

UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO
CENTRO TECNOLÓGICO
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

Dissertação de Mestrado

Conversor MPPT de Estágio Único Conectado à Rede Elétrica Baseado no Conversor de Capacitor Flutuante

Guilherme David Muller

VITÓRIA – ES
FEVEREIRO/2023

Guilherme David Muller

Conversor MPPT de Estágio Único Conectado à Rede Elétrica Baseado no Conversor de Capacitor Flutuante

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico, da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Domingos Sávio Lyrio Simonetti

VITÓRIA – ES
FEVEREIRO/2023

Ficha catalográfica disponibilizada pelo Sistema Integrado de Bibliotecas - SIBI/UFES e elaborada pelo autor

M958c Muller, Guilherme David, 1991-
Conversor MPPT de Estágio Único Conectado à Rede Elétrica Baseado no Conversor de Capacitor Flutuante / Guilherme David Muller. - 2023.
91 f. : il.

Orientador: Domingos Sávio Lyrio Simonetti.
Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Espírito Santo, Centro Tecnológico.

1. Engenharia elétrica. 2. Eletrônica de potência. 3. Controle eletrônico. 4. Inversores elétricos. 5. Geração de energia fotovoltaica. I. Simonetti, Domingos Sávio Lyrio. II. Universidade Federal do Espírito Santo. Centro Tecnológico. III. Título.

CDU: 621.3

Guilherme David Muller

Conversor MPPT de Estágio Único Conectado à Rede Elétrica Baseado no Conversor de Capacitor Flutuante

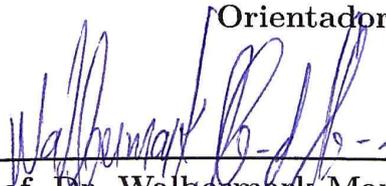
Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico, da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica

Aprovada em 08 de Fevereiro de 2023

COMISSÃO EXAMINADORA:



Prof. Dr. Domingos Sávio Lyrio Simonetti
Universidade Federal do Espírito Santo
Orientador



Prof. Dr. Walbermark Marques dos Santos
Universidade Federal do Espírito Santo
Examinador



Prof. Dr. Arthur Eduardo Alves Amorim
Instituto Federal do Espírito Santo
Examinador

*Dedico este trabalho ao meu pai e minha mãe que nunca mediram esforços para me dar o
melhor.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente à Deus, àquele que é o detentor de todo o conhecimento, àquele que fez esse sonho ser possível.

Ao meu orientador Domingos Sávio Lyrio Simonetti, pela enorme colaboração, paciência e dedicação por ter me ajudado nessa jornada demonstrando ser um exemplo de seriedade profissional.

À minha amada esposa, Amanda, pelo apoio e compreensão em entender as minhas ausências.

À minha família, que sempre acreditou em mim e me incentivou a nunca parar.

Aos colegas de trabalho do IFES pelo suporte necessário para o desenvolvimento desta pesquisa.

Muito obrigado a todos!

... precisamos enxergar que somos pérolas únicas no teatro da vida e entender que não existem pessoas de sucesso ou pessoas fracassadas. O que existe são pessoas que lutam pelos seus sonhos ou desistem deles.

(Augusto Cury)

RESUMO

Considerando a tendência atual de crescimento dos sistemas baseados em fontes renováveis de energia, principalmente a geração distribuída fotovoltaica (GDs), novas topologias de conversores CC-CA estão sendo desenvolvidas para os sistemas de conversão com foco nas estruturas de conversores multiníveis, com a finalidade de aumentar a eficiência a um menor custo possível. Neste trabalho é descrito uma revisão bibliográfica sobre o processamento da energia fotovoltaica, incluindo o funcionamento do sistema solar, métodos MPPT, tipos de conversores utilizados e estratégias de modulação. Após a revisão, é apresentada uma nova topologia de inversor CC-CA de estágio único conectada à rede, inspirado na célula do conversor multinível de capacitor flutuante. Todos os componentes do conversor proposto foram dimensionados e, para a validação, uma estrutura de simulação foi elaborada utilizando o controle MPPT através do algoritmo de condutância incremental atuando apenas no ângulo do sinal modulante, com índice de modulação unitário. Como estratégia de modulação, foi utilizada a modulação PWM com duas portadoras deslocadas em fase (PS-PWM). O sistema foi simulado no ambiente MATLAB[®]/Simulink para um sistema fotovoltaico de 6,4 kW a 25 °C e submetido a alterações da irradiância para a análise do comportamento e desempenho do conversor.

Palavras-chave: Energia Fotovoltaica; MPPT; Conversor Multinível Capacitor Flutuante; Estágio Único; Estratégia de Controle.

ABSTRACT

Considering the current trend of growth of systems based on renewable energy sources, mainly photovoltaic distributed generation (DG's), new topologies of DC-AC converters are being developed for conversion systems with a focus on multilevel converter structures, in order to increase efficiency at the lowest possible cost. This work describes a literature review on photovoltaic energy processing, including the operation of the solar system, MPPT methods, types of converters used and modulation strategies. After the review, a new grid-connected single-stage DC-AC inverter topology is presented, inspired by the flying capacitor multilevel converter cell. All components of the proposed converter were dimensioned and, for validation, a simulation structure was developed using the MPPT control through the incremental conductance algorithm acting only on the modulating signal angle, with unit modulation index. As a modulation strategy, PWM modulation with two phase shifted carriers (PS-PWM) was used. The system was simulated in the MATLAB[®]/Simulink environment for a 6.4 kW photovoltaic system at 25 °C and subjected to changes in irradiance to analyze the behavior and performance of the converter.

Keywords: Photovoltaics; MPPT; Flying Capacitor Multilevel Converter; Single Stage; Control Strategy.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Produção da energia solar e renovável como parte da energia global 2015-2021	18
Figura 2 – Capacidade instalada total da geração distribuída solar e renovável no Brasil no período de Jan/2016 a Dez/2022	19
Figura 3 – Diagrama de blocos de geração fotovoltaica	20
Figura 4 – Topologia Proposta	22
Figura 5 – Circuito equivalente da célula fotovoltaica	23
Figura 6 – Curvas I-V e P-V de um módulo fotovoltaico sob: (a) variação da irradiância; (b) variação da temperatura	25
Figura 7 – Curvas IxV e PxV do módulo fotovoltaico Soltech 1STH-215-P a 25 °C	26
Figura 8 – Esboço da técnica P&O	28
Figura 9 – Esboço da técnica CI	29
Figura 10 – Sistema fotovoltaico conectado ao conversor CC-CA monofásico em ponte completa	30
Figura 11 – Tensão de saída VAB do conversor <i>full-bridge</i> com chaves acionadas em 180°	31
Figura 12 – Topologia de conversor CC-CA: (a) 2 estágios; (b) 1 estágio	31
Figura 13 – Inversor monofásico conectado à rede com diferentes topologias de filtros: (a) L; (b) LC; (c) LCL	33
Figura 14 – Exemplo genérico de conversores multiníveis	36
Figura 15 – Forma de onda para o inversor multinível genérico: (a) 3 níveis; (b) 5 níveis	37
Figura 16 – Classificação básica dos inversores multiníveis	38
Figura 17 – Braço inversor NPC de três níveis	39
Figura 18 – Braço Inversor FC de Três Níveis	41
Figura 19 – Conversor em cascata de conversores <i>full-bridge</i> , de 7 níveis de tensão .	43
Figura 20 – Forma de onda do inversor em cascata - 7 níveis	44
Figura 21 – Submódulo MMC	45
Figura 22 – Modulação por largura de pulso (PWM) bipolar	46
Figura 23 – Modulações com deslocamento de nível para conversores de 5 níveis de tensão	47
Figura 24 – Modulação com deslocamento de fase para conversores de 5 níveis de tensão	48
Figura 25 – Regiões de modulação	49
Figura 26 – Topologia Proposta	52

Figura 27 – Técnica de Modulação PS-PWM para conversores de 3 níveis	53
Figura 28 – Modulador PS-PWM	53
Figura 29 – Estágios de Operação - Semiciclo Positivo	55
Figura 30 – Estágios de Operação - Semiciclo Negativo	56
Figura 31 – Circuito equivalente para cálculo do capacitor do barramento CC	58
Figura 32 – Tensão de entrada V_{in}	59
Figura 33 – Circuito equivalente do conversor conectado à rede	62
Figura 34 – Diagrama de blocos para o controle da potência ativa injetada na rede	63
Figura 35 – Estratégia simplificada de controle	64
Figura 36 – Curvas PxV para irradiâncias de 1000 W/m ² e 400 W/m ² , 25 °C	68
Figura 37 – Sistema de potência do conversor	69
Figura 38 – Sistema de controle do conversor	69
Figura 39 – Equacionamento das portadoras: (a) portadora 1; (b) portadora 2	70
Figura 40 – Potência ativa entregue pelo sistema solar variando a irradiância de 1000 W/m ² para 400 W/m ² em t=1,5 s	70
Figura 41 – Tensão da rede e corrente entregue para irradiância de 1000 W/m ²	71
Figura 42 – Tensão da rede e corrente entregue para irradiância de 400 W/m ²	71
Figura 43 – Potência ativa entregue pelo sistema solar com degrau de irradiância de 1000 W/m ² a 100 W/m ²	72
Figura 44 – Espectro harmônico da corrente injetada na rede para uma irradiância de 1000 W/m ²	73
Figura 45 – Distorção harmônica na corrente de saída com diferentes potências de entrada	73
Figura 46 – Fator de potência no conversor com diferentes potências de entrada	74
Figura 47 – Tensão no barramento CC	74
Figura 48 – Tensão nos capacitores auxiliares	75
Figura 49 – Soma da tensão nos capacitores auxiliares ($C1_a+C1_b$)	75
Figura 50 – Tensão de bloqueio na chave $S2_s$	76
Figura 51 – Tensão de bloqueio na chave $S1_s$	76
Figura 52 – Corrente na chave $S2_s$	77
Figura 53 – Corrente na chave $S1_s$	77
Figura 54 – Tensão de saída do conversor: (a) intervalo de 0,1 segundo; (b) intervalo de 0,01 segundo	78

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros da célula fotovoltaica	24
Tabela 2 – Limite de distorção harmônica de corrente	34
Tabela 3 – Limite de tensão e tempo resposta	35
Tabela 4 – Tensão de saída da célula NPC em função do estado das chaves	40
Tabela 5 – Tensão de saída da célula FC em função do estado das chaves	42
Tabela 6 – Parâmetros para cálculo da capacitância do barramento CC	65
Tabela 7 – Parâmetros para cálculo dos capacitores auxiliares	65
Tabela 8 – Parâmetros para cálculo do filtro de saída	66
Tabela 9 – Parâmetros utilizados na simulação	68
Tabela 10 – Tensão, Corrente e Potência no PMP do módulo FV 1STH-215-P - 25 °C	90
Tabela 11 – Tensão, Corrente e Potência no PMP do conjunto de 2 <i>strings</i> de 15 módulos totalizando 30 módulos FV 1STH-215-P - 25 °C	90

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
APOD-PWM	<i>Alternative Phase Opposition Disposition - Pulse Width Modulation</i>
CA	Corrente Alternada
CB-PWM	<i>Carrier Based - Pulse Width Modulation</i>
CC	Corrente Contínua
CI	Condutância Incremental
CHB	<i>Cascaded H-Bridge</i>
CSI	<i>Current Source Inverter</i>
FC	<i>Flying Capacitor</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
fp	Fator de Potência
FV	Fotovoltaico(a)
GD	Geração Distribuída
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Enginners</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MMC	<i>Multilevel Modular Converters</i>
MMGD	Micro e Mini Geração Distribuída
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i>
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
PD-PWM	<i>Phase Disposition - Pulse Width Modulation</i>

P&O	Perturbe e Observe
PMP	<i>Ponto de Máxima Potência</i>
POD-PWM	<i>Phase Opposition Disposition - Pulse Width Modulation</i>
PS-PWM	<i>Phase Shift - Pulse Width Modulation</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SVM	<i>Space Vector Modulation</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

θ	Ângulo do deslocamento entre a moduladora e a portadora
θ_p	Ângulo de deslocamento entre portadoras
δ_s	Ângulo de fase do sinal de controle
C_{aux}	Capacitores auxiliares
C_{cc}	Capacitor do barramento CC
I_{cc}	Corrente de entrada do inversor
I_{pkpk}	Corrente de pico a pico
I_{pv}	Corrente equivalente fotogerada pelos módulos fotovoltaicos
I_0	Corrente de saída do conversor
α	Deslocamento de fase do inversor
ω_0	Frequência angular da rede
ω_c	Frequência angular da onda portadora triangular
f_{grid}	Frequência da rede
f_{sw}	Frequência de chaveamento
m_a	Índice de modulação de amplitude
m_f	Índice de modulação em frequência
T_s	Período de um ciclo de comutação
P_{ge}	Potência ativa de saída do inversor
P_{mp}	Potência máxima do sistema fotovoltaico
Q_{ge}	Potência reativa de saída do inversor
X_c	Reatância capacitiva
X_g	Reatância indutiva
t_a	Tempo de atualização da simulação

V_{cc}	Tensão de entrada do inversor
V_{in}	Tensão média de entrada do sistema solar
E_{ge}	Tensão de saída do inversor
V_{pv}	Tensão terminal no gerador fotovoltaico
V_{gr}	Tensão na rede

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	18
1.1	Contextualização	18
1.2	Justificativa e Motivação do Tema	21
1.3	Objetivos da Dissertação	21
1.4	Estrutura da Dissertação	22
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	23
2.1	Módulos Fotovoltaicos	23
2.1.1	Curvas I-V e P-V dos Módulos FV	24
2.2	Rastreamento do Ponto de Máxima Potência	26
2.2.1	Perturbe e Observe	27
2.2.2	Condutância Incremental	29
2.3	Conversores CC-CA	29
2.3.1	Número de Estágios	31
2.3.2	Filtros Passivos Para Conversores CC-CA	32
2.3.3	Fator de Distorção Harmônica de Corrente	33
2.4	Regulamentação Brasileira	33
2.4.1	Distorção Harmônica	34
2.4.2	Proteção contra Ilhamento	34
2.4.3	Fator de Potência	34
2.4.4	Tensão de Operação	35
2.5	Conversores Multiníveis	36
2.5.1	Conversor com Diodos de Grampeamento	39
2.5.2	Conversor com Capacitor Flutuante	40
2.5.3	Conversor em Cascata	43
2.6	Técnicas de Modulação	45
2.6.1	Modulação por Largura de Pulso com Múltiplas Portadoras	46
2.6.2	Parâmetros	48
2.6.2.1	Índice de Modulação de Amplitude	48
2.6.2.2	Índice de Modulação de Frequência	49
2.6.2.3	Ângulo de Deslocamento	50
3	METODOLOGIA	51
3.1	Topologia Proposta	51
3.2	Estratégia de Modulação	52

3.2.1	Regiões e Estágios de Operação	54
3.3	Esforços nos Semicondutores	56
3.3.1	Esforços de Tensão	56
3.3.2	Esforços de Corrente	57
3.4	Dimensionamentos dos Componentes Passivos	57
3.4.1	Capacitor do Barramento CC	57
3.4.2	Capacitores Auxiliares	60
3.4.3	Filtro Passa-Baixa de Saída	61
3.5	Estratégia de Controle	61
4	RESULTADOS E DISCUSSÕES	65
4.1	Capacitor do Barramento	65
4.2	Capacitores Auxiliares	65
4.3	Filtro de Saída	66
4.4	Algoritmo MPPT	66
4.5	Resultados de Simulação	67
4.5.1	Simulação com Variação Abrupta de Irradiância	70
4.5.2	Simulação com Variação Suave de Irradiância	72
4.5.3	Principais Formas de Onda do Inversor	74
5	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	79
5.1	Conclusões	79
5.2	Trabalhos Futuros	80
	REFERÊNCIAS	81
	APÊNDICES	86
	APÊNDICE A – FLUXOGRAMA DO MÉTODO CONDUTÂNCIA INCREMENTAL MODIFICADO	87
	APÊNDICE B – MÉTODO MPPT CONDUTÂNCIA INCREMENTAL MODIFI- CADO	88
	APÊNDICE C – GRANDEZAS DO MÓDULO E CONJUNTO FV	90

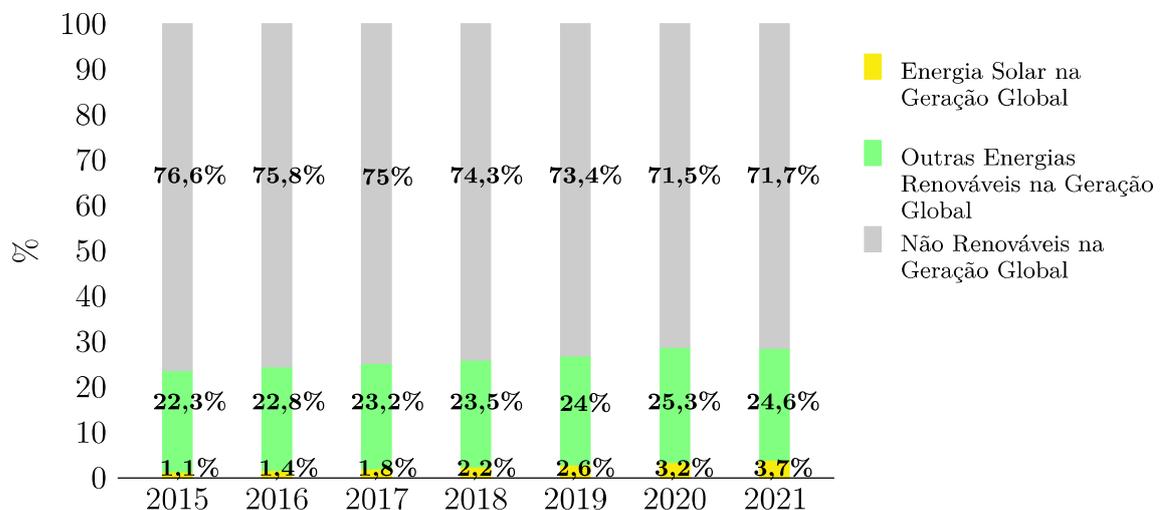
1 INTRODUÇÃO

1.1 Contextualização

No mundo moderno, a qualidade de vida das pessoas está fortemente atrelada à disponibilidade de energia elétrica. As fontes energéticas utilizadas para gerar eletricidade podem ser divididas em três categorias: (1) combustíveis fósseis, (2) combustível nuclear e (3) recursos renováveis. Os combustíveis fósseis geram uma grande variedade de poluentes e sua utilização está associada a problemas ambientais. Como os combustíveis fósseis são fontes não renováveis de energia, há uma preocupação mundial pela substituição gradativa dessa fonte de forma sustentável. As fontes renováveis de energia apresentam recursos que se regeneram ou que se mantêm ativos permanentemente. Em outras palavras, são fontes que apresentam recursos inesgotáveis. São consideradas limpas e apresentam um menor impacto ambiental em relação às fontes convencionais.

Entre todos os recursos renováveis, a energia solar apresenta a maior versatilidade e tem tido a maior expansão. No contexto mundial, a energia solar ultrapassou a marca de 1 TW de capacidade instalada em maio de 2022[1], isso equivale a 1/3 da energia renovável global em capacidade instalada. Essa marca evidencia a performance da renovável, que há 20 anos tinha apenas 2 GW globais conectados à rede e hoje é 500 vezes maior. A projeção é que a capacidade instalada atinja 2 TW até o final de 2025 [1]. Embora a marca mundial de crescimento de energia solar tem sido bem positiva, essa fonte energética foi responsável por apenas 3,7% da produção global de energia em 2021 (Figura 1).

Figura 1 – Produção da energia solar e renovável como parte da energia global 2015-2021



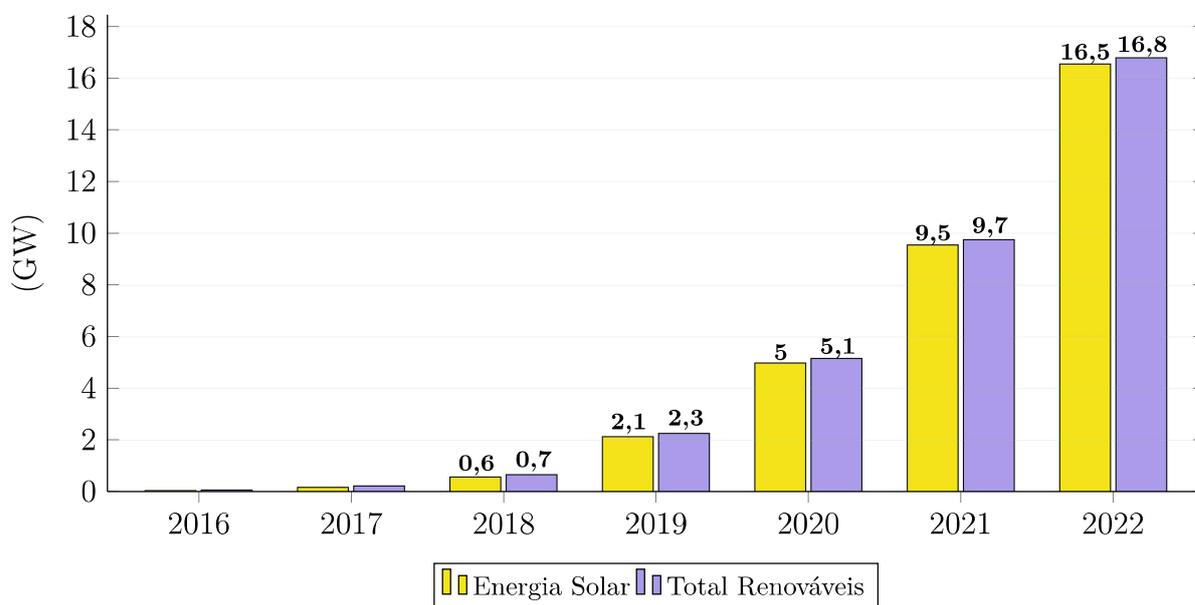
Fonte: Adaptado de [1]

O desafio para a diminuição das fontes não renováveis é grande, mas o mercado mundial para as fontes renováveis e principalmente para a energia solar tem muito espaço ainda para ser explorado, e a constante busca para melhorar a competitividade de custos permitirá que a tecnologia alcance uma participação cada vez maior no âmbito global liderando assim a tendência de transição energética observada.

Acompanhando a tendência mundial, no Brasil, uma grande notoriedade tem sido observada pela geração distribuída solar. A expressão "geração distribuída" tem sido utilizada para caracterizar qualquer forma de geração elétrica (em pequeno porte e conectada ao sistema em nível de tensão de distribuição) localizada próxima ao usuário final. As centrais geradoras distribuídas são classificadas de acordo com a fonte primária e podem ser dos seguintes tipos: central geradora fotovoltaica (UFV), central geradora termelétrica (UTE), central geradora eólica (EOL) e central geradora hidrelétrica (CGH).

Somente em 2021, a produção de energia na MMGD (micro e mini geração distribuída) apresentou um aumento de 84% em relação a 2020, onde as UFV apresentaram a participação de 88,3% do total na geração de energia elétrica distribuída [2]. Na Figura 2 fica evidente o enorme destaque que a MMGD solar tem tido no Brasil.

Figura 2 – Capacidade instalada total da geração distribuída solar e renovável no Brasil no período de Jan/2016 a Dez/2022



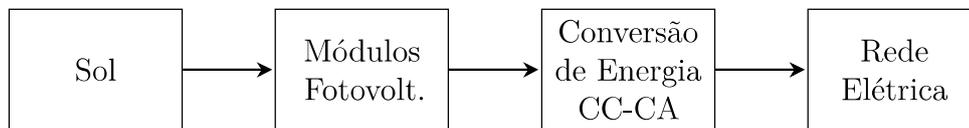
Fonte: Adaptado de [3]

O Brasil é um país de grande potencial para a utilização da fonte solar para geração de energia elétrica, principalmente pelos altos níveis de insolação e extensão territorial. Tais fatores potencializam a atração de investidores e o desenvolvimento de novas tecnologias, permitindo que se vislumbre um papel importante na matriz elétrica para esta fonte. A implantação de sistemas fotovoltaicos em telhados tem aumentado significativamente

nos últimos anos. Especialmente devido ao apoio favorável de políticas públicas, que ocasionou maior acessibilidade aos consumidores residenciais (geração distribuída), a energia fotovoltaica vem ganhando cada vez mais espaço na matriz energética brasileira, impulsionando o país a se desenvolver com sustentabilidade [4].

Com essa forte expansão mundial e nacional da energia solar fotovoltaica, novas tecnologias para o processamento da energia vem sido desenvolvidas com a finalidade de diminuir os custos para implantação e aumento da eficiência. Na Figura 3 é possível observar de maneira simplificada o processo de conversão que ocorre para a utilização final da energia fotovoltaica:

Figura 3 – Diagrama de blocos de geração fotovoltaica



Fonte: Próprio autor

O arranjo de módulos fotovoltaicos gera energia em tensão elétrica contínua (CC) e é necessária uma transformação dessa tensão contínua para alternada (CA), a fim de se conectar à rede elétrica. Esse papel é desempenhado pelos conversores estáticos de energia. Em geral, a energia proveniente do arranjo de módulos é processado por dois estágios, um conversor CC-CC que opera controlado por um algoritmo de busca do ponto de máxima potência (MPPT), mantendo a tensão CC de saída constante, e em seguida, conectado a um conversor CC-CA para a integração à rede.

Com a redução dos preços globais dos sistemas fotovoltaicos, os fabricantes de inversores estão competindo mais intensamente. A tendência geral indica que os inversores estão se tornando mais compactos, com menor peso e mais baratos. Uma maneira de reduzir o tamanho dos inversores é através do uso de dispositivos de comutação de potência de carboneto de silício (SiC) ou nitreto de gálio (GaN) que, por apresentarem menores perdas em condução e na comutação, possibilitam aumentar a frequência de comutação, reduzindo assim o tamanho dos indutores. No entanto, atualmente, a tecnologia ainda é bem cara. Outra forma de reduzir o tamanho é a utilização de tecnologias com inversores multiníveis, que podem diminuir a tensão nominal e as perdas dos dispositivos, consequentemente reduzindo o tamanho dos sistemas de refrigeração e aumentando a frequência equivalente de comutação, acarretando também um menor tamanho para os indutores [5].

Os inversores multiníveis como principal desvantagem, necessitam de mais tecnologia de processamento para o controle, fato que é compensado pela possibilidade de aproveitar os graus extras de liberdade fornecidos pelos estados de comutação adicionais gerados por essas topologias. Aplicados a sistemas fotovoltaicos por exemplo, esses inversores são bem atrativos pois, como não há necessidade de um estágio retificador, o circuito de

potência é bastante reduzido. Além disso, o inversor multinível pode fornecer o controle para rastreamento da potência máxima e fator de potência unitário em apenas um estágio.

1.2 Justificativa e Motivação do Tema

A tendência mundial aponta um grande crescimento da energia solar fotovoltaica. Para tornar essa fonte mais atrativa para os investidores, novas tecnologias tem sido desenvolvidas a fim de diminuir custos e aumentar a eficiência, englobando os módulos fotovoltaicos e inversores. No âmbito dos inversores, destaca-se o estudo e a implementação de novas topologias de conversores CC-CA com novas técnicas de controle inclusive com realimentação instantânea da variável a controlar.

Com um grande leque de conversores CC-CA existentes, e novas topologias sendo elaboradas, a escolha do conversor a ser utilizado no sistema engloba vários fatores, como: custo, potência, qualidade da energia, eficiência, THD_i , entre outros. Seguindo esse avanço tecnológico, a proposta deste trabalho consiste em apresentar um conversor com uma nova topologia de estágio único de conversão CC-CA inspirado no conversor multinível com capacitor flutuante.

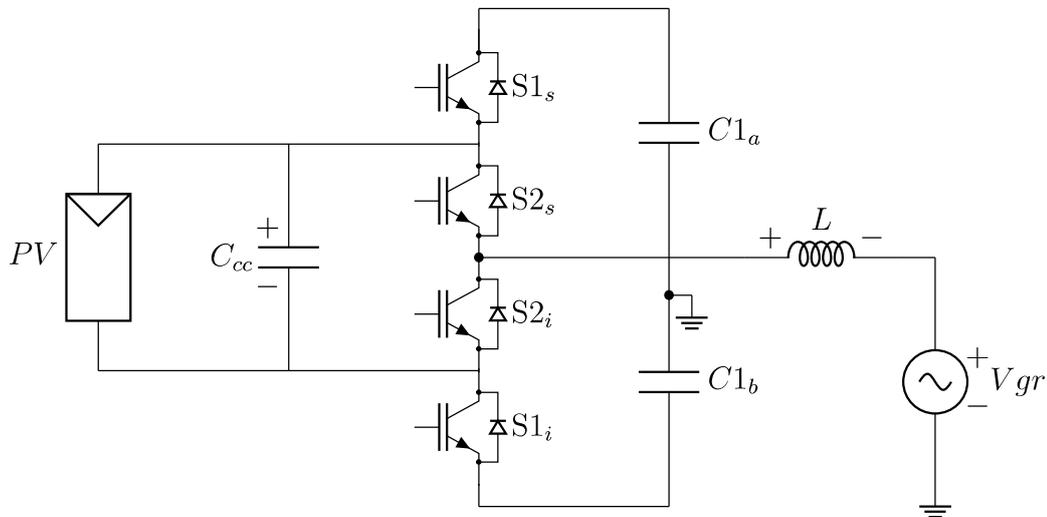
1.3 Objetivos da Dissertação

O objetivo geral deste trabalho é realizar o estudo e simulação de um conversor CC-CA adaptado de uma célula multinível de capacitor flutuante para um conjunto gerador fotovoltaico, utilizando assim uma topologia única. Com essa nova topologia, espera-se o controle do ponto máximo de potência (MPPT) e a injeção de uma corrente senoidal à rede utilizando o controle na modulação PWM. O conversor proposto pode ser visto na Figura 4.

Como objetivos específicos, tem-se:

- Estudar as regulamentações existentes para acesso da geração distribuída fotovoltaica focando nos principais requisitos exigidos pelas normas;
- Desenvolver equações de dimensionamento dos componentes do inversor;
- Análise dos esforços de tensão e corrente nos interruptores;
- Análise dos parâmetros elétricos gerados pelo inversor (corrente, tensão, potência e THD);
- Avaliar o comportamento do fator de potência visto pela rede elétrica em função da variação de potência PV injetada;

Figura 4 – Topologia Proposta



- Examinar a influência da potência PV na THD da corrente injetada na rede;
- Verificar o comportamento do sistema implementado frente à variações de irradiância;
- Comprovar a metodologia de projeto apresentada e averiguar o comportamento do controlador, através de simulações.

1.4 Estrutura da Dissertação

Essa dissertação está organizada em 5 capítulos que seguem a mesma ordem que o trabalho foi desenvolvido. Nesse primeiro capítulo introdutório foi realizada uma contextualização do trabalho e apresentado uma justificativa e motivação para a pesquisa.

No capítulo 2, é desenvolvida uma revisão bibliográfica sobre a energia solar fotovoltaica, métodos de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT), conversores CC-CA, conversores multiníveis de onde se deriva a topologia proposta e estratégias de modulação PWM.

O capítulo 3 contempla a análise das etapas de operação do inversor, em conjunto com as equações, estratégia de modulação, esforços nos semicondutores, dimensionamento dos componentes do inversor, filtro de saída e de controle do inversor proposto.

No capítulo 4 é apresentado o projeto e simulação do inversor proposto, incluindo o dimensionamento dos componentes que farão parte, desenvolvido a partir de especificações pré-definidas e das equações obtidas nos capítulos anteriores. Os resultados de simulação permitem a validação dos resultados teóricos.

Por fim, no capítulo 5, são apresentadas as conclusões do trabalho relacionando os resultados obtidos no capítulo anterior e propostas para trabalhos futuros.

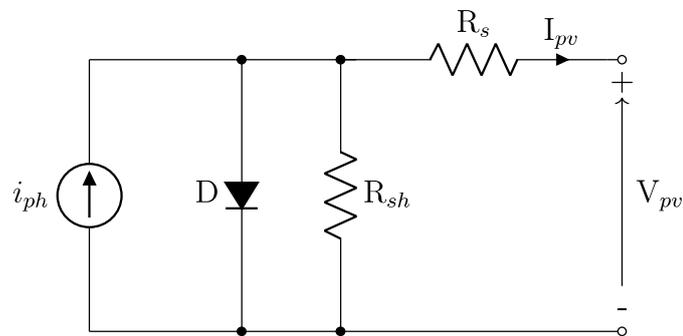
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo é apresentada uma breve revisão bibliográfica sobre módulos fotovoltaicos, métodos MPPT, conversores CC-CA, legislação brasileira acerca dos conversores na geração distribuída, conversores multiníveis e técnicas de modulação.

2.1 Módulos Fotovoltaicos

Um módulo fotovoltaico converte energia solar em energia elétrica contínua em seus terminais em virtude do efeito solar fotovoltaico provocado pela irradiação solar. As características elétricas de um módulo são não lineares e dependem da irradiação solar e temperatura. O módulo fotovoltaico é composto por várias células fotovoltaicas conectadas em série e paralelo. Uma única célula fotovoltaica pode ser modelada por um circuito equivalente como mostrado na Figura 5.

Figura 5 – Circuito equivalente da célula fotovoltaica



Fonte: Adaptado de [6]

Nessa modelagem, a fonte de corrente representa a corrente elétrica produzida através da irradiação solar e o diodo em paralelo representa a junção pn. A corrente de saída pode ser obtida através da equação 2.1 [7].

$$I_{pv} = i_L - i_0 \cdot \left[e^{\frac{q(v_{pv} + i_{pv} \cdot R_s)}{nKT}} - 1 \right] - \frac{v_{pv} + i_{pv} \cdot R_s}{R_{sh}} \quad (2.1)$$

Na equação 2.1, i_{pv} é a corrente de saída da célula cujo valor é função da sua tensão de saída v_{pv} e das variáveis definidas na Tabela 1.

Tabela 1 – Parâmetros da célula fotovoltaica

Variável	Parâmetro
V_{pv}	Tensão de Saída (V)
i_{pv}	Corrente de Saída (A)
R_s	Resistência parasita série (Ω)
R_{sh}	Resistência parasita shunt (Ω)
q	Carga elétrica: $1,6 \times 10^{-19}$ (C)
K	Constante Boltzmann: $1,38 \times 10^{-23}$ (J/K)
T	Temperatura absoluta (K)
n	Fator de idealidade: idealmente $n=1$
I_0	Corrente de saturação reversa da célula = 10^{-12} (A/cm ²)
I_{ph}	Célula de fotocorrente: 35-40 mA/cm ² /Sun para células de Si

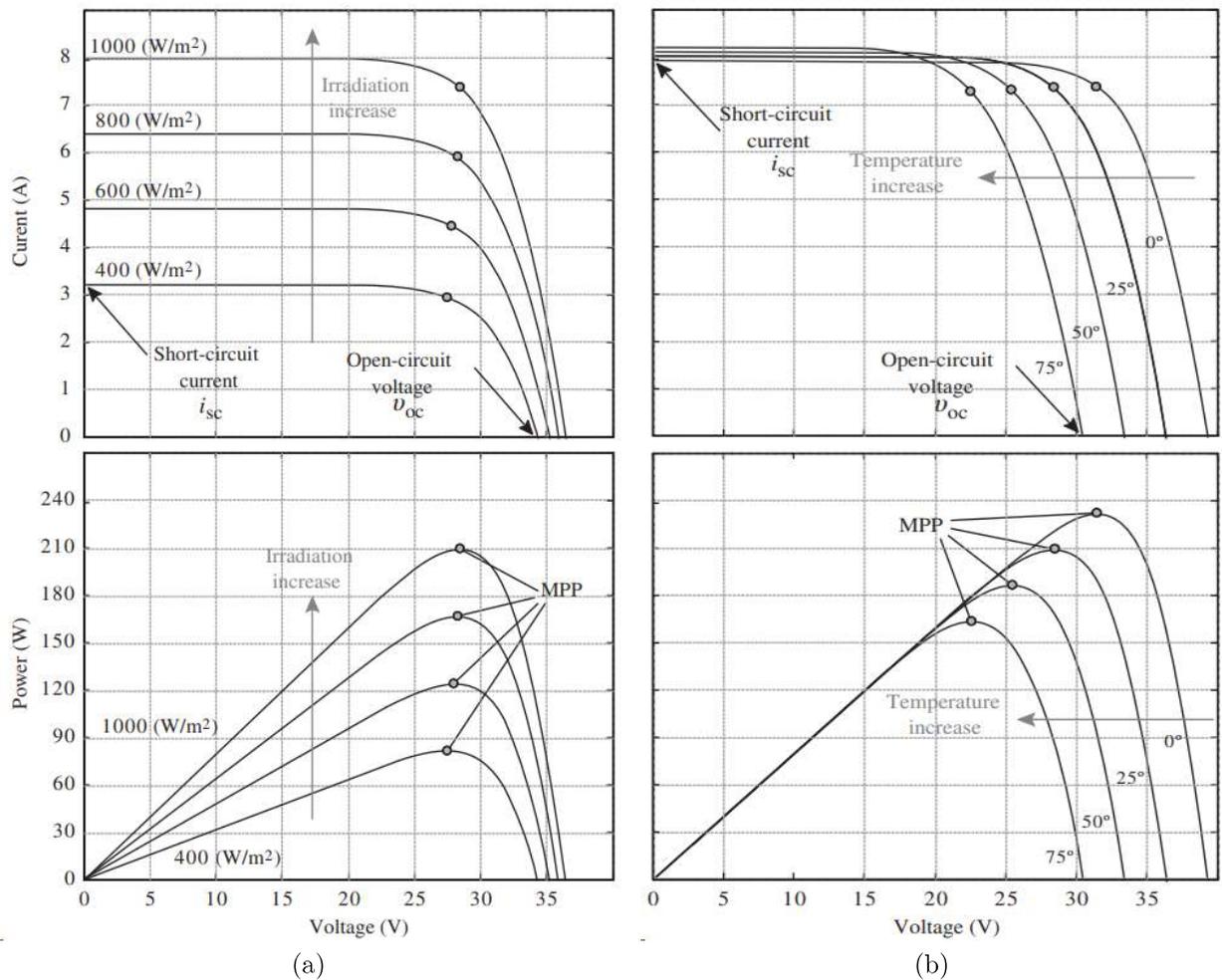
Fonte: Adaptado de [6]

Tecnicamente, os geradores de energia elétrica operam como fonte de corrente ou de tensão. Os módulos fotovoltaicos apresentam um comportamento híbrido. Dependendo do ponto de operação, os módulos podem ser considerados como fonte de tensão ou de corrente. Caso o módulo esteja operando como fonte de tensão, a resistência R_s irá influenciar significativamente no seu desempenho, e na operação como fonte de corrente a resistência R_p tem um maior peso.

2.1.1 Curvas I-V e P-V dos Módulos FV

Os níveis de irradiação solar e a temperatura tem uma influência direta na potência que pode ser extraída dos módulos. As curvas de corrente-tensão (I-V) e potência-tensão (P-V) para um módulo fotovoltaico mostrando os efeitos da variação da irradiância e temperatura são apresentadas na Figura 6.

Figura 6 – Curvas I-V e P-V de um módulo fotovoltaico sob: (a) variação da irradiância; (b) variação da temperatura



Fonte: [7]

A esquerda do ponto de máxima potência (PMP) o módulo fotovoltaico se comporta como uma fonte de corrente que permanece quase constante mesmo se o módulo estiver operando com diferentes tensões de saída. Quando a tensão no módulo aumenta, ocorre um efeito não linear. Quando não há corrente circulante pelo módulo, o módulo opera com tensão de circuito aberto V_{oc} . Essa tensão varia ligeiramente com diferentes níveis de irradiação solar (à mesma temperatura). Em contraste, a corrente elétrica de curto-circuito I_{sc} , caracterizada por uma tensão zero nos terminais do módulo, varia linearmente com a irradiação solar.

Em relação à variação de temperatura, a tensão de circuito aberto, embora não muito afetada por diferentes níveis de irradiação solar, varia significativamente quando o módulo está operando em temperaturas diferentes. Quanto maior a temperatura, menor a tensão de circuito aberto, reduzindo a potência máxima que pode ser gerada pelo módulo. A temperatura tem um efeito insignificante no valor da corrente de curto-circuito.

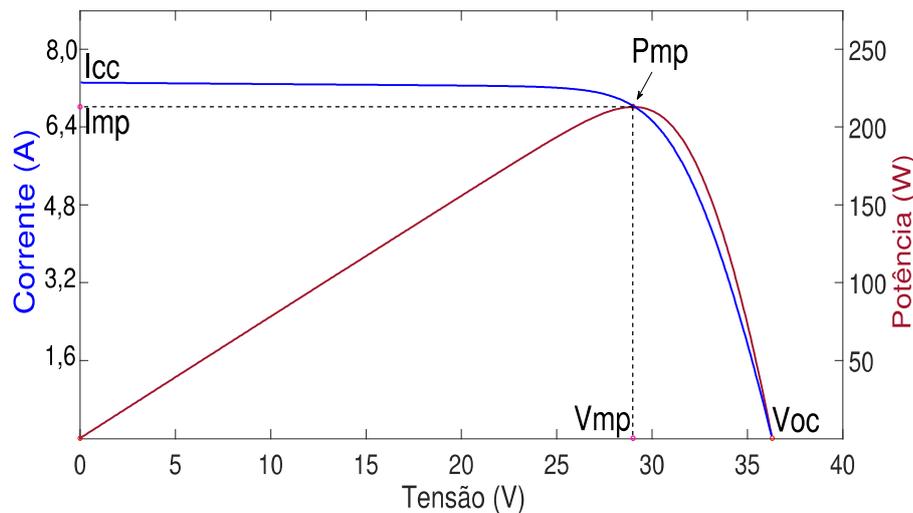
Em resumo, tanto os níveis de irradiação solar quanto a temperatura afetam a potência máxima que pode ser extraída do módulos.

Um módulo é geralmente identificado pela sua potência elétrica de pico (W_p), mas um conjunto de características compatíveis devem ser observadas de acordo com a aplicação específica. A definição da potência de pico de um módulo fotovoltaico é feita nas condições-padrão de ensaio (STC, do inglês *Standard Test Conditions*), considerando irradiação solar de 1.000 W/m^2 e temperatura nas células de $25 \text{ }^\circ\text{C}$ [8].

2.2 Rastreamento do Ponto de Máxima Potência

Em um módulo fotovoltaico, procura-se ao máximo a utilização de todo o potencial energético para geração de energia elétrica. Essa otimização se dá através do rastreamento do ponto de máxima potência conhecido como MPPT (*maximum power point tracking*) [8]. Como já visto, um módulo fotovoltaico submetido a uma irradiação solar uniforme tem curvas I-V e P-V com formato conforme pode ser visto na Figura 7.

Figura 7 – Curvas IxV e PxV do módulo fotovoltaico Soltech 1STH-215-P a $25 \text{ }^\circ\text{C}$



Na curva da potência em função da tensão (P-V), pode ser observado um único ponto com derivada nula, ou seja, quando nessa curva atinge-se um máximo na função, esse é o ponto de máxima potência (PMP), o ponto no qual o produto da tensão pela corrente tem o seu maior valor. Os valores de corrente e tensão de máxima potência são dependentes das condições atmosféricas como: irradiação solar, da temperatura de operação do painel e massa do ar. Como essas grandezas, principalmente a irradiação, variam ao longo do dia, o ponto de máxima potência desloca-se continuamente. Com isso, deve haver um mecanismo de controle eletrônico que monitore as características da curva I-V para manter o módulo solar operando sempre no ponto de máxima potência nas condições temporais de operação.

A tarefa desse rastreamento em um sistema de conversão de energia elétrica, é ajustar continuamente o sistema para que seja extraída a máxima potência dos módulos fotovoltaicos, independente das condições climáticas ou da rede elétrica. Considerando que o painel solar tem características não ideais de tensão-corrente, e as condições como irradiância, temperatura ambiente e vento são imprevisíveis, o rastreador deve lidar com um sistema não linear e variante no tempo. O MPPT pode ser entendido como um processo de aplicação na transferência de máxima potência em um circuito, onde a resistência interna da fonte deve ser igual à resistência interna da carga.

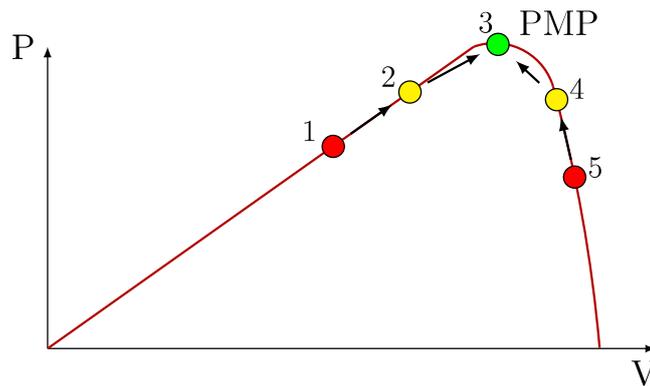
As técnicas MPPT diferem sobre complexidade, sensores necessários, taxas de cálculo, tempo de rastreamento, alcance operacional efetivo, implementação de hardware, aceitação e referências [9]. As técnicas apresentadas na literatura e utilizadas na maioria dos produtos comerciais geralmente medem tanto os valores da corrente quanto da tensão fotovoltaica. O sensoriamento direto da temperatura e irradiância é normalmente evitado, pois sua medição requer dispositivos caros que devem ser colocados ao longo do gerador fotovoltaico, a fim de obter os valores de tais variáveis para cada painel ou grupo deles, tornando a medição bastante onerosa, especialmente para grandes sistemas [10].

Os métodos MPPT que funcionam independente do conhecimento da característica do gerador fotovoltaico são chamados de métodos diretos, onde a tensão e a corrente são averiguados continuamente durante o funcionamento do sistema e funcionam sob qualquer condição meteorológica [11]. O PMP é calculado em tempo real. Dentre os vários algoritmos que podem ser utilizados a fim de implementar o MPPT nos métodos diretos tem-se: perturbe e observe (P&O), condutância incremental (CI), capacitâncias parasitas, tensão constante, controladores de lógica fuzzy, feedback de tensão ou corrente e outros [12]. Os mais utilizados são o P&O e CI.

2.2.1 Perturbe e Observe

Algoritmos P&O são muito utilizados por causa da estrutura simples. Eles operam perturbando periodicamente (ou seja, incrementando ou decrementando) a tensão terminal do sistema fotovoltaico e comparando-a. Se a potência total é aumentada, a perturbação continuará na mesma direção no próximo ciclo, caso contrário a direção da perturbação será invertida. Na Figura 8 pode ser visto um esboço com o funcionamento dessa técnica.

Figura 8 – Esboço da técnica P&O



Fonte: Próprio autor

Considerando que a operação está ocorrendo no ponto 1, um incremento positivo na tensão aplicada ao painel é efetuado, e a operação passa a ocorrer no ponto 2. A potência gerada é verificada, e como aumentou, outra vez é efetuado um acréscimo na tensão de operação, levando ao ponto 3. Considerando que outra vez a potência aumentou, e não é sabido se a operação está ocorrendo no PMP, outro incremento é efetuado, levando a operação ao ponto 4, onde é observado que a potência diminuiu. Tal verificação indica que o PMP foi ultrapassado, e uma redução na tensão é efetuada, retornando ao ponto 3. É verificado agora um aumento de potência, e a perturbação seguinte segue na mesma direção, reduzindo a tensão. É obtida redução de potência, indicando que a próxima variação deve ser oposta, ou seja, incrementando a tensão. Em regime, os sistema ficaria operando repetidamente na sequência 2-3-4-3-2.

Na implementação do P&O, uma atenção especial deve ser dada ao tamanho do passo de cálculo da perturbação. As oscilações que ocorrem nesse método, podem ser minimizadas pela redução do tamanho do degrau da perturbação. Essa diminuição provoca um maior tempo de rastreamento do PMP. Se for estabelecido em um valor pequeno, o algoritmo P&O pode ficar confuso e o ponto de operação pode se tornar instável, entrando em comportamentos desordenados ou caóticos [13]. Já um passo de cálculo grande acarreta uma maior oscilação e perda de potência, mas um menor tempo para o rastreamento. Vários métodos para variação do passo de cálculo foram propostos, mas a maioria necessita de mais grandezas medidas em tempo real, acarretando em mais sensores (irradiância e temperatura) [14, 15, 16].

O método P&O apresenta duas principais desvantagens:

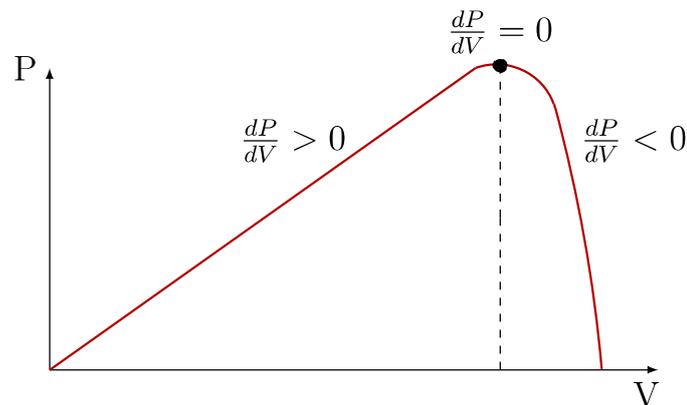
- Oscilação em torno do PMP, que acarreta uma perda energética;
- Com variações atmosféricas abruptas, a direção do ponto de máxima potência no cálculo pode ser a contrária, acarretando um maior desvio do PMP e consequentemente uma menor potência e instabilidade.

2.2.2 Condutância Incremental

O método de condutância incremental surgiu para superar as desvantagens do método P&O [17].

Esse algoritmo baseia-se na análise do ponto de máxima potência (PMP), no qual o coeficiente angular da potência em relação à tensão é zero; à direita do ponto o coeficiente angular é menor do que zero; e à esquerda, este coeficiente é maior do que zero, conforme pode ser visto na Figura 9.

Figura 9 – Esboço da técnica CI



Fonte: Próprio autor

Nesse método, a tensão terminal é sempre ajustada de acordo com seu valor em relação à tensão no PMP. A ideia básica é que no PMP a derivada da potência em relação a tensão é nula porque esse ponto é o máximo da curva de potência.

Enquanto no método P&O ocorre uma oscilação em torno do PMP, no método CI é calculado exatamente quando se atinge o PMP. A principal desvantagem deste método, é uma maior complexidade para implementação. Com a variação da irradiância solar, o método de condutância incremental se mostrou superior em tempo de resposta ao método P&O e P&O de passo variável [18].

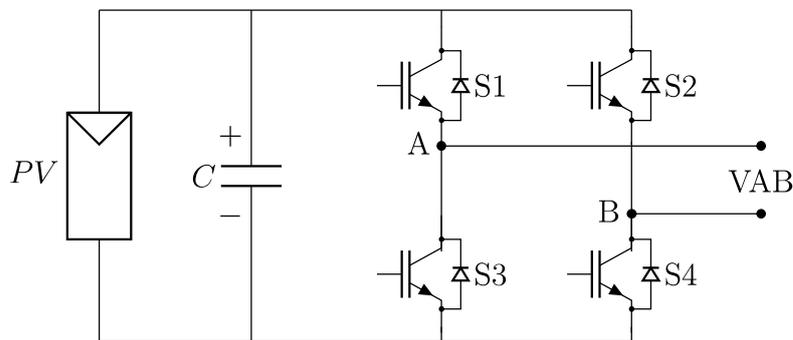
2.3 Conversores CC-CA

A energia produzida pelos módulos fotovoltaicos requer o uso de conversores estáticos de potência para o processamento da energia, que inclui adequar o nível de tensão do sistema. O inversor fotovoltaico é o elemento chave dos sistemas de energia fotovoltaica conectados à rede. Os conversores CC-CA, frequentemente denominados de inversores de frequência, têm como principal função converter a tensão de uma fonte contínua em tensão alternada em sua saída, de valor médio nulo, simétrico em amplitude e frequência constante. Os níveis de tensão ou de corrente de saída nesses conversores podem ser fixos ou variáveis, assim como a sua frequência de chaveamento [19].

A tensão de saída (CA) deve ter amplitude, frequência e conteúdo harmônico adequados às cargas a serem alimentadas. Os inversores são construídos com auxílio de dispositivos semicondutores de potência, que constituem chaves eletrônicas controláveis, podendo ser colocados em estado de condução ou de bloqueio por meio de um sinal de controle, e permitem assim a conversão de tensão CC para CA. Dependendo da velocidade de chaveamento e dos níveis de potência e tensão, são utilizados IGBTs ou MOSFETs (tecnologia de silício ou mais recente semicondutores de banda larga) nos inversores. Esses dispositivos operam com a estratégia de controle de modulação por largura de pulso (PWM), o que permite um bom controle sobre a forma de onda e valor da tensão de saída [20].

A tensão de entrada pode ser oriunda de uma fonte independente, como por exemplo um banco de baterias ou um conjunto de painéis fotovoltaicos; ou qualquer fonte de tensão contínua. A potência fornecida no lado CC é processada no inversor e, antes de ser injetada na rede, é filtrada. Na Figura 10 pode ser observado um conversor CC-CA genérico em ponte completa (*full bridge*) tendo como entrada um conjunto gerador fotovoltaico.

Figura 10 – Sistema fotovoltaico conectado ao conversor CC-CA monofásico em ponte completa



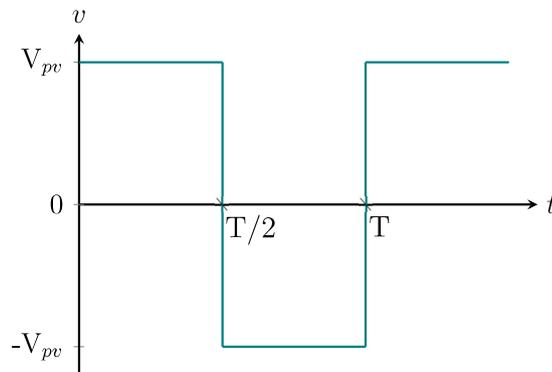
Fonte: Adaptado de [21]

No caso apresentado, os interruptores são acionados de acordo com a estratégia de modulação, na qual a restrição é o acionamento simultâneo dos interruptores S1 e S3 ou S2 e S4, ou seja, as chaves S1/S3, e também S2/S4, não devem ser acionadas simultaneamente. Com essa restrição, evita-se um curto-circuito sobre a fonte de entrada. O formato da tensão de saída VAB utilizando a técnica de comando de onda quadrada 180° para a comutação das chaves pode ser visualizada na Figura 11.

Em aplicações com inversores, a topologia ponte completa (monofásica ou trifásica) é reconhecida mundialmente como a solução mais utilizada. Entretanto, novas topologias e configurações tem sido continuamente estudadas e apresentadas, incluindo aplicações fotovoltaicas [22]. Dentre as várias topologias existentes de conversores CC-CA, a escolha da estrutura depende de diversos fatores como: potência, custo, aplicação e etc. Os esforços nas técnicas de aprimoramento e evolução desses conversores tem sido constantes com

surgimento de novas topologias cada vez mais em evidência. Essa evolução foca em diminuir a distorção harmônica total (THD), obter tensões de saída mais flexíveis e a diminuição do número de componentes necessários, ou seja, focam na otimização desses inversores.

Figura 11 – Tensão de saída VAB do conversor *full-bridge* com chaves acionadas em 180°

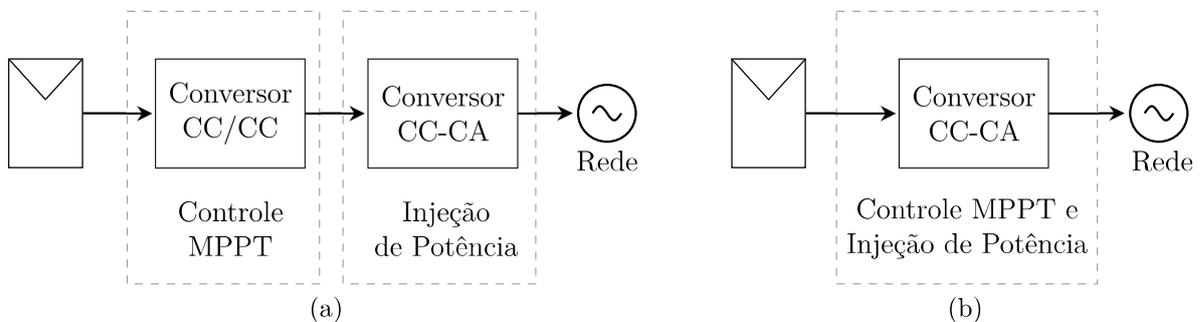


Fonte: Adaptado de [23]

2.3.1 Número de Estágios

O inversor que faz a interface do sistema fotovoltaico com a rede envolve duas tarefas principais: garantir que os módulos fotovoltaicos operem no ponto de máxima potência (PMP) e injetar uma corrente senoidal na rede com conteúdo harmônico aceitável [24]. Essa tarefa normalmente é realizada por dois conversores, formando assim dois estágios: um conversor CC-CC e um conversor CC-CA (Figura 12a). Usualmente, o conversor CC-CC é um conversor boost controlado para encontrar o PMP. O conversor CC-CA é capaz de regular a tensão, a corrente de carga e o fluxo de energia quando o sistema está conectado à rede [25].

Figura 12 – Topologia de conversor CC-CA: (a) 2 estágios; (b) 1 estágio



Fonte: Próprio autor

Uma solução alternativa para a interface com a rede é o uso de um conversor de estágio único, onde o conversor CC-CC é suprimido e toda a energia gerada pelo arranjo fotovoltaico é processada utilizando apenas o conversor CC-CA. Nessa solução, para

garantir a tensão CC necessária, o arranjo fotovoltaico deve ser conectado em associações série-paralelo a fim de garantir o nível de tensão desejado (Figura 12b).

Na configuração clássica de dois estágios, o conversor CC-CC requer dispositivos adicionais aumentando assim as perdas por condução, resposta transitória lenta e maior custo; enquanto que no conversor de estágio único têm-se: melhor eficiência, melhor resposta transitória e principalmente o menor custo. Como principal desvantagem, no estágio único, uma estrutura de controle mais sofisticada é necessária, por não haver um conversor exclusivo dedicado ao MPPT do sistema solar [26]. Na solução de estágio único, o conversor é controlado para injetar na rede uma corrente com baixa distorção harmônica enquanto rastreia o ponto de máxima potência do arranjo fotovoltaico.

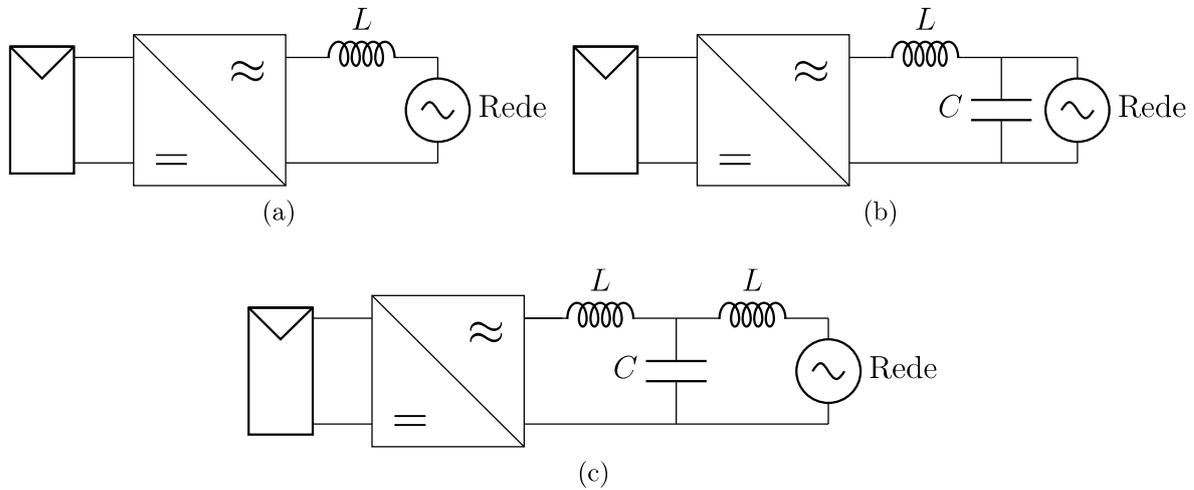
2.3.2 Filtros Passivos Para Conversores CC-CA

Os harmônicos causam muitos prejuízos aos sistemas elétricos devido às perdas e interferências, ocasionando uma deterioração na qualidade de energia. A maioria dos sistemas de energia são projetados para operar em frequências de 60 Hz; no entanto, certos tipos de cargas (cargas não lineares) produzem correntes e tensões com frequências inteiras múltiplas da frequência fundamental de 60 Hz. Essas frequências elevadas são uma forma de poluição elétrica conhecida como harmônicos do sistema de energia [27].

Fontes comuns de correntes harmônicas em sistemas de energia incluem os conversores estáticos de energia. Devido à estratégia de modulação aplicada ao conversor CC-CA com modulação PWM senoidal, a fonte de tensão CC é comutada alternadamente de uma polaridade a outra, produzindo nos terminais da carga uma tensão alternada retangular de alta frequência. As altas frequências de chaveamento dos inversores produzem harmônicos na tensão e corrente de saída.

Com a finalidade de atenuar essas perdas e atender os limites de harmônicos exigidos em normas, normalmente são utilizados na saída dos conversores filtros passivos passa-baixa do tipo L, LC ou LCL [28]. Esses filtros podem ser vistos na Figura 13.

Figura 13 – Inversor monofásico conectado à rede com diferentes topologias de filtros: (a) L; (b) LC; (c) LCL



Fonte: Próprio autor

2.3.3 Fator de Distorção Harmônica de Corrente

Normalmente, a tensão de saída é a variável controlada num sistema de inversão, mas é a corrente elétrica de saída que deve ser monitorada com um maior cuidado, uma vez que essa variável está relacionada diretamente com as perdas no conversor e é determinante para a potência de saída. A suposição é que ao limitar as injeções de corrente harmônica, a distorção de tensão pode ser mantida abaixo do nível desejado.

A taxa de distorção harmônica total de corrente é definido como a porcentagem da amplitude das distorções em relação à componente fundamental e pode ser calculada de acordo com a equação 2.2.

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{k=2,3,\dots}^N (I_n)^2}}{I_0} \quad (2.2)$$

Para a maioria das aplicações é suficiente considerar as harmônicas das ordens 2^a a 25^a, no entanto normas especificam ordens que superam a 50^a [29]. O *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE), estabelece para o cálculo harmônicos de até a 50^a ordem, podendo ser incluídos ordens superiores quando necessário [30].

2.4 Regulamentação Brasileira

A primeira regulamentação brasileira dedicada à conexão de sistemas solares fotovoltaicos à rede elétrica CA foi dada pela norma ABNT 16149:2013 - Sistemas Fotovoltaicos (FV) - Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição [31]. Nessa norma é descrito os requisitos mínimos para a conexão do sistema fotovoltaico

com a rede elétrica. A seguir serão apresentados os principais requisitos para a conexão estabelecidos nessa norma.

2.4.1 Distorção Harmônica

A distorção harmônica total de corrente (THDi) deve ser inferior a 5% em relação à corrente fundamental na potência nominal do conversor. Além do limite total, a norma estabelece também os limites individuais apresentados na Tabela 2.

Tabela 2 – Limite de distorção harmônica de corrente

Harmônicas Ímpares	Limite de Distorção
3° a 9°	< 4,0%
11° a 15°	< 2,0%
17° a 21°	< 1,5%
23° a 33°	< 0,6%
Harmônicas Pares	Limite de Distorção
2° a 8°	< 1,0%
10° a 32°	< 0,5%

Fonte: [31]

O limite máximo estabelecido de 5%, é muito mais rigoroso do que as normas de aparelhos eletrodomésticos por exemplo, pois os sistemas fotovoltaicos são vistos como fonte de geração, e, portanto, estão sujeitos a padrões mais elevados do que os sistemas de carga.

2.4.2 Proteção contra Ilhamento

O ilhamento ocorre quando o sistema fotovoltaico opera diferentemente do restante do sistema elétrico. Logo, anti-ilhamento é a função que faz com que o inversor interrompa o fornecimento de energia à rede quando esta estiver fora das especificações normais de operação de tensão e/ou frequência.

O sistema fotovoltaico deve cessar o fornecimento de energia à rede em até 2 segundos após a perda da rede.

Uma revisão atual das técnicas de anti-ilhamento pode ser vista em [32] e não é o foco deste trabalho.

2.4.3 Fator de Potência

Os inversores devem sair de fábrica com o FP igual a unidade, com a possibilidade de operar nas seguintes faixas:

- Potência ≤ 3 kW: tolerância de trabalho na faixa de 0,98 indutivo até 0,98 capacitivo;
- $3 \text{ kW} < \text{Potência} \leq 6 \text{ kW}$: tolerância de trabalho na faixa de 0,98 indutivo até 0,98 capacitivo e como opcional, quando a potência ativa injetada na rede for superior a 20% da potência nominal do inversor de haver a possibilidade de operar com FP ajustável de 0,95 indutivo até 0,95 capacitivo;
- Potência > 6 kW: O sistema deve operar com duas possibilidades:
 - (i): tolerância de trabalho na faixa de 0,98 indutivo até 0,98 capacitivo, quando a potência ativa injetada na rede for superior a 20% da potência nominal do inversor, haver a possibilidade de operar com FP ajustável de 0,9 indutivo até 0,9 capacitivo;
 - (ii): o sistema deve ter controle da potência reativa (V_{ar}).

2.4.4 Tensão de Operação

Os sistemas fotovoltaicos conectados à rede normalmente não regulam tensão, e sim a corrente injetada na rede.

O sistema fotovoltaico deve operar dentro dos limites de tensão estabelecidos em relação à tensão nominal da rede, seja monofásica ou polifásica. Caso a tensão esteja fora dos limites normais de operação, o conversor deve ser capaz de perceber a condição anormal e desconectar-se da rede com o tempo limite de desligamento conforme especificado na Tabela 3.

Tabela 3 – Limite de tensão e tempo resposta

Tensão no ponto de conexão	Tempo máximo de desligamento
$V < 80 \%$	0,4 s
$80 \% \leq V \leq 110 \%$	Regime normal de operação
$110\% < V$	0,2 s

Fonte: [31]

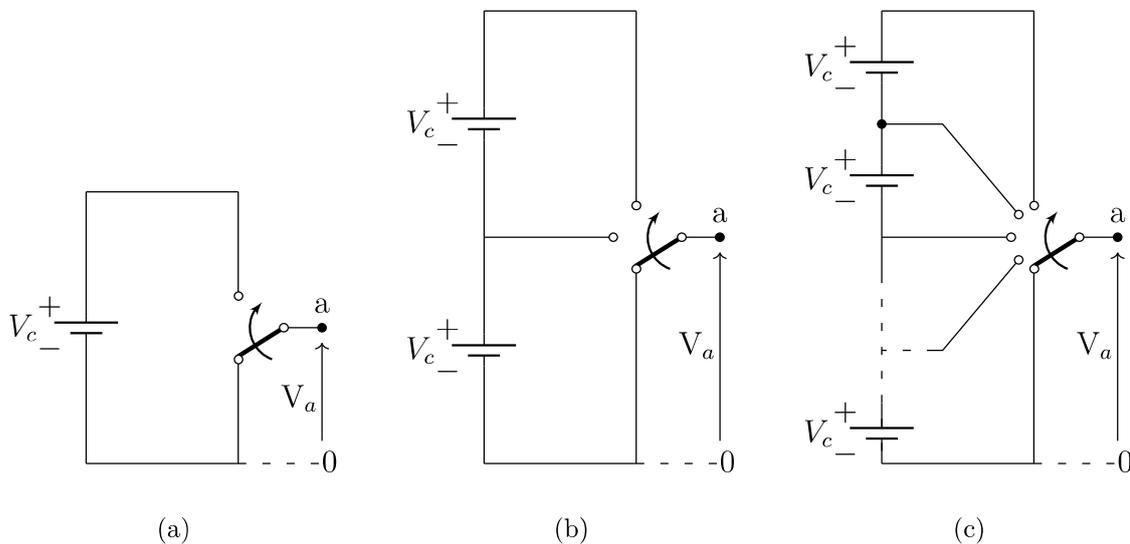
O tempo máximo refere-se ao tempo entre o evento anormal e a atuação do sistema fotovoltaico. Depois do desligamento, a operação deve ser retornada por um período de 20 s a 300 s após a retomada das condições normais de tensão da rede.

2.5 Conversores Multiníveis

Os conversores multiníveis surgiram em 1971, por um trabalho utilizando várias células *full-bridge* em cascata sintetizando uma tensão quase-senoidal na carga em uma aplicação de acionamento de transdutores sonares [33]. Até os dias atuais são estudadas e desenvolvidas diversas topologias baseadas na alteração da infraestrutura em relação aos arranjos das chaves semicondutoras e fontes CC.

Esses inversores empregam um método diferente de funcionamento para inversores CC-CA através da modulação PWM com várias portadoras que são cortadas verticalmente por uma forma de onda referencial (moduladora) para obter a forma de onda de saída semelhante. Essa técnica acumula níveis horizontais de tensão de saída. As tensões de saída dos inversores multiníveis são as somas das tensões devidas à comutação dos interruptores [34]. Em geral, tais conversores também sintetizam formas de onda com conteúdo harmônico significativamente reduzido em comparação com estruturas equivalentes de dois níveis [35]. São constituídos por vários interruptores de potência e capacitores (fontes de tensão) ou indutores (fontes de corrente). Na Figura 14, observa-se um exemplo genérico das estruturas multiníveis para 2 níveis de tensão (Figura 14a), 3 níveis de tensão (Figura 14b) e n níveis de tensão (Figura 14c). Na Figura 15 é apresentada a tensão de saída sintetizada para inversores de 3 e 5 níveis.

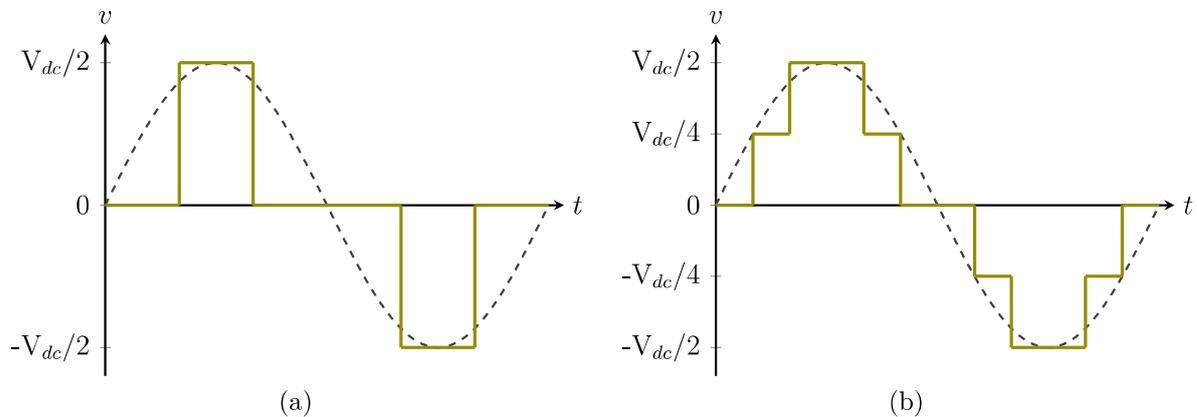
Figura 14 – Exemplo genérico de conversores multiníveis



Fonte: Adaptado de [34]

O inversor multinível se tornou popular na indústria para aplicações de alta e média tensão e também nos campos de energia renovável [36]; e tem sido utilizados em diferentes aplicações de alta potência, como acionamento de motores de grande porte, aplicações de tração ferroviária, transmissão CC de alta tensão (HVDC), controladores unificados de fluxo de energia (UPFC), compensadores estáticos (SVC's) e compensadores síncronos

Figura 15 – Forma de onda para o inversor multinível genérico: (a) 3 níveis; (b) 5 níveis



Fonte: Próprio autor

estáticos (STATCOM's) [34].

Como solução econômica, as aplicações de inversores multiníveis foram estendidas para aplicações de baixa potência, como sistemas fotovoltaicos, veículos híbridos elétricos, entre outros. A tensão de entrada pode ser obtida de baterias, capacitores de armazenamento de energia ou qualquer tipo de fonte de energia renovável. Nesses conversores, a qualidade da tensão de saída é melhorada à medida que o número de níveis de tensão é aumentado, de modo que os esforços dos filtros de saída pode ser diminuído e os transformadores podem ser eliminados devido à tensão reduzida nos interruptores.

Como vantagens dos conversores multiníveis pode-se citar:

- Capacidade de sintetizar níveis de tensões de saída maiores;
- Semicondutores são submetidos a níveis reduzidos de tensão;
- Conteúdo harmônico reduzido;
- Forma de onda senoidal com baixo THD devido a vários níveis de tensão;
- Perdas de comutação reduzidas;
- Tensão de modo comum de menor amplitude;
- Baixa taxa de variação de tensão (dv/dt) [36, 37].

Por gerar mais do que dois níveis de tensão cuja forma de onda da tensão de saída é quase pura, os conversores multiníveis apresentam algumas desvantagens:

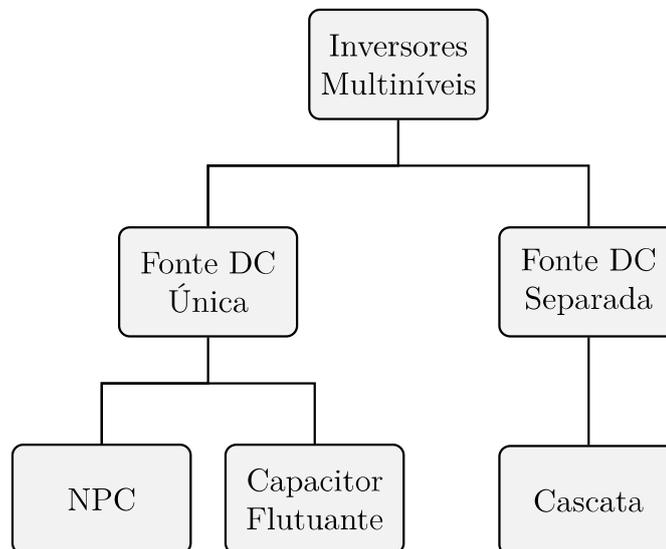
- Maior número de semicondutores;

- Grande número de circuitos de comando (drivers);
- Maior complexidade.

Normalmente, as topologias multiníveis são categorizadas de acordo com a fonte de tensão utilizada e sua infraestrutura em três topologias originais:

- NPC - Conversor com diodos de grameamento [38];
- FC - Conversor com capacitores flutuantes [39];
- CHB e MMC - Conversor em cascata [40].

Figura 16 – Classificação básica dos inversores multiníveis



Fonte: Adaptado de [41]

A classificação da Figura 16 foi feita em 2008 [41]. Apenas dois anos mais tarde, uma classificação mais abrangente surgiu [42] com novas topologias e muito mais classificações, mostrando assim a constante evolução dos conversores multiníveis. Essa classificação tem sido alterada constantemente com o surgimento de novas topologias, todas são variações das topologias básicas ou híbridas entre elas.

São objetos de estudo atualmente: novas topologias, estratégias de modulação, sistemas de controle e aplicações industriais. A escolha de qual topologia utilizar não é óbvia e depende da aplicação e dos requisitos de projeto.

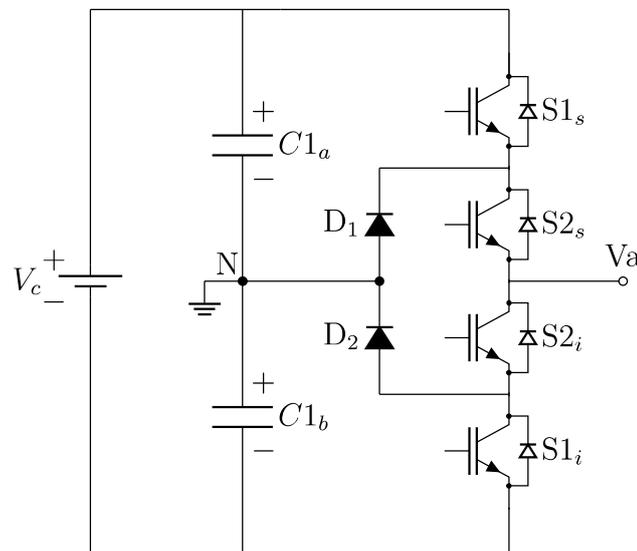
A seguir serão apresentadas as principais topologias originais.

2.5.1 Conversor com Diodos de Grampeamento

A topologia multinível mais difundida no âmbito industrial é o conversor NPC (*Neutral Point Clamped*). São eficientes na faixa de comutação da frequência fundamental, portanto, são usados em aplicações de média e alta tensão [43].

Inicialmente proposto por [40], e explanado por [38], é composto por diodos conectados ao ponto central que servem para sintetizar um nível adicional de tensão, conforme pode ser visto na Figura 17.

Figura 17 – Braço inversor NPC de três níveis



Fonte: [38]

Os diodos D_1 e D_2 da Figura 17, conhecidos como diodos de grampeamento que possibilitam um terceiro nível de tensão e proporcionam a divisão de tensão sobre as chaves, de modo que cada interruptor suporta metade da tensão de entrada sobre os terminais. Sem esses diodos, os interruptores só poderiam ser acionados de forma simultânea e complementar (S_{1s} e S_{2s} , ou, S_{2i} e S_{1i}). Se não houvesse a simultaneidade da condução e bloqueio dos pares, haveria tensões maiores do que a metade da tensão de entrada nos terminais das chaves, ou seja, ocorreria um desequilíbrio de tensão reversa nas chaves. Com os diodos de grampeamento, é possível uma nova configuração de acionamento no braço inversor (S_{2s} e S_{2i} , ou, S_{1s} e S_{1i}) sem que haja o desequilíbrio dessa tensão reversa.

A tensão de saída em função do estado das chaves pode ser vista na Tabela 4.

Sendo uma topologia bidirecional, o NPC pode se comportar como inversor ou retificador, dependendo do sentido da transferência de energia.

Tabela 4 – Tensão de saída da célula NPC em função do estado das chaves

Nível de Tensão	Interruptores em Condução			
	S1 _s	S2 _s	S2 _i	S1 _i
-V _c /2	0	0	1	1
0	0	1	0	0
0	0	0	1	0
V _c /2	1	1	0	0

O NPC pode ser estendido a n níveis de tensão [44, 45].

Como vantagens para o NPC, cita-se [43]:

- O número de capacitores é menor do que outras topologias multiníveis;
- Eficientes na faixa de comutação da frequência fundamental;
- Baixo custo.

As principais desvantagens são:

- Comercialmente limitado a três níveis devido ao incremento do número de capacitores que surgem [43, 37];
- Quanto mais níveis, maior dificuldade há na divisão da tensão de bloqueio nos diodos, sendo necessário circuitos auxiliares;
- Sobretensão nos interruptores internos devido à presença de indutâncias parasitas e do grampeamento indireto da tensão sobre os componentes [46].

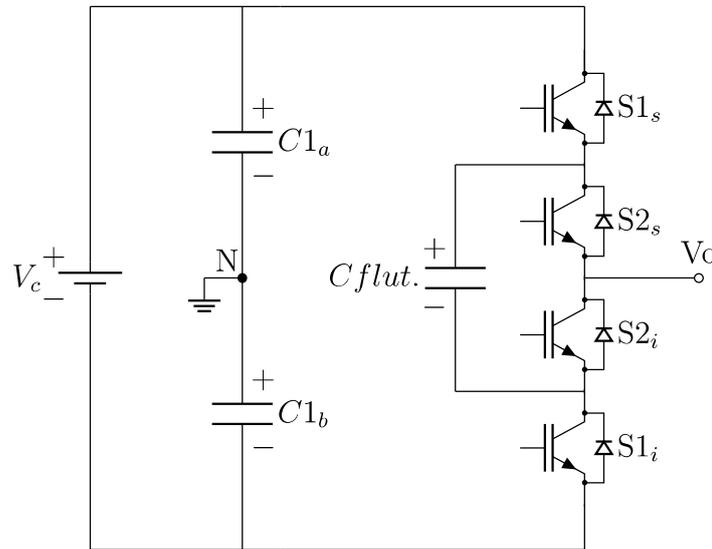
Em relação a aplicação em energia fotovoltaica, pode-se citar um sistema trifásico de estágio único utilizando o conversor NPC que apresentou um bom desempenho [26].

2.5.2 Conversor com Capacitor Flutuante

O conversor multinível com capacitor flutuante (FC), conhecido por conversor FCC (*Flying Capacitor Converter*), cuja topologia inicial foi introduzida em 1992, por Meynard [39], é composto por um braço de três níveis e quatro chaves por braço, conforme pode ser visto na Figura 18.

O nome atribuído ao conversor se deve ao capacitor central, chamado de capacitor flutuante ou de grampeamento. Essa estrutura é semelhante ao conversor com diodos de grampeamento (NPC), sendo a única diferença o capacitor central, que serve para possibilitar o terceiro nível de tensão. Esse capacitor não é alimentado por uma fonte

Figura 18 – Braço Inversor FC de Três Níveis



Fonte: [39]

isolada, portanto, sua tensão deve ser controlada. Uma alternativa para esse controle, é a utilização dos estados redundantes que possibilitam a carga e descarga do capacitor. A redundância do estado chaveado permite um aumento de até 33% na potência nominal do conversor quando comparado com o NPC equivalente [47].

Essa topologia, pode ser estendida para n níveis de tensão, com a conexão em série das células FC. A relação do número de capacitores flutuantes e o número de níveis de tensão do conversor é expresso por:

$$n_c = \frac{(n-1) \cdot (n-2)}{2} \quad (2.3)$$

Considerando uma estrutura simétrica, a tensão máxima em todos os capacitores é dada em (2.4):

$$V_{cmax} = \frac{V_c}{(n-1)} \quad (2.4)$$

Como vantagens do conversor FC, pode-se enfatizar:

- A tensão sobre os interruptores bidirecionais é limitada pelos capacitores flutuantes, ou seja, sem a presença de diodos de grampeamento;
- Através da técnica de modulação é possível distribuir igualmente as correntes sobre os semicondutores e capacitores flutuantes [48].

Contudo, o conversor FC apresenta algumas desvantagens, como:

- Para elevado número de níveis, o conversor torna-se volumoso;
- A frequência de comutação dos semicondutores tem relação direta no tamanho dos capacitores flutuantes;
- É necessário realizar a pré-carga dos capacitores flutuantes;
- Os capacitores flutuantes devem suportar a corrente de carga.

O conversor de capacitor flutuante de um braço (Figura 18) pode sintetizar três níveis de tensão de saída, como pode ser observado na Tabela 5.

Tabela 5 – Tensão de saída da célula FC em função do estado das chaves

Nível de Tensão (Vo)	Interruptores em Condução			
	S1 _s	S2 _s	S2 _i	S1 _i
-V _c /2	0	0	1	1
0	0	1	0	1
0	1	0	1	0
V _c /2	1	1	0	0

Os pares de chaves S1_s e S1_i; S2_s e S2_i funcionam de forma complementar. Os estados das chaves influenciam na carga e descarga do capacitor flutuante, o que ocasiona a regulação de tensão independentemente da corrente de saída. No barramento CC, os capacitores C1_a e C1_b, servem para garantir que todos os capacitores estejam submetidos a mesma tensão do capacitor flutuante. O estado redundante de chaveamento ($V_{out}=0$), pode ser utilizado para o balanceamento da tensão do capacitor flutuante e também para a redução das perdas de comutação.

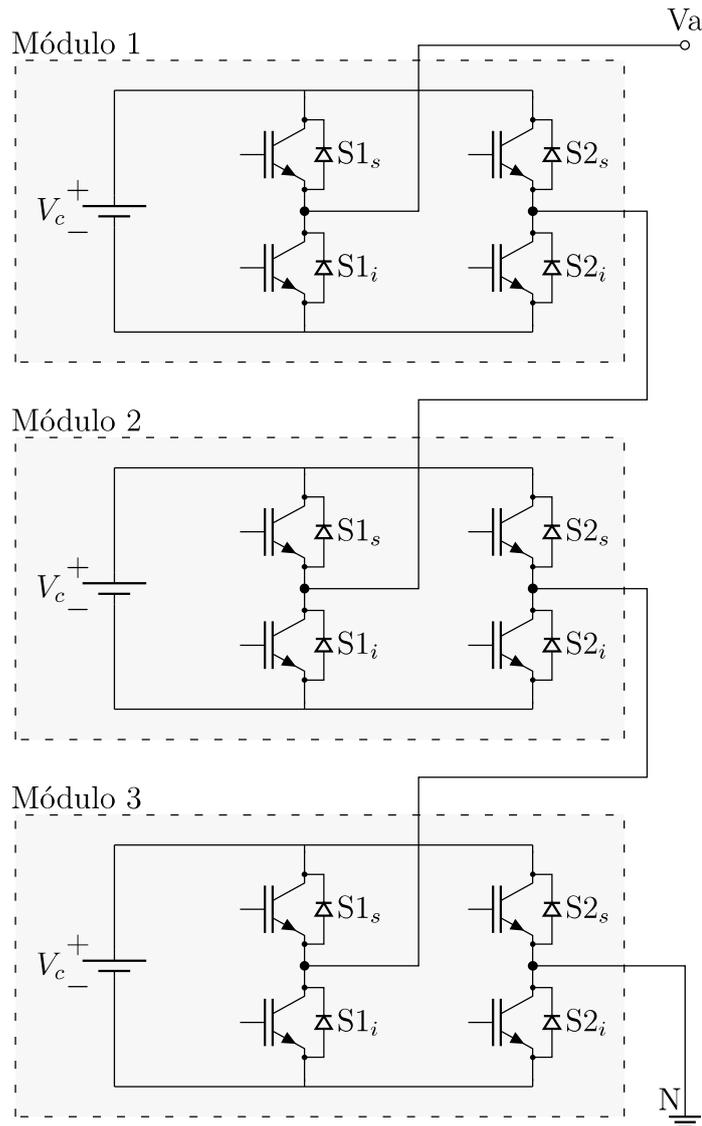
Embora o FC seja de estrutura modular ele encontrou menor penetração industrial quando comparado ao NPC e ao CHB, principalmente devido às frequências de comutação mais altas que são necessárias para manter os capacitores adequadamente balanceados, seja utilizando algum método de modulação de balanceamento automático ou de balanceamento assistido por controle.

A técnica de modulação mais utilizada para esse conversor é a PS-PWM, pois permite o equilíbrio natural das tensões nos capacitores flutuantes [49], embora a técnica PD-PWM apresente uma resposta de balanceamento natural significativamente superior em sistemas trifásicos [50].

2.5.3 Conversor em Cascata

A topologia em cascata é um conversor modular formado por vários módulos podendo ser de ponte completa (CHB) ou meia-ponte (MMC). A topologia do CHB pode ser observada na Figura 19.

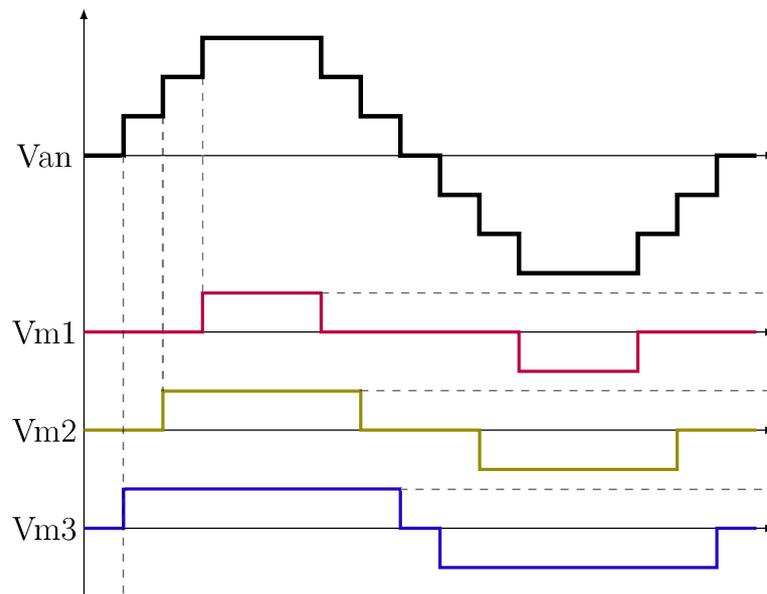
Figura 19 – Conversor em cascata de conversores *full-bridge*, de 7 níveis de tensão



Fonte: Adaptado de [34]

Dentre as diferentes topologias de conversores multinível, as topologias em cascata têm recebido muita atenção. O conversor ponte H em cascata possui layout simples, extrema modularidade e comparado aos demais conversores multiníveis, requer o menor número de componentes para um número específico de níveis de tensão produzidos no lado CA.

Figura 20 – Forma de onda do inversor em cascata - 7 níveis



Fonte: Adaptado de [34]

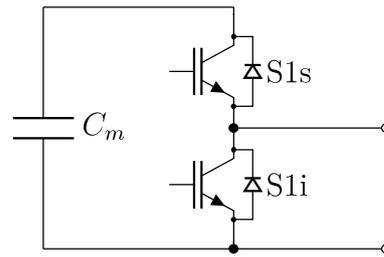
Cada módulo inversor gera saída em diferentes níveis de tensão. A tensão de saída total é a soma de todos os níveis de tensão (Figura 20). Não é necessária técnica de controle de tensão, pois cada módulo é alimentado por uma fonte de tensão isolada e pode ser ampliado para n módulos.

Para sistemas fotovoltaicos de pequeno porte, a fim de obter o controle individual do módulo, foi desenvolvida a topologia CHB monofásica, que possui uma estrutura modular e permite monitoramento a nível de módulo e MPPT individual. Embora cada unidade de ponte H opere em uma frequência de comutação mais baixa, a tensão do lado CA pode produzir uma onda em escada multinível com uma frequência de comutação equivalente relativamente alta, que é interessante para reduzir a perda de comutação do inversor e o volume dos indutores [21].

O conversor multinível modular apresenta uma estrutura monofásica baseada em células independentes que, teoricamente, não apresentam limites de modularização, podendo atingir altos níveis de tensão e potência sem a necessidade de transformadores de acoplamento [37]. O MMC é baseado no conceito de submódulos que apresentam duas chaves, duas conexões de saída e um capacitor. A conexão em série de submódulos possibilita sintetizar os vários níveis de tensão de saída e a divisão dos esforços de tensão sobre os semicondutores (Figura 21). Caso ocorra alguma falha, os submódulos defeituosos podem ser substituídos por um submódulo redundante no braço por ação de controle sem interruptores mecânicos [51].

Aplicados a sistemas fotovoltaicos de grande porte, os inversores CHB e MMC permitem a conexão direta à rede de média tensão sem transformador de frequência de linha,

Figura 21 – Submódulo MMC



Fonte: [51]

proporcionando assim o aumento dos níveis de tensão e potência e concomitantemente a redução de custos [52].

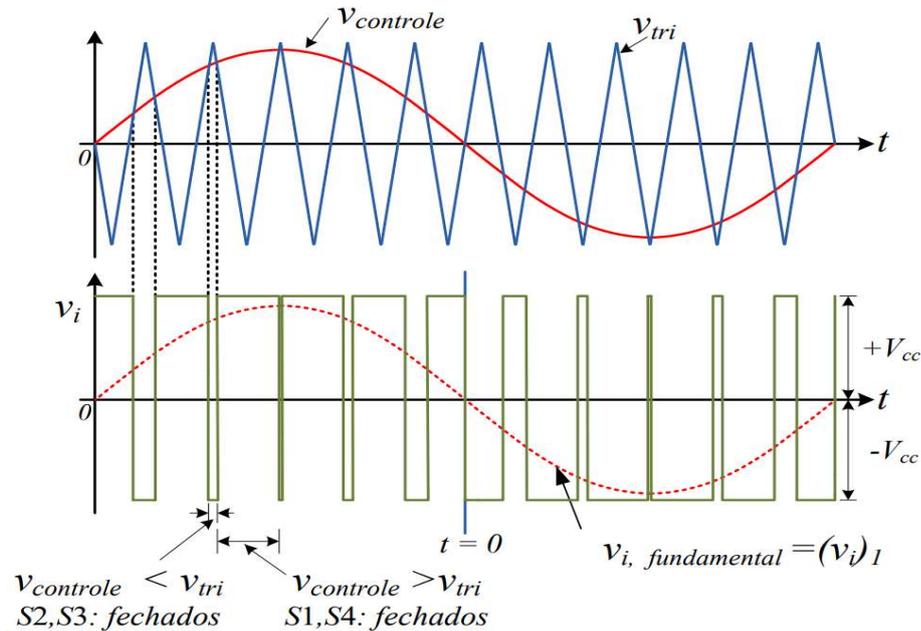
2.6 Técnicas de Modulação

O funcionamento do conversor CC-CA está ligado ao controle das chaves. Para realizar esse controle, é utilizada alguma técnica de modulação que permita obter uma tensão fundamental senoidal na saída do conversor. A escolha da estratégia de modulação deve considerar a faixa de operação para a qual o índice de modulação melhor atenda a aplicação desejada, seja ela focando em uma melhor THD, na tensão de modo comum ou algum outro requisito. Entretanto, a escolha da estratégia de modulação não é simples, principalmente quando se deseja atender critérios de desempenho de diferentes métricas [53].

As técnicas de modulação podem ser divididas em duas categorias de acordo com a frequência de comutação: modulação em baixa frequência e modulação em alta frequência. As técnicas em baixa frequência são pouco utilizadas e por isso menos citadas nas literaturas. Em altas frequências, utiliza-se a modulação PWM que se subdivide em duas categorias: modulação por espaços vetoriais (SVM) e modulação com portadoras (CB-PWM) [41].

As técnicas de modulação PWM, tem o objetivo de sintetizar uma tensão de saída similar ao sinal de referência, conhecido como moduladora. O controle das chaves para a obtenção da tensão de saída de um conversor, é feito por comparação entre o sinal de controle (moduladora) e um sinal triangular (portadora), onde os instantes de cruzamento determinam os instantes de chaveamento dos interruptores. Essa comparação, pode ser do tipo bipolar (tensão produzida de dois níveis) ou unipolar (tensão produzida que apresenta três níveis). Na Figura 22 pode ser visualizada a modulação bipolar aplicada ao conversor *full-bridge* da Figura 10.

Figura 22 – Modulação por largura de pulso (PWM) bipolar



A modulação bipolar, permite sintetizar dois valores de tensão na saída do inversor, $+V_{cc}$ e $-V_{cc}$ e é utilizada em inversores conectados aos módulos fotovoltaicos que não utilizam transformadores.

2.6.1 Modulação por Largura de Pulso com Múltiplas Portadoras

Com o desenvolvimento de topologias de inversores multiníveis foi necessário estender os métodos de modulação. Isso ocasionou uma complexidade por existir mais dispositivos eletrônicos de potência para controle. Como consequência, um grande número de algoritmos de modulação diferentes foram adaptados ou desenvolvidos dependendo da aplicação e da topologia do conversor, cada um com vantagens e desvantagens únicas [54].

A modulação PWM aplicada aos conversores de dois níveis de tensão podem ser estendidas aos conversores multiníveis com o aumento do número de portadoras. Métodos PWM baseadas em portadoras comparam uma forma de onda de referência (moduladora), com várias portadoras triangulares de frequência mais elevada, a fim de gerar os sinais de comando para os interruptores. As técnicas de PWM baseadas em múltiplas portadoras, se dividem em quatro tipos: PD-PWM, APOD-PWM, POD-PWM e PS-PWM.

As técnicas de PWM com deslocamento de nível (POD, APOD, PD) foram as extensões naturais do PWM sinusoidal baseado em portadora para o NPC, e a técnica PWM com deslocamento de fase (PS-PWM) foi desenvolvida para conversores FC e CHB [54].

O número de portadoras é aumentado quando se deseja sintetizar mais níveis na saída:

$$n_p = n - 1, \quad (2.5)$$

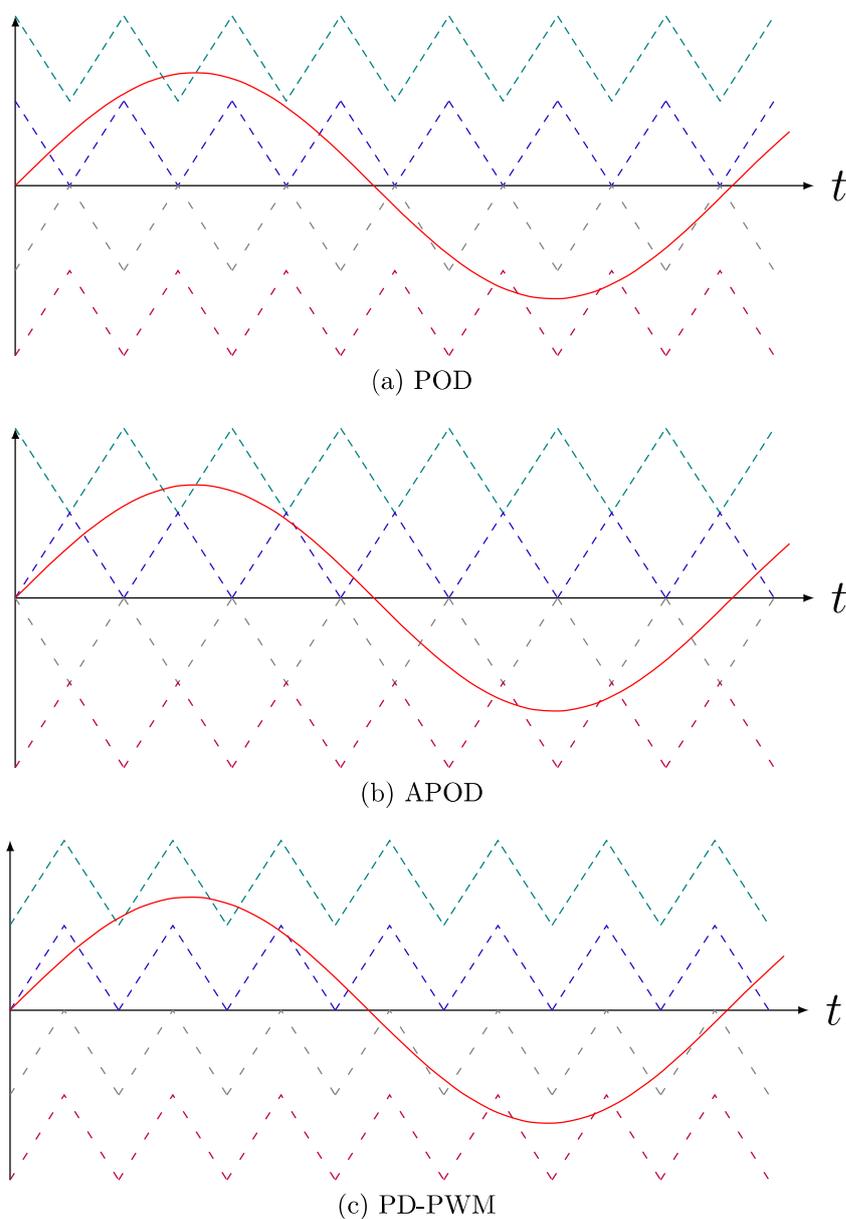
onde:

n_p - número de portadoras;

n - número de níveis.

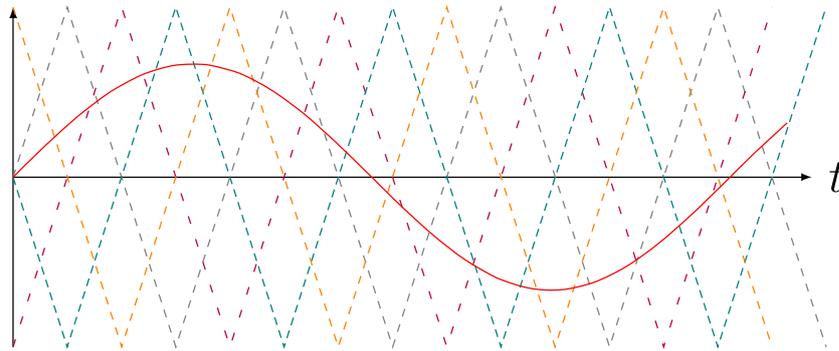
Nas Figuras 23 e 24 são representadas as modulações PWM com deslocamento de nível e deslocamento de fase respectivamente, baseadas com múltiplas portadoras para inversores de 5 níveis de tensão.

Figura 23 – Modulações com deslocamento de nível para conversores de 5 níveis de tensão



Fonte: Próprio autor

Figura 24 – Modulação com deslocamento de fase para conversores de 5 níveis de tensão



(a) PS-PWM

Fonte: Próprio autor

2.6.2 Parâmetros

A modulação PWM senoidal, normalmente pode ser caracterizada por três parâmetros: índice de modulação de amplitude, índice de modulação de frequência e ângulo de deslocamento entre o sinal de referência e a portadora.

2.6.2.1 Índice de Modulação de Amplitude

O índice de modulação para PWM baseada em deslocamento de níveis e para deslocamento de fase são dados pela equação 2.6 e 2.7 respectivamente.

$$m_{an} = \frac{A_m}{(n-1)A_p}, \quad (2.6)$$

$$m_{af} = \frac{A_m}{A_p}, \quad (2.7)$$

onde:

A_m - amplitude da onda moduladora;

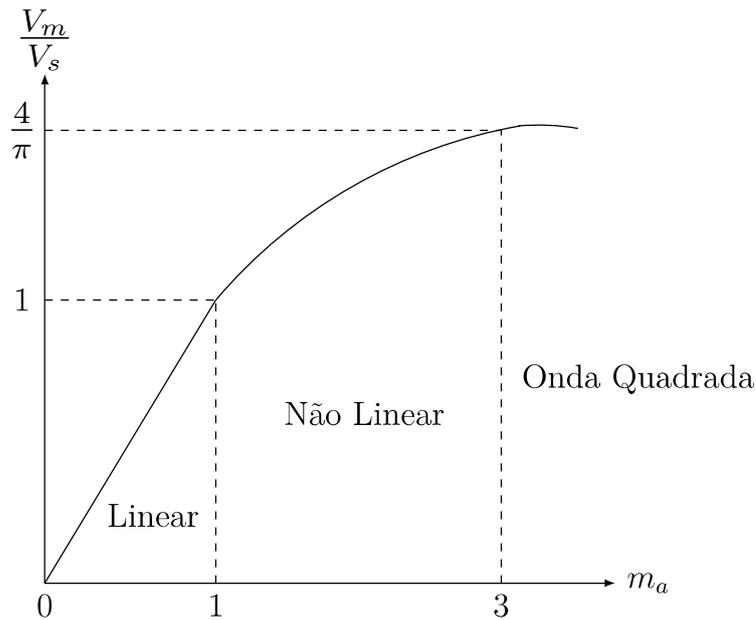
A_p - amplitude da onda portadora;

n - número de níveis.

Observa-se na Figura 25 que o índice de modulação para um PWM monofásico é dividido em três regiões:

- Região linear ($m_a \leq 1$): a amplitude da tensão da frequência fundamental varia linearmente com a razão de modulação;
- Região não linear ($1 < m_a \leq 3$): também chamada de região de sobremodulação ou overmodulação. Não há mais a variação linear pois o controle nessa região está saturado, logo, a tensão de saída está parcialmente sob controle. À medida que o

Figura 25 – Regiões de modulação



Fonte: Adaptado de [34, 23]

conversor se distancia da região linear, progressivamente, a tensão de saída tem muito mais harmônicos de baixa frequência da componente fundamental. Essa região é normalmente evitada em aplicações que requeiram baixa distorção [23];

- Região de onda quadrada ($m_a > 3$): o inversor gera uma tensão de saída de forma quadrada.

Os conversores são projetados para operar na região linear, portanto, é fundamental haver um controle preciso no sistema para que não ocorra a saturação. Em muitas aplicações a perda de ganho na região de sobremodulação pode causar deterioração do desempenho geral de um sistema.

2.6.2.2 Índice de Modulação de Frequência

A taxa de frequência de um inversor é dada por:

$$m_f = \frac{f_p}{f_m}, \quad (2.8)$$

onde:

f_p - frequência da portadora triangular;

f_m - frequência da onda moduladora senoidal.

A eficiência de energia, que é a relação entre a potência de saída e a de entrada, depende das perdas de chaveamento que dependem diretamente da frequência de chaveamento do inversor.

2.6.2.3 Ângulo de Deslocamento

O ângulo θ representa o deslocamento entre o sinal de referência ou moduladora e o sinal da portadora. É essa variável que diferencia as técnicas PD, POD e APOD uma da outra e é o que caracteriza a PS-PWM.

3 METODOLOGIA

Neste capítulo é apresentado o conversor proposto, o princípio de funcionamento com as etapas de operação, as principais equações para o dimensionamento do conversor e o controle de potência ativa para conexão com a rede elétrica. Para o estudo, foram consideradas as seguintes premissas:

- O inversor apresenta tensão contínua pura na entrada (V_{dc});
- A corrente é puramente senoidal no lado CA;
- A frequência de comutação f_s é superior à frequência da componente fundamental da tensão da rede (V_{gr}).

Foi utilizada a seguinte sequência metodológica:

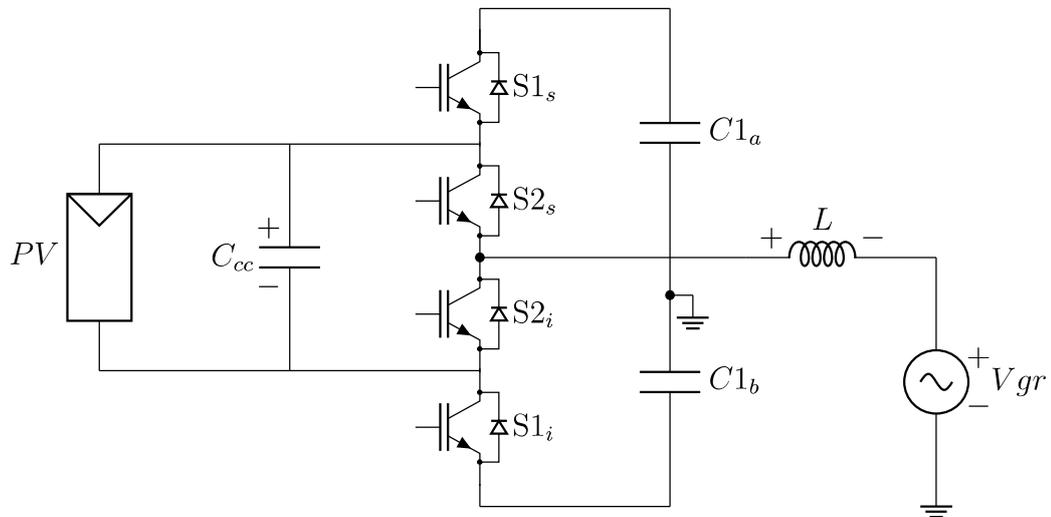
- Levantar as etapas de operação do conversor utilizando a mesma estratégia de modulação do conversor FC;
- Dimensionamento dos componentes do conversor;
- Estratégia de controle de injeção de potência ativa na rede.

3.1 Topologia Proposta

A topologia proposta é uma alteração da estrutura monofásica FC, em que a transferência de energia para a rede não se dá mais a partir de uma fonte conectada entre os extremos da célula de comutação, mas sim a partir do capacitor flutuante da célula FC. Ainda assim, a geração dos sinais de comando dos interruptores é idêntica ao da célula FC. A fonte fotovoltaica é composta por uma ou mais *strings* de módulos fotovoltaicos conectados com associações série/paralelo a fim de se obter os níveis desejados de tensão e potência. Na saída foi adicionado um filtro passivo tipo L para filtragem dos harmônicos.

A topologia proposta conectada à rede é apresentada na Figura 26.

Figura 26 – Topologia Proposta



Fonte: Próprio autor

3.2 Estratégia de Modulação

O princípio de funcionamento dos inversores, está interligado à estratégia de modulação empregada. Para inversores multiníveis, pode-se utilizar a modulação por largura de pulso (PWM) com múltiplas portadoras para comandar o estado de condução e bloqueio dos interruptores de potência. Embora tenha sido relatado que PD-PWM tem melhor perfil harmônico de tensão de saída do que PS-PWM, estas são diferenças muito pequenas no conteúdo harmônico de alta frequência, que são filtradas pela carga. Do ponto de vista prático, as vantagens operacionais do PS-PWM para o FC são muito mais relevantes do que o conteúdo harmônico superior do PD-PWM [42].

A modulação PS-PWM tem como característica possuir portadoras idênticas, com mesma amplitude e valor médio nulo, pois as portadoras são iguais, apenas deslocadas em fase. O ângulo de defasagem entre as portadoras não tem relação com a senóide e pode ser dado por meio da equação 3.1.

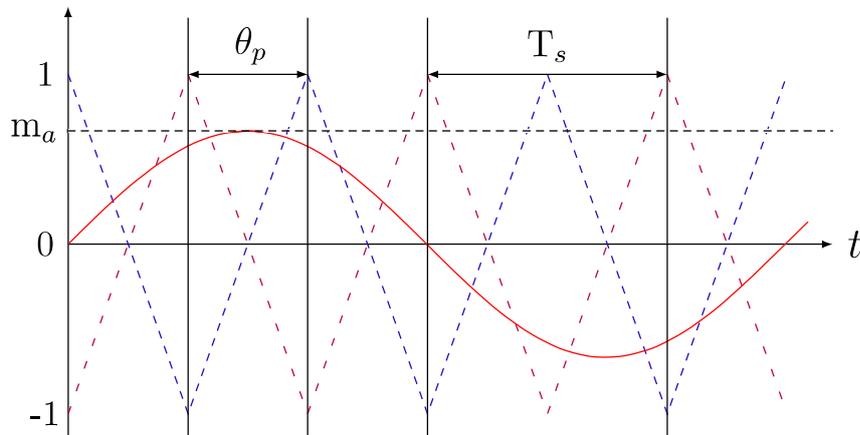
$$\theta_p = \frac{360^\circ}{n_p}, \quad (3.1)$$

onde:

n_p - número de portadoras;

θ_p - ângulo de deslocamento entre portadoras.

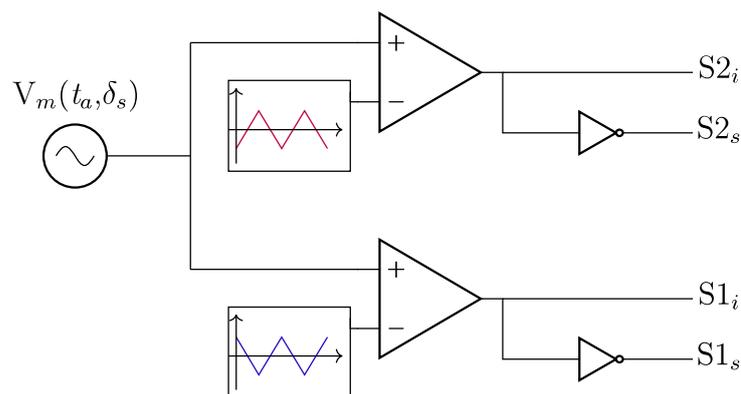
Figura 27 – Técnica de Modulação PS-PWM para conversores de 3 níveis



Fonte: Próprio autor

A técnica de modulação PS-PWM para 3 níveis pode ser visualizada na Figura 27 de forma ilustrativa, pois usualmente a frequência das portadoras é muito superior em comparação com a moduladora. O esquema elétrico para obtenção do sinal de comando dos interruptores pode ser implementado conforme Figura 28. O sinal da moduladora é conectada na entrada não inversora dos dois comparadores e as portadoras conectadas cada uma na entrada inversora do respectivo comparador. O sinal de referência (V_m) é produzido por uma malha de controle cuja amplitude é unitária. A frequência das portadoras determina a frequência de comutação das chaves.

Figura 28 – Modulador PS-PWM



Fonte: Próprio autor

3.2.1 Regiões e Estágios de Operação

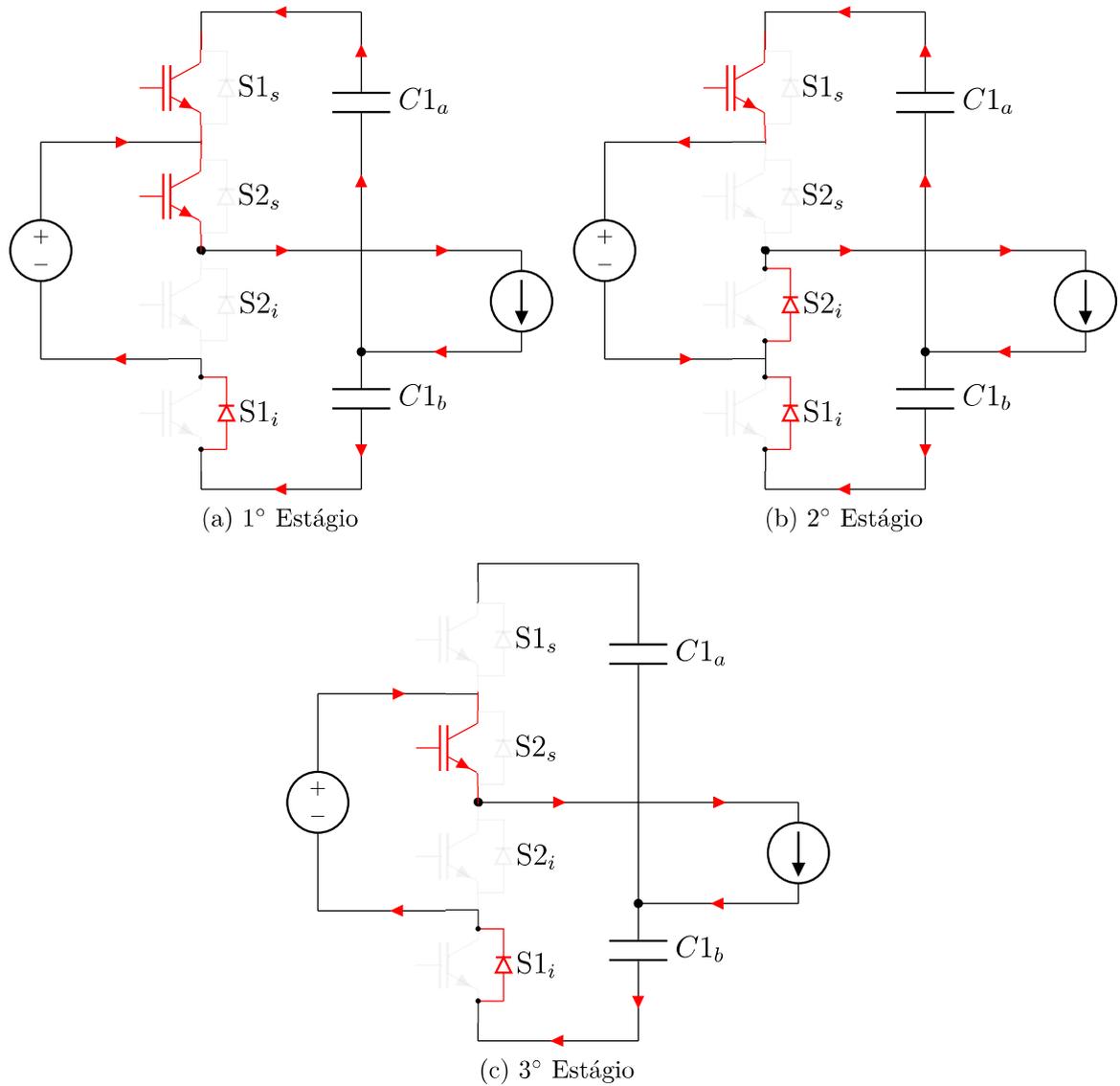
Assim como ocorre no conversor FC apresentado na Figura 18, os interruptores do inversor proposto operam de maneira complementar gerando quatro possíveis estágios de operação em cada ciclo da corrente de saída. As sequências apresentadas dentro de um semiciclo de operação não seguem necessariamente essa ordem, mas as dinâmicas do fluxo de energia transferida entre os elementos do circuito se mantêm em cada período de chaveamento. Foi considerado o conversor em regime permanente para a análise e hipoteticamente com fator de potência unitário.

Os quatro possíveis estágios de operação gerados pelo modulador PS-PWM são:

- 1° Estágio - $S1_s$ e $S2_s$;
- 2° Estágio - $S1_s$ e $S2_i$;
- 3° Estágio - $S2_s$ e $S1_i$;
- 4° Estágio - $S2_i$ e $S1_i$.

Nas Figuras 29 e 30 podem ser vistos os estágios de operação para cada semiciclo e o fluxo da corrente elétrica.

Figura 29 – Estágios de Operação - Semiciclo Positivo

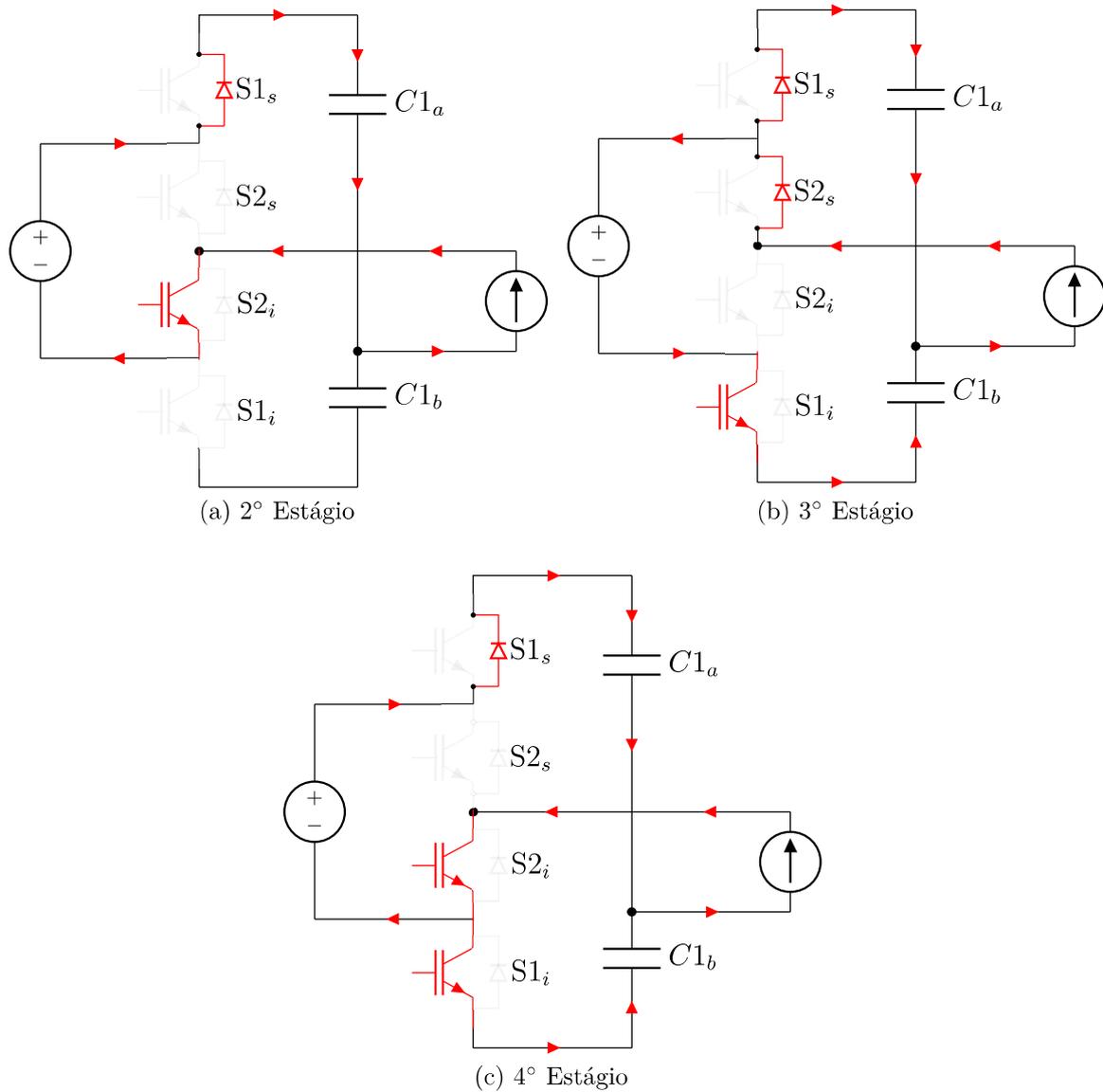


Fonte: Próprio autor

Observando as Figuras 29 e 30 observa-se que os capacitores auxiliares ficam em estado flutuante alternadamente.

No semiciclo positivo da corrente, ocorre a carga do capacitor $C1_b$, e a descarga de $C1_a$. No semiciclo negativo, a lógica se inverte. Com isso, a tensão nos capacitores $C1_a$ e $C1_b$ oscilam com a frequência da rede.

Figura 30 – Estágios de Operação - Semiciclo Negativo



Fonte: Próprio autor

3.3 Esforços nos Semicondutores

3.3.1 Esforços de Tensão

O esforço de tensão está relacionado com a tensão máxima de bloqueio nas chaves. Analisando os estágios de operação, observa-se que as chaves internas ($S2_s$ e $S2_i$) são submetidas à tensão presente nos terminais do gerador fotovoltaico. Logo, as chaves internas suportam a tensão de máxima potência V_{mp} quando em regime de operação, e a tensão de circuito aberto V_{oc} quando o conversor estiver desconectado da rede.

As chaves externas $S1_s$ e $S1_i$ são submetidas a tensão da diferença de potencial entre os capacitores auxiliares e os terminais do gerador fotovoltaico.

$$V_{mp} = V_{c1a} + V_{c1b} \quad (3.2)$$

Conclui-se que o esforço de tensão é mínimo quando o sistema opera com máxima irradiância e aumenta à medida que a irradiância diminui, chegando ao máximo de esforço quando a irradiância é nula, com o valor de tensão de bloqueio máxima igual ao dobro da tensão da rede.

3.3.2 Esforços de Corrente

Na modulação PS-PWM cada par de chaves tem seus comandos definidos pela comparação do sinal de referência com uma portadora. A técnica de modulação PS-PWM tem por definição proporcionar o esforço igualitário de corrente nas chaves do conversor FC. O esforço de corrente nas chaves do conversor proposto será averiguado via simulação.

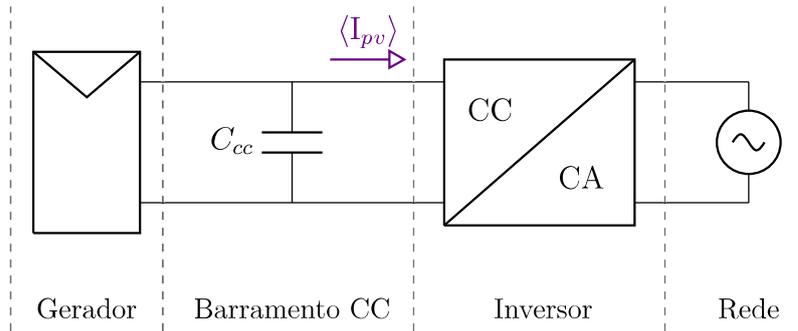
3.4 Dimensionamentos dos Componentes Passivos

3.4.1 Capacitor do Barramento CC

Os inversores que conectam sistemas fotovoltaicos à rede devem garantir que os módulos fotovoltaicos operem no PMP e, ao mesmo tempo injetar correntes CA na rede. Na configuração de estágio único, o inversor tem que lidar com ambas as tarefas. Conforme já abordado, as vantagens do inversor de estágio único são a contagem reduzida de componentes e maior eficiência de conversão. No entanto, como uma das desvantagens para o inversor é que qualquer ondulação de tensão que possa aparecer nos terminais do módulo fotovoltaico causará desvio do PMP, diminuindo assim a utilização máxima do módulo fotovoltaico.

Na topologia proposta, o conceito de capacitor flutuante do conversor FC deixa de existir e para o capacitor conectado aos terminais do sistema fotovoltaico, surge o conceito de capacitor de barramento CC. Nessa configuração, qualquer distúrbio na tensão de saída é refletida de volta para o sistema e, com isso, a potência extraída do módulo é reduzida. Portanto, o capacitor do barramento CC que atua como um sistema de amortecimento ou desacoplamento entre o sistema fotovoltaico e o inversor deve ser grande o suficiente para desacoplar o módulo fotovoltaico do inversor.

Figura 31 – Circuito equivalente para cálculo do capacitor do barramento CC



Fonte: Próprio autor

Nessa topologia, a tensão do sistema fotovoltaico é a mesma do capacitor de barramento (Figura 31). O capacitor de barramento mínimo necessário deve ser otimizado de modo que mantenha a vantagem da abordagem de estágio único, evitando a utilização ineficiente da fonte fotovoltaica. A eficiência de utilização de um módulo fotovoltaico indica a potência real extraída do módulo fotovoltaico da sua potência máxima possível. A ondulação de tensão do módulo fotovoltaico tem uma relação direta com o tamanho do capacitor de acoplamento e sua tensão nominal. Além disso, existe uma relação direta entre a quantidade de energia que pode ser armazenada no capacitor e sua capacidade de transferência de energia [55].

Para o dimensionamento do capacitor do barramento CC, considera-se que o conversor opera na sua forma ideal, isto é, com um rendimento de 100%, onde a potência de entrada é igual à potência de saída. Com essa consideração, tem-se:

$$P_{in} = V_{ef} \cdot I_{ef} \cdot \left(\frac{1 - \cos(2wt)}{2} \right) = \underbrace{\frac{V_{ef} \cdot I_{ef}}{2}}_{P_{cc}} - \underbrace{\frac{V_{ef} \cdot I_{ef}}{2} \cos(2wt)}_{P_{ca}} = V_{in} \cdot I_{pv}(t) \quad (3.3)$$

Em 3.3, a equação foi separada em duas partes, onde a primeira parcela é a componente contínua, gerada pelo sistema fotovoltaico e a segunda parcela a componente alternada, que é absorvida no capacitor que realiza o balanço total de potência. O valor médio da corrente na saída do sistema fotovoltaico (sistema fotovoltaico + capacitor) é a corrente do arranjo, enquanto a componente alternada, com o dobro da frequência da rede, circula pelo capacitor.

$$\langle I_{pv} \rangle = \frac{P_{mp}}{V_{in}} \quad (3.4)$$

$$I_{pkpk} = 2 \cdot \langle I_{pv} \rangle \quad (3.5)$$

A reatância de um capacitor é dada por (3.6):

$$X_c = \frac{-1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{cc}} \quad (3.6)$$

$$\Delta V_c = |X_c| \cdot I_{pkpk} \quad (3.7)$$

Substituindo (3.5) em (3.7), tem-se:

$$\Delta V_c = |X_c| \cdot 2 \cdot \langle I_{pv} \rangle \quad (3.8)$$

Substituindo (3.6) em (3.8), tem-se:

$$\frac{\Delta V_c}{2 \langle I_{pv} \rangle} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot f_{grid} \cdot C_{cc}} \quad (3.9)$$

Substituindo (3.4) em (3.9), o capacitor do barramento CC pode ser calculado por:

$$C_{cc} = \frac{P_{mp}}{2 \cdot V_{in} \cdot \pi \cdot f_{grid} \cdot \Delta V_c}, \quad (3.10)$$

onde:

P_{mp} - potência máxima do sistema fotovoltaico (W);

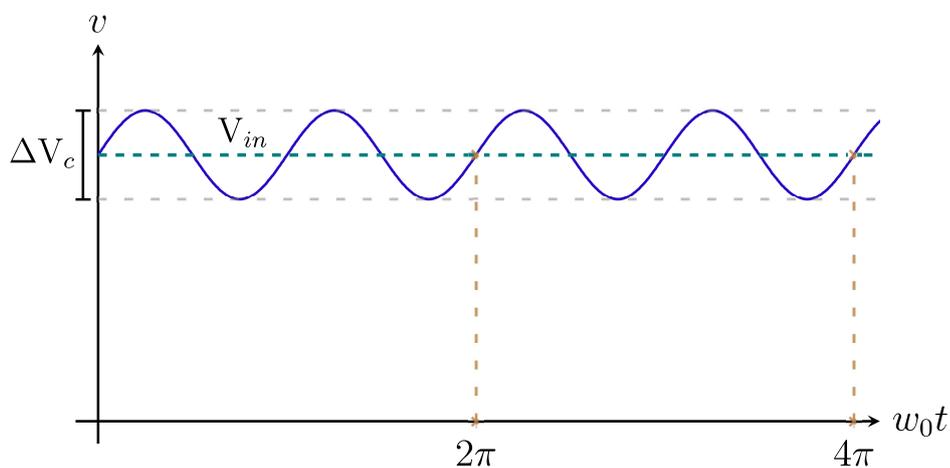
V_{in} - tensão média de entrada na máxima potência (V);

f_{grid} - frequência da rede (Hz);

ΔV_c - ondulação de tensão admitida no capacitor (V).

Na Figura 32 é representado de forma genérica a ondulação de tensão no capacitor em relação a V_{in} para um período de rede.

Figura 32 – Tensão de entrada V_{in}



Fonte: Próprio autor

A ondulação de tensão dada em porcentagem pode ser calculada pela divisão entre o valor de pico da tensão de entrada pelo valor médio:

$$ond. = \frac{V_{in(pico)}}{V_{in}} \times 100 \quad (3.11)$$

3.4.2 Capacitores Auxiliares

A modulação por largura de pulso baseada em portadoras deslocadas em fase (PS-PWM) apresentada na Figura 27 garante tempos iguais de carregamento e descarregamento para os capacitores auxiliares, em um período de comutação. Nesses capacitores, ocorre o balanceamento natural, o controle de tensão ocorre de forma automática, por simetria. A frequência nesses capacitores é a mesma da rede e a variação máxima de tensão que ocorre nos capacitores, é a mesma tensão do arranjo fotovoltaico.

$$\Delta V_{caux} = V_{in} \quad (3.12)$$

$$V_{in} = |X_c| \cdot I_{pk} \quad (3.13)$$

A corrente de pico que deve ser suportada pelos capacitores é dependente da corrente de saída e pode ser dada por:

$$I_{pk} = \sqrt{2} \cdot I_o, \quad (3.14)$$

onde a corrente eficaz de saída pode ser dada por:

$$I_o = \frac{P_{mp}}{V_{grid}} \quad (3.15)$$

Substituindo as equações (3.14) e (3.15) em (3.13), tem-se:

$$X_c = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{in} \cdot V_{grid}}{2 \cdot P_{mp}} \quad (3.16)$$

Substituindo (3.16) em (3.6), e evidenciando C_{aux} , pode-se calcular os capacitores auxiliares:

$$C_{aux} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_{mp}}{2 \cdot \pi \cdot f_{grid} \cdot V_{in} \cdot V_{grid}}, \quad (3.17)$$

onde:

P_{mp} - potência máxima do sistema fotovoltaico (W);

V_{in} - tensão média do arranjo fotovoltaico na máxima potência (V);

f_{grid} - frequência da rede (Hz);

V_{grid} - tensão eficaz da rede elétrica (V).

3.4.3 Filtro Passa-Baixa de Saída

Em virtude da estratégia de modulação aplicada aos conversores CC-CA, com modulação PWM, a tensão de saída possui uma componente fundamental de baixa frequência que apresenta um espectro harmônico de alta frequência cujo conteúdo não é desprezível [19]. O uso de filtros ajudam a limitar os valores de THD.

O tipo de modulação interfere diretamente nos cálculos para o filtro de saída.

Os filtros L são de primeira ordem, possuindo assim na região de altas frequências atenuação de -20 dB/década após a frequência de corte. Utilizando a modulação PWM bipolar, a indutância do filtro L de maneira simplificada baseada na DHT_i e no pico da ondulação da corrente em um período de comutação pode ser obtida a partir da equação (3.18) [56]:

$$L = \frac{V_{cc}}{4\sqrt{3} \cdot f_{sw} \cdot DHT_i \cdot I_o} \times 100, \quad (3.18)$$

onde:

V_{cc} - tensão de entrada do inversor (V);

f_{sw} - frequência de chaveamento (Hz);

DHT_i - taxa de distorção de harmônicas de corrente (%);

I_o - corrente elétrica eficaz de saída do conversor (A).

3.5 Estratégia de Controle

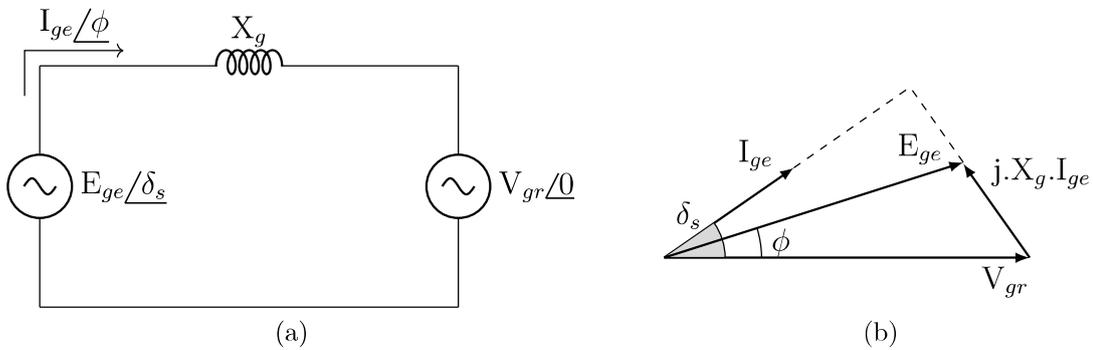
Após o estudo e análise do conversor, deve-se projetar um sistema de controle para o conversor operar no PMP e injetar uma corrente senoidal na rede elétrica que atenda o limite de harmônicos.

O sistema fotovoltaico de estágio único deve operar de modo unidirecional onde toda a potência gerada pelos painéis é transferida para a rede. Assim, o conversor multinível proposto deve ser capaz de gerenciar o fluxo de potência tal que os módulos fotovoltaicos entreguem a máxima potência. Um fator preponderante a ser considerado é que, para uma operação contínua do sistema de geração distribuída conectado à rede, a potência fornecida pelo sistema deve ser maior que zero ($p_v > 0$).

O conversor deve conduzir o sistema solar para operar sempre no PMP para dada condição de operação, através do controle do nível de tensão e corrente do conjunto solar. O conjunto gerador deve ser visto como uma fonte de potência ativa (P_{ge}) e reativa (Q_{ge}). A potência ativa depende do ângulo de fase da fonte geradora e a potência reativa é controlada pela tensão produzida da fonte [57]. Para controle da potência ativa ou reativa, pode-se utilizar o ângulo da tensão de saída do conversor e/ou o índice de modulação (m_a) [58]. O conhecimento desse tipo de técnica tem evoluído muito nas últimas décadas e tem sido cada vez mais empregado [19].

O rastreamento utilizando a variação do índice de modulação tem um desempenho estável em estado estacionário mas apresenta um desempenho dinâmico ruim e a potência ativa (P_{ge}) é mais afetada pela variação do angulo δ_s do que pelo m_a [59]. Tendo em vista o foco na injeção de potência ativa, e com a finalidade de validar o funcionamento e analisar o desempenho do inversor proposto, optou-se por um controle que atua no ângulo do sinal modulante como estratégia de controle. Essa técnica consiste na combinação das técnicas de deslocamento de fase e PWM. Mostra-se na Figura 33 o circuito e o respectivo diagrama fasorial equivalente do inversor conectado à rede através do filtro de saída operando com fator de potência adiantado. Os cálculos das potências ativa e reativa podem ser vistos nas equações 3.19 e 3.20.

Figura 33 – Circuito equivalente do conversor conectado à rede



Fonte: Adaptado de [57]

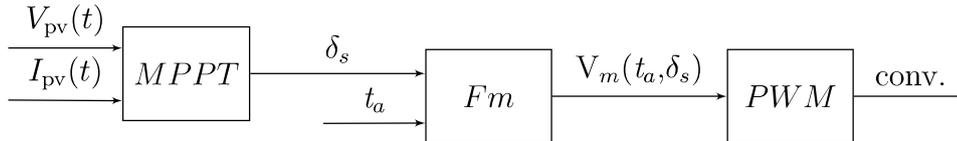
$$P_{ge} = \frac{E_{ge} \cdot V_{gr} \cdot \text{sen}(\delta_s)}{X_g} \quad (3.19)$$

$$Q_{ge} = \frac{(E_{ge})^2 - E_{ge} \cdot V_{gr} \cdot \text{cos}(\delta_s)}{X_g} \quad (3.20)$$

Nas equações 3.19 e 3.20 as tensões são expressas em valores *rms* e δ_s é o angulo de fase do sinal de controle em relação ao ângulo de fase da rede. Assumindo que o sistema é conectado ao um barramento infinito onde não há o controle da tensão da rede elétrica, pode-se afirmar (observando as equações) que o fluxo de potência é dependente de três

variáveis controláveis: E_{ge} , X_g e δ_s . O circuito de controle utiliza apenas a variação do ângulo δ_s para rastrear o PMP enquanto o índice de modulação (m_a) está fixo no máximo da região linear, igual a unidade (Figura 25). Na Figura 34 pode-se observar um diagrama simplificado para implementação do controle de potência ativa para injeção na rede através do controle da defasagem do sinal modulante.

Figura 34 – Diagrama de blocos para o controle da potência ativa injetada na rede



Fonte: Próprio autor

Onde:

- *MPPT*: encontra o ângulo ótimo para a máxima transferência de potência ativa;
- *Fm*: função que sintetiza o sinal modulante (senóide de referência);
- *PWM*: comparação do sinal modulante com as triangulares e envio do comando para os interruptores do inversor.

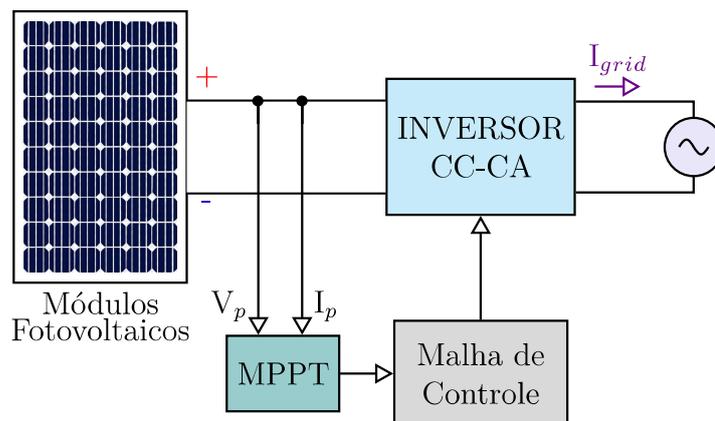
A função modulação (*Fm*) sintetiza um sinal ($V_m(t_a, \delta_s)$) do tipo senoidal composto por uma componente fundamental e idealmente sem distorção. Para a geração do sinal foi desenvolvida uma função que recebe como entradas o ângulo δ_s proveniente do algoritmo do MPPT, e o tempo de atualização t_a dado pelo sistema.

$$Fm : V_m(t_a, \delta_s) = \text{sen}(\omega_0 \cdot t_a, \delta_s), \quad (3.21)$$

onde ω_0 é a frequência angular da rede dada em *rad/s*.

Uma visão geral de todo o sistema englobando a malha de controle está representada na Figura 35.

Figura 35 – Estratégia simplificada de controle



Fonte: Próprio autor

4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

O principal objetivo deste capítulo é a validação do inversor proposto que pode ser utilizado com um sistema fotovoltaico conectado à rede de estágio único. O dimensionamento e a simulação do inversor proposto são apresentados neste capítulo.

4.1 Capacitor do Barramento

Conforme visto no tópico 3.4.1, a função do capacitor no barramento CC é carregar, armazenar e fornecer energia, para o inversor a ele conectado.

Para a escolha do valor de capacitância necessária para o barramento CC, deve-se considerar alguns critérios como por exemplo a variação aceitável da tensão do barramento (ΔV_c), que foi definida arbitrariamente. Com esses parâmetros e utilizando a equação 3.10, pode-se calcular a capacitância necessária para o barramento CC. Os parâmetros constam na Tabela 6.

Tabela 6 – Parâmetros para cálculo da capacitância do barramento CC

\mathbf{P}_{mpt} (W)	\mathbf{V}_{in} (V)	\mathbf{f}_{grid} (Hz)	$\Delta \mathbf{V}_c$ (V)
6.394,5	440	60	16

Com os valores da Tabela 6, a capacitância resultante é de 2,41 mF. Foram utilizados 5 capacitores de 470 μF , totalizando 2,35 mF.

4.2 Capacitores Auxiliares

Os capacitores auxiliares foram calculados seguindo a equação 3.17 e os parâmetros da Tabela 7.

Tabela 7 – Parâmetros para cálculo dos capacitores auxiliares

\mathbf{P}_{mpt} (W)	\mathbf{V}_{in} (V)	\mathbf{f}_{grid} (Hz)	$\mathbf{V}_{grid(rms)}$ (V)
6.394,5	440	60	127

Com os valores da Tabela 7, a capacitância resultante é de 0,429 mF. Devido aos valores comerciais, optou-se por utilizar capacitores de 470 μ F.

4.3 Filtro de Saída

Para a simulação efetuada, o filtro de saída foi calculado utilizando a equação (3.18), e os parâmetros da Tabela 8.

A corrente de saída no conversor foi calculada considerando a máxima potência do sistema.

Tabela 8 – Parâmetros para cálculo do filtro de saída

DHT_i	V_{in}	f_{sw}	I_0
(%)	(V)	(Hz)	(A)
5	440	4.860	50,35

Com os valores da Tabela 8, a indutância resultante é de 5,19 mH. Foi adotado 1 indutor de 5 mH.

4.4 Algoritmo MPPT

O algoritmo de condutância incremental foi escolhido como estratégia MPPT por não oscilar em torno do ponto de máxima potência como ocorre com o P&O, e por rastrear mais rapidamente o aumento e a diminuição das condições de irradiância com maior precisão. Em outras palavras, é um método mais avançado que o P&O.

O algoritmo MPPT utilizado na simulação consiste em uma variante do método condutância incremental que foi modificado para atuar no ângulo da moduladora do sinal PWM (δ_s), cuja amplitude é sempre unitária, rastreando a máxima potência com base na perturbação do defasamento da moduladora em relação a tensão da rede (V_{gr}) e observação desses valores. Esse controle tem o objetivo de colocar o conversor trabalhando no ponto operacional de máxima potência em qualquer condição de temperatura e irradiância.

O algoritmo da condutância incremental pode ser implementado a partir da seguinte relação:

$$P = V.I \quad (4.1)$$

Derivando-se a equação (4.1), tem-se:

$$\frac{d(VI)}{dV} = V \frac{dI}{dV} + I = 0 \quad (4.2)$$

A partir dessa relação, temos no PMP:

$$\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \quad (4.3)$$

À direita do PMP:

$$\frac{dI}{dV} < -\frac{I}{V} \quad (4.4)$$

À esquerda do PMP:

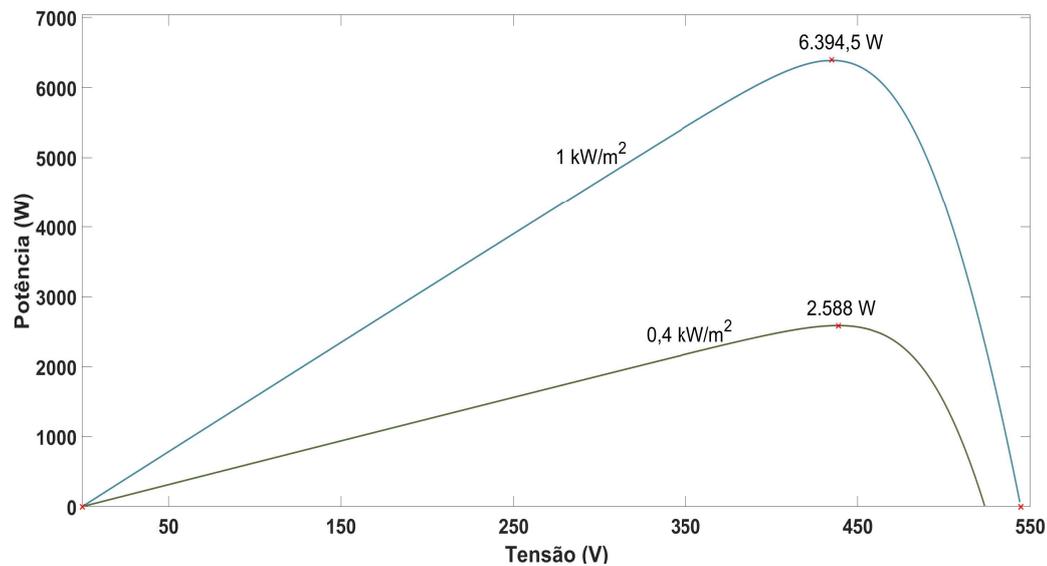
$$\frac{dI}{dV} > -\frac{I}{V} \quad (4.5)$$

Assim, o algoritmo estará rastreando o ponto de máxima potência até que a condição da eq. (4.3) esteja satisfeita, isto é, o ponto onde a derivada é nula e conseqüentemente a potência do sistema é máxima. Utilizando as equações (4.3), (4.4) e (4.5), foi elaborado um fluxograma do método de condutância incremental modificado (vide Apêndice A). O algoritmo utilizado para a implementação se encontra no Apêndice B.

4.5 Resultados de Simulação

Um modelo de simulação foi desenvolvido para a validação de todo o sistema incluindo o desempenho do inversor e do controlador de potência ativa. O sistema é composto pelo conjunto de módulos fotovoltaicos, inversor CC-CA (apresentado em 3.1), rede elétrica, filtro L e o sistema de controle apresentado em 3.5. O controlador é composto pelo sistema MPPT com perturbações em passo fixo, um sensor de tensão, um sensor de corrente, circuito de controle de ângulo de fase, dois geradores de onda triangular e dois comparadores.

Para o sistema fotovoltaico, foram utilizadas 2 strings de 15 módulos fotovoltaicos, totalizando 30 módulos, da marca Soltech e modelo 1STH-215-P, cujas curvas P_xV do arranjo para irradiâncias de 1000 W/m² e 400 W/m² são apresentadas na Figura 36. As grandezas tensão, corrente e potência no PMP do módulo e do conjunto utilizado podem ser visualizados no Apêndice C.

Figura 36 – Curvas PxV para irradiâncias de 1000 W/m² e 400 W/m², 25 °C

Na tabela 9 pode ser visualizado os parâmetros utilizados na simulação.

Tabela 9 – Parâmetros utilizados na simulação

Parâmetro	Símbolo	Valor
Frequência de chaveamento	f_{sw}	4,86 kHz
Frequência da rede	f_{grid}	60 Hz
Tensão da rede (rms)	V_{gr}	127 V
Capacitores auxiliares	$C1_a, C1_b$	470 μ F
Tensão inicial capacitores auxiliares	V_{0caux}	100 V
Capacitor barramento CC	C_{cc}	5x470 μ F
Filtro de saída	L	5 mH
Máxima potência painel	PMP	213,15 W
Máxima potência do sistema	PMP_t	6.394,5 W
Temperatura	-	25 °C

Utilizando a mesma estrutura de controle PWM para o conversor FC (PS-PWM), o algoritmo de condutância incremental foi modificado e atua no ângulo da moduladora produzindo um sinal de referência de 60 Hz com amplitude unitária.

Utilizando como parâmetros os dados da Tabela 9, foram feitas duas simulações. A primeira com a irradiância variando 60% abruptamente e para a segunda simulação foi utilizado um degrau de irradiância, com uma variação de 10% a cada segundo. Em todas as simulações, foi utilizado um passo de cálculo de 0,5 μ s.

Os resultados foram obtidos por simulação utilizando o ambiente Simulink presente no software MATLAB®. O sistema simulado é apresentado nas Figuras 37 e 38.

Figura 37 – Sistema de potência do conversor

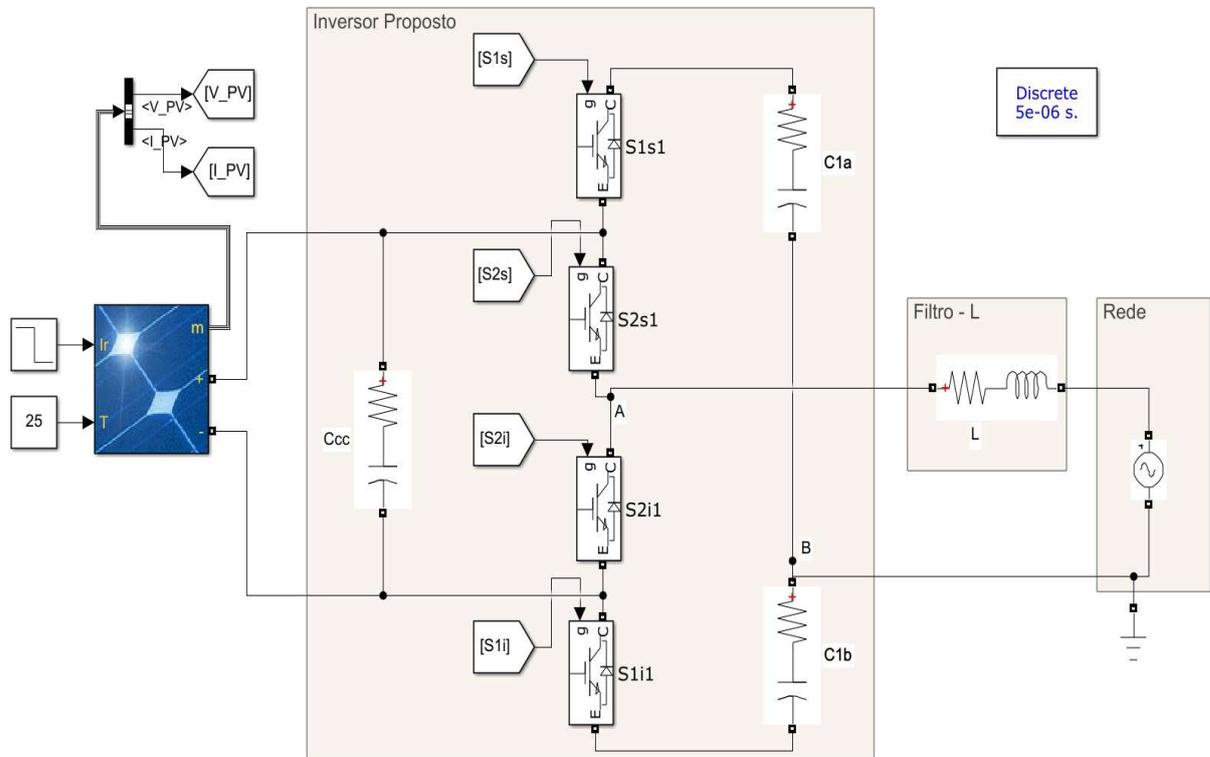
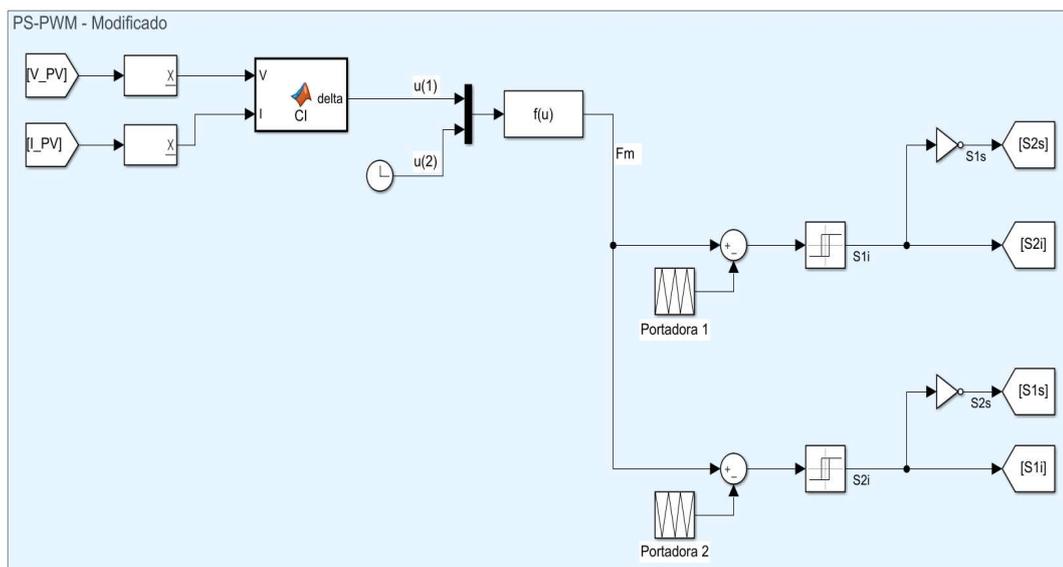


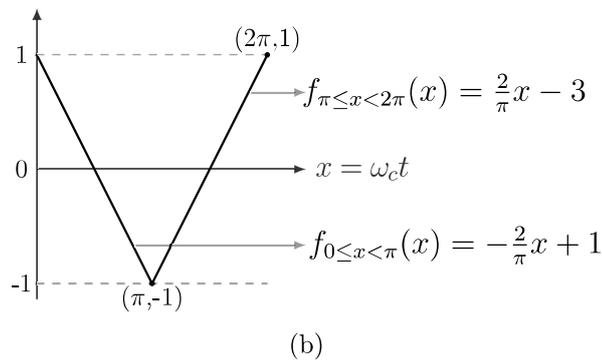
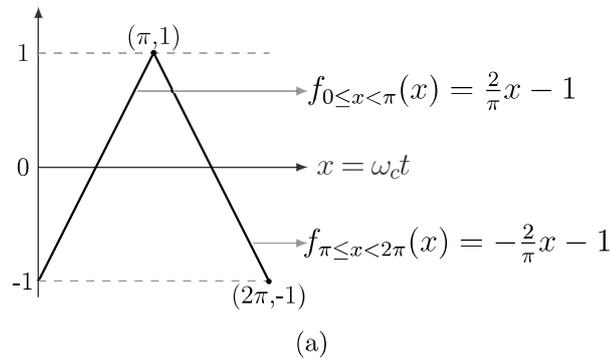
Figura 38 – Sistema de controle do conversor



A função modulação pode ser visualizada na equação 4.6 e o equacionamento das portadoras pode ser visto na Figura 39.

$$f(u) = F_m = \text{sen}(\omega_0 \times u(2) - (1.1\pi - u(1))) \quad (4.6)$$

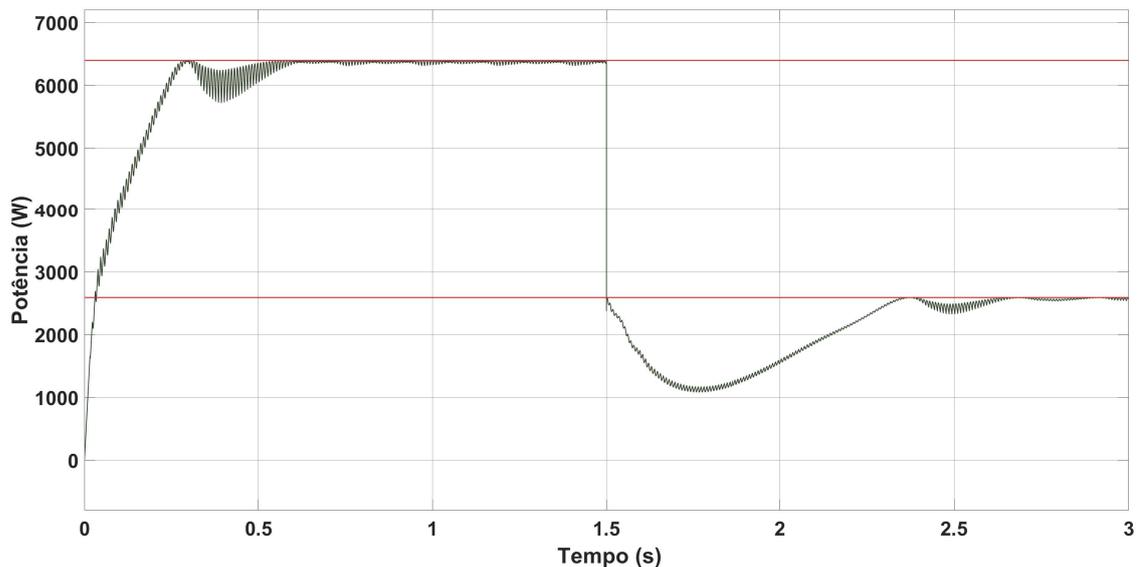
Figura 39 – Equacionamento das portadoras: (a) portadora 1; (b) portadora 2



4.5.1 Simulação com Variação Abrupta de Irradiância

O objetivo dessa simulação é a observação do comportamento do conversor para uma variação abrupta de irradiância. A simulação iniciou com a presunção de uma irradiância de 1000 W/m^2 . Após estabelecer-se a condição de regime permanente, variou-se a irradiância de 1000 W/m^2 para 400 W/m^2 em $t=1,5 \text{ s}$.

Figura 40 – Potência ativa entregue pelo sistema solar variando a irradiância de 1000 W/m^2 para 400 W/m^2 em $t=1,5 \text{ s}$



Na Figura 40 pode-se observar que o conversor proposto opera nos pontos de máxima potência (PMP) do conjunto fotovoltaico, apresentados na Figura 36, para irradiâncias de 1000 W/m^2 e 400 W/m^2 . Numa variação abrupta, o conversor demorou 0,84 segundo (50,4 ciclos de rede) para encontrar o PMP e mais 0,3 segundo (18 ciclos de rede) para atingir a estabilidade, levando um tempo total de 1,14 s. O tempo total para atingir a estabilidade ocorre devido ao tamanho do passo de cálculo fixo do algoritmo MPPT. Mesmo utilizando o método de condutância incremental, há uma pequena oscilação em estado estacionário em torno do PMP, ocasionado pela utilização da defasagem no ângulo δ_s para o rastreamento [58].

Figura 41 – Tensão da rede e corrente entregue para irradiância de 1000 W/m^2

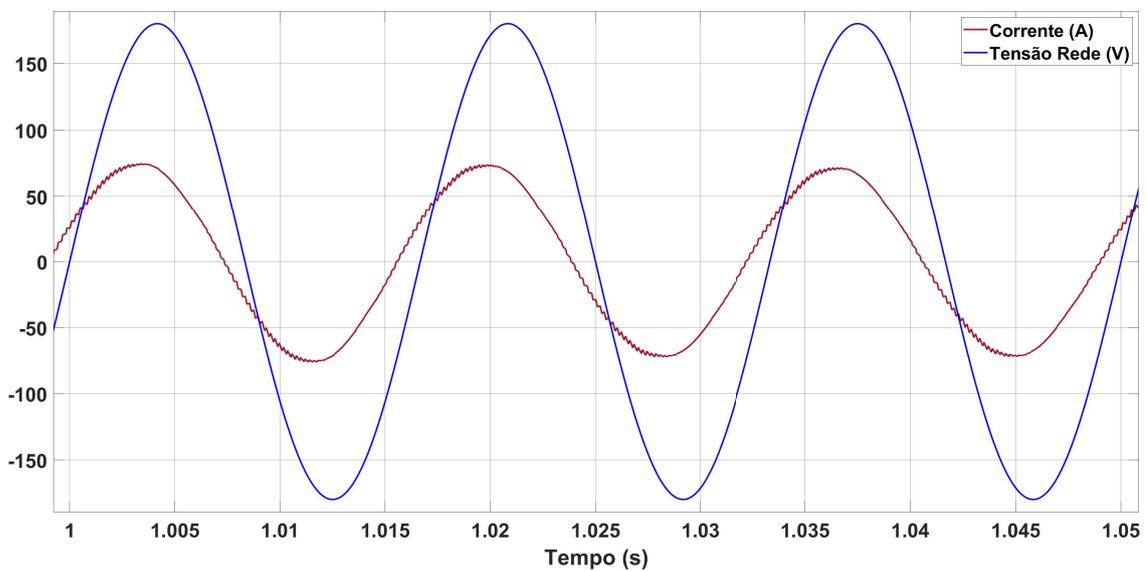
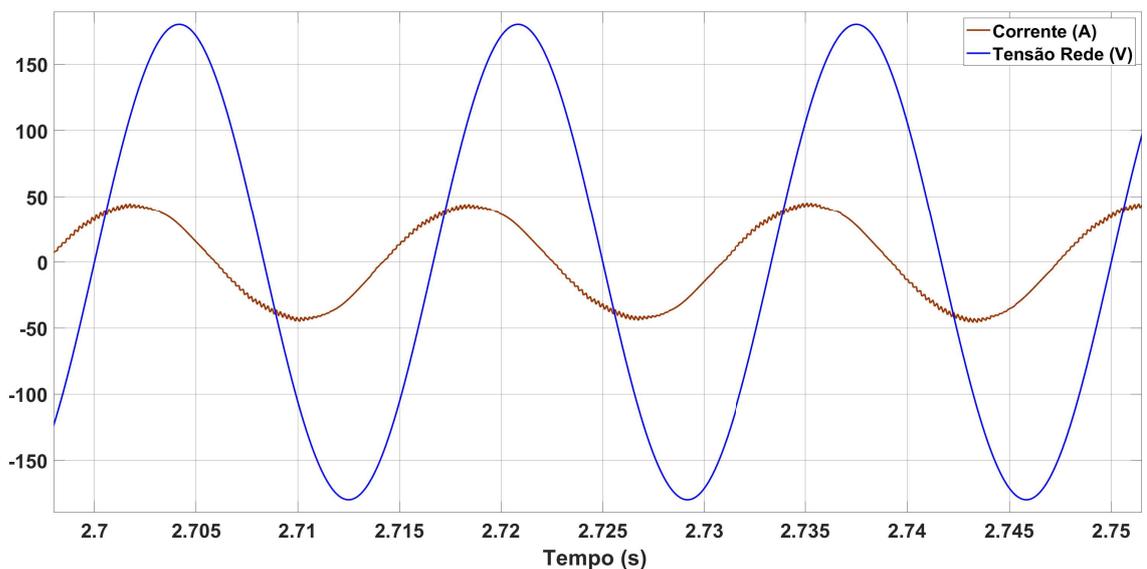


Figura 42 – Tensão da rede e corrente entregue para irradiância de 400 W/m^2



Nas Figuras 41 e 42, e capturando a informação em três ciclos de rede, pode-se observar como se comporta a corrente injetada na rede em relação as respectivas irradiâncias após atingir a estabilidade. Para uma irradiância de 1000 W/m^2 uma corrente de pico de $71,38 \text{ A}$ é atingida ($50,47 \text{ A}_{rms}$) e para uma irradiância de 400 W/m^2 uma corrente de pico de $45,91 \text{ A}$ é atingida ($32,46 \text{ A}_{rms}$).

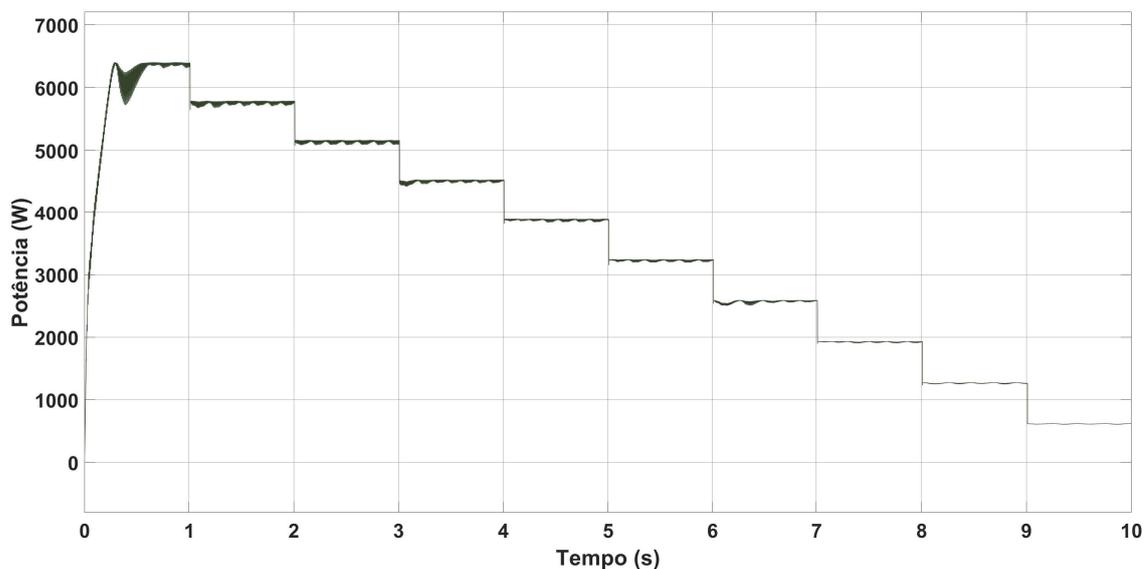
O ponto de máxima potência, nas duas situações, não ocorre com o fator de potência unitário.

4.5.2 Simulação com Variação Suave de Irradiância

O objetivo dessa simulação é a análise do comportamento do conversor com alterações suaves. Para isso, foi simulado um degrau de irradiância a partir de 1000 W/m^2 até 100 W/m^2 , decrescendo a uma taxa de 100 W/m^2 instantaneamente a cada 1 segundo.

Na Figura 43 é possível visualizar o comportamento do conversor e a velocidade do MPPT.

Figura 43 – Potência ativa entregue pelo sistema solar com degrau de irradiância de 1000 W/m^2 a 100 W/m^2

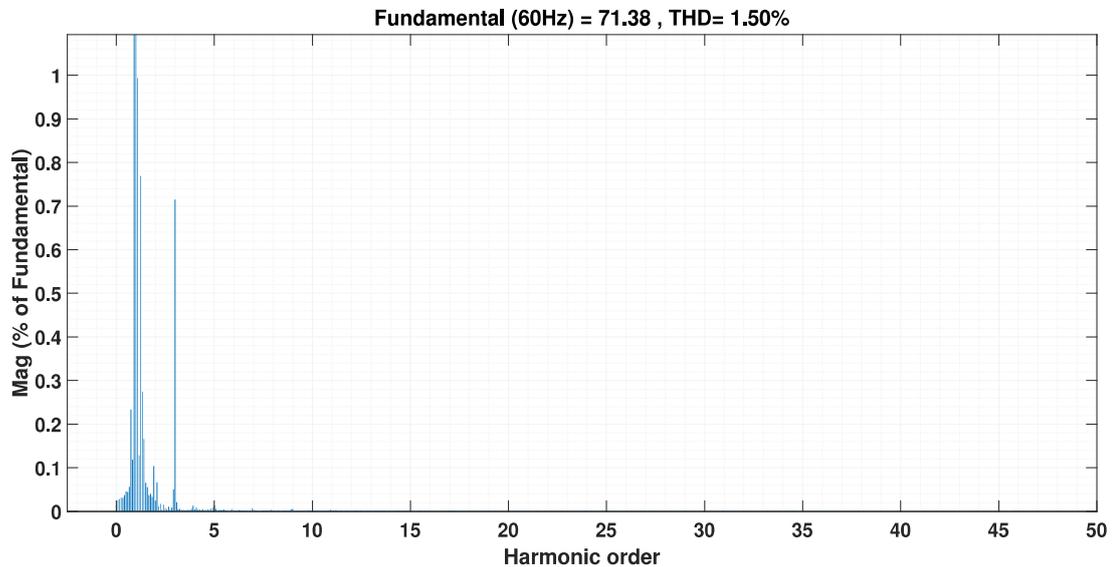


Para todas as irradiâncias simuladas, o PMP foi encontrado em poucos ciclos de rede e poucos transitórios.

Para a análise do espectro harmônico e cálculo do THD_i de corrente, foi utilizada a ferramenta presente no Simulink que utiliza a transformada rápida de fourier (FFT). Foram considerados 12 ciclos de rede após atingir a estabilidade, e ordens harmônicas de até 50^{a} . Para uma irradiância de 1000 W/m^2 , o valor total de THD_i no PAC foi de $1,5\%$, abaixo do limite estabelecido pela legislação brasileira, conforme pode ser visto na

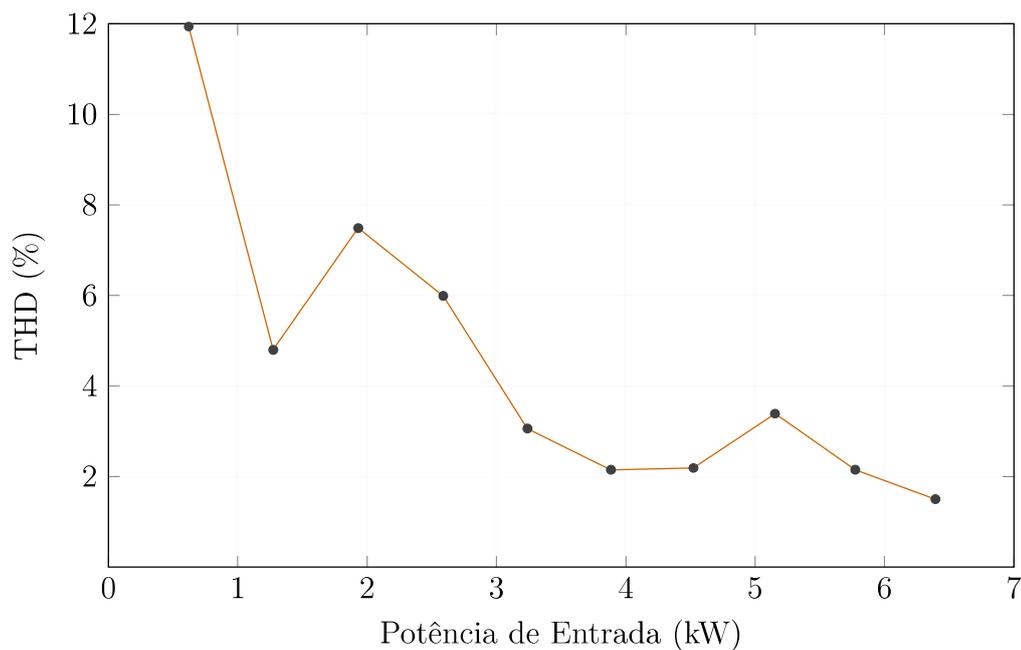
Figura 44. Também pode-se observar que o pior harmônico, que é o terceiro, tem amplitude apenas de 0,72%.

Figura 44 – Espectro harmônico da corrente injetada na rede para uma irradiância de 1000 W/m^2



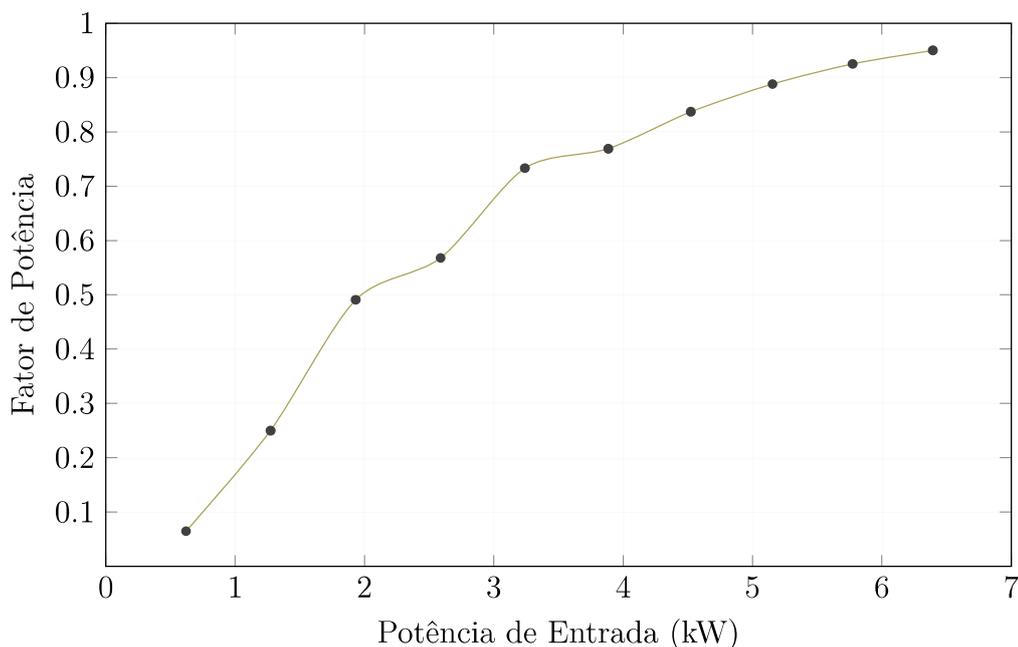
Na Figura 45 é apresentada a curva de distorção harmônica total da corrente de saída para diferentes níveis de potência fornecida pelo sistema fotovoltaico. Pode-se observar que o THD_i diminui à medida que uma menor potência é extraída dos módulos.

Figura 45 – Distorção harmônica na corrente de saída com diferentes potências de entrada



Na Figura 46 pode-se observar o comportamento do fator de potência.

Figura 46 – Fator de potência no conversor com diferentes potências de entrada

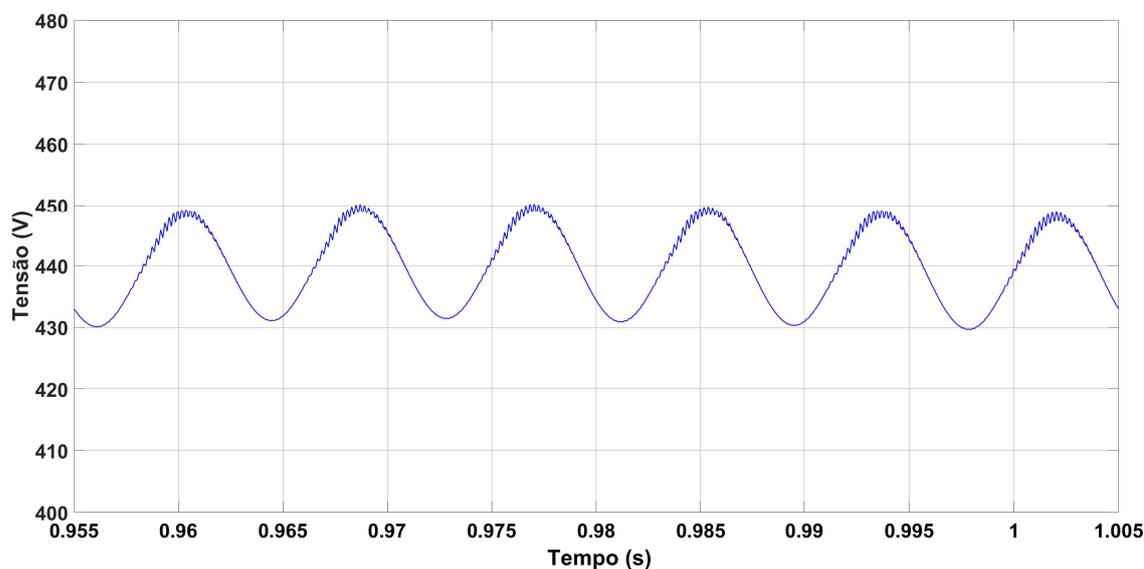


4.5.3 Principais Formas de Onda do Inversor

As principais formas de onda do inversor foram obtidas em regime permanente, no ponto de operação que corresponde ao PMP com irradiância de 1000 W/m^2 .

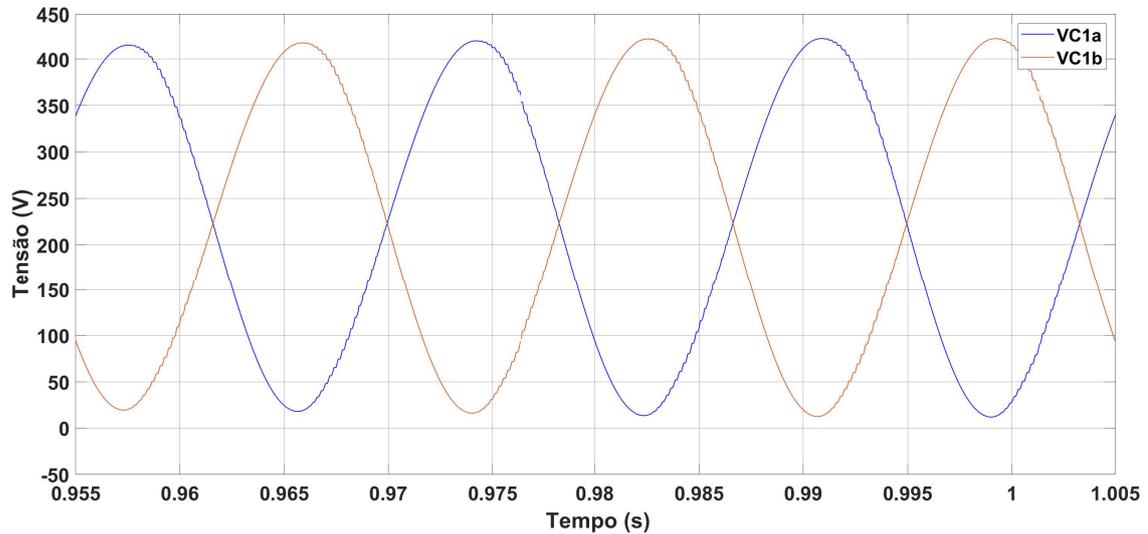
A tensão do barramento CC pode ser visualizada na Figura 47. A ondulação de tensão do barramento possui valor de ondulação conforme estipulado em 4.1, próximo de 16 V. Observa-se nesse barramento que a oscilação ocorre no dobro da frequência da rede (ver Figura 41). Utilizando a equação 3.11, tem-se uma ondulação de 1,02% no barramento CC.

Figura 47 – Tensão no barramento CC



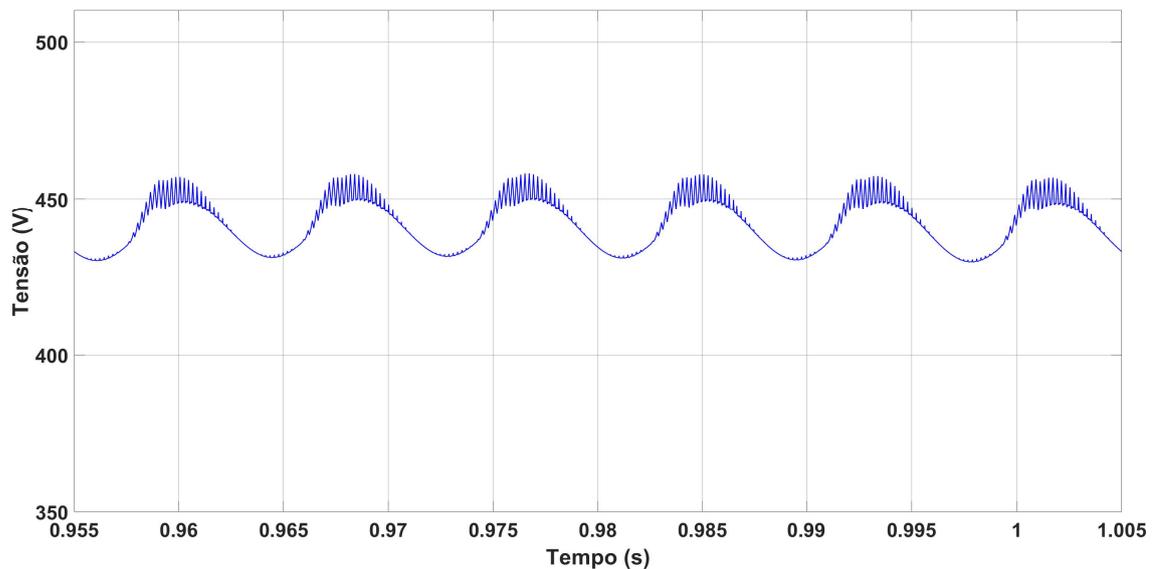
Na Figura 48 pode-se observar a tensão nos capacitores auxiliares. Nesses capacitores a tensão é simétrica e complementar com oscilação na frequência da rede.

Figura 48 – Tensão nos capacitores auxiliares



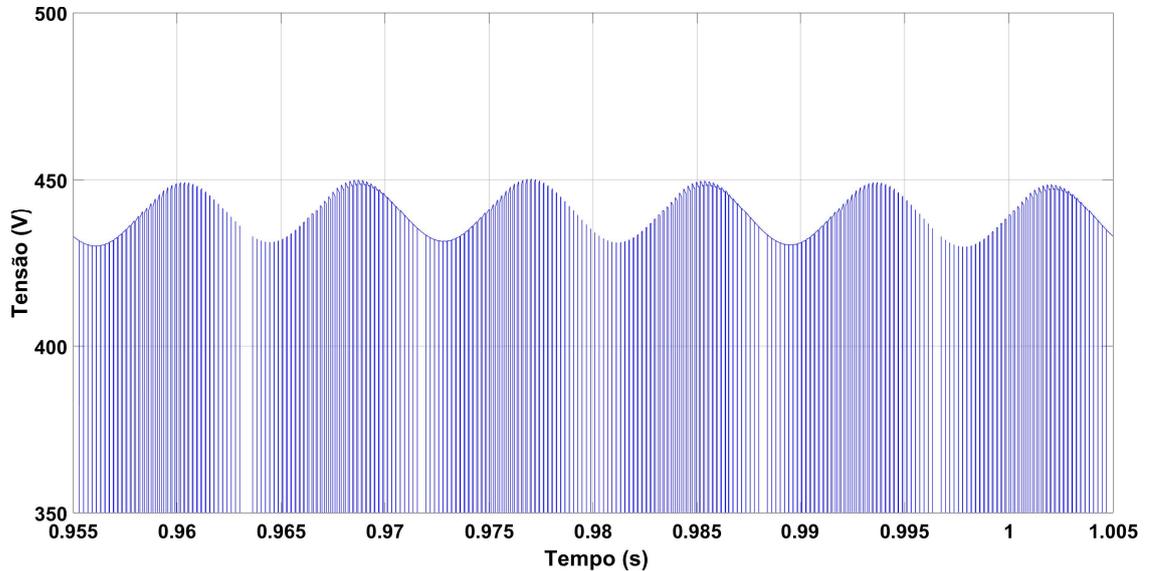
Na Figura 49 pode-se observar a soma das tensões nos capacitores auxiliares. Observa-se que corresponde à mesma tensão do barramento CC operando também no dobro da frequência da rede.

Figura 49 – Soma da tensão nos capacitores auxiliares ($C1_a + C1_b$)



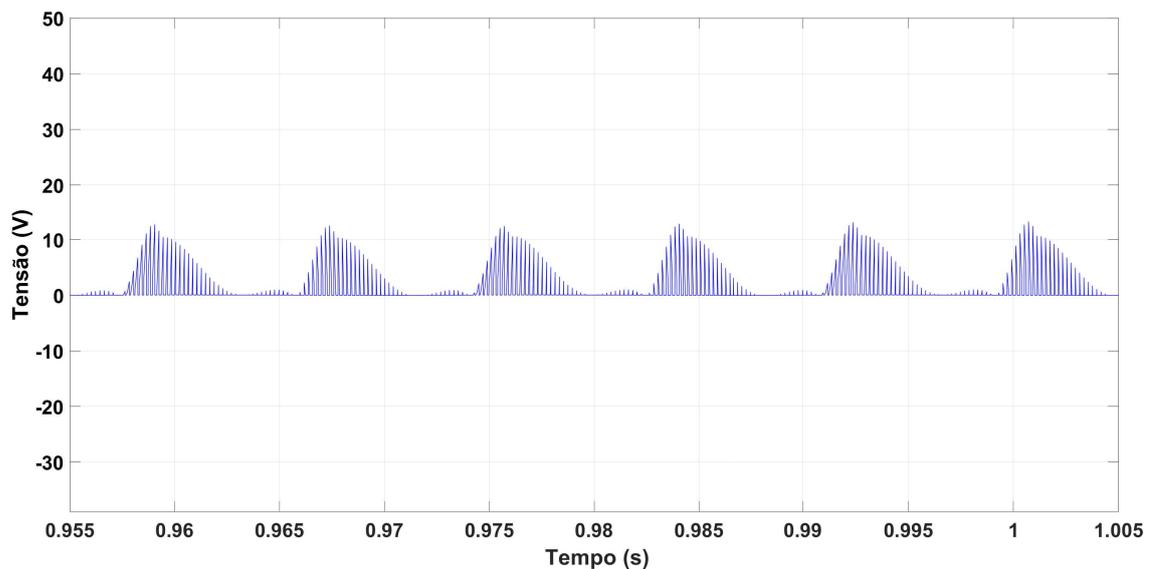
Na Figura 50 pode-se observar a tensão de bloqueio das chaves ligadas ao capacitor do barramento CC ($S2_s$ e $S2_i$). Observa-se que a tensão de bloqueio é igual a tensão V_{mp} .

Figura 50 – Tensão de bloqueio na chave $S2_s$



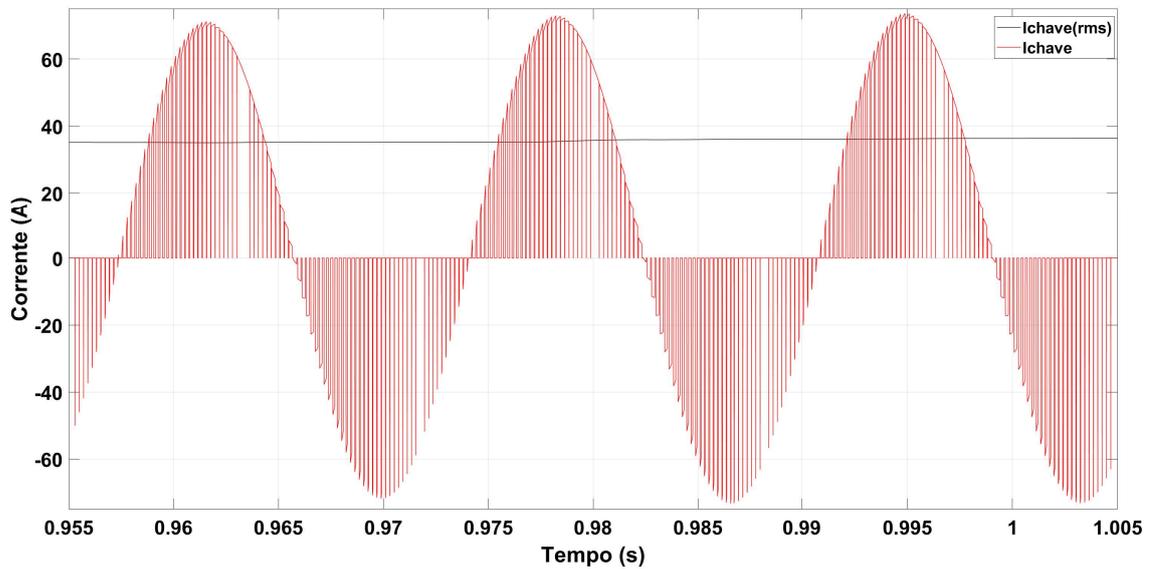
Na Figura 51 pode-se observar a tensão de bloqueio das chaves $S1_s$ e $S1_i$. Observa-se que a tensão de bloqueio é baixa para o ponto de máxima irradiância. A tensão de bloqueio nessas chaves é aumentada com a diminuição da irradiância.

Figura 51 – Tensão de bloqueio na chave $S1_s$



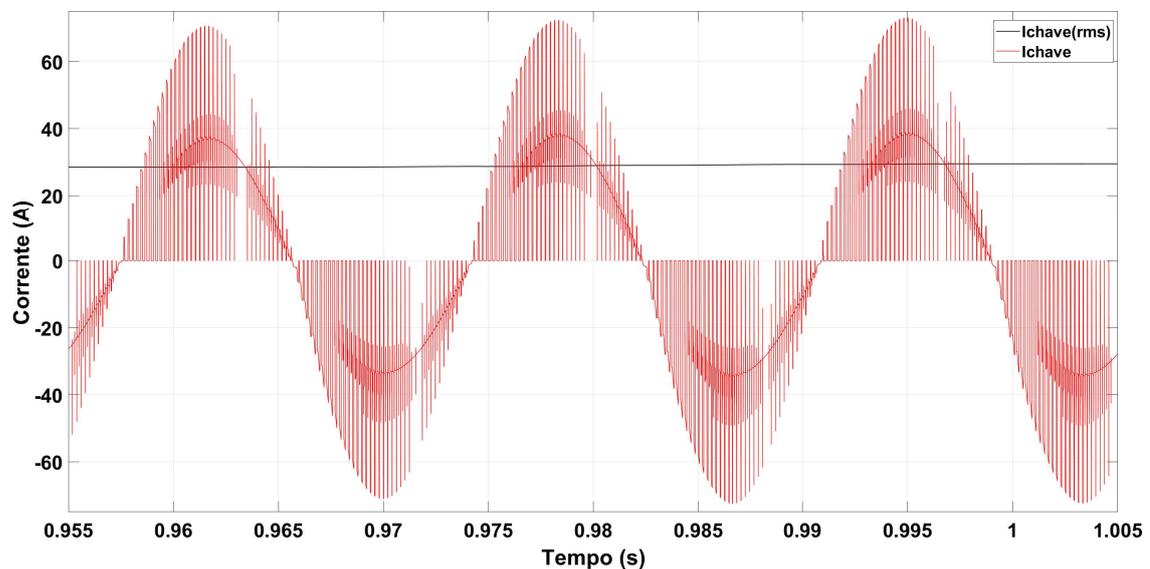
Na Figura 52 pode-se observar a corrente nas chaves internas.

Figura 52 – Corrente na chave $S2_s$



Na Figura 53 pode-se observar a corrente nas chaves externas.

Figura 53 – Corrente na chave $S1_s$

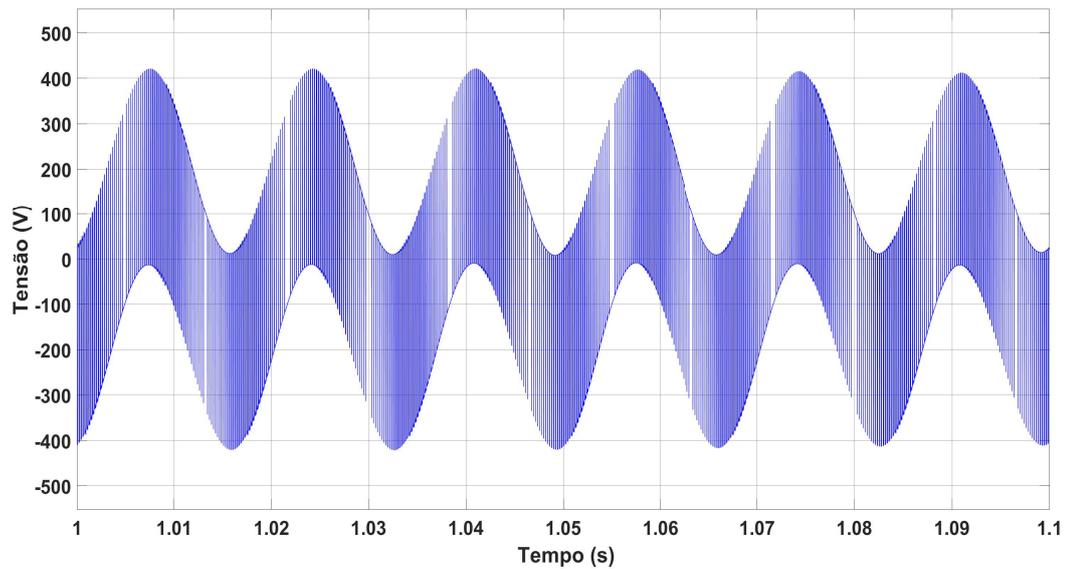


Embora a modulação PS-PWM proporcione um esforço igualitário nas chaves do conversor FC, no conversor apresentado, o esforço não foi o mesmo. As chaves internas apresentaram um esforço maior. Com irradiância de 1000 W/m^2 , as chaves internas tiveram uma corrente de $36 A_{rms}$ e as chaves externas de $29 A_{rms}$.

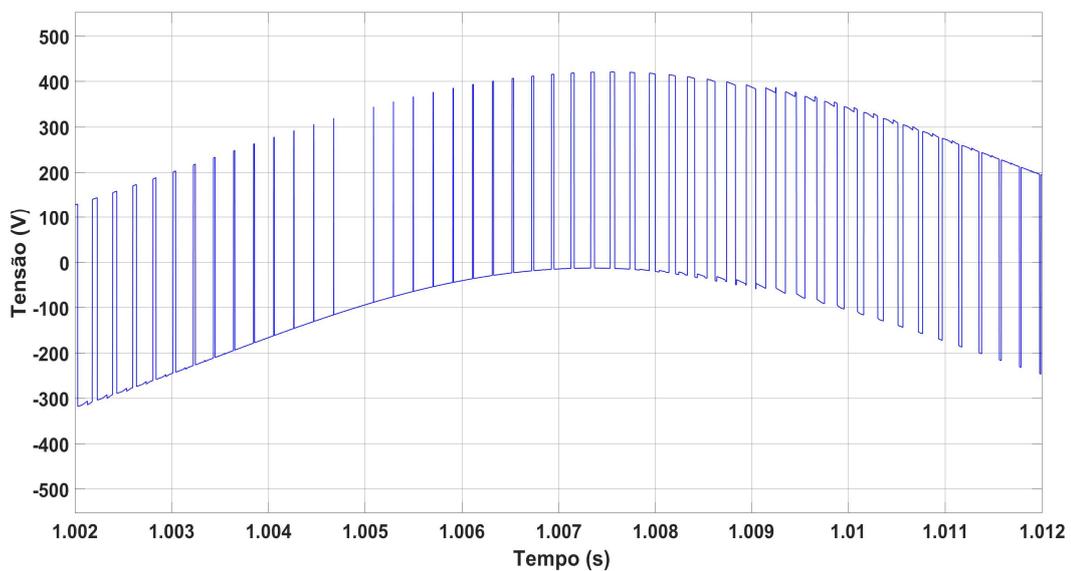
Com máxima irradiância, as chaves externas apresentam um valor de corrente de mesma ordem de grandeza das chaves internas, mas comutando sob baixa tensão. Com a redução da irradiância, aumenta-se a tensão nas chaves externas, mas a corrente apresenta redução.

Na Figura 54 observa-se a tensão de saída do conversor (VAB da Figura 37), na qual não há um nível definido na saída, e sim um conjunto contínuo de valores devido aos capacitores auxiliares da estrutura. Como em cada período de chaveamento a tensão produzida oscila entre dois valores únicos, pode-se dizer que o conversor se comporta como uma estrutura de 81 níveis (fator de modulação em frequência).

Figura 54 – Tensão de saída do conversor: (a) intervalo de 0,1 segundo; (b) intervalo de 0,01 segundo



(a)



(b)

5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Este capítulo tem como objetivo apresentar as conclusões do trabalho. Também são apresentadas propostas para trabalhos futuros que poderiam complementar as conclusões obtidas nessa dissertação.

5.1 Conclusões

Com o aumento cada vez mais expressivo da geração elétrica fotovoltaica, novas tecnologias tem sido desenvolvidas para o aprimoramento do processamento de energia e conexão à rede elétrica com o intuito de melhorar a qualidade de energia elétrica para o sistema com o menor custo possível. Conforme visto nesse trabalho, destaca-se o desenvolvimento de novas topologias de conversores CC-CA para o processamento da energia solar fotovoltaica com ênfase nas topologias multiníveis.

Nesse trabalho foi apresentado um novo conversor de estágio único modificado baseado no conversor multinível de célula flutuante (*Flying Capacitor Converter*) CC-CA para sistemas fotovoltaicos monofásicos conectados à rede. Devido à integração dos estágios de potência, esse inversor tem como vantagem um número menor de componentes mas em contrapartida, um menor grau de liberdade para controle.

Utilizando o algoritmo de condutância incremental como método MPPT atuando no ângulo do sinal modulante, filtro indutivo tipo "L" na saída, e modulação PS-PWM, o conversor proposto foi testado no ambiente Simulink presente no software MATLAB com potência de entrada proveniente dos módulos fotovoltaicos de 6,4 kW. Nos testes efetuados foram obtidos desempenhos conforme esperados. Numa variação abrupta de irradiância solar, instantaneamente de 1000 W/m² para 400 W/m², o sistema demorou cerca de 1,14 segundo para atingir o respectivo PMP e atingir a estabilidade. Nos testes com degrau suave de irradiância o sistema provou possuir um bom tempo de resposta com baixo tempo de transitório.

Os resultados de simulação convergem com as análises teóricas desenvolvidas no trabalho provando a eficácia do inversor proposto. O controle do sistema extraiu a máxima potência do conversor com alto fator de potência para a condição nominal, e mesmo com irradiâncias mais baixas o ponto de máxima potência do sistema foi alcançado. Os valores dos níveis de corrente entregue foram os esperados e os valores de harmônicas (THD_i) foram atendidos de acordo com a norma ABNT NBR 16149:2013 que limita em 5% em

relação à corrente fundamental na potência nominal do conversor.

Diferentemente do conversor FC, que opera com a metade da tensão de entrada em todas as chaves, o conversor proposto opera com tensão nominal nas duas chaves principais, e tensão reduzida nas duas chaves secundárias, reduzindo significativamente as perdas por comutação, tornando o conversor mais eficiente e compacto. Como ponto negativo da estrutura, de acordo com a modulação utilizada o conversor não permite o controle de reativos.

5.2 Trabalhos Futuros

Diante dos resultados obtidos, é possível propor os seguintes trabalhos futuros:

- Realizar testes com protótipo experimental;
- Explorar alternativas de controle no intuito de também efetuar controle de reativos;
- Estudo da eficiência do conversor;
- Estudar a aplicabilidade para sistemas trifásicos;
- Estudar a aplicabilidade com outras topologias de filtros de saída;
- Estudar o desempenho com o conversor, em estrutura com dois estágios de potência, operando como integrador à rede;
- Estudar a implementação com MPPT com passo de cálculo variável para condutância incremental;
- Implementar outros métodos de MPPT;
- Implementação de técnicas de anti-ilhamento permitindo a desconexão do inversor diante de ausência da rede;
- Averiguar a possibilidade do conversor trabalhar *stand alone*;
- Criação de um roteiro para o projeto do conversor e do controle.

REFERÊNCIAS

- [1] Global Market Outlook for Solar Power 2022-2026. In: . [S.l.]: SolarPower Europe - Leading the Energy Transition, 2022. p. 116 p. Citado na página 18.
- [2] EPE. Balanço energético nacional - relatório síntese 2022: Ano base 2021. p. 67 f, 2022. Disponível em: <[https://https://www.epe.gov.br/sites-pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/PublicacoesArquivos/publicacao-675/topico-631/BEN_S%C3%ADntese_2022_PT.pdf](https://www.epe.gov.br/sites-pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/PublicacoesArquivos/publicacao-675/topico-631/BEN_S%C3%ADntese_2022_PT.pdf)>. Citado na página 19.
- [3] ANEEL. Sistema de informações de geração distribuída da aneel - SIGA. 2023. Disponível em: <<https://app.powerbi.com/view?r=eyJrIjoiY2VmMmUwN2QtYWFiOS00ZDE3LWI3NDMtZDk0NGI4MGU2NTkxIiwidCI6IjQwZDZmOWI4LWVjYTctNDZhMi05MmQ0LWVhNGU5YzAxNzBIMSIsImMiOjR9>>. Citado na página 19.
- [4] VILLALVA, M. G. Energia solar fotovoltaica: Conceitos e aplicações. *Editora Saraiva*, v. 2 ed., p. 224 p, 2015. Citado na página 20.
- [5] ZHANG, X. et al. Multilevel Inverters for Grid-Connected Photovoltaic Applications: Examining Emerging Trends. *IEEE Power Electronics Magazine*, v. 5, n. 4, p. 32–41, 2018. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8581614>>. Citado na página 20.
- [6] KISHOR, N. et al. Modeling of pv module with consideration of environmental factors. *IEEE*, p. 1–5, 2010. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/5638902>>. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 24.
- [7] ABU-RUB, H.; MALINOWSKI, M.; AL-HADDAD, K. *Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications*. [S.l.]: Wiley-IEEE Press., 2014. 832 p. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 25.
- [8] PINHO, J. T.; GALDINO, M. A. *Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos*. [S.l.: s.n.], 2014. v. 2 ed. 530 p. Citado na página 26.
- [9] DUBEY, R.; JOSHI, D.; BANSAL, R. C. Optimization of Solar Photovoltaic Plant and Economic Analysis. *Electric Power Components and Systems*, v. 44, n. 18, p. 2025–2035, 2019. Disponível em: <<https://doi.org/10.1080/15325008.2016.1209706>>. Citado na página 27.
- [10] FEMIA, N. et al. *Power Electronics and Control Techniques for Maximum Energy Harvesting in Photovoltaic Systems*. [S.l.]: CRC Press, 2013. 335 p. Citado na página 27.
- [11] BENDIB, B.; BELMILI, H.; KRIM, F. A survey of the most used mppt methods: Conventional and advanced algorithms applied for photovoltaic systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 45, p. 637–648, 2015. ISSN 1364-0321. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032115000970>>. Citado na página 27.
- [12] MAO, M. et al. Classification and summarization of solar photovoltaic mppt techniques: A review based on traditional and intelligent control strategies. *Energy Reports*, v. 6, p. 1312–1327, 2020. ISSN 2352-4847. Disponível em:

- <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2352484720300512>>. Citado na página 27.
- [13] VENTURINI, R. P. et al. Analysis of limit cycle oscillations in maximum power point tracking algorithms. p. 378–384, 2008. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/4591959>>. Citado na página 28.
- [14] AL-AMOUDI, A.; ZHANG, L. Optimal control of a grid-connected pv system for maximum power point tracking and unity power factor. p. 80–85, 1998. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/732017>>. Citado na página 28.
- [15] ZHANG, L.; AL-AMOUDI, A.; BAI, Y. Real-time maximum power point tracking for grid-connected photovoltaic systems. p. 80–85, 2000. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/888909>>. Citado na página 28.
- [16] PATEL, H.; AGARWAL, V. Mppt scheme for a pv-fed single-phase single-stage grid-connected inverter operating in ccm with only one current sensor. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 24, n. 1, p. 256–263, 2009. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/4783113>>. Citado na página 28.
- [17] HUSSEIN, K. H. et al. Maximum photovoltaic power tracking : an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions. *IEEE Proceedings*, v. 142, n. 1, p. 59–64, 1995. Citado na página 29.
- [18] MOHANTY, P. et al. MATLAB based modeling to study the performance of different MPPT techniques used for solar PV system under various operating conditions. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, IEEE, v. 38, p. 581–593, 2014. ISSN 1364-0321. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032114004274>>. Citado na página 29.
- [19] MARTINS, D. C.; BARBI, I. *Introdução ao estudo dos conversores CC-CA*. 3. ed. Florianópolis: [s.n.], 2011. 490 p. Citado 3 vezes nas páginas 29, 61 e 62.
- [20] MOHAN, N.; AL et. *Power Electronics - Converters, Applications and Desing*. 3. ed. New York - USA: John Wiley and Sons, 2003. 802 p. Citado na página 30.
- [21] VILLANUEVA, E. et al. Control of a Single-Phase Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter for Grid-Connected Photovoltaic Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 11, p. 4399–4406, 2009. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/5226596>>. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 44.
- [22] TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. [S.l.]: John Wiley and Sons, 2011. 416 p. Citado na página 30.
- [23] RASHID, M. H. *Eletrônica de Potência - Circuitos, Dispositivos e Aplicações*. 4. ed. [S.l.]: Pearson, 2014. 0-817 p. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 49.
- [24] KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, n. 5, p. 1292–1306, 2005. ISSN 0093-9994. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/1510827>>. Citado na página 31.

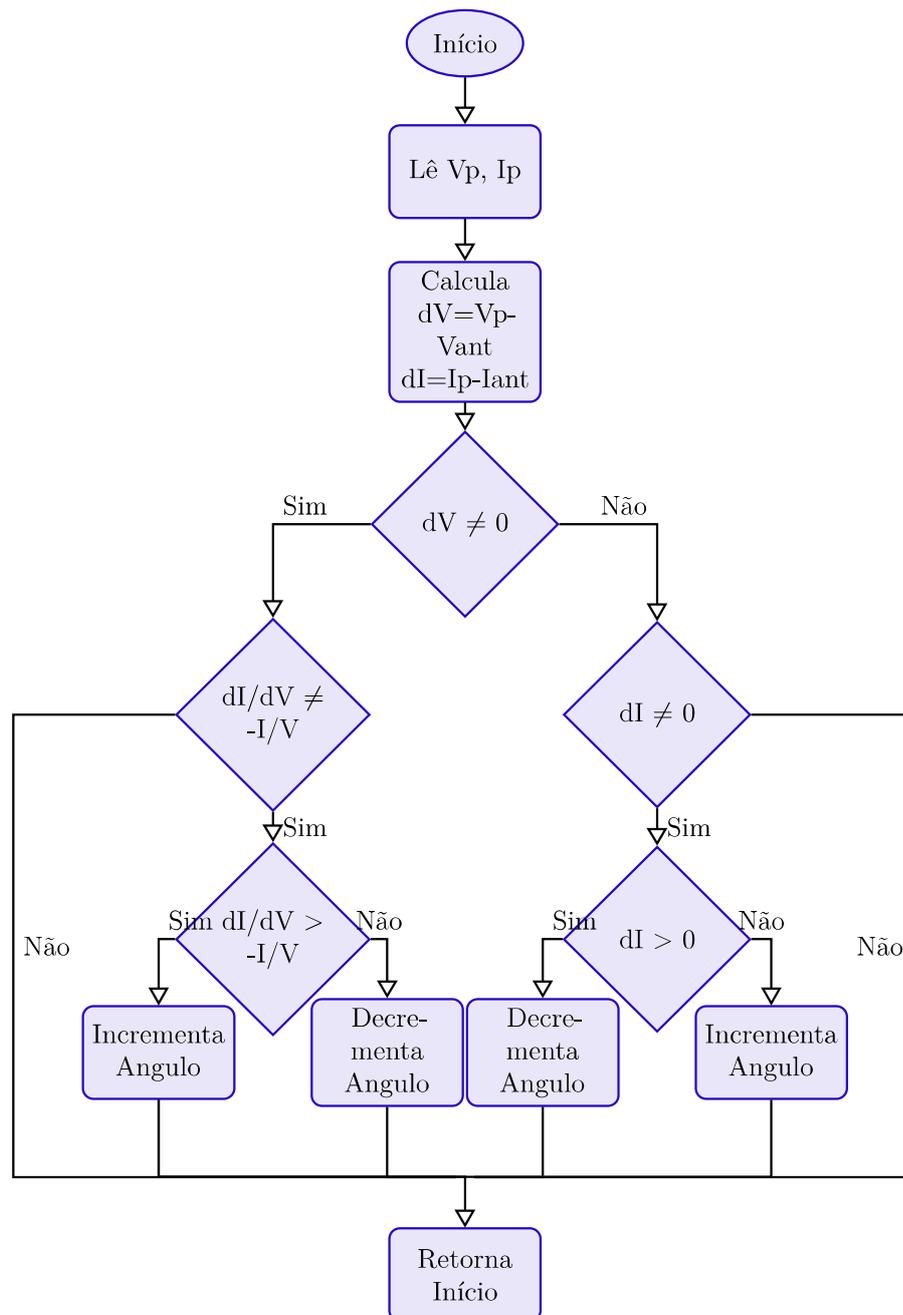
- [25] MIYATAKE, M. et al. Maximum Power Point Tracking of Multiple Photovoltaic Arrays: A PSO Approach. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, v. 47, n. 1, p. 367–380, 2011. ISSN 0018-9251. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/5705681>>. Citado na página 31.
- [26] OZDEMIR, S.; ALTIN, N.; SEFA, I. Single stage three level grid interactive mppt inverter for pv systems. *Energy Conversion and Management*, v. 80, p. 561–572, 2014. ISSN 0196-8904. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0196890414000934>>. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 40.
- [27] GRADY, W. M.; SANTOSO, S. Understanding Power System Harmonics. *IEEE Power Engineering Review*, v. 21, n. 11, p. 8–11, 2001. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/961997>>. Citado na página 32.
- [28] YAGNIK, U. P.; SOLANKI, M. D. Comparison of L, LC e LCL filter for grid connected converter. *International Conference on Trends in Electronics and Informatics (ICEI)*, IEEE, p. 455–458, 2017. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/8300968?casa_token=RlOO_7QpqVgAAAAA:82nWEhyS_TglRsS5zRcPFojSKuCMo_M62TfNrD5wT3m4oU0csVVAdvmqVDasie97P5FhDhGJkKo>. Citado na página 32.
- [29] ARRUDA, E. F. Estimacão de estados de distoroes harmônicas em sistemas elétricos de potência utilizando estratégias evolutivas. *Tese (Doutorado em Engenharia) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo*, p. 125 f, 2008. Citado na página 33.
- [30] IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)*, p. 1–29, 2014. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6826459>>. Citado na página 33.
- [31] ABNT NBR16149. *Sistemas Fotovoltaicos (FV) - Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuio*. 2013. 18 p. Citado 3 vezes nas páginas 33, 34 e 35.
- [32] KHAN, M. A. et al. Islanding detection techniques for grid-connected photovoltaic systems-A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 154, p. 1–29, 2022. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032121011217>>. Citado na página 34.
- [33] SCHENECTADY, W. M. *US Patent 3,581,212*. 1971. Disponível em: <<https://patentimages.storage.googleapis.com/f2/bc/ff/7c035194178e0f/US3581212.pdf>>. Citado na página 36.
- [34] LUO, F. L.; YE, H. *Advanced DC/AC Inverters - Applications in Renewable Energy*. [S.l.]: CRC Press, 2013. 308 p. Citado 5 vezes nas páginas 36, 37, 43, 44 e 49.
- [35] HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. [S.l.]: Wiley-IEEE Press., 2003. 724 p. Citado na página 36.
- [36] KOSHTI, A. K.; RAO, M. N. A Brief review on multilevel inverter topologies. *International Conference on Data Management, Analytics and Innovation (ICDMAI)*, IEEE, p. 187–193, 2017. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8073508>>. Citado 2 vezes nas páginas 36 e 37.

- [37] CAMARGO, R.; NUNES, W.; SIMONETTI, D. Design and Analysis Methodology for Modular Multilevel Converters (MMC). *IEEE Latin America Transactions*, v. 16, p. 1105–1112, 2018. ISSN 1548-0992. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8362144>>. Citado 3 vezes nas páginas 37, 40 e 44.
- [38] NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-17, p. 518–523, 1981. ISSN 0093-9994. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/4503992>>. Citado 2 vezes nas páginas 38 e 39.
- [39] MEYNARD, T. A.; FOCH, H. Multi-Level Conversion: High Voltage Choppers and Voltage-Source Inverters. *PESC '92 Record 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, v. 1, p. 397–403, 1992. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/254717>>. Citado 3 vezes nas páginas 38, 40 e 41.
- [40] BAKER, R. H. *US Patent 4,210,826*. 1980. Disponível em: <<https://patentimages.storage.googleapis.com/f3/5f/d4/c6cd8b0351bfbe/US4210826.pdf>>. Citado 2 vezes nas páginas 38 e 39.
- [41] FRANQUELO, L. G. et al. The age of multilevel converters arrives. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 2, n. 2, p. 28–39, 2008. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/4544743>>. Citado 2 vezes nas páginas 38 e 45.
- [42] KOURO, S. et al. Recent advances and industrial applications of multilevel converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 8, p. 2553–2580, 2010. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/5482117>>. Citado 2 vezes nas páginas 38 e 52.
- [43] EL-HOSAINY, A.; HAMED, H. A.; EL-KHOLY, E. E. A review of multilevel inverter topologies, control techniques, and applications. *Nineteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*, IEEE, p. 1265–1275, 2017. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8301344>>. Citado 2 vezes nas páginas 39 e 40.
- [44] CHOI, N. S.; CHO, J. G.; CHO, G. H. A general circuit topology of multilevel inverter. *IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'91)*, v. 1, p. 96–103, 1991. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/162660>>. Citado na página 40.
- [45] BUSQUETS-MONGE, S. et al. Pulsewidth modulations for the comprehensive capacitor voltage balance of n-level diode-clamped converters. *IEEE Trans. Power Electronics*, p. 4479–4486, 2008. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/4592669>>. Citado na página 40.
- [46] YUAN, X.; BARBI, I. Fundamentals of a new diode clamping multilevel inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 15, n. 4, p. 711–718, 2000. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/849041>>. Citado na página 40.
- [47] FAZEL, S. S. et al. Design and Comparison of 4-kV Neutral-Point-Clamped, Flying-Capacitor, and Series-Connected H-Bridge Multilevel Converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 43, n. 4, p. 1032–1040, 2007. ISSN 0093-9994. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/4276846>>. Citado na página 41.

- [48] MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G. Analytical Determination of the Capacitor Voltage Balancing Dynamics for Three-Phase Flying Capacitor Converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 45, n. 4, p. 1425–1433, 2009. ISSN 0093-9994. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/4957040>>. Citado na página 41.
- [49] MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G. Analytical modelling of voltage balance dynamics for a flying capacitor multilevel converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 2, p. 543–550, 2008. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/4453867>>. Citado na página 42.
- [50] MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G. Enhanced voltage balancing of a flying capacitor multilevel converter using phase disposition (pd) modulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 7, p. 1933–1942, 2011. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/5659487>>. Citado na página 42.
- [51] LESNICAR, A.; MARQUARDT, R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range. *IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*, v. 3, p. 6 pp., 2003. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/1304403>>. Citado 2 vezes nas páginas 44 e 45.
- [52] ZHANG, X. et al. Topological comparison and analysis of medium-voltage and high-power direct-linked PV inverter. *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, v. 3, n. 4, p. 327–334, 2019. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/8945545>>. Citado na página 45.
- [53] DELAI, A. M. Análise de desempenho de diferentes estratégias e modulação pwm para conversores de três níveis com diodo de grampeamento. *Tese (Doutorado em Eng. Elétrica) - Universidade Federal do Espírito Santo (UFES)*, p. 139 f, 2016. Citado na página 45.
- [54] RODRIGUEZ, J. et al. Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications. *Proceedings of the IEEE*, v. 97, n. 11, p. 1786–1817, 2009. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/5290111>>. Citado na página 46.
- [55] TIKU, D. Modular Multilevel MMI(HB) Topology for Single-Stage Grid Connected PV Plant. *IEEE Transactions on Industrial Electronics, IET*, p. 1–8, 2015. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/7140568>>. Citado na página 58.
- [56] NARDI, C. Dimensionamento de filtros passivos para conversores estáticos de energia. *Dissertação (Mestrado em Eng. Elétrica) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná*, p. 162 f, 2016. Citado na página 61.
- [57] STRZELECKI, R. M. *Power electronics in smart electrical energy networks*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2008. Citado na página 62.
- [58] DOUSOKY, G. M.; SHOYAMA, M.; ABU-RUB, H. Dual-mode controller for mppt in single-stage grid-connected photovoltaic inverters. p. 665–670, 2013. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6699214>>. Citado 2 vezes nas páginas 62 e 71.
- [59] DOUSOKY, G. M.; AHMED, E. M.; SHOYAMA, M. Mppt schemes for single-stage three-phase grid-connected photovoltaic voltage-source inverters. p. 600–605, 2013. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6505739>>. Citado na página 62.

Apêndices

APÊNDICE A – FLUXOGRAMA DO MÉTODO CONDUTÂNCIA INCREMENTAL MODIFICADO



APÊNDICE B – MÉTODO MPPT CONDUTÂNCIA INCREMENTAL MODIFICADO

```

function Ang = CI(V, I)

Anginit = 0.0;
Angmax = 0.5;
Angmin = 0;
delta = 0.005;

persistent Vold Iold Angold;

dataType = 'double';

if isempty(Vold)
    Vold=0;
    Iold=0;
    Angold=Anginit;
end

deltaV = V - Vold;
deltaI = I - Iold;

if (deltaV ~= 0)
    if ((deltaI/deltaV) ~= (-I/V))
        if((deltaI/deltaV) > (-I/V))
            Ang = Angold + delta;
        else
            Ang = Angold - delta;
        end
    else
        Ang = Angold;
    end
end
else

```

```
if (deltaI ~= 0)
    if(deltaI > 0)
        Ang = Angold - delta;
    else
        Ang = Angold + delta;
    end
else
    Ang = Angold;
end
end

if Ang >= Angmax || Ang <= Angmin
    Ang=Angold;
end

Angold=Ang;
Vold=V;
Iold=I;
```

APÊNDICE C – GRANDEZAS DO MÓDULO E CONJUNTO FV

Este apêndice apresenta as grandezas de tensão, corrente e potência elétrica do módulo e do conjunto de 30 módulos FV 1STH-215-P no PMP para a faixa irradiância de 100 W/m² a 1000 W/m² e temperatura de 25 °C.

Tabela 10 – Tensão, Corrente e Potência no PMP do módulo FV 1STH-215-P - 25 °C

Irradiância (W/m ²)	Tensão (V)	Corrente (A)	Potência (W)
100	28,02	0,738	20,68
200	28,75	1,477	42,46
300	29,11	2,212	64,39
400	29,26	2,948	86,26
500	29,33	3,681	108
600	29,33	4,415	129,5
700	29,26	5,153	150,8
800	29,19	5,885	171,8
900	28,96	6,645	192,5
1000	29	7,35	213,15

Tabela 11 – Tensão, Corrente e Potência no PMP do conjunto de 2 *strings* de 15 módulos totalizando 30 módulos FV 1STH-215-P - 25 °C

Irradiância (W/m ²)	Tensão (V)	Corrente (A)	Potência (W)
100	420,4	1,476	620,4
200	431,2	2,954	1.274
300	436,7	4,423	1.932
400	438,9	5,897	2.588
500	440	7,363	3.240
600	440	8,829	3.885
700	438,9	10,31	4.523
800	437,9	11,77	5.154
900	434,5	13,29	5.774
1000	435	14,7	6.394,5