

PROJETO E SIMULAÇÃO DE UM CONVERSOR BUCK SÍNCRONO PARA ALIMENTAÇÃO DO CIRCUITO DE EXCITAÇÃO DE MÁQUINAS SÍNCRONAS

Isabel Claudia Mathias¹, Beatriz Akemi Pedreira Takemori², Alicia Michalkiewicz³,
Alberto Vinicius de Oliveira⁴

¹Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Toledo-PR, Brasil
(isabelmathias@alunos.utfpr.edu.br)

²Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Toledo-PR, Brasil

³Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Toledo-PR, Brasil

⁴Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Toledo-PR, Brasil

Resumo: Este trabalho apresenta o projeto e simulação de um conversor CC-CC Buck síncrono. O circuito utiliza um driver de meia-ponte e MOSFETs IRFZ44N para reduzir uma tensão de entrada de 30 para 15 V, no contexto de excitação do rotor de uma máquina síncrona de pequeno porte. O objetivo é realizar o dimensionamento dos componentes e verificar a eficiência do circuito. A simulação do projeto apresentou resultados satisfatórios, fornecendo uma tensão de saída contínua e estável para a carga.

Palavras-chave: Rotor; Conversor; Buck; Máquina; LTspice

INTRODUÇÃO

Este documento apresenta o desenvolvimento, o dimensionamento e a análise por simulação de um conversor CC-CC na topologia *buck* síncrona. A aplicação deste sistema consiste na alimentação controlada do circuito de excitação de corrente contínua (CC) localizado no rotor de uma máquina síncrona de pequeno porte. As máquinas síncronas convencionais são de dupla excitação, exigindo correntes alternadas (CA) trifásicas no estator, para a formação do campo magnético girante, e corrente contínua (CC) no rotor para estabelecer os pólos magnéticos fixos responsáveis pelo sincronismo da máquina (Umans, 2014).

Para garantir o funcionamento adequado do circuito de excitação, evitando sobrecarga e saturação magnética do rotor, é necessária uma fonte CC-CC estável e eficiente. Nesse contexto, a topologia *buck* síncrona apresenta vantagens em relação à configuração *buck* convencional, pois substitui o diodo de roda livre por um segundo MOSFET de canal N com baixa resistência interna, reduzindo significativamente as perdas por condução elétrica e aumentando a eficiência do conversor (Hart, 2012).

Na simulação realizada, o controle de chaveamento é executado pelo circuito integrado IRS2153DS, operando com ciclo de trabalho fixo de 50%. Assim, este trabalho tem como objetivos: dimensionar os componentes da topologia *buck*; garantir a operação

segura dos MOSFETs, limitando a tensão do barramento de entrada a 30 V; e validar, por meio do simulador LTspice, o comportamento e a eficiência do conversor em regime permanente, assim como também desenvolver o *layout* da placa de circuito impresso (PCB) utilizando o *software* EasyEDA, possibilitando a utilização do conversor em futuras práticas de ensino de Engenharia Eletrônica e/ou cursos correlatos.

MATERIAL E MÉTODOS

O circuito simulado foi estruturado no *software* LTspice utilizando o modelo SPICE do circuito integrado de controle IRS2153DS e transistores de potência NMOS modelo IRFZ44N. A estrutura esquemática completa do conversor *buck* síncrono projetado é apresentada a seguir:

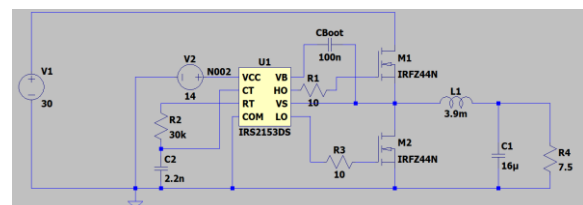


Figura 1. Esquemático do conversor CC-CC *buck* síncrono.

O circuito é alimentado pela fonte V1 de 30 V, enquanto o circuito de controle e chaveamento dos dos transistores M1 e M2 é alimentado de forma independente pela fonte auxiliar V2 de 14 V, uma vez que a tensão máxima de alimentação do CI

IRS2153DS é de 15,4 V (International Rectifier, 2004).

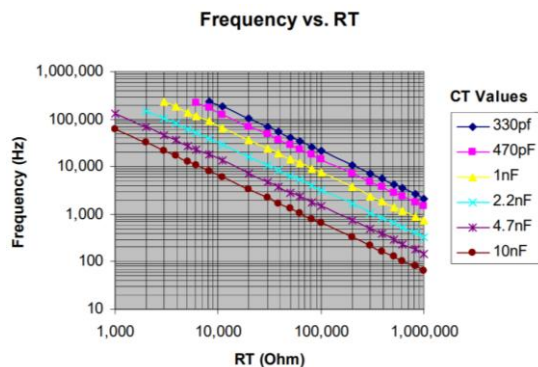


Figura 2. Relação entre a frequência de chaveamento e a resistência RT para diferentes valores do capacitor CT do circuito integrado IRS2153DS. Fonte: Adaptado de (International Rectifier, 2004).

O oscilador interno do IRS2153DS foi configurado através de $R_2 = 30 \text{ k}\Omega$ e $C_2 = 2,2 \text{ nF}$ para operar em uma frequência de chaveamento próxima a 10 kHz, de acordo com os valores fornecidos pelo gráfico do *datasheet*, apresentado na Figura 2. O ciclo de trabalho (D) é fixado internamente em aproximadamente 0,5 (50%), resultando na equação ideal de tensão de saída V_{out} (Ahmed, 2000):

$$V_{out} = V_1 D \quad (1)$$

O indutor é o componente que filtra e reduz o ripple de corrente (Δi). O valor do indutor (L_1) foi calculado a partir da equação (Hart, 2012):

$$L = \frac{(V_1 - V_{out})D}{f \Delta i} \quad (2)$$

A variação de corrente (Δi) admitida para o rotor foi de 20%.

O capacitor C_{boot} da Figura 1 atua como fonte flutuante, permitindo o acionamento do MOSFET M1, de modo que a tensão no *gate* supere a tensão no *source*, tendo em vista que para o MOSFET ser acionado, idealmente, é necessário que a tensão entre *gate* e *source* (V_{GS}) seja superior à tensão de limiar (V_{th}) (Ahmed, 2000).

O capacitor C_5 , foi calculado a partir da fórmula (Hart, 2012):

$$C = \frac{1-D}{8f^2 L \left(\frac{\Delta V_o}{V_o} \right)} \quad (4)$$

Em que $\frac{\Delta V_o}{V_o}$ representa a tensão de *ripple*, que foi definida em 1% do valor de V_o .

Os cálculos foram realizados considerando uma carga de $7,5 \Omega$, projetado para uma potência de saída de 30 W. Para aproximar o circuito de uma realidade prática, os componentes foram redimensionados para valores comerciais superiores aos valores calculados.

A eficiência (η) do circuito foi estimada em regime permanente (de 20 ms a 100 ms, para desconsiderar o transiente de partida), por meio da equação (Ahmed, 2000):

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} 100 \quad (4)$$

O *layout* da PCB foi desenvolvido no *software* EasyEDA. O circuito foi projetado com dimensionamento de trilhas adequadas para suportar a corrente do circuito.

RESULTADOS E DISCUSSÃO

Os valores teóricos obtidos para os componentes do conversor foram para a indutância mínima $L_1 = 3,75 \text{ mH}$ e para o capacitor $C_1 = 16 \mu\text{F}$, considerando uma carga de $7,5 \Omega$ e uma potência de saída teórica de 30 W. Para aproximar o projeto da realidade prática, os componentes foram redimensionados para valores comerciais, adotando-se um indutor de $L_1 = 3,9 \text{ mH}$, com especificação de corrente máxima de 2 A, e um capacitor eletrolítico de $C_1 = 16 \mu\text{F}$, com isolamento mínimo de 35 V. A simulação apresentou uma eficiência global $\eta = 0,978$, estimada em regime permanente entre 20 e 100 ms, desconsiderando o transitório de partida.

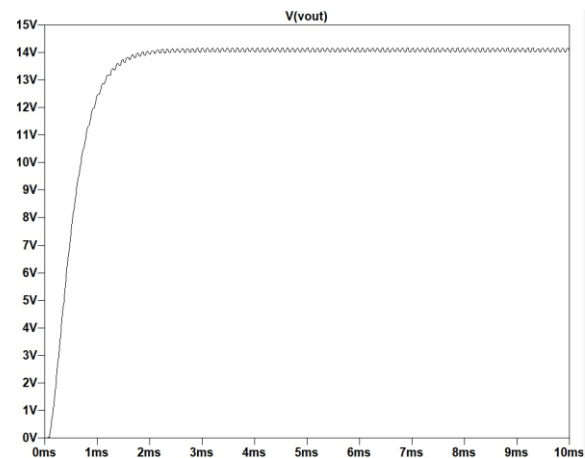


Figura 3. Curva de tensão de saída (V_{out}) obtida na simulação.

A curva de tensão de saída obtida, como observado na Figura 3, manteve-se contínua e estável para a carga de $7,5 \Omega$ ao longo de um intervalo de 20 ms. No instante inicial da partida ($t = 0$), os componentes reativos encontram-se descarregados. O regime permanente é atingido antes de 3 ms, estabilizando a tensão de saída em uma linha contínua de aproximadamente 14 V.

A ondulação de alta frequência (*ripple*) sobre a carga apresentou amplitude desprezível. Com a tensão de saída estabilizada em 14 V, a potência real entregue à carga de $7,5 \Omega$ é de 25,43 W, de acordo com a simulação realizada, adequada para magnetizar o enrolamento de campo de rotores didáticos de baixas

perdas. A eficiência obtida, de acordo com a Equação 4, foi de aproximadamente 97,8%. De acordo com a análise de perdas em conversores CC-CC apresentada por (Barbi, 2006), substituindo o diodo de roda livre por um MOSFET de canal N, reduz as perdas por condução do circuito. Essa modificação topológica permite mitigar as perdas e adquirir uma eficiência teórica superior. Em cenários reais de laboratório, a eficiência geralmente situa-se na faixa de 92% a 97%, devido às resistências equivalentes de série do indutor real e do capacitor eletrolítico.

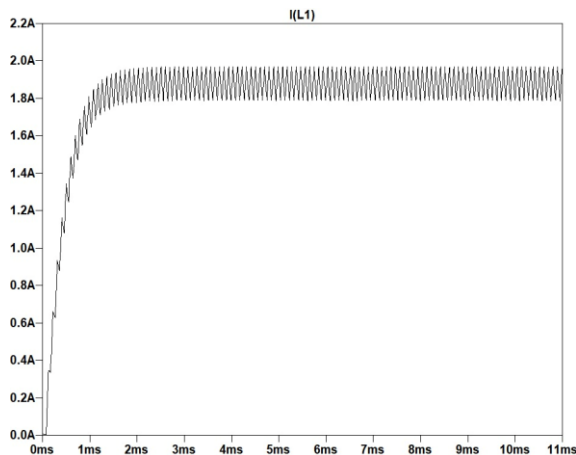


Figura 4. Corrente no Indutor obtida via simulação.

A forma de onda da corrente que percorre o indutor L1 é apresentada na Figura 4. No estágio inicial de partida, observa-se um comportamento transitório em que a corrente atinge um pico de aproximadamente 2 A antes de reduzir-se para cerca de 1,8 A, refletindo o processo de carga do capacitor de saída. Após aproximadamente 2 ms, a corrente entra em regime permanente em torno de 1,85 A, apresentando uma pequena ondulação de alta frequência decorrente do chaveamento dos MOSFETs. Nota-se ainda que a corrente permanece positiva durante todo o período, sem atingir valor nulo, caracterizando a operação do conversor em Modo de Condução Contínua (MCC)(Hart, 2012). Esse comportamento é coerente com a indutância de 3,9 mH adotada e com a potência requerida pelo circuito de excitação do rotor.

A Figura 5 apresenta as tensões nos nós de chaveamento dos MOSFETs M1 e M2. Observa-se que ambos operam de forma complementar. O MOSFET M1 conecta a fonte de 30 V ao indutor durante seu intervalo de condução, enquanto M2 conduz quando M1 é desligado, fornecendo um caminho para a corrente do indutor e substituindo o diodo de roda livre presente na topologia *buck* convencional.

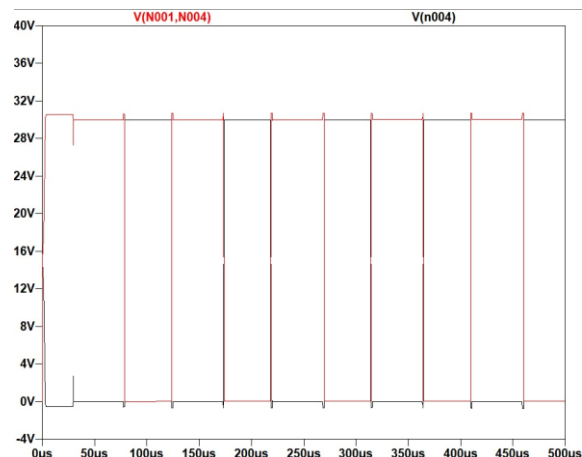


Figura 5. Corrente no Indutor obtida via simulação.

A alternância entre os dispositivos ocorre na frequência de chaveamento estabelecida pelo controlador IRS2153DS, produzindo um sinal PWM com razão cíclica próxima de 50%, compatível com a redução da tensão de entrada de 30 V para aproximadamente 15 V na saída, conforme a relação ideal do conversor *buck* apresentada na Equação 2.

Observa-se ainda que os sinais de acionamento são complementares, não ocorrendo condução simultânea dos MOSFETs. Essa característica é essencial para evitar o fenômeno conhecido como *shoot-through*, no qual ambos os transistores conduzem simultaneamente, provocando um curto-circuito entre a fonte de alimentação e o terra, resultando em elevadas correntes e na possível destruição térmica dos dispositivos semicondutores (International Rectifier, 2004). A correta alternância entre M1 e M2 também explica o comportamento observado na corrente do indutor: durante a condução de M1, a energia é armazenada no campo magnético do indutor e, durante a condução de M2, essa energia continua sendo transferida para a carga, mantendo a corrente praticamente contínua. Dessa forma, o conversor opera de maneira estável MCC, apresentando baixa ondulação de corrente e elevada eficiência devido à utilização do retificador síncrono ativo.

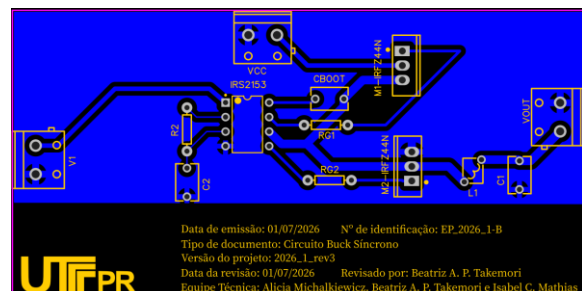


Figura 6. Layout da PCB do circuito *buck* síncrono.

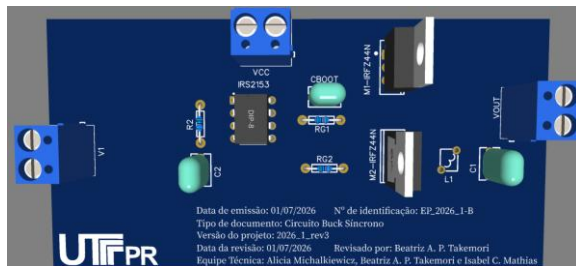


Figura 7. Visualização tridimensional da placa de circuito impresso (PCB) do circuito.

A disposição dos componentes e o roteamento das trilhas foram definidos de forma a priorizar a integridade do sinal de acionamento e a minimizar efeitos de indutâncias e resistências parasitas, fatores essenciais para a operação estável e eficiente de conversores *buck* síncronos em frequências elevadas.

CONCLUSÃO

O conversor *buck* síncrono desenvolvido e analisado via simulação exibiu um comportamento esperado de acordo com os requisitos estabelecidos para o suprimento do enrolamento de campo de uma máquina síncrona de baixa potência. Por meio do dimensionamento teórico, foi obtida uma tensão de saída estável e valores próximos aos parâmetros projetados após o período transitório.

A análise da corrente indutiva evidenciou o funcionamento em Modo de Condução Contínua (MCC), regime que favorece a estabilidade da fonte e a minimização do ripple. Ademais, observou-se que o acionamento dos MOSFETs ocorreu de maneira complementar e segura, impossibilitando a condução conjunta de ambos MOSFETs, protegendo a integridade do circuito.

A eficiência de cerca de 98% ressalta a superioridade da configuração síncrona, beneficiada pela redução de perdas ao substituir o diodo convencional por um transistor NMOS. Apesar de pequenas variações serem previstas em ensaios laboratoriais devido às resistências dos componentes físicos, os dados simulados comprovam a eficácia da solução proposta para a magnetização do rotor.

Para trabalhos futuros, pretende-se realizar a montagem prática do protótipo em bancada a partir da PCB projetada, visando correlacionar os dados teóricos com medições experimentais e investigar a influência de elementos não ideais sobre a dinâmica de chaveamento do sistema.

AGRADECIMENTOS

As autoras agradecem à Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR) e ao professor orientador pela orientação e incentivo durante o desenvolvimento deste trabalho.

REFERÊNCIAS

AHMED, Ashfaq. *Eletrônica de Potência*. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2000.

ANALOG DEVICES. LTspice. Wilmington: Analog Devices, [2026]. Disponível em: <https://www.analog.com/en/resources/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html>. Acesso em: 02 jul. 2026.

BARBI, Ivo. *Eletrônica de Potência*. 6. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2006.

EASYEDA. EasyEDA: Online PCB design & circuit simulator. Disponível em: <https://easyeda.com/>. Acesso em: 2 jul. 2026.

HART, Daniel W. *Eletrônica de Potência: análise e projetos de circuitos*. Porto Alegre: AMGH, 2012.

INTERNATIONAL RECTIFIER. IRS2153(1)D(S)PbF: Self-Oscillating Half-Bridge Driver IC. El Segundo, CA: International Rectifier, 2004. Manual técnico. Disponível em: <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/211368/IRF/IRS2153.html>. Acesso em: 02 jul. 2026.

UMANS, Stephen D. *Máquinas elétricas de Fitzgerald e Kingsley*. Tradução de Anatólio Laschuk. 7. ed. Porto Alegre: AMGH, 2014. Recurso eletrônico.