restrita a uma única topologia de conversor. O conceito pode ser aplicado a diferentes estruturas de conversão CC-CC, isoladas ou não isoladas, conforme a forma como os elementos ressonantes são inseridos ou aproveitados no circuito. De modo geral, a ressonância ocorre durante uma parcela do ciclo de operação, criando condições mais favoráveis para o chaveamento sem que toda a transferência de energia para a carga dependa de uma operação ressonante contínua (LEE, 1988).

2.2.1 Chaveamento no Vale de Tensão

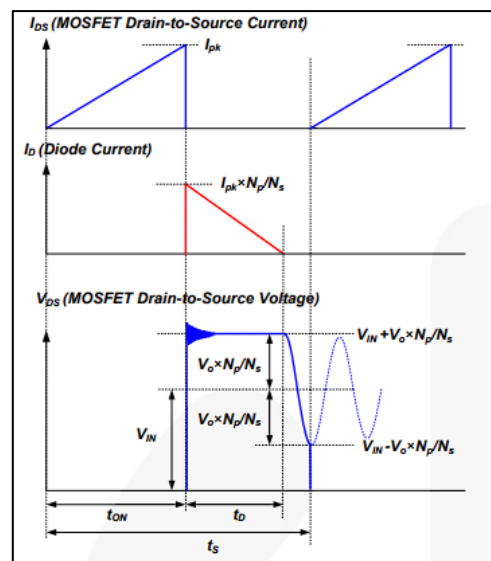
Uma aplicação prática da comutação em tensão reduzida é o chaveamento no vale de tensão, conhecido como *valley switching*. Nessa estratégia, após a transferência de energia para a saída, ocorre uma oscilação natural da tensão sobre

a chave semicondutora. Essa oscilação está normalmente associada à interação entre a indutância magnetizante do transformador e a capacitância de saída do MOSFET.

Quando a corrente no secundário chega a zero, a tensão dreno-fonte do MOSFET passa a oscilar, formando máximos e mínimos sucessivos. Os pontos mínimos dessa oscilação são chamados de vales de tensão. O princípio do *valley switching* consiste em acionar o MOSFET nesses instantes, reduzindo a tensão presente sobre a chave durante a entrada em condução e, conseqüentemente, diminuindo as perdas de chaveamento.

A Figura 7 apresenta, de forma simplificada, a forma de onda da tensão sobre a chave semicondutora durante a operação quase-ressonante. Observa-se que os vales correspondem aos pontos mínimos da oscilação, nos quais o acionamento pode ocorrer com menor dissipação de energia.

Figura 7 - Forma de onda da tensão sobre a chave semicondutora com indicação dos vales de tensão



Fonte: Adaptado de STMicroelectronics (2002).

A frequência natural dessa oscilação pode ser expressa, de forma simplificada, pela equação 2:

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad (2)$$

em que f_r representa a frequência de ressonância, L corresponde à indutância participante do processo ressonante e C representa a capacitância equivalente associada à oscilação.

2.2.2 Detecção dos vales e frequência variável

Em conversores quase-ressonantes, o circuito empregado deve identificar o instante adequado para acionar novamente a chave semicondutora. Em CIs dedicados, essa função pode ser realizada por meio de circuitos de detecção da oscilação ressonante, frequentemente associados a sinais auxiliares do próprio conversor. A partir desses sinais, o controlador identifica o comportamento da forma de onda ressonante e determina o instante adequado para um novo acionamento da chave.

Uma característica importante dessa operação é que a frequência de chaveamento não permanece necessariamente constante. Como o acionamento depende da ocorrência de uma condição específica da forma de onda ressonante, a frequência de operação pode variar conforme a carga, a tensão de entrada e os parâmetros do circuito. Em cargas leves, por exemplo, o controlador pode aguardar instantes posteriores da oscilação antes de realizar um novo acionamento, reduzindo a frequência efetiva de operação.

Essa variação de frequência é uma característica própria da operação quase-ressonante. Segundo a STMicroelectronics (2002), conversores quase-ressonantes podem operar com frequência variável em função das condições de entrada e de carga. Assim, diferentemente de conversores PWM convencionais de frequência fixa, o conversor quase-ressonante sincroniza o acionamento da chave com uma condição específica da forma de onda ressonante.

2.2.3 Considerações sobre a operação quase-ressonante

A operação quase-ressonante proporciona vantagens importantes em relação ao chaveamento rígido convencional. Entre os principais benefícios estão a redução das perdas de comutação, a diminuição dos esforços dinâmicos sobre os semicondutores e a redução da interferência eletromagnética. Esses aspectos são relevantes em fontes chaveadas que operam em frequências de comutação elevadas ou que utilizam semicondutores sujeitos a esforços significativos de tensão e corrente. Lee (1988) destaca que os conversores quase-ressonantes permitem moldar as

formas de onda de tensão ou corrente durante a comutação, reduzindo as perdas associadas às transições de chaveamento.

Em conversores com operação quase-ressonante, o acionamento da chave em instantes de menor tensão contribui para reduzir a energia dissipada durante as transições de estado. Essa característica favorece o rendimento do conversor e pode reduzir o aquecimento dos semicondutores de potência. Além disso, a variação natural da frequência de operação pode contribuir para a distribuição do espectro de ruído, favorecendo o desempenho eletromagnético do sistema (STMICROELECTRONICS, 2002).

Apesar dessas vantagens, a operação quase-ressonante também apresenta particularidades de projeto. A frequência de chaveamento variável exige atenção ao dimensionamento dos elementos magnéticos, à escolha dos semicondutores, ao projeto do circuito de controle e aos limites de operação em diferentes condições de carga e tensão de entrada. Dessa forma, sua aplicação deve considerar não apenas os ganhos em eficiência, mas também os requisitos de controle, proteção e robustez do conversor.

Em aplicações associadas a barramentos de tensão elevada, a operação quase-ressonante pode ser analisada como alternativa para reduzir perdas de chaveamento e melhorar o rendimento do estágio de conversão. De forma geral, sua adoção deve ser avaliada considerando a potência processada, a faixa de tensão de entrada, os esforços sobre a chave semicondutora, a frequência de comutação de operação e a complexidade admitida para o circuito de controle.

2.3 Implementação de fontes auxiliares chaveadas

Após a definição da topologia de potência, também é necessário estabelecer como será realizada a implementação da fonte auxiliar chaveada, principalmente quando o objetivo realizar o controle de uma das saídas da fonte, mantendo o valor de tensão estável. A principal função do sistema de controle é regular a tensão ou a corrente de saída diante de variações na tensão de entrada ou a variações de carga, além de contribuir para a proteção e supervisão do conversor. Em fontes chaveadas com realimentação, a tensão de saída é medida, comparada

com uma referência e o erro resultante é processado por um compensador, que define a ação necessária para a regulação do conversor (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

Em sistemas analógicos convencionais, o acionamento do transistor é realizado por meio de uma modulação por largura de pulso (PWM, do inglês *Pulse Width Modulation*), cuja razão cíclica é definida por meio da comparação entre um sinal CC e um sinal do tipo dente-de-serra ou triangular. Nos conversores em que há uma realimentação e compensação, esse sinal CC utilizado na comparação é, tipicamente, obtido após o compensador e comparado com o sinal dente de serra ou triangular na frequência de comutação.

A implementação prática dessa malha pode ser realizada por diferentes abordagens. Entre as alternativas mais comuns estão o uso de microcontrolador associado a *driver* externo ou a utilização de circuitos integrados comerciais dedicados a implementação de fontes chaveadas. No primeiro caso, o controle é implementado de maneira digital, permitindo maior flexibilidade e possibilidade de supervisão do sistema. No segundo, as funções de controle e proteção são concentradas em um circuito integrado específico, reduzindo a quantidade de componentes externos e simplificando a implementação da fonte.

Nas subseções seguintes, são apresentadas essas duas alternativas de implementação, destacando suas principais características, vantagens e limitações em aplicações de fontes auxiliares chaveadas.

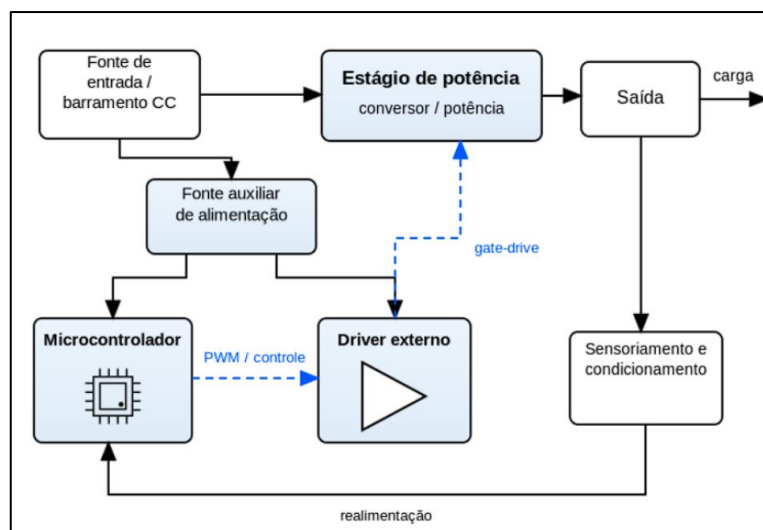
2.3.1 Controle com microcontrolador e *driver* externo

Uma das possibilidades para implementação do controle de uma fonte chaveada é a utilização de um microcontrolador associado a circuitos de medição, condicionamento de sinais e acionamento do transistor de potência. Nessa abordagem, a tensão de saída, ou outra grandeza de interesse, é medida por meio de circuitos de sensoriamento e enviada ao microcontrolador. A partir dessa informação, o valor medido é comparado com uma referência, e o algoritmo de controle define o sinal de comando aplicado ao conversor.

Em muitas aplicações, após a atuação do compensador, implementado de forma digital, o microcontrolador gera os sinais de PWM utilizados nos transistores do conversor. Entretanto, o sinal fornecido nas saídas dos pinos do microcontrolador normalmente não possui níveis adequados de tensão e corrente para acionar um transistor de potência. Por esse motivo, utiliza-se um circuito de acionamento, denominado *driver*, entre o microcontrolador e o transistor. O *driver* é responsável por fornecer a energia necessária para carregar e descarregar as capacitâncias dos terminais de *gate-source* do MOSFET, garantindo tempos de comutação adequados e contribuindo para a redução das perdas associadas ao acionamento do dispositivo (MARTINS; BARBI, 2000).

A Figura 8 apresenta de forma simplificada, a implementação do controle com microcontrolador associado a *driver* externo. Nesse tipo de arranjo, a tensão de saída é medida por meio de um circuito de sensoramento e enviada ao microcontrolador, que processa essa informação e gera o sinal de comando aplicado ao *driver* de *gate*.

Figura 8 - Implementação do controle com microcontrolador e driver externo



Fonte: Elaboração própria (2026).

A principal vantagem dessa abordagem está na flexibilidade. Como parte do controle é implementada de forma digital, torna-se possível modificar a estratégia de controle, incluir funções de proteção, monitorar variáveis elétricas e realizar comunicação com outros sistemas. Além disso, o microcontrolador pode executar

funções adicionais de supervisão, diagnóstico e registro de falhas, o que pode ser interessante em sistemas mais complexos.

Por outro lado, a solução baseada em microcontrolador pode aumentar a complexidade da implementação. Além do próprio microcontrolador, podem ser necessários circuitos de condicionamento de sinais, fonte de alimentação auxiliar, circuito de *driver* de *gate* e implementação adequada do algoritmo de controle. Em fontes isoladas, a realimentação da saída também deve respeitar a necessidade de isolamento entre secundário e primário, podendo ser realizada por meio de optoacopladores ou isoladores digitais. Esse requisito, entretanto, não é exclusivo da solução com microcontrolador, pois também está presente em fontes isoladas implementadas com circuitos integrados dedicados. Dessa forma, embora essa alternativa ofereça maior flexibilidade, sua aplicação pode aumentar a complexidade e os custos do projeto, especialmente em fontes auxiliares compactas e de baixa potência.

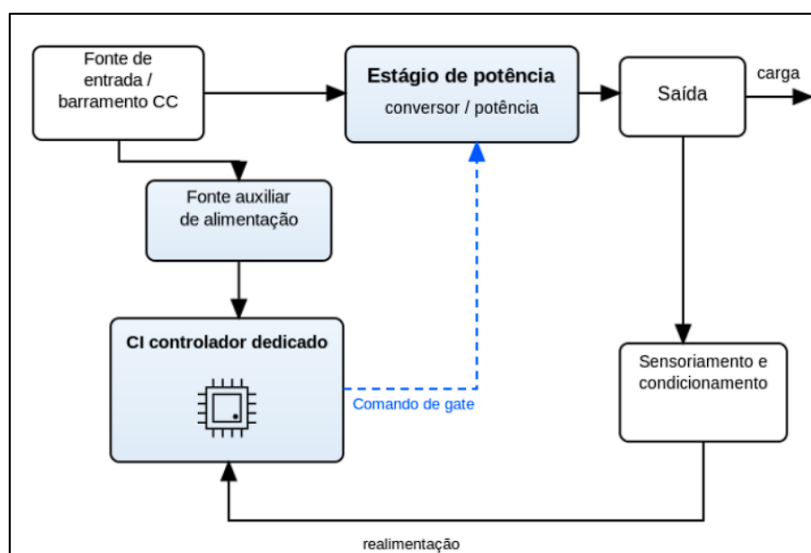
2.3.2 Circuitos integrados dedicados para implementação de fontes chaveadas

Outra forma de implementar uma fonte chaveada com realimentação é por meio de circuitos integrados dedicados. Esses dispositivos concentram em um único componente diversas funções necessárias à operação do conversor, como acionamento sem a necessidade de um *driver*, partida da fonte, limitação de corrente, bloqueio por subtensão e proteção contra sobrecorrente. Essa integração reduz a quantidade de componentes externos e simplifica a implementação prática da fonte.

Os circuitos integrados dedicados podem apresentar diferentes níveis de integração e especialização. Alguns dispositivos atuam como moduladores PWM tradicionais, normalmente associados a conversores de frequência fixa. Outros incorporam funções adicionais, como partida em alta tensão, regulação pelo lado primário, operação em modo *burst*, chaveamento em vale e técnicas voltadas à redução de perdas. Dessa forma, a escolha do controlador depende da topologia utilizada, do método de realimentação, dos recursos de proteção desejados e das características elétricas da aplicação.

A Figura 9 apresenta, de forma simplificada, a implementação do controle por meio de circuito integrado dedicado. Nessa alternativa, o controlador concentra funções de acionamento, supervisão e proteção, recebendo sinais de realimentação, detecção de corrente e alimentação auxiliar para comandar a chave semicondutora.

Figura 9 - Implementação do controle com circuito integrado dedicado



Fonte: Elaboração própria (2026).

Um exemplo clássico de controlador PWM é o UC3845, da Texas Instruments. Esse componente é um controlador em modo corrente utilizado em fontes chaveadas de frequência fixa, incorporando funções como limitação de corrente, bloqueio por subtensão, amplificador de erro e estágio de saída para acionamento da chave semicondutora. Por essas características, representa uma solução tradicional para diferentes topologias de conversores estáticos (TEXAS INSTRUMENTS, 2024a).

Além dos controladores PWM convencionais, existem circuitos integrados com maior nível de integração e recursos voltados a aplicações específicas de fontes chaveadas. O UCC28712, também da Texas Instruments, é um controlador de tensão e corrente constantes com regulação pelo lado primário, do inglês *Primary-Side Regulation* (PSR). Essa característica permite regular a saída sem a utilização direta de realimentação pelo secundário. Para isso, o controlador utiliza a tensão refletida em um enrolamento auxiliar do elemento magnético, a qual é relacionada à tensão de saída durante determinado intervalo do ciclo de chaveamento. Esse mesmo enrolamento auxiliar também pode ser utilizado para alimentar o próprio circuito

integrado após a partida da fonte. Dessa forma, em determinadas aplicações, a regulação pelo lado primário pode reduzir a necessidade de optoacoplador, simplificando a implementação da malha de realimentação.

Entre as soluções disponibilizadas pela Onsemi, destaca-se a família NCP12400. Segundo o fabricante, esse circuito integrado é um controlador em modo corrente de frequência fixa voltado a fontes chaveadas isoladas, incorporando recursos de alimentação e proteção que simplificam a implementação do circuito. Um dos recursos presentes nessa família é o *Dynamic Self-Supply*, que auxilia a alimentação do próprio controlador em condições como partida, transientes, modo de espera e situações de proteção. Com isso, o componente contribui para reduzir a quantidade de componentes externos necessários à implementação da fonte chaveada (ONSEMI, 2022).

Outra alternativa comercial é o BD7682FJ-LB, desenvolvido pela ROHM Semiconductor. Esse circuito integrado pertence à família BD768xFJ-LB, destinada ao controle de conversores quase-ressonantes. Segundo a ROHM Semiconductor (2015), o dispositivo utiliza MOSFET externo e resistor externo de detecção de corrente, o que proporciona flexibilidade ao projeto. A operação quase-ressonante contribui para a redução das perdas de comutação e da interferência eletromagnética. Além disso, o componente incorpora funções de proteção, operação *burst* em cargas leves, limitação de sobrecorrente ciclo a ciclo, *brown-out* e circuito de limitação da tensão de *gate*, recurso associado ao acionamento de MOSFETs de carbeto de silício.

A análise desses exemplos mostra que os controladores dedicados podem assumir diferentes funções dentro de uma fonte chaveada. Controladores como o UC3845 representam soluções PWM tradicionais, enquanto dispositivos como o UCC28712 e o NCP12400 incorporam recursos adicionais de partida, proteção, regulação e redução de componentes externos. Já o BD7682FJ-LB exemplifica uma solução voltada à operação quase-ressonante, com recursos específicos para redução de perdas de chaveamento, menor interferência eletromagnética e acionamento de MOSFET externo.

2.3.3 Comparação entre as alternativas para a implementação da fonte auxiliar

A escolha entre uma solução baseada em microcontrolador e uma solução baseada em circuito integrado dedicado depende das características da aplicação e do nível de flexibilidade desejado no projeto. O uso de microcontrolador permite maior liberdade para implementação de algoritmos de controle, supervisão, comunicação e diagnóstico. No entanto, essa abordagem exige maior quantidade de circuitos auxiliares, como condicionamento de sinais, conversores analógico-digitais, fonte de alimentação auxiliar e *driver* externo para acionamento da chave semicondutora.

Os circuitos integrados dedicados, por outro lado, apresentam maior simplicidade de implementação, pois concentram em um único componente diversas funções necessárias à operação da fonte chaveada. Esses dispositivos reduzem a quantidade de componentes externos, facilitam a implementação de proteções e são amplamente utilizados em fontes comerciais. Entretanto, apresentam menor flexibilidade em relação a alterações na estratégia de controle, uma vez que suas funções principais são definidas pelo fabricante.

Dessa forma, a solução baseada em microcontrolador tende a ser mais atrativa em sistemas que exigem maior flexibilidade, comunicação e processamento digital. Já os circuitos integrados dedicados se mostram adequados para fontes auxiliares compactas, isoladas e de baixa potência, nas quais a simplicidade do circuito, a redução de componentes e a integração de funções de proteção são aspectos importantes.

2.4 Transistores de potência

A escolha do semicondutor de potência é uma etapa importante no projeto de uma fonte chaveada, pois esse componente atua diretamente no processo de chaveamento do conversor. Para a seleção do dispositivo, além dos limites de tensão e corrente, devem ser considerados aspectos como perdas de condução, perdas de comutação, velocidade de chaveamento, forma de acionamento e comportamento térmico. Esses fatores influenciam diretamente o rendimento, a confiabilidade e a robustez do sistema. Mohan, Undeland e Robbins (2003) relacionam a seleção da

chave semicondutora às condições de operação do conversor, como tensão, corrente, frequência de chaveamento e perdas.

Entre os principais dispositivos semicondutores utilizados em eletrônica de potência estão os Transistores Bipolares de Junção (TBJs), os *Insulated Gate Bipolar Transistors* (IGBTs) e os *Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistors* (MOSFETs). Os TBJs foram amplamente utilizados nas primeiras gerações de conversores eletrônicos, mas exigem corrente de base para acionamento, o que torna seu comando mais complexo. Os IGBTs, por sua vez, são empregados principalmente em aplicações de maior potência, como acionamentos de motores, inversores industriais e sistemas de conversão de energia. Já os MOSFETs são amplamente utilizados em fontes chaveadas devido à velocidade de comutação e à simplicidade de acionamento por tensão (MARTINS; BARBI, 2000).

Em fontes chaveadas de baixa potência e maior frequência de operação, os MOSFETs se destacam pela elevada velocidade de comutação, pelo acionamento por tensão e pela facilidade de comando. Por essas características, essa tecnologia é amplamente empregada em conversores CC-CC, fontes auxiliares e aplicações nas quais a redução das perdas de comutação é relevante (BARBI, 2001).

Além do tipo de dispositivo, também é necessário considerar o material semicondutor empregado em sua fabricação. Tradicionalmente, os MOSFETs são produzidos em silício. Entretanto, materiais semicondutores de banda larga, como o nitreto de gálio (GaN) e o carbeto de silício (SiC), têm possibilitado melhorias em características como tensão de bloqueio, perdas de condução, velocidade de chaveamento e desempenho térmico. Dessa forma, torna-se relevante analisar as principais tecnologias de MOSFET disponíveis para aplicações em fontes chaveadas alimentadas por barramentos de tensão elevada.

2.4.1 MOSFET de potência

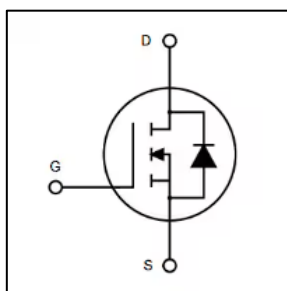
O MOSFET é um dispositivo semicondutor amplamente utilizado em fontes chaveadas devido à sua capacidade de operar como chave eletrônica em frequências de comutação elevadas. Diferentemente de dispositivos controlados por corrente, como os TBJs, o MOSFET é controlado por uma tensão aplicada aos terminais de

gate-source, característica que simplifica seu acionamento e contribui para sua utilização em conversores eletrônicos de potência (MARTINS; BARBI, 2000).

Do ponto de vista funcional, o MOSFET é composto por três terminais principais: *drain*, *source* e *gate*, usualmente denominados dreno, fonte e porta. A condução entre *drain* e *source* ocorre quando uma tensão adequada é aplicada ao terminal de *gate-source*, formando um canal de condução no interior do dispositivo. Como a porta é isolada por uma camada de óxido, a corrente necessária para manter o MOSFET em condução é muito pequena, sendo exigida principalmente durante os processos de carga e descarga das capacitâncias internas associadas ao dispositivo (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

O símbolo elétrico do MOSFET de potência é apresentado na Figura 10, destacando os terminais *gate*, *drain* e *source*, além do diodo intrínseco associado à estrutura do dispositivo.

Figura 10 - Símbolo elétrico de um MOSFET de potência



Fonte: Adaptado de STMicroelectronics (2021).

Em fontes chaveadas, os MOSFETs apresentam vantagens importantes devido à sua elevada velocidade de comutação em relação aos outros componentes de mesma funcionalidade. Como são dispositivos de portadores majoritários, não apresentam o mesmo efeito de armazenamento de carga observado em dispositivos bipolares, o que contribui para menores tempos de ligamento e desligamento. Além disso, o acionamento por tensão facilita sua aplicação em conversores de alta frequência, especialmente em fontes chaveadas e conversores CC-CC (BARBI, 2001).

Entretanto, o desempenho do MOSFET não depende apenas de sua velocidade de chaveamento. Durante a condução, a dissipação de potência está associada principalmente à resistência entre *drain* e *source* no estado ligado,

representada por $R_{DS(on)}$ e são chamadas de perdas por condução. Durante as transições entre os estados ligado e desligado, as perdas dependem da sobreposição entre tensão e corrente no dispositivo e são chamadas perdas por comutação. Dessa forma, a seleção de um MOSFET para uma fonte chaveada deve considerar os limites máximos de tensão e corrente, as perdas de condução, as perdas de comutação, o comportamento térmico e os requisitos de acionamento (MOHAN; UNDELAND; R OBBINS, 2003).

Assim, os MOSFETs de potência constituem uma das principais tecnologias empregadas em fontes chaveadas modernas, combinando elevada velocidade de chaveamento, acionamento simplificado e bom desempenho dinâmico. No entanto, suas características elétricas e térmicas dependem do material semicondutor utilizado, o que torna necessário analisar as tecnologias baseadas em silício, nitreto de gálio e carbeto de silício.

2.4.1.1 MOSFET de silício

O MOSFET de silício é uma das tecnologias mais consolidadas em fontes chaveadas e conversores estáticos. Sua ampla utilização está relacionada à maturidade do processo de fabricação, à disponibilidade comercial, ao custo relativamente menor e ao bom desempenho em aplicações de baixa e média tensão. Martins e Barbi (2000) apresentam o MOSFET de potência como uma chave semicondutora adequada para aplicações que exigem rapidez de chaveamento e facilidade de acionamento.

Em fontes chaveadas convencionais, o MOSFET de silício apresenta como vantagem a simplicidade de acionamento, pois é um dispositivo controlado por tensão aplicada ao terminal de *gate*. Além disso, sua ampla disponibilidade comercial facilita a seleção de componentes para diferentes faixas de tensão, corrente e encapsulamento. Essas características tornam essa tecnologia atrativa em aplicações nas quais o custo, a simplicidade do circuito de acionamento e a facilidade de obtenção do componente são critérios relevantes de projeto (BARBI, 2001).

Apesar dessas vantagens, o MOSFET de silício passa a apresentar limitações em aplicações de maior tensão. Essa limitação está associada

principalmente ao aumento da resistência entre dreno e fonte no estado ligado, representada por $R_{DS(on)}$. Em dispositivos com maior tensão de bloqueio, a região responsável por suportar os esforços elétricos no estado bloqueado precisa ser dimensionada de forma mais robusta, o que tende a elevar a resistência em condução. Como consequência, há maior dissipação de potência durante a condução e maior exigência sobre o projeto térmico do conversor (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

Além das perdas de condução, também devem ser consideradas as perdas de comutação associadas aos instantes em que o MOSFET passa do estado bloqueado para o estado ligado, e vice-versa. Nessas transições, tensão e corrente podem coexistir no dispositivo durante um curto intervalo de tempo, gerando dissipação de energia. Assim, mesmo apresentando boa velocidade de chaveamento, o desempenho do MOSFET de silício depende de parâmetros como carga de *gate*, capacitâncias parasitas, resistência em condução, tensão de bloqueio e resistência térmica.

Dessa forma, o MOSFET de silício permanece como uma solução bastante utilizada em fontes chaveadas convencionais, principalmente em aplicações de menor tensão, menor custo e ampla disponibilidade comercial. Entretanto, em barramentos de tensão mais elevada, o aumento da resistência em condução pode comprometer o rendimento do conversor e exigir maior cuidado com a dissipação térmica.

2.4.1.2 MOSFET de nitreto de gálio

Além dos MOSFETs de silício, dispositivos baseados em *Gallium Nitride* (GaN), ou nitreto de gálio, têm sido empregados em aplicações de eletrônica de potência que exigem maior eficiência, maior frequência de chaveamento e elevada densidade de potência. O GaN é um material semicondutor de banda larga, característica que permite suportar campos elétricos mais elevados e operar com maior velocidade de comutação quando comparado ao silício em determinadas aplicações.

Na eletrônica de potência, os dispositivos GaN são frequentemente implementados como transistores de alta mobilidade eletrônica, conhecidos como

GaN HEMTs. Esses dispositivos apresentam baixas capacitâncias parasitas, baixa carga de porta e reduzidas perdas de comutação, favorecendo a operação em frequências mais elevadas. A STMicroelectronics (2021) destaca que os dispositivos GaN exigem atenção específica ao circuito de acionamento, pois sua elevada velocidade de comutação torna o projeto sensível a indutâncias parasitas e ao *layout* da placa.

Apesar dessas vantagens, a aplicação de dispositivos GaN exige cuidados específicos de projeto, especialmente devido à elevada velocidade de comutação desses semicondutores. Essa característica aumenta a sensibilidade do conversor às indutâncias parasitas e capacitâncias parasitas presentes nas trilhas da placa, podendo provocar oscilações, sobretensões e interferência eletromagnética. Dessa forma, o acionamento do *gate*, a escolha do *driver* e o layout da placa de circuito impresso devem ser definidos de modo criterioso em conversores baseadas nessa tecnologia (STMICROELECTRONICS, 2021).

Dessa forma, os dispositivos de nitreto de gálio representam uma alternativa relevante aos MOSFETs de silício em aplicações que exigem alta frequência de chaveamento, maior eficiência e compactação do conversor. No entanto, sua adoção deve considerar também a complexidade de acionamento, a maior sensibilidade ao layout e o custo associado à tecnologia.

2.4.1.3 MOSFET de carbeto de silício (SiC)

O MOSFET de carbeto de silício, ou *Silicon Carbide* MOSFET, é uma alternativa aos MOSFETs de silício em aplicações que exigem maior tensão de bloqueio, maior eficiência e melhor desempenho térmico. Embora seu princípio de funcionamento seja semelhante ao do MOSFET convencional, o uso do carbeto de silício como material semicondutor permite melhor desempenho em aplicações de potência, especialmente quando há operação em tensões mais elevadas.

De acordo com a ROHM Semiconductor (2016), dispositivos de potência em SiC são adequados para aplicações de alta tensão, alta frequência e maior exigência térmica. Essas características contribuem para a redução das perdas no

conversor, favorecem o aumento da eficiência e possibilitam maior densidade de potência em sistemas de conversão de energia.

Uma das principais vantagens do SiC MOSFET está na melhor relação entre tensão de bloqueio e resistência em condução. Em dispositivos de alta tensão, parte significativa da resistência em condução está associada à região responsável por suportar a tensão no estado bloqueado. No caso do SiC, devido às propriedades do material, essa região pode ser projetada de forma mais compacta em comparação com dispositivos equivalentes de silício, reduzindo as perdas de condução e o aquecimento do componente (ROHM SEMICONDUCTOR, 2016).

Além das menores perdas de condução, o SiC MOSFET também apresenta elevada velocidade de comutação. Essa característica é relevante em fontes chaveadas, pois pode contribuir para maior eficiência e para a redução do volume de componentes magnéticos e capacitivos. Entretanto, o uso do SiC MOSFET exige cuidados específicos no circuito de acionamento, especialmente quanto à tensão de *gate*, ao resistor de acionamento e ao layout da placa.

Dessa forma, o SiC MOSFET se apresenta como uma opção adequada para conversores chaveados que demandam elevada tensão de operação, maior eficiência, menor dissipação e bom desempenho térmico. Por essas características, essa tecnologia torna-se especialmente atrativa em fontes auxiliares aplicadas a sistemas de maior tensão, nas quais a escolha da chave semicondutora influencia diretamente o rendimento e a confiabilidade do conversor.

2.4.1.4 Comparativo entre tecnologias de semicondutores de potência

A seleção do semicondutor de potência deve considerar critérios elétricos, térmicos e construtivos, uma vez que esse componente atua diretamente no chaveamento do conversor. Entre os principais parâmetros avaliados estão a tensão máxima entre *drain* e *source*, a corrente suportada, a resistência em condução, as perdas de comutação, a carga de porta, as capacitâncias parasitas, a frequência de comutação, o comportamento térmico, o encapsulamento e a complexidade do circuito de acionamento. Esses fatores influenciam diretamente o rendimento, a confiabilidade

e a densidade de potência da fonte chaveada (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

Os MOSFETs de silício representam a tecnologia mais tradicional e consolidada em fontes chaveadas. Sua ampla utilização está associada à maturidade do processo de fabricação, ao menor custo relativo, à disponibilidade comercial e à simplicidade de acionamento. Em aplicações com níveis moderados de tensão, esses dispositivos apresentam bom desempenho. Entretanto, em aplicações de maior tensão, o aumento da resistência em condução, representada por $R_{DS(on)}$, pode elevar as perdas e exigir maior cuidado com a dissipação térmica.

Os dispositivos baseados em nitreto de gálio apresentam características atrativas para aplicações que exigem elevada frequência de chaveamento, maior compactação e alta densidade de potência. Por possuírem baixas capacitâncias parasitas e reduzidas perdas de comutação, esses dispositivos permitem operar em frequências mais elevadas, contribuindo para a redução do volume dos elementos magnéticos e capacitivos. No entanto, sua elevada velocidade de comutação exige maior cuidado com o circuito de acionamento e com o layout da placa de circuito impresso, devido à maior sensibilidade a indutâncias parasitas, ruídos, oscilações e interferência eletromagnética (STMICROELECTRONICS, 2021).

Já os MOSFETs de carbeto de silício apresentam características relevantes para aplicações de maior tensão, maior temperatura e maior exigência de eficiência. Essa tecnologia permite melhor relação entre tensão de bloqueio e resistência em condução quando comparada a dispositivos de silício de alta tensão, favorecendo a redução das perdas e o aumento da robustez do conversor. Por esse motivo, os dispositivos SiC tornam-se alternativas atrativas para fontes auxiliares associadas a barramentos CC elevados (ROHM SEMICONDUCTOR, 2016).

Entre as opções comerciais de MOSFETs SiC, pode-se citar o SCT2H12NZ, da ROHM Semiconductor, utilizado em conjunto com o controlador BD7682FJ-LB em soluções de fonte auxiliar quase-ressonante. Além da ROHM, outros fabricantes também disponibilizam dispositivos SiC voltados a aplicações de alta tensão, como a Wolfspeed e a Infineon Technologies.

Dessa forma, observa-se que os MOSFETs de silício permanecem adequados para muitas fontes chaveadas convencionais, principalmente quando a

aplicação envolve níveis moderados de tensão, menor custo e ampla disponibilidade comercial. O GaN destaca-se em aplicações que exigem elevada frequência de chaveamento e maior compactação. O SiC, por sua vez, apresenta maior vantagem em aplicações de maior tensão, nas quais a elevada tensão de bloqueio, a redução das perdas e o melhor comportamento térmico têm maior impacto sobre o rendimento e a confiabilidade do sistema.

3 METODOLOGIA

A metodologia deste trabalho foi organizada em etapas, com o objetivo de conduzir o projeto, a implementação e a avaliação experimental de uma fonte auxiliar chaveada aplicada a alimentação de circuito eletrônicos em estações de recarga rápida em corrente contínua para veículos elétricos.

Inicialmente, foi realizada uma revisão bibliográfica sobre eletrônica de potência, fontes auxiliares, topologias de conversores CC-CC, estratégias de controle, operação quase-ressonante e semicondutores de potência. Essa etapa serviu como base para a definição dos critérios de projeto, considerando isolamento galvânico, faixa de tensão de entrada, potência processada, níveis de tensão de saída e eficiência da conversão.

Na sequência, foram definidas as especificações elétricas da fonte auxiliar e realizado o dimensionamento dos principais componentes do conversor. Também foram consideradas as recomendações de fabricantes e circuitos de referência relacionados ao controlador, ao semicondutor de potência e aos demais elementos do circuito.

Após o dimensionamento, o circuito foi simulado para verificar seu funcionamento e observar as principais formas de onda. Em seguida, foi desenvolvido o layout da placa de circuito impresso (PCI), considerando boas práticas de projeto para fontes chaveadas, como redução de laços de corrente, posicionamento dos componentes e cuidados com isolação elétrica.

Por fim, foi realizada a montagem do protótipo e a avaliação experimental da fonte auxiliar. Os ensaios experimentais permitiram verificar a tensão de saída, o comportamento do conversor em operação e o rendimento da fonte, possibilitando a análise dos resultados obtidos em relação aos objetivos estabelecidos para o trabalho.

4 PROJETO E DESENVOLVIMENTO DA FONTE AUXILIAR FLYBACK QUASE-RESSONANTE

Este capítulo apresenta as etapas de projeto e desenvolvimento da fonte auxiliar proposta neste trabalho. O conversor foi desenvolvido com base na topologia flyback em operação quase-ressonante, buscando reduzir as perdas associadas à comutação da chave semicondutora e aprimorar o rendimento do sistema.

Inicialmente são apresentadas as especificações elétricas do projeto e os critérios adotados para a definição dos principais parâmetros da fonte. Em seguida, são descritos o dimensionamento dos componentes, o desenvolvimento do circuito, a simulação, a elaboração do layout da PCB, a montagem do protótipo e os procedimentos utilizados nos ensaios experimentais.

4.1 Especificações do Projeto

A fonte auxiliar desenvolvida neste trabalho foi especificada para operar com um conversor isolado destinado à alimentação de circuitos eletrônicos auxiliares em sistemas de recarga rápida em corrente contínua para veículos elétricos. Esses circuitos incluem etapas de controle, sensoramento, comunicação, acionamento de ventiladores para refrigeração dos transistores de potência dos conversores, as quais necessitam de alimentação em baixa tensão, regulada e eletricamente isolada do barramento principal de potência.

O projeto foi baseado na topologia flyback, em operação quase-ressonante. Essa topologia foi adotada por permitir isolamento galvânico, simplicidade construtiva, reduzido número de componentes e acionamento da chave semicondutora em condições mais favoráveis de tensão (*valley detection*), contribuindo para a redução das perdas de comutação.

A fonte foi projetada para operar tanto a partir de um barramento em corrente contínua, com faixa de entrada entre 300 V e 900 V, quanto por alimentação em corrente alternada, conforme a estrutura de referência utilizada, com faixa de entrada entre 210 V e 480 V.

No secundário do transformador foram previstas duas saídas. A saída principal corresponde à saída regulada pela malha de realimentação, especificada em

12 V com tolerância de mais ou menos 3% e potência máxima de 40 W. A segunda saída corresponde a uma saída auxiliar não regulada diretamente, também em 12 V, obtida por meio de um enrolamento secundário adicional, com potência de 20 W. Dessa forma, a potência total máxima considerada nas saídas principais é de 60 W.

A definição do controlador, da chave semicondutora, do transformador e dos demais componentes do estágio de potência foi realizada posteriormente, a partir das condições de operação estabelecidas nesta seção. Para a seleção desses componentes, foram considerados os esforços de tensão e corrente, a compatibilidade com a operação quase-ressonante, a necessidade de isolamento galvânico e a existência de duas saídas no secundário do transformador.

Para avaliação do desempenho da fonte auxiliar, foram considerados como principais parâmetros a regulação da tensão de saída, o comportamento do conversor em diferentes condições de carga, a operação simultânea e individual das saídas, as formas de onda de chaveamento e o rendimento do sistema.

As principais especificações adotadas para o desenvolvimento da fonte auxiliar proposta são apresentadas na Tabela 1.

Tabela 1 - Especificações da fonte auxiliar proposta

Especificação	Valor/ Descrição
Topologia adotada	Flyback
Faixa de entrada CC	300 V a 900 V
Faixa de entrada CA	210 V a 480 V
Saída regulada	12 V/ 40 W/ $\pm 3\%$
Saída auxiliar não regulada	12 V/ 20 W
Potência total das saídas	60 W
Operação	Chaveamento quase-ressonante

Fonte: Elaboração própria (2026).

O esquemático desenvolvido pode ser visualizado no Apêndice A, a definição dos componentes foi realizada com base nas nomenclaturas utilizadas no circuito desenvolvido.

4.2 Projeto da fonte auxiliar flyback quase-ressonante

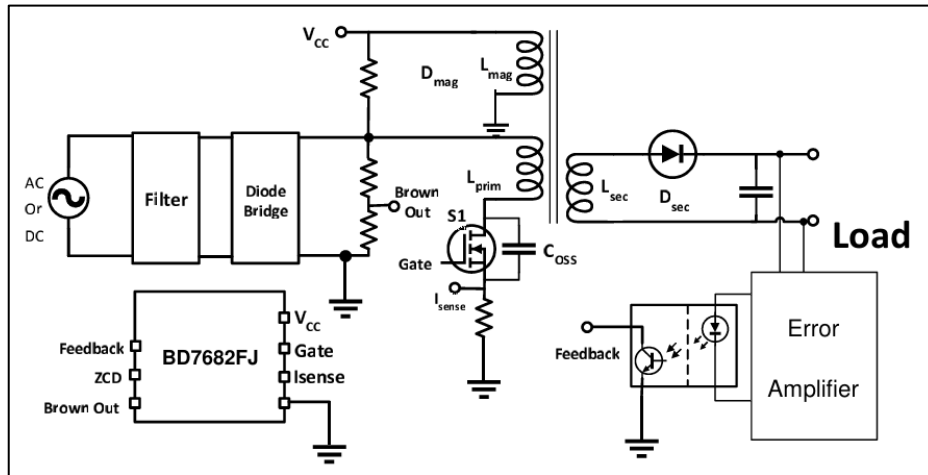
O dimensionamento auxiliar da fonte auxiliar foi realizado a partir das especificações apresentadas na seção anterior, considerando a faixa de tensão de entrada, a potência das saídas, a operação quase-ressonante e a necessidade de isolamento galvânico entre entrada e saída. Para isso, foram utilizados como base os critérios apresentados no guia de referência do controlador BD7682FJ-LB, do fabricante ROHM (2017), sendo esse o CI utilizado no desenvolvimento do projeto, adaptando os cálculos para a fonte desenvolvida neste trabalho, que possui duas saídas de potência.

Inicialmente, foram calculadas as potências e correntes associadas às saídas do conversor. Em seguida, foram dimensionados o transformador, o transistor de potência e seu circuito de acionamento, o resistor de sensoriamento de corrente, os elementos de entrada, os circuitos de proteção, os componentes do secundário e a malha de realimentação da saída regulada.

Para os componentes do estágio primário, foi considerada a potência total processada pelo transformador, incluindo a saída regulada de 12 V e 40 W, a saída auxiliar não regulada diretamente de 12 V e 20 W e o enrolamento auxiliar de alimentação do controlador. Já para os componentes do secundário, as correntes foram analisadas separadamente, de acordo com a potência de cada saída.

A Figura 11 apresenta a estrutura de referência simplificada do conversor flyback quase-ressonante, com o controlador BD7682FJ, conforme apresentado na note de aplicação da ROHM Semiconductor. Essa estrutura foi utilizada como base para o desenvolvimento da fonte auxiliar deste trabalho, pois reúne os principais blocos empregados no projeto, como o estágio de entrada, a ponte retificadora, o barramento CC, o enrolamento primário do transformador, o MOSFET externo, o resistor de sensoriamento de corrente, o enrolamento auxiliar para alimentação e detecção de vale, a malha de realimentação isolada e o circuito de supervisão *brown-out*. O esquemático completo, contendo todos os blocos e conexões da placa, é apresentado no Apêndice A.

Figura 11 - Estrutura de referência simplificada do conversor flyback quase-ressonante com controlador BD7682FJ



Fonte: ROHM Semiconductor, Application Note do BD7682FJ-LB (2017).

A representação apresentada no guia de referência considera apenas uma saída secundária regulada. Neste trabalho, a estrutura foi adaptada para duas saídas.

4.2.1 Cálculos dos parâmetros elétricos do conversor

Antes do dimensionamento dos componentes da fonte auxiliar, foram definidos os valores de potência e corrente associados às saídas do conversor. Esses parâmetros são utilizados nas etapas seguintes para o dimensionamento do transformador flyback, da chave semicondutora, do resistor de sensoramento de corrente, dos diodos de retificação e dos capacitores de filtragem.

A potência total entregue às saídas principais é dada por:

$$P_{out, total} = P_{out, 1} + P_{out, 2} = 40 + 20 = 60 \text{ W} \quad (3)$$

Além das duas saídas principais, o transformador também possui um enrolamento auxiliar de baixa potência, utilizado para a alimentação do controlador e para a detecção da condição de vale. Como esse enrolamento não alimenta uma carga de potência, foi considerada uma potência adicional de aproximadamente 1 W, adotada como estimativa de projeto para contemplar o consumo do circuito integrado e a energia associada ao acionamento do MOSFET. Assim, a potência considerada no transformador foi:

$$P_{trafo} = P_{out, 1} + P_{out, 2} + P_{ctrl} = 40 + 20 + 1 = 61 \text{ W} \quad (4)$$

Para os cálculos associados ao estágio primário, também deve ser considerado o rendimento estimado do conversor, pois a potência processada no primário é superior à potência entregue aos enrolamentos de saída. Adotando o rendimento de 85%, com base no guia de referência utilizado, tem-se:

$$P_{prim, estimada} = \frac{P_{trafo}}{\eta} \quad (5)$$

$$P_{prim, estimada} = \frac{61}{0,85} = 71,76 \text{ W}$$

Dessa forma, $P_{trafo} = 61 \text{ W}$ representa a potência associada às saídas e ao enrolamento auxiliar, enquanto $P_{prim, estimada} = 71,76 \text{ W}$ representa a potência estimada no estágio primário, considerando o rendimento adotado no projeto.

A corrente nominal da saída regulada é determinada pela relação entre a potência e a tensão dessa saída:

$$I_{out, 1} = \frac{P_{out,1}}{V_{out,1}} = \frac{40}{12} = 3,33 \text{ A} \quad (6)$$

Para a saída auxiliar não regulada diretamente, tem-se:

$$I_{out, 2} = \frac{P_{out,2}}{V_{out,2}} = \frac{20}{12} = 1,67 \text{ A} \quad (7)$$

Dessa forma, embora as duas saídas possuam a mesma tensão nominal, elas processam potências diferentes. A saída regulada apresenta maior corrente nominal, pois fornece 40 W, enquanto a saída auxiliar não regulada diretamente fornece 20 W. Essa diferença deve ser considerada no dimensionamento dos enrolamentos secundários, dos diodos de retificação e dos capacitores de saída.

Para os componentes do estágio primário, como o transformador e o transistor, foi considerada a potência estimada no primário, $P_{prim, estimada} = 71,76 \text{ W}$, pois essa grandeza inclui o efeito do rendimento do conversor. Já os componentes do secundário foram avaliados conforme a potência e a corrente de cada saída. Os circuitos auxiliares associados ao funcionamento do controlador são apresentados no Apêndice B.

4.2.2 Controlador BD7682FJ-LB

A seleção do controlador foi realizada a partir da topologia definida para o conversor. Como a fonte auxiliar foi baseada em uma fonte flyback quase-ressonante, optou-se por um circuito integrado dedicado a esse modo de operação, capaz de comandar um transistor de potência externo e incorporar funções de controle e proteção necessárias ao funcionamento da fonte.

O controlador selecionado foi o BD7682FJ-LB, da ROHM Semiconductor. Esse componente é destinado ao controle de conversores flyback quase-ressonantes com MOSFET externo, sendo adequado para aplicações em fontes chaveadas isoladas. Sua utilização permite simplificar o circuito de comando, pois o próprio controlador integra funções relacionadas à partida, ao acionamento da chave, à limitação de corrente, à supervisão da tensão de entrada e à proteção do conversor.

A escolha do controlador não depende diretamente da quantidade de saídas no secundário, mas sim da topologia adotada, da faixa de tensão de entrada, do modo de operação desejado e da necessidade de acionar uma chave semicondutora externa. Dessa forma, mesmo com a adaptação do projeto para duas saídas de potência, a estrutura de controle quase-ressonante do circuito de referência permanece aplicável.

Um dos critérios considerados na seleção do BD7682FJ-LB foi sua operação em modo corrente. Nesse tipo de controle, a corrente no enrolamento primário é monitorada por meio de um resistor de sensoriamento conectado ao estágio de potência. O sinal obtido nesse resistor é aplicado ao pino de detecção de corrente do controlador, permitindo limitar a corrente de pico a cada ciclo de chaveamento.

Outro critério relevante foi a compatibilidade do controlador com a operação quase-ressonante. Nesse modo o controlador utiliza o sinal proveniente do enrolamento auxiliar do transformador para identificar a oscilação ressonante que ocorre após a transferência de energia para o secundário. A partir dessa informação, o MOSFET pode ser acionado próximo ao vale da tensão entre dreno e fonte, reduzindo as perdas de comutação e os ruídos associados ao chaveamento.

Além disso, o BD7682FJ-LB possui funções internas de proteção, como partida suave, proteção contra subtensão, limitação de sobrecorrente ciclo a ciclo,

brown-in/brown-out e operação em modo *burst* para cargas leves. Essas funções são importantes para a aplicação proposta, pois a fonte auxiliar deve operar em uma ampla faixa de tensão de entrada e alimentar circuitos de forma segura e estável.

As principais funções apresentadas pelo controlador escolhido são listadas a seguir:

- a) Controle quase-ressonante: permite o acionamento do MOSFET em condição favorável de tensão;
- b) Acionamento do MOSFET externo: comando do transistor principal do estágio primário;
- c) Controle em modo corrente: limitação da corrente de pico por meio do resistor de sensoramento;
- d) Detecção de vale: identificação da oscilação ressonante pelo enrolamento auxiliar;
- e) Proteção contra subtensão: bloqueia a operação quando a alimentação do controlador é insuficiente.

Dessa forma, o BD7682FJ-LB foi selecionado por apresentar compatibilidade com a topologia flyback quase-ressonante, com a utilização de MOSFET externo e com as funções de proteção necessárias ao estágio primário da fonte auxiliar. Os circuitos externos associados ao funcionamento do controlador e à proteção complementar do conversor, como acionamento do *gate*, sensoramento de corrente, detecção de vale, *snubber*, alimentação auxiliar do CI, circuito de partida, *brown-out*, sensoramento da tensão de saída e ajustes da malha de controle, são apresentados no Apêndice B.

4.2.3 Retificador e barramento de entrada

Após a definição do controlador, foi analisado o estágio de entrada da fonte auxiliar. Esse estágio tem como função receber a tensão de alimentação, realizar a proteção inicial, retificar a entrada quando a alimentação ocorre em corrente alternada, limitar a corrente de partida e formar o barramento CC aplicado ao

conversor flyback. Os dispositivos utilizados para proteção contra sobrecorrente e limitação da corrente de partida são apresentados no Apêndice B.

A retificação de entrada é realizada pelos diodos D1 e D12, do modelo S1M-E3/61T, conforme esquemático apresentado no Apêndice A. Esses componentes apresentam corrente média retificada máxima de 1 A e corrente de surto não repetitiva de 30 A. Esse último valor corresponde à corrente máxima suportada pelo componente durante um transitório de curta duração e será comparado posteriormente com a corrente de partida medida nos ensaios experimentais.

Após a retificação, os capacitores C6e C8 compõem o barramento de entrada, reduzindo as variações da tensão aplicada ao estágio primário. Conforme o procedimento apresentado no guia de referência, pode-se utilizar como estimativa inicial para a capacitância de entrada aproximadamente $1 \mu F$ para cada watt processado. Como esse capacitor está associado ao barramento de entrada, foi utilizada a potência estimada no estágio primário, definida anteriormente como $P_{prim, estimada} = 71,76 W$.

$$C_{in} \approx 1 \mu F / W \cdot P_{prim, estimada} \approx 1 \cdot 71,76 \approx 71,76 \mu F \quad (8)$$

Dessa forma, o valor calculado para a capacitância de entrada foi de aproximadamente $72 \mu F$. Na implementação, foram utilizados dois capacitores eletrolíticos de $100 \mu F$ e $450 V$, associados em série, com o objetivo de atender à tensão do barramento de entrada. Essa associação resulta em uma capacitância equivalente de $50 \mu F$. Embora esse valor seja inferior ao estimado, a configuração foi adotada em razão da disponibilidade comercial de componentes com tensão nominal adequada. Foram empregados capacitores do modelo UCY2W101MHD, do fabricante Nichicon. O barramento CC obtido nesse estágio alimenta o enrolamento primário do transformador flyback, cujo dimensionamento é apresentado na sequência.

4.2.4 Transformador

O transformador é o principal elemento de armazenamento de energia da fonte auxiliar. Além disso, o transformador garante o isolamento galvânico entre o barramento de entrada e as saídas de baixa tensão.

O dimensionamento do transformador foi realizado a partir da tensão refletida ao primário, da relação de espiras, da razão cíclica máxima e da indutância primária necessária para a operação em modo descontínuo.

Como o conversor opera em modo quase-ressonante, a frequência de chaveamento não permanece fixa. Nesse modo de operação, o controlador aciona o MOSFET próximo aos vales da tensão entre dreno e *source*, formados pela ressonância entre a indutância do enrolamento primário e as capacitâncias associadas ao estágio de chaveamento. Dessa forma, a frequência de operação varia conforme a tensão de entrada, a carga e os parâmetros ressonantes do circuito

Para o dimensionamento do transformador, foi adotada a frequência mínima de chaveamento $f_{sw, min} = 90$ kHz, com base no valor utilizado pelo guia de referência. Também foi considerada a razão cíclica limite $D_b = 0,30$. Esse valor foi adotado como critério de projeto para a condição de menor tensão de entrada, pois define a tensão refletida ao primário e mantém margem para o intervalo de desmagnetização do transformador. Essa margem é necessária para que a energia armazenada na indutância magnetizante seja transferida ao secundário antes do próximo acionamento do MOSFET, mantendo a operação em modo descontínuo e favorecendo a operação quase-ressonante do conversor.

A partir desse valor e da menor tensão de entrada, a tensão refletida ao primário, representada por V_{OR} , pode ser determinada por:

$$V_{OR} = \left[\frac{D_b}{1 - D_b} \right] \cdot V_{in, min} \quad (9)$$

Considerando $V_{in, min} = 300$ V e $D_b = 0,30$, tem-se:

$$V_{OR} = \left[\frac{0,30}{(1 - 0,30)} \right] \cdot 300 = 128,6 \text{ V} \quad (10)$$

Com a tensão refletida definida, a relação de espiras entre o primário e os enrolamentos secundários de 12 V pode ser obtida pela equação 10, conforme o *application note*:

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{OR}}{(V_o + V_f)} \quad (11)$$

Considerando $V_{OR} = 128,6 \text{ V}$, a tensão de saída de $V_o = 12 \text{ V}$ e a queda direta aproximada do diodo de saída $V_f = 0,7 \text{ V}$, obtém-se uma relação próxima de 10:1. Dessa forma, foi adotado:

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{128,6}{(12 + 0,7)} \approx 10,13 \quad (12)$$

Como o valor obtido é próximo de 10, foi adotada a relação de transformação:

$$\frac{N_p}{N_s} = 10 \quad (13)$$

A razão cíclica correspondente à menor tensão de entrada pode ser verificada por:

$$D_{max} = \frac{V_{OR}}{(V_{OR} + V_{in, min})} = \frac{128,6}{128,6 + 300} \quad (14)$$

$$D_{max} \approx 0,30$$

Dessa forma, observa-se que a tensão refletida calculada e a relação de espiras adotada são compatíveis com a razão cíclica considerada no dimensionamento do transformador.

A indutância primária foi estimada a partir do procedimento apresentado no guia de referência do controlador. Neste procedimento a indutância do enrolamento primário é relacionada à menor tensão de entrada, à razão cíclica adotada, à frequência mínima de chaveamento, à potência processada no primário e à capacitância ressonante equivalente do estágio de chaveamento, representada por C_v :

$$L_p = \left[\frac{V_{in, min} \cdot D_b}{\sqrt{2 \cdot P_{prim, estimada} \cdot f_{sw, min}} + V_{in, min} \cdot D_b \cdot f_{sw, min} \cdot \pi \cdot \sqrt{C_v}} \right]^2 \quad (15)$$

Considerando $V_{in, min} = 300 \text{ V}$, $D_b = 0,30$, $P_{prim, estimada} = 71,76 \text{ W}$, $f_{sw, min} = 90 \text{ kHz}$ e $C_v = 1,2 \text{ nF}$, obtém-se:

$$L_p = \left[\frac{300 \cdot 0,30}{\sqrt{2 \cdot 71,76 \cdot 90 \cdot 10^3} + 300 \cdot 0,30 \cdot 90 \cdot 10^3 \cdot \pi \cdot \sqrt{1,2 \cdot 10^{-9}}} \right]^2 \quad (16)$$

$$L_p = 404 \mu\text{H}$$

Dessa forma, foi adotado no projeto o valor aproximado de $L_p = 400 \mu\text{H}$.

Para verificar a compatibilidade com a operação em modo descontínuo, foi calculada a indutância crítica do primário. Essa expressão é obtida a partir do balanço de energia do conversor flyback, considerando que a energia armazenada na indutância primária durante a condução do MOSFET é transferida para as saídas a cada ciclo de chaveamento. Dessa forma, a indutância crítica pode ser estimada por:

$$L_c = \frac{V_{in,min}^2 \cdot D_b^2}{2 \cdot P_{prim,estimada} \cdot f_{sw,min}} \quad (17)$$

Considerando $V_{in,min} = 300 \text{ W}$, $D_b = 0,30$, $P_{prim,estimada} = 71,76 \text{ W}$ e $f_{sw,min} = 90 \text{ kHz}$, tem-se:

$$L_c = \frac{(300^2 \cdot 0,30^2)}{(2 \cdot 71,76 \cdot 90 \cdot 10^3)} \approx 627 \mu\text{H} \quad (18)$$

Como a indutância primária adotada é menor que a indutância crítica calculada, tem-se:

$$\begin{aligned} L_p &< L_c \\ 400 \mu\text{H} &< 627 \mu\text{H} \end{aligned} \quad (19)$$

Portanto, a indutância primária adotada é compatível com a operação em modo descontínuo na condição analisada, favorecendo a operação quase-ressonante do conversor.

Na sequência, foi estimada a corrente de pico no enrolamento primário. Como a potência estimada no primário já considera o rendimento adotado no projeto, a corrente de pico pode ser calculada diretamente a partir de $P_{prim,estimada}$, da indutância primária e da frequência mínima de chaveamento.

A corrente de pico no primário pode ser estimada por:

$$I_{p,pk} = \sqrt{2 \cdot \frac{P_{prim,estimada}}{L_p \cdot f_{sw,min}}} \quad (20)$$

Considerando $P_{prim,estimada} = 71,76 \text{ W}$, $L_p = 400 \mu\text{H}$ e $f_{sw} = 90 \text{ kHz}$:

$$I_{p,pk} = \sqrt{\left[\frac{2 \cdot 71,76}{400 \cdot 10^{-6} \cdot 90 \cdot 10^3} \right]} \approx 2,00 \text{ A} \quad (21)$$

A corrente de pico refletida para o secundário pode ser obtida a partir da corrente de pico no primário e da relação de espiras do transformador, conforme a equação 20, da nota de aplicação:

$$I_{s,pk} = I_{p,pk} \cdot (N_p/N_s) \quad (22)$$

Considerando $I_{p,pk} = 2,00 \text{ A}$ e $\frac{N_p}{N_s} = 10$, tem-se:

$$I_{s,pk} = 2,00 \cdot 10 = 20 \text{ A} \quad (23)$$

Esse valor representa a corrente de pico refletida para os enrolamentos secundários de 12 V e é utilizado posteriormente na seleção dos diodos de saída e na avaliação dos capacitores de filtragem.

O núcleo selecionado para o transformador foi o E25/13/7, do fabricante Epcos, em material ferrite N87. Considerando a indutância primária de 400 μH e o valor de $A_{L,gap} = 90 \text{ nH}/N^2$, o número de espiras do primário é obtido por:

$$N_p = \sqrt{\frac{L_p}{A_{L,gap}}} = \sqrt{\left[\frac{400 \cdot 10^{-6}}{90 \cdot 10^{-9}} \right]} \approx 66,7 \quad (24)$$

Assim, foi adotado:

$$N_p = 67 \quad (25)$$

Como a relação de transformação adotada para as saídas de 12 V foi de 10:1, os enrolamentos secundários de potência possuem aproximadamente:

$$N_s = \frac{N_p}{10} = \frac{67}{10} \approx 6,7 \quad (26)$$

Na prática, foram adotadas 7 espiras para cada enrolamento secundário de 12 V. Como as duas saídas principais possuem a mesma tensão nominal, foi adotada a mesma relação de transformação para os dois enrolamentos secundários de potência. A diferença entre essas saídas está na potência processada e, consequentemente, na corrente conduzida por cada enrolamento.

Para o enrolamento auxiliar de alimentação do controlador, foi considerada uma tensão auxiliar de aproximadamente 24 V. Esse valor foi adotado porque o controlador necessita de uma tensão auxiliar superior a 22 V para garantir o acionamento adequado do MOSFET. Assim, o enrolamento auxiliar foi dimensionado para fornecer a alimentação do controlador após a partida do conversor e também contribuir para a detecção da condição de vale na operação quase-ressonante. A relação entre o enrolamento secundário de 12 V e o enrolamento auxiliar pode ser obtida por:

$$\frac{N_A}{N_S} = \frac{V_{aux} + V_{D,AUX}}{V_O + V_{D,sec}} = 24 + 0,7 \quad (27)$$

$$\frac{N_A}{N_S} = \frac{24 + 0,7}{12 + 0,7} = 1,944 \quad (28)$$

Assim, o número de espiras do enrolamento auxiliar é dado por:

$$N_A = N_S \cdot 1,944 = 7 \cdot 1,944 = 13,61 \quad (29)$$

Dessa forma, foram adotadas 14 espiras para o enrolamento auxiliar do controlador.

A Tabela 2 apresenta o resumo dos principais parâmetros do transformador utilizado no projeto.

Tabela 2 – Especificações do transformador

Parâmetro	Valor
Núcleo	E25/13/7
Material	N87
Potência estimada no primário $P_{prim, estimada}$	71,76 W
Frequência de Operação	90 kHz a 120 kHz
Indutância Primária L_p	400 μ H
Indutância Crítica L_c	627 μ H
Corrente de pico no primário	2,00 A
Corrente de pico no secundário	20 A
Relação de transformação das saídas de 12 V	10:1
Espiras do primário	67
Espiras do secundário 12 V /40 W	7
Espiras do secundário 12 V / 20 W	7
Espiras do enrolamento auxiliar	14

Fonte: Elaboração própria (2026).

Como a saída regulada processa 40 W, o enrolamento correspondente foi dimensionado com maior capacidade de condução de corrente, utilizando sete condutores AWG 26 em paralelo. Já a saída auxiliar não regulada diretamente processa 20 W, sendo utilizado um conjunto de três condutores AWG 27 em paralelo. Dessa forma, o transformador mantém a relação de transformação adequada para as duas saídas de 12 V, considerando a potência total processada pelo conversor.

4.2.5 Especificação do MOSFET de potência

O MOSFET de potência é o transistor principal do estágio primário da fonte auxiliar. Esse componente é responsável por controlar a corrente no enrolamento primário do transformador flyback, permitindo a transferência dessa energia para os secundários durante o intervalo de bloqueio.

Para a seleção do MOSFET, foram considerados a tensão máxima entre dreno e fonte, o valor da corrente no enrolamento primário, as perdas por condução, as perdas associadas à comutação e a compatibilidade com a operação quase-ressonante. Como a fonte foi especificada para operar com tensão de entrada de até 900 V, a tensão de bloqueio do dispositivo é um dos principais critérios de seleção.

No conversor flyback, a tensão sobre o MOSFET durante o bloqueio é composta pela tensão máxima de entrada, pela tensão refletida ao primário e pela parcela transitória associada às indutâncias parasitas e à indutância de dispersão do transformador. Dessa forma, a tensão máxima entre dreno e fonte pode ser estimada por:

$$V_{DS,pk} = V_{DC,max} + V_{OR} + V_{sobretensao} \quad (30)$$

Em uma análise inicial, desconsiderando a parcela associada à sobretensão de comutação, tem-se:

$$V_{DS,pk} = V_{DC,max} + V_{OR} = 900 + 128,6 \approx 1028,6 \text{ V} \quad (31)$$

Foi adotada uma tensão de 300 V como margem de sobretensão, tendo em vista que o guia da aplicação recomenda o limite de tensão do componente como 80% da tensão nominal. Tem-se:

$$V_{DS,pk} = 900 + 128,6 + 300 = 1328,6 \text{ V} \quad (32)$$

Com base nos esforços elétricos estimados para o estágio primário, foi selecionado o SCT2H12NZ, do fabricante ROHM Semiconductor. Esse componente é um MOSFET de carbeto de silício (SiC), com tensão nominal de bloqueio de 1700 V e corrente nominal de dreno de 3,7 A. Dessa forma, o dispositivo apresenta margem suficiente em relação à tensão máxima estimada para o conversor.

Além do esforço de tensão, também foram verificados os esforços de corrente no MOSFET. A maior corrente média ocorre na condição de menor tensão de entrada. Como a corrente do barramento circula pelo MOSFET durante seu intervalo de condução, seu valor médio pode ser estimado por:

$$I_{T,médio} = P_{prim} \frac{estimada}{V_{in,min}} \quad (33)$$

Considerando $P_{prim,estimada} = 71,76 \text{ W}$ e $V_{in,min} = 300 \text{ V}$, obtém-se:

$$I_{T,médio} = \frac{71,76}{300} = 0,24 \text{ A} \quad (34)$$

A corrente de pico no MOSFET corresponde à corrente de pico no enrolamento primário, calculada anteriormente:

$$I_{D,pico} \approx I_{p,pico} = 2,00 \text{ A} \quad (35)$$

Com base nos esforços de tensão e corrente calculados para o estágio primário, foi selecionado o MOSFET SCT2H12NZ, do fabricante ROHM Semiconductor. Esse componente é um MOSFET de carbeto de silício, com tensão nominal de bloqueio de 1700 V e corrente contínua de dreno de 3,7 A. Dessa forma, o dispositivo apresenta margem em relação à tensão máxima estimada, à corrente média de 0,24 A e à corrente de pico de 2,00 A. Além disso, foram consideradas a resistência em condução $R_{DS(on)}$ as perdas por condução e as perdas de comutação, conforme o procedimento apresentado na nota da aplicação.

4.2.5.1 Perdas estáticas

As perdas estáticas do MOSFET estão associadas principalmente à condução da corrente pelo canal do dispositivo durante o intervalo em que a chave

permanece acionada. No conversor flyback, durante esse intervalo, a corrente no dreno do MOSFET corresponde à corrente do enrolamento primário do transformador.

Conforme o procedimento apresentado no guia de referência, a corrente instantânea no dreno pode ser representada por:

$$i_T(t) = \frac{(V_{DC} \cdot t)}{L_p} \quad (36)$$

Para o intervalo:

$$0 < t < t_{on} \quad (37)$$

em que V_{DC} é a tensão de entrada, L_p é a indutância primária e t_{on} é o tempo de condução do MOSFET.

A partir dessa expressão, com base no guia da aplicação, o tempo de condução pode ser obtido considerando que a corrente atinge o valor de pico $I_{p,pk}$ ao final do intervalo de condução:

$$t_{on} = \frac{(L_p \cdot I_{p,pk})}{V_{DC}} \quad (38)$$

Considerando $V_{DC} = 300$ V, $L_p = 400$ μ H e $I_{p,pk} = 2,00$ A, definida no item anterior, tem-se:

$$t_{on} = \frac{(400 \cdot 10^{-6} \cdot 2,00)}{300} \approx 2,67 \mu s \quad (39)$$

Para a frequência mínima considerada, $f_{sw,min} = 90$ kHz, o período de chaveamento é:

$$T = \frac{1}{f_{sw,min}} = \frac{1}{90 \cdot 10^3} \approx 11,11 \mu s \quad (40)$$

A corrente eficaz no MOSFET pode ser obtida a partir da definição de valor eficaz:

$$I_{D,rms} = \sqrt{[(1/T) \cdot \int_0^{t_{on}} i_D^2(t) dt]} \quad (41)$$

Substituindo a expressão da corrente instantânea, tem-se:

$$I_{D,rms} = \sqrt{\left[\left(\frac{1}{T}\right) \cdot \int_0^{t_{on}} \left(\frac{(V_{DC} \cdot t)}{L_p}\right)^2 dt\right]} \quad (42)$$

Com os valores adotados, obtém-se:

$$I_{D,rms} \approx 0,57 \text{ A} \quad (43)$$

A partir desse valor da corrente eficaz, as perdas por condução podem ser estimadas por:

$$P_{cond} = R_{DS(on)} \cdot I_{D,rms}^2 \quad (44)$$

Entretanto, a resistência em condução do MOSFET varia com a temperatura de junção. Assim, conforme apresentado na curva de $R_{DS(on)}$ do SCT2H12NZ, as perdas por condução podem ser avaliadas para diferentes temperaturas de operação.

Para uma estimativa inicial em $T_j = 25^\circ\text{C}$, considerando $R_{DS(on)} = 1,15 \Omega$ e $I_{D,rms} = 0,57 \text{ A}$, tem-se:

$$P_{cond, 25^\circ\text{C}} = 1,15 \cdot 0,57^2 \approx 0,37 \text{ W} \quad (45)$$

Para uma condição de temperatura mais elevada, considerando $R_{DS(on)} \approx 1,90 \Omega$ em $T_j = 150^\circ\text{C}$, tem-se:

$$P_{cond, 150^\circ\text{C}} = 1,90 \cdot 0,57^2 \approx 0,62 \text{ W} \quad (46)$$

Dessa forma, observa-se que as perdas por condução aumentam com a temperatura de junção do dispositivo, devido ao aumento da resistência $R_{DS(on)}$. Mesmo nessa condição mais severa, a perda estimada permanece reduzida em relação à potência total processada pela fonte, contribuindo para a escolha do MOSFET SCT2H12NZ no estágio primário do conversor.

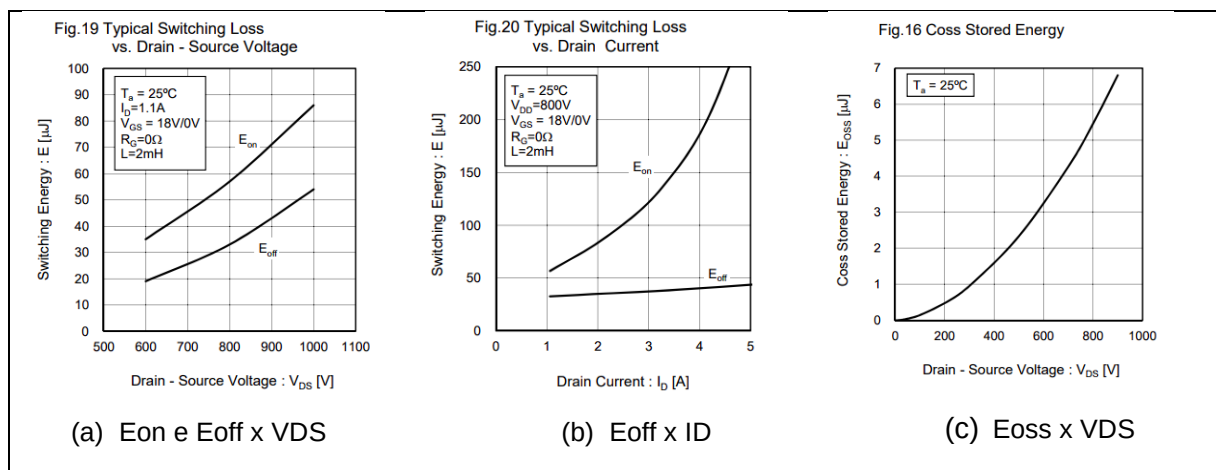
4.2.5.2 Perdas dinâmicas

Além das perdas por condução, o MOSFET também apresenta perdas dinâmicas associadas aos instantes de comutação. No desligamento da chave, a corrente ainda circula pelo enrolamento primário, resultando em uma energia de desligamento E_{off} . Já no acionamento, como o conversor opera em modo quase-ressonante, o MOSFET é ligado próximo ao vale da tensão entre dreno e *source*, reduzindo a energia dissipada nesse instante.

Para a estimativa dessas perdas, foi adotado o procedimento apresentado no *application note* da ROHM Semiconductor (2017). Nesse procedimento, a energia de acionamento é associada à energia armazenada na capacitância de saída do MOSFET na tensão correspondente ao vale de oscilação. Para o desligamento, a energia armazenada em C_{oss} deve ser descontada da energia de desligamento obtidas nas curvas do *datasheet*.

A Figura 12 apresenta as curvas utilizadas na estimativa das perdas dinâmicas do MOSFET SCT2H12NZ. A Figura 12(a) mostra as energias de acionamento e desligamento em função da tensão de dreno e *source*; a Figura 12(b) apresenta essas energias em função da corrente de dreno; e a Figura 12(c) mostra a energia armazenada na capacitância de saída em função da tensão entre dreno e *source*.

Figura 12 - Curvas utilizadas na estimativa das perdas dinâmicas do MOSFET SCT2H12NZ: (a) $E_{on}/E_{off} \times V_{DS}$; (b) $E_{off} \times I_D$; (c) $E_{oss} \times V_{DS}$



Fonte: *Datasheet* do MOSFET SCT2H12NZ (2015).

Na condição de maior tensão de entrada, a tensão sobre o MOSFET durante o bloqueio pode ser aproximada pela equação 44:

$$V_{DS, off} \approx V_{in, max} + V_{OR} \quad (47)$$

Em que $V_{DC, max}$ representa a tensão máxima do barramento de entrada e V_{OR} corresponde à tensão do secundário refletida para o primário. Considerando $V_{DC, max} = 900 \text{ V}$ e $V_{OR} = 128,6 \text{ V}$, obtém-se:

$$V_{DS, off} = 900 + 128,6 = 1028,6 \text{ V} \quad (48)$$

Durante a oscilação ressonante, a tensão V_{DS} varia em torno da tensão do barramento. Considerando a amplitude determinada pela tensão refletida V_{OR} , a tensão correspondente ao vale utilizado no acionamento pode ser estimada por:

$$V_{vale} \approx V_{in, max} - V_{OR} \quad (49)$$

$$V_{vale} \approx 900 - 128,6 = 771,4 \text{ V}$$

A energia associada ao acionamento é obtida pela curva de energia armazenada na capacitância de saída do MOSFET:

$$E_{on, Q1} = E_{oss}(V_{DS, vale}) \quad (50)$$

Para $V_{DS, vale} \approx 771,4 \text{ V}$, foi adotado:

$$E_{on, Q1} \approx 5 \mu\text{J} \quad (51)$$

Para o desligamento, a energia armazenada em C_{oss} deve ser descontada da energia de desligamento fornecida pelo *datasheet*:

$$E_{off, Q1} = E_{off}(V_{DS, off}) - E_{oss}(V_{DS, off}) \quad (52)$$

Considerando a correção da energia de desligamento para a corrente de pico de aproximadamente 2 A:

$$E_{off, Q1} = 1,06 \cdot 55 - 7,5 \approx 50,8 \mu\text{J} \quad (53)$$

A perda dinâmica do MOSFET é, então:

$$P_{sw, Q1} = (E_{on, Q1} + E_{off, Q1}) \cdot f_{sw} \quad (54)$$

Para a frequência máxima de 120 kHz:

$$P_{sw, Q1} = (5 + 50,8) \cdot 10^{-6} \cdot 120 \cdot 10^3 \approx 6,7 \text{ W} \quad (55)$$

Dessa forma, a perda dinâmica estimada para o MOSFET SCT2H12NZ, na condição analisada, é de aproximadamente 6,7 W. Como os valores de energia foram obtidos por leitura gráfica das curvas do *datasheet*, esse resultado deve ser entendido como uma estimativa. O cálculo indica que as perdas dinâmicas representam uma parcela relevante da dissipação do MOSFET, principalmente na condição de maior tensão de entrada.

Por fim, as perdas totais no MOSFET podem ser representadas pela soma entre as perdas dinâmicas e as perdas por condução:

$$P_{Q1} = P_{sw, Q1} + P_{cond, Q1} \quad (56)$$

Considerando a perda por condução estimada anteriormente, obtém-se:

$$P_{Q1} = 0,62 + 6,7 = 7,32 \text{ W} \quad (57)$$

Assim, as perdas totais estimadas no MOSFET ficam entre aproximadamente 7,07 W e 7,32 W, dependendo da resistência em condução considerada. Esse resultado mostra que, na condição de maior tensão de entrada, as perdas por comutação são predominantes em relação às perdas por condução.

Após a estimativa das perdas totais no MOSFET, foi realizada a verificação térmica do dispositivo, com o objetivo de avaliar a necessidade de dissipador. Embora o *application note* indique que a placa de referência pode operar sem dissipador nas condições avaliadas pelo fabricante, essa conclusão foi realizada para o circuito em questão. Como neste projeto a perda total estimada para o MOSFET foi de aproximadamente 7,32 W, foi considerada a utilização de dissipador para reduzir a temperatura de operação do transistor.

Após a determinação das perdas por condução e comutação, foi realizada a análise térmica do MOSFET. Para essa verificação, considerou-se a maior potência dissipada estimada no dispositivo:

Para a análise térmica, foi considerada a potência máxima dissipada no MOSFET, dada por:

$$P_{Q1, max} = P_{sw, Q1} + P_{cond, Q1} = 6,7 + 0,62 = 7,32 \text{ W} \quad (58)$$

A temperatura de junção do MOSFET pode ser estimada por:

$$T_j = T_a + P_{Q1, max} \cdot (R_{\theta JC} + R_{\theta CS} + R_{\theta SA}) \quad (59)$$

Em que T_j é a temperatura de junção, T_a é a temperatura ambiente, $R_{\theta JC}$ é a resistência térmica entre junção e encapsulamento, $R_{\theta CS}$ é a resistência térmica de contato entre o encapsulamento e o dissipador, e $R_{\theta SA}$ é a resistência térmica entre dissipador e ambiente.

Considerando uma temperatura ambiente de projeto de 40 °C, e conforme o *datasheet* do componente, e um limite de temperatura de junção de projeto de 140 °C. Conforme o *datasheet* do componente, a resistência térmica entre a junção e o encapsulamento é $R_{\theta JC} = 3,32$ °C/W.

A resistência térmica máxima admissível entre o dissipador e o ambiente pode ser calculada por:

$$R_{\theta SA, max} = \frac{(T_{j, max} - T_a)}{P_{Q1, max}} - R_{\theta JC} \quad (60)$$

Substituindo os valores:

$$R_{\theta SA, max} = \frac{(140-40)}{7,32} - 3,32 = 10,34 \text{ °C/W} \quad (61)$$

Dessa forma, o dissipador selecionado deve apresentar resistência térmica igual ou inferior a aproximadamente 10,34 °C, considerando as condições adotadas no cálculo.

Foi selecionado o dissipador WA-T247-101E, do fabricante Ohmite, compatível com encapsulamento TO-247. Ele apresenta resistência térmica aproximada de 11 °C/W, um pouco acima do calculado. Sua escolha considerou a disponibilidade comercial, a melhor adequação à área disponível na placa e a possibilidade de utilização de um grampo para fixação do transistor ao dissipador. Serão apresentados os resultados dos ensaios de elevação de temperatura para verificar o desempenho térmico e a efetividade do dissipador selecionado nas condições de operação do conversor.

4.2.5.3 Síntese da seleção do MOSFET

A Tabela 3 apresenta as principais características do MOSFET SCT2H12NZ consideradas na seleção do transistor de potência.

Tabela 3 - Características do MOSFET SCT2H12NZ consideradas

Parâmetro	Valor
Dispositivo	SCT2H12NZ
Tecnologia	SiC MOSFET
Tensão nominal de bloqueio	1700 V
Corrente contínua de dreno I_D	3,7 A
Tensão estimada sem surto $V_{DS, pk}$	1028,6 V
Tensão estimada com surto $V_{DS, pk}$	1328,6 V
Corrente de pico estimada no primário	2,00 A
Corrente eficaz estimada no MOSFET	0,57 A
Perda por condução estimada no transistor	0,62 W
Perda por comutação estimada no transistor	6,70 W
Perda total estimada no transistor	7,32 W

Fonte: Elaboração própria (2026).

Dessa forma, o SCT2H12NZ foi selecionado por apresentar tensão nominal de bloqueio superior ao esforço estimado no estágio primário, corrente compatível com o valor calculado para o enrolamento primário e tecnologia adequada para operação em alta tensão. A escolha também é compatível com a proposta de operação quase-ressonante da fonte auxiliar, na qual o acionamento em condição favorável de tensão contribui para reduzir as perdas de comutação.

4.2.6 Diodos de saída

Os diodos de saída são responsáveis pela retificação da tensão proveniente do enrolamento secundário do transformador flyback. Durante o intervalo em que o MOSFET está desligado, a energia armazenada no transformador é transferida para a saída por meio desse diodo, alimentando a carga e carregando os capacitores de filtragem.

Para reduzir as perdas por condução, é recomendada a utilização de diodo Schottky na retificação de saída, devido à sua menor queda de tensão direta e perdas por comutação mínimas em comparação com diodos retificadores convencionais. No circuito desenvolvido, foi utilizado o diodo D20, um em cada saída.

A tensão máxima de bloqueio sobre o diodo de saída pode ser estimada por:

$$V_{D,sec} = V_{OUT} + V_{F,Dsec} + V_{DC,max} \cdot \left(\frac{N_S}{N_P}\right) \quad (62)$$

em que V_{OUT} representa a tensão nominal de saída, $V_{F,Dsec}$ é a queda de tensão direta considerada para o diodo de saída, $V_{DC,max}$ é a tensão máxima de entrada, N_S é o número de espiras do secundário e N_P é o número de espiras do primário.

Considerando $V_{OUT} = 12 \text{ V}$, $V_{F,Dsec} = 1,0 \text{ V}$, $V_{DC,max} = 900 \text{ V}$, $N_S = 7$ espiras e $N_P = 67$ espiras, tem-se:

$$V_{D,sec} = 12 + 1,0 + 900 \cdot \left(\frac{7}{67}\right) \approx 107 \text{ V} \quad (63)$$

Além da tensão reversa, também devem ser verificados os esforços de corrente no diodo de saída. No conversor flyback, a corrente conduzida pelo diodo não é contínua, mas pulsada, pois, ocorre apenas durante o intervalo em que a energia armazenada no transformador é transferida ao secundário. Dessa forma, foram avaliadas a corrente média, associada à potência entregue à carga, e a corrente de pico, associada à corrente refletida para o secundário.

Para a saída regulada de 12 V e 40 W, a corrente média conduzida pelo diodo é dada por:

$$I_{D,sec} = \frac{P_{OUT}}{V_{OUT}} = \frac{40}{12} \approx 3,33 \text{ A} \quad (64)$$

A corrente de pico no diodo pode ser aproximada pela corrente de pico refletida para o secundário, conforme o procedimento utilizado no guia da aplicação, para o cálculo da corrente no secundário:

$$I_{D,pk} \approx I_{s,pk} = I_{p,pk} \cdot \frac{N_P}{N_S} \quad (65)$$

Considerando $I_{p,pk} = 2,00 \text{ A}$ e $\frac{N_P}{N_S} = 10$, tem-se:

$$I_{D,pk} = 2,00 \cdot 10 = 20 \text{ A} \quad (66)$$

Portanto, a seleção do diodo deve considerar tanto a corrente média de 3,33 A quando a corrente de pico pulsada de 20 A. O diodo selecionado, VF30200C-E3/4W, apresenta corrente média direta de 30 A por dispositivo, sendo 15 A por diodo interno, tensão reversa de 200 V, corrente de pico de 250 A e temperatura máxima de junção de 150 °C.

Para a estimativa da perda média por condução, utiliza-se a corrente média conduzida pelo diodo. Seguindo o procedimento apresentado no *application note* da ROHM, a perda média por condução no diodo pode ser estimada a partir da queda direta do componente e da corrente média conduzida. Considerando $V_{F,Dsec} = 0,7 \text{ V}$, tem-se:

$$P_{D,sec} = V_{F,Dsec} \cdot I_{D,sec} = 0,7 \cdot 3,33 \approx 2,33 \text{ W} \quad (67)$$

Dessa forma, embora o diodo apresente tensão reversa e corrente nominal compatíveis com os esforços calculados, a dissipação térmica deve ser considerada no projeto física da placa. Essa condição é especialmente importante na saída de maior potência, pois o valor da corrente média conduzida pelo diodo resulta em perdas por condução da ordem de 2,33 W. Para melhor dissipação térmica, foi colocado um dissipador em cada um dos diodos de saída.

A verificação térmica pode ser realizada por:

$$T_j - \frac{T_a}{P} = (R_{\theta JC} + R_{\theta CS} + R_{\theta SA}) \quad (68)$$

em que T_j é a temperatura de junção, T_a é a temperatura ambiente, $R_{\theta JC}$ é a resistência térmica entre junção e encapsulamento, $R_{\theta CS}$ é a resistência térmica de contato entre encapsulamento e dissipador, e $R_{\theta SA}$ é a resistência térmica entre dissipador e ambiente. Considerando $T_j = 120 \text{ °C}$, $T_a = 40 \text{ °C}$, as perdas por condução de 2,33 W, e R_{th} sendo a soma das resistências térmicas utilizadas:

$$R_{th} = \frac{120 - 40}{2,33} = 34,33 \quad (69)$$

$$R_{\theta SA} = 34,33 - R_{\theta JC} - R_{\theta CS} = 34,3 - 5,5 - 1 = 27,83 \text{ °C/W}$$

Dessa forma, foi selecionado para os diodos o dissipador modelo 513102B02500G, fabricado pela Aavid Thermalloy, com resistência térmica de 21,6 °C/W.

A Tabela 4 apresenta os principais parâmetros do diodo de saída utilizado.

Tabela 4 - Parâmetros do diodo de saída

Parâmetro	Valor/Modelo
Componente	D20
Modelo	VF30200C-E3/4W
Tecnologia	Schottky
Valor máximo da tensão reversa	200 V
Valor da corrente média nominal	30 A
Valor da tensão reversa estimada	~107V
Valor da corrente média estimada	3,33A
Dissipação estimada	2,33W
Corrente de pico	20 A
Temperatura máxima de junção	150 °C

Fonte: Elaboração própria (2026).

Dessa forma, o diodo D20 foi selecionado por apresentar tensão reversa nominal superior à tensão máxima de bloqueio estimada e corrente nominal superior à corrente média exigida pela saída regulada de 12 V. A utilização de um diodo Schottky também contribui para a redução das perdas por condução no estágio secundário do conversor. Apesar do valor da corrente média e as perdas serem menores na saída de menor potência, foi empregado o mesmo modelo de diodo e dissipador para ambas as saídas.

4.2.7 Especificação do capacitor de saída

O capacitor de saída tem como função reduzir a ondulação da tensão na saída do conversor e fornecer energia à carga durante os intervalos de chaveamento. No conversor flyback, durante os intervalos em que o MOSFET está conduzindo, o diodo de saída permanece bloqueado e a carga é alimentada principalmente pelo capacitor de saída. Assim, a capacitância deve ser suficiente para limitar a variação de tensão nesse intervalo.

A ondulação pico a pico considerada para a saída foi definida como 1% da tensão nominal de saída:

$$\Delta V_o = 1\% \cdot V_o \quad (70)$$

Considerando $V_o = 12 \text{ V}$, tem-se:

$$\Delta V_o = 0,01 \cdot 12 = 0,12 \text{ V} \quad (71)$$

Para uma estimativa simplificada, a capacitância mínima necessária para a saída controlada pode ser obtida considerando que, durante o intervalo de condução do MOSFET, o capacitor fornece a corrente de saída à carga. Assim:

$$C_{out, min} \geq \frac{I_o \cdot D_{max}}{\Delta V_o \cdot f_{sw, min}} \quad (72)$$

Considerando $I_o = 3,33 \text{ A}$, $D_{max} = 0,30$, $\Delta V_o = 0,12 \text{ V}$ e $f_{sw, min} = 90 \text{ kHz}$, obtém-se:

$$C_{out, min} \geq \frac{3,33 \cdot 0,30}{0,12 \cdot 90 \cdot 10^3} \geq 92,5 \mu\text{F} \quad (73)$$

A partir desse resultado, foi selecionado um capacitor de $470 \mu\text{F}$, valor comercial disponível e superior e capacitância mínima calculada. A utilização de uma capacitância maior contribui para a redução da ondulação da tensão de saída e proporciona margem em relação à tolerância do componente e às variações das condições de operação. Como ambas as saídas possuem tensão nominal de 12 V , foram empregados capacitores com tensão nominal de 35 V .

O mesmo modelo foi utilizado nas duas saídas, o capacitor eletrolítico 860080575017, da série WCAP-ATLI, fabricado pela Würth Elektronik. Suas principais características são apresentadas na Tabela 5.

Tabela 5 - Parâmetros do capacitor de saída

Parâmetro	Valor/Modelo
Fabricante	Würth Elektronik
Modelo	VF30200C-E3/4W
Capacitância nominal	470 μ F
Valor da tensão nominal	35 V
Tolerância	$\pm 20\%$
Temperatura de operação	-55°C a 105°C

Fonte: Elaboração própria (2026).

4.3 Desenvolvimento do esquemático e *layout* da PCI

Após a definição dos principais componentes da fonte auxiliar, foi desenvolvido o esquemático elétrico completo do circuito. O projeto foi elaborado no *software* Altium Designer, contemplando o estágio de entrada, o controlador, o transformador, o MOSFET de potência, os circuitos de proteção, as duas saídas secundárias e a malha de realimentação da saída regulada.

O esquemático foi organizado de forma a separar os blocos funcionais da fonte, facilitando a identificação das etapas de entrada, potência, controle e saída. Essa organização contribui para a compreensão do funcionamento do circuito e para posterior elaboração do *layout* da placa do circuito impresso. O esquemático completo pode ser visualizado no Apêndice A.

A partir do esquemático, foi desenvolvido o *layout* da PCI, considerando os requisitos elétricos e construtivos associados à operação em alta tensão e ao isolamento galvânico entre o lado primário e o lado secundário. Como o circuito opera com tensão de entrada elevada, foi dada atenção especial às regiões de maior esforço elétrico, principalmente no estágio primário, no MOSFET, no transformador e no circuito *snubber*.

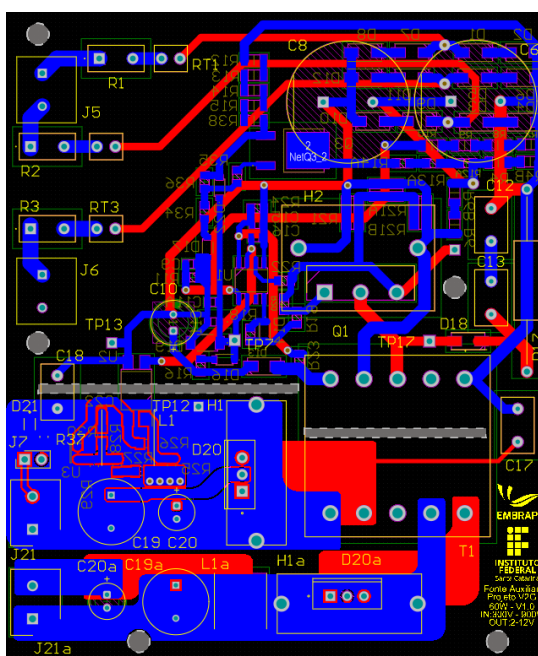
No *layout*, buscou-se posicionar os componentes do caminho de chaveamento próximos entre si, reduzindo o comprimento das conexões percorridas por correntes pulsadas. Essa medida contribui para reduzir indutâncias parasitas, oscilações e sobretensões durante os instantes de comutação. Dessa forma, o

MOSFET, o resistor de sensoramento de corrente, o transformador e o circuito *snubber* foram posicionados de modo a reduzir o laço de corrente do estágio primário.

Também foi considerada a separação física entre os circuitos do primário e do secundário, mantendo distância adequada entre as regiões isoladas da placa. Essa separação é importante para preservar o isolamento galvânico fornecido pelo transformador e reduzir o risco de arco elétrico ou acoplamentos indesejados entre os lados de alta e baixa tensão.

A Figura 13 apresenta o *layout* da placa de circuito impresso desenvolvido para a fonte auxiliar.

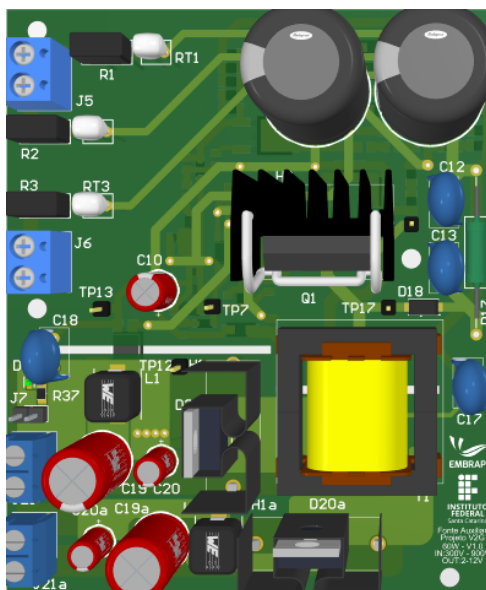
Figura 13 – Layout da PCI



Fonte: Elaboração própria (2026).

Além da visualização em duas dimensões, foi gerada a visualização tridimensional da placa, que pode ser observada na Figura 14, permitindo observar a disposição física dos componentes e a organização geral do circuito implementado.

Figura 14 - Visualização 3D da PCI



Fonte: Elaboração própria (2026).

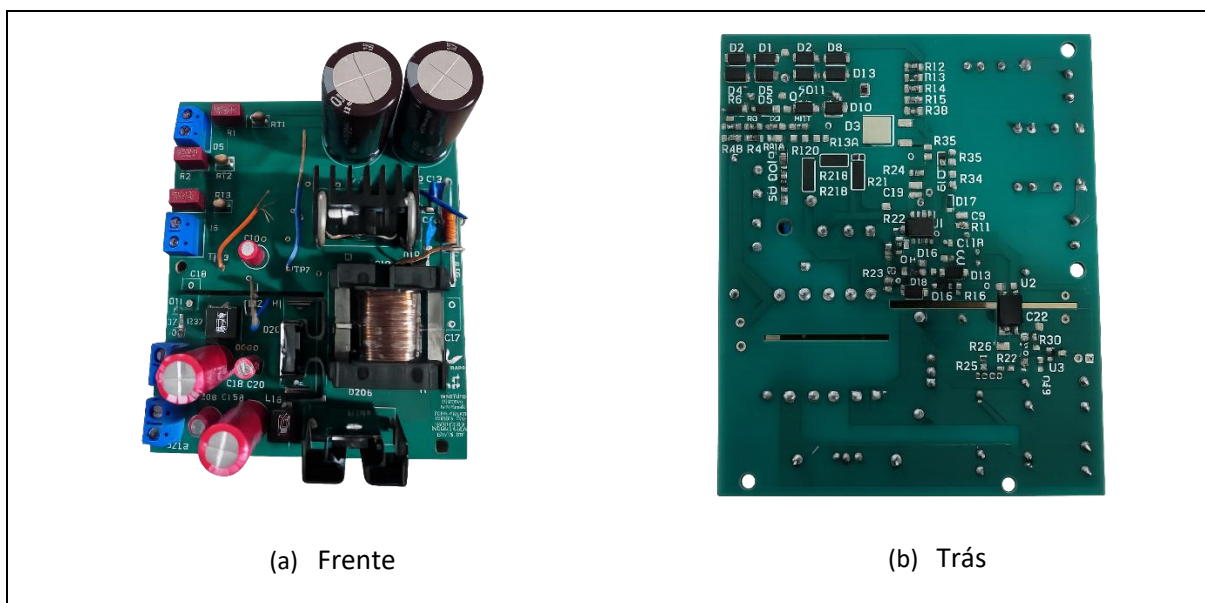
4.4 Montagem da placa

Após o desenvolvimento do esquemático elétrico e do *layout* da PCI, a placa da fonte auxiliar foi montada com os componentes definidos na etapa de dimensionamento. A montagem foi realizada considerando as boas práticas aplicadas a circuitos de potência, principalmente em relação à correta polaridade dos componentes, à organização dos elementos do estágio primário e secundário e à preservação das regiões de isolamento entre entrada e saída.

Antes da realização dos ensaios, foram feitas verificações preliminares na placa, com o objetivo de reduzir a possibilidade de falhas durante a energização. Foram observadas a integridade geral do circuito, a continuidade das conexões principais, a ausência de curto-circuitos aparentes e a separação física entre os lados primário e secundário.

A Figura 15 apresenta a placa de circuito impresso da fonte auxiliar após a montagem dos componentes.

Figura 15 - Placa de circuito impresso da fonte auxiliar



5 APRESENTAÇÃO DOS RESULTADOS

5.1 Considerações iniciais sobre os ensaios

Este capítulo apresenta os resultados obtidos nas simulações e nos ensaios experimentais realizados com a fonte auxiliar desenvolvida. A análise foi organizada conforme a forma de alimentação aplicada ao protótipo, considerando os ensaios em corrente alternada monofásica, corrente contínua e alimentação trifásica. Os equipamentos empregados para os testes estão apresentados no Apêndice C.

A fonte possui duas saídas secundárias, sendo uma saída regulada e outra não regulada. Ambas foram monitoradas durante os ensaios para verificar as tensões de saída e determinar a potência total fornecida pelo conversor. Conforme observado também no *application note* utilizado como referência, a potência máxima disponível na saída regulada depende da tensão de entrada.

Para tensões de entrada mais baixas, como em 300 V em corrente contínua e 220 V eficazes em corrente alternada, a saída regulada foi limitada a aproximadamente 30 W. Considerando os 20 W da saída não regulada, a potência total avaliada nessas condições foi de 50 W. Para tensões de entrada mais elevadas, como 600 V e 750 V em corrente contínua, além da alimentação trifásica, foi possível atingir 40 W na saída regulada e 20 W na saída não regulada, totalizando os 60 W.

Nas demais condições, a elevação da carga provocou a atuação da proteção contra sobrecorrente, limitando os ensaios. Por restrição de cronograma, não foi realizada a alteração da resistência equivalente do *shunt* de sensoramento de corrente, que permitiria ajustar o limite de atuação da proteção. Dessa forma, os ensaios com potência total de 60 W ficaram restritos às condições de 600 V, 750 V e alimentação trifásica.

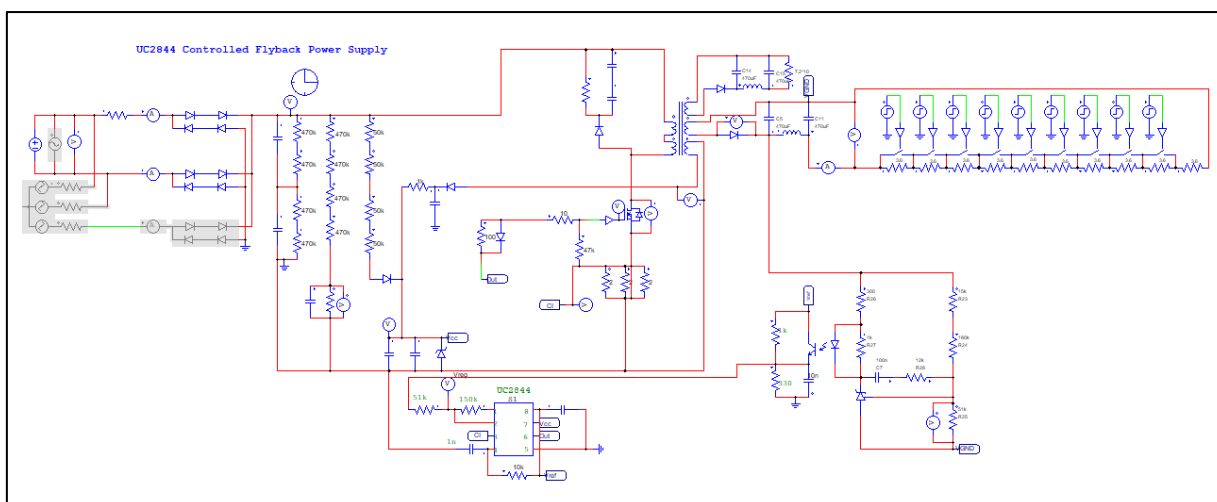
As simulações foram utilizadas como referências para o comportamento esperado do conversor, enquanto os ensaios experimentais foram utilizados para validar o funcionamento do protótipo e identificar as limitações de operação do circuito.

5.2 Resultados de simulação

A simulação da fonte auxiliar foi realizada no *software* PSIM com o objetivo de obter uma referência inicial do comportamento do conversor. O modelo utilizado representa uma estrutura flyback em malha fechada com duas saídas secundárias, sendo uma delas utilizada como saída controlada e a outra como saída auxiliar não controlada.

No modelo apresentado na Figura 16, a saída controlada é monitorada pela malha de realimentação, enquanto a não controlada é obtida por outro enrolamento secundário e não possui realimentação. Essa configuração foi adotada para representar a característica principal da fonte, que seria a saída controlada por malha, permitindo o observar o comportamento das duas saídas e o efeito da regulação cruzada entre os enrolamentos secundários.

Figura 16 - Modelo simulado com carga nas duas saídas



Fonte: Elaboração própria (2026).

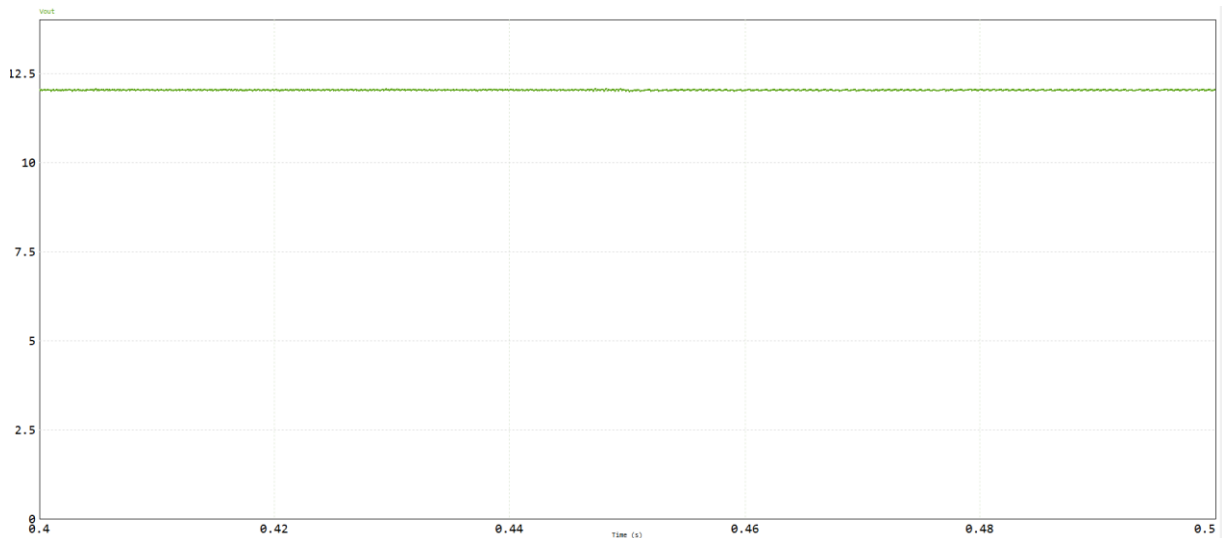
Em alternativa ao controlador utilizado no desenvolvimento da fonte, a malha de controle da simulação foi representada por meio do UC2844. Esse controlador permite simular o funcionamento básico de um conversor flyback em malha fechada, porém não representa a operação quase-ressonante, a detecção de vale e as proteções do BD7682FJ-LB.

A simulação serviu como referência de funcionamento para a análise das tensões de saída e da tensão sobre o transistor de potência. A validação do

desempenho da fonte foi realizada a partir dos ensaios experimentais apresentados nas seções seguintes.

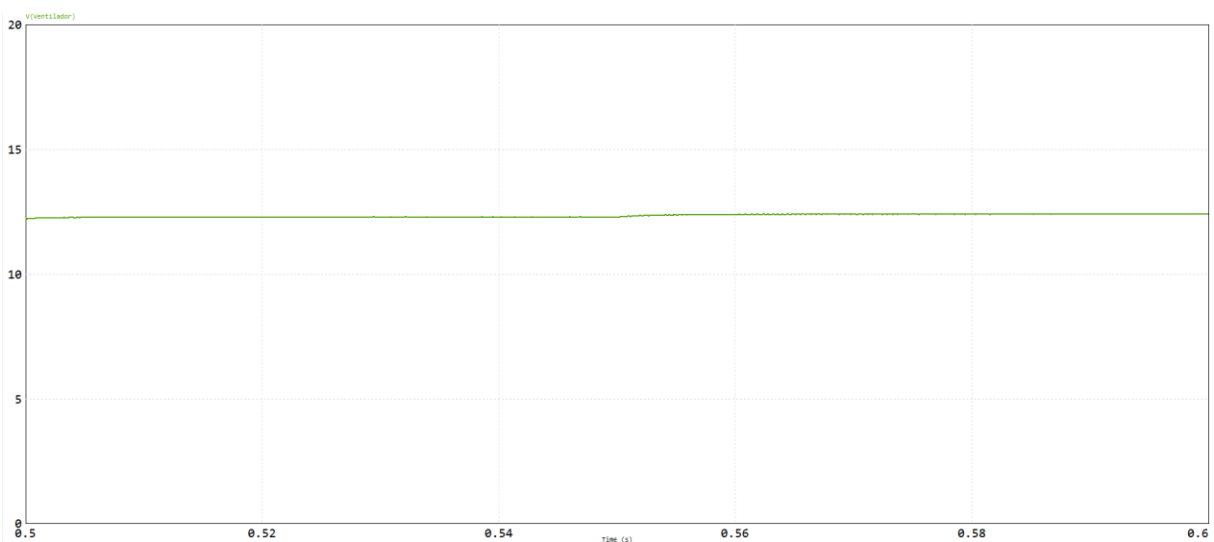
As Figuras 17 e 18 apresentam as tensões de saída controlada e não controlada, para uma tensão de entrada de 220 V em CA e carga de 100%.

Figura 17 - Forma de onda da tensão de saída não controlada com carga máxima para alimentação de entrada CA 220V eficaz



Fonte: Elaboração própria (2026).

Figura 18 - Forma de onda da tensão de saída controlada com carga máxima para alimentação de entrada CA 220V eficaz



Fonte: Elaboração própria (2026).

As formas de onda apresentaram o comportamento esperado, atingindo o valor de tensão esperado, próximo dos 12 V, quando as duas saídas estão

carregadas. Esses resultados foram utilizados para validação preliminar de funcionamento, antes do desenvolvimento do protótipo.

5.3 Resultados experimentais com alimentação em corrente alternada monofásica

Os ensaios em corrente alternada monofásica foram realizados com tensões de entrada de 220 V, 300 V e 400 V. Inicialmente, avaliou-se o comportamento das saídas com carga aplicada individualmente, com o objetivo de observar a influência da regulação cruzada. Em seguida, foram realizados os ensaios com as duas saídas em operação simultânea, condição utilizada como principal referência para análise do desempenho da fonte em CA.

A potência total de saída foi obtida pela soma das potências fornecidas pelas duas saídas, enquanto o rendimento foi calculado pela relação entre a potência total de entrada e a potência de saída.

Além das grandezas de saída, foram avaliados o fator de potência e a distorção harmônica total da corrente de entrada, uma vez que essas grandezas estão associadas à operação da fonte quando alimentada em corrente alternada.

5.3.1 Resultados experimentais com carga em apenas uma saída para alimentação CA

Os ensaios com carga aplicada em apenas uma saída por vez foram realizados para observar separadamente o comportamento da saída controlada e da saída não controlada. Essa condição não representa a operação principal da fonte, mas permite evidenciar o efeito da regulação cruzada entre os enrolamentos secundários.

Inicialmente, foi aplicada uma tensão de 220 V eficaz na entrada e a carga foi aplicada somente à saída controlada, mantendo a saída não controlada em aberto. Os resultados são apresentados na Tabela 6.

Tabela 6 – Medições das saídas da fonte com carga nominal somente na saída controlada

$V_{out1}(V)$	$I_{out1}(A)$	$V_{out2}(V)$	$I_{out2}(A)$	<i>Carga</i>
12,04	0,35	23,62	0	30,0 Ω
11,92	0,75	27,25	0	15,0 Ω
11,81	1,18	29,98	0	10,0 Ω
11,70	1,55	32,49	0	8,1 Ω
11,59	1,91	34,56	0	6,4 Ω
11,49	2,25	36,8	0	5,1 Ω
11,38	2,59	38,1	0	4,4 Ω
11,19	2,85	40,06	0	4,0 Ω
11,09	3,24	41,81	0	3,52 Ω

Fonte: Elaboração própria (2026).

Na sequência, aplicou-se carga somente à saída não controlada, na mesma tensão de 220 V, mantendo a outra saída em aberto. Os resultados são mostrados na tabela 7.

Tabela 7 – Parâmetros elétricos das saídas da fonte com carga nominal somente na saída não controlada

V_{out1}	I_{out1}	V_{out2}	I_{out2}	<i>Carga</i>
12,18 V	0	4,9 V	0,16 A	30,0 Ω
12,18 V	0	3,81	0,24	15,0 Ω
12,18 V	0	3,23	0,31	10,0 Ω
12,18 V	0	2,88	0,37	8,1 Ω
12,18 V	0	2,64	0,43	6,4 Ω
12,18 V	0	2,44	0,47	5,1 Ω
12,18 V	0	2,29	0,52	4,4 Ω
12,18 V	0	2,14	0,55	4,0 Ω

Fonte: Elaboração própria (2026).

Os resultados mostram que, com carga aplicada individualmente, a saída controlada permaneceu próxima de 12 V, enquanto a saída não controlada apresentou redução significativa de tensão. Nessa condição de baixa carga, acredita-se que o controlador entrou em modo *burst*, no qual o chaveamento ocorre em grupos de pulsos separados por intervalos sem comutação, reduzindo a energia transferida pelo transformador. Como apenas a saída controlada participa da realimentação, a saída não controlada foi mais afetada, evidenciando uma regulação cruzada insatisfatória.

Esse resultado evidencia uma limitação da fonte nessa condição de carga e indica a necessidade de aprimorar a regulação da saída não controlada.

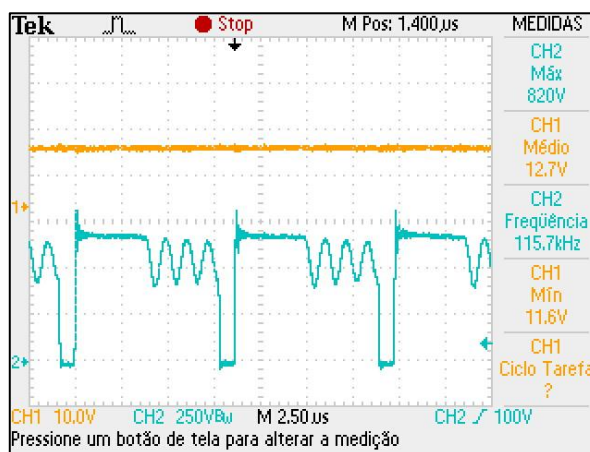
5.3.2 Operação com carga em ambas as saídas com alimentação CA monofásica

Os ensaios com as duas saídas em operação foram realizados para avaliar o desempenho da fonte em condição mais próxima da aplicação prevista. Nessa etapa, a saída controlada e a saída não controlada foram conectadas às respectivas cargas, permitindo a análise das tensões de saída, potência processada total e rendimento do conversor.

As Figuras 19 e 20 apresentam, respectivamente, as formas de onda da saída controlada e da saída não controlada com alimentação de 400 V. Essa condição foi selecionada por corresponder à maior tensão obtida com a fonte de entrada em corrente alternada monofásica. Além disso, foi considerado o maior ponto de carga mantido de forma estável antes da atuação da proteção de sobrecarga do controlador.

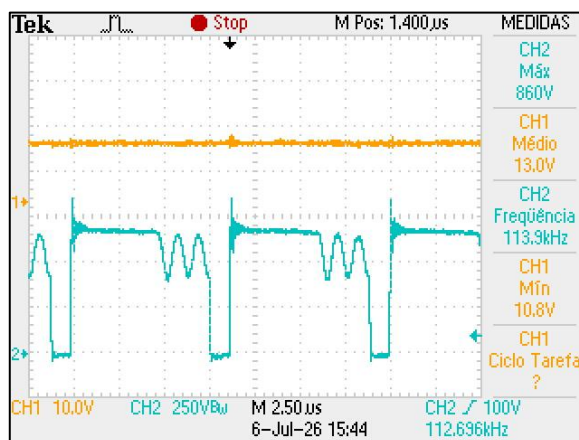
Nas figuras, também é apresentada a tensão sobre o transistor, na qual se observa a ocorrência do *valley detection*, característico da operação quase-ressonante adotada no circuito. Nesse modelo, o controlador aciona o MOSFET próximo ao vale da tensão V_{DS} , reduzindo as perdas de comutação. Esse comportamento será discutido posteriormente na seção específica sobre a tensão no transistor de potência.

Figura 19 - Forma de onda da tensão controlada e da tensão sobre o transistor para alimentação CA em 400 V e potência de 50 W



Fonte: Elaboração própria (2026).

Figura 20 - Forma de onda da tensão não controlada e da tensão sobre o transistor para alimentação CA em 400 V e potência de 50 W



Fonte: Elaboração própria (2026).

A partir dos resultados, observa-se que ambas as saídas permaneceram em operação durante o ensaio. A saída controlada atingiu valor de corrente de 2,55 A e a não controlada atingiu 1,48 A. Esses foram os valores máximos de corrente obtidos para essa condição de entrada, pois, acima deles, ocorreu atuação da proteção contra sobrecarga. Ainda assim, as tensões de saída permaneceram próximas dos 12 V previstos na aplicação.

Durante o ensaio com as duas saídas em plena carga, também foi observado o chaveamento do MOSFET de potência. Com o aumento da carga, verificou-se elevação da frequência de chaveamento, comportamento compatível com a operação quase-ressonante do controlador. A análise detalhada da tensão sobre a chave, incluindo os valores máximos de V_{DS} , sobretensão e detecção de vale, é apresentada posteriormente na seção dedicado ao transistor.

A Tabela 8 apresenta os resultados obtidos para tensões de entrada de 220 V, 300 V e 400 V em corrente alternada monofásica, considerando diferentes percentuais de carga nas saídas.

Tabela 8 - Ensaio com as duas saídas em operação

V_{in} (V)	Potência	V_{out1} (V)	I_{out1} (A)	V_{out2} (V)	I_{out2} (A)	P_{in} (W)	$P_{out, total}$ (W)	Rend.
220	25%	12,10	0,720	12,1	0,38A	17,463	13,31	76,2%
220	50%	11,98	1,415	12,3	0,76	33,67	26,305	78,0%
220	75%	12,03	2,41	12,4	1,15	54,56	43,30	79,3%

220	100%	12,01	2,50	12,3	1,48	60,01	48,264	80,43%
300	25%	11,99	0,68	12,2	0,38	17,845	12,79	71,67%
300	50%	11,967	1,412	12,1	0,76	33,83	26,09	77,12%
300	75%	12,05	2,43	12,1	1,10	54,72	42,48	77,63%
300	100%	12,10	2,52	12,1	1,48	61,00	48,40	79,34%
400	25%	11,86	0,794	12,2	0,38	19,507	14,056	72,05%
400	50%	11,96	1,385	12,1	0,76	34,66	25,762	74,3%
400	75%	12,06	2,157	12,2	1,15	55,55	43,05	77,5%
400	100%	11,97	2,55	12,2	1,48	62,3	48,564	77,95%

Fonte: Elaboração própria (2026).

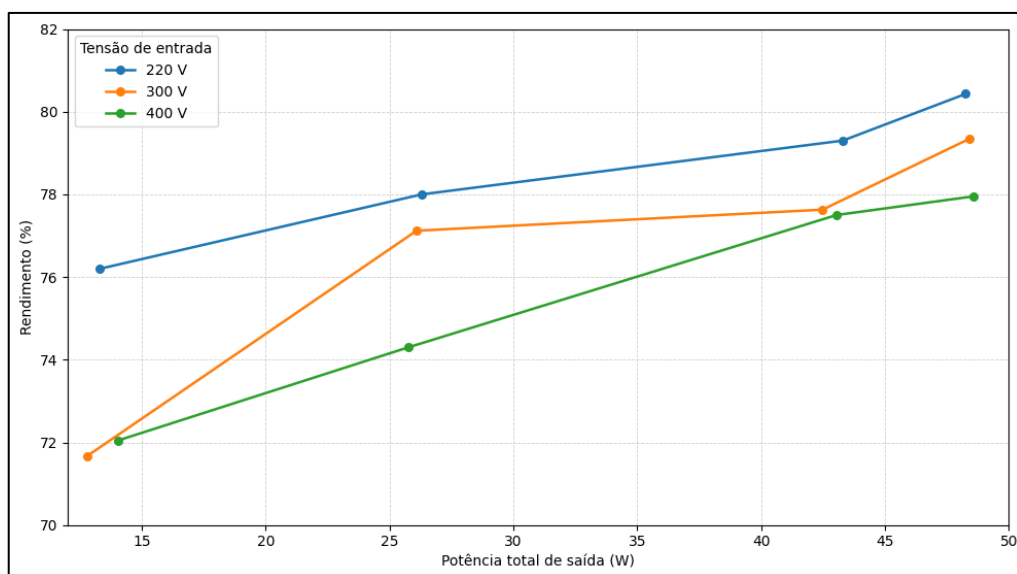
Conforme mencionado anteriormente, o valor de potência máxima considerado nesse ensaio foi de 50 W, por conta da ativação da proteção contra sobrecarga do sistema.

A saída controlada permaneceu próxima da tensão nominal, com valores entre 11,86 V e 12,10 V. A diferença em relação aos 12 V decorre das tolerâncias dos componentes da malha de realimentação, das quedas de tensão nos elementos reais do estágio de saída e da variação do ponto de operação do conversor conforme a tensão de entrada e a potência processada. Ainda assim, a tensão permaneceu em faixa compatível com a atuação da malha de controle, respeitando a variação de 3% estipulada no projeto.

A saída não controlada permaneceu entre 12,1 V e 12,4 V durante a operação simultânea. Esse resultado indica que, nessa condição, a distribuição de potência entre os enrolamentos secundários favoreceu a regulação cruzada, reduzindo as variações de tensão observadas nos ensaios com apenas uma saída em operação.

Em relação ao rendimento da fonte, os resultados ficaram entre 74% e 80,43%, para o valor de potência considerado, conforme apresentado na Figura 21. Observa-se que os maiores valores ocorreram nos pontos de maior potência processada, comportamento associado a menor influências das perdas fixas do conversor em cargas mais elevadas.

Figura 21 - Rendimento em função da potência total de saída



Fonte: Elaboração própria (2026).

Dessa forma, os ensaios com as duas saídas em operação confirmam o funcionamento da fonte em CA monofásica, mantendo as tensões de saída próximas aos valores definidos e apresentando rendimento compatível com a operação experimental do protótipo.

5.3.3 Resultados experimentais para os parâmetros elétricos de entrada da fonte

As grandezas de entrada foram avaliadas com o analisador de potência PA1000, com o objetivo de caracterizar a operação da fonte quando alimentada em corrente alternada monofásica. Foram registrados os valores de corrente eficaz de entrada, potência aparente, potência ativa, fator de potência e distorção harmônica total da corrente e da tensão de entrada, que podem ser verificados na tabela 9:

Tabela 9 - Parâmetros elétricos de entrada nos ensaios em CA monofásica

V_{in} (V)	Potência (%)	I_{in} (mA)	P_{in} (W)	S (VA)	FP	THD_i	THD_v
220	25%	171,75	17,463	38,29	0,456	186,70	214,80
220	50%	317,9	33,67	70,73	0,476	177,64	265,7
220	75%	492,5	54,56	109,56	0,498	166,93	553,9
220	100%	496,2	62,04	152,43	0,407	162,46	495,4
300	25%	139,32	17,845	42,29	0,422	198,95	327,6
300	50%	244,3	33,83	74,19	0,456	186,83	260,0

300	75%	387,2	54,72	117,68	0,465	182,50	282,7
300	100%	395,1	60,02	132,79	0,452	178,92	443,65
400	25%	116,75	18,51	47,46	0,390	205,20	386,5
400	50%	205,2	34,66	83,12	0,417	198,92	182,81
400	75%	311,3	55,55	126,25	0,440	192,64	207,7
400	100%	402,3	59,87	131,01	0,457	187,98	235,6

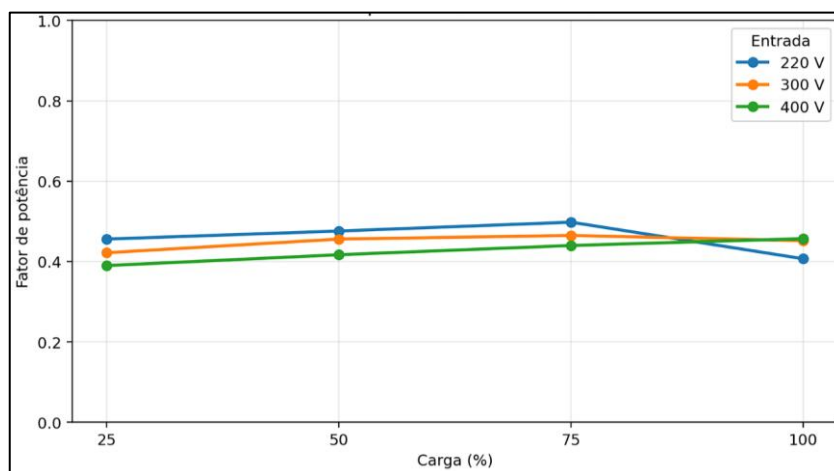
Fonte: Elaboração própria (2026).

A corrente eficaz de entrada apresentou aumento com a carga para todas as tensões avaliadas. Porém, para uma mesma condição de carga, observa-se que a corrente de entrada tende a ser menor nas maiores tensões de alimentação, o que está de acordo com a relação entre potência, tensão e corrente na entrada do conversor.

Por outro lado, a potência aparente permaneceu significativamente superior a potência ativa em todas as condições de ensaio. Essa diferença evidencia que a corrente absorvida da rede não acompanha a tensão de entrada de forma proporcional e senoidal, resultando em baixo fator de potência. Em 220 V e 100% de carga, por exemplo, foram medidos 62,04 W de potência ativa e 152,43 VA de potência aparente, o que corresponde a fator de potência de 0,407. Em 400 V e 25% de carga, a potência ativa foi de 18,51 W, enquanto a potência aparente atingiu 47,46 VA, resultando em fator de potência ainda menor, igual a 0,390. Esses resultados mostram que uma parcela significativa da corrente de entrada não contribui diretamente para a transferência útil de potência.

A Figura 22 apresenta a variação do fator de potência com a carga para as tensões de entrada avaliadas.

Figura 22 - Valor do fator de potência para alimentação CA monofásica e variação de carga na saída

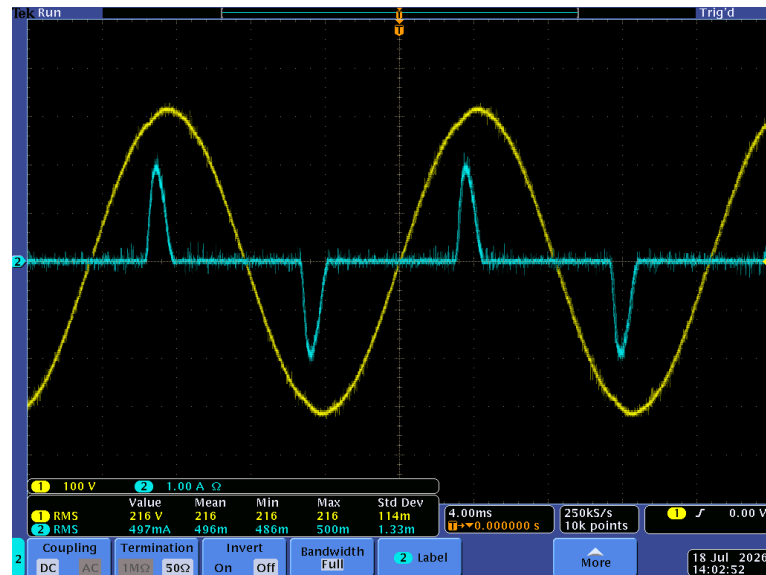


Fonte: Elaboração própria (2026).

Os resultados mostram que o fator de potência permaneceu reduzido em todas as condições avaliadas, com valores entre 0,390 e 0,498. O maior valor foi obtido em 220 V e 75% de carga, enquanto o menor ocorreu em 400 V e 25% de carga. De modo geral, observa-se que o fator de potência não ultrapassou 0,5, indicando que a corrente absorvida da rede não apresenta comportamento senoidal proporcional à tensão de entrada. A diferença entre a potência ativa e a potência aparente confirma o baixo fator de potência observado nos ensaios. Esse comportamento está relacionado ao estágio de entrada da fonte, composto por retificação e capacitor de barramento, que faz com que a corrente seja absorvida em pulsos.

A Figura 23 apresenta as formas de onda da tensão e da corrente de entrada da fonte durante a operação com alimentação CA monofásica. Enquanto a tensão mantém comportamento aproximadamente senoidal, a corrente é absorvida em pulsos, concentrados nas proximidades dos valores máximos da tensão. Esse comportamento ocorre porque, devido à presença do retificador e dos capacitores do barramento, os diodos conduzem principalmente quando a tensão instantânea da rede ultrapassa a tensão armazenada nos capacitores. Como consequência, a corrente apresenta elevado conteúdo harmônico, resultado coerente com os valores de THD e fator de potência apresentados na Tabela 9.

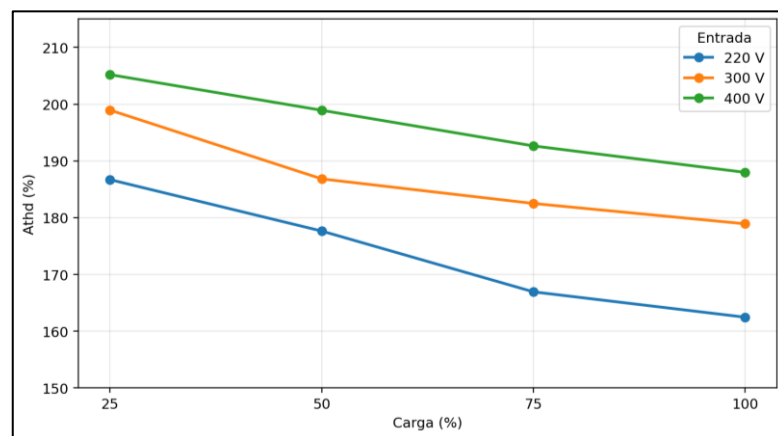
Figura 23 - Formas de onda da tensão e da corrente de entrada da fonte com alimentação CA monofásica



Fonte: Elaboração própria (2026).

A Figura 24 apresenta os valores de distorção harmônica total da corrente de entrada, THD_i .

Figura 24 - THD_i da corrente de entrada em CA monofásica



Fonte: Elaboração própria (2026).

A distorção harmônica total da corrente apresentou valores elevados em todos os ensaios, variando aproximadamente entre 162% e 205%. Os maiores valores ocorrem nas condições de menor carga, principalmente em 400 V e 15% de carga, em que foi registrada THD_i de 205,20%. Com o aumento da carga, observa-se a tendência de redução da distorção da corrente para cada tensão de entrada avaliada.

Esse comportamento é compatível com o estágio de entrada utilizado no protótipo, composto por retificação e capacitor de barramento, sem correção ativa de fator de potência. Nessa configuração, a corrente de entrada é absorvida em pulsos durante os instantes de recarga dos capacitores, resultando em elevado conteúdo harmônico e baixo fator de potência.

Dessa forma, verifica-se que a principal limitação observada na alimentação em CA monofásica está associada à corrente absorvida pela fonte, e não à distorção da tensão aplicada. Esse resultado não representa falha na regulação das saídas, mas sim uma consequência da estrutura de entrada adotada no protótipo. Para aplicações em que fosse necessário atender limites específicos de qualidade de energia, seria recomendável a inclusão de uma etapa de correção de fator de potência ou outra estratégia de condicionamento da corrente de entrada.

5.4 Resultados experimentais com alimentação em corrente contínua

Os ensaios em corrente contínua foram organizados conforme a potência total máxima aplicada em cada condição. Para as tensões de entrada de 300 V e 900 V, foi considerada uma potência total de saída de 50 W como referência de 100% de potência. Para 600 V e 750 V, foi possível atingir a potência nominal de 60 W, correspondente a 40 W na saída controlada e 20 W na saída não controlada. Por esse motivo, os resultados foram separados em duas tabelas.

A Tabela 10 apresenta os resultados obtidos em 300 V e 900 V, considerando os 50 W como potência total correspondente a 100%.

Tabela 10 - Ensaio em CC com potência total de referência de 50 W

V_{in} (V)	Potência(%)	V_{out1} (V)	I_{out1} (A)	V_{out2} (V)	I_{out2} (A)	P_{in} (W)	$P_{out, total}$ (W)	Rend.
300	25%	12,12	0,78	12,01	0,38	16,68	14,01	83,9%
300	50%	12,165	1,52	12,104	0,76	32,6	27,68	84,9%
300	75%	12,098	2,25	12,241	1,15	47,5	41,3	86,9%
300	100%	12,21	2,87	12,13	1,48	60,02	52,99	88,2%
900	25%	12,142	0,767	12,211	0,313	17,4	13,13	75,46%
900	50%	12,130	1,5106	12,212	0,7576	37,00	27,6	74,5%
900	75%	12,117	2,2546	11,989	1,4883	57,6	45,2	78,47%

Fonte: Elaboração própria (2026).

A Tabela 11 apresenta os resultados obtidos em 600 V e 750 V, considerando os 60 W como potência total correspondente a 100%.

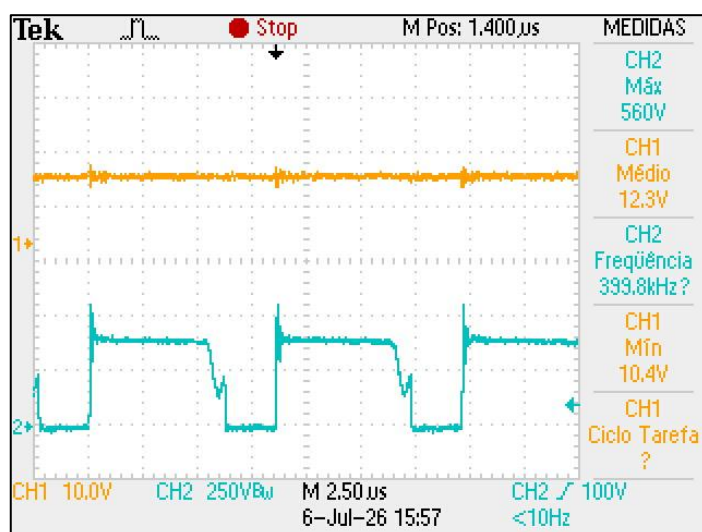
Tabela 11 – Ensaio em CC com potência total de referência de 60 W

V_{in} (V)	Potência(%)	V_{out1} (V)	I_{out1} (A)	V_{out2} (V)	I_{out2} (A)	P_{in} (W)	$P_{out, total}$ (W)	Rend.
600	25%	12,146	0,7596	12,189	0,3831	17,84	13,9	77,9%
600	50%	12,132	1,5107	12,148	0,7537	33,7	27,5	81,60%
600	75%	12,119	2,2551	11,959	1,4847	54,2	45,12	83,24%
600	100%	12,099	2,97	12,223	1,4851	62,5	54,08	86,53%
750	100%	12,098	3,3706	12,191	1,5136	72,00	59,28	82,33%

Fonte: Elaboração própria (2026).

A Figura 25 apresenta uma forma de onda representativa da tensão de saída controlada durante a alimentação em corrente contínua de 300 V. Essa condição corresponde à tensão de entrada avaliada nos ensaios em CC e foi utilizada para verificar o funcionamento da fonte em barramento contínuo.

Figura 25 - Forma de onda da tensão de saída regulada e da tensão sobre o transistor para alimentação CC de 300 V na entrada com 75% da carga nominal na saída

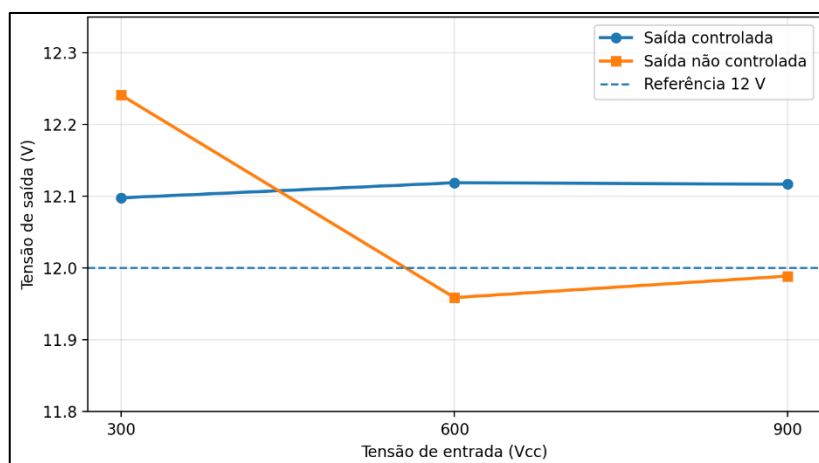


Fonte: Elaboração própria (2026).

Observa-se que a fonte manteve a saída em regime de operação, com tensão próxima ao valor nominal. Os valores quantitativos de tensão, corrente, potência e rendimento são apresentados na Tabela 11, enquanto a forma de onda é utilizada como registro experimental do funcionamento da fonte nessa condição.

A Figura 26 apresenta a regulação das tensões de saída em função da tensão de entrada para a condição de 75% de carga. A condição de 75% de carga foi escolhida por representar um ponto de operação elevado e estável para todas as tensões de entrada analisadas, permitindo a comparação dos resultados sem influência da atuação da proteção de sobrecarga observada em cargas mais altas.

Figura 26 - Regulação de tensão em função da tensão de entrada em CC para 75% de carga



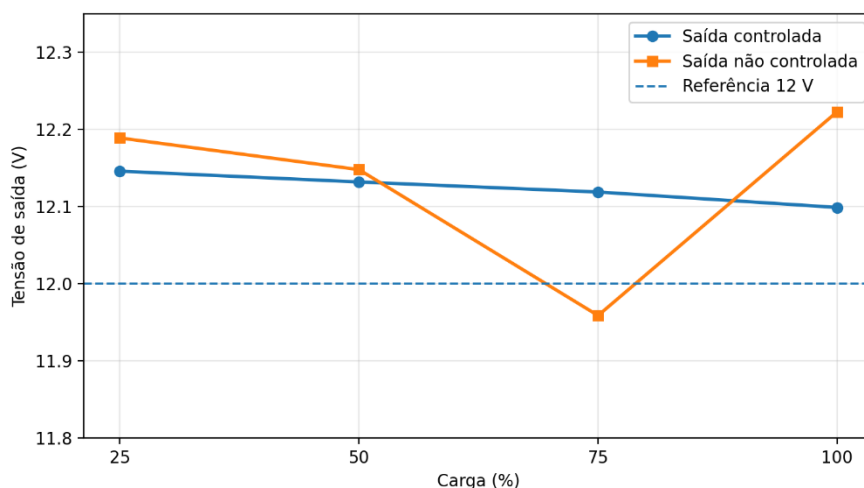
Fonte: Elaboração própria (2026).

Observa-se que a saída controlada permaneceu próxima de 12 V para as três tensões de entrada avaliadas. Na condição de 75% de carga, a tensão da saída controlada variou de 12,098 V em 300 V para 12,117 V em 900 V, indicando pequena variação com o aumento da tensão de entrada. Esse comportamento confirma a atuação da malha de realimentação da saída principal.

A saída não controlada também permaneceu próxima do valor nominal nessa condição, com valores entre 11,959 V e 12,241 V. Embora essa saída não possua realimentação direta, o carregamento simultâneo das duas saídas favoreceu a regulação cruzada entre os enrolamentos secundários.

A Figura 27 apresenta a regulação de carga para 600 V. A regulação de carga será analisada apenas para a tensão de 600 V, os outros valores não serão apresentados.

Figura 27 – Regulação de carga em CC para 600 V



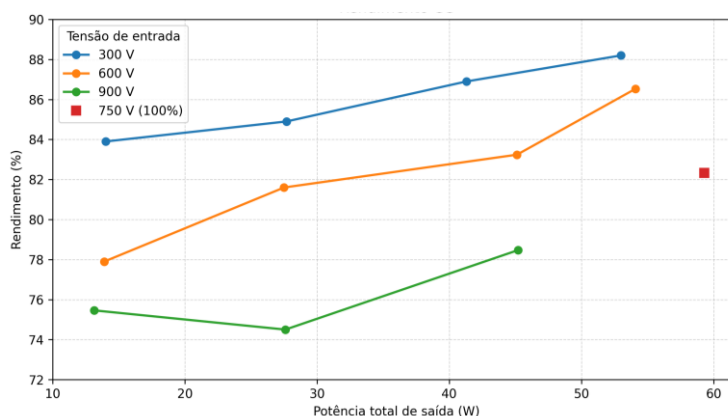
Fonte: Elaboração própria (2026).

Para 600 V na entrada de alimentação, as tensões de saída permaneceram próximas de 12 V entre 25% e 100% de carga. Esse resultado indica que a fonte manteve operação adequada mesmo com o aumento da potência processada.

O ponto de 100% de carga em 900 V não foi registrado, pois ocorreu atuação da proteção de sobrecarga do controlador. Por isso, a condição de 750 V e 100% de carga foi utilizada como maior ponto experimental próximo da potência nominal, com 59,28 W entregues às saídas.

A Figura 28 apresenta o rendimento obtido em função da potência total de saída.

Figura 28 - Rendimento da fonte em função da potência para diferentes tensões de alimentação contínua de entrada



Fonte: Elaboração própria (2026).

Observou-se que o rendimento da fonte auxiliar foi mais elevado nas menores tensões de entrada e apresentou redução à medida que a tensão de

alimentação aumentou. Esse comportamento está associado ao aumento dos esforços elétricos no estágio primário do conversor. Em tensões de entrada mais elevadas, tornam-se mais significativas as perdas de chaveamento, as perdas associadas às capacitâncias parasitas, ao transformador e ao circuito *snubber*. Nesse contexto, a atuação do *snubber* passa a contribuir de forma mais relevante para a dissipação total de potência, reduzindo o rendimento global do conversor.

O ponto de 750 V em carga nominal apresentou rendimento de 82,33%, com potência total de saída de 59,28 W. Esse resultado é relevante por representar a condição experimental mais próxima da potência nominal da fonte em alimentação CC, mesmo não tendo sido possível realizar o ensaio de 100% de carga em 900 V.

Além das grandezas elétricas, também foram realizadas medições de temperatura no transformador e no transistor durante os ensaios em corrente contínua. Os testes foram realizados em temperatura ambiente e com o protótipo aberto, sem gabinete. Essa avaliação foi incluída para verificar o comportamento térmicos dos principais componentes associados ao processamento de energia da fonte, nas maiores tensões de entrada, e os resultados podem ser observados na Tabela 12.

Tabela 12 - Valor da temperatura medida no transformador e no transistor de potência

V_{in} (V)	Potência (W)	Trafo (°C)	Transistor(°C)
600	15	38,8	45,4
900	12,5	40,6	51,7
600	30	38,7	40,7
900	25	43,4	49,8
600	45	43,6	40,6
900	37,5	49,5	50,2
600	60	47,3	42,4
750	60	58,0	53,0

Fonte: Elaboração própria (2026).

As temperaturas permaneceram em faixa moderada. A maior temperatura registrada foi de 58,0 °C no transformador e 53,0 °C na chave semicondutora, ambas na condição de 750 V e 100% de carga. Assim, não foi observado aquecimento excessivo nas condições avaliadas.

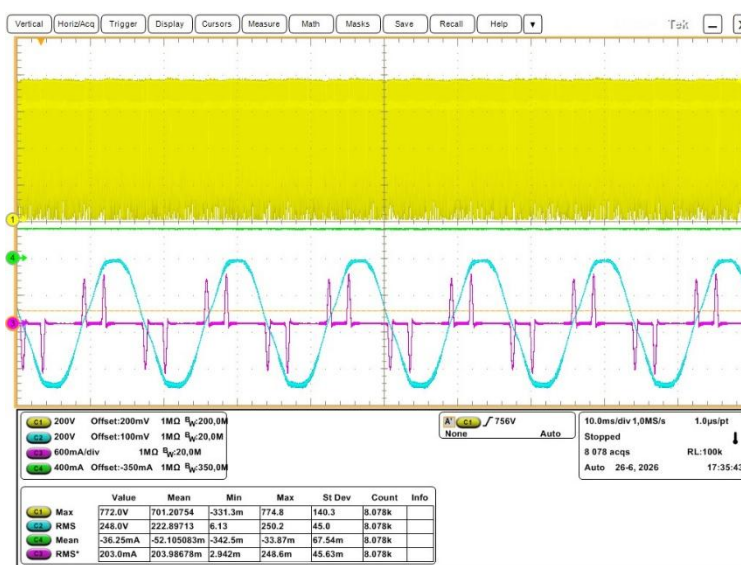
5.5 Resultados experimentais com alimentação trifásica

Uma das formas de alimentação previstas no projeto e avaliadas experimentalmente foi a alimentação trifásica. Esse ensaio teve como objetivo verificar o funcionamento da fonte auxiliar em uma condição distinta das anteriores, utilizando tensão eficaz de entrada de aproximadamente 430 V entre fases.

Diferentemente dos ensaios anteriores, a alimentação trifásica foi utilizada como verificação funcional do protótipo. Não foram levantados dados completos de potência e rendimento para essa condição, em função da disponibilidade dos equipamentos de medição. Dessa forma, a análise foi baseada na observação das formas de onda da entrada e da tensão sobre a chave semicondutora.

Os ensaios foram realizados para diferentes níveis de carga, sendo apresentada a condição de 100% de carga como resultado representativo, por corresponder à maior solicitação aplicada ao protótipo durante essa etapa. A Figura 29 apresenta as formas de onda da tensão e da corrente de entrada da fonte sob alimentação trifásica. Observa-se que a tensão de entrada se mantém alternada, enquanto a corrente é absorvida de forma pulsada, comportamento compatível com o estágio de entrada da fonte, composto por retificação e capacitor de barramento.

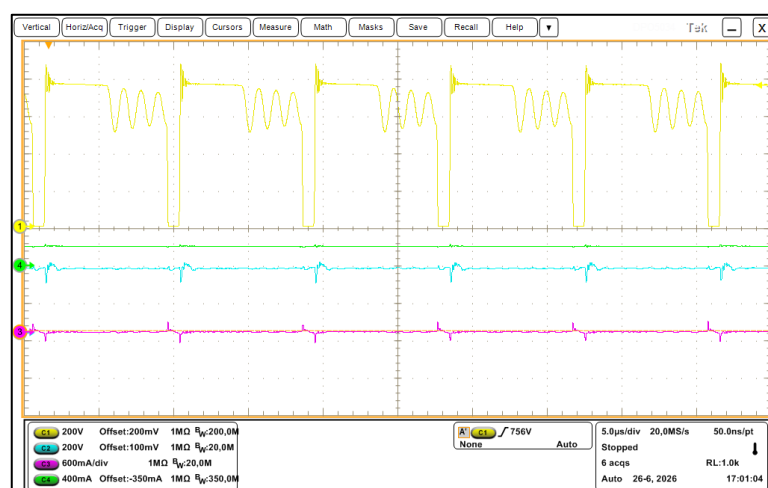
Figura 29 - Forma de onda da tensão e corrente de entrada da fonte com alimentação trifásica e potência de 60 W



Fonte: Elaboração própria (2026).

A Figura 30 apresenta a tensão sobre o transistor MOSFET na mesma condição de ensaio. Observa-se a presença do chaveamento da chave semicondutora, indicando que a fonte permaneceu em operação também sob alimentação trifásica. Além disso, a forma de onda mostra o comportamento característico da operação quase-ressonante, com acionamento próximo aos vales da tensão sobre a chave.

Figura 30 - Forma de onda da tensão V_{DS} sobre o transistor



Fonte: Elaboração própria (2026).

A partir dessas formas de onda, verifica-se que a fonte permaneceu em operação sob alimentação trifásica, com manutenção do chaveamento do MOSFET e comportamento compatível com a operação quase-ressonante. Como as tensões de saída não estão representadas diretamente nessas formas de onda, foram considerados também os valores medidos durante o ensaio. A saída controlada apresentou tensão de 12 V, enquanto a saída não controlada apresentou 12,2 V. Esses valores ficaram próximos da tensão nominal de 12 V definidas no projeto, indicando que o protótipo apresentou funcionamento adequado na condição de alimentação trifásica avaliada.

5.6 Medidas da tensão V_{DS} sobre o transistor

A tensão V_{DS} sobre o transistor foi analisada com o objetivo de verificar os esforços elétricos impostos ao MOSFET durante a operação da fonte auxiliar. Em conversores flyback, a tensão de bloqueio da chave depende da tensão de entrada,

da tensão refletida dos enrolamentos secundários, dos sobressinais associados às indutâncias parasitas do circuito e à operação do circuito *snubber* para limitar a tensão sobre a chave.

A Tabela 13 apresenta os valores máximos de tensão de dreno para *source* (V_{DS}) observados sobre o transistor nas principais condições analisadas. Conforme mencionado anteriormente, para as tensões de 600 V e 750 V em corrente contínua e a alimentação em corrente alternada trifásica, a potência considerada como máxima foi de 60 W. Para todas as outras análises, o valor máximo de potência é de 50 W.

A única análise que considera tensão de entrada máxima, é a do ensaio em 750 V, que foi realizado em potência de 60 W, as outras situações consideram os 100% para a tensão mínima de entrada, com potência de 50 W, conforme definido anteriormente neste capítulo.

Tabela 13 – Valores de tensão na chave

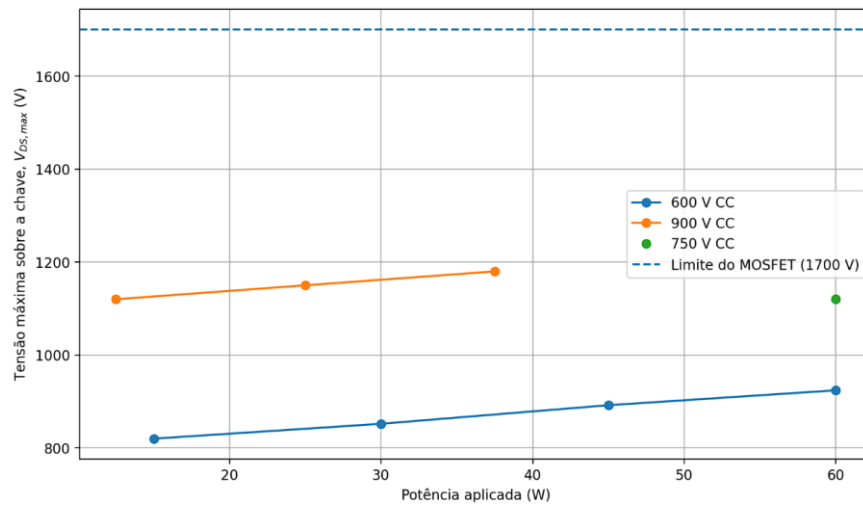
V_{in}	Potência (W)	$V_{DS, max}$ (V)
220 V CA monofásico	50	600 V
300 V CA monofásico	50	730 V
400 V CA monofásico	50	830 V
600 V CC	15	820 V
600 V CC	30	852 V
600 V CC	45	892 V
600 V CC	60	924 V
750 V CC	60	1,12 kV
900 V CC	12,5	1,12 kV
900 V CC	25	1,48 kV
900 V CC	37,5	1,18 kV
430 V trifásico	60	924 V

Fonte: Elaboração própria (2026).

De modo geral, observa-se que a tensão máxima sobre a chave aumentou com a elevação da tensão de entrada, comportamento esperado para a topologia flyback. Mesmo nas condições mais severas, os valores medidos permaneceram abaixo da tensão nominal de bloqueio do MOSFET utilizado, de 1700 V.

A Figura 31 apresenta a variação da tensão máxima V_{DS} nos ensaios em corrente contínua.

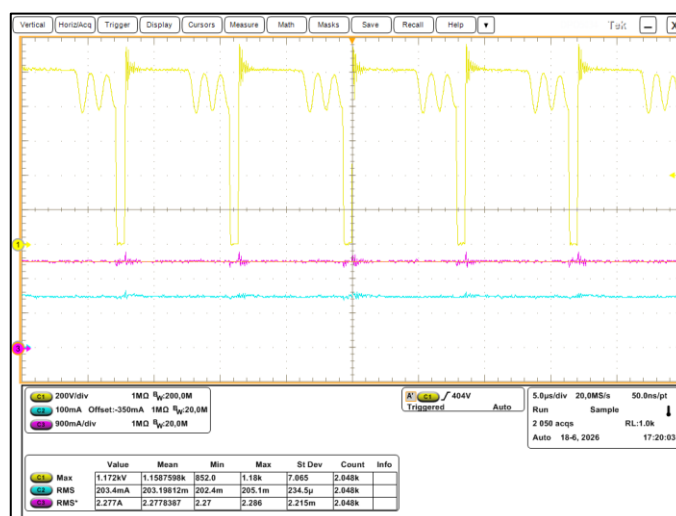
Figura 31 - Tensão máxima sobre a chave nos ensaios em CC



Fonte: Elaboração própria (2026).

Nos ensaios em 600 V em corrente contínua, a tensão máxima sobre a chave variou de 820 V a 924 V com o aumento da carga. Para 900 V em corrente contínua, foram observados valores mais elevados, sendo registrado valor de aproximadamente 1,18 kV na condição de 75% de potência para essa tensão de entrada, de aproximadamente 37,5 W, correspondente à forma de onda apresentada na Figura 32. O maior valor medido nos ensaios foi de 1,18 kV, ainda inferior à tensão máxima de bloqueio do MOSFET.

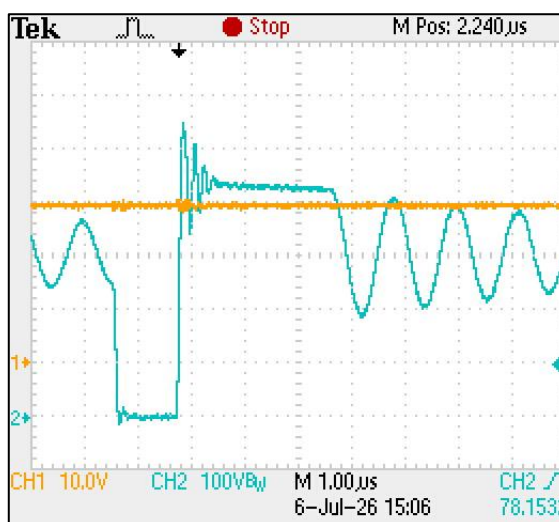
Figura 32 - Forma de onda da tensão sobre a chave semicondutora em 900 V CC e potência de 37,5 W



Fonte: Elaboração própria (2026).

Na forma de onda, observam-se os intervalos de bloqueio do MOSFET e os transitórios de comutação. A Figura 33 apresenta uma ampliação desse chaveamento, evidenciando a oscilação de V_{DS} após o desligamento da chave.

Figura 33 - forma de onda da tensão V_{DS}



Fonte: Elaboração própria (2026).

Na ampliação, observa-se o comportamento característico da operação quase-ressonante. Após o desligamento do MOSFET, a tensão V_{DS} passa a oscilar e o controlador realiza o acionamento próximo ao vale dessa oscilação, fenômeno conhecido como *valley detection*. Essa estratégia reduz a tensão sobre a chave no instante de ligamento e, conseqüentemente, contribui para a redução das perdas de comutação. Também foi observado sobressinal de aproximadamente 30% em relação ao nível de bloqueio da chave. Ainda assim, os valores máximos registrados permaneceram abaixo da tensão nominal do MOSFET, indicando operação dentro da faixa prevista de projeto. Dessa forma, os resultados experimentais confirmam que os esforços de tensão sobre a chave semicondutora permaneceram compatíveis com o dispositivo selecionado e que o circuito *snubber* contribuiu para limitar a sobretensão durante a comutação.

5.7 Corrente de partida

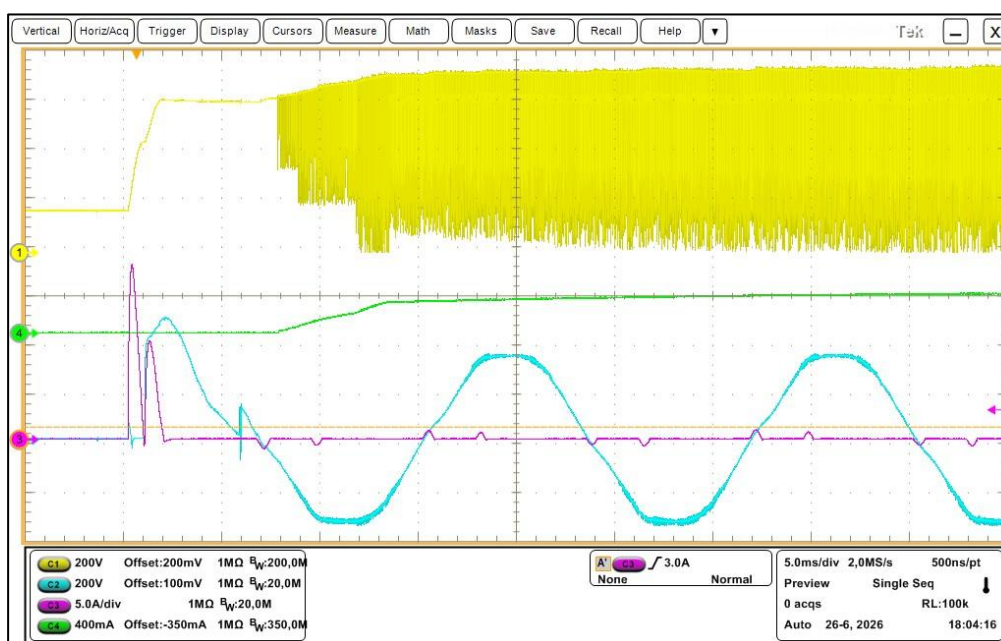
A corrente de partida, ou corrente de *inrush*, foi avaliada com o objetivo de observar o comportamento da fonte no instante de energização. Esse ensaio é

relevante porque, no momento inicial, os capacitores do barramento de entrada encontram-se descarregados, podendo provocar um pico transitório de corrente.

Neste trabalho, esse teste foi realizado apenas na condição de alimentação trifásica e 100% de carga, sendo utilizado como uma estimativa do valor da corrente de partida do protótipo. Uma caracterização mais completa exigiria a repetição do ensaio para as demais condições de tensão de entrada e carregamento, principalmente nas condições de maior tensão, como 900 V em corrente contínua.

A Figura 34 apresenta o transitório de energização da fonte. Observa-se a ocorrência de um pico inicial de corrente no instante em que a alimentação é aplicada, seguido da estabilização do comportamento da fonte em regime de operação.

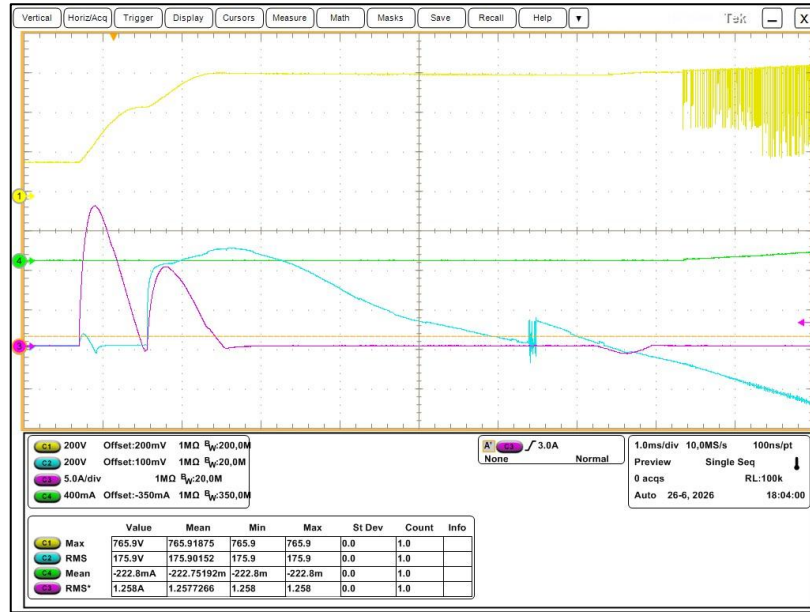
Figura 34 - Transitório de energização da fonte auxiliar



Fonte: Elaboração própria (2026).

A Figura 35 apresenta uma ampliação do instante inicial, permitindo observar com maior detalhe o pico de corrente de partida. No ensaio realizado, o valor da corrente de partida foi de aproximadamente 18 A.

Figura 35 - Detalhe da corrente de partida no instante de energização



Fonte: Elaboração própria (2026).

Os diodos S1M-E3/61T empregados no estágio retificador apresentam corrente de surto direta não repetitiva máxima de 30 A. Assim, para a condição de ensaio, o valor máximo medido permaneceu abaixo do limite de corrente de surto do componente:

$$I_{inrush, medido} = 18 A$$

$$I_{FSM} = 30 A \quad (74)$$

$$I_{inrush, medido} < I_{FSM}$$

Portanto, o pico de corrente medido não ultrapassou o valor máxima especificado para os diodos do retificador de entrada. Entretanto, essa conclusão é valida apenas para o ensaio realizado, pois a corrente de partida pode variar conforme a tensão de entrada, a impedância da alimentação, o instante de energização e a condição inicial dos capacitores.

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho teve como objetivo projetar, implementar e avaliar experimentalmente uma fonte auxiliar chaveada isolada, baseada na topologia flyback quase-ressonante, para aplicação nos circuitos auxiliares de estações de recarga em corrente contínua de veículos elétricos. A fonte foi desenvolvida com duas saídas de 12 V, sendo uma controlada de 40 W e outra não controlada de 20 W, totalizando 60 W, com possibilidade de alimentação em corrente contínua, corrente alternada monofásica e corrente alternada trifásica.

Os ensaios confirmaram o funcionamento do protótipo nas diferentes condições de alimentação avaliadas. A saída controlada apresentou maior estabilidade devido à atuação da malha de realimentação, enquanto a saída não controlada apresentou maior variação em função da carga, comportamento esperado para uma fonte flyback com múltiplos enrolamentos secundários. Em corrente contínua, a fonte atingiu potência total de 59,28 W e rendimento de 82,33% na condição de 750 V, correspondente ao ensaio mais próximo da operação nominal.

O rendimento apresentou redução com o aumento da tensão de entrada. Esse comportamento está associado ao crescimento das perdas no estágio primário, principalmente das perdas dinâmicas do MOSFET, estimadas em 6,7 W. Essas perdas foram predominantes em relação às perdas por condução e apresentaram impacto estimado de aproximadamente 15% no rendimento do conversor. Também contribuem para esse resultado as perdas no transformador, nas capacitâncias parasitas e no circuito *snubber*.

Na condição de 900 V, a fonte operou até 75% da carga, porém a elevação para a potência nominal provocou a atuação da proteção contra sobrecorrente. Apesar dessa limitação, os esforços de tensão permaneceram abaixo do limite nominal do MOSFET, e as temperaturas máximas medidas foram de 58,0 °C no transformador e 53,0 °C na chave semicondutora, não sendo observado aquecimento excessivo durante os ensaios. A operação com alimentação trifásica também foi confirmada em

aproximadamente 430 V entre fases e potência de 60 W, embora o rendimento não tenha sido medido nessa configuração.

De maneira geral, o protótipo validou a aplicação da topologia flyback quase-ressonante como fonte auxiliar para barramentos de alta tensão. Entretanto, as perdas dinâmicas elevadas, a redução do rendimento com o aumento da tensão de entrada e a atuação da proteção em 900 V indicam a necessidade de ajustes para ampliar a faixa de operação e melhorar o desempenho do conversor.

6.1 Sugestões para trabalhos futuros

Como principal oportunidade de melhoria, recomenda-se avaliar outros MOSFETs de carbeto de silício, buscando dispositivos com menores energias de acionamento e desligamento. Essa comparação pode auxiliar na redução das perdas dinâmicas e no aumento do rendimento, principalmente nas condições de maior tensão de entrada.

Também se recomenda revisar o dimensionamento do circuito *snubber* e do circuito de sensoramento de corrente. Esses ajustes devem buscar reduzir a energia dissipada durante a comutação e evitar a atuação da proteção contra sobrecorrente na potência nominal de saída.

Sugere-se ainda implementar um filtro de EMI nas saídas e realizar medições específicas dos ruídos conduzidos, verificando sua influência sobre os circuitos alimentados pela fonte auxiliar.

Por fim, recomenda-se medir a corrente de partida em todas as condições de alimentação e carregamento, uma vez que o ensaio realizado contemplou apenas a alimentação trifásica em carga máxima. Também devem ser realizados ensaios completos de potência de entrada e rendimento em alimentação trifásica, permitindo comparar seu desempenho com os resultados obtidos em corrente contínua e corrente alternada monofásica.

REFERÊNCIAS

ADRAGNA, Claudio. L6565 quasi-resonant controller. Geneva: STMicroelectronics, 2002. Application note AN1326. Disponível em: <https://www.st.com/resource/en/application_note/an1326-l6565-quasiresonant-controller-stmicroelectronics.pdf>. Acesso em: 10 maio 2026.

BABA, David. *Isolated supply overview and design trade-offs*. Santa Clara: National Semiconductor, 2009. Application report SNVA603. Disponível em: <<https://www.ti.com/lit/an/snva603/snva603.pdf>>. Acesso em: 09 maio 2026.

BARBI, Ivo. *Eletrônica de potência: projetos de fontes chaveadas*. 3. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2001.

BARBI, Ivo; MARTINS, Denizar Cruz. *Eletrônica de potência: conversores CC-CC básicos não isolados*. Florianópolis: Edição dos Autores, 2000.

HART, Daniel W. *Power electronics*. New York: McGraw-Hill, 2011.

KAMIL, Mohammad. *Switch mode power supply (SMPS) topologies (Part I)*. Chandler: Microchip Technology, 2007. Application note AN1114, DS01114A. Disponível em: <<https://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01114A.pdf>>. Acesso em: 10 maio 2026.

KOO, Gwan-Bon. *Design guidelines for RCD snubber of flyback converters*. [S. l.]: Fairchild Semiconductor, 2006. Application note AN-4147, rev. 1.1.0. Disponível em: <<https://professorpetry.com.br/EPE/Ensino/DocencialFSC/BaseDadosAntigas/AN-4147.pdf>>. Acesso em: 10 maio 2026.

LEE, Fred C. *High-frequency quasi-resonant converter technologies*. Proceedings of the IEEE, v. 76, n. 4, p. 377-390, abr. 1988.

NICHICON CORPORATION. UCY series: aluminum electrolytic capacitors. [S. l.], [s. d.]. Datasheet. Disponível em: <https://www.nichicon.co.jp/english/series_items/catalog_pdf/e-ucy.pdf>. Acesso em: 10 maio 2026.

NXP SEMICONDUCTORS. *EV charging station*. Eindhoven, 12 nov. 2021. Disponível em: <<https://www.nxp.com/assets/block-diagram/en/EVChargingStation.pdf>>. Acesso em: 06 de maio 2026.

OHMITE MANUFACTURING COMPANY. *W series heatsinks: WA-T247-101E*. [S. l.], [s. d.]. Datasheet. Disponível em: <<https://www.ohmite.com/sink-w/>>. Acesso em: 10 maio 2026.

ONSEMI. *NCP12400: fixed frequency current mode controller for flyback converters*. Rev. 10. Scottsdale, fev. 2025. Datasheet NCP12400/D. Disponível em: <<https://www.onsemi.com/download/data-sheet/pdf/ncp12400-d.pdf>>. Acesso em: 10 maio 2026.

POMILIO, José Antenor. *Fontes chaveadas*. Campinas: Universidade Estadual de Campinas, 2020. Disponível em: <<https://site.fee.unicamp.br/sites/default/files/uploads/antenor/IT505/capa.pdf>>. Acesso em: 10 maio 2026.

RASHID, Muhammad H. *Eletrônica de potência: dispositivos, circuitos e aplicações*. 4. ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2014.

ROHM SEMICONDUCTOR. *BD7682FJ-LB: quasi-resonant controller type DC/DC converter*. [S. l.], [s. d.]. Datasheet e informações do produto. Disponível em: <<https://www.rohm.com/products/power-management/ac-dc-converters-ics/ac-dc-converters-ics-pwm-qr/bd7682fj-lb-product>>. Acesso em: 10 maio 2026.

ROHM SEMICONDUCTOR. *BD768xFJ-LB series quasi-resonant converter technical design: 24 V/1 A (SiC TO-3PFM SCT2H12NZ)*. Rev. A. [S. l.], 6 abr. 2016. Application note. Disponível em: <https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/ic/power/acdc_converter/bd768xfj-lb_appli-e.pdf>. Acesso em: 10 maio 2026.

ROHM SEMICONDUCTOR. *BD7682FJ-EVK-301 EV board user guide: high voltage input auxiliary power supply evaluation board*. Rev. 001. [S. l.], 19 fev. 2018. Disponível em: <https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/ic/power/acdc_converter/bd7682fj-evk-301_ug-e.pdf>. Acesso em: 10 maio 2026.

ROHM SEMICONDUCTOR. *100 W auxiliary power supply eval board BD7682FJ-LB-EVK-302: user's guide*. Rev. 001. [S. l.], set. 2020. Disponível em: <https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/ic/power/acdc_converter/bd7682fj-lb-evk-302_ug-e.pdf>. Acesso em: 10 maio 2026.

ROHM SEMICONDUCTOR. *RB160M-60: Schottky barrier diode*. Rev. F. [S. l.], set. 2015. Datasheet. Disponível em: <https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/datasheet-nrnd/discrete/diode/schottky_barrier/rb160m-60.pdf>. Acesso em: 10 maio 2026.

ROHM SEMICONDUCTOR. *RF101L4S: fast recovery diode*. [S. l.], 2011. Datasheet. Disponível em: <<https://www.rohm.com/products/diodes/fast-recovery-diodes/standard/rf101l4s-product>>. Acesso em: 10 maio 2026

ROHM SEMICONDUCTOR. *SCT2H12NZ: SiC power MOSFET, 1700 V, 3,7 A, TO-3PFM*. [S. l.], [s. d.]. Datasheet e informações do produto. Disponível em: <<https://www.rohm.com/products/sic-power-devices/sic-mosfet/sct2h12nz-product>>. Acesso em: 10 maio 2026.

SHARP CORPORATION. *PC817X3NIP1B: DIP 4-pin photocoupler*. [S. l.], [s. d.]. Datasheet e informações do produto. Disponível em: <<https://www.mouser.com/ProductDetail/Sharp-Microelectronics/PC817X3NIP1B>>. Acesso em: 10 maio 2026.

STMICROELECTRONICS. *E-mode GaN technology: tips for best driving*. Geneva, 2021. Application note AN5583. Disponível em: <https://www.st.com/resource/en/application_note/an5583-emode-gan-technology-tips-for-best-driving-stmicroelectronics.pdf>. Acesso em: 10 maio 2026.

STMICROELECTRONICS. *STTH112: high voltage ultrafast rectifier*. [S. l.], 2005. Datasheet. Disponível em: <<https://www.st.com/resource/en/datasheet/stth112.pdf>>. Acesso em: 10 maio 2026.

TDK ELECTRONICS. *Ferrites and accessories: E 25/13/7 (EF 25)*. [S. l.], [s. d.]. Datasheet. Disponível em: <https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/80/db/fer/e_25_13_7.pdf>. Acesso em: 10 maio 2026.

TEXAS INSTRUMENTS. *TL431, TL432 precision programmable reference*. Rev. S. Dallas, [s. d.]. Datasheet. Disponível em: <<https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl431.pdf>>. Acesso em: 10 maio 2026.

TEXAS INSTRUMENTS. *UCx84x current-mode PWM controllers*. Rev. H. Dallas, 2024. Datasheet SLUS223H. Disponível em: <<https://www.ti.com/lit/ds/symlink/uc3845.pdf>>. Acesso em: 10 maio 2026.

TEXAS INSTRUMENTS. *UCC2871x constant-voltage, constant-current controller with primary-side regulation*. Rev. C. Dallas, 2017. Datasheet. Disponível em: <<https://www.ti.com/product/UCC28712>>. Acesso em: 10 maio 2026

TRAN, Viet Thang; SUTANTO, Danny; MUTTAQI, Kashem M. The state of the art of battery charging infrastructure for electrical vehicles: topologies, power control strategies, and future trend. In: AUSTRALASIAN UNIVERSITIES POWER ENGINEERING CONFERENCE (AUPEC), 2017. Proceedings [...] [S. l.]: IEEE, 2017. p. 1-6. DOI: 10.1109/AUPEC.2017.8282421. Disponível em: <https://scispace.com/pdf/the-state-of-the-art-of-battery-charging-infrastructure-for-2r4qn6twx8.pdf>. Acesso em: 10 maio 2026.

VISHAY INTERTECHNOLOGY. *S1A, S1B, S1D, S1G, S1J, S1K, S1M: surface mount glass passivated rectifier*. [S. l.], 2024. Datasheet 88711. Disponível em: <<https://www.vishay.com/doc/?88711>>. Acesso em: 10 maio 2026.

VISHAY INTERTECHNOLOGY. *V30200C, VF30200C, VB30200C, VI30200C: high performance Schottky rectifiers*. [S. l.], [s. d.]. Datasheet 89014. Disponível em: <<https://www.vishay.com/doc/?89014>>. Acesso em: 10 maio 2026.

WÜRTH ELEKTRONIK. *860080575017: WCAP-ATLI aluminum electrolytic capacitor, 470 μ F, 35 V*. [S. l.], 2014. Datasheet. Disponível em: <<https://www.we-online.com/components/products/datasheet/860080575017.pdf>>. Acesso em: 10 maio 2026.

ZEHEBNER, Markus. *How to approach a power supply design - Part 2*. Dallas: Texas Instruments, maio 2017. Technical article SSZTA53. Disponível em: <<https://www.ti.com/lit/pdf/sszta53>>. Acesso em: 10 maio 2026.

APÊNDICES

APÊNDICE B – CIRCUITOS AUXILIARES DA FONTE FLYBACK QUASE-RESSONANTE

B.1 Circuito de proteção contra sobrecorrente e limitação da corrente de partida

O estágio de entrada da fonte auxiliar possui dispositivos destinados à proteção contra sobrecorrente e à limitação da corrente de partida. A proteção contra sobrecorrente é realizada pelos fusíveis R1, R2 e R3, com corrente nominal de 3,15 A, instalados nas linhas de alimentação da fonte.

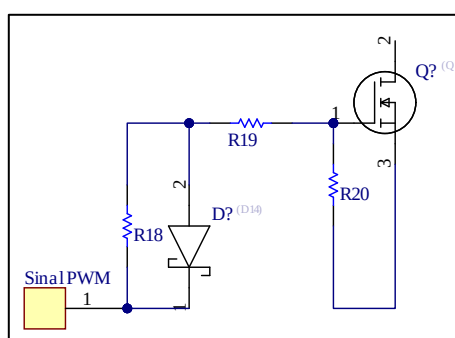
A limitação da corrente de partida é realizada pelos termistores NTC RT1, RT2 e RT3, com resistência nominal de $4,7 \, \Omega$. Esses componentes são conectados em série com a alimentação e limitam o pico de corrente durante a carga inicial dos capacitores do barramento CC. Após a energização, o aquecimento dos termistores reduz sua resistência, diminuindo sua influência sobre a operação da fonte.

B.2 Circuito de acionamento do transistor

O circuito de acionamento do transistor tem como função controlar a carga e a descarga da capacitância de entrada do MOSFET, influenciando diretamente os tempos de comutação, as perdas dinâmicas e a ocorrência de oscilações no acionamento da chave. No estágio primário da fonte auxiliar, esse circuito foi implementado entre a saída de acionamento do circuito integrado e o terminal de *gate* do MOSFET.

A Figura 36 apresenta o recorte do circuito de acionamento do *gate* do MOSFET utilizado na placa.

Figura 36 – Acionamento do Gate do MOSFET



Fonte: Elaboração própria (2026).

Para o acionamento da chave, foram utilizados resistores associados ao *gate* com o objetivo de controlar a velocidade de comutação. O resistor R19, de 10 Ω , atua no caminho de acionamento e de carga do *gate*, limitando a corrente instantânea fornecida pelo circuito integrado. Já o resistor R18, de 100 Ω , auxilia no controle da comutação, contribuindo para reduzir oscilações e limitar esforços no circuito de acionamento.

Além desses resistores, foi utilizado o resistor R20, de 47 k Ω , conectado entre *gate* e *source*. Esse componente tem a função de garantir que o MOSFET permaneça desligado quando não houver sinal de acionamento, evitando acionamentos indevidos provocados por ruídos ou cargas residuais na capacitância de *gate*.

O circuito também utiliza diodo Schottky associado ao acionamento do transistor. O diodo D14, do modelo RB160M-60, é empregado para direcionar o caminho de descarga do *gate*, permitindo diferentes velocidades para os processos de acionamento e bloqueio da chave. Essa estratégia auxilia no controle do comportamento transitório do MOSFET e na redução de oscilações durante a comutação.

A Tabela 14 apresenta os principais componentes utilizados no circuito de acionamento do *gate*.

Tabela 14 - Componentes do circuito de acionamento do transistor

Componente	Valor/Modelo
R19	10 Ω
R18	100 Ω
R20	47 k Ω
D14	RB160M-60

Fonte: Elaboração própria (2026).

B.3 CÁLCULO DO RESISTOR DE SENSORIAMENTO DE CORRENTE

O resistor de sensoriamento de corrente é utilizado para converter a corrente do enrolamento primário em uma tensão aplicado ao pino CS do controlador. Dessa forma, o circuito integrado monitora a corrente no primário do transformador e realiza a limitação ciclo a ciclo, contribuindo para a proteção da chave semicondutora e para a operação em modo corrente.

A tensão no pino CS pode ser expressa por:

$$V_{CS} = I_p \cdot R_{sense} \quad (75)$$

Em que V_{CS} é a tensão aplicada ao pino de sensoriamento do controlador (CS), I_p é a corrente instantânea no enrolamento primário e R_{sense} representa a resistência equivalente do circuito de sensoriamento.

Conforme o procedimento utilizado, considerando a corrente de pico do primário calculada de 2,00 A e a tensão típica de limitação no pino CS igual a 1,0 V, o valor do resistor de sensoriamento pode ser estimado por:

$$R_{sense} = \frac{V_{CS}}{I_{p,pk}} = \frac{1,0}{2,00} = 0,50\Omega \quad (76)$$

Dessa forma, o valor calculado para o resistor de sensoriamento de corrente é de $R_{sense} = 0,50\Omega$.

Esse valor corresponde ao dimensionamento teórico necessário para que a limitação de corrente ocorra próxima à corrente de pico estimada para o primário do transformador.

B.4 DETECÇÃO DE VALE

Além da função de proteção configurável contra sobrecarga, o pino ZT do controlador BD7682FJ-LB também é utilizado para a detecção dos vales da oscilação da tensão entre dreno e fonte do MOSFET. Essa oscilação ocorre após a transferência de energia para o secundário, quando a corrente no transformador se anula e o circuito entre no intervalo ressonante. Ao identificar essa condição, o controlador pode acionar novamente o MOSFET próximo ao valor da tensão V_{DS} , reduzindo as perdas de comutação e os esforços associados ao chaveamento.

No circuito, a tensão do enrolamento auxiliar é aplicada ao pino ZT por meio da rede formada por R23 e R24. Para evitar que o sinal aplicado ao pino ZT ultrapasse o nível de proteção contra sobretensão, o resistor R24 deve ser definido considerando a tensão refletida pelo enrolamento auxiliar. Conforme o procedimento, considera-se uma margem de segurança em relação ao nível mínimo de proteção do pino ZT, adotando-se $V_{R24} = 2,7 V$.

A tensão sobre R24 pode ser estimada por:

$$V_{R24} = (V_o + V_{D,sec}) \cdot \left(\frac{N_A}{N_S}\right) \cdot (R23 + R24) \quad (77)$$

Isolando R24, tem-se:

$$R24 = R23 / \{[(V_o + V_{D,sec}) \cdot (N_A/N_S) / V_{R24}] - 1\} \quad (78)$$

Considerando $V_o = 12\text{ V}$, $V_{D,sec} = 0,7 \frac{N_A}{N_S} = 1,944$, $R23 = 120\text{ k}\Omega$ e $V_{R24} = 2,7\text{ V}$, obtém-se:

$$R24 = \frac{120k}{\{[(12 + 0,7) \cdot \frac{1,944}{2,7}] - 1\}} \approx 14,7\text{ k}\Omega \quad (79)$$

Na placa desenvolvida, foi adotado $R24 = 12\text{ k}\Omega$. Com esse valor implementado, a tensão aplicada ao pino ZT pode ser verificada por:

$$V_{R24} = (12 + 0,7) \cdot 1,944 \cdot \left[\frac{12}{(120 + 12)}\right] \approx 2,25\text{ V} \quad (80)$$

Dessa forma, o valor implementado mantém a tensão no pino ZT abaixo do valor de referência de 2,7 V utilizado no dimensionamento e abaixo do nível mínimo de proteção de 3,25 V indicado para o pino. Assim, $R24 = 12\text{ k}\Omega$ foi mantido como valor adotado no circuito.

O capacitor C15, de 47 pF, foi utilizado em paralelo ao sinal do pino ZT para estabilizar a tensão de detecção e reduzir a influência de ruídos e oscilações indesejadas. Esse componente auxilia na prevenção de detecções falsas dos vales da tensão V_{DS} , contribuindo para o funcionamento adequado da operação quase-ressonante.

A Tabela 15 apresenta os componentes utilizados no circuito de detecção de vale.

Tabela 15 - VCC do Controlador

Componente	Valor/Modelo
R23	120k Ω
R24	12k Ω
C15	47pF

Fonte: Elaboração própria (2026).

Dessa forma, a rede composta por R23, R24 e C15 permite que o controlador identifique os vales da oscilação da tensão V_{DS} e realize o acionamento do MOSFET em uma condição mais favorável de comutação. Para o circuito desenvolvido, o valor escolhido para essa função foi R24 = 12 k Ω , em conjunto com R23 = 120 k Ω e C15 = 47 pF.

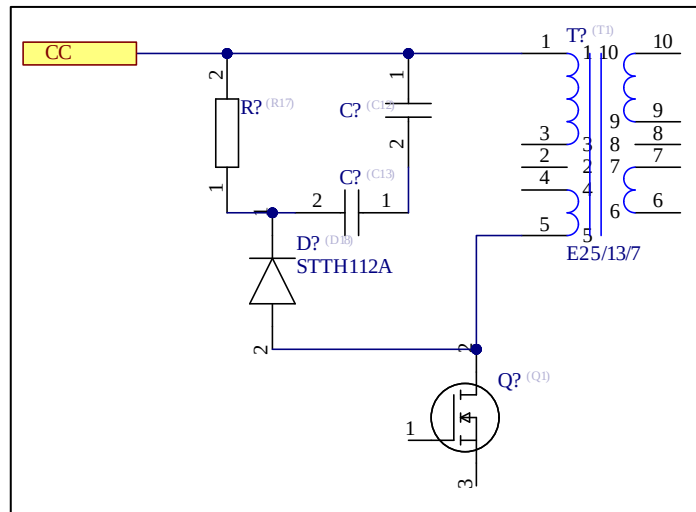
B.5 CÁLCULO DO CIRCUITO *SNUBBER*

Durante o desligamento do MOSFET, a indutância de dispersão do transformador provoca uma sobretensão entre dreno e fonte da chave semicondutora. Essa sobretensão se soma à tensão de entrada e à tensão refletida ao primário, podendo aumentar o esforço elétrico sobre o MOSFET e sobre os demais componentes do estágio primário. Para limitar esse surto de tensão, foi utilizando um circuito *snubber* do tipo RCD, composto por resistor, capacitor e diodo.

No circuito desenvolvido, o *snubber* é formado pelo resistor R17, pelos capacitores C12 e C3 e pelo diodo D18. A função desse circuito é fornecer um caminho para a energia associada à indutância de dispersão, limitando a elevação da tensão no dreno do MOSFET durante o bloqueio.

A Figura 37 apresenta o circuito *snubber* RCD utilizado no estágio primário da fonte auxiliar.

Figura 37 – Circuito *snubber* RCD no estágio primário



Fonte: Elaboração própria (2026).

A potência associada à energia de dispersão pode ser representada pela equação 61, com base no guia da aplicação:

$$P_{leak} = \left(\frac{1}{2}\right) \cdot L_{leak} \cdot I_p^2 \cdot \left[\frac{(V_{spike} + V_{OR})}{V_{spike}}\right] \cdot f_{sw} \quad (81)$$

Em que L_{leak} representa a indutância de dispersão do transformador, I_p é a corrente de pico no primário, $V_{sobretensao}$ é a sobretensão admitida no desligamento da chave, V_{OR} é a tensão refletida ao primário e f_{sw} é a frequência de chaveamento.

A partir dessa potência, o resistor do *snubber* pode ser estimado por:

$$R_{snub} = \frac{(V_{spike} + V_{OR})^2}{P_{leak}} \quad (82)$$

No projeto, foi considerada sobretensão admissível de $V_{spike} = 300\text{ V}$, mesmo valor utilizado na estimativa da tensão máxima entre dreno e fonte do MOSFET. Como a tensão refletida ao primário é $V_{OR} = 128,6\text{ V}$, a tensão sobre o *snubber* pode ser estimada por:

$$V_{snub} = V_{spike} + V_{OR} = 300 + 128,6 \approx 428,6\text{ V} \quad (83)$$

Na placa desenvolvida, o resistor implementado no *snubber* foi $R17 = 330\text{ k}\Omega$. Considerando a tensão estimada sobre o *snubber*, a potência dissipada no resistor pode ser verificada por:

$$P_{R17} = \frac{V_{snub}^2}{R17} = \frac{428,6^2}{330 \cdot 10^3} \approx 0,56 \text{ W} \quad (84)$$

Dessa forma, foi utilizado um resistor de 2W, valor superior à potência calculada, garantindo margem térmica adequada para a dissipação de energia no *snubber*, principalmente por se tratar de um componente submetido a esforços pulsados durante os transitórios de desligamento do MOSFET.

O capacitor do *snubber* é dimensionado a partir da ondulação de tensão admitida sobre o circuito de grampeamento. Podemos considerar a ondulação como 5% da tensão total sobre o *snubber*, ou seja:

$$\Delta V_{Csnub} = \frac{(V_{spike} + V_{OR})}{20} \approx 21,43 \text{ V} \quad (85)$$

A capacitância necessária pode ser estimada por:

$$C_{snub} = \frac{(V_{spike} + V_{OR})}{(\Delta V_{Csnub} \cdot R_{snub} \cdot f_{sw})} \quad (86)$$

Considerando $V_{spike} + V_{OR} = 428,6 \text{ V}$, $\Delta V_{Csnub} = 21,43 \text{ V}$, $R_{snub} = 330 \text{ k}\Omega$ e $f_{sw} = 120 \text{ kHz}$, tem-se:

$$C_{snub} = \frac{428,6}{(21,43 \cdot 330 \cdot 10^3 \cdot 120 \cdot 10^3)} = 0,51 \text{ nF} \quad (87)$$

Dessa forma, o valor estimado para a capacitância do *snubber* foi de 0,51 nF.

O diodo do *snubber* deve apresentar recuperação rápida e tensão reversa compatível com os esforços do estágio primário. No circuito desenvolvido, foi utilizado o diodo D18, modelo STTH112A, com tensão nominal de 1200 V e corrente de 1 A. Esse componente conduz durante os transitórios de desligamento do MOSFET, permitindo o carregamento do capacitor do *snubber* e a dissipação da energia no resistor R17.

A Tabela 16 apresenta os componentes utilizados no circuito *snubber*.

Tabela 16 - VCC do Controlador

Componente	Valor/Modelo
R17	330kΩ/ 2W

C12 e C13	2,2nF/ 1kV
C_{snub}	0,51 nF
D18	STTH112A, 1200V/ 1A

Fonte: Elaboração própria (2026).

Dessa forma, o circuito *snubber* adotado foi definido com R17 = 330 kΩ, C12 e C13 de 2,2 nF em série e D18 como diodo rápido de grampeamento. Essa configuração limita a sobretensão no desligamento do MOSFET e contribui para reduzir os esforços elétricos sobre a chave semicondutora do estágio primário.

B.6 ESPECIFICAÇÃO DO DIODO DE ALIMENTAÇÃO AUXILIAR DO CI

O diodo de alimentação VCC é responsável por retificar a tensão proveniente do enrolamento auxiliar do transformador, permitindo a alimentação do controlador após a partida da fonte. Durante a energização inicial, o controlador é alimentado pelo circuito de partida. Após o início da comutação do conversor, o enrolamento auxiliar passa a fornecer a tensão necessária ao pino VCC, reduzindo a dependência do circuito de partida.

No circuito desenvolvido, essa função é realizada pelo diodo D13, modelo RF101L4S. Esse componente está conectado entre o enrolamento auxiliar do transformador e o circuito de alimentação do controlador, permitindo a carga do capacitor de VCC durante o funcionamento normal da fonte.

Durante o intervalo em que o MOSFET está em condução, o diodo associado ao enrolamento auxiliar fica reversamente polarizado. Dessa forma, é necessário verificar se a tensão reversa suportada pelo componente é compatível com o esforço elétrico aplicado. Conforme o procedimento apresentado no *application note*, a tensão reversa sobre o diodo de alimentação VCC pode ser estimada por:

$$V_{D,VCC} = V_{CC,max} + V_{DC,max} \cdot \left(\frac{N_A}{N_P}\right) \quad (88)$$

Em que $V_{CC,max}$ representa a tensão máxima considerada no circuito de alimentação do controlador, $V_{DC,max}$ é a tensão máxima de entrada do conversor, N_A é o número de espiras do enrolamento auxiliar e N_P é o número de espiras do primário.

Considerando $V_{CC,max} = 21,5 \text{ V}$, $V_{DC,max} = 900 \text{ V}$, $N_A = 14 \text{ espiras}$ e $N_p = 67 \text{ espiras}$, tem-se:

$$V_D, V_{CC} = 21,5 + 900 \cdot \left(\frac{14}{67}\right) \approx 209,6 \text{ V} \quad (89)$$

O diodo D13 selecionado, RF101L4S, possui tensão reversa nominal de 400 V e corrente média de 1 A. Dessa forma, o componente apresenta margem em relação à tensão reversa estimada para o circuito auxiliar.

A margem de tensão reversa pode ser estimada por:

$$Margem_{VD} = \frac{V_{RRM}}{V_D, V_{CC}} = \frac{400}{209,6} \approx 1,91 \quad (90)$$

Assim, o diodo D13 foi escolhido por apresentar tensão reversa nominal superior ao esforço calculado no enrolamento auxiliar, além de ser um diodo rápido, característica adequada para retificação em fontes chaveadas.

A Tabela 17 apresenta o componente utilizado na alimentação VCC do controlador.

Tabela 17 - VCC do Controlador

Componente	Valor/Modelo
D13	RF101L4S, 400V/ 1A
C10	22 μ F
R16	4,7k Ω

Fonte: Elaboração própria (2026).

Dessa forma, o diodo D13 foi adotado como diodo de alimentação VCC do controlador, por apresentar tensão reversa e corrente compatíveis com o circuito auxiliar da fonte.

B.7 CIRCUITO DE PARTIDA

O circuito de partida tem como função fornecer a corrente inicial necessária ao pino VCC do controlador BD7682FJ-LB, permitindo que o circuito integrado atinja a tensão mínima de operação e inicie o chaveamento do conversor. Antes do início da comutação, ainda não há tensão disponível no enrolamento auxiliar do

transformador. Por isso, a alimentação inicial do controlador deve ser obtida a partir do barramento de entrada por meio de uma rede resistiva de partida.

A resistência de partida deve ser definida de forma que forneça corrente suficiente ao pino VCC durante a energização da fonte. O valor máximo dessa resistência pode ser estimado por:

$$R_{START} \leq \frac{(V_{DC,start} - V_{UVLO})}{I_{START}} \quad (91)$$

Em que $V_{DC,start}$ representa a tensão mínima de entrada considerada para a partida, V_{UVLO} é a tensão de bloqueio por subtensão do controlador e I_{START} representa a corrente mínima necessária no pino VCC para iniciar a operação do circuito integrado. Antes do início do chaveamento, o enrolamento auxiliar do transformador ainda não fornece energia ao controlador; por isso, essa corrente deve ser fornecida pela rede resistiva de partida conectada ao barramento de entrada.

Considerando $V_{DC,start} = 300\text{ V}$, $V_{UVLO} = 20\text{ V}$ e $I_{START} = 40\text{ }\mu\text{A}$, tem-se:

$$R_{START} \leq \frac{(300 - 20)}{(40 \cdot 10^{-6})} \leq 7,0\text{ M}\Omega \quad (92)$$

Na placa desenvolvida, a resistência de partida foi implementada por meio dos resistores R12, R13, R14 e R15 associados em série. Cada resistor possui valor de 470 k Ω , resultando em:

$$R_{START} = R12 + R13 + R14 + R15$$

$$R_{START} = 470\text{ k}\Omega + 470\text{ k}\Omega + 470\text{ k}\Omega + 470\text{ k}\Omega = 1,88\text{ M}\Omega \quad (93)$$

Como o valor implementado é inferior ao limite máximo calculado de 7,0 M Ω , a rede de partida é capaz de fornecer corrente suficiente ao pino VCC para iniciar a operação do controlador na menor tensão de entrada considerada.

Além do limite máximo, a resistência de partida também deve atender a um limite mínimo, de modo a restringir a corrente no pino VCC em condição de proteção. Esse limite pode ser estimado por:

$$R_{START} \geq \frac{(V_{DC,max} - V_{OVP})}{I_{CC,PROT}} \quad (94)$$

Para a faixa de operação considerada, o procedimento apresentado no *application note* indica o limite mínimo de:

$$R_{START} \geq 800 \text{ k}\Omega \quad (95)$$

Assim, o valor implementado na placa atende à faixa definida para a resistência de partida:

$$800 \text{ k}\Omega < 1,88 \text{ M}\Omega < 7,0 \text{ M}\Omega \quad (96)$$

Dessa forma, a resistência equivalente adotada permite a partida do controlador e mantém o valor dentro da faixa recomendada para o circuito.

A potência dissipada na rede resistiva de partida após a energização pode ser estimada por:

$$P_{loss, START} = \frac{(V_{DC} - V_{CC})^2}{R_{START}} \quad (97)$$

Considerando a tensão máxima de entrada $V_{DC} = 900 \text{ V}$, $V_{CC} = 21,5 \text{ V}$ e $R_{START} = 1,88 \text{ M}\Omega$, tem-se:

$$P_{loss, START} = \frac{(900 - 21,5)^2}{(1,88 \cdot 10^6)} \approx 0,41 \text{ W} \quad (98)$$

Para a menor tensão de entrada, $V_{DC} = 300 \text{ V}$, tem-se:

$$P_{loss, START} = \frac{(300 - 21,5)^2}{(1,88 \cdot 10^6)} \approx 0,041 \text{ W} \quad (99)$$

Como a rede de partida é formada por quatro resistores em série, a dissipação é distribuída entre R12, R13, R14 e R15, reduzindo o esforço individual em cada componente.

O tempo de partida é definido pela resistência de partida em conjunto com o capacitor conectado ao pino VCC. Esse tempo pode ser estimado por:

$$T_{START} = \frac{(C11 \cdot V_{UVLO} \cdot R_{START})}{V_{DC}} \quad (100)$$

Considerando $C11 = 2,2 \mu\text{F}$, $V_{UVLO} = 20 \text{ V}$ e $R_{START} = 1,88 \text{ M}\Omega$, para a menor tensão de entrada, $V_{DC} = 300 \text{ V}$, tem-se:

$$T_{START} = \frac{(2,2 \cdot 10^{-6} \cdot 20 \cdot 1,88 \cdot 10^6)}{300} \approx 276 \text{ ms} \quad (101)$$

Para a maior tensão de entrada, $V_{DC} = 900 \text{ V}$, tem-se:

$$T_{START} = \frac{(2,2 \cdot 10^{-6} \cdot 20 \cdot 1,88 \cdot 10^6)}{900} \approx 92 \text{ ms} \quad (102)$$

Após o início do chaveamento, o enrolamento auxiliar do transformador passa a fornecer a tensão de alimentação do controlador por meio do circuito de VCC. Dessa forma, a rede resistiva de partida atua principalmente durante a inicialização da fonte, enquanto o capacitor C11 mantém a alimentação do controlador durante a transição para o funcionamento em regime.

A Tabela 18 apresenta os principais componentes utilizados no circuito de partida.

Tabela 18 - Circuito de partida

Componente	Valor
R12, R13, R14 e R15	470kΩ
R_START	1,88MΩ
C11	2,2μF/ 35V
C11A	100nF/ 50V
D19	Zener 24V/ 1W

Fonte: Elaboração própria (2026).

Dessa forma, o circuito de partida foi definido com $R_{START} = 1,88 \text{ M}\Omega$, formado pela associação em série de R12, R13, R14 e R15. Esse valor atende à faixa definida para a resistência de partida e, em conjunto com $C11 = 2,2 \text{ }\mu\text{F}$, resulta em tempo estimado de inicialização entre aproximadamente 92 ms e 276 ms, dependendo da tensão de entrada aplicada.

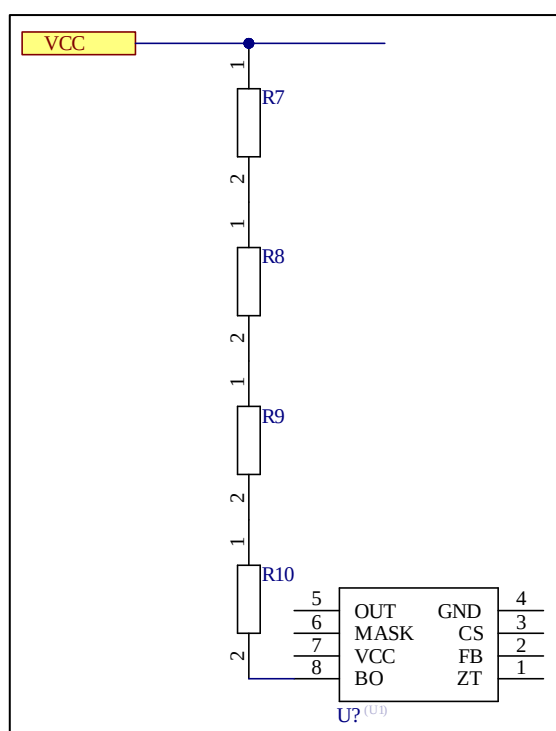
B.8 CIRCUITO BROWN-OUT

O circuito de *brown-out* é utilizado para supervisionar a tensão de entrada da fonte auxiliar. Essa função permite que o controlador interrompa a operação do conversor quando a tensão do barramento estiver abaixo do valor mínimo adequado, evitando funcionamento em condições inadequadas de alimentação.

No controlador BD7682FJ-LB, a detecção de *brown-out* é realizada por meio do pino BO, que recebe uma tensão proporcional ao barramento de entrada. Essa tensão é obtida por um divisor resistivo formado por uma resistência superior, representada por R_{HBO} , e uma resistência inferior, representada por R_{LBO} . O controlador considera tensão típica de detecção $V_{BO} = 1,0\text{ V}$ e corrente de histerese $I_{BO} = 15\text{ }\mu\text{A}$.

A Figura 38 apresenta o circuito *brown-out* implementado na fonte auxiliar, composto pelo divisor resistivo conectado ao barramento de entrada e pelo capacitor de filtragem associado ao pino BO do controlador.

Figura 38 – Circuito *brown-out*



Fonte: Elaboração própria (2026).

Os limites superior e inferior de detecção são definidos a partir da menor tensão de entrada em corrente contínua. Considerando $V_{DC,min} = 300\text{ V}$, tem-se:

$$V_{BOH} = 98\% \cdot V_{DC,min} = 294\text{ V} \quad (103)$$

$$V_{BOL} = 90\% \cdot V_{DC,min} = 270\text{ V}$$

A resistência superior do divisor é calculada considerando a diferença entre os limites de detecção e a corrente de histerese do pino BO. Assim:

$$R_{HBO} = \frac{(V_{BOH} - V_{BOL})}{I_{BO}} = \frac{(294 - 270)}{15 \cdot 10^{-6}} = 1,6 \text{ M}\Omega \quad (104)$$

No circuito desenvolvido, a resistência superior foi implementada por associação em série dos resistores R7, R8, R9 e R10. Cada resistor possui valor de 470 k Ω , resultando em:

$$R_{HBO} = 470 \text{ k}\Omega + 470 \text{ k}\Omega + 470 \text{ k}\Omega + 470 \text{ k}\Omega = 1,88 \text{ M}\Omega \quad (105)$$

A resistência inferior do divisor pode ser calculada por:

$$R_{LBO} = \frac{(V_{BO} \cdot R_{HBO})}{V_{BOL} - V_{BO}} \quad (106)$$

Considerando $V_{BO} = 1 \text{ V}$, $R_{HBO} = 1,88 \text{ M}\Omega$ e $V_{BOL} = 270 \text{ V}$, tem-se:

$$R_{LBO} = \frac{(1 \cdot 1,88 \cdot 10^6)}{(270 - 1)} \approx 6,99 \text{ k}\Omega \quad (107)$$

Para o circuito implementado, foi utilizado o valor comercial $R_{LBO} = 10 \text{ k}\Omega$, correspondente ao resistor R11. Com os valores adotados, a tensão real de atuação do *brown-out* pode ser estimada por:

$$V_{BO,real} = \frac{[V_{BO} \cdot (R_{HBO} + R_{LBO})]}{R_{LBO}} = \frac{[1 \cdot (1,88 \cdot 10^6 + 10 \cdot 10^3)]}{10 \cdot 10^3} \quad (108)$$

$$V_{BO,real} \approx 189 \text{ V}$$

Dessa forma, observa-se que os valores implementados tornam a atuação do *brown-out* menos restritiva em relação ao limite inicialmente calculado de 270 V. Assim, a função atua principalmente em condições de queda significativa da tensão de entrada, evitando a operação do conversor em uma condição de alimentação muito reduzida.

Além dos resistores do divisor, o circuito utiliza o capacitor C9 conectado ao pino BO. Esse capacitor atua na filtragem do sinal aplicado ao controlador, reduzindo a influência de ruídos e transitórios sobre a detecção da tensão de entrada.

A Tabela 19 apresenta os principais componentes utilizados no circuito *brown-out*.

Tabela 19 - Circuito *brown-out*

Componente	Valor
R7, R8, R9 e R10	470k Ω
R_HBO	1,88M Ω
R11	10k Ω
C9	47pF

Fonte: Elaboração própria (2026).

Dessa forma, o circuito *brown-out* foi definido com $R_{HBO} = 1,88 M\Omega$ e $R_{LBO} = 10 k\Omega$. Com esses valores, a tensão real de atuação é estimada em aproximadamente 189 V, permitindo que o controlador interrompa a operação flyback em condições de queda acentuada da tensão de entrada.

B.9 SENSORIAMENTO DA TENSÃO DE SAÍDA

O sensoriamento da tensão de saída é responsável por fornecer ao controlador a informação necessária para regular a saída principal do conversor. Como a fonte é isolada galvanicamente, essa realimentação não pode ser realizada por uma conexão direta entre o secundário e o primário. Por isso, utiliza-se um circuito composto por uma referência de tensão obtida a partir da utilização do componente TL431 e de um optoacoplador, modelo PC817.

No circuito desenvolvido, a tensão da saída regulada de 12 V é monitorada por meio do divisor resistivo formado por R27, R28 e R29. A tensão obtida nesse divisor é aplicada ao TL431, representado por U3. Quando a tensão de saída se eleva acima do valor definido pelo divisor, o TL431 altera a corrente no LED do optoacoplador, modificando o sinal enviado ao pino FB do controlador. Dessa forma, o controlador ajusta o chaveamento do MOSFET para manter a tensão de saída regulada.

O circuito integrado TL431 possui tensão típica de referência igual a $V_{ref} = 2,495$.

A relação entre os resistores do divisor de tensão e a tensão de saída é dada por:

$$\frac{R_{29}}{R_{27} + R_{28} + R_{29}} = \frac{V_{ref}}{V_o} \quad (109)$$

Isolando a soma dos resistores superiores do divisor, tem-se:

$$R_{27} + R_{28} = R_{29} \cdot \left[\left(\frac{V_o}{V_{ref}} \right) - 1 \right] \quad (110)$$

Considerando $V_o = 12\text{ V}$, $V_{ref} = 2,495\text{ V}$ e $R_{29} = 51\text{ k}\Omega$, obtém-se:

$$R_{27} + R_{28} = 51\text{ k}\Omega \cdot \left[\left(\frac{12}{2,495} \right) - 1 \right] \approx 194,3\text{ k}\Omega \quad (111)$$

No circuito implementado, foram utilizados os resistores $R_{27} = 15\text{ k}\Omega$ e $R_{28} = 180\text{ k}\Omega$. Assim:

$$R_{27} + R_{28} = 15\text{ k}\Omega + 180\text{ k}\Omega = 195\text{ k}\Omega \quad (112)$$

Esse valor é próximo ao valor calculado de 194,3 k Ω , ajustando a malha de realimentação para uma tensão próxima de 12 V, conforme a especificação da saída regulada.

A Tabela 20 apresenta os principais componentes utilizados no sensoramento da tensão de saída.

Tabela 20 - Componentes do circuito de sensoramento da tensão de saída

Componente	Valor/Modelo
R27	15kΩ
R28	180kΩ
R29	51kΩ
U3	TL431AIDBZR
U2	PC817X3NIP1B

Fonte: Elaboração própria (2026).

Dessa forma, o circuito de sensoramento da tensão de saída foi definido a partir do divisor resistivo formado por R27, R28 e R29. A utilização do TL431 em conjunto com o optoacoplador permite que a informação de tensão seja transferida do secundário para o primário, mantendo o isolamento galvânico do conversor.

B.10 AJUSTES DO CIRCUITO DE CONTROLE

Após o sensoriamento da tensão de saída, o circuito de realimentação utiliza os componentes auxiliares para ajustar a resposta da malha de controle e limitar as correntes associadas ao TL431 e ao optoacoplador. Esses componentes atuam no secundário da fonte, junto à referência de tensão e ao circuito de realimentação óptica.

Os componentes R30 e C22 são utilizados para compensação de fase da malha de controle. Para C22, é recomendado o valor de 100 nF, enquanto R30 pode ser definido em uma faixa entre 1 kΩ e 30 kΩ. No circuito desenvolvido, foram adotados C22 = 100 nF e R30 = 12 kΩ.

O resistor R25 tem a função de limitar a corrente no ramo do optoacoplador. Considerando uma corrente de controle $I_{OC} = 30 \text{ mA}$ e uma tensão direta aproximada no LED do optoacoplador $V_{OC} = 1 \text{ V}$, o valor de R25 pode ser calculado por:

$$R25 = \frac{V_{out} - V_{ref} - V_{OC}}{I_{OC}} \quad (113)$$

Considerando $V_{out} = 12 \text{ V}$, $V_{ref} = 2,495 \text{ V}$, $V_{OC} = 1 \text{ V}$ e $I_{OC} = 30 \text{ mA}$, tem-se:

$$R25 = \frac{12 - 2,495 - 1}{30 \cdot 10^{-3}} \approx 283 \Omega \quad (114)$$

No circuito implementado, foi adotado o valor comercial de $R25 = 300 \Omega$, próximo ao valor calculado.

O resistor R26 é utilizado para garantir a corrente mínima de operação do TL431. Considerando corrente mínima de referência $I_{ref,min} = 1 \text{ mA}$ e $V_{OC} = 1 \text{ V}$, foi adotado:

$$R26 = 1 \text{ k}\Omega \quad (115)$$

A Tabela 8 apresenta os componentes utilizados nos ajustes do circuito de controle.

Tabela 21 - Circuito de controle

Componente	Valor
R25	300Ω
R26	1kΩ
R30	12kΩ
C22	100nF

Fonte: Elaboração própria (2026).

Dessa forma, os componentes R25, R26, R30 e C22 foram definidos para ajustar a operação da malha de realimentação. O resistor R25 limita a corrente no optoacoplador, R26 garante a corrente mínima de operação do TL431, e o conjunto R30-C22 atua na compensação da malha de controle da saída regulada.

APÊNDICE C – PROCEDIMENTOS DE TESTE E EQUIPAMENTOS UTILIZADOS

Os ensaios experimentais da fonte chaveada auxiliar foram realizados no Laboratório de Pesquisa em Processamento Eletrônico de Energia (LPEE) do IFSC e no Instituto de Eletrônica de Potência (INEP) da UFSC, pela necessidade de utilização de equipamentos que não estão disponíveis no IFSC. O objetivo foi validar o funcionamento do protótipo em diferentes condições de alimentação e carregamento, avaliando as tensões das saídas regulada e não regulada, a potência processada, o rendimento do conversor, a tensão sobre o transistor, as formas de onda de operação e comportamento térmico dos principais componentes.

A fonte auxiliar foi ensaiada com alimentação em corrente alternada monofásica, corrente contínua e corrente alternada trifásica. Para isso, foram utilizadas diferentes fontes de alimentação, conforme a faixa de tensão e o tipo de ensaio realizado. Nos testes em corrente alternada monofásica, empregou-se uma fonte CA programável da marca Supplier. Nos testes em corrente contínua até 400 V, utilizou-se uma fonte CC programável também da marca Supplier. Para os ensaios em corrente contínua com tensões superiores, até 900 V, foi utilizada a fonte programável ITech IT6600C. As fontes empregadas nos ensaios são apresentadas na Figura 39.

Figura 39 – Fontes de alimentação utilizadas nos ensaios experimentais: (a) fonte CA programável Supplier; (b) fonte CC programável Supplier; (c) fonte CC programável ITech IT6600C.



Fonte: Elaboração própria (2026).

As saídas da fonte foram conectadas a cargas resistivas ajustáveis, permitindo a variação da potência processada pelo conversor. Dessa forma, foi possível avaliar o comportamento da saída regulada, da saída não regulada e da operação simultânea das duas saídas em diferentes condições de carregamento. O conjunto de cargas utilizado é apresentado na Figura 40.

Figura 40 – Conjunto de cargas utilizado nos ensaios experimentais da fonte auxiliar.



Fonte: Elaboração própria (2026).

Para a observação das formas de onda e análise dos sinais de tensão e corrente, foram utilizados osciloscópios da marca Tektronix. Nos ensaios de menor tensão, foi utilizado o osciloscópio Tektronix TDS 1012C-EDU. Já nos ensaios envolvendo níveis mais elevados de tensão, especialmente nas medições em corrente contínua até 900 V e nos testes com alimentação trifásica, foi utilizado o osciloscópio Tektronix DPO5034B. Os equipamentos de aquisição de sinais são apresentados na Figura 41.

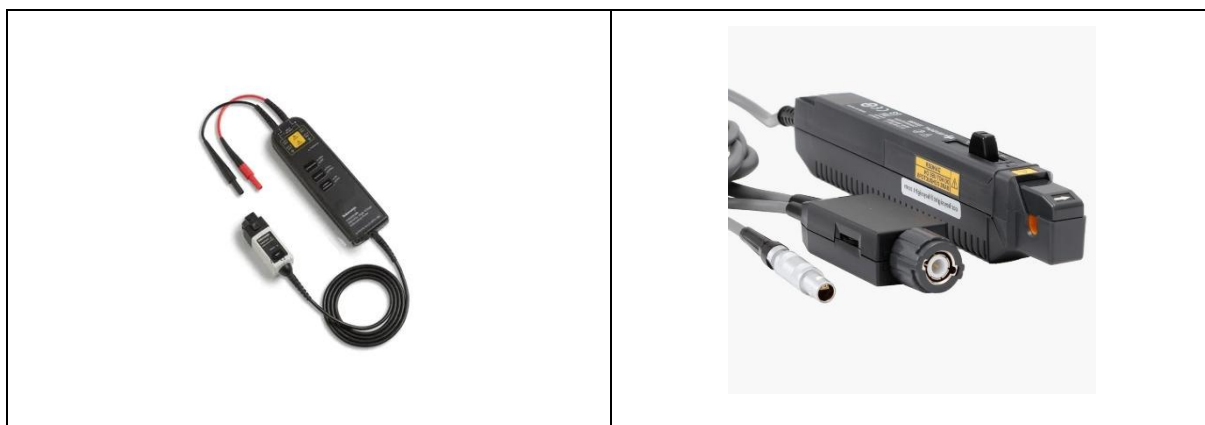
Figura 41 – Osciloscópios utilizados nos ensaios experimentais: (a) Tektronix TDS 1012C-EDU; (b) Tektronix DPO5034B



Fonte: Elaboração própria (2026).

As medições de alta tensão foram realizadas com a ponteira diferencial Tektronix TMDP0200, enquanto as medições de corrente foram realizadas com a ponteira de corrente Agilent N2783B. A utilização dessas ponteiras permitiu a aquisição isolada das grandezas elétricas do estágio primário da fonte, especialmente a tensão sobre a chave semicondutora e a corrente de entrada do conversor. As ponteiras utilizadas são apresentadas na Figura 42.

Figura 42 – Analisadores de potência utilizados nos ensaios experimentais: (a) Tektronix PA1000; (b) Yokogawa WT500



Fonte: Elaboração própria (2026).

As medições de potência de entrada, potência de saída, rendimento, fator de potência e distorção harmônica total foram realizadas com analisadores de potência. Nos ensaios em corrente alternada monofásica e nos ensaios em corrente contínua até 400 V, foi utilizado o analisador de potência PA1000, da Tektronix. Nos ensaios em corrente contínua com tensões superiores, foi utilizado o analisador de potência Yokogawa WT500. Esses equipamentos são apresentados na Figura 43.

Figura 43 – Analisadores de potência utilizados nos ensaios experimentais: (a) Tektronix PA1000; (b) Yokogawa WT500



Fonte: Elaboração própria (2026).

foi alimentada pela fonte CA programável Supplier. O analisador de potência PA1000 foi conectado à entrada do conversor para medir as grandezas elétricas de entrada, enquanto as tensões e correntes das saídas foram acompanhadas por multímetros digitais e pelas cargas ajustáveis. Nessa etapa, foram avaliados o rendimento, a regulação das saídas, o fator de potência, a distorção

harmônica total da corrente de entrada e o comportamento do conversor em diferentes condições de carga.

Nos ensaios com alimentação em corrente contínua até 400 V, a alimentação foi realizada pela fonte CC programável Supplier. Nessa configuração, foram utilizados o PA1000, os multímetros digitais e as cargas ajustáveis para obtenção dos valores de tensão, corrente, potência e rendimento. Esses testes permitiram avaliar o funcionamento da fonte em barramento CC dentro da faixa disponível no equipamento de alimentação.

Para os ensaios em corrente contínua com tensões superiores, a alimentação foi realizada pela fonte ITech IT6600C, permitindo a operação do protótipo até 900 Vcc. Nessa condição, foram utilizados o analisador de potência Yokogawa WT500, o osciloscópio Tektronix DPO5034B, a ponteira diferencial Tektronix TMDP0200 e a ponteira de corrente Agilent N2783B. Essa configuração foi adotada devido aos maiores níveis de tensão envolvidos, permitindo a medição adequada das formas de onda no estágio primário e a verificação dos esforços elétricos sobre a chave semicondutora.

Nos ensaios com alimentação em corrente alternada trifásica, foi utilizado o Transformador Variado de Tensão STP ATV-345-T, apresentado na Figura 44. Nessa etapa, foram empregados o osciloscópio Tektronix DPO5034B, a ponteira diferencial de alta tensão Tektronix TMDP0200 e a ponteira de corrente Agilent N2783B. O objetivo desse ensaio foi verificar o funcionamento da fonte quando alimentada a partir de uma estrutura trifásica, considerando a tensão máxima obtida experimentalmente e diferentes condições de carregamento das saídas.

Figura 44 – Transformador Variador de Tensão STP ATV-345-T



Fonte: Elaboração própria (2026).

Durante os ensaios, os osciloscópios foram alimentados por meio de transformador isolador, a fim de aumentar a segurança das medições e proteger o sistema de aquisição. Além disso, foram utilizados multímetros digitais para medições auxiliares de tensão, corrente e verificação dos principais pontos do circuito.

A alimentação do controlador da fonte foi realizada pelo enrolamento auxiliar do transformador flyback. Dessa forma, após a partida e durante a operação normal do conversor, não foi necessária uma fonte externa dedicada para alimentação do circuito integrado de controle.

Também foi realizada a avaliação térmica do protótipo, com medições de temperatura no transformador e na chave semicondutora. Para isso, utilizou-se o termômetro infravermelho Raytek Raynger MX, apresentado na Figura 45. Essas medições foram feitas em condições representativas de operação, permitindo observar o aquecimento dos principais componentes do conversor.

Figura 45 – Termômetro infravermelho Raytek Raynger MX utilizado na avaliação térmica do protótipo.



Fonte: Elaboração própria (2026).

As formas de onda obtidas, os dados de tensão, corrente, potência, rendimento e temperatura são apresentados e discutidos no Capítulo 5.

