

ANÁLISE DE PERDAS DE POTÊNCIA EM UM CONVERSOR CC-CC BOOST: ABORDAGEM POR SIMULAÇÃO

Natália de Santi Pilonetto¹, Johan Noah Franke², Gustavo Batista da Costa³ e Alberto Vinicius de Oliveira⁴

¹Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Toledo-PR, Brasil
(nataliapilonetto@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: Os conversores CC-CC chaveados têm o rendimento limitado pelas perdas de comutação de chaves semicondutoras, que crescem com a frequência de operação. Este trabalho dimensiona, simula e analisa as perdas de um conversor CC-CC de 6 W operando em modo de condução contínua a 50 kHz. O circuito de acionamento do MOSFET é composto por um gerador PWM baseado no NE555 e pelo *gate driver* IR4427, visando diminuir perdas de comutação. A topologia *boost* pode ser usada na geração de energia solar fotovoltaica quando entrelaçada, facilitando o controle das *strings* do arranjo solar.

Palavras-chave: ; Eficiência Energética; Potência.

INTRODUÇÃO

No cenário de transição energética delineado pelo Plano Decenal de Expansão de Energia (PDE 2035) elaborado pela Empresa de Pesquisa Energética em 2025, o Brasil consolida seu imenso potencial energético por meio do avanço de suas fontes renováveis, com destaque para a energia solar fotovoltaica (Brasil, 2026). De acordo com os dados projetados pelo plano de (Empresa de Pesquisa Energética, 2024), a participação da fonte solar na matriz elétrica brasileira crescerá de 11% em 2025 para 14% em 2035, impulsionada de forma marcante pela Micro e Minigeração Distribuída (MMGD), que apresenta uma expressiva taxa média de crescimento de 7,0% ao ano (saltando de 54 TWh para 106 TWh no período).

Neste contexto de forte expansão de tecnologia fotovoltaica convencional em solo, a Eletrônica de Potência emerge como um pilar tecnológico absolutamente indispensável. Ela viabiliza a conversão eficiente e o controle preciso da energia gerada pelos módulos fotovoltaicos por meio de inversores estáticos e conversores de corrente contínua para corrente contínua (CC-CC) de alta desempenho, garantindo a adequada conformidade com a rede elétrica.

A busca pelo aumento da eficiência em sistemas de energia limpa alinha-se com o Objetivo de Desenvolvimento Sustentável 9 (ODS 9), que promove infraestruturas resilientes, industrialização inclusiva e sustentável e incentivo a inovação

tecnológica por meio do desenvolvimento de *hardware* energético otimizado (Nações Unidas Brasil, 2026).

O objetivo deste trabalho é desenvolver, por simulação de circuitos elétricos, um conversor CC-CC *boost* de até 6 W, controlado por um circuito integrado 555, a fim de avaliar a eficiência do conversor para utilização futura em práticas de ensino de Engenharia Eletrônica.

REFERENCIAL TEÓRICO

A eletrônica de potência tem por objetivo o processamento eficiente de energia elétrica por meio de conversores estáticos que operam com semicondutores em comutação. Nos conversores CC-CC, a elevação da frequência de chaveamento reduz o volume dos elementos passivos, porém intensifica as perdas associadas à comutação dos interruptores, que passam a limitar o rendimento e a exigir maior esforço térmico do projeto (Ahmed, 2000). Estes conversores processam energia em corrente contínua, recebendo tensão de valor variável ou regulado e entregando em sua saída uma tensão controlada pela razão cíclica de comando de uma chave semicondutora.

Estes conversores apresentam maior simplicidade de comando e de implementação quando comparados com conversores ressonantes, compostos por um tanque LC ressonante e operados com comutação suave, podendo ser utilizados para aplicações de

dezenas a centenas de quilohertz (Kazimierzczuk e Czarkowski, 1995).

A topologia *boost* é constituída por uma chave semicondutora controlada em paralelo com o ramo de saída, um indutor em série com a fonte de entrada, um diodo de bloqueio e um capacitor de filtragem na saída. A Figura 1 apresenta o esquemático elétrico do conversor, com identificação da fonte de entrada V_{in} , da chave S , do indutor L , do diodo D , do capacitor de barramento C e da resistência de carga R , bem como das correntes i_i , i_{SW} , i_D , i_C e i_O , da tensão v_L sobre o indutor e da tensão de saída V_{out} (Ahmed, 2000).

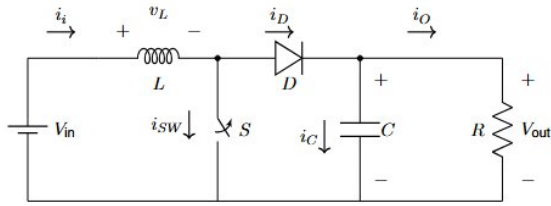


Figura 1. Esquemático elétrico do conversor *boost*.

Fonte: Adaptado de Ahmed (2000).

Durante o intervalo em que a chave permanece fechada (com duração DT , sendo D a razão cíclica e T o período de chaveamento), o indutor é energizado pela fonte de entrada; durante o intervalo em que a chave permanece aberta (com duração $(1-D)T$), a energia armazenada no indutor é transferida à saída por meio do diodo. Em CCM, o ganho estático ideal do conversor é dado por (Ahmed, 2000):

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \quad (1)$$

A Equação (1) estabelece que, para $0 < D < 1$, a tensão de saída é sempre maior ou igual à tensão de entrada, justificando a denominação *boost* (elevador). O dimensionamento do indutor para operação em CCM, a partir da ondulação de corrente admitida ΔI_L , segue:

$$L = \frac{V_{in} D}{\Delta I_L f_s} \quad (2)$$

em que $f_s = 1/T$ é a frequência de chaveamento. O capacitor de saída, dimensionado a partir da ondulação de tensão admitida ΔV_{out} , é:

$$C = \frac{I_{out} D}{\Delta V_{out} f_s} \quad (3)$$

Adicionalmente, a topologia caracteriza-se pela continuidade da corrente de entrada, em decorrência do indutor permanentemente em série com a fonte de entrada, o que reduz a ondulação de corrente exigida da fonte de alimentação (Ahmed, 2000).

A chave semicondutora pode ser um MOSFET, um transistor de chaveamento rápido e com alta

impedância de entrada. Para que ele atue como chave, deve ser projetado para operar na região não-saturada, respeitando as relações

$$V_{gs} - V_{th} \geq V_{DS} > 0 \quad (4)$$

sendo V_{th} é a tensão mínima para o acionamento do dispositivo, V_{gs} é a tensão entre o terminal de porta e terminal de fonte e V_{DS} é a tensão entre o terminal de porta e dreno.

Além disso, a transição de estados no MOSFET não é instantânea, pois o dispositivo possui capacitâncias parasitas internas. O desempenho de comutação é determinado pela rapidez com que essas capacitâncias são carregadas e descarregadas. O nível de corrente fornecido ao terminal de porta é o fator crítico para acelerar a comutação, especialmente durante a região de platô de Miller. Nessa etapa, V_{gs} permanece constante enquanto toda a corrente fornecida pelo *driver* é utilizada para comutar a tensão de saída do componente. Garantir alta capacidade de corrente nessa fase reduz o tempo do platô, diminuindo o tempo em que o MOSFET opera simultaneamente com alta tensão e alta corrente, minimizando as perdas de chaveamento (Balogh, 2018).

Enquanto o tempo em que o acionamento do MOSFET fica na região de platô de Miller é determinante para a perda de chaveamento, a resistência de estado ligado $R_{DS(on)}$ é fator determinante para a perda de condução. Quando o MOSFET completa seu ligamento, $R_{DS(on)}$ atinge seu valor mínimo possível. Nesse contexto, quanto maior for essa resistência, maior será a queda de tensão nos terminais do dispositivo e, consequentemente, maior será a potência dissipada (Balogh, 2018). Além disso, a baixa resistência interna permite que a corrente de dreno (I_D) seja limitada pela carga, auxiliando na baixa perda de potência.

A perda de chaveamento pode ser calculada conforme a Equação (7) e, para calcular as perdas médias de potência do MOSFET nos estados ligado e desligado, é importante lembrar que para chave aberta, as perdas ocorrem devido à corrente de fuga e para a chave fechada, as perdas ocorrem devido à queda de tensão. Logo, a perda média em estado ligado pode ser expressa como

$$P_{on} = I_D^2 R_{DS(on)} \frac{t_{on}}{T}, \quad (5)$$

sendo I_D é a corrente limitada pela carga, $R_{DS(on)}$ é a resistência interna do dispositivo, t_{on} é o tempo em que a chave fica ligada e T é o período total. A perda média em estado desligado pode ser determinada como:

$$P_{\text{off}} = V_{\text{DS}} I_f \frac{t_{\text{off}}}{T}, \quad (6)$$

em que V_{DS} é a tensão limitada pela fonte, I_f é a corrente de fuga, t_{off} é o tempo em que a chave fica desligada e T é o período total.

A chave comuta com tensão V_{DS} e corrente I_D não nulas, gerando perdas de comutação,

$$P_{\text{sw}} = \frac{1}{2} V_{\text{DS}} I_D (t_r + t_f) f_s, \quad (7)$$

em que t_r e t_f são os tempos de subida e descida e f_s é a frequência de chaveamento. Estas perdas aumentam com f_s e limitam a operação em alta frequência (Ahmed, 2000).

A perda média total de potência no MOSFET é dada por

$$P_t = P_{\text{on}} + P_{\text{off}} + P_{\text{sw}} \quad (8)$$

Uma forma de acionar o MOSFET é utilizar um circuito integrado 555, geralmente usado como temporizador ou oscilador. Este CI pode funcionar no modo astável, em que produz uma onda quadrada que oscila entre o nível alto e baixo correspondente, ou monoestável, que opera como temporizador, gerando um pulso único na saída (Sukma *et al.*, 2018).

MATERIAL E MÉTODOS

O conversor CC-CC *boost* projetado é para entregar 6 W a carga. A partir desta potência e com o valor de resistência de carga, calcula-se o valor de V_{out} do conversor CC-CC, de forma que

$$V_{\text{out}} = \sqrt{R_L P} \approx 25 \text{ V}. \quad (9)$$

O ciclo de trabalho, o valor da carga e a frequência de chaveamento são estipulados como 0,6, 100 Ω e 50 kHz, respectivamente. Assim, usando as Equações (1), (2) e (3), produz-se V_{in} de 10 V, L de 96 μH e C de 6 μF para a taxa de variação da tensão de saída fixada em 2 % de V_{out} . O sinal periódico de chaveamento do conversor é fornecido pelo gerador de sinal PWM, composto por um NE555 e componentes passivos. As resistências R_1 e R_2 são ambas 470 Ω e o capacitor $C_3 = 2,7 \text{ nF}$. Os diodos usados, tanto os que fazem controle da corrente para o sinal PWM, quanto o presente no conversor, são do tipo *Schottky*, do modelo 1N5819.

O gerador de sinal foi montado conforme Figura 2. As resistências R_1 , R_2 e o capacitor definem a frequência do sinal de saída, enquanto o potenciômetro varia a resistência nos caminhos de carga e descarga do capacitor, controlando diretamente o ciclo de trabalho. Os diodos controlam o sentido da corrente e ampliam o intervalo de ciclo de trabalho alcançável, pois, sem eles, como o

capacitor carrega por R_1 e R_2 mas descarrega apenas por R_2 , o ciclo de trabalho não poderia ser inferior a 0,5.

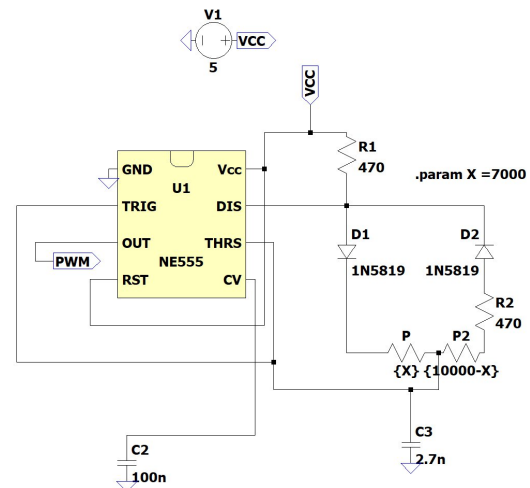


Figura 2. Gerador de sinal PWM usando NE555.

Para diminuir perdas de chaveamento e melhorar a corrente entregue no terminal de porta do MOSFET, é usado o *gate driver low side* IR4427. Conectando os blocos de gerador de sinal, *driver* de MOSFET e conversor, o resultado é o circuito completo deste projeto. A Figura 3 demonstra o circuito do conversor.

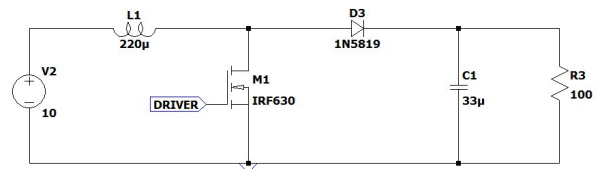


Figura 3. Circuito do conversor.

Note que, apesar do valor calculado para o indutor ser $L = 96 \mu\text{H}$, este é o valor mínimo que o indutor deve ter para garantir que o conversor trabalhe em CCM. Logo, atribuir a ele pelo menos o dobro do valor calculado gera uma segurança a mais caso algum parâmetro do circuito seja alterado. Além disso, para o capacitor também foi usado um valor acima do calculado, uma vez que este componente afeta a ondulação da tensão de saída.

RESULTADOS E DISCUSSÃO

O valor do potenciômetro foi ajustado de 1 k Ω a 9 k Ω para obter os valores de ciclo de trabalho que o sinal PWM entregaria, conforme Tabela 1.

A partir dos dados da Tabela 1, o ciclo de trabalho para o chaveamento do MOSFET foi alterado para aproximadamente 0,65 e o potenciômetro foi fixado em X de 7 k Ω . Com o circuito projetado e montado

na simulação, é possível extrair o comportamento da tensão de saída, conforme Figura 4.

Tabela 1. Relação do ajuste do potenciômetro com o ciclo de trabalho entregue pelo acionamento PWM.

X (k Ω)	D
1	0,1416
2	0,2268
3	0,3189
4	0,4046
5	0,4910
6	0,5677
7	0,6535
8	0,7249
9	0,8172

Observa-se na Figura 4, que a tensão de saída do circuito tem tempo de assentamento próximo a 3 ms e, após esse tempo, fica em torno de 28 V. Comparando com o valor teórico calculado, de aproximadamente 28,86 V, este parâmetro apresenta erro relativo de 2,73 %.

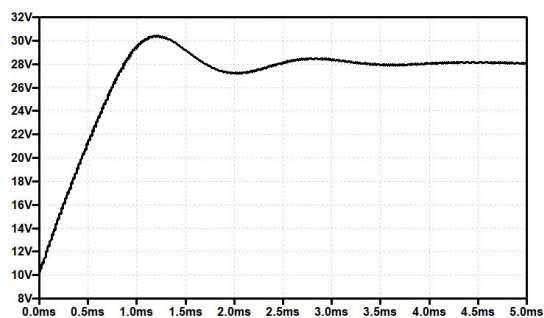


Figura 4. Tensão sobre o resistor R_3 , que representa a carga conectada ao conversor *boost*.

A Figura 5 expressa a corrente no indutor e nota-se que ela varia de $-0,6$ A a $-1,2$ A, pois o simulador adota como referência o sentido oposto da corrente do indutor, resultando no valor negativo. Logo, a corrente no indutor na verdade varia de 0,6 A a 1,2 A.

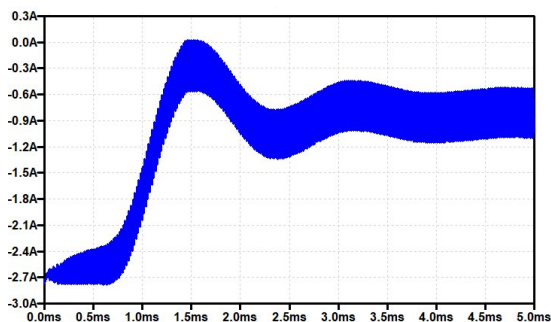


Figura 5. Comportamento da corrente no indutor.

O acionamento do conversor CC-CC *boost* foi feito a partir de um MOSFET controlado por sinal PWM. Este sinal possui frequência igual a 50,61 kHz e, com o ciclo de trabalho próximo a 0,65, o tempo em que fica em nível alto para cada período é de 12,9 μ s. O

nível de corrente na saída do gerador de sinais acompanha o nível de tensão, conforme Figura 7.

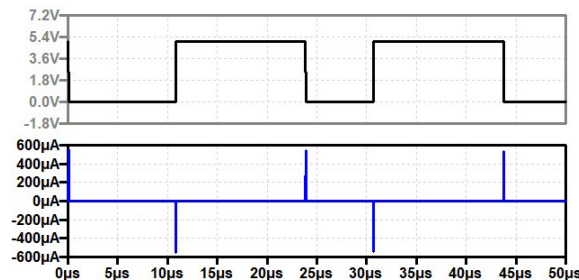


Figura 7. Relação entre tensão (traço em preto) e corrente (traço em azul) na saída do gerador de sinais.

Aplicar este sinal no gate em um MOSFET, pode resultar em perdas de chaveamento significativas devido ao tempo de carregamento dos capacitores parasitas do dispositivo. Para melhorar este parâmetro, é usado o dispositivo IR4427, que opera como *driver* para o *gate* do MOSFET. A Figura 8 mostra como a conexão do driver pode aumentar a corrente sem afetar o comportamento da tensão, diminuindo perdas sem tornar o circuito complexo.

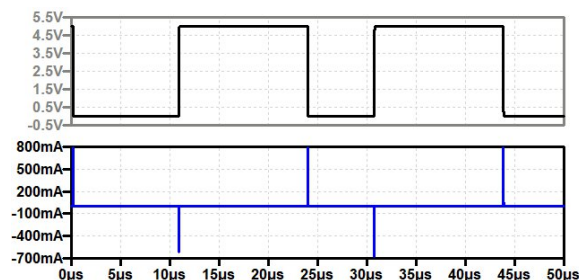


Figura 8. Relação entre tensão (traço em preto) e corrente (traço em azul) na saída do driver de MOSFET.

A Figura 9 mostra a relação entre o ganho e o ciclo de trabalho.

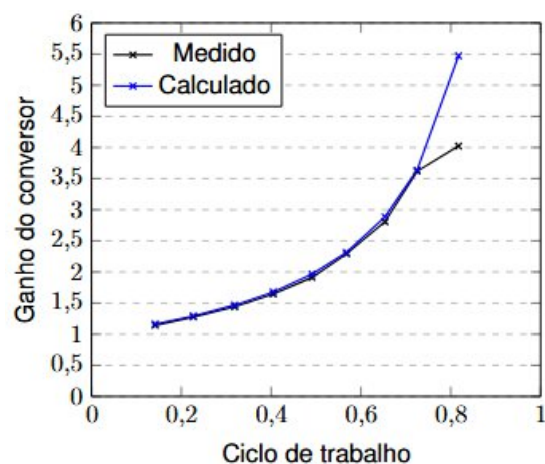


Figura 9. Relação entre o ganho do circuito e ciclo de trabalho.



Para obter a eficiência do conversor, foram coletados os valores de tensão e corrente fornecidos pela fonte e presentes na carga, conforme Tabela 2.

Tabela 2. Dados de tensão, corrente e potência de entrada e saída do conversor *boost*.

	V (V)	I (A)	P (W)
Entrada	10	0,8368	8,368
Saída	28,07	0,2807	7,879

Assim, com os valores de potência apresentados, a eficiência do circuito é dada pela razão entre a potência de saída e a de entrada,

$$\eta = \frac{P_{saída}}{P_{entrada}} = \frac{7,879 \text{ W}}{8,368 \text{ W}} \approx 0,9415 \quad (10)$$

ou seja, aproximadamente 94,15 %. Adicionalmente, a partir das Equações (5), (6) e (7) é possível calcular as perdas de chaveamento, de chave ligada e desligada no MOSFET. Assim, P_{sw} de 25,86 mW, P_{on} de 145,35 mW e P_{off} de 0,08 mW, respectivamente. Dessa forma, a perda total no MOSFET é de 171,30 mW, que corresponde a aproximadamente 35 % das perdas no circuito. A outra parcela de perdas pode ser vista na condução do diodo que apresenta cerca de 0,3 V a 0,6 V de queda de tensão direta, há também a presença da resistência equivalente do indutor relacionada com seu enrolamento e as perdas devido ao *ripple* do capacitor.

CONCLUSÃO

O conversor *boost* foi projetado para uma potência de 6 W, dimensionado em modo de condução contínua e acionado por um sinal PWM gerado com o CI NE555 e condicionado por um *driver* de *gate* IR4427. A tensão de saída estabilizou-se em torno de 28 V, com erro relativo de 2,73 % em relação ao valor teórico, e a eficiência obtida foi de aproximadamente 94,15 %. A curva de ganho em função do ciclo de trabalho evidenciou que o ganho real se afasta do ideal $1/(1-D)$ e satura em torno de quatro vezes, em vez dos cerca de 5,5 previstos sem perdas, comportamento característico de conversores *boost* reais decorrente das resistências parasitas dos componentes. A inserção do *driver* IR4427 elevou a corrente de acionamento do *gate* sem alterar o perfil de tensão, reduzindo o tempo de transição e, portanto, as perdas de chaveamento.

REFERÊNCIAS

- AHMED, A. *Eletrônica de Potência*. Tradução de Bazán Tecnologia e Linguística. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2000.
- ALEXANDER, C. K.; SADIKU, M. N. O. *Fundamentos de Circuitos Elétricos*. 5. ed. Porto Alegre: AMGH, 2013.

BALOGH, L. *Fundamentals of MOSFET and IGBT Gate Driver Circuits*. Dallas: Texas Instruments, 2018. (Application Report, SLUA618A). Disponível em: <https://www.ti.com/lit/pdf/slue618a>. Acesso em: 21 jun. 2026.

BRASIL. Ministério de Minas e Energia. Secretaria Nacional de Transição Energética e Planejamento. *Plano Decenal de Expansão de Energia 2035: Relatório Final* (Aprovado/Defeso). Brasília: MME, 2024. Disponível em: <http://www.gov.br/mme>. Acesso em: 15 jul. 2026.

EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA (EPE). *Plano Decenal de Expansão de Energia 2035: Paineis de Consolidação de Resultados*. Rio de Janeiro: EPE, 2024. Disponível em: <https://www.epe.gov.br>. Acesso em: 15 jul. 2026.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIĆ, D. *Fundamentals of Power Electronics*. 2. ed. Norwell: Kluwer Academic Publishers, 2001.

KAZIMIERCZUK, M. K.; CZARKOWSKI, D. *Resonant Power Converters*. New York: John Wiley & Sons, 1995.

NAÇÕES UNIDAS BRASIL. *ODS 9: Indústria, inovação e infraestrutura*. Brasília: ONU Brasil, 2026. Disponível em: <https://brasil.un.org/pt-br/sdgs/9>. Acesso em: 15 jul. 2026.

SUKMA, I. et al. Simple Design of Transmitter Circuit and Optimization Design of Receiver Circuit for Wireless Power Transfer. *IOP Conference Series: Earth and Environmental Science*, v. 166, p. 012033, 2018. DOI: 10.1088/1755-1315/166/1/012033. Disponível em: <https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1755-1315/166/1/012033>. Acesso em: 20 jun. 2026.