



DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR BOOST DE ALTO GANHO PARA APLICAÇÃO EM MICROINVERSORES COM A TÉCNICA DE MPPT PERTURBA E OBSERVA

João Carlos Possamai Júnior, Jefferson William Zanotti

Instituto Federal de Santa Catarina

Câmpus Jaraguá do Sul – Rau – Curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica

e-mail: joao.cp@launo.ifsc.edu.br, jefferson.zanotti@ifsc.edu.br

Trabalho de Conclusão de Curso – 02/07/2026

Resumo – Este trabalho apresenta o projeto de um conversor boost de alto ganho para aplicações em microinversores fotovoltaicos, utilizando o algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência Perturba e Observa (P&O). O dimensionamento baseia-se em modelagem teórica, validada por simulações no software PSIM. O controle em malha fechada é implementado por programação na ferramenta Cbloc. O ganho elevado de tensão é obtido com a utilização de um indutor magneticamente acoplado.

O protótipo do conversor é desenvolvido e montado para validação experimental. A validação experimental inclui a implementação do controle em microcontrolador Arduino e a integração de sensores de instrumentação. Os ensaios experimentais utilizam um módulo fotovoltaico Canadian Solar de 260 W, modelo CS6P-260P. Os resultados indicam rastreamento eficiente do ponto de máxima potência e desempenho adequado do conversor proposto para aplicações em microinversores fotovoltaicos.

Palavras-chave – Conversor Boost, Microinversor, Arduino, Perturba e Observa, Alto Ganho.

DEVELOPMENT OF A HIGH-GAIN BOOST CONVERTER FOR APPLICATION IN MICROINVERTERS WITH MPPT TECHNIQUE

Abstract – This work presents the study and design of a high-gain boost converter for application in solar microinverters, using the MPPT Perturb & Observe method to track the maximum power point of photovoltaic modules.

Initially, the converter was designed based on theoretical calculations, followed by simulations carried out in the PSIM software. After validating the converter's behavior through simulation, the control was implemented via programming within PSIM using the Cbloc tool. With the expected results confirmed, the converter board was assembled, including a magnetically coupled inductor, an essential component for achieving the desired high voltage gain.

For the final validation of the project, instrumentation sensors were integrated and the code developed in PSIM

was adapted for an Arduino microcontroller. The tests were performed using a 260 W Canadian Solar photovoltaic module, model CS6P-260P. Finally, the converter's performance and the experimental results were evaluated.

Keywords – Boost Converter, Microinverter, Arduino, Perturb and Observe, High Gain.

I. INTRODUÇÃO

A busca por fontes de energia limpa e renovável tem se intensificado diante dos desafios impostos pela escassez energética global, agravada por crises hídricas e pela dependência de combustíveis fósseis. Nesse contexto, os sistemas fotovoltaicos surgem como uma alternativa estratégica [1] para diversificar a matriz energética, apresentando crescimento nos últimos anos. Uma das principais vantagens da energia solar é a possibilidade de geração distribuída, permitindo que a produção ocorra diretamente nas residências, aumentando a autonomia do consumidor e reduzindo a demanda sobre o sistema elétrico convencional. Além disso, os módulos fotovoltaicos podem ser instalados em telhados ou em áreas abertas, necessitando apenas da incidência de luz solar [2].

Para que a energia elétrica gerada pelos módulos fotovoltaico (FV) possa ser utilizada em aplicações residenciais ou conectada à rede, é necessário um sistema composto por três etapas:

(i) conversão fotovoltaica, na qual os módulos fotovoltaicos (FV) transformam a irradiância solar em tensão contínua.

(ii) etapa de conversão CC-CC, responsável por elevar a tensão contínua gerada pelos módulos a níveis adequados para operação do inversor.

(iii) etapa de conversão CC-CA, na qual o inversor transforma a tensão contínua em energia alternada compatível com o uso residencial [2].

Este trabalho se concentra na etapa de conversão CC, a simulação no software PSIM e a implementação prática de um conversor boost com célula de ganho elevado aplicado a sistemas solares com microinversores [3]. O conversor foi projetado para operar com entrada próxima de 30 V e fornecer saída de até 400 V, alcançando ganhos entre 11 e 13 vezes conforme a faixa de operação [4]. Além da montagem do conversor, o

objetivo do trabalho inclui extrair a máxima potência disponível no módulo (FV). Para isso, foi implementado um algoritmo de rastreamento de ponto de máxima potência (MPPT) do tipo Perturba e Observa (P&O) [5], utilizando um microcontrolador Arduino e sensores dedicados — o ACS712 para medição de corrente e um divisor resistivo para medição de tensão.

Assim, permitindo o controle individual de cada módulo (FV) e aumentando a eficiência do sistema mesmo em condições de sombreamento parciais ou variações de irradiância entre os módulos [3]. O trabalho apresenta inicialmente a fundamentação teórica, seguida pelos cálculos e projeto do conversor, simulações, implementação prática e discussão dos resultados obtidos [2].

II. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Para o desenvolvimento de um conversor CC-CC não isolado do tipo elevador com célula de ganho, é essencial compreender o funcionamento do conversor base que dá origem a esse arranjo: o conversor Boost [2]. Além disso, esta seção apresenta os conceitos relacionados às células de ganho aplicadas a conversores, bem como os modos de condução, operação em malha aberta, microinversor e o método Perturba e Observa [2].

A. Conversor Boost tradicional

O conversor Boost é amplamente utilizado para elevar a tensão de saída em relação à tensão de entrada [6]. Em condições ideais, ele obedece ao princípio da conservação de energia, ou seja, a potência fornecida à entrada é equivalente à potência entregue à saída [2]. Esse tipo de conversor é classificado como não isolado, pois não requer transformadores ou indutores acoplados magneticamente.

Sua estrutura básica é composta por uma chave semicondutora, um diodo e dois elementos de armazenamento de energia: um indutor conectado à entrada e um capacitor ligado à saída, além da carga [6]. A Figura 1 ilustra a disposição desses componentes formando o conversor Boost.

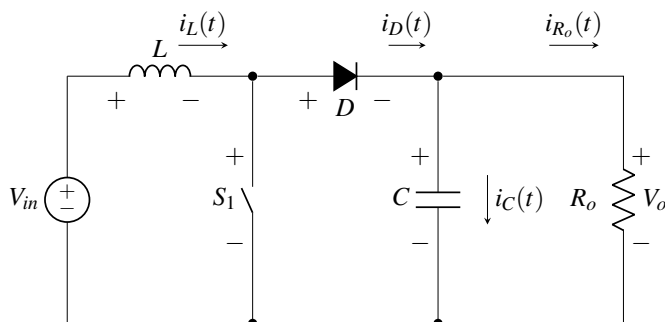


Fig. 1. Circuito do conversor Boost.

O funcionamento do conversor Boost pode ocorrer em três modos principais: condução contínua (MCC), condução descontínua (MCD) e condução crítica (MCCr) [2]. No presente estudo, considera-se o modo MCC. A diferença entre os modos está na forma da corrente do indutor: no MCD, essa corrente

atinge zero em determinados instantes; no MCC, ela permanece sempre acima de zero; já no modo MCCr, a corrente do indutor atinge exatamente zero no instante de transição entre os ciclos [2]. Outra distinção é que o MCD apresenta três etapas de operação, enquanto o MCC e o MCCr possuem apenas duas etapas.

Na primeira etapa do MCC, a chave é acionada e o diodo permanece reversamente polarizado, não conduzindo [2]. Nesse momento, a corrente da fonte flui pelo indutor, que acumula energia, enquanto o capacitor fornece energia à carga, ocorrendo sua descarga. Na segunda etapa, a chave é desligada e o diodo passa a conduzir, permitindo que a energia armazenada no indutor seja transferida para a carga juntamente com a corrente da fonte, promovendo a recarga do capacitor [2]. As Figuras 2 e 3 representam as duas etapas de operação.

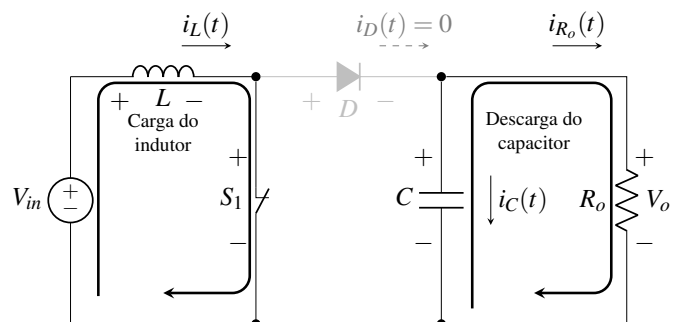


Fig. 2. Conversor Boost - Primeira etapa de operação. Adaptado de [2].

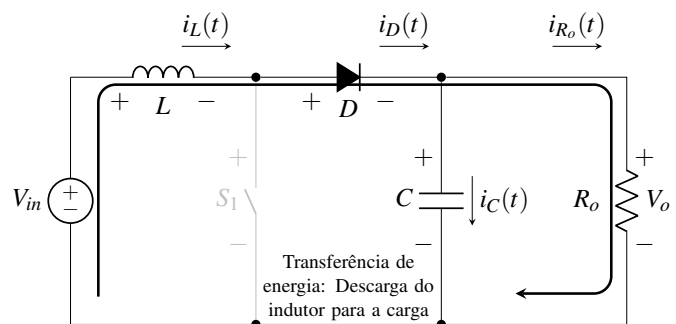


Fig. 3. Conversor Boost - Segunda etapa de operação. Adaptado de [2].

O ganho do conversor está diretamente associado à razão cíclica do sinal de acionamento da chave [6]. Contudo, não é recomendável operar com valores próximos a 1, pois isso reduz a eficiência e aumenta as perdas devido às limitações físicas dos componentes [2]. Em geral, o Boost apresenta bom desempenho para ganhos de até cinco vezes a tensão de entrada [2].

A Equação (1) apresenta a expressão que determina o ganho estático do conversor Boost. Nessa relação, M representa o ganho do conversor, D corresponde à razão cíclica do sinal de comando da chave, V_i indica a tensão aplicada na entrada e V_o refere-se à tensão presente na saída do circuito.

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D} \quad (1)$$

Em aplicações fotovoltaicas, é comum a necessidade de ganhos superiores a cinco vezes a tensão de entrada [2]. Para atender a essa demanda sem comprometer a eficiência, utiliza-se células de ganho, que permitem aumentar o ganho total do conversor sem elevar excessivamente as perdas [4].

B. Conversor Boost com Célula de Ganho

Diversas técnicas para aumentar o ganho de tensão em conversores CC-CC são discutidas na literatura [4], [7]. Essas estratégias visam melhorar a eficiência e reduzir perdas, além de diminuir esforços elétricos e térmicos nos componentes. Entre as soluções mais comuns destacam-se arranjos em cascata, multiplicadores de tensão e indutores acoplados [7], que permitem ampliar o ganho estático sem recorrer a topologias complexas, utilizando estruturas simples como o conversor Boost [4], podendo ser chamadas de células de ganho.

O cascadeamento e os multiplicadores de tensão são métodos mais simples por não utilizarem indutor acoplado; entretanto, para atingir níveis elevados de tensão, exigem múltiplos estágios, o que aumenta a quantidade de componentes, elevando o custo e reduzindo a eficiência. Por outro lado, a utilização do indutor acoplado permite ajustar o ganho por meio da relação de transformação, dispensando a adição de estágios adicionais. Segundo [2], o ganho do conversor pode ser ampliado conforme necessário; contudo, esse aumento implica maiores tensões sobre os componentes, o que pode ser indesejável devido às suas limitações.

Neste trabalho, será empregada a célula de ganho baseada em indutor acoplado, associada a um par de capacitores e diodos, conforme proposto na dissertação [2] e ilustrado na Figura 4.

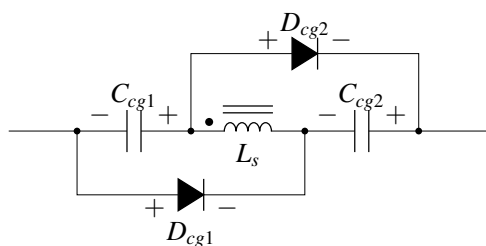


Fig. 4. Circuito da célula de ganho. Adaptado de [2].

De forma geral, o circuito pode ser dividido em três blocos: o conversor Boost tradicional, a célula de ganho e o filtro de saída, a Figura 5 mostra a descrição. A célula de ganho analisada neste estudo utiliza um indutor magneticamente acoplado, cujo primário está inserido no circuito do Boost tradicional, enquanto o secundário compõe a célula de ganho [4]. A relação entre as tensões nos enrolamentos é dada pela Equação (2), onde V_{Lp} representa a tensão no primário, V_{Ls} a tensão no secundário e n a relação de transformação entre os indutores.

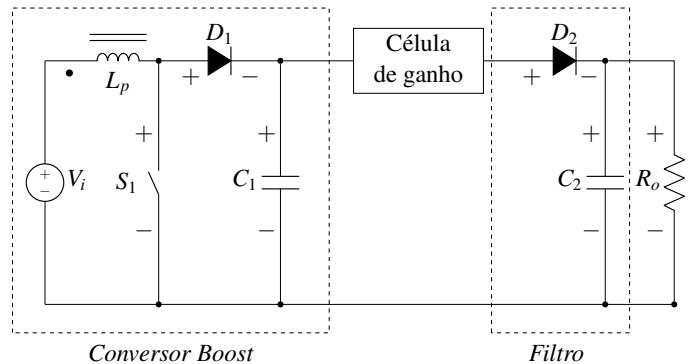


Fig. 5. Generalização dos conversores Boost com célula de ganho. Adaptado de [2].

A célula de ganho analisada neste estudo utiliza um indutor magneticamente acoplado, cujo primário está inserido no circuito do Boost tradicional, enquanto o secundário compõe a célula de ganho [4]. A relação entre as tensões nos enrolamentos é dada pela Equação (2), onde V_{Lp} representa a tensão no primário, V_{Ls} a tensão no secundário e n a relação de transformação entre os indutores.

$$V_{Lp} = nV_{Ls} \quad (2)$$

Essa relação também pode ser expressa em função das indutâncias, conforme a Equação (3), sendo representada por L_s a indutância do secundário e L_p a indutância no primário.

A célula de ganho analisada neste estudo utiliza um indutor magneticamente acoplado, cujo primário está inserido no circuito do Boost tradicional, enquanto o secundário compõe a célula de ganho [4]. A relação entre as tensões nos enrolamentos é dada pela Equação (2), onde V_{Lp} representa a tensão no primário, V_{Ls} a tensão no secundário e n a relação de transformação entre os indutores.

$$V_{Lp} = nV_{Ls} \quad (3)$$

Essa relação também pode ser expressa em função das indutâncias, conforme a Equação (3), sendo representada por L_s a indutância do secundário e L_p a indutância no primário.

$$n = \sqrt{\frac{L_s}{L_p}} \quad (4)$$

Para determinar a contribuição da célula de ganho na tensão total, analisa-se o comportamento do indutor secundário L_s , que atua como uma fonte alternada retangular para a célula, conforme ilustrado na Figura 6. Essa célula opera em dois modos distintos:

Modo 1: Ocorre quando a tensão de alimentação da célula assume a amplitude positiva V_a , calculada pela Equação (4).

$$V_a = nV_i = nV_o(1-D) \quad (5)$$

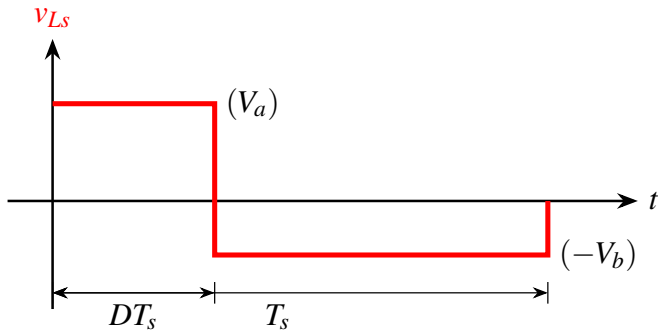


Fig. 6. Gráfico da tensão v_{Ls} com tempo negativo prolongado. Adaptado de [2].

Considerando os parâmetros do ganho do Boost tradicional Equação (1). Nessa etapa, os capacitores da célula são carregados em paralelo enquanto os diodos conduzem, conforme 7.

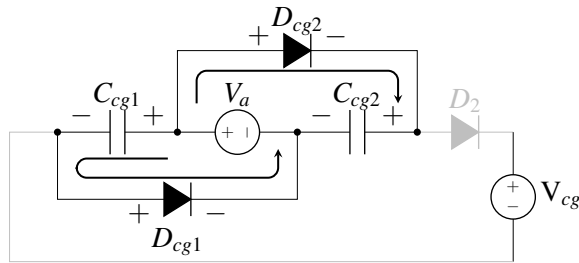


Fig. 7. Célula de ganho no modo 1. Adaptado de [2].

A tensão sobre os capacitores é igual a V_a , e a tensão total da célula no modo 1 é dada pela Equação (5), onde V_{cg1} e V_{cg2} representam as tensões nos capacitores da célula [4].

$$V_a = V_{cg1} + V_{cg2} = 2V_a \quad (6)$$

Modo 2: Neste modo, a tensão de alimentação assume a amplitude negativa V_b , obtida pela Equação (6).

$$V_b = -n(V_i - V_{ob}) = nDV_o \quad (7)$$

Os diodos ficam polarizados inversamente, atuando como chaves abertas, conforme Figura 8.

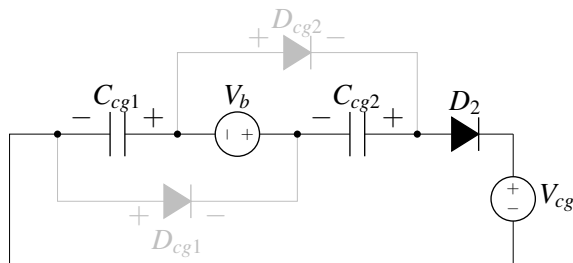


Fig. 8. Célula de ganho no modo 2. Adaptado de [2].

A tensão total da célula no modo 2, onde é o mesmo valor da tensão total da célula de ganho, é expressa pela Equação (7) [4].

$$V_{cg} = 2V_a + V_b = (2n - D_n)V_o \quad (8)$$

A soma da tensão do conversor Boost com a tensão proveniente da célula define a saída do circuito completo, conforme Equação (8).

$$V_o = (1 + 2n - D_n)V_o = V_i \frac{1 + 2n - D_n}{1 - D} \quad (9)$$

A partir dela, estabelece-se a relação de ganho estático do conversor com célula de ganho, apresentada na Equação (9) [4].

$$M = \frac{V_{ot}}{V_i} = \frac{1 + 2n - D_n}{1 - D} \quad (10)$$

Com essas equações, é possível compreender o funcionamento integrado do conversor Boost e da célula de ganho, permitindo analisar suas etapas de operação e estimar o ganho total do sistema [4].

C. Etapas de operação do conversor com célula de ganho

O funcionamento do conversor com célula de ganho é caracterizado por cinco etapas distintas [4], [7], que se repetem ciclicamente e determinam a composição do sinal de saída. A compreensão dessas etapas é essencial para analisar como ocorre o ganho adicional de tensão.

Primeira etapa ($t_0 - t_1$):

A célula de ganho encontra-se no modo 1. A chave de potência permanece fechada, permitindo que a fonte principal forneça energia para o indutor de magnetização L_m , para a indutância de dispersão L_k e para o indutor primário L_p . Simultaneamente, o indutor secundário L_s carrega os capacitores da célula de ganho, que estão conectados em paralelo devido à condução dos diodos internos da célula. Os diodos D_1 e D_2 permanecem bloqueados, impedindo a transferência de energia para a carga. Nesta condição, o capacitor de filtro C_2 é responsável por manter a alimentação da carga. A Figura 9 ilustra essa configuração [4].

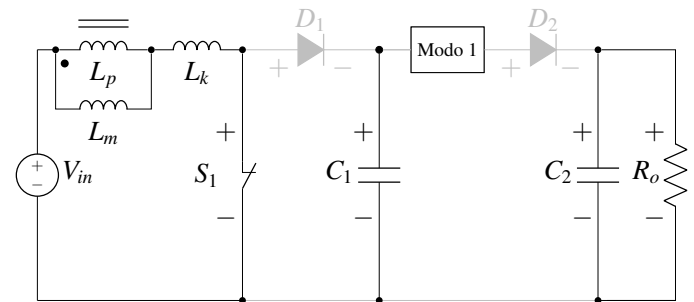


Fig. 9. Circuito da primeira etapa de operação do conversor proposto. Adaptado de [2].

Segunda etapa ($t_1 - t_2$):

A célula de ganho continua no modo 1, mas ocorre a abertura da chave de potência. Com isso, o diodo D_1 é polarizado diretamente, permitindo a descarga da energia acumulada em L_k .

sobre o capacitor C_1 do conversor Boost. Essa etapa é breve e se encerra quando a corrente em L_k se iguala à corrente em L_m . Durante todo esse intervalo, C_2 continua alimentando a carga. A Figura 10 apresenta o comportamento do circuito nesta fase [4].

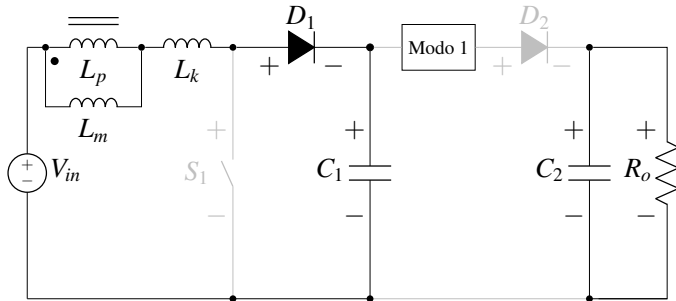


Fig. 10. Circuito da segunda etapa de operação do conversor proposto. Adaptado de [2].

Terceira etapa ($t_2 - t_3$):

Sem alteração no estado da chave, L_k prossegue transferindo energia para C_1 . Entretanto, a corrente no indutor secundário L_s decai até zero após o equilíbrio entre as correntes de L_k e L_m . Nesse momento, o diodo D_2 entra em condução, e a célula de ganho muda para modo 2. Todos os diodos passam a conduzir, e os elementos armazenadores da célula, juntamente com C_1 , transferem energia para C_2 e para a carga. Essa etapa termina quando a energia em L_k se esgota. A Figura 11 exemplifica essa condição [4].

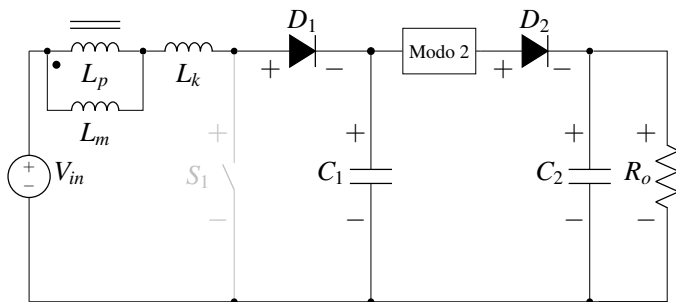


Fig. 11. Circuito da terceira etapa de operação do conversor proposto. Adaptado de [2].

Quarta etapa ($t_3 - t_4$):

Com a descarga completa de L_k , o diodo D_1 bloqueia novamente. A célula permanece no modo 2, e a transferência de energia continua a partir de C_1 e dos capacitores da célula de ganho para C_2 e para a carga. Essa etapa se encerra com o novo fechamento da chave de potência. A Figura 12 ilustra essa configuração [4].

Quinta etapa ($t_4 - t_5$):

A chave volta a conduzir e a alimentação da carga permanece igual a etapa anterior e reiniciando o carregamento de L_k . Durante a elevação da corrente em L_k , ocorre um novo equilíbrio com a corrente de L_m . Nesse instante, a corrente no secundário L_s é anulada, provocando a transição da célula para modo 1,

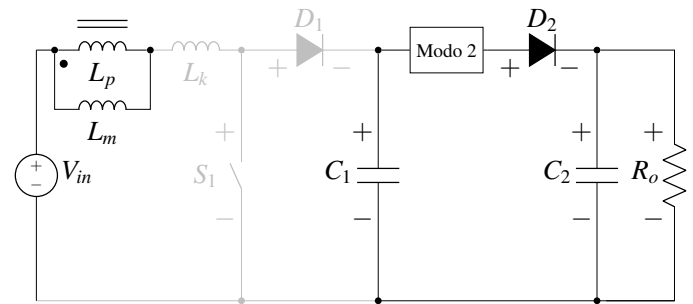


Fig. 12. Circuito da quarta etapa de operação do conversor proposto. Adaptado de [2].

dando início a um novo ciclo. A Figura 13 apresenta essa condição [4].

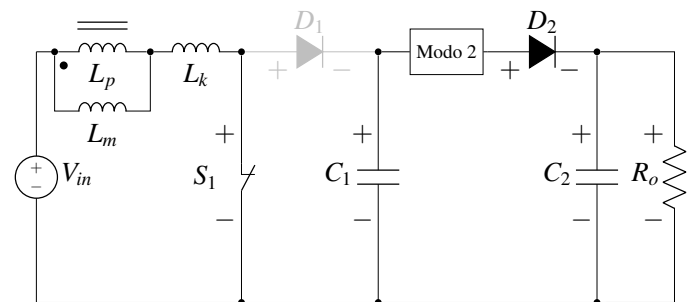


Fig. 13. Circuito da quinta etapa de operação do conversor proposto. Adaptado de [2].

O entendimento dessas etapas é essencial para compreender como o ganho de tensão é obtido. A Figura 14 mostra os gráficos das correntes nos diodos, na chave e nos indutores, destacando i_2 , corrente presente em L_s [4].

A análise evidencia que a indutância de dispersão L_k desempenha papel crucial, pois determina a transição entre etapas quando sua corrente se iguala à corrente de magnetização L_m . Além disso, L_k é responsável pelo carregamento do capacitor C_1 em uma das fases. Por esse motivo, sua influência deve ser considerada na equação de ganho [4], que também depende da frequência de comutação f_s e da resistência de carga R_o . A dedução completa da Equação (10) encontra-se no Apêndice A [4].

$$M = \frac{V_{ot}}{V_i} = \frac{\left(\frac{1+2n-Dn}{1-D}\right)}{1 + \frac{L_k f_s}{R_o} \left(\frac{8n^2}{D^2} + \frac{\left(\frac{n}{2}-1\right)(1+n)^2}{(1-D)^2}\right)} \quad (11)$$

D. Microinversores

Em sistemas com módulos FV, existem diferentes estratégias para a conversão da energia gerada pelos módulos solares [3]. Uma configuração bastante utilizada consiste na conexão em série dos módulos FV para fornecer uma tensão elevada ao inversor central [3]. Outra alternativa consiste na utilização de conversores CC-CC individuais integrados em paralelo,

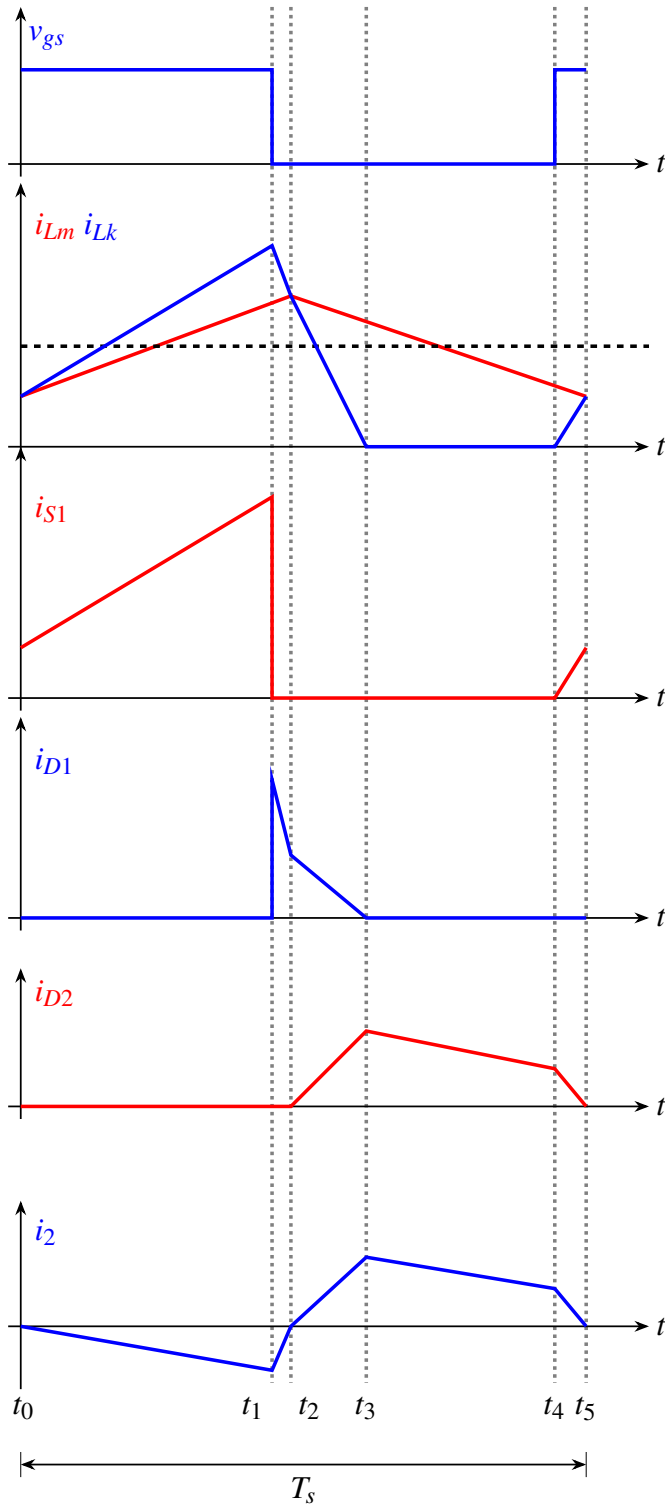
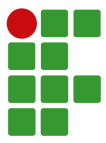


Fig. 14. Principais formas de onda do conversor proposto. Adaptado de [2].

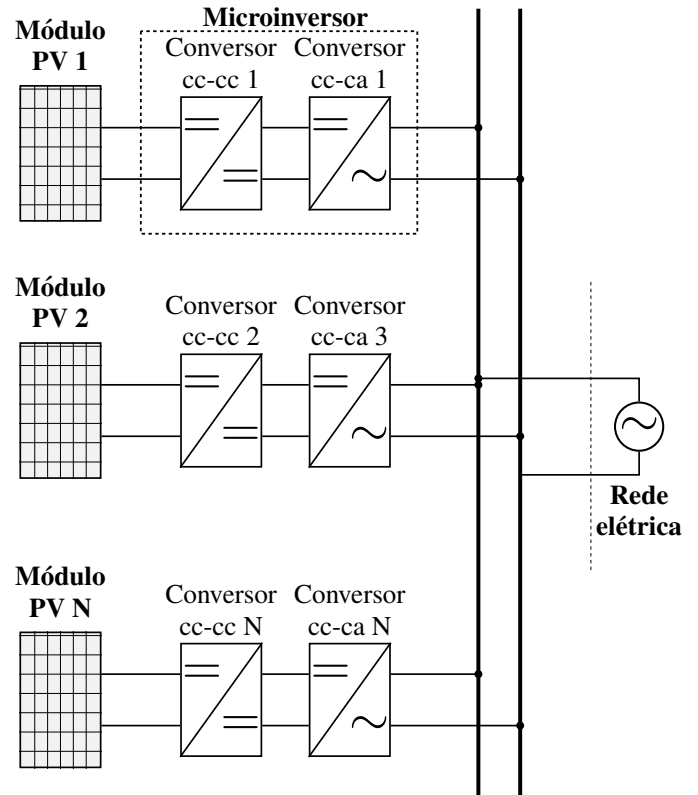


Fig. 15. Sistema de geração FV com microinversores. Adaptado de [2].

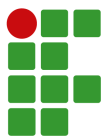
associados a um conversor CC-CA central. Nessa configuração, devido à baixa tensão fornecida pelos módulos FV, o estágio CC-CC também deve fornecer elevado ganho estático para adequação da tensão requerida pelo sistema [3].

Há ainda uma terceira topologia que tem se tornando cada vez mais comum: o microinversor. Nesse arranjo, cada módulo fotovoltaico possui um sistema completo de conversão, integrando a etapa de elevação de tensão e a conversão para corrente alternada [3]. Essa configuração garante que a perda de eficiência ou falha em um módulo não comprometa o desempenho global do sistema, pois cada unidade opera de forma independente [3]. A Figura 15 ilustra a topologia.

A primeira etapa do microinversor é responsável por elevar a tensão proveniente do painel solar, que pode ser um conversor do tipo Boost [2]. Essa etapa é crítica, pois a tensão fornecida por um único módulo FV é relativamente baixa, geralmente entre 18 V e 40 V. Para atingir os níveis exigidos pela conversão CC-CA, o conversor deve apresentar um ganho elevado, o que justifica a adoção de técnicas complementares, como células de ganho, que permitem aumentar a tensão sem comprometer a eficiência do sistema [4].

E. Perturba e Observa

Para extrair a máxima potência de um módulo FV, é necessário ajustar continuamente o ponto de operação do sistema, garantindo que ele trabalhe próximo ao ponto de máxima potência (MPP) [5], [8]. Esse processo é realizado por



algoritmos de rastreamento, conhecidos como MPP (*Maximum Power Point*). Entre os métodos mais utilizados estão: impedância característica, condutância incremental, tensão constante e o método Perturba e Observa (P&O) [5].

O método P&O baseia-se na aplicação de pequenas perturbações na razão cíclica do conversor e na análise da resposta da potência do sistema [5], [9]. O algoritmo realiza leituras de tensão e corrente do módulo FV, calcula a potência instantânea e compara esse valor com a potência obtida no ciclo anterior. Caso a potência aumente após a última perturbação, a direção da variação da razão cíclica é mantida, caso contrário, essa direção é invertida [5].

A perturbação é aplicada diretamente na razão cíclica do conversor, utilizando um passo fixo. Esse processo é repetido continuamente, fazendo com que o ponto de operação oscile em torno do MPP. Embora essa oscilação seja inevitável, ela pode ser minimizada pelo ajuste adequado do passo de perturbação [10], [11]. Um passo muito grande acelera a convergência, mas aumenta as perdas por oscilação; já um passo muito pequeno reduz as perdas, mas torna o rastreamento mais lento [10].

III. METODOLOGIA

Nesta seção são apresentadas as especificações do projeto, escolha do microcontrolador, incluindo o dimensionamento dos componentes eletrônicos e sensores. Serão descritos os parâmetros adotados para o conversor CC-CC com célula de ganho, a lógica de controle em malha fechada utilizando o algoritmo MPPT Perturba e Observa, e os critérios para seleção dos dispositivos semicondutores e elementos passivos.

A. Desenvolvimento do Conversor Boost

Para o desenvolvimento do conversor, é necessário definir parâmetros fundamentais que orientam o dimensionamento dos componentes. A Tabela 1 apresenta os dados iniciais utilizados como base para o projeto.

TABELA I
Parâmetros iniciais do projeto

V _{imax}	30,4 VCC
I _{imax}	8,56 A
P _{imax}	260 W
V _{omax}	400 VCC
I _{omax}	651,46 mA
P _{omax}	260 W
R _o	614 Ω

Por se tratar de uma aplicação fotovoltaica, é importante considerar que a tensão do módulo (V_i) pode variar devido a fatores como sombreamento, sujeira ou condições climáticas. Essa variação é compensada pelo ajuste da razão cíclica (D) do conversor. Para a validação do conversor, optou-se por utilizar uma razão cíclica fixa de 50%, sem a aplicação de controle em malha fechada. Esse valor foi determinado a partir de simulações realizadas no software PSIM, com o objetivo de alcançar o ganho

necessário conforme estabelecido na Equação (11).

A tensão de saída (V_o) foi definida considerando a aplicação em microinversores conectados à rede elétrica de 220 V (valor eficaz). Como a tensão de pico correspondente é de aproximadamente 311 V, o barramento CC deve apresentar um nível de tensão igual ou superior a esse valor para possibilitar a modulação na etapa CC-CA. Com base nesse requisito, determinou-se o ganho necessário para o conversor, conforme apresentado na Equação 11.

$$M = \frac{400}{30,4} = 13,15 \quad (12)$$

Para reduzir as dimensões dos componentes passivos e melhorar a resposta dinâmica, a frequência de chaveamento (F_s) foi fixada em 100 kHz, valor que oferece um equilíbrio entre eficiência, perdas e tamanho dos componentes. A partir da tensão de saída e da potência nominal, calculou-se a resistência equivalente da carga, conforme a Equação 12.

$$R_o = \frac{400}{260} = 614 \, \Omega \quad (13)$$

O dimensionamento do indutor acoplado seguiu as diretrizes apresentadas na referência [4], que aborda projetos com indutâncias de magnetização e dispersão. Com base nessa metodologia, obteve-se uma relação de transformação $n \approx 3,84$. Os cálculos para determinar o número de espiras, escolha do núcleo, estimativa de perdas e demais parâmetros necessários para a construção do indutor estão detalhados no Apêndice B.

Com a definição das características do indutor, procedeu-se ao cálculo das capacitâncias dos elementos do circuito. A tensão sobre o capacitor C_1 é correspondente à parcela de ganho de tensão referente ao estágio Boost, apresentada no Apêndice A, enquanto o capacitor de saída C_2 apresenta a mesma tensão da carga. As tensões nos capacitores da célula de ganho C_{cg1} e C_{cg2} foram obtidas por meio de simulações no software PSIM. As Equações 13 e 14 definem as capacitâncias desses componentes, considerando a variação de tensão admissível (ΔV_o). Os cálculos completos estão disponíveis no Apêndice C.

$$C_1 = C_{cg} \geq \frac{12}{n^2 \pi^2 f_s^2 L_k} \quad (14)$$

$$C_2 \geq \frac{I_o D}{f_s \Delta V_o} \quad (15)$$

Como os valores calculados não correspondem a padrões comerciais, optou-se por utilizar os valores superiores mais próximos, conforme apresentado na Tabela II.

As simulações também foram utilizadas para confirmar o dimensionamento dos capacitores obtido por meio dos cálculos e para determinar os esforços elétricos nos semicondutores, auxiliando no dimensionamento das chaves e dos diodos. A Figura 26, apresentada no Apêndice E, ilustra o circuito modelado no PSIM. Com base nos resultados, foram calculadas as perdas nos componentes, considerando parâmetros como a

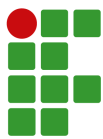


Fig. 16. Placa do conversor Boost com célula de ganho.

resistência de condução obtidos nos respectivos datasheets. A Tabela II apresenta os semicondutores selecionados, enquanto os cálculos detalhados encontram-se no Apêndice D.

TABELA II

Especificações dos capacitores e semicondutores escolhidos.

Componente	Especificação	Tensão
C_1	33 μ F	100 V
C_2	33 μ F	400 V
C_{cg}	33 μ F	160 V
S_1	STP100N8F6	—
D_1	RURP1560	—
D_2	RURP1560	—
D_{cg1}	RURP1560	—
D_{cg2}	RURP1560	—

Após a definição de todos os componentes e suas características, o projeto foi implementado no software Altium Designer para elaboração do layout da placa. A Figura 16 apresenta a placa física após a montagem. Com o circuito concluído, foram realizados os testes experimentais para validação do desempenho do conversor.

B. Microcontrolador e sensores

i. Arduino

Para implementar o MPPT no projeto, optou-se pelo uso do Arduino Uno, considerando que se trata de um protótipo acadêmico. Essa escolha se justifica pela simplicidade de programação, ampla disponibilidade de bibliotecas, vasto conteúdo técnico acessível e baixo custo, além de atender plenamente às exigências do projeto. Um fator importante é a capacidade do Arduino de gerar sinais PWM com ajustes na razão cíclica, característica essencial para o método Perturba e Observa. Com a configuração adotada, foi possível obter um passo mínimo de alteração no duty cycle de aproximadamente 0,63% por incremento, permitindo variações suaves que evitam oscilações na tensão e na potência. Essa precisão

é fundamental para manter o sistema próximo ao ponto de máxima potência. O intervalo de atualização do duty foi definido em 1 segundo, valor determinado experimentalmente por proporcionar a estabilização da tensão e da corrente após cada perturbação, garantindo medições confiáveis antes da próxima decisão do algoritmo.

ii. Sensor de corrente

Para realizar a medição de corrente no projeto, foi utilizado o sensor ACS712, baseado no efeito Hall e amplamente empregado em aplicações com Arduino. O modelo escolhido possui faixa de medição de até 20 A, adequada para a corrente máxima esperada no sistema fotovoltaico. Esse sensor é constantemente utilizado em projetos acadêmicos devido à sua simplicidade de integração, baixo custo e facilidade de leitura por meio das entradas analógicas do microcontrolador.

O ACS712 possui cinco pinos, sendo três destinados à conexão elétrica e dois para a passagem da corrente a ser medida. Os pinos elétricos são: VCC - 5V do Arduino, GND - GND do Arduino e OUT - A1 do Arduino (para leitura analógica). Os outros dois pinos, identificados como IP+ e IP-, são os terminais por onde a corrente da saída do painel fotovoltaico do circuito.

iii. Divisor de Tensão

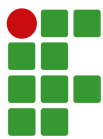
Para realizar a medição da tensão do módulo (FV), foi utilizado um divisor resistivo conectado ao pino analógico A0 do Arduino. Esse divisor é composto por dois resistores: $R_1 = 75 \text{ k}\Omega$ e $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, formando uma relação que reduz a tensão do painel para níveis compatíveis com a entrada analógica do microcontrolador (máximo de 5 V), permitindo medir tensões de até aproximadamente 40 V na entrada do conversor, garantindo segurança para o Arduino.

Para reduzir a influência da impedância do divisor resistivo sobre o ADC do Arduino e tornar as leituras mais estáveis, foi integrado ao circuito um amplificador operacional MCP6002 configurado como buffer. O dispositivo foi escolhido por ser rail-to-rail, característica que permite operar com sinais próximos aos limites da alimentação (0 V e 5 V). Nessa configuração, o buffer isola o divisor resistivo da entrada analógica, evitando que a impedância do ADC interfira na medição. O cálculo da tensão real do módulo (FV) é feito a partir da relação do divisor, conforme a Equação 15:

$$V_{\text{painel}} = V_{\text{medido}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (16)$$

Para reduzir a influência de ruídos na medição, cada leitura de tensão foi obtida pela média aritmética de 200 amostras consecutivas do ADC. Esse procedimento reduz as oscilações das leituras, fornecendo um valor mais estável para o algoritmo MPPT.

Os coeficientes de correção A e B foram obtidos por meio de um processo de calibração experimental. Inicialmente, foram aplicadas tensões conhecidas na entrada do divisor resistivo e registradas as leituras correspondentes no Arduino. Com esses



dados, foi realizada uma regressão linear entre a tensão real (V_{real}) e a tensão calculada pelo Arduino (V_{medida}) ajustando a equação 16:

$$V_{corrigido} = AV_{medido} + B \quad (17)$$

Esse procedimento permitiu compensar pequenas imprecisões do divisor resistivo e do conversor analógico-digital (ADC) do Arduino.

C. Perturba e Observa

O rastreamento do ponto de máxima potência do módulo (FV) foi implementado utilizando o método Perturba e Observa (P&O). Nesse método, a estratégia consiste em observar como a potência do módulo (FV) se comporta quando são aplicadas pequenas perturbações no ciclo de trabalho do conversor. Se a alteração no duty resulta em aumento de potência, o algoritmo entende que está avançando na direção correta e continua perturbando no mesmo sentido. Se a potência diminuir, considera-se que o ponto máximo foi ultrapassado e o sentido da perturbação é invertido.

Para realizar o cálculo da potência, o sistema mede continuamente a tensão e a corrente do módulo (FV). A tensão é obtida mediante um divisor resistivo e a corrente por meio de um sensor ACS712. Antes de iniciar o P&O propriamente dito, o código executa uma varredura em toda a faixa permitida de duty cycle, que foi definida entre aproximadamente 25% e 70%, essa limitação impede que o algoritmo leve o conversor a regiões inseguras, garantindo que o sistema opere sempre dentro da faixa prevista. Nessa etapa, o sistema testa todos os valores dessa faixa, mede a potência correspondente e identifica qual duty fornece o maior valor. Essa varredura inicial garante que o algoritmo comece próximo do ponto de máxima potência.

Durante o funcionamento normal, o algoritmo avalia periodicamente a potência atual e a compara com a potência da amostra anterior. A partir dessa comparação, decide se a razão cíclica deve ser aumentado ou reduzido. Esse ajuste é feito de forma incremental e suave, evitando grandes oscilações e permitindo que o controlador caminhe gradualmente até a região de máxima potência. Para geração do sinal de chaveamento utilizado no controle do conversor, foram configurados diretamente os registradores internos do temporizador do Arduino responsáveis pela geração do sinal PWM. O fluxograma é apresentado na Figura 17 e o código pode ser encontrado no Apêndice F.

IV. RESULTADOS

Após a conclusão dos cálculos do conversor, conforme apresentado no Apêndice G, foi realizada a etapa de simulação antes da validação experimental do protótipo desenvolvido. Com todos os parâmetros definidos, utilizou-se o software PSIM para avaliar o comportamento do circuito, verificando as quedas de tensão e as correntes nos componentes, a fim de validar o projeto proposto. Para tornar a simulação mais próxima das condições reais do protótipo, foram utilizados os valores medidos da

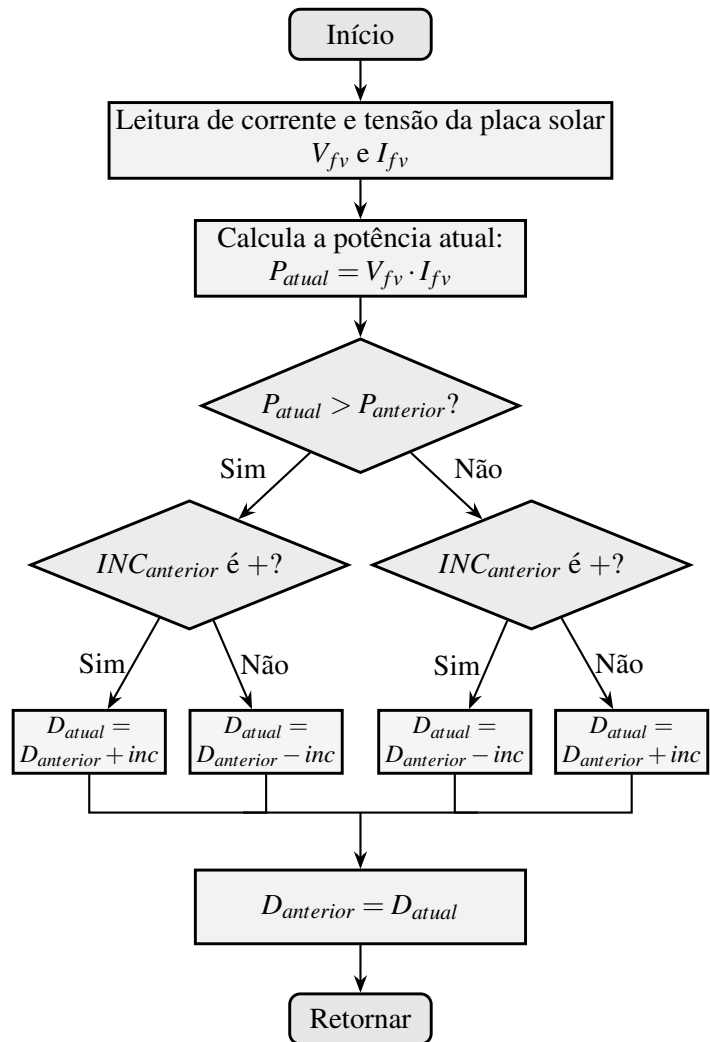


Fig. 17. Fluxograma do algoritmo Perturba e Observa (P&O) para rastreamento do ponto de máxima potência

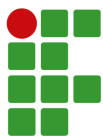
indutância de magnetização L_m e da indutância de dispersão L_k do indutor construído. As medições foram realizadas utilizando uma ponte LCR da marca Minipa, modelo MX-1010, e os resultados estão apresentados na Tabela III.

TABELA III

Valores do indutor fabricado

	Calculado	Medido	Erro
L_k	300 nH	286,0 nH	4,89 %
L_m	30 μ H	32,3 μ H	7,12 %

Houve uma leve diferença entre os valores calculados e os medidos, mas isso não afetou o funcionamento do conversor. Essa variação é comum e pode estar ligada à precisão dos instrumentos, à montagem manual e ao acoplamento magnético do indutor. Com base nos dados mencionados anteriormente, foi possível montar o circuito no software de simulação utilizando os valores reais dos componentes e iniciar a coleta de dados.



A. Simulação em malha aberta

Nesta etapa, a simulação foi realizada em malha aberta, ou seja, sem a implementação do algoritmo MPPT, apenas com a razão cíclica fixa definida previamente.

A praticidade do software PSIM possibilitou a obtenção de sinais de tensão e corrente, gerando gráficos que representam as curvas em cada componente do circuito. No Apêndice E, podem ser visualizadas as formas de onda para diferentes pontos do conversor, considerando a carga nominal de 614 Ω . Entre as figuras apresentadas estão: 27 (tensão e corrente na entrada), 28 (tensão e corrente na saída) e 29 (tensão e corrente sobre a chave).

A partir das medições obtidas, foi elaborada a Tabela IV, que apresenta a comparação entre os valores calculados e os simulados. Ao analisar os resultados mais relevantes, observa-se que o circuito apresentou comportamento coerente com o esperado, mesmo havendo pequenas diferenças entre os valores teóricos e os obtidos na simulação. Essas discrepâncias estão dentro de limites aceitáveis e podem ser atribuídas às simplificações adotadas nos cálculos e às características do modelo simulado.

TABELA IV
Valores do indutor fabricado

	Calculado	Simulado	Erro
V_I	30,40 V	30,40 V	0,00 %
I_I	8,55 A	8,67 A	1,40 %
V_o	400,00 V	401,3 V	0,33 %
I_o	0,65 A	0,654 A	0,62 %
V_{S1RMS}	–	43,15 V	–
I_{S1RMS}	–	12,20 A	–
V_{S1pico}	60,43 V	62,06 V	2,69 %
I_{S1pico}	–	27,46 A	–
$I_{D1medio}$	0,65 A	0,62 A	4,61 %
$V_{D1medio}$	–	32,30 V	–
$I_{D2medio}$	0,65 A	0,62 A	4,61 %
$V_{D2medio}$	–	116,77 V	–
$I_{Dcgmedio}$	0,65 A	0,64 A	4,61 %
$V_{Dcgmedio}$	–	112,19 V	–
IL_{kRMS}	11,42 A	12,00 A	9,15 %
IL_{mRMS}	6,06 A	6,17 A	1,82 %

B. Simulação em malha fechada

Para validar o código e o funcionamento do conversor em malha fechada, foram realizados dois testes distintos: um com variações na irradiância e outro com variações na temperatura, simulando condições reais de operação de um sistema fotovoltaico.

No primeiro teste, com variação de irradiância, o valor inicial foi de 800 W/m². Após 1 segundo, aplicou-se um degrau negativo de -200 W/m², reduzindo a irradiância para 600 W/m². Em seguida, aos 2 segundos, foi aplicado um degrau positivo de +400 W/m², elevando a irradiância para 1000 W/m², a

temperatura foi fixada em 25°C. No gráfico apresentado na Figura 18, observa-se a linha verde representando a potência máxima teórica (P_{max}) a referência do MPPT e a linha vermelha indicando a potência extraída pelo conversor (P_{pv}). É possível verificar que o algoritmo MPPT proposto acompanha corretamente as mudanças, atingindo o valor desejado após um curto período transitório de 30ms. Após a estabilização, a potência apresenta pequenas oscilações em torno da referência, comportamento característico do método Perturba e Observa.

O segundo teste seguiu a mesma lógica, mas com variação de temperatura. O valor inicial foi de 25°C, após 1 segundo, aplicou-se um degrau positivo de 10°C, e aos 2 segundos, um degrau negativo de -20°C, diminuindo a temperatura para 10°C, a irradiância foi fixada em 800 W/m². Assim como no teste anterior, o MPPT conseguiu realizar o rastreamento do ponto de máxima potência, ajustando a razão cíclica do conversor para compensar as alterações nas características elétricas do painel, a Figura 19 mostra o comportamento da simulação.

Esses resultados confirmam que o controle em malha fechada, aliado ao algoritmo Perturba e Observa, é capaz de responder adequadamente às variações ambientais, mantendo o sistema próximo ao ponto de máxima potência com estabilidade.

C. Teste prático - Malha aberta

Durante os testes em malha aberta, observou-se um sobressinal significativo na tensão da chave, atingindo valores próximos ao limite máximo do componente, mesmo com a tensão de entrada inferior à nominal. Esse comportamento pode estar relacionado a fatores construtivos do protótipo, como a montagem manual da placa, qualidade das soldas, oxidação ou corrosão das trilhas, variações na fabricação do indutor acoplado e tolerâncias ou características dos componentes utilizados. Esse comportamento levou à necessidade de implementar soluções para reduzir o sobressinal. A primeira tentativa foi a inclusão de um circuito grameador em paralelo à chave, porém sem sucesso. Em seguida, optou-se pela substituição da chave por um modelo com maior tensão suportada. Essa troca trouxe uma melhora parcial, mas verificou-se que o desempenho seria superior se os diodos também fossem substituídos por modelos ultrarrápidos, compatíveis com a nova chave, sendo então realizada a substituição dos diodos.

A Figura 30, apresentada no Apêndice H mostra a medição da tensão sobre a chave antes da troca dos componentes. Nota-se que o valor máximo chegou a 61,6 V, enquanto a tensão sem sobressinal era de aproximadamente 30 V. Cabe destacar que os ensaios não foram realizados na condição máxima de operação do conversor, pois a tensão medida sobre a chave já indicava que o componente não apresentaria margem de segurança adequada para suportar condições nominais de operação. A Tabela V apresenta os novos modelos adotados. Todas as medições foram realizadas com o osciloscópio Tektronix TBS1102B (100 MHz, 2 GS/s).

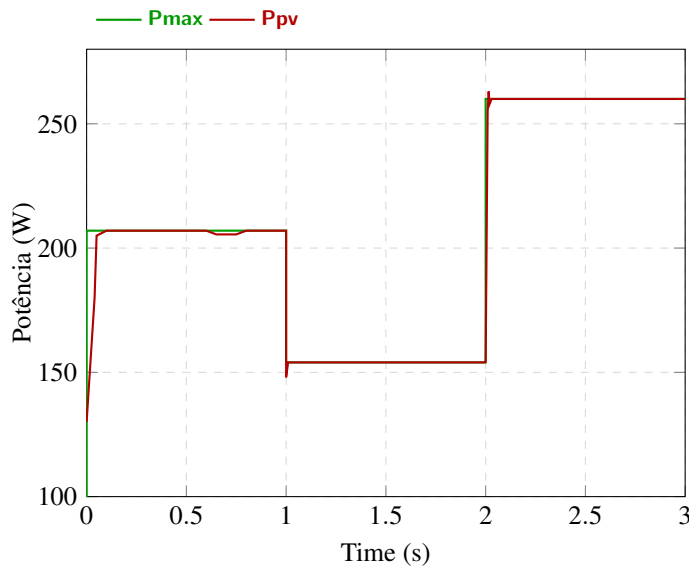
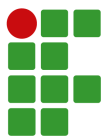


Fig. 18. Controle do MPPT sobre variação de irradiância.

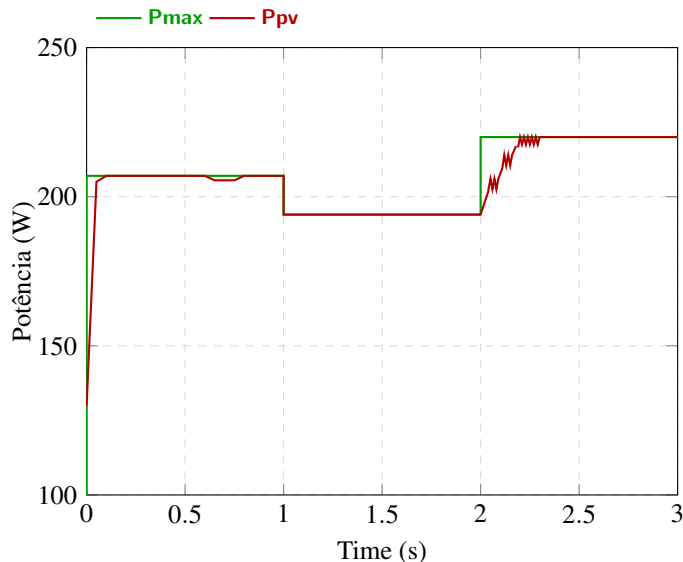


Fig. 19. Controle do MPPT sobre variação de temperatura.

TABELA V

Semicondutores escolhidos

Componente	Part
S_1	IRFB4310Z
D_1	VS30ETH06
D_2	VS30ETH06
D_{cg1}	VS30ETH06
D_{cg2}	VS30ETH06

Após as adequações e substituições, foram realizadas novamente as medições. A Figura 31 mostram a tensão sobre a chave após a troca dos semicondutores, evidenciando a redução

do sobressinal. O valor máximo medido foi de 72,8 V, próximo ao valor estabilizado de 60 V, considerando a tensão de entrada nominal. Figura 32 apresenta a tensão de saída e a corrente de entrada, onde se observa baixa ondulação. A Figura 33 também permite visualizar a tensão de saída e a corrente de saída.

Com base nas curvas apresentadas, conclui-se que o conversor atende aos requisitos definidos. A tensão de saída ficou cerca de 6% abaixo do valor esperado, utilizando como carga um conjunto de resistores de potência com resistência aproximada de 614 Ω , valor muito próximo ao especificado no projeto. Essa configuração permitiu reproduzir as condições previstas para o teste e a Tabela VI apresenta os resultados.

TABELA VI

Comparação entre os dados medidos na prática e os simulados.

	Simulado	Medido	Erro
V_i	30,40 V	30,4 V	0 %
I_i	4,07 A	4,00 A	1,75 %
V_o	407,27 V	385,00 V	5,78 %
I_o	305,53 mA	271 mA	12,74 %
V_{s1}	62,30 V	71,2 V	14,28 %

D. Teste prático - Malha fechada

Para validação do funcionamento do conversor juntamente com o controle MPPT, foi utilizado um módulo (FV) em um dia ensolarado. Durante os testes, a irradiância medida com um pirômetro modelo MES-100 foi de aproximadamente 530 W/m², com temperatura ambiente de 22 °C, conforme dados do Climatempo.

O algoritmo implementado no Arduino realizou uma varredura inicial do duty cycle entre $D = 0,283$ e $D = 0,698$, com incremento de 0,0063 (0,63%) a cada passo. O tempo médio entre cada passo foi de aproximadamente 357 ms, totalizando cerca de 25,7 s para conclusão da varredura completa. Durante esse processo, a potência do sistema foi monitorada continuamente. A Figura 20 apresenta o comportamento da potência durante a varredura inicial, evidenciando a identificação do ponto de máxima potência pelo algoritmo MPPT. Ao final da varredura, a maior potência foi identificada em $D = 0,579$, obtendo aproximadamente 130 W. Após essa etapa, o conversor passou a operar em regime permanente, realizando atualizações do MPPT a cada 1 s e mantendo a potência próxima dos 130 W encontrados na varredura, apresentando operação estável durante o funcionamento.

No gráfico da Figura 20 obtido pelo osciloscópio, o canal 1 (amarelo) representa a tensão, o canal 2 (azul claro) representa a corrente e o sinal matemático Math (vermelho) corresponde à potência calculada, utilizando escala de 50 W/divisão. Observa-se que a varredura inicial do MPPT teve duração aproximada de 26 s. Ao final desse processo, o conversor passou a operar em regime permanente no ponto de máxima potência identificado durante a varredura.

A potência obtida inicialmente ficou abaixo da potência nominal do módulo fotovoltaico. Após análise, verificou-se

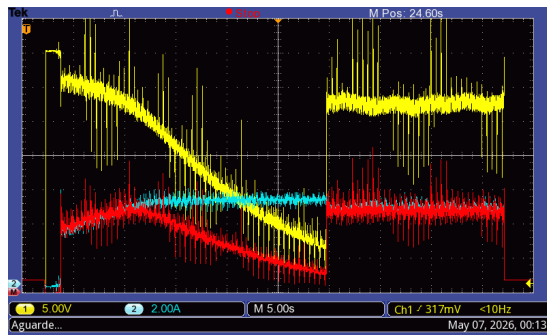
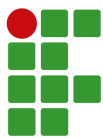


Fig. 20. Imagem do osciloscópio durante os ensaios com um módulo FV.

que a inclinação da placa influenciava diretamente a irradiância incidente. Com o pirômetro apontado diretamente para o sol, a irradiância medida foi de 960 W/m^2 . Entretanto, ao posicionar o sensor no mesmo ângulo do módulo fotovoltaico, a irradiância reduziu para aproximadamente 530 W/m^2 , justificando a menor potência observada no ensaio. Apesar do baixo valor de potência obtido inicialmente, o conversor operou no ponto de máxima potência disponível fornecida pelo módulo fotovoltaico nas condições do ensaio. A Figura 20 obtidas no osciloscópio e os gráficos referentes ao funcionamento do MPPT encontram-se na Figura 22.

Para validação da capacidade do conversor, foram utilizados dois módulos (FV) conectados em paralelo. Repetindo o mesmo procedimento de controle MPPT, foi obtida uma potência aproximada de 270 W Figura 21. Durante os testes, o conversor suportou normalmente a potência fornecida pelos módulos fotovoltaicos, mantendo operação estável e permanecendo próximo do ponto de máxima potência identificado pelo algoritmo MPPT.

Seguindo o mesmo procedimento anterior, na Figura 21, porém utilizando dois módulos fotovoltaicos conectados em paralelo, observou-se o aumento da potência fornecida ao conversor. Devido ao maior valor de potência obtido durante os ensaios, a escala do sinal Math foi ajustada para 100 W/divisão . Da mesma forma, o conversor realizou a varredura inicial do MPPT e posteriormente manteve operação estável próxima ao ponto de máxima potência identificado.

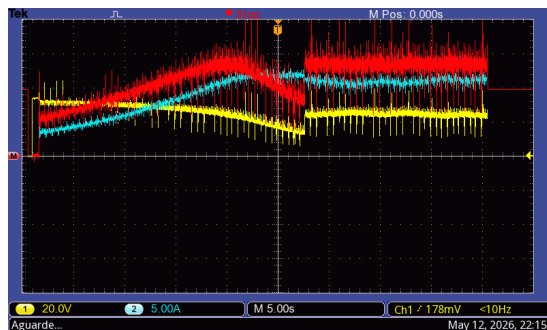


Fig. 21. Imagem grava do osciloscópio com dois módulos FV.

Ao final, os valores obtidos pelo osciloscópio foram extraídos e utilizados para a construção de gráficos no Excel, relacionando a potência no eixo Y e o tempo no eixo X. A Figura 22 ilustra o comportamento do sistema operando com um módulo FV, enquanto a Figura 23 apresenta o resultado para a associação de dois módulos em paralelo.

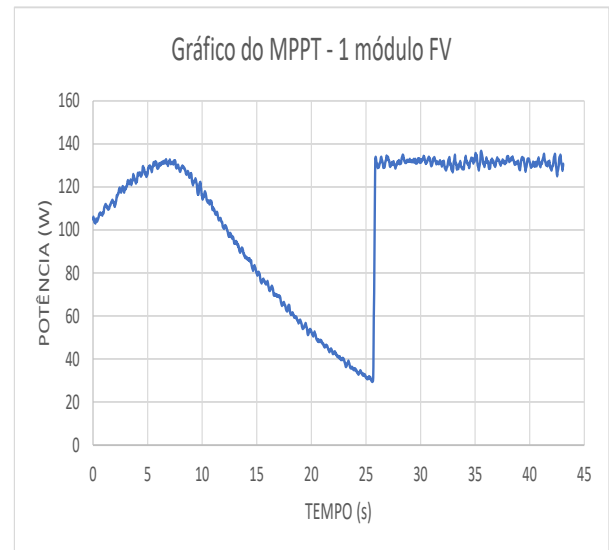


Fig. 22. Gráfico da varredura de potência com dois módulos FV.

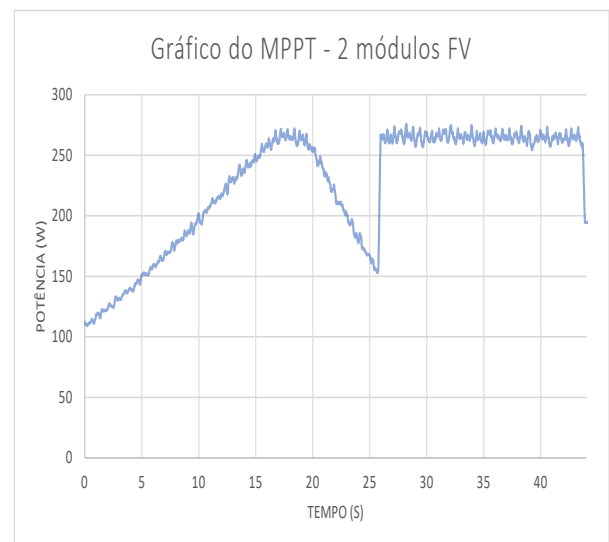
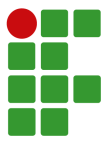


Fig. 23. Gráfico da varredura de potência com dois módulos FV.

Analisando as curvas geradas, é possível distinguir claramente duas etapas de atuação do controle. O intervalo inicial, de 0 a aproximadamente 26 segundos, corresponde à fase de varredura do duty cycle. Nesta etapa, o algoritmo percorre a



curva característica do painel para mapear e identificar o Ponto de Máxima Potência (MPP) global — que atingiu cerca de 130 W para um módulo Figura 22 e 270 W para dois módulos Figura 23. Aos 26 segundos, o degrau acentuado marca a transição para o regime permanente. O sistema assume a razão cíclica ótima identificada na varredura e passa a extrair a energia de forma estável, apresentando apenas as oscilações mínimas em torno do pico, o que é uma característica padrão e esperada do método Perturba e Observa.

Com o objetivo de validar os resultados, foi realizada uma simulação adicional no PSIM considerando a variação da irradiância incidente sobre o módulo FV. Inicialmente, a irradiância foi de 1000 W/m² e com potência de 260 W, em seguida no tempo de 2 segundos, foi aplicado um degrau negativo, alterando para 530 W/m², com a alteração a potência foi para aproximadamente 130 W reproduzindo a condição observada durante os ensaios experimentais devido à inclinação da placa, como ilustra a figura 24. Com a simulação, foi possível comparar a potência obtida na simulação com os resultados experimentais, verificando a compatibilidade entre os valores encontrados.

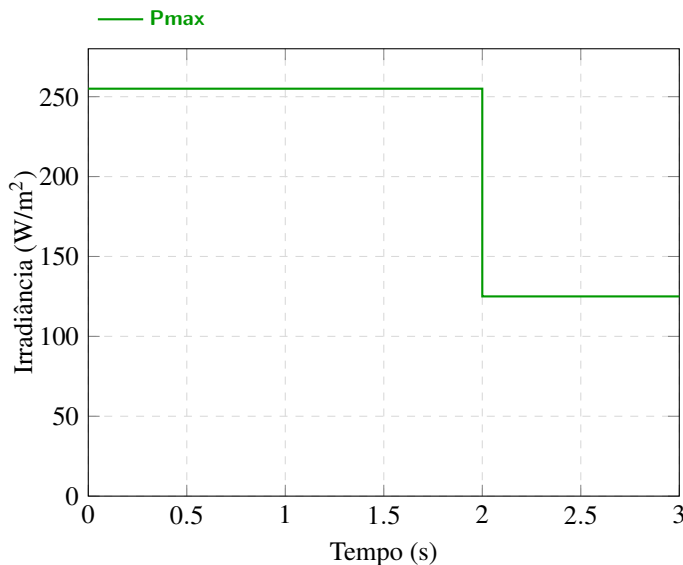


Fig. 24. Gráfico de geração do módulo FV simulado para irradiância de 530 W/m².

V. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou o desenvolvimento e a validação experimental de um conversor CC-CC Boost com indutor acoplado e controle MPPT implementado em Arduino para aplicações fotovoltaicas. A varredura inicial foi implementada com o objetivo de identificar rapidamente a região de máxima potência do sistema antes da entrada em regime permanente. Dessa forma, a varredura permitiu que o conversor inicie sua operação próximo da condição ótima de funcionamento,

aumentando o aproveitamento da potência disponível no módulo fotovoltaico desde o início da operação.

Os resultados experimentais demonstraram que o algoritmo MPPT identificou corretamente a condição de maior potência durante a varredura inicial, mantendo posteriormente operação estável em regime permanente. Mesmo com a redução da irradiância efetiva incidente sobre o módulo fotovoltaico devido à inclinação da placa, o sistema conseguiu operar no ponto de máxima potência disponível nas condições do ensaio.

Além disso, os testes realizados com dois módulos fotovoltaicos conectados em paralelo mostraram que o conversor suportou adequadamente o aumento da potência fornecida, atingindo aproximadamente 270 W sem apresentar instabilidades durante a operação.

Dessa forma, os resultados obtidos validam o funcionamento da topologia proposta e do algoritmo MPPT implementado, demonstrando sua viabilidade para aplicações em sistemas fotovoltaicos de baixa potência.

Na imagem 25 do experimento é possível observar a estrutura utilizada para realização dos ensaios. A fonte de alimentação de cor preta foi utilizada para energizar o circuito de acionamento do optoacoplador, enquanto uma segunda fonte foi empregada para alimentação do cooler responsável pelo resfriamento da chave de potência. O notebook foi utilizado para registro e monitoramento dos dados enviados pelo Arduino.

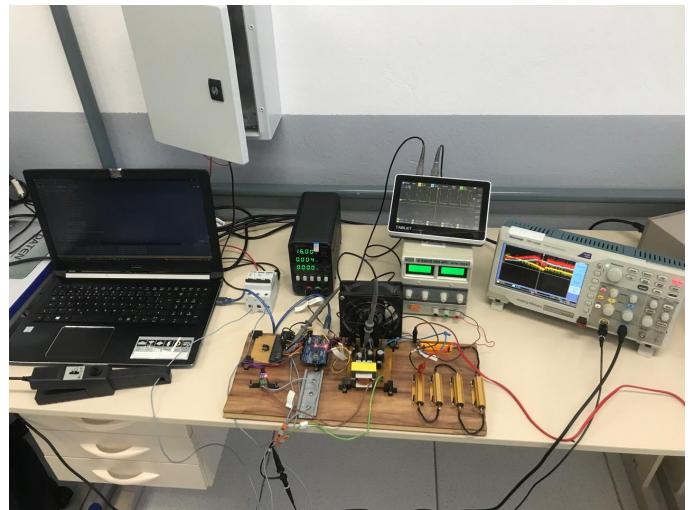
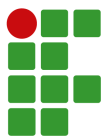


Fig. 25. Setup de teste com dois módulos FV.

Sobre a base em MDF encontram-se montados os sensores de corrente e tensão, o conversor CC-CC e a carga utilizada nos testes. Também é possível observar um osciloscópio da Tektronix realizando a medição da tensão de entrada e da corrente por meio de uma ponteira de corrente. Um segundo osciloscópio foi utilizado para monitoramento da tensão e do duty cycle aplicado à chave de potência. Por fim, as conexões provenientes dos módulos fotovoltaicos estão posicionadas dentro do painel na parte superior esquerda da imagem.



REFERÊNCIAS

- [1] ANEEL, “Resolução Normativa nº 482/2012 e atualizações”, Agência Nacional de Energia Elétrica, Brasil, 2012.
- [2] L. Schmitz, *Conversores CC-CC não-isolados de alto ganho e de alto rendimento destinados a aplicações fotovoltaicas e baseados no conversor Boost com células de ganho*, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2015.
- [3] D. Martins, R. Coelho, “Conversores CC-CC para aplicações fotovoltaicas: análise e projeto”, in *Proceedings of COBEP*, 2021.
- [4] L. Schmitz, *Metodologia para concepção de conversores CC-CC de alto ganho baseados em topologias básicas com indutor acoplado e células multiplicadoras de tensão*, Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2020.
- [5] A. C. Gomes, et al., “Comparação das técnicas de MPPT Perturba e Observa e Condutância Incremental utilizando o conversor Boost para um sistema fotovoltaico”, in *SCASB*, 2016.
- [6] R. W. Erickson, D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 3 ed., Springer, 2020.
- [7] L. Schmitz, D. Martins, R. Coelho, “Conversor CC-CC de alto ganho baseado no conversor Ćuk com indutor acoplado e multiplicadores de tensão”, *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 24, no. 3, pp. 267–276, 2019.
- [8] R. R. Spaduto, L. C. G. Freitas, “Estudo de técnicas de MPPT em sistemas fotovoltaicos”, in *CEEL/UFU*, 2013.
- [9] M. B. Vendruscolo, A. M. S. S. Andrade, “Análise comparativa das técnicas clássicas de MPPT”, in *SEPOC*, 2021.
- [10] R. T. G. Silva, “Análise comparativa das técnicas de MPPT, P&O, Sliding Mode e Backstepping aplicadas a sistemas fotovoltaicos”, in *Universidade Federal do Ceará*, 2020.
- [11] C. O. Souza, “Técnica Perturba e Observa adaptável para elevar a eficiência de sistemas fotovoltaicos”, in *Universidade do Estado de Santa Catarina*, 2019.
- [12] L. Schmitz, et al., “Symmetric Differential DC-DC Buck-Boost Converter”, *Eletrônica de Potência*, 2021.
- [13] M. L. V. Bezerra, R. R. Matias, “Modelagem e Controle de um Conversor Boost com Célula de Ganho Aplicado ao Rastreamento do Ponto de Máxima Potência”, in *SEPOC*, 2021.
- [14] G. L. Schiavon, *Conversores CC-CC de alto ganho utilizando indutores acoplados, células multiplicadoras de tensão e capacitores comutados*, Dissertação de Mestrado, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2022.
- [15] P. H. C. S. Loureiro, *Síntese e comparação de uma família de conversores CC-CC com indutores acoplados de três enrolamentos*, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Maria, 2023.
- [16] M. R. S. Carvalho, *Conversor CC-CC de alto ganho baseado em célula multiplicadora de tensão com as técnicas capacitor chaveado e acoplamento magnético*, Tese de Doutorado, Universidade Federal de Pernambuco, 2022.
- [17] IEEE, “IEEE Std 1547-2018: IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces”, , 2018.
- [18] D. Martins, “Topologias avançadas de conversores CC-CC para sistemas fotovoltaicos”, in *COBEP*, 2021.
- [19] R. Coelho, et al., “Análise de conversores de alto ganho para sistemas renováveis”, in *COBEP*, 2020.
- [20] L. Schmitz, D. Martins, “Conversores Boost com indutores acoplados para aplicações fotovoltaicas”, *Eletrônica de Potência*, 2019.
- [21] R. Coelho, “Projeto de conversores CC-CC para microinversores fotovoltaicos”, in *COBEP*, 2022.

A APÊNDICE – GANHO DO CONVERSOR CONSIDERANDO L_K

Neste apêndice, é possível verificar a dedução do ganho levando em consideração a indutância de dispersão L_K . Com base no capítulo 3, da dissertação [4], item 3.4: Desprezando as etapas transitórias e que a corrente na indutância magnetizante (L_m) é desprovida de ondulações:

Tem-se que o ganho estático do conversor é:

$$M \triangleq \frac{1 + 2n - Dn}{1 - D}$$

A corrente no indutor magnetizante:

$$I_{Lm} \triangleq \frac{1 + n}{1 - D} I_O$$

Sendo I_O dada pela integral:

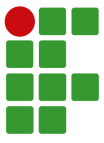
$$I_O \triangleq \frac{1}{T_S} \int_0^{t_x} i_{Lk}(t) dt$$

$$I_O = \frac{1}{T_S} \left(\frac{I_M D_X T_S}{2} \right)$$

$$I_O = \frac{I_M D_X}{2}$$

Isolando D_X , temos:

$$D_X \triangleq \frac{2I_O}{I_M}$$



Como $I_{Lm} = I_M = I_m$, substituindo em D_X , teremos:

$$D_X = \frac{2I_O}{\left(\frac{1+n}{1-D}\right)I_O}$$

$$D_X = \frac{2(1-D)}{1+n}$$

Similarmente, para obtenção da corrente de pico na dispersão substitui-se I_m na equação a seguir:

$$I_{Lkp} \triangleq \left(\frac{2n-Dn+D}{1-D}\right) \frac{2I_O}{D} - I_m$$

$$I_{Lkp} = \frac{4n-3Dn+D}{(1-D)D} I_O$$

Sabendo que a relação volt-ampère do indutor é:

$$V_L \triangleq L \frac{\Delta i_L}{\Delta t}$$

Sendo $\Delta t = DT_S$, então:

$$V_L = L \frac{\Delta i_L}{DT_S}$$

Com as equações de I_{Lm} , D_X , e I_{Lkp} , considerando a relação volt-ampère do indutor obtém-se as tensões sobre os dois instantes da dispersão:

$$V_{Lk1} \triangleq \frac{L_k (I_{Lkp} - I_{Lm})}{DT_S} \quad V_{Lk2} \triangleq \frac{L_k I_{Lm}}{D_X T_S}$$

Sabendo que $T_S = 1/F_S$, chega-se em:

$$V_{Lk1} \triangleq \frac{4n}{D^2} L_k F_S I_O \quad V_{Lk2} \triangleq \frac{(1+n)^2}{2(1-D)^2} L_k F_S I_O$$

O valor médio da tensão em um indutor é igual a zero, assim:

$$\frac{1}{T_S} \int_0^{t_x} (V_{Lk} + V_{Lm}) dt = 0$$

Com isso chega-se à tensão do circuito Boost com a influência da dispersão:

$$V_B \triangleq \frac{1}{1-D} V_i + \frac{D_X}{1-D} V_{Lk2}$$

Com V_{Lk2} e D_X , chega-se no ganho de tensão do Boost:

$$\frac{V_B}{V_i} \triangleq \frac{1}{1-D} + \frac{1-n}{(1-D)^2} \frac{L_k F_S I_O}{V_i} = M_B$$

Com isso, pode-se avaliar o ganho de tensão na saída adicionado a dedução a célula de ganho:

$$V_o = V_B + 2V_a + V_b$$

Com as formas de ondas citadas anteriormente e considerando a ação da indutância de dispersão nos sistemas temos:

$$V_a \triangleq n(V_i - V_{Lk1}) \quad V_b \triangleq n(V_B - V_i - V_{Lk2})$$

Substituindo ambas as equações anteriores e V_B em V_o :

$$V_o \triangleq \left[\frac{1}{1-D} V_i + \frac{1+n}{(1-D)^2} L_k F_S I_O \right] + 2n \left(V_i - \frac{4n}{D^2} L_k F_S I_O \right) + n \left[\frac{1}{1-D} V_i + \frac{1+n}{(1-D)^2} L_k F_S I_O - V_i - \frac{(1+n)^2}{2(1-D)^2} L_k F_S I_O \right]$$

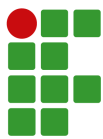
Trabalhando a equação e realizando as simplificações necessárias obtém-se a relação V_o/V_i :

$$M \triangleq \frac{\frac{1+2n-nD}{1-D}}{1 + \left[\frac{8n^2}{D^2} + \frac{(n/2-1)(1+n)^2}{(1-D)^2} \right] \frac{L_k F_S}{R_o}}$$

B APÊNDICE – DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR ACOPLADO

DADOS DE ENTRADA

$V_i = 30.4 \text{ V}$	(Tensão de entrada)
$V_o = 400 \text{ V}$	(Tensão de saída)
$n = 3.839$	(Relação de transformação)
$P_o = 260 \text{ W}$	(Potência de saída)
$L_m = 30 \mu\text{H}$	(Indutância magnetizante)
$f_s = 100000 \text{ Hz}$	(Frequência de comutação)
$I_M = 8.6 \text{ A}$	(Valor máximo da corrente em L_m)
$I_{1,ef} = 6.2 \text{ A}$	(Corrente eficaz no primário)
$I_{2,ef} = 2.3 \text{ A}$	(Corrente eficaz no secundário)
$D = 0.497$	(Razão cíclica)
$J_{\max} = 400 \text{ A/cm}^2$	(Densidade de corrente)
$B_{\max} = 0.2 \text{ T}$	(Fluxo magnético máximo)
$k_w = 0.4$	(Fator de enrolamento)
$k_{u1} = \frac{1}{1 + \frac{nI_{2,ef}}{I_{1,ef}}} = 0.413$	(Fator de utilização do primário)



$$\mu_0 = 1.2566 \times 10^{-6} \text{ H/m} \quad (\text{Permeabilidade do ar})$$

valor d_{fio} .

DETERMINAÇÃO DO NÚCLEO

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_m I_M I_{1,\text{ef}}}{B_{\text{max}} J_{\text{max}} k_{u1} k_w}$$

$$A_e \cdot A_w = 1.212 \text{ cm}^4$$

Núcleo selecionado: P12R THORNTON NEE-42/21/20

$$A_e \cdot A_w = 3.77 \text{ cm}^4$$

$$A_e = 2.34 \text{ cm}^2 \quad (\text{Área efetiva da seção transversal})$$

$$A_w = 1.72 \text{ cm}^2 \quad (\text{Área da janela do núcleo})$$

$$l_e = 9.7 \text{ cm} \quad (\text{Comprimento efetivo do percurso magnético})$$

$$l_t = 10 \text{ cm} \quad (\text{Comprimento médio de uma espira})$$

$$V_e = 22.7 \text{ cm}^3 \quad (\text{Volume efetivo do núcleo})$$

$$A_p = A_e \cdot A_w = 4.025 \text{ cm}^4$$

$$\mu_c = 1759$$

CÁLCULO DO NÚMERO DE ESPIRAS

$$N_1 = \left\lceil \frac{L_m I_M}{A_e B_{\text{max}}} \right\rceil$$

$$N_1 = 6$$

$$N_2 = \lceil n \cdot N_1 \rceil$$

$$N_2 = 24$$

CÁLCULO DO ENTREFERRO

$$\delta_{L_m} = \frac{\mu_0 A_e N_1^2}{L_m} - \frac{l_e}{\mu_c}$$

$$\delta_{L_m} = 0.03 \text{ cm}$$

ESCOLHA DO CONDUTOR

$$\delta_{\text{skin}} = \frac{7.5 \text{ cm}}{\sqrt{f_s}}$$

$$\delta_{\text{skin}} = 0.024 \text{ cm}$$

$$d_{\text{fio}} = 2 \delta_{\text{skin}}$$

$$d_{\text{fio}} = 0.047 \text{ cm}$$

O condutor utilizado não deve possuir um diâmetro superior ao

$$D_{cu} = 0.036 \text{ cm} \quad (\text{Diâmetro do fio de cobre})$$

$$S_{cu} = 0.001021 \text{ cm}^2 \quad (\text{Área do cobre})$$

$$S_f = 0.001344 \text{ cm}^2 \quad (\text{Área do fio com isolamento})$$

$$D_f = 0.041 \text{ cm} \quad (\text{Diâmetro do fio com isolamento})$$

ENROLAMENTOS

Área de cobre necessária

$$S_1 = \frac{I_{1,\text{ef}}}{J_{\text{max}}}$$

$$S_1 = 0.016 \text{ cm}^2$$

$$S_2 = \frac{I_{2,\text{ef}}}{J_{\text{max}}}$$

$$S_2 = 5.75 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$$

Número de condutores em cada enrolamento

$$n_{\text{cond1}} = \left\lceil \frac{S_1}{S_{cu}} \right\rceil = 16$$

$$n_{\text{cond2}} = \left\lceil \frac{S_2}{S_{cu}} \right\rceil = 6$$

Possibilidade de execução

$$S_{\text{total}} = \frac{(N_1 n_{\text{cond1}} + N_2 n_{\text{cond2}}) S_f}{k_w}$$

$$S_{\text{total}} = 8.064 \times 10^{-5} \text{ m}^2$$

$$k_u = \frac{S_{\text{total}}}{A_w}$$

$$k_u = 0.469$$

Comprimento dos chicotes

$$l_{\text{chicote1}} = N_1 l_t = 0.6 \text{ m}$$

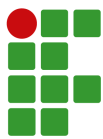
$$l_{\text{chicote2}} = N_2 l_t = 2.4 \text{ m}$$

PERDAS NO COBRE E NO NÚCLEO

Perdas no cobre

$$\rho_{\text{fio}} = 0.000561 \Omega/\text{cm}$$

$$R_1 = \frac{\rho_{\text{fio}} l_{\text{chicote1}}}{n_{\text{cond1}}} = 2.104 \times 10^{-3} \Omega$$



$$P_{\text{cobre1}} = R_1 I_{1,\text{ef}}^2 = 0.081 \text{ W}$$

$$R_2 = \frac{\rho_{\text{fio}} l_{\text{chicote2}}}{n_{\text{cond2}}} = 0.022 \Omega$$

$$P_{\text{cobre2}} = R_2 I_{2,\text{ef}}^2 = 0.119 \text{ W}$$

Perdas no núcleo

$$\alpha = 1.369$$

$$\beta = 2.661$$

$$k_c = 8.9907$$

$$\Delta B_{\text{max}} = \frac{V_i}{N_1 A_e f_s} = 0.217 \text{ T}$$

$$P_{\text{ferrite}} = \frac{V_e}{10^6} k_c \left(\frac{f_s}{\text{Hz}} \right)^\alpha \left(\frac{\Delta B_{\text{max}}}{2 \text{ T}} \right)^\beta = 3.851 \text{ W}$$

$$P_{\text{perdas}} = P_{\text{ferrite}} + P_{\text{cobre1}} + P_{\text{cobre2}}$$

$$P_{\text{perdas}} = 4.05 \text{ W}$$

VARIAÇÃO DA TEMPERATURA

$$R_{\text{núcleo}} = 23 \left(\frac{A_p}{\text{cm}^4} \right)^{-0.37} = 13.74$$

$$\Delta T = P_{\text{perdas}} R_{\text{núcleo}} = 55.652 \text{ K}$$

CÁLCULO DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO

$$b_f = 25 \text{ mm}$$

$$h_1 = \sqrt{\frac{4 n_{\text{cond1}} S_f}{\pi}} = 1.655 \times 10^{-3} \text{ m}$$

$$h_2 = 2 \sqrt{\frac{4 n_{\text{cond2}} S_f}{\pi}} = 2.027 \times 10^{-3} \text{ m}$$

C APÊNDICE – DIMENSIONAMENTO DOS CAPACITORES

DADOS DE ENTRADA

$$a = 2$$

$$b = 1$$

$$p = 1$$

$$n = 3.839$$

$$L_k = 0.286 \mu\text{H}$$

$$D = 0.497$$

$$f_s = 100000 \text{ Hz}$$

$$T_s = \frac{1}{f_s} = 1 \times 10^{-5} \text{ s}$$

$$I_o = 0.65 \text{ A}$$

$$\Delta V_o = 0.2 \text{ V}$$

CÁLCULOS DOS CAPACITORES

$$C_{2p} = \frac{DT_s I_o}{\Delta V_o}$$

$$C_{2p} = 16.153 \mu\text{F}$$

$$C_2 = \frac{I_o}{f_s \Delta V_o} \left[\frac{D(1+p) + (1-D)(1-p)}{2} \right]$$

$$C_2 = 1.615 \times 10^{-5} \text{ F}$$

$$C_1 = \frac{4(a+b)}{\pi^2 f_s^2 n^2 L_k}$$

$$C_1 = 28.846 \mu\text{F}$$

É importante ressaltar que, por ter sido calculada para a pior situação, a capacitância necessária para evitar que um conversor Boost com célula de ganho opere de maneira ressonante pode ser muito menor que a apresentada. Portanto, para obtenção de menores valores, recomenda-se analisar cada etapa ressonante existente ou então utilizar softwares de simulação e reduzir o valor encontrado gradativamente até o valor considerado aceitável pelo projetista.

D APÊNDICE – CÁLCULOS DAS PERDAS NOS SEMICONDUCTORES

PARÂMETROS DO CIRCUITO

$$I_{S1,\text{ef}} = 12.3 \text{ A}$$

$$I_{S1,p} = 27.4 \text{ A}$$

$$V_{S1,p} = 62.9 \text{ V}$$

$$f_s = 100000 \text{ Hz}$$

$$I_{Dc1,\text{ef}} = 1.05 \text{ A}$$

$$I_{Dc2,\text{ef}} = 1.05 \text{ A}$$

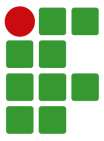
$$I_{D1,\text{ef}} = 2.44 \text{ A}$$

$$I_{D2,\text{ef}} = 0.98 \text{ A}$$

$$I_{D1} = 0.65 \text{ A}$$

$$I_{D2} = 0.65 \text{ A}$$

$$I_{Dc1} = 0.65 \text{ A}$$



$$I_{Dcg2} = 0.65 \text{ A}$$

PARÂMETROS DE DATASHEET

Chave: IRFB4310Z

$$R_{ason} = 0.012 \Omega$$

$$T_{off} = 124 \text{ ns}$$

Diodo: VS30ETH06

$$r_{t1} = 0.045 \Omega$$

$$r_{t2} = 0.045 \Omega$$

$$r_{tcg1} = 0.045 \Omega$$

$$r_{tcg2} = 0.045 \Omega$$

$$V_{t1} = 1.34 \text{ V}$$

$$V_{t2} = 1.34 \text{ V}$$

$$V_{tDcg1} = 1.34 \text{ V}$$

$$V_{tDcg2} = 1.34 \text{ V}$$

PERDAS NA CHAVE

$$P_{cond} = I_{S1,ef}^2 R_{ason} = 1.8155 \text{ W}$$

$$P_{com} = \frac{1}{2} I_{S1,p} V_{S1,p} T_{off} f_s = 10.6855 \text{ W}$$

$$P_{S1} = P_{cond} + P_{com} = 12.5009 \text{ W}$$

PERDAS NOS DIODOS

$$P_{D1} = I_{D1,ef}^2 r_{t1} + I_{D1} V_{t1} = 1.1389 \text{ W}$$

$$P_{D2} = I_{D2,ef}^2 r_{t2} + I_{D2} V_{t2} = 0.9142 \text{ W}$$

$$P_{Dcg1} = I_{Dcg1,ef}^2 r_{tcg1} + I_{Dcg1} V_{tDcg1} = 0.9206 \text{ W}$$

$$P_{Dcg2} = I_{Dcg2,ef}^2 r_{tcg2} + I_{Dcg2} V_{tDcg2} = 0.9206 \text{ W}$$

$$P_{tD} = P_{D1} + P_{D2} + P_{Dcg1} + P_{Dcg2} = 3.8944 \text{ W}$$

E APÊNDICE – RESULTADOS OBTIDOS ATRAVÉS DE SIMULAÇÃO

F APÊNDICE – CÓDIGO DO PERTURBA E OBSERVA NO ARDUINO

O código deste trabalho está hospedado na nuvem e pode ser acessado através do link: <https://pastebin.com/8kkGp9fh>.

G APÊNDICE – CÁLCULOS GERAIS DO CONVERSOR

DADOS DE ENTRADA

Os parâmetros utilizados no dimensionamento são:

$$V_i = 30.4 \text{ V}$$

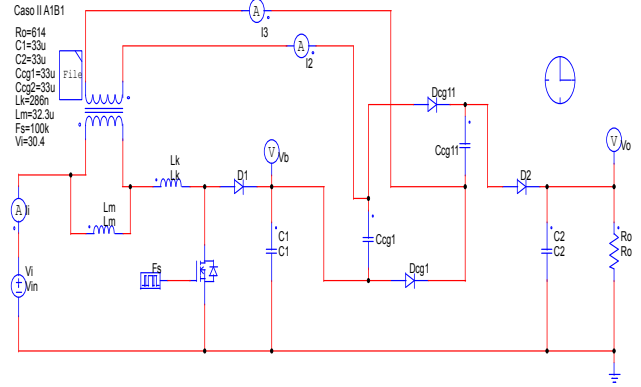


Fig. 26. Circuito do conversor no software PSIM

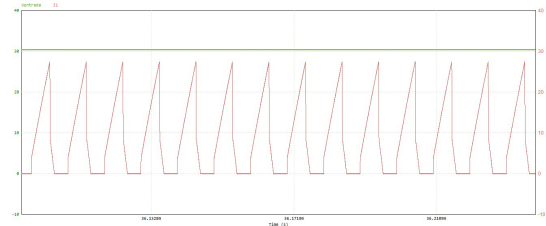


Fig. 27. Tensão e corrente na entrada do conversor.

$$V_o = 400 \text{ V}$$

$$F_s = 100000 \text{ Hz}$$

$$L_k = 0.286 \times 10^{-6} \text{ H}$$

$$P = 260 \text{ W}$$

$$a = 2$$

$$b = 1$$

$$p = 1$$

$$d = 0$$

$$L_m = 32.3 \times 10^{-6} \text{ H}$$

$$n = 3.839$$

$$I_x = 0$$

$$R_o = 614 \Omega$$

$$D = 0.497$$

DADOS GERAIS DO CONVERSOR

O ganho ideal e o período de comutação são definidos por:

$$M_i = \frac{V_o}{V_i}$$

$$I_o = \frac{P}{V_o}$$

$$T_s = \frac{1}{F_s}$$

Considerando a influência de L_k , o ganho do conversor é:

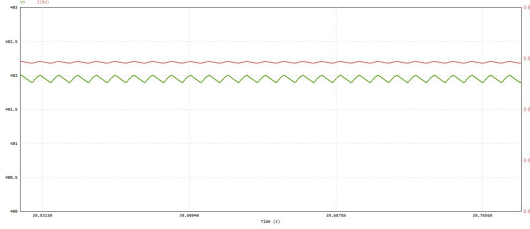
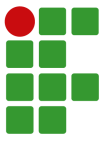


Fig. 28. Tensão e corrente na saída do conversor.

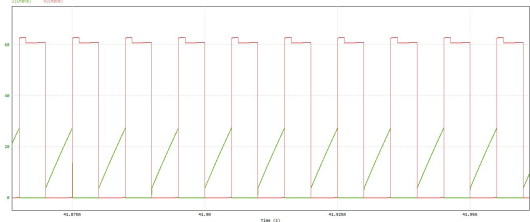


Fig. 29. Tensão e corrente na chave.

$$M = \frac{1 + an - (a - b)nD}{1 - D} \cdot \frac{1}{1 + \left[\frac{2(an)^2}{D^2} + \left(\frac{bn}{2} - 1 \right) \frac{(1+bn)^2}{(1-D)^2} \right] \frac{L_k F_s}{R_o}}$$

CORRENTE NO INDUTOR MAGNETIZANTE L_M

A corrente média em L_m e sua ondulação são:

$$I_{Lm} = (M_i - (a - b)n) I_o$$

$$\Delta I_{Lm} = \frac{DV_i}{L_m F_s}$$

Assim, os valores de pico e vale são:

$$I_M = I_{Lm} + \frac{\Delta I_{Lm}}{2}$$

$$I_m = I_{Lm} - \frac{\Delta I_{Lm}}{2}$$

CORRENTES MÉDIAS NOS DIODOS

As correntes médias são:

$$I_{D1} = I_o$$

$$I_{D2} = I_o$$

$$I_{Dcg} = I_o$$

TEMPO DE CONDUÇÃO

O intervalo D_x é obtido por:

$$D_x = \frac{2I_o}{I_M + I_x}$$

CORRENTE NO INTERRUPTOR

A corrente no interruptor é dada por:

$$I_{S1} = (M - 1) I_o$$

CORRENTE NO INDUTOR DE DISPERSÃO L_K

A corrente média e o pico em L_k são:

$$I_{Lk} = M I_o$$

$$I_{Lk,p} = \frac{2(M - 1) I_o}{D} - I_{Lm}$$

CORRENTES NO SECUNDÁRIO

As correntes no secundário do indutor acoplado são:

$$I_2 = (b - a) I_o$$

$$I_{2a} = \frac{2I_{Lm}}{n} - \frac{2(M - 1) I_o}{nD}$$

$$I_{2b} = \frac{(I_m - I_x) D_x + I_M (1 - D - D_x)}{n(1 - D)}$$

$$I_{2c} = \frac{I_m - I_x}{n}$$

O instante t_x é definido por:

$$t_x = D_x T_s$$

CORRENTE NO DIODO D_2

As componentes em cada intervalo são:

$$I_{D2a} = \frac{-I_{2a}}{1 + d} \frac{1 - p}{2}$$

$$I_{D2b} = \frac{I_{2b}}{1 + d} \frac{1 + p}{2}$$

$$I_{D2c} = \frac{I_{2c}}{1 + d} \frac{1 + p}{2}$$

CORRENTE NOS DIODOS DA CÉLULA DE GANHO

Para os diodos da célula:

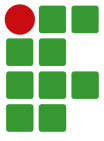
$$I_{Dcg1a} = \frac{I_{2a}}{(a + b) - (d + 1)} \frac{1 + p}{2}$$

$$I_{Dcg1b} = \frac{I_{2b}}{(a + b) - (d + 1)} \frac{1 - p}{2}$$

$$I_{Dcg1c} = \frac{I_{2c}}{(a + b) - (d + 1)} \frac{1 - p}{2}$$

VALORES EFICAZES

Os valores eficazes são calculados por:



$$I_{Lk,ef} = \sqrt{\frac{D}{3}(I_m^2 + I_m I_{Lk,p} + I_{Lk,p}^2) + \frac{D_x}{3} I_M^2}$$

$$I_{S1,ef} = \sqrt{\frac{D}{3}(I_m^2 + I_m I_{Lk,p} + I_{Lk,p}^2)}$$

$$I_{D1,ef} = \sqrt{\frac{D_x}{3}(I_M^2 + I_M I_x + I_x^2)}$$

$$I_{2,ef} = \sqrt{\frac{D}{3} I_{2a}^2 + \frac{D_x}{3} I_{2b}^2 + \frac{1-D-D_x}{3} (I_{2b}^2 + I_{2b} I_{2c} + I_{2c}^2)}$$

$$I_{D2,ef} = \sqrt{\frac{D}{3} I_{D2a}^2 + \frac{D_x}{3} I_{D2b}^2 + \frac{1-D-D_x}{3} (I_{D2b}^2 + I_{D2b} I_{D2c} + I_{D2c}^2)}$$

$$I_{Dcg1,ef} = \sqrt{\frac{D}{3} I_{Dcg1a}^2 + \frac{D_x}{3} I_{Dcg1b}^2 + \frac{1-D-D_x}{3} (I_{Dcg1b}^2 + I_{Dcg1b} I_{Dcg1c} + I_{Dcg1c}^2)}$$

TENSÕES DE PICO

As tensões máximas nos semicondutores são:

$$V_{S1,p} = \frac{V_i}{1-D}$$

$$V_{D1,p} = \frac{V_i}{1-D}$$

$$V_B = V_{D1,p}$$

$$V_{D2,p} = \frac{nV_i}{1-D}$$

$$V_{Dcg1,p} = V_{D2,p}$$

$$V_{Dcg2,p} = V_{D2,p}$$

H APÊNDICE – RESULTADOS

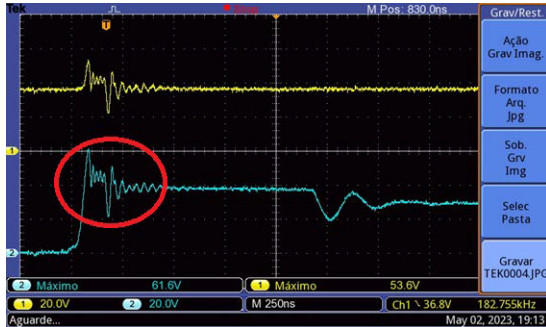


Fig. 30. Tensão medida na chave antes da troca dos semicondutores.

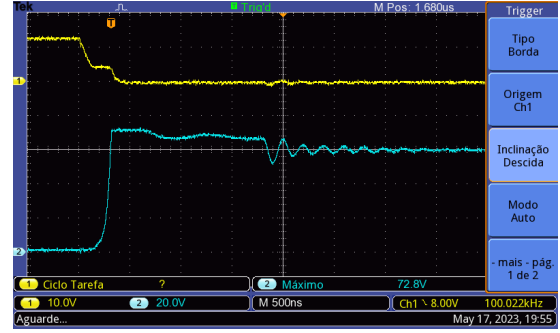


Fig. 31. Tensão medida na chave depois da troca dos semicondutores.

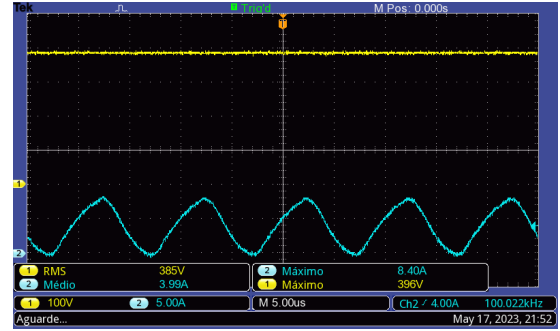


Fig. 32. Tensão na saída (amarelo) e a corrente na entrada (azul).

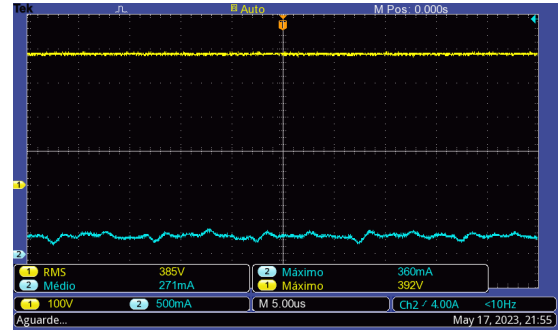


Fig. 33. Tensão na saída (amarelo) e a corrente na saída (azul).