UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO–USP
ESCOLA POLITÉCNICA

Gloria Milena Vargas Gil

**Estudo, Simulação e Implementação de
um Sistema Fotovoltaico de Baixa
Potência usando Controle por Modos
Deslizantes**

São Paulo
2019

Gloria Milena Vargas Gil

**Estudo, Simulação e Implementação de
um Sistema Fotovoltaico de Baixa
Potência usando Controle por Modos
Deslizantes**

Tese apresentada à Escola Politécnica da Universidade de São Paulo para a obtenção do título de Doutor em Ciências

Área de concentração: Sistemas de potência

Orientador: Prof. Dr. Renato Machado Monaro

Coorientador: Prof. Dr. Alfeu J. Sguarezi Filho

São Paulo

2019

Autorizo a reprodução e divulgação total ou parcial deste trabalho, por qualquer meio convencional ou eletrônico, para fins de estudo e pesquisa, desde que citada a fonte.

Este exemplar foi revisado e corrigido em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, _____ de _____ de _____

Assinatura do autor: _____

Assinatura do orientador: _____

Catálogo-na-publicação

Vargas Gil, Gloria Milena

Estudo, Simulação e Implementação de um Sistema Fotovoltaico de Baixa Potência usando Controle por Modos Deslizantes / G. M. Vargas Gil -- versão corr. -- São Paulo, 2019.

122 p.

Tese (Doutorado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.

1.Controle por modos deslizantes 2.Conversor elevador 3.Seguimento do ponto de potência máxima 4.Controle por avanço-atraso I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas II.t.

Agradecimentos

A minha mãe Nieves, pela ajuda e companhia apesar da distância;
A minha tia Marina por cada palavra de ânimo, e por ser incondicional para mim;
A meu namorado Alejandro pela compreensão, ajuda e amor;
A meu orientador o Prof. Dr. Renato Monaro pela oportunidade em realizar este trabalho;
A meu coorientador o Prof. Dr. Alfeu Sguarezi pela ajuda, orientação e assessoria durante a realização deste trabalho;
À CAPES, CNPQ e FAPESP pelo apoio financeiro;
À parceria USP-UFABC pela disponibilidade de suas instalações, laboratórios e equipamentos técnicos;
A meus colegas de laboratório Lucas e Roberto pelo aporte, ajuda, disponibilidade e contribuição no desenvolvimento deste projeto;
A meus amigos colombianos Andrea, Duvan, Carlos Mario, Daniel , Juan Sebastian e Paula pela amizade, valiosas discussões e sugestões.
A meus amigos brasileiros Giovani e Douglas pelas valiosas discussões que contribuíram para melhorar meu português.
E a todas as pessoas que contribuíram de forma direta e indireta na realização deste trabalho.

*“O sucesso nasce do querer, da determinação e persistência em se chegar a um objetivo.
Mesmo não atingindo o alvo, quem busca e vence obstáculos, no mínimo fará coisas
admiráveis.”*
(José de Alencar)

Resumo

Vargas-Gil, G. **Estudo, Simulação e Implementação de um Sistema Fotovoltaico de Baixa Potência usando Controle por Modos Deslizantes**. 120 p. Tese – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, 2019.

Neste trabalho é proposto um controlador por modos deslizantes mais PI para o controle da tensão e da corrente de um conversor elevador num sistema fotovoltaico. Este controlador caracteriza-se por operar com frequência de chaveamento constante, diferenciando-se dos outros controladores modos deslizantes. Os parâmetros do controlador proposto são calculados usando a técnica de otimização por enxame de partículas modificada (*Weighted-DOCHM-PSO*). O desempenho do controlador proposto é comparado com o desempenho de um controlador linear projetado para a planta estudada. O controlador linear corresponde a um controlador avanço-atraso projetado através da análise da resposta em frequência do sistema. O módulo fotovoltaico, o conversor e os controladores são simulados usando a *toolbox Simulink* de Matlab. Finalmente, tanto o controlador linear como o proposto são implementados no kit solar TMDSSOLAR (P/C) EXPKIT da *Texas Instruments* com o propósito de verificar experimentalmente desempenho dos controladores estudados. Os resultados de simulação e experimentais mostraram que os controladores apresentaram um desempenho dinâmico satisfatório pois as referências de tensão e corrente foram atendidas.

Palavras-chave: Controle por modos deslizantes. Conversor elevador. Seguimento do ponto de potência máxima. Controle por avanço-atraso.

Abstract

Vargas-Gil, G. **Study, Simulation and Implementation of a Low Power Photovoltaic System using Sliding Modes Control**. 120 p. Ph.D. Thesis – Polytechnic School, University of São Paulo, 2019.

In this work, a sliding mode controller plus PI is proposed for the control of the voltage and current converter in a photovoltaic system. This controller is characterized by operating with constant switching frequency, differentiating it from other sliding mode controllers. The parameters of the proposed controller are calculated using the modified particle swarm optimization technique (Weighted-DOCHM-PSO). The performance of the proposed controller is compared to a linear controller designed for the system. The linear controller is an lead-leg type controller designed by analyzing the system's frequency response. The photovoltaic module, the converter, and the controllers are simulated using Matlab's Simulink. Finally, both the linear and the proposed controller are implemented in the Texas Instruments TMDSSOLAR (P/C) EXPKIT solar kit with the purpose of experimentally verifying the performance of the studied controllers. The simulation and experimental results showed that the controllers presented a satisfactory dynamic performance because the voltage and current references were met.

Keywords: Sliding modes control. Boost converter. Maximum Power Point Tracker. Lead-leg control.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica ideal	30
Figura 2 – Curva característica de uma célula fotovoltaica ideal	30
Figura 3 – Circuito equivalente de um módulo fotovoltaico	31
Figura 4 – Curvas I-V-P de um módulo fotovoltaico	32
Figura 5 – Diagrama de fluxo do algoritmo perturbar e observar	34
Figura 6 – Diagrama de fluxo do algoritmo condutância incremental	35
Figura 7 – Configurações de um sistema fotovoltaico isolado.	36
Figura 8 – Circuito conversor elevador.	45
Figura 9 – Circuito equivalente quando o transistor está conduzindo.	46
Figura 10 – Circuito equivalente quando o transistor não está conduzindo.	46
Figura 11 – Circuito equivalente do conversor elevador.	47
Figura 12 – Corrente no conversor elevador MCC.	47
Figura 13 – Corrente no conversor elevador MCD.	48
Figura 14 – Circuito equivalente painel-conversor para a modelagem dinâmica.	50
Figura 15 – Fase I do processo de controle por modos deslizantes	51
Figura 16 – Fase II do processo de controle por modos deslizantes	52
Figura 17 – Diagrama de blocos do sistema de segunda ordem	52
Figura 18 – Plano de fase dividido em regiões chaveamento	54
Figura 19 – Plano de fase para o subsistema I	54
Figura 20 – Plano de fase para o subsistema II	55
Figura 21 – Aplicação da função de chaveamento	55
Figura 22 – Trajetória do sistema usando modos deslizantes com condição inicial	56
Figura 23 – Conversor elevador controlado por modos deslizantes.	58
Figura 24 – Funções <i>eval</i>	58
Figura 25 – Controlador por modos deslizantes da tensão V_{pv}	59
Figura 26 – Controlador por modos deslizantes da corrente I_L	59
Figura 27 – Fluxograma de um PSO básico.	62
Figura 28 – Fluxograma do PSO integrando o peso inercial variável.	65

Figura 29 – Fluxograma do PSO integrando o método DOCHM.	67
Figura 30 – Fluxograma do algoritmo PSO modificado.	72
Figura 31 – Diagrama de blocos do sistema	74
Figura 32 – Curvas P-V do módulo fotovoltaico usado nas simulações.	75
Figura 33 – Diagrama de Bode em malha aberta da corrente	76
Figura 34 – Diagrama de Bode do laço interno incluindo o compensador projetado.	77
Figura 35 – Resposta ao degrau em malha fechada do controlador de corrente	77
Figura 36 – Circuito usado para o teste do controlador de corrente	78
Figura 37 – Resposta do controlador 2p2z de corrente.	78
Figura 38 – Diagrama de Bode em malha aberta função de transferência da tensão	79
Figura 39 – Diagrama de Bode do laço externo incluindo o compensador projetado.	80
Figura 40 – Resposta ao degrau controle de tensão	80
Figura 41 – Circuito usado para o teste do controlador de tensão	81
Figura 42 – Resposta do controlador 2p2z de tensão.	81
Figura 43 – Perfil de irradiância escalonado	82
Figura 44 – Tensão de referência dado pelo MPPT e tensão na entrada do conversor.	83
Figura 45 – Potência fornecida pelo módulo fotovoltaico.	84
Figura 46 – Evolução dos critérios do controlador de corrente.	85
Figura 47 – Evolução da função objetivo principal do laço interno de controle	85
Figura 48 – Evolução do peso inercial das partículas para o controlador de corrente.	86
Figura 49 – Resposta do controlador MDPI de corrente.	86
Figura 50 – Evolução dos critérios do controlador de tensão.	87
Figura 51 – Evolução da função objetivo principal para o laço externo.	87
Figura 52 – Evolução do peso inercial das partículas para o controlador de tensão.	88
Figura 53 – Resposta do controlador MDPI de tensão.	88
Figura 54 – Tensão de referência dada pelo MPPT e tensão medida usando MDPI.	89
Figura 55 – Correntes medidas usando controladores 2p2z e MDPI	89
Figura 56 – Tensões medidas usando controladores 2p2z e MDPI	90
Figura 57 – Potência obtida na entrada do conversor usando os dois controladores	91
Figura 58 – Correntes medidas duplicando o valor do indutor	91
Figura 59 – Bancada Experimental.	92
Figura 60 – Resposta da corrente ao degrau usando controlador MDPI.	94
Figura 61 – Resposta da corrente a um perfil quadrado usando controlador MDPI.	95
Figura 62 – Resposta da tensão ao degrau	96
Figura 63 – Resposta da tensão para um perfil de referência quadrado.	97
Figura 64 – Resposta da corrente para os dois controladores (2p2z e MDPI).	98
Figura 65 – Resposta da tensão para os dois controladores (2p2z e MDPI).	99
Figura 66 – Níveis de irradiância e controle MPPT	99
Figura 67 – Etapas do kit solar	113

Figura 68 – Curvas de corrente-tensão do emulador fotovoltaico	114
Figura 69 – Esquema de Controle do kit solar	116
Figura 70 – Esquema do inversor monofásico ponte completa	118
Figura 71 – Estados de operação do inversor monofásico ponte completa	118
Figura 72 – Controle do inversor monofásico ponte completa	120

Lista de tabelas

Tabela 1	– Pontos de operação do módulo fotovoltaico usado nas simulações . . .	74
Tabela 2	– Parâmetros do algoritmo w-DOCHM-PSO	83
Tabela 3	– Pontos de operação do kit.	92
Tabela 4	– Parâmetros dos controladores calculados usando w-PSO	93
Tabela 5	– Características técnicas do kit solar	114
Tabela 6	– Estados de operação do inversor monofásico ponte completa	118

Lista de siglas

CA Corrente Alternada

CC Corrente Contínua

DOCHM *Dynamic Objective Constrained Handling Method*

ISE *Integral Square Error*

ITAE *Integral of Time multiplied by Absolute of the Error)*

MCC Modo de Condução Contínua

MCD Modo de Condução Descontínua

MDPI Modos Deslizantes mais PI

MPPT *Maximum Power Point Tracking*

PD Proporcional Derivativo

PI Proporcional Integral

PID Proporcional Integral Derivativo

PSO *Particle Swarm Optimization*

PWM *Pulse Width Modulation*

w-DOCHM *Weigted and Dynamic Objective Constraint Handling Method*

Sumário

1	INTRODUÇÃO	23
1.1	Motivação	26
1.2	Objetivo	26
1.3	Metodologia de Pesquisa	27
1.4	Estrutura do trabalho	27
2	FUNDAMENTOS TEÓRICOS	29
2.1	Células e módulos fotovoltaicos	29
2.1.1	Células Fotovoltaicas	29
2.1.2	Módulos fotovoltaicos	30
2.1.3	Características elétricas dos módulos fotovoltaicos	31
2.2	Rastreamento do Ponto de Potência Máxima	32
2.2.1	Método Perturba e Observa	33
2.2.2	Método Condutância Incremental	33
2.3	Topologias de Sistemas Fotovoltaicos	35
2.3.1	Sistemas Isolados	35
2.3.2	Sistemas Híbridos	36
2.3.3	Sistemas conectados à rede elétrica	37
2.4	Técnicas de controle dos conversores CC-CC	37
2.4.1	Controle linear	38
2.4.2	Controle não linear	39
2.4.3	Técnicas inteligentes aplicáveis em controle	41
2.5	Proposta da tese	42
3	CONTROLADOR PROPOSTO APLICADO AO SISTEMA	45
3.1	Conversor elevador	45
3.1.1	Modos de operação	47
3.1.2	Dimensionamento do conversor	48

3.1.3	Modelagem dinâmica de pequenos sinais do conversor	49
3.2	Controlador Modos Deslizantes mais PI	50
3.2.1	Plano de fase	50
3.2.2	Princípio de operação	51
3.2.3	Projeto do controlador por modos deslizantes	52
3.2.4	Controle por modos deslizantes aplicado ao sistema fotovoltaico	55
4	W-DOCHM-PSO APLICADO NO CÁLCULO DO MDPI	61
4.1	Versão básica do otimizador por enxame de partículas	61
4.1.1	Modelagem do PSO	63
4.2	Primeira modificação do algoritmo: Peso inercial variável (w- PSO)	64
4.3	Segunda modificação do algoritmo: Método DOCHM	65
4.4	Aplicação do método w-DOCHM-PSO	66
5	RESULTADOS	73
5.1	Controle Avanço-atraso	75
5.1.1	Projeto	75
5.1.2	Controle com MPPT	80
5.2	Modos deslizantes mais PI	82
5.2.1	Controle com MDPI usando MPPT	88
5.3	Comparação dos controladores	89
5.4	Resultados experimentais	91
5.4.1	Controle de corrente	93
5.4.2	Controle de tensão	93
5.4.3	Comparação de resultados	95
6	CONCLUSÕES	101
6.1	Publicações	102
6.2	Trabalhos Futuros	102
REFERÊNCIAS		103

APÊNDICES 111

APÊNDICE A	– DESCRIÇÃO DO KIT SOLAR	113
A.1	Emulador fotovoltaico	113
A.2	Conversor elevador	115
A.3	Inversor	115

APÊNDICE B	–	ETAPA DE CONVERSÃO CC-CA	 117
B.1		Inversor monofásico em ponte completa	 117
B.2		Modulação do inversor	 118
B.3		Esquema de controle	 119

CAPÍTULO 1

Introdução

Nos últimos anos, o aquecimento global tem sido considerado como uma ameaça tanto para o meio ambiente, pelo impacto na biodiversidade, quanto para a economia dos países, pela disponibilidade de recursos essenciais como água e a produção de alimentos. O aquecimento, ligado diretamente com a produção e emissão de gases de efeito estufa na atmosfera, é alvo de pesquisas ao redor do mundo, torna-se objeto de discussão. Entre os temas tratados nas pesquisas se encontram as causas do aquecimento, os impactos, as mudanças nas matrizes energéticas dos países e o uso de energias limpas (PIMENTEL, 2014). Segundo algumas pesquisas (PIMENTEL, 2014; BESSA, 2010; GODOY, 2011), a principal contribuição associada às mudanças climáticas está relacionada com a queima de combustíveis fósseis na geração de energia e eletricidade, já que libera gases como dióxido de carbono, metano e nitrogênio. Dentro das soluções e sugestões propostas para impedir que o problema continue aumentando, destaca-se a mudança da matriz energética, tanto em países em desenvolvimento quanto em países desenvolvidos a fim de incluir fontes de energias limpas como fotovoltaica, eólica, biomassa ou nuclear.

Dentre as energias renováveis, destaca-se a energia solar fotovoltaica já que é originada de uma fonte inesgotável disponível em qualquer local de mundo (MOCELIN, 2014). A inclusão da energia fotovoltaica na matriz energética usa o conceito de geração distribuída, devido que a geração se produz perto das cargas ou em locais nos quais a rede elétrica não está presente. Este tipo de geração mostra algumas vantagens como o aumento da eficiência energética, redução de perdas por transmissão, redução de custos e flexibilidade na implementação (PALUDO, 2014).

Um dos inconvenientes que enfrenta a energia fotovoltaica frente às outras fontes de energia renováveis é a baixa potência gerada comparada com o espaço que requer sua instalação. A potência gerada pelos módulos fotovoltaicos depende dos níveis de irradiação, da temperatura e da carga conectada. Assim, uma alternativa para melhorar a eficiência dos sistemas é o uso de algoritmos seguidores do ponto de máxima potência -*Maximum Power Point Tracking* (MPPT) (COSTA, 2010). O algoritmo MPPT é empregado junto com um conversor Corrente Contínua (CC)-CC, onde o MPPT ajusta o ponto de operação

do conversor, de acordo com a variação da irradiância e da temperatura com o objetivo de conseguir extrair a maior potência possível do módulo fotovoltaico (PATHY et al., 2019). Neste caso, o conversor comporta-se como uma impedância variável, ajustando-se de acordo com as condições ambientais para o módulo fotovoltaico operar no ponto de máxima potência. O MPPT pode trabalhar proporcionando diretamente o ciclo de trabalho do conversor ou proporcionando uma variável de referência que pode ser tensão ou corrente. Já para estes sistemas nos quais o algoritmo proporciona uma referência é necessário usar algum sistema de controle integrado ao conversor.

Geralmente, a regulação da tensão é realizada usando algum controlador linear, como o Proporcional Integral (PI) ou controladores avanço-atraso (VILLALVA; SIQUEIRA; RUPPERT, 2010; GIL et al., 2016). O uso deste tipo de controladores leva que a resposta apresente alta porcentagem de sobressinal, um considerável tempo de estabelecimento e erro em estado estável (MONTROYA; RAMOS-PAJA; GIRAL, 2015). Outro inconveniente no uso de controladores lineares é a necessidade de linearizar o sistema fotovoltaico em um ponto de operação específico com o propósito de obter um modelo equivalente e poder projetar o controlador. Portanto, o uso de controladores lineares em sistemas fotovoltaicos pode ser a opção menos eficiente dado que estes sistemas dependem das condições ambientais (irradiância e temperatura) e os controladores não oferecem bom rendimento para todos os pontos de operação. Recentemente, técnicas de controle inteligente têm sido propostas para melhorar estes inconvenientes. Um controlador de tipo inteligente usado em vários trabalhos com sistemas fotovoltaicos é o controlador Lógica Fuzzy, caracterizado por sua rápida resposta, precisão e robustez (ALLANI et al., 2019). Outra técnica de controle inteligente usada para regular conversores de corrente contínua são as redes neurais artificiais, as quais podem aprender e responder ante qualquer mudança na entrada ou na saída (IHSSANE et al., 2019).

Outra opção que resulta conveniente para o controle da corrente e da tensão do conversor conectado ao módulo fotovoltaico é o controle por modos deslizantes (FARHADI et al., 2017). Este tipo de controle é uma classe de controle não linear, caracterizado por sua robustez contra distúrbios externos e por sua simplicidade na implementação (CHAIBI; SALHI; EL-JOUNI, 2019). Seja para controle de conversores de corrente contínua ou para controle de inversores o modos deslizantes tem sido amplamente usado em sistemas fotovoltaicos. Em (PRADHAN; SUBUDHI, 2015) é proposto um tipo de controle em modos deslizante para regular a tensão do MPPT. Este controlador é chamado de controle por modos deslizantes de dupla integral e seu princípio de operação está baseado no uso da dupla integral do erro da tensão para eliminar o erro em estado estável. Porém, o projeto deste controlador requer seguir um árduo procedimento de análise matemática. Outros trabalhos como (MONTROYA; RAMOS-PAJA; GIRAL, 2015) e (DAHECH et al., 2017) também têm usado o controle modos deslizantes para regular a tensão nos terminais do gerador fotovoltaico fornecida pelo MPPT, mostrando boas respostas ante mudanças rápi-

das nas condições ambientais. O projeto desses controladores requer o uso do teorema de Lyapunov para garantir a estabilidade. Porém, as análises matemáticas deles exigem bom conhecimento dos teoremas de estabilidade de controle aumentando sua complexidade e, além disso, devido à sua operação condicionada à lei de controle a frequência de operação é variável. Existe outro tipo de controle em modos deslizante reportado na literatura que integra um controlador PI e opera com frequência de chaveamento constante usado para o controle de motores e geradores (TRINDADE et al., 2013; LASCU; BOLDEA; BLAAB-JERG, 2004). Em relação aos outros controladores em modos deslizantes, o projeto deste último controlador requer o ajuste de alguns parâmetros para alcançar uma boa resposta em estado estável e transitório, o que pode resultar em uma árdua tarefa de ajuste por tentativa e erro, pois os parâmetros devem ser ajustados até conseguir atender a referência. Neste trabalho, é usado o controle modos deslizantes mais PI aplicado para regular a tensão e a corrente de entrada de um conversor elevador em um sistema fotovoltaico, e os parâmetros do controlador são calculados usando a técnica de otimização por enxame de partículas com o propósito de obter uma resposta confiável.

A técnica de otimização por enxame de partículas -*Particle Swarm Optimization* (PSO) é uma técnica inspirada em padrões da natureza como o bando de pássaros, o cardume de peixes ou a interação das abelhas em busca de alimento, aplicada à otimização de problemas não lineares. Esta técnica, em geral, opera sob dois princípios: aprender de dados anteriores e comunicação atual com o melhor indivíduo da população (GAVHANE et al., 2017). Neste algoritmo, cada partícula tem uma posição que representa uma possível solução da função objetivo, estas partículas se movem de acordo com sua experiência pessoal e às experiências globais para encontrar a solução que leva a função objetivo ter o valor mínimo ou máximo, dependendo da aplicação. Tradicionalmente, o PSO tem sido usado para calcular os ganhos de controladores tipo Proporcional Integral Derivativo (PID) ou PI, melhorando significativamente o desempenho das respostas (ESWARAN; KUMAR, 2017; RUIZ-CRUZ et al., 2012). Porém, neste trabalho o PSO é utilizado para encontrar os parâmetros do controlador modos deslizantes mais PI. Devido ao fato que o problema de otimização para o cálculo de parâmetros de controladores está definido usando restrições e que o PSO não possui um mecanismo interno para lidar com elas, um algoritmo PSO duplamente modificado foi proposto em (MURARI et al., 2019) para aumentar a velocidade de convergência e superar o problema de convergência prematura. Este PSO duplamente modificado chamado de *Weighted and Dynamic Objective Constraint Handling Method* (w-DOCHM) ainda não foi usado em sistemas fotovoltaicos para o ajuste de controladores modos deslizantes com PI, tornando este método uma nova aplicação para este tipo de sistemas.

Este trabalho propõe aplicar o controlador (Modos Deslizantes mais PI (MDPI)) para o controle da corrente e da tensão de entrada de um conversor elevador em um sistema fotovoltaico sintonizado através do algoritmo PSO duplamente modificado w-DOCHM.

Esta técnica de otimização aplicada ao projeto do controlador MDPI melhora a resposta, assegurando a estabilidade, sem precisar de análises matemáticas complexas. O controlador MDPI se caracteriza por operar com frequência de chaveamento constante, eliminando o problema de trabalhar com altas frequências de operação. O controlador MDPI sintonizado junto com um controlador linear são simulados e validados experimentalmente verificando seus desempenhos.

1.1 Motivação

Devido à natureza intermitente dos sistemas fotovoltaicos, o uso de MPPT é necessário para aumentar a eficiência dos sistemas. A tensão de referência dada pelo algoritmo MPPT varia constantemente, dado que depende diretamente da irradiância e da temperatura, portanto, o controlador empregado deve ajustar continuamente o ciclo de trabalho da chave do conversor CC-CC conectado ao painel fotovoltaico para garantir que o sistema opere no ponto de máxima potência. Usualmente, os controladores lineares usados para regular esta tensão são projetados baseados em um modelo linearizado do painel-conversor em um ponto de equilíbrio específico. Porém, esta linearização gera algumas incertezas que podem causar uma resposta com grandes transitórios, e não consegue responder ante variação nos parâmetros do sistema. Além disso, a operação dos conversores segue uma dinâmica não linear, pelo que um controlador de tipo não linear é mais adequado para regular a tensão nos terminais do módulo fotovoltaico. O controlador modos deslizantes mais PI é uma interessante estratégia de controle que, aplicada em sistemas fotovoltaicos, permite melhorar os tempos de resposta, diminuir os transitórios e manter a resposta em regime permanente com erros pequenos. Este trabalho propõe o uso de um controlador por modos deslizantes com PI para controlar a tensão de entrada de um conversor elevador conectado a um painel fotovoltaico, caracterizado por operar com frequência de chaveamento constante e por ser fácil de implementar. O cálculo dos parâmetros do controlador é realizado usando o algoritmo PSO modificado com o objetivo de melhorar o desempenho da resposta garantindo estabilidade.

1.2 Objetivo

O objetivo geral deste trabalho é propor um controlador por modos deslizantes com PI para um conversor elevador num sistema fotovoltaico sintonizado através do método de otimização por enxame de partículas duplamente modificado. E como objetivos específicos enumeram-se:

- Calcular os parâmetros do controlador MDPI usando o algoritmo PSO duplamente modificado.

- ❑ Controlar a tensão de entrada e a corrente do indutor do conversor elevador usando o controlador proposto.
- ❑ Comparar o desempenho do controlador proposto com um controlador de avanço-atraso.
- ❑ Verificar o desempenho do controlador proposto quando usado um algoritmo seguidor do ponto de máxima potência para fornecer a tensão de referência de entrada.
- ❑ Verificar experimentalmente o desempenho do controlador MDPI e compara-o com o desempenho do controlador linear projetado.

1.3 Metodologia de Pesquisa

Esta pesquisa é desenvolvida em várias etapas, integrando tarefas que vão desde a revisão bibliográfica até a implementação experimental. Para começar, o sistema proposto é estudado, analisando o funcionamento do conversor elevador, as curvas características do painel fotovoltaico, o algoritmo MPPT e os controladores usados. Após o estudo, são realizadas simulações na *toolbox Simulink* da *Matlab* para verificar o projeto dos controladores. Finalmente, usando o *kit High Voltage Isolated Solar MPPT* da *Texas Instruments*, são implementados os controladores projetados no microprocessador *Piccolo F28035*.

1.4 Estrutura do trabalho

No capítulo 2 é abordado o marco teórico. Esta fundamentação teórica começa com o funcionamento das células e módulos fotovoltaicos. Logo, são expostas as características elétricas dos módulos fotovoltaicos e o uso de algoritmos seguidores do ponto de máxima potência, explicando o método condutância incremental. Além disso, são explicadas as topologias dos sistemas fotovoltaicos e a classificação dos inversores usados nestes sistemas e, finalmente, são descritas as técnicas de controle usadas para regular a tensão do seguidor do ponto de máxima potência.

No capítulo 3 é explicado o dimensionamento, o princípio de operação e a modelagem matemática do conversor elevador. Também, neste capítulo é detalhado o funcionamento do controle modos deslizantes mais PI e sua aplicação no controle da tensão e da corrente do conversor elevador.

No capítulo 4 o algoritmo PSO duplamente modificado é explicado. Este capítulo apresenta a aplicação do algoritmo de otimização para calcular os parâmetros do controlador MDPI.

No capítulo 5 são apresentados os resultados de simulação do controlador linear e do controlador proposto aplicados ao controle da tensão e da corrente do conversor elevador.

Estes resultados incluem também os gráficos da resposta em frequência do controlador linear e a evolução das restrições para encontrar os parâmetros do controlador proposto. Além disso, neste capítulo são mostrados os resultados experimentais usando o kit solar TMDSSOLAR(P/C)EXPKIT da Texas Instruments. Estes resultados abarcam os testes para verificar o desempenho dos controladores sintonizados (linear e MDPI).

Finalmente, no capítulo 6 são apresentadas as conclusões do trabalho, os artigos publicados e os trabalhos futuros.

Fundamentos Teóricos

Esse capítulo visa apresentar uma revisão bibliográfica do funcionamento das células e módulos fotovoltaicos, dos algoritmos mais usados para extrair a máxima potência, das topologias dos sistemas fotovoltaicos, e das técnicas de controle usadas para controlar a tensão nos terminais dos módulos fotovoltaicos.

2.1 Células e módulos fotovoltaicos

A energia do sol é fundamental para a vida na terra, pois os raios do sol são utilizados pelas plantas para realizar fotossíntese. Além disso, o sol é uma fonte inesgotável de energia, dando a possibilidade de converter a energia solar em outra forma de energia, como a térmica e a elétrica (PINHO; GALDINO, 2014).

Para gerar eletricidade a partir da energia solar são usados os módulos fotovoltaicos, os quais estão compostos de pequenas células fotovoltaicas. A célula fotovoltaica é um dispositivo semicondutor que converte a luz solar em eletricidade através do efeito fotovoltaico. Para quase todas as aplicações a tensão gerada por uma célula é insuficiente, portanto, as células são conectadas em série para aumentar a tensão. Várias destas células também podem ser conectadas em paralelo para aumentar a corrente.

2.1.1 Células Fotovoltaicas

As células fotovoltaicas são dispositivos que convertem a irradiação luminosa em energia elétrica (PRADO, 2008). Estas células estão construídas basicamente de materiais semicondutores, sendo o silício, o material mais usado.

O circuito da Figura 1 mostra a configuração equivalente de uma célula fotovoltaica ideal (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009).

Desta forma, a corrente de uma célula é igual à subtração entre a corrente gerada pela

Figura 1 – Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica ideal.

Fonte: (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009).

irradiação ($I_{pv,cel}$) e a corrente do díodo Shockley (I_d):

$$I_{cel} = I_{pv,cel} - I_d \quad (1)$$

A corrente do díodo é calculada usando a seguinte expressão:

$$I_d = I_{0,cel} \left[\exp \left(\frac{qV}{akT} \right) - 1 \right] \quad (2)$$

Assim, $I_{0,cel}$ é a corrente reversa de saturação do díodo, q é a carga do elétron ($1,60217646 \times 10^{-19} \text{ C}$), k é a constante de Boltzmann ($1,3806503 \times 10^{-23} \text{ J/K}$), T é a temperatura da junção $p-n$, e a é a constante de idealidade do díodo.

A Figura 2 representa graficamente a equação (1) e descreve o procedimento para obter a curva característica de uma célula fotovoltaica. A primeira parte desta figura representa a corrente gerada pela irradiação e corresponde a um valor constante que varia de acordo com a quantidade de irradiação que incide sobre a célula fotovoltaica. A segunda parte representa a corrente do díodo, apresentada através da curva característica deste dispositivo e, finalmente, através da subtração destas duas correntes é obtida a curva característica da célula fotovoltaica.

Figura 2 – Curva característica de uma célula fotovoltaica ideal

Fonte: (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009).

2.1.2 Módulos fotovoltaicos

Os módulos fotovoltaicos estão conformados por várias células, e a equação que define seu comportamento requer a inclusão de dois parâmetros adicionais no equação da célula,

sendo determinada pela expressão (3):

$$I_{mod} = I_{pv,mod} - I_{0,mod} \left[\exp \left(\frac{V + R_s I_{mod}}{V_t a} \right) - 1 \right] - \frac{V + R_s I_{mod}}{R_p} \quad (3)$$

Sendo que I_{mod} é a corrente gerada pelo módulo fotovoltaico, $I_{pv,mod} = I_{pv,cel} N_p$ é a corrente gerada pela irradiância solar, representada como uma fonte de corrente constante, $I_{0,mod} = I_{0,cel} N_p$ é a corrente de saturação do módulo, N_s é o número de células conectadas em série, N_p é o número de células conectadas em paralelo, R_s corresponde à resistência série equivalente e R_p à resistência paralelo equivalente. O fator N_p adicionado nas correntes mencionadas anteriormente ($I_{pv,mod}$ e $I_{0,mod}$) faz referência ao número de células conectadas em paralelo pois em paralelo a corrente resultante do módulo é igual à soma das correntes de cada célula. A tensão térmica do módulo está relacionada com o número de células em serie e está dada como $V_t = N_s kT/q$. O circuito equivalente do módulo fotovoltaico é apresentado na Figura 3.

Figura 3 – Circuito equivalente de um módulo fotovoltaico

Fonte: (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009).

2.1.3 Características elétricas dos módulos fotovoltaicos

Um módulo fotovoltaico apresenta várias grandezas elétricas que caracterizam seu comportamento e que geralmente são fornecidas na folha de dados do fabricante do dispositivo (PINHO; GALDINO, 2014). Estas grandezas são:

- ❑ **Tensão de circuito aberto** V_{oc} : corresponde à tensão medida nos terminais da célula quando não há corrente circulando, é a máxima tensão que uma célula pode produzir e varia de acordo com a tecnologia de fabricação das células.
- ❑ **Corrente de curto circuito** I_{sc} : é a máxima corrente que uma célula pode produzir quando a tensão nos terminais é zero, depende da área da célula e da irradiância solar.
- ❑ **Ponto de máxima potência** P_{pm} : é o ponto na curva P-V onde é encontrado o máximo valor de potência para aquela condição de operação, a este ponto corresponde um ponto na curva de corrente (I-V).

❑ **Corrente no ponto de máxima potência I_{pm} :** é a corrente encontrada no ponto de máxima potência.

❑ **Tensão no ponto de máxima potência V_{pm} :** é a tensão para a máxima potência.

Estas grandezas podem ser observadas na curva I-P-V apresentada na Figura 4. Geralmente, a curva I-V é medida usando um simulador solar para as seguintes condições de ensaio: irradiância de 1000 W/m^2 , espectro solar AM 1,5 e temperatura da célula de 25°C (PINHO; GALDINO, 2014). Em contrapartida, a curva P-V mostrada na figura em cor vermelha é encontrada multiplicando ponto a ponto a corrente e a tensão.

Figura 4 – Curvas I-V-P de um módulo fotovoltaico.

Fonte: Adaptado de (PINHO; GALDINO, 2014).

2.2 Rastreamento do Ponto de Potência Máxima

Por causa da relação não linear entre a corrente e a tensão dos módulos fotovoltaicos, há um único ponto para o qual a potência é máxima, e este ponto varia quando existem mudanças na irradiância e na temperatura. Portanto, os algoritmos seguidores do ponto de potência máxima são necessários para segurar que o sistema opere sempre na máxima potência. O rastreamento do ponto de máxima potência é realizado nos sistemas fotovoltaicos com o objetivo de aumentar a eficiência, e esta função deve ser implementada em conjunto com os conversores eletrônicos conectados aos módulos fotovoltaicos (BOUNECHBA et al., 2014).

Existem vários algoritmos propostos para fazer o seguimento do ponto de máxima potência (MPPT, de sua sigla em língua inglesa *Maximum Power Point Tracking*), e estes algoritmos se diferenciam pela complexidade, custo e quantidade de sensores necessários para sua implementação. Estes algoritmos podem ser classificados baseados na variável de controle que usam, que pode ser tensão, corrente ou ciclo de trabalho dos conversores (DANANDEH; G., 2017). Entre os MPPT estão: fração de corrente de curto circuito (NOROUZZADEH et al., 2019), fração de tensão de circuito aberto (BAIMEL et al.,

2019), perturba e observa (PILAKKAT; KANTHALAKSHMI, 2019), condutância incremental (SHAHID et al., 2018), lógica Fuzzy (YILMAZ; KIRCAY; BOREKCI, 2018), redes neurais artificiais e algoritmos genéticos (HADJI; GAUBERT; KRIM, 2018).

Entre os algoritmos MPPT mais usados comercialmente estão perturba e observa e condutância incremental. Estes dois algoritmos se caracterizam por adicionar uma perturbação ou delta de tensão para calcular a variável de referência, oscilando no ponto de máxima potência. Neste trabalho é usado o algoritmo condutância incremental em virtude de ser um método fácil de implementar e apresentar custo computacional baixo (SHAHID et al., 2018). No entanto, dado que o kit experimental da *Texas Instruments* vem configurado para implementar algum destes dois últimos algoritmos a seguir serão apresentados.

2.2.1 Método Perturba e Observa

O método perturba e observa, como seu nome o indica, está baseado em adicionar uma perturbação ao sistema incrementando ou decrementando uma tensão de referência ou atuando diretamente no valor do ciclo de trabalho das chaves do conversor, e observar o valor da potência de saída do módulo fotovoltaico. Se a potência medida atual tem um valor maior que a potência medida no anterior ciclo, a perturbação será mantida no mesmo sentido; mas se potência atual é menor que a potência no anterior ciclo, a perturbação deverá ser adicionada no sentido contrario (BOUNECHBA et al., 2014). Para entender melhor o algoritmo, na Figura 5 é apresentado seu fluxograma.

Este método opera perturbando continuamente a tensão medida nos terminais do módulo fotovoltaico (V_{pv}) e comparando a potência obtida (P_{pv}) com a potência no anterior ciclo (P_0). A perturbação (dV) é um valor de tensão pequeno que é adicionada ou subtraída à tensão V_{pv} para obter uma tensão de referência (V_{ref}) que deverá ser regulada através de um controlador.

2.2.2 Método Condutância Incremental

Este método está baseado no fato que na curva de potência-tensão de um gerador fotovoltaico sob condições de irradiância e temperatura constantes existe um único ponto de máxima potência (ELGENDY; ZAHAWI; ATKINSON, 2013). Neste ponto, a derivada da potência com relação à tensão é zero, como se mostra na equação (4):

$$\frac{dP}{dV_{pv}} = \frac{d(V_{pv}I_{pv})}{dV_{pv}} = I_{pv} + V_{pv} \frac{dI}{dV_{pv}} = 0 \text{ no } P_{pm} \quad (4)$$

Solucionando a equação (4), obtém-se:

$$\frac{-I}{V_{pv}} = \frac{dI}{dV_{pv}} \quad (5)$$

Figura 5 – Diagrama de fluxo do algoritmo perturbar e observar

Fonte: Adaptado de (BOUNECHBA et al., 2014).

O lado esquerdo da equação (5) representa o oposto da condutância instantânea do gerador fotovoltaico, enquanto o lado direito representa a condutância incremental. Portanto, no P_{pm} as duas condutâncias devem ser iguais em magnitude, mas com sinais diferentes. Se o ponto de operação não se encontra no P_{pm} um conjunto de desigualdades derivadas da equação (5) indicam se a tensão de operação está acima ou abaixo da tensão no P_{pm} , estas desigualdades são dadas a seguir: (HOHM; ROPP, 2003)

$$\frac{dI}{dV_{pv}} = -\frac{I}{V_{pv}}; \left(\frac{dP}{dV_{pv}} = 0 \right) \quad (6)$$

$$\frac{dI}{dV_{pv}} > -\frac{I}{V_{pv}}; \left(\frac{dP}{dV_{pv}} > 0 \right) \quad (7)$$

$$\frac{dI}{dV_{pv}} < -\frac{I}{V_{pv}}; \left(\frac{dP}{dV_{pv}} < 0 \right) \quad (8)$$

As equações (7) e (8) são usadas para determinar a direção na qual a perturbação deve ser adicionada a fim de mover o ponto de operação em direção ao P_{pm} . Esta perturbação é

nevoados. Em aplicações usando energias renováveis, como eólica ou solar, geralmente são usadas baterias recarregáveis de chumbo ácido para realizar esta tarefa. Para controlar a carga e descarga das baterias, estes sistemas, usam controladores de carga que operam evitando sobrecargas e descargas profundas (SHAW, 2015). Algumas aplicações deste tipo de sistemas são: eletrificação de áreas rurais isoladas, sistemas de bombeamento de água, estações repetidoras de micro-ondas e iluminação pública (PADILHA, 2011). Na Figura 7 são mostrados dois sistemas isolados fotovoltaicos. O primeiro, na Figura 7a, representa um sistema com carga CC composto por um módulo fotovoltaico, um banco de baterias e um controlador de carga, que regula a carga e a descarga das baterias. O segundo sistema, na Figura 7b, apresenta um sistema isolado com carga em Corrente Alternada (CA) conformado pelo gerador fotovoltaico, um inversor e um banco de baterias (TORRES, 2012).

Figura 7 – Configurações de um sistema fotovoltaico isolado.

Fonte: Adaptado de (PINHO; GALDINO, 2014).

2.3.2 Sistemas Híbridos

Os sistemas híbridos são aqueles em que existe mais de uma fonte de geração de energia, como um sistema diesel-fotovoltaico ou eólico-fotovoltaico. Nestes sistemas, a contribuição de cada fonte pode variar de 0 a 100 %, dependendo do investimento, área ocupada,

capacidade de obtenção do combustível, etc. Estes sistemas são mais complexos que os isolados devido à necessidade de um sistema de controle que seja capaz de integrar os diversos geradores e, em algumas aplicações, precisam usar baterias para manter constante o fornecimento de energia (PINHO; GALDINO, 2014).

2.3.3 Sistemas conectados à rede elétrica

Os sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica estão configurados para eliminar o uso de baterias, pois a energia produzida pode ser entregue diretamente à carga, ou injetada na rede elétrica. Estes sistemas necessitam usar inversores que cumpram as normas de segurança e qualidade da energia. Podem ser classificados em centralizados ou distribuídos.

Os sistemas centralizados se caracterizam por estar localizados em pontos em que o melhor recurso solar está disponível. São sistemas de larga escala, que servem como pontos de geração produzindo uma quantidade significativa de energia. Os consumidores, geralmente se encontram afastados, pelo que é necessário o uso de linhas de transmissão para transportar a energia desde a usina até o consumidor final (OMRAN, 2010).

Em contrapartida, os sistemas distribuídos produzem energia no local ou próximo ao local do consumidor. Estes sistemas são de pequena escala e permitem a produção de eletricidade em qualquer local em que exista incidência solar (OMRAN, 2010).

2.4 Técnicas de controle dos conversores CC-CC

Os sistemas fotovoltaicos são classificados na literatura com base nas etapas de conversão de potência, principalmente em dois grupos, sistemas de etapa simples (CC/CA) ou sistemas de dupla etapa (CC/CC/CA). Grande parte dos sistemas conectados à rede elétrica usam sistemas de dupla etapa; onde o primeiro estágio se encarga de aumentar a tensão e de extrair a máxima potência do gerador fotovoltaico, e o segundo estágio se encarga da conversão para corrente alternada (LAKSHMI; HEMAMALINI, 2019). Os métodos MPPT devem operar continuamente detetando a potência máxima já que as condições ambientais (irradiância e temperatura) podem variar aleatoriamente durante a operação do sistema. Vários métodos MPPT têm sido propostos na literatura, porém seu desempenho se encontra ligado ao controlador do conversor e a sua habilidade de regular o ponto de operação do módulo fotovoltaico. O ponto de operação do módulo fotovoltaico é ajustado controlando a corrente ou a tensão do gerador, porém o controle de tensão é preferido já que a tensão nos terminais do módulo é quase constante, enquanto a corrente muda drasticamente quando a irradiância muda (VILLALVA; SIQUEIRA; RUPPERT, 2010). O MPPT pode operar fornecendo diretamente o ciclo de trabalho das chaves ou uma variável de referência (corrente ou tensão) que deverá ser regulada através de alguma técnica de controle. Nos primeiros sistemas, ou seja o MPPT atuando no ciclo de trabalho

do conversor, a tensão do capacitor de entrada e a corrente do módulo fotovoltaico variam abruptamente quando o ciclo de trabalho muda, o que pode gerar picos de corrente que podem afetar o desempenho dos elementos passivos do conversor. Por outra parte, nos sistemas com MPPT operando com malha de controle, a presença de um controlador suaviza a corrente e a tensão de entrada do conversor melhorando a funcionalidade dos métodos MPPT (LEE; JO; CHA, 2019).

As técnicas de controle para regular a variável fornecida pelo MPPT podem ser divididas em três grupos: técnicas lineares, técnicas não lineares e técnicas de controle inteligente. Estas técnicas se diferenciam pela complexidade, software requerido e tempo de resposta.

2.4.1 Controle linear

As técnicas de controle linear implementadas em conversores CC-CC operam pensando o erro através da modificação do ciclo de trabalho das chaves do conversor e requerem o cálculo das funções de transferência do sistema. Estas técnicas se caracterizam por ser fáceis de implementar e adequadas para sistemas que apresentam comportamento linear. O principal problema relacionado com esta classe de controladores está relacionado à necessidade de linearizar o módulo fotovoltaico e o conversor CC-CC em um ponto de operação, o qual não assegura o mesmo desempenho em todo o intervalo de operação do sistema (MONTROYA; RAMOS-PAJA; GIRAL, 2015). Entre estas técnicas estão os controladores proporcional, derivativo e integral, e suas possíveis combinações, sendo necessário sintonizar os ganhos para obter os desempenhos desejados (ASMA; ABDELAZIZ; NADIA, 2017). Também, fazem parte deste grupo os controladores de avanço, atraso e suas combinações, projetados mediante análises de resposta em frequência e do lugar das raízes.

No projeto de compensadores lineares, geralmente são usados modelos de pequenos sinais a fim de obter as funções de transferência dos circuitos. Um método bem utilizado para obter estas funções de transferência é o método de variáveis de médias que consiste em inserir variáveis de pequeno sinal nas equações de estados, aplicar a transformada de Laplace e, finalmente, manipular as equações a fim de encontrar a função de transferência desejada. Uma vez calculadas as funções de transferência, usa-se a teoria de controle clássico (análises de resposta em frequência) para calcular o compensador desejado (VILLALVA; SIQUEIRA; RUPPERT, 2010).

Os compensadores em avanço e compensadores Proporcional Derivativo (PD) são usados para melhorar a margem de fase e estender a largura de banda do laço realimentado. Isto leva a uma melhor rejeição de perturbações em alta frequência. Por outro lado, os compensadores em atraso e compensadores PI são usados para incrementar o ganho de laço em baixas frequências, o que leva a uma melhora na rejeição de perturbações em

baixa frequência e um erro em estado estacionário pequeno (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007).

2.4.2 Controle não linear

Os sistemas de controle não linear podem ser definidos como aqueles que podem ser modelados por equações diferenciais não lineares. Dado que os sistemas de controle não linear podem ter múltiplos pontos de equilíbrio, ou seja múltiplas soluções, a estabilidade destes sistemas pode ser declarada se o sistema é estável num certo ponto de equilíbrio ou se o ponto de equilíbrio é estável. Para determinar alguma destas duas opções de estabilidade, utiliza-se o critério de Lyapunov (LU; SUN; MEI, 2013).

No entanto, em relação à faixa de operação, os métodos de controle linear dependem da suposição de uma pequena faixa de operação para que o modelo linear ser válido. Quando a faixa de operação é demasiado grande, é provável que o controlador linear tenha um comportamento ruim ou instável, dado que as não linearidades do sistema não podem ser compensadas. Em contrapartida, os controladores não lineares podem lidar com as não linearidades dos sistemas com grandes faixas de operação (SLOTINE; LI et al., 1991).

As técnicas de controle não linear são adequadas para sistema de estrutura variável, sendo um conjunto de estruturas (ou subsistemas) contínuos que são chaveados de acordo com uma lógica de determinada (UTKIN, 1977). Os conversores CC-CC fazem parte dos sistemas de estrutura variável, por causa da sua operação de chaveamento. Devido à natureza destes sistemas, as técnicas de controle usadas devem proporcionar uma boa resposta, devem ser robustas ante mudanças rápidas no sinal de referência e devem manter a estabilidade quando há perturbações. Para sistemas fotovoltaicos, os quais precisam de conversores CC-CC, as técnicas de controle não linear mais usadas são o controle por modos deslizantes (KCHAOU et al., 2017; E.; OKUMU; KAHVEC, 2015) e o controle preditivo (ELZEIN; PETRENKO, 2016; LASHAB et al., 2017).

2.4.2.1 Teoria de estabilidade de Lyapunov

A análise de estabilidade de Lyapunov é o enfoque mais popular para provar e avaliar a propriedade de convergência dos controladores não lineares. Em termos gerais, um ponto de equilíbrio é estável se for possível encontrar uma função escalar (chamada de função Lyapunov) que, avaliada no estado do sistema, tenha um mínimo estrito no ponto de equilíbrio e cujo valor diminua ao longo de cada trajetória do sistema. A vantagem desta análise é que permite garantir estabilidade sem ter que resolver as equações diferenciais que descrevem o sistema. A principal dificuldade em aplicar a teoria de Lyapunov é encontrar uma função Lyapunov apropriada (CORLESS, 1994).

A função Lyapunov dos estados $V(x)$ é definida positiva na região R em torno do ponto de equilíbrio: $V(x) > 0$, exceto em $V(0) = 0$. A função V é uma função Lyapunov

se $\dot{V}(x) \leq 0$. A existência de um função Lyapunov é suficiente para provar estabilidade (no sentido de Lyapunov) na região R .

2.4.2.2 Controle Preditivo

A técnica de controle preditivo está baseada na previsão do comportamento futuro das variáveis controladas, empregando as equações de estado do sistema. O critério de decisão em cada período de amostragem é expresso como uma função custo a ser minimizada (KAKOSIMOS; KLADAS; MANIAS, 2013). Esta técnica de controle é útil para sistemas multivariáveis dando a possibilidade de atribuir uma importância relativa a cada entrada e saída, permitindo o ajuste intuitivo do controlador. Além disso, este controlador permite adicionar referências futuras ou distúrbios conhecidos, o que produz um melhor desempenho. Porém, esta técnica de controle necessita de um modelo de previsão preciso e de um bom dispositivo de processamento já que o problema de otimização pode ser computacionalmente complexo (PEREZ et al., 2013).

2.4.2.3 Controle em modos deslizantes

O controle em modos deslizantes consiste em uma lei de controle descontínua de realimentação de estado variável no tempo, que muda em alta frequência de uma estrutura contínua para outra, de acordo com a posição atual da variáveis de estado no espaço de estados. O objetivo é forçar a dinâmica do sistema sob controle para seguir uma condição predeterminada e desejada (KUMAR; SAHA; DEY, 2016). Uma das características mais importantes do controle em modos deslizantes é a habilidade de conseguir boas respostas que são independentes dos parâmetros do sistema. Além disso, este controlador não requer circuitos adicionais ou dispositivos computacionais complexos.

O projeto do controlador em modos deslizantes envolve dois passos: o primeiro consiste em selecionar um hiperplano estável no espaço de estados no qual o movimento deve ser restrito, este hiperplano é chamado de função de comutação. O segundo passo consiste na síntese de uma lei de controle que torna a superfície deslizante selecionada atraente.

Por outra parte, o controlador modos deslizantes implica duas fases: i). Fase de alcance, na qual a trajetória atinge a superfície deslizante e ii) Fase deslizante, na qual a trajetória permanece na superfície deslizante de acordo com a dinâmica especificada pela superfície deslizante.

Em (PRADHAN; SUBUDHI, 2015) um controlador por modos deslizantes com dupla integral é usado para regular a tensão de entrada de um conversor elevador dada pelo MPPT. O controlador proposto nesse trabalho opera com frequência de chaveamento constante e seu erro em regime permanente é menor, comparado com a resposta do um controlador por modos deslizantes convencional. Porém, o projeto deste controlador requer a análise matemática do sistema e o estudo do critério de estabilidade de Lyapunov. Outra solução baseada no controle por modos deslizantes é apresentada por (MONTAYA;

RAMOS-PAJA; GIRAL, 2015). Os autores propõem o projeto de um controlador por modos deslizantes tendo em conta os requisitos do MPPT, dos filtros e dos elementos que compõem o circuito. A estratégia de controle proposta nesse trabalho requer o uso de métodos numéricos como Newton-Raphson para solucionar um sistema de equações e encontrar os coeficientes do controlador. Além do esforço que implica solucionar este tipo de sistema, esse controlador opera com uma banda de histerese o que significa que a frequência de chaveamento do conversor é variável.

No entanto, o controle modos deslizantes mais PI proposto nesta tese permite operar com frequência de chaveamento constante, não requer análises matemáticas complexas e permite melhorar o desempenho da resposta. No capítulo seguinte será abordado com mais detalhe o funcionamento e o projeto deste tipo de controlador.

2.4.3 Técnicas inteligentes aplicáveis em controle

As técnicas de controle inteligente podem operar com sistemas multi entrada e/ou multi saída, não precisam o modelo matemático da planta, são robustas ante perturbações e também podem trabalhar com sistemas não lineares como os conversores CC-CC. As técnicas de controle inteligente usadas em sistemas fotovoltaicos são as redes neurais, lógica fuzzy, algoritmos genéticos.

2.4.3.1 Logica Fuzzy

O controlador lógica Fuzzy consiste em um fuzificador, um mecanismo de inferência, uma base de conhecimento e um defuzificador. O fuzificador transforma os dados de entrada em valores linguísticos usando uma base de conhecimento. Uma vez concluído esse processo, as entradas são chamadas de entradas difusas e são usadas no mecanismo de inferência para gerar julgamentos verbais. O mecanismo de inferência usa as entradas difusas e as regras “Se-Então” para gerar as saídas difusas. Estas regras se encontram na base de conhecimento, devem ser definidas de acordo ao comportamento do sistema já que definem a relação entre as entradas e as saídas. Finalmente, o defuzificador converte as saídas difusas em valores reais (OZDEMIR; ALTIN; SEFA, 2017).

Este controlador responde rapidamente ante mudanças na entrada, é robusto e não requer o conhecimento exato da planta. Dado que o controle por lógica fuzzy está baseado na lógica intuitiva, todas as possíveis situações devem ser consideradas nas regras de controle, o que pode adicionar custo computacional e memória de armazenamento. Em (BENDIB et al., 2014), por exemplo, um controlador de lógica fuzzy é usado para regular a tensão de entrada de um conversor redutor. Este controlador não precisa do modelo matemático do sistema, porém, para definir as regras fuzzy, deve-se conhecer a relação entre a tensão controlada e o ciclo de trabalho.

2.4.3.2 Redes neurais

Várias técnicas de controle inteligente estão baseadas em comportamentos biológicos, tal como as redes neurais, que estão inspiradas no funcionamento do cérebro humano. Assim, uma rede neural é um processador, constituído por unidades de processamento simples ou neurônios, que tem a capacidade de armazenar experiências para depois disponibilizá-las. O conhecimento é adquirido pela rede a partir de seu ambiente através de um processo de aprendizagem. Por outro lado, as forças de conexão entre os neurônios, conhecidas como pesos sinápticos, são usadas para armazenar o conhecimento adquirido (HAYKIN, 2009). Cada neurônio trabalha em paralelo, independente dos outros, de modo que todo o conjunto de neurônios forma um sistema capaz de realizar funções complexas.

Esta técnica de controle inteligente é uma poderosa ferramenta que também pode ser usada para estimar comportamentos e modelar sistemas não lineares. Dada sua complexidade de processamento, precisa de dispositivos com boa capacidade já que as redes deverão ser treinadas previamente.

Em sistemas fotovoltaicos, as redes neurais são usadas para implementar o algoritmo seguidor do ponto de máxima potência, usando como entradas as informações de temperatura e irradiância para gerar o ciclo de trabalho das chaves do conversor ligado ao módulo fotovoltaico (CHORFI; ZAZI; MANSORI, 2018), ou para gerar uma potência de referência (BAHGAT et al., 2005).

2.4.3.3 Algoritmos Evolutivos de Otimização

Os algoritmos evolutivos são métodos de otimização baseados nos princípios de evolução natural. Estes métodos podem ser classificados em algoritmos genéticos, programação evolutiva, estratégias de evolução, programação genética, otimização por enxame de partículas e evolução diferencial. Porém, independente da subclasse usada, o procedimento básico para gerar o algoritmo é o seguinte: determinar a codificação dos indivíduos e seu procedimento de avaliação, selecionar os métodos para escolher uma população artificial e escolher os operadores evolutivos (PATRASCU; ION, 2017). Uma grande área, na qual os algoritmos evolutivos têm sido aplicados e que tem mostrado uma alta eficiência é no projeto de sistemas de controle a partir da identificação dos parâmetros, e na otimização de controladores. Vários trabalhos demonstram como, através do uso destes algoritmos evolutivos, o desempenho dos sistemas controlados melhora (MURARI et al., 2019; POMBEIRO; MACHADO; SILVA, 2017; OSHABA; ALI; ELAZIM, 2015).

2.5 Proposta da tese

O propósito da presente tese é usar o controlador modos deslizantes mais PI (MDPI) para o controle da tensão e da corrente de um conversor elevador num sistema fotovol-

taico monofásico. Com o objetivo de garantir uma resposta confiável os parâmetros do controlador são sintonizados mediante a técnica de otimização por enxame de partículas. Este controlador se caracteriza por operar com frequência de chaveamento constante, por ser fácil de implementar e por sua simplicidade no projeto. Este estudo visa preencher uma lacuna existente no cálculo dos parâmetros do controlador MDPI, pois este tipo de controlador tem sido usado para o controle de motores e geradores e o processo da sintonização de seus parâmetros não tem sido especificado formalmente. Esta técnica de otimização permite assegurar a estabilidade da resposta pois como funções objetivo são definidos dois índices de desempenho de erro (*Integral of Time multiplied by Absolute of the Error*) (ITAE) e *Integral Square Error* (ISE)) que serão minimizados em cada iteração melhorando a dinâmica do controlador. Além disso, esta técnica também integra restrições que involucram o tempo de estabelecimento e o sobressinal desejado, alcançando uma resposta estável tanto em regime transitório quanto em permanente. Por último, o controle MDPI não tem sido usado em aplicações de sistemas fotovoltaicos e, desse modo, mediante o cálculo dos controladores e suas respectivas comprovações por resultados de simulação e experimentais, proporciona-se outra opção no controle da tensão dada pelos MPPTs.

Controle por modos deslizantes mais PI aplicado ao sistema fotovoltaico

Esse capítulo visa expor o funcionamento, dimensionamento e modelagem dinâmica do conversor elevador. Além disso, neste capítulo é explicada a operação do controlador proposto, as suas equações e a sua aplicação.

3.1 Conversor elevador

Os conversores CC-CC são circuitos que controlam o valor médio da tensão na saída através da variação dos tempos de comutação. O elemento que permite fazer a comutação é o transistor, que geralmente é controlado mediante modulação por largura de pulso *Pulse Width Modulation* (PWM). Esta técnica de modulação tem um período de chaveamento (T_s), definido como a soma do tempo de condução (t_{on}) com o tempo de bloqueio (t_{off}). O conversor elevador é um conversor CC-CC que aumenta a tensão na saída através da variação do tempo t_{on} . O circuito do conversor elevador é apresentado na Figura 8. O circuito consiste de um indutor L , um transistor Q , um diodo D e um capacitor C .

Figura 8 – Circuito conversor elevador.

Fonte: Adaptado de (DEVI; VALARMATHI; MAHENDRAN, 2014).

Quando o transistor Q está conduzindo ($0 \leq t < t_{on}$), o indutor está conectado diretamente com a fonte de tensão de entrada. Neste período de tempo, o indutor é

carregado, armazenando energia e a corrente nele incrementa linearmente, enquanto o diodo é polarizado reversamente, desconectando a carga e o capacitor da fonte tensão de entrada. O capacitor alimenta a carga garantindo tensão constante nos terminais dela. O circuito equivalente para este período é mostrado na Figura 9 (RASHID, 2017).

Figura 9 – Circuito equivalente quando o transistor está conduzindo.

Fonte: Adaptado de (ELSHAER; MOHAMED; MOHAMMED, 2010).

Quando o transistor Q está desligado ($t_{on} \leq t < T_s$) a energia armazenada no indutor é liberada através do diodo para o capacitor e a carga. Durante esse intervalo de tempo a corrente do indutor decrementa linearmente. O circuito equivalente resultante quando o transistor não conduz é mostrado na Figura 10.

Figura 10 – Circuito equivalente quando o transístor não está conduzindo.

Fonte: Adaptado de (ELSHAER; MOHAMED; MOHAMMED, 2010).

A forma de onda da corrente de entrada do conversor, que é a corrente do indutor, pode apresentar duas possibilidades dependendo do modo de operação do conversor, sendo condicionadas ao tamanho do indutor usado. Estas formas de ondas são mostradas nas Figuras 12 e 13. Segundo as figuras, a corrente de entrada (i_{in}) incrementa linearmente quando o transistor está ligado e decrementa quando o transistor está desligado.

Quando usado o conversor elevador para aplicações fotovoltaicas é adicionado um capacitor na entrada, com a finalidade de estabilizar a tensão do módulo fotovoltaico conectado nestes terminais, de modo que a variação da corrente do indutor não interfira de forma indesejada no ponto de operação do módulo fotovoltaico (RIBEIRO, 2011). O circuito incluindo o capacitor na entrada e o módulo fotovoltaico é apresentado na Figura 11.

Figura 11 – Circuito do conversor elevador incluindo o capacitor de entrada e o módulo fotovoltaico.

Fonte: Adaptado de (ELSHAER; MOHAMED; MOHAMMED, 2010).

3.1.1 Modos de operação

Um conversor elevador pode operar em dois modos: Modo de Condução Contínua (MCC) ou Modo de Condução Descontínua (MCD). O modo de operação do conversor está determinado pela forma de onda da corrente do indutor. No MCD a corrente do indutor chega a ser zero, dado que o indutor se descarrega totalmente, neste modo de operação a chave entra em condução com corrente nula e o diodo desliga também com corrente zero, o que ajuda na redução de perdas por comutação, porém já que a corrente no indutor tem grandes valores de pico, aumentam as perdas no núcleo do indutor. A forma de onda para a corrente no indutor no modo MCC é mostrada na Figura 12, enquanto que a Figura 13 apresenta a forma de onda da corrente do indutor no modo MCD.

Figura 12 – Correntes no conversor elevador no MCC.

Fonte: (ZARGARI et al., 2011).

O modo de operação selecionado para o conversor conectado ao módulo fotovoltaico é o MCC devido à necessidade de manter a corrente de entrada com a menor variação possível. Em (ARJUN et al., 2019) foi feita uma comparação entre os modos de operação do conversor elevador quando conectado a um módulo fotovoltaico, mostrando que a ondulação da corrente de entrada é menor quando é usado o MCC. Segundo esta consideração, a seguir são apresentadas as equações usadas para calcular os elementos passivos do conversor elevador operando no MCC.

Figura 13 – Correntes no conversor elevador no MCD.

Fonte: (ZARGARI et al., 2011).

3.1.2 Dimensionamento do conversor

A relação entre a tensão de entrada e saída do conversor elevador está ligada ao ciclo de trabalho d das chaves do conversor. Sendo o ciclo de trabalho definido como o tempo que a chave permanece ligada dividido entre o período de chaveamento, dado na expressão (9):

$$d = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \quad (9)$$

O tempo t_{on} corresponde ao tempo que a chave fica ligada, o tempo t_{off} é o tempo que a chave fica desligada e T_s é o período de chaveamento.

Assim, a tensão de saída do conversor elevador pode ser expressada em termos da tensão de entrada e do ciclo de trabalho, sendo:

$$V_{ou} = \frac{V_{in}}{1 - d} \quad (10)$$

Se é considerado que o conversor não apresenta perdas, é admissível afirmar que potência de entrada é igual à potência de saída:

$$P_{in} = P_{ou} = V_{in}I_{in} = V_{ou}I_{ou} \quad (11)$$

Da equação (11) é encontrada a relação entre as correntes de entrada e de saída do conversor, obtendo:

$$\frac{I_{in}}{I_{ou}} = \frac{V_{ou}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - d} \quad (12)$$

3.1.2.1 Dimensionamento do indutor

O indutor deve ser projetado para garantir uma ondulação aceitável na corrente de entrada. Com o objetivo de operar no MCC, o indutor é calculado para que a corrente do indutor circule continuamente e nunca seja zero (GIL, 2016).

O valor do indutor L é calculado usando a expressão (13), na qual V_{in} corresponde à tensão de entrada, d ao ciclo de trabalho do conversor, ΔI_L ao *ripple* da corrente que circula pelo indutor L e f_s à frequência de chaveamento.

$$L = \frac{V_{in} \cdot d}{2 \cdot \Delta I_L \cdot f_s} \quad (13)$$

3.1.2.2 Dimensionamento do capacitor de saída

O capacitor de saída deve ser projetado para limitar a ondulação da tensão da carga. A expressão (14) permite calcular este capacitor, e seu valor depende da carga (R), do ciclo de trabalho do conversor (d), da frequência de chaveamento (f_s) e do *ripple* da tensão da carga (ΔV_{ou}). Geralmente, considera-se que a ondulação seja menor que 10 % na tensão de saída.

$$C_{ou} = \frac{V_{ou} \cdot d}{R \cdot \Delta V_{ou} \cdot f_s} \quad (14)$$

3.1.3 Modelagem dinâmica de pequenos sinais do conversor

O modelo dinâmico de pequenos sinais do sistema estudado (painel fotovoltaico-conversor) é encontrado através da técnica de variáveis médias. Esta técnica consiste em calcular as equações de valor médio que descrevem o circuito, adicionar variáveis de pequeno sinal, aplicar a transformada de Laplace e, finalmente, manipular as expressões para encontrar a função de transferência requerida (BRYANT; KAZIMIERCZUK, 2004). O circuito equivalente usado para calcular as funções de transferência do sistema é mostrado na Figura 14. Neste circuito, o painel fotovoltaico é modelado como uma fonte de tensão constante (V_{eq}) em série com uma resistência equivalente (R_{eq}), enquanto o capacitor de saída não é conectado, já que para estas análises é considerada que a tensão de saída é constante, e que esta tensão deverá ser controlada por uma segunda etapa de potência como um inversor, portanto, a variável V_{ou} é substituída por conveniência para V_{dc} .

Segundo a análise feita em (GIL et al., 2016), as funções de transferência necessárias para o sistema de duplo laço de controle proposto neste trabalho são:

$$G_{vpv}(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \frac{V_{dc}(1 + sR_{eq}C_{pv})}{s^2LC_{pv}R_{eq} + sL + R_{eq}} \quad (15)$$

$$G_{vi} = \frac{\hat{v}_{pv}}{\hat{i}_L} = \frac{R_{eq}}{1 + sC_{pv}R_{eq}} \quad (16)$$

Nas quais L é a indutância do conversor, C_{pv} é o capacitor conectado na entrada, V_{dc} é a tensão da fonte conectada na saída do conversor, $\hat{i}_L$ é a corrente que passa pelo indutor L , $\hat{v}_{pv}$ é a tensão de entrada ou a tensão medida no capacitor C_{pv} e $\hat{d}$ o ciclo de trabalho do conversor.

Figura 14 – Circuito equivalente painel-conversor para a modelagem dinâmica.

Fonte: (GIL et al., 2016)

3.2 Controlador Modos Deslizantes mais PI

Os modos deslizantes podem surgir em sistemas com uma função de estado descontínua. A ação de controle comuta em alta frequência até conseguir o objetivo de controle. Este tipo de controle se baseia na ideia do controle *on-off* ou *relay*. Sistemas com modos deslizantes tem provado ser uma poderosa ferramenta para controlar plantas dinâmicas complexas nas quais os parâmetros são desconhecidos ou onde existem perturbações (UTKIN; GULDNER; SHI, 1999).

O controle por modos deslizantes é um tipo de controle não linear caracterizado por garantir a estabilidade e robustez ante incertezas na entrada e na carga (TAN; LAI; TSE, 2008). Esta técnica de controle é relativamente menos complexa de projetar comparada com outros tipos de controle não linear.

Já o controle por modos deslizantes mais PI se caracteriza por operar com frequência de chaveamento constante, por seu baixo custo computacional, por sua facilidade de implementação e por sua boa resposta dinâmica ante variações na entrada (TRINDADE et al., 2013).

3.2.1 Plano de fase

O plano de fase é uma técnica usada no estudo do controle de sistemas de estrutura variável, como é o controle por modos deslizantes. O plano de fase é um gráfico no qual os eixos correspondem com os estados do sistema. O objetivo desta técnica é solucionar graficamente a equação de estados do sistema (MAMARELIS, 2012).

Para um sistema dado, as trajetórias de fase são uma família de curvas que satisfazem as propriedades dinâmicas do sistema. Para o caso de sistemas de estrutura variável, como os conversores CC-CC, o plano de fase é uma família de curvas, uma para cada subestrutura do sistema. Uma subestrutura pode ser definida como um estado do circuito, ou seja, quando a chave do conversor está numa posição.

3.2.2 Princípio de operação

O princípio de operação do controle por modos deslizantes consiste em projetar uma superfície de deslizamento com uma lei de controle, que dirija a trajetória das variáveis de estado do sistema para que coincidam em uma origem desejada (TAN; LAI; TSE, 2008). Esta técnica aplicada a conversores CC-CC utiliza uma lei de controle que define o chaveamento do conversor como uma função que depende das trajetórias das variáveis de estado, dada pela equação (17):

$$u = \frac{1}{2}(1 + \text{sgn}(S)) \quad (17)$$

Em que u é o estado da chave do conversor e S é a trajetória da variável de estado. Para o caso de um controlador de segunda ordem S é especificada pela seguinte equação:

$$S = \alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_2 + \alpha_3 x_3 \quad (18)$$

Na qual α_1 , α_2 e α_3 são os parâmetros de controle e x_1 , x_2 e x_3 as variáveis de estado que vão ser controladas.

O processo de controle por modos deslizantes pode ser dividido em duas fases: Na primeira fase, o controlador realizará uma ação de controle que levará a trajetória das variáveis de estado a convergir para a superfície deslizante, esta fase pode ser observada na Figura 15. Na segunda fase, quando a trajetória está dentro da vizinhança da superfície deslizante, o controlador realizará a tomada de decisões através da comutação das chaves do conversor de tal forma que a trajetória se mantenha dentro de uma pequena parte da vizinhança da superfície de deslizamento e, simultaneamente, seja dirigida em direção à referência desejada na origem, o gráfico que apresenta a fase II corresponde à Figura 16 (TAN; LAI; TSE, 2008).

Figura 15 – Fase I do processo de controle por modos deslizantes.

Fonte: Adaptado de (TAN; LAI; TSE, 2008).

Figura 16 – Fase II do processo de controle por modos deslizantes.

Fonte: Traduzido de (TAN; LAI; TSE, 2008).

Uma vez que a trajetória atingir a superfície deslizante é dito que o sistema está operando em modo deslizante. Neste modo, o sistema é robusto ante variações e perturbações externas (AGOSTINHO, 2009).

3.2.3 Projeto do controlador por modos deslizantes

Para entender o funcionamento do controle por modos deslizantes, em (PUMA, 2013) é proposto um exemplo de um sistema de segunda ordem cujo diagrama de blocos é mostrada na Figura 17.

Figura 17 – Diagrama de blocos do sistema de segunda ordem.

Fonte: Traduzido de (PUMA, 2013).

Segundo o esquema, o modelo em espaço de estados do sistema é:

$$\dot{x}_1 = x_2 \quad (19)$$

$$\dot{x}_2 = -x_1 + 2x_2 + u \quad (20)$$

Sendo que:

$$u = -kx_1 \quad (21)$$

$$k = \begin{cases} +4 & \text{para } s(x_1, x_2) > 0 \\ -4 & \text{para } s(x_1, x_2) < 0 \end{cases} \quad (22)$$

Neste exemplo, a função de chaveamento s selecionada é:

$$s(x_1, x_2) = x_1 \sigma \quad (23)$$

Na qual, σ é:

$$\sigma = 0, 5x_1 + x_2 \quad (24)$$

A função $s(x_1, x_2)$ define uma superfície de $n - 1$ dimensões em um espaço de n dimensões quando $s(x_1, x_2)$ for igual a zero. Nesta situação, a superfície se transforma numa reta já que esta superfície possui uma dimensão a menos que o sistema (TABARES, 2014). As retas de chaveamento $x_1 = 0$ e $\sigma = 0$ dividem o plano de fase em duas regiões como é mostrado na Figura 18. Para segurar que a condição $s(x_1, x_2) = 0$ seja satisfeita, é preciso considerar que $x_1 = 0$ e $\sigma = 0, 5x_1 + x_2 = 0$. Considerando que as regiões I e II estão definidas por $s(x_1, x_2) = x_1 \sigma > 0$ e $s(x_1, x_2) = x_1 \sigma < 0$, respetivamente, obtém-se os seguintes subsistemas (PUMA, 2013):

$$\text{Subsistema I: } \begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -5x_1 + 2x_2 \end{cases} \quad (25)$$

$$\text{Subsistema II: } \begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = 3x_1 + 2x_2 \end{cases} \quad (26)$$

Os planos de fase para os subsistemas I e II estão apresentados nas figuras 19 e 20, respetivamente.

O objetivo do controle por modos deslizantes é conduzir o estado inicial do sistema para um ponto de operação específico, que corresponde ao ponto de equilíbrio na origem do plano, através de uma superfície de chaveamento (PUMA, 2013).

Para m entradas de controle, o plano de fase do sistema definido pelas equações (21) e (22), estará composto por 2^m subsistemas, selecionados através da lei de chaveamento $\text{ sinal}(s)$. O comportamento resultante será descrito por meio das trajetórias do sistema sobre a superfície de chaveamento $s(x_1, x_2) = 0$. O plano de fase resultante da composição dos subsistemas com a função de chaveamento proposta apresenta-se na Figura 21.

Sobre a reta $x_1 = 0$, as trajetórias de fase das regiões I e II são unidas (TABARES, 2014).

A trajetória do sistema sobre a reta $\sigma = 0, 5x_1 + x_2 = 0$ se dá sobre a linha de chaveamento, pois a reta $\sigma = 0$ contém os pontos finais das trajetórias vindas dos subsistemas I e II, estabelecendo uma trajetória específica sobre a reta $\sigma = 0$. Este tipo de movimento é denominado de modo deslizante e suas soluções dependem do ganho associado à variável

Figura 18 – Plano de fase dividido em regiões de chaveamento pela superfície $\sigma = 0$.

Fonte: (TABARES, 2014).

Tomado de (TABARES, 2014).

Figura 19 – Plano de fase para o subsistema I.

de estado x_1 , sendo independente dos parâmetros da planta e das perturbações externas (AGOSTINHO, 2009).

Quando a trajetória do sistema coincide com a reta $\sigma = 0$, a equação (24) que descreve o movimento do sistema, pode ser reescrita como uma equação diferencial de primeira ordem:

$$0,5x_1 + \dot{x}_1 = 0 \quad (27)$$

A solução desta última equação é calculada na forma $x_1(t) = x_1(t_0)e^{-c(t-t_0)}$. Segundo esta solução, é mostrado que ela não depende dos parâmetros do sistema nem de perturbações. Na figura 22, apresenta-se o exemplo da trajetória percorrida pelo estado do sistema

Figura 20 – Plano de fase para o subsistema II.

Fonte: (TABARES, 2014).

Figura 21 – Plano de fase do sistema após a aplicação da função de chaveamento.

Fonte: (TABARES, 2014).

a partir de um ponto inicial arbitrário. O ponto de início começa na região II, evolui e passa para a região I, atinge a superfície de chaveamento e termina sendo direcionado à origem do plano. Uma vez na origem do plano, o estado fica aprisionado na vizinhança.

3.2.4 Controlador modos deslizantes mais PI aplicado ao conversor elevador

Nesta seção será apresentada a proposta do controle por modos deslizantes mais PI aplicado no conversor elevador empregado como conversor de entrada de um sistema fotovoltaico.

O modelo matemático apresentado nas equações (15) e (16) permite concluir que existe a necessidade de projetar dois controladores para a regulação da tensão de entrada e corrente do indutor.

Figura 22 – Trajetória do sistema usando modos deslizantes com condição inicial.

Fonte: (TABARES, 2014).

A superfície de deslizamento se define através do cálculo dos erros da tensão de entrada (MAMARELIS; PETRONE; SPAGNUOLO, 2014) e da corrente do indutor (WAI; SHIH, 2011), como segue:

$$e_v = v_{pv} - v_{pvref} \quad (28)$$

$$e_c = i_{Lref} - i_L \quad (29)$$

Sendo que v_{pvref} é a tensão de referência do conversor dada pelo MPPT e i_{Lref} é a corrente de referência do indutor. O conjunto S das superfícies de chaveamento se define usando a seguinte expressão:

$$S = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_v + k_v \frac{de_v}{dt} \\ e_c + k_c \frac{de_c}{dt} \end{bmatrix} \quad (30)$$

Na qual as constantes k_v e k_c são definidas de acordo com a resposta dinâmica desejada do sistema.

O controle do conversor elevador proposto tem como objetivo garantir a máxima extração de potência do módulo fotovoltaico. Para isto, o algoritmo MPPT é responsável por calcular a tensão de referência que deve ser regulada através do controlador. Devido à relação entre a tensão de entrada e as condições de irradiância e temperatura, a superfície de deslizamento do controlador deverá ser selecionada para alcançar essa tensão em um tempo finito (BREA et al., 2010).

Através do controle da tensão de entrada e da corrente do indutor do conversor se pretende calcular o valor do ciclo de trabalho da chave do conversor. Este controle é

realizado através de duas malhas, uma para cada variável, sendo a malha externa a encarregada do controle da tensão e a interna a encarregada do controle da corrente. O signo negativo no laço de controle da tensão se dá porque quando a corrente do módulo fotovoltaico aumenta, a tensão diminui, ou seja, estas magnitudes têm uma relação inversa. A partir do processamento do erro entre a tensão de entrada de referência v_{pvref} e a tensão medida no capacitor de entrada é obtida a corrente de referência i_{Lref} . Na segunda malha de controle, o erro obtido da comparação entre a corrente i_{Lref} e a corrente i_L medida na entrada do conversor é processado para obter o valor do ciclo de trabalho da chave do conversor. Na Figura 23, mostra-se o diagrama de blocos do sistema de controle descrito. O processamento dos erros é realizado pelo controlador não linear de modos deslizantes mais PI. O objetivo deste controlador é levar ao estado do sistema para $S_1 = 0$ e $S_2 = 0$ e fazer que permaneça no ponto de equilíbrio definido pela superfície de chaveamento. Se o estado do sistema for tal que $S_1 \neq 0$ e $S_2 \neq 0$ o controlador deverá forçar a resposta do sistema para uma nova condição mais próxima da superfície de chaveamento (PUMA, 2013). O comportamento do controlador é obtido usando as expressões a seguir:

$$i_{Lref} = \left(k_{pv} + \frac{k_{iv}}{s} \right) eval(s_1) \quad (31)$$

$$d = \left(k_{pc} + \frac{k_{ic}}{s} \right) eval(s_2) \quad (32)$$

Sendo que k_{pv} , k_{iv} , k_{pc} e k_{ic} são ganhos de controladores PIs. Um valor grande para k_{pv} acelera a resposta durante o transitório da corrente e, por consequência, a resposta do ciclo trabalho aumenta, porém, pode aumentar as oscilações no regime permanente. Em contrapartida, um valor elevado de k_{iv} faz que no sistema predomine um comportamento quase linear. A seleção apropriada destes ganhos gera um equilíbrio entre uma resposta rápida e uma baixa ondulação. O uso do PI permite zerar o efeito *chattering*, presente nos sistemas com controle por modos deslizantes, e definir o comportamento do sistema quando está na fase de convergência, ou seja quando o sistema está na fase inicial do controle e ainda não está em modo deslizante (LASCU; BOLDEA; BLAABJERG, 2004).

Segundo a definição do controle por modos deslizantes, o método convencional para implementar as leis de controle definidas em (31) e (32) é usar uma função de chaveamento definida como *eval*, a qual comuta a trajetória S e é responsável por determinar a reação do sistema em função da posição do estado no espaço de estados. A função *eval* pode ser uma função sinal, uma função histerese ou uma função linear com saturação. Estas três funções podem ser observadas na Figura 24.

A função sinal é a mais simples das três e a mais fácil de implementar através da utilização de um relé. Quando o estado se encontra de um lado da superfície a função sinal compensa com o esforço máximo no sentido oposto. No entanto, a utilização deste

Figura 23 – Conversor elevador controlado por modos deslizantes.

Fonte: Autora

Figura 24 – Funções *eval*

Fonte: (PUMA, 2013).

função poderia gerar chaveamento em alta frequência produzindo vibrações no sistema, estas vibrações são conhecidas como *chattering*.

A função histerese, reduz a frequência de chaveamento devido à sua banda de histerese. Com esta função, a trajetória S opera na vizinhança $\pm\Delta$ da superfície de chaveamento com vibração controlada. Com o uso desta função o *chattering* estará em função do Δ .

A função linear com saturação opera usando valores máximo e mínimo e uma reta linear com inclinação k_e . Esta função é sensível à redução da vibração no estado quando se aproxima à superfície de chaveamento. Devido à suavidade da curva próxima da superfície de chaveamento esta função é selecionada neste trabalho, sendo definida na equação (33).

$$eval(x) = \begin{cases} x \cdot k_e, & \text{se } L_{min} < x < L_{max} \\ L_{max}, & \text{se } x \geq L_{max} \\ L_{min}, & \text{se } x \leq L_{min} \end{cases} \quad (33)$$

Sendo L_{min} e L_{max} os limites mínimo e máximo, respetivamente. A constante k_e está relacionada com a dinâmica do sistema e corresponde ao ganho da função *eval*.

Os diagramas de blocos dos controladores em modo deslizantes para o conversor elevador no sistema fotovoltaico são representados nas figuras 25 e 26. A Figura 25 corresponde ao esquema de controle da tensão, no qual a entrada é o erro de tensão (diferença entre as tensões de referência e medida) e a saída é a corrente de referência. A superfície deslizante (S_1) é segurada para permanecer dentro dos limites estabelecidos pela função *eval* já que na frente do S_1 se encontra um saturador linear. A Figura 26 corresponde ao esquema do controlador de corrente, para o qual a entrada é o erro da corrente (diferença entre a corrente de referência e a corrente medida) e a saída é o sinal d , ou seja, o ciclo de trabalho da chave do conversor. A operação deste controlador é semelhante ao controlador externo, só que a superfície deslizante S_2 é calculada usando o erro e a derivada do erro da corrente.

A sintonização dos ganhos dos conversores será exposta no próximo capítulo. Esta sintonização usa a técnica de otimização por enxame de partículas modificada o que permite ajustar os ganhos de forma que a estabilidade na resposta seja assegurada, que tempo de estabelecimento seja adequado, que ondulação seja baixa e que erro em regime permanente seja reduzido.

Figura 25 – Controlador por modos deslizantes da tensão V_{pv} .

Fonte: Adaptado de (PUMA, 2013).

Figura 26 – Controlador por modos deslizantes da corrente I_L .

Fonte: Adaptado de (PUMA, 2013).

Weighted-DOCHM-PSO Aplicado no Cálculo dos Parâmetros dos controladores MDPI

Para encontrar os valores ótimos dos controladores MDPI da tensão e da corrente é usada a técnica de otimização por enxame de partículas-modificada, definida pelo nome de *Weighted-DOCHM-PSO*. Cada laço de controle é analisado independentemente, desta forma, um degrau de referência é aplicado na malha de corrente para calcular o sobressinal (M_p) e o tempo de estabelecimento (t_{ss}) que serão usados durante a execução do algoritmo de otimização. Uma vez que os valores ótimos do controlador de corrente são encontrados, um degrau de referência é aplicado no laço de controle de tensão para calcular o M_p e o t_{ss} da tensão, usados também para calcular os ganhos do controlador MDPI do laço externo.

4.1 Versão básica do otimizador por enxame de partículas

O conceito de enxame de partículas originou-se da ideia de simular um sistema social simplificado. A intenção era verificar graficamente o comportamento imprevisível de um bando de pássaros. As simulações iniciais foram modificadas a fim de incorporar a correspondência da velocidade do vizinho, eliminar variáveis auxiliares e adicionar busca e aceleração multidimensional de acordo com a distância. Em algum ponto da evolução do algoritmo se percebeu que, de fato, o modelo conceitual era um otimizador. Através de um processo de tentativa e erro vários parâmetros foram ajustados até chegar no método de otimização por enxame de partículas (PSO) conhecido atualmente (EBERHART; SHI, 2001).

No PSO um número de entidades simples, conhecidas como partículas, são colocadas

dentro do espaço de busca de algum problema ou função, e cada uma das partículas avalia a função objetivo em sua localização atual. Cada partícula determina seu movimento em função do espaço de busca, combinando sua própria experiência (P_{best}), ou melhor posição, com a experiência das outras partículas (G_{best}). A iteração seguinte ocorre depois que todas as partículas foram movidas. Eventualmente, depois de varias iterações, o enxame como um todo se aproxima de um ótimo da função objetivo (POLI; KENNEDY; BLACKWELL, 2007). A Figura 27 a seguir representa o fluxograma do algoritmo PSO básico.

Figura 27 – Fluxograma de um PSO básico.

Fonte: Tomado de (SANTOS, 2013)

Em resumo, o passo a passo do algoritmo é:

1. Iniciar aleatoriamente a posição (X^i) e velocidade (V^i) de cada partícula;
2. Calcular a função objetivo (função *fitness*);
3. Enquanto (critério de parada), faça:
 - a) Atualizar a melhor posição individual (P_{best});
 - b) Atualizar a melhor posição global (G_{best});
 - c) Atualizar posições usando a equação (34);
 - d) Atualizar velocidades usando a equação (35);

Fim enquanto;

Fim do algoritmo.

4.1.1 Modelagem do PSO

É sabido que o PSO busca a solução ótima de um problema alterando a trajetória das partículas mediante a atualização da velocidade e posição de cada partícula. Para representar matematicamente este processo, deve-se considerar uma população com N partículas, na qual $\vec{x}^i$ e $\vec{v}^i$ serão a posição e velocidades da partícula i (KENNEDY; EBERHART, 1995).

A atualização da posição de cada partícula ($\vec{x}_{k+1}$) se dá usando a equação 34:

$$\vec{x}_{k+1} = \vec{x}_k + \vec{v}_k \quad (34)$$

A velocidade de cada partícula é atualizada com a equação 35:

$$\vec{v}_{k+1} = w\vec{v}_k + c_1r_1(\vec{p}_{best_k} - \vec{x}_k) + c_2r_2(\vec{g}_{best} - \vec{x}_k) \quad (35)$$

Os parâmetros dados na anterior equação correspondem com:

- w : coeficiente inercial.
- $\vec{p}_{best_k}^i$: melhor posição da partícula i .
- $\vec{g}_{best}^i$: melhor posição do enxame, ou seja, melhor posição de todas as partículas analisadas.
- c_1 : coeficiente de aceleração pessoal, referente à melhor posição pessoal.
- c_2 : coeficiente de aceleração grupal, referente à melhor posição grupal.
- r_1 e r_2 : números aleatórios com probabilidade randômica entre 0 e 1.
- i : índice da partícula que varia de 1 a N , em que N é o número partículas do enxame.

Todos os vetores nas equações (34) e (35) são de tamanho $m \times 1$, onde m é número de variáveis otimizadas. Os parâmetros c_1 e c_2 controlam a interação entre a informação pessoal da partícula e a informação grupal do enxame. Se $c_2 > c_1$, então a partícula dá prioridade à informação dada pelo enxame, caso contrário, a partícula dá prioridade à sua própria informação pessoal.

Outro parâmetro que influencia no processo de busca do algoritmo é o peso inercial w . Um valor de w alto facilita uma exploração global no espaço de busca, enquanto que um valor pequeno facilita uma busca local. Portanto, a apropriada seleção do peso inercial w proporciona um balanço entre a busca global e local do algoritmo (SANTOS, 2013). Segundo (ZHOU; SHI, 2011) para manter este equilíbrio, w deve estar entre $0,4 < w < 0,9$, e $c_1 = c_2 = 1,5$ com $c_1 + c_2 \leq 4$. Neste trabalho se propõe uma modificação para calcular dinamicamente o peso inercial, como será explicado posteriormente.

4.2 Primeira modificação do algoritmo: Peso inercial variável (w-PSO)

O equilíbrio entre a busca local e global durante a execução do algoritmo é um ponto crítico para o sucesso de um algoritmo de otimização. A capacidade de busca é ajustada dinamicamente ao mudar o peso inercial das partículas e, portanto, vários métodos para adaptar o peso inercial têm sido propostos (TAHERKHANI; SAFABAKHSH, 2016). Estes métodos estão classificados em quatro grupos principais: constantes, aleatórios, variantes no tempo e peso inercial adaptativo. Para este trabalho, é usado o método w-PSO proposto em (KESSENTINI; BARCHIESI, 2015) que calcula o peso inercial de acordo com uma realimentação das melhores posições das partículas. Este método é uma estratégia simples de implementar que permite aumentar a eficiência do algoritmo pelo que é adequado para o cálculo dos parâmetros dos controladores.

O peso inercial memoriza a direção anterior de cada partícula. Portanto, se o valor do peso inercial for grande, as partículas tenderão a memorizar sua direção anterior, o que aumenta a velocidade de convergência permitindo pesquisar melhor a região de busca. Porém, se o valor do peso inercial for pequeno, as partículas não memorizarão sua direção anterior, permitindo ao algoritmo explorar uma nova região de busca, evitando assim a convergência para um ótimo local. Segundo o método usado, o peso inercial é dinamicamente atualizado, permitindo alternar entre os processos de exploração e pesquisa.

Esta modificação do PSO requer que os coeficientes de aceleração c_1 e c_2 tenham um valor constante de 1,5, já que valores iguais de aceleração dão o mesmo peso para todos os ótimos (globais e locais), evitando atração por ótimos locais durante a fase de exploração (KESSENTINI; BARCHIESI, 2015), e segundo (RAPAIĆ; KANOVIĆ, 2009) a soma dos coeficientes deverá ser menor a 4, assim que atribuir aos coeficientes este valor resulta conveniente. Além disso, a soma dos coeficientes deve cumprir a seguinte relação: $c_1 + c_2 < 4(1 + w)$. De esta forma, o peso inercial pode variar entre 0,5 e 0,9 durante toda a execução do algoritmo. O peso inercial atual é expressado como:

$$w(k) = 0,9 - 0,4 \frac{d(k)}{\max(\{d(k)\}_{1 \leq k \leq k_{max}})} \quad (36)$$

Em que k_{max} é o número máximo de passos, d é um vetor de k elementos, cada um dos quais é definido como o valor máximo do desvio padrão entre os vetores de melhores posições pessoais. O vetor $d(k)$ é calculado usando a seguinte equação:

$$d(k) = \max(\{\text{std}(p_{best,k}^i)_{1 \leq k \leq N}\}_{1 \leq i \leq n}) \quad (37)$$

N corresponde à quantidade de partículas e, n é o número de iterações. O vetor $d(k)$ serve como um indicador do progresso do algoritmo.

A integração desta modificação no algoritmo PSO básico pode ser observada no fluxograma mostrado na Figura 28 a seguir.

Figura 28 – Fluxograma do PSO integrando o peso inercial variável.

Fonte: Adaptado de (SANTOS, 2013)

4.3 Segunda modificação do algoritmo: Método DOCHM

A segunda modificação aplicada ao PSO consiste em eliminar as restrições do problema através da adição de uma segunda função objetivo, fazendo com que a função objetivo seja dinâmica. Esta técnica é conhecida como *Dynamic Objective Constrained Handling Method* (DOCHM) (Método de manipulação de restrições de objetivo dinâmico) e foi proposta por (LU; CHEN, 2006).

O alvo do método DOCHM é transformar um problema de otimização de objetivo simples com restrições em um problema de otimização bi-objetivo sem restrições. Este método está baseado na ideia que cada partícula se move em direção a uma região factível dentro do espaço de busca. Após a partícula entrar na região factível ela pode se aproximar da solução ótima, ou seja, quando as partículas estão fora da região factível seu objetivo

é entrar aquela região e depois procurar a solução ótima, ao invés de só procurar a solução ótima. Sendo assim, o problema é visto como um problema bi-objetivo, no qual o primeiro objetivo é entrar na região factível e o segundo objetivo é otimizar a função objetivo original. O método é dinâmico dado que cada partícula tem a capacidade de ajustar seus objetivos de acordo com a sua localização dentro ou fora da região factível.

Como foi mencionado, o primeiro objetivo do método DOCHM é otimizar uma função que contenha as restrições do problema, afim de entrar na região factível. Esta função é definida como função objetivo secundaria ou função auxiliar e é dada pela seguinte equação:

$$\phi(\vec{x}) = \sum_{i=1}^r \max(0, g_i - l_i) \quad (38)$$

Sendo que g_i é o conjunto das restrições, r é o número de restrições de desigualdade, e l_i é a condição dada no problema. Desta forma, as restrições devem cumprir a seguinte desigualdade:

$$g_i(x) \leq l_i(x), i = 1, 2, 3, \dots, r \quad (39)$$

A função $\phi(\vec{x})$ é a soma das violações das restrições, usada para medir a distância de cada partícula em relação à região fatível. Teoricamente, somente quando $\phi(\vec{x}) = 0$ a partícula pode começar a minimizar a função objetivo principal definida como $f(\vec{x})$, dado que o valor ótimo de $\phi(\vec{x})$ é 0. Quando $\phi(\vec{x}) > 0$ a partícula está fora da região fatível, e portanto não precisará minimizar a função $f(\vec{x})$.

A atualização dos vetores $\vec{p}_{best}$ e $\vec{g}_{best}$ usados para calcular a velocidade da partícula, é uma etapa crucial para o algoritmo. Contudo, com a integração do método DOCHM no algoritmo PSO original, a atualização destes vetores dependerá da posição da partícula em relação à região factível. Ou seja, se a partícula estiver dentro da região factível, então $\vec{p}_{best}$ é definida como a solução factível mais apta que tem sido encontrada até agora (em relação a $f(\vec{x})$); de outra forma, ou seja, se a partícula estiver fora da região factível, $\vec{p}_{best}$ é definida como a solução factível que está mais próxima (somente se alguma solução viável foi encontrada). Quanto a $\vec{g}_{best}$, se todas as posições encontradas pelo enxame estão fora da região factível, $\vec{g}_{best}$ é tomada como a posição mais próxima da região factível, por outro lado, se todas as posições das partículas estão fora, $\vec{g}_{best}$ é definida como a melhor solução encontrada pelo enxame. Para entender como funciona este método na Figura 29 é mostrado o fluxograma do algoritmo.

4.4 Aplicação do método w-DOCHM-PSO

O processo de otimização é guiado pela função objetivo, a qual será minimizada durante a execução do algoritmo. Neste trabalho, os propósitos de aplicar PSO na busca

Figura 29 – Fluxograma do PSO integrando o método DOCHM.

Fonte: Adaptado de (LU; CHEN, 2006)

dos parâmetros dos controladores são assegurar a estabilidade do sistema e obter uma resposta transitória rápida, sem oscilações, com um erro de estado estável mínimo. As variáveis de decisão do problema correspondem aos parâmetros de cada controlador, que seriam: k_{pc} , k_{ic} , k_c , L_{maxc} e L_{minc} para o controlador de corrente e k_{pv} , k_{iv} , k_v , L_{maxv} e L_{minv} para o controlador de tensão. Estes parâmetros são números reais.

Por causa do sistema ter dois laços de controle, o algoritmo de otimização é executado

primeiro para encontrar os parâmetros do controlador de interno de corrente e, uma vez sintonizados, o algoritmo é executado novamente para encontrar os ganhos do laço externo de tensão. As funções objetivo dos controladores são definidas usando os critérios de desempenho -ITAE (Integral do tempo multiplicada pelo valor absoluto do erro) e ISE (Integral do Erro Quadrático). ITAE é indicado para reduzir a contribuição dos erros que permanecem no tempo, enquanto ISE é indicado para reduzir grandes erros que são insensíveis a pequenos erros (SÁNCHEZ, 2013).

Para o ajuste do controlador de interno de corrente é esperado que a resposta tenha pouco sobressinal e baixas oscilações, assim o critério ITAE é usado para avaliar o desempenho, ou seja, o ITAE é usado como função objetivo do controlador de corrente. Por outro lado, no ajuste do controlador de tensão, além de considerar o critério ITAE também é considerado o critério ISE, dado que o ajuste deste laço de controle deve ser mais estrito pois fornece a corrente de referência do laço interno. Para calcular o critério ITAE para o laço de corrente é usada a equação (40), enquanto que para calcular os critérios ITAE e ISE para o laço de tensão são usadas as equações (41) e (42).

$$ITAE_c = \int_0^\tau t|e_c(t)|dt = \int_{t_{step,c}}^{t_{step,c}+t_0} (t - t_{step,c})|i_{L,ref}(t) - i_L(t)|dt \quad (40)$$

$$ITAE_v = \int_0^\tau t|e_v(t)|dt = \int_{t_{step,v}}^{t_{step,v}+t_0} (t - t_{step,v})|v_{pv}(t) - v_{pv,ref}(t)|dt \quad (41)$$

$$ISE = \int_0^\tau e_v^2(t)dt = \int_{t_{step,v}}^{t_{step,v}+t_0} (v_{pv}(t) - v_{pv,ref}(t))^2 dt \quad (42)$$

Onde $t_{step,c}$ e $t_{step,v}$ são os instantes nos quais o degrau é aplicado nas referências de corrente e tensão, e_c e e_v são os erros de corrente e tensão. O espaço de busca do algoritmo está limitado pelas restrições de sobressinal (M_p) e tempo de estabelecimento (t_{ss}), sendo que para ambos controladores é considerado um máximo de M_p de 10% e t_{ss} de 15ms.

Dado que são dois controladores, existem dois problemas de otimização, definidos nas equações (43) e (44).

$$\begin{aligned} & \underset{\vec{X}_c \in S}{\text{minimize}} && \{ITAE_c\} \\ & \text{subject to} && M_p < 10\% \text{ and } t_{ss} < 15 \end{aligned} \quad (43)$$

$$\begin{aligned} & \underset{\vec{X}_v \in S}{\text{minimize}} && \{ITAE_v, ISE\} \\ & \text{subject to} && M_p < 10\% \text{ and } t_{ss} < 15 \end{aligned} \quad (44)$$

Nas equações (43) e (44) o M_p é medido em porcentagem e o t_{ss} em mili-segundos. S é o espaço de busca limitado pelas restrições de sobressinal e de tempo de estabelecimento. Cada variável a ser otimizada, ou seja, cada parâmetro do controlador, ocupa uma posição

i do vetor $\vec{X}_z$, onde z pode ser c correspondente ao controlador do laço interno, ou v correspondente ao controlador externo. A posição de uma partícula no espaço de busca, contendo as variáveis de decisão do problema, pode ser descrita pelos vetores $\vec{X}_c$ e $\vec{X}_v$:

$$\vec{X}_{c,i}^j = [X_{k_c}, X_{k_{pc}}, X_{k_{ic}}, X_{L_{maxc}}, X_{L_{minc}}] \quad (45)$$

$$\vec{X}_{v,i}^j = [X_{k_v}, X_{k_{pv}}, X_{k_{iv}}, X_{L_{maxv}}, X_{L_{minv}}] \quad (46)$$

Na busca de uma solução ótima ao problema, as partículas definem trajetórias baseadas na seguinte equação de movimento, na qual o coeficiente i define a posição da partícula:

$$\vec{X}_i^j(k+1) = \vec{X}_i^j + \vec{V}_i^j(k+1) \quad (47)$$

A nova posição da partícula ($X_i^j(k+1)$) é igual à soma do vetor velocidade ($\vec{V}_i^j(k+1)$) com a posição atual (V_i^j)

Os vetores velocidade determinam a forma como as partículas se movem pelo espaço de busca e são constituídos pela contribuição de três termos: o primeiro, definido como inércia ou momento, impede que a partícula mude drasticamente de direção, mantendo o controle da direção do fluxo anterior; o segundo termo, chamado de coeficiente cognitivo, explica a tendência das partículas a voltar às melhores posições encontradas anteriormente; e o último termo, definido como coeficiente social, identifica a tendência das partículas de se mover em direção da melhor posição de todo o enxame (MARINI; WALCZAK, 2015). Com base no anterior, o vetor velocidade é definido como :

$$\begin{aligned} \vec{V}_i^j(k+1) = & \underbrace{w \cdot V_i}_{\text{Velocidade Atual}} + \underbrace{c_1 \cdot \text{rand}([1,0])(\vec{p}_{best,i}^j(k) - \vec{X}_i^j(k))}_{\text{Melhor experiência pessoal}} + \\ & \underbrace{c_2 \cdot \text{rand}([1,0])(\vec{g}_{best,i}^j(k) - \vec{X}_i^j(k))}_{\text{Melhor experiência global}} \end{aligned} \quad (48)$$

Em que o termo $\text{rand}([1,0])$ gera um valor de dispersão aleatória entre 0 e 1, $p_{best,i}$ corresponde às coordenadas da melhor solução obtida até agora por aquele indivíduo, $g_{best,i}$ é a melhor solução global obtida pelo enxame, c_1 corresponde ao coeficiente de aceleração social que multiplica o vetor de melhor experiência pessoal, c_2 corresponde ao coeficiente de aceleração cognitivo que multiplica ao vetor de melhor experiência global e, finalmente, o termo w representa o fator de inércia da partícula, que controla a direção de movimento e que, para este trabalho, será modificado conforme proposto em (KESSENTINI; BARCHIESI, 2015). As trajetórias traçadas pelas partículas são de natureza

semi-aleatória, pois dependem da contribuição das melhores soluções pessoais e globais e dos termos aleatórios incluídos (coeficientes de aceleração e fator de dispersão).

No método DOCHM a função objetivo principal é mantida, enquanto uma função secundária auxiliar é definida usando as restrições do problema original. As funções objetivo principais para os controladores de corrente e tensão são dadas nas equações (49) e (50), respetivamente, em que $f_c(X)$ corresponde à função objetivo principal do laço de corrente e $f_v(X)$ à função objetivo principal do laço de tensão. As funções auxiliares secundárias são dadas pelas equações (51) e (52), nas quais $\phi_c(X)$ é a função auxiliar para o laço de corrente e $\phi_v(X)$ a função auxiliar para o laço de tensão. $\phi_z(X)$ indica a distância de uma partícula para a região factível. Logo, quando $\phi > 0$ quer dizer que pelo menos uma restrição está ativa e que será necessário otimizar de novo até conseguir que a partícula entre na região factível. Por outro lado, quando $\phi = 0$ indica que nenhuma restrição está ativa e que a partícula se encontra dentro da região factível, podendo agora otimizar a função objetivo principal.

$$f_c(X) = \min(\{ITAE_c\}) \quad (49)$$

$$f_v(X) = \min(\{ITAE_v + ISE\}) \quad (50)$$

$$\phi_c(X) = \max(0, M_p - 10) + \max(0, t_{ss} - 15) \quad (51)$$

$$\phi_v(X) = \max(0, M_p - 10) + \max(0, t_{ss} - 15) \quad (52)$$

Na execução do algoritmo, o primeiro passo consiste em definir um enxame inicial. Porém, por uma conveniência de convergência o enxame inicial é estrategicamente iniciado. Os parâmetros do controlador iniciais são obtidos a partir de simulações previas, usando a técnica de tentativa e erro. Com estes parâmetros, é aplicado um degrau de referência (corrente ou tensão) dependendo do controlador a sintonizar. Logo, a função objetivo principal é avaliada e em seguida é verificada a função objetivo secundária, com esta segunda função objetivo é analisado se as partículas estão na região factível. Caso as partículas estejam fora, ou seja que $\phi > 0$, o algoritmo atualiza as melhores posições pessoais da função objetivo secundária e atribui um valor grande à $f(p_{best})$, caso contrario, o algoritmo atualiza as melhores posições pessoais da função ϕ e as melhores posições pessoais da função f . Logo, as melhores posições globais das funções f e ϕ são encontradas. Seguidamente, a função ϕ é verificada de novo, se $\phi > 0$ então o algoritmo calcula as melhores posições da função objetivo secundária, senão o algoritmo calcula as melhores posições das funções objetivo secundária e principal. Depois o vetor velocidade é atualizado, porem, neste cálculo é adicionado o método do peso inercial, descrito anteriormente. Portanto, o vetor posição também é atualizado para logo calcular $f(\vec{x})$. Novamente, a

função ϕ é verificada, se as partículas estão fora da região factível, os vetores das melhores posições pessoais e globais $\vec{p}_{best}$ e $\vec{g}_{best}$ são atualizados baseando-se na função ϕ , caso contrário, estes vetores serão atualizados baseando-se na função f . Na Figura 30 é apresentado o fluxograma do algoritmo PSO duplamente modificado aplicado no cálculo dos parâmetros do controlador.

Figura 30 – Fluxograma do algoritmo PSO modificado aplicado no cálculo dos parâmetros do controlador MDPI.

Fonte: Autora

Resultados

Este capítulo visa apresentar tanto os resultados de simulação quanto os experimentais do sistema fotovoltaico mostrado na Figura 31. O objetivo é mostrar a resposta do controlador MDPI calculado mediante a técnica de otimização descrita no capítulo anterior. Porém, para comparar o desempenho do controlador proposto, um controlador linear avanço-atraso é usado para tal fim. O sistema estudado foi simulado usando a *toolbox Simulink* de *Matlab*. A primeira seção de resultados corresponde com a análise do sistema usando controladores lineares projetados para regular a tensão e a corrente através de análises da resposta em frequência. A segunda seção, corresponde aos resultados usando o controlador MDPI proposto neste trabalho, a terceira seção apresenta a comparação dos resultados dos dois controladores e, finalmente a quarta seção corresponde aos resultados experimentais.

O sistema de controle é um sistema de duplo laço. O laço interno ou laço de corrente regula o ciclo de trabalho da chave do conversor, enquanto que o laço externo ou laço de tensão controla a corrente de referência. O signo negativo na referência da tensão existe porque variações negativas na corrente provocam variações positivas na tensão, em outras palavras, se a tensão de entrada do conversor aumenta a corrente de entrada deverá diminuir a fim de manter o balanço de potência.

Nas simulações é usado um módulo fotovoltaico com as especificações elétricas dadas na Tabela 1. Além disso, na Figura 32 são mostradas as curvas características do módulo que representam a relação entre a potência gerada e a tensão medida nos terminais e que são encontradas mantendo a temperatura constante e variando o nível de irradiância.

Figura 31 – Diagrama de blocos do sistema.

Fonte: Autora

Tabela 1 – Pontos de operação do módulo fotovoltaico usado nas simulações

Irradiância	P_{mpp}	V_{mpp}	I_{mpp}
1000 W/m ²	36,02 W	18,46 V	1,951 A
900 W/m ²	32,01 W	18,33 V	1,746 A
800 W/m ²	28,37 W	18,35 V	1,5460 A
700 W/m ²	24,72 W	18,28 V	1,3523 A
600 W/m ²	21,08 W	18,21 V	1,1576 A
500 W/m ²	17,45 W	18,05 V	0,966 A
400 W/m ²	13,83 W	17,89 V	0,773 A
300 W/m ²	10,24 W	17,68 V	0,5792 A
200 W/m ²	6,69 W	17,35 V	0,3856 A

O sistema fotovoltaico mostrado na Figura 31 usa um algoritmo MPPT para aumentar eficiência do painel fotovoltaico e gerar a tensão de referência. Porém, como o objetivo é estudar o desempenho dos controladores estudados, nos primeiros testes serão analisadas as respostas dos dois controladores usando um perfil de referência de tensão, desligando o MPPT e mantendo a irradiância constante em 1000 W/m². Já para os próximos testes o MPPT será ligado para calcular a tensão de referência e verificar o rendimento dos controladores ante mudanças na irradiância.

Figura 32 – Curvas P-V do módulo fotovoltaico usado nas simulações para diferentes valores de irradiância.

Fonte: Autora

5.1 Controle Avanço-atraso

O controle por avanço-atraso baseia-se na resposta em frequência da planta e para realizar seu projeto é necessário conhecer a função de transferência do sistema ou dispor de algum mecanismo para obter o diagrama de Bode da planta. Este controlador combina as características de dois controladores básicos como o são o compensador por avanço o qual produz uma melhora na reposta transitória e uma mudança pequena na precisão da resposta em regime permanente e, o compensador em atraso que produz uma melhora em estado estável aumentando o tempo da resposta transitória (OGATA, 2003). Neste texto o controlador avanço-atraso será denominado como controlador de dois polos-dois zeros (2p2z) e será o controlador linear usado para comparar o desempenho do controlador MDPI.

5.1.1 Projeto

O projeto dos controladores por avanço-atraso requer conhecer as funções de transferência da tensão (v_{pv}) em relação à corrente (i_L) e da corrente (i_L) em função do ciclo de trabalho (d). Estas funções são dadas pelas equações (15) e (16), expostas na seção 3.1.3, e retomadas a seguir:

$$G_{vpv}(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \frac{V_{dc}(1 + sR_{eq}C_{pv})}{s^2LC_{pv}R_{eq} + sL + R_{eq}} \quad (53)$$

$$G_{vi} = \frac{\hat{v}_{pv}}{\hat{i}_L} = \frac{R_{eq}}{1 + sC_{pv}R_{eq}} \quad (54)$$

Um aspecto importante a levar em consideração no projeto dos compensadores são os harmônicos na frequência de chaveamento presentes nos sinais de realimentação. Se o

ganho do compensador na frequência de comutação for muito grande, então esses harmônicos podem ser amplificados pelo compensador levando a interferir na operação do PWM. Portanto, o compensador deve ser projetado para conter polos com frequência menor que a frequência de chaveamento do conversor. Levando em conta esta consideração, a frequência de corte dos controladores é selecionada para ser menor do que o 10% da frequência de chaveamento (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007). Ao mesmo tempo, para assegurar a estabilidade e garantir que o ganho de laço não contenha polos no semi-plano direito, a margem de fase do controlador selecionada deverá ser inferior a 180 graus (GIL, 2016).

Devido à dupla malha de controle empregada neste sistema, o primeiro controlador calculado é o da corrente. Usando a função de transferência dada em (53), calcula-se o diagrama de Bode para analisar a frequência de corte, a margem de fase e a margem de ganho da malha de corrente em laço aberto. Este diagrama de Bode é mostrado na Figura 33, sendo que o sistema apresenta frequência de corte em 47,8 kHz (frequência para a qual a magnitude do ganho de laço é unitária), e margem de fase positiva de 90°.

Figura 33 – Diagrama de Bode em malha aberta da função de transferência da corrente.

Fonte: Autora

O compensador de corrente projetado contém um polo em 9,16 kHz, um zero em 10,98 kHz e um zero invertido em 500 Hz a fim que a frequência de corte da planta incluindo o compensador esteja em 10 kHz, que corresponde a um décimo da frequência de chaveamento, e a margem de fase mude para 82,1°, a função de transferência do compensador projetado é dada na equação (55). O diagrama de Bode da planta incluindo o compensador de corrente é apresentado na Figura 34, no qual é evidenciado que efetivamente adicionando o compensador a margem de fase e a frequência de corte estão nos pontos desejados.

$$G_{ci}(s) = \frac{0,19113(s + 6,86 \times 10^4)(s + 3142)}{s(s + 5,755 \times 10^4)} \quad (55)$$

Figura 34 – Diagrama de Bode do laço interno incluindo o compensador projetado.

Fonte: Autora

A resposta ao degrau unitário do laço interno em malha fechada é mostrado na Figura 35. Observa-se que o sobressinal é de 3,74 % e o tempo de estabelecimento é de 0,136 ms.

Figura 35 – Resposta ao degrau em malha fecha do controlador de corrente.

Fonte: Autora

Após verificada a resposta ao degrau do compensador de corrente, o circuito da Figura 36 é simulado em *Simulink*. Neste circuito, o gerador fotovoltaico é substituído por uma fonte de tensão constante em série com uma resistência, já que nas funções de transferência calculadas esta simplificação foi considerada. Como o objetivo deste teste é analisar o desempenho do controlador de corrente, o laço de tensão é desligado e é aplicada uma corrente de referência que começa em 1,5 A e vai para 2 A. A corrente de

referência e a corrente medida são apresentadas na Figura 37. Segundo a figura, a corrente medida apresenta sobressinal de 2% e tempo de estabelecimento de 0,2 ms, valores que estão próximos dos encontrados na Figura 35.

Figura 36 – Circuito usando para o teste do controlador de corrente

Fonte: Autora

Figura 37 – Resposta do controlador 2p2z de corrente.

Fonte: Autora

Para o laço de controle externo, a função de transferência dada na equação (54) deve ser multiplicada pela realimentação do laço de controle interno, sendo que neste cálculo deve-se considerar o controlador de corrente projetado. A multiplicação do *feedback* do laço interno e da função G_{vi} gera a função de transferência em do laço externo, que será usada para projetar o compensador de tensão.

Seguindo o mesmo procedimento dado para o laço interno, na Figura 38 apresenta-se o Diagrama de Bode em malha aberta do laço externo a fim de determinar a margem de fase e a frequência de corte.

Figura 38 – Diagrama de Bode em malha aberta função de transferência da tensão.

Fonte: Autora

O compensador adicionado é projetado para a frequência de corte esteja em 1,5 kHz e a margem de fase ser de 130°. O compensador de tensão projetado que cumpre os requisitos é dado na equação (56). Consequentemente, na Figura 39 é mostrado o diagrama de Bode do laço externo incluindo o compensador G_{cv} , no qual é observado que a margem de fase e a frequência de corte cumprem com os critérios do projeto desejados.

$$G_{cv}(s) = \frac{11,673(s + 64,26)(942,5)}{s(s + 1,382 \times 10^4)} \quad (56)$$

Para verificar o controlador projetado, é usada a resposta ao degrau. A função de transferência do controlador encontrado é multiplicada com a função de transferência de malha aberta do laço externo, logo é aplicada a função *feedback* a fim de calcular a expressão para a malha fechada e, finalmente, nesta última expressão é aplicada a função degrau. Na figura 40 é apresentada a resposta ao degrau para o controle externo, observando-se que a resposta não expõe sobressinal e o tempo de estabelecimento é de 12 ms.

Novamente, após verificada a resposta ao degrau para o laço externo incluindo o controlador projetado o circuito da Figura 41 é simulado em *Simulink*. Para este teste o laço externo é ligado e na referência de tensão é usado um degrau começando em 17,6 V e mudando para 18 V. Na Figura 42 é observado o perfil de referência de tensão usado (linha vermelha pontilhada) com a tensão medida no capacitor da entrada quando é usado o controlador 2p2z. Segundo a figura, o tempo de acomodação do sinal

Figura 39 – Diagrama de Bode do laço externo incluindo o compensador projetado.

Fonte: Autora

Figura 40 – Resposta ao degrau controle de tensão.

Fonte: Autora

da tensão é de 16,7 ms e não apresenta sobressinal, sendo esta resposta próxima da obtida na Figura 40, correspondente à resposta ao degrau.

5.1.2 Controle com MPPT

Na seção 2.2.1 foi explicado o algoritmo Condutância incremental, usado para extrair a maior potência possível quando há variações na irradiância e aumentar a eficiência do sistema. O algoritmo opera fornecendo a tensão de referência, como é visto na Figura 31.

Figura 41 – Circuito usado para o teste do controlador de tensão

Fonte: Autora

Figura 42 – Resposta do controlador 2p2z de tensão.

Fonte: Autora

Para verificar o funcionamento do algoritmo MPPT e dos controladores, foi usado o perfil de irradiância mostrado na Figura 43. No perfil, a irradiância é variada de forma escalonada entre 1000 e 200 W/m^2 para observar o comportamento do sistema ante mudanças rápidas da irradiância.

Segundo as curvas características dadas na Figura 32 e os dados mostrados na Tabela 1, para cada valor de potência máxima existe um valor de tensão correspondente. Desta forma, o algoritmo MPPT opera procurando esta tensão para cada nível de irradiância.

Uma vez aplicado o perfil de irradiância, o MPPT começa a operar calculando a tensão de referência para cada ponto de operação. Durante o primeiro intervalo de tempo a irradiância é de 1000 W/m^2 e, portanto, a tensão de referência está perto dos $18,46 \text{ V}$

Figura 43 – Perfil de irradiância escalonado.

Fonte: Autora

como se mostra na Figura 44, sendo o esperado conforme a Tabela 1. No instante de 0,4 s a irradiância muda para 800 W/m^2 , o MPPT detecta a mudança no ponto de operação e decrementa a tensão de referência. Dado que o algoritmo condutância incremental tem um tempo de processamento predeterminado e um valor de incremento (dV) constante, a mudança do valor da tensão de referência não é instantânea, pelo contrário, apresenta um tempo transitório no qual o algoritmo calcula a referência para obter a máxima potência, este tempo transitório destaca-se na Figura 44 como um retângulo e mostra a evolução do algoritmo. Para os outros valores de irradiância, o MPPT calcula a tensão de referência de acordo com os dados da Tabela 1, cumprindo com o esperado.

Além de verificar a tensão dada pelo MPPT e a tensão medida no capacitor da entrada, também deve-se verificar a potência fornecida pelo módulo fotovoltaico. Na Figura 45 é apresentada a potência obtida nos terminais do módulo uma vez aplicado o perfil de irradiância mencionado anteriormente. Segundo a figura, a potência medida para cada intervalo de tempo corresponde à potência dada na Tabela 1, seguindo o perfil de irradiância usado. Nesta figura também foi destacado o tempo transitório em que o MPPT encontra a tensão de referência, sendo que a potência aumenta conforme o algoritmo evolui e encontra o ponto de operação.

5.2 Modos deslizantes mais PI

Para o cálculo dos ganhos dos controladores MDPI se usou o método de otimização descrito no Capítulo 4. Este método permite assegurar a estabilidade conseguindo uma resposta com tempo de estabelecimento pequeno, baixo erro em estado estável e pouco sobressinal. Os parâmetros deste método PSO usados durante a execução do algoritmo são dados na tabela 2. Uma vez que o sistema de controle está composto por dois laços de controle, o ajuste dos ganhos dos controladores é feito de forma separada. Assim,

Figura 44 – Tensão de referência dado pelo MPPT e tensão na entrada do conversor.

Fonte: Autora

os primeiros ganhos a serem calculados correspondem aos do laço interno e, uma vez encontrados, se procede a calcular os ganhos do laço externo.

Tabela 2 – Parâmetros do algoritmo w-DOCHM-PSO

Parâmetro	Valor
Número máximo de iterações	100
Número de partículas por enxame	16
Coefficiente c_1	1,5
Coefficiente c_2	1,5
Peso inercial w	[0,5 -0,9]

No caso do ajuste do laço interno, um degrau na referência de corrente do indutor do conversor é aplicado com o objetivo de verificar se as restrições de sobressinal ($M_p < 10\%$) e tempo de estabelecimento ($T_{ss} < 15\text{ms}$) estão sendo violadas. O gráfico da evolução destes critérios para 100 iterações do algoritmo é mostrado na Figura 46. Além do tempo de estabelecimento e o sobressinal esta gráfica também apresenta a evolução do erro em regime permanente (E_{ss}), parâmetro que foi tomado só com fines informativos pois nas restrições este dado não está incluído. Segundo a figura, o tempo de estabelecimento durante a execução do algoritmo é menor a 15 ms e o sobressinal também é menor a 10%, o que significa que as restrições não estão sendo violadas. Segundo a teoria dada no capítulo anterior, quando nenhuma restrição está ativa o algoritmo otimiza a função objetivo

Figura 45 – Potência fornecida pelo módulo fotovoltaico.

Fonte: Autora

principal (f_i) que, para este controlador, corresponde ao índice de desempenho ITAE. A evolução desta função objetivo é apresentada na Figura 47, na qual é observado como o algoritmo minimiza o valor desta função conforme as iterações aumentam. É importante destacar que o algoritmo foi estrategicamente iniciado para as partículas estarem numa região factível, o que faz com que os critérios comecem dentro dos patamares estabelecidos e que a função objetivo comece com um valor pequeno.

Após verificar os critérios do controlador do laço interno e a evolução da função objetivo, outro parâmetro do algoritmo a ser analisado é a evolução do peso inercial das partículas conforme aumentam as iterações. Na Figura 48 é mostrada esta evolução sendo que o peso inercial se aproxima de seu valor máximo admissível após 40 iterações, embora fosse esperada uma movimentação das partículas dentro de seu intervalo [0,5-0,9]. A rápida convergência do algoritmo é dada pela alocação inicial das partículas, já que o controlador foi iniciado com parâmetros que fazem com que a resposta se encontre em uma região ótima. O incremento do peso inercial indica que as melhores posições das partículas estão próximas e portanto o algoritmo realiza uma busca de ajuste fino.

Uma vez encontrados os parâmetros do controlador de corrente foi simulada novamente a planta. Desta vez, o laço externo foi desligado e foi aplicada uma corrente de referência variando de 1,5 A para 2 A no instante de 0,5 s. O tempo de acomodação da corrente medida foi de 4 ms com sobressinal de 0,85% como se observa na Figura 49.

Figura 46 – Evolução dos critérios do controlador de corrente.

Fonte: Autora

Figura 47 – Evolução da função objetivo principal do laço interno de controle.

Fonte: Autora

Para o cálculo dos parâmetros do controlador de tensão ou laço externo é aplicado um degrau na referência de tensão e de novo são verificadas as restrições definidas para este laço. Na Figura 50 é mostrada a evolução destes critérios considerando 100 iterações. Segundo o gráfico, o tempo de estabelecimento começa em 20 ms e conforme as iterações vão avançando este parâmetro diminui até chegar a 5 ms. Já o sobressinal começa em 5%, varia conforme as iterações aumentam e chega num valor perto do 0,1%. Embora a partir da iteração 60 existe variação do T_{ss} e nesta mesma iteração, o sobressinal cai

Figura 48 – Evolução do peso inercial das partículas para o controlador de corrente.

Fonte: Autora

Figura 49 – Resposta do controlador MDPI de corrente.

Fonte: Autora

abruptamente chegando num valor próximo de 0, esta variação no T_{ss} acontece porque ao reduzir o sobressinal o tempo de estabelecimento da resposta se vê afetado. De acordo com estas informações, nenhuma restrição está ativa. O algoritmo otimiza a função objetivo principal, sendo que esta função, para este controlador, corresponde à soma dos índices de desempenho ITAE e ISE (f_v). A evolução da função objetivo principal é apresentada na Figura 51, na qual é observado como o algoritmo minimiza seu valor conforme as iterações aumentam.

Para este controlador também foi analisada a evolução do peso inercial das partículas. Na Figura 52 se encontra o gráfico desta evolução, mostrando como o peso inercial chega no seu valor máximo admissível após 15 iterações. O aumento do peso inercial mostra que as melhores posições das partículas estão próximas, permitindo ao algoritmo pesquisar melhor a região de busca. Este controlador também mostrou rápida convergência pela condição inicial dada aos parâmetros.

Figura 50 – Evolução dos critérios do controlador de tensão.

Fonte: Autora

Figura 51 – Evolução da função objetivo principal para o laço externo.

Fonte: Autora

Novamente a planta foi simulada, ligando os dois laços de controle e usando os parâmetros do laço interno calculados na primeira execução do algoritmo. Desta vez, foi aplicada uma tensão de referência variando de 7,5 V para 11 V no instante de 0,5 s. Na Figura 53 são observadas as formas de onda da referência e da tensão medida usando os ganhos encontrados. Segundo a figura, o tempo de acomodação da tensão foi de 4 ms e o sobressinal de 0,45%.

Figura 52 – Evolução do peso inercial das partículas para o controlador de tensão.

Fonte: Autora

Figura 53 – Resposta do controlador MDPI de tensão.

Fonte: Autora

5.2.1 Controle com MDPI usando MPPT

Da mesma forma que foi analisada a resposta do algoritmo MPPT usando o controlador 2p2z, também é analisada a resposta usando o controlador MDPI. O perfil de irradiância usado é o mesmo dado na Figura 43 com os dados da Tabela 1. A tensão de referência é dada pelo algoritmo condutância incremental sendo que cada nível de tensão corresponde ao valor apresentado na Tabela 1, conforme o resultado mostrado usando o controlador 2p2z. Na Figura 54 são mostradas a referência dada pelo MPPT e a tensão medida no capacitor de entrada usando o controlador MDPI. Este resultado concorda com o esperado já que o MPPT fornece a tensão corresponde para cada nível de tensão e a tensão medida na entrada do conversor atende à referência dada pelo MPPT.

Figura 54 – Tensão de referência dada pelo MPPT e tensão na entrada usando o controlador MDPI.

Fonte: Autora

5.3 Comparação dos controladores

Para observar melhor a resposta dos controladores estudados, na Figura 55 é mostrado o instante no qual a referência muda de valor. Os sinais correspondem à corrente de referência, à corrente medida no indutor usando o controlador 2p2z e à corrente no indutor usando o controlador MDPI. Na figura é observado que a resposta usando o controle 2p2z apresenta sobressinal de 3,6% e exibe maior oscilação, enquanto que a resposta com MDPI não mostra sobressinal. Com relação ao tempo de estabelecimento, os dois controladores apresentam 7,4 ms. Embora a diferença do desempenho dos controladores não seja tão significativa, com o MDPI é possível reduzir em uma pequena porcentagem a oscilação do transitório.

Figura 55 – Correntes medidas usando controladores 2p2z e MDPI.

Fonte: Autora

Depois da comparação da corrente, o seguinte passo é observar as tensões usando os

dois controladores. Esta comparação é mostrada na Figura 56, na qual se observa a rapidez da resposta usando o controlador MDPI, assim como a oscilação presente na resposta com 2p2z. Segundo o gráfico, a resposta com MDPI mostra menor sobressinal que com o 2p2z, sendo 2,3% e 7,3 %, respetivamente. Quanto ao tempo de estabelecimento, a resposta com os dois controladores mostrou uma duração de 10,43 ms.

Figura 56 – Tensões medidas usando controladores 2p2z e MDPI.

Fonte: Autora

Após verificar o controle da corrente e da tensão, a potência entregue pelo módulo fotovoltaico usando o controlador MDPI e o controlador 2p2z é medida e comparada. Para este teste, o perfil de irradiância dado na Figura 43 é usado, e o MPPT é conectado para gerar a tensão de referência. O gráfico destas potências é apresentado na Figura 57. A potência usando o controlador 2p2z apresenta oscilações de 0,2 % nos instantes em que o MPPT muda de valor, enquanto a potência usando o controlador MDPI não oscila e fica entorno de seu valor esperado. Embora as oscilações na potência sejam pequenas, uma melhora na eficiência no sistema fotovoltaico usando o MDPI é obtida. Além disso, é observado que o perfil das potências usando os dois controladores é coerente com o perfil de irradiância mostrado na Figura 43, sendo que os valores de potências correspondem aos valores dados pela Tabela 1 para cada nível de irradiância.

Segundo os anteriores resultados o controlador MDPI consegue melhorar a resposta transitória, diminuindo o sobressinal das respostas, contudo a porcentagem de melhora do desempenho é pequena. Porém, uma das características mais destacadas do controle por modos deslizantes é conseguir controlar a planta quando os parâmetros mudam, e para verificar esta premissa, na Figura 58 é apresentado o resultado das correntes medidas quando o valor do indutor é duplicado. Segundo a figura, o controlador 2p2z não consegue atender à referência e a resposta se torna instável, enquanto que o controlador MDPI acompanha a referência.

Figura 57 – Potência obtida na entrada do conversor usando os dois controladores

Fonte: Autora

Figura 58 – Correntes medidas duplicando o valor do indutor

Fonte: Autora

5.4 Resultados experimentais

Para validar o controlador proposto é usado o kit solar TMDSSOLAR (P/C) EXPKIT. Este kit é composto por um conversor *buck-boost*, um conversor elevador, e um inversor

ponte completa monofásico alimentando uma carga de 50 W e 24 V CA na saída. O conversor *buck-boost* junto com um sensor de luz emulam as curvas de corrente por tensão de um módulo fotovoltaico. O conversor elevador é utilizado para implementar o MPPT de forma que a corrente e a tensão de entrada do conversor sejam controladas. Finalmente, o inversor monofásico controla a tensão de saída do conversor elevador e alimenta a carga resistiva. O software de programação usado para implementar os controladores é o Code Composer proporcionado pela Texas Instruments. No apêndice A é detalhado o funcionamento, controle e circuitos do kit experimental.

Os pontos de operação do kit que emulam o comportamento de um módulo fotovoltaico são dados na Tabela 3.

Tabela 3 – Pontos de Operação do kit experimental TMDSSOLAR (P/C) EXPKIT (BHARDWAJ; SUBHARMANYA, 2013).

Irradiância	P_{mpp}	V_{mpp}	I_{mpp}
1000 W/m ²	36,02 W	18,46 V	1,951 A
900 W/m ²	32,42 W	16,42 V	1,974 A
800 W/m ²	28,82 W	14,68 V	1,963 A
700 W/m ²	25,22 W	12,77 V	1,974 A
600 W/m ²	21,61 W	10,98 V	1,968 A
500 W/m ²	18,01 W	9,093 V	1,981 A
400 W/m ²	14,41 W	7,363 V	1,957 A
300 W/m ²	10,81 W	5,473 V	1,975 A
200 W/m ²	7,205 W	3,67 V	1,963 A

O kit pode ser configurado para testar cada etapa de conversão de forma independente podendo implementar o controlador linear 2p2z e o controlador MDPI projetado através do algoritmo PSO modificado. A bancada experimental usada é apresentada na Figura 59.

Figura 59 – Bancada Experimental.

Fonte: Autora

Os dados do conversor elevador implementado no kit solar são: frequência de chaveamento= 100 kHz, valor do indutor= 100 μ H, valor do capacitor de entrada= 680,2 μ F e valor do capacitor de saída= 0,1 μ F. Os parâmetros dos controladores MDPI calculados usando o algoritmo w-DOCHM-PSO são dados na tabela 4:

Tabela 4 – Parâmetros dos controladores calculados usando w-PSO

Parâmetro	Nomenclatura	Valor	Nomenclatura	Valor
Ganho P	k_{pc}	0,2019	k_{pv}	7
Ganho I	k_{ic}	498,194	k_{iv}	1129
Ganho derivativo	k_c	$1,0683 \times 10^{-6}$	k_v	$1,2257 \times 10^{-6}$
Limite superior da função eval	L_{maxc}	0,07274	L_{maxv}	0,84739
Limite inferior da função eval	L_{minc}	-0,09519	L_{minv}	-1,09229

No kit solar a tensão de saída do conversor elevador é mantida em 30 V, sendo que este valor é regulado pelo inversor. A tensão de entrada do conversor elevador e a corrente do indutor são controladas por um sistema de duplo laço como se especifica no apêndice A.

5.4.1 Controle de corrente

O primeiro teste experimental consiste em verificar o controle da corrente usando o controlador MDPI. Neste caso, é usado um degrau de referência variando de 1,3 A para 2,2 A com o propósito de observar a resposta do controlador. Desta forma, a corrente do indutor é medida e comparada com a referência como se observa na Figura 60a. Além da corrente, a figura também mostra a tensão de saída do conversor a qual é mantida em 30 V. Observa-se que o controlador atende à referência de corrente. Na Figura 60b é apresentado o resultado de simulação para o mesmo degrau de referência, obtendo uma resposta similar ao teste experimental. Neste mesmo gráfico é mostrado no eixo da direita a tensão medida na saída do conversor elevador, sendo esta de 30 V. O esquema de controle usado para regular esta tensão é explicado no Anexo B, onde é detalhado o funcionamento da segunda etapa de potência do sistema fotovoltaico, ou seja, a etapa do inversor.

No segundo teste, o degrau de referência é mudado para o perfil de referência quadrado variando de 1,3 A para 2,2 A, como se mostra na Figura 61. Pode ser observado como a corrente medida acompanha a corrente de referência durante todo o tempo de execução do teste e que o resultado de simulação mostra a mesma resposta obtida na bancada.

5.4.2 Controle de tensão

Uma vez que o controlador de corrente é verificado, o passo seguinte é testar o controlador de tensão. Para isto, um degrau de referência variando de 7,4 V para 11,1 V é usado. Na Figura 62a são mostrados estes dois sinais (Referência e tensão medida), na qual pode

a Resultado experimental do controlador MDPI de corrente

b Resultado de simulação do controlador MDPI de corrente.

Figura 60 – Resposta da corrente ao degrau usando controlador MDPI.

Fonte: Autora

ser observado que o controlador MDPI opera satisfatoriamente dado que a tensão medida se estabiliza em 16 ms, não tem sobressinal nem oscilações em estado estável. Da mesma forma, no resultado de simulação, a tensão medida consegue acompanhar a referência com um tempo de estabelecimento de 12 ms como é mostrado na Figura 62b.

O sinal de referência é mudado para um perfil quadrado que começa em 13 V, diminui para 9,2 V, logo aumenta para 11,1 V e termina em 13 V. O comportamento da tensão medida e da referência é reportado na Figura 63. Pode ser notado que a variável medida atende à referência e que o resposta da simulação apresenta o comportamento esperado. Tanto o teste experimental quanto o teste de simulação mostram uma resposta sem erro em estado estável e sem sobressinal, reafirmando o bom desempenho do controlador proposto.

a Resultado experimental do controlador MDPI de corrente usando perfil quadrado.

b Resultado de simulação do controlador MDPI de corrente usando perfil quadrado.

Figura 61 – Resposta da corrente a um perfil quadrado usando controlador MDPI.

Fonte: Autora

5.4.3 Comparação de resultados

Uma vez verificado o desempenho do controlador MDPI de forma independente, o seguinte passo consiste em comparar seu desempenho com outro tipo de controlador, neste caso um controlador linear de avanço-atraso. O projeto do controlador linear foi dado na seção anterior usando técnica de análise da resposta em frequência.

A resposta ao degrau para o teste do laço interno de controle (controle de corrente) usando os dois controladores é apresentada na Figura 64. Segundo a figura, o tempo de acomodação é de 0,2 ms nos dois testes (experimental e simulação) e a resposta com 2p2z mostra uma pequena oscilação no regime transitório. De acordo com o gráfico, o resultado de simulação mostra a mesma resposta obtido na bancada.

Consequentemente, a resposta ao degrau para o teste do laço externo de controle

a Resultado experimental do controlador MDPI de tensão

b Resultado de simulação do controlador MDPI de tensão.

Figura 62 – Resposta da tensão ao degrau

Fonte: Autora

(controle de tensão) usando os dois controladores (MDPI e 2p2z) é dada na Figura 65. No teste experimental é observado que o desempenho do controlador MDPI é superior dado que o sobressinal da resposta do 2p2z é 3,2 % enquanto a o sobressinal do MDPI é de 0,36%. Além disso, o tempo de estabelecimento do controlador 2p2z é maior do que o tempo de estabelecimento do MDPI sendo 20 ms e 10,1 ms, respetivamente. Para o teste de simulação, os tempos de acomodação variam um pouco em relação aos tempos do teste experimental devido à diferença na dinâmica do emulador fotovoltaico experimental e o implementado na simulação, porém, o controlador MDPI segue proporcionando uma resposta mais rápida do que o controlador 2p2z sendo que o tempo de estabelecimento é 10 ms e 16 ms, respetivamente. Quanto ao sobressinal, o controlador 2p2z apresenta 3% e o MDPI não oscila.

Uma vez comparados os laços de controle, o último teste consiste em analisar o rendimento dos controladores na presença de um perfil com vários degraus de irradiância. Para este teste, o algoritmo MPPT condutância incremental é usado com o objetivo de

a Resultado experimental do controlador MDPI de tensão

b Resultado de simulação do controlador MDPI de tensão.

Figura 63 – Resposta da tensão para um perfil de referência quadrado.

Fonte: Autora

calcular a tensão de referência para cada ponto de operação. Como se mostra na Figura 66, o perfil de irradiância começa em 200 W/m^2 , logo incrementa para 300 W/m^2 e continua aumentando em degraus de 100 W/m^2 até chegar em 800 W/m^2 . Os resultados mostram que a tensão medida na entrada do conversor V_{pv} atende à referência dada pelo MPPT, estes valores de referência correspondem aos valores de tensão dados na tabela 3 para cada nível de irradiância. A corrente I_L também atende a referência, sendo que o valor dela se mantém em 1,9 A para todos os níveis de irradiância. Da mesma forma, a tensão de saída do conversor, denominada como V_{dc} é mantida em 30 V mesmo variando a irradiância, isto porque esta tensão é controlada pelo inversor conectado nos terminais do conversor elevador.

a Resultado experimental comparando os dois controladores de corrente

b Resultado de simulação comparando os dois controladores de corrente

Figura 64 – Resposta da corrente para os dois controladores (2p2z e MDPI).

Fonte: Autora

a Resultado experimental comparando os dois controladores de tensão

b Resultado de simulação comparando os dois controladores de tensão

Figura 65 – Resposta da tensão para os dois controladores (2p2z e MDPI).

Fonte: Autora

Figura 66 – Níveis de irradiância e controle MPPT

Fonte: Autora

Conclusões

Na presente tese desenvolveu-se um controlador modos deslizantes mais PI, sintonizado mediante a técnica de otimização por enxame de partículas duplamente modificada w-DOCHM-PSO, para uma aplicação fotovoltaica que usa um conversor elevador para implementar o MPPT, visando realizar o controle da tensão e da corrente do conversor.

A técnica de otimização w-DOCHM-PSO consiste em uma dupla modificação do algoritmo PSO convencional. A primeira modificação, relacionada ao peso inercial adaptativo calcula o peso inercial das partículas de acordo à dispersão das melhores posições, de forma que se o peso inercial aumenta o algoritmo continua pesquisando a mesma região, mas se o peso inercial diminui o algoritmo procura uma nova região de busca. A segunda modificação, relacionada às restrições do problema de otimização, proporcionou um mecanismo para manipular as restrições tornando o problema de otimização em um problema dinâmico. Com esta segunda modificação uma função objetivo secundária contendo as restrições foi definida e minimizada permitindo calcular os parâmetros do controlador dentro dos critérios desejados.

A estabilidade do controlador MDPI é garantida através do uso da técnica w-DOCHM-PSO dado que os parâmetros são calculados de acordo aos critérios de controle definidos mediante as restrições do algoritmo (tempo de estabelecimento e sobressinal máximos desejados). Além disso, dado que a função objetivo está relacionada aos índices de desempenho ITAE e ISE, através da minimização desta função é garantido que o controlador apresente uma resposta com bom desempenho.

O controlador MDPI proposto nesta tese permitiu regular a tensão e a corrente do conversor elevador melhorando o sobressinal da resposta transitória para os testes de simulação e de bancada permitindo reduzir o sobressinal em 3% para o controlador de corrente e em 5% para o controlador de tensão quando comparado com o controlador linear. O controlador MDPI opera com frequência de chaveamento constante, é de fácil implementação e não requer de processadores com grande capacidade, pelo que é adequado para sistemas que usam dispositivos de baixa capacidade de processamento.

O controle MDPI é uma boa alternativa para melhorar a resposta transitória, porem,

uma das fortalezas deste método consiste em conseguir regular as variáveis de controle quando existe variação nos parâmetros da planta. Esta característica foi verificada na simulação do sistema quando o valor do indutor foi duplicado, observando-se que o controlador linear se tornou instável e que o MDPI acompanhou a referência.

6.1 Publicações

G. M. Vargas, L. L. Rodrigues, R. S. Inomoto, A. J. Sguarezi and R. M. Monaro, Weighted-PSO Applied to Tune Sliding Mode Plus PI Controller Applied to a Boost Converter in a PV System. **Energies**, v. 12, n. 5, p. 864, 2019.

G. M. Vargas-Gil, C. J. C. Colque, A. J. Sguarezi and R. M. Monaro, "Sliding mode plus PI control applied in PV systems control," *2017 IEEE 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, San Diego, CA, 2017, pp. 562-567.

6.2 Trabalhos Futuros

- ❑ Usar outra técnica de otimização para verificar e comparar a velocidade de convergência do algoritmo w-DOCHM-PSO.
- ❑ Verificar a robustez do controlador MDPI mediante a aplicação de distúrbios na planta e modificação de parâmetros.
- ❑ Verificar a estabilidade do controlador MDPI através da técnica Lyapunov, levando à sintonização dos parâmetros por um método matemático.

Referências

- AGOSTINHO, A. C. **Controle por Modos Deslizantes Aplicado a Sistema de Posicionamento Dinamico**. Dissertação (Mestrado) — Escola Politecnica da Universidade de São Paulo, 2009.
- ALLANI, M. et al. Fpga implementation of a robust MPPT of a Photovoltaic System Using a Fuzzy Logic Controller Based on Incremental and Conductance Algorithm. **Engineering, Technology & Applied Science Research**, v. 9, n. 4, p. 4322–4328, 2019.
- ARJUN, M. et al. Small Signal Model for PV Fed Boost Converter in Continuous and Discontinuous Conduction Modes. **IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs**, v. 66, n. 7, p. 1192–1196, July 2019. ISSN 1549-7747.
- ASMA, C.; ABDELAZIZ, Z.; NADIA, Z. Dual loop control of DC-DC boost converter based cascade sliding mode control. In: **2017 International Conference on Green Energy Conversion Systems (GECS)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6.
- BAHGAT, A. et al. Maximum power point tracking controller for PV systems using neural networks. **Renewable Energy**, v. 30, n. 8, p. 1257 – 1268, 2005. ISSN 0960-1481. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0960148104003829>>.
- BAIMEL, D. et al. Improved Fractional Open Circuit Voltage MPPT Methods for PV Systems. **Electronics**, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 8, n. 3, p. 321, 2019.
- BENDIB, B. et al. An intelligent MPPT approach based on neural-network voltage estimator and fuzzy controller, applied to a stand-alone PV system. In: **2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 404–409. ISSN 2163-5137.
- BESSA, V. M. T. **Contribuição á metodologia de avaliação das emissões de dióxido de carbono no ciclo de vida das fachadas de edifícios de escritórios**. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2010.
- BHARDWAJ, M.; SUBHARMANYA, B. **PV Inverter Design Using Solar Explorer Kit**. Dallas, TX, USA, 2013.

BOUNECHBA, H. et al. Comparison of Perturb & Observe and Fuzzy Logic in Maximum Power Point Tracker for PV Systems. **Energy Procedia**, v. 50, n. Supplement C, p. 677 – 684, 2014. ISSN 1876-6102. Technologies and Materials for Renewable Energy, Environment and Sustainability (TMREES14- EUMISD). Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1876610214008194>>.

BREA, E. A. J. et al. Simple photovoltaic solar cell dynamic sliding mode controlled maximum power point tracker for battery charging applications. In: **2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 666–671. ISSN 1048-2334.

BRYANT, B.; KAZIMIERCZUK, M. K. Small-signal duty cycle to inductor current transfer function for boost PWM DC-DC converter in continuous conduction mode. In: **2004 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (IEEE Cat. No.04CH37512)**. [S.l.: s.n.], 2004. v. 5, p. V–856–V–859 Vol.5.

CHAIBI, Y.; SALHI, M.; EL-JOUNI, A. Sliding Mode Controllers for Standalone PV Systems: Modeling and Approach of Control. **International Journal of Photoenergy**, Hindawi, v. 2019, 2019.

CHORFI, J.; ZAZI, M.; MANSORI, M. A New Intelligent MPPT Based on ANN Algorithm for Photovoltaic System. In: **2018 6th International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6. ISSN 2380-7393.

CORLESS, M. Robust stability analysis and controller design with quadratic Lyapunov functions. In: **Variable structure and Lyapunov control**. [S.l.]: Springer, 1994. p. 181–203.

COSTA, W. T. da. **Modelagem, Estimação de Parâmetros e Método MPPT para Módulos Fotovoltaicos**. Tese (Doutorado) — Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, 2010.

DAHECH, K. et al. Backstepping sliding mode control for maximum power point tracking of a photovoltaic system. **Electric Power Systems Research**, Elsevier, v. 143, p. 182–188, 2017.

DANANDEH, M.; G., S. M. Comparative and comprehensive review of maximum power point tracking methods for PV cells. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, 2017. ISSN 1364-0321. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032117313813>>.

DEVI, M. A.; VALARMATHI, K.; MAHENDRAN, R. Ripple current reduction in interleaved boost converter by using advanced PWM techniques. In: **2014 IEEE International Conference on Advanced Communications, Control and Computing Technologies**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 115–119.

E., M.; OKUMU, H.; KAHVEC, H. Sliding mode control of PV powered DC/DC Buck-Boost converter with digital signal processor. In: **2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–8.

- EBERHART, R. C.; SHI, Y. Particle swarm optimization: developments, applications and resources. In: **Proceedings of the 2001 Congress on Evolutionary Computation (IEEE Cat. No.01TH8546)**. [S.l.: s.n.], 2001. v. 1, p. 81–86 vol. 1.
- ELGENDY, M. A.; ZAHAWI, B.; ATKINSON, D. J. Assessment of the Incremental Conductance Maximum Power Point Tracking Algorithm. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 4, n. 1, p. 108–117, Jan 2013. ISSN 1949-3029.
- ELSHAER, M.; MOHAMED, A.; MOHAMMED, O. Smart optimal control of DC-DC boost converter in PV systems. In: **2010 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America (T D-LA)**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 403–410.
- ELZEIN, I.; PETRENKO, Y. N. Integration of a predictive control model and mppt for pv station. In: **2016 International Conference on Smart Systems and Technologies (SST)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 275–280.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of power electronics**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2007.
- ESWARAN, T.; KUMAR, S. Particle swarm optimization (PSO)-based tuning technique for PI controller for management of a distributed static synchronous compensator (DSTATCOM) for improved dynamic response and power quality. **Journal of applied research and technology**, UNAM, Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico, v. 15, n. 2, p. 173–189, 2017.
- FARHADI, P. et al. Power point tracking in photovoltaic systems by sliding mode control. In: **2017 10th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 781–785.
- GAVHANE, P. S. et al. EL-PSO based MPPT for solar PV under partial shaded condition. **Energy Procedia**, Elsevier, v. 117, p. 1047–1053, 2017.
- GERENT, F. H. **Metodologia de Projeto de Inversores Monofásicos de Tensão para Cargas Não-Lineares**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2005.
- GIL, G. M. V. **Controle e Simulação de um Sistema Fotovoltaico de Baixa Potência Conectado à Rede Elétrica**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do ABC, 2016.
- GIL, G. M. V. et al. Digital controller design for interleaved boost converter in photovoltaic system. In: **2016 12th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–8.
- GODOY, S. G. M. de. **O Protocolo de Kyoto e os países em desenvolvimento: uma avaliação da utilização do Mecanismo de Desenvolvimento Limpo**. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2011.
- HADJI, S.; GAUBERT, J.-P.; KRIM, F. Real-time genetic algorithms-based mppt: Study and comparison (theoretical an experimental) with conventional methods. **Energies**, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 11, n. 2, p. 459, 2018.

- HAYKIN, S. **Neural networks and learning machines**. [S.l.]: Pearson education Upper Saddle River, 2009. v. 3.
- HOHM, D.; ROPP, M. E. Comparative study of maximum power point tracking algorithms. **Progress in photovoltaics: Research and Applications**, Wiley Online Library, v. 11, n. 1, p. 47–62, 2003.
- IHSSANE, C. et al. Design, implementation and comparison of several neural perturb and observe MPPT methods for photovoltaic systems. **International Journal of Renewable Energy Research (IJRER)**, v. 9, n. 2, p. 757–770, 2019.
- KAKOSIMOS, P. E.; KLADAS, A. G.; MANIAS, S. N. Fast Photovoltaic-System Voltage- or Current-Oriented MPPT Employing a Predictive Digital Current-Controlled Converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 12, p. 5673–5685, Dec 2013. ISSN 0278-0046.
- KCHAOU, A. et al. An Adaptive Sliding Mode Control based Maximum power point tracking method for a PV stand-alone system. In: **2017 6th International Conference on Systems and Control (ICSC)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 69–74.
- KENNEDY, J.; EBERHART, R. Particle swarm optimization. In: **Proceedings of ICNN'95 - International Conference on Neural Networks**. [S.l.: s.n.], 1995. v. 4, p. 1942–1948 vol.4.
- KESSENTINI, S.; BARCHIESI, D. Particle swarm optimization with adaptive inertia weight. **International Journal of Machine Learning and Computing**, IACSIT Press, v. 5, n. 5, p. 368, 2015.
- KUMAR, N.; SAHA, T. K.; DEY, J. Sliding-Mode Control of PWM Dual Inverter-Based Grid-Connected PV System: Modeling and Performance Analysis. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 4, n. 2, p. 435–444, June 2016. ISSN 2168-6777.
- LAKSHMI, M.; HEMAMALINI, S. Coordinated control of mppt and voltage regulation using single-stage high gain dc–dc converter in a grid-connected pv system. **Electric Power Systems Research**, v. 169, p. 65 – 73, 2019. ISSN 0378-7796. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779618304085>>.
- LASCU, C.; BOLDEA, I.; BLAABJERG, F. Direct torque control of sensorless induction motor drives: a sliding-mode approach. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 40, n. 2, p. 582–590, 2004.
- LASHAB, A. et al. Discrete model predictive control-based maximum power point tracking for pv systems: Overview and evaluation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, PP, n. 99, p. 1–1, 2017. ISSN 0885-8993.
- LEE, J.; JO, J.; CHA, H. Energy Capturing Performance Comparison between Duty-Cycle Control and Current Control for Photovoltaic System. In: **2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 3218–3223. ISSN 2470-6647.

- LU, H.; CHEN, W. Dynamic-objective particle swarm optimization for constrained optimization problems. **Journal of Combinatorial Optimization**, v. 12, n. 4, p. 409–419, Dec 2006. ISSN 1573-2886. Disponível em: <<https://doi.org/10.1007/s10878-006-9004-x>>.
- LU, Q.; SUN, Y.; MEI, S. **Nonlinear control systems and power system dynamics**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2013. v. 10.
- MAMARELIS, E. **Sliding Mode Control of DC-DC Switching Converters for Photovoltaic Applications**. Tese (Doutorado) — Università degli Studi di Salerno, 2012.
- MAMARELIS, E.; PETRONE, G.; SPAGNUOLO, G. Design of a Sliding-Mode-Controlled SEPIC for PV MPPT Applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 7, p. 3387–3398, July 2014. ISSN 0278-0046.
- MARINI, F.; WALCZAK, B. Particle swarm optimization (PSO). A tutorial. **Chemometrics and Intelligent Laboratory Systems**, v. 149, p. 153 – 165, 2015. ISSN 0169-7439. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0169743915002117>>.
- MOCELIN, A. R. **Qualificação Profissional e Capacitação Laboratorial em Sistemas Fotovoltaicos**. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2014.
- MONTOYA, D. G.; RAMOS-PAJA, C. A.; GIRAL, R. Improved design of sliding-mode controllers based on the requirements of MPPT techniques. **IEEE transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 31, n. 1, p. 235–247, 2015.
- MURARI, A. et al. A LQRI power control for DFIG tuned by a weighted-PSO. **Control Engineering Practice**, v. 85, p. 41 – 49, 2019. ISSN 0967-0661. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S096706611830724X>>.
- NOROUZZADEH, E. et al. Design and Implementation of a New Algorithm for Enhancing MPPT Performance in Solar Cells. **Energies**, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 12, n. 3, p. 519, 2019.
- OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. [S.l.]: Prentice-Hall, In., 2003.
- OMRAN, W. **Performance Analysis of Grid-Connected Photovoltaic Systems**. Tese (Doutorado) — University of Waterloo, 2010.
- OSHABA, A.; ALI, E.; ELAZIM, S. A. MPPT control design of PV system supplied SRM using BAT search algorithm. **Sustainable Energy, Grids and Networks**, v. 2, p. 51 – 60, 2015. ISSN 2352-4677. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2352467715000272>>.
- OZDEMIR, S.; ALTIN, N.; SEFA, I. Fuzzy logic based MPPT controller for high conversion ratio quadratic boost converter. **International Journal of Hydrogen Energy**, v. 42, n. 28, p. 17748 – 17759, 2017. ISSN 0360-3199. Special Issue on The 4th European Conference on Renewable Energy Systems (ECRES 2016), 28-31 August 2016, Istanbul, Turkey. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0360319917307735>>.

PADILHA, F. J. da C. **Topologias de Conversores CC-CC não Isolados com Saídas Simétricas para Sistemas Fotovoltaicos**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2011.

PALUDO, J. A. **Avaliação dos Impactos de Elevados Níveis de Penetração da Geração Fotovoltaica no Desempenho de Sistemas de Distribuição de Energia Elétrica em Regime Permanente**. Dissertação (Mestrado) — Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, 2014.

PATHY, S. et al. Nature-Inspired MPPT Algorithms for Partially Shaded PV Systems: A Comparative Study. **Energies**, v. 12, n. 8, p. 1551, April 2019.

PATRASCU, M.; ION, A. Self-Adaptation in Genetic Algorithms for Control Engineering: The Case of Time Delay Systems. In: **2017 21st International Conference on Control Systems and Computer Science (CSCS)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 19–25. ISSN 2379-0482.

PEREZ, E. et al. Predictive Power Control for PV Plants With Energy Storage. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 4, n. 2, p. 482–490, April 2013. ISSN 1949-3029.

PILAKKAT, D.; KANTHALAKSHMI, S. An improved P&O algorithm integrated with artificial bee colony for photovoltaic systems under partial shading conditions. **Solar Energy**, v. 178, p. 37 – 47, 2019. ISSN 0038-092X. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0038092X18311836>>.

PIMENTEL, L. A. dos S. **O impacto na variação da matriz energética e da área das florestas na eficiência relativa entre os países membros de G20 na emissão de gases de efeito estufa: uma análise envoltória de dados (DEA) nos anos 1990, 2000 e 2010**. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2014.

PINHO, J. T.; GALDINO, M. A. **Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos**. [S.l.]: Grupo de Trabalho de Energia Solar-GTES, 2014.

POLI, R.; KENNEDY, J.; BLACKWELL, T. Particle swarm optimization. **Swarm Intelligence**, v. 1, n. 1, p. 33–57, Jun 2007. ISSN 1935-3820. Disponível em: <<https://doi.org/10.1007/s11721-007-0002-0>>.

POMBEIRO, H.; MACHADO, M. J.; SILVA, C. Dynamic programming and genetic algorithms to control an HVAC system: Maximizing thermal comfort and minimizing cost with PV production and storage. **Sustainable Cities and Society**, v. 34, p. 228 – 238, 2017. ISSN 2210-6707. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2210670716303997>>.

PRADHAN, R.; SUBUDHI, B. Double integral sliding mode MPPT control of a photovoltaic system. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, IEEE, v. 24, n. 1, p. 285–292, 2015.

PRADO, D. A. **Fabricação e caracterização de uma célula solar a partir do polímero poli (N-Vinilcarbazol) PVK dopado com perclorato de lítio**. Dissertação (Mestrado) — Universidade de São Paulo, 2008.

- PUMA, J. L. A. **Estrategias de Controle Direto de Torque para Motores de Indução Trifásicos Usando Controladores Fuzzy tipo Takagi-Sugeno e Controladores por Modos Deslizantes**. Tese (Doutorado) — Universidade Estadual de Campinas, 2013.
- RAPAIĆ, M. R.; KANOVIĆ Željko. Time-varying PSO – convergence analysis, convergence-related parameterization and new parameter adjustment schemes. **Information Processing Letters**, v. 109, n. 11, p. 548 – 552, 2009. ISSN 0020-0190. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0020019009000350>>.
- RASHID, M. H. **Power electronics handbook**. [S.l.]: Butterworth-Heinemann, 2017.
- RIBEIRO, R. V. **Sistema Fotovoltaico Autônomo baseado em Conversores CC-CC Boost**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2011.
- RUIZ-CRUZ, R. et al. Particle swarm optimization for discrete-time inverse optimal control of a doubly fed induction generator. **IEEE transactions on cybernetics**, IEEE, v. 43, n. 6, p. 1698–1709, 2012.
- SÁNCHEZ, J. A. **Instrumentación y Control Avanzado de Procesos**. [S.l.]: Ediciones Díaz de Santos, 2013.
- SANTOS, F. M. de P. **Algoritmo Enxame de Partículas Evolutivo para o problema de coordenação de Relés de sobrecorrente direcionais em sistemas elétricos de potência**. Dissertação (Mestrado) — Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, 2013.
- SHAHID, H. et al. Implementation of the novel temperature controller and incremental conductance mppt algorithm for indoor photovoltaic system. **Solar Energy**, v. 163, p. 235 – 242, 2018. ISSN 0038-092X. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0038092X1830135X>>.
- SHAW, P. **Modeling and Control of a Battery Connected Standalone Photovoltaic System**. Dissertação (Mestrado) — National Institute of Technology Rourkela, 2015.
- SLOTINE, J.-J.; LI, W. et al. **Applied nonlinear control**. [S.l.]: Prentice hall Englewood Cliffs, NJ, 1991. v. 199.
- TABARES, H. G. **Controle Direto de Torque Aplicado em Aerogeradores que Empregam o Gerador de Indução com Rotor Bobinado**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do ABC, 2014.
- TAHERKHANI, M.; SAFABAKHSH, R. A novel stability-based adaptive inertia weight for particle swarm optimization. **Applied Soft Computing**, v. 38, p. 281 – 295, 2016. ISSN 1568-4946. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1568494615006195>>.
- TAN, S. C.; LAI, Y. M.; TSE, C. K. General Design Issues of Sliding-Mode Controllers in DC-DC Converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 3, p. 1160–1174, March 2008. ISSN 0278-0046.

TORRES, R. C. **Energia solar fotovoltaica como fonte alternativa de geração de energia elétrica em edificações residenciais**. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo Escola de Engenharia de São Carlos, 2012.

TRINDADE, F. S. et al. Experimental results of sliding-mode power control for doubly-fed induction generator. In: IEEE. **2013 Brazilian Power Electronics Conference**. [S.l.], 2013. p. 686–691.

UTKIN, V. Variable structure systems with sliding modes. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 22, n. 2, p. 212–222, Apr 1977. ISSN 0018-9286.

UTKIN, V.; GULDNER, J.; SHI, J. **Sliding Mode Control in Electromechanical Systems**. [S.l.]: Taylor & Francis, 1999.

VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R.; FILHO, E. R. Modeling and circuit-based simulation of photovoltaic arrays. In: **2009 Brazilian Power Electronics Conference**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1244–1254. ISSN 2165-0454.

VILLALVA, M. G.; SIQUEIRA, T. G.; RUPPERT, E. Voltage regulation of photovoltaic arrays: small-signal analysis and control design. **IET Power Electronics**, v. 3, n. 6, p. 869–880, Nov 2010. ISSN 1755-4535.

WAI, R. J.; SHIH, L. C. Design of Voltage Tracking Control for DC -DC Boost Converter Via Total Sliding-Mode Technique. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 6, p. 2502–2511, June 2011. ISSN 0278-0046.

YILMAZ, U.; KIRCAY, A.; BOREKCI, S. Pv system fuzzy logic mppt method and pi control as a charge controller. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 81, n. Part 1, p. 994 – 1001, 2018. ISSN 1364-0321. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032117311978>>.

ZARGARI, N. et al. **Power conversion and Control of Wind Energy System**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2011.

ZHOU, Z.; SHI, Y. Inertia weight adaption in particle swarm optimization algorithm. In: **ICSI**. [S.l.: s.n.], 2011.

Apêndices

Descrição do kit solar

O kit solar TMDSSOLAR(P/C)EXKIT é um dispositivo desenvolvido pela Texas Instruments que proporciona uma plataforma flexível e de baixa tensão para avaliar diferentes aplicações em um sistema fotovoltaico. A Figura 67 apresenta as etapas de conversão contidas no kit solar. A primeira etapa é um emulador fotovoltaico, a segunda um conversor CC-CC elevador de tensão, a terceira um inversor ponte completa e, finalmente, a última um filtro LCL usado para filtrar as harmônicas de chaveamento do inversor e melhorar a forma de onda entregue à carga. A entrada do kit corresponde com uma fonte de alimentação de 20V CC a qual energiza o circuito. Na saída do kit é conectada uma carga CA de 50 W e 24 V CA. O kit dá a possibilidade de conectar um módulo fotovoltaico de 50W, porém por simplicidade, o próprio kit apresenta um emulador fotovoltaico que simula o comportamento não linear de um módulo fotovoltaico.

Figura 67 – Etapas do kit solar

Fonte: Adaptado de (BHARDWAJ; SUBHARMANYA, 2013)

As características técnicas do kit são listadas na tabela 5.

A.1 Emulador fotovoltaico

Este estágio é controlado usando o Piccolo A (F28027), que está incluído dentro da *board* do kit. Este emulador usa um conversor *buck-boost* para simular as curvas de um módulo fotovoltaico.

Tabela 5 – Características técnicas do kit solar

Característica	Valor
Potência nominal do kit	50 W
Tensão de saída do inversor	24 V CA
Tensão de barramento CC	30 V CC
Unidade de processamento	Microprocessador Piccolo F28035
Conversor análogo -digital	12 bits
Frequência de operação do processador	60 Mhz

A tensão de entrada deste bloco vem de uma fonte de tensão de 20 V. Para simular o comportamento de um módulo fotovoltaico este estágio opera como uma fonte de tensão controlada por corrente (dependendo da demanda de corrente na carga, a tensão de saída mudará). Desta forma, a tensão de referência será alterada baseada numa tabela de valores (*look up table*).

A corrente gerada é usada como índice do *look up table* armazenado no controlador. O *look up table* é usado para calcular a tensão de referência do emulador para cada valor correspondente de corrente. Além disso, um sensor de luz é colocado na placa para controlar o nível de irradiância e produzir uma curva V-I correspondente. As curvas V-I para diferentes valores de irradiância armazenadas no microprocessador são mostradas na Figura 68.

Figura 68 – Curvas de corrente-tensão do emulador fotovoltaico

Fonte: Tomado de (BHARDWAJ; SUBHARMANYA, 2013)

A.2 Conversor elevador

O módulo do conversor elevador de tensão se encarrega de implementar o MPPT e elevar a tensão de entrada. A corrente de entrada junto com a tensão do módulo fotovoltaico são medidas. Esses dois valores são usado pelo MPPT para calcular a tensão de referência em que o painel deverá operar para estar no ponto de máxima potência. O MPPT é regulado usando um laço de tensão externo e um laço de corrente interno. Uma vez que a referência de corrente do conversor aumenta, a tensão do módulo fotovoltaico sofre uma queda. Portanto, o sinal de referência para o laço de tensão é invertido. Os parâmetros elétricos do conversor são os seguintes:

Tensão de entrada: 0-30 V.

Corrente de entrada: 0-2.5 A

Tensão de saída: 30 V-CC.

Corrente de saída: 0-2 A.

Potência nominal: 50 W.

Frequência de chaveamento: 100 kHz.

A.3 Inversor

O inversor ponte completa, por sua parte, se encarrega de controlar a tensão de barramento CC, ou seja, a tensão de saída do conversor elevador, de transformar a corrente contínua em alternada e de controlar a corrente fornecida regulando a frequência e a amplitude do sinal de saída da etapa. As características elétricas da etapa de conversão CC-CA são:

Tensão de entrada: 30 V-CC.

Corrente de entrada: 0-2 A.

Tensão de saída: 20-24 Vrms Max.

Corrente de saída: 0-2 A.

Potência nominal: 50 W.

Frequência de chaveamento: 10-20 kHz.

A Figura 69 mostra o esquema de controle do kit solar. Na primeira etapa a corrente e a tensão fornecidas pelo emulador fotovoltaico são tomadas como entradas do MPPT para gerar a tensão de referência (V_{ref}). Logo, através do esquema de controle de duplo laço são gerados os pulsos de controle da chave do conversor elevador. Na segunda etapa, a tensão de barramento (V_{dc}) é controlada através do regulador G_v , que como saída fornece a amplitude da corrente de referência da rede. A fase desta corrente, por sua vez é calculada usando o bloco PLL, o qual toma a tensão da rede e calcula a fase. Uma vez que a fase e a amplitude são encontradas, elas passam por um bloco multiplicador para encontrar a corrente de referência da rede. A corrente da rede é medida e comparada com

esta referência para calcular o erro de corrente. Este erro é processado pelo regulador G_c para obter o sinal que entra no bloco PWM. Os pulsos do inversor, finalmente, são obtidos depois da comparação do sinal senoidal com o sinal triangular usando algum tipo de modulação.

Figura 69 – Esquema de Controle do kit solar

Fonte: Adaptado de (BHARDWAJ; SUBHARMANYA, 2013)

Etapa de conversão CC-CA

Este apêndice compreende os aspectos básicos do funcionamento e controle da etapa de conversão de corrente contínua para corrente alternada. A topologia do inversor explicada nesta secção corresponde à topologia usada no kit solar. Da mesma forma, o esquema de controle dado a seguir é o mesmo que o kit tem para regular a tensão de barramento CC e a corrente de saída.

B.1 Inversor monofásico em ponte completa

Os inversores ou conversores CC-CA são os responsáveis pela conversão de níveis contínuos de tensão ou corrente em níveis alternados apresentando simetria em amplitude. Dentre as aplicações onde o uso de inversores é comum, destacam-se os sistemas fotovoltaicos. Os inversores que realizam a conexão dos módulos fotovoltaicos com a rede ou que permitem a ligação de cargas alternas têm sido alvo de interesse dado que estes dispositivos além da conversão de energia realizam tarefas como sincronização de frequência e tensão, controle da tensão de barramento e controle das harmônicas injetadas (GERENT, 2005).

A estrutura típica de um inversor monofásico em ponte completa é mostrada na figura 70, onde os interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4 são acionados de acordo a alguma estratégia de modulação. A única restrição que existe é que os interruptores de um mesmo braço não podem ser acionados no mesmo instante. De acordo com esta restrição, o inversor tem quatro possíveis estados de operação dados na tabela 6. Estes estados também podem ser observados na figura 71. Por outro lado, L_g e C_g representam o filtro de saída do inversor, encarregado de filtrar as harmônicas de chaveamento.

Figura 70 – Esquema do inversor monofásico ponte completa

Fonte: Adaptado de (BHARDWAJ; SUBHARMANYA, 2013)

Tabela 6 – Estados de operação do inversor monofásico ponte completa

Estado	S_1	S_2	S_3	S_4	Tensão de saída
I	ON	OFF	ON	OFF	0
II	ON	OFF	OFF	ON	$-V_{DC}$
III	OFF	ON	ON	ON	V_{DC}
IV	OFF	ON	OFF	ON	0

Figura 71 – Estados de operação do inversor monofásico ponte completa

Fonte: Adaptado de (BHARDWAJ; SUBHARMANYA, 2013)

B.2 Modulação do inversor

O princípio de funcionamento do inversor está estreitamente ligado à estratégia de modulação usada. Esta estratégia de modulação determina o estado do inversor. Existem várias técnicas de modulação para inversores, entre as quais se podem citar a modulação por pulso único, por largura de pulsos múltiplos e por largura de pulsos senoidal (SPWM-*Sinusoidal Pulse Width Modulation*) (GERENT, 2005).

A SPWM consiste em comparar dois sinais, um sinal de referência com forma senoidal e um sinal portador com forma triangular ou dente de serra. Os pulsos são produzidos uma vez comparados os sinais e a largura do pulso depende da amplitude da onda senoidal. A frequência da onda gerada na saída do inversor é dada pela frequência do sinal de referência. A frequência de operação dos interruptores do inversor está relacionada com a frequência da onda portadora. Os dois tipos de modulações SPWM mais usados em inversores monofásicos são a modulação unipolar e a modulação bipolar (GIL, 2016).

B.3 Esquema de controle

O sistema de controle do inversor monofásico ponte completa é responsável por regular a tensão de barramento CC e por controlar a corrente senoidal que é injetada na rede. O controlador, portanto, deverá assegurar que a corrente injetada esteja em fase com a tensão da rede e que mantenha a forma senoidal.

O esquema de controle usado pelo kit solar é mostrado na Figura 72. Neste esquema, a tensão de barramento CC (V_{dc}) é comparada com a tensão de referência (V_{dc_ref}), e o erro é processado no controlador de tensão nomeado como G_v . Já para o controle da corrente da rede, a referência de corrente é obtida através da multiplicação de duas componentes: a amplitude e a forma de onda.

A amplitude da corrente de referência corresponde à saída do controlador G_v , enquanto a forma é calculada mediante um bloco conhecido como PLL (*Phase Loop Locked*). O objetivo do PLL é rastrear a harmônica fundamental da tensão da rede. O PLL pode ser visto como um filtro passa-banda de alta ordem. Para sistemas monofásicos, o cálculo do ângulo da rede pode ser feito principalmente de duas formas: dividindo a tensão da rede pelo seu valor pico para obter uma senoide de amplitude unitária, ou através de um gerador de sinais o qual também gera uma onda senoidal de amplitude unitária com a frequência e a fase desejada. O kit solar, para este fim, emprega um gerador de sinais e produz uma onda senoidal com amplitude pico de -1 a +1. A corrente de referência, que tem a amplitude requerida pelo controle de barramento CC e a fase dada pelo PLL é comparada com a corrente medida na saída do inversor. O erro desta comparação é processado por outro controlador, chamado de G_c . A saída do controlador de corrente é um sinal senoidal que entra no modulador SPWM para ser comparado com o sinal portador. Na saída do modulador são gerados os pulsos de controle que, finalmente, regulam o chaveamento dos interruptores do inversor.

Figura 72 – Controle do inversor monofásico ponte completa

Fonte: Adaptado de (BHARDWAJ; SUBHARMANYA, 2013)