

PROJETO, DESENVOLVIMENTO, MONTAGEM E COMPARATIVO DE EFICIÊNCIA DE CONVERSORES BUCK SÍNCRONO E ASSÍNCRONO OPERANDO EM MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

Moisés Ferreira Fanarof¹
José Flávio Dums, Dr.

Resumo

Este artigo apresenta o projeto, desenvolvimento, montagem e comparativo de eficiência entre conversores *Buck* síncrono e assíncrono operando em modo de condução descontínua. O funcionamento das duas topologias é abordado, e o projeto de um protótipo que permite a operação nos dois modos é apresentado, com os cálculos, dimensionamento, especificação de componentes e simulações computacionais para operação com 300 V_{CC} de entrada e saída de 24 V / 2 A. São realizados testes funcionais, medições de esforços nos componentes, análise térmica e comparativo de eficiência com as duas topologias, mostrando que o conversor síncrono proposto é mais eficiente que o assíncrono.

Palavras-Chave: Conversor; Buck; Eficiência; Síncrono.

PROJECT, DEVELOPMENT, ASSEMBLY AND EFFICIENCY COMPARATIVE BETWEEN SYNCHRONOUS AND ASYNCHRONOUS BUCK CONVERTERS OPERATING IN DISCONTINUOUS CONDUCTION MODE

Abstract

This article presents the design, development, assembly, and efficiency comparison between synchronous and asynchronous Buck converters operating in discontinuous conduction mode. The operation of both topologies is discussed, and the design of a prototype that allows operation in both modes is presented, including the calculations, dimensioning, component specification, and computational simulations for operation with 300 V_{DC} input and 24 V / 2 A output. Functional tests, component stress measurements, thermal analysis and an efficiency comparison with both topologies are performed, showing that the proposed synchronous converter is more efficient than the asynchronous one.

Keywords: Converter; Buck; Efficiency; Synchronous.

1 INTRODUÇÃO

Em virtude do aumento populacional e avanço tecnológico, a demanda global por energia elétrica cresce rapidamente. Dados da Agência Internacional de Energia mostram que o consumo mundial de eletricidade cresceu 2,2% em 2023, com

¹ Moisés Ferreira Fanarof, acadêmico do curso de Engenharia Elétrica do Instituto Federal de Santa Catarina, mfanarof@yahoo.com.br.

expectativa de crescimento médio de 3,4% ao ano até 2026, em um cenário no qual *data centers* e IA (inteligência artificial) representarão até 4% da demanda global (INTERNATIONAL ENERGY AGENCY, 2024). O atendimento desta demanda com a construção de novas usinas se depara com dificuldades como altos custos, longos prazos e impactos ambientais – uma usina nuclear por fissão pode levar de 10 a 15 anos para ser construída. A fusão nuclear, considerada o "Santo Graal" da energia limpa, ainda está em fase experimental — o reator ITER, na França, só deve entrar em operação plena por volta de 2036 (ITER ORGANIZATION, 2025).

Dados como estes mostram que, para que seja possível atender a uma crescente demanda, mas sem aumento da oferta, a solução é a busca por eficiência energética, tema em que a Eletrônica de Potência se mostra altamente relevante.

Nesta área, conversores CC-CC (corrente contínua – corrente contínua) têm grande importância, estando presentes em vários equipamentos, tanto domésticos quanto industriais. Considerando que as redes de alimentação operam em valores da ordem de centenas de volts e que muitos equipamentos operam internamente com tensões da ordem de poucos volts, conversores abaixadores são fundamentais, dentre os quais o *Buck* se destaca.

Este trabalho mostra o desenvolvimento, montagem e teste de um conversor *Buck* síncrono como alternativa à topologia tradicional, além de um comparativo de eficiência entre as topologias. O conversor é projetado para operação em modo de condução descontinua, com saída de 24 V / 2 A, em malha aberta.

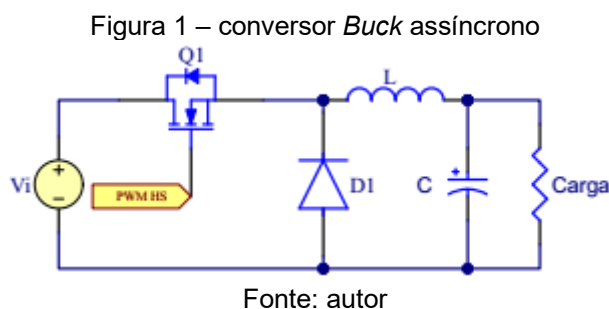
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 Conversor *Buck* Assíncrono

O conversor CC-CC *Buck* assíncrono, também conhecido como conversor abaixador, é assim chamado pois fornece uma tensão de saída mais baixa que a de entrada. Após sua criação na década de 1950, com os primeiros estudos sobre comutação, passou a ser amplamente utilizado à medida que semicondutores de potência foram evoluindo, sendo comum em fontes de alimentação, carregadores de bateria, sistemas automotivos e fontes chaveadas industriais.

As principais vantagens deste conversor estão na simplicidade de projeto e na capacidade de operação em alta frequência, permitindo a redução dos componentes passivos.

A Figura 1 mostra a topologia do conversor *Buck* assíncrono.



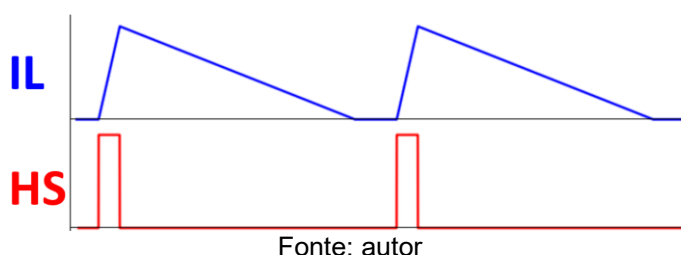
O circuito opera em duas etapas:

- 1ª. O interruptor Q1, denominado *high side*, está fechado, e a energia flui da fonte

Vi para a carga, enquanto o indutor L armazena energia devido à circulação de corrente;

2ª. O interruptor Q1 está aberto, e a corrente do indutor L circula pelo diodo de roda livre D1, enquanto o capacitor C é grande o suficiente para manter a tensão aplicada na carga. Caso o interruptor Q1 volte a fechar enquanto ainda há circulação de corrente pelo diodo D1 e pelo indutor L, diz-se que o conversor opera em modo de condução contínua. Caso a corrente se extinga antes de Q1 ser novamente fechado, o conversor está em modo de condução descontínua. A Figura 2 mostra as formas de onda da corrente no indutor e da tensão de *gate* do interruptor *high side*.

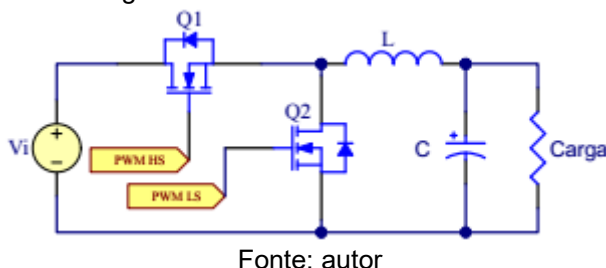
Figura 2 – corrente no indutor e tensão de *gate* no interruptor *high side*



2.2 Conversor *Buck* Síncrono

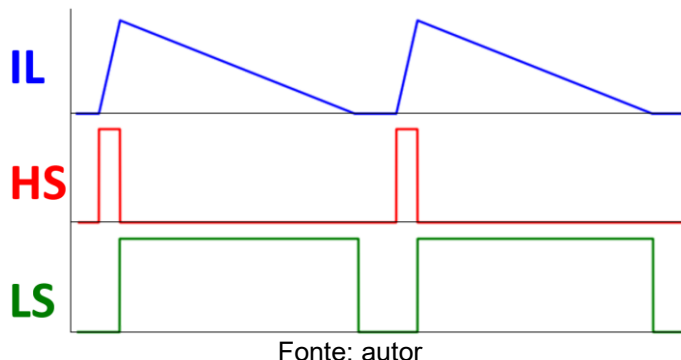
A Figura 3 mostra a topologia do conversor *Buck* síncrono.

Figura 3 – conversor *Buck* síncrono



A diferença em relação ao conversor *Buck* assíncrono é a substituição do diodo D1 pelo MOSFET Q2, denominado *low side*, que entra em condução durante a etapa de roda livre. Desta forma, a corrente circula pelo canal do MOSFET em vez do diodo, e ao selecionar um componente com baixo $R_{ds(on)}$ (*Resistance Drain-Source (on)*, sigla em inglês que representa a resistência entre os terminais dreno e fonte quando o MOSFET conduz), reduzem-se as perdas por condução, aumentando a eficiência do circuito. Caso o conversor opere em modo de condução descontínua, é necessário desativar o MOSFET Q2 quando a corrente no indutor se extingue, para que não haja circulação de corrente negativa decorrente da descarga do capacitor C. A Figura 4 mostra as formas de onda para este conversor, sendo a principal diferença o sinal de *gate* para o interruptor *low side*.

Figura 4 – corrente no indutor e tensões de *gate* nos interruptores *high side* e *low side*



O projeto do conversor apresentado neste artigo é mostrado no item 3.2, e o dimensionamento dos componentes é descrito no item 3.3.

3 DESENVOLVIMENTO

3.1 Contexto e Conceitos do Projeto

Em geral, circuitos eletrônicos precisam de baixas tensões contínuas para que funcionem adequadamente, sendo comuns valores da ordem de poucos volts (são comuns 5 V ou 3,3 V para circuitos lógicos; 12 V, 15 V e 24 V para circuitos de controle e acionamentos). Para evitar o uso de transformadores – grandes, pesados e caros –, é comum o uso de fontes chaveadas, sendo a topologia *Buck* uma das mais comuns para conversores abaixadores.

Como todo conversor CC-CC real, o *Buck* apresenta perdas em seus componentes, causando diminuição de sua eficiência. Visando à otimização da eficiência do conversor, uma possibilidade é a substituição do diodo de roda livre por um interruptor semicondutor – um MOSFET, por exemplo. Com esta troca, durante a etapa de roda livre, em vez de circulação de corrente apenas pelo diodo, haverá circulação também pelo canal do MOSFET, levando a uma queda da resistência equivalente e, portanto, a uma diminuição das perdas por condução.

Para verificar e quantificar a redução das perdas e, portanto, o aumento da eficiência do conversor, este trabalho apresenta um conversor *Buck* síncrono, montado em uma placa de circuito impresso que permite também a operação em modo assíncrono, possibilitando assim o comparativo da eficiência do conversor ao operar em ambos os modos.

O circuito é projetado para operar com tensão contínua de entrada de 300 V ($300 V_{CC}$), valor determinado considerando um retificador de onda completa com filtro capacitivo conectado a uma rede com tensão alternada de 220 V ($220 V_{CA}$) e tensão de *ripple* inferior a 10%, operando em malha aberta em modo de condução descontinua, com tensão de saída contínua de 24 V e corrente de 2 A.

3.2 Projeto do Conversor

Como o objetivo deste trabalho é comparar a eficiência entre as topologias, a frequência de chaveamento deve ser a mesma para ambos os conversores. Para



evitar problemas relacionados a interferência eletromagnética decorrentes de chaveamento em alta frequência, optou-se por operar o conversor em 20 kHz.

Considerando a especificação adotada para este projeto, a corrente média no indutor IL_{med} é de 2 A. Para operação em condução descontínua, a variação da corrente no indutor, ΔI_L deve ser superior ao dobro da corrente IL_{med} . Neste projeto, o valor de 4,5 A será adotado. A partir destes dados, é possível projetar os componentes do conversor utilizando a metodologia descrita em BARBI (2011).

Inicialmente, calcula-se a razão cíclica D de acordo com a equação (1):

$$D = \frac{2 \cdot IL_{med} \cdot V_o}{V_i \cdot \Delta I_L} \rightarrow D = \frac{2 \cdot 2 \cdot 24}{300 \cdot 4,5} \rightarrow D = 7,1\% \quad (1)$$

Em que:

- D : razão cíclica;
- IL_{med} : corrente média na carga;
- V_o : tensão de saída;
- V_i : tensão de entrada;
- ΔI_L : ondulação de corrente no indutor.

O indutor é calculado pela equação (2):

$$L = \frac{(V_i - V_o) \cdot D}{\Delta I_L \cdot f_s} \rightarrow L = \frac{(300 - 24) \cdot 0,071}{4,5 \cdot 20 \cdot 10^3} \rightarrow L = 217,7 \mu H \quad (2)$$

Em que:

- D : razão cíclica;
- V_o : tensão de saída;
- V_i : tensão de entrada;
- ΔI_L : ondulação de corrente no indutor;
- f_s : frequência de chaveamento.

A corrente que circula pelo capacitor é a componente alternada da corrente no indutor. Com isto, e especificando uma variação máxima ΔV_c de 1% da tensão de saída, calcula-se a capacitância necessária com a equação (3):

$$C = \frac{(t_a + t_b) \cdot (\Delta I_L - IL_{med})}{2 \cdot \Delta V_c} \quad (3)$$

Em que:

$$t_a = \frac{D}{f_s} - \frac{IL_{med} \cdot L}{V_i - V_o} \quad (4)$$

$$t_b = \frac{(V_i \cdot D \cdot T - L \cdot IL_{med})}{V_o} - \frac{D}{f_s} \quad (5)$$

Substituindo os valores de projeto em (3), (4) e (5), a capacitância necessária é obtida

a partir das equações (6), (7) e (8):

$$t_a = \frac{0,071}{20 \cdot 10^3} - \frac{2.218 \cdot 10^{-6}}{300 - 24} \rightarrow t_a = 1,97 \mu s \quad (6)$$

$$t_b = \frac{(300 \cdot 0,071 \cdot 5 \cdot 10^{-5} - 218 \cdot 10^{-6} \cdot 2)}{24} - \frac{0,071}{20 \cdot 10^3} \rightarrow t_b = 22,66 \mu s \quad (7)$$

$$C = \frac{(1,97 + 22,66) \cdot 10^{-6} \cdot (4,5 - 2)}{2.001,24} \rightarrow C = 128,28 \mu F \quad (8)$$

3.3 Dimensionamento dos Componentes

A partir dos valores calculados no item 3.2, dimensionam-se os componentes a serem utilizados na montagem do conversor.

O indutor L deve suportar tanto a corrente média quanto a corrente máxima. Portanto, partiu-se de um indutor comercial de 1 mH, com capacidade de condução de corrente superior a 10 A, do qual foram retiradas espiras até obter-se uma indutância de 213,69 μ H, e resistência de enrolamento de 97,5 m Ω . Indutância e resistência de enrolamento foram medidas com uma ponte LCR (dispositivo capaz de medir indutância L, capacitância C e resistência R) Agilent E4980A.

O capacitor C deve suportar a tensão de saída. Um capacitor de 150 μ F / 35 V seria suficiente, mas, por questões de disponibilidade, foi utilizado um capacitor de 220 μ F / 50 V Epcos B41821. Medições com a ponte LCR indicaram capacitância real de 174,64 μ F, com RSE (resistência série equivalente) de 156,0 m Ω a 20 kHz.

O diodo D1 deve suportar a corrente média da carga, além de uma tensão reversa maior que a tensão de entrada V_i . Ainda, por conta da frequência de chaveamento, o diodo D1 deve ser do tipo ultrarrápido. A partir destes requisitos, foi selecionado o diodo SDURF10H60, que suporta 600 V de tensão reversa e 10 A de corrente média a 105°C.

O MOSFET Q1 deve suportar tanto a corrente média quanto a corrente máxima da carga, além de uma tensão de dreno-fonte superior a V_i . Para padronizar as chaves utilizadas no projeto, é possível especificar Q2 de modo que atenda aos requisitos de Q1, enquanto seu diodo intrínseco atenda também aos requisitos de D1. Portanto, para Q1 e Q2 foi selecionado o MOSFET IRF840, que suporta 500 V entre dreno e fonte, 5,1 A a 100°C e apresenta $R_{ds(on)}$ de 0,85 Ω .

A partir dos componentes reais, é possível simular o comportamento esperado do circuito em modo assíncrono com o diodo D1, em modo assíncrono com o diodo intrínseco de Q2 e em modo síncrono. Para isto, o software PSIM 2025 foi utilizado, considerando as seguintes características:

- MOSFETs: $R_{ds(on)}$, capacitâncias de saída (C_{OSS}), de entrada (C_{ISS}), e de transferência reversa (C_{RSS}), tensão direta e resistência interna do diodo intrínseco;
- Diodos: tensão direta e resistência interna;
- Capacitor: capacitância e RSE a 20 kHz;
- Indutor: indutância e resistência a 20 kHz;
- Carga: resistor de 11,7 Ω ;

- Passo de cálculo (*time step*) para simulação: 10 ns.
- A Tabela 1 mostra os valores obtidos via simulações:

Tabela 1 – simulações com componentes reais

Modo	Vi [V]	Ii [A]	Vo [V]	Io [V]	Pi [W]	Po [W]	Eficiência [%]
Assíncrono D1	300	0,164	22,856	1,954	49,200	44,661	90,774
Assíncrono Q2	300	0,166	23,265	1,988	49,800	46,251	92,874
Síncrono	300	0,163	23,118	1,976	48,900	45,681	93,417

Fonte: autor

Em que:

- Vi: tensão de entrada;
- Ii: corrente de entrada;
- Vo: tensão de saída;
- Io: corrente de saída;
- Pi: potência de entrada;
- Po: potência de saída.

O cálculo das perdas nos semicondutores está fora do escopo deste trabalho. Por conta disso, e por questões de disponibilidade, para os MOSFETs Q1 e Q2 e para o diodo D1 foi utilizado um dissipador HS-3818 de 50 mm, cuja resistência térmica é de 9,40°C/W. Com este dado, é possível calcular a máxima potência dissipada permitida para cada componente. Tomando o diodo SDURF10H60 como exemplo, por apresentar a menor temperatura de junção máxima, e segundo PETRY (2011), a máxima potência dissipada neste componente pode ser calculada com a equação (9):

$$P = \frac{T_J - T_A}{R_{JC} + R_{CD} + R_{DA}} \quad (9)$$

Em que:

- P: potência dissipada;
- T_J: temperatura máxima de junção;
- T_A: temperatura ambiente, considerada como 25°C;
- R_{JC}: resistência térmica entre junção e invólucro;
- R_{CD}: resistência térmica entre invólucro e dissipador, considerada como 1,5°C/W para encapsulamento TO-220;
- R_{DA}: resistência térmica entre dissipador e ambiente.

Considerando os dados do *datasheet* do diodo e do catálogo do fabricante dos dissipadores, a máxima potência dissipada é calculada na equação (10):

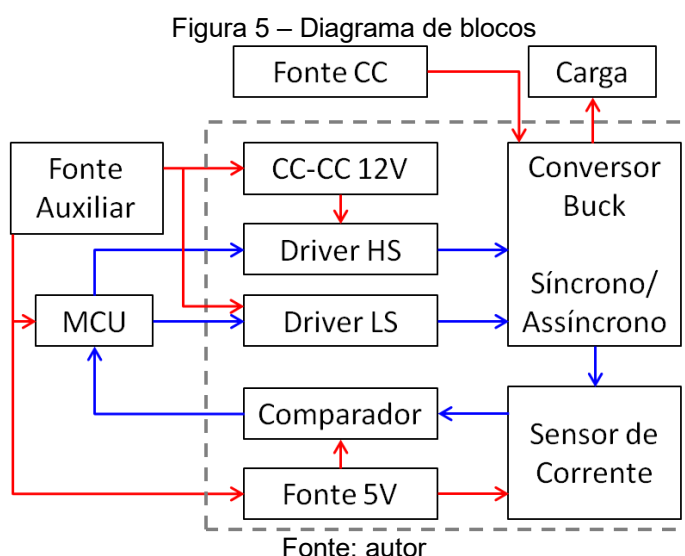
$$P = \frac{125 - 25}{6 + 1,5 + 9,40} \rightarrow P = 5,92W \quad (10)$$

Os dissipadores foram fixados aos componentes com torque de 1,1 Nm.

3.4 Diagrama de Blocos e Modos de Operação

Nos tópicos anteriores, projeto e dimensionamento foram apresentados. No

entanto, para que o conversor possa operar, alguns circuitos adicionais são necessários. A Figura 5 mostra o diagrama de blocos, com as linhas vermelhas representando sinais de alimentação/potência e azuis representando sinais de comando. A área delimitada pelo retângulo tracejado em cinza mostra os circuitos projetados para o conversor proposto, a serem detalhados no item 3.5.



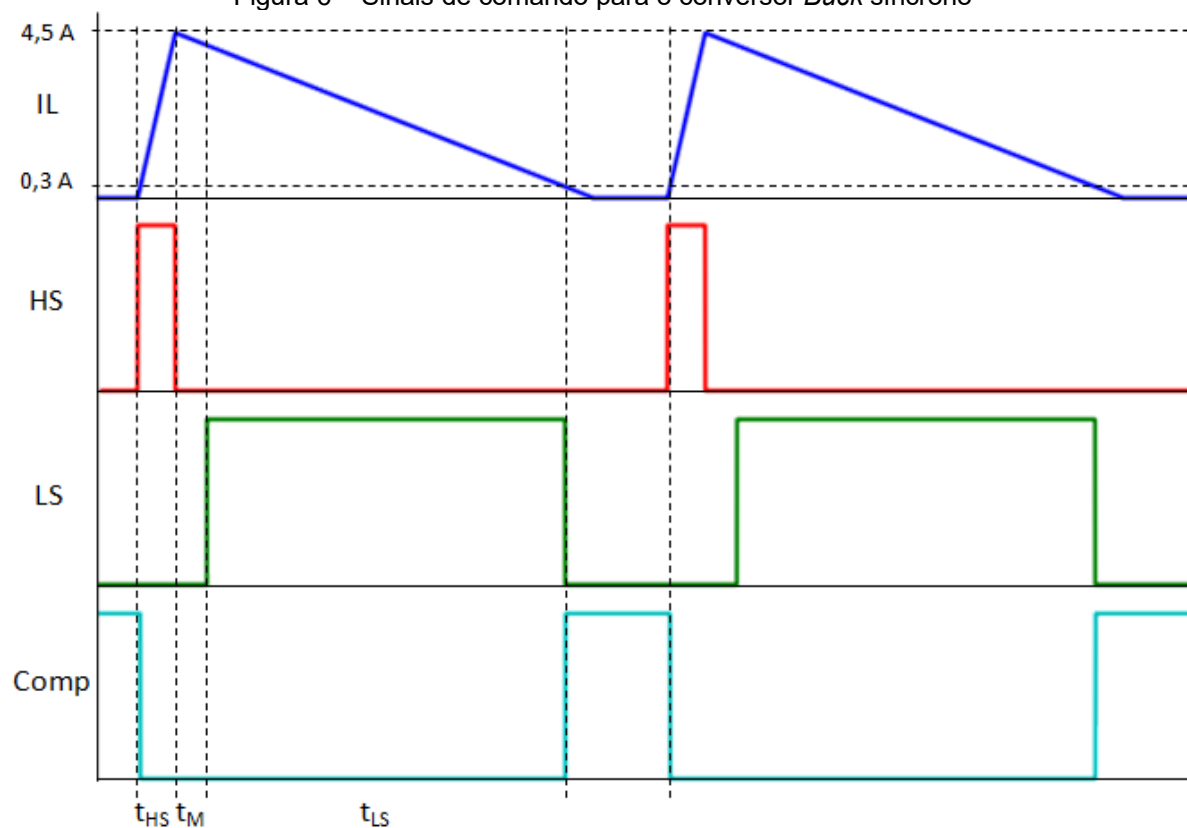
3.4.1 Modo Síncrono

O funcionamento do circuito em modo síncrono é descrito a seguir:

- Uma fonte auxiliar fornece 12 V para o microcontrolador (Arduino Uno ATmega328p) e para o *driver* do MOSFET *low side*;
- Um conversor CC-CC isolado de 12 V é utilizado para alimentar o *driver* do MOSFET *high side*;
- O microcontrolador (MCU) gera um sinal de PWM (modulação por largura de pulso, do inglês *Pulse Width Modulation*) para o MOSFET *high side* com a razão cíclica especificada no projeto (7,1%), e um sinal de PWM complementar para o MOSFET *low side*;
- Para que não haja risco de curto de braço, um tempo morto de 3 μ s é implementado entre as comutações dos MOSFETs;
- Em virtude da operação em modo de condução descontínua, é necessário que o MOSFET *low side* seja desligado quando a corrente no indutor se extingue. Para que isso aconteça, utiliza-se um sensor de corrente com resistor *shunt*, cuja saída está conectada a um comparador, ambos alimentados por 5 V. Quando a corrente se extingue, o sinal de saída do comparador comuta de nível baixo para nível alto, informando ao microcontrolador que o MOSFET *low side* deve ser desativado até o fim do período do PWM. Neste projeto, no entanto, foi adotado o valor de 300 mA para desligamento da chave *low side*. Tal escolha deve-se a garantir tempo para que o microcontrolador envie o sinal de comando para a chave *low side* antes que a corrente se torne negativa. A Figura 6 mostra o comportamento dos sinais de comando dos MOSFETs de acordo com a corrente no indutor e a saída do comparador.



Figura 6 – Sinais de comando para o conversor *Buck* síncrono



Fonte: autor

Em que:

- I_L : corrente no indutor;
- HS: tensão de *gate* no MOSFET *high side*;
- LS: tensão de *gate* no MOSFET *low side*;
- Comp: sinal de saída do comparador;
- t_{HS} : intervalo em que o MOSFET *high side* é acionado ($1,42 \mu s$);
- t_M : tempo morto entre comutações dos MOSFETs ($3 \mu s$);
- t_{LS} : intervalo em que o MOSFET *low side* é acionado;

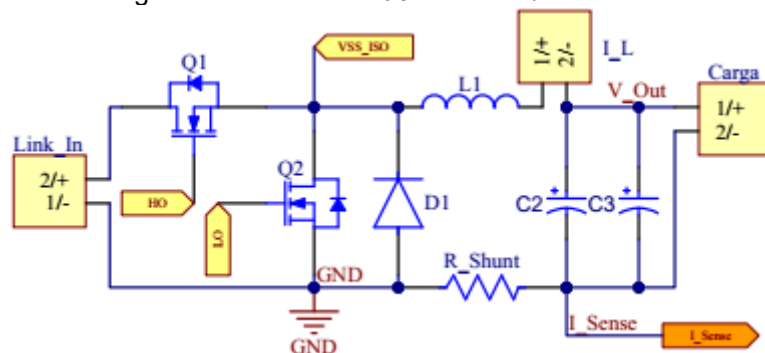
3.4.2 Modo Assíncrono

O funcionamento em modo assíncrono assemelha-se ao modo síncrono, exceto pelo sinal e *driver* para o MOSFET *low side*, tempo morto e sensor e comparador de corrente, que não são necessários nessa topologia.

3.5 Projeto e Montagem

Para otimizar a montagem e manter o máximo possível de componentes em comum entre os conversores síncrono e assíncrono, uma única placa de circuito impresso foi projetada, permitindo a operação nos dois modos. A Figura 7 mostra o esquemático do conversor *Buck* síncrono/assíncrono:

Figura 7 – conversor *Buck* síncrono/assíncrono

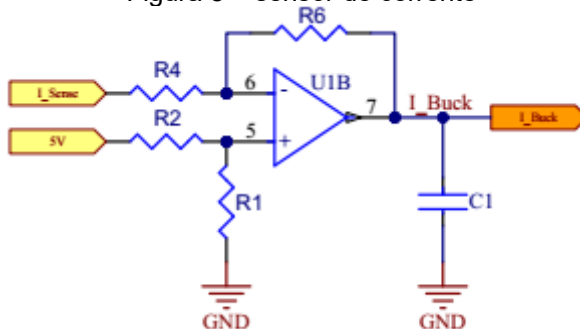


Fonte: autor

Para operar em modo assíncrono, utiliza-se o diodo D1, e o MOSFET Q2 não é montado. Para operação síncrona, o MOSFET Q2 é montado em vez do diodo D1. O esquemático prevê o uso de dois capacitores de saída, porém apenas um foi montado no protótipo.

A Figura 8 mostra o sensor projetado para medição da corrente no indutor. O circuito consiste em um amplificador inversor, amplificando a diferença entre o *offset* dado pelo divisor resistivo formado por R1 e R2 e a tensão lida no resistor *shunt* R_shunt.

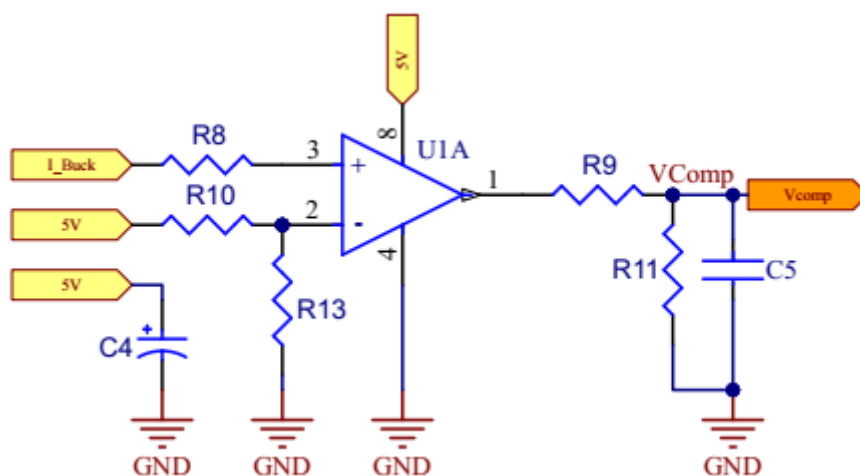
Figura 8 – sensor de corrente



Fonte: autor

A Figura 9 mostra o comparador projetado para informar ao microcontrolador o momento em que o MOSFET *low side* deve ser desativado. Para isto, a tensão de referência no pino inversor do amplificador operacional é ajustada para equivaler a uma corrente de 300 mA no indutor. Dada a configuração inversora do sensor de corrente, quando esta for inferior a 300 mA, o sinal que chegará ao pino não-inversor do comparador será superior à referência, e a saída do amplificador operacional comutará de nível baixo para nível alto. O capacitor C4 é adicionado para redução de ruídos na alimentação do circuito, assim como o filtro passa baixas formado por R9 e C5 na saída do amplificador operacional.

Figura 9 – comparador

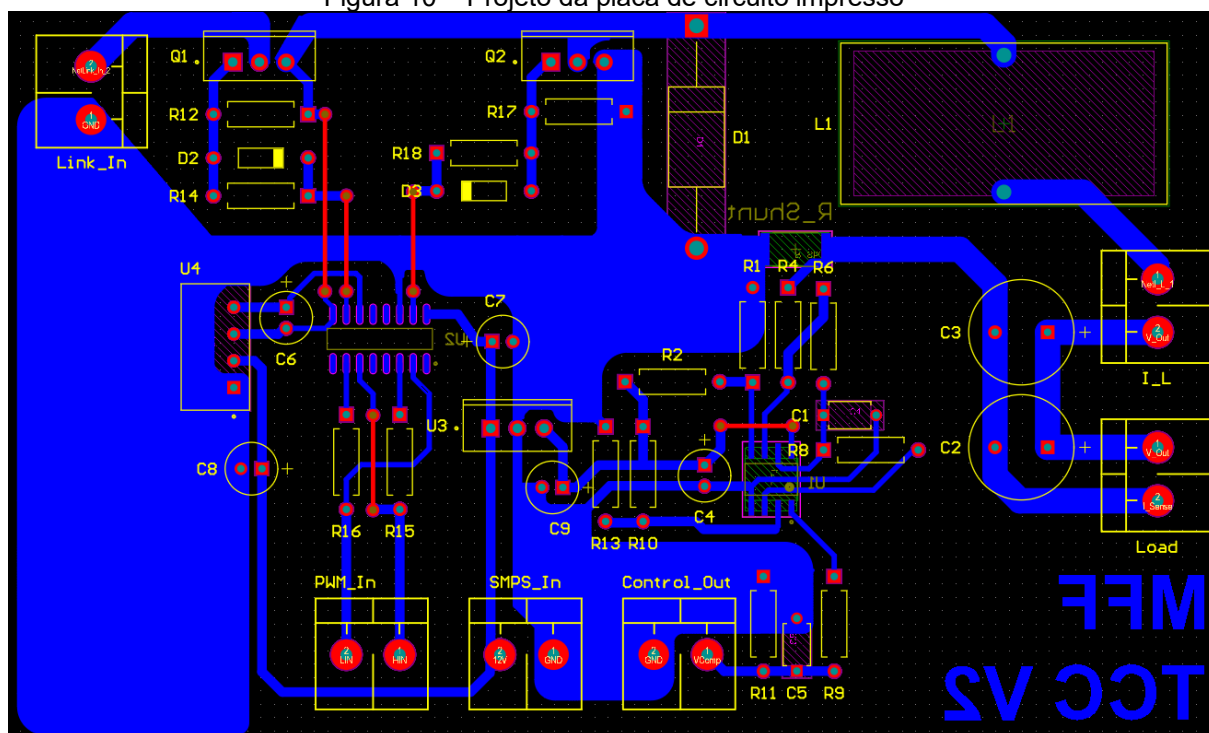


Fonte: autor

O circuito completo, contemplando também *drivers* e fontes, é mostrado no Apêndice A.

A Figura 10 mostra o projeto da placa de circuito impresso.

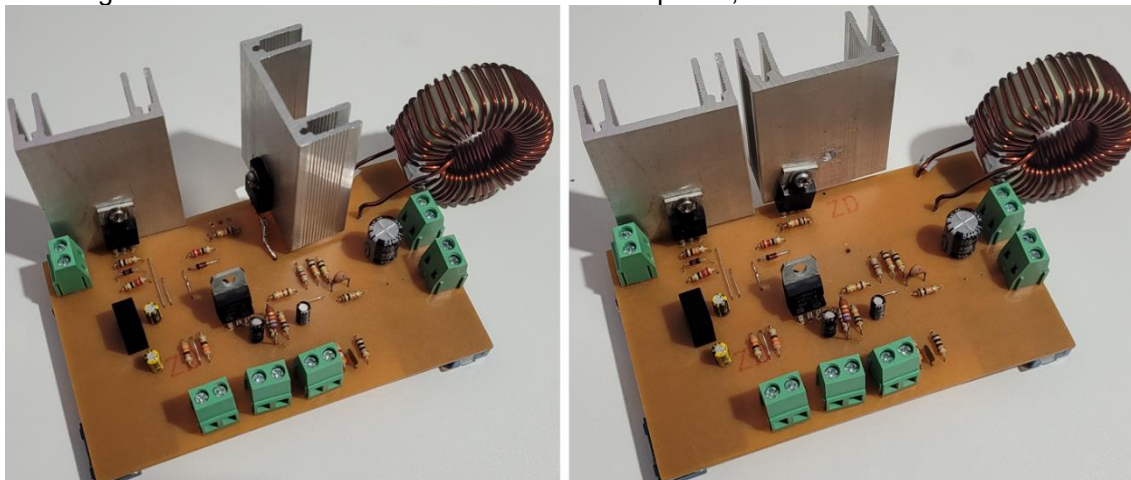
Figura 10 – Projeto da placa de circuito impresso



Fonte: autor

A Figura 11 mostra o conversor montado em modo assíncrono à esquerda e em modo síncrono à direita.

Figura 11 – conversor em modo assíncrono à esquerda, em modo síncrono à direita



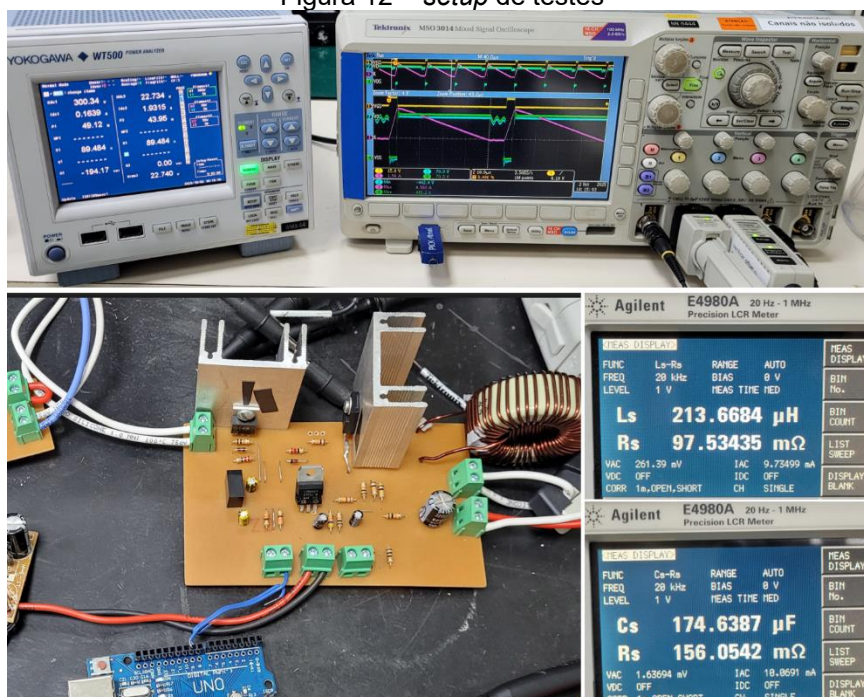
Fonte: autor

4 METODOLOGIA E RESULTADOS

4.1 Funcionamento do Conversor

Após a montagem do protótipo, o conversor foi testado nos modos assíncrono com diodo D1, assíncrono com diodo intrínseco de Q2 e síncrono. Os testes foram conduzidos em um laboratório com temperatura controlada de $(23 \pm 5) ^\circ\text{C}$ e umidade controlada de $(50 \pm 20) \%$. O monitoramento das condições do ambiente, realizado por um termo-higrômetro Novus LogBox, é fundamental para os experimentos, já que os componentes do conversor são afetados pela temperatura (DÍAZ, 2010). A Figura 12 mostra detalhes do *setup* utilizado durante os testes:

Figura 12 – *setup* de testes



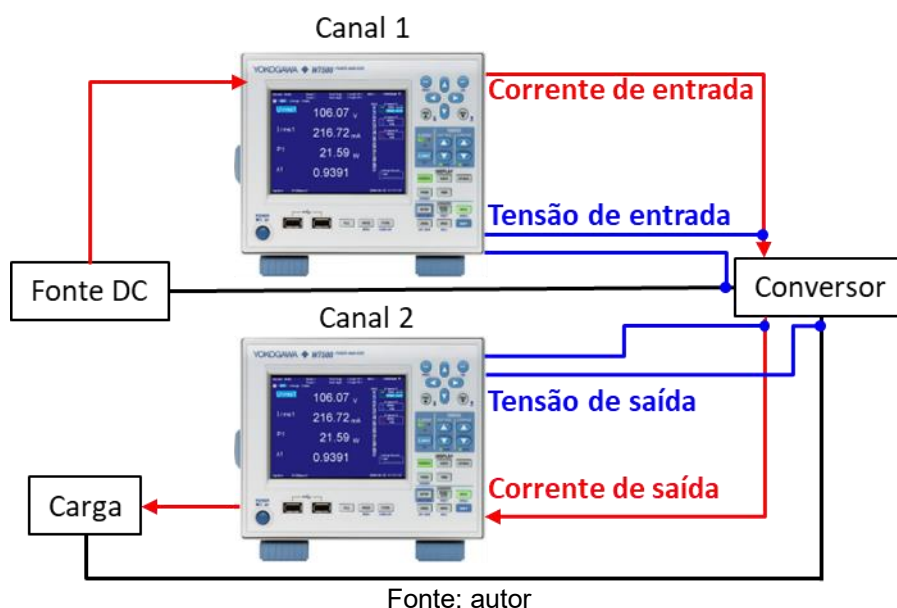
Fonte: autor

Para medições dos esforços nos componentes, análise térmica e comparativo de eficiência, as seguintes etapas foram executadas para que o conversor pudesse ser analisado:

- Conectar o conversor à carga e energizá-lo com tensão de entrada de 300 V_{CC}, conforme projeto;
- Monitorar as temperaturas do MOSFET Q1, capacitor C2, diodo D1 quando operando em modo assíncrono, MOSFET Q2 quando operando em modo síncrono ou modo assíncrono utilizando o diodo intrínseco do componente. Uma câmera termográfica Fluke Ti9 foi utilizada para estas medições;
- Aguardar a estabilização térmica destes componentes. As temperaturas são consideradas estáveis quando três medições sucessivas, espaçadas de dez minutos entre si, não diferem em mais de 1°C em cada componente.

As tensões e correntes de entrada e saída foram monitoradas com um medidor de potência Yokogawa WT500, utilizando a técnica de medição a quatro fios. A Figura 13 mostra o diagrama de conexões utilizado durante os testes.

Figura 13 – diagrama de conexões



De acordo com o projeto inicial, para 24 V e 2 A de saída, uma carga de 12 Ω é necessária. Durante os testes descritos neste artigo, foi utilizada uma resistência de 11,7 Ω , com capacidade de dissipação de potência de até 800 W, para evitar alterações significativas de temperatura e, conseqüentemente, de resistência.

4.2 Esforços nos Componentes

Para que o conversor opere de forma segura, sem risco de danos aos componentes, é necessário verificar tensão dreno-fonte dos MOSFETs e a tensão reversa no diodo D1 e no diodo intrínseco de Q2. Além disso, é importante verificar a corrente no indutor para verificar se o conversor está operando em modo de condução descontínua, como especificado. Para estas avaliações, o método descrito no item 4.1

foi considerado.

As medições foram realizadas com um osciloscópio Tektronix MSO3014, com taxa de aquisição de 2,5 GS/s (*gigasamples* por segundo). A corrente no indutor foi medida com uma ponteira Tektronix TCP0030, e as tensões com ponteiras Tektronix TPP0201 e P5205A.

Como exemplo, a Figura 14 mostra a aquisição realizada com o conversor operando em modo assíncrono com o diodo D1, na qual é possível observar:

- Canal 1, VGS: tensão porta-fonte do MOSFET Q1, com escala de 15,0 V/div (volts por divisão);
- Canal 2, VD: tensão sobre o diodo D1, com escala de 70,0 V/div;
- Canal 3, IL: corrente no indutor, com escala de 1,0 A/div (ampère por divisão);
- Canal 4, VDS: tensão dreno-fonte no MOSFET Q1, com escala de 70,0 V/div.

Figura 14 – aquisição de funcionamento em modo assíncrono com D1



Fonte: autor

A Tabela 2 mostra os resultados das medições para os MOSFETs Q1 e Q2 em modos síncrono e assíncrono.

Tabela 2 – medições nos MOSFETs Q1 e Q2

MOSFET	Modo	Tensão dreno-fonte máxima [V]	Tensão dreno-fonte medida [V]
Q1	Assíncrono D1	500	439,6
	Assíncrono Q2		420,0
	Síncrono		378,0
Q2	Síncrono		473,2

Fonte: autor

Em todas as medições, a tensão dreno-fonte para os MOSFETs está abaixo do limite especificado pelos fabricantes.

A Tabela 3 mostra os resultados das medições para os diodos D1 e intrínseco de Q2 em modo assíncrono.

Tabela 3 – medições nos diodos D1 e intrínseco de Q2

Diodo	Modo	Tensão reversa máxima [V]	Tensão reversa medida [V]
D1	Assíncrono D1	600	442,4
	Assíncrono Q2	500	428,4
Intrínseco de Q2	Síncrono Q2	500	473,2

Fonte: autor

Em todas as medições, a tensão reversa sobre os diodos está abaixo do limite especificado pelos fabricantes.

4.3 Análise Térmica

Com o método estabelecido no item 4.1, as temperaturas foram medidas nos três modos de operação. A Tabela 4 mostra os resultados. Como o indutor L1 suporta uma corrente superior ao dobro da especificada neste projeto, julgou-se desnecessário medir sua temperatura.

Tabela 4 – medições de temperatura

Modo de Operação	Componente	Temperatura Máxima Especificada [°C]	Temperatura Máxima Durante Operação [°C]
Síncrono	Q1	150,0	42,0
Síncrono	Q2	150,0	44,0
Síncrono	C1	85,0	45,0
Assíncrono com Q2	Q1	150,0	41,8
Assíncrono com Q2	Q2	150,0	45,7
Assíncrono com Q2	C1	85,0	46,0
Assíncrono com D1	Q1	150,0	42,0
Assíncrono com D1	D1	125,0	64,0
Assíncrono com D1	C1	85,0	45,0

Fonte: autor

A temperatura máxima especificada mostrada na Tabela 4 aplica-se à junção dos componentes, sendo que o limite para a temperatura medida no corpo é ligeiramente inferior. No entanto, como os componentes operam com grandes margens para os limites, do ponto de vista térmico, o conversor opera de forma segura. Importante ressaltar a diferença de temperatura entre o diodo D1 e o diodo intrínseco de Q2 durante a operação em modo assíncrono, a ser tratada no item 4.4.

4.4 Comparativo de Eficiência

Após a estabilização descrita no item 4.1, os consumos de entrada e da carga do conversor foram medidos utilizando a função de integração do medidor de potência Yokogawa WT500, com tempo de integração de 5 minutos.

A razão entre consumo da carga e consumo na entrada fornece a eficiência do conversor. A Tabela 5 mostra os resultados obtidos e as eficiências teóricas, obtidas por simulações computacionais:

Tabela 5 – medições de eficiência

Modo de operação	Tensão de saída [V]	Corrente de saída [A]	Consumo na entrada [Wh]	Consumo na carga [Wh]	Eficiência Medida [%]	Eficiência Teórica [%]
Assíncrono D1	22,719	1,934	4,095	3,665	89,499	90,774
Assíncrono Q2	22,833	1,941	4,051	3,697	91,261	92,874
Síncrono	22,984	1,957	4,060	3,748	92,316	93,417

Fonte: autor

É possível observar que os valores medidos estão abaixo dos teóricos. As simulações computacionais não levaram em conta a impedância das trilhas da placa de circuito impresso, capacitâncias parasitas entre trilhas e entre espiras do indutor L1, além das perdas no núcleo do indutor. Estes são fatores que podem afetar negativamente a eficiência do protótipo.

Ao comparar os resultados no modo assíncrono utilizando os diodos D1 e intrínseco de Q2, observa-se maior eficiência com este último. Ao verificar os *datasheets* de ambos os componentes, observa-se que este é um resultado esperado, pois, ao analisar as curvas de tensão direta por corrente direta, a partir das quais é possível calcular a resistência interna do componente, observa-se que, para as mesmas condições de operação, o diodo intrínseco de Q2 apresenta menor queda de tensão e menor resistência interna em relação a D1, o que resulta em perdas menores, assim como a menor temperatura de Q2 em relação a D1 mencionada no item 4.3.

Ao comparar os resultados entre modo assíncrono com o diodo intrínseco de Q2 e o modo síncrono, observa-se maior eficiência do conversor síncrono, como esperado. O ganho real, superior ao teórico, pode ter origem no valor de $R_{ds(on)}$ utilizado para a simulação, obtido do *datasheet* do componente. O documento especifica esta grandeza para tensão de *gate* de 10 V e corrente de dreno de 8 A. No conversor aqui apresentado, a tensão de *gate* é superior, o que causa aumento da quantidade de portadores no canal do MOSFET (BOYLESTAD, 2013) e, além disso, o componente opera com correntes inferiores a 8 A, dois fatores que contribuem para a redução de $R_{ds(on)}$ e, conseqüentemente, menos perdas. Por fim, o valor mostrado no *datasheet* é o máximo; na prática, o valor pode ser inferior.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O objetivo deste estudo foi o projeto, desenvolvimento, montagem e testes comparativos entre conversores *Buck* síncrono e assíncrono, quando operando em modo de condução descontínua.

Em ambos os modos de operação, os semicondutores operaram dentro de seus respectivos limites elétricos, indicando a adequação dos componentes utilizados.

A análise térmica revelou que capacitor eletrolítico, MOSFETs e diodos operam em temperaturas abaixo dos limites especificados pelos fabricantes, o que significa que os conversores podem operar em temperaturas ambiente superiores às deste estudo, fato relevante considerando que, em aplicações reais, os conversores possivelmente operariam próximos a outros circuitos e/ou no interior de invólucros, em ambos os casos levando a uma temperatura ambiente mais alta. MOSFETs e diodos operam bastante abaixo dos limites de temperatura, indicando superdimensionamento dos dissipadores.

Ao comparar a eficiência dos conversores, é possível observar que a troca do diodo D1 pelo intrínseco de Q2 trouxe ganho significativo na operação em modo assíncrono. Ainda assim, ao operar em modo síncrono, o conversor tornou-se mais eficiente, demonstrando a validade da topologia. Entretanto, há outros pontos relevantes a analisar.

Apesar de menos eficiente, o conversor *Buck* assíncrono destaca-se pela sua simplicidade, sem a necessidade do sensor de corrente, comparador, PWM complementar com tempo morto e *driver* duplo. É possível também avaliar o uso de diodos com menos perdas como, por exemplo, diodos SiC (*Silicon Carbide*).

O conversor *Buck* síncrono, por sua vez, além de mais eficiente, permite substituição da fonte isolada para acionamento do MOSFET *high side* por um *driver* meia-ponte com *bootstrap*, mais simples. Além disso, em virtude das perdas reduzidas, é possível avaliar o uso de dissipadores menores.

Por fim, é necessário mencionar a maior quantidade de componentes necessários para o conversor síncrono, com possível impacto no custo do conversor em uma aplicação real. Por conta disto, sugere-se um estudo de caso aplicado para análise econômica, a fim de verificar a viabilidade do conversor síncrono. Para este estudo, o autor sugere incluir também os pontos descritos a seguir:

- Controle de tensão de saída;
- Uso de componentes SMD (*Surface Mount Device*) para redução de elementos parasitas na placa de circuito impresso;
- Otimização de tempo morto entre comutações dos MOSFETs *high side* e *low side* no conversor síncrono;
- Cálculo de perdas e otimização de dissipadores;
- *Driver* para MOSFET *high side* com técnica de *bootstrap* para o conversor síncrono.

REFERÊNCIAS

BOYLESTAD, R. L.; NASHELSKY, L. **Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos**. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2013.

DÍAZ, N. M. **Capítulo 15 - Materiais semicondutores**. Foz do Iguaçu: UNIOESTE, [2010]. Disponível em: <http://www.foz.unioeste.br/~lamat/downmateriais/materiaiscap15.pdf>. Acesso em: 01/11/2025.

ERICKSON, R. W. MAKSIMOVIĆ, D. **Fundamentals of Power Electronics**. New York: Kluwer Academic Publishers, 2004.

HS DISSIPADORES. **Catálogo 2025-26**. [S.l.]: HS Dissipadores, 2025. 164 p. Revisão R - ago/2025. Disponível em: <https://www.hsdissipadores.com.br/catalogo.pdf>. Acesso em: 07/09/2025.

IEA (International Energy Agency). **Electricity 2024: Analysis and forecast to 2026**. Paris: IEA, c2024. Disponível em: <https://www.iea.org/reports/electricity-2024>. Acesso em: 01/06/2025.

ITER ORGANIZATION. In a Few Lines. [S.I.]: ITER Organization, c2025. Disponível em: <https://www.iter.org/few-lines>. Acesso em: 01/06/2025.

MARTINS, D. C.; BARBI, I. **Conversores CC Básicos Não Isolados**. Florianópolis: Ed. Dos Autores, 2011.

PETRY, Clóvis Antônio. Dimensionamento e Especificação de Semicondutores. Florianópolis: Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina (IFSC), Departamento Acadêmico de Eletrônica, 2011. 19 slides. Disponível em: https://professorpetry.com.br/Ensino/Repositorio/Docencia_CEFET/Eletronica_Potencia/2011_2/Apresentacao_Aula_04.pdf. Acesso em: 08/09/2025.

RASHID, M. H. **Eletrônica de Potência: Dispositivos, circuitos e aplicações**. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2014.

SMC DIODE SOLUTIONS. **SDURF10H60 ULTRAFast RECTIFIER**. Rev. B. [S.I.]: SMC Diode Solutions, [s.d.]. 5 p. Data Sheet N1711. Disponível em: <https://www.smc-diodes.com/propdf/SDURF10H60%20N1711%20REV.B.pdf>. Acesso em: 07/09/2025.

TDK. **Aluminum electrolytic capacitors: Single-ended capacitors Series/Type: B41821, B43821.** [S.I.]: EPCOS AG, c2015. 36 p. Disponível em: https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/20/30/db/aec_2013/B41821_B43821.pdf. Acesso em: 08/09/2025.

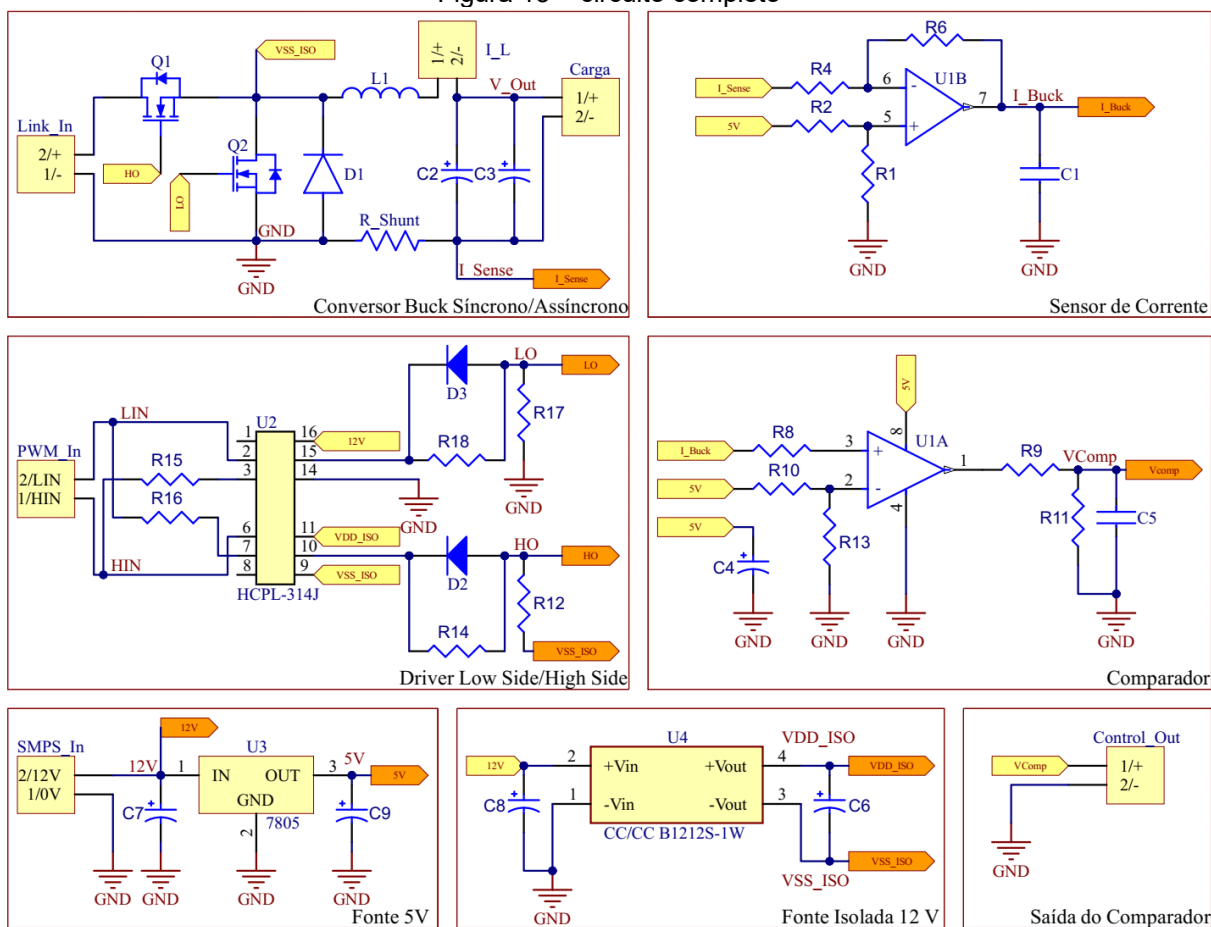
VISHAY. **IRF840 Power MOSFET**. [S.I.]: Vishay Siliconix, 2025. 7 p. Document Number: 91070, Rev. E. Disponível em: <https://www.vishay.com/docs/91070/91070.pdf>. Acesso em: 07/09/2025.

APÊNDICE A – CIRCUITO COMPLETO

A Figura 15 mostra o circuito completo, composto por:

- Conversor *Buck* Síncrono/Assíncrono: circuito que permite a operação do conversor nos dois modos, de acordo com a montagem do diodo D1 e do MOSFET Q2;
- *Driver Low Side/High Side*: circuito de acionamento dos MOSFETS, utilizando optoacoplador HCPL-314J para fornecer a referência isolada para acionamento do MOSFET *high side*;
- Sensor de Corrente: realiza a leitura da corrente no indutor;
- Comparador: indica o momento para que o MOSFET *low side* seja desativado quando o conversor opera em modo síncrono;
- Fonte 5 V: utiliza um regulador de tensão 7805 para alimentar o sensor de corrente e o comparador, de modo a compatibilizar a tensão de operação com a do Arduino Uno;
- Fonte Isolada 12 V: utiliza um conversor CC-CC B1212S-1W isolador para fornecer a tensão de acionamento do MOSFET *high side*;
- Saída do Comparador: conector de saída do comparador para o Arduino Uno.

Figura 15 – circuito completo



Fonte: autor



MOISÉS FERREIRA FANAROF

**PROJETO, DESENVOLVIMENTO, MONTAGEM E COMPARATIVO DE EFICIÊNCIA
DE CONVERSORES BUCK SÍNCRONO E ASSÍNCRONO OPERANDO EM MODO
DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA**

Este trabalho foi julgado adequado para obtenção do título em Bacharel em Engenharia Elétrica, pelo Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina, e aprovado na sua forma final pela comissão avaliadora abaixo indicada.

Joinville, 03 de dezembro de 2025.

Prof. José Flávio Dums, Dr.
Orientador

Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina

Prof. Janderson Duarte, Dr.

Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina

Prof. Rafael Gomes Faust, Me.

Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina