UNIVERSIDADE DA INTEGRAÇÃO INTERNACIONAL DA LUSOFONIA AFRO-BRASILEIRA
INSTITUTO DE ENGENHARIA E DESENVOLVIMENTO SUSTENTÁVEL
CURSO DE ENGENHARIA DE ENERGIAS

JOÃO ÁLVARO MANUEL

SIMULAÇÃO DE UM CONVERSOR BOOST DE ALTO GANHO COM MPPT, CONECTADO A UM INVERSOR MONOFÁSICO EM PONTE COMPLETA COM MODULAÇÃO SPWM APLICADO AO SISTEMA FOTOVOLTAICO

REDENÇÃO
2026

JOÃO ÁLVARO MANUEL

SIMULAÇÃO DE UM CONVERSOR BOOST DE ALTO GANHO COM MPPT, CONECTADO A UM INVERSOR MONOFÁSICO EM PONTE COMPLETA COM MODULAÇÃO SPWM APLICADO AO SISTEMA FOTOVOLTAICO

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Coordenação do Curso de Engenharia de Energia, do Instituto de Engenharia e desenvolvimento sustentável da Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira, como requisito parcial para a obtenção do Título de Graduação em Engenharia de energias.

Orientador: Prof. Dr. Gustavo Alves de Lima Henn.

REDENÇÃO

2026

Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira
Sistema de Bibliotecas da UNILAB
Catalogação de Publicação na Fonte.

Manuel, João Álvaro.

M294s

Simulação de um conversor boost de alto ganho com MPPT, conectado a um inversor monofásico em ponte completa com modulação SPWM aplicado ao sistema fotovoltaico / João Álvaro Manuel. - Redenção, 2026.
61f: il.

Monografia - Curso de Engenharia De Energias, Instituto De Engenharias E Desenvolvimento Sustentável, Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira, Redenção, 2026.

Orientador: Prof. Dr. Gustavo Alves de Lima Henn.

1. Sistema fotovoltaico. 2. Conversor boost de alto ganho. 3. Inversor full-bridge. 4. SPWM Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM) - Modulação. I. Título

CE/UF/BSCA CDD 621.31244

JOÃO ÁLVARO MANUEL

SIMULAÇÃO DE UM CONVERSOR BOOST DE ALTO GANHO, COM MPPT, CONECTADO A UM INVERSOR MONOFÁSICO EM PONTE COMPLETA COM MODULAÇÃO SPWM APLICADO AO SISTEMA FOTOVOLTAICO

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Coordenação do Curso de Engenharia de Energias, do Instituto de Engenharia e desenvolvimento sustentável da Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira, como requisito parcial para a obtenção do Título de graduação em engenharia de energias.

Aprovada em: 11/06/2026.

BANCA EXAMINADORA

_____
Prof. Dr. Gustavo Alves de Lima Henn. (Orientador)
Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira (Unilab)

_____
Profa. Dra. Ranoyca Nayana de Alencar Leão e Silva Aquino
Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira (Unilab)

_____
Prof. Dr. Hermínio Miguel de Oliveira Filho
Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira (Unilab)

A Deus todo poderoso.

Aos meus pais, Luzia Manuel Domingos e Paulo Álvaro.

Ao meu avô Franciso Domingos "Jaburú".

A todos os familiares e amigos.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a Deus Todo-Poderoso pelo dom da vida e pela oportunidade de realizar não apenas um sonho pessoal, mas também o sonho dos meus pais. Como está escrito em Filipenses 2:13: “Porque Deus é quem efetua em vós tanto o querer como o realizar, segundo a sua boa vontade”.

Agradeço profundamente aos meus pais, que nunca mediram esforços para investir na minha formação, mesmo diante das limitações econômicas e financeiras.

Ao meu avô Francisco Domingos “Jaburú”, minha sincera gratidão pelo apoio, conselhos e incentivo constante desde a preparação da minha viagem para o Brasil até os dias atuais.

Expresso também minha gratidão aos meus professores que com os seus saberes contribuíram para minha formação, especialmente ao professor Sabi Yari Moïse Bandiri, pela amizade, orientação e apoio ao longo da minha formação.

Minha gratidão especial ao meu orientador, professor Gustavo Henn, pela paciência, pelos ensinamentos e pelo apoio indispensável durante o desenvolvimento deste trabalho. Em muitos momentos, senti-me um verdadeiro neófito diante dos desafios encontrados, mas o professor sempre demonstrou disposição em ensinar e orientar, inclusive nos aspectos mais simples que eu ainda não dominava.

Às minhas irmãs Glória, Antonica, Loide; familiares, amigos, colegas de caminhada e companheiros de jornada na UNILAB Alfredo, Muanangani, Jacob, Vladimir, Diana, Delício e Adulai, agradeço pelo apoio, companheirismo e incentivo ao longo desta trajetória. Agradeço també a amada igreja IBCA que sempre me apoiou durante todo esse tempo.

À Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira (UNILAB), agradeço pela oportunidade de aprendizado e crescimento acadêmico.

Por fim, agradeço a todos que, direta ou indiretamente, contribuíram para a realização deste trabalho.

O meu mais sincero obrigado!

RESUMO

A diversificação da matriz energética tem impulsionado o surgimento de novas fontes de energia, favorecendo a descentralização da geração elétrica e reduzindo a dependência de combustíveis fósseis. Esse processo contribui para a utilização de fontes renováveis e limpas, a energia solar fotovoltaica destaca-se pelo crescimento significativo observado nos últimos anos, porém, pela baixa tensão produzida pelos painéis fotovoltaicos, apesar de operar com a máxima potência possível, faz-se necessário a implementação de um circuito eletrônico elevador de tensão, que neste trabalho foi o conversor *boost* de alto ganho por permitir a multiplicação da tensão sem que os seus componentes operem com razão cíclica extrema. Nesse contexto, este trabalho apresenta a modelagem e a simulação de um conversor *boost* de alto ganho com MPPT P&O, conectado a um inversor *Full-Bridge* em ponte completa com modulação SPWM. O conversor foi responsável pela elevação da tensão contínua gerada pelo sistema fotovoltaico, enquanto o inversor realizou a conversão dessa tensão em corrente alternada. Para a obtenção de uma forma de onda alternada adequada, utilizou-se a técnica de modulação SPWM, responsável pela geração dos pulsos de comutação das chaves semicondutoras. Além disso, foram apresentadas as etapas de operação do inversor, bem como o dimensionamento dos parâmetros do filtro LC utilizado para suavização da tensão de saída e redução das componentes harmônicas. Os resultados das simulações demonstraram a obtenção de uma forma de onda senoidal com tensão de pico de aproximadamente 311 V e tensão eficaz de 220 V, frequência fundamental de 60Hz, potência considerada de 484W e THD de 0,9%, validando o funcionamento do sistema proposto de acordo com os fundamentos teóricos apresentados nas literaturas consultadas.

Palavras-chave: Sistema fotovoltaico; conversor *boost* de alto ganho; inversor *full-bridge*; modulação SPWM.

ABSTRACT

The diversification of the energy matrix has driven the emergence of new energy sources, favoring the decentralization of electricity generation and reducing dependence on fossil fuels. This process contributes to the use of renewable and clean sources; solar photovoltaic energy stands out for the significant growth observed in recent years. However, due to the low voltage produced by photovoltaic panels, despite operating at maximum possible power, it is necessary to implement a voltage boosting electronic circuit, which in this work was a high-gain boost converter, allowing voltage multiplication without its components operating at an extreme duty cycle. In this context, this work presents the modeling and simulation of a high-gain boost converter with MPPT P&O, connected to a full-bridge inverter with SPWM modulation. The converter was responsible for boosting the DC voltage generated by the photovoltaic system, while the inverter converted this voltage into alternating current. To obtain a suitable alternating waveform, the SPWM modulation technique was used, responsible for generating the switching pulses of the semiconductor switches. Furthermore, the inverter's operating steps were presented, as well as the sizing of the LC filter parameters used for smoothing the output voltage and reducing harmonic components. The simulation results demonstrated the achievement of a sinusoidal waveform with a peak voltage of approximately 311 V and an effective voltage of 220 V, a fundamental frequency of 60 Hz, a considered power of 484 W, and a THD of 0.9%, validating the operation of the proposed system according to the theoretical fundamentals presented in the consulted literature.

Keywords: Photovoltaic system; high-gain boost converter; full-bridge inverter; SPWM modulation.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Célula de acoplamento magnético..... 21

Figura 2.2 – Topologia do conversor *boost* de alto ganho..... 21

Figura 2.3 – Primeira etapa de operação do conversor *boost* de alto ganho..... 22

Figura 2.4 – Segunda etapa de operação do conversor *boost*..... 23

Figura 2.5 – Terceira etapa de operação do conversor *boost* de alto ganho..... 23

Figura 2.6 – Quarta etapa de operação do conversor *boos*t de alto ganho..... 24

Figura 2.7 – Princípio de funcionamento do MPPT P&O..... 25

Figura 2.8 – Fluxograma do funcionamento do algoritmo MPPT P&O..... 26

Figura 3.1 – Aplicação de chaves em função da frequência, corrente e tensão..... 29

Figura 3.2 – Topologia do inversor monofásico em ponte completa..... 30

Figura 3.3 – Primeira etapa de operação da potência do Inversor monofásico em ponte completa..... 32

Figura 3.4 – Segunda etapa de operação da potência do Inversor monofásico em ponte completa..... 32

Figura 3.5 – Terceira etapa de operação da potência do Inversor monofásico em ponte completa..... 33

Figura 3.6 – Quarta etapa de operação da potência do Inversor monofásico em ponte completa..... 34

Figura 3.7 – Estrutura de formação da modulação SPWM..... 35

Figura 4.1 – Conversor *boost* de alto ganho ligado à um sistema fotovoltaico..... 40

Figura 4.2 – Lógica de controle do modulador SPWM para IGBTs da ponte H..... 42

Figura 4.3 – conversor *boost* de alto ganho, com MPTT perturbe e observe (P&O), conectado a um inversor monofásico em ponte completa com modulação SPWM..... 43

Figura 4.4 – Variação da tensão de referência com aplicação do MPPT P&O..... 47

Figura 4.5 – Forma de onda da tensão de saída do conversor *boost*..... 48

Figura 4.6 – Formas de onda das tensões das portadoras e de referência e pulsos nas chaves S_1 e S_2..... 48

Figura 4.7 – Comparação das formas de onda de dos sinais modulantes e portador V_{tri1} 50

Figura 4.8 – Comparação das formas de onda dos sinais modulantes e portador V_{tri2}..... 50

Figura 4.9 – Forma de onda da tensão de saída SPWM sem filtro..... 51

Figura 4.10 – Tensão CA de saída após implementação do filtro..... 52

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Estado de comutação das chaves para Inversor monofásico em ponte completa..... 31

Tabela 4.1 – Especificações para o projeto do conversor *boost* de alto ganho..... 40

Tabela 4.2 – Parâmetros do conversor *boost* de alto ganho..... 41

Tabela 4.3 – Especificações do Inversor *full-bridge*..... 44

Tabela 4.4 – Parâmetros do inversor *full-bridge*..... 46

Tabela 4.5 – valores de tensão geradas na saída da modulação SPWM..... 53

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	Corrente alternada
CC	Corrente Contínua
MPPT	*Maximum Power Point tracking* (rastreamento do ponto de máxima potência)
P&O	Perturbe e Observe
PWM	*Pulse Width Modulation*
SPWM	*Sinusoidal Pulse Width Modulation*
USP	*Uninterruptible Power Supply*
SIN	Sistema Interligado Nacional
GD	Geração Distribuida
VSI	*Voltage Source Inverter*
CSI	*Current Source Inverter*
THD	Distorção harmônica total
IGBT	*Insulated Gate Bipolar Transistor*

LISTA DE SÍMBOLOS

m_a	Índice de modulação em amplitude	
V_{sin}	Amplitude da senoide de frequência	Volt
V_{tri}	Amplitude da portadora triangular	Volt
μ	Micro	
V_O	Tensão de saída	Volt
Δ	Variação	
I_O	Corrente de saída	Ampère
P_O	Potência de saída	Watt
fs	Frequência de chaveamento	Hertz
n	Relação de transformação	
I_{MPP}	Corrente no ponto de máxima potência	Ampère
V_{MPP}	Tensão no ponto de máxima da potência	Volt
P_{MPP}	Potência no ponto de máxima potência	Watt
P_i	Potência de entrada	Watt
ΔV_C	Ondulação de tensão no capacitor	Volt
ΔI_L	Ondulação de Corrente no indutor	Ampère
L_{B1}	Valor da indutância primária no indutor L1	Henry
L_{B2}	Valor da indutância primária no indutor L2	Henry
L_1	Valor da indutância secundária no indutor L1	Henry
L_2	Valor da indutância secundária no indutor L2	Henry
I_{LB1}	Valor da corrente no indutor L1	Ampère
I_{LB2}	Valor da Corrente no indutor L2	Ampère
C_F	Valor da capacitância do capacitor CF	Farad
C_{F1}	Valor da capacitância do capacitor CF1	Farad
C_{F2}	Valor da capacitância do capacitor CF2	Farad
V_{CF}	Tensão sobre o capacitor CF	Volt
V_{CF1}	Tensão sobre o capacitor CF1	Volt
V_{CF2}	Tensão sobre o capacitor CF2	Volt
R	Valor da resistência de carga	Ohm
D	Razão cíclica	
ΔP	Variação da potência	Watt

ΔT	Variação de tempo	Segundos
f_c	Frequência de corte	Hertz
ΔV	Variação de tensão	Volt
$V_{O(PK)}$	Tensão de pico na saída	Volt
V_{RMS}	Tensão eficaz	Volt
V_{DC}	Tensão no barramento CC	Volt
L	Indutância	Henry
C	Capacitância	Farad
I_{ORMS}	Corrente eficaz na saída	Ampère
$I_{O(PK)}$	Corrente de pico na saída	Ampère

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS ix
LISTA DE TABELAS xi
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS xii
LISTA DE SÍMBOLOS xiii
CAPITULO 1
INTRODUÇÃO GERAL 17
1.1 OBJETIVOS 19
1.1.1 Objetivo geral 19
1.1.2 Objetivos específicos 19
CAPITULO 2
CONVERSOR BOOST DE ALTO GANHO COM MPPT 20
2.1 INTRODUÇÃO 20
2.2 TOPOLOGIA 21
2.3 ETAPAS DE OPERAÇÃO 22
2.3.1 Primeira etapa 22
2.3.2 Segunda etapa 22
2.3.3 Terceira etapa 23
2.3.4 Quarta etapa 24
2.4 MPPT PERTURBE E OBSERVE (P&O) 24
2.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS 26
CAPITULO 3
INVERSOR MONOFÁSICO EM PONTE COMPLETA COM MODULAÇÃO PWM 28
3.1 INTRODUÇÃO 28
3.2 TOPOLOGIA 30
3.3 ETAPA DE OPERAÇÃO DA POTÊNCIA 31
3.3.1 Primeira etapa de operação 31
3.3.2 Segunda etapa de operação 32
3.3.3 Terceira etapa de operação 33
3.3.4 Quarta etapa de operação 33
3.4 MODULAÇÃO SPWM 34
3.4.1 Modo de operação 35
3.5 FILTRO LC 36
3.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS 37
CAPITULO 4
SIMULAÇÃO DO INVERSOR FULL-BRIDGE COM MODULAÇÃO SPWM UNIPOLAR (TRÊS NÍVEIS) 39

4.1 INTRODUÇÃO 39
4.2 DIMENSIONAMENTO DO INVERSOR FULL-BRIDGE COM MODULAÇÃO SPWM 43
4.2.1 Dimensionamento do filtro L.C 44
4.3 RESULTADO DA SIMULAÇÃO 46
4.3.1 MPPT P&O 47
4.3.2 Conversor *boost* de alto ganho 47
4.3.3 Inversor *full-bridge* com modulação SPWM 49
4.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS 54
CAPITULO 5
CONCLUSÃO GERAL **55**
REFERÊNCIA BIBLIOGRAFICA 57
APÊNDICE 60

CAPÍTULO 1
INTRODUÇÃO GERAL

Entre as fontes de energias existentes, o sol é uma das mais importantes fontes de energias no nosso planeta e um dos recursos mais abundante na natureza; utilizado há vários milênios pela humanidade como fonte de calor, tendo interferência direta nas demais fontes de energias, exceto as fontes geotérmicas e nucleares, incluindo no desenvolvimento da humanidade. O aproveitamento da energia gerada pelo Sol, como fonte de calor quanto de luz, é hoje, uma das alternativas energéticas mais promissoras para enfrentar os desafios do novo milênio.

A matriz elétrica brasileira apresenta-se como um modelo essencialmente hidrotérmico de potencial elevado com forte influência e predominância de usinas hidrelétricas e com múltiplos proprietários, composto pelas entidades de várias regiões do país como Sul, Sudeste, Centro-Oeste, Nordeste e parte da região do Norte (INPE, 2017 apud Muhongo, 2021).

A dependência dessa fonte de energia traz consigo algumas desvantagens como impactos socioambientais decorrentes das operações de barragens, inundações, desmatamento das áreas vizinhas, dependência do regime de chuvas, sendo uma fonte de natureza estocástica impactando diretamente no preço da energia em tempos de grandes secas.

Para evitar problemas de abastecimento e minimizar a emissão de dióxido de carbono e o impacto ambiental, muitos países, não só o Brasil, têm diversificado as suas matrizes elétricas, extraindo eletricidade em máximo de fontes possíveis. E a energia solar é uma das opções mais vantajosas pelo fato de o sol ser uma fonte de energia naturalmente reabastecida pelo processo de fusão nuclear. Ou seja, um processo natural faz com que o sol nunca pare de produzir e enviar energia para a Terra.

No entanto, há mais de uma forma de se converter a luz e o calor emitidos pelo sol em energia. As tecnologias para aproveitamento da energia solar por meio de painéis fotovoltaicos tiveram grande avanço nas últimas décadas. Comparativamente as outras opções de produção de energia elétrica, a fotovoltaica foi a que teve o melhor desempenho ao longo dos últimos anos (Bursztyn, 2020, p. 177).

A energia solar fotovoltaica atingiu a marca de 60 gigawatts (GW) de capacidade instalada no Brasil, dados da Agência Nacional de Energia Elétrica (Aneel). O número inclui sistemas de pequeno e médio porte de geração distribuída (GD) e grandes usinas solares de geração centralizada (GC). O país conta com cerca de 42,1 GW de potência instalada na GD

solar e aproximadamente 17,9 GW de capacidade operacional nas grandes usinas conectadas no Sistema Interligado Nacional (SIN) (Casarin, 2025, Online).

A energia solar fotovoltaica é obtida através da conversão direta da radiação solar em eletricidade por meio de células fotovoltaicas, sendo este processo totalmente livre de poluição. Somando-se ao fato de que este tipo de energia é inesgotável, já que é provida pelo sol, e que os painéis fotovoltaicos são de fácil instalação em áreas comerciais e residenciais, a energia solar fotovoltaica vem se tornando uma solução interessante para a produção de energia limpa (Henn, 2008).

Com o crescimento da energia solar, o controle do fluxo entre dois ou mais sistemas se tornou cada vez mais uma grande preocupação para a engenharia ao longo da história, de forma especial para a elétrica.

É sabido que o sistema elétrico de baixa tensão convencional alimenta suas cargas em níveis de tensão 110V ou 220V CA. Contudo, uma das principais características dos painéis fotovoltaicos é o baixo nível de tensão CC produzido em seus terminais, normalmente entre 15V e 40V. Dessa maneira, a fim de utilizar painéis fotovoltaicos para energizar uma carga 110VCA monofásica, faz-se necessário o uso de um conversor que eleve a tensão dos painéis para, no mínimo, 180VCC, além de um inversor, que converta o nível CC em CA. Sabe-se porém, que os conversores convencionais elevadores de tensão, se tornam instável ao operarem com razão cíclica elevada, o que impossibilita de oferecem o ganho exigido pelo sistema, razão pelo qual estudos em eletrônica de potência foram desenvolvidos para superar este desafio (Henn, 2008).

A eletrônica de potência é a tecnologia associada ao controle e ao processamento eficiente de energia, levando em consideração a forma de entrada da energia e a saída desejada para atender ao propósito almejado. Com o intuito de elevar a tensão que será gerada pelos painéis solares para que atenda a necessidade das cargas, será simulado um conversor *boost* de alto ganho que foi desenvolvido por Henn (2008) controlado por MPPT (*Maximum Power Point Tracking,* rastreamento do ponto de máxima potência) que é um algoritmo que rastreia o ponto de máxima potência do painel solar, extraindo a máxima potência possível dos painéis solares de modo a otimizar a eficiência de conversão de energia. O conversor será conectado à um inversor monofásico de ponte completa com modulação SPWM, resultando na base da estrutura para microinversores de duplo estágio.

A estrutura do trabalho obedece a cinco capítulos. O capítulo 1 é apresentado a introdução, o capítulo 2 vai tratar sobre o conversor *boost* de alto ganho com MPPT P&O. O

capítulo 3 vai tratar sobre o Inversor em ponte completa com modulação SPWM. O capítulo 4 mostra a simulação do inversor *full-bridge* com modulação SPWM unipolar (três níveis) e resultados obtidos e o capítulo 5 fala da conclusão geral. Em anexo está o algoritmo MPPT P&O usado pela Monteiro (2021).

1.1 OBJETIVOS

1.1.1 Objetivo geral

Simular um conversor *boost* de alto ganho com MPPT, conectado a um inversor monofásico (*full-bridge*) em ponte completa com modulação SPWM aplicado ao sistema fotovoltaico.

1.1.2 Objetivos específicos

I. Projetar o conversor *boost* de alto ganho com célula de acoplamento magnético;
II. Simular o conversor *boost* de alto ganho no PSIM;
III. Simular o algoritmo MPPT aplicado ao conversor *boost* no PSIM;
IV. Projetar e desenvolver um inversor em ponte completa;
V. Simular o inversor em ponte completa no PSIM;
VI. Conectar o inversor ao conversor e simular no PSIM;
VII. Dimensionar um filtro LC para o inversor e realizar a simulação.

CAPÍTULO 2
CONVERSOR BOOST DE ALTO GANHO COM MPPT

2.1 INTRODUÇÃO

A necessidade de alimentação de diversas aplicações de eletrônica de potência, tem sido um desafio para gerar um barramento CC-CC de alta tensão, pois sistemas como UPS, inversores, acionamentos de motores elétricos demandam uma fonte de tensão elevada, contínua e estável, de modo que essas fontes possam garantir um funcionamento adequado do estágio de conversão e controle de energia, a partir de uma fonte de baixo nível de tensão de entrada (Henn, 2008). Surge então a necessidade de estudos de conversores CC-CC com capacidade de fornecerem alto ganho de tensão na produção de energias a partir de fontes renováveis.

No caso dos painéis fotovoltaicos, de acordo com Camargo (2019), faz-se necessária a associação de vários painéis, visando obter níveis de tensão desejada para as cargas, conforme as necessidades residenciais padrão. Diante dessa realidade, pode ser necessário elevar ou abaixar a tensão CC gerada nos painéis e, em seguida, passar essa energia por um estágio inversor para gerar CA e então alimentar as cargas.

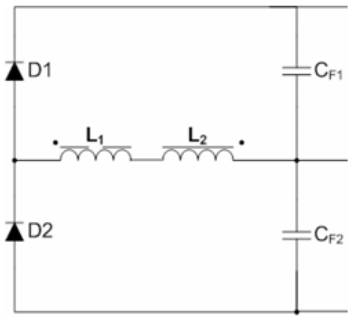
Foram produzidos vários estudos sobre este assunto, com propostas de diferentes topologias de conversores elevadores de tensão com altas taxas de conversão de energia. Destaca-se para atender à essas necessidades o conversor *boost* convencional, porém, o conversor *boost* convencional possui limitações para ganhos muito elevados, a medida que a razão cíclica se aproxima de um (D =1), o conversor apresenta baixa eficiência (Henn, 2008).

Deste modo, para poder suprir as limitações do conversor *boost* convencional, surge em Henn (2008) o conversor *boost* de alto ganho com célula de acoplamento magnético, com a finalidade de obter um ganho de tensão ainda maior que o conversor *boost* de alto ganho de Silva et all (2007), sem necessidade de operar com razão cíclica extrema.

2.2 TOPOLOGIA

Neste tópico será apresentado a topologia do conversor *boost* de alto ganho utilizado por Henn (2008) com a célula de acoplamento magnético. A figura 2.1 apresenta a estrutura da célula de acoplamento magnético usado por Henn (2008).

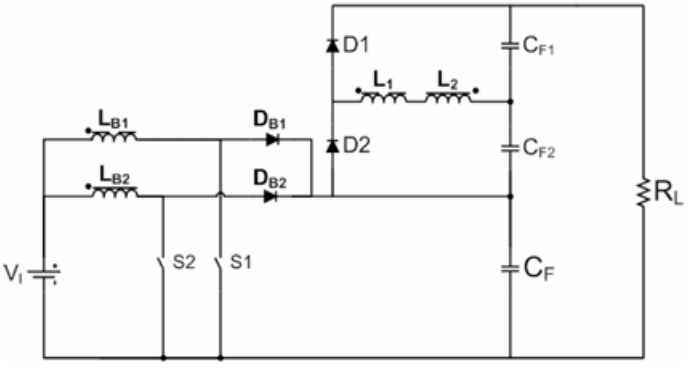
Figura 2.1 – Célula de acoplamento magnético.



Fonte: Adaptado de Henn (2008).

A figura 2.2 representa a topologia do conversor de alto usado por Henn (2008). É possível observar na figura a presença de dois conversores *boost* entrelaçados, com a adição da célula de acoplamento magnético da figura 2.1, que resulta numa tensão de saída alta. Também se observa o acoplamento magnético entre os indutores L_1 e L_2 com os indutores L_{B1} e L_{B2}.

Figura 2.2 – Topologia do conversor *boost* de alto ganho.



Fonte: Adaptado de Henn (2008).

2.3 ETAPAS DE OPERAÇÃO

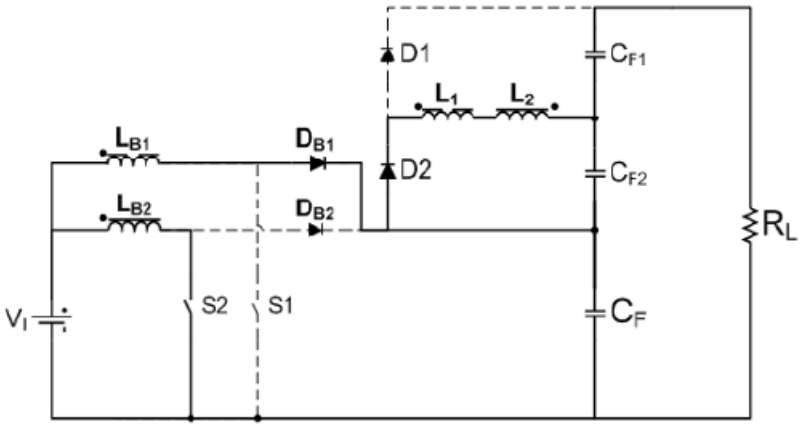
Para análise da etapa de operação, os componentes dos circuitos foram considerados ideais, desprezando os efeitos de dispersão entre os indutores acoplados. Considerou-se também que o conversor opera com a razão cíclica maior que 50%. As chaves estão defasadas por 180º e ambas se encontram ligadas antes da primeira etapa de operação, e os indutores da célula de acoplamento magnético estão carregados.

Considerou-se também que a relação de espiras entre L_1 e L_{B1} é igual a relação de L_2 e L_{B2}, para que não haja desequilíbrio no conversor.

2.3.1 Primeira etapa

No instante t_0 começa a primeira etapa de operação do conversor, a chave S_1 encontra-se desligada e a chave S_2 encontra-se ligada. Neste instante, a energia que foi armazenada no indutor L_{B1} é transferida para o capacitor C_{F2}, conforme pode ser observado na figura 2.3. A primeira etapa de operação é finalizada quando no instante t_1, S_1 é ligado.

Figura 2.3 – Primeira etapa de operação do conversor *boost* de alto ganho.

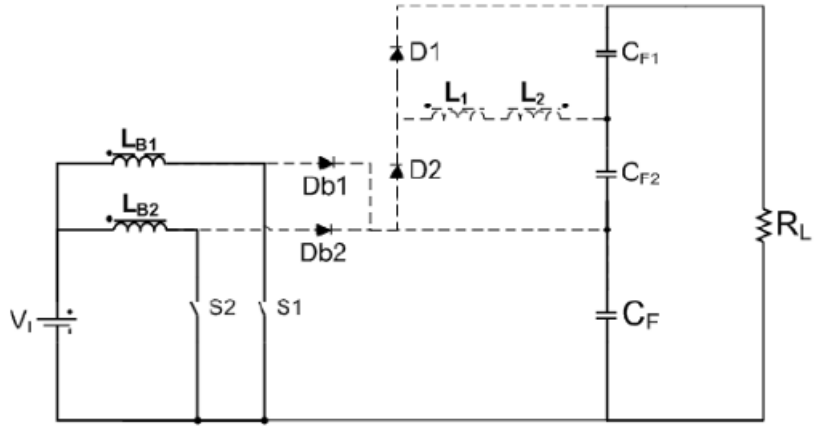


Fonte: Adaptado de Henn (2008).

2.3.2 Segunda etapa

No instante t_1, quando a chave S_1 é ligada novamente, começa a segunda etapa de operação. Nesse instante o indutor L_{B1} passa a armazenar energia, enquanto o indutor L_{B2} permanece armazenando a energia sem transferência para carga. No instante (t_2) em que S_2 é desligada, a etapa se encerra.

Figura 2.4 – Segunda etapa de operação do conversor *boost*.

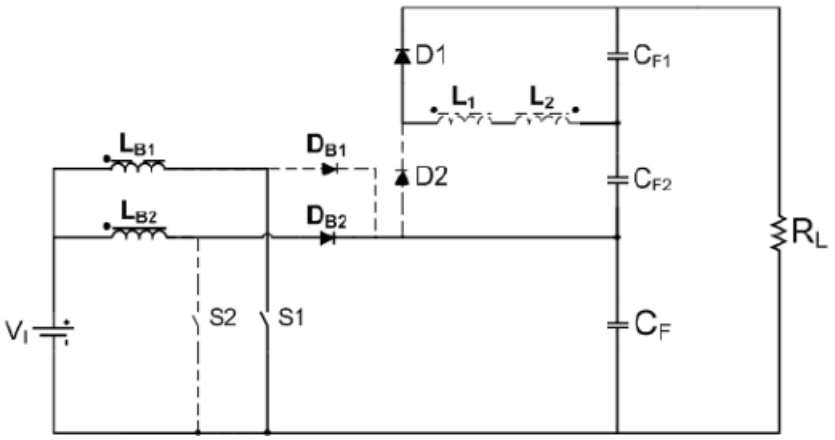


Fonte: Adaptado de Henn (2008).

2.3.3 Terceira etapa

No instante t_2, quando S_2 é desligada, começa a terceira etapa de operação. Durante esse instante, o indutor L_{B2} transfere a energia para o capacitor C_{F1}. A etapa termina quando S_2 é novamente ligada no instante t_3.

Figura 2.5 – Terceira etapa de operação do conversor *boost* de alto ganho.

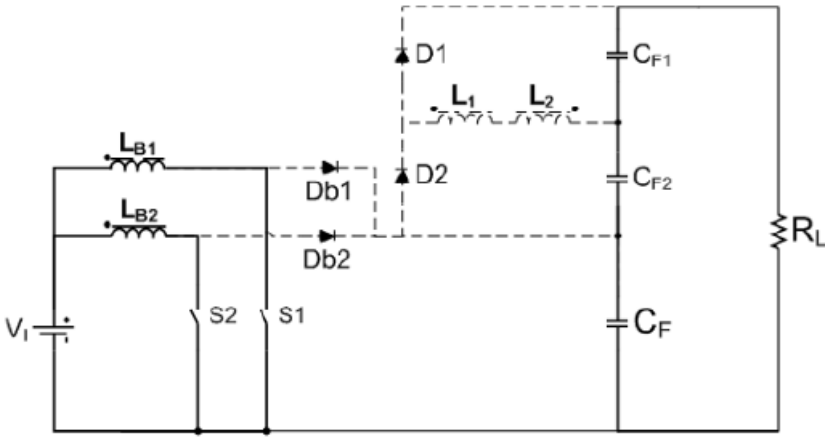


Fonte: Adaptado de Henn (2008).

2.3.4 Quarta etapa

A quarta etapa é semelhante a segunda etapa de operação, com as duas chaves S_1 e S_2 conduzindo e os dois indutores L_{B1} e L_{B2} armazenando energia sem realizar transferência. A finalização desta etapa dá-se com o começo de um novo ciclo de chaveamento.

Figura 2.6 – quarta etapa de operação do conversor *boost* de alto ganho.



Fonte: Adaptado de Henn (2008).

A equação 2.1 usado por Henn (2008) expressa o ganho estático do conversor *boost* de alto ganho, indicando uma dependência da razão cíclica e da relação de transformação, variando o ganho estático do conversor pela razão cíclica para diferentes valores da relação de transformação entre os enrolamentos dos indutores.

$$G = \frac{V_o}{V_i} = \frac{(2.n)+1}{(1-D)} \tag{2.1}$$

2.4 MPPT PERTURBE E OBSERVE (P&O)

Os painéis fotovoltaicos sofrem uma interferência direta da irradiação solar que recebe e da temperatura física do próprio painel, de modo que o sistema precisa se adaptar a condição

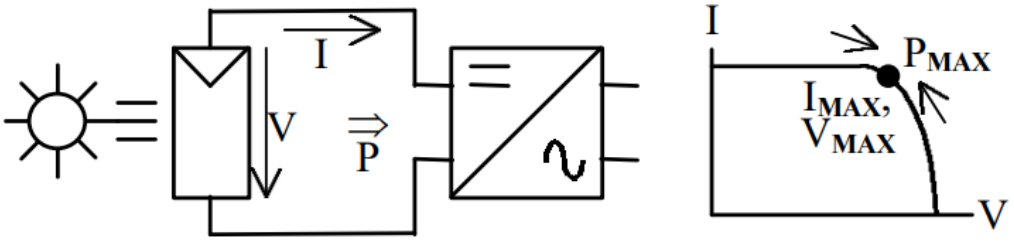
exata do sol naquele instante preciso. Esses fatores alteram o ponto de operação do sistema, que muda a curva característica de tensão e de corrente do painel que, por conseguinte altera seu ponto de máxima potência.

Para permitir que o sistema opere na sua potência máxima, utiliza-se os algoritmos MPPT que são ferramentas importantes para a utilização otimizada da energia solar disponível. O objetivo deste algoritmo é garantir que o sistema fotovoltaico opere maximizando a produção de energia elétrica, apesar da variação da irradiação solar e da temperatura do painel (Pinheiro, 2016).

Na literatura existem vários algoritmos usados para rastrear o ponto de máxima potência, métodos indiretos que necessitam que haja conhecimento preliminar de caraterísticas dos módulos e os métodos diretos que utilizam medições das variáveis de controle como tensão, corrente, e em alguns casos a irradiação e a temperatura. Entre as técnicas de MPPT presentes na literatura uma das mais usadas é o algoritmo perturbe e observe (P&O), devido sua simplicidade e facilidade de implementação, que foi o algoritmo usado por Monteiro (2021).

O algoritmo funciona incrementando ou decrementando a tensão de saída do painel fotovoltaico, em seguida calcula a potência de saída e compara com seu valor anterior. Se a potência entregue aumentou, continuará na mesma direção no próximo ciclo de perturbação do sistema, caso contrário, a direção da perturbação muda. A tensão do sistema fotovoltaico é perturbada a cada ciclo. Quando o ponto de máxima potência (MPP) é alcançado, o algoritmo P&O oscila em torno dele, (Villalva, 2010 apud Malta, 2013).

Figura 2.7 – Princípio de funcionamento do MPPT P&O.



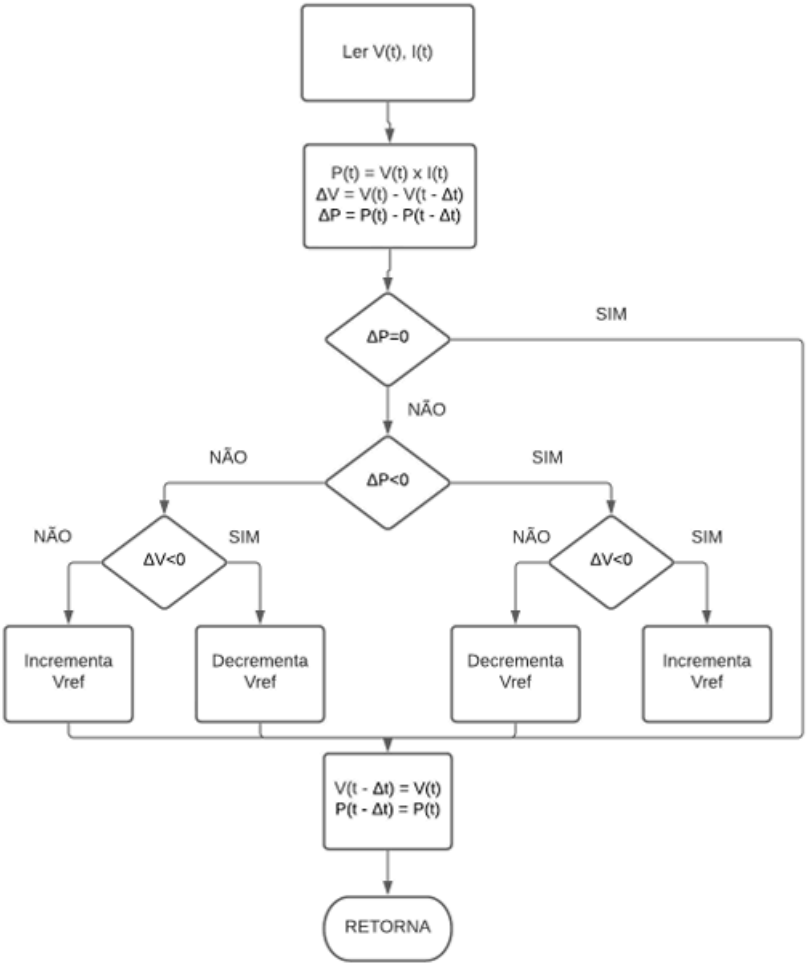
Fonte: Adaptado de Jantsch et al (1997).

Essas oscilações podem causar desperdícios de energia disponibilizada pelos painéis. Para mitigar essa perda, opta-se por se diminuir o passo de perturbação, porém é importante

se atentar ao fato de que um passo muito pequeno pode acarretar em lentidão no rastreamento do MMP.

De acordo com Monteiro (2021), foi utilizado o fluxograma da figura 2.8 para o funcionamento do algoritmo implementado.

Figura 2.8 – Fluxograma do funcionamento do algoritmo MPPT P&O.



Fonte: Adaptado de Monteiro (2021).

Foi utilizada a plataforma computacional do *Software* PSIM, a ferramenta *Simplified C Block*, onde foi implementado o algoritmo desenvolvido por Monteiro (2021) para funcionamento no circuito elétrico simulado. Para iteração utilizou-se o passo de 0, 025V.

2.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, abordou-se o conversor *boost* como resultado dos avanços tecnológicos desenvolvidos para atender às demandas associadas à utilização de fontes renováveis de energia. Considerando que essas fontes de energia renovável geralmente apresentam baixos níveis de tensão na saída, o conversor *boost* surge como uma alternativa eficiente para a elevação da tensão elétrica, possibilitando o atendimento às exigências energéticas das cargas e a integração adequada aos sistemas de potência.

No entanto, por conta da limitação dos conversores convencionais, quando operam com valores de razão cíclica próxima da unidade, surgiu o conversor *boost* de alto ganho que ao contrário do conversor convencional, não apresenta necessidade de operar com razões cíclicas extremas. Abordou-se também sobre a sua topologia e as respetivas etapas de operação.

É possível perceber quanto a estrutura que o conversor *boost* de alto ganho apresenta uma estrutura mais complexa com maior número de componentes, exigindo controles mais complexos, porém apresenta uma maior eficiência em alto ganho e através da sua topologia, reduz os esforços sobre os semicondutores que compõem o circuito. Dessa forma, o conversor *Boost* de alto ganho destaca-se como uma solução eficiente para aplicações que demandam elevadas razões de conversão de tensão, sendo amplamente utilizado em sistemas de fonte única e em diversas aplicações da eletrônica de potência.

Foi abordado também a respeito do algoritmo MPPT P&O que visa reajustar constantemente a tensão de referência do sistema, calculando a tensão atual do sistema comparando com a anterior para que possa definir a direção de perturbação do sistema, com a finalidade de permitir que o sistema opere com a máxima potência possível, visando o máximo rendimento.

CAPÍTULO 3
INVERSOR MONOFÁSICO EM PONTE COMPLETA COM MODULAÇÃO PWM

3.1 INTRODUÇÃO

A tensão elevada pelo conversor *boost* de alto ganho, estudado no capítulo anterior, não atende diretamente às necessidades da maioria das cargas utilizadas em sistemas elétricos, uma vez que sua saída é em corrente contínua (CC), enquanto grande parte das cargas opera em corrente alternada (CA). Dessa forma, torna-se necessária a utilização de um circuito eletrônico capaz de processar e controlar o fluxo de energia entre esses dois sistemas, convertendo a energia elétrica da forma fornecida pela fonte para a forma requerida pela carga.

Nesse contexto, os inversores, também conhecidos como conversores CC-CA, desempenham papel fundamental na eletrônica de potência. Esses dispositivos são responsáveis por converter níveis contínuos de tensão e corrente em grandezas alternadas, produzindo sinais com valor médio nulo, simétricos em amplitude e com frequência controlada. Assim, os inversores possibilitam a integração de fontes renováveis, sistemas de armazenamento de energia e diversas aplicações que requerem alimentação em corrente alternada.

Um inversor é um dispositivo ou circuito eletrônico com a capacidade de converter a tensão positiva e linear em tensão variante não-linear com intervalos positivos e negativos, observando pela carga, independentemente da sua forma de onda que pode ser quadrada, amortecida ou senoidal (De Araujo, 2018).

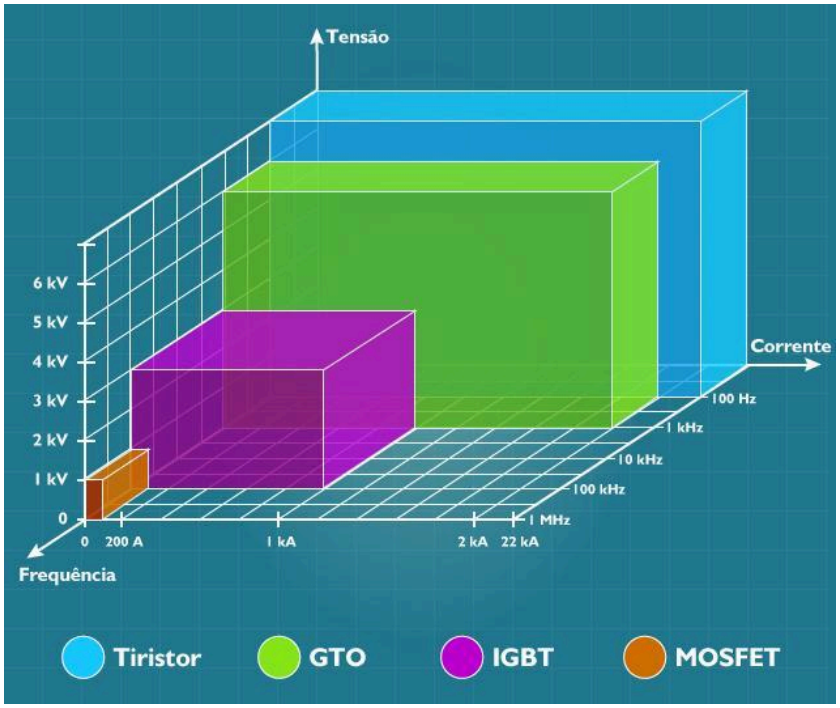
De acordo com Ferreira (2024 apud Malvezzi), em relação as fontes de alimentação, os inversores podem ser classificados em:

- VSI (*Voltage Source Inverter* – Inversor de fonte de tensão) são designados assim os inversores que são alimentados por uma fonte de tensão, que são muito utilizados quando se necessita uma variação de tensão na saída do conversor.
- CSI (*Current Source Inverter* – Inversor de fonte de corrente) que são os inversores que possuem uma fonte de corrente constante na entrada como alimentação, comumente usada quando se pretende manter a corrente de saída constante, independente das variações da carga.

Neste projeto será utilizado o inversor do tipo VSI alimentado por uma fonte de tensão que é a tensão de saída do conversor *boost* de alto ganho desenvolvido por Henn (2008).

Os inversores são constituídos por dispositivos eletrônicos que podem conduzir ou não conduzir a corrente elétrica; esses dispositivos funcionam como interruptores alternando entre o estado ligado (conduzindo) e desligado (bloqueando) para controlar o fluxo de energia no circuito. Esses dispositivos semicondutores podem ser do tipo tiristores ou transistores, dependendo do tipo de projeto que se pretende realizar, considerando fatores como a faixa de operação de frequência e a potência, conforme representado na figura 3.1 (De Araujo, 2018).

Figura 3.1 - Aplicação de chaves em função da frequência, corrente e tensão.



Fonte: Adaptado de Metrópole Digital, (2014).

Como pode ser observado na figura 3.1, caso se pretenda trabalhar com potências elevadas e uma frequência de operação menor, são indicados os tiristores que registram uma faixa de frequência até 100Hz. Para projetos que visam trabalhar com uma faixa de operação de frequência muito alta e potências baixas, são indicados os transistores (MOSFET, IGBT, GTO) que podem amplificar o sinal de entrada ou barrar a sua passagem. Foram utilizados transistores para montagem e simulação deste projeto, do tipo chaves IGBT.

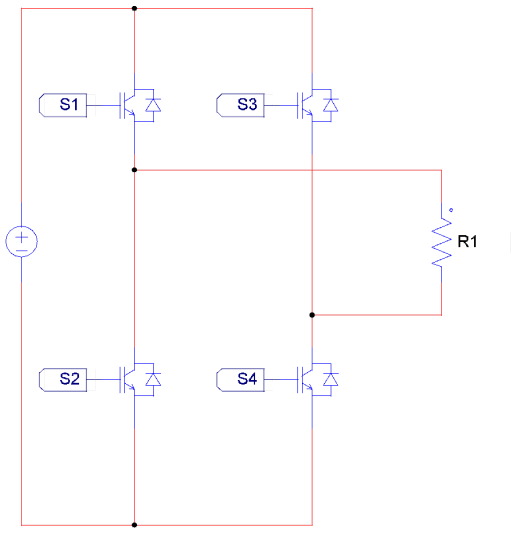
3.2 TOPOLOGIA

Após a apresentação das principais características dos inversores monofásicos, aborda-se neste capítulo a topologia utilizada no projeto. Quanto à sua estrutura, os inversores podem ser classificados em três categorias principais: meia ponte (*Half-Bridge*), ponte completa (*Full-Bridge*) e *Push-Pull*. Dentre essas configurações, serão analisados apenas os inversores de meia ponte e de ponte completa.

A principal diferença entre essas duas topologias está na quantidade de chaves semicondutoras empregadas. O inversor monofásico de meia ponte utiliza duas chaves, formando um único braço de comutação, enquanto o inversor monofásico de ponte completa utiliza quatro chaves distribuídas em dois braços, com a carga conectada entre eles. Essa configuração apresenta uma estrutura semelhante à letra H, sendo também denominada ponte H.

Neste trabalho, foi adotado um inversor monofásico unipolar de ponte completa. Conforme ilustrado na figura 3.2, o circuito é composto por quatro chaves IGBTs, denominadas S_1, S_2, S_3 e S_4, associadas a quatro diodos de roda livre. O conjunto é alimentado por uma fonte de tensão contínua e conectado a uma carga puramente resistiva, sobre a qual é aplicada a potência fornecida pelo inversor.

Figura 3.2 - Topologia do inversor monofásico em ponte completa.



Fonte: Autor, 2026.

3.3 ETAPA DE OPERAÇÃO DA POTÊNCIA

Neste capítulo será descrito brevemente como ocorre a etapa de operação no inversor de ponte completa com modulação SPWM. Entendendo a forma de operação das possíveis combinações de comutação de modo a evitar curtos-circuitos nos braços do inversor, danificando os interruptores e evitar possível avaria na fonte de alimentação.

A operação do inversor com carga puramente resistiva é mais simples se compararmos ao funcionamento de inversores com cargas RL e RLC, pois a ausência de componentes de armazenamento passivo de energia permite que só as chaves de controle operem, enquanto os diodos de realimentação não atuam durante a operação do inversor.

A tabela abaixo apresenta o estado de comutação das chaves para a operação de potência no inversor monofásico em ponte completa e as tensões que caem sobre a carga em cada etapa de operação.

Tabela 3.1 – Estado de comutação das chaves para Inversor monofásico em ponte completa.

Estado	S1	S2	S3	S4	Tensão
1	ON	OFF	OFF	ON	**+V**
2	ON	OFF	ON	OFF	**0**
3	OFF	ON	OFF	ON	**0**
4	OFF	ON	ON	OFF	**-V**

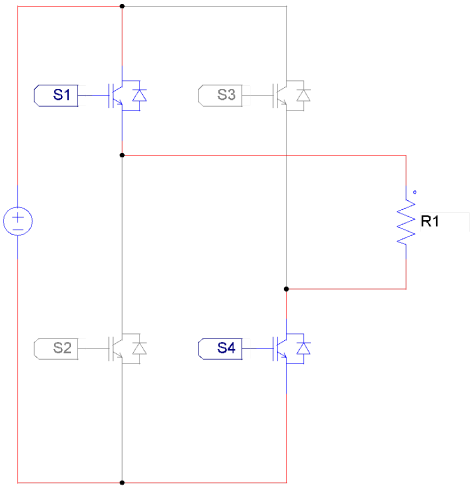
Fonte: Autor, 2026.

O objetivo em comutar o funcionamento das chaves é alterar o sentido da corrente na carga para produzir uma tensão alternada.

3.3.1 Primeira etapa de operação

Considerando que em primeira instância todas as chaves estejam desligadas, ao se ligar as chaves S1 e S4, passa a circular no circuito uma corrente positiva no sentido horário, fornecendo sobre a carga uma tensão positiva **+V**.

Figura 3.3 – Primeira etapa de operação da potência do Inversor monofásico em ponte completa.

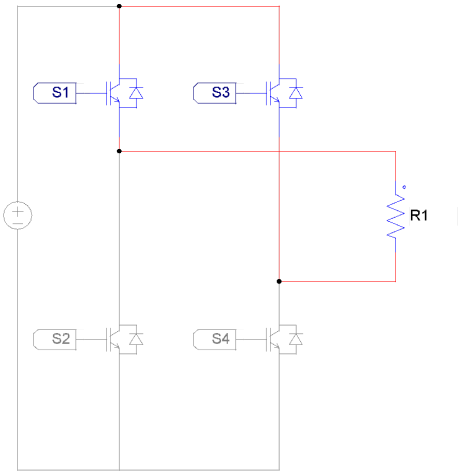


Fonte: Autor, 2026.

3.3.2 Segunda etapa de operação

Em seguida a chave S_4 é desligada e passam a funcionar S_1 e S_3, causando curto-circuito na carga permitindo que a tensão sobre a mesma seja nula. Esse momento é denominado estado nulo.

Figura 3.4 – Segunda etapa de operação da potência do Inversor monofásico em ponte completa.

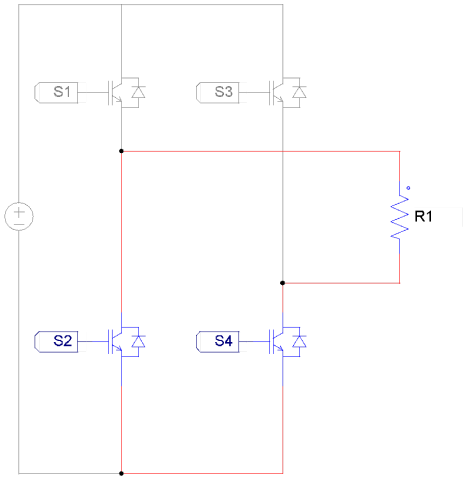


Fonte: Autor, 2026.

3.3.3 Terceira etapa de operação

Semelhante a terceira etapa de operação, as chaves S_1 e S_3 são desligadas, permitindo a operação das chaves S_2 e S_4 causando curto-circuito na carga, permitindo que sua tensão seja nula.

Figura 3.5 – Terceira etapa de operação da potência do Inversor monofásico em ponte completa.



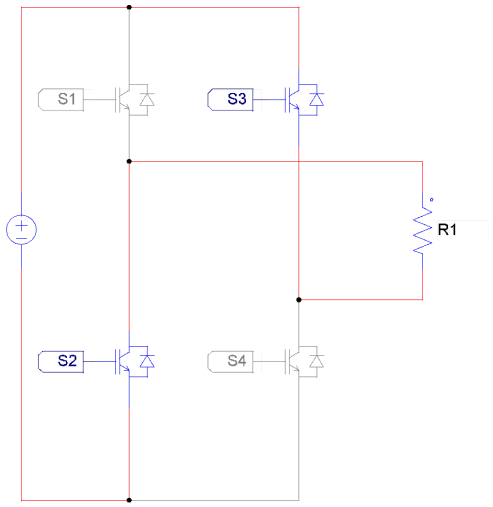
Fonte: Autor, 2026

O estado nulo de operação é um estado estratégico da modulação SPWM que evita mudanças bruscas entre os valores de pico da tensão de saída, permitindo que a corrente varie de forma mais suave, melhorando a qualidade da forma de onda, sendo mais semelhante à forma de onda da senoide.

3.3.4 Quarta etapa de operação

Na quarta etapa de operação, a chave S_4 é desligada, e a chave S_3 é ligada, permitindo que a carga receba uma tensão negativa **-V**.

Figura 3.6 – Quarta etapa de operação da potência do Inversor monofásico em ponte completa.



Fonte: Autor, 2026.

As figuras apresentadas mostram o caminho que a corrente percorre no inversor em ponte completa em cada estado de comutação das chaves. A partir das figuras é possível perceber em quais sequências as chaves devem ser comutadas para evitar curto circuito na fonte. É necessário observar de forma delicada o intervalo de tempo entre o desligamento de uma chave e o funcionamento de outra chave para se evitar sobreposição, sendo denominado de tempo morto.

3.4 MODULAÇÃO SPWM

Neste tópico será apresentado o modo de funcionamento da Modulação por Largura de Pulso Senoidal (SPWM) unipolar ou de três níveis, que foi a técnica usada para controlar a potência fornecida aos dispositivos, variando os seus estados rapidamente.

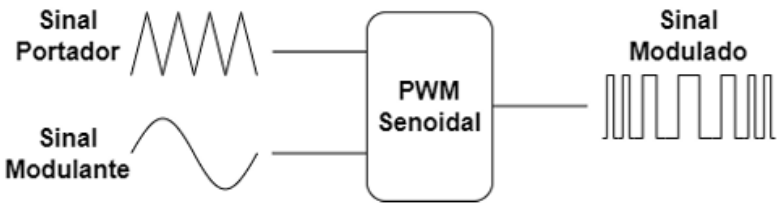
De acordo com Euzebio (2017 apud Ahmed, 2008), a principal vantagem do SPWM é que a perda de energia nos dispositivos de comutação é muito baixa. Quando uma chave está desligada, praticamente não há corrente, e quando está ligado a energia está sendo transferida para a carga, quase não há queda de tensão na chave. A perda de energia, sendo o produto da tensão e da corrente, é, portanto, em ambos os casos, perto de zero.

Para se obter uma onda senoidal na saída do inversor, utiliza-se a modulação por largura de pulso senoidal, que consiste na comparação entre uma onda senoidal de referência e uma portadora triangular que opera em alta frequência, produzindo pulsos com larguras variando senoidalmente, de modo que as harmônicas resultantes da forma de onda de saída sejam deslocadas para alta frequência, facilitando o processo de filtragem desta onda resultante.

O objetivo da técnica SPWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*) é gerar pulsos de acionamento por meio da comparação entre um sinal senoidal de referência, denominado modulante, e um sinal triangular, denominado portadora. A portadora opera em alta frequência, geralmente na faixa de kHz, sendo responsável por definir a frequência de chaveamento das chaves semicondutoras do inversor. Já a modulante opera na frequência desejada para a saída do sistema, normalmente 60 Hz no Brasil, determinando a forma da onda de tensão de saída.

A partir da comparação entre esses dois sinais, são gerados pulsos com largura variável, que controlam a comutação das chaves do inversor, permitindo a síntese de uma forma de onda alternada com características próximas às de uma senoide, conforme a figura 3.7 usada por Ferreira (2024) ilustra.

Figura 3.7 - Estrutura de formação da modulação SPWM



Fonte: Adaptado de Ferreira (2024).

3.4.1 Modo de operação

Neste tipo de modulação as chaves do conversor são acionadas separadamente. Comumente para este tipo de modulação utiliza-se duas formas de ondas modulantes

defasadas entre si por 180º e uma forma de onda portadora ou vice-versa, conforme a necessidade do projeto.

O comparador recebe os dois sinais de entrada, a modulante e a portadora, processa e compara os sinais, caso o sinal modulante for maior que o sinal portador, a chave liga, quando o sinal modulante é menor que o sinal portador, a chave desliga. Toda vez que os sinais modulante e portador se cruzam, a saída do modulador muda de estado, como resultado temos na saída do comparador uma sequência de pulsos cuja a sua largura varia conforme o sinal modulante.

3.5 FILTRO LC

Destaca-se que após a modulação SPWM que transforma o sinal em pulsos variáveis de acordo com o comportamento do sinal modulante (senoide), a saída da modulação ainda possui pulsos de alta frequência, com presença de harmônicos. Esses componentes harmônicos presentes do sinal de saída, após a modulação causam muitos problemas para os sistemas elétricos devido a perdas e interferências afetando inclusive a qualidade da energia elétrica, causando problemas como ressonância, interferência nos dispositivos de proteção e erros nas medidas de potência (Araújo, 2012). Deste modo, faz-se necessário o uso de um filtro LC para atenuar as harmônicas de alta frequência que surgem devido o processo de chaveamento rápido dos semicondutores, mantendo apenas a componente fundamental senoidal.

Os filtros são classificados em três tipos:

Filtro passa-baixa: permitem passagem de sinais de corrente contínua, de baixa frequência, bloqueando sinais de alta frequências;

Filtro passa-alta: atenuam sinais de corrente continua e de frequências baixas, permitindo passagem de sinais de alta frequências;

Filtro passa-banda: Permitem a passagem apenas de uma frequência específica, bloqueando os sinais em outras frequências.

Neste projeto, será utilizado um filtro LC passa-baixa, um filtro passivo de segunda ordem amplamente empregado em aplicações de eletrônica de potência devido à sua simplicidade de implementação e elevada eficiência na atenuação de componentes harmônicas de alta frequência. De acordo com (Araújo, 2012) o filtro cria caminhos de menores impedâncias para os harmônicos de alta frequência, através dos indutores,

capacitores e resistências que compõem o circuito. O filtro LC é um circuito composto por um indutor em série com a carga e o capacitor em paralelo com a carga. São componentes passivos com propriedades opostas, quando combinadas reduzem ruídos e identificam sinais específicos.

Para o cálculo dos parâmetros dos componentes do filtro, são utilizadas as equações apresentadas abaixo.

O dimensionamento partiu do cálculo da corrente eficaz através da equação 3.1, que demonstra que a corrente eficaz de saída é a razão entre a potência de saída pela tensão eficaz de saída.

$$I_{O(RMS)} = \frac{P_O}{V_{O(RMS)}} \tag{3.1}$$

Em seguida para o cálculo da corrente de pico, é o produto da corrente eficaz de saída por raiz quadrada de dois, dada pela equação 3.2.

$$I_{O(PK)} = I_{O(rms)} * \sqrt{2} \tag{3.2}$$

A ondulação da corrente no indutor foi calculada pela equação x, foi considerado uma ondulação da corrente de 20%.

$$\Delta I_L = 20\% * I_{O(PK)} \tag{3.3}$$

A frequência de corte deve estar posicionada uma década abaixo da frequência de chaveamento mínima, conforme a equação 3.4.

$$f_c = \frac{2f_s}{10} \tag{3.4}$$

Para o dimensionamento da indutância do filtro, foi usada a equação 3.5 que relaciona a tensão de entrada no inversor com a frequência de chaveamento e a ondulação da corrente no indutor.

$$L = \frac{V_{in}}{8*f_s*\Delta I_L} \tag{3.5}$$

A equação 3.6 foi usada para o dimensionamento do capacitor, expressando a capacitância com inversamente proporcional à indutância.

$$C = \frac{1}{(2\pi f_c)^2*L} \tag{3.6}$$

3.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi abordado sobre o Inversor *full-bridge* em ponte completa, a sua topologia, etapas de operação de potência e o funcionamento da modulação SPWM.

Constatou-se que os inversores são circuitos eletrônicos capazes de converter tensões positivas lineares em alternadas não linear, quanto a sua fonte de alimentação podem ser classificados em VSI (alimentados por fonte de tensão) e CSI (alimentados por fontes de corrente). Observou-se também que a topologia dos inversores podem ser *half bridge* (meia ponte), *full-bridge* (ponte completa) e *push-pull*, foi destacado a diferença entre o inversor meia ponte e o inversor em ponte completa. Foi possível perceber que dentre os três tipos de inversores, o inversor em ponte completa é o mais robusto, pela quantidade de chaves na sua composição, com circuitos de acionamento mais complexos, porém oferece maior potência e flexibilidade no controle da forma de onda gerada, como a principal vantagem desta topologia que foi estudada.

Estudou-se também as quatro etapas de operação da potência no inversor *full-bridge*, que são essenciais para a comutação das chaves de modo a evitar que haja curto circuito na fonte de alimentação e consequentemente gerar a corrente alternada. Abordou-se também sobre a modulação SPWM, que possibilita o controle da potência fornecida aos dispositivos e uma das principais vantagens é a redução da perda de energia, minimizando as distorções da onda resultante. O uso desta tecnologia, aproxima o gráfico da tensão de saída do inversor à uma senoide, reduzindo a necessidade de uso de filtros robustos e realiza um bom gerenciamento do chaveamento, melhorando a eficiência, porém, para se obter a senoide desejada, é necessário a utilização de um filtro LC passa-baixa para remoção das harmônicas de alta frequência que se obtém após a modulação SPWM, mantendo apenas a componente fundamental do sinal modulante (senoide).

Foram apresentadas também as equações utilizadas para o dimensionamento dos componentes do filtro capacitivos.

CAPÍTULO 4
SIMULAÇÃO DO INVERSOR FULL-BRIDGE COM MODULAÇÃO SPWM UNIPOLAR (TRÊS NÍVEIS)

4.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo é dedicado a apresentação da simulação do inversor *full-bridge* em ponte completa com modulação SPWM Unipolar ou de três níveis, essa nomenclatura lhe é atribuída por conta da sua tensão de saída que alterna entre três valores diferentes +V, 0, -V que são as tensões que caem sobre a carga ao longo de um ciclo completo.

A simulação foi realizada no PSIM, com o objetivo de avaliar o funcionamento do Inversor *full-bridge* em ponte completa com a aplicação do método SPWM Unipolar.

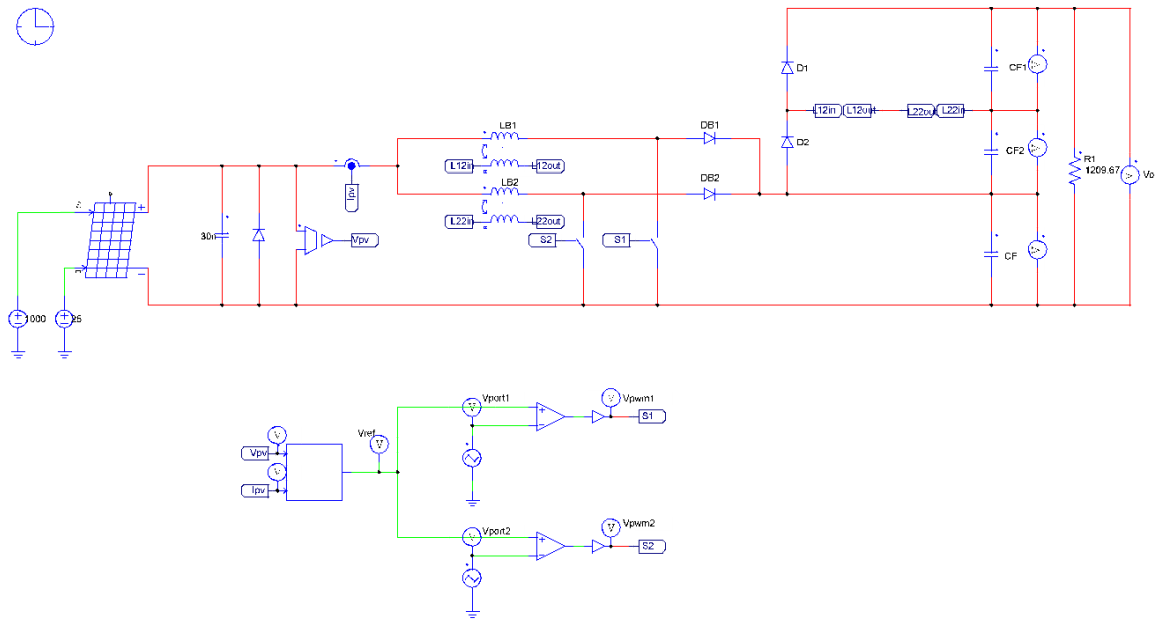
Foi realizada a simulação do inversor com a entrada composta por um conversor *boost* de alto ganho com célula de acoplamento magnético desenvolvido por Henn (2008); controlado com algoritmo MPPT.

A figura 4.1 apresenta o circuito utilizado para realização da simulação do inversor *full-bridge* conectado ao conversor *boost* de alto ganho.

O esquemático abaixo do circuito do conversor contém a ferramenta *Simplified C Block* (responsável pela implementação do algoritmo que calcula o ponto de máxima potência do painel), representa o circuito de controle, responsável pelo chaveamento e pela aplicação do MPPT. As portadoras usadas Vport1 e Vport2 estão defasadas em 180° elétricos, e a tensão de referência Vref gerada pelo algoritmo de MPPT é a mesma para ambas as portadoras (Inessa, 2021).

Para construção do circuito utilizou-se a fonte de 600V que é o valor de saída do conversor *boost* de alto ganho. O Inversor é constituído por quatro chaves IGBTs que vão comutando durante o funcionamento do inversor conectados à uma carga resistiva centralizada.

Figura 4.1 – Conversor *boost* de alto ganho ligado à um sistema fotovoltaico.



Fonte: Adaptado de Inessa (2021).

A tabela 4.1 apresenta as especificações que foram usadas para o dimensionamento do conversor *boost* de alto ganho.

Tabela 4.1 – Especificações para o projeto do conversor *boost* de alto ganho.

Grandeza	Representação	Valor
Tensão no MPP	V_{MPP}	62V
Corrente no MPP	I_{MPP}	4,8A
Máxima Potência	P_{MPP}	297,6W
Potência de entrada	P_i	297,6W
Rendimento	η	100%
Potência de saída	P_O	297,6W
Ondulação da tensão pico a pico	ΔV_C	1%
Ondulação da corrente pico a pico	ΔI_L	1%
Tensão de saída	V_O	600V
Frequência de chaveamento	f_s	20kHz
Relação de transformação	n	1:1

Fonte: Adaptado de Inessa (2021).

A tabela 4.2 apresenta os parâmetros obtidos por Monteiro (2021) no dimensionamento do conversor *boost* de alto ganho, encontra-se organizados na tabela 4.2, para melhor visualização dos valores.

Tabela 4.2 – Parâmetros do conversor *boost* de alto ganho.

Grandeza	Representação	Valor
Indutância do primário	L_{B1}	44,56mH
	L_{B2}	
Indutância do secundário	L_1	
	L_2	
Corrente média nos indutores (primário)	I_{LB1}	2,4A
	I_{LB2}	
Capacitâncias	C_F	8,56µF
	C_{F1}	
	C_{F2}	
Tensão nos capacitores	V_{CF}	200V
	V_{CF1}	
	V_{CF2}	
Resistência na carga	R	1209,67Ω
Razão cíclica	D	69%
Ondulação Máx. da tensão de saída	ΔV_C	2V
Ondulação Máx. da corrente no indutor	Δi_L	0,024A
Frequência de chaveamento	f_s	20kHz

Fonte: adaptado de Inessa (2021).

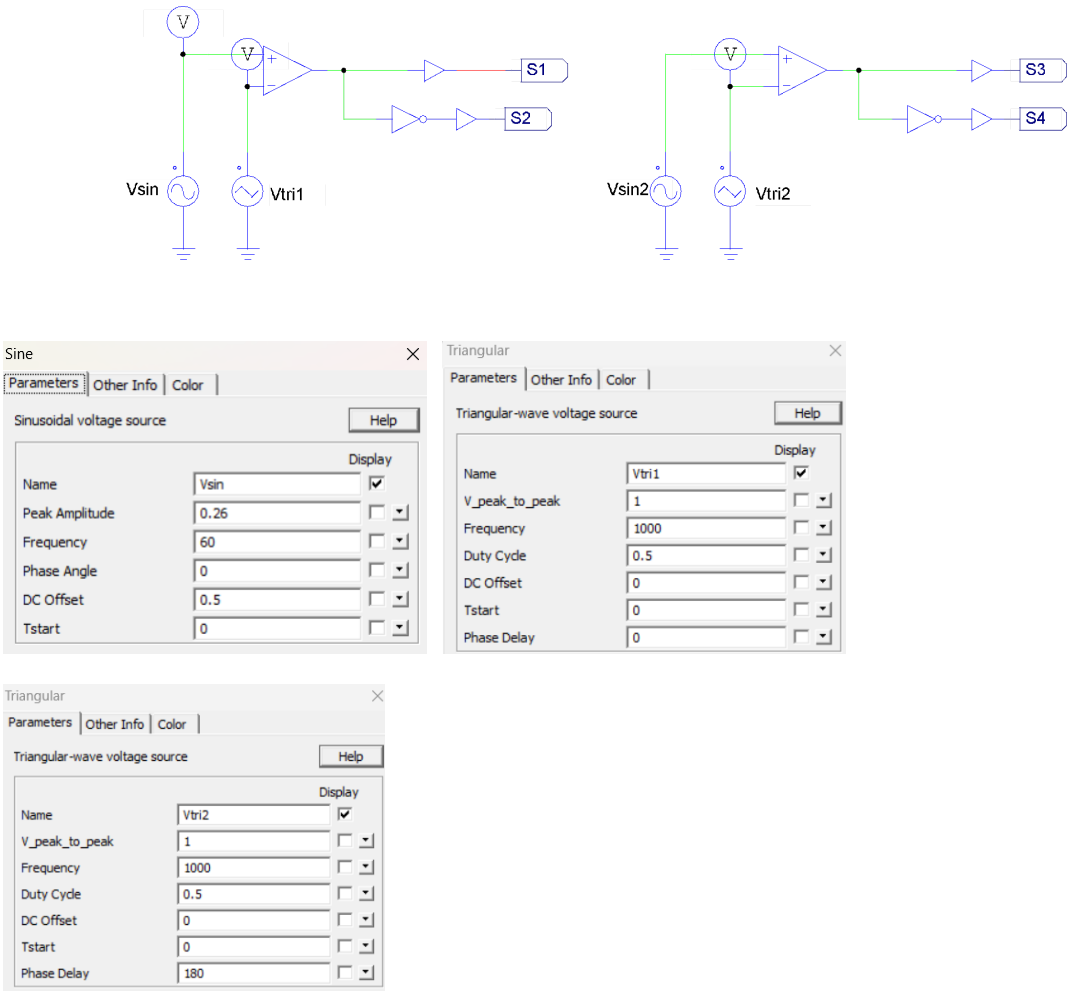
O esquemático da figura 4.2 representa o circuito montado responsável pela lógica de controle para comutação das chaves IGBTs da ponte H que constitui o circuito do inversor. Na entrada do comparador registra-se a um sinal modulante (V_{sin}) e dois sinais portadores (V_{tri1} e V_{tri2}). É importante destacar que os dois sinais portadores estão defasados entre si por 180º e ambas operando numa frequência alta de 1kHz, frequência adotada por uma questão

experimental, gerando na sua saída uma tensão de três níveis; fato pelo qual denomina-se inversor *full-bridge* SPWM Unipolar ou de três sinais.

Percebe-se pela figura que os comparadores definem os pulsos dos sinais de entrada da ponte H separadamente; um comprador define os pulsos para o braço composto pelas chaves S_1 e S_2, enquanto o outro comparador define os pulsos para o braço composto pelas chaves S_3 e S_4.

O sinal modulador (senoidal) de entrada vai definir a frequência do sinal de saída e a sua amplitude controla o índice de modulação; serve de referência para o sinal que se deseja obter na saída do Inversor. Os sinais portadores é que vão determinar durante o funcionamento do Inversor o instante de comutação das chaves IGBTs.

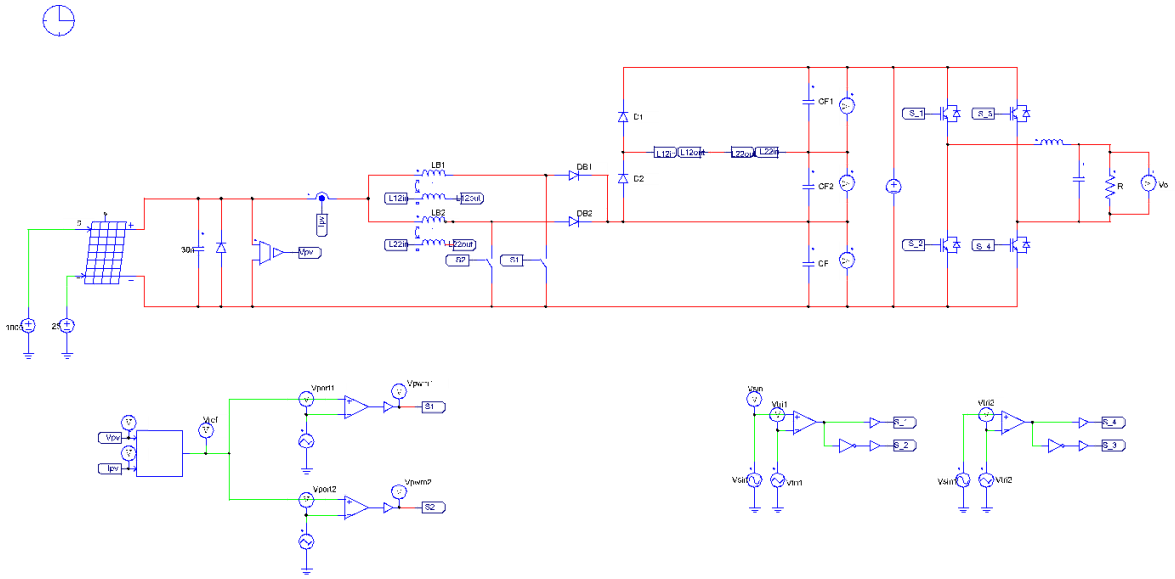
Figura 4.2 – Lógica de controle do modulador SPWM para IGBTs da ponte H.



Fonte: Autor, 2026.

A figura 4.3 representa o esquemático usado para simular o inversor *full-bridge* de ponte completa com modulação SPWM, conectado ao conversor *boost* de alto ganho, aplicado ao sistema fotovoltaico, que é a base do microinversor de duplo estágio, permitindo a elevação da tensão no primeiro estágio e posteriormente com a aplicação da modulação SPWM, converter a tensão CC em tensão CA compatível com carga não linear.

Figura 4.3 - conversor *boost* de alto ganho, com MPTT perturbe e observe (P&O), conectado a um inversor monofásico em ponte completa com modulação SPWM.



Fonte: Autor, 2026.

4.2 DIMENSIONAMENTO DO INVERSOR FULL-BRIDGE COM MODULAÇÃO SPWM

Para o dimensionamento do Inversor *full-Bridge* com modulação SPWM, alguns parâmetros são indispensáveis, conforme será apresentada na tabela 4.3. Para o cálculo da amplitude da senoide utilizada como sinal de entrada no comparador, primeiro calculou-se o índice de modulação em amplitude, conforme a equação abaixo.

$$m_a = \frac{V_{O(pk)}}{V_{dc}} \tag{4.1}$$

$$m_a = \frac{V_{sen}}{V_{tri}} \quad (4.2)$$

Onde:

Índice de modulação em amplitude: $\boldsymbol{m_a}$

Tensão de barramento CC: $\boldsymbol{V_{dc}}$ = 600V

Tensão de saída desejada: $\boldsymbol{V_{0(pico)}}$ = 311V

Amplitude da senoide de frequência: $\boldsymbol{V_{sen}}$

Amplitude da portadora triangular: $\boldsymbol{V_{tri}}$

$$\text{Logo, } m_a = \frac{V_{0_{(pico)}}}{V_{dc}} = \frac{311V}{600V} = 0,518$$

Através do índice de modulação, percebe-se que o sinal modulante vai alterar as caraterísticas do sinal portador com uma intensidade de aproximadamente 52%, determinando a largura do pulso, a magnitude da tensão de saída.

Adoptou-se o valor da tensão pico a pico do sinal triangular V_{pp} = 1V, em seguida calculou-se a amplitude da portadora. Sabe-se que a amplitude da portadora é a metade da tensão pico a pico, representado pela equação 4.3.

$$V_{tri} = \frac{V_{pp}}{2} = \frac{1}{2} = 0,5V \quad (4.3)$$

Com os valores de índice de modulação (m_a) e a amplitude da portadora (V_{tri}), foi possível usar a equação 4.2 para calcular a amplitude da senoide:

$$m_a = \frac{V_{sen}}{V_{tri}}$$

Isolando V_{sen}, obtém-se:

$$V_{sen} = m_a * V_{tri} = 0,518 * 0,5 \therefore V_{sen} = 0,259V \approx 0,26V$$

4.2.1 Dimensionamento do filtro L.C

Tabela 4.3 – Especificações do Inversor *full-bridge*.

Grandeza	Representação	Valor
Tensão do barramento CC	V_{DC}	600V
Tensão de Saída desejada	$V_{O(PIK)}$	311V
Resistência na carga	R	100Ω

Tensão Eficaz	V_{RMS}	220V
Frequência de chaveamento	f_s	1kHz

Fonte: O autor (2026).

Para transformar as ondas quadradas produzidas pela modulação SPWM em ondas senoidais suaves e limpas, foi usado o filtro LC. Para o dimensionamento do filtro foram utilizados os seguintes dados:

$\boldsymbol{V_{in}} = 600V$; $\boldsymbol{Vo_{pk}} = 311V$; $P_o = 484W$; $\boldsymbol{Vo_{rms}} = 220V$; $\boldsymbol{R} = 100\Omega$.

Para o cálculo da corrente eficaz, foi usada a equação 3.1, que relaciona a potência na carga pela tensão eficaz na carga.

$$I_{O(RMS)} = \frac{P_O}{V_{O(RMS)}} = \frac{484W}{220V} = 2,2A$$

Com a corrente eficaz calculada, foi possível calcular a corrente de pico, que possibilitaria o cálculo da ondulação da corrente no indutor, através da equação 3.2.

$$I_{O(PK)} = I_{O(rms)} * \sqrt{2} = 3,11A$$

De acordo com a equação 3.3, foi considerado o ripple (ondulação) da corrente no indutor variando entre 10% - 20% da corrente nominal de saída, para o cálculo da ondulação da corrente no indutor.

$$\Delta I_L = 20\% * I_{O(PK)} = 0,622A$$

Em seguida foi calculada a frequência de corte do filtro de saída, como a razão do dobro da frequência de chaveamento por dez, conforme mostra a equação 3.4 apresentada anteriormente.

$$f_c = \frac{2f_s}{10} = \frac{2*1000}{10} = 200Hz$$

O valor calculado na frequência de corte, dita a especificação e o limite de tolerância do sinal filtrante, logo, sinais com frequência abaixo do valor calculado quase não sofrerão atenuação, porém sinais com frequência de operação maior que o valor calculado serão atenuados, impedindo que ruídos cheguem à carga.

Com o valor da ondulação da corrente calculado na equação 4.6, substituindo na equação 3.5, foi dimensionado o valor do indutor do filtro passa-baixa. Foi considerado 120mH que é o valor do indutor comercial.

$$L = \frac{V_{in}}{8*f_s*\Delta I_L}$$

$$L = \frac{V_{in}}{8*f_s*\Delta I_L} = \frac{600}{8*1000*0{,}622} \therefore L = 0,1205 \approx 120mH$$

Finalmente, com os resultados obtidos nas equações 3.4 e 3.5, foram substituídos na equação 4.9 para dimensionamento do capacitor implementado no filtro.

$$C = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 * L}$$

$$C = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 * L} = \frac{1}{(2\pi*200)^2*0{,}1205} \therefore C = 0,00000526 \approx 5,3\mu F$$

Foi considerado C = 5,6µF que é o capacitor disponível comercialmente.

A tabela 4.4 representa de forma resumida os parâmetros que foram calculados do inversor *full-bridge* em ponte completa com modulação SPWM para maior compreensão.

Tabela 4.4 – Parâmetros do inversor *full-bridge*.

Grandeza	representação	Valor
Índice de modulação	m_a	0,52
Amplitude da senoide de frequência	V_{sin}	0,26V
Amplitude da portadora triangular	V_{TRI1}	0,5V
Corrente eficaz de saída	$I_{O(RMS)}$	2,2A
Potência na carga	P_O	484W
Corrente Pico a pico	$I_{O(PK)}$	3,11A
Ondulação da corrente no indutor	ΔI_L	0,622A
Frequência de corte	f_C	200Hz
Indutância	L	120mH
Capacitância	C	5,6µF

Fonte: O Autor (2026).

4.3 RESULTADO DA SIMULAÇÃO

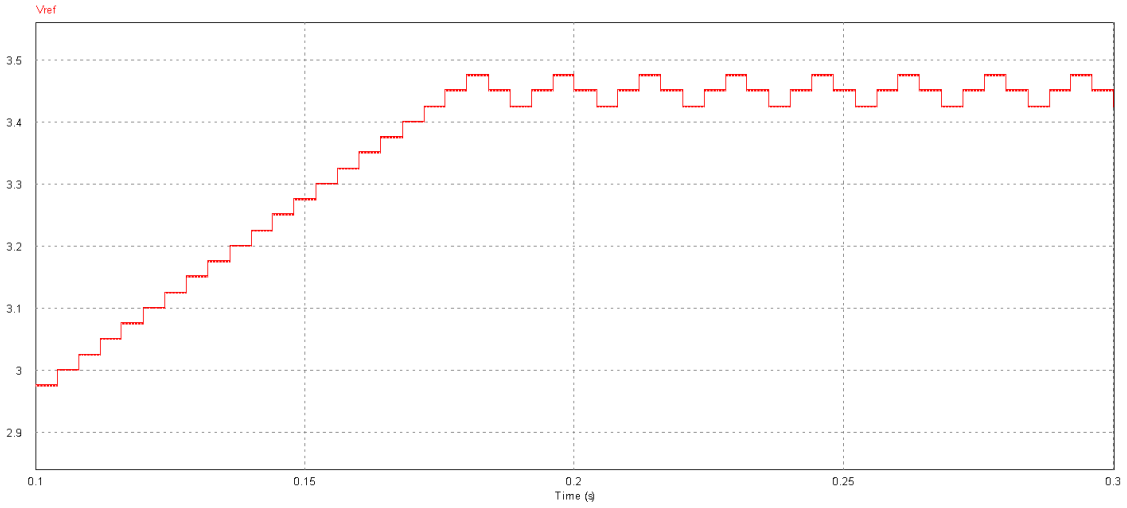
Serão apresentados os resultados obtidos pelo software PSIM ao longo da simulação do sistema proposto neste projeto.

4.3.1 MPPT P&O

A figura 4.4 mostra o comportamento da forma de onda da tensão de referência com a operação do MPPT P&O permitindo visualizar partida suave. É possível observar a variação da tensão de referência de forma controlada e linear num passo de 0,025V, sem variações bruscas da razão cíclica.

A variação na tensão de referência é condicionada à comparação dos valores de potência instantânea lidos pelo algoritmo durante a perturbação do sistema nos terminais do módulo fotovoltaico. Essa perturbação é realizada de modo a direcionar o sistema a operar no ponto de máxima potência. Observa-se que a partir do instante que este valor máximo é encontrado, o valor de tensão vai oscilando entre valores aproximados a este, conforme mostra a figura.

Figura 4.4 – Variação da tensão de referência com aplicação do MPPT P&O

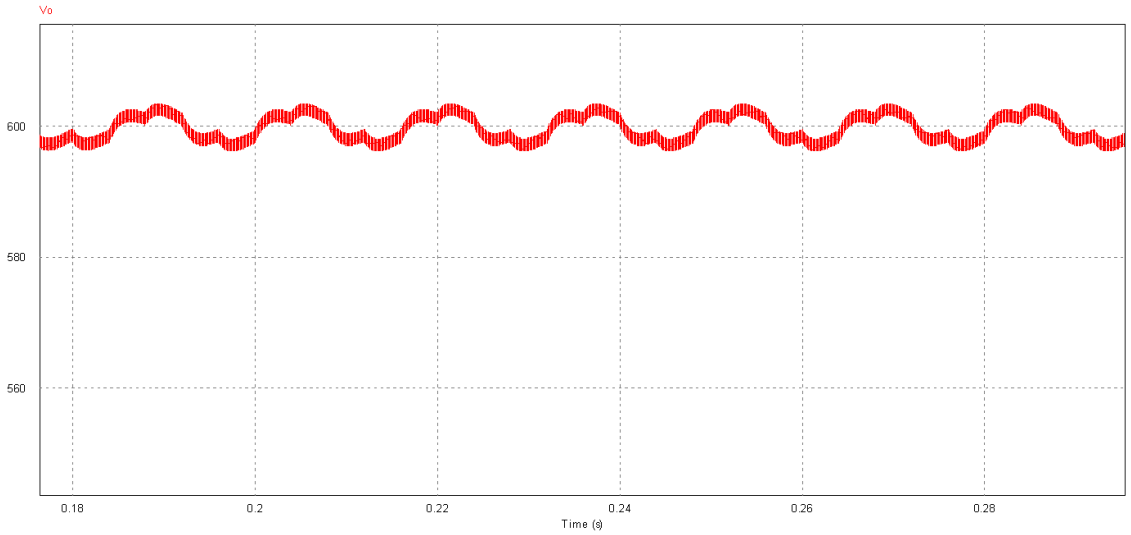


Fonte: Adaptado de Inessa (2021).

4.3.2 Conversor *boost* de alto ganho

Pode se perceber na figura 4.5 a representação da tensão de saída do conversor *boost* com um valor médio próximo 600V, com ondulação reduzida em apenas de 2V, sem exigir que seus componentes operem com valor de razão cíclica extrema. A partir da figura pode se observar um alto ganho de tensão, como resultado do funcionamento adequado do conversor *boost* de alto ganho. É importante também destacar que o conversor foi simulado separado do inversor em ponte completa.

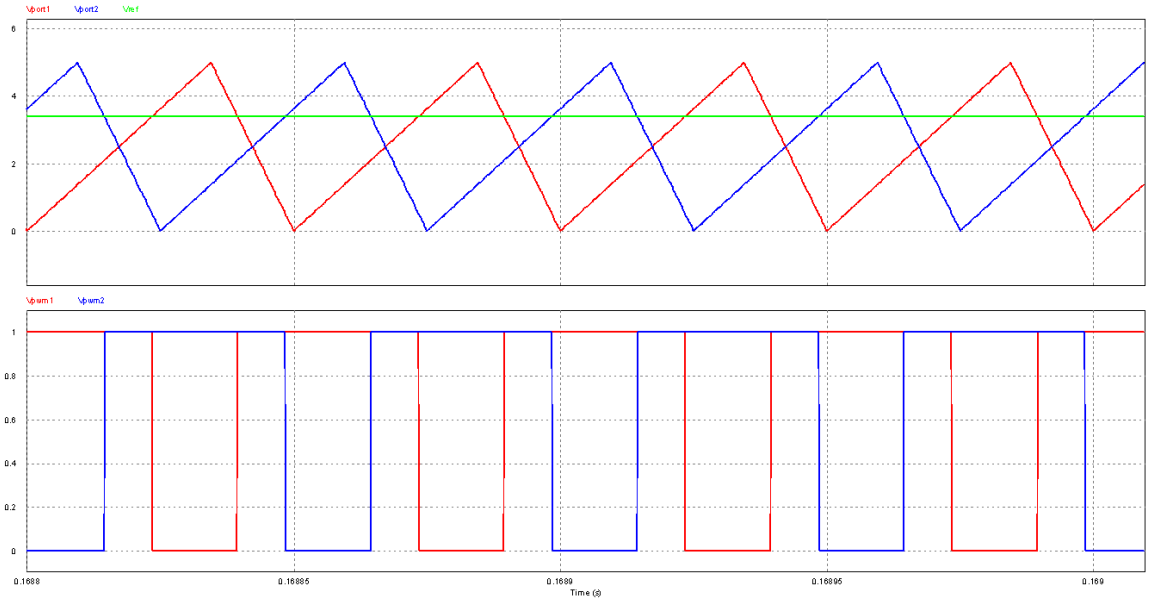
Figura 4.5 – Forma de onda da tensão de saída do conversor *boost*.



Fonte: Adaptado de Inessa (2021).

Pode se observar na figura 4.6 as formas de onda dos sinais V_{port1}, V_{port2} e V_{ref} que são responsáveis pelo acionamento das chaves S_1 e S_2 do conversor *boost* de alto ganho. Os sinais portadores possuem um valor de pico de 5V e estão defasadas entre si de 180º, é observado também a forma de onda da tensão de referência cuja a sua interseção com as tensões triangulares de alta frequência determina o instante em que as chaves são acionadas, e os pulsos são gerados, por meio da modulação PWM (*Pulse Width Modulation*).

Figura 4.6 – Formas de onda das tensões das portadoras e de referência e pulsos nas chaves S_1 e S_2.



Fonte: Adaptado de Inessa (2021).

4.3.3 Inversor *full-bridge* com modulação SPWM

Serão analisados os resultados obtidos na simulação do inversor full-bridge com a modulação SPWM, o funcionamento do comparador avaliando a comutação entre as chaves e o sinal gerado em cada operação.

Cada comparador recebe na sua entrada dois sinais, uma senoide (modulante) e uma portadora; para o braço formado pelas chaves S_1 e S_2, o comparador analisa a relação entre os dois sinais e para evitar a existência de curto circuito da fonte, utiliza uma porta lógica inversora antes da chave S_2, permitindo que enquanto uma chave estiver ligada, a outra estará obrigatoriamente desligada, invertendo o sinal de saída, pois não é funcional que as duas chaves do mesmo braço estejam ligadas ao mesmo tempo. De forma similar, a mesma lógica é aplicada para o braço composto pelas chaves S_3 e S_4.

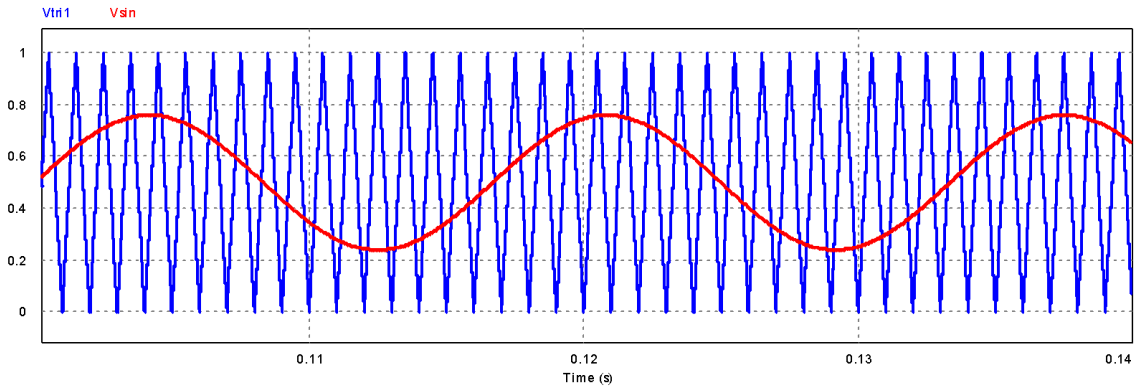
Quando o braço direito ligar a chave S1 e o braço esquerdo ligar a chave S_4, observa-se pelo sinal obtido que cai uma tensão positiva (**+V**) sobre a carga, que são caraterizados pelos pulsos positivos no sinal de saída do Inversor. Ao passo que quando o braço direito liga a chave S_2 e o braço esquerdo liga a chave S_3, cai uma tensão negativa (**-V**) sobre a carga, caraterizados pelos pulsos negativos. Se ambos ligam as chaves S_1 e S_3 ou S_2 e S_4, a tensão sobre a carga é zero (**0V**). Este circuito transforma uma senoide de baixa frequência em pulsos PWM que que controlam a comutação das chaves IGBTs da ponte H.

O gráfico de tensão obtido na saída do inversor será a diferença de potência entre os dois braços que constituem o inversor *full-bridge* com modulação SPWM. Quando o sinal modulador for maior (positiva) que a portadora, os pulsos no gráfico variam entre **+V** e **0**V, que é a tensão que recai sobre a carga. Quando o sinal modulador for negativo, os pulsos do gráfico variam entre **-V** e **0V**.

O momento de tensão 0V recaindo sobre a carga, ocorre no estado nulo, quando os dois braços da ponte H estão no mesmo potencial. Isso acontece quando ambos os braços estão conectados no positivo ou conectados no negativo.

Abaixo observa-se na figura 4.7 o processo de comparação entre o sinal modulante e portador no braço direito do inversor para gerar os pulsos através da comutação entre as chaves, de modo que a tensão contínua de entrada seja convertida em tensão alternada resultado, quando S_1 está ligada ($V_{sin} > V_{tri1}$) aplica 600V e quando S2 está ligada ($V_{sin} < V_{tri1}$) aplica 0V na carga.

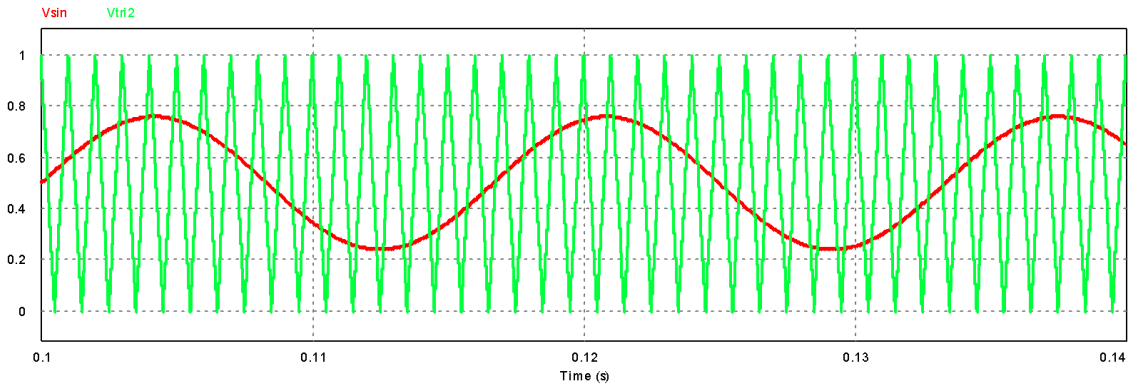
Figura 4.7 – Comparação das formas de onda de dos sinais modulantes e portador V_{tri1}.



Fonte: Autor, 2026.

A figura 4.8 na semelhança da figura do braço direirto da ponte H, representa o processo de comparação entre os dois sinais de entrada no braço esquerdo de modo a permitir geração de pulsos na tensão resultante pela comutação das chaves para transformar a tensão CC em CA, quando S3 está ligado (Vsin < Vtri2) aplica 0V na carga e quando S4 está ligado (Vsin > Vtri2) aplica -600V.

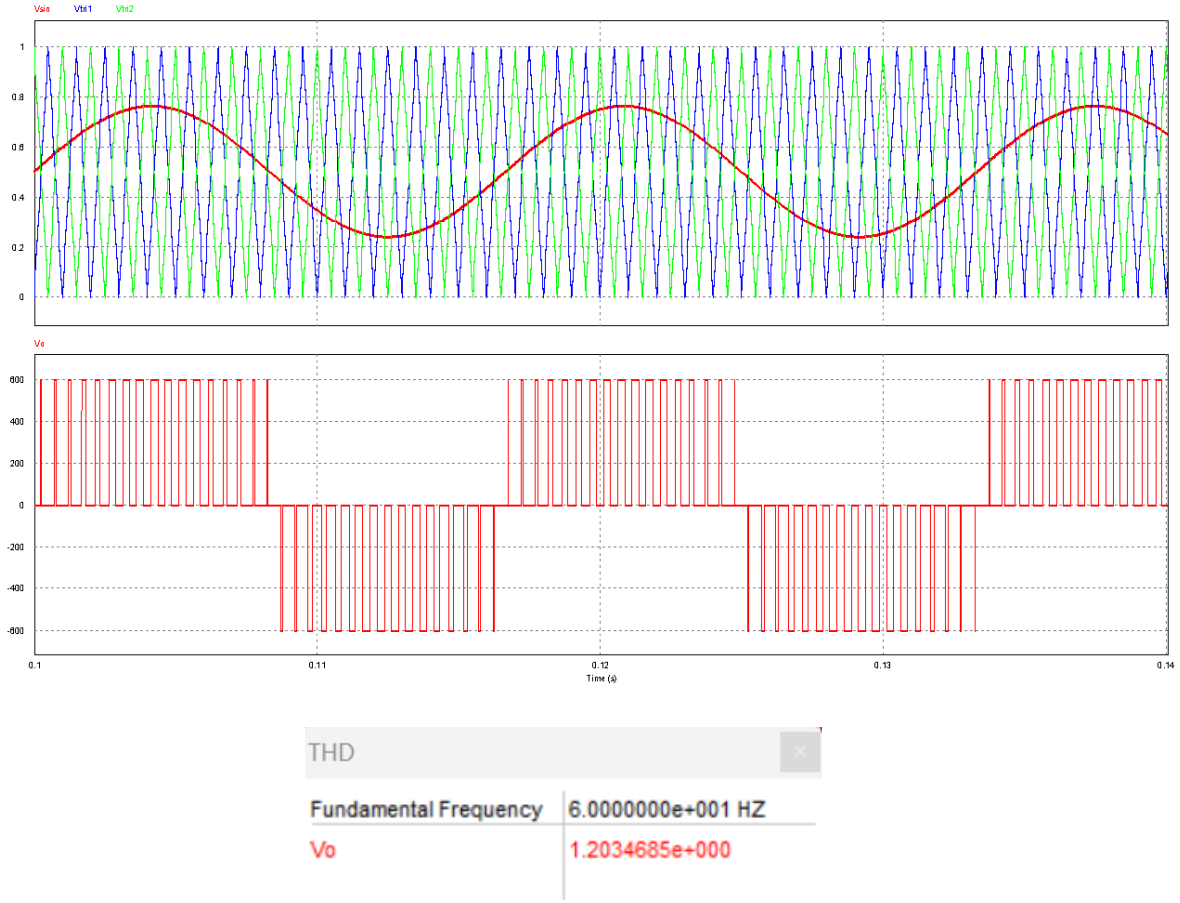
Figura 4.8 – Comparação das formas de onda dos sinais modulantes e portador V_{tri2}.



Fonte: Autor, 2026.

Na figura 4.9 temos a repreesentação do funcionamento do conversor *full-bridge* com modulação SPWM, onde na parte superior se observa a geração de Pulsos por largura (PWM) e na parte inferior temos a tensão de saída do inversor pulsando entre +600V quando o braço direito produz tensão positiva, 0V quando ambos os braços produzem a mesma tensão e -600V quando o braço esquerdo produz tensão negativa. Essa variação da tensão em três níveis reduz o ripple, melhorando a senoide resultante facilitando o trabalho do filtro. Observa-se também que os braços da ponte H estão sendo moduladas separamente, de acordo com a modulação SPWM unipolar. O resultado observado na figura 4.9, no gráfico de baixo é a tensão de saída sem a aplicação do filtro LC, com uma taxa de distorção harmônica total de medido através do PSIM de 120% com a frequência fundamental de 60Hz. Observando o sinal de saída não filtrado, percebe-se que quanto mais próximo do pico da senoide, maior é a largura do pulso e quanto mais próximo de zero menor é a largura do pulso, pois a largura do pulso é proporcional a amplitude da onda senoidal de referência.

Figura 4.9 – Forma de onda da tensão de saída SPWM sem filtro.



Fonte: Autor, 2026.

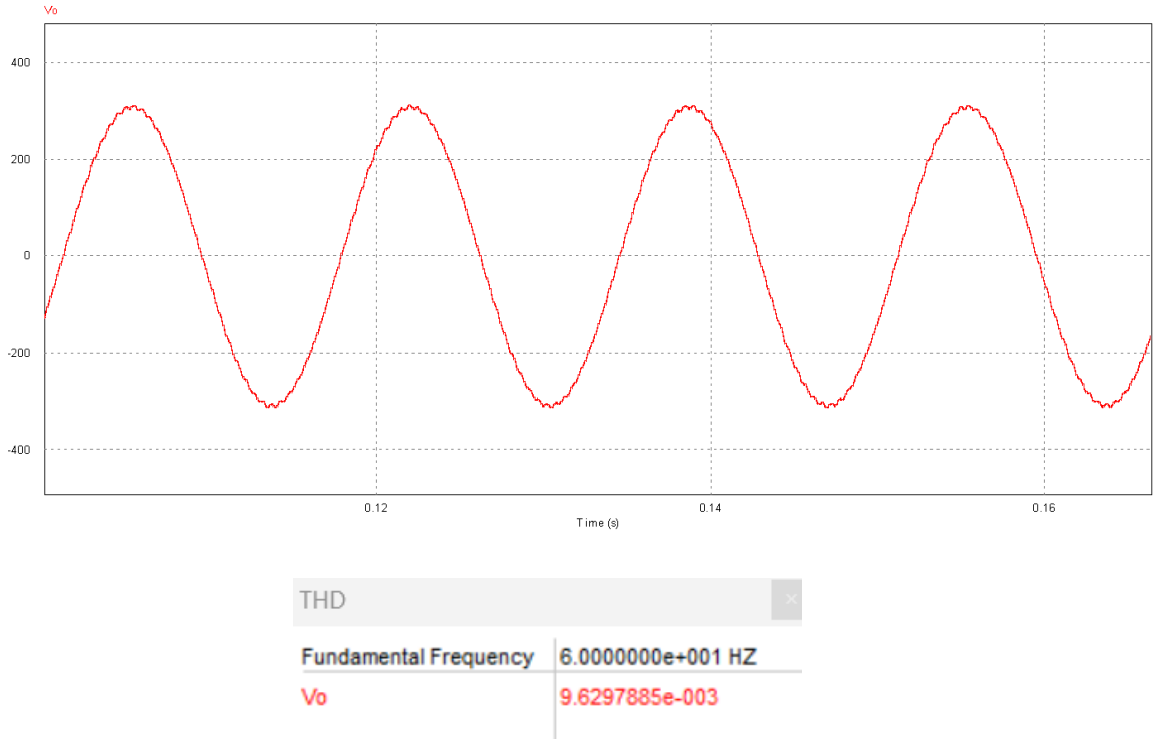
O inversor não consegue gerar uma senoide diretamente, pois a sua fonte primária é uma corrente contínua, logo aplica-se a modulação SPWM que controla o chaveamento rápido dos componentes, gerando pulsos rápidos com largura modulada. Por isso, surge a necessidade de se usar o filtros que são componentes que suavizam e arredondam esses pulsos abruptos das componentes de alta frequência, restando apenas a senoide com frequência fundamental de 60Hz.

O filtro passa-baixa que foi usado neste projeto, permite a passagem de sinais com frequência menor que a frequência de corte e atenua sinais com frequências maiores que a frequência de corte, sendo o marco de transição para produção do sinal obtido. O indutor é conetado em série com a carga, e se opõe a variação abruptas de corrente, e por sua vez o capacitor, conetado em paralelo com a carga se opõe a variação brusca da tensão desviando as harmônicas de altas fequências para o terra, absorvendo os ripple e PWM, gerando assim um sinal estável, conforme observa-se na figura 4.10, que é o sinal de saída resultante da aplicação do filtro na tensão modulada SPWM do inversor *full-bridge* em ponte completa,

resultando numa tensão pico a pico de 311V e tensão eficaz de 218V que são os resultados esperados.

Após a passagem pelo filtro LC passa-baixa de segunda ordem, através da leitura do PSIM, é observado uma redução significativa da taxa total de distorção harmônica de 120% após a técnica de modulação por largura de pulso para 0,9%, conforme a segunda imagem da figura 4.10.

Figura 4.10 – Tensão CA de saída após implementação do filtro.



Fonte: Autor, 2026.

Tabela 4.5 – valores de tensão gerados na saída do filtro SPWM.

Grandeza	Representação	Valor
Tensão pico a pico	$V_{O(PK)}$	311,8V
Tensão eficaz	$V_{O(RMS)}$	218,2V
Frequência	f	60Hz

Taxa de Distorção harmônica	*TDH*	0,9%
Potência de saída	*P*	484W

Fonte: autor, 2026.

4.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi apresentado o dimensionamento do inversor, o dimensionamento do dos componentes do filtro LC, os resultados obtidos na simulação do Inversor *full-bridge* em ponte completa com a modulação SPWM, apresentou-se também uma breve explicação sobre os resultados obtidos através das imagens apresentadas e processadas pelo software PSIM. As simulações foram realizadas no software PSIM.

A fonte de entrada do sistema recebia a tensão de saída do conversor *boost* de alto ganho com a aplicação do MPPT P&O para que o sistema operasse na sua máxima potência. Percebeu-se também que pelo fato de possuir uma fonte primária em CC, o inversor não consegue gerar um sinal de saída senoidal diretamente, porém, essa limitação é superada com a aplicação da modulação SPWM. Para o inversor em ponte completa funcionar, é necessária uma lógica de controle do modulador SPWM para comutação das chaves IGBTs que compõem a ponte H. Recebe na sua entrada sinais distintos, um sinal modulante (o sinal de referência que define a amplitude e a frequência da tensão resultante) e um sinal portador operando em alta frequência (que define a frequência de comutação das chaves). O Inversor unipolar trabalha com três sinais de entrada do circuito lógico de controle do modulador, havendo defasagem de 180º nas ondas de mesma natureza, de modo a gerar uma tensão de saída que varia entre três níveis diferentes +600V, 0V, -600V, diferente do inversor bipolar. Os sinais são comparados de forma independente, essa independência é que dá origem ao estado nulo (tensão 0V) quando ambos os braços estão no mesmo estado lógico.

Este estado nulo de nível 0V, ajuda a reduzir de forma significativa o ruído do sinal resultante, permitindo um controle mais preciso sobre a energia que a carga recebe.

A comparação entre a onda a onda triangular (portadora) de alta frequência 1kHz e a senoidal que opera em baixa frequência (modulante) permite a gerar os pulsos da tensão de saída que é vista pela carga.

Percebe-se também que o controle da defasagem existente entre as ondas da mesma natureza, ou seja, o controle de defasagem entre o braço esquerdo e o braço direito, possibilita o controle da tensão na carga, pois que a tensão resultante é a diferença entre as tensões de ambos os braços. O uso do filtro é indispensável para se obter a tensão senoidal que atende as exigências das cargas não lineares, resultando numa energia mais eficiente, com menos harmônicos garantindo melhor qualidade da onda e possibilitando o controle da potência.

CAPÍTULO 5
CONCLUSÃO GERAL

Diante da realidade atual, marcada pela crescente necessidade de diversificação das fontes de energia e pelos esforços voltados à transição energética, torna-se cada vez mais importante o desenvolvimento de tecnologias capazes de impulsionar a substituição de combustíveis fósseis e fontes não renováveis por fontes renováveis e limpas.

Considerando essa necessidade, este trabalho foi desenvolvido para analisar o inversor *full-bridge* em ponte completa com modulação SPWM conectado ao converso *boost* de alto ganho aplicado à um sistema fotovoltaico baseado em Henn (2008). Durante as abordagens feitas, analisou-se o princípio de funcionamento do conversor *boost* de alto ganho, a sua topologia e as limitações que esta topologia visa superar com relação ao conversor *boost* convencional. Realizou-se a montagem do circuito e consequentemente a simulação do mesmo no software PSIM para o estudo do comportamento do circuito que tinha como objetivo fornecer ganho à tensão de entrada. Observa-se também a partir de Monteiro (2021) a implementação de um algoritmo MPPT P&O para que o sistema opere na máxima potência.

O inversor desenvolvido neste trabalho utilizou como tensão de entrada a tensão de saída do conversor *boost*, com a finalidade de converter a tensão contínua proveniente da operação do MPPT em tensão alternada adequada para alimentação da carga.

Além disso, realizou-se uma análise detalhada da topologia do inversor *full-Bridge* em ponte completa, com a implementação da modulação SPWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*). Foram estudadas as etapas de operação do circuito de potência, responsáveis pela geração de três níveis de tensão aplicados à carga, bem como o princípio de funcionamento da modulação SPWM para geração dos pulsos de comando na saída. A modulação SPWM baseia-se na comparação entre um sinal senoidal de referência e um sinal portador triangular, realizada por meio de um comparador, permitindo a comutação controlada das chaves semicondutoras e a síntese de uma forma de onda alternada com características próximas de uma senoide

Verificou-se o funcionamento e o desempenho do inversor proposto por meio de simulações realizadas no software PSIM, utilizando parâmetros adequados para os sinais de entrada e para a estratégia de modulação adotada. A partir dos resultados obtidos, foi possível confirmar a conversão da tensão contínua (CC) em tensão alternada (CA), evidenciando o correto funcionamento do inversor.

As formas de onda geradas apresentaram níveis de tensão variando entre +600 V, 0 V

e −600 V na saída, característica típica da operação de um inversor monofásico *full-Bridge* com modulação SPWM em três níveis. Os resultados demonstraram ainda a eficiência da técnica de modulação empregada na síntese da forma de onda alternada, permitindo a obtenção de uma tensão de saída com comportamento próximo ao senoidal.

Foi realizado também o dimensionamento do filtro LC implementado no projeto, conforme as equações apresentadas ao longo do trabalho, determinando-se os parâmetros necessários para atender às especificações do sistema proposto. O filtro foi projetado com o objetivo de atenuar as componentes harmônicas provenientes da comutação do inversor e suavizar a forma de onda da tensão de saída.

A partir dos resultados obtidos nas simulações realizadas no software PSIM, verificou-se que o dimensionamento do filtro foi adequado, uma vez que a forma de onda pulsada gerada pelo inversor passou a apresentar comportamento aproximadamente senoidal após a filtragem, variando entre 311V da tensão de pico e 220V de tensão eficaz, na frequência fundamental de 60HZ. Observou-se ainda uma significativa redução das componentes harmônicas de alta frequência, resultando num sinal com a taxa de distorção harmônica total de 0,9%, evidenciando o correto funcionamento do filtro LC e confirmando a eficiência da solução proposta no condicionamento da tensão de saída do inversor.

Como trabalho futuro, sugere-se a implementação prática do inversor *full-bridge*, de modo a validar as simulações e os resultados obtidos, e avaliar os efeitos não ideais dos componentes do circuito e as perdas por comutação.

Pode-se sugerir também como trabalho futuro a simulação do inversor *full-bridge* em ponte completa em conexão com a rede elétrica, para validar a viabilidade e a eficiência do sistema.

REFERÊNCIA BIBLIOGRAFICA

MONTEIRO, Inessa Guilherme. **Desenvolvimento e avaliação de desempenho do mppt perturbe e observe aplicado a um sistema fotovoltaico conectado a um conversor boost de alto ganho.** Trabalho de conclusão do curso (Licenciatura em Engenharia de Energias) - Instituto Engenharia e desenvolvimento sustentável, Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira, Ceará.

MUHONGO, Milton Luís Filipe. **Simulação de um microinversor aplicado em microgeração distribuída fotovoltaica.** Trabalho de conclusão do curso (Licenciatura em Engenharia de Energias) - Instituto Engenharia e desenvolvimento sustentável, Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira, Ceará.

HENN, G. A. L. **Conversor Boost Bidirecional de Alto Ganho Aplicado a um Sistema Fotovoltaico**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Ceará, p. 156. 2008.

BURSZTYN, M. Energia solar e desenvolvimento sustentável no Semiárido: O desafio da integração de políticas públicas. **Estudos Avançado**s, v. 34, n. 98, p. 177, 2020.

FERREIRA, Willians. **Simulação e implementação prática de inversor monofásico em ponte completa do tipo VSI.** Trabalho de conclusão do curso (Licenciatura em Engenharia Elétrica) - Faculdade de engenharias, arquitetura e urbanismo e Geografia, Universidade federal de mato grosso do Sul, Mato grosso do Sul.

CAMPOS, Rafael Antunes. **Projeto de um inversor para sistemas fotovoltaicos isolados de pequeno porte.** Trabalho de conclusão do curso (Licenciatura em Engenharia Elétrica) - departamento de engenharia elétrica, Universidade federal de Santa Catarina, Santa Catarina.

EUZEBIO, Diogo Pierotti. **CONVERSOR CC-CA MONOFÁSICO**. Trabalho de conclusão do curso (Licenciatura em Engenharia Elétrica) - Universidade Norte do Paraná, Paraná.

O que é energia solar: Tudo sobre. Disponível em <https://www.neosolar.com.br/aprenda/saiba-mais/energia-solar>. Acesso em 03 maio 2026.

Energia solar: o que é, como funciona e benefícios. Disponível em < https://www.portalsolar.com.br/energia-solar>. Acesso em 03 maio 2026.

Inversor de Ponte Completa – Circuito, Operação, Formas de Onda e Aplicações. Disponível em < https://www.electricaltechnology.org/2020/09/full-bridge-inverter.html>. Acessado em 07 maio 2026.

Inversor de ponte completa.

https://www.sciencedirect.com/topics/engineering/full-bridge-inverter#chapters-articles. Acessado em 08 maio 2026.

Técnicas de modulação SVPWM vs SPWM. <https://imperix.com/doc/implementation/svpwm-vs-spwm-modulation-techniques>. Acessado em 08 maio 2026.

Ministério de minas e energia. **Política nacional de transição energética.** Fortaleza, [2026]. Disponível em: < https://www.gov.br/mme/pt-br/a-revolucao-brasileira-em-energia-e-mineracao/transicao-energetica-e-planejamento/politica-nacional-de-transicao-energetica>. Acesso em 21 maio 2026.

ScienceDirect. **Modulação por largura de pulso senoidal**. Fortaleza, [2026]. Disponível em: < https://www.sciencedirect.com/topics/engineering/sinusoidal-pulse-width-modulation> . Acesso em 21 maio 2026.

DA FONSECA, Zito Palhano; Radeck, Fernando. Conversor cc-cc elevador de tensão com ganho quadrático. *In*: CONGRESSO TÉCNICO-CIENTÍFICO DA ENGENHARIA E DA AGRONOMIA - CONTECC. 4, 6., 2022, Goiás.

SCHMITZ, Lenon. **Conversores cc-cc não-isolados de alto ganho e de alto rendimento destinados a aplicações fotovoltaicas e baseados no conversor boost com célula de ganho**. 2015. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – instituto de eletrônica de potência, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis.

TIAGO, Peron Metzger. **Análise e projeto de um conversor boost de alto ganho baseado em células de indutor e capacitor chaveados**. 2023. Trabalho de conclusão de curso (Graduação em engenharia Elétrica) - instituto de eletrônica de potência, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis.

VILELA, Afrânio Ornelas Ruas. **Projeto e construção de um conversor boost controlado em modo de tensão**. 2011. Trabalho de conclusão de curso (Graduação em engenharia Elétrica) - departamento de engenharia elétrica, Universidade Federal de Viçosa, Viçosa.

SILVA, G. V.; COELHO, R. F.; LAZZARIN, T. B. Modelagem do conversor boost com células a capacitor chaveado por meio de um conversor equivalente de ordem reduzida, Eletrôn. Potên., Campo Grande, v. 22, n. 3, p. 288-297, jul./set. 2017.

OLIVEIIRA, André Filipe B.; SILVA, Sidelmo M.; SANTOS, Cláudio H. G.; FILHO, Braz de J. Cardoso. Aplicação do controle repetitivo a inversor pwm monofásico com filtro lc de saída utilizado em fonte programável C.A. **Revista Eletrônica de Potência**, Campo Grande, v. 18, n.4, p.1161-1169, set./nov.2013.

BOLSI, Pedro S. et al. Projeto de filtro LC para volume mínimo considerando as perdas no conversor e os tempos de vida dos capacitores aplicado a uma UPS de dupla conversão. **Revista Eletrônica de potência**, Florianópolis, v. 28, n. 4, p. 337-348, out./dez. 2023

ARAÚJO, Rômulo Diniz. **Projeto e simulação de filtros L e LCL para interconexão de inversor NPC trifásico à rede**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2012.

PUPO, Andres Dal. **Estudo de metodologias de projeto para filtros de saída de inversores**. Trabalho de conclusão do curso (Licenciatura em Engenharia Elétrica) – coordenação de Engenharia elétrica, Instituto tecnológico Federal do Paraná, Pato Branco.

MICHELS, Leandro. et al. Metodologia de projeto de filtros de segunda ordem para inversores de tensão com modulação PWM digital. **Revista Controle & Automação**/ Vol.16 no.2/Abril, Maio e Junho 2005.

GUEDES, Tatiana Pontual. **Análise comparativa de estruturas de conexão com a rede elétrica em sistemas fotovoltaicos.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro de energias alternativas e renováveis, Universidade Federal da Paraíba, João Pessoa, 2018.

JANTSCH, M. et al. **Measurement of PV Maximum Power Point Tracking Performance**. 1997.

PINHEIRO, Murilo Augusto. **Aplicação de algoritmo de busca de ponto de máxima potência (p&o) e controle pi para regulação da tensão terminal de painéis** fotovoltaicos. Trabalho de conclusão do curso (Licenciatura em Engenharia de elétrica) – Escola de Engenharia de são Carlos, Universidade de São Paulo, São Paulo.

DA SILVA, Robson Taveira Gonçalves. **Análise comparativa das técnicas de mppt, p&o, sliding mode e backstepping aplicadas a sistemas fotovoltaicos.** Dissertação (mestrado em Engenharia de Elétrica) – Departamento de engenharia elétrica, Universidade Federal do Ceará, Ceará.

MALTA, Amaury Leite. **Comparação de algoritmos de máxima potência em sistema fotovoltaico como carregador de baterias**. Trabalho de conclusão do curso (Bacharel em Engenharia de elétrica) – Centro de ciências exatas e tecnologias, Universidade Federal de Viçosa, Minas Gerais.

APÊNDICE

(ALGORITMO MPPT P&O USADO POR INESSA (2021))

```
static int n=0;
static int Z=0;
static float Pnew=0;
static float Pold=0;
static float Vref=2.5;
static float Vref_old;
if (n<999999)
{
    Vref = Vref + 0.0000005;
    Z = 0;
}
n++;
Z++;
if (n>999999)
{
   if (Z == 39999)
   {
    Pold = Pnew;
    Pnew = x1*x2;
   if (Pnew>= Pold)
   {
        if(Vref>= Vref_old)
        {
              Vref_old = Vref;
              Vref = Vref+0.025;
         }
        if (Vref < Vref_old)
        {
              Vref_old = Vref;
              Vref = Vref - 0.025;
```

```
        }
      }
       if (Pnew < Pold)
      {
            if (Vref >= Vref_old)
            {
                  Vref_old = Vref;
                  Vref = Vref - 0.025;
            }
           else
            {
                  Vref_old = Vref;
                  Vref = Vref + 0.025;
            }
      }
            Z = 0;
      }
}
      y1 = Vref;
```