

**UNIVERSIDADE REGIONAL INTEGRADA DO ALTO URUGUAI E DAS MISSÕES
PRÓ-REITORIA DE ENSINO, PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
CÂMPUS DE ERECHIM
ÁREA DE ENGENHARIAS E CIÊNCIA DA COMPUTAÇÃO
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

JOÃO VITOR FERREIRA CAETANO

**CONVERSOR FLYBACK PARA ACIONAMENTO DE LEDS COM ALTO
RENDIMENTO COM ESTUDO PARA MITIGAÇÃO DE INTERFERÊNCIA
ELETROMAGNÉTICA**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

**ERECHIM - RS
2025**

JOÃO VITOR FERREIRA CAETANO

**CONVERSOR FLYBACK PARA ACIONAMENTO DE LEDS COM ALTO
RENDIMENTO COM ESTUDO PARA MITIGAÇÃO DE INTERFERÊNCIA
ELETROMAGNÉTICA**

**Trabalho de Conclusão de Curso apresentado
ao Curso de Engenharia Elétrica como
requisito parcial à obtenção do título de
Bacharel em Engenharia Elétrica, Área de
Engenharias e Ciência da Computação da
Universidade Regional Integrada do Alto
Uruguai e das Missões – Câmpus de Erechim.**

Orientador: Prof. Me. Adilson Luís
Stankiewicz

**ERECHIM - RS
2025**

JOÃO VITOR FERREIRA CAETANO

**CONVERSOR FLYBACK PARA ACIONAMENTO DE LEDS COM ALTO
RENDIMENTO COM ESTUDO PARA MITIGAÇÃO DE INTERFERÊNCIA
ELETROMAGNÉTICA**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado
ao Curso de Engenharia Elétrica como
requisito parcial à obtenção do título de
Bacharel em Engenharia Elétrica, Área de
Engenharias e Ciência da Computação da
Universidade Regional Integrada do Alto
Uruguai e das Missões – Câmpus de Erechim.

Erechim, 04 de Dezembro de 2025.

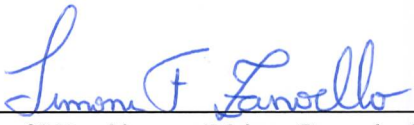
BANCA EXAMINADORA



Prof. Me. Adilson Luís Stanekiewicz (Orientador)
URI Erechim



Prof. Me. Glênio Rigoni (Examinador)
URI Erechim



Prof.ª Dr. Simone Fátima Zanoelo (Examinadora)
URI Erechim

Dedico este trabalho a Deus em primeiro lugar, a minha família, e aos nobres colegas e estudantes de engenharia elétrica que amam e estudam eletrônica.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus pela oportunidade que me concedeu de fazer este curso e pelo sustento durante todo período da graduação.

Aos meus pais João Antônio e Fátima, aos meus irmãos Eliabe, Dionatan e Paloma, pelo apoio durante toda a graduação.

À Igreja Assembleia de Deus de Erechim, que foi minha segunda família durante o curso, trazendo sustento espiritual e esperança nos dias turbulentos.

Minha gratidão aos colaboradores e professores da Engenharia Elétrica URI Erechim, que com excelência, desempenharam seu papel na nossa formação acadêmica, em especial, ao meu orientador Me. Adilson Luís Stankiewicz, pelo apoio e amizade durante toda graduação e também neste trabalho. E também ao Professor Dr. Cássio Luciano Baratieri, coordenador do curso de engenharia elétrica, o qual tem sua vida dedicada ao ensino e zela pelo bom andamento do curso.

Aos meus ilustres colegas de curso, em especial ao Diego Lotwinowski, que foi meu companheiro de trabalhos e projetos desde o primeiro semestre e com o qual compartilhamos conhecimento e ajuda em todas as matérias, sem eles seria impossível chegar até aqui.

À empresa ESBLIGHT e à empresa ORBLIGHT, pela oportunidade que me deram de adquirir experiência e evoluir profissionalmente, aplicando conhecimentos obtidos no curso de forma prática.

Aos Engenheiros Eletricistas: Amerson Dapper, Anderson Costa, Júnior Vandrúsculo e Fabiano Kruger, pelo treinamento prático recebido, que fez toda diferença na minha formação.

"Tudo quanto te vier à mão para fazer, faze-o conforme as tuas forças, porque na sepultura, para onde tu vais, não há obra nem projeto, nem conhecimento, nem sabedoria alguma."

(BÍBLIA, Eclesiastes, 9:10)

RESUMO

O presente trabalho realiza uma revisão bibliográfica abrangente sobre conversores chaveados, com aplicação na iluminação por LED (*Light Emitting Diode*), focando na minimização da Interferência Eletromagnética (EMI) e na otimização do rendimento. São abordados conceitos de conversores chaveados, modos de operação, topologias e também é apresentada a tecnologia Nitreto de Gálio (GaN), aplicada em transistores modernos. O objetivo central consiste no desenvolvimento de um conversor chaveado para a alimentação de um módulo de LEDs comercial. Para isso, o projeto teórico foi dividido em duas etapas: o estágio de Correção do Fator de Potência (PFC), utilizando o controlador L4985A e o estágio de controle de potência (PC) com a topologia Flyback Quase-Ressonante (QR), utilizando o circuito integrado ViperGaN100 para as simulações. A implementação prática do protótipo foi feita com o controlador FAN6080H para o estágio Flyback e validou o funcionamento do circuito, fornecendo os níveis de tensão e corrente necessários para a carga de LED e demonstrou uma eficiência de 85,6%. Por fim são apresentados os resultados e discussões da implementação prática do projeto.

Palavras-chave: Conversor Flyback. Interferência eletromagnética. LED. Nitreto de Gálio. Quase-ressonante.

ABSTRACT

This work presents a comprehensive literature review on switched-mode converters, with applications in LED (Light Emitting Diode) lighting, focusing on minimizing Electromagnetic Interference (EMI) and optimizing efficiency. Concepts of switched-mode converters, operating modes, and topologies are discussed, and Gallium Nitride (GaN) technology, applied in modern transistors, is also presented. The central objective is the development of a switched-mode converter to power a commercial LED module. To this end, the theoretical design was divided into two stages: the Power Factor Correction (PFC) stage, using the L4985A controller, and the power control (PC) stage with the Quasi-Resonant (QR) Flyback topology, using the ViperGaN100 integrated circuit for simulations. The practical implementation of the prototype was carried out with the FAN6080H controller for the Flyback stage and validated the circuit's operation, providing the necessary voltage and current levels for LED charging and demonstrating an efficiency of 85.6%. Finally, the results and discussions of the practical implementation of the project are presented.

Keywords: Flyback converter. Electromagnetic interference. LED. Gallium nitride. Quasi-resonant.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Constituição de um LED convencional.	16
Figura 2 – LED SMD comercializado pela fabricante OSRAM.	17
Figura 3 – Esquema genérico de um conversor Flyback.	21
Figura 4 – Formas de onda de um conversor Flyback Quase Ressonante	22
Figura 5 – Comparação do controle quase ressonante com outras técnicas.	23
Figura 6 – Esquemático interno do VIPERGAN100.	31
Figura 7 – Dispositivo VIPERGAN100.	32
Figura 8 – Aplicação típica do FAN6080H.	33
Figura 9 – Projeto eletrônico do PFC com o L4985A.	35
Figura 10 – Aplicação típica do FAN6080H.	35
Figura 11 – Formas de onda do conversor Flyback	41
Figura 12 – Placa de circuito impresso projetada.	42
Figura 13 – Placa de circuito impresso confeccionada.	42
Figura 14 – Vista superior da montagem do protótipo final	43
Figura 15 – Vista inferior do protótipo.	43
Figura 16 – Bancada experimental do protótipo	44
Figura 17 – Protótipo em funcionamento	44
Figura 18 – Leitura da tensão de saída do conversor	45
Figura 19 – Leitura da corrente de saída do conversor.	45
Figura 20 – Medições com analisador de energia	46

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Limite das interferências conduzidas.....	28
Tabela 2 – Limite das interferências radiadas	28
Tabela 3 – Parâmetros de entrada do conversor	30
Tabela 4 – Parâmetros de entrada redimensionados do conversor	33

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
CI	Circuito Integrado
CISPR	Comitê Internacional Especial de Interferências Radioelétricas
CM	Modo Comum (Correntes de Modo Comum)
COB	<i>Chip on Board</i>
COT	<i>Constant ON-Time</i> (Técnica de controle)
CrCM	Modo de Condução Crítica
DCM	Modo de Condução Descontínua
DM	Modo Diferencial (Correntes de Modo Diferencial)
DOI	<i>Digital Object Identifier</i>
ED simul	Software de simulação
EEEIC	<i>IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering</i>
EMC	Compatibilidade Eletromagnética
EMI	Interferência Eletromagnética
FP	Fator de Potência
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
INMETRO	Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia
LED	<i>Light Emitting Diode</i>
LLC	Tipo de Conversor Ressonante (Indutor – Indutor – Capacitor)
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
PC	Controle de Potência
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PCI	Placa de Circuito Impresso
QR	Quase-Ressonante
QRM	Modo Quase Ressonante
RDS(on)	Resistência quando ligado (para transistores)
SMD	<i>Surface Mount Device</i>
Snubber	Circuito de grampeamento
ZCS	<i>Zero Current Switching</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

AC	Corrente Alternada
CA-CC	Corrente Alternada para Contínua
CA/CA	Corrente Alternada para Alternada
CA/CC	Corrente Alternada para Contínua
CC	Corrente Contínua
CC-CC	Corrente Contínua para Contínua
CCM	Modo de Condução Contínua
Hz	Hertz
GaN	Nitreto de Gálio
THD	Distorção Harmônica Total
η	Eficiência
f	Frequência (Hz)
I_{out}	Corrente de saída (A)
I_{rms}	Corrente RMS (A)
I_{sat}	Corrente de saturação (A)
L_p	Indutância primária (μH)
μH	Micro-Henry (unidade de indutância) (μH)
Ω	Ohm (unidade de resistência/coeficiente angular) (Ω)
P_{in}	Potência de entrada (W)
P_o	Potência de saída (W)
V	Volt (unidade de tensão) (V)
V_{aux}	Tensão auxiliar (V)
V_{bus}	Tensão do barramento (V)
V_{in_rms}	Tensão de entrada RMS (V)
V_{out}	Tensão de saída (V)
W	Watt (unidade de potência) (W)

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO.....	14
1.1 Objetivos	14
1.1.1 Objetivo geral	15
1.1.2 Objetivos específicos	15
2 REFERENCIAL TEÓRICO	16
2.1 Princípio de funcionamento dos LEDs.....	16
2.2 Conversores chaveados.....	17
2.2.1 Conceitos fundamentais de conversores CC-CC e CA-CC.....	17
2.2.2 Modos de Operação	18
2.2.3 Principais Topologias de Conversores CC-CC.....	19
2.3 Conversor Flyback	20
2.3.1 Conversor Flyback Quase-Ressonante (QR).....	21
2.4 Transistores de Nitreto de Gálio (GaN)	23
2.4.1 Vantagens	24
2.4.2 Desafios de implementação	25
2.5 Interferência eletromagnética (EMI)	25
2.5.1 Fundamentos da EMI e suas origens	25
2.5.2 Classificação da EMI.....	26
2.5.3 Impactos da EMI em Drivers de LED	26
2.5.4 Normas e Regulamentações para Controle de EMI.....	27
2.5.5 Estratégias para Reduzir a EMI	28
3 METODOLOGIA	30
3.1 Projeto do conversor	30
3.1.1 Requisitos construtivos.....	30
3.1.2 Escolha de componentes conversor Flyback	31
3.1.3 Redimensionamento do Conversor Flyback para Implementação Prática	32
3.1.4 Escolha de componentes circuito PFC	34
3.1.5 Projeto do circuito Flyback.....	35
4 RESULTADOS	40
4.1.1 Simulação conversor Flyback.....	40
4.1.2 Resultados práticos do protótipo	42
5 CONCLUSÃO.....	48
REFERÊNCIAS	49
APÊNDICE	51
APÊNDICE	52

1 INTRODUÇÃO

Nas últimas décadas, o setor de iluminação no Brasil e no mundo todo, está passando por uma grande transformação, com a ascensão da tecnologia LED (*Light Emitting Diode*) no mercado (ARAUJO, 2019). As vantagens do LED se estendem para além de uma boa luminosidade, pois se caracteriza como a tecnologia mais eficaz em termos de conversão de elétrons em fótons e traz atrelado a si, um combo de características favoráveis, como: longa vida útil, facilidade de dimerização, menor impacto ambiental, economia de energia e a facilidade de integração com telegestão (GRASSI, 2024).

Em 2021, o consumo de energia pela iluminação artificial, correspondia a aproximadamente 16,5% da produção de eletricidade mundial, 2,5% a menos que no ano de 2010, onde representava cerca de 19% (ZISSIS; BERTOLDI; SERRENHO, 2021). Isso sugere uma redução do consumo energético, que pode ser explicado pelo aumento da eficiência dos sistemas de iluminação e a implementação gradual da tecnologia LED. Ainda segundo Zissis, Bertoldi e Serrenho (2021) a taxa de adoção da tecnologia LED passou de 5% em 2013 para quase metade das vendas no mundo todo em 2019, quando foi alcançado o marco de 10 bilhões de unidades incluindo todos os tipos de fonte de luz artificiais e luminárias.

No setor de iluminação pública no Brasil até maio de 2024, os parques de iluminação com parcerias público-privadas já contavam com 4,2 milhões de pontos com iluminação LED (GRASSI, 2024).

Diante dessa realidade, é de suma importância que os circuitos de alimentação dessas luminárias sejam eficientes da mesma forma e atendam as normas vigentes exigidas.

Os LEDs funcionam com corrente contínua (CC) e a energia entregue pela concessionária é em corrente alternada (AC), portanto é necessário um circuito eletrônico para fazer a conversão e adequar os níveis de tensões e correntes para os LEDs.

Um dos conversores mais utilizados é o conversor Flyback que é a topologia de conversores estáticos (ou fontes chaveadas) amplamente utilizada para fazer essa conversão (PEDRONI, 2017).

1.1 Objetivos

Nesta seção serão mencionados os objetivos gerais e específicos que norteiam o presente trabalho.

1.1.1 Objetivo geral

Este trabalho tem como objetivo geral, desenvolver um conversor chaveado para alimentação de um módulo de LEDs comercial.

1.1.2 Objetivos específicos

Os objetivos específicos são os seguintes:

- Fazer a revisão bibliográfica sobre interferência eletromagnética (EMI) em conversores chaveados para alimentação de LEDs;
- Projetar um conversor flyback para alimentação de um módulo de LED;
- Simular o conversor computacionalmente;
- Implementar o protótipo e realizar testes em bancada.

2 REFERENCIAL TEÓRICO

Neste capítulo é apresentada uma revisão bibliográfica sobre os sistemas envolvidos no trabalho, partindo do conceito da iluminação LED e avançando para os conversores chaveados com um panorama geral das topologias e conceitos de qualidade de energia. Também serão abordados aqui os conceitos teóricos da interferência eletromagnética (EMI) com suas implicações e técnicas de mitigação da mesma.

2.1 Princípio de funcionamento dos LEDs

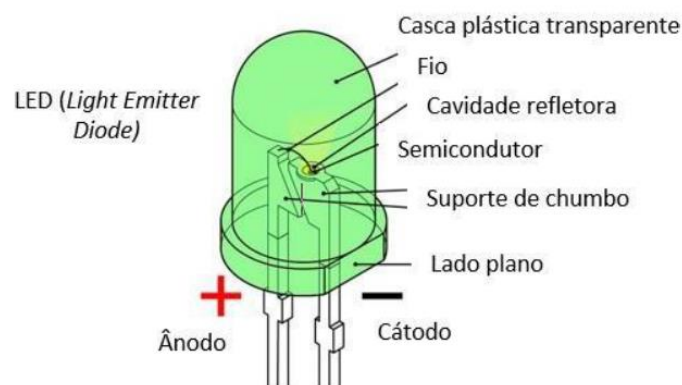
O funcionamento dos LEDs ocorre pela conversão de energia elétrica em radiação, que pode ser tanto no espectro visível quanto no infravermelho. Esses dispositivos luminosos são construídos a partir de materiais semicondutores.

As principais características e o princípio de funcionamento podem ser detalhados da seguinte maneira:

Os LEDs são dispositivos semicondutores que transformam eletricidade em luz (fótons), diferenciando-se de outras lâmpadas por não utilizarem filamentos metálicos, radiação ou descarga de gases (ARAUJO, 2019).

Estruturalmente, um diodo LED é bipolar, formado por um ânodo e um cátodo. Quando o LED é polarizado diretamente, ocorre a recombinação de lacunas e elétrons. Esse processo leva à liberação da energia armazenada pelos elétrons na forma de luz, resultado da passagem da corrente elétrica na junção. Na figura 1 é possível verificar a estrutura de um LED convencional.

Figura 1 – Constituição de um LED convencional.



Fonte: Adaptado de Ribeiro (2024)

Ao contrário de lâmpadas convencionais que utilizam filamentos, radiação ou descarga de gases, os LEDs são dispositivos semicondutores que transformam diretamente a eletricidade em luz (ARAÚJO, 2019). Sua construção envolve um ânodo e um cátodo, caracterizando-o como um componente bipolar. A luz é gerada internamente: quando o LED recebe polarização direta, elétrons e lacunas se combinam, fazendo com que a energia acumulada pelos elétrons seja liberada como luz devido à passagem da corrente elétrica na junção.

Os LEDs mais utilizados comercialmente para iluminação geralmente, são do tipo SMD (*Surface Mount Device*) ou do tipo COB (*Chip on Board*) e produzem luz branca. Na figura 2, é demonstrado um LED do tipo SMD comercializado pela fabricante OSRAM. São LEDs de alta eficiência e qualidade, projetados para a longa vida útil esperadas nos equipamentos de iluminação. Eles geralmente são agrupados em módulos para flexibilizar as aplicações, dependendo da potência ou arquitetura de cada fabricante de luminária.

Figura 2 – LED SMD comercializado pela fabricante OSRAM.



Fonte: Adaptado de OSRAM (2022)

2.2 Conversores chaveados

Nesta seção serão abordados conceitos gerais dos conversores chaveados destacando seus princípios de funcionamento e aplicações.

2.2.1 Conceitos fundamentais de conversores CC-CC e CA-CC

Os conversores chaveados, também conhecidos como fontes chaveadas, são componentes eletrônicos essenciais para o gerenciamento de energia elétrica (PEDRONI,

2017). Sua principal finalidade é ajustar os níveis de tensão e corrente da entrada para entregar valores estáveis e apropriados à carga desejada (RIBEIRO, 2024).

Esses conversores são versáteis, capazes de processar diversas combinações de energia, como de corrente alternada para alternada (CA/CA), alternada para contínua (CA/CC), contínua para contínua (CC/CC), e contínua para alternada (CC/CA) (PEDRONI, 2017). Em comparação com as fontes lineares, os conversores chaveados oferecem vantagens consideráveis: eles são altamente eficientes, proporcionam elevada densidade de potência, permitem excelente controle, e resultam em menor volume e peso (PEDRONI, 2017). Essa superioridade se deve ao fato de que, em vez de dependerem de transformadores volumosos para a frequência da rede (60 Hz), as fontes chaveadas primeiramente convertem a tensão de entrada para CC e, em seguida, a transformam em uma onda quadrada de alta frequência (variando de 10 kHz a centenas de kHz). Esse processo permite a utilização de transformadores com núcleos muito menores (PEDRONI, 2017). A eficiência é drasticamente melhorada, alcançando tipicamente 90% para fontes chaveadas, em contraste com os 30-50% das fontes lineares (PEDRONI, 2017).

2.2.2 Modos de Operação

Existem diferentes formas pelas quais esses conversores podem operar:

No Modo de Condução Contínua (CCM), a corrente que flui pelo indutor jamais chega a zero durante qualquer fase da operação do conversor.

Em contraste, no Modo de Condução Descontínua (DCM), a corrente no indutor se anula em algum ponto do ciclo de comutação.

O Modo de Condução Crítica (CrCM) está na fronteira entre o CCM e o DCM. Nesse modo, a corrente atinge exatamente zero no instante em que o transistor é ligado novamente. O CrCM resulta em menores esforços de corrente nos componentes e simplifica o sistema de controle, requerendo apenas um circuito de controle de tensão, ao contrário do CCM, que necessita de controles tanto de corrente quanto de tensão (BORCHARDT, 2022). Este modo é amplamente aplicado em conversores Boost para Correção do Fator de Potência (PFC) de até 300W e em conversores Flyback de até 100W (BORCHARDT, 2022).

2.2.3 Principais Topologias de Conversores CC-CC

Conversores de Corrente Contínua (CC-CC) empregam diversas topologias, cada uma com características e aplicações específicas:

Conversor Buck (Abaixador): Este tipo de conversor não oferece isolamento entre entrada e saída (PEDRONI, 2017). Pedroni (2017) e Borchardt (2022) observam que ele apresenta descontinuidade na corrente de entrada, mesmo em modo de condução contínua (CCM), o que pode aumentar as emissões eletromagnéticas e causar alta distorção harmônica. Apesar disso, é frequentemente encontrado em lâmpadas LED tipo bulbo devido ao seu baixo custo, número reduzido de componentes e tamanho compacto (RIBEIRO, 2024; PEDRONI, 2017). Contudo, Borchardt (2022) alerta que sua operação é prejudicada caso a tensão alternada de entrada caia abaixo da tensão de saída, resultando em distorção e redução do fator de potência.

Conversor Boost (Elevador): Assim como o Buck, este conversor não possui isolamento entre entrada e saída (PEDRONI, 2017). Sua principal característica é a capacidade de produzir uma tensão de saída maior que a tensão de entrada (PEDRONI, 2017; GRASSI, 2024). É a topologia mais comum para correção do fator de potência (PFC) em aplicações monofásicas (RIBEIRO, 2024; BORCHARDT, 2022). Segundo Grassi (2024), quando opera em modo de condução crítica (CrCM), ele simula um comportamento resistivo para a rede elétrica, o que permite reduzir a indutância necessária e, conseqüentemente, o volume do conversor.

Conversor Buck-Boost: Este conversor é uma combinação das funcionalidades dos conversores Buck e Boost (PEDRONI, 2017; BORCHARDT, 2022). Ele também não oferece isolamento galvânico entre entrada e saída (PEDRONI, 2017). Sua particularidade reside na inversão da polaridade da tensão de saída em relação à entrada (PEDRONI, 2017). Ribeiro (2024) e Borchardt (2022) indicam que ele pode funcionar tanto abaixando quanto elevando a tensão sem prejudicar o fator de potência. É amplamente utilizado em lâmpadas tubulares por apresentar baixa distorção harmônica e por poder operar em modo de condução descontínuo (DCM), o que simplifica seu controle (RIBEIRO, 2024; PEDRONI, 2017; BORCHARDT, 2022). Pedroni (2017) explica que ele acumula energia no indutor enquanto o MOSFET está conduzindo, e sua excitação do núcleo é unidirecional. No modo descontínuo, seu funcionamento se divide em três fases: o MOSFET conduz (acumulando energia no indutor), a energia é transferida para a saída (o diodo conduz) e, por fim, a corrente nos enrolamentos se torna nula, entrando em ressonância (PEDRONI, 2017).

Conversor LLC (Indutor – Indutor – Capacitor): Este conversor destaca-se por seu bom desempenho em relação à interferência eletromagnética (EMI), atribuído à sua forma de comutação (PEDRONI, 2017).

As Técnicas de Comutação Suave são amplamente empregadas para diminuir as perdas de comutação e os níveis de EMI em conversores CC-CC (PEDRONI, 2017; BORCHARDT, 2022). As perdas são minimizadas quando os semicondutores ligam e desligam com tensões ou correntes próximas de zero (conhecido como *Zero Voltage Switching* - ZVS ou *Zero Current Switching* - ZCS), eliminando as perdas que ocorrem durante as transições (PEDRONI, 2017). Esse método também possibilita a operação em frequências de comutação mais elevadas, o que contribui para a redução do tamanho e peso dos conversores (PEDRONI, 2017).

Uma dessas técnicas é o *Valley Switching*, que detecta a desmagnetização do indutor e insere um pequeno atraso antes da próxima comutação do transistor. Isso resulta na redução das amplitudes de tensão e corrente no momento em que o semicondutor entra em condução (GRASSI, 2024; BORCHARDT, 2022). Dependendo das condições operacionais, pode-se alcançar o ZVS ou o *Valley Voltage Switching* (VVS) (BORCHARDT, 2022). Borchardt (2022) acrescenta que, em algumas situações, pode ser necessário adicionar capacitores externos em paralelo com os diodos para garantir a operação ZVS.

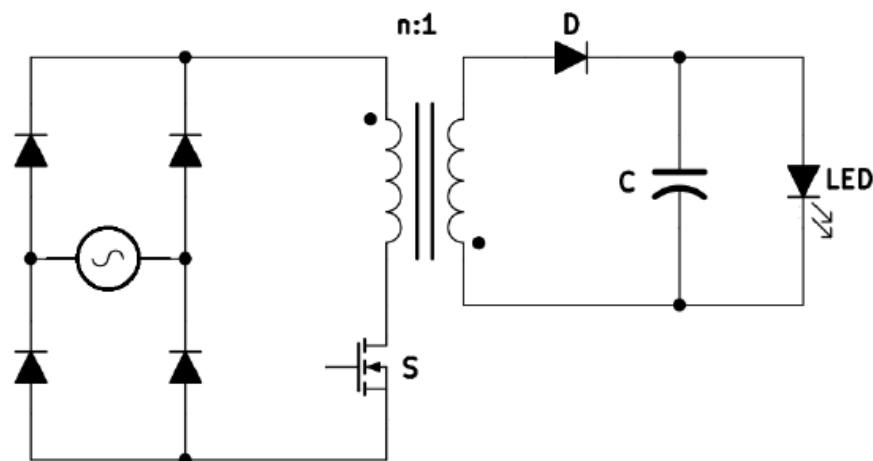
Outra abordagem de controle é o *Constant ON-Time* (COT), que mantém o tempo em que a chave está ligada constante durante um semiciclo da rede. Embora essa técnica simplifique a implementação do controle, ela pode causar distorção na corrente de entrada e uma variação significativa na frequência de comutação para conversores Buck-Boost QR PFC, pois a frequência depende da tensão de entrada instantânea e da tensão da carga (BORCHARDT, 2022).

2.3 Conversor Flyback

O conversor Flyback se assemelha ao Buck-Boost, porém sua grande vantagem é a isolamento galvânica entre a entrada e a saída, conseguida por meio de um indutor acoplado (que funciona como um transformador) (RIBEIRO, 2024; PEDRONI, 2017; BONA et al., 2010). Esta topologia exige poucos componentes quando comparada a outros conversores isolados (GRASSI, 2024; RIBEIRO, 2024). Além disso, oferece excelente regulação de saída, resposta rápida e suporta amplas variações na resistência de carga (GRASSI, 2024).

É um tipo de conversor amplamente empregado na indústria de iluminação artificial para baixas potências (até 100W) (RIBEIRO, 2024; GRASSI, 2024). A sua estrutura permite múltiplas saídas, bastando dividir os enrolamentos secundários do transformador (BONA et al., 2010). Diferentemente de um transformador convencional, que transfere energia simultaneamente, no Flyback a energia é primeiro armazenada em um enrolamento e só então transferida para o outro em momentos distintos (GRASSI, 2024). O processo de funcionamento envolve o armazenamento de energia no lado primário quando a chave está ligada (o diodo está bloqueado e o capacitor alimenta a carga), e a subsequente transferência dessa energia para a saída quando a chave desliga (o diodo conduz e o capacitor é carregado) (BONA et al., 2010). Na figura 3 é possível verificar o esquema genérico desse conversor.

Figura 3 – Esquema genérico de um conversor Flyback



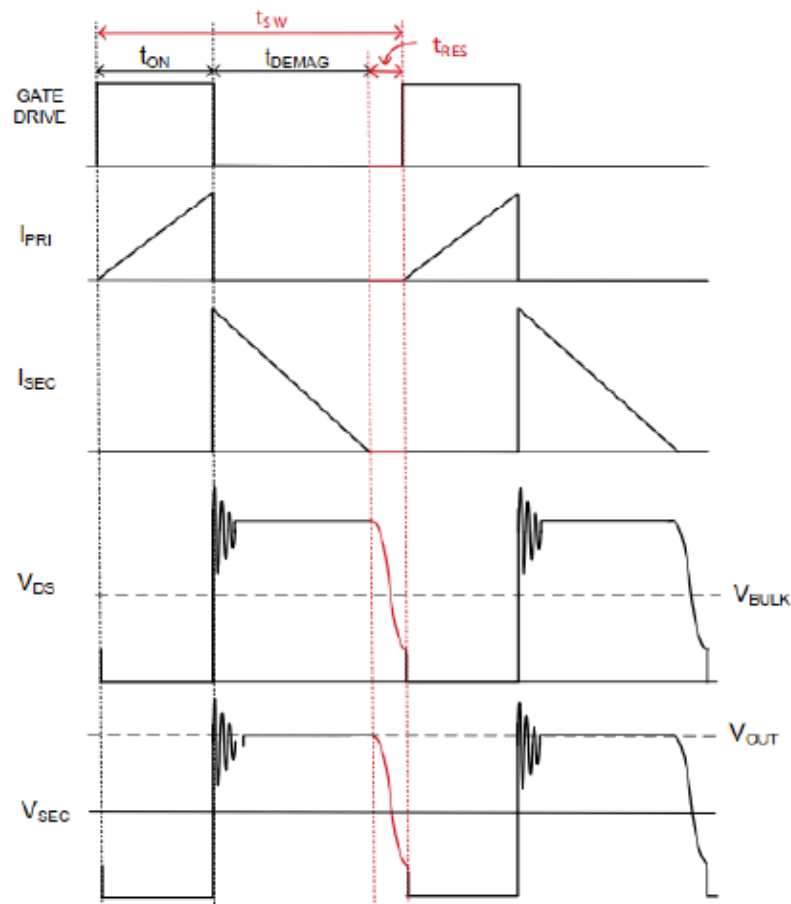
Fonte: Adaptado de Pedroni (2017)

2.3.1 Conversor Flyback Quase-Ressonante (QR)

O conversor Flyback Quase-Ressonante (QR) permite que o transistor comute na parte mais baixa da primeira oscilação da tensão entre *dreno* e *source*, o que resulta na redução das perdas durante a entrada em condução (GRASSI, 2024). Sua frequência de comutação variável é uma vantagem, pois distribui as emissões de ruído (EMI) por um espectro mais amplo, em vez de concentrá-las em um único ponto. Isso leva a menores níveis de ruído conduzido e irradiado (GRASSI, 2024). Embora o filtro de EMI possa ser mais complexo de projetar devido à faixa de frequências, ele geralmente ocupa menos volume e tem um custo menor (GRASSI, 2024).

Na figura 4 é possível verificar as formas de onda de um conversor Flyback operando no modo quase ressonante. Inicialmente o *gate drive* está em alto, acionando o MOSFET, que faz com que a corrente do indutor do primário aumente, armazenando energia em forma de campo magnético até um determinado ponto que é especificado no projeto, então o MOSFET é desligado, e a energia armazenada é transferida para o enrolamento secundário, fazendo com que a corrente do indutor secundário aumente e seja transferida à carga. Quando a transferência de energia está no final, ocorre a ressonância entre a indutância parasita do indutor do primário e a capacitância parasita do MOSFET, fazendo com que a tensão *Dreno-Source* (VDS) no MOSFET oscile. Esta oscilação é detectada pelo circuito integrado (CI) responsável pelo controle do MOSFET e então o *gate drive* é acionado nesse ponto mais baixo da tensão, fazendo com que as perdas de comutação, bem como a EMI seja reduzida significativamente.

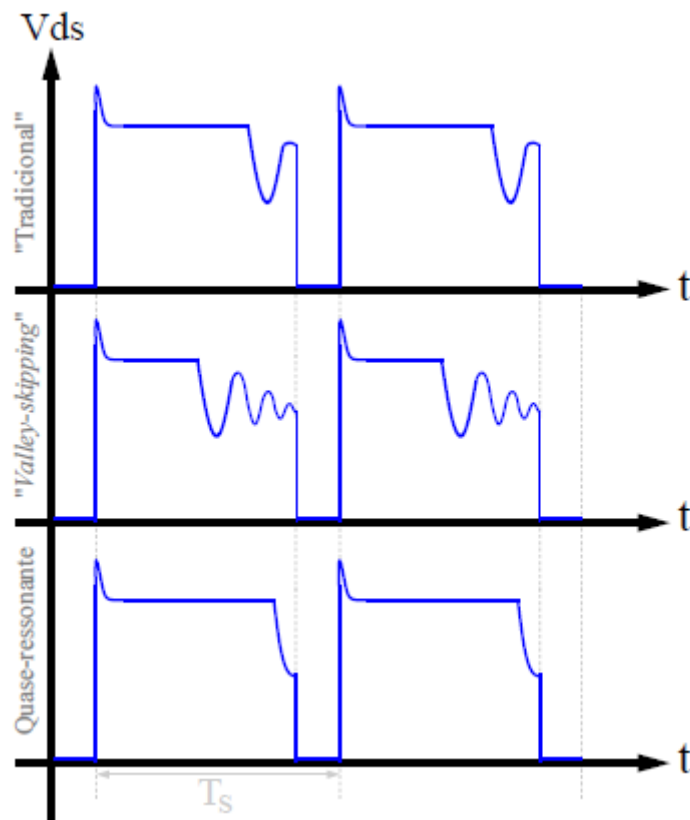
Figura 4 – Formas de onda de um conversor Flyback Quase Ressonante



Fonte: Adaptado de Grassi (2024)

Ribeiro (2024) aponta que o Flyback QR melhora a eficiência e reduz a temperatura dos componentes, devido à diminuição das perdas no cobre e da potência dissipada. Técnicas como o "*valley-skipping*" permitem que a comutação ocorra no vale de duas ou mais oscilações, controlando a frequência de comutação em cargas leves para diminuir perdas. O modo "*foldback*" também limita a frequência de comutação para cargas leves a intermediárias, otimizando a eficiência e garantindo que não haja ruído audível (GRASSI, 2024). Vale ressaltar que o Flyback convencional pode gerar altos níveis de variações de tensão e picos de tensão, o que aumenta o ruído de modo comum e dificulta o atendimento às normas de EMI (PEDRONI, 2017). Na figura 5, é possível verificar uma comparação entre o controle quase ressonante com outras técnicas de comutação.

Figura 5 – Comparação do controle quase ressonante com outras técnicas



Fonte: Adaptado de Grassi (2024)

2.4 Transistores de Nitreto de Gálio (GaN)

Os transistores de Nitreto de Gálio (GaN) representam uma tecnologia inovadora na eletrônica de potência (GRASSI, 2024). Esses componentes, análogos aos convencionais

MOSFETs de Silício (Si) do tipo N, têm sido bastante empregado no setor industrial (GRASSI, 2024).

2.4.1 Vantagens

A relevância dos transistores GaN reside nas vantagens significativas que proporcionam sobre os semicondutores tradicionais, impulsionando a eficiência e a miniaturização de conversores chaveados (GRASSI, 2024; PEDRONI, 2017). Entre os principais benefícios, destacam-se:

Redução das Perdas por Comutação: A utilização de transistores GaN, em conjunto com técnicas de comutação suave como o modo quase ressonante (QR), resulta em uma diminuição considerável das perdas no momento em que o transistor entra em condução (GRASSI, 2024; BORCHARDT, 2022).

Operação em Frequências Elevadas: A capacidade de operar em frequências de comutação muito altas é um diferencial crucial desses dispositivos (GRASSI, 2024; PEDRONI, 2017). Isso permite a redução do tamanho dos componentes magnéticos, favorecendo uma maior densidade energética nos conversores (GRASSI, 2024).

Aumento da Eficiência: Conseqüentemente, esses transistores contribuem para um elevado rendimento dos conversores (PEDRONI, 2017), com alguns protótipos de conversores Flyback já atingindo picos de 92,58% de eficiência (GRASSI, 2024).

Melhores Características Elétricas: Eles exibem menores resistências quando em condução e possuem capacitâncias intrínsecas reduzidas (GRASSI, 2024).

Resistência Térmica: O desempenho em temperaturas elevadas também é aprimorado com o uso de GaN (GRASSI, 2024).

Redução de Tamanho e Massa: A combinação da operação em altas frequências com a densidade de potência superior resulta em conversores com menor volume e peso (GRASSI, 2024).

Integração Aprimorada: Algumas soluções inovadoras incluem a integração monolítica do transistor GaN e do *gate driver* (circuito de acionamento) no mesmo encapsulamento. Essa proximidade do gate driver ao transistor minimiza ruídos causados por capacitâncias e indutâncias parasitas presentes nas trilhas da placa de circuito impresso (PCB) (GRASSI, 2024).

2.4.2 Desafios de implementação

Apesar de suas grandes vantagens, a implementação de transistores GaN não está isenta de desafios, a seguir são pontuados alguns desafios para a utilização desses dispositivos:

Gerenciamento Térmico e *Design* da PCB: Grassi (2024) ressalta a necessidade de atenção especial ao gerenciamento térmico e ao *layout* das placas de circuito impresso (PCB) para otimizar o desempenho do GaN. Práticas recomendadas incluem a minimização de laços de potência, o uso de vias entre as camadas da PCB para dissipação de calor e a adição de planos de cobre no *dreno* do transistor (GRASSI, 2024).

Custo e Circuitos de Controle: Grassi (2024) aponta que o custo dos transistores GaN ainda é elevado, e eles requerem circuitos de acionamento (*gate drivers*) específicos para um controle adequado.

2.5 Interferência eletromagnética (EMI)

A Interferência Eletromagnética (EMI) refere-se a qualquer tipo de sinal indesejado seja ele propagado pelo ar ou conduzido via cabos que tem o potencial de prejudicar o funcionamento de outros aparelhos próximos ou conectados à mesma rede (PEDRONI, 2017). De forma mais simples, é uma perturbação eletromagnética que pode corromper ou danificar dispositivos, interrompendo a transmissão de dados ou energia (ARAUJO, 2019). Em contrapartida, a Compatibilidade Eletromagnética (EMC) descreve a capacidade de um aparelho elétrico ou eletrônico de operar adequadamente em um ambiente eletromagnético específico, sem causar ou sofrer prejuízos, e sem autointerferência (PEDRONI, 2017). A EMC abrange dois aspectos: a Interferência, que se refere ao ruído que um equipamento introduz no ambiente, e a Susceptibilidade, que diz respeito à resistência de um equipamento a perturbações externas (PEDRONI, 2017; ARAUJO, 2019).

2.5.1 Fundamentos da EMI e suas origens

A EMI é um fenômeno com registros históricos que remontam às primeiras transmissões de rádio (PEDRONI, 2017), possuindo diversas fontes tanto naturais, como raios, quanto artificiais, como relés e motores elétricos (PEDRONI, 2017; ARAUJO, 2019).

Em conversores chaveados, a EMI surge devido às transições abruptas de tensão e corrente (PEDRONI, 2017). As formas de onda resultantes, que se assemelham a retângulos, contêm um vasto espectro de harmônicos (PEDRONI, 2017). Além disso, a geração de ruído é significativamente impactada por picos de alta tensão, causados pelo tempo de recuperação reversa dos diodos e pela indutância de dispersão dos transformadores, que formam circuitos ressonantes com outros componentes (PEDRONI, 2017).

2.5.2 Classificação da EMI

A EMI pode ser classificada principalmente em dois tipos: Emissão conduzida e emissão radiada.

Emissão Conduzida: Este tipo de ruído se propaga através dos fios e cabos de alimentação de um sistema para outro (PEDRONI, 2017; ARAUJO, 2019). Que também é subdividido em:

Correntes de Modo Diferencial (DM): São harmônicas da frequência de chaveamento que se sobrepõem à corrente de alimentação nos terminais de entrada, afetando principalmente as frequências mais baixas do espectro (PEDRONI, 2017).

Correntes de Modo Comum (CM): Estas correntes circulam pelos condutores de fase e neutro, retornando pelo fio terra. Elas estão em fase e impactam mais as frequências elevadas do espectro, sendo tipicamente o resultado de acoplamentos capacitivos e indutivos (PEDRONI, 2017).

Emissão Radiada: Refere-se a sinais ou ruídos eletromagnéticos que um dispositivo libera no ambiente. Esses ruídos podem ser captados por outros equipamentos, causando interferência (ARAUJO, 2019). A propagação ocorre pelo ar sob a forma de ondas eletromagnéticas (PEDRONI, 2017; ARAUJO, 2019).

2.5.3 Impactos da EMI em Drivers de LED

A Interferência Eletromagnética (EMI) pode trazer consequências variadas e importantes para os drivers de LED, afetando desde o desempenho individual dos dispositivos até a segurança de sistemas críticos.

Araujo (2019) aponta que a EMI pode prejudicar o funcionamento ou até mesmo danificar equipamentos, interrompendo a transmissão de dados ou a entrega de energia.

Abaixo são listados alguns problemas decorrentes dessa perturbação:

Perdas e Menor Eficiência: Em conversores como o Flyback, a indutância de dispersão retém energia que não é aproveitada e acaba sendo liberada como calor, diminuindo a eficiência do sistema (AMADO et al., 2024). Os picos de tensão resultantes no MOSFET do circuito, causados por essa mesma indutância, contribuem para o aumento das perdas (AMADO et al., 2024).

Elevação de Custos e Complexidade: A necessidade de lidar com a EMI força a inclusão de circuitos de proteção adicionais. Isso também pode exigir componentes com maior capacidade ou requisitos de isolamento mais rigorosos, o que eleva a complexidade e os custos de desenvolvimento da placa de circuito impresso (PCB) (AMADO et al., 2024).

Redução da Confiabilidade: Dispositivos que estão constantemente expostos a altas tensões devido à EMI têm uma maior probabilidade de apresentar problemas, o que, por sua vez, diminui a confiabilidade geral do conversor (AMADO et al., 2024).

Interferência em Outros Aparelhos: A EMI gerada por lâmpadas LED já foi causadora de problemas em diversas aplicações sensíveis. Isso inclui interferências em faixas de rádio amador, sinais de televisão e rádio (ARAUJO, 2019; PEDRONI, 2017), bem como em instalações críticas como hospitais, torres de controle aéreo e aeronaves, o que pode representar riscos aos usuários (ARAUJO, 2019).

2.5.4 Normas e Regulamentações para Controle de EMI

Para controlar as emissões eletromagnéticas, diversas normas foram estabelecidas. No Brasil, a regulação para lâmpadas LED começou com a Portaria 389 do INMETRO em 2014, que tornou obrigatória a conformidade com a ABNT NBR IEC/CISPR 15 (PEDRONI, 2017). Essa norma especifica os limites e procedimentos de medição para ruídos de rádio gerados por equipamentos elétricos de iluminação e similares, abrangendo uma vasta faixa de frequência de 9 kHz a 400 GHz (ARAUJO, 2019; PEDRONI, 2017). Outras regulamentações importantes incluem a IEC 61000-3-2, que define limites para a Distorção Harmônica Total (THD) e Compatibilidade Eletromagnética (EMC), e a Portaria nº 62 do INMETRO de 2022, que aborda os requisitos de qualidade para luminárias de iluminação pública, incluindo o Fator de Potência (FP) (GRASSI, 2024).

A tabela 1 e a tabela 2 apresenta os limites impostos pela ABNT NBR IEC/CISPR 15.

Tabela 1 – Limite das interferências conduzidas

Faixa de frequência	Limites dB(μ V)	
	Quase pico	Média
9 kHz a 50 kHz	110	-
50 kHz a 150 kHz	90 a 80	-
150 kHz a 0,5 MHz	66 a 56	56 a 46
0,5 MHz a 5 MHz	56	46
5 MHz a 30 MHz	60	50

Fonte: Adaptado de Pedroni (2017)

Tabela 2 – Limite das interferências radiadas

Faixa de frequência MHz	Limites conforme o diâmetro da antena loop dB(μ A)		
	2 m	3 m	4 m
9 kHz a 70 kHz	88	81	75
70 kHz a 150 kHz	88 a 58	81 a 51	75 a 45
150 kHz a 3,0 MHz	55 a 22	51 a 15	45 a 9
3,0 MHz a 30 MHz	22	15 a 16	9 a 12

Fonte: Adaptado de Pedroni (2017)

2.5.5 Estratégias para Reduzir a EMI

A redução da Interferência Eletromagnética (EMI) é um aspecto fundamental no design de drivers de LED. As abordagens para mitigar esse problema incluem:

Otimização do *Layout* da Placa de Circuito Impresso (PCB) e Posicionamento de Componentes: É essencial minimizar os laços de corrente e identificar áreas com altas taxas de variação de tensão (dv/dt) (PEDRONI, 2017). Para reduzir o acoplamento de campos magnéticos externos e a autoindutância, as trilhas de potência devem ser traçadas próximas umas das outras (PEDRONI, 2017; GRASSI, 2024). O uso de vias (conexões entre camadas da PCB) e a inclusão de planos de cobre na área do dreno do transistor também auxiliam na dissipação térmica (GRASSI, 2024).

Filtros de EMI: Estes são elementos ou circuitos projetados para atenuar frequências indesejadas (PEDRONI, 2017). Em drivers de LED, filtros passivos são frequentemente empregados devido ao seu custo-benefício e eficácia (PEDRONI, 2017).

Técnicas de Comutação Suave (*Soft-Switching*): Métodos como a Comutação em Tensão Zero (ZVS) e a Comutação em Corrente Zero (ZCS) permitem que os semicondutores liguem e desliguem com tensão ou corrente próxima de zero. Isso reduz significativamente as perdas de comutação e, conseqüentemente, a EMI (PEDRONI, 2017; BORCHARDT, 2022).

Controle Quase-Ressonante (QR): Em conversores Flyback, o modo de operação QR realiza a comutação do transistor no "vale" da primeira oscilação da tensão dreno-fonte. Esse método não só diminui as perdas como também distribui as emissões de ruído pelo espectro eletromagnético, devido à sua frequência de comutação variável (GRASSI, 2024).

Utilização de Transistores de Nitreto de Gálio (GaN): Esses transistores de bandgap largo (WBG) possibilitam que os conversores operem em frequências de comutação mais elevadas. Isso resulta em componentes magnéticos menores e, quando combinados com o controle QR, podem reduzir as perdas por comutação (GRASSI, 2024).

3 METODOLOGIA

Nesta seção será apresentado o projeto do conversor, bem como o dimensionamento dos respectivos componentes para o correto funcionamento do conversor.

3.1 Projeto do conversor

Inicialmente para o projeto do conversor, foram definidos inicialmente os parâmetros elétricos desejados para o mesmo, seguindo a tendência de drivers comerciais utilizados na indústria de iluminação LED, conforme apresentado na tabela 3. O projeto foi realizado em duas etapas, sendo a primeira o projeto de um circuito corretor de fator de potência (PFC), pois como mencionado, esta etapa é essencial em conversores de média potência (100W a 1000W), para fazer a correção do fator de potência e minimizar a taxa de distorção harmônica total. Na segunda etapa, foi realizado o projeto do conversor flyback, para fornecer a tensão e corrente final para a alimentação do módulo de LEDs.

3.1.1 Requisitos construtivos

A tabela 3 apresenta os requisitos construtivos iniciais para o projeto do conversor proposto. Os respectivos parâmetros foram selecionados de acordo com padrões comerciais de drivers e luminárias disponíveis no mercado.

Tabela 3 – Parâmetros de entrada do conversor

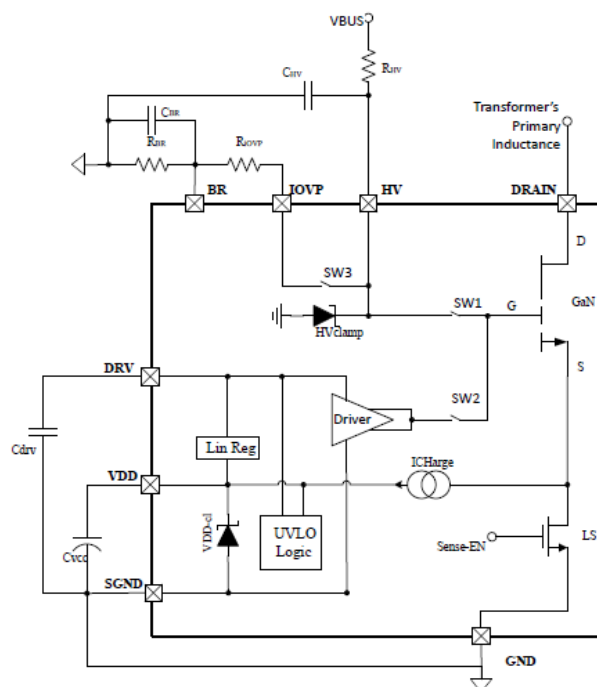
	Mínimo	Máximo	Unidade
Vin_rms	90	265	V
f	-	60	Hz
Vbus	-	400	V
Po	-	72,9	W
η	-	0,9	-
Pin	-	80	W
Vout	50	60	V
Iout	0,105	1,35	A
V_aux	-	20	V

Fonte: Elaborado pelo autor

3.1.2 Escolha de componentes conversor Flyback

Após pesquisas, foi decidido inicialmente, a utilização do circuito integrado VIPERGAN100, da STMicroelectronics, para o projeto do conversor flyback. Este CI é um controlador Flyback que trabalha no modo QR e integra no mesmo encapsulamento o *gate driver* e o transistor de Nitreto de Gálio (GaN), o que traz um combo de benefícios que vão ao encontro do objetivo do trabalho. O bloco interno é demonstrado na figura 6.

Figura 6 – Esquemático interno do VIPERGAN100.



Fonte: (STMICROELECTRONICS, 2023).

Como mencionado, este CI, que é demonstrado na figura 7, tem um combo de vantagens, pois além do MOSFET interno ser confeccionado em Nitreto de Gálio, o que já configura uma grande vantagem, visto que as perdas e capacitâncias parasitas são menores, ele possui o *gate driver* integrado no mesmo encapsulamento, portanto não sofre tanto com os ruídos causados pelos elementos parasitas das trilhas do circuito impresso (PCI), o que poderia ocorrer com outra configuração em que o *gate driver* e o MOSFET são separados (GRASSI, 2024).

Figura 7 – Dispositivo VIPERGAN100.



Fonte: (STMICROELECTRONICS, 2023).

3.1.3 Redimensionamento do Conversor Flyback para Implementação Prática

Apesar de o projeto inicial ter sido desenvolvido com base no CI VIPERGAN100 da STMicroelectronics, e as simulações terem demonstrado seu funcionamento correto conforme os parâmetros projetados, a etapa de montagem do protótipo e testes iniciais de validação acabou comprometendo o circuito integrado, inviabilizando sua utilização para a extração dos resultados práticos.

Diante desse desafio de implementação, e para garantir a continuidade do trabalho, optou-se pela substituição do CI de controle do estágio Flyback. O componente selecionado para a implementação prática foi o FAN6080H da fabricante ON SEMICONDUCTOR, que não é de Nitreto de Gálio e não possui o elemento de comutação integrado, como demonstrado na figura 8, mas ele também é um controlador de conversor Flyback que opera no modo Quase-Ressonante (QR), mantendo assim a topologia de controle central do projeto original, crucial para a mitigação de EMI e alta eficiência. A transição para o FAN6080H exigiu o reprojetado e redimensionamento do transformador e dos componentes periféricos do conversor Flyback, cujos detalhes serão apresentados a seguir.

Outra mudança que ocorreu no projeto, foi a alteração da tensão e corrente de saída do módulo de LEDs, conforme é possível verificar na tabela 4, a faixa de tensão de saída, foi modificada de 50 a 60 Volts para 60 a 120 Volts. A corrente de saída foi alterada de 1,35 A para 1,05 A, mantendo assim a potência nominal de 80W.

A tabela 4 apresenta os parâmetros finais de entrada do conversor redimensionados para atender os novos valores de tensão e corrente de saída.

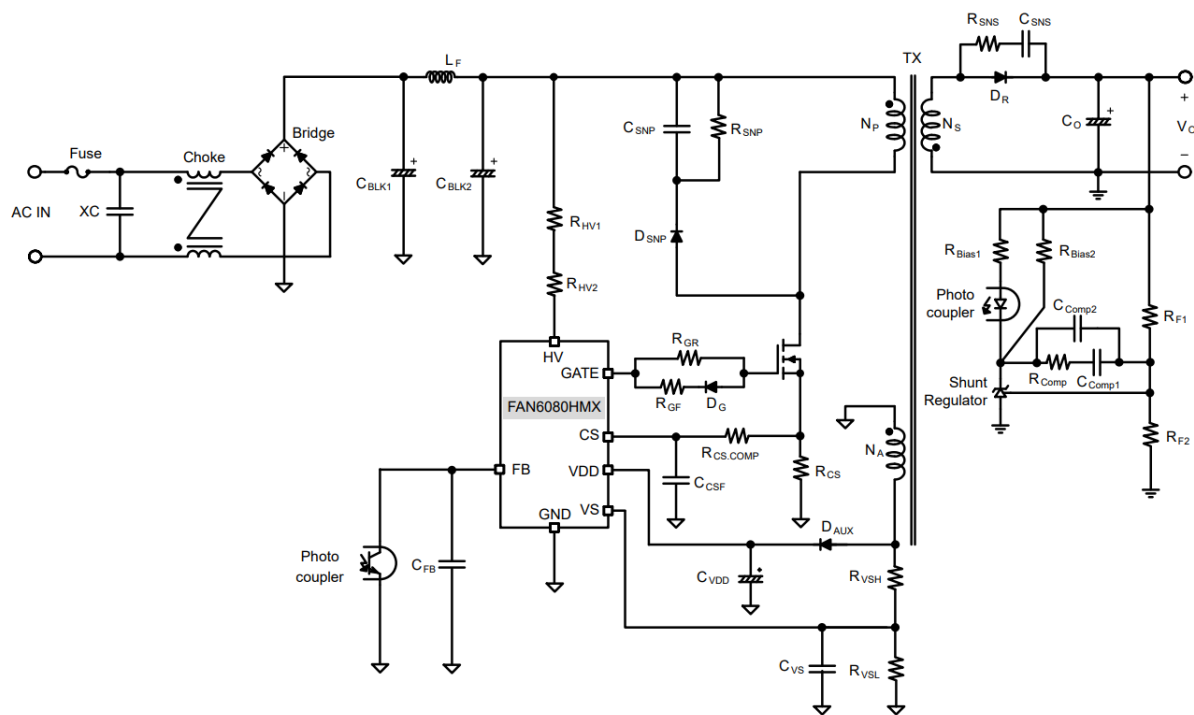
Tabela 4 – Parâmetros de entrada redimensionados do conversor

	Mínimo	Máximo	Unidade
Vin_rms	90	265	V
f	-	60	Hz
Vbus	-	400	V
Po	-	72,9	W
η	-	0,9	-
Pin	-	80	W
Vout	60	120	V
Iout	0,105	1,05	A
V_aux	-	20	V

Fonte: Elaborado pelo autor

A figura 8 apresenta a aplicação típica do FAN6080H, fornecida no *datasheet* do fabricante do circuito integrado, a ON SEMICONDUCTOR.

Figura 8 – Aplicação típica do FAN6080H



Fonte: (ON SEMICONDUCTOR, 2020).

Ambos os CIs operam no modo Quase-Ressonante, que utiliza a detecção de vale (*valley switching*) para reduzir as perdas por comutação. No entanto, o FAN6080H introduz mecanismos de controle de frequência diferentes que afetam a operação e, conseqüentemente, o dimensionamento magnético. Ele opera com uma ampla faixa de frequência de *blanking*

(janela de tempo que limita a frequência de chaveamento) que varia tipicamente de 24 kHz a 125 kHz. Essa faixa de frequência variável ajuda a distribuir as emissões de ruído, contribuindo para a redução da EMI.

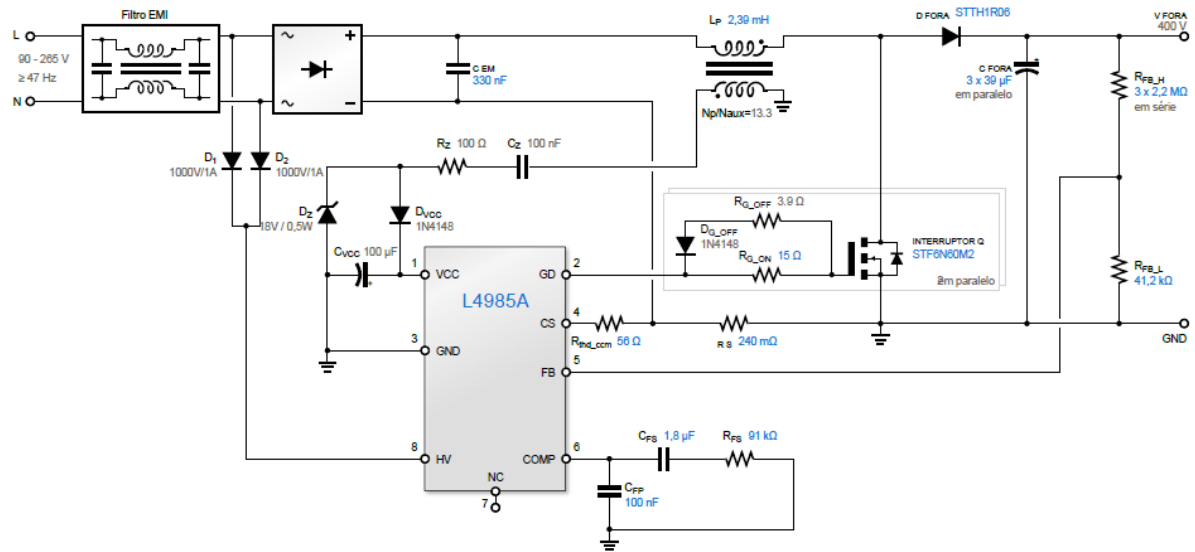
O redimensionamento do transformador foi necessário devido às novas características de controle e de limitação de corrente.

O redimensionamento não se limitou apenas a substituir um componente, mas sim a migrar de uma solução integrada de GaN de alto desempenho (VIPERGAN100) para uma solução de controlador QR com MOSFET externo (FAN6080H). Isso exigiu a inclusão de um MOSFET de potência, o recálculo do resistor RCS conforme *datasheet* do CI, e a validação da L_p e da razão de espiras auxiliar para garantir a operação QR e o cumprimento das proteções e modos de baixa potência.

3.1.4 Escolha de componentes circuito PFC

Para o circuito PFC foi selecionado o CI L4985 também da STMicroelectronics, ele é um controlador de modo de corrente de pico projetado para pré-reguladores PFC (Correção do Fator de Potência) de *boost*, focado em alta eficiência e baixa distorção harmônica. O dispositivo é otimizado para componentes externos mínimos e inclui diversas proteções como falha de *feedback*, sobreensão e subtensão da rede elétrica. Sua aplicação se estende a fontes de alimentação comutadas para PCs, servidores, iluminação LED de alta potência e equipamentos médicos, oferecendo soluções robustas e eficientes para sistemas de energia que variam de centenas de watts a quilowatts. A figura 9 apresenta o projeto com os valores de componentes dimensionados em uma ferramenta online da fabricante do CI.

Figura 9 – Projeto eletrônico do PFC com o L4985A

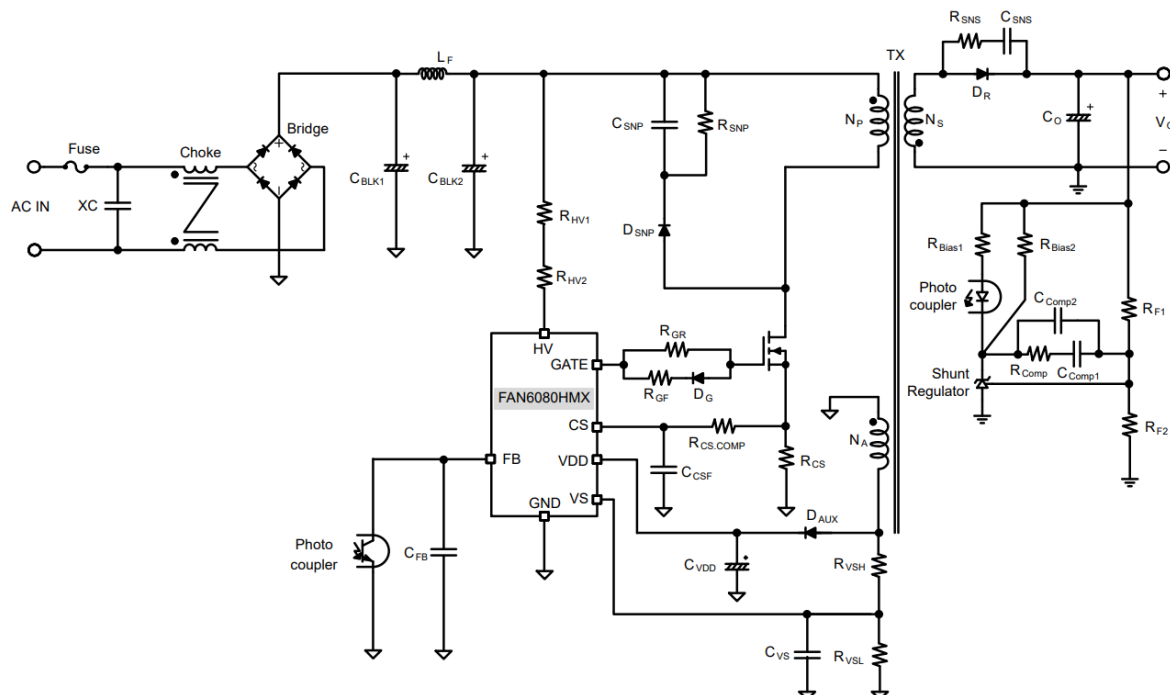


Fonte: (STMICROELECTRONICS, 2021).

3.1.5 Projeto do circuito Flyback

Após o redimensionamento do projeto foram feitos os cálculos do indutor acoplado, assim como seus enrolamentos. Para a montagem do circuito, foi seguido a recomendação do *datasheet*, como é possível verificar na figura 10.

Figura 10 – Aplicação típica do FAN6080H



Fonte: (ON SEMICONDUCTOR, 2020).

Para o projeto do indutor acoplado do circuito conversor flyback, foi calculado inicialmente a indutância no enrolamento primário:

$$LP = \frac{2 \times Pin}{f_{swvo_min} \times I_{ppico_max}^2} \quad (3.1)$$

$$LP = 740 \mu H$$

Onde:

- LP (Indutância Primária): É a indutância do enrolamento primário do indutor acoplado, dada em Henrys.
- Pin (Potência de Entrada Estimada): Representa a potência máxima de entrada, calculada com base na potência nominal de saída e na eficiência estimada. Neste projeto a potência de entrada estimada foi de 80 Watts.
- fswvo_min (Mínima Frequência de Comutação): É a mínima frequência de comutação do elemento chaveador do indutor do primário, que neste caso é menor frequência de trabalho do circuito integrado FAN6080H, que é de 24 kHz.
- Ippico_max (Máxima Corrente de Pico Primária): É a máxima corrente de pico que o enrolamento primário deve atingir, sendo um valor crucial para o projeto do indutor, que neste caso foi considerada uma corrente de 3 A.

Logo foi efetuado o cálculo da relação de transformação das espiras entre o primário e o secundário:

$$N = \frac{I_{pico_max} \times LP}{\left(\frac{1}{f_{sw}} - t1 - t3\right) \times (V_{omin_pmax} + VDO)} \quad (3.2)$$

$$N = 0,843$$

Onde:

- t1 (Tempo de Condução): Representa o maior tempo em que o transistor permanecerá fechado (tempo de condução). Este parâmetro é calculado em função da máxima corrente de pico e da indutância primária (LP).

- L_m (Indutância Magnetizante): Utilizada em alguns cálculos, como no tempo de ressonância, L_m é a indutância primária descontada a indutância de dispersão (L_{lk}).
- CDS (Capacitância de Saída do Transistor): É a capacitância intrínseca do transistor de potência, usada no cálculo do tempo de ressonância (t_3).
- t_3 (Tempo de Ressonância): É o tempo que ocorre a ressonância entre a indutância magnetizante (L_m) e a capacitância de saída do transistor (CDS).
- $V_{ominpmax}$ (Tensão Mínima de Saída para Potência Máxima): É a tensão mínima de saída para a operação na potência nominal.

Também foi calculado a relação de espiras para os enrolamentos auxiliares que farão a alimentação do CI FAN6080H e também do circuito de dimerização no lado secundário do conversor, conforme a equação 3.3.

$$N_{sa} = \frac{V_{o_{min}} + V_{DO}}{V_{aux_{min}} + V_{Da}} \quad (3.3)$$

$$N_{sa} = 2,9$$

Onde:

- N_{sa} (Relação Secundário-Auxiliar): É a relação de transformação do enrolamento secundário para os enrolamentos auxiliares. O cálculo é feito com base nas tensões mínimas de saída e auxiliares, e nas quedas de tensão dos diodos.
- V_{omin} (Tensão Média de Saída Mínima): É a tensão média de saída mínima do conversor.
- V_{auxmin} (Tensão Mínima dos Enrolamentos Auxiliares): É a tensão mínima fornecida pelos enrolamentos auxiliares.
- V_{Da} (Tensão do Limiar dos Diodos Auxiliares): É a queda de tensão dos diodos conectados aos enrolamentos auxiliares.
- V_{DO} (Tensão do Limiar dos Diodos do enrolamento secundário): É a queda de tensão dos diodos conectados ao enrolamento secundário.
- N_s (Número de Espiras do Secundário): É o número de espiras do enrolamento secundário, calculado como a razão entre o número de espiras primárias (N_p) e a relação de transformação (N).

- Na (Número de Espiras do Auxiliar): É o número de espiras em cada enrolamento auxiliar, calculado a partir da razão de espiras secundárias (NS) pela relação Nsa.

Foi também calculado o AeAw, que é método do produto da área do núcleo, é uma técnica fundamental utilizada no projeto de indutores acoplados e transformadores para verificar se um núcleo magnético específico pode ser utilizado no projeto. Este método, relaciona a capacidade do núcleo de armazenar energia magnética com o espaço físico disponível para os enrolamentos.

$$AeAw = \frac{2 \times Pin}{(B_{max} \times J_{max} \times Kw \times Kp \times f_{swvo_min})} \times \sqrt{\frac{t1 \times f_{swvo_min}}{3}} \times 10^4 \quad (3.4)$$

$$AeAw = 2123,58 \text{ mm}^4$$

- AeAw: É o Produto da área, resultado da multiplicação da área eficaz (Ae) pela área da janela (Aw) do núcleo.
- Bmax (Máxima Variação de Fluxo Magnético): É o valor máximo da variação do fluxo magnético admissível, medido em Tesla (T).
- Jmax (Máxima Densidade de Corrente): É a máxima densidade de corrente permitida no enrolamento primário, medida em Amperes/cm².
- Kw (Fator de Ocupação da Janela): É um fator adimensional que indica o quanto da janela do núcleo é ocupada pelo cobre.
- Kp (Fator de Ocupação do Primário): É um fator adimensional que representa a ocupação do enrolamento primário em relação à janela do núcleo.
- t1·fswVo_min: Este produto define a máxima razão cíclica (Dmax).
- Ae (Área Eficaz do Núcleo): É a área eficaz do núcleo magnético

Devido à disponibilidade em laboratório, para este projeto foi utilizado o núcleo Núcleo de ferrite NEI-33/24/13 da fabricante Thorton.

Foi também calculado o número de espiras dos enrolamentos, como se segue:

- Número de espiras do enrolamento primário:

$$Np = \frac{Lm \times Ipk_max \times 10^6}{(Bmax \times Ae)} \quad (3.5)$$

$$Np = 54$$

- Número de espiras do enrolamento secundário:

$$NS = \frac{Np}{N} \quad (3.6)$$

$$NS = 64$$

- Número de espiras do enrolamento auxiliar:

$$Na = \frac{Ns}{Nsa} \quad (3.7)$$

$$Na = 22$$

4 RESULTADOS

Os resultados são apresentados a seguir, iniciam-se com as simulações realizadas no *software* ED simul da STMicroelectronics ainda com o ViperGaN100 e posteriormente são apresentados os resultados da implementação prática do conversor. O esquema completo do conversor, com o ViperGaN100 está demonstrado no apêndice A e apêndice B.

4.1.1 Simulação conversor Flyback

Na figura 12, é possível verificar as formas de onda obtidas nas simulações que foram obtidas já no regime estacionário e são descritas a seguir:

FB/V = Tensão de referência do secundário.

IDRAIN/A = Corrente entre o Dreno e o Source (mesma corrente do indutor primário).

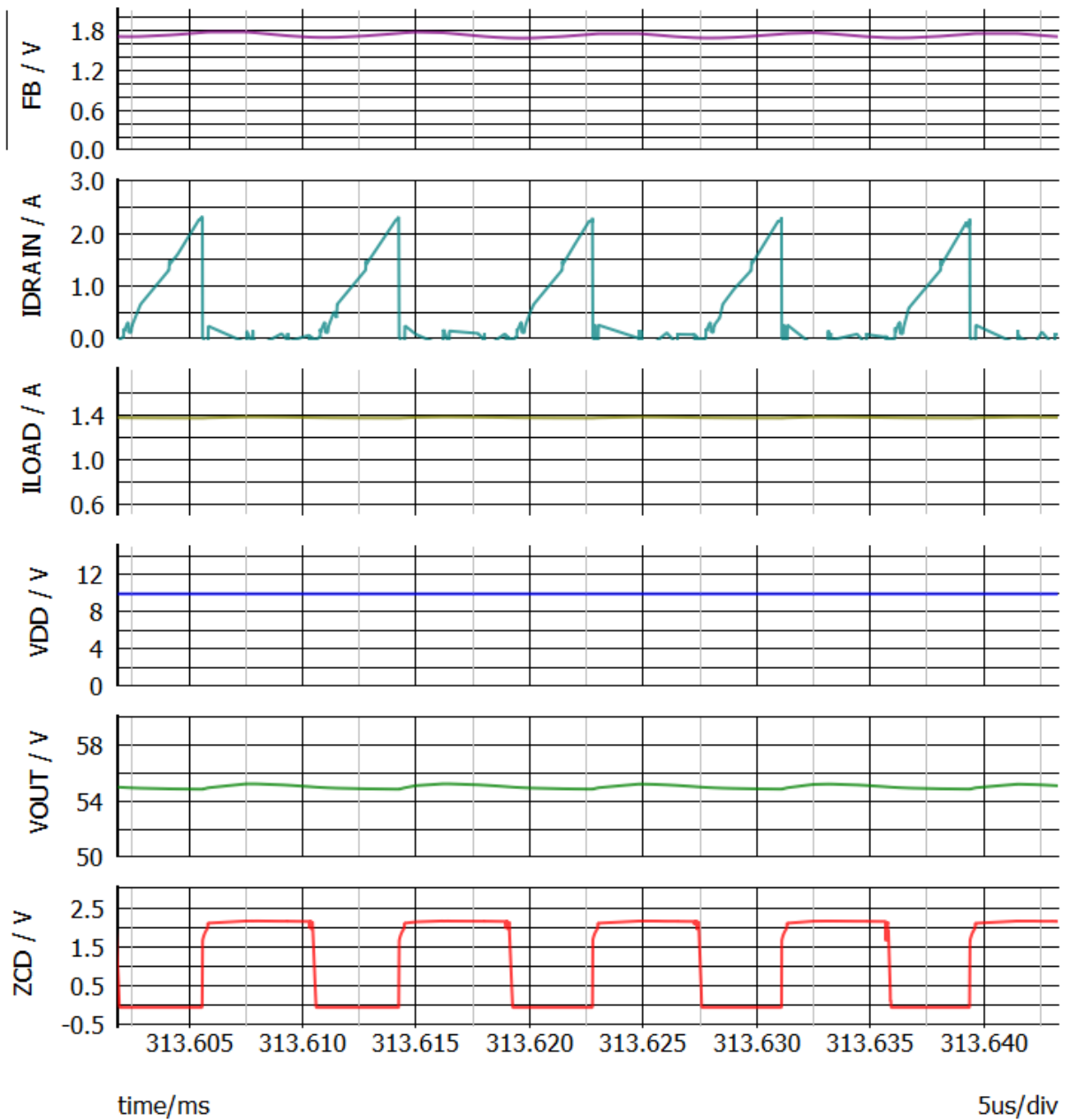
ILOAD/A = Corrente de saída do conversor.

VDD/V = Tensão de alimentação do VIPERGAN100, proveniente da bobina auxiliar do transformador.

VOUT/V = Tensão de saída do conversor.

ZCD/V = Detecção da passagem por zero da tensão do enrolamento auxiliar, utilizada para o controle Quase Ressonante.

Figura 11 – Formas de onda do conversor Flyback



Fonte: Autor, 2025.

É possível observar o funcionamento do conversor de acordo com os parâmetros projetados na primeira configuração conforme tabela 3, pois na figura 11, em VOUT (tensão de saída), a tensão simulada ficou entre 50 e 60 V e a ILOAD (corrente da carga), a corrente estabilizou próximo de 1.4 A.

Como mencionado, esta simulação, foi a primeira etapa do projeto, que serviu de base para o desenvolvimento inicial. Contudo, como já mencionado, não foi possível implementar

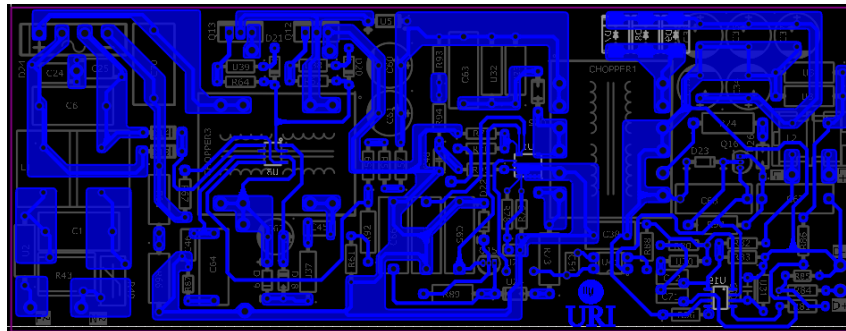
o conversor com o CI ViperGaN100, e portanto, esta simulação não corresponde ao desenvolvimento e implementação final do projeto.

4.1.2 Resultados práticos do protótipo

As figuras desta sequência documentam a concretização física do conversor, começando com as imagens da placa de circuito impresso desenvolvida e posteriormente da montagem completa com seus componentes.

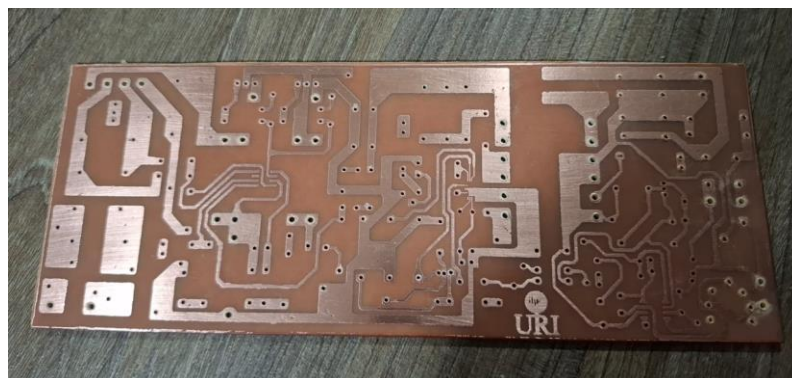
A Figura 12 mostra o *layout* da placa de circuito impresso projetada, e a Figura 13 apresenta a placa de circuito impresso confeccionada no laboratório.

Figura 12 – Placa de circuito impresso projetada



Fonte: Autor, 2025.

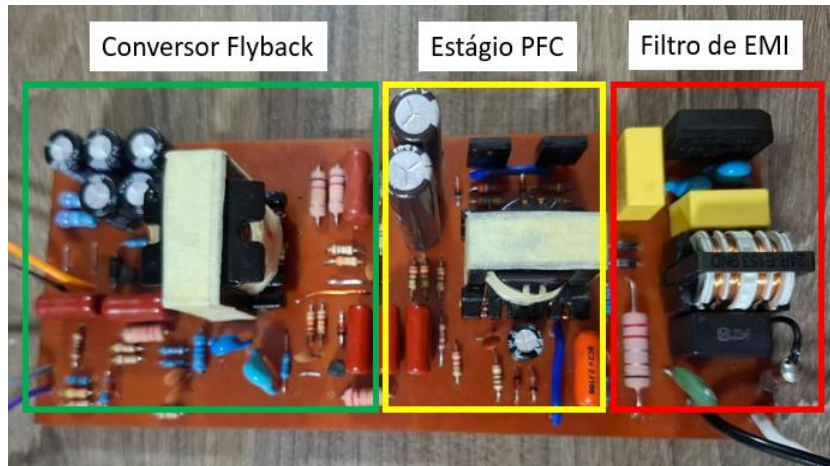
Figura 13 – Placa de circuito impresso confeccionada



Fonte: Autor, 2025.

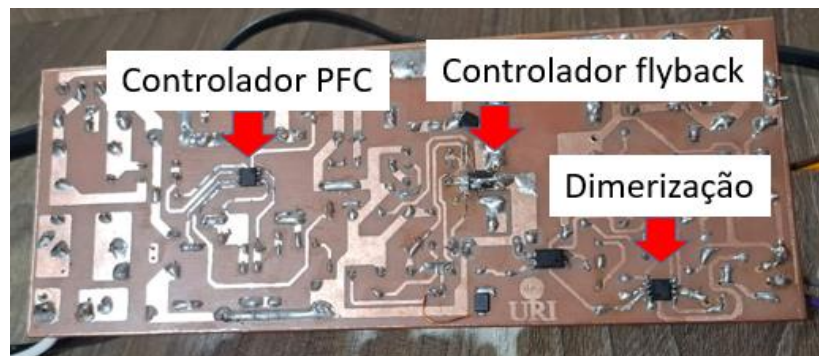
A Figura 14 exibe a vista superior da montagem do protótipo final. Estas etapas confirmam a integração do estágio de Correção de Fator de Potência (PFC) e do estágio de Controle de Potência (PC) Flyback na mesma placa. Já a figura 15 mostra vista inferior da placa desenvolvida, com os circuitos integrados de controle.

Figura 14 – Vista superior da montagem do protótipo final



Fonte: Autor, 2025.

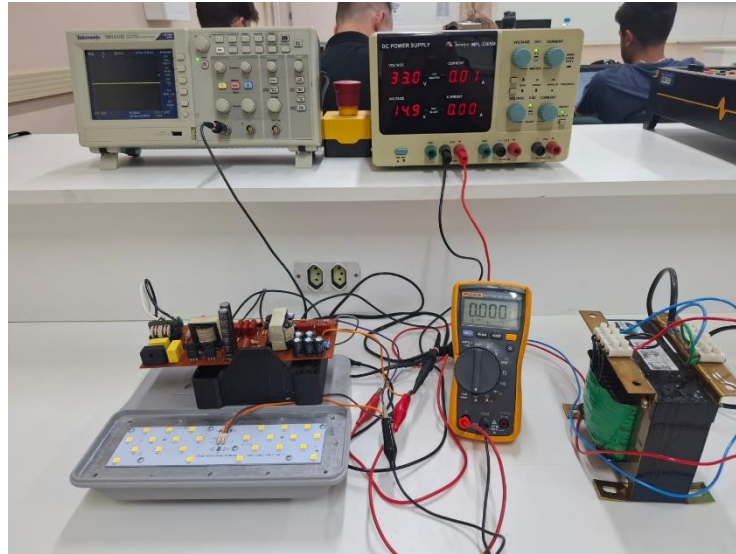
Figura 15 – Vista inferior do protótipo



Fonte: Autor, 2025.

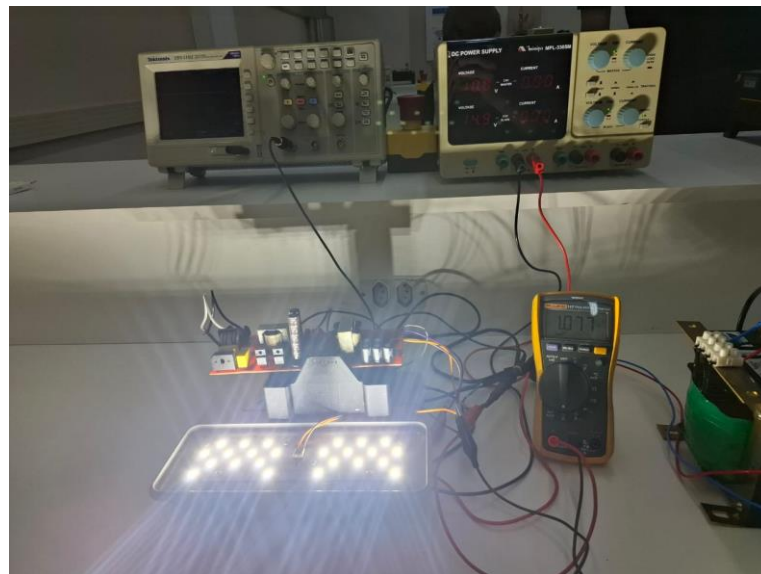
A Figura 16 mostra a bancada experimental e a Figura 17, o protótipo em funcionamento acionando o módulo de LEDs. O acionamento da carga valida a funcionalidade básica do circuito após a montagem.

Figura 16 – Bancada experimental do protótipo



Fonte: Autor, 2025.

Figura 17 – Protótipo em funcionamento



Fonte: Autor, 2025.

A figura 18, demonstra a tensão obtida na saída do conversor com a carga ligada, já a figura 19 demonstra a corrente da carga medida.

Figura 18 – Leitura da tensão de saída do conversor



Fonte: Autor, 2025.

Figura 19 – Leitura da corrente de saída do conversor



Fonte: Autor, 2025.

A comparação entre os valores medidos e os parâmetros de cálculo demonstra que o protótipo atingiu resultados que ficaram bem próximos do limite máximo estipulado no redimensionamento do projeto.

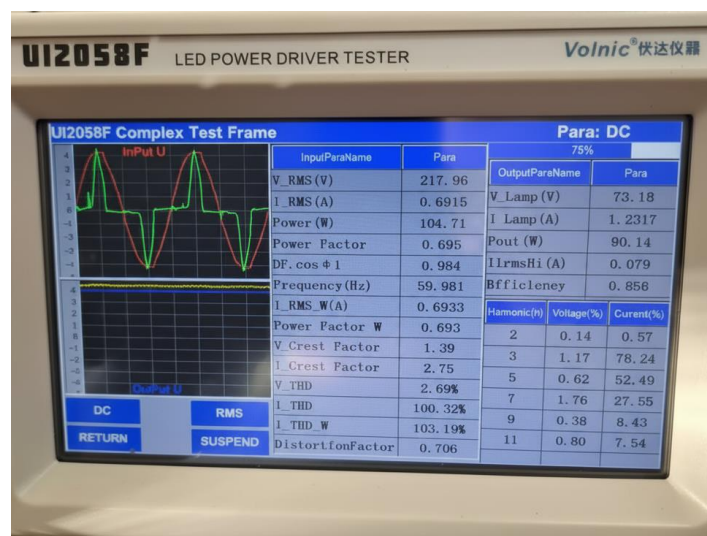
- Tensão de Saída (V_{out}): O valor medido de 72.9 VDC está dentro da faixa de tensão de saída projetada, que varia de 60 V a 120 V. Este resultado valida que o estágio Flyback é capaz de fornecer a tensão necessária para a carga LED.
- Corrente de Saída (I_{out}): O resultado da medição de 1.074 A DC é extremamente próximo ao limite superior da corrente de saída estipulada no redimensionamento, que foi de 1.05 A.

A proximidade do valor de corrente medido (1.074 A) com o valor máximo calculado (1.05 A) confirma o sucesso do redimensionamento do conversor Flyback. Esse ajuste foi crucial, pois o projeto original com o CI GaN VIPERGAN100 precisou ser adaptado para o controlador FAN6080H e um MOSFET externo. O redimensionamento do transformador e dos componentes periféricos garantiu que, apesar da mudança de componentes, o conversor Flyback continuasse operando no modo Quase-Ressonante (QR) e entregasse a potência requerida para acionar o módulo de LEDs com o nível de corrente esperado.

O protótipo também foi submetido a um analisador de potência para verificar a taxa de distorção harmônica do conversor, pois segundo (ARAUJO, 2019), a EMI também é causada, em parte, pela alta THD gerada por dispositivos não lineares.

A figura 20 apresenta as aferições feitas com o analisador de potência, modelo UI2058F da fabricante Volnic.

Figura 20 – Medições com analisador de energia



Fonte: Autor, 2025.

É possível verificar que o conversor alcançou uma eficiência de 85.6%, um resultado notável para um protótipo em nível de bancada, confirmando a viabilidade da topologia empregada.

Entretanto, o fator de potência medido foi de 0.695, e a Distorção Harmônica Total da corrente de entrada (I_{THD}) atingiu 100.32%. Estes valores, embora não impeçam o funcionamento do driver, indicam uma não conformidade com normas, e são uma consequência direta da forma de onda da corrente de entrada, que se mostrou altamente não senoidal, portanto é possível esperar que o conversor desenvolvido, não atenderia aos níveis de EMI solicitado pela CISPR15, caso fosse submetido a um ensaio nos equipamentos apropriados.

A causa para a elevada distorção harmônica e o baixo fator de potência precisa ser avaliada, também se faz necessário uma avaliação mais criteriosa no circuito PFC, que se demonstrou ineficiente para este projeto.

Diante do exposto, propõe-se como continuação desta pesquisa a revisão do circuito no estágio do PFC a otimização e a robustez da malha de controle do estágio PFC. Os próximos passos devem se concentrar em:

Análise e Ressintonia do Controlador: Realizar uma análise detalhada da malha de controle de corrente e de tensão do PFC. Ajustar os componentes da rede de compensação para garantir estabilidade e uma resposta rápida, forçando a corrente de entrada a seguir a referência senoidal.

5 CONCLUSÃO

O presente Trabalho de Conclusão de Curso teve como objetivo central o projeto, a montagem e a validação de um protótipo de driver de LED de alta potência. A metodologia abrangeu desde o dimensionamento teórico dos estágios de potência, incluindo um conversor Boost para correção do fator de potência (PFC) na entrada e um conversor DC-DC para a alimentação da carga, até a implementação prática e a realização de testes experimentais para aferir o desempenho do sistema.

Os resultados obtidos confirmam que o projeto alcançou parte dos objetivos. O protótipo demonstrou sua capacidade de alimentar a carga de LEDs, com a corrente e tensão necessárias para a alimentação do módulo de LEDs.

Contudo, a análise dos parâmetros de qualidade de energia na interface com a rede elétrica revelou que o estágio de correção de fator de potência não atingiu o desempenho esperado. O fator de potência de 0.695 e, principalmente, a distorção harmônica total de corrente (I_{THD}) de 100.32%, indicam que a malha de controle do conversor Boost não foi eficaz em forçar a corrente de entrada a seguir o perfil senoidal da tensão. Este resultado não invalida a escolha da topologia, mas evidencia a complexidade de projetos otimizados em conversores de potência chaveados, um desafio significativo em projetos de pesquisa e desenvolvimento.

Conclui-se, portanto, que o trabalho cumpriu seu propósito ao entregar um protótipo funcional que serve como uma excelente plataforma de desenvolvimento e validação.

Como proposta para a continuação desta linha de pesquisa, sugere-se um estudo aprofundado na otimização da malha de controle do estágio PFC, focando na ressonância dos seus componentes, na análise de possíveis saturações no indutor e na otimização do *layout* da placa para mitigação de ruído.

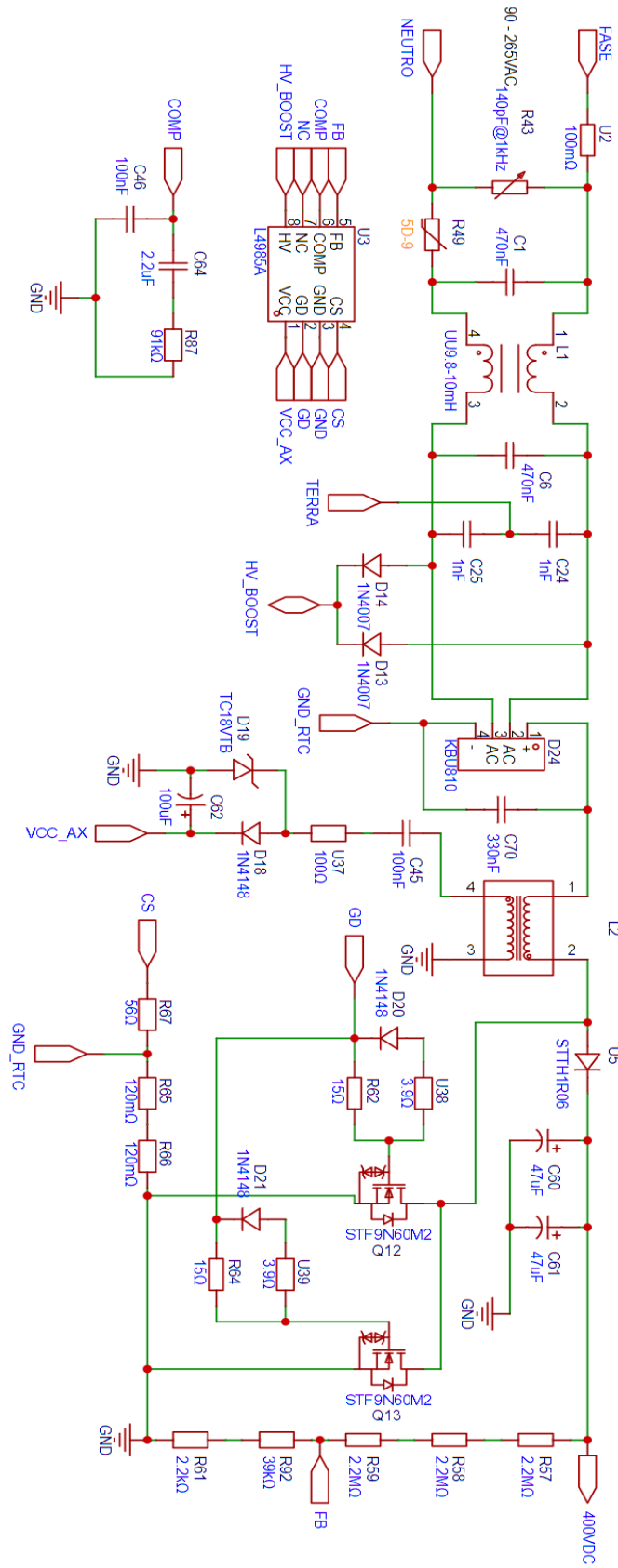
REFERÊNCIAS

- ARAUJO, Julia Fernandes. **Avaliação da Influência das Interferências Eletromagnéticas (EMI) Produzidas por Lâmpadas LED: Uma Análise Multicritério**. 2019. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações) – Universidade Federal Fluminense, Niterói, RJ, 2019.
- AMADO, J. R. C.; ALI K. S. A.; COSTA, M. A. D.; DUARTE, R. R.; GRASSI, G.; LOBO, H. **Técnicas de Redução da Indutância de Dispersão em Indutores Acoplados Utilizados em Conversores Flyback Quase Ressonantes como Drivers de LEDs**. Santa Maria, RS: Universidade Federal de Santa Maria, 2024.
- BONA, D. D.; GARCIA, L. F.; FÜLLGRAF, R.P. **Projeto de fonte chaveada com conversor Flyback**. Florianópolis: Instituto Federal de Santa Catarina, 2010.
- BORCHARDT, Mauricio. **Conversor Buck-Boost Bridgeless Quase-Ressonante com Elevado Fator de Potência**. 2022. 142 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Joinville, 2022. Orientador: Yales Rômulo de Novaes.
- GRASSI, Giulia Kaufmann. **Projeto e desenvolvimento de um conversor Flyback quase-ressonante com transistor GaN para controle de potência de um driver de LED**. 2024. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, 2024. Orientador: Renan Rodrigo Duarte.
- ON SEMICONDUCTOR. **FAN6080HMX-D: Offline Quasi-Resonant PWM Controller**. 2020. Acesso em: 24 nov. 2025.
- OSRAM. **GW P9LR35.PM_EN**. 2022. Acesso em: 19 jun. 2025.
- PEDRONI, Rafael. **Técnicas de Mitigação de Interferência Eletromagnética em Equipamentos de Iluminação a LED**. 2017. 117 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, 2017. Orientador: Marco Antônio Dalla Costa.
- RIBEIRO, Bhrunna Tacauana. **ESTUDO DE EFICIÊNCIA ENERGÉTICA EM ILUMINAÇÃO PÚBLICA COM TECNOLOGIA LED DIMERIZÁVEL INTEGRADO A SISTEMA DE TELEGESTÃO**. 2024. 109 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Aplicada e Sustentabilidade) – Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia Goiano, Campus Rio Verde, Rio Verde, GO, 2024. Orientador: João Areis Ferreira Barbosa Júnior; Co-orientador: Geraldo Andrade De Oliveira.
- ST MICROELECTRONICS. **VIPERGAN100: Offline high-voltage converter with 800 V avalanche-rugged power GaN HEMT**. Genebra, Suíça: ST Microelectronics, 2023. Disponível em: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/vipergan100.pdf>. Acesso em: 14 mai. 2025.

ST MICROELECTRONICS. L4985: High-performance transition-mode PFC controller. Genebra, Suíça: ST Microelectronics, 2021. Disponível em: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/l4985.pdf>. Acesso em: 19 jun. 2025.

ZISSIS, G.; BERTOLDI, P.; SERRENHO, T. **Update on the Status of LED-Lighting world market since 2018.** Luxembourg: Publications Office of the European Union, 2021. Relatório técnico JRC122760. ISBN 978-92-76-27244-1. DOI: 10.2760/759859. Disponível em: <https://ec.europa.eu/jrc>. Acesso em: 10 jun. 2025.

APÊNDICE A – Esquema elétrico completo do circuito PFC



APÊNDICE B – Esquema elétrico completo do circuito FLYBACK com ViperGaN100

