



**FUNDAÇÃO
UNIVERSIDADE
FEDERAL DE
MATO GROSSO DO SUL**

**FACULDADE DE ENGENHARIAS,
ARQUITETURA E URBANISMO E
GEOGRAFIA**

ENGENHARIA ELÉTRICA

**Estudos para Implementação de Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede Elétrica
Utilizando Inversores Multiníveis em Condições de Sombreamento Parcial**

Gustavo Vinicius Moura Oliveira

Campo Grande/MS
06 de dezembro de 2024



FUNDAÇÃO
UNIVERSIDADE
FEDERAL DE
MATO GROSSO DO SUL

FACULDADE DE ENGENHARIAS,
ARQUITETURA E URBANISMO E
GEOGRAFIA

ENGENHARIA ELÉTRICA

**Estudos para Implementação de Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede Elétrica
Utilizando Inversores Multiníveis em Condições de Sombreamento Parcial**

Gustavo Vinicius Moura Oliveira

Orientador: Tiago Henrique de Abreu Mateus

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Universidade Federal de Mato Grosso do Sul na Faculdade de Engenharias, Arquitetura e Urbanismo e Geografia, como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Campo Grande/MS
06 de dezembro de 2024

**Estudos para Implementação de Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede Elétrica
Utilizando Inversores Multiníveis em Condições de Sombreamento Parcial**

Monografia apresentada à Universidade Federal de Mato Grosso do Sul na Faculdade de Engenharias, Arquitetura e Urbanismo e Geografia, para obtenção da Graduação em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Tiago Henrique de Abreu Mateus
Orientador

Prof. Dr. Ruben Barros Godoy

Eng. Eletricista Nicholas Delben de Andrade

Campo Grande/MS
06 de dezembro de 2024

DECLARAÇÃO DE AUTORIA E RESPONSABILIDADE

Gustavo Vinicius Moura Oliveira, residente e domiciliado na cidade de Campo Grande, Estado do Mato Grosso do Sul, portador do RG de nº 2244545 e CPF nº 057.632.291-18, declaro que o “Trabalho de conclusão de curso” apresentado, com o título “**Estudos para Implementação de Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede Elétrica Utilizando Inversores Multiníveis em Condições de Sombreamento Parcial**” é de minha autoria e assumo a total responsabilidade pelo seu conteúdo e pela originalidade do texto. Declaro que identifiquei e referenciei todas as fontes e informações gerais que foram utilizadas para construção do presente texto. Declaro também que este artigo não foi publicado, em parte, na íntegra ou conteúdo similar em outros meios de comunicação, tendo sido enviado com exclusividade para a Universidade Federal de Mato Grosso do Sul (UFMS).

Campo Grande, 06 de dezembro de 2024.

Gustavo Vinicius Moura Oliveira

Dedico à Deus e a minha amada Gisele.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a Deus por Sua infinita bondade e misericórdia, que me concederam a oportunidade de aprender, evoluir e contribuir para a sociedade da qual faço parte. Sem Sua orientação e força, este caminho teria sido muito mais difícil.

Sou imensamente grato à minha família, que sempre esteve ao meu lado nos momentos mais desafiadores. À minha esposa, Gisele Oliveira, engenheira de controle e automação, minha eterna gratidão por seu apoio incondicional, paciência e compreensão, que foram fundamentais para que eu alcançasse este marco na minha trajetória acadêmica e profissional. Aos meus pais, João e Rouse, agradeço por todo amor, suporte e incentivo ao longo de minha vida, e ao meu irmão, Isaias, por sempre acreditar no meu potencial e torcer pelo meu sucesso, mesmo que nos bastidores.

Minha mais profunda gratidão é destinada ao meu orientador, Prof. Dr. Tiago Henrique de Abreu Mateus, cuja dedicação e orientação foram muito além do papel de um professor. Ele se tornou um mentor inspirador e um verdadeiro amigo, contribuindo não apenas para este trabalho, mas também para o meu crescimento como profissional e como pessoa.

Agradeço também aos membros do BATLAB/UFMS, que desempenharam um papel crucial nesta jornada acadêmica. Meu reconhecimento ao Dr. Ruben, Dr. Luigi e Dr. Jurandir, por suas valiosas contribuições e compartilhamento de conhecimento. Um agradecimento especial aos colegas Me. Guilherme, Eng. Eletricista Nicholas, Matheus Pelz e Mariana Ribeiro, cujas trocas de ideias, colaborações e apoio mútuo enriqueceram ainda mais esta experiência.

A todos que, direta ou indiretamente, contribuíram para a realização deste trabalho, deixo aqui o meu sincero agradecimento.

RESUMO

Este trabalho avalia as estratégias de modulação PS-PWM e LS-PWM, incluindo PD-PWM, POD-PWM e APOD-PWM, em inversores multiníveis ponte-H em cascata (MLI-CHB). O objetivo principal é analisar o impacto na distorção harmônica total (DHT) e na qualidade da energia elétrica, com ênfase na viabilidade de aplicações conectadas à rede. Para complementar, foi implementado um algoritmo MPPT do tipo Perturbe e Observe (P&O) em um conversor boost, validando sua eficiência em cenários de variações dinâmicas de irradiância, comuns em sistemas fotovoltaicos. A pesquisa também aborda o uso de um filtro LCL para mitigar harmônicos residuais e o sincronismo com a rede por meio de PLL (Phase-Locked Loop) e transformada de Park, atendendo normas como ANEEL e IEEE 519. Embora focada em um inversor monofásico, a análise destaca sua viabilidade em sistemas de baixa potência. A metodologia incluiu revisão bibliográfica e simulações no Simulink/MatLab, avaliando cenários como sombreamento parcial. Os resultados mostram que a modulação APOD-PWM atingiu DHT inferior a 1%, destacando-se como solução eficiente. O MPPT provou ser eficaz em maximizar a extração de energia em condições dinâmicas. Testes validaram o MLI-CHB com fontes de tensão contínua, com e sem o filtro LCL, além de avaliar o controle MPPT separadamente. Conclui-se que a topologia multinível alia eficiência e qualidade em aplicações de baixa potência. No entanto, futuros estudos devem explorar implementações práticas completas, integrando MPPT, sincronismo com a rede e operação sob sombreamento parcial e cargas variáveis.

Palavras-chave: Modulação PS-PWM, Modulação LS-PWM, Inversores Multiníveis, Distorção Harmônica Total, MPPT.

ABSTRACT

This study evaluates PS-PWM and LS-PWM modulation strategies, including PD-PWM, POD-PWM, and APOD-PWM, applied to cascaded H-bridge multilevel inverters (MLI-CHB). The main objective is to analyze their impact on total harmonic distortion (THD) and power quality, emphasizing their feasibility for grid-connected applications. Additionally, a Perturb and Observe (P&O) MPPT algorithm was implemented in a boost converter, validating its efficiency under dynamic irradiance conditions commonly observed in photovoltaic systems. The research also explores the use of an LCL filter to mitigate residual harmonics and grid synchronization through a Phase-Locked Loop (PLL) combined with Park's transform, meeting standards such as ANEEL and IEEE 519. While focused on single-phase inverters, the analysis highlights their potential for low-power systems. The methodology involved a comprehensive literature review and simulations using Simulink/MatLab, evaluating scenarios like partial shading. Results demonstrate that the APOD-PWM modulation achieved THD below 1%, standing out as an efficient solution. The MPPT proved effective in maximizing energy extraction under dynamic conditions. Tests validated the MLI-CHB using DC voltage sources, with and without the LCL filter, and independently assessed the MPPT control. In conclusion, the multilevel topology combines efficiency and quality for low-power applications. However, future studies should explore complete practical implementations, integrating MPPT, grid synchronization, and operation under partial shading and variable loads..

Keywords: PS-PWM Modulation, LS-PWM Modulation, Multilevel Inverters, Total Harmonic Distortion, MPPT.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

<i>Número</i>	<i>Página</i>
Figura 1 - Circuito Equivalente de uma célula PV Fonte: Próprio autor	22
Figura 2 – (a) Curva potência-tensão (P-V) e (b) Curva corrente-tensão (I-V) (a) (b)	23
Figura 3 - Curva de Potência do PV: Diferentes irradiações.....	24
Figura 4 - Perdas por sombreamento: base plana vs. inclinação.....	25
Figura 5- Curva I-V sob Condições de Sombreamento Parcial	26
Figura 6 - Diodo de Bypass	28
Figura 7 - Curvar I-V sem diodo Bypass	29
Figura 8 - Múltiplos MPPT	30
Figura 9 - Topologias MLI.....	32
Figura 10 - Portadora PD-PWM	35
Figura 11 - Portadoras POD-PWM	36
Figura 12 - Portadoras APOD-PWM.....	36
Figura 13 - PS-PWM	37
Figura 14 - Esquemático da LS-PWM.....	40
Figura 15 – Esquemático da PS-PWM	42
Figura 16 - Curvas Características de $P_{pv} \times V_{pv}$ em condições de PS.....	44
Figura 17 - Curva V-I e V-P.....	45
Figura 18 - Conversor <i>Boost</i>	46
Figura 19 - Defasagem sinal de tensão com filtro	50
Figura 20 – Alfa e Beta defasagem 90°	51
Figura 21 - Transformada $\alpha\text{-}\beta$ para dq	53
Figura 22 - Estrutura PLL.....	54
Figura 23 - Fluxograma P&O.....	59
Figura 24 - Curva P x V.....	60
Figura 25 - Tensão do Inversor e Tensão da Rede	62
Figura 26 - Análise FFT da Tensão de Saída do Inversor até 1 kHz (PS-PWM).....	63
Figura 27 - Análise FFT da Tensão de Saída do Inversor até 3 kHz	63
Figura 28 - Tensão do Inversor e Tensão da Rede	65
Figura 29 - FFT da Tensão de Saída do Inversor até 1 kHz (PD-PWM).....	65

Figura 30 - FFT da Tensão de Saída do Inversor até 3 kHz (PD-PWM).....	66
Figura 31 - Tensão do Inversor e tensão da Rede.....	67
Figura 32 - Análise FFT da Tensão de Saída do Inversor até 1 kHz (POD-PWM)	68
Figura 33 - Análise FFT da Tensão de Saída do Inversor até 3kHz (POD-PWM)	69
Figura 34 - Tensão do Inversor e tensão da Rede.....	70
Figura 35 - Análise FFT da Tensão de Saída do Inversor até 1kHz (APOD-PWM)	71
Figura 36 - Análise FFT da Tensão de Saída do Inversor até 3kHz	72
Figura 37- Tensão de saída LCL	73
Figura 38- Análise FFT da Tensão de Saída do filtro LCL (PS-PWM)	74
Figura 39 - Tensão de saída LCL	75
Figura 40- Análise FFT da Tensão de Saída do filtro LCL (PD-PWM)	76
Figura 41 - Tensão de saída LCL	77
Figura 42- Análise FFT da Tensão de Saída do filtro LCL 3kHz (POD-PWM).....	78
Figura 43 - Tensão de saída LCL	79
Figura 44 - Análise FFT da Tensão de Saída do filtro LCL até 3kHz (APOD-PWM).....	80
Figura 45 – Conversor <i>Boost</i> com Arranjo PV	81
Figura 46 - Irradiação e Potência PV	82
Figura 47 - Corrente e Tensão PV	83
Figura 48 - Sincronismo do Inversor com a Rede	84

LISTA DE TABELAS

<i>Número</i>	<i>Página</i>
Tabela 1 - Indicadores de distorções harmônicas	19
Tabela 2 - Limites das distorções harmônicas totais (% da fundamental).....	20
Tabela 3 – Parâmetros da rede	53

LISTA DE ABREVIACOES

Símbolo

AD Analógico-Digitais

BL *Bridge-linked (Photovoltaic array)*

CA Corrente Alternada

CC Corrente Contínua

CHB *Cascaded H-Bridge (Inverter)* – Inversor Ponte-H em Cascata

CHB-ML *Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter* – Inversor Multiníveis com Ponte-H em Cascata

DA Digital-Analógicas

DSP *Digital Signal Processor* – Processador Digital de Sinais

FC *Flying Capacitor (Inverter)* – Inversor com Capacitores Flutuantes

IGBT *Insulated-Gate Bipolar Transistor* – Transistor Bipolar de Porta Isolada LC Indutivo-Capacitivo

LS-PWM *Level Shifted PWM* – PWM por Deslocamento de Nível

MPP *Maximum Power Point* – Ponto de Máxima Potência **MPPT** *Maximum Power Point Tracking* – Rastreamento do Ponto de Máxima Potência

NPC *Neutral Point Clamped (Inverter)* – Inversor com Ponto de Neutro Grampeado

PI (Controlador) Proporcional-Integrativo

PID (Controlador) Proporcional-Integrativo-Derivativo

PLL *Phase-Locked Loop* – Algoritmo para Detecção de Fase

PS *Partial Shading* – Sombreamento Parcial

PS-PWM *Phase Shifted PWM* – PWM por Deslocamento de Fase

PV *Photovoltaic* – Fotovoltaico

PWM *Pulse Width Modulation* – Modulação por Largura de Pulso

P&O *Perturb and Observe* – Perturbação e Observação

InC *Incremental Conductance* – Condutância Incremental

RMS *Root Mean Square (Value)* – Raiz Média Quadrada, Valor Eficaz de uma forma de onda.

RNA Redes Neurais Artificiais

SHE *Selective Harmonic Elimination* – Eliminação Seletiva de Harmônicas

SP (Arranjo fotovoltaico) Série-paralelo

TCT *Total-Cross-Tied (Photovoltaic array)*

TDH Taxa de Distorção Harmônica

VSI *Voltage Source Inverter* – Inversor Fonte de Tensão

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	16
1.1. Histórico e Evolução da Preocupação com Harmônicos.....	17
1.2. Padrões e Regulamentações.....	18
1.3. Conversores Multiníveis e Distorções Harmônicas	20
1.4. Recomendações do IEEE 519 e PRODIST/ANEEL para Inversores <i>on Grid</i>	21
1.5. Modelo Elétrico do Painel Fotovoltaico	22
1.6. Impacto e Estratégias de Mitigação do Sombreamento Parcial.	25
1.6.1. A Função dos Diodos de Bypass.....	27
1.6.2. Análise das Curvas I-V com e sem Diodo de Bypass	28
1.6.3. Técnicas de MPPT em Condições de Sombreamento Parcial.....	29
1.6.4. Desempenho dos Conversores em Condições de Sombreamento Parcial	31
1.7. Inversores Multiníveis	31
1.7.1. Conversor Multiníveis Ponte-H em Cascata.....	33
1.8. Estratégias de Modulação	34
2. METODOLOGIA	38
2.1. Inversor Multiníveis Ponte-h em Cascata.....	38
2.2. Estratégia de Modulação.....	39
2.2.1. Modulação por Largura de Pulso	39
2.2.2. Deslocamento por Nível.....	39
2.2.3. Deslocamento por fase.....	41
2.3. Implementação do Algoritmo de MPPT P&O no Conversor <i>Boost</i>.....	43
2.3.1. Parâmetros do Arranjo Fotovoltaico	44
2.3.2. Conversor Boost	46
2.4. Análise de Múltiplas Harmônicas e Critérios de Frequência Máxima	46
2.5. Sincronismo com a Rede Elétrica	47
2.5.1. Phase Locked Loop	47
2.5.2. Transformada	51
2.5.3. Cálculo dos Compensadores	53
2.5.4. Parâmetros do PLL	53

2.5.5.	Parâmetros do Filtro LCL.....	55
2.6.	Controle de MPPT	58
3.	RESULTADOS.....	61
3.1.	Análise da Modulação PS-PWM.....	61
3.2.	Modulação LS-PWM.....	64
3.2.1.	PD-PWM.....	64
3.2.2.	POD-PWM.....	66
3.2.3.	APOD-PWM.....	69
3.3.	Analisando Filtro LCL	72
3.3.1.	Tensão de Saída para Modulação PS-PWM.....	72
3.3.2.	Tensão de Saída para Modulação PD-PWM	74
3.3.3.	Tensão de Saída para Modulação POD-PWM	76
3.3.4.	Tensão de saída para Modulação APOD-PWM	78
3.4.	Rastreamento do Ponto de Máxima Potência	80
3.5.	Sincronismo com a Rede Elétrica	83
4.	CONCLUSÕES GERAIS	85
5.	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	88

1. INTRODUÇÃO

O uso eficiente de fontes de energia é um dos pilares do progresso humano, impulsionando avanços tecnológicos e sociais ao longo dos séculos. Com a crescente preocupação global com o esgotamento dos combustíveis fósseis e as exigências por sustentabilidade energética, a busca por fontes renováveis, como a energia fotovoltaica, tornou-se essencial [1]. A transição para uma matriz energética sustentável não apenas reduz emissões de gases de efeito estufa, mas também promove o desenvolvimento de sistemas de conversão de energia cada vez mais eficientes e confiáveis, capazes de atender às demandas de uma sociedade moderna e energeticamente dependente [2].

Entre as tecnologias de destaque, os inversores multiníveis ponte-H em cascata (MLI-CHB) têm ganhado atenção devido à sua capacidade de fornecer energia elétrica de alta qualidade. Comparados aos inversores convencionais de dois e três níveis, os MLI-CHB apresentam menores níveis de distorção harmônica total (DHT) e maior eficiência, especialmente em cenários de sombreamento parcial, comuns em sistemas fotovoltaicos. Além disso, sua modularidade permite o uso de fontes independentes, aumentando a resiliência a variações de irradiância solar e reduzindo a necessidade de filtragem, graças à sua capacidade de gerar tensões de saída mais próximas da senoidal [3].

As estratégias de modulação são determinantes para o desempenho de inversores MLI-CHB. Técnicas como a modulação *Phase-Shifted* (PS-PWM) e *Level-Shifted* (LS-PWM) destacam-se por otimizar a qualidade da tensão de saída, distribuir os harmônicos de forma eficiente e minimizar as perdas associadas à comutação. A escolha da estratégia de modulação influencia diretamente na redução dos esforços de filtragem, o que reflete em sistemas mais econômicos e simples, sem comprometer o desempenho.

Este trabalho justifica-se pela necessidade de avaliar o impacto das estratégias de modulação PS-PWM e LS-PWM no desempenho de sistemas fotovoltaicos baseados em inversores MLI-CHB. O objetivo é investigar soluções que minimizem a DHT, reduzam o uso de elementos passivos e melhorem a eficiência do sistema, especialmente em cenários dinâmicos onde as fontes de corrente contínua que alimentam os inversores apresentam

variações significativas. Apesar de o arranjo multinível proposto já oferecer uma forma de onda de saída próxima à senoidal, o uso de filtros LCL ainda é necessário para garantir conformidade com padrões de conexão à rede elétrica. Contudo, a redução desses elementos passivos, proporcionada pelas estratégias de modulação adequadas, representa um avanço econômico e técnico, tornando os sistemas fotovoltaicos mais acessíveis e robustos [23].

Com base nessas premissas, o presente estudo tem como objetivo geral analisar o desempenho de estratégias de modulação PS-PWM e LS-PWM aplicadas a inversores multiníveis, avaliando os impactos na DHT, no sincronismo com a rede elétrica por meio de PLL, no comportamento do filtro LCL e na eficiência do algoritmo MPPT em condições dinâmicas de operação.

Os objetivos específicos deste trabalho incluem simular e avaliar o desempenho das estratégias de modulação LS-PWM e PS-PWM em inversores multiníveis, analisando os níveis de distorção harmônica total (DHT) gerados, além de comparar os resultados das simulações para identificar diferenças na qualidade das formas de onda de saída. Busca-se também verificar o potencial da modulação LS-PWM em alcançar níveis de DHT menores do que os obtidos pela PS-PWM, evidenciando suas vantagens e limitações. Por fim, os resultados são validados em um sistema simplificado, permitindo avaliar a robustez do arranjo multinível proposto, mesmo na ausência de uma implementação completa conectada à rede.

Este estudo oferece contribuições significativas ao explorar soluções modulares e eficientes para sistemas fotovoltaicos conectados à rede, abordando desde estratégias de modulação até a integração de técnicas de controle avançadas, como PLL e MPPT, para garantir qualidade, sustentabilidade e viabilidade econômica.

1.1. Histórico e Evolução da Preocupação com Harmônicos

A qualidade de energia tem sido um tema central no desenvolvimento dos sistemas elétricos, uma vez que impacta diretamente a eficiência e segurança das operações que envolvem elementos elétricos. A preocupação com a emissão de harmônicos tornou-se evidente em 1913, quando Charles Proteus Steinmetz, por meio de um artigo apresentado no

Instituto Americano de Engenheiros Eletricistas (AIEE), ressaltou que harmônicos de altas frequências eram mais prejudiciais aos equipamentos elétricos do que os de baixa frequência. Isso reforçou a necessidade de controles rigorosos e de estudos aprofundados para reduzir a taxa de distorção harmônica, cuja limitação a 10% era considerada insuficiente à época [6]. O crescente uso de cargas elétricas não lineares, como dispositivos eletrônicos e sistemas fotovoltaicos conectados à rede, aumentou a demanda por maior controle da qualidade da energia, tornando-se essencial para a operação e manutenção dos sistemas elétricos.

1.2. Padrões e Regulamentações

Para garantir a qualidade de energia, diversos padrões e regulamentações foram estabelecidos para limitar a distorção harmônica em sistemas elétricos. Nos Estados Unidos, o IEEE 519 fornece diretrizes específicas para os limites de distorção harmônica em tensão, com foco no projeto de sistemas que atendam a cargas simples e complexas [7]. No Brasil, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), por meio da Resolução Normativa nº 956/2021, regulamenta os limites máximos de distorção harmônica no Módulo 8 – Qualidade do Fornecimento de Energia Elétrica do PRODIST (Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional). Ambos os padrões especificam níveis máximos aceitáveis para harmônicos individuais e para a DHT, expressos como uma porcentagem da tensão fundamental [8].

A Tabela 1 apresenta os limites estabelecidos pelo IEEE 519 para diferentes categorias de tensão no ponto de acoplamento comum (PCC), que é o local onde diferentes unidades consumidoras ou sistemas conectam-se à rede elétrica, servindo como referência para avaliar a qualidade da energia entregue e consumida. Esses limites são definidos tanto para harmônicos individuais $h \leq 50$ quanto para a distorção harmônica total, com valores que se tornam mais rigorosos à medida que a tensão no PCC aumenta. Para sistemas de baixa tensão ($V \leq 1,0 \text{ kV}$), os limites são de 5% para harmônicos individuais e 8% para a DHT, garantindo que a operação dos sistemas conectados à rede seja confiável e estável.

De forma complementar, os limites do PRODIST fornecem uma abordagem nacional detalhada, destacando indicadores como $DTT_{95\%}$ e separando os componentes harmônicos em pares, ímpares e múltiplas de 3 (Tabelas 2 e 3). A Tabela 2 classifica os níveis de distorção com base na tensão nominal (V_n), enquanto a Tabela 3 detalha as diferentes categorias de componentes harmônicos, como $DTH_h\%$ para harmônicos individuais, $DTT_p\%$, $DTT_i\%$, $DTT_3\%$ para componentes pares, ímpares e múltiplas de 3, respectivamente. Essa estrutura normativa busca assegurar que a energia fornecida esteja dentro de padrões de qualidade adequados, mitigando possíveis impactos negativos, como aquecimento excessivo em equipamentos e interferências em sistemas de comunicação.

Assim, a observância simultânea das diretrizes do IEEE 519 e do PRODIST é essencial para garantir a conformidade regulatória e a qualidade do fornecimento de energia. Essas regulamentações estabelecem as bases para o controle dos níveis de distorção harmônica, promovendo a confiabilidade e a segurança em sistemas elétricos interligados.

Tabela 1 - Indicadores de distorções harmônicas

Tensão PCC (kV)	Harmônico Individual (%)	Distorção Harmônica
	$h \geq 50$	Total (DHT %)
$V \leq 1,0 \text{ kV}$	5,0	8,0
$1,0 \text{ kV} < V \leq 69 \text{ kV}$	3,0	5,0
$69 \text{ kV} < V \leq 161 \text{ kV}$	1,5	2,5
$V > 161 \text{ kV}$	1,0	1,5*

Fonte: Adaptado IEEE 519 [7]

* Nota técnica: Os limites de DHT apresentados na Tabela 1 consideram sistemas de alta tensão (AT), definidos como aqueles com níveis de tensão superiores a 69 kV , e terminais de corrente contínua em alta tensão (HTVCC, do inglês *High Voltage Direct Current*). No caso de sistemas HTVCC, é permitido atingir até 2,0% de DHT, desde que os efeitos sejam mitigados em pontos da rede elétrica onde futuros usuários poderão ser conectados. Esses limites buscam assegurar a qualidade da energia elétrica e minimizar impactos negativos na estabilidade da rede, atendendo aos critérios estabelecidos pelo padrão IEEE 519.

Tabela 2 - Indicadores de distorções harmônicas

Descrição	Símbolo
Distorção harmônica individual de tensão de ordem h	$DIT_h\%$
Distorção harmônica total de tensão	$DTT_h\%$
Distorção harmônica total de tensão para as componentes pares não múltiplas de 3	$DTT_p\%$
Distorção harmônica total de tensão para as componentes ímpares não múltiplas de 3	$DTT_i\%$
Distorção harmônica total de tensão para as componentes múltiplas de 3	$DTT_3\%$

Fonte: Adaptado de PRODIST [8]

Tabela 3 - Limites das distorções harmônicas totais (% da fundamental)

Indicador	Tensão nominal (V_n)		
	$V_n < 2,3 \text{ kV}$	$2,3 \text{ kV} \leq V_n < 69 \text{ kV}$	$69 \text{ kV} \leq V_n < 230 \text{ kV}$
$DTT_{95\%}$	10,0 %	8,0 %	5,0 %
$DTT_p_{95\%}$	2,5 %	2,0 %	1,0 %
$DTT_i_{95\%}$	7,5 %	6,0 %	4,0 %
$DTT_3_{95\%}$	6,5 %	5,0 %	3,0 %

Fonte: Adaptado de PRODIST [8]

1.3. Conversores Multiníveis e Distorções Harmônicas

A qualidade da tensão de saída em conversores é uma questão crítica devido aos efeitos das distorções harmônicas na rede elétrica [9]. Conversores multiníveis, como os inversores com Ponte-H em cascata (*CHB-MLI – Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter*), se destacam pela capacidade de gerar formas de onda mais próximas da senoidal, graças aos múltiplos níveis de tensão na saída. A qualidade da forma de onda depende, em grande parte, das estratégias de modulação utilizadas, que ajudam a reduzir o conteúdo harmônico. No entanto, mesmo com essas vantagens, a geração de harmônicos ainda é uma preocupação,

especialmente em aplicações que exigem alta conformidade com padrões de qualidade, como os definidos pela Resolução Normativa ANEEL nº 956/2021 e o IEEE 519 [9]. A utilização de técnicas de modulação por largura de pulso em conversores multiníveis mostra-se mais eficazes para redução da DHT, permitindo um controle mais eficaz, garantindo que a tensão de saída esteja em conformidade com os limites regulamentares [9 – 10].

1.4. Recomendações do IEEE 519 e PRODIST/ANEEL para Inversores *on Grid*

A operação de inversores conectados à rede elétrica deve atender a padrões técnicos que garantam a qualidade da energia e a integridade do sistema elétrico. De acordo com o IEEE 519 é estabelecido que a DHT da tensão não deve ultrapassar 8% para sistemas de distribuição ($< 69 \text{ kV}$), enquanto os harmônicos individuais devem se manter abaixo de 3% para frequências de ordem mais baixa. Em relação às correntes, a norma apresenta limites específicos com base na relação entre a corrente de curto-circuito (I_{sc}) e a corrente de carga (I_L) na barra de conexão, sendo o limite típico de THD de corrente 5% para relações $I_{sc}/I_L \leq 20$ [7].

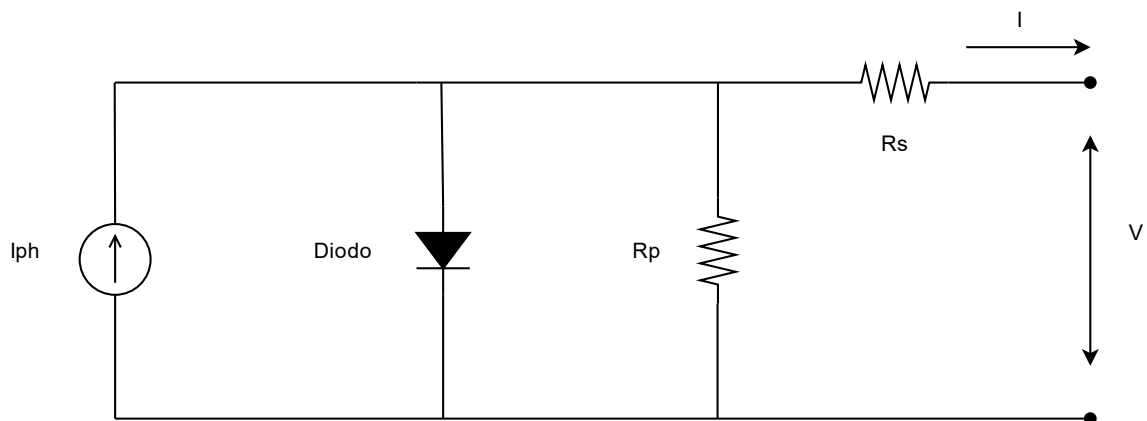
No âmbito nacional, a Resolução Normativa nº 956/2021 da ANEEL, que regulamenta o PRODIST - Módulo 8, reforça critérios semelhantes, exigindo que o DHT de tensão seja $\leq 10\%$ em todas as barras do sistema elétrico. Para harmônicos individuais, o PRODIST estabelece que, até a 13ª ordem, os limites não devem exceder 5%, enquanto para ordens superiores os valores permitidos são decrescentes, garantindo compatibilidade com a operação da rede e proteção contra efeitos adversos, como ruído, aquecimento excessivo e degradação de componentes eletrônicos [8].

Ambas as regulamentações têm como objetivo principal minimizar impactos negativos na rede elétrica e nos equipamentos conectados, assegurando níveis de distorção que não comprometam a eficiência, estabilidade e confiabilidade do sistema elétrico. O cumprimento dessas normas exige que inversores sejam projetados com estratégias avançadas de controle, modulação e filtragem, permitindo que a energia injetada atenda aos padrões de qualidade e contribuindo para uma operação harmônica e segura com a rede [7-8].

1.5. Modelo Elétrico do Painel Fotovoltaico

O modelo elétrico simplificado de uma célula fotovoltaica é composto por uma fonte de corrente em antiparalelo com um diodo, conforme mostrado na Figura 1. As perdas são representadas pelas resistências R_p e R_s , dispostas em paralelo e série, respectivamente [4]. A equação (1), apresentada em [12], descreve o modelo matemático da célula, onde V e I correspondem às tensões e correntes de saída do módulo fotovoltaico. A foto corrente I_{ph} representa a corrente gerada pela incidência da luz solar, enquanto I_r é a corrente de saturação reversa do diodo. Na equação, q é a carga do elétron ($1,6 \times 10^{-19}C$), η é o fator de qualidade da junção $p - n$, k é a constante de Boltzman ($k = 1,38 \times 10^{-23}J/K$) e T é a temperatura absoluta, medida em Kelvin. Esses cálculos dependem da qualidade dos materiais construtivos de cada módulo fotovoltaico, sendo essenciais para descrever o comportamento da célula sob diferentes condições de operação.

Figura 1 - Circuito Equivalente de uma célula PV



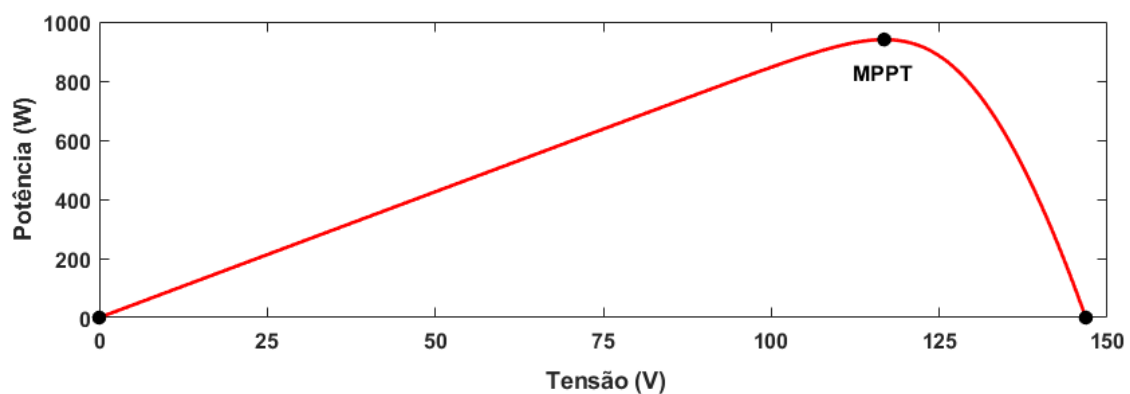
Fonte: Próprio autor

$$I = I_{ph} - I_r \cdot \left(e^{q \cdot \frac{V + I \cdot R_s}{\eta \cdot K \cdot T}} - 1 \right) - \left(V + \frac{I}{R_p} \right) \cdot R_s \quad (1)$$

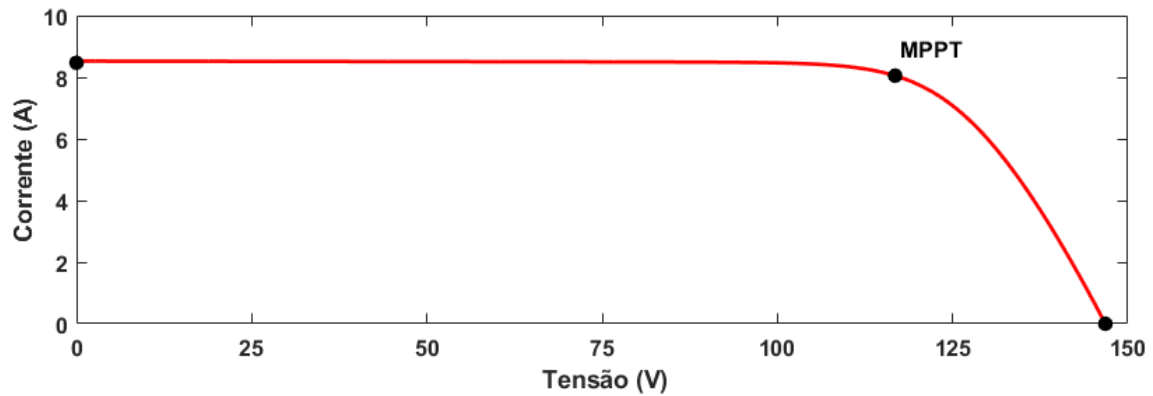
A célula fotovoltaica opera de maneira similar a um diodo, utilizando uma junção do tipo $p - n$ exposta à radiação solar. Entre os materiais utilizados para a fabricação dessas células, o silício monocristalino e policristalino são os mais comuns, pois oferecem um bom equilíbrio entre eficiência e viabilidade econômica. A geração de eletricidade ocorre quando ondas eletromagnéticas do Sol, compostas por fótons, atingem a célula fotovoltaica. Apenas os fótons com energia suficiente são absorvidos pelo material semiconductor, liberando elétrons. Esses elétrons, juntamente com as lacunas deixadas para trás, são separados pela junção p-n, que evita a recombinação imediata das cargas. Uma vez direcionados, esses elétrons geram um fluxo ordenado, resultando em uma diferença de potencial que pode ser utilizada para alimentar circuitos externos [11].

Independentemente do arranjo dos módulos fotovoltaicos, seja em série, paralelo ou em combinações dessas configurações, o comportamento dos módulos será sempre semelhante, desde que estejam sob as mesmas condições de irradiação e temperatura. As curvas de potência-tensão e corrente-tensão, ilustradas na Figura 2, refletem esse comportamento típico.

Figura 2 – (a) Curva potência-tensão (P-V) e (b) Curva corrente-tensão (I-V)



(a)

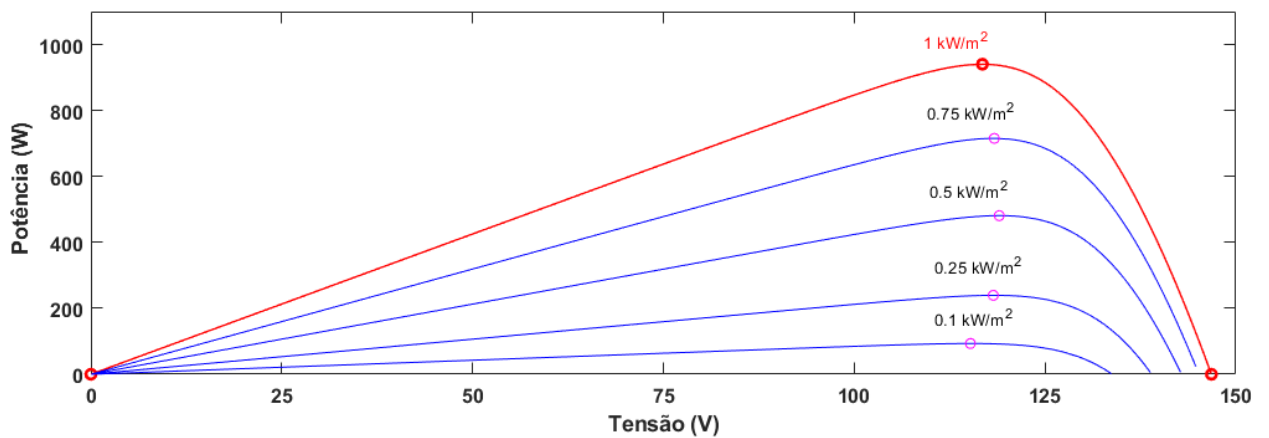


(b)

Fonte: Próprio Autor

O painel fotovoltaico simulado e equacionado em [12] opera sob diferentes condições de irradiação, conforme ilustrado na Figura 3, apresentando curvas de potência distintas para cada nível de irradiação. Cada uma dessas curvas possui um ponto de MPP, que varia conforme a incidência solar sobre o painel fotovoltaico. Para garantir que o módulo opere constantemente no MPP, é fundamental o uso de algoritmos de rastreamento. Entre as estratégias consolidadas na literatura, destacam-se o método P&O e InC, amplamente utilizados devido à sua capacidade de rastreamento, precisão e simplicidade de implementação em comparação com outras estratégias.

Figura 3 - Curva de Potência do PV: Diferentes irradiações

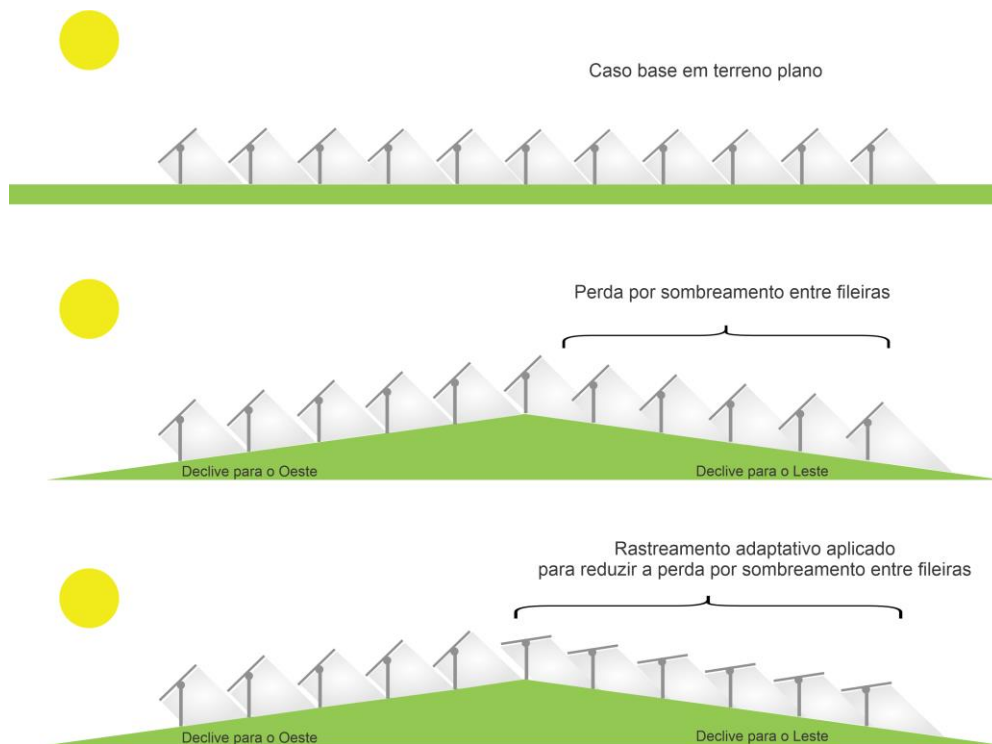


Fonte: Próprio Autor

1.6. Impacto e Estratégias de Mitigação do Sombreamento Parcial.

O sombreamento parcial representa um dos principais desafios enfrentados pelos sistemas fotovoltaicos, dado que a irradiância desigual sobre os módulos reduz significativamente a potência gerada e afeta a qualidade da tensão de saída. Esse fenômeno ocorre devido à obstrução da luz solar por árvores, chaminés, edifícios ou até mesmo nuvens. Em sistemas residenciais, construções vizinhas e vegetação são fatores frequentes que contribuem para o sombreamento em diferentes momentos do dia. Já em grandes usinas fotovoltaicas, o espaçamento inadequado entre as mesas de módulos pode gerar sombras projetadas durante ângulos solares baixos, como no início e fim do dia ou durante o inverno. Esse efeito é ainda mais intensificado em sistemas com rastreamento solar que não possuem algoritmos de *backtracking* adequados, que ajustem o ângulo dos módulos para evitar sombreamento entre fileiras, conforme ilustrado na Figura 4.

Figura 4 - Perdas por sombreamento: base plana vs. inclinação

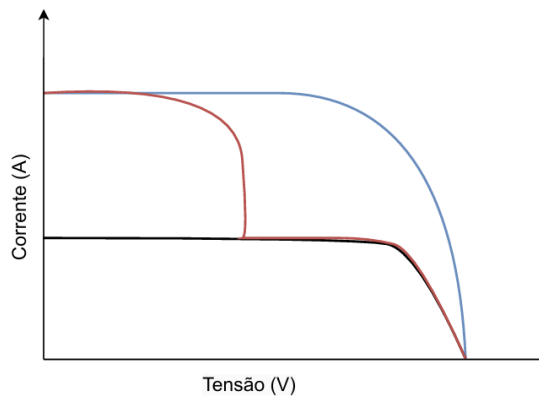


Fonte: Adaptado de Solar Builder [27]

Essa condição não mitigada limita a corrente elétrica de toda a *string* ao módulo mais sombreado, além de favorecer a formação de pontos quentes (*hotspots*), os quais comprometem a durabilidade dos módulos. Para mitigar esses efeitos, soluções como o uso de diodos de *bypass*, micro inversores e otimizadores de potência têm sido amplamente empregadas. Esses dispositivos auxiliam na manutenção da operação eficiente do sistema ao desviar a corrente de módulos sombreados, preservando a geração energética dos módulos não afetados [20].

Além disso, estratégias de layout apropriadas para as fileiras de módulos, bem como a implementação de algoritmos avançados de rastreamento, desempenham um papel essencial para reduzir as perdas por sombreamento. Estudos apontam que perdas de eficiência podem ultrapassar 20% em casos severos, dependendo da intensidade e duração das sombras [13]. A Figura 5 evidencia as curvas $I - V$ sob condições de sombreamento parcial, onde múltiplos pontos de máxima potência são observados. Essa característica torna a extração de potência mais complexa, exigindo algoritmos avançados para identificar o MPP global em meio a múltiplos MPP locais.

Figura 5- Curva I-V sob Condições de Sombreamento Parcial



Fonte: Próprio Autor

A operação eficiente dos sistemas fotovoltaicos sob sombreamento parcial está intrinsecamente ligada à aplicação de técnicas de MPPT. Algoritmos como o P&O e InC. são amplamente utilizados por sua capacidade de rastrear o MPPT, mas enfrentam limitações em cenários de sombreamento parcial devido à presença de múltiplos MPP locais. Enquanto o

P&O ajusta iterativamente a tensão com base nas variações de potência, o InC calcula o ponto de máxima potência com maior precisão em condições estáveis. Contudo, ambos podem convergir para MPPs locais em vez do global, comprometendo a eficiência energética do sistema.

Portanto, a integração de novas técnicas é essencial para superar as limitações impostas pelas condições dinâmicas de operação em sistemas fotovoltaicos. Além dos algoritmos tradicionais de MPPT, como P&O e InC, que apresentam excelente desempenho em cenários com irradiância uniforme e sem sombreamento parcial, é necessário explorar estratégias de modulação e topologias de inversores mais avançadas, como as abordadas neste trabalho. Apesar de sua eficácia em condições ideais, esses algoritmos frequentemente convergem para máximos locais em situações de sombreamento parcial, comprometendo a extração máxima de energia. Portanto, soluções complementares que considerem a complexidade dos sistemas reais são indispensáveis para melhorar a eficiência energética e a qualidade da energia gerada [21].

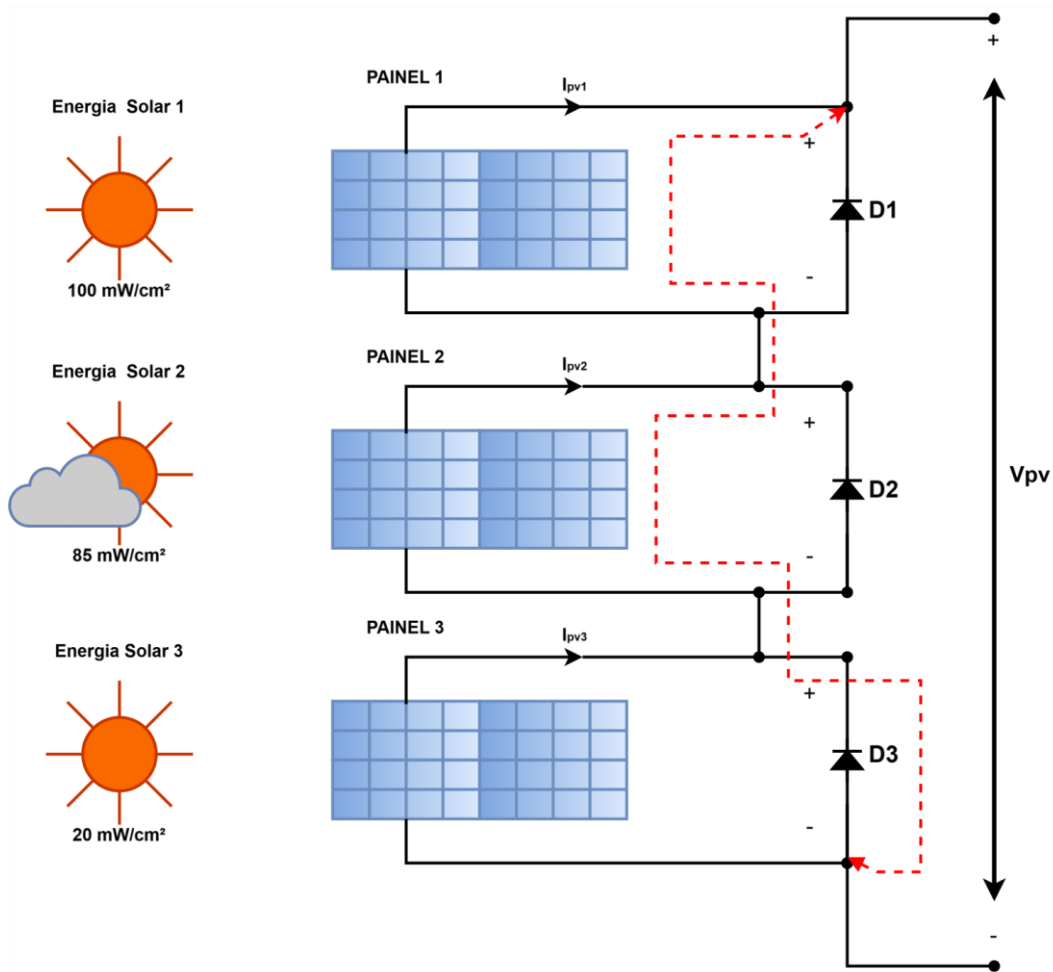
1.6.1. A Função dos Diodos de Bypass

Para mitigar os efeitos do sombreamento parcial em sistemas fotovoltaicos, os módulos são equipados com diodos de *Bypass*, que entram em ação quando há uma redução significativa na irradiância recebida por um ou mais módulos. Nessas condições, o diodo de *Bypass* se polariza diretamente, permitindo o desvio da corrente ao redor do módulo sombreado e mantendo a continuidade da geração de energia nos módulos não sombreados. Essa funcionalidade impede que o módulo sombreado limite a corrente de toda a *string*, garantindo a eficiência do sistema e protegendo os módulos de possíveis danos térmicos causados pela sobrecarga.

A figura 6 ilustra o funcionamento dos diodos de *Bypass* em um sistema fotovoltaico composto por três painéis conectados em série, cada um submetido a diferentes níveis de irradiância solar. O painel 1, recebendo plena irradiância de $100mW/cm^3$, opera em sua capacidade máxima. O painel 2, com irradiância reduzida para $85mW/cm^3$, apresenta uma diminuição na geração de energia, enquanto o painel 3, com irradiância de apenas $20mW/cm^3$, encontra-se severamente sombreado. Nesse cenário, o diodo de *Bypass* é

fundamental para minimizar perdas em condições de sombreamento parcial, reduzindo os impactos sobre tensão total da *string* (V_{pv}) e garantindo a estabilidade do sistema. A configuração representada na figura evidencia a importância desses componentes para maximizar a eficiência e a durabilidade dos sistemas fotovoltaicos conectados em série.

Figura 6 - Diodo de Bypass



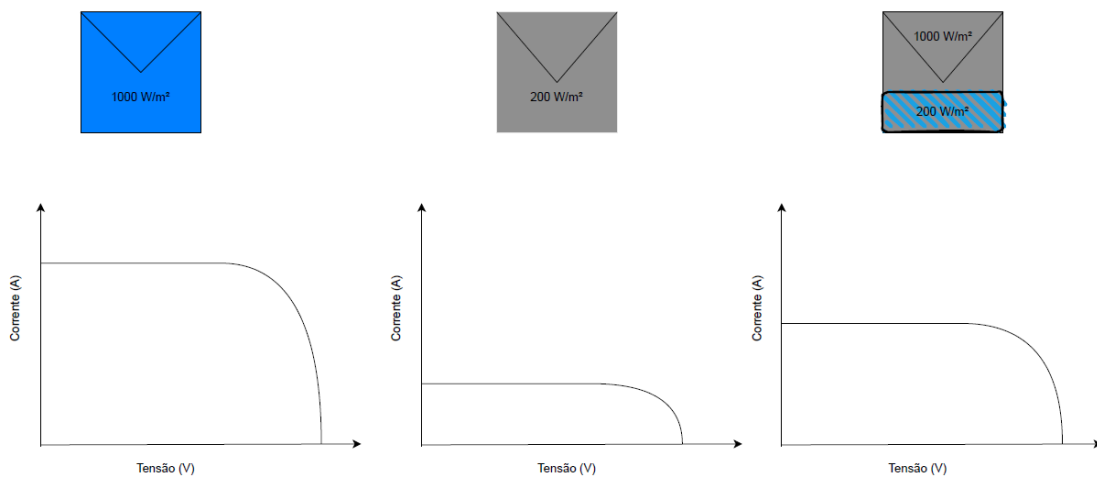
Fonte: Adaptado de X. Lin, 2014 [14]

1.6.2. Análise das Curvas I-V com e sem Diodo de Bypass

Ao analisar a curva I-V de uma célula fotovoltaica sombreada sem o uso de um diodo de *bypass*, observa-se uma redução significativa na corrente de curto-circuito (I_{sc}), resultando em um único MPP. Entretanto, quando o diodo de *by-pass* é ativado, a curva I-V passa a

apresentar múltiplos picos, representando diferentes pontos de operação. Essa característica permite a otimização da geração de energia nos módulos fotovoltaicos sob condições de sombreamento, ao redirecionar a corrente pelos caminhos menos resistivos. A Figura 7 ilustra a comparação entre as curvas $I - V$ de uma célula sombreada, com e sem a utilização do diodo de *bypass*, destacando o impacto do sombreamento e a consequente criação de múltiplos MPPs na curva.

Figura 7 - Curvar I-V sem diodo Bypass



Fonte: Próprio Autor

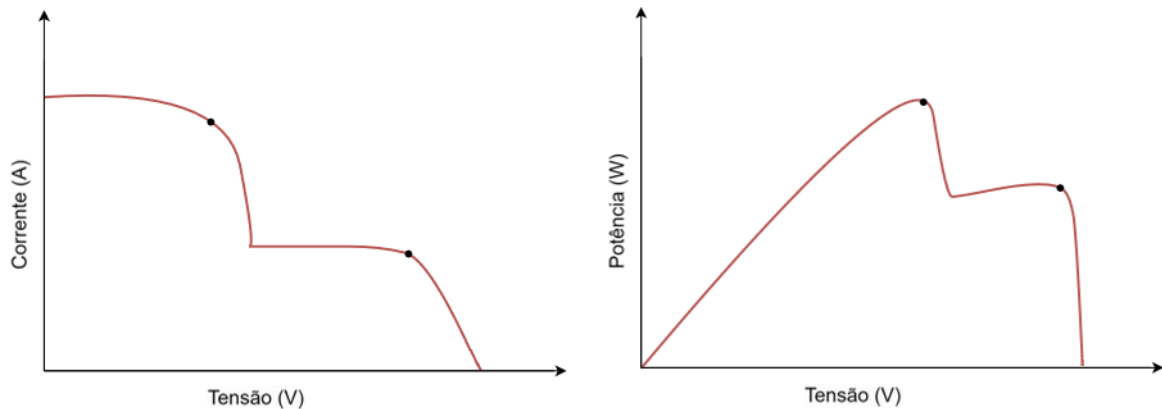
1.6.3. Técnicas de MPPT em Condições de Sombreamento Parcial

A operação eficiente de sistemas fotovoltaicos depende diretamente da aplicação de algoritmos de MPPT, dado que a relação tensão-corrente dos módulos é altamente influenciada por variações de irradiância e temperatura. Sem essas técnicas, a eficiência energética do sistema é comprometida, pois o MPP não pode ser identificado automaticamente. Assim, a implementação de algoritmos de MPPT torna-se fundamental para assegurar a extração máxima de energia, adaptando-se às condições ambientais e otimizando o desempenho do sistema.

Na Figura 8, observam-se as curvas características de tensão-corrente ($I - V$) e tensão-potência ($P - V$) sob condições de sombreamento parcial. A formação de múltiplos picos nessas curvas reflete a presença de pontos de máxima potência locais e globais, resultado

das diferenças de irradiância entre os módulos fotovoltaicos do arranjo. Esses múltiplos joelhos evidenciam a complexidade de localizar o ponto de máxima potência global, especialmente para técnicas clássicas de MPPT, como o P&O, que frequentemente convergem para um ponto local em vez do global.

Figura 8 - Múltiplos MPPT



Fonte: Próprio Autor

Esse comportamento ressalta a limitação dos métodos convencionais em identificar o MPP global sob condições de sombreamento parcial, tornando necessárias estratégias avançadas. Algoritmos modernos baseados em inteligência artificial (IA), como redes neurais artificiais, algoritmos genéticos e lógica fuzzy, têm sido propostos para superar essa dificuldade. Essas técnicas são capazes de explorar a curva $P - V$ por completo e localizar o MPP global, mesmo em cenários de sombreamento dinâmico. Contudo, sua aplicação prática apresenta desafios, como maior demanda computacional, tempos de resposta mais longos e dependência de modelos bem ajustados, fatores que comprometem sua robustez e eficiência em tempo real.

Embora os algoritmos de MPPT sejam essenciais para a maximização da eficiência energética em sistemas fotovoltaicos, eles não oferecem uma solução completa, especialmente em cenários de sombreamento parcial. Nessas condições, algoritmos tradicionais, como P&O e InC, frequentemente convergem para máximos locais em vez do ponto de máxima potência global, o que compromete o desempenho do sistema. Por isso, é necessário complementar essas técnicas com estratégias avançadas, como algoritmos híbridos ou adaptativos, e a

utilização de inversores multiníveis, que, além de aumentar a resiliência frente a variações de irradiância, reduzem a DHT e garantem uma qualidade superior de energia entregue à rede.

1.6.4. Desempenho dos Conversores em Condições de Sombreamento Parcial

Os conversores tradicionais em sistemas fotovoltaicos são comumente projetados para operar em configurações simples, como inversores de dois ou três níveis de tensão ($-V_{dc}, 0, +V_{dc}$), e atender a uma ampla faixa de operação de tensão. No entanto, essas topologias convencionais enfrentam limitações significativas em cenários onde o sombreamento parcial é frequente, pois dependem de uma tensão de entrada estável e homogênea para manter a eficiência e a qualidade da tensão de saída. Por outro lado, conversores multiníveis, como o MLI-CHB, apresentam uma solução mais robusta, permitindo operar com fontes de tensão variáveis e independentes, características típicas de sistemas fotovoltaicos com sombreamento parcial. Essa flexibilidade permite que o MLI-CHB preserve a continuidade de operação, reduzindo os impactos de distorções harmônicas e garantindo uma qualidade superior de energia na saída.

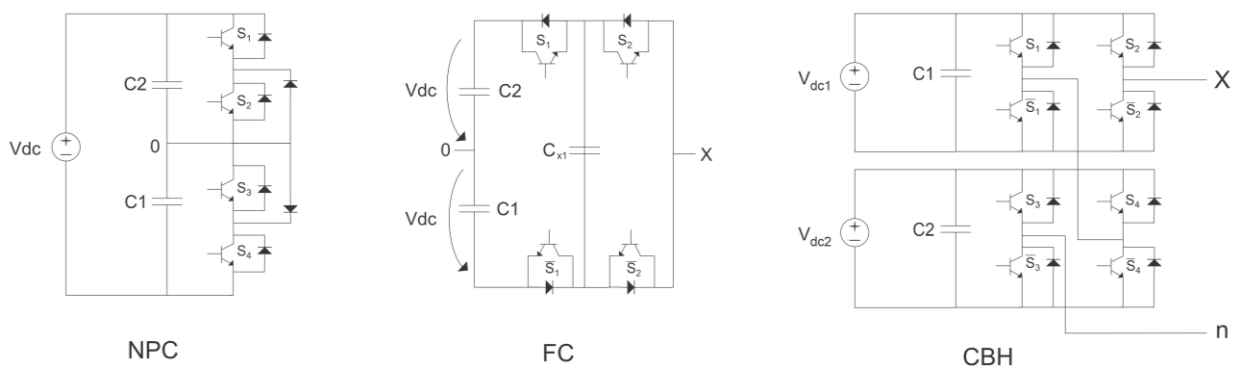
1.7. Inversores Multiníveis

Os inversores multiníveis destacam-se por sua capacidade de fornecer excelente qualidade de tensão de saída e baixos níveis de distorção harmônica em diversas aplicações, abrangendo tanto sistemas de alta quanto de baixa potência. Sua estrutura permite a geração de múltiplos níveis de tensão, resultando em uma forma de onda mais próxima de uma senoidal, o que reduz a necessidade de filtragem adicional e minimiza as perdas de comutação. Essa característica não só melhora o desempenho em aplicações industriais de alta potência, onde o controle da THD é essencial, mas também beneficia aplicações de baixa potência, como sistemas fotovoltaicos residenciais e pequenos inversores conectados à rede. Nesses casos, a eficiência e a estabilidade do sistema tornam-se especialmente importantes, particularmente em cenários de sombreamento parcial. Isso ocorre porque os inversores multiníveis, como os do tipo CHB, apresentam maior capacidade de operar de forma resiliente em condições de

perda energética causadas por variações na irradiância, reduzindo o impacto no desempenho global do sistema. Dessa forma, os conversores MLI configuram-se como uma solução versátil e robusta, atendendo aos requisitos de qualidade de energia e eficiência em uma ampla gama de aplicações [18].

Entre as topologias de inversores multiníveis, as mais comuns são: os conversores com ponto neutro grampeado (*NPC - Neutral Point Clamped*); os conversores de capacitor flutuante (*FC - Flying Capacitor*) e os conversores em ponte-H em cascata (*CHB - Cascaded H-Bridge*) como pode ser observado na figura 09. O mercado tem absorvido esses conversores em diversas aplicações, com destaque para o conversor NPC, que desempenha um papel essencial no acionamento de motores de alta potência em corrente alternada, como transportadores, bombas, ventiladores e moinhos. Essas soluções são amplamente utilizadas em indústrias como petróleo e gás, metais, energia, mineração, água, marítima e química [19-20].

Figura 9 - Topologias MLI



Fonte: Próprio Autor

Os conversores de capacitor flutuante, por outro lado, são aplicados em sistemas que requerem grande faixa de banda e alta frequência de comutação, como em sistemas de tração de média tensão [17]. Já os conversores em ponte-H em cascata são ideais para aplicações de alta potência e qualidade de energia, sendo capazes de atingir potências de até 31 MVA devido à sua capacidade de expansão modular. Essa topologia destaca-se pela sua versatilidade e pelas inúmeras aplicações industriais em que pode ser empregada.

1.7.1. *Conversor Multiníveis Ponte-H em Cascata*

Os inversores multiníveis do tipo ponte H em cascata são compostos pela associação de inversores monofásicos conectados em série. Nesta topologia, cada inversor possui uma fonte de tensão independente, que pode ou não ter o mesmo nível de tensão das demais fontes de alimentação. Essa estrutura permite diversas aplicações, como em veículos elétricos e/ou híbridos [14-15] e conversores em sistemas fotovoltaicos sob condições de sombreamento parcial [16-18]. Outra grande vantagem deste modelo é a operação em médias e altas potências, sem a necessidade de um estágio de transformação. Além disso, a topologia apresenta um alto grau de modularidade, pois cada inversor é visualizado como um módulo que pode ser facilmente substituído em caso de necessidade, seja para aprimoramento ou reparo. Isso possibilita um controle que pode isolar uma carga defeituosa, garantindo uma operação contínua e possibilidade de não interrupção [19].

Quando comparados com inversores de grampeamento por diodo e com capacitores flutuantes, os inversores em cascata requerem um número menor de componentes para atingir o mesmo número de níveis de tensão. Além disso, o projeto e a integração do circuito podem ser otimizados, já que todos os níveis possuem a mesma estrutura, eliminando a necessidade de diodos de grampeamento ou capacitores de equilíbrio de tensão. Técnicas de comutação suave também podem ser implementadas para reduzir as perdas por chaveamento e o esforço sobre os dispositivos. Contudo, uma limitação importante é a necessidade de fontes de corrente contínua independentes para conversores de potência real, o que restringe algumas de suas aplicações.

Inversores multiníveis em cascata são capazes de gerar tensões de saída moduladas, cuja forma de onda se aproxima da senoidal mesmo sem o uso de filtros, resultando em baixas taxas de distorção harmônica. Cada módulo inversor é capaz de produzir três níveis de tensão: $+V_{dc}$, 0 e $-V_{dc}$. A fórmula que define o número de níveis de tensão de um inversor multiníveis é dada por: $N_{nt} = 2N_{inv} + 1$, onde N_{inv} representa o número de módulos inversores em ponte-H. Um exemplo comum de aplicação é em sistemas fotovoltaicos, nos quais cada *string* composta por no mínimo de painéis fotovoltaico quem operam como fonte

de corrente para o MLI-CHB, desde que a soma das tensões seja $> V_{rms}$ da rede à deseja-se fazer conexão [20].

1.8. Estratégias de Modulação

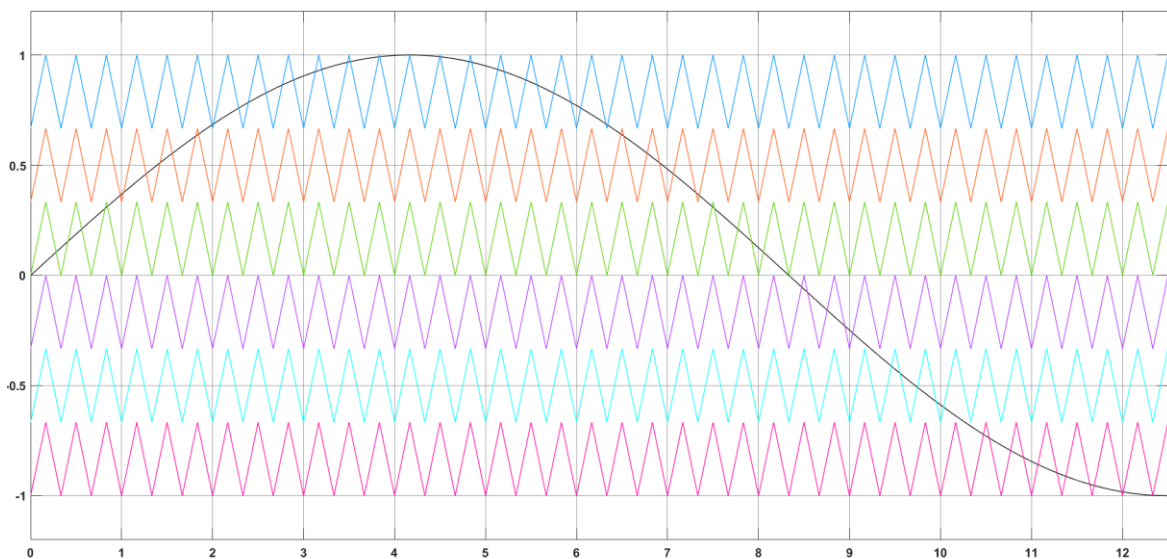
A modulação para inversores multiníveis é dividida em dois grandes grupos com relação ao domínio de operação, domínio do tempo ou vetorial [21]. O domínio vetorial em espaço de estados é priorizado quando se deseja maior maleabilidade de controle. O domínio do tempo tem como parâmetro o nível de tensão gerada ao longo do tempo, o principal método é a Modulação por Largura de Pulso (*PWM – Pulse Width Modulation*) com múltiplas portadoras. As duas técnicas principais desta estratégia de modulação PWM são o *PS-PWM* e *LS-PWM*.

A modulação por largura de pulso baseada em portadora multiníveis usa sinais triangulares como referência para modulação, essas portadoras triangulares podem estar defasadas em fase ou em amplitude, compondo as duas principais modulações estudadas *PS-PWM* mudança de fase e *LV-PWM* mudança de nível. O *PS-PWM* é comumente utilizado em MLI, uma vez que cada portadora se relaciona com um inversor, por esta razão, o sistema opera sob as mesmas condições de comutação e, portanto, apresentam uma distribuição de energia uniforme. Por outro lado, o *LS-PWM* tem como base a mudança de amplitude entre as portadoras, onde cada portadora é associada a um nível específico de tensão, quando a referência está sobre a portadora o respectivo nível de tensão é gerado, produzindo uma distribuição desigual de energia dadas as condições de comutação entre os inversores [19].

A modulação *LS-PWM* consiste na estratégia de deslocar as portadoras em amplitude, onde estão associadas a um nível de tensão. Esta modulação é utilizada especialmente para cenários cujo desequilíbrio de potência CC é inevitável, contribuindo para minimizar a deformação da forma de onda da tensão de saída. Essas portadoras podem ser ordenadas de três formas:

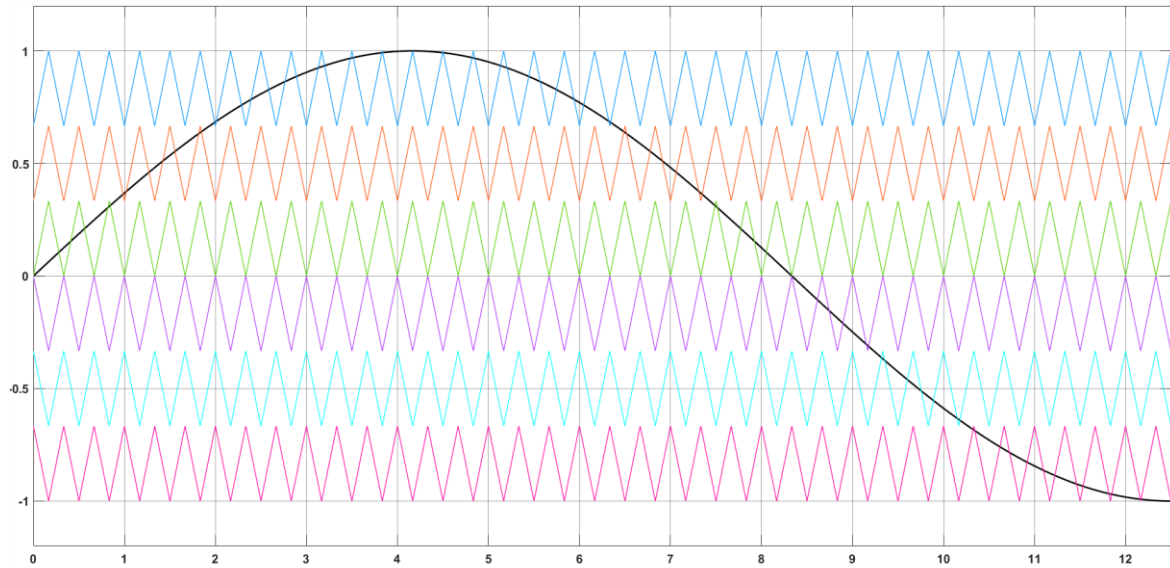
1. Disposição de Fase (*PD-PWM Phase Disposition*): as portadoras estão em fase com as demais portadoras, conforme pode ser observado na Figura 10.
2. A modulação POD-PWM (*Phase Opposition Disposition*) organiza as portadoras em relação a uma referência zero, dividindo-as em dois grupos com defasagem de 180° entre si. Esse arranjo reduz distorções harmônicas e melhora a qualidade da forma de onda de saída, como observado na figura 11.
3. Disposição de Oposição de Fase Alternada (*APOD-PWM - Alternative Phase Opposition Disposition*): as portadoras são dispostas e deslocadas de modo que cada portadora está defasada em 180° em relação a portadora vizinha, conforme observado figura 12.

Figura 10 - Portadora PD-PWM



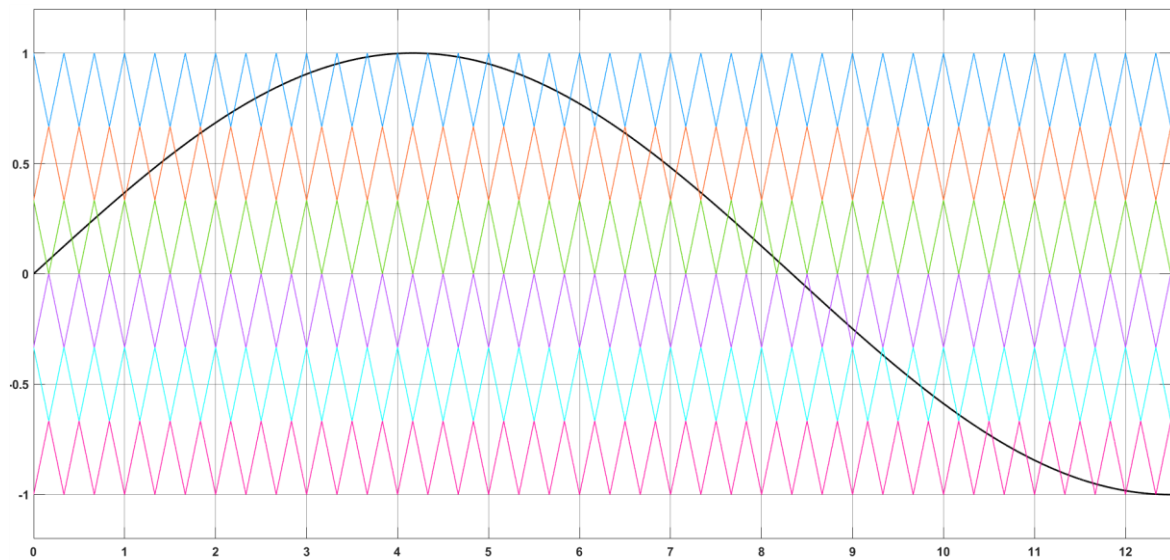
Fonte: Próprio Autor

Figura 11 - Portadoras POD-PWM



Fonte: Próprio Autor

Figura 12 - Portadoras APOD-PWM

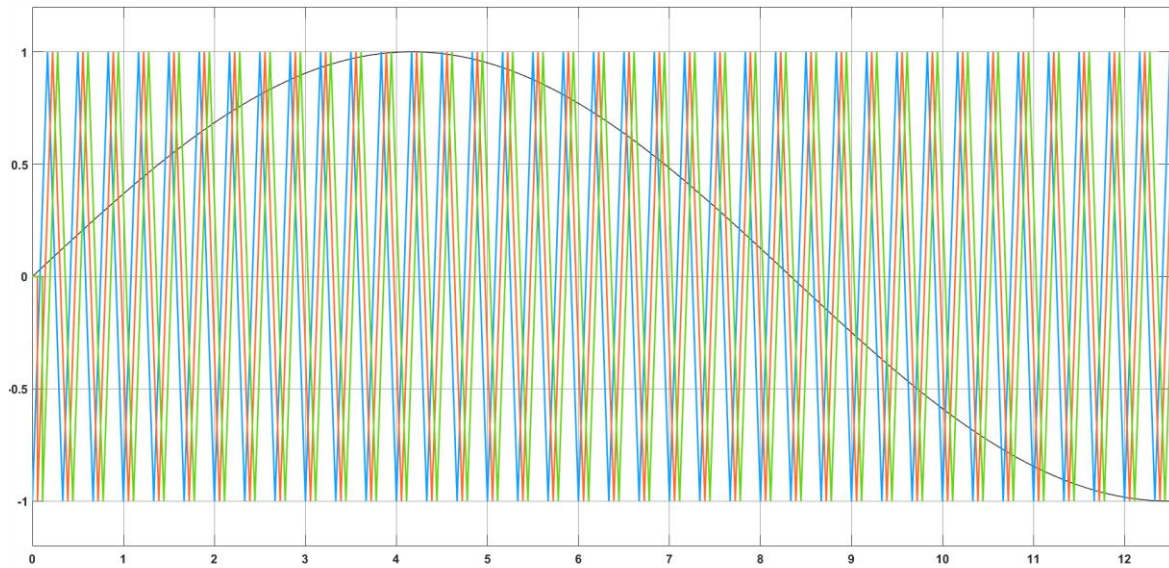


Fonte: Próprio Autor

A modulação PS-PWM usa múltiplas portadoras triangulares defasadas entre si para controlar o chaveamento de inversores multiníveis. Cada portadora é deslocada em fase,

criando defasagens iguais entre os pulsos, como pode ser observado na Figura 13. Isso distribui a comutação ao longo do período e reduz o estresse nas chaves, além de suavizar a forma de onda de saída, resultando em menor distorção harmônica e uma saída mais próxima de uma senoidal.

Figura 13 - PS-PWM



Fonte: Próprio Autor

2. METODOLOGIA

O estudo proposto foi realizado no ambiente de simulação Simulink/MatLab com tempo de amostragem de 0,1s e passo de simulação de $1\mu s$. Essa configuração foi aplicada em todas as simulações. Foram simuladas e comparadas as técnicas de modulação senoidal por largura de pulso, com foco nas duas variações de modulação abordadas neste trabalho: modulação por Deslocamento de Fase *PS-PWM* e *LS-PWM*, aplicadas a conversores CHB-MLI [24].

2.1. Inversor Multiníveis Ponte-h em Cascata

A topologia utilizada neste trabalho é o inversor multiníveis com Ponte-H em cascata (CHB-MLI), onde cada fase consiste em três inversores Ponte-H conectados em série. Cada inversor possui quatro interruptores MOSFET de baixa tensão e foi projetado para operar em sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica. O arranjo inicial é alimentado por uma fonte CC de 100 V e, em um segundo cenário, será alimentado por um conjunto de painéis fotovoltaicos.

Os inversores multiníveis Ponte-H em cascata requerem uma fonte de tensão CC independente para cada módulo, permitindo o controle individualizado do MPPT e otimizando a regulação de potência em cada módulo fotovoltaico. Essa característica reduz problemas de incompatibilidade entre painéis e possibilita o uso sem a necessidade de transformadores, já que a tensão de saída atinge níveis adequados para conexão direta com a rede [19]. Operando em níveis de baixa e média tensão, a topologia é ideal para o uso de MOSFETs, que oferecem baixa resistência de condução e simplicidade no sistema de resfriamento, contribuindo para um projeto mais compacto e eficiente [22].

2.2. Estratégia de Modulação

A modulação por largura de pulso é essencial para controlar o acionamento das chaves no inversor e foi implementada em dois cenários distintos: PS-PWM, com portadoras deslocadas em fase, e LS-PWM, com portadoras deslocadas em nível. Cada uma dessas estratégias oferece vantagens específicas em termos de distribuição de potência e redução de harmônicos.

2.2.1. Modulação por Largura de Pulso

O PWM é uma técnica amplamente utilizada no controle de inversores para transmitir a informação da modulante (geralmente uma onda senoidal de baixa frequência) à saída do inversor, por meio de uma portadora de alta frequência, geralmente triangular. O princípio básico do PWM consiste em ajustar a largura dos pulsos aplicados às chaves do inversor, resultando em uma tensão média que, após filtragem adequada, se aproxima de uma forma de onda senoidal. Essa técnica permite controlar de forma eficiente a potência fornecida à carga, contribuindo para a redução do conteúdo harmônico e garantindo a conformidade da saída do inversor com os padrões de qualidade de energia. Nas simulações realizadas, a modulação PWM demonstrou ser eficaz na obtenção de uma saída controlada e sincronizada, o que é essencial para aplicações conectadas à rede. Em sistemas multiníveis, a distribuição dos harmônicos e o controle da DHT são elementos críticos para assegurar a eficiência do sistema

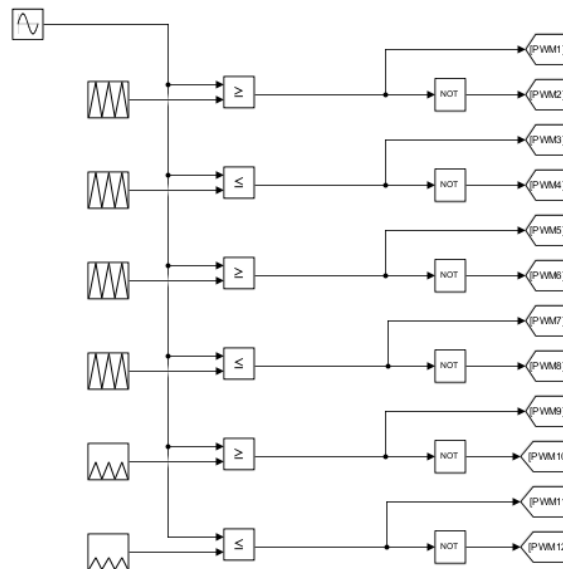
2.2.2. Deslocamento por Nível

A modulação por deslocamento de nível (LS-PWM) utiliza portadoras triangulares dispostas verticalmente em diferentes níveis de tensão, configurando um arranjo escalonado que facilita o controle eficiente e preciso dos níveis de comutação do inversor multinível. Esse tem se mostrado eficiente em sistemas fotovoltaicos devido à sua capacidade de mitigar distorções harmônicas e melhorar a qualidade da forma de onda de saída, características fundamentais para aplicações com altas demandas de qualidade de energia.

Conforme ilustrado na Figura 13, o esquema LS-PWM implementado utiliza múltiplas portadoras triangulares, que são comparadas com uma referência senoidal para

determinar os sinais de disparo das chaves semicondutoras do inversor. No ambiente de simulação *Simulink*, as portadoras são configuradas com deslocamentos verticais, cada um operando em um nível de tensão específico. Essa organização permite que cada estágio do inversor opere em faixas de tensão distintas, otimizando a distribuição das tensões de saída.

Figura 14 - Esquemático da LS-PWM



Fonte: Próprio Autor

O funcionamento do LS-PWM baseia-se na comparação entre a onda de referência senoidal, também conhecida como modulante, e as portadoras triangulares. Quando a amplitude da onda de referência ultrapassa a amplitude da portadora em determinado instante, um sinal lógico de disparo é gerado, acionando a respectiva chave semicondutora. Esse processo é repetido para todas as portadoras e chaves, resultando em uma tensão de saída escalonada, característica intrínseca dos inversores multiníveis.

Além disso, a lógica implementada no esquema inclui blocos *NOT* (inversores lógicos), que complementam os sinais de disparo, garantindo a comutação correta das chaves complementares do inversor. Essa abordagem evita curtos-circuitos internos e assegura que a tensão de saída tenha os níveis desejados, conforme projetado.

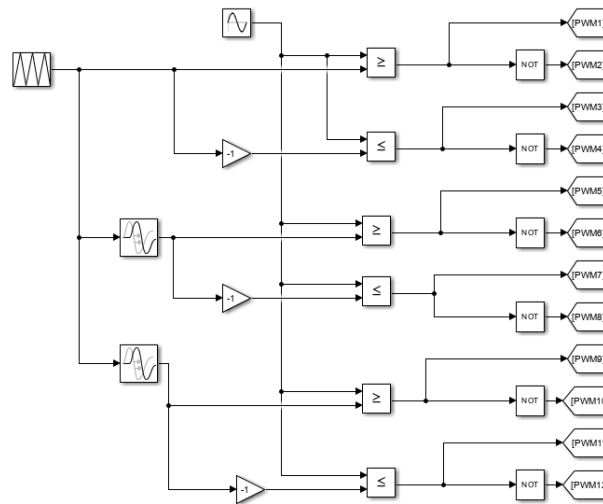
Estudos apontam que o LS-PWM é eficaz para lidar com desequilíbrios de potência, especialmente em topologias de inversores multiníveis, ao permitir uma melhor distribuição das tensões de saída e operar de forma mais eficiente em condições de variabilidade de carga. Essa análise é corroborada por Hirofumi Akagi, que, em seu trabalho [18], destaca que o LS-PWM apresenta vantagens significativas em termos de qualidade de energia e robustez operacional, especialmente para aplicações em sistemas conectados à rede elétrica. Essas características fazem do LS-PWM uma estratégia adequada para cenários que exigem alta qualidade de energia e eficiência

2.2.3. Deslocamento por fase

A modulação por deslocamento de fase é amplamente utilizada em inversores multiníveis devido à sua capacidade de distribuir de maneira uniforme o estresse de comutação entre os módulos, reduzir perdas em dispositivos semicondutores e melhorar a qualidade da forma de onda de saída. Essa técnica é particularmente eficiente para topologias como a CHB, onde cada módulo opera de forma independente e sincronizada com os demais. O princípio fundamental da PS-PWM baseia-se no deslocamento uniforme das portadoras triangulares ao longo de um período, otimizando a operação do sistema [19].

No ambiente de simulação, a PS-PWM foi implementada com portadoras configuradas para cada nível de tensão do inversor, com deslocamentos de fase de 60° entre elas. Esse arranjo permite que cada ponte H opere de forma sincronizada, mas defasada em relação às outras, resultando em uma forma de onda de saída mais próxima da ideal, com baixa distorção harmônica. Conforme ilustrado na Figura 14, as comparações entre as portadoras triangulares e a referência senoidal geram os sinais PWM necessários para o controle do chaveamento nos estágios do inversor.

Figura 15 – Esquemático da PS-PWM.



Fonte: Próprio Autor

Poblete et al. [19] afirmam que a PS-PWM é uma das estratégias de modulação preferidas para conversores CHB devido à sua simplicidade, escalabilidade e desempenho harmônico superior. O estudo destaca que:

Devido à sua simplicidade, escalabilidade e excelente desempenho harmônico, a modulação por largura de pulso com deslocamento de fase (PS-PWM) é uma das estratégias de modulação preferidas para conversores CHB. [...] As vantagens da técnica PS-PWM incluem seu desempenho harmônico superior devido a um efeito multiplicativo na frequência de comutação da tensão e da corrente de saída do conversor. (POBLETE et al., 2024, p. 3).

Essa característica torna a PS-PWM particularmente adequada para sistemas conectados à rede elétrica, onde o gerenciamento de desequilíbrios de potência entre os módulos é essencial para garantir a qualidade de energia. Além disso, o deslocamento de fase contribui para reduzir a interferência harmônica em frequências específicas, minimizando a necessidade de filtros adicionais e melhorando a compatibilidade eletromagnética.

Assim, a PS-PWM apresenta-se como uma solução robusta e eficiente para aplicações que demandam alta confiabilidade, destacando-se por sua capacidade de equilibrar

operações entre os módulos de inversores multiníveis e garantir desempenho energético superior com baixa distorção harmônica,

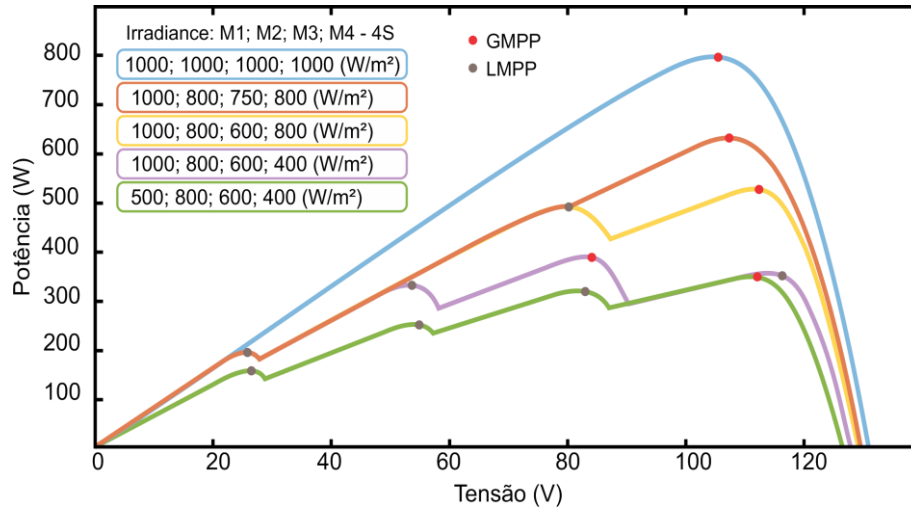
2.3. Implementação do Algoritmo de MPPT P&O no Conversor *Boost*

Como parte integrante deste estudo, foi desenvolvido um algoritmo de MPPT do tipo P&O para aplicação em um conversor do tipo *boost*, com o objetivo de maximizar a potência extraída do arranjo fotovoltaico. O algoritmo foi implementado no *Simulink* e configurado para operar com amostragem temporal de 15 ciclos para cada perturbação. A lógica do P&O baseia-se no ajuste incremental da tensão de referência (V_{ref}) em resposta à análise da variação da potência (P_{pv}) e tensão (V_{pv}) do painel.

A função calcula continuamente a potência elétrica ($P_{pv} = V_{pv} \times I_{pv}$) e ajusta o *duty cycle* do conversor *boost*, comparando os valores atuais com os previamente armazenados. Em caso de aumento de potência, o algoritmo ajusta V_{ref} em direção ao ponto de máxima potência. Já em condições de redução de potência, o algoritmo reverte a direção do ajuste. Para evitar oscilações extremas, foram configurados limites de tensão máxima e mínima para V_{ref} , entre 0,01 V e 146 V, garantindo segurança operacional do sistema. Essa abordagem simplificada foi escolhida para validar a eficácia do controle MPPT em condições padronizadas de operação.

Essa implementação fornece uma base sólida para futuras expansões que integram o MPPT a sistemas fotovoltaicos complexos, como os inversores multiníveis conectados à rede elétrica, permitindo avaliar os desafios do sombreamento parcial em condições dinâmicas. A Figura 16 exemplifica as curvas características $P_{pv} = V_{pv} \times I_{pv}$ em condições de sombreamento parcial, destacando a presença de múltiplos MPP locais. O algoritmo de MPPT desenvolvido busca identificar o MPP global, que representa o ponto de operação ideal do sistema, mesmo em cenários complexos como este.

Figura 16 - Curvas Características de $P_{pv} \times V_{pv}$ em condições de PS



Adaptado de Estudos Fotovoltaicos, 2021

2.3.1. Parâmetros do Arranjo Fotovoltaico

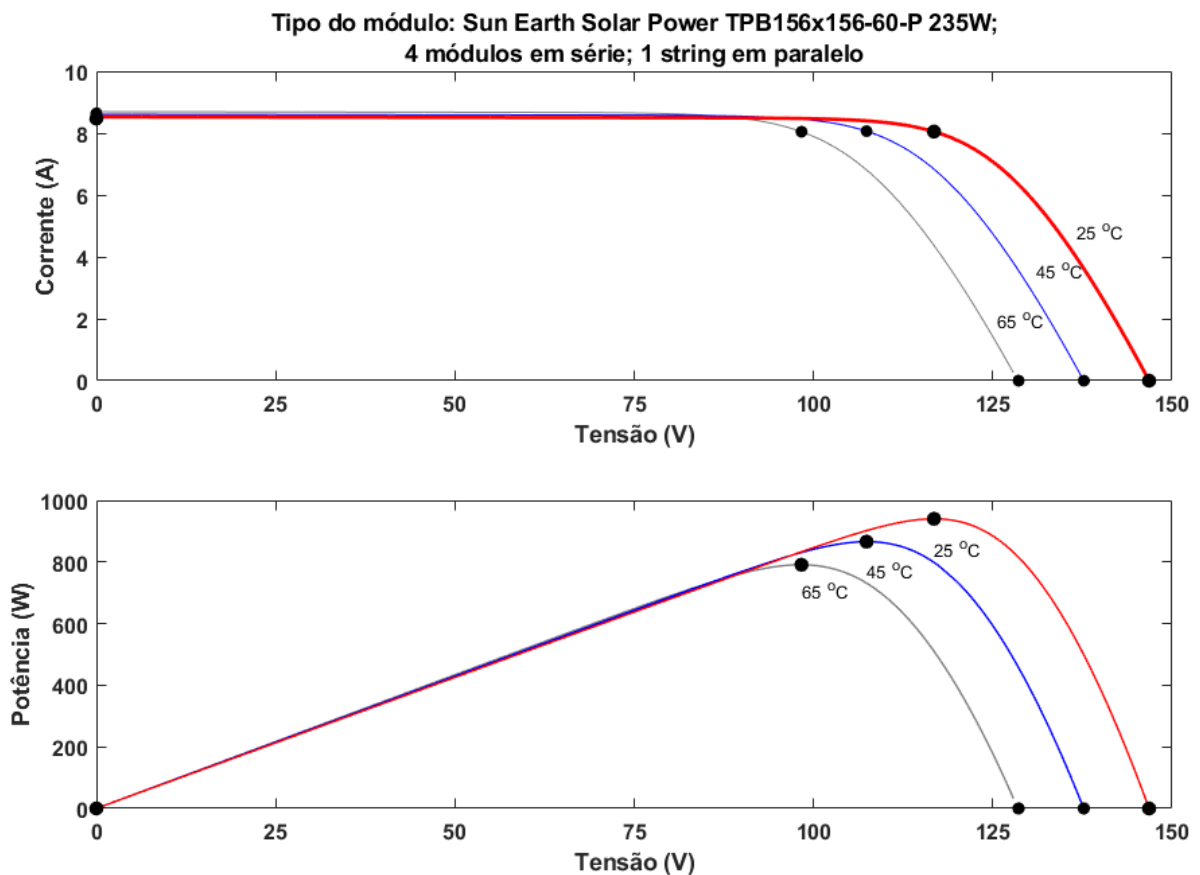
O arranjo fotovoltaico analisado neste estudo consiste em módulos *Sun Earth Solar Power* TPB156x156-60-P, caracterizados por uma potência máxima de 235 W cada. Cada módulo possui uma tensão de circuito aberto (V_{oc}) de 36,7 V e uma corrente de curto-circuito (I_{sc}) de 8,47 A. Como pode ser observado nas curvas V-I e V-P na figura 15, a configuração adotada combina quatro módulos em série, atingindo uma tensão máxima teórica de 146,8 V para o arranjo à 25°C. A tensão no ponto de máxima potência (V_{mp}) de cada módulo é de 29,2 V, enquanto a corrente no mesmo ponto (I_{mp}) é de 8,05 A.

A influência da temperatura sobre o desempenho dos módulos é evidenciada pelo coeficiente de temperatura da tensão de circuito aberto, que é de $-0,31 \text{ \%}/^{\circ}\text{C}$. Esse fator implica em uma redução na tensão do sistema em condições de operação com altas temperaturas, sendo essencial para ajustar o controle do sistema fotovoltaico. Adicionalmente, os valores de resistência em série ($R_s = 0,41152 \Omega$) e resistência paralelo ($R_p = 762,3456 \Omega$) afetam diretamente a forma da curva $I - V$, contribuindo para uma modelagem

precisa do comportamento dos módulos e permitindo maior exatidão na avaliação do desempenho do arranjo fotovoltaico sob diferentes condições de irradiância e temperatura.

Adicionalmente, as variações de temperatura exercem um impacto direto sobre o comportamento do ponto de máxima potência (MPP) dos módulos fotovoltaicos. Como evidenciado nas curvas $V - I$ e $V - P$ da Figura 17, o aumento da temperatura reduz a tensão de circuito aberto V_{oc} e a tensão no ponto de máxima potência V_{mp} , enquanto a corrente apresenta apenas leves alterações. Essa redução na tensão, combinada com a dependência do coeficiente de temperatura negativo de $-0,31\%/^{\circ}\text{C}$, resulta em uma diminuição da potência máxima extraível dos módulos sob altas temperaturas. Esse comportamento reforça a necessidade de algoritmos MPPT robustos, capazes de ajustar continuamente o ponto de operação do sistema para rastrear o MPP em condições dinâmicas de temperatura, maximizando a eficiência energética do arranjo fotovoltaico.

Figura 17 - Curva V-I e V-P

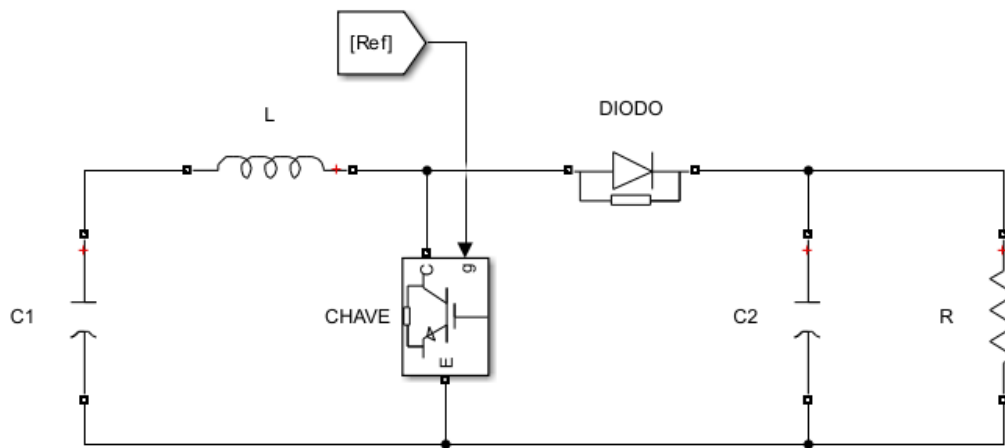


Fonte: Próprio Autor

2.3.2. Conversor Boost

Na Figura 18, apresenta-se o diagrama do sistema fotovoltaico com MPPT integrado ao conversor *Boost*. O algoritmo P&O ajusta dinamicamente a tensão de referência para rastrear o ponto de máxima potência. A corrente e a tensão do painel são medidas, convertidas para sinais discretos e processadas pelo controlador P&O, cuja saída define o ciclo de trabalho do conversor *Boost*. Este controle garante que o painel opere próximo do MPP, mesmo sob variações de irradiância.

Figura 18 - Conversor *Boost*



Fonte: Próprio Autor

2.4. Análise de Múltiplas Harmônicas e Critérios de Frequência Máxima

Para a avaliação da DHT no MLI-CHB, baseou-se nos critérios definidos pela [8], que regulamenta a qualidade de energia em sistemas conectados à rede elétrica. A norma determina que as componentes harmônicas até a 50ª ordem da frequência fundamental devem ser analisadas. Como a frequência de operação da rede é de 60 Hz, a frequência máxima pode ser obtida através da equação (1):

$$f_{max} = n_{max} \cdot f_{fundamental} = 50 \cdot 60 = 3000Hz \quad (2)$$

Esse limite assegura que a análise inclui os principais harmônicos que afetam a qualidade de energia, garantindo conformidade com os padrões nacionais.

A topologia MLI-CHB utilizada, alimentada por uma tensão contínua de 495 V e conectada a uma rede elétrica de 220 V_{RMS} com frequência de 60 Hz, opera em condições em que a análise harmônica até a 50ª ordem é suficiente para determinar a qualidade do sinal de saída. A escolha dessa faixa de análise permite capturar os harmônicos mais significativos para verificar se os níveis de distorção estão dentro dos limites regulamentares, atendendo às exigências de sistemas de baixa e média tensão.

Para assegurar a precisão nos resultados, adotou-se uma frequência de amostragem de 30 kHz, que excede em pelo menos 10 vezes a frequência máxima analisada, prevenindo o efeito *aliasing*. Essa abordagem metodológica proporciona uma visão detalhada das contribuições harmônicas e da adequação do sistema às exigências normativas.

2.5. Sincronismo com a Rede Elétrica

2.5.1. Phase Locked Loop

O PLL (*Phase Locked Loop*) é uma das principais estratégias para conectar sistemas geradores e conversores à rede elétrica. O PLL é um sistema eletrônico que continuamente monitora a fase do sinal, operando em laço fechado. Ele compara a fase de um sinal de referência com o sinal gerado por um oscilador controlado, ajustando constantemente a diferença de fase entre os dois. O sistema é composto por um detector de fase, que compara o sinal de entrada com o do oscilador e gera um erro correspondente à diferença de fase. Em seguida, um filtro passa-baixa remove os ruídos indesejados, e o oscilador controlado por tensão ajusta a frequência conforme o erro detectado, de modo que

O sistema proposto também possui conexão com a rede elétrica. No entanto, o sincronismo é realizado focando apenas nas informações angulares da rede, pois utiliza a transformada de Park para efetuar o controle e a conexão do MLI-CHB.

Para essa conexão, o sistema utiliza uma impedância RL. A leitura da tensão da rede elétrica é feita e chamada de sinal alfa, o qual é então defasado em 90° utilizando dois filtros passa-baixa e um ganho de 2. O sinal defasado é denominado beta. Esses sinais, alfa e beta, são as coordenadas ortogonais de entrada para a transformada Alfa-Beta-Zero para dq0.

A equação matemática para obter os vetores ortogonais alfa e beta descreve o sinal de entrada e o seu correspondente defasado em 90°. Para compreender o sistema proposto, é necessário definir matematicamente o sinal de entrada $\alpha(t)$, que é representado por uma senoide em (2).

$$\alpha(t) = A \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (3)$$

Onde:

A	-	<i>amplitude</i>
ω	-	<i>frequência angular</i> ($\omega = 2\pi f$)
t	-	<i>tempo</i>

Em (4), é apresentada a função de transferência genérica de um filtro passa-baixa de primeira ordem e ω_c é a frequência de corte do filtro.

$$H(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (4)$$

Portanto, em (5), ao substituir $H(s)$ por $H(j\omega)$, saímos do domínio de Laplace e entramos no domínio da frequência senoidal, o que nos permite observar o comportamento do sistema para diferentes frequências. No caso do filtro passa-baixa, isso revela como o filtro atenua frequências altas enquanto permite a passagem de frequências baixas. Em (6), calcula-se a magnitude da resposta em frequência aplicando o módulo da função de transferência. Em (7), ao considerar o comportamento na frequência de corte $\omega = \omega_c$, percebe-se que, conforme mostrado em (7), o valor de $H_{TOTAL}(j\omega) = 1/\sqrt{2}$, o que significa que o sinal é atenuado por um fator de $1/\sqrt{2}$. Além da magnitude, o filtro também introduz um defasamento no sinal, cujo valor é calculado em (9) a partir do argumento da função complexa. Em (10), temos o valor da defasagem introduzida pelo filtro passa-baixa, que na frequência de corte é de -45°.

$$H_{TOTAL}(j\omega) = \frac{\omega_c}{j\omega + \omega_c} \quad (5)$$

$$|H(j\omega)| = \left| \frac{\omega_c}{j\omega + \omega_c} \right| \quad (6)$$

$$|H(j\omega)| \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega^2 + \omega_c^2}} \quad (7)$$

$$|H(j\omega_c)| = \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_c^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (8)$$

$$\angle H(j\omega) = \tan^{-1}\left(\frac{-\omega}{\omega_c}\right) \quad (9)$$

$$\angle H(j\omega_c) = \tan^{-1}(-1) = -45^\circ \quad (10)$$

Para gerar as coordenadas defasadas de 90° , são necessários dois filtros passa-baixa em cascata, pois cada filtro defasa o sinal em 45° . Entretanto, cada filtro também atenua o sinal por um fator de $1/\sqrt{2}$, o que resulta em uma atenuação total de $\frac{1}{2}$ após os dois filtros. Portanto, é necessário adicionar um ganho de 2 após os dois filtros passa-baixa em cascata para manter a amplitude no sinal defasado em 90° . A função apresentada em (11) representa o resultado da multiplicação das funções de transferência dos dois filtros passa-baixa em cascata. Em (12), temos a resposta em frequência combinada. Em (13), calculamos a magnitude, com $\omega = \omega_c$. Em (14), obtemos o valor da defasagem total a partir do argumento da função complexa, que é a soma dos defasamentos de cada filtro.

$$H(s) = \left(\frac{\omega_c}{s + \omega_c}\right)^2 \quad (11)$$

$$|H(j\omega)| = \left(\frac{\omega_c}{j\omega + \omega_c}\right)^2 = \frac{\omega_c}{\omega^2 + \omega_c^2} \quad (12)$$

$$\angle H(j\omega) = 2 \cdot \angle\left(\frac{\omega_c}{j\omega + \omega_c}\right) = 2 \cdot \tan^{-1}\left(\frac{-\omega}{\omega_c}\right) = \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2 = \frac{1}{2} \quad (13)$$

$$\angle H(j\omega_c) = 2 \cdot (-45^\circ) = -90^\circ \quad (14)$$

Embora o sinal esteja defasado de 90° , é necessário garantir que as amplitudes dos sinais permaneçam iguais. No sistema com dois filtros passa-baixa, houve uma atenuação de

$\frac{1}{2}$. Para corrigir essa atenuação e restaurar a amplitude original, aplica-se um ganho de 2 ao sistema, conforme mostrado em (15) e (16).

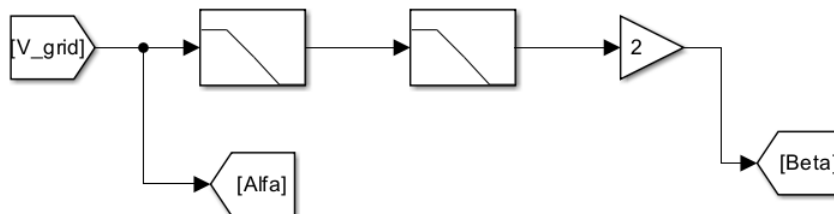
$$V_{out}(s) = \frac{A}{2} \sin(\omega t - 90^\circ) \quad (15)$$

$$V_{final}(s) = 2 \cdot \frac{A}{2} \cdot \sin(\omega t - 90^\circ) = A \cdot \sin(\omega t - 90^\circ) \quad (16)$$

Explicando matematicamente, a necessidade de um ganho de 2 surge devido à atenuação da amplitude causada pela passagem pelos dois filtros passa-baixa em cascata. Cada filtro atenua a amplitude do sinal por um fator de $\frac{1}{\sqrt{2}}$, resultando em uma atenuação total de $\frac{1}{2}$ após os dois filtros. Portanto, um ganho de 2 é aplicado para restaurar a amplitude original do sinal, mantendo a defasagem de 90° .

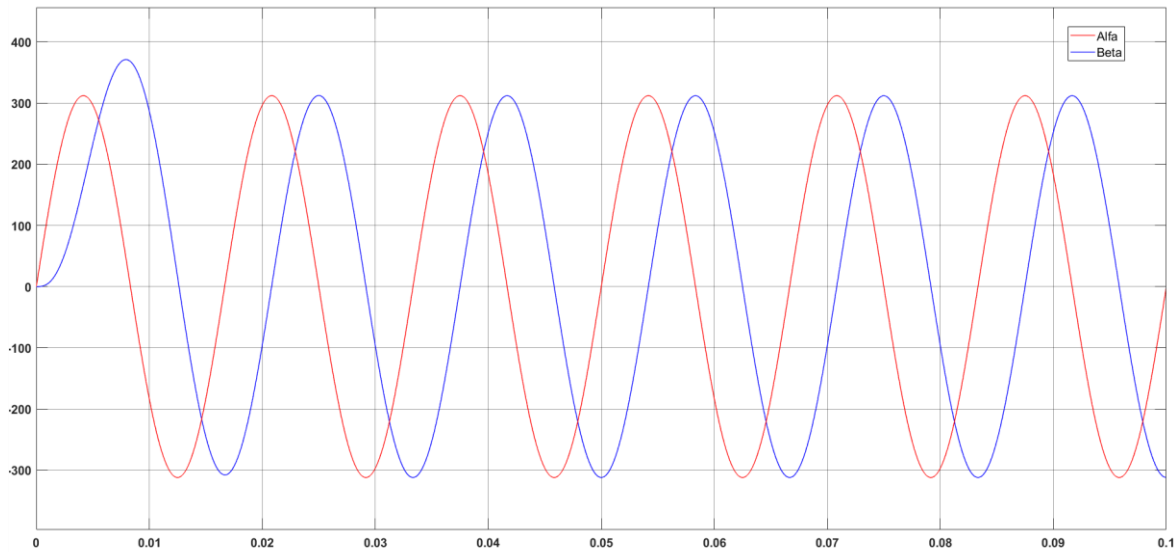
A Figura 19 apresenta o processo de emulação das componentes $\alpha - \beta$ a partir de um sistema monofásico utilizando filtros passa-baixa de primeira ordem. O sinal de entrada V_{grid} é filtrado para gerar a componente α e, em seguida, processado com defasador para produzir a componente β , resultando em sinais defasados em 90° . Esse processamento permite transformar um sistema monofásico em um equivalente de coordenadas síncronas $\alpha - \beta$, facilitando análises e controle semelhantes aos realizados em sistemas trifásicos. A figura 20 ilustra os sinais $\alpha - \beta$ no domínio do tempo, destacando a defasagem de 90° entre eles, validando a conversão para coordenadas síncronas.

Figura 19 - Defasagem sinal de tensão com filtro



Fonte: Próprio Autor

Figura 20 – Alfa e Beta defasagem 90°



Fonte: Próprio Autor

2.5.2. Transformada

A transformada *Alpha-Beta-Zero* para *dq0* é utilizada para transformar um sistema de coordenadas estacionárias (α - β) em um sistema de coordenadas rotativas (*d-q*). Sua principal função é transformar sinais de corrente alternada (AC), que são periódicos e variam com o tempo, em sinais de corrente contínua (DC), que são constantes no tempo, facilitando o controle.

Também conhecida como transformada de Park, essa técnica é essencial na análise e no controle de máquinas elétricas e sistemas de eletrônica de potência. A transformação simplifica a implementação de controladores, especialmente em aplicações como o controle inversores, ao converter sinais CA variáveis em sinais CC constantes, tornando o controle de inversores mais eficientes.

A transformada é baseada na projeção dos vetores de tensão ou corrente em um referencial rotativo. Supondo que temos um sistema monofásico, podemos expandi-lo para um sistema fictício bifásico utilizando dois sinais: a tensão original V_α e uma tensão V_β defasada de 90°.

Os componentes V_α e V_β podem ser obtidos utilizando filtros passa-baixa e ganhos para obter o sinal defasado de 90°, em (21) é exemplificada a transformação α - β para *dq*.

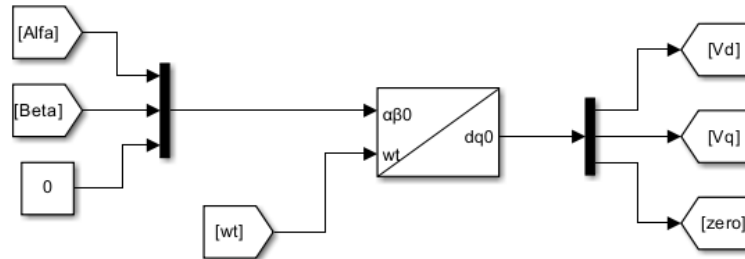
$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (17)$$

Onde:

- V_d e V_q - Componentes do referencial rotativo
- θ - Ângulo do referencial rotativo (fase do sinal de entrada)
- V_0 - Componente de sequência zero (Em sistemas trifásicos)
- V_α - Tensão da rede
- V_β - Tensão da rede defasada em 90°

A transformação α - β para dq aplica uma rotação de ângulo θ , correspondente à fase do sinal de entrada, aos vetores V_α e V_β . O objetivo dessa rotação é obter os sinais V_d e V_q que, em um referencial síncrono (girando com a mesma velocidade angular que o sinal original), tornam-se sinais DC (constantes no tempo).

Essa conversão é essencial porque permite que sinais de corrente alternada (AC), que variam com o tempo, sejam tratados como constantes. Isso simplifica o controle do sistema, permitindo o uso de técnicas de controle lineares e robustas, facilitando a regulação de variáveis como tensão e corrente em sistemas de eletrônica de potência e máquinas elétricas.

Figura 21 - Transformada α - β para dq 

2.5.3. Cálculo dos Compensadores

Para garantir a estabilidade e o correto sincronismo do inversor com a rede elétrica, são necessários compensadores adequados no sistema PLL e no filtro LC. A seguir, descrevemos o cálculo dos principais parâmetros envolvidos na compensação.

Tabela 4 – Parâmetros da rede

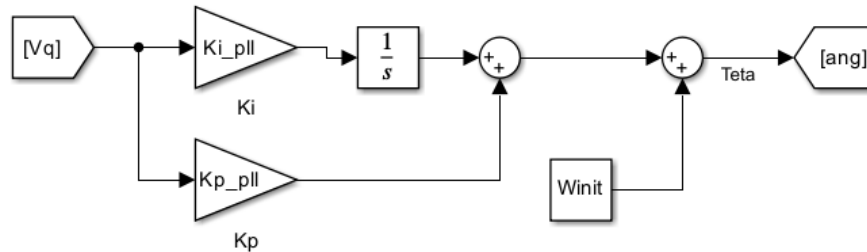
Tensão nominal da Rede (V):	220 V _{RMS}
Tensão Pico da Rede (V_{rede}):	$V \cdot \sqrt{2}$
Frequência da Rede (F_{rede}):	60 Hz
Tensão de entrada do inversor (V_{dc}):	495V
Frequência de comutação (f_{sw}):	8kHz

Esses parâmetros são utilizados para configurar as condições de operação do inversor e para o cálculo dos compensadores do PLL e do filtro.

2.5.4. Parâmetros do PLL

O PLL é essencial para sincronizar o ângulo do sistema com a fase da rede. Os parâmetros do controlador PI do PLL são ajustados para garantir uma resposta rápida e estável. A seguir estão os parâmetros e cálculos para o controle PLL:

Figura 22 - Estrutura PLL



Fonte: Próprio Autor

1. Frequência Angular de Inicialização (W_{init}):

$$W_{init} = 2\pi \cdot F_{rede} \quad (18)$$

Esta é a frequência angular de referência inicial para o PLL, definida em função da frequência da rede.

2. Constante de Amortecimento (ξ_{srf}) e Frequência Natural (ω_{nsrf}):

- Constante de Amortecimento (ξ_{srf}) é $1/\sqrt{2}$, garantindo uma resposta crítica.
- Frequência natural do sistema PLL: $\omega_{nsrf} = 20 \cdot 2\pi$.

Esta frequência define a dinâmica do PLL e está configurada para uma resposta rápida.

3. Ganho Proporcional (K_{p_pll}) e integrativo (K_{i_pll}) do PLL: Os ganhos do controlador PI são calculados com base nos parâmetros da rede e do sistema:

- Ganho proporcional do PLL:

$$K_{p_pll} = \frac{2 \cdot \omega_{nsrf} \cdot \xi_{srf}}{V_{rede}} \quad (19)$$

- Ganho integrativo do PLL:

$$K_{i_pll} = \frac{\omega_{nsrf}^2}{V_{rede}} \quad (20)$$

Esses ganhos permitem que o PLL realize o sincronismo de fase com a rede de forma eficiente, minimizando erros e flutuações.

2.5.5. Parâmetros do Filtro LCL

Os filtros LCL têm sido amplamente adotados em sistemas de inversores conectados à rede devido às suas vantagens em relação aos filtros L e LC tradicionais. Uma das principais características do filtro LCL é sua capacidade superior de atenuar harmônicas de alta frequência, resultando em uma corrente de saída com menor DHT (Distorção Harmônica Total). Essa qualidade é essencial para atender aos padrões de qualidade de energia, especialmente em sistemas conectados à rede elétrica [23]. Além disso, filtros LCL podem ser projetados de forma mais compacta e econômica, já que permitem valores de indutância menores sem comprometer a eficiência na atenuação de harmônicos, em comparação com os filtros L simples [24].

Entretanto, é importante destacar que o projeto de filtros LCL requer uma análise cuidadosa para evitar problemas de ressonância e garantir a estabilidade do sistema. Para isso, elementos como as indutâncias L_1 e L_2 , capacitância C_f e resistência de amortecimento R_d devem ser dimensionados com precisão, assegurando que o filtro opere de forma eficaz e segura. Esta seção apresenta a modelagem e o dimensionamento desses parâmetros, otimizados para garantir a qualidade da energia injetada na rede elétrica, consolidando a relevância do filtro LCL como solução robusta em sistemas modernos de eletrônica de potência.

A seguir, são apresentados os modelos e os métodos de dimensionamento desses parâmetros, buscando otimizar a qualidade da energia injetada na rede elétrica. Essa

abordagem reforça a relevância do filtro LCL como uma solução robusta e eficiente em sistemas modernos de eletrônica de potência, contribuindo para atender aos requisitos cada vez mais rigorosos de qualidade e confiabilidade em aplicações conectadas à rede.

1. Dimensionamento do Indutor (L_1):

$$L_1 = \frac{V_{dc}}{4 \cdot f_{sw} \cdot \Delta I_{pp}} \quad (21)$$

$$\Delta I_{pp} = 0.2 \cdot I_{nominal} \quad (22)$$

V_{dc}	-	Tensão no barramento CC
f_{sw}	-	Frequência de comutação
ΔI_{pp}	-	<i>Ripple</i> de corrente.

2. Dimensionamento do Indutor (L_2):

O indutor do lado da rede L_2 é definido com base no fator τ_l de impedância característica, que relaciona L_1 e L_2 :

$$\tau_l = \frac{L_1}{L_2} \quad (23)$$

Com objetivo de simplificar e facilitar a aquisição, tomemos $\tau_l = 1$, a fim de que $L_1 = L_2$.

3. Dimensionamento do Capacitor (C_f):

O capacitor é dimensionado para fornecer uma baixa impedância para frequências de comutação, mas sem comprometer a estabilidade do sistema na frequência fundamental (f_n):

$$C_f = \frac{0.05 \cdot P_0}{2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot V_{grid}^2} \quad (24)$$

$$C_f = \frac{Z_b^2 \cdot L_t}{r_q} \quad (25)$$

$$Z_b = \frac{V_{grid}^2}{P_0} \quad (26)$$

- Z_b - Impedância base do sistema
 r_q - Fator de qualidade

Esses valores foram escolhidos para que o filtro LC atenuasse adequadamente as componentes harmônicas, mantendo a estabilidade do sistema e a qualidade da corrente.

4. Frequência de Ressonância (f_{res}):

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 \cdot L_2 \cdot C_f}}$$

- L_1 - Indutor no lado do inversor
 L_2 - Indutor no lado da rede
 C_f - Capacitância do filtro

5. Indutância Total (L):

$$L = L_g + L_f \quad (27)$$

A indutância total do sistema inclui a indutância de linha e a indutância do filtro, somadas.

6. Resistência de Amortecimento (R):

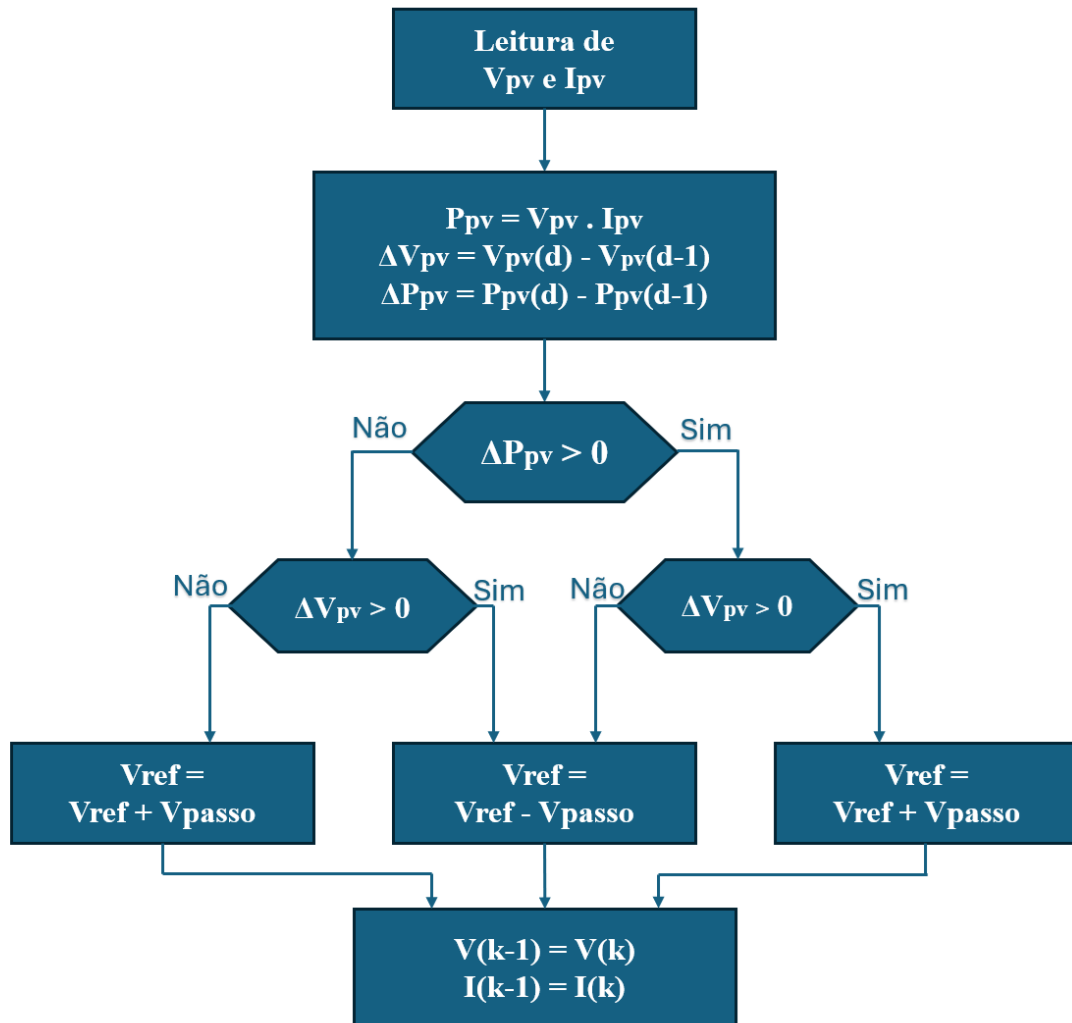
$$R_d = 2 \cdot \xi \cdot \sqrt{\frac{L_g + L_f}{C_f}} \quad (28)$$

Essa resistência é necessária para amortecer os picos de corrente causados pelas oscilações do filtro LC, evitando ressonâncias.

2.6. Controle de MPPT

Na metodologia utilizada para controle de MPPT, o algoritmo P&O foi aplicado para identificar o MPP em arranjos fotovoltaicos. Esse método baseia-se na análise iterativa da curva característica de tensão-potência VxP do painel, ajustando continuamente a tensão de referência para maximizar a potência gerada. O fluxograma da Figura 23 apresenta a estrutura do algoritmo, que inicia com a medição da tensão (V_{pv}) e corrente (I_{pv}) do painel fotovoltaico. Com esses valores é calculada a potência (P_{pv}) e analisada sua variação (ΔP_{pv}) em relação ao ciclo anterior.

Figura 23 - Fluxograma P&O

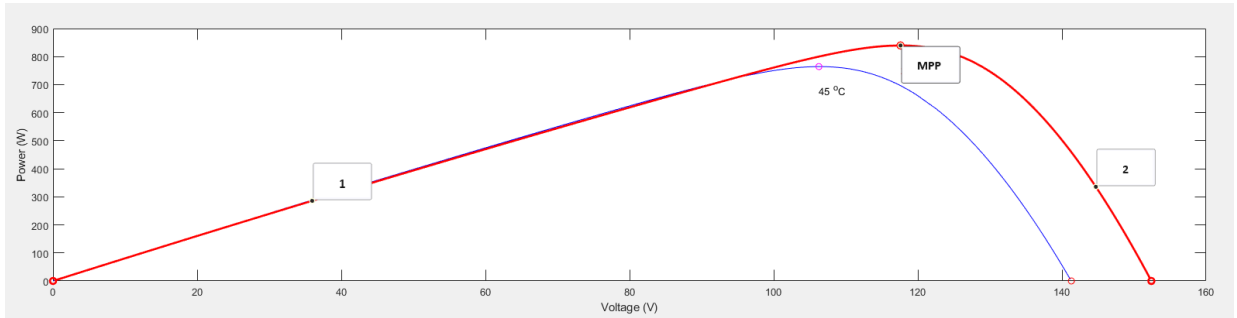


Fonte: Próprio Autor

A lógica do algoritmo é simples: se a potência aumenta ($\Delta P_{pv} > 0$), o sistema continua ajustando a tensão no mesmo sentido da perturbação; caso contrário ($\Delta P_{pv} \leq 0$), o sentido da perturbação é invertido. Essa análise contínua permite deslocar o ponto de operação ao longo da curva até alcançar o MPP. Conforme mostrado na figura 24, a curva é dividida em regiões que indicam o comportamento da potência em relação a tensão. Na região de subida,

o aumento da tensão resulta em maior potência até atingir o MPP; Já na região de descida, o aumento da tensão reduz a potência, caracterizando a necessidade de inversão no ajuste.

Figura 24 - Curva P x V



Fonte: Próprio Autor

O Embora o P&O seja amplamente utilizado por sua simplicidade e eficiência em condições de irradiância uniforme, ele apresenta limitações em cenários de sombreamento parcial, onde a curva $V \times P$ possui múltiplos picos. Nessas condições, o algoritmo pode se prender em um MPP local, falhando em encontrar o MPP global. Esse comportamento demonstra que, embora imprescindível para sistemas fotovoltaicos, o P&O não é uma solução completa para os desafios impostos por sombreamento parcial, exigindo abordagens complementares para lidar com essas situações complexas.

3. RESULTADOS

Neste capítulo, são apresentados os resultados obtidos neste trabalho, abrangendo quatro aspectos principais relacionados ao desenvolvimento e à validação do sistema proposto. O primeiro enfoque recai sobre a análise das estratégias de modulação PS-PWM, LS-PWM e suas variações aplicadas ao MLI-CHB. Essa análise permitiu avaliar o impacto de cada técnica na DHT, na qualidade da forma de onda e na adequação às normas de qualidade de energia.

Adicionalmente, foi implementado e validado um algoritmo de MPPT do tipo P&O em um conversor *boost* isolado. Essa etapa foi fundamental para verificar o comportamento do algoritmo em condições dinâmicas, como variações de irradiância e temperatura, contribuindo para o entendimento de sua aplicação em sistemas mais complexos.

Outro aspecto abordado foi a implementação de um filtro LCL projetado para o MLI-CHB, com o objetivo de mitigar harmônicos e assegurar uma tensão de saída de alta qualidade. Os resultados demonstraram a capacidade do filtro em reduzir componentes indesejadas de alta frequência, atendendo às exigências normativas e melhorando a qualidade da energia injetada na rede.

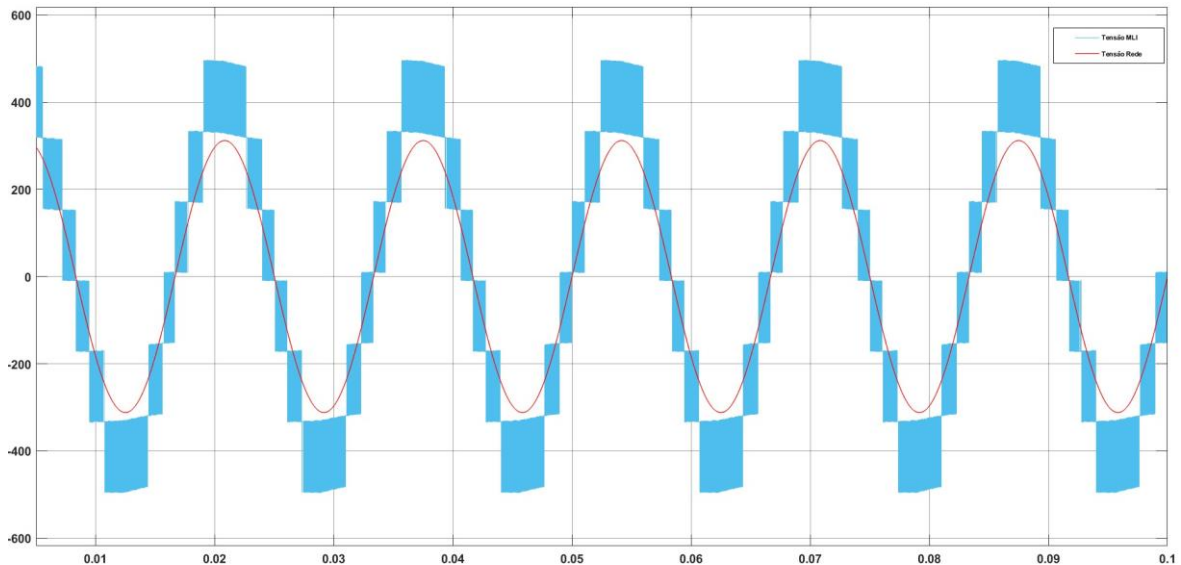
O sincronismo do MLI-CHB com a rede elétrica foi avaliado considerando a implementação de um sistema baseado no PLL. A análise foi realizada comparando a tensão de saída do filtro LCL com a tensão da rede, demonstrando alinhamento preciso de fase e amplitude entre as duas formas de onda. Esses resultados evidenciam a eficácia do controle no ajuste dinâmico à frequência da rede, assegurando estabilidade e compatibilidade do sistema com os parâmetros exigidos pela concessionária, o que é indispensável para a operação eficiente de sistemas conectados à rede elétrica.

3.1. Análise da Modulação PS-PWM

A análise da modulação *PS-PWM* foi realizada utilizando a tensão de saída do inversor sem filtragem, permitindo observar a qualidade da forma de onda e o impacto das

componentes harmônicas. Na Figura 25, é possível observar a forma de onda de saída do inversor em azul comparada com a senoide de referência da rede em vermelho. A *PS-PWM* organiza as portadoras com defasagens específicas, contribuindo para uma divisão uniforme das comutações entre os níveis do inversor, o que melhora a qualidade da forma de onda.

Figura 25 - Tensão do Inversor e Tensão da Rede



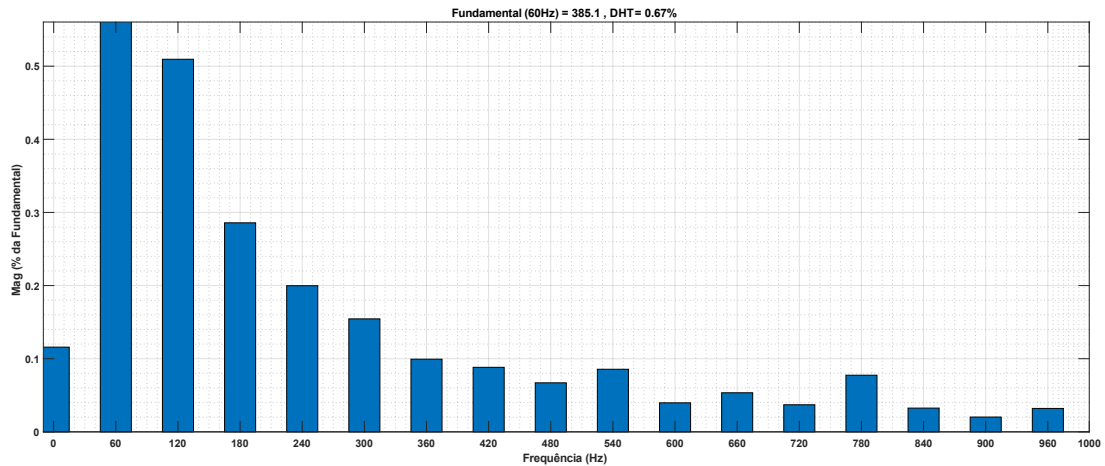
Fonte: Próprio Autor

A análise dos resultados da modulação PS-PWM, representados nas Figuras 26 e 27, evidencia um desempenho expressivo em termos de DHT para o inversor MLI-CHB antes da aplicação do filtro LCL. Os valores obtidos foram de 0,67% para componentes harmônicas até 1 kHz (Figura 26) e 0,70% para a análise estendida até 3 kHz (Figura 27), indicando uma forma de onda de saída com baixo conteúdo harmônico mesmo sem o uso de elementos passivos de filtragem.

Na Figura 26, verifica-se que a PS-PWM concentra as componentes harmônicas nas frequências próximas à fundamental (60 Hz), com uma rápida atenuação das magnitudes à medida que a frequência aumenta. Este comportamento harmônico favorece a aplicação de filtros simples, contribuindo para a conformidade com os padrões normativos, como os definidos pela IEEE 519 e pelo PRODIST. A distribuição harmônica limitada às frequências

mais baixas reflete a eficiência do controle de modulação, resultando em menor esforço de filtragem na saída do inversor.

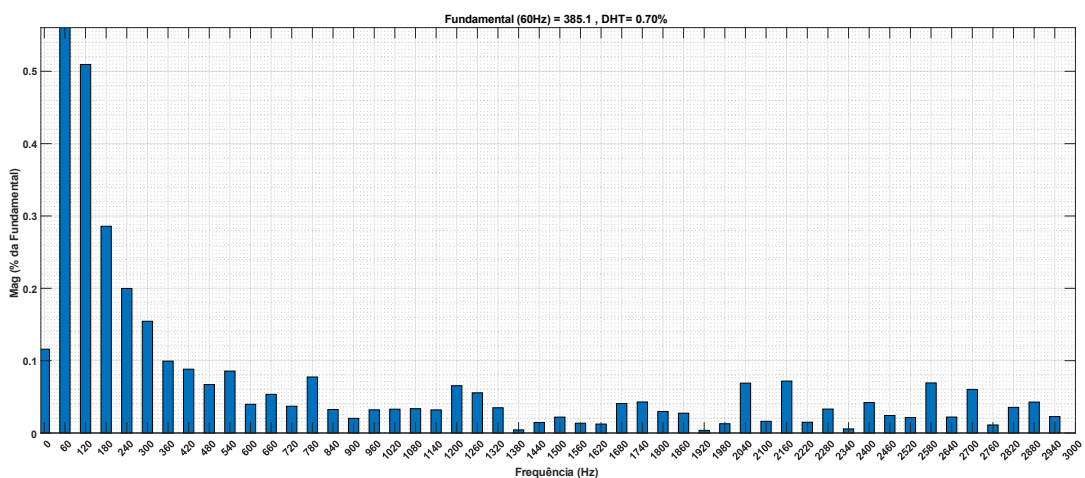
Figura 26 - Análise FFT da Tensão de Saída do Inversor até 1 kHz (PS-PWM)



Fonte: Próprio Autor

A análise expandida até 3 kHz (Figura 27) demonstra que, mesmo em frequências mais elevadas, as magnitudes harmônicas permanecem dentro de níveis aceitáveis. Esse resultado reforça a robustez da modulação PS-PWM, especialmente em aplicações conectadas à rede elétrica, onde os requisitos de qualidade da energia são rigorosos. A distribuição uniforme das portadoras da modulação também desempenha um papel importante, garantindo a uniformidade das comutações e contribuindo para a qualidade geral da forma de onda.

Figura 27 - Análise FFT da Tensão de Saída do Inversor até 3 kHz (PS-PWM)



Fonte: Próprio Autor

Os resultados obtidos confirmam o potencial da PS-PWM para aplicações em inversores multiníveis, especialmente em sistemas fotovoltaicos conectados à rede. A combinação de uma baixa DHT, facilidade no processo de filtragem e conformidade com normas técnicas posiciona a PS-PWM como uma estratégia robusta e eficiente para atender às demandas de qualidade e eficiência energética em cenários industriais e residenciais.

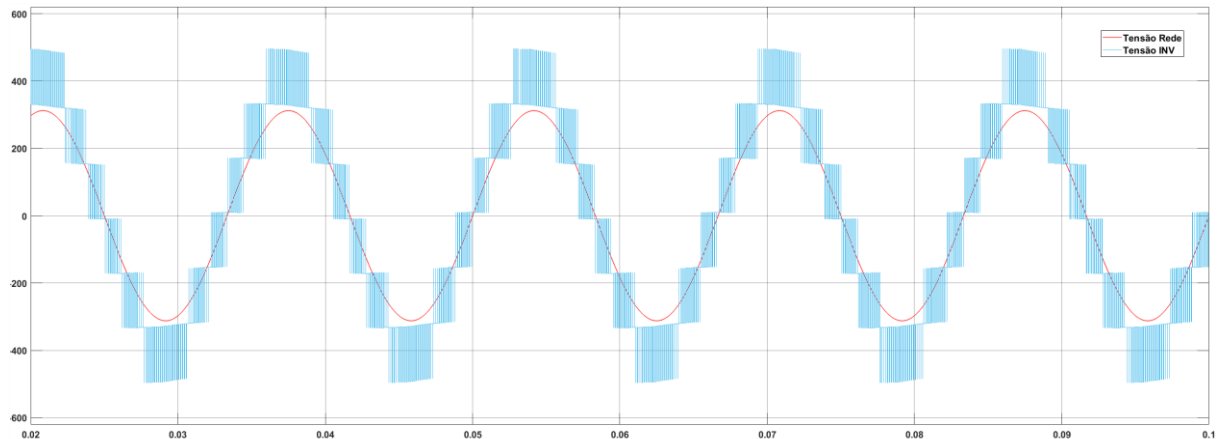
3.2. Modulação LS-PWM

3.2.1. PD-PWM

A técnica de modulação *Phase Disposition* PWM utiliza portadoras em fase para distribuir uniformemente os harmônicos em frequências mais altas, característica essencial para aplicações em inversores multiníveis. No caso analisado, o inversor multiníveis de 7 níveis operou com uma frequência de chaveamento de 8 kHz, parâmetro que influenciou diretamente a eficiência do controle e a qualidade da tensão de saída. Essa frequência foi suficientemente alta para deslocar os harmônicos significativos para regiões de maior frequência, facilitando a filtragem e reduzindo os efeitos negativos sobre a rede elétrica.

A comparação entre a tensão de saída do inversor e a tensão da rede, apresentada na Figura 28, evidencia a capacidade do sistema em produzir uma forma de onda próxima ao senoidal. Essa proximidade é essencial para sincronismo com a rede, minimizando distorções e garantindo uma operação estável. A escolha da frequência de chaveamento em 8 kHz contribuiu para uma saída com baixa distorção harmônica total (DHT), além de facilitar o desempenho do filtro LCL, projetado para operar de maneira otimizada dentro desse contexto.

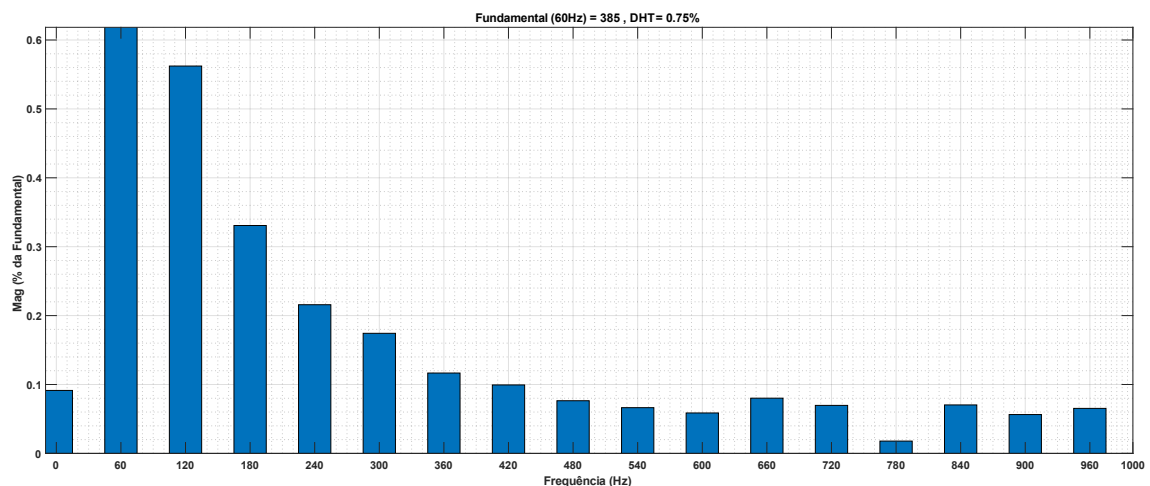
Figura 28 - Tensão do Inversor e Tensão da Rede



Fonte: Próprio Autor

Os espectros de frequência para a modulação LS-PWM na variação PD-PWM, apresentados nas Figuras 29 e 30, mostram que a componente fundamental em 60 Hz permanece dominante, enquanto as componentes harmônicas são deslocadas para frequências superiores devido à alta frequência de chaveamento utilizada. Na análise realizada até 1 kHz (Figura 29), a DHT foi de 0,75%, enquanto na análise estendida até 3 kHz (Figura 30), o valor aumentou ligeiramente para 0,83%. Esses resultados permanecem dentro dos limites definidos pela norma IEEE 519, garantindo conformidade técnica.

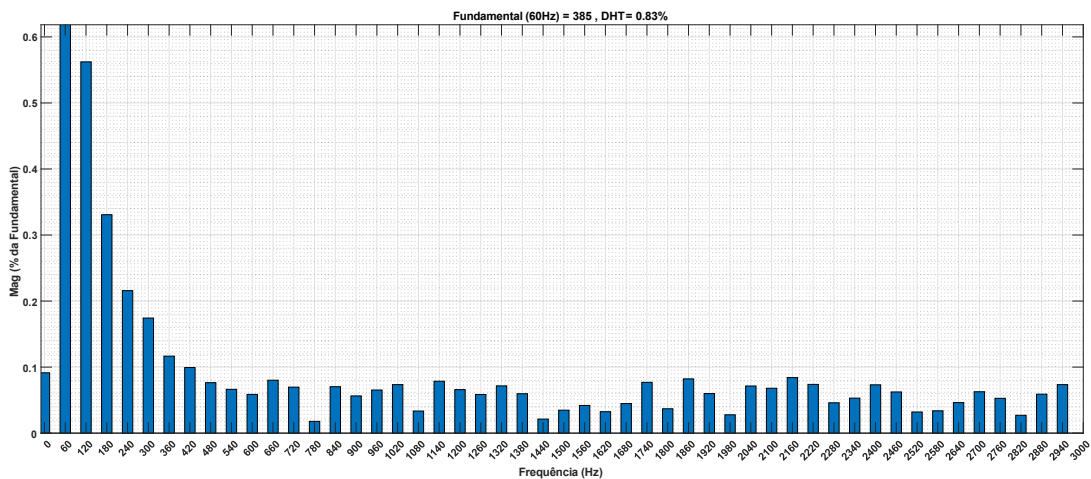
Figura 29 - FFT da Tensão de Saída do Inversor até 1 kHz (PD-PWM)



Fonte: Próprio Autor

A Figura 29 evidencia uma rápida atenuação das componentes harmônicas em frequências próximas aos múltiplos da fundamental, destacando o desempenho da modulação LS-PWM (PD-PWM) no controle dos harmônicos. Essa característica facilita o processo de filtragem na saída do inversor, reduzindo a complexidade e o custo de implementação do filtro LCL. Por outro lado, a análise estendida (Figura 30) confirma que, mesmo em frequências superiores a 1 kHz, as componentes harmônicas mantêm magnitudes reduzidas e distribuídas uniformemente, o que reforça a robustez da estratégia de modulação frente a aplicações de alta qualidade e eficiência energética.

Figura 30 - FFT da Tensão de Saída do Inversor até 3 kHz (PD-PWM)



Fonte: Próprio Autor

Os resultados obtidos demonstram que a modulação LS-PWM na variação PD-PWM, operando com frequência de chaveamento elevada, proporciona excelente qualidade na forma de onda de saída do inversor. A combinação de baixa DHT, conformidade com padrões normativos e simplicidade no processo de filtragem posiciona esta estratégia como uma solução viável e eficiente para aplicações conectadas à rede elétrica, particularmente em sistemas fotovoltaicos de alta performance e confiabilidade.

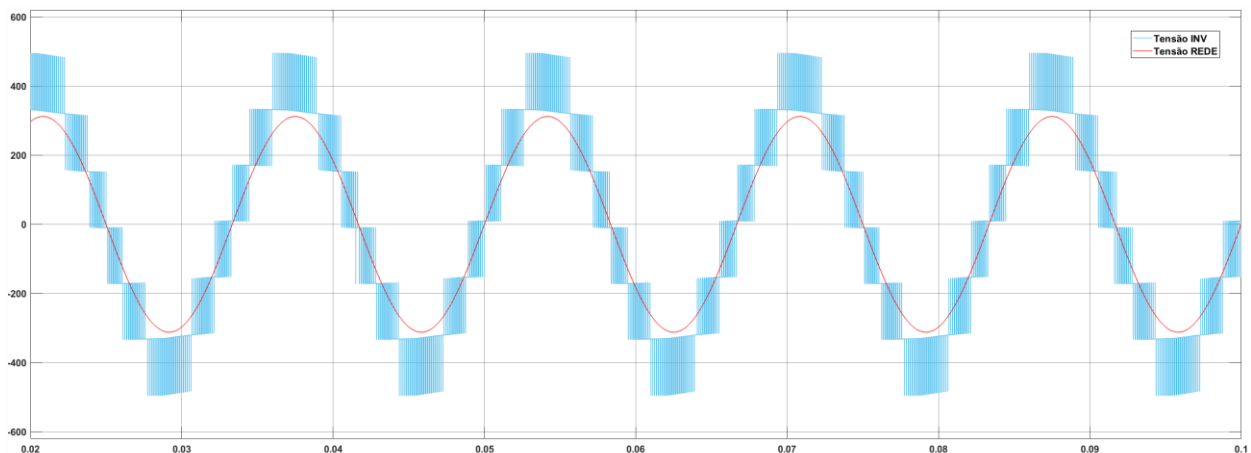
3.2.2. *POD-PWM*

A modulação *Phase Opposition Disposition* PWM apresenta uma organização das portadoras em dois grupos simétricos, separados por uma referência zero e defasados em 180°.

Essa configuração única proporciona uma redução eficiente das distorções harmônicas, especialmente aquelas localizadas em frequências mais baixas, ao mesmo tempo em que facilita o deslocamento das componentes harmônicas restantes para frequências mais elevadas. Como resultado, essa estratégia contribui significativamente para a melhoria da qualidade da tensão de saída, tornando-a mais compatível com a operação em sistemas conectados à rede elétrica.

Na Figura 31, é possível observar a tensão de saída do inversor gerada pela modulação POD-PWM e sua comparação com a tensão da rede. A proximidade da forma de onda de saída com uma senoidal evidencia o desempenho da técnica em reduzir distorções. Esse efeito é particularmente notável nos intervalos de comutação, onde as transições das portadoras são suavizadas pela sua disposição simétrica em torno do ponto de referência.

Figura 31 - Tensão do Inversor e tensão da Rede

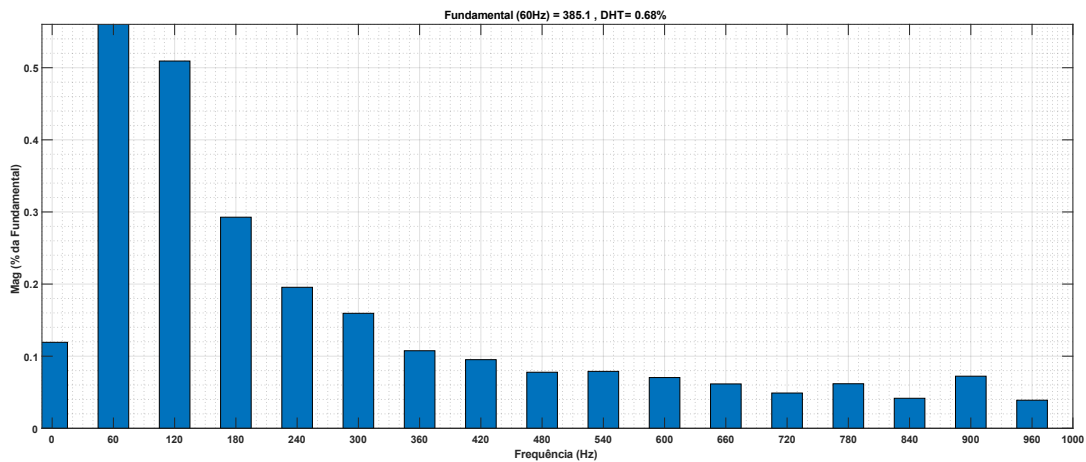


Fonte: Próprio Autor

Os espectros de frequência da modulação LS-PWM na variação POD-PWM, ilustrados nas Figuras 32 e 33, destacam o comportamento harmônico da saída do inversor antes da aplicação do filtro LCL. Para a análise até 1 kHz (Figura 31), a DHT foi determinada em 0,68%, enquanto na análise estendida até 3 kHz (Figura 32), o valor aumentou para 0,75%. Esses índices permanecem em conformidade com os limites estabelecidos pela norma IEEE 519, assegurando a adequação do sistema aos padrões técnicos.

Na Figura 32, verifica-se que a componente fundamental de 60 Hz predomina, com as magnitudes harmônicas decrescendo rapidamente em frequências superiores. Essa característica demonstra a eficiência da estratégia POD-PWM na concentração dos harmônicos em frequências mais baixas, reduzindo o impacto dessas componentes e facilitando o processo de filtragem. Tal comportamento é especialmente vantajoso em aplicações onde a simplificação do sistema e a redução de custo são prioridades.

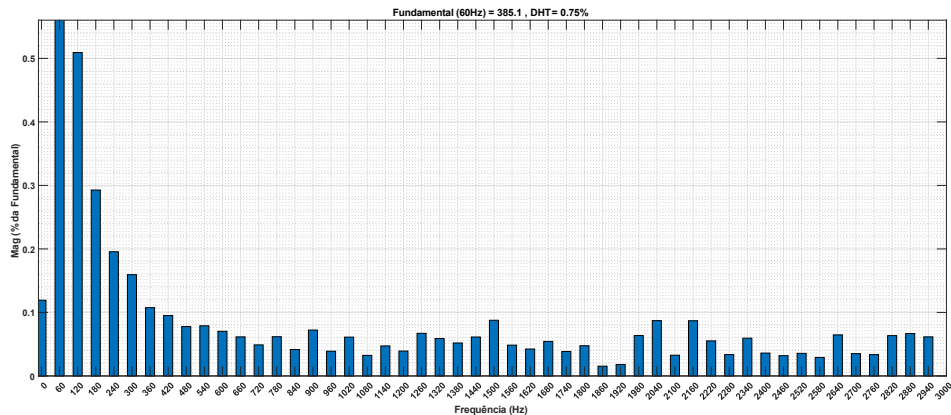
Figura 32 - Análise FFT da Tensão de Saída do Inversor até 1 kHz (POD-PWM)



Fonte: Próprio Autor

A Figura 33, que amplia a análise para até 3 kHz, revela um leve incremento na DHT, atribuído à presença de componentes harmônicas em frequências mais altas, oriundas das interações entre os níveis de tensão e a frequência de chaveamento. Apesar disso, as magnitudes harmônicas permanecem controladas, e a distribuição uniforme reforça o desempenho consistente da modulação POD-PWM na melhoria da qualidade da forma de onda de saída.

Figura 33 - Análise FFT da Tensão de Saída do Inversor até 3kHz (POD-PWM)



Fonte: Próprio Autor

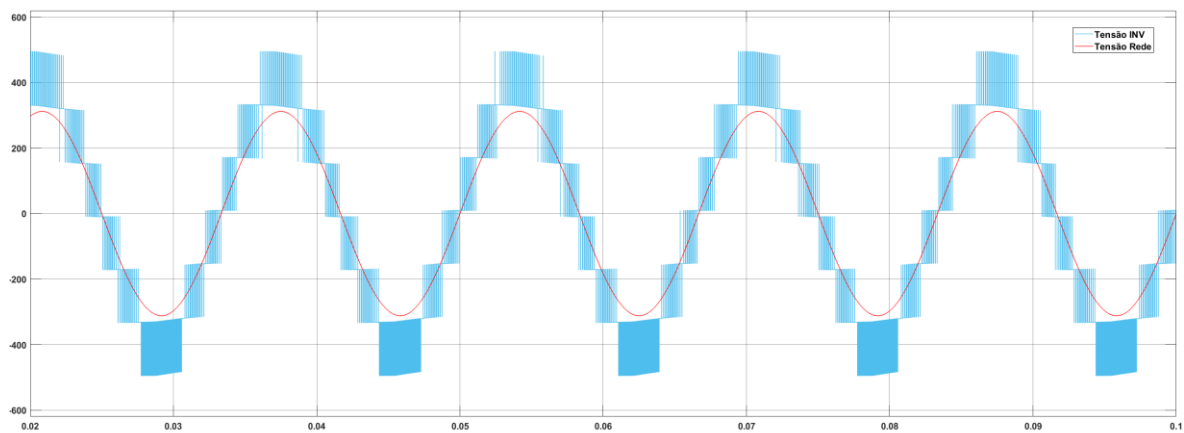
Esses resultados evidenciam o potencial da estratégia POD-PWM em aplicações práticas. A combinação de baixa distorção harmônica total, distribuição uniforme das componentes harmônicas e conformidade normativa posiciona essa técnica como uma solução viável e eficiente para sistemas de inversores multiníveis conectados à rede, atendendo aos requisitos de qualidade e eficiência energética exigidos por sistemas modernos, como os fotovoltaicos.

3.2.3. APOD-PWM

A modulação *APOD-PWM* emprega uma organização das portadoras onde cada portadora adjacente é defasada em 180° . Essa característica confere à técnica um padrão único de distribuição harmônica, que influencia diretamente a qualidade da tensão de saída do inversor multinível. A configuração adotada promove uma distribuição mais eficiente dos harmônicos, permitindo uma redução significativa de componentes em frequências mais baixas, enquanto concentra as componentes remanescentes em faixas de maior frequência.

Na Figura 34, observa-se o comportamento da tensão de saída do inversor em comparação com a tensão da rede. A modulação *APOD-PWM* produz uma tensão de saída com características bastante próximas a uma onda senoidal, essencial para o sincronismo com a rede e para a estabilidade do sistema. A disposição alternada das portadoras contribui para uma redução expressiva das distorções de baixa frequência, melhorando a conformidade com os padrões de qualidade.

Figura 34 - Tensão do Inversor e tensão da Rede

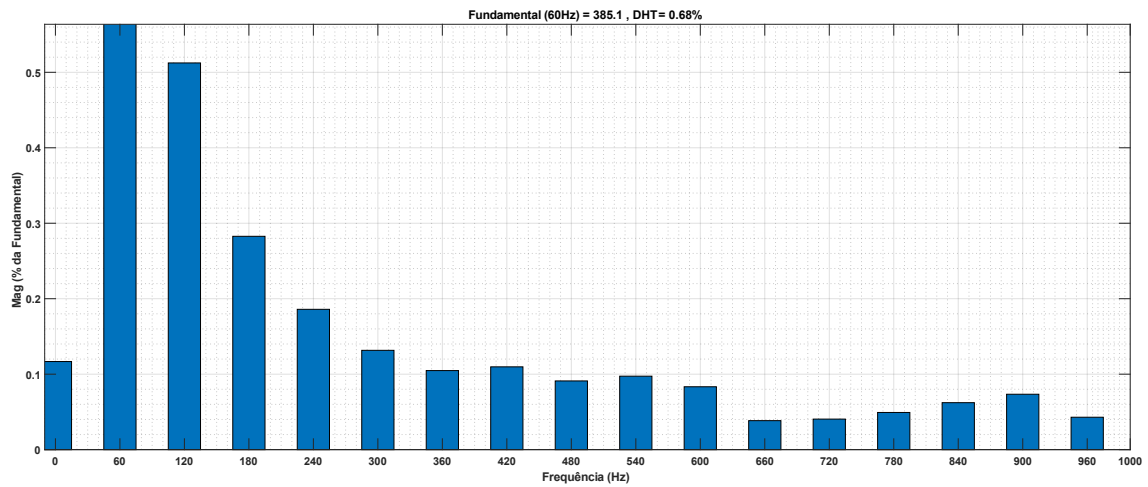


Fonte: Próprio Autor

Os espectros de frequência obtidos para a modulação LS-PWM na variação APOD-PWM, apresentados nas Figuras 35 e 36, mostram o comportamento harmônico do inversor antes da aplicação do filtro LCL. Para a análise até 1 kHz (Figura 35), a DHT foi determinada em 0,68%, enquanto na análise estendida até 3 kHz (Figura 36), o valor aumentou para 0,78%. Ambos os resultados permanecem em conformidade com os limites da norma IEEE 519, demonstrando a eficácia da estratégia.

Na Figura 35, verifica-se que a componente fundamental em 60 Hz mantém-se predominante, enquanto as componentes harmônicas se distribuem em múltiplos da frequência fundamental com atenuação significativa em frequências mais altas. Essa característica evidencia a capacidade da modulação APOD-PWM de concentrar os harmônicos em faixas previsíveis, o que facilita o processo de filtragem e melhora a eficiência geral do sistema

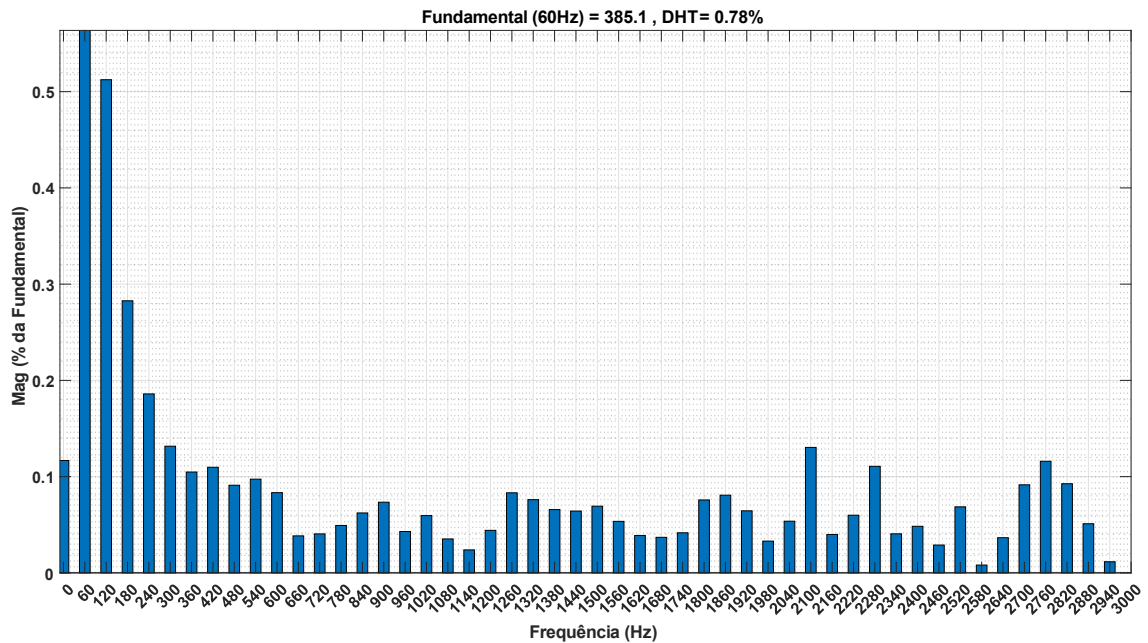
Figura 35 - Análise FFT da Tensão de Saída do Inversor até 1kHz (APOD-PWM)



Fonte: Próprio Autor

A Figura 36, que amplia a análise para frequências até 3 kHz, revela um leve aumento na DHT devido à presença de componentes harmônicas adicionais em frequências mais altas, atribuídas à natureza da modulação e à frequência de chaveamento utilizada. Contudo, a distribuição harmônica permanece uniforme e dentro de níveis aceitáveis, o que reforça a robustez da variação APOD-PWM em manter a qualidade da forma de onda de saída.

Figura 36 - Análise FFT da Tensão de Saída do Inversor até 3kHz (APOD-PWM)



Fonte: Próprio Autor

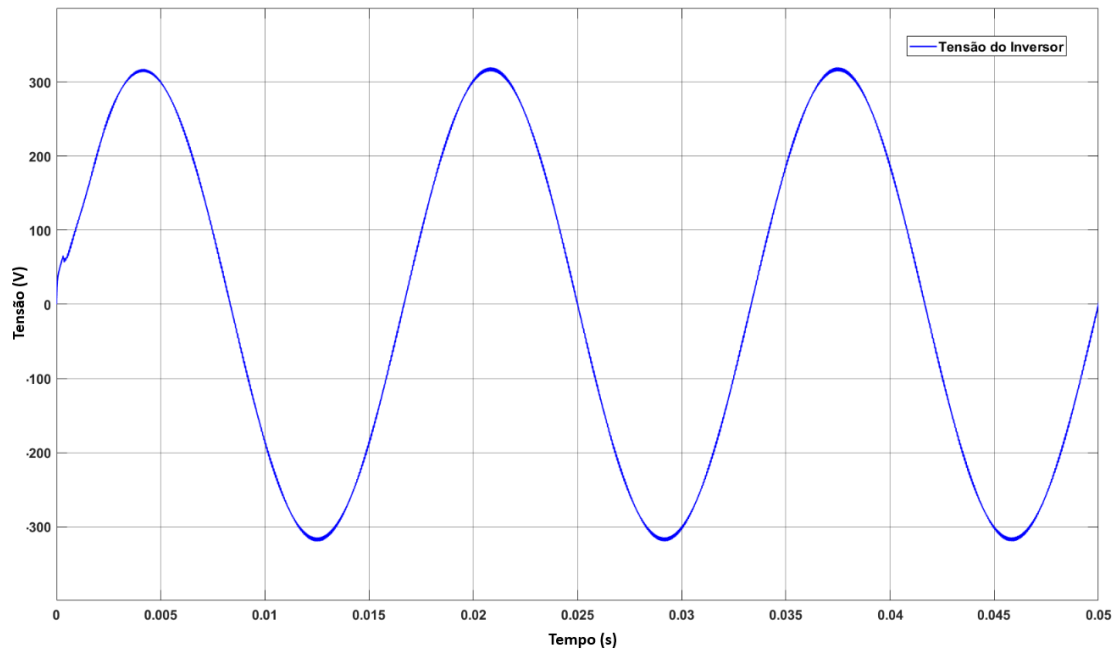
Esses resultados confirmam que a estratégia APOD-PWM é uma solução eficaz para aplicações que requerem alta qualidade na saída do inversor. A combinação de baixa DHT, conformidade normativa e simplicidade no processo de filtragem posiciona essa variação como uma alternativa robusta e eficiente para sistemas fotovoltaicos conectados à rede, atendendo às exigências de qualidade e desempenho energético.

3.3. Analisando filtro LCL

3.3.1. Tensão de Saída para Modulação PS-PWM

A Figura 37 apresenta a forma de onda da tensão de saída do inversor, filtrada pelo filtro LCL sob a estratégia de modulação PD-PWM. Observa-se uma forma de onda senoidal com amplitude constante e distorções mínimas visíveis. Este comportamento destaca a eficiência do filtro LCL em mitigar os harmônicos gerados pela comutação do inversor e produzir uma tensão de saída com alta qualidade para conexão com a rede.

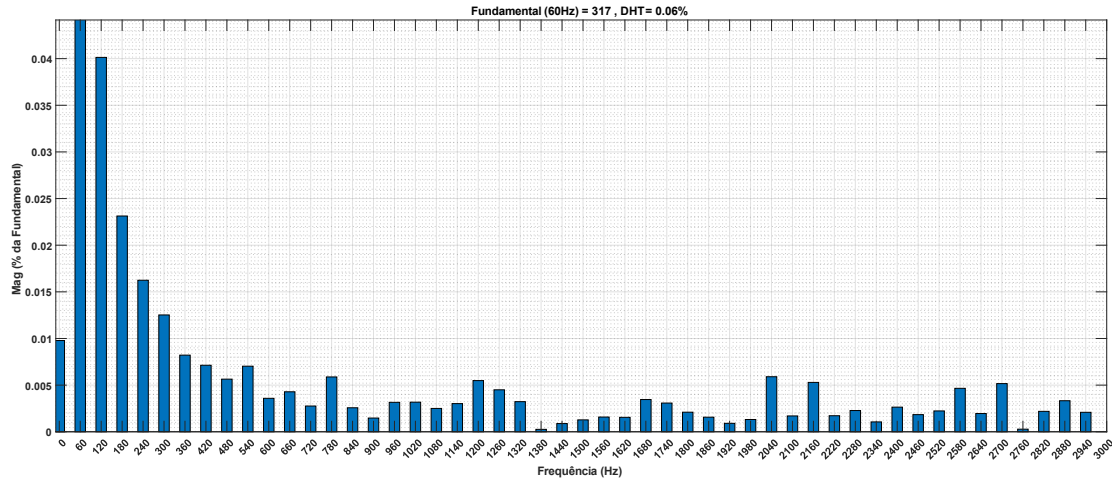
Figura 37- Tensão de saída LCL



Fonte: Próprio Autor

Na Figura 38, a análise espectral confirma a eficácia do filtro LCL associado à estratégia de modulação PS-PWM. A componente fundamental em 60 Hz permanece dominante, enquanto as amplitudes dos harmônicos secundários são significativamente reduzidas, alcançando níveis praticamente desprezíveis. A DHT da tensão de saída, calculada em 0,06%, demonstra que o sistema oferece excelente qualidade de energia, atendendo plenamente às exigências das normas técnicas aplicáveis, como a IEEE 519.

Figura 38- Análise FFT da Tensão de Saída do filtro LCL (PS-PWM)



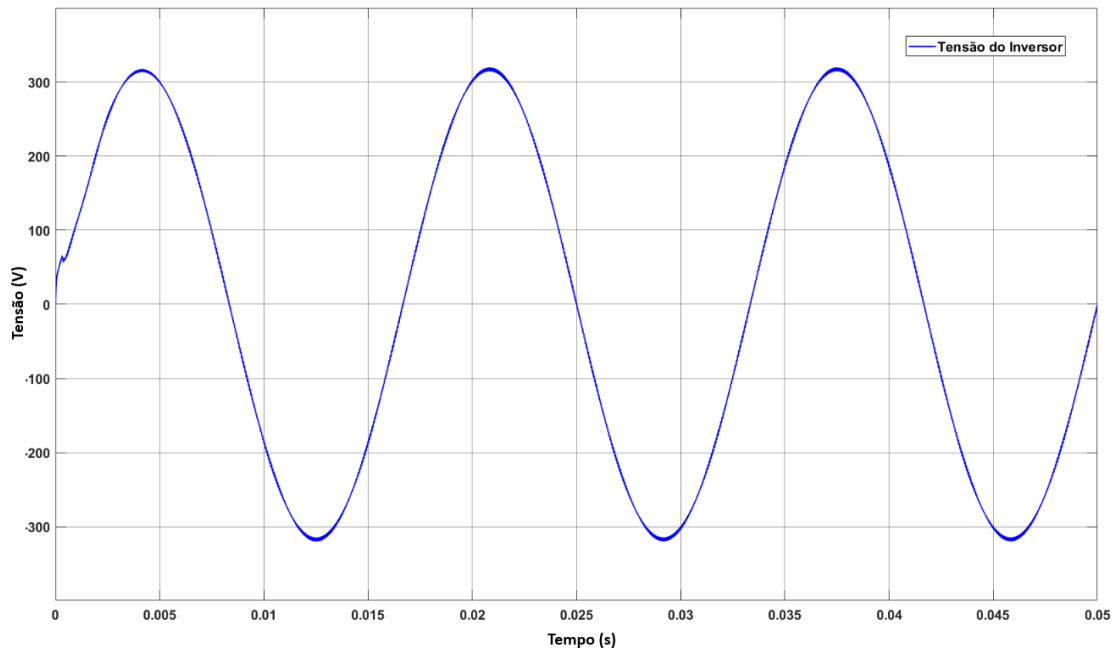
Fonte: Próprio Autor

Esse resultado reforça que a modulação PS-PWM, combinada com o filtro LCL, representa uma solução robusta e eficiente para aplicações em inversores multiníveis conectados à rede elétrica. A capacidade do filtro de atenuar harmoniosamente as frequências indesejadas, concentrando os harmônicos em faixas controladas e minimizando sua influência, é fundamental para assegurar a estabilidade e a confiabilidade do sistema, garantindo um fornecimento de energia de alta qualidade.

3.3.2. Tensão de Saída para Modulação PD-PWM

A Figura 39 apresenta a forma de onda da tensão de saída do inversor, filtrada pelo filtro LCL sob a estratégia de modulação PD-PWM. Observa-se uma forma de onda senoidal com amplitude constante e distorções mínimas visíveis. Este comportamento destaca a eficiência do filtro LCL em mitigar os harmônicos gerados pela comutação do inversor e produzir uma tensão de saída com alta qualidade para conexão com a rede.

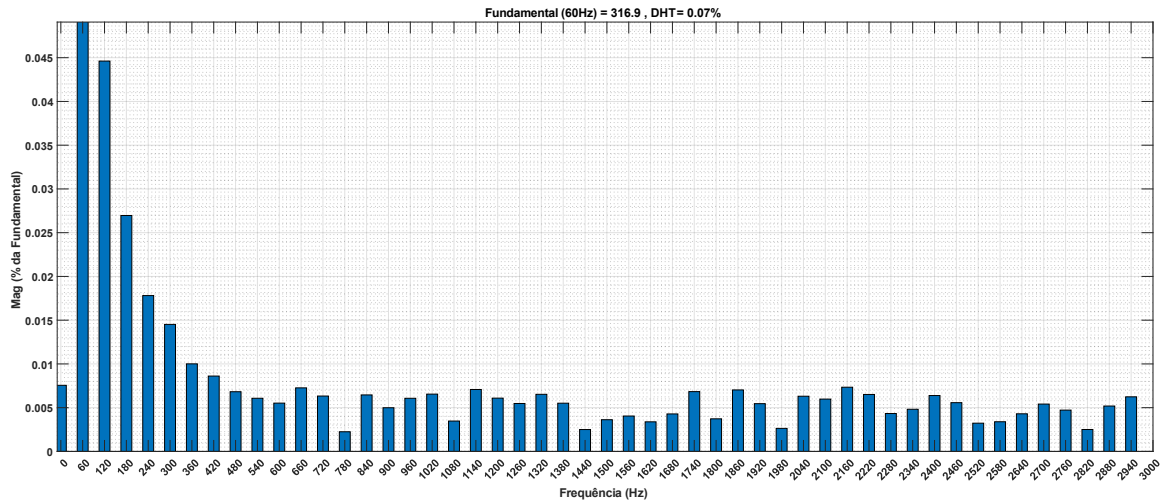
Figura 39 - Tensão de saída LCL



Fonte: Próprio Autor

Na Figura 40, a análise espectral pós-filtro LCL para a modulação PD-PWM destaca a eficiência do sistema em reduzir os harmônicos a níveis desprezíveis. A componente fundamental em 60 Hz permanece dominante, enquanto as componentes harmônicas são significativamente atenuadas, resultando em uma DHT calculada em 0,07%. Esse valor evidencia a conformidade com os padrões normativos de qualidade de energia, como os especificados pela norma IEEE 519.

Figura 40- Análise FFT da Tensão de Saída do filtro LCL (PD-PWM)



Fonte: Próprio Autor

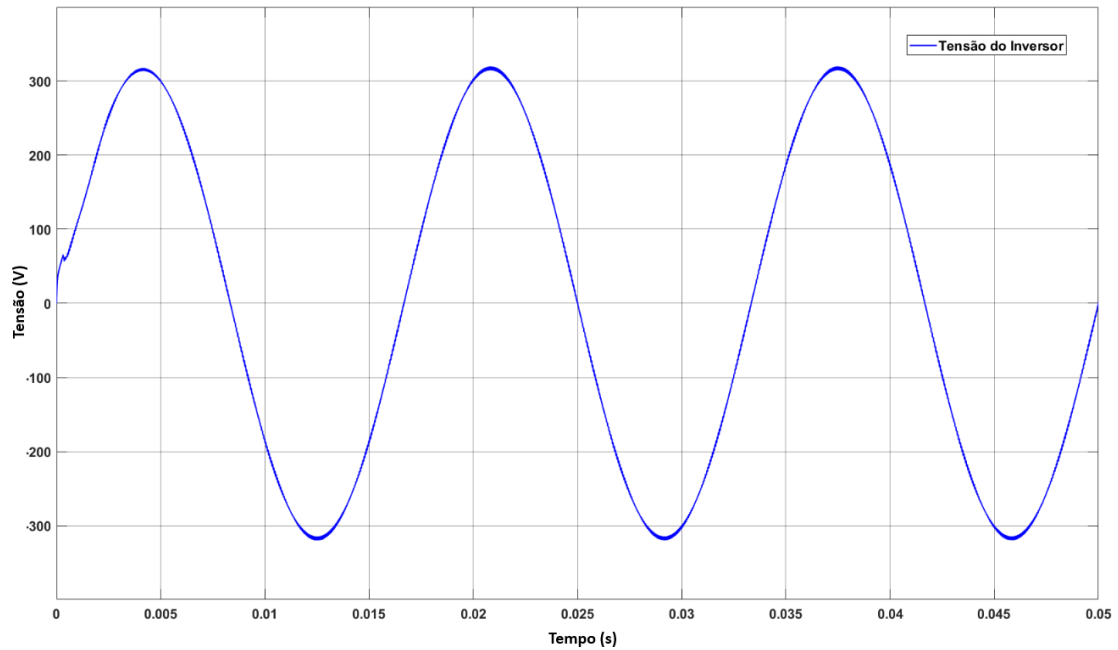
O desempenho observado demonstra que a estratégia de modulação PD-PWM, aliada ao filtro LCL, proporciona uma solução robusta e eficiente para aplicações em inversores multiníveis. A capacidade do filtro em concentrar os harmônicos em faixas de frequência específicas e atenuá-los de forma eficaz assegura a estabilidade do sistema e a qualidade da forma de onda de saída, minimizando os impactos na rede elétrica e garantindo alto desempenho operacional. Esses resultados confirmam a viabilidade do sistema para aplicações conectadas à rede elétrica que exigem alta confiabilidade e eficiência energética.

3.3.3. Tensão de Saída para Modulação POD-PWM

A análise dos resultados apresentados nas Figuras 41 e 42 evidencia a eficiência do filtro LCL na redução das distorções harmônicas presentes na tensão de saída do inversor. A Figura 41 mostra a forma de onda da tensão de saída do inversor após o filtro LCL, exibindo

um comportamento bastante senoidal, demonstrando a eficácia do sistema na filtragem de componentes harmônicas.

Figura 41 - Tensão de saída LCL

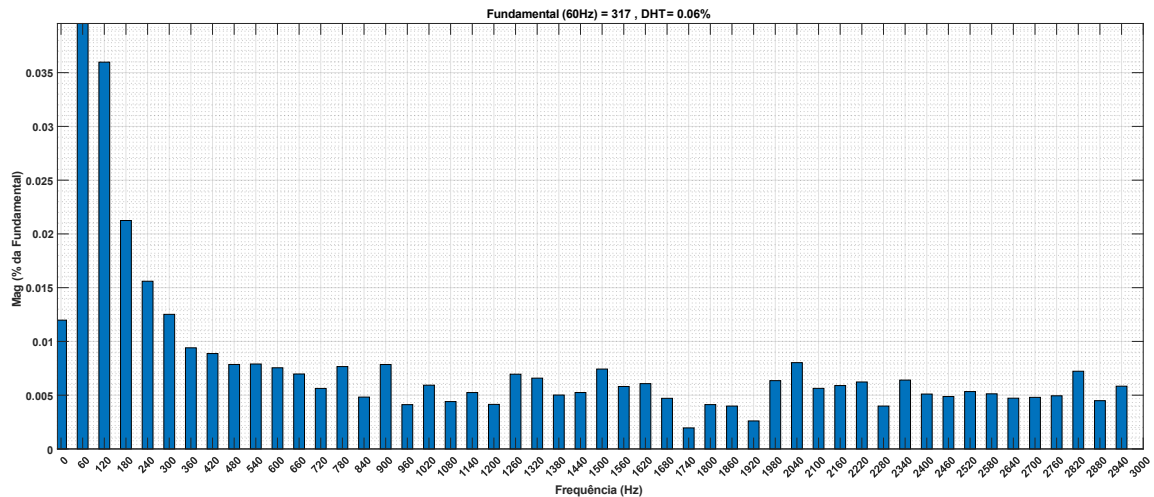


Fonte: Próprio Autor

Na Figura 42, a análise espectral pós-filtro LCL para a modulação POD-PWM demonstra a eficiência do sistema em minimizar os harmônicos. A componente fundamental em 60 Hz mantém-se predominante, enquanto as componentes harmônicas foram significativamente reduzidas, resultando em uma DHT de 0,06%. Esse valor reflete a alta

qualidade da saída do inversor, atendendo aos padrões normativos exigidos, como os definidos pela norma IEEE 519.

Figura 42- Análise FFT da Tensão de Saída do filtro LCL 3kHz (POD-PWM)



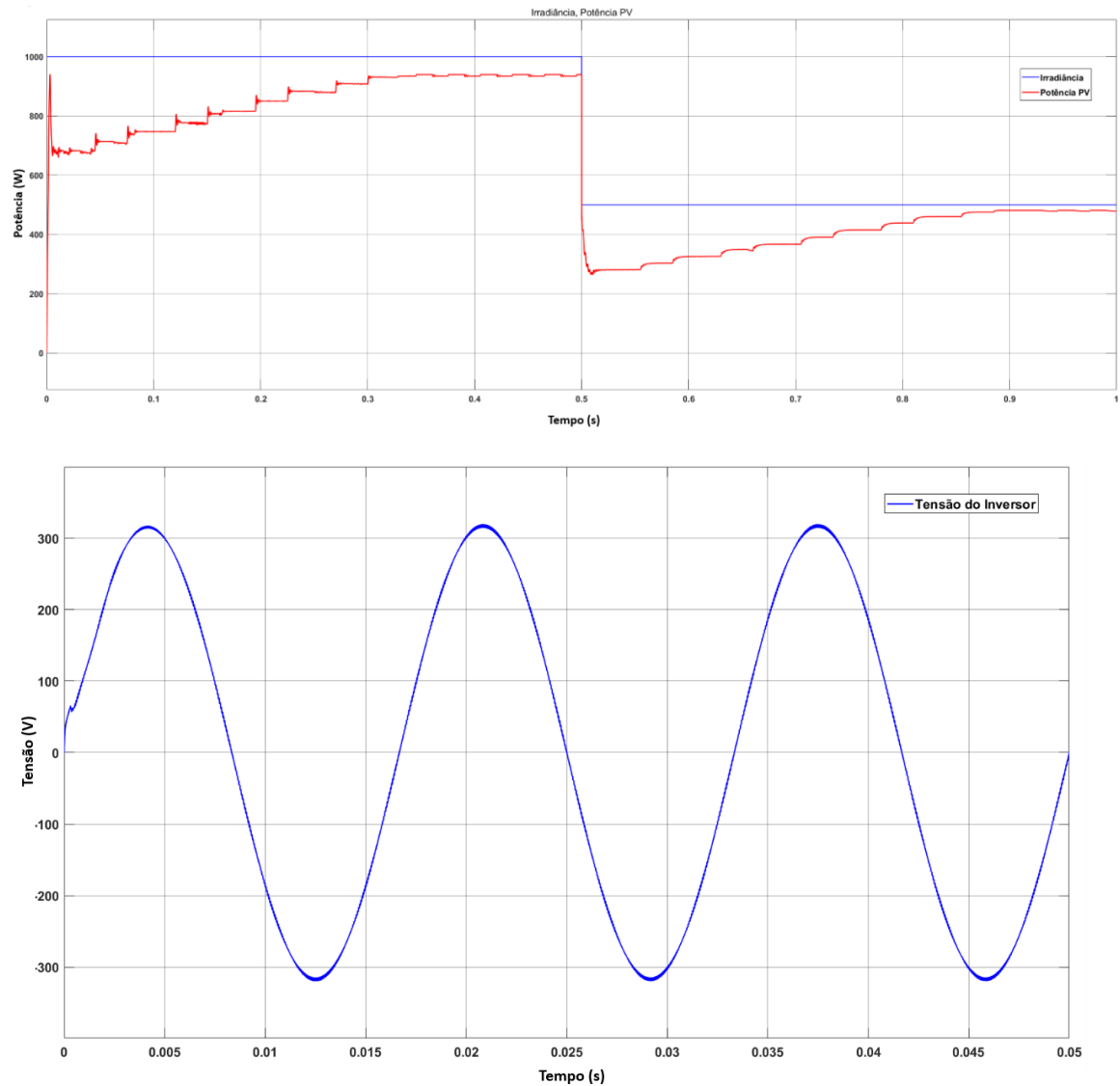
Fonte: Próprio Autor

Esse resultado destaca a robustez da modulação POD-PWM associada ao filtro LCL, que atua de forma eficaz para mitigar os harmônicos gerados pelo inversor. A distribuição controlada e a atenuação eficiente das componentes harmônicas confirmam a estabilidade do sistema e garantem uma forma de onda de saída com alta qualidade, adequada para aplicações em sistemas conectados à rede elétrica. A modulação POD-PWM, em conjunto com o filtro, mostra-se uma solução confiável e eficiente, ideal para sistemas que demandam elevado desempenho e conformidade com normas de qualidade de energia.

3.3.4. Tensão de saída para Modulação APOD-PWM

A análise da forma de onda da tensão de saída pós-filtro LCL, ilustrada na Figura 43, evidencia a eficiência do filtro em suavizar as componentes harmônicas da tensão gerada pelo inversor a uma forma de onda senoidal. A estratégia de modulação APOD-PWM, utilizada nesse cenário, apresenta um desempenho notável ao deslocar os harmônicos para frequências mais altas, permitindo que o filtro LCL desempenhe seu papel de mitigação de maneira eficaz.

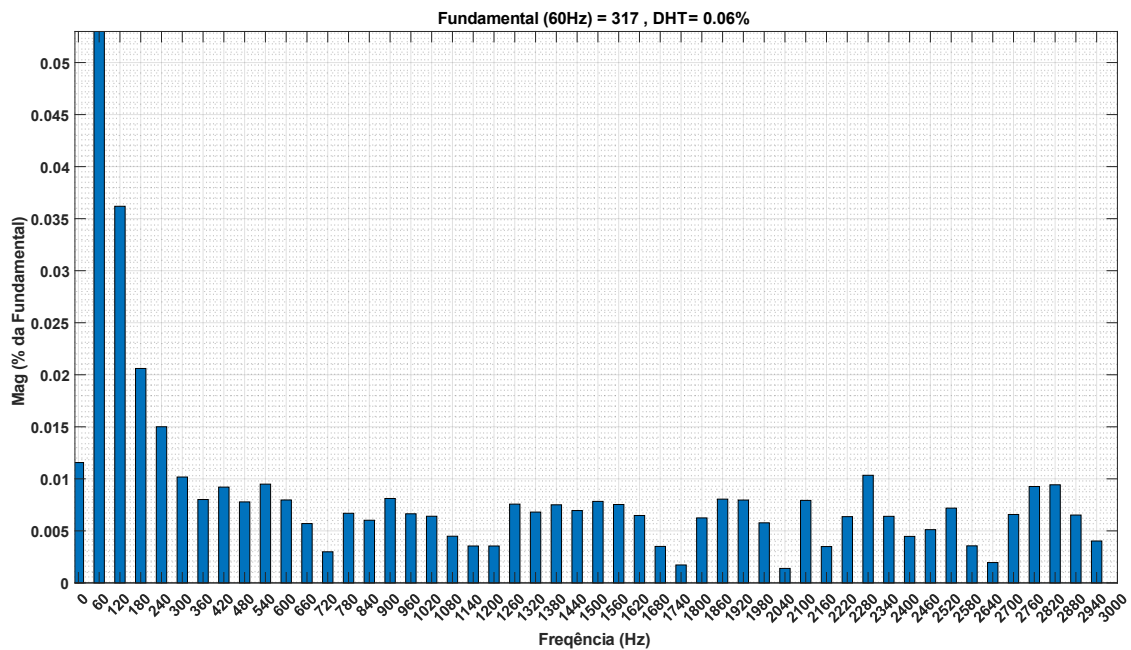
Figura 43 - Tensão de saída LCL



Fonte: Próprio Autor

Na Figura 44, a análise espectral pós-filtro LCL para a modulação APOD-PWM demonstra resultados expressivos na mitigação de harmônicos. A componente fundamental em 60 Hz permanece dominante, enquanto as amplitudes das componentes harmônicas são reduzidas a níveis insignificantes, resultando em uma DHT de 0,06%. Esse valor confirma a eficiência do filtro LCL em proporcionar alta qualidade na tensão de saída do inversor, garantindo conformidade com normas como a IEEE 519.

Figura 44 - Análise FFT da Tensão de Saída do filtro LCL até 3kHz (APOD-PWM)



Fonte: Próprio Autor

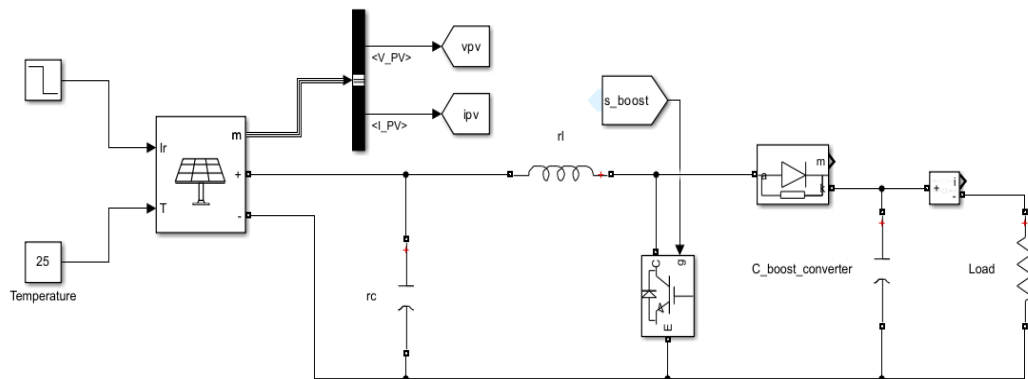
Os resultados obtidos evidenciam que a estratégia de modulação APOD-PWM, em conjunto com o filtro LCL, oferece uma solução confiável e eficiente para aplicações em inversores multiníveis conectados à rede elétrica. A atenuação significativa dos harmônicos demonstra que a integração entre modulação e filtragem é capaz de assegurar estabilidade e eficiência do sistema, contribuindo para o fornecimento de energia com excelente qualidade e conformidade com os requisitos técnicos.

3.4. Rastreamento do Ponto de Máxima Potência

Para validar o algoritmo MPPT, foi realizada uma simulação, conforme ilustrado na Figura 45, utilizando um sistema fotovoltaico simplificado composto por painéis conectados a um conversor *Boost*. A análise concentrou-se na avaliação da capacidade do controle em rastrear o ponto de máxima potência durante variações de irradiância, um aspecto crítico para a operação eficiente de sistemas fotovoltaicos reais. Essa abordagem proporcionou resultados

consistentes, comprovando a eficácia do MPPT em condições dinâmicas e reforçando sua aplicabilidade em cenários práticos.

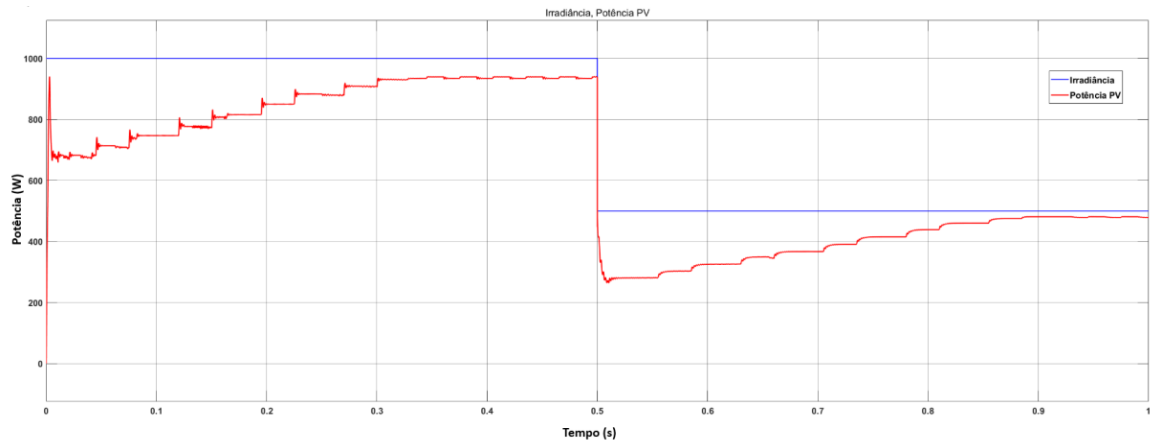
Figura 45 – Conversor *Boost* com Arranjo PV



Fonte: Próprio Autor

A Figura 46, demonstra o comportamento do sistema fotovoltaico diante de uma variação abrupta de irradiância, simulada por um degrau descendente de 1000 W/m^2 para 500 W/m^2 . Inicialmente, a potência gerada pelo painel permanece estável próximo ao ponto de máxima potência para a irradiância de 1000 W/m^2 , evidenciando que o algoritmo MPPT opera de forma eficiente nesse intervalo. Com a redução da irradiância, observa-se uma queda abrupta na potência do painel, seguida por uma rápida recuperação conforme o algoritmo ajusta o ciclo de trabalho do conversor *Boost*. Este comportamento destaca a capacidade do controle de rastrear o novo ponto de MPP, mesmo em condições de transientes significativos, demonstrando a robustez e a eficácia do sistema no ajuste dinâmico da potência gerada.

Figura 46 - Irradiação e Potência PV

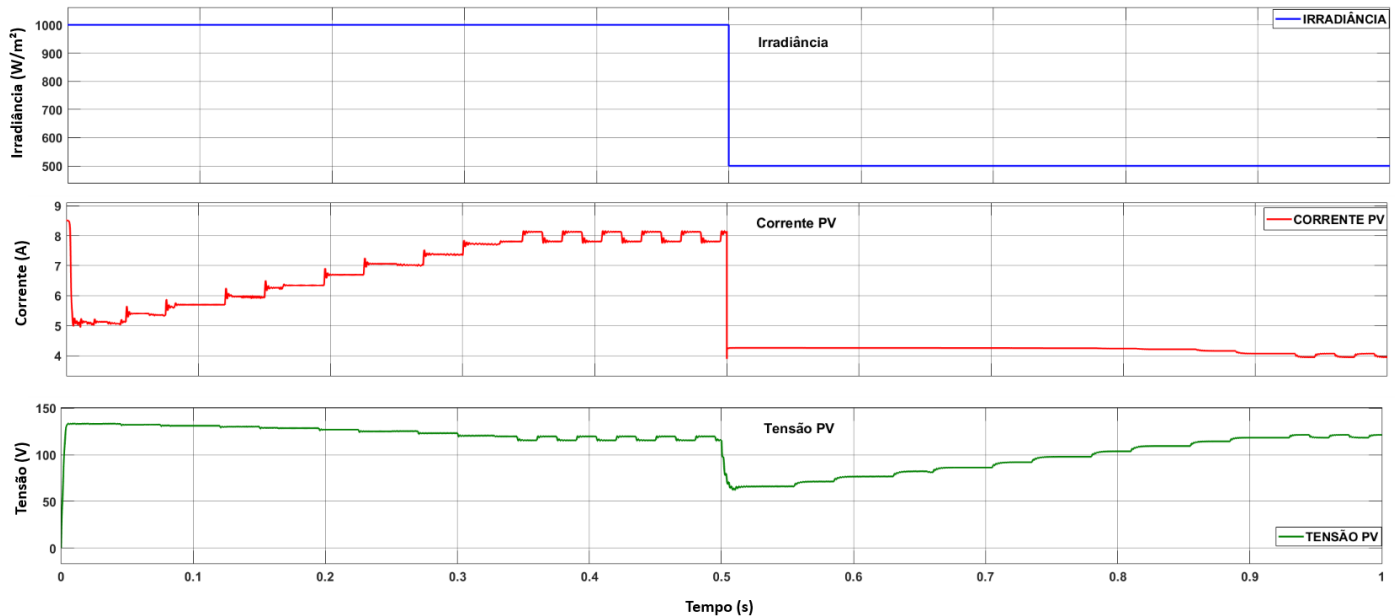


Fonte: Próprio Autor

A Figura 47 apresenta a resposta dinâmica do sistema fotovoltaico ao degrau de irradiação, evidenciando o comportamento da corrente e da tensão do painel em relação às condições impostas. A corrente do painel reage de maneira imediata à redução da irradiação, diminuindo proporcionalmente e estabilizando-se em um novo valor correspondente ao ponto de operação ajustado pelo algoritmo MPPT. Esse comportamento destaca a alta sensibilidade da corrente à irradiação incidente, característica intrínseca dos módulos fotovoltaicos.

A tensão do painel, por outro lado, apresenta uma transição mais suave. Inicialmente, ocorre uma leve oscilação, seguida por um ajuste gradual até estabilizar-se em um novo ponto, próximo ao valor de máxima potência correspondente à irradiação reduzida. Essa estabilidade reforça a capacidade do controle MPPT de rastrear e operar adequadamente no novo MPP.

Figura 47 - Corrente e Tensão PV



Fonte: Próprio Autor

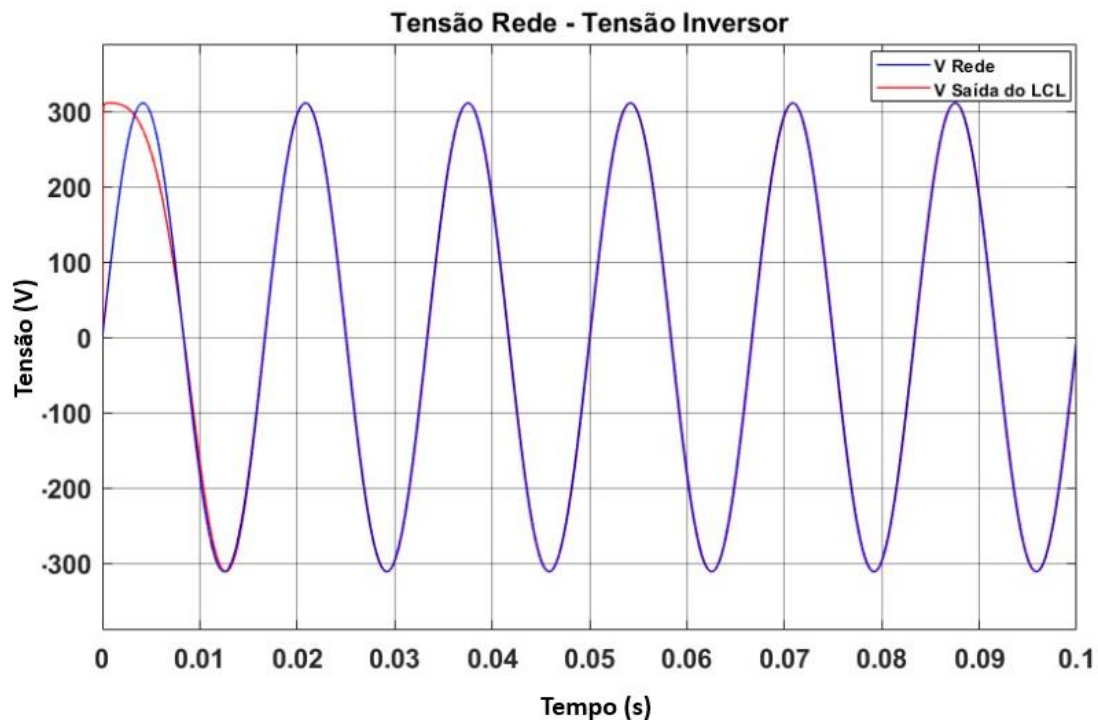
Ao relacionar a corrente e a tensão, observa-se que, embora a corrente apresente uma redução significativa, a tensão varia em uma faixa mais restrita. Isso demonstra que o MPPT atua de forma eficiente para balancear as grandezas, garantindo a extração máxima de energia do arranjo fotovoltaico. O controle rápido e preciso da tensão e corrente pelo conversor *Boost* assegura que o sistema opere de forma otimizada, minimizando perdas de potência.

3.5. Sincronismo com a Rede Elétrica

Os resultados obtidos na análise do sincronismo do MLI-CHB com a rede elétrica, apresentados na Figura 48, evidenciam a eficácia do sistema de controle baseado em PLL. A tensão de saída do filtro LCL foi comparada com a tensão da rede elétrica, e os dados mostram um alinhamento preciso entre ambas as formas de onda em termos de fase e amplitude. Esse comportamento demonstra que o sistema é capaz de ajustar dinamicamente o ângulo de fase, acompanhando as variações da frequência da rede com alta precisão.

A estabilidade do sincronismo foi mantida durante toda a operação, sem desvios perceptíveis na sincronia das tensões, conforme ilustrado na Figura 38, o que é crucial para evitar oscilações ou incompatibilidades que possam comprometer a integração do inversor à rede elétrica. Esse desempenho é especialmente relevante para aplicações conectadas à rede, onde a conformidade com padrões de qualidade, como os estabelecidos pela IEEE 519, é fundamental.

Figura 48 - Sincronismo do Inversor com a Rede



Fonte: Próprio Autor

Além disso, o sincronismo eficiente contribui para a redução de correntes de circulação entre o inversor e a rede, garantindo uma operação segura e estável do sistema. Esses resultados confirmam que o sistema implementado atende às exigências para integração com a rede, validando a capacidade do PLL em controlar o MLI-CHB em condições típicas de operação.

4. CONCLUSÕES GERAIS

As conclusões deste trabalho abrangem uma análise detalhada de estratégias de modulação aplicadas a inversores multiníveis em cascata de 7 níveis, considerando tanto os resultados das simulações quanto o desenvolvimento de um algoritmo de MPPT. A pesquisa foi estruturada para atender aos requisitos normativos estabelecidos pelo PRODIST e contribuir para a melhoria da qualidade de energia em sistemas conectados à rede elétrica.

Um aspecto central deste estudo foi o desenvolvimento e a análise de um algoritmo de MPPT baseado na técnica P&O, inicialmente implementado em um conversor boost para validar sua eficácia. O algoritmo demonstrou robustez ao ajustar a tensão de referência com base na variação de potência e tensão dos painéis fotovoltaicos, maximizando a extração de energia em condições normais de operação. No entanto, em cenários de sombreamento parcial, foi constatado que métodos clássicos como o P&O podem convergir para máximos locais, especialmente em sistemas com múltiplos joelhos nas curvas $P - V$ e $I - V$. Isso destaca a necessidade de estratégias mais avançadas para lidar com as complexidades introduzidas por essas condições dinâmicas. Apesar de o algoritmo não ter sido implementado diretamente no MLI-CHB devido à alta complexidade de simulação conectada à rede, sua validação no conversor boost oferece uma base sólida para futuras aplicações.

No contexto das estratégias de modulação, as análises indicaram que as variações do LS-PWM (PD-PWM, POD-PWM e APOD-PWM) apresentaram resultados superiores ao PS-PWM, especialmente em termos de DHT. Enquanto o PS-PWM alcançou uma DHT de 0,67% até 1 kHz e 0,70% até 3 kHz, os melhores desempenhos foram observados com as variações do LS-PWM. A APOD-PWM destacou-se como a modulação mais eficiente, com uma DHT de 0,68% até 1 kHz e 0,78% até 3 kHz, demonstrando uma forma de onda de saída de alta qualidade e deslocamento eficiente dos harmônicos para frequências mais altas. A POD-PWM apresentou um desempenho equilibrado, com uma DHT de 0,68% até 1 kHz e 0,75% até 3 kHz, combinando simplicidade e eficiência. Por sua vez, a PD-PWM demonstrou um comportamento adequado para aplicações menos exigentes, com uma DHT de 0,75% até 1 kHz e 0,83% até 3 kHz.

As análises pós-filtro LCL reforçaram a robustez do sistema em reduzir significativamente os harmônicos, atingindo valores de DHT de 0,06% para as modulações PS-PWM, POD-PWM e APOD-PWM, e 0,07% para a modulação PD-PWM. Esses resultados evidenciam que a integração de estratégias de modulação eficientes com um filtro LCL bem projetado proporciona uma solução robusta e confiável para atender aos requisitos de qualidade de energia.

As simulações realizadas consideraram fontes de tensão contínuas e constantes, o que simplificou a análise das modulações no MLI-CHB de 7 níveis. No entanto, em cenários reais, como sistemas fotovoltaicos sujeitos a sombreamento parcial e cargas variáveis, os desafios tornam-se mais complexos. Fatores como o balanceamento de potência entre inversores, flutuações nas características das fontes e a dinâmica do sistema precisam ser abordados, destacando a necessidade de estudos complementares para validar o comportamento das modulações e do algoritmo de MPPT em condições práticas, com a inclusão de estratégias de controle adaptativas e mais robustas.

Adicionalmente, ao analisar as variações do LS-PWM aplicadas ao MLI-CHB, foi possível observar que a APOD-PWM obteve o melhor desempenho em termos de DHT. A técnica não apenas demonstrou superioridade na minimização das distorções harmônicas, mas também no deslocamento eficiente dos harmônicos para frequências mais altas, o que facilita o processo de filtragem e reduz os impactos na qualidade da energia. A POD-PWM destacou-se pelo equilíbrio na distribuição harmônica, refletindo uma escolha confiável para aplicações em sistemas de potência avançados. Embora o PS-PWM tenha apresentado resultados consistentes, a análise evidenciou a superioridade das estratégias LS-PWM em termos de desempenho harmônico e qualidade de onda.

A relevância deste estudo está em oferecer um panorama abrangente das estratégias de modulação para inversores multiníveis e suas aplicações em sistemas conectados à rede elétrica. As contribuições fornecem uma base sólida para o desenvolvimento de inversores mais eficientes, capazes de atender às crescentes demandas por energia de alta qualidade. A incorporação dos resultados apresentados a projetos futuros pode impulsionar a criação de

equipamentos mais acessíveis e tecnologicamente avançados, otimizando custos sem comprometer a eficiência.

Por fim, o trabalho reforça a importância de associar as técnicas de modulação e algoritmos de controle, como o MPPT, ao desenvolvimento de sistemas energéticos que atendam aos desafios reais do mercado. Este estudo contribui não apenas para avanços tecnológicos na área de eletrônica de potência, mas também para a entrega de soluções que garantam energia confiável e de qualidade ao consumidor final, reforçando o compromisso com a sustentabilidade e a inovação.

5 . REFERÊNCIAS

- [1] Pieck, M. (2021). **Synopsis of “History and Future of Technology: Can Technology Save Homo Sapiens from Extinction?”** by Robert Ayres, INSEAD. *Technological Forecasting and Social Change*, 164, 120472. ISSN 0040-1625. <https://doi.org/10.1016/j.techfore.2020.120472>
- [2] Ritchie, H., & Roser, M. (2020). **CO₂ emissions**. Publicado online em *OurWorldInData.org*. Disponível em: <https://ourworldindata.org/co2-emissions>.
- [3] Franquelo, L. G., Rodriguez, J., Leon, J. I., Kouro, S., Portillo, R., & Prats, M. A. M. (2008). **The age of multilevel converters arrives**. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 2(2), 28–39. <https://doi.org/10.1109/MIE.2008.923519>
- [4] de Brito, M. A. G., Galotto, L., Sampaio, L. P., Melo, G. d. A. e, & Canesin, C. A. (2013). **Evaluation of the Main MPPT Techniques for Photovoltaic Applications**. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(3), 1156–1167.
- [5] Anu, G., & Fernandez, F. M. (2020). **Identification of Harmonic Injection and Distortion Power at Customer Location**. *2020 19th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, Dubai, United Arab Emirates, pp. 1–5. <https://doi.org/10.1109/ICHQP46026.2020.9177869>
- [6] Lincoln, P. M. (1913). **Wave Form Distortions and their Effects on Electrical Apparatus**. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, XXXII(1), 765–774. <https://doi.org/10.1109/T-AIEE.1913.4765048>
- [7] IEEE (2022). **IEEE Standard for Harmonic Control in Electric Power Systems**. *IEEE Std 519-2022 (Revision of IEEE Std 519-2014)*, pp. 1–31. <https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2022.9848440>
- [8] ANEEL (2021). **Anexo VIII da Resolução Normativa nº 956, de 7 de dezembro de 2021: Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST Módulo 8 – Qualidade do Fornecimento de Energia Elétrica**. Disponível em: https://www2.aneel.gov.br/cedoc/aren2021956_2_7.pdf
- [9] Kumar, R., Kant, P., & Singh, B. (2021). **Modified PWM Technique for a Multi-Pulse Converter Fed Multilevel Inverter Based IM Drive**. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 57(6), 6592–6602. <https://doi.org/10.1109/TIA.2021.3111147>

-
- [10] Rodriguez, J., Lai, J.-S., & Peng, F. Z. (2002). **Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications.** *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(4), 724–738. <https://doi.org/10.1109/TIE.2002.801052>
- [11] Klug, R. D., & Klaassen, N. (2005). **High power medium voltage drives: Innovations, portfolio, trends.** *Conference Record EPE*, Dresden, Germany.
- [12] Bernet, S. (2006). **State of the art and developments of medium voltage converters: An overview.** *Przeglad Elektrotechniczny*, 82(5), 1–10.
- [13] Yang, D., Latchman, H., Tingling, D., & Amarsingh, A. A. (2015). **Design and Return on Investment Analysis of Residential Solar Photovoltaic Systems.** *IEEE Potentials*, 34(4), 11–17. <https://doi.org/10.1109/MPOT.2013.2284602>
- [14] Lin, X., Wang, Y., Pedram, M., Kim, J., & Chang, N. (2014). **Designing Fault-Tolerant Photovoltaic Systems.** *IEEE Design & Test*, 31(3), 76–84. <https://doi.org/10.1109/MDAT.2013.2288252>
- [15] Motamarri, R., Bhookya, N., & Chitti Babu, B. (2021). **Modified grey wolf optimization for global maximum power point tracking under partial shading conditions in photovoltaic system.** *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 49(7), 1884–1901. <https://doi.org/10.1002/cta.3018>
- [16] *Solar Builder Magazine*. **PV Plant Performance Challenges from Near Shading and Complex Terrain.** Disponível em: <https://solarbuildermag.com/news/pv-plant-performance-challenges-from-near-shading-and-complex-terrain/>, acessado em 30/10/2024.
- [17] R. Peña-Alzola, M. Liserre, F. Blaabjerg, M. Ordonez and Y. Yang, "LCL-Filter Design for Robust Active Damping in Grid-Connected Converters," in *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 10, no. 4, pp. 2192-2203, Nov. 2014, doi: 10.1109/TII.2014.2361604.
- [18] P. Sochor and H. Akagi, "Theoretical and Experimental Comparison Between Phase-Shifted PWM and Level-Shifted PWM in a Modular Multilevel SDBC Inverter for Utility-Scale Photovoltaic Applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 5, pp. 4695–4707, Sept.-Oct. 2017, doi: 10.1109/TIA.2017.2704539.

-
- [19] P. Poblete *et al.*, "Predictive Optimal Variable-Angle PS-PWM Strategy for Cascaded H-Bridge Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 71, no. 11, pp. 13556–13566, Nov. 2024, doi: 10.1109/TIE.2024.3370998.
- [20] M. F. da Veiga, A. S. Ferst, I. C. Figueiró, C. B. F. Darui, D. L. P. Feil, and M. M. Colpo, "Análise da Qualidade de Energia em Inversores Fotovoltaicos Operando no Modo de Sobredimensionamento e Subdimensionamento," 2023 XV Brazilian Conference on Quality of Power (CBQEE), São Luiz, Brazil, 2023, pp. 1-8, doi: 10.1109/CBQEE59548.2023.10503979.
- [21] K. Y. Yap, C. R. Sarimuthu, and J. M. -Y. Lim, "Artificial Intelligence Based MPPT Techniques for Solar Power System: A review," *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, vol. 8, no. 6, pp. 1043-1059, Nov. 2020, doi: 10.35833/MPCE.2020.000159.
- [22] HART, Daniel W. *Eletrônica de Potência: análise e projetos de circuitos*. 1ª edição. São Paulo: McGraw-Hill, 2011.
- [23] M. A. Elsharty and H. A. Ashour, "Passive L and LCL filter design method for grid-connected inverters," 2014 IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT Asia), Kuala Lumpur, Malaysia, 2014, pp. 13-18, doi: 10.1109/ISGT-Asia.2014.6873756.
- [24] O. Husev, D. Vinnikov, S. Kouro, F. Blaabjerg, and C. Roncero-Clemente, "Dual-Purpose Converters for DC or AC Grid as Energy Transition Solution: Perspectives and Challenges," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 18, no. 1, pp. 46-57, Mar. 2024, doi: 10.1109/MIE.2022.3230219.